

25



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

"SISTEMA DE MEDICIÓN DINÁMICO DE ESFUERZOS."

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO - ELECTRÓNICO

P R E S E N T A :

ERICK JIMÉNEZ DEL RÍO

DIRECTOR DE TESIS: ING. EDUARDO RAMIREZ SANCHEZ

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



MEXICO, D.F.

JUNIO DEL 2002



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Agradecimientos.

Agradezco a Ing. Eduardo Ramírez Sánchez por la confianza que depositó en mí.

A M.I. Armando Ortiz y su equipo de colaboradores en especial al Ing. Ignacio Cuevas por su ayuda con el diseño mecánico del proyecto.

A las autoridades del Departamento de Mecánica de la Facultad de Ingeniería por las facilidades prestadas para hacer uso de las instalaciones del Laboratorio de Máquinas y herramientas.

A Técnico Miguel Ángel Hernández Alcántara, Técnico Académico Francisco Zarate, Técnico Emilio y Sr. Miguel Ángel García Quijas; por su ayuda para implementar la plataforma.

A mis padres, Edith y Manuel porque gracias a su amor, su esfuerzo, su apoyo y al ejemplo que nos han inculcado a mis hermanas y a mí, ha permitido que seamos una familia unida y que hoy culmine una etapa más de mi vida.

A mis hermanas por todo lo que hemos compartido a lo largo de nuestras vidas.

A Yanet por acompañarme y llenarme la vida de amor y alegría; por compartir todas esas experiencias que nos han hecho crecer.

A la familia Aguirre Olvera por todas sus atenciones y su confianza.

A mis amigos Dante, Gabriel y Norman por dejarme ser parte de ellos y ellos parte de mí, compartiéndome sus experiencias y sus alegrías, pero sobre todo por su amistad incondicional.

A Dr. Samuel Siles y su familia por su amistad y por el interés que demostraron por que terminara este proyecto.

A todos ellos GRACIAS.

Va por ustedes.

ÍNDICE.

CONTENIDO	PAG.
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.	1
CAPÍTULO 2. ESTUDIO DE DIFERENTES SENSORES PARA LA MEDICIÓN DE ESFUERZOS.	5
2.1 Galga extensométrica (Strain Gauge).	5
2.2 Celda de carga.	7
2.3 Sensores de fuerza piezoeléctricos.	11
2.3.1 Sensores de fuerza LIVM.	11
2.3.2 Sensores de fuerza modo carga.	11
2.3.3 Aplicaciones de los sensores de fuerza piezoeléctricos.	12
2.3.4 Construcción y principios de operación.	14
2.3.5 Voltajes de polarización del sensor.	15
2.3.6 Excursión de voltaje de salida.	16
2.3.7 Consideraciones de frecuencia natural.	17
2.3.8 Capacidad vs. Sensibilidad y Tiempo de descarga (TC) del sensor.	18
2.3.9 Respuesta de baja frecuencia y Comportamiento Cuasi-Estático de los sensores LIVM.	19
2.3.10 TC y Respuesta Cuasi-Estática (Estado Estable).	19
2.3.11 Respuesta de baja frecuencia.	21
2.3.12 Respuesta de alta frecuencia.	22
2.3.13 Efectos térmicos transitorios.	23
2.3.14 Conduciendo en cables largos.	23
2.3.15 Calibración.	24
CAPÍTULO 3. ACOPLAMIENTO MECÁNICO.	25
CAPÍTULO 4. ADQUISICIÓN DE SEÑALES.	34
4.1 Representación de una señal de tiempo continuo mediante sus muestras (Teorema de Muestreo).	34
4.1.1 Muestreo con Tren de Impulsos.	35
4.1.2 Muestreo Natural o Real.	38
4.1.3 Muestreo con un Retenedor de Orden Cero.	40
4.2 El efecto de submuestreo: Traslape (aliasing).	41
4.3 Filtro Antialiasing.	44
4.3.1 Parámetros de diseño de un filtro paso bajas.	44
4.3.2 Diseño de filtros paso bajas.	46

4.3.2.1 Filtro Butterworth.	46
4.3.2.2 Filtro Chebyshev.	47
4.3.2.3 Filtro Bessel.	48
4.3.3 Realización del filtro analógico.	49
4.3.3.1 Filtros pasivos.	49
4.3.3.2 Filtros activos.	50
4.4 Convertidor analógico - digital.	52
CAPÍTULO 5. PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES.	58
5.1 Fundamentos teóricos de lo que se va a hacer con las señales obtenidas por el convertidor A/D.	58
5.2 Solución para las componentes vectoriales de la fuerza.	67
CAPÍTULO 6. DESPLIEGUE DE RESULTADOS.	78
6.1 Conversión de números hexadecimales a decimales.	78
6.1.1 Enteros.	78
6.1.2 Fraccionarios.	80
6.2 Display de cristal líquido (LCD).	83
6.3 Interfaz de comunicación asíncrona.	90
6.3.1 Transmisor y Receptor SCI.	91
CAPÍTULO 7. DISEÑO Y CONCLUSIONES.	98
7.1 Conclusiones.	120
APÉNDICE A. EL MICROCONTROLADOR MC68HC11.	121
A.1 Set de instrucciones, modos de direccionamiento y tiempos de ejecución.	127
APÉNDICE B. HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE LA FAMILIA: MCP601/602/603/604.	134
APÉNDICE C. TABLA DE EQUIVALENCIAS DE LOS VALORES.	152
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS Y DE INTERNET.	174

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN.

¿Cuántas veces ha pasado que en eventos deportivos de alto nivel, como por ejemplo los Juegos Olímpicos; los países desarrollados se llevan las medallas y los mejores tiempos?
Obsérvese la siguiente tabla comparativa:

Atlanta 1996					
No.	País	Oro	Plata	Bronce	Total
1	Estados Unidos	44	32	25	101
2	Alemania	20	18	27	65
3	Rusia	26	21	16	63
4	China	16	22	12	50
5	Australia	9	9	22	40
6	Francia	15	7	15	37
7	Italia	13	10	12	35
Sydney 2000					
No.	País	Oro	Plata	Bronce	Total
1	Estados Unidos	39	25	33	97
2	Rusia	32	28	28	88
3	China	28	16	15	59
4	Australia	16	25	17	58
5	Alemania	14	17	26	57
6	Francia	13	14	11	38
7	Italia	13	8	13	34

Tabla 1.1 Cuadro de medallas de las últimas 2 olimpiadas de verano.

Ante ésto uno se pregunta ¿cómo es posible que esos países siempre estén a esos niveles aunque cambien de atletas? Buena parte de ello se basa en los programas de detección de habilidades en los niños y cómo los van preparando hasta que tienen un nivel de competencia óptimo. Sin embargo, aquí entra la ciencia y la tecnología al servicio del deporte ya que muchos de esos países se han dedicado a investigar y desarrollar instrumentos de medición tales que permitan medir las capacidades físicas de los atletas, además de detectar posibles fallas técnicas al desempeñar la disciplina, y con ello corregirlas.

México en un afán por mejorar sus resultados, también ha buscado invertir en esta tecnología. Caso particular es el de la Universidad Nacional Autónoma de México a través de la Dirección de Actividades Deportivas, que cuenta con un medidor dinámico de esfuerzos, con el cual médicos y entrenadores ven como los corredores pisan al momento de arrancar o al momento de dar un salto.

El inconveniente que presenta este equipo, es su tamaño ya que es MUY GRANDE, y MUY PESADO. Lo cual implica que el lugar donde se va a realizar la prueba, el laboratorio, cuente con un ambiente controlado pudiendo entonces originarse errores, debido a que el atleta no va a estar en su entorno de competencia.

Surge entonces, la necesidad de desarrollar instrumentos de medición, que sean portátiles para poder así llevarlos a los lugares donde se realizan las competencias y poder así, tener entonces resultados más fidedignos.

Para el caso del medidor dinámico de esfuerzos, se plantea entonces el siguiente proyecto:

Diseñar un sistema, el cual registre el modo de caída o de despegue de un atleta, mediante un sistema de medición portátil ya que deberá ser trasladado fácilmente a las pistas de entrenamiento.

Dicho sistema a su vez deberá desplegar el esfuerzo realizado en sus componentes vectoriales x , y , z .

Cuyo objetivo es:

Que médicos y entrenadores sean capaces de identificar posibles fallas técnicas de los corredores, que se puedan presentar al momento de arrancar, de dar el paso para saltar, o al caer después de hacer un salto.

Un ejemplo de esto es: que si un atleta quiere ir en una dirección específica, que no apoye sus pies, tuerza, tal y como si quisiera ir en otra dirección. Ya que una situación así, le puede costar tiempo, un desgaste mayor y una posible lesión.

Para poder llevar a cabo este proyecto, primero se deben definir las entradas y salidas del sistema. Siendo estas:

Entradas	Salidas
Sensores de fuerza	PC
Botón de inicio	Display de cristal líquido

Tabla 1.2 Definición de entradas – salidas del sistema de medición.

El proyecto se piensa abordar por 3 frentes prácticos:

1. Diseño mecánico de la plataforma.
2. Diseño electrónico (hardware).
3. Programación del software.

A su vez, cada uno de estos frentes está compuesto básicamente, por etapas de: diseño, pruebas e implementación.

La figura 1.1 muestra el diagrama a bloques de este proyecto.

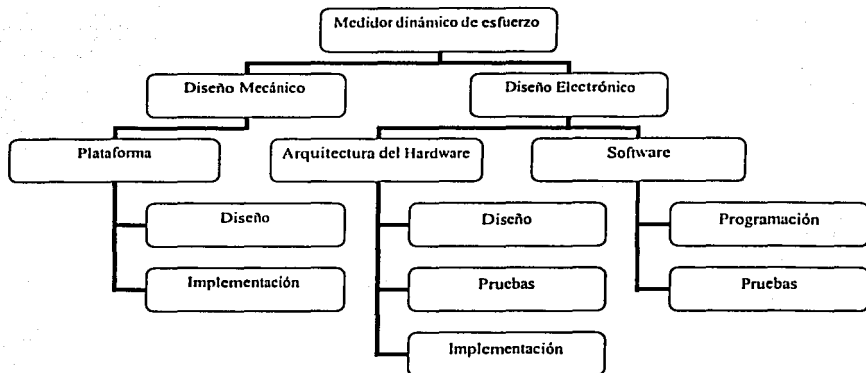


Fig. 1.1 Medidor dinámico de esfuerzos.

Siendo el cuerpo del proyecto el mostrado en la figura anterior, Fig. 1.1, el resto de los capítulos están organizados de tal manera que se le de cumplimiento.

En el capítulo 2, se hace una breve descripción de los sensores de fuerza que existen en el mercado, Strain gauges, celdas de carga y sensores piezoeléctricos. Eligiéndose entonces los sensores piezoeléctricos, decisión tomada principalmente porque presentan una fuerte rigidez, lo que los hace ideales para medir impactos. Además de que ya se contaba con ellos.

El capítulo 3 por su parte, está dedicado a la parte mecánica del proyecto. Ésto es, al diseño de una plataforma en función de los sensores piezoeléctricos. Para lo cual, se le pidió el apoyo al Departamento de Mecánica de la Facultad de Ingeniería.

Así mismo, el capítulo 4 trata lo referente a la adquisición de los datos, el porqué del uso de filtros antialiasing previo al convertidor analógico digital. Al igual que una explicación de cómo programar el convertidor analógico digital con el que cuenta el microcontrolador MC68HC11.

A su vez, el capítulo 5 describe lo concerniente a la etapa de procesamiento de los datos, utilizando para ello el microcontrolador de Motorola el MC68HC11. La componente vectorial de la fuerza, F_y , se puede obtener si se considera que ésta componente vectorial es la resultante de un sistema de fuerzas de 4 componentes, 4 sensores. Para obtener el punto de aplicación de dicha fuerza resultante, se conoce la fuerza resultante, suma de los sensores verticales, y se calculan los momentos de cada sensor respecto al origen, tomándose como origen el punto donde está colocado uno de los sensores verticales; una vez que se tienen los momentos se obtiene un momento resultante. Reduciéndose así el sistema de fuerzas en una fuerza - par. A partir de ésto, y de las propiedades de los momentos y de las fuerzas, se puede decir que el momento resultante puede obtenerse a partir de una fuerza tal, que cuyo momento respecto al origen sean iguales. Entonces, si

dicha fuerza se conoce y es la fuerza resultante anterior, solo resta obtener un vector en el plano xz , plano de la plataforma, el cual va a dar la posición del punto de aplicación de la fuerza.

Por otra parte, las componentes F_x y F_z no tienen mayor problema ya que su magnitud va a ser el valor obtenido de la conversión analógica digital del sensor correspondiente.

El capítulo 6, está dedicado al despliegue de los resultados. Dado el carácter portátil del sistema, este debe ser capaz de desplegar sus resultados en el campo de pruebas, para ello se va a usar un display de cristal líquido. Así mismo, si se cuenta con una computadora portátil, se puede conectar con el sistema de medición a través del puerto serie.

En el capítulo 7, se toca lo referente al diseño electrónico del hardware, a su vez se muestra el listado del programa principal. Y por último se detallan las conclusiones de este proyecto.

Como complemento a este texto, en el Apéndice A se hace una breve descripción del microcontrolador MC68HC11. En el Apéndice B, se muestra las hojas de especificaciones de los amplificadores operacionales de Microchip, los cuales se polarizan con una sola fuente de voltaje. Por su parte, el Apéndice C es la tabla de equivalencias de los posibles valores que puede desplegar el sistema. Concluyendo con las referencias bibliográficas y de internet.

Capítulo 2

ESTUDIO DE DIFERENTES SENSORES PARA LA MEDICIÓN DE ESFUERZOS.

Debido al carácter móvil del sistema que se está proponiendo, hay que tener muy en cuenta las dimensiones del o los sensores, ya que ésto se refleja en mayor tamaño, peso y en determinado momento costo del sistema. Es por ello que se hará una breve descripción de los sensores de fuerza, disponibles en el mercado.

Considérese un conductor o alambre el cual por sus características físicas tiene un cierto valor de resistencia dependiendo de su diámetro, si se estira el alambre su diámetro se reduce por lo que su resistencia aumenta. Por otro lado, si se comprime el alambre su diámetro se incrementa y por ello disminuye su resistencia. Por lo anterior y debido a que una fuerza aplicada sobre un alambre solo actúa a tensión o compresión, se puede configurar el alambre para medir fuerza. Esta configuración de alambre se llama Galga Extensométrica ('STRAIN GAUGE').

2.1 Galga Extensométrica (Strain Gauge).

Consiste en un alambre muy delgado (.001 in o .0254 mm) el cual ha sido doblado en zigzag para formar una rejilla. De esta forma se aumenta la longitud del alambre que va a estar bajo el efecto de la fuerza aplicada. Tal como se muestra en la figura 2.1.

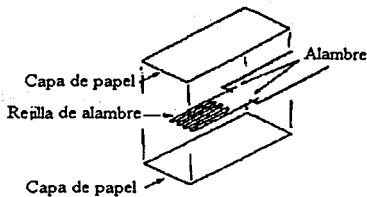


Fig. 2.1 Galga extensométrica.

Estos medidores son adheridos perfectamente a fuertes objetos de metal, referidos comúnmente como 'Elemento receptor de carga o de peso' o 'Botón de Carga'. Los cuales están colocados formando un circuito eléctrico que se conoce con el nombre de 'Puente de Wheatstone'.

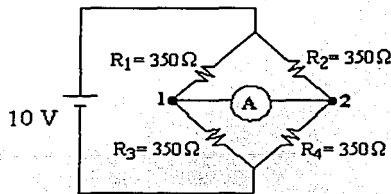


Fig. 2.2 Puente de Wheatstone Balanceado.

Cuando se polariza este circuito, la corriente que fluye a través de la rama R_1/R_3 es igual a la que fluye por la rama R_2/R_4 . Esto se debe a que las resistencias son iguales. En vista de que no hay diferencia de voltaje entre los puntos "1" y "2" no hay flujo de corriente a través del amperímetro. Esto es lo que se conoce como "Puente de Wheatstone Balanceado".

Si ahora se incrementan las resistencias R_1 y R_4 a 350Ω y se reducen las resistencias R_2 y R_3 a 349.5Ω (figura 2.3).

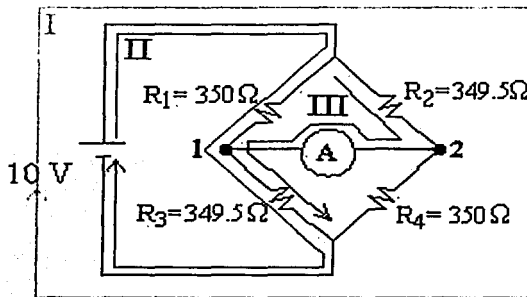


Fig. 2.3 Puente de Wheatstone desbalanceado.

Como puede verse en el circuito desbalanceado (figura 2.3), hay 3 pistas por donde fluye la corriente:

- I. De la terminal positiva de la fuente pasando a través de R_2 y R_4 , regresando por la terminal negativa de la fuente.
- II. De la terminal positiva de la fuente pasando a través de R_1 y R_3 , regresando por la terminal negativa de la fuente.
- III. De la terminal positiva de la fuente pasando a través de R_2 , el amperímetro, R_3 y regresando por la terminal negativa de la fuente.

La corriente que fluye a través del amperímetro, es resultado de la diferencia de potencial entre los puntos "1" y "2", originada por el desbalanceo del circuito (resistencias diferentes).

Existen galgas extensométricas con diferentes presentaciones, para poder desempeñarse en distintas aplicaciones en la medición de esfuerzos. Por ejemplo:

- De un eje.- Diseñado para medir esfuerzos en la dirección del enrejado. Las longitudes van de 0.22 mm a 101.6 mm (.008" a 4").



Fig. 2.4 Galga extensométrica de un eje.

- "Tee" 2 ejes.- Tiene 2 rejillas de medición perpendiculares entre si. También los hay con las rejillas una encima de la otra pero independientes. Esto permite hacer 2 mediciones independientes en direcciones perpendiculares sobre un mismo punto.

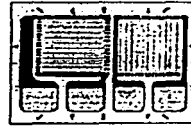


Fig. 2.5 Galga extensométrica tipo "Tee", con 2 ejes.

- 3 elementos.- Tiene 3 rejillas independientes orientadas a 0° , 45° y 90° . También los hay de tipo "Delta", con rejillas a 0° , 60° y 120° . Como el aquí mostrado está construido con las rejillas en el mismo plano, pero también existen con las rejillas una encima de la otra, pero independientes entre si. Esto permite hacer 3 mediciones perpendiculares sobre un mismo punto.

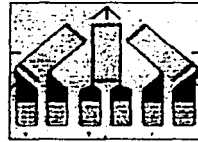


Fig. 2.6 Tres galgas extensométricas a 0° , 45° y 90°

- En esquina.- Tiene 2 rejillas que miden el esfuerzo realizado en 2 direcciones perpendiculares entre si. Las rejillas en ocasiones tienen una conexión común para su uso en circuitos de 'medio puente'.



Fig. 2.7. En esquina.

2.2 Celda de carga.

Suponga que a una columna de acero se le pega una galga extensométrica en cada uno de los lados de la columna. Como se observa en la figura 2.8

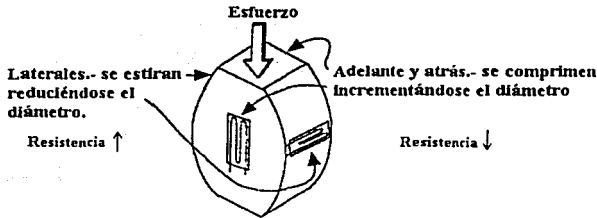


Fig. 2.8 Columna de acero.

Aplicando el esfuerzo en la parte superior de la columna, la longitud de la columna va a reducirse, y se ensanchará. Las galgas extensométricas están puestas en parejas cada una en forma opuesta a la otra, una de ellas va a responder al cambio en la longitud, y la otra responderá a los ensanchamientos de la columna. En otras palabras, dado que un par de galgas extensométricas se hacen pequeñas, su diámetro se incrementa y la resistencia disminuye su valor. El otro par de galgas extensométricas está colocado de tal forma que sus alambres se estiran, reduciendo su diámetro y aumentando su resistencia.

Cabe hacer la aclaración de que si se coloca el mismo esfuerzo en la parte de debajo de la columna, tensando en lugar de comprimiendo, la columna y las galgas extensométricas van a actuar en dirección opuesta, pero con el mismo valor resultante.

Ahora bien, si se alambran las galgas extensométricas en una configuración de 'Puente de Wheatstone', se puede calibrar el amperímetro para que lea en 'kg' en lugar de amperes y obtener así, de forma rudimentaria una báscula; así mismo se puede configurar para que mida fuerza. Ésto es el principio básico de una celda de carga.

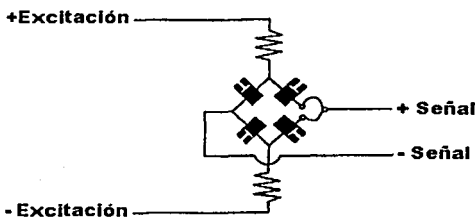


Fig. 2.9 Celda de Carga.

Las celdas de carga se fabrican con diferentes formas y configuraciones, de tal manera que las galgas extensométricas son colocadas estratégicamente para mejorar la medición. Existen varias presentaciones de celdas de carga, como las siguientes:

- Tipo Bote.- Es un ejemplo de los primeros diseños de celda de carga que se fabricaron; está herméticamente sellada, lo que le da una excelente protección contra el medio ambiente. Pueden trabajar a tensión o compresión. Se fabrican 2 tipos de celdas: de una columna o múltiples columnas. La diferencia entre ambas es que entre más columnas tenga mayor es la capacidad de peso que puede soportar. El intervalo de capacidad de las celdas tipo bote, es de 100 lb. a 500,000 lb. (45.36 Kg. a 226,796.2 Kg.). El sobre peso que toleran es de 150% de su capacidad. Sin embargo, algunos modelos están disponibles para soportar un sobre peso del 300% de su capacidad. Las celdas tipo bote están hechas con aleaciones de acero y con acabados epóxicos. Se pueden excitar con voltajes que van de 10 V_{DC} a 20 V_{AC/DC}. Los puentes de resistencia más comunes son de 350 Ω y 480Ω.

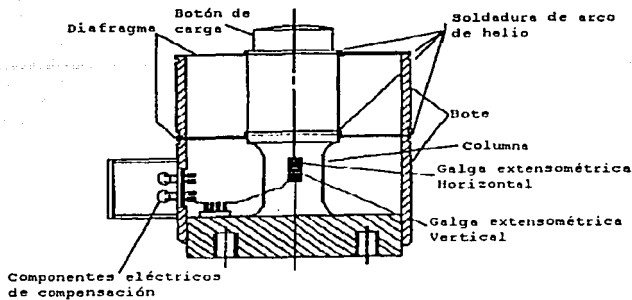


Fig. 2.10 Celda de carga tipo bote.

- Celda de viga cortante.- La cavidad para la galga extensométrica contiene una delgada capa de metal sobre la cual se monta dicha galga. Las capacidades para este tipo de celdas van de 100 lb. A 20,000 lb. (45.36 kg a 9,071.85 kg). En una de las orillas de la celda están los orificios de montaje y en la otra orilla es por donde la celda recibe el peso. Trabajan mejor dentro de un intervalo de temperatura que va de 15°F a 115°F (-9.44°C a 46.11°C). Así mismo, pueden ser sobre cargadas hasta el 150% de su capacidad, sin sufrir daños. Sobrecargas en exceso fuera del intervalo de seguridad, por ejemplo, si recibe el peso de GOLPE y/o el pico excede el 120% de la capacidad de la celda, pueden afectar de manera permanente la exactitud y desempeño de la celda. Por lo que debe evitarse lo anterior.

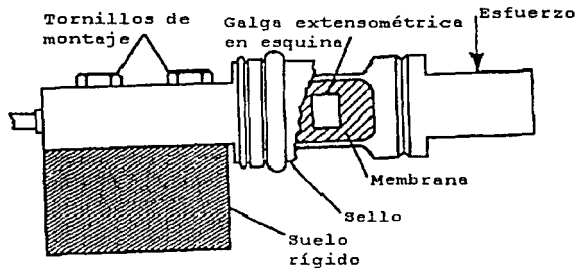


Fig. 2.11 Celda de viga cortante.

- Celda de viga voladiza.- Son similares a las celdas de viga cortante. Sin embargo, las celdas de viga voladiza no tienen la capa de metal en la cavidad donde va la galga extensométrica. Las galgas están montadas a lo largo de los bordes interiores de la cavidad. Tienen una resistencia en el puente de 350 Ω y salidas de 3 mV/V o 2 mV/V a escala completa. Por otra parte, la capacidad de

este tipo de celdas está entre 25 lb. y 10,000 lb. (11.34 kg y 4,535.93 kg). Estas celdas pueden ser usadas a tensión o compresión.

- Celda de viga "S".- Normalmente se usan a tensión, aunque hay algunas que se pueden usar bidireccionales. Primordialmente, se emplean en conversiones de sistemas mecánicos a sistemas electrónicos, en básculas de plataforma y sistemas de pesado de propósitos generales. Su tamaño varía de acuerdo a la capacidad, que va de 25 lb. A 20,000 lb. (11.34kg a 9,071.85 kg). Se debe considerar que el movimiento del cable en la parte viva del sistema (la parte donde sensa) puede ser una fuente de error.

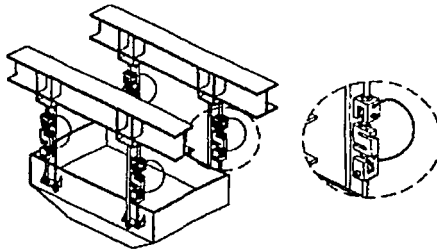
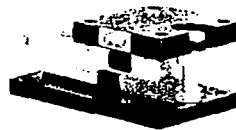
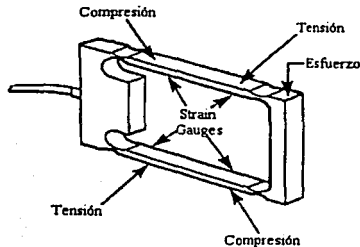


Fig. 2.12 Celda de viga "S".

- Celda de plataforma.- Se utilizan en básculas de banco o como su nombre lo indica, en básculas de plataforma, de poca capacidad, 2 kg a 1,000 kg. (4.41 lb. a 2204.62 lb.). Por lo general, están hechas de aluminio. Como protección contra sobre pesos, las básculas se fabrican con topes mecánicos, además de que tienen un 200% de sobre peso en el punto central de algunas celdas de carga, el cual es tolerado sin que sufran daños las celdas. La resistencia del puente, es de 350 Ω .



Baldwin Economounts

Fig. 2.13 Celdas de plataforma.

Hasta el momento se han visto sensores de fuerza que se derivan uno del otro, a continuación se menciona otro tipo de sensores, los denominados sensores de fuerza piezoeléctricos.

2.3 Sensores de fuerza piezoeléctricos.

Están divididos en 2 grupos: Modo voltaje en baja impedancia (LIVM¹) y el de Modo carga. Aun cuando ambos pueden satisfacer una aplicación dada, las características intrínsecas de cada uno dictarán cual es la mejor opción. Cada sensor LIVM está complementado por una versión de modo carga correspondiente, el cual usa el mismo plan mecánico básico.

2.3.1 Sensores de fuerza LIVM.

Contienen delgados cristales piezoeléctricos los cuales generan una señal de voltaje analógico, en respuesta a fuerzas dinámicas. Un amplificador integrado al sensor, convierte las señales de alta impedancia generadas por los cristales, a niveles de baja impedancia útiles para el acoplamiento con los instrumentos de lectura.

2.3.2 Sensores de fuerza modo carga.

Éstos sensores generan señales analógicas de carga electrostática para entradas de fuerza dinámicas. Aunque el elemento sensor es muy similar al de los sensores tipo LIVM, los sensores tipo de modo carga no llevan electrónica interna. La salida del cristal piezoeléctrico está encaminada directamente a un conector coaxial. Un cable coaxial se utiliza para unir al sensor con un amplificador de carga externo, el cual convierte la carga electrostática generada por el cristal en una señal de voltaje de baja impedancia.

Algunas diferencias entre ambos tipos de sensores piezoeléctricos son:

1. Al no utilizar dispositivos electrónicos internos, los sensores de modo carga pueden ser utilizados a temperaturas mayores a los 121.11°C (250°F) límite para los sensores LIVM.
2. Cuando se emplean amplificadores de carga, la constante de tiempo de descarga del sistema puede ser muy larga. Es posible utilizar métodos de calibración estáticos y la respuesta en frecuencia se aproxima a la corriente directa (DC).
3. Los intervalos de cambio de algunos amplificadores hace que los ajustes de sensibilidad sean muy sencillos en contraste con los arreglos de sensibilidad de los sensores LIVM.
4. Los botones de 'RESET' en amplificadores de carga especiales para laboratorio, permiten en cualquier momento, reiniciar (o descargar) instantáneamente los sensores de modo carga, regresando a cero (referencia de tierra) la salida del sistema. Esta es una ventaja en varias aplicaciones dado que hay que esperar 5 constantes de tiempo en los sensores LIVM para que se descarguen completamente.

¹ Del inglés Low Impedance Voltage Mode.

2.3.3 Aplicaciones de los sensores de fuerza piezoeléctricos.

Debido a su dureza, los sensores de fuerza piezoeléctricos pueden ser insertados directamente dentro de las máquinas; como parte de la estructura. En virtud de su alta rigidez, estos sensores tienen frecuencias naturales muy altas, y tiempos de levantamiento rápidos, haciéndolos ideales para mediciones de fuerzas transitorias muy rápidas, tales como las generadas por impactos de metal con metal y/o vibraciones de alta frecuencia.

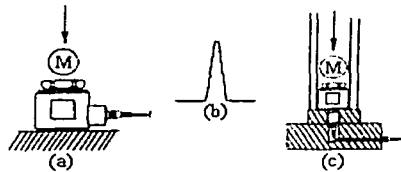


Fig. 2.14 Medición de impacto.

Por ejemplo, la figura 2.14 muestra 2 sensores de fuerza LIVM típicos; configurados para medir impactos de fuerza. En la figura 2.14a, un sensor con conector radial (Modelos² 1051V, 1061V y 1071V) se ata a una superficie de montaje rígida y el objeto a prueba se impacta contra la tapa del sensor. La forma de onda de la señal de salida del sensor se muestra en la figura 2.14b. LA figura 2.14c describe el uso de sensores de fuerza con conector axial (Modelos³ 1050V, 1060V y 1070V). Este segundo grupo de sensores se recomiendan donde el espacio diametral está limitado. Para la aplicación mostrada en la figura 2.14c, la señal obtenida del sensor es igual a la de la figura 2.14b.

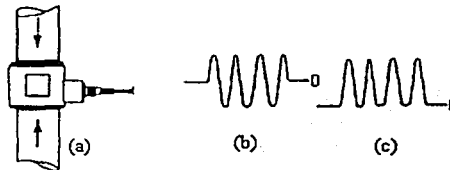


Fig. 2.15 Medición de fuerzas dinámicas.

Un caso más particular, sería el del sensor de fuerza de la figura 2.15a. Este se ha montado en serie con una varilla dentro de una máquina, con el objeto de medir las fuerzas dinámicas axiales en la varilla, por ejemplo: en dirección del eje principal de la varilla; tales como cualquier fuerza estática en la varilla debida a una precarga (tensión o compresión), o al peso de la propia varilla. Esta señal obtenida, como se verá más adelante desaparecerá dentro de 5 constantes de tiempo y solo la componente dinámica permanecerá. La figura 2.15b, es la señal de salida del sensor en respuesta a una fuerza vibratoria dentro de la

² Productos fabricados por Dytran Instruments Inc.

³ Ídem.

varilla y la figura 2.15c por su parte, ilustra la señal de salida resultante a las fuerzas de compresión que se mueven a través de la varilla.

A grandes rasgos, estos son algunos de los principales sensores de fuerza que hay en el mercado. Ahora ha llegado el momento de tomar una decisión en función de ¿qué tipo de sensor usar para esta aplicación?. Para contestar ésto, analicése la siguiente tabla comparativa.

Sensor	Ventajas	Desventajas
- Strain gauge	1. Dimensiones físicas	1. Se requiere un muy buen pegamento y una buena técnica para fijarlo al material sensor. 2. Las características físicas del material al que se le va a pegar el o los strain gauges; ya que muy blando podría rápidamente sobrepasar las limitaciones de capacidad del strain gauge, y dañarlo permanentemente. O por otra parte, muy rígido quizás no se alcance a deformar el strain gauge y por ende no sense la fuerza aplicada. 3. El costo del strain gauge y del material fijador.
- Celdas de carga	1. Ideales en la implementación de sistemas de pesaje, tales como básculas y/o ensacadoras.	1. Las características físicas de la celda de carga, ya que las dimensiones dependen mucho de la capacidad de la misma. 2. Las leyes de la física que explican que al ir un cuerpo en movimiento (caída) el cuerpo presenta una cierta energía potencial ⁴ la cual va disminuyendo conforme se acerca al piso, pero por la ley de la conservación de la energía, dicha energía se convierte en energía cinética ⁵ . Es por esto que en el punto del impacto, la fuerza del cuerpo es proporcional a su masa por la aceleración (gravitacional) ⁶ . Aplicando esto a la celda de carga, al momento del impacto, la fuerza aplicada puede superar la capacidad de la celda y llegar a dañarla permanentemente, esto al variarle la resistencia al puente de resistencias. 3. El costo de la celda de carga y accesorios de montaje.
- Piezoeléctrico Modo carga o LIVM	1. Sus características físicas como su alta rigidez. 2. Son ideales para medir fuerzas transitorias muy rápidas (impactos.)	1. El costo del sensor y accesorios como cables de conexión.

Tabla 2.1 Ventajas y desventajas de los distintos sensores de fuerza.

⁴ Energía potencial.- Es la energía que posee un cuerpo en virtud de su posición o condición.

⁵ Energía cinética.- Es la energía que posee un cuerpo en virtud de su movimiento.

⁶ $F = ma$. Segunda Ley de Newton

De aquí se escogieron los sensores de fuerza piezoeléctricos del tipo LIVM; los cuales serán explicados más a detalle a continuación.

2.3.4 Construcción y principios de operación.

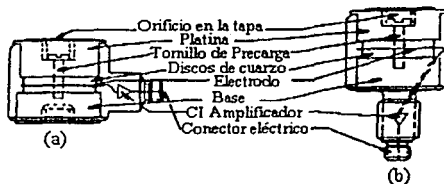


Fig. 2.16 Sensores de Fuerza LIVM.

Dos discos de cuarzo están precargados entre una base inferior y una platina superior por medio de un tornillo de carga elástico, como en la figura 2.16a y 2.16b. El precargado es necesario para asegurar que los cristales se mantengan en contacto para mejorar con ello la linealidad del sistema y para permitir valor de tensión con los instrumentos. En el conector radial (Fig. 2.16a), están taladradas tanto la platina como la base, para recibir a los elementos como: montantes y cápsulas de impacto. Se soldan platina y base a un recipiente exterior que encapsula y protege a los cristales del medio ambiente. Una lámina delgada de acero conecta a la platina con el recipiente exterior. El amplificador integrado se localiza en la cavidad de montaje del conector.

La fabricación del conector axial (Fig. 2.16b) es similar al conector radial, excepto porque la base inferior contiene un montante integrado el cual también funciona como cavidad para el amplificador y soporta al conector eléctrico. Este diseño permite que la conexión eléctrica con el exterior sea de forma vertical, lo cual es muy útil donde el espacio es reducido.

Cuando los cristales son presionados debido a una fuerza de compresión externa, se genera un voltaje análogo de polaridad positiva. Este voltaje es recogido por un electrodo y conectado a la entrada de un MOSFET de ganancia unitaria.

El amplificador sirve para bajar la impedancia de la señal de salida en un orden de 10 (figura 2.17), de esta forma puede ser desplegada en instrumentos de lectura tales como osciloscopios, grabadoras, etc.. Cuando el sensor es expuesto a una carga de tensión (se jala), se genera una señal de salida negativa. La capacidad máxima de tensión está limitada por el tornillo de precarga y usualmente es mucho menor al intervalo de compresión.

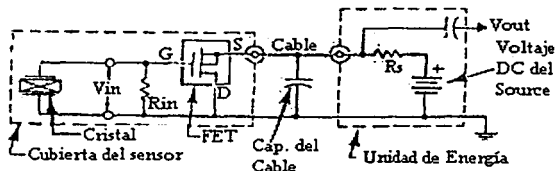


Fig. 2.17 Amplificador del sensor LIVM

El circuito amplificador mostrado en la figura 2.17, es conocido como "seguidor de fuente" dado que el voltaje en la fuente, sigue los cambios de voltaje en la compuerta. La carga en la fuente (R_s) es remota, por ejemplo: no se localiza dentro del sensor, sino que se encuentra en la fuente de poder. Observando el circuito se ve que tanto la energía para el amplificador del sensor y la señal del amplificador se transmiten por el mismo conductor. Este hecho hace conveniente el uso de cables de 2 conductores para los sensores LIVM.

La ganancia de voltaje del circuito de la figura 2.17 es:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Y_f}{Y_f + 1/R_s} \quad \text{Ec. 2.1}$$

Donde: Y_f = Transmitancia delantera del amplificador drain común (Mhos)
 R_s = Impedancia dinámica del elemento fuente (Ohms)

Usando 40,000 μ Mhos para Y_f y 100,000 Ω para R_s y resolviendo la ecuación 2.1, se obtiene:

$$G = \frac{40,000 \times 10^{-6}}{40,000 \times 10^{-6} + (1/100,000)} = .99$$

El resultado de esta ecuación muestra que la ganancia del circuito de la figura 2.17, está muy cercana a la unidad e indica que el valor de la resistencia en la fuente R_s debe ser muy alto para mantener la ganancia muy cercana a uno. Así mismo esta resistencia debe ser capaz de permitir el paso de corriente suficiente para darle al sistema habilidad para conducir los altos valores de capacitancia inducidos cuando se emplean conductores largos.

2.3.5 Voltajes de polarización del sensor.

Cuando el sensor LIVM es alimentado con corriente directa por medio de una fuente de corriente y voltaje, dentro de un intervalo de 2 a 20 mA y 18 a 30 V_{DC}, el sensor encenderá en un nivel de voltaje de polarización establecido por las características específicas del amplificador. Esta acción es similar a la de un diodo zener, donde el voltaje zener es virtualmente independiente a la corriente de entrada una vez que se ha excedido el nivel de corriente establecido ('knee current').

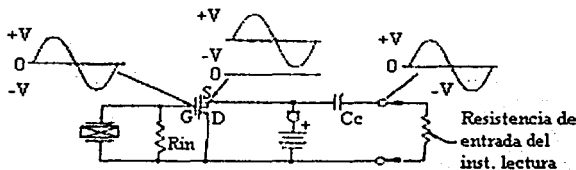


Fig. 2.18 Niveles de voltajes de polarización en el sistema LIVM.

La señal en la compuerta del FET (figura 2.18) desde el elemento piezoeléctrico es 0V, su nivel inmóvil. En la fuente del FET, el nivel de BIAS es el "nivel de encendido" de +9 a +12 V_{DC}. Para almacenar la señal de salida en el nivel de 0 V_{BIAS}, se coloca un capacitor (10 μF) para bloquear las señales de DC. Este capacitor se coloca antes de la entrada al instrumento lector, por ejemplo: un osciloscopio. Este capacitor y la impedancia de entrada del instrumento lector, constituyen un filtro paso altas (PA) el cual puede limitar la respuesta de baja frecuencia del sistema de medición.

2.3.6 Excursión de voltaje de salida.

La mayoría de los sensores LIVM están diseñados para una amplitud de escala completa de ± 5V y una sobre amplitud. El tamaño de esta sobre amplitud está determinado por el corte de la saturación de la señal de salida.

El voltaje máximo de salida, donde se satura está controlado por 2 factores: 1) voltaje suministrado por la fuente de energía, y 2) El voltaje de bias o "voltaje de encendido". A propósito, el voltaje de bias para cada sensor es medido al terminar la calibración y se reporta en el certificado de calibración entregado con cada sensor.

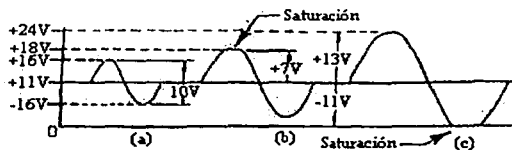


Fig. 2.19 Formas de onda de salida.

La figura 2.19, muestra 3 situaciones diferentes de cómo puede presentarse la señal de salida en la fuente del amplificador en el sensor. Así mismo, se ha establecido un voltaje de polarización de 11V_{DC}. La forma de onda es típica de aquellas generadas por un acelerómetro excitado por una vibración senoidal.

La primera forma de onda (Fig. 2.19a) representa una señal de salida normal a escala completa (± 5V) sin saturación (o corte). Cabe hacer notar que esta señal varía alrededor del nivel de voltaje de bias (11V_{DC}) en la fuente del amplificador.

La segunda forma de onda (Fig. 2.19b) ilustra el intervalo de sobre amplitud, cuando se utiliza una batería. Supóngase el caso de un voltaje de polarización de 18V_{DC}. Como se observa, la sobre amplitud está limitada del lado positivo de la forma de onda donde la señal se corta a +18V que es el voltaje de polarización, 7V por encima de los 11V de polarización del sensor. El lado negativo se mantiene sin corte debido a que la amplitud de la señal no pasa los -11V establecidos por el voltaje de bias.

La tercera forma de onda (Fig. 2.19c), muestra como si se usa una fuente de poder de línea (NO una batería), con un voltaje de 24V para energizar al sensor, se extiende la capacidad de sobre amplitud del sensor, a 13V dinámicos.

Recuerde, que para este dibujo se fijó arbitrariamente el voltaje de polarización del sensor en 11V. La capacidad de sobre amplitud de cada sensor LIVM variará, como se pudo ver dependiendo del voltaje de bias del sensor.

2.3.7 Consideraciones de frecuencia natural.

Para propósitos de análisis, un sensor de fuerza piezoeléctrico puede ser considerado un sistema de vibración de 1 grado de libertad y amortiguamiento cercano a 0 (ver figura 2.17). El resorte (K) es el elemento piezoeléctrico y la masa es la masa sísmica (M), la cual presiona a los cristales para generar la señal de salida proporcional a la fuerza aplicada. Las características dinámicas de este sistema determinan la respuesta en frecuencia del sensor de fuerza.

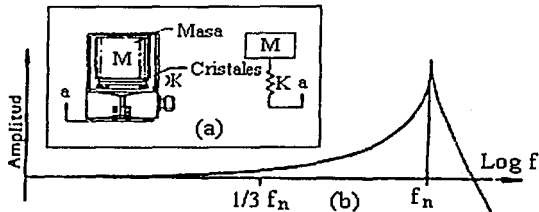


Fig. 2.20 El sensor de fuerza como un sistema de vibración.

La figura 2.20a muestra al sensor de fuerza y su analogía. La figura 2.20b, es la gráfica de la respuesta en frecuencia. Esta gráfica se obtiene marcando la amplitud de salida del sensor vs. Frecuencia, manteniendo la entrada constante. Todos los sistemas tienen montada una frecuencia de resonancia o frecuencia natural (f_n) caracterizada por un pico muy alto en la señal de salida, como se observa en la figura 2.20b. La frecuencia natural de esta combinación se define como:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}} \quad [\text{Hz}] \quad \text{Ec. 2.2}$$

Donde: K = Rigidez del sensor de fuerza, Lb/in
M = Masa de la carga, slugs

Examinando la gráfica de la figura 2.20b, se observa que la porción de baja frecuencia de la curva, es lo suficientemente plana para proporcionar un intervalo útil, arriba de 1/3 f_n (frecuencia natural).

Nota: La ecuación 2.2 (Ec. 2.2) brinda una aproximación muy cercana a la frecuencia natural y no debe ser considerada como una relación exacta.

Para hacer los cálculos anteriores, se deben obtener: la rigidez ('stiffness') del sensor de fuerza, de las hojas de especificaciones; y el peso de la carga aplicada (Lb_f) convertirlo a slugs dividiéndolo entre 32.3. En caso de usar unidades del sistema métrico decimal, hay que convertir los resultados.

2.3.8 Capacidad vs. Sensibilidad y Tiempo de descarga (TC) del sensor.

Para una configuración básica de un sensor de fuerza LIVM, la capacidad del sensor está determinada por limitaciones mecánicas. Por ejemplo: la tensión máxima que el diseñador desca aplicar a los cristales. Independientemente del modelo de sensor, a la salida va a presentar una señal de 5V a escala completa.

La siguiente es una explicación de cómo se hace ésto. Refiérase a la ecuación electrostática siguiente:

$$V = \frac{Q}{C} \quad [V] \quad \text{Ec. 2.3}$$

Donde:

V = Voltaje a través de los cristales piezoeléctricos, V.
Q = Carga electrostática generada por los cristales, Coulombs.
C = Capacitancia total a través del cristal, Farads.

La ecuación anterior (Ec. 2.3) dice que la sensibilidad de voltaje del sensor está en términos de la carga electrostática generada y de la capacitancia de desvío ('shunt'). Es decir, que el voltaje (V) producido por el cristal, es igual a la carga electrostática (Q) generada por la tensión debida a la fuerza de entrada, dividida entre la capacitancia total de desvío (C) a través del cristal.

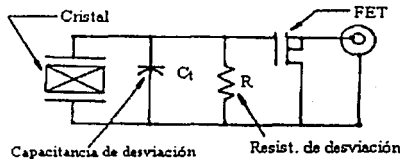


Fig. 2.21 Sensor de fuerza LIVM.

De acuerdo con la ecuación anterior (Ec. 2.3), para obtener 5V de escala completa, se debe seleccionar un capacitor con un valor apropiado y colocarlo a través del cristal para que a escala completa la carga se distribuya por la capacitancia total de desviación y la salida de voltaje será 5V. Por otra parte, pueden obtenerse 5V para varios niveles de fuerza, esto reduciendo el valor de la capacitancia; siendo el límite la sensibilidad obtenida sin el uso del capacitor. De esta manera, se crea una familia de sensores de fuerza con capacidades a escala completa que van desde 5,000 Lb_F (1 mV/Lb_F) como máximo hasta 10 Lb_F (500 mV/Lb_F) como mínimo; utilizando la misma configuración mecánica.

Refiriéndose a la figura 2.21, es necesario colocar una resistencia a través del cristal para colocar al MOSFET en su punto de operación apropiado. Las condiciones de salida limitan el valor de la resistencia en aproximadamente 1 teraohm (1x10¹²Ω). Ésto significa que para sensores de baja capacidad, con valores pequeños de capacitores también tendrán tiempos de descarga pequeños debido al producto RC que es pequeño.

2.3.9 Respuesta de baja frecuencia y Comportamiento Cuasi-Estático de los sensores LIVM.

Antes de comenzar a tratar este tema, es conveniente familiarizarse con los siguientes términos:

- *Respuesta de baja frecuencia.*- Es la habilidad de un sensor para medir señales de entrada periódicas o senoidales de muy baja frecuencia (presión, fuerza y aceleración) con exactitud. Esta característica se representa mediante la gráfica de sensibilidad vs. frecuencia manteniendo una amplitud de entrada constante.
- *Comportamiento Cuasi-Estático.*- Es la respuesta de un sensor piezoeléctrico a eventos estáticos (estado estable), caracterizada por la gráfica de la señal de salida del sensor vs. tiempo. Ésta es una medida de la longitud de tiempo en la que se retiene información significativa después de la aplicación inicial de una cantidad en estado estable. "Cuasi" significa "cerca o casi". Su uso aquí es apropiado dado que los sensores piezoeléctricos no tienen una respuesta de estado estable verdadera, pero se puede aproximar el comportamiento de estado estable.
- *Constante de tiempo de descarga.*- Es el tiempo (segundos) requerido para que un voltaje de salida del sensor se descargue en un 63% de su valor inicial siguiendo una aplicación larga o al cambio de entrada al estado estable. (Ver hojas de especificaciones de cada sensor).

2.3.10 TC y Respuesta Cuasi-Estática (Estado Estable).

En la siguiente explicación se hará referencia al término "función escalón de entrada". Este tipo de función se obtiene por ejemplo: utilizando medios estáticos (peso muerto para calibrar un sensor de presión, y un anillo de prueba para calibrar un sensor de fuerza).

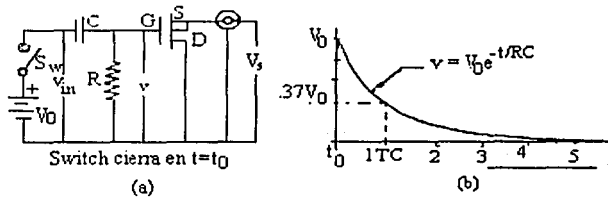


Fig. 2.22 Tiempo de descarga. Salida vs. Tiempo.

Para propósito del análisis de TC, el cristal y el amplificador pueden representarse esquemáticamente como un circuito RC, una batería y un switch, tal como se muestra en la figura 2.22a.

El voltaje en la compuerta 'v' responde, como se ve en la figura 2.22b, cuando el voltaje de escalón V_0 es aplicado a las terminales de entrada del amplificador en el tiempo t_0 (Un voltaje escalón semejante, es generado por un sensor en respuesta a un cambio repentino en la presión o por la aplicación de una fuerza). En t_0 , el voltaje v instantáneamente asume el

valor V_0 , entonces inmediatamente empieza a descargarse (o decaer) exponencialmente con el tiempo. La función de decaimiento está expresada por la siguiente ecuación:

$$v = V_0 e^{-t/RC} \quad [V] \quad \text{Ec. 2.4}$$

Donde:

- v = Voltaje instantáneo en la compuerta, V.
- V_0 = Voltaje inicial en t_0 , V.
- e = Base de los logaritmos naturales.
- R = Resistencia en la compuerta, Ω .
- C = Capacitancia total de shunt, F.

Es importante notar que la resistencia R es el valor de la resistencia colocada a través del elemento piezoeléctrico antes del MOSFET.

La capacitancia C se obtiene de la capacitancia propia del cristal piezoeléctrico, la capacitancia de entrada del amplificador, capacitancias perdidas ('stray') y cualquier otra capacitancia colocada a través del cristal para reducir, si es necesario, la sensibilidad del sensor.

El producto RC es el tiempo de descarga del sensor TC , en segundos.

$$RC = TC \quad , \quad (\Omega)(F) = (\text{segundos}) \quad \text{Ec. 2.5}$$

Refiérase una vez más a la figura 2.22b. Se deben señalar algunos rasgos importantes de la curva de decaimiento exponencial. Primero, si se hace el tiempo $t=TC$ entonces, la ecuación 2.3 se reduce a:

$$v = V_0 e^{-1} = \frac{V_0}{e} = .37V_0 \quad [V] \quad \text{Ec.2.6}$$

Esto quiere decir que cuando $t = TC$ (una constante de tiempo) la señal se ha descargado a $.37V_0$. Puesto de otra manera, la señal ha perdido .63 (63%) de su valor inicial V_0 . En $5TC$ segundos, la salida habrá decaído esencialmente hasta cero.

Otro punto importante es que la curva de la figura 2.22b es relativamente lineal en 10% TC , por ejemplo: en 1% TC , el sensor se habrá descargado 1% y así sucesivamente hasta 10% de TC . De este hecho, puede concluirse que se tendrá al menos 1% de exactitud en fuerzas casi-estáticas o en mediciones de presión, si se toma la lectura de la salida dentro de una ventana de tiempo de 1% TC del sensor.

La respuesta estática se aproxima más cuando el tiempo de evento es un porcentaje muy pequeño del tiempo de descarga TC del sensor (o sistema). Esta situación se entenderá mejor mediante el siguiente ejemplo:

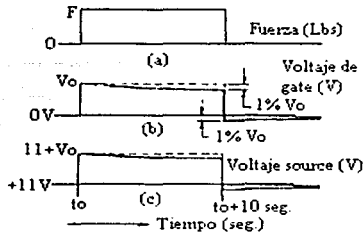


Fig. 2.23. Aproximación a la respuesta estática.

La figura 2.23 muestra una situación hipotética donde el evento estático dura 1% del tiempo TC del sensor. Supóngase un sensor de fuerza con un tiempo TC = 1,000 seg.. Una duración del evento de 10 seg.. Ahora bien, la figura 2.23a es la gráfica fuerza vs. tiempo, donde se muestra la fuerza F aplicada al sensor, la cual inicia en t_0 y se mantiene fija por 10 seg. En $t_0 + 10$ seg., deja de aplicarse la fuerza.

La figura 2.23b muestra el voltaje correspondiente de 'gate' (v). En t_0 , este voltaje instantáneamente asume el valor V_0 (sensibilidad del sensor \times fuerza F). Después de $t_0 + 10$ seg., el voltaje v ha decaído de acuerdo a la ecuación 4, perdiendo 1% de su valor inicial. En $t_0 + 10$ seg., la fuerza aplicada es interrumpida abruptamente. El voltaje v instantáneamente decae hasta 1% por debajo de la línea base original, respondiendo de nuevo con un cambio de voltaje V_0 , entonces empieza a elevarse hacia la línea base de acuerdo con la ecuación 4.

En la figura 2.23c, se ilustra el voltaje de salida correspondiente, medido a la salida del sensor (en la terminal de source del MOSFET). Nótese que la forma de onda del voltaje es similar en forma, pero elevado hacia arriba por el voltaje de polarización del sensor (aproximadamente $+11V_{DC}$).

Si se buscara calibrar este sensor por medios estáticos se tendrían .01x1,000 o 10 segundos para tomar la lectura del voltaje de salida después de que se aplicó el escalón de entrada con una exactitud del 1%. Una forma sencilla de hacer esto, es mediante el uso de un osciloscopio de almacenamiento digital.

2.3.11 Respuesta de baja frecuencia.

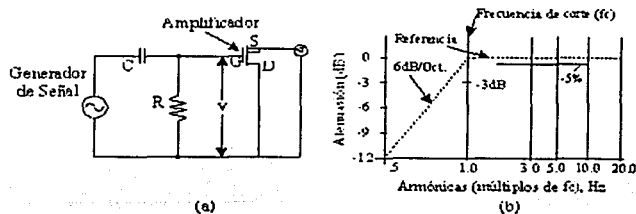


Fig. 2.24 Respuesta de baja frecuencia.

Al igual que el circuito RC mostrado en la figura 2.22a, el que se observa en la figura 2.24a es un filtro paso altas de 1er orden. Ahora, se pasará al dominio de la frecuencia para describir el efecto de TC en la respuesta de baja frecuencia.

La figura 2.24b es un diagrama de Bode o gráfica de la "Respuesta de Baja Frecuencia" de un sensor LIVM. Un punto muy significativo de la gráfica es la esquina que se hace en f_c . En esta frecuencia la salida del sensor se ha disminuido en 3dB o aproximadamente en un 30% desde su sensibilidad de referencia (la sensibilidad que se obtiene a 1 década (10X) por encima de la frecuencia de corte). La pendiente del sensor siempre es -6dB/octava, normal para un filtro paso altas de primer orden. En el diagrama de Bode esta pendiente cruza el eje de referencia en f_c . El cambio de fase en f_c es 45°.

La frecuencia de corte f_c se obtiene de TC. Para encontrar f_c del sensor que se va a usar, primero se debe consultar el certificado de calibración o la hoja de datos proporcionados, para obtener TC, entonces se resuelve para la frecuencia de corte como sigue:

$$\text{Frecuencia de corte} = f_c = \frac{.16}{TC} \quad [\text{Hz}] \quad \text{Ec. 2.7}$$

Otra frecuencia importante es donde la salida cae un 5% desde su referencia de sensibilidad. Este punto es aproximadamente 3 veces la frecuencia de corte o:

$$-5\% \text{ FREC.} = f_{.5\%} = 3f_c \quad [\text{Hz}] \quad \text{Ec. 2.8}$$

La siguiente, es una tabla de atenuación y cambio de fase para varios múltiplos de la frecuencia de corte de filtros paso altas.

Múltiplos de f_c	Factor de atenuación	Atenuación (dB)	Cambio de fase (°)
$.1f_c$.10	-20	-84.3
$.5f_c$.45	-6.9	-63.3
$1.0f_c$.707	-3.0	-45.0
$2.0f_c$.89	-1.0	-26.4
$3.0f_c$.95	-.5	-18.3
$4.0f_c$.97	-.3	-14.0
$5.0f_c$.98	-.2	-11.3
$10.0f_c$.99	-.04	-5.7

Tabla 2.2 Atenuación y Cambio de Fase vs. Múltiplos de f_c .

2.3.12 Respuesta de alta frecuencia.

La respuesta de alta frecuencia y el tiempo de levantamiento para un sensor, están controladas por las características mecánicas de diseño, y pueden verse afectadas debido a factores del sistema, tales como: la longitud del cable⁷, técnicas de montaje, resonancias, masas de carga, etc.

⁷ Más adelante se discutirá en detalle.

2.3.13 Efectos térmicos transitorios.

Cuando se usan sensores LIVM con constantes de tiempo muy largas (varios minutos), con unidades de potencia DC; algunas variaciones de temperatura pueden afectar la estructura de precarga del cristal, generando cortos cambios de voltaje de salida, los cuales pueden aparecer como un cambio no deseado de la línea base, de la señal de salida. En situaciones como ésta, es importante aislar al sensor contra entradas transitorias de temperatura⁸.

2.3.14 Conduciendo en cables largos.

Refiérase nuevamente a la figura 2.17, observe que aparece la capacitancia inducida del cable a través de la terminal de salida ('source') del amplificador LIVM. La capacitancia del cable puede hacerse significativa cuando se utilizan grandes distancias, cargando el amplificador y distorsionando la forma de onda. Este tipo de distorsión puede compararse con los límites de "slew rate" en circuitos de amplificadores operacionales, cuando se exceden dichos límites.

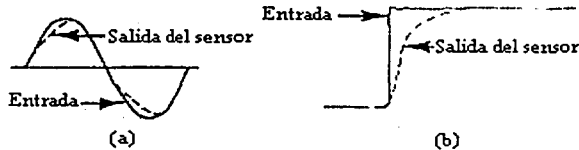


Fig. 2.25 Limitaciones por el 'slew rate'

La figura 2.25 muestra 2 ejemplos de límites de "slew rate" del amplificador LIVM, originados por el flujo de corriente insuficiente para cargar la capacitancia del cable en un valor adecuado. La figura 2.25a muestra este tipo de distorsión como aparecería ante una señal senoidal. La figura 2.25b, muestra el resultado ante una excitación escalón, generada por la presión en las paredes dentro de un tubo actuando sobre un sensor de presión.

La solución a este problema es incrementar suficientemente la corriente que fluye para eliminar la distorsión.

La distorsión mostrada en la figura 2.25 es una función de diferentes parámetros de sistema:

1. Longitud del cable (determina la carga capacitaba).
2. La amplitud máxima de voltaje de salida deseado (determinada por la sensibilidad del sensor y la amplitud de la medición).
3. La respuesta en alta frecuencia requerida (determinada por el tiempo de levantamiento de la medición y/o frecuencia).

⁸ El fabricante puede proporcionar accesorios aislantes para minimizar este problema.

La siguiente tabla (tabla 2.3) será de utilidad como guía general para escoger el flujo de corriente óptimo para la tarea de medición, y para señalar las limitaciones del sistema de medición para varias situaciones.

Flujo de corriente mA	Longitud del cable @ 30pF/ft	Respuesta de frecuencia $\pm 5\%$	
		Amplitud de la señal de salida	
		$\pm 1V$	$\pm 5V$
2	10	500 kHz	50 kHz
	100	80 kHz	16 kHz
	1000	8 kHz	1.7 kHz
5	10	600 kHz	200 kHz
	100	150 kHz	50 kHz
	1000	25 kHz	5 kHz
10	10	700 kHz	300 kHz
	100	300 kHz	100 kHz
	1000	40 kHz	10 kHz
20	10	1300 kHz	900 kHz
	100	500 kHz	150 kHz
	1000	70 kHz	20 kHz

Tabla 2.3. Parámetros de conducción del cable vs. conducción de corriente del sensor.

La tabla 2.3, proporciona la respuesta senoidal en frecuencia del amplificador de los sensores LIVM para: 3 longitudes de cable diferentes, 4 niveles de corriente y 2 niveles de voltaje de escala completa. Recuerde que esta tabla solo muestra las capacidades del MOSFET, no la capacidad entera del sensor. La tabla está basada en una capacitancia de 30 pF/ft, valor aproximado para el cable coaxial RG-58/U.

2.3.15 Calibración.

Aunque los sensores LIVM de fuerza están diseñados para medir fuerzas dinámicas, la constante de tiempo de descarga (TC) son lo suficientemente grandes para permitir la calibración estática, es decir que se usan pesos patrón o anillos dinamómetros para efectuar la calibración. Una regla importante para este tipo de calibración es: El primer 10% de la curva de constante de tiempo de descarga es relativamente lineal respecto al tiempo. Esto quiere decir que la señal de salida se decrementará 1% (sin considerar otros errores de medición), se debe tomar la lectura dentro del 1% del tiempo de descarga TC (segundos). La manera más conveniente de hacer esto, es usando osciloscopios de almacenamiento y una fuente de corriente de DC acoplada. La unidad de acoplamiento de DC es esencial porque el acoplamiento AC de las fuentes convencionales haría en la mayoría de los casos, al acoplamiento TC del sistema global demasiado corto para realizar una calibración con exactitud.

No obstante que el manual de Dytran sugiere ciertos modelos para usarse con sus sensores piezoeléctricos; cuidando el costo y el carácter móvil del sistema, se van a proponer algunos accesorios, tales como fuentes de energía.

Capítulo 3

ACOPLAMIENTO MECÁNICO.

En virtud de lo que implica el desarrollo de este capítulo, se pidió el apoyo al Departamento de Ingeniería Mecánica de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, (M.I. Armando Ortiz), quien con su equipo de trabajo propuso el diseño de una plataforma que ahora se detallará.

Primeramente ¿qué se requiere?

- Una plataforma de no más de 60 cm. x 60 cm.
- Ligera, para que pueda ser transportada por 2 personas sin muchos problemas.
- Que la plataforma tenga libertad de movimiento para poder hacer las mediciones, tal y como se muestra en la siguiente figura.

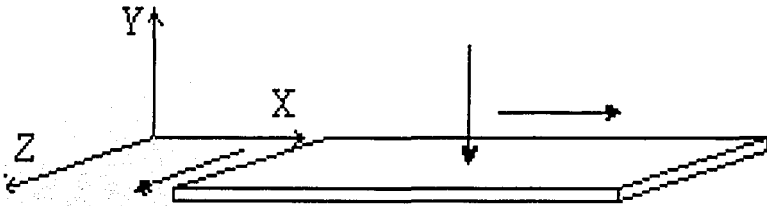


Fig. 3.1

- Considerar la forma de los sensores

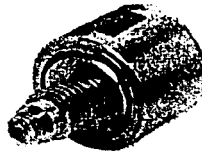


Fig. 3.2 Sensores de Fuerza LIVM modelo 1050

En virtud de esto, se propone una plataforma compuesta por 3 placas de igual tamaño una encima de la otra con rodamientos, para permitir el movimiento en el plano XZ. Los sensores se van a colocar para que sirvan como topes para limitar el rodamiento de las placas.

Los materiales usados hasta ahora, en este primer prototipo son:

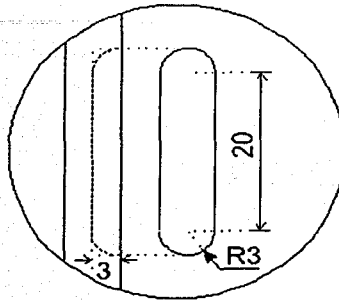
- 3 Placas de acero de $\frac{1}{4}$ de pulgada de espesor y 500mm x 500mm.
- Balines de $\frac{5}{16}$ de pulgada.
- 8 sensores de fuerza (4 sensores para el plano XZ y 4 para el eje Y).
- Ángulo de 25.4 mm x 25.4 mm x 4.7625 mm.

En las siguientes hojas, se muestran los planos de la plataforma en el siguiente orden:

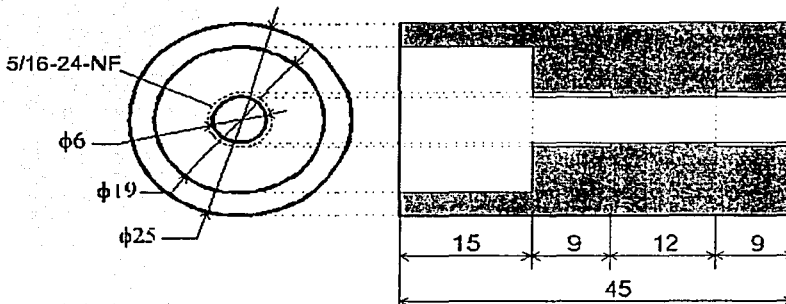
- Indicaciones.
- Placa superior.
- Placa centro.
- Placa inferior.
- Marco.

El capítulo concluye con dos dibujos en los cuales se ve por un lado la distribución de los sensores de fuerza, al igual que la colocación de los balines; y por el otro, la apariencia que va a tener la plataforma una vez que se haya terminado de ensamblar.

Nota: Toda tolerancia no indicada en el dibujo será de ± 0.1



Nota: Profundidad de la caja 3mm



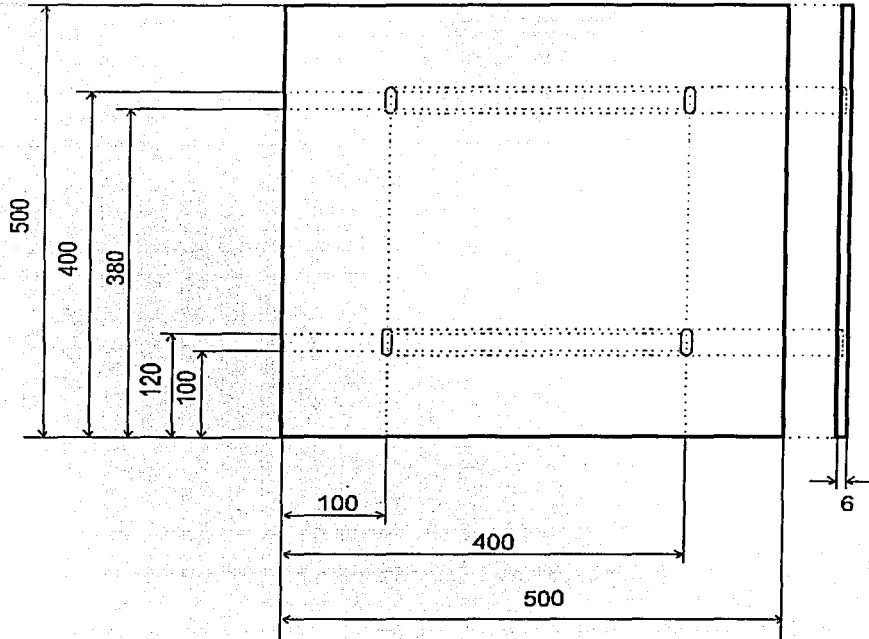
Pieza contenedora del sensor.

Cantidad: 12 piezas.

Material: Aluminio.

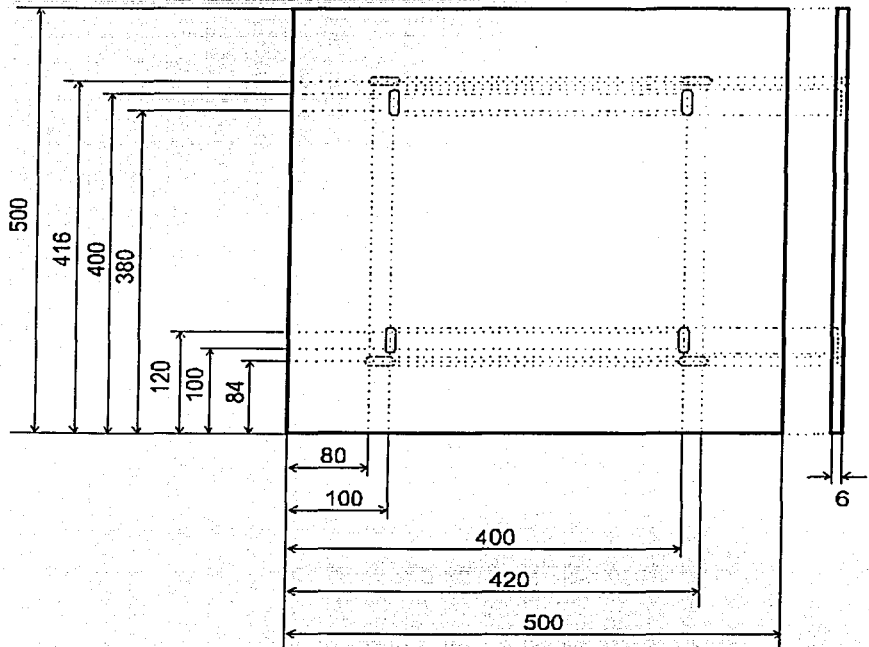
Nombre: Detalles	Acotamiento: mm		Tesis	
	Escala: s/e		FI-UNAM	
Plataforma de pruebas				
Dibujó: I.C.G	Diseño: I.C.G	Revisó: A.O.P	Fecha: 21/02/2001	Hoja: 1/1

Nota: Toda tolerancia no indicada en el dibujo será de ± 0.1



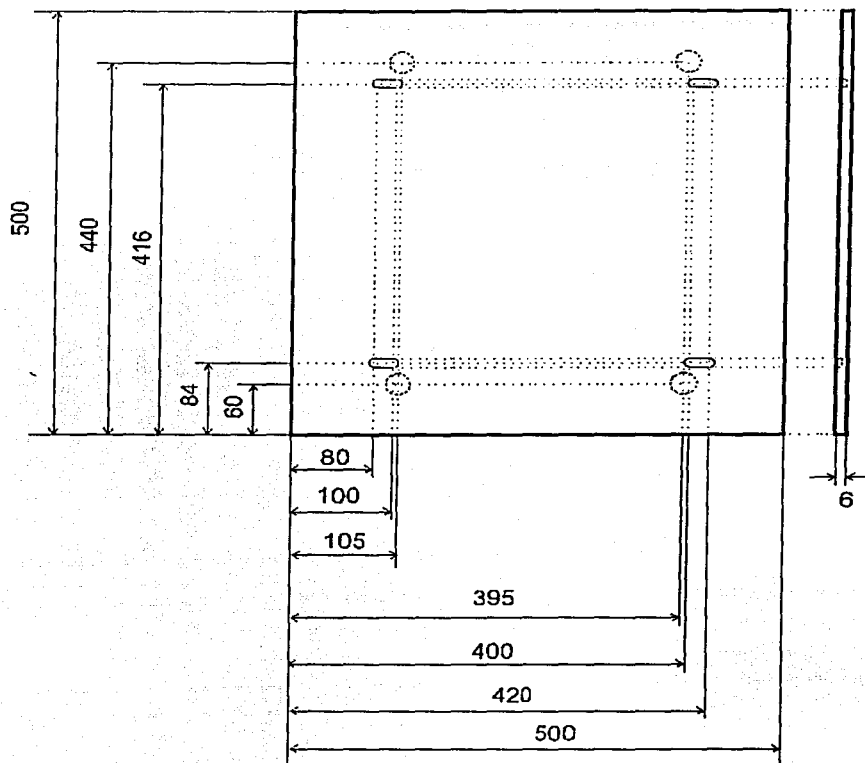
Nombre: Plataforma - I		Acotamiento: mm		Tesis	
		Escala: s/e		FI-UNAM	
		Cantidad: 1pza		Plataforma - Superior	
		Peso est.: 11.7 kg			
		Material: Acero			
Dibujó: I.C.G	Diseño: I.C.G	Revisó: A.O.P	Fecha: 21/02/2001	Hoja: 1/1	

Nota: Toda tolerancia no indicada en el dibujo será de ± 0.1



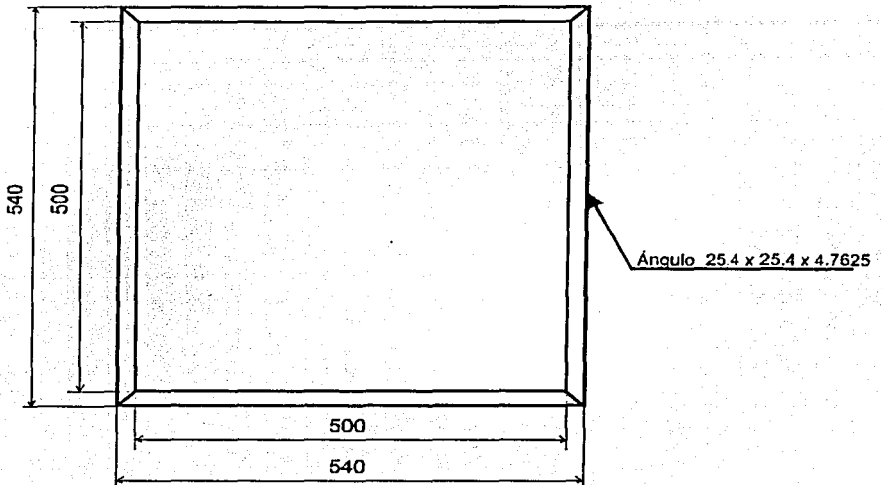
Nombre: Plataforma - II		Acotamiento: mm Escala: s/e		Tesis	
		Cantidad: 1pza		FI-UNAM	
		Peso est.: 11.7 kg		Plataforma - Centro	
		Material: Acero			
Dibujó: I.C.G	Diseño: I.C.G	Revisó: A.O.P	Fecha: 21/02 2001	Hoja: 1 1	

Nota: Toda tolerancia no indicada en el dibujo será de ± 0.1



Nombre: Plataforma - III	Acotamiento: mm	Tesis	
	Escala: s/e		
	Cantidad: 1pza	FI-UNAM	
	Peso est.: 11.7 kg		
	Material: Acero	Plataforma - Inferior	
Dibujó: I.C.G	Diseño: I.C.G	Revisó: A.O.P	Fecha: 21/02/2001
			Hoja: 1/1

Nota: Toda tolerancia no indicada en el dibujo será de ± 0.1



Nombre: Marco - Soporte		Acotamiento: mm		Tesis	
		Escala: s/e			
				FI-UNAM	
		Material: Acero		Plataforma de pruebas	
Dibujó: I.C.G	Diseño: I.C.G	Revisó: A.O.P	Fecha: 21/02/2001	Hoja: 1/1	

En la siguiente figura (figura 3.3) se observa la distribución y localización de los sensores de fuerza, los cuales van a actuar como topes para limitar la carrera de las placas; al mismo tiempo se ve como van a estar colocados los balines.

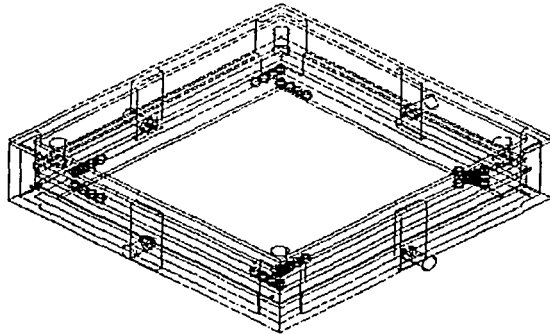


Fig. 3.3 Distribución de los sensores de fuerza y los balines.

Por último, se presenta en la figura 3.4 la apariencia final de la plataforma. Cabe aclarar que este diseño no deja de ser un PROTOTIPO y que para ser considerado el diseño final todavía falta hacer varias pruebas.

Entre las pruebas se cuentan:

- Peso total de la plataforma.
- Material utilizado en el diseño. Ya que existen materiales más ligeros que el acero.
- Quizás se le agreguen más sensores de fuerza.

Hasta el momento no se ha hablado de la altura de la plataforma, ya que va a depender del mecanismo⁹ utilizado para regresar a su punto inicial la componente vertical de la fuerza (eje Y) en la plataforma.

⁹ Actualmente está en diseño esta parte.

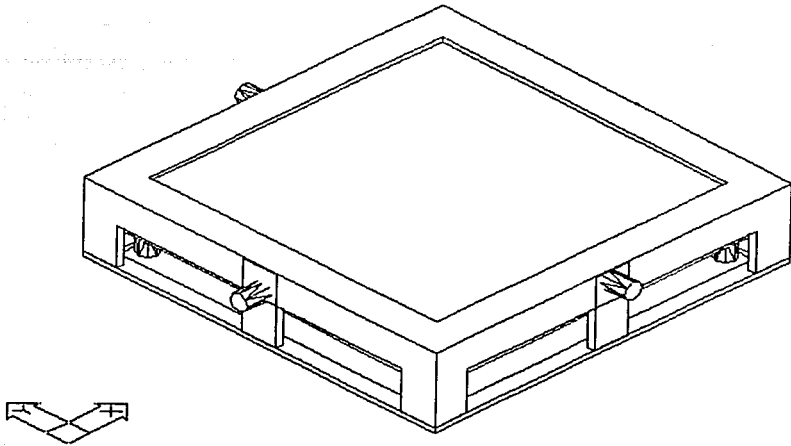


Fig. 3.4 Prototipo de la plataforma.

Capítulo 4.

ADQUISICIÓN DE SEÑALES.

Bajo ciertas condiciones, una señal de tiempo continuo se puede representar y reconstruir completamente, partiendo del conocimiento de sus valores instantáneos, o muestras, espaciados de igual manera en el tiempo. Esta propiedad se deriva de lo que se conoce como *el teorema de muestreo*. Este teorema es de gran importancia y utilidad.

Gran parte de la importancia del teorema de muestreo reside en su papel de interfaz entre las señales de tiempo continuo y las señales de tiempo discreto. Como se verá más en detalle a lo largo de este capítulo, la habilidad para representar una señal de tiempo continuo mediante una secuencia de muestras instantáneas, proporciona un mecanismo para representar una señal de tiempo continuo mediante una señal de tiempo discreto. Tomando en cuenta que se está considerando que el error de cuantificación en la conversión analógica a digital y los errores de redondeo en el procesamiento digital de la señal, son despreciables [1].

En muchos contextos, el procesamiento de señales de tiempo discreto es más flexible y a menudo preferible al procesamiento de señales de tiempo continuo, en parte debido a la creciente disponibilidad de sistemas digitales y de tiempos discretos de bajo costo, programables y fácilmente reproducibles. Así mismo, después de procesar la señal de tiempo discreto empleando un sistema de tiempo discreto, se puede convertir la señal de nuevo a tiempo continuo.

La figura 4.1 muestra la configuración general de un sistema para el procesamiento digital de una señal analógica.



Fig. 4.1 Sistema para el procesamiento digital de una señal analógica

En este capítulo se van a tocar las 2 primeras etapas de la figura 4.1, las de Prefiltrado y Convertidor A/D. Dejando para el capítulo 5 la etapa del Procesador digital.

4.1 Representación de una señal de tiempo continuo mediante sus muestras (Teorema de Muestreo).

En general, hay una cantidad infinita de señales que pueden generar un conjunto dado de muestras. Sin embargo, si una señal es de banda limitada y si las muestras son tomadas lo suficientemente cercanas unas de otras, en relación con la frecuencia más alta presente en la señal, entonces la señal va a poder ser reconstruida perfectamente. A la salida del proceso de muestreo se le denomina "Modulación por ancho de pulso (PAM)", debido a que los intervalos sucesivos de salida pueden ser descritos como una secuencia de pulsos con amplitud derivadas de la señal muestreada. Esta señal analógica puede ser reconstruida de la señal modulada utilizando un filtro paso bajas. ¿Pero qué tan cerca puede estar la señal filtrada y modulada de la señal analógica?.

La respuesta a esta pregunta se obtiene si se analiza el 'Teorema de Muestreo'¹⁰:

Sea $x(t)$ una señal de banda limitada con $X(f) = 0$ para $|f| > f_M$. Entonces $x(t)$ está determinada unívocamente por sus muestras $x(nT)$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ si

$$f_s > 2f_M \quad \text{Ec. 4.1}$$

donde

$$f_s = \frac{1}{T} \quad \text{Ec. 4.2}$$

Dadas estas muestras, se puede reconstruir $x(t)$ generando un tren de impulsos periódicos, en el que los impulsos sucesivos tienen amplitudes que corresponden a valores de muestras sucesivas. Este tren de impulsos es entonces procesado a través de un filtro paso bajas ideal con ganancia T y cuya frecuencia de corte (f_c) es mayor que f_M (frecuencia máxima de la señal analógica) y menor que $(f_s - f_M)$. La salida resultante será exactamente igual a $x(t)$.

La frecuencia de muestreo f_s también se conoce como la *frecuencia de Nyquist*. La frecuencia $2f_M$ que, bajo el teorema de muestreo, debe ser excedida por la frecuencia de muestreo, se denomina como *velocidad de Nyquist*.

4.1.1 Muestreo con Tren de Impulsos.

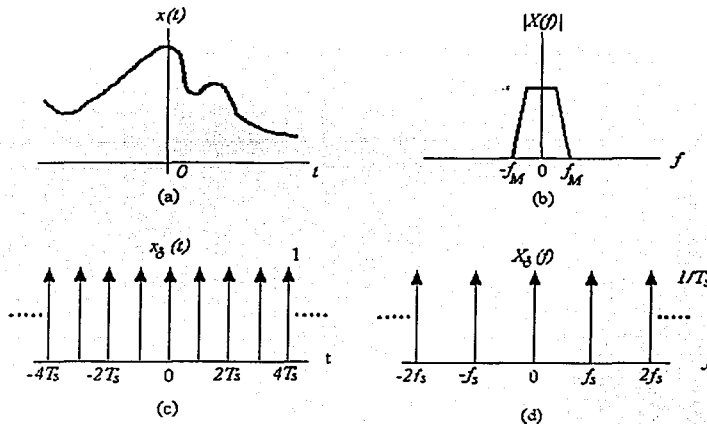


Fig. 4.2 Muestreo con Tren de Impulsos.

¹⁰ La frecuencia de muestreo debe ser superior o igual a 2 veces la frecuencia máxima de la señal analógica.

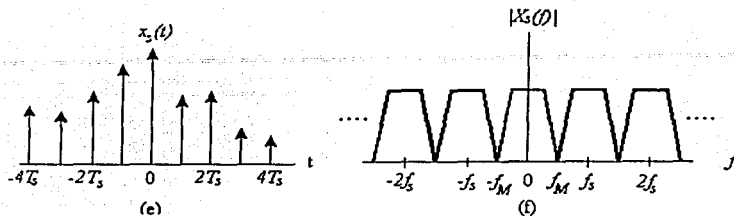


Fig. 4.2 Muestreo con Tren de Impulsos. (Cont.)

Considérese el caso específico del muestreo con un tren de impulsos, para ello supóngase una señal analógica $x(t)$, como en la figura 4.2a, con una Transformada de Fourier $X(f)$ la cual es 0 fuera del intervalo $-f_M < f < f_M$, como en la figura 4.2b. El tren de impulsos $p(t)$ se conoce como la *función de muestreo*, el periodo T como el *periodo de muestreo* y la frecuencia fundamental de $p(t)$, $f_s = 1/T$, como la *frecuencia de muestreo*. En el dominio del tiempo se tiene:

$$x_p(t) = x(t)p(t) \quad \text{Ec. 4.3}$$

donde

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \quad \text{Ec. 4.4}$$

$x_p(t)$ es un tren de impulsos cuyas amplitudes son iguales a las muestras de $x(t)$ en intervalos espaciados por T , esto es

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT)\delta(t - nT) \quad \text{Ec. 4.5}$$

Utilizando la propiedad de convolución de la Transformada de Fourier en el *dominio de la frecuencia*.

$$x(t)x_s(t) \xrightarrow{F} X(f)*X_s(f) \quad \text{Ec. 4.6}$$

donde $X_s(f)$ es la Transformada de Fourier del tren de impulsos $x_s(t)$,

$$X_s(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \quad \text{Ec. 4.7}$$

y donde $f_s = 1/T_s$ es la frecuencia de muestreo. Nótese que la Transformada de Fourier de un tren de impulsos es otro tren de impulsos; cuyos periodos están relacionados

recíprocamente. Las figuras 4.2c y 4.2d ilustran respectivamente al tren de impulsos $x_d(t)$ y su correspondiente transformada de Fourier $X_d(f)$.

Por otra parte, la convolución con una función de impulso, solo desplaza a la función original, como sigue:

$$X(f) * \delta(f - nf_s) = X(f - nf_s) \quad \text{Ec. 4.8}$$

Finalmente si se aplica a la señal muestreada, se tiene:

$$\begin{aligned} X_s(f) &= X(f) * X_d(f) = X(f) * \left[\frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \right] \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_s) \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.9}$$

Esto quiere decir que $X_s(f)$ es una función periódica en el dominio de la frecuencia que consiste en una suma de réplicas de $X(f)$ desplazadas y escaladas por $1/T_s$, tal como se ilustra en la figura 4.2f.

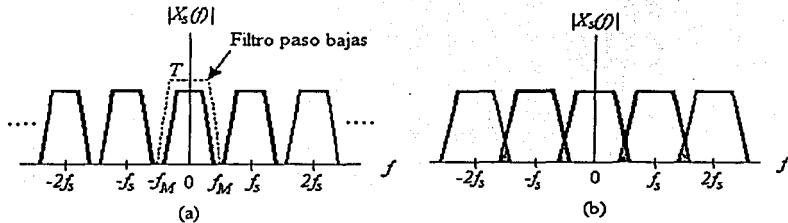


Fig. 4.3 Espectro para varias frecuencias. (a) $f_s > 2f_M$. (b) $f_s < 2f_M$.

Una vez que se ha escogido la tasa de muestreo tal que $f_s \geq 2f_M$, cada replica del espectro estará separada de sus vecinos por una banda de frecuencia exactamente igual a f_s hertz, y la señal analógica podrá ser teóricamente recuperada a través de sus muestras $x_p(t)$ por medio de un filtro paso bajas con ganancia T y una frecuencia de corte mayor que f_M y menor que $f_s - f_M$, como se muestra en la figura 4.3a. Sin embargo, si se reduce la tasa de muestreo tal que $f_s < 2f_M$, las replicas se van a traslapar como se observa en la figura 4.3b y algo de la información se perderá. A este fenómeno, resultado de un submuestreo se llama aliasing (traslape)¹¹.

¹¹ Lo cual será analizado más a detalle en este capítulo

4.1.2 Muestreo Natural o Real.

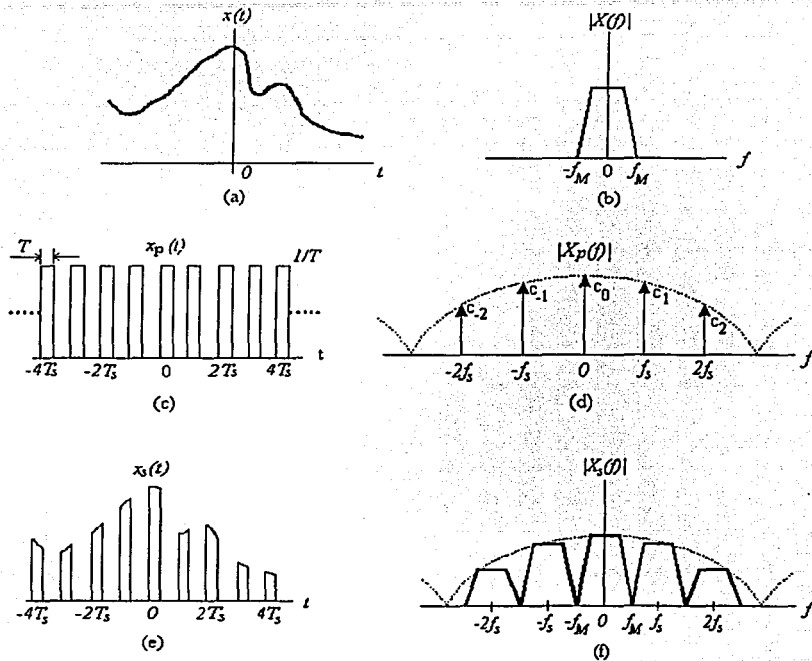


Fig. 4.4 Muestreo Natural o Real.

A pesar de que el muestreo por tren de impulsos es un método adecuado, una manera más práctica de muestrear una señal analógica limitada en banda $x(t)$, figura 4.4a, es multiplicando a $x(t)$ por un tren de pulsos $x_p(t)$, figura 4.4c. Cada pulso en $x_p(t)$ tiene un ancho T y una amplitud $1/T$. Multiplicar por $x_p(t)$ es como si se estuviera abriendo y cerrando un switch.

La señal resultante del muestreo $x_s(t)$ se observa en la figura 4.4e y se expresa como

$$x_s(t) = x(t)x_p(t) \quad \text{Ec. 4.10}$$

Aquí el muestreo se llama "Muestreo Natural", debido a que la parte alta de cada pulso mantiene la forma del segmento correspondiente a la señal analógica, durante el intervalo del pulso. Dicho tren de pulsos periódico puede ser expresado como una serie de Fourier de la forma:

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_s t} \quad \text{Ec. 4.11}$$

Donde la tasa de muestreo ($f_s = 1/T$) es escogida de tal forma que sea igual a $2f_m$; de tal manera que se satisfice el Teorema de Muestreo.

Por otro lado, la envolvente de la magnitud del espectro del tren de pulsos, vista en la figura 4.4d como una línea punteada, tiene las características de una función sinc.

Así mismo, $x_s(t)$ se expresa como:

$$x_s(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_s t} \quad \text{Ec. 4.12}$$

La Transformada $X_s(f)$ de la señal muestreada se encuentra como sigue:

$$X_s(f) = F \left\{ x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_s t} \right\} \quad \text{Ec. 4.13}$$

Para sistemas lineales, se pueden intercambiar las operaciones de sumatoria y de Transformada de Fourier. De esta manera se puede escribir,

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n F \{ x(t) e^{j2\pi n f_s t} \} \quad \text{Ec. 4.14}$$

Aplicando la propiedad de traslación en frecuencia de la Transformada de Fourier,

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n X(f - n f_s) \quad \text{Ec. 4.15}$$

La figura 4.4f y la ecuación anterior muestran que $X_s(f)$ es una replica de $X(f)$ periódicamente repetida en frecuencia cada f_s hertz. En este caso de muestreo natural, sin embargo se observa que $X_s(f)$ está compuesto por los coeficientes de la serie Fourier para un tren de pulsos; en comparación al valor constante en el caso del muestreo por tren de impulsos. Claro está que en el límite en donde el ancho del pulso T tiende a 0, c_n tiende a $1/T_s$ para todas las n y la ecuación anterior converge a

$$\begin{aligned} X_s(f) &= X(f) * X_s(f) = X(f) * \left[\frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n f_s) \right] \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - n f_s) \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.16}$$

4.1.3 Muestreo con un Retenedor de Orden Cero.

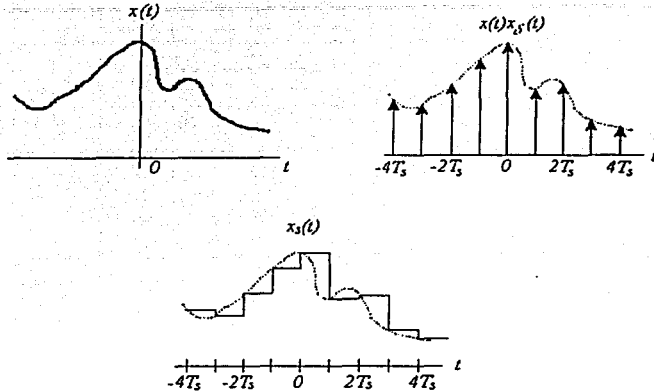


Fig.4.5 Muestreo con un Retenedor de Orden Cero.

En la práctica, los pulsos angostos de gran amplitud que se aproximan a impulsos, son relativamente difíciles de generar y transmitir. Por ello, es más conveniente obtener la señal muestreada empleando lo que se conoce como un dispositivo "retenedor de orden cero". Tal sistema muestrea la señal $x(t)$ en determinados instantes de muestreo, y conserva ese valor hasta el siguiente instante de muestreo; figura 4.5. Lo anterior puede ser matemáticamente descrito mediante la convolución de la señal muestreada por el tren de impulsos $[x(t)x_s(t)]$ con un pulso rectangular $(p(t))$ de amplitud unitaria y ancho T_s . Dicha convolución en el tiempo, da como resultado una secuencia de muestreo $x_s(t)$ plana en la parte superior de las muestras, esto es:

$$x_s(t) = p(t) * [x(t)x_s(t)] \quad \text{Ec. 4.17}$$

$$x_s(t) = p(t) * \left[x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \right] \quad \text{Ec. 4.18}$$

La Transformada de Fourier $X_s(f)$ de la convolución en el tiempo, es el producto en el dominio de la frecuencia de la Transformada de Fourier del pulso rectangular $P(f)$ y el espectro periódico del muestreo por tren de impulsos,

$$X_s(f) = P(f) F \left\{ x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \right\}$$

$$= P(f) \left\{ X(f) * \left[\frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n f_s) \right] \right\}$$

$$X_s(f) = P(f) \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - n f_s) \quad \text{Ec. 4.19}$$

Donde $P(f)$ tiene la forma $T_s \text{sinc}(f T_s)$. El efecto de este producto resulta ser un espectro similar en apariencia al del muestreo natural de la figura 4.4f. Lo más significativo de este tipo de muestreo es la significativa atenuación que sufren las réplicas de alta frecuencia del espectro. Esto no quiere decir que ya no sea necesario filtrar la señal para recuperar la señal muestreada, debido a que todavía quedan algunas réplicas múltiples de la frecuencia de muestreo.

4.2 El efecto de submuestreo: Traslape (aliasing).

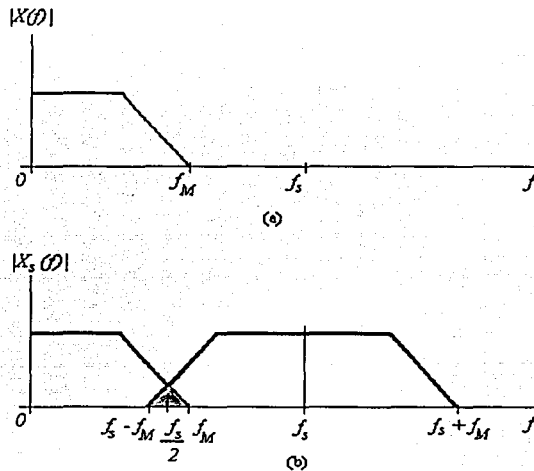


Fig. 4.6 Traslape en el dominio de la frecuencia. a) Espectro de la señal analógica. b) Espectro de la señal muestreada.

La figura 4.6 es una vista en detalle, de la parte positiva del espectro en banda base de una de las réplicas de la figura 4.3b. La región oscura mostrada en la figura 4.6b contiene aquella parte del espectro, traslapada debido al submuestreo. Las componentes espectrales que están encimadas representan datos ambiguos que solo pueden ser recuperados bajo condiciones especiales (codificación sub-banda). En general, esta ambigüedad no está resuelta y los datos traslapados aparecen en la banda de frecuencia entre $(f_s - f_M)$ y f_M . La figura 4.7 señala que una tasa de muestreo alta f_s puede eliminar el traslape al separar a las

replicas espectrales; el espectro resultante en la figura 4.7b corresponde al caso de la figura 4.3a.

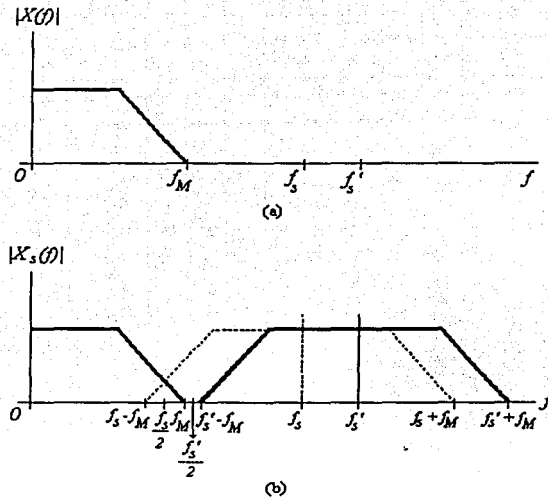


Fig. 4.7 Una tasa de muestreo mayor elimina el traslape a) Espectro de la señal analógica. b) Espectro de la señal muestreada.

Por otra parte, las figuras 4.8 y 4.9 muestran dos maneras de eliminar el traslape utilizando filtros antialiasing. En la figura 4.8 la señal analógica es prefiltrada de tal forma que la nueva frecuencia máxima, f_M' es reducida a $f_s/2$ o menos. Es por esto que como se indica en la figura 4.8b no hay componentes traslapadas, ya que $f_s > 2f_M'$. Eliminar el traslape antes del muestreo es una muy buena práctica. Sin embargo, cuando se conoce bien la estructura de la señal, se puede eliminar el traslape después del muestreo, con un filtro paso bajas operando sobre la señal muestreada.

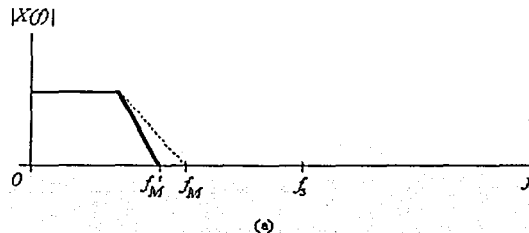


Fig. 4.8 Filtro antialiasing. a) Espectro de la señal analógica.

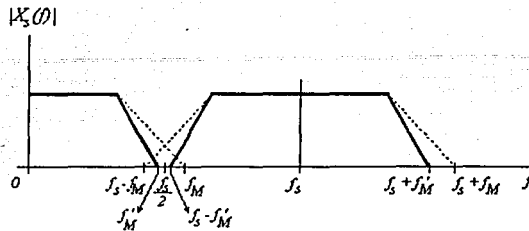


Fig. 4.8 Filtro antialiasing. b) Espectro de la señal muestreada. (Cont.)

En la figura 4.9 Los componentes traslapados son removidos mediante el filtrado después del muestreo; la frecuencia de corte del filtro f_M'' debe ser menor que $(f_s - f_M)$. Nótese que las técnicas de filtrado aquí mencionadas a pesar de eliminar las secciones traslapadas, implican una pérdida en la señal original. Por esta razón, la tasa de muestreo, el ancho de banda de corte, el tipo de filtro seleccionado para una señal en particular, son términos que están muy relacionados unos con otros. Algunos autores sugieren dejar un ancho de banda de transición entre 10% y 20% del ancho de banda de la señal. Si se considera el 20% de ancho de banda de transición, se tiene lo que se conoce como "tasa de muestreo de Nyquist versión de ingeniería":

$$f_s \square 2.2 f_M$$

Ec. 4.20

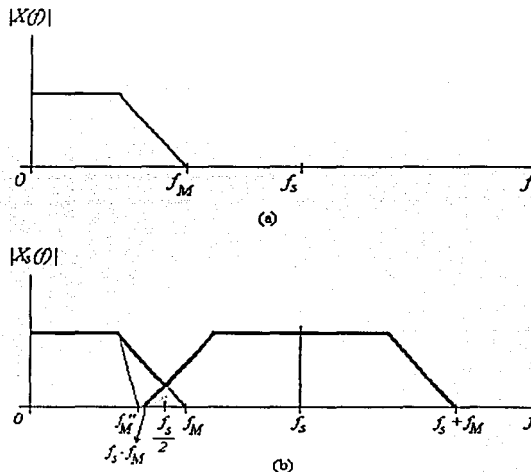


Fig. 4.9 Filtrado después del muestreo. a) Espectro de la señal analógica. b) Espectro de la señal muestreada.

4.3 Filtro Antialiasing.

El filtro antialiasing es un filtro paso bajas analógico que tiene un propósito doble. Primero, asegura que el ancho de banda de la señal que se va a muestrear está limitado al intervalo de frecuencias deseado. Así, cualquier componente de la señal por encima de la frecuencia de plegado $F_s/2$ está suficientemente atenuada, de tal manera que la cantidad de distorsión de señal debida al traslape es despreciable.

Otra razón para usar un filtro antialiasing es limitar el espectro del ruido aditivo y otras interferencias, que a menudo alteran la señal deseada. Normalmente, el ruido aditivo es de banda ancha y excede el ancho de banda de la señal deseada. Mediante el prefiltrado se reduce la potencia de ruido aditivo a aquella que cae dentro del ancho de banda de la señal deseada y rechazando el ruido fuera de la banda.

Idealmente, lo mejor sería emplear un filtro con un corte muy abrupto en la respuesta en frecuencia y sin distorsión de retardo dentro de la banda de paso. En realidad, sin embargo, uno está limitado a emplear filtros que tienen una región de transición de ancho finito que son fáciles de implementar e introducir cierta cantidad tolerable de retardo. Especificaciones del filtro muy exigentes, tales como regiones de transición estrechas, producen filtros muy complejos. En la práctica como ya se mencionó, se debe elegir muestrear la señal muy por encima de la tasa de Nyquist y así relajar los parámetros de diseño del filtro antialiasing.

4.3.1 Parámetros de diseño de un filtro paso bajas.

Un filtro analógico paso bajas puede ser expresado a partir de cuatro parámetros tal y como se muestra en la Figura 4.10 (f_{corte} , f_{paro} , A_{max} y M).

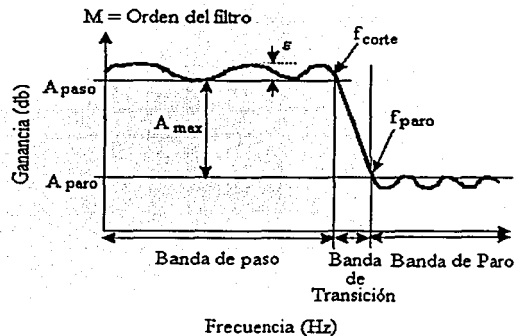


Fig. 4.10 Parámetros de diseño de un filtro paso bajas.

La frecuencia de corte (f_{corte}) de un filtro paso bajas está definida para un filtro Butterworth y Bessel como el punto de -3dB o en el caso de un filtro Chebyshev la frecuencia en la que la respuesta del filtro abandona la banda de error.

La región de frecuencia medida de DC a la frecuencia corte está definida como la región de banda de paso. La magnitud de la respuesta dentro de la banda de paso se define como A_{PASO} ; tal y como se muestra en la figura 4.10. La respuesta en la banda de paso puede ser plana sin pliegues, si se ha diseñado un filtro Butterworth o Bessel. Por el contrario, un filtro de Chebyshev presenta un rizo antes de la frecuencia de corte. La magnitud del error de rizo de un filtro se define como ϵ .

Por definición, un filtro paso bajas permite el paso de bajas frecuencias por debajo de la frecuencia corte y atenúa las frecuencias por encima de la frecuencia de corte. Un parámetro importante es la ganancia de sistema del filtro, A_{MAX} . Esto se define como la diferencia entre la ganancia en la región de paso banda y la ganancia en que se logra la región de paro, o $A_{MAX} = A_{PASO} - A_{PARO}$.

Para el caso donde un filtro que tiene rizados en la banda de paso, la ganancia de la banda de paso (A_{PASO}) representa la parte inferior del rizo. La frecuencia de la banda de paro, f_{PARO} , es la frecuencia a la que se alcanza una atenuación considerable. Aunque es posible que la banda de paro tenga rizados, por lo que la ganancia mínima (A_{PARO}) de esta onda se referirá a la cresta más alta.

Como la respuesta del filtro va más allá de la frecuencia corte, se cae dentro de la banda de transición y la banda de paro. El ancho de banda de la banda de transición está determinado en el diseño del filtro (Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc.) y el orden (M) del filtro. El orden del filtro está definido por el número de polos en la función de transferencia. Por ejemplo, si un filtro tiene tres polos en su función de transferencia, puede describirse como un filtro de orden 3.

Generalmente, el ancho de banda de la banda de transición se hará más pequeña cuanto más polos sean usados para implementar el diseño del filtro. Esto se ilustra con un filtro de Butterworth en la figura 4.11. Idealmente, un filtro anti-aliasing (filtro paso bajas) debería cumplir con una respuesta de forma de "pared del ladrillo", donde la banda de transición se diseñe para ser tan pequeña como sea posible.

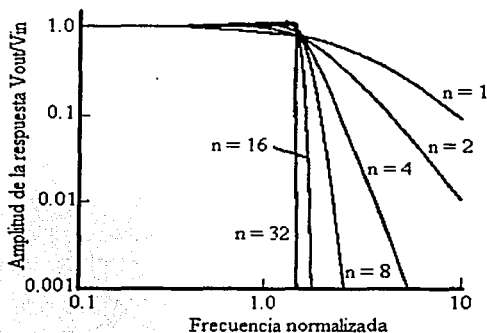


Fig. 4.11 Filtro Butterworth con varios polos.

4.3.2 Diseño de filtros paso bajas.

Los diseños de filtros más populares son los Butterworth, Bessel, y Chebyshev. Cada diseño puede identificarse por los cuatro parámetros ilustrados en la Figura 4.10. Otros tipos de filtro no discutidos en este Capítulo son los Chebyshev Inverso, Elíptico, y Cauer.

4.3.2.1 Filtro Butterworth.

El filtro Butterworth es el diseño más popular usado en los circuitos. La función de transferencia de un filtro Butterworth consiste en todos polos y ningún cero y es igual a:

$$\frac{V_{\text{SALIDA}}}{V_{\text{ENTRADA}}} = \frac{G}{(a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} \dots a_{n-1} s^2 + a_n s + 1)} \quad \text{Ec. 4.21}$$

donde G es igual a la ganancia del sistema.

La tabla 4.1 listas los coeficientes del denominador para el diseño de un Butterworth. Aunque el orden de un filtro Butterworth teóricamente puede ser infinito, esta tabla sólo muestra los coeficientes hasta un filtro de orden 5.

M	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
2	1.0	1.4142136			
3	1.0	2.0	2.0		
4	1.0	2.6131259	3.4142136	2.6131259	
5	1.0	3.2360680	5.2360680	5.2360680	3.2360680

Tabla 4.1 Coeficientes del denominador de un filtro Butterworth hasta de orden 5.

Como se muestra en la figura 4.12a. el comportamiento de la frecuencia tiene una magnitud máxima plana en la banda de paso de la respuesta. La tasa de atenuación en la banda de transición es mejor que el de un diseño de filtro Bessel; pero no tan bueno como el filtro Chebyshev. No hay resonancia en la banda de paro. La respuesta a escalón del filtro Butterworth se ilustra en la Figura 4.12b. Este tipo de filtro presenta en el dominio del tiempo algunos sobre pasos; pero como se verá son menores que los del Chebyshev.

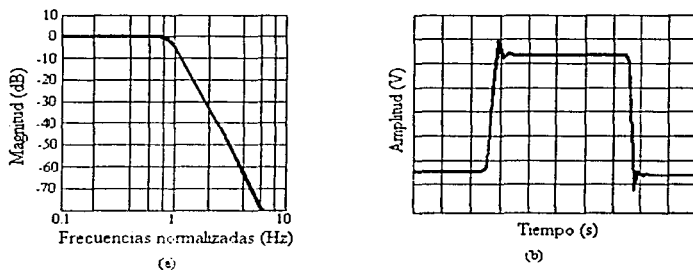


Fig. 4.12 Filtro Butterworth. a) Respuesta en frecuencia. b) Respuesta a escalón.

4.3.2.2 Filtro Chebyshev.

La función de transferencia del filtro Chebyshev es similar a la del filtro Butterworth por el hecho de que tiene todos los polos y no los ceros; con una función de transferencia de:

$$\frac{V_{SALIDA}}{V_{ENTRADA}} = \frac{G}{(a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n)} \quad \text{Ec. 4.22}$$

El comportamiento de la frecuencia tiene un rizo (Figura 4.13a) en la banda de paso que se determina por la colocación específica de los polos en el diseño del circuito. La magnitud del rizo está definida como ϵ en la Figura 4.10. En general, un aumento en la magnitud del rizo disminuirá la anchura de la banda de transición.

Los coeficientes del denominador para un rizo de 0.5dB del diseño del Chebyshev se dan en la tabla 4.2. Aunque el orden de un filtro Chebyshev puede ser teóricamente infinito, esta tabla solo enlista los coeficientes hasta un filtro de orden 5.

M	a ₀	a ₁	a ₂	a ₃	a ₄
2	1.516203	1.425625			
3	0.715694	1.534895	1.252913		
4	0.379051	1.025455	1.716866	1.197386	
5	0.178923	0.752518	1.309575	1.937367	1.172491

Tabla 4.2 Coeficientes del denominador de un filtro Chebyshev hasta de orden 5.

La tasa de atenuación en la banda de transición es más empinada que los filtros Butterworth y Bessel. Por ejemplo, la respuesta de un filtro Butterworth de 5° orden se requiere si se desea tener el mismo ancho de la banda de transición de un filtro Chebyshev de 3er orden.

Sin embargo, en la región de la banda de paso hay rizos y la banda de paro está exenta de rizos con este filtro. La respuesta escalón (Figura 4.13b) tiene un grado justo de rebase.

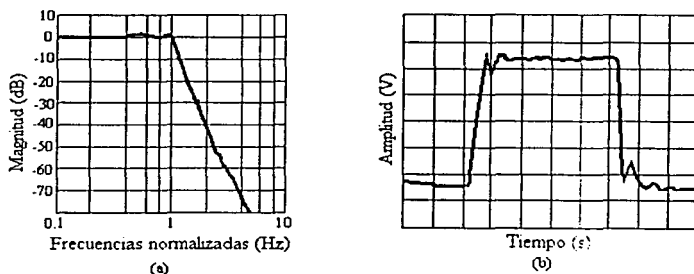


Fig. 4.13 Filtro Chebyshev. a) Respuesta en frecuencia. b) Respuesta a escalón.

4.3.2.3 Filtro Bessel.

Una vez más, la función de transferencia del filtro Bessel tiene solo polos y ningún cero. Donde el diseño de Butterworth se perfecciona para maximizar la respuesta plana de la banda de paso y el diseño del Chebyshev puede ajustarse para minimizar fácilmente el ancho de la banda de transición, el filtro de Bessel produce un retraso de tiempo constante con respecto a la frecuencia, en un intervalo grande de frecuencia. Matemáticamente, esta relación puede expresarse como:

$$C = \Delta\theta * \Delta f \quad \text{Ec. 4.23}$$

donde:

C es una constante,
 θ es la fase en grados,
 f es la frecuencia en Hz.

Alternativamente, la relación puede expresarse en grados por radián como:

$$C = -\frac{\Delta\theta}{\Delta\omega} \quad \text{Ec. 4.24}$$

donde:

C es una constante,
 θ es la fase en grados,
 ω está en los radianes.

La función de transferencia para el filtro Bessel es:

$$\frac{V_{\text{SALIDA}}}{V_{\text{ENTRADA}}} = \frac{G}{(a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n)} \quad \text{Ec. 4.25}$$

Los coeficientes del denominador para un filtro Bessel se muestran en la tabla 4.3. Aunque el orden de un filtro Bessel teóricamente puede ser infinito, esta tabla sólo lista los coeficientes para un filtro de 5° orden.

M	A ₀	a ₁	a ₂	a ₃	a ₄
2	3	3			
3	15	15	6		
4	105	105	45	10	
5	945	945	420	105	15

Tabla 4.3 Coeficientes del denominador de un filtro Bessel hasta de orden 5.

El filtro Bessel tiene una respuesta de magnitud plana en la banda de paso (Figura 4.14a). Siguiendo la banda de paso, la tasa de atenuación en la banda de transición es más lento que en los filtros Butterworth o Chebyshev. Y finalmente, no hay ningún zumbido o resonancia

en la banda de paro. Este filtro tiene la mejor respuesta a escalón de todos los filtros antes mencionados, con muy pequeño rebase (Figura 4.14b).

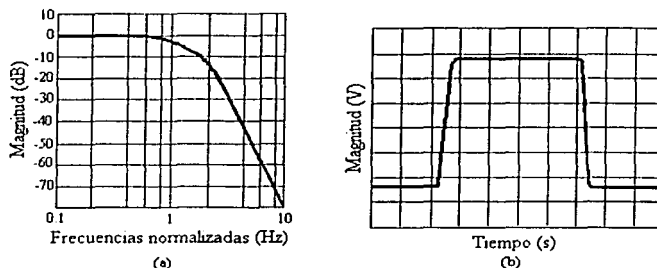


Fig. 4.14 Filtro Bessel. a) Respuesta en frecuencia. b) Respuesta a escalón.

4.3.3 Realización del filtro analógico.

Tradicionalmente los filtros paso bajas eran implementados con dispositivos pasivos tales como: resistencias, capacitores y en algunos casos específicos (filtros paso altas y paso bandas) inductores. Los filtros pasivos se siguen usando para el diseño de filtros que requieran tener un polo o donde el ancho de banda del filtro opere a frecuencias tan altas que no pasen el límite de capacidad del amplificador operacional (filtros activos). A pesar de ésto, primordialmente se implementan filtros con amplificadores operacionales, capacitores y resistencias.

4.3.3.1 Filtros pasivos.

Son implementados con resistencias y capacitores. En la figura 4.15 se muestra un filtro paso bajas de un polo.

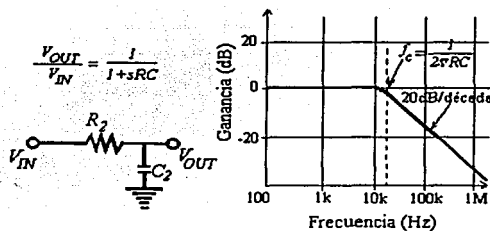


Figura 4.15. Filtro pasivo.

Generalmente los filtros pasivos son empleados para el diseño de filtros de un solo polo. Es muy frecuente usar filtros (pasivos) paso bajas de un polo a la entrada de un convertidor A/D Delta Sigma. En este caso, la alta impedancia de salida del filtro no va a interferir con el proceso de conversión.

4.3.3.2 Filtros activos.

Se crean al conectar amplificadores operacionales con resistencias y capacitores. Tienen la ventaja de ofrecer aislamiento entre las etapas. Ésto es posible gracias a las características de los amplificadores operacionales de tener alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. En todos los casos, el orden del filtro dependerá del número de capacitores a la entrada y en el lazo de realimentación del amplificador operacional.

La respuesta en frecuencia de un filtro activo de un polo es muy similar a la de un filtro pasivo de un polo. Ejemplo de ésto es la figura 4.16.

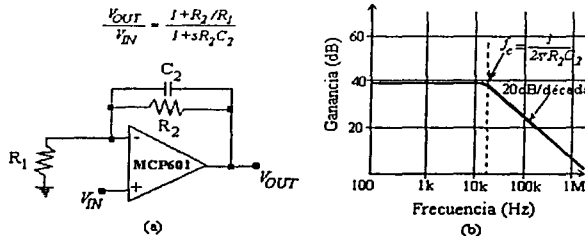


Fig. 4.16 a) Filtro activo paso bajas de 1 polo. b) Respuesta en frecuencia.

En comparación con los filtros pasivos, los filtros activos poseen una serie de ventajas:

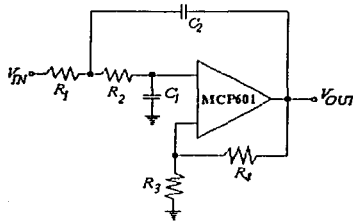
- Permiten eliminar las inductancias que, en bajas frecuencias son voluminosas, pesadas y costosas.
- Facilitan el diseño de filtros complejos mediante la asociación de etapas simples.
- Proporcionan una gran amplificación de la señal de entrada (ganancia), lo que es de gran utilidad al trabajar con señales de niveles muy bajos.
- Permiten mucha flexibilidad en los proyectos.

Por otro lado, estos filtros presentan una serie de inconvenientes:

- Exigen una fuente de polarización.
- Su respuesta en frecuencia está limitada por la capacidad de los amplificadores operacionales utilizados.
- Es imposible su aplicación en sistemas de media y alta potencia (por ejemplo: en los filtros que emplean los convertidores e inversores construidos con tiristores, usados en la industria).

En la práctica existen varias estructuras para la realización de filtros activos. Las 2 más comunes son:

- Estructura de fuente de tensión controlada por tensión VCVS ("Voltage-Controlled Voltage Source") más conocido como "Sallen - Key".- Recibe el nombre de VCVS debido a que el AOP, como amplificador de tensión puede ser comparado con una fuente de alimentación cuya salida depende de la tensión de entrada y de la ganancia del circuito. Se configura de tal manera que la ganancia de DC es positiva. En la figura 4.17 se muestra un filtro activo Sallen - Key, para este filtro la ganancia es mayor que uno. Es de segundo orden y los polos se determinan a través de los valores de R1, R2, C1 y C2.

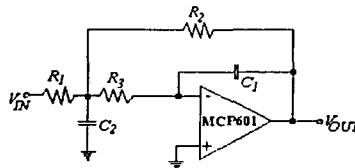


$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K(R_1 R_2 C_1 C_2)}{s^2 + s(1/R_1 C_2 + 1/R_2 C_2 + 1/R_2 C_1) + 1/R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$K = \text{Ganancia} = 1 + R_4/R_3$$

Fig. 4.17 Filtro Sallen - Key de 2 polos.

- Estructura de realimentación múltiple (MFB "Multiple- Feed- Back").- Este tipo de filtro activo se muestra en la figura 4.18. La ganancia en DC de este filtro invierte la polaridad de la señal de salida y es igual a: $-R_2/R_1$. Los polos se determinan a través de los valores de R1, R3, C1 y C2.



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-1/R_1 R_3 C_1 C_2}{s^2 C_2 C_1 + s C_1 (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3) + 1/(R_2 R_3 C_2 C_1)}$$

Fig. 4.18 Filtro activo de realimentación múltiple.

4.4 Convertidor analógico - digital.

Para este proyecto se tiene contemplado utilizar al microcontrolador de Motorola MC68HC11, el cual cuenta con un convertidor analógico - digital de 8 bits, con 8 canales de entrada multiplexados. Este convertidor analógico - digital está compuesto por un sistema de redistribución de carga; carga completamente capacitiva mediante lo que se conoce como aproximación sucesiva (figura 4.24) con un error de $\pm 1/2$ bit menos significativo (LSB) y por una circuitería digital de control.

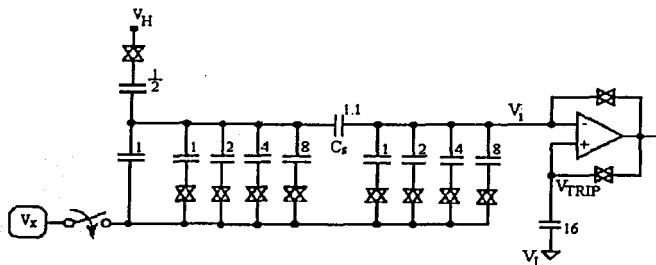


Fig. 4.24 MC68HC11 A/D en modo muestreo.

El proceso de conversión A/D por redistribución de carga es un proceso dinámico en el que la carga dentro del arreglo de capacitores eventualmente irá debilitándose. Dicho arreglo capacitivo es parte de un convertidor digital - analógico (DAC), lo que quiere decir que el proceso de conversión debe completarse dentro de un tiempo razonable una vez que transcurrió el tiempo de muestreo. A frecuencias de bus (E_{clock}) por debajo de 750 kHz, no debe tomarse a esta señal como reloj del convertidor ya que se corre el riesgo de que se presente un error debido a la pérdida de la carga a temperaturas extremas. Para estos casos, el chip del microcontrolador cuenta con un oscilador RC generalmente de 2 MHz.

Usar la señal de reloj E en lugar del oscilador RC, presenta 2 grandes ventajas: primero, la salida del comparador es muestreada con relativa calma en los ciclos de reloj del sistema, esto reduce los efectos de ruido dentro del microcontrolador. Cuando el oscilador está en uso, hay más errores atribuibles al ruido debido a la señal de reloj del sistema. Segundo, la actualización automática del registro de resultados ocurre durante una porción del ciclo de reloj donde no se lleva a cabo una lectura; por esto, una actualización no puede interferir con una lectura. Por otra parte, con el oscilador RC en uso, no hay conflicto entre actualizaciones y lecturas, sin embargo se agrega un retraso de sincronización al término de la conversión de cada canal para permitir la sincronización con el reloj del sistema (E).

Para obtener la resolución del convertidor analógico - digital (pasos de cuantización) se emplea la siguiente fórmula:

$$|V_{ref+} - V_{ref-}| = 3V \text{ M\u00ednimo}$$

$$|V_{ref+} - V_{ref-}| = 5V \text{ Máximo}$$

Para una diferencia de 5V, se tiene:

$$\frac{5V}{256} = .0195 \approx 20mV \text{ Máxima resolución.}$$

Tal y como se muestra en la figura 4.25.

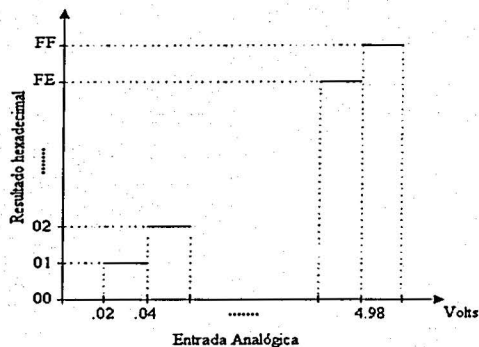


Fig. 4.25 Cuantización.

El control del convertidor se realiza mediante 2 registros: OPTION y ADCTL los cuales se describen a continuación:

OPTION \$1039

	7	6	5	4	3	2	1	0
RESET	ADPU	CSEL	IRQE	DLY	CME	-	CR1	CR0
	0	0	0	1	0	0	0	0

De este registro, los bits ADPU y CSEL son los que afectan al convertidor A/D.

ADPU.- Es el bit de encendido de la fuente interna del convertidor (0 apagado, 1 encendido). La fuente del convertidor se encuentra apagada después de un RESET y se enciende una vez que se escribe a este bit. Así mismo, se debe añadir un retraso antes de iniciar el proceso de conversión, una vez que se escribe un 1 al ADPU. Este retraso es para permitir a la fuente del convertidor y a los comparadores estabilizarse.

CSEL.- Es el bit encargado de seleccionar entre el oscilador RC (CSEL = 1) o el reloj del sistema E (CSEL = 0), cuando E es menor de 750kHz. Como se mencionó

párrafos atrás, usar el oscilador RC implica agregar un retraso de sincronización al final de cada conversión.

Así mismo, este bit está asociado con una fuente interna de voltaje independiente a la del convertidor A/D, la cual se usa para grabar la EEPROM. Ambas fuentes son seleccionadas por el bit CSEL.

En frecuencias menores de 750 kHz en el caso de la EEPROM esta fuente se utiliza para dar el voltaje de programación V_{pp} .

En frecuencias entre 750 kHz y 2 MHz CSEL debe estar en 1 para permitir operaciones de programación y borrado en la EEPROM. Sin embargo debe estar en 0 como se mencionó para asegurar la máxima precisión del convertidor A/D.

AD CONTROL/STATUS REGISTER (ADCTL) \$1030

	7	6	5	4	3	2	1	0
	CCF	-	SCAN	MULT	CD	CC	CB	CA
RESET	0	0	U	U	U	U	U	U

CCF (Bandera de conversión completa).- Este bit es únicamente de lectura, se pone a uno cada vez que se han cumplido 4 ciclos de conversión, es decir que los 4 registros de resultados tienen valores válidos de conversión. Cada vez que se escribe en el ADCTL, este bit se limpia e inicia una nueva secuencia de conversión inmediatamente. En caso de que se seleccione el modo de conversión continua (bit SCAN) los resultados serán válidos aunque CCF esté en uno.

Bit 6.- No se utiliza siempre se lee 0.

SCAN.- Existen 2 modos de conversión:

- 1) Una sola conversión (4 conversiones), SCAN = 0. Guarda en los 4 registros de resultados a la vez, es decir que en un ciclo de conversión realiza 4 conversiones. Esto se ve en la figura 4.26.

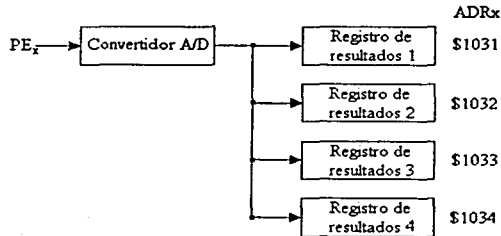


Fig. 4.26 Proceso de conversión A/D en el MC68HC11.

- 2) Continua, SCAN = 1. Va guardando el resultado de la conversión en cada uno de los registros, al escribir en el 4º (ADR4) inmediatamente regresa y

escribe en el primer registro de resultados (ADR1) y se pierde lo que tenía. Es decir que en un ciclo de conversión realiza una conversión.

MULT.- Para seleccionar múltiples canales o un solo canal. Si es cero (MULT = 0) se realizan 4 conversiones consecutivas de un mismo canal, seleccionado por los bits CD-CA del registro ADCTL. Pero si es uno (MULT = 1) se efectúan las conversiones de cada canal en grupos de 4 canales, seleccionados a través de los bits CD y CC de el registro ADCTL. En este estado, cada canal está asociado a un registro de resultados específico.

CD, CC, CB y CA.- Bits de selección. La tabla 4.4 muestra la relación entre los bits CD - CA y el o los canales que serán convertidos. Cuando MULT = 1, los bits CB y CA no tienen efecto y los grupos de canales se determinan a través de los bits CD y CC.

CD	CC	CB	CA	Canal	Registro de resultados ADRx si MULT = 1
0	0	0	0	PE0	ADR1
0	0	0	1	PE1	ADR2
0	0	1	0	PE2	ADR3
0	0	1	1	PE3	ADR4
0	1	0	0	PE4*	ADR1
0	1	0	1	PE5*	ADR2
0	1	1	0	PE6*	ADR3
0	1	1	1	PE7*	ADR4
1	0	0	0	Reservado	ADR1
1	0	0	1	Reservado	ADR2
1	0	1	0	Reservado	ADR3
1	0	1	1	Reservado	ADR4
1	1	0	0	V _H **	ADR1
1	1	0	1	V _L **	ADR2
1	1	1	0	½ V _H **	ADR3
1	1	1	1	Reservado**	ADR4

* No disponible en chips de 48 pines.

** Estos canales son para pruebas de fábrica.

Tabla 4.4 Tabla de asignación de canales para la conversión A/D.

Hasta el momento solo hace falta determinar la frecuencia de muestreo del convertidor A/D, y para ello se va a utilizar la figura 4.27. La cual muestra el diagrama de tiempo para una secuencia de 4 conversiones.

Para 4 canales el tiempo de conversión es:

$$(128 \text{ ciclos})(500 \text{ nseg}^{12}) = 64 \mu\text{seg}$$

Ec. 4.26

¹² Para una frecuencia de bus de 2 MHz, se tiene que cada ciclo dura 500 nseg.

Para 1 canal el tiempo de conversión es:

$$(32 \text{ ciclos})(500 \text{ nseg}) = 16 \text{ } \mu\text{seg} \quad \text{Ec. 4.27}$$

Por lo tanto las frecuencias de muestreo del convertidor A/D para 1 canal y 4 canales son respectivamente:

$$f_{S(1\text{canal})} = \frac{1}{16 \text{ } \mu\text{seg}} = 62500 \text{ Hz} \quad \text{Ec. 4.28}$$

$$f_{S(4\text{canales})} = \frac{1}{64 \text{ } \mu\text{seg}} = 15625 \text{ Hz} \quad \text{Ec. 4.29}$$

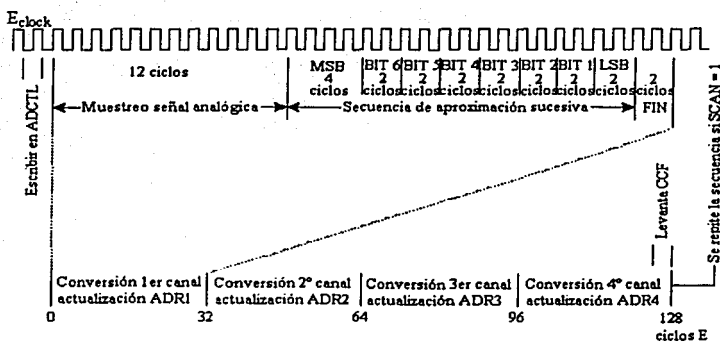


Fig. 4.27 Diagrama de tiempos para una secuencia de 4 conversiones.

Por último se presenta el código fuente (archivo .ASM) del programa con el que el HC11 va a realizar la conversión analógica - digital de la señal emitida por cada uno de los sensores (8 sensores) que se tienen pensados. Los resultados de las conversiones los colocará en 8 diferentes localidades de memoria para después ser procesados.

```

ORG $B600

$INCLUDE "A:HEADERS.ASM"

X1      EQU $0000      ;SENSOR1 DEL EJE X
X2      EQU $0002      ;SENSOR2 DEL EJE X
Y1      EQU $0004      ;SENSOR1 DEL EJE Y
Y2      EQU $0006      ;SENSOR2 DEL EJE Y
Z1      EQU $0008      ;SENSOR1 DEL EJE Z
Z2      EQU $000A      ;SENSOR2 DEL EJE Z
Z3      EQU $000C      ;SENSOR3 DEL EJE Z
Z4      EQU $000E      ;SENSOR4 DEL EJE Z

LDX #$1000
LDS #$50FF
    
```

	LDAA #S80	;ENCIENDE
	STAA OPTION,X	;EL ADPU
	LDAB #S1F	
RETR	DECB	;RETRASO PARA ESTABILIZAR
	BNE RETR	;AL CONVERTIDOR A/D
CONV1	LDAA #S10	;DEFINE 1ER BLOQUE PE0 - PE3
	JSR CAD	;SUBROUTINA DE CONVERSIÓN A D
	LDAA ADR1,X	;LEE RESULTADO DE LA CONVERSIÓN ADR1
	STAA X1	;ENVIA RESULTADO A X1
	LDAA ADR2,X	;LEE RESULTADO DE LA CONVERSIÓN ADR2
	STAA X2	;ENVIA RESULTADO A X2
	LDAA ADR3,X	
	STAA Y1	;ENVIA RESULTADO A Y1
	LDAA ADR4,X	
	STAA Y2	;ENVIA RESULTADO A Y2
	LDAA #S14	;2º GRUPO PE4 - PE7
	JSR CAD	;SUBROUTINA DE CONVERSIÓN A D
	LDAA ADR1,X	;LEE RESULTADO DE LA CONVERSIÓN ADR1
	STAA Z1	;ENVIA RESULTADO A Z1
	LDAA ADR2,X	;LEE RESULTADO DE LA CONVERSIÓN ADR2
	STAA Z2	;ENVIA RESULTADO A Z2
	LDAA ADR3,X	
	STAA Z3	;ENVIA RESULTADO A Z3
	LDAA ADR4,X	
	STAA Z4	;ENVIA RESULTADO A Z4
	JMP CONV1	
	;SUBROUTINA DE CONVERSIÓN A/D	
CAD	STAA ADCTL,X	;INICIA CONVERSIÓN A/D
PREG	BRCLR ADCTL,,X,\$80,PREG	;¿TERMINÓ DE CONVERTIR?
	RTS	

Capítulo 5

PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES.

En el capítulo anterior se habló de las etapas de captura de datos (prefiltrado y convertidor A/D), figura 5.1.

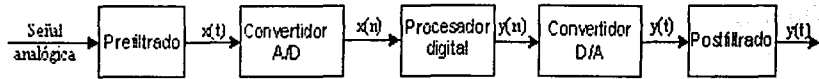


Fig. 5.1 Sistema para el procesamiento digital de una señal analógica.

Ahora toca el turno a la etapa del "Procesador digital". Para ello se tiene contemplado usar el microcontrolador MC68HC11¹³.

Este capítulo, inicia con una breve descripción de los fundamentos teóricos que se van a aplicar en los cálculos de las señales obtenidas por el convertidor A/D. Posteriormente, se resuelve el problema de localización del punto de aplicación de la fuerza resultante en la componente Y del eje coordenado, en la plataforma de 50cm. x 50 cm. Por último, se enlista un programa en assembly que calcula lo previamente hecho matemáticamente.

5.1 Fundamentos teóricos de lo que se va a hacer con las señales obtenidas por el convertidor A/D.

Una fuerza representa la acción de un cuerpo sobre otro y está caracterizada por su *punto de aplicación*, su *magnitud* y su *dirección*. La *magnitud* de una fuerza está caracterizada por un cierto número de unidades, en el SI¹⁴ son los Newton y para EUA e Inglaterra es la libra. La *dirección* de una fuerza está determinada por la *línea de acción* y el *sentido* de la fuerza. La *línea de acción* es la línea recta infinita a lo largo de la cual actúa la fuerza y el sentido de la fuerza debe ser indicado por una punta de flecha. Por lo anterior, al definir una fuerza es importante indicar su sentido.

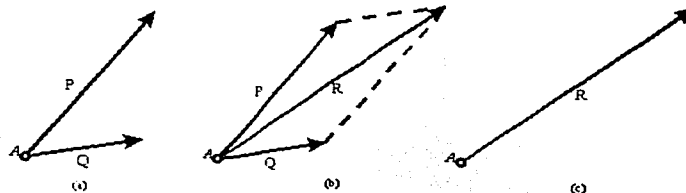


Fig. 5.2 Resultante de dos fuerzas.

¹³ Ver apéndice A para una breve descripción de este microcontrolador.

¹⁴ Sistema Internacional de Unidades.

Dos fuerzas P y Q que actúan sobre un mismo punto, partícula, (figura 5.2a) pueden ser remplazadas por una sola fuerza R (figura 5.2c) que tiene el mismo efecto sobre la partícula. Construyendo un paralelogramo en el que se usen P y Q como dos lados adyacentes del mismo (figura 5.2b). La diagonal que pasa a través de A representa la resultante. Este método para determinar la resultante se conoce como la ley del paralelogramo¹⁵ para la suma de dos fuerzas.

Sin embargo, los desplazamientos, las velocidades, las aceleraciones y los momentos constituyen otros ejemplos de cantidades físicas que poseen magnitud y dirección y que se suman de acuerdo con la ley del paralelogramo. Todas estas cantidades pueden ser representadas matemáticamente por medio de vectores, mientras que las cantidades físicas que tienen magnitud pero no tienen dirección, como el volumen, la masa o la energía, se representan sólo por medio de números o escalares.

Los vectores se definen como expresiones matemáticas que poseen magnitud y dirección, las cuales se suman de acuerdo con la ley del paralelogramo, gráficamente se representan a través de flechas. La magnitud de un vector se define según la longitud de la flecha utilizada para representarlo.

Considere una fuerza F actuando en el origen O del sistema de coordenadas rectangulares x, y, z . Para definir la dirección de F , se dibuja el plano vertical $OBAC$ que tiene a F (figura 5.3a). Este plano pasa a través del eje vertical y , su orientación está definida por el ángulo ϕ que éste forma con el plano xy . La dirección de F dentro del plano está definida por el ángulo θ_y que F forma con el eje y . La fuerza F se puede descomponer en una componente vertical F_y y una componente horizontal F_h ; esta operación (figura 5.3b) se lleva a cabo en el plano $OBAC$.

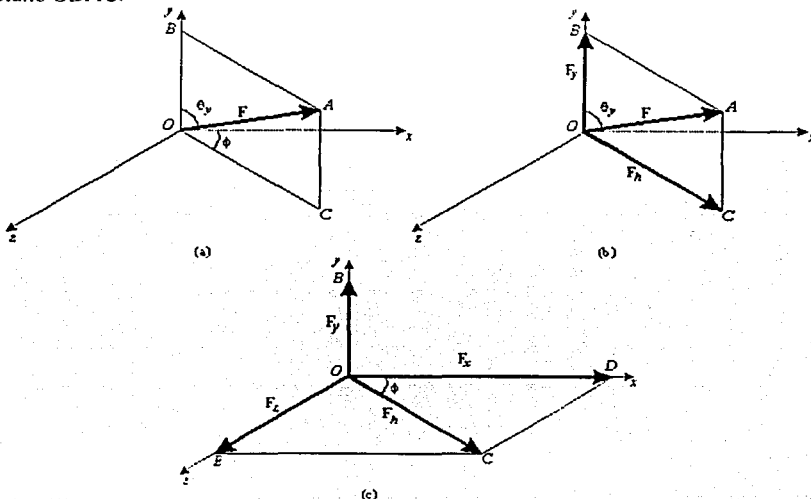


Fig. 5.3 Componentes rectangulares de una fuerza en el espacio.

¹⁵ Esta ley está basada en la evidencia experimental y no puede ser probada o derivada matemáticamente.

Las componentes escalares correspondientes son:

$$F_y = F \cos \theta_y \qquad F_h = F \sin \theta_y \qquad \text{Ec. 5.1}$$

Sin embargo, F_h se puede descomponer en dos componentes rectangulares F_x y F_z a lo largo de los ejes x y z , respectivamente. Esta operación se lleva a cabo en el plano xz (figura 5.3c). De esta manera, se obtienen las siguientes expresiones para las componentes escalares correspondientes a F_x y F_z :

$$F_x = F_h \cos \varphi = F \sin \theta_y \cos \varphi = F \cos \theta_x \qquad \text{Ec. 5.2}$$

$$F_z = F_h \sin \varphi = F \sin \theta_y \sin \varphi = F \cos \theta_z$$

De lo anterior, la fuerza F se ha descompuesto en tres componentes vectoriales rectangulares F_x , F_y y F_z , que están dirigidas a lo largo de los tres ejes coordenados.

Aplicando el teorema de Pitágoras a los triángulos OAB y OCD de la figura 5.3 y resolviendo para F , se obtiene la siguiente relación entre la magnitud de F y sus componentes escalares rectangulares:

$$F = \sqrt{F_x^2 + F_y^2 + F_z^2} \qquad \text{Ec. 5.3}$$

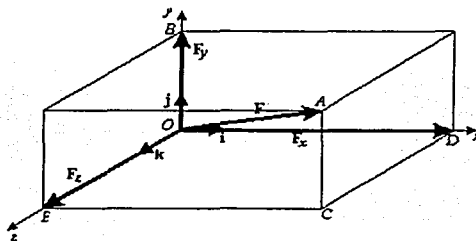


Fig. 5.4 Componentes rectangulares de una fuerza en el espacio (Cont.).

Introduciendo los vectores unitarios i , j y k dirigidos respectivamente a lo largo de los ejes x , y y z (figura 5.4), F puede expresarse de la siguiente manera:

$$\mathbf{F} = F_x \mathbf{i} + F_y \mathbf{j} + F_z \mathbf{k} \qquad \text{Ec. 5.4}$$

En general, los métodos gráficos o trigonométricos no son prácticos a la hora de resolver sumas de fuerzas en el espacio. Tomando $\mathbf{R} = \Sigma \mathbf{F}$, y se descompone cada una de las fuerzas en sus componentes rectangulares, se obtiene que:

$$R_x = \Sigma F_x \qquad R_y = \Sigma F_y \qquad R_z = \Sigma F_z \qquad \text{Ec. 5.5}$$

La magnitud de la resultante y los ángulos θ_x , θ_y y θ_z que ésta forma con los ejes coordenados, se obtienen de:

$$R = \sqrt{R_x^2 + R_y^2 + R_z^2} \quad \text{Ec. 5.6}$$

$$\cos \theta_x = \frac{R_x}{R} \quad \cos \theta_y = \frac{R_y}{R} \quad \cos \theta_z = \frac{R_z}{R} \quad \text{Ec. 5.7}$$

En general, un cuerpo debe tratarse como una combinación de un gran número de partículas. Tendrá que tomarse en consideración el tamaño del cuerpo y también el hecho de que las fuerzas actuarán sobre distintas partículas y tendrán diferentes puntos de aplicación.

Atendiendo a ésto, se define *cuerpo rígido* como aquel que no se deforma, se supone que la mayoría de los cuerpos considerados en la mecánica elemental son *rígidos*. Sin embargo, las estructuras y máquinas reales nunca son absolutamente rígidas y se deforman bajo la acción de las cargas que actúan sobre ellos. A pesar de ésto, generalmente esas deformaciones son pequeñas y no afectan apreciablemente las condiciones de equilibrio o de movimiento de la estructura que se esté considerando. No obstante, tales deformaciones son importantes en lo concerniente a la resistencia a la falla de la estructura y están considerados en el estudio de la mecánica de materiales.

El principio de transmisibilidad establece que las condiciones de equilibrio o de movimiento de un cuerpo rígido permanecerán inalteradas si una fuerza F que actúa en un punto dado de ese cuerpo se remplaza por una fuerza F' que tiene la misma magnitud y dirección, pero que actúa en un punto distinto, siempre y cuando las dos fuerzas tengan la misma línea de acción (figura 5.5).



Fig. 5.5 Principio de transmisibilidad.

Para entender un poco más el efecto de una fuerza sobre un cuerpo rígido, a continuación se introducirá el concepto de *momento de una fuerza con respecto a un punto*. Este concepto se entenderá mejor si primero se agrega a las herramientas matemáticas que se tienen disponibles, el *producto vectorial* de dos vectores o *producto cruz*.

El producto vectorial de dos vectores P y Q se define como:

$$V = P \times Q \quad \text{Ec. 5.8}$$

Donde V es el vector que satisface las siguientes condiciones:

1. La línea de acción de V es perpendicular al plano que contiene a P y Q (figura 5.6a)
2. La magnitud de V es el producto de las magnitudes de P y Q con el seno del ángulo θ formado por P y Q (cuya medida siempre deberá ser menor o igual a 180°), ésto es:

$$V = PQ \operatorname{sen} \theta \quad \text{Ec. 5.9}$$

3. La dirección de V se obtiene a partir de la *regla de la mano derecha*. Cierre su mano derecha y manténgala de tal forma que sus dedos estén doblados en el mismo sentido que la rotación a través del ángulo θ que haría el vector P colineal con el vector Q ; entonces, su dedo pulgar indicará la dirección del vector V (figura 5.6b)

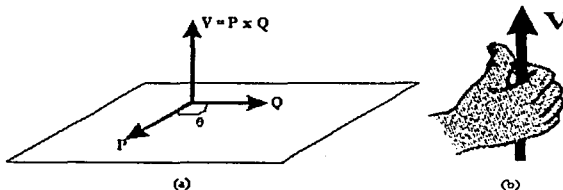


Fig. 5.6 Producto vectorial de dos vectores.

El producto vectorial V puede expresarse de la siguiente forma:

$$V = \begin{vmatrix} i & j & k \\ P_x & P_y & P_z \\ Q_x & Q_y & Q_z \end{vmatrix} \quad \text{Ec. 5.10}$$

$$= (P_y Q_z - P_z Q_y) i - (P_x Q_z - P_z Q_x) j + (P_x Q_y - P_y Q_x) k$$

El momento de una fuerza con respecto a un punto, es el vector que cumple con las siguientes características:

- Su magnitud es igual al producto de la magnitud de la fuerza por la mínima distancia entre el soporte de la fuerza y el punto conocido como centro de momentos.

$$M_O = F d \quad \text{Ec. 5.11}$$

- Es normal (perpendicular) al plano definido por la fuerza y el punto conocido como centro de momentos, y de sentido implícito en el producto vectorial $i \times j = k$, $j \times k = i$ y negativos en las operaciones inversas.
- Se mantiene fijo en el punto conocido como centro de momentos.

De lo anterior y comparándolo con las propiedades del producto vectorial se puede notar que:

$$M_O = r_p \times F \quad \text{Ec. 5.12}$$

Siendo M_O = momento de F con respecto al origen.

r = vector de posición de un punto "p" sobre la línea de aplicación de la fuerza.

El Teorema de Varignon establece que el momento con respecto a un punto dado O de la resultante de varias fuerzas concurrentes es igual a la suma de los momentos de las distintas fuerzas con respecto al mismo punto O . Esto es,

$$r \times (F_1 + F_2 + \dots) = r \times F_1 + r \times F_2 + \dots \quad \text{Ec. 5.13}$$

Se dice que dos fuerzas F y $-F$ que tienen la misma magnitud, líneas de acción paralelas y sentidos opuestos, forman un par (figura 5.7).

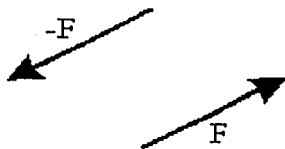


Fig. 5.7 Par

Como se observa, la suma de las componentes de las dos fuerzas en cualquier dirección es igual a 0. Sin embargo, la suma de los momentos de las dos fuerzas con respecto a un punto dado no es cero. Aunque las dos fuerzas no originarán una traslación del cuerpo sobre el que están actuando, éstas sí tenderán a hacerlo rotar.

Representando con r_A y r_B , respectivamente, a los vectores de posición de los puntos de aplicación de F y $-F$ (figura 5.8), se encuentra que la suma de los momentos de las dos fuerzas con respecto a O es:

$$r_A \times F + r_B \times (-F) = (r_A - r_B) \times F \quad \text{Ec. 5.14}$$

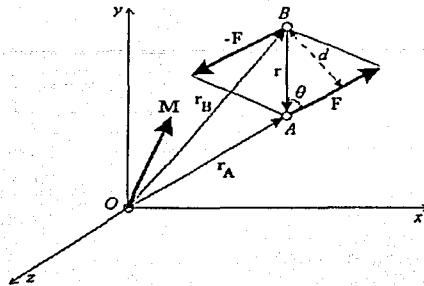


Fig. 5.8 Momento de un par.

Definiendo $r_A - r_B = r$, donde r es el vector que une los puntos de aplicación de las dos fuerzas, se concluye que la suma de los momentos de F y $-F$, con respecto a O , está representada por el vector

$$M = r \times F \quad \text{Ec. 5.15}$$

El vector M se conoce como el *momento del par*; se trata de un vector perpendicular al plano que contiene las dos fuerzas y su magnitud está dada por

$$M = rF \text{ sen } \theta = Fd \quad \text{Ec. 5.16}$$

Donde d es la distancia perpendicular entre las líneas de acción de F y $-F$. El sentido de M está definido por la regla de la mano derecha, antes mencionada.

Por otra parte, los pares que tienen el mismo momento sin importar si actúan en el mismo plano o en planos paralelos son equivalentes. El vector que representa un par recibe el nombre de *vector de par*.

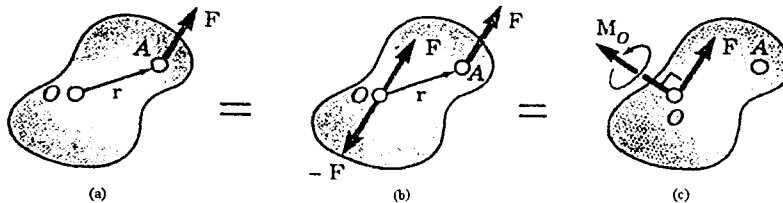


Fig. 5.9

Considere ahora, una fuerza F que actúa sobre un cuerpo rígido en un punto A definido por el vector de posición r (figura 5.9a). Suponga entonces, que por alguna razón se quiere que la fuerza actúe en el punto O . Aunque F se puede mover a lo largo de su línea de acción (principio de transmisibilidad), no es posible moverla al punto O , que no se

encuentra sobre la línea de acción original de la fuerza, sin modificar el efecto que F tiene sobre el cuerpo rígido.

Sin embargo, pueden unirse dos fuerzas al punto O , una igual a F y otra igual a $-F$, sin modificar el efecto que la fuerza original tiene sobre el cuerpo rígido (figura 5.9b). Como consecuencia de esta transformación, ahora una fuerza F está aplicada en O y las otras dos fuerzas forman un par con un momento $M_O = r \times F$. Por lo tanto, cualquier fuerza F que actúe sobre un cuerpo rígido puede ser trasladada a un punto arbitrario O siempre y cuando se agregue un par cuyo momento sea igual al momento de F con respecto a O . El par tiende a ejercer en el cuerpo rígido el mismo movimiento de rotación alrededor de O que la fuerza F ocasionada antes de que fuera trasladada al punto O . El par se representa por el vector de par M_O que es perpendicular al plano que contiene a r y a F . Como M_O es un vector libre, puede ser aplicado en cualquier lugar; sin embargo, por consecuencia, usualmente el vector de par se fija en O , junto con F , y se hace referencia a la combinación obtenida como un sistema fuerza - par (figura 5.9c).

Si la fuerza F se hubiera trasladado del punto A a un punto diferente O' (figura 5.10), se tendría que calcular el momento $M_{O'} = r' \times F$ de F con respecto a O' , y se hubiera fijado a O' un nuevo sistema de fuerza - par constituido por F y por el vector de par $M_{O'}$. La relación que existe entre los momentos de F con respecto a O y a O' se obtiene escribiendo:

$$M_{O'} = r' \times F = (r + s) \times F = r \times F + s \times F$$

$$M_{O'} = M_O + s \times F \quad \text{Ec. 5.17}$$

Donde s es el vector que une a O' con O . Por lo tanto, el momento $M_{O'}$ de F con respecto a O' , se obtiene sumándole al momento M_O de F con respecto a O el producto vectorial $s \times F$ que representa el momento con respecto a O' de la fuerza F aplicada en O .

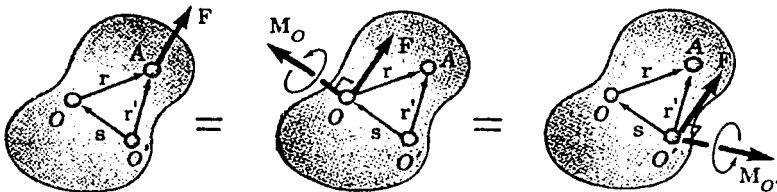


Fig. 5.10

Ahora bien, considérese un sistema de fuerzas F_1, F_2, F_3, \dots , que actúan sobre un cuerpo rígido en los puntos A_1, A_2, A_3, \dots , definidos por los vectores de posición r_1, r_2, r_3, \dots (figura 5.11a). Como se acaba de mencionar; F_1 puede ser trasladada de A_1 a un punto dado O , si se agrega al sistema original de fuerzas un par de momento M_1 , igual al momento $r_1 \times F_1$ de F_1 con respecto a O . Repitiendo este procedimiento con F_2, F_3, \dots , se obtiene el sistema mostrado en la figura 5.11b, que consta de: las fuerzas originales, ahora actuando en O , y los vectores de par que han sido agregados. Como ahora las fuerzas son concurrentes, pueden ser sumadas vectorialmente y remplazadas por su resultante R .

Similarmente, los vectores de par M_1, M_2, M_3, \dots , pueden sumarse vectorialmente y ser remplazados por un solo vector de par M_O^R . Por lo tanto, cualquier sistema de fuerzas, sin importar qué tan complejo sea, puede ser reducido a un sistema equivalente *fuerza - par* que actúa en un punto dado O (figura 5.11c). Se debe observar que mientras *cada uno* de los vectores de par M_1, M_2, M_3, \dots , en la figura 5.11b es perpendicular a la fuerza que le corresponde, en general, la fuerza resultante R y el vector de par resultante M_O^R en la figura 5.11c no serán perpendiculares entre sí.

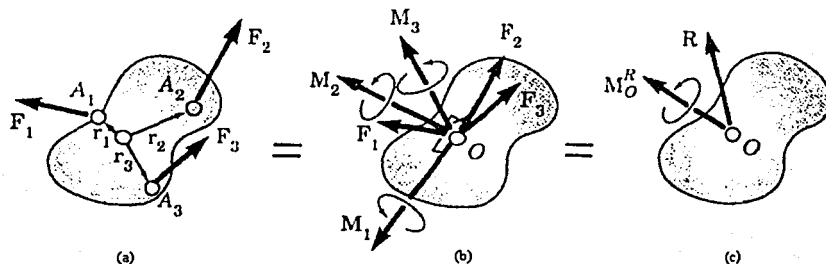


Fig. 5.11 Reducción de un sistema de fuerzas a una fuerza y un par.

El sistema equivalente fuerza - par está definido por las siguientes ecuaciones:

$$\mathbf{R} = \Sigma \mathbf{F} \quad \mathbf{M}_O^R = \Sigma \mathbf{M}_O = \Sigma (\mathbf{r} \times \mathbf{F}) \quad \text{Ec. 5.18}$$

Éstas expresan que la fuerza R se obtiene sumando todas las fuerzas del sistema, mientras que el momento del vector de par resultante M_O^R , denominado *momento resultante* del sistema, se obtiene sumando los momentos de todas las fuerzas con respecto a O .

Una vez que un sistema de fuerzas dado se ha reducido a una fuerza y un par actuando en el punto O , dicho sistema puede fácilmente reducirse a una fuerza y un par actuando en cualquier otro punto O' . Mientras que la fuerza resultante R actuando en O y un vector de par M_O^R será igual a la suma de M_O^R y el momento con respecto a O' de la fuerza R unida a O (figura 5.12). Entonces se tiene:

$$\mathbf{M}_{O'}^R = \mathbf{M}_O^R + \mathbf{s} \times \mathbf{R} \quad \text{Ec. 5.19}$$

En la práctica, la reducción de un sistema de fuerzas dado a una sola fuerza R actuando en O y un vector de par M_O^R será llevado a cabo en términos de las componentes vectoriales.

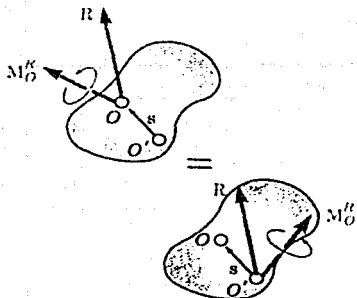


Fig. 5.12

Descomponiendo cada vector r y cada fuerza F del sistema en sus componentes rectangulares, se escribe:

$$r = x \mathbf{i} + y \mathbf{j} + z \mathbf{k} \quad \text{Ec. 5.20}$$

$$F = F_x \mathbf{i} + F_y \mathbf{j} + F_z \mathbf{k} \quad \text{Ec. 5.21}$$

Sustituyendo r y F en la ecuación 5.18 y factorizando a los vectores unitarios \mathbf{i} , \mathbf{j} , y \mathbf{k} , se obtiene la siguiente expresión para \mathbf{R} y \mathbf{M}_O^R :

$$\mathbf{R} = R_x \mathbf{i} + R_y \mathbf{j} + R_z \mathbf{k} \quad \mathbf{M}_O^R = M_x^R \mathbf{i} + M_y^R \mathbf{j} + M_z^R \mathbf{k} \quad \text{Ec. 5.22}$$

Las componentes R_x , R_y , R_z representan, respectivamente, las sumas de las componentes x , y y z de las fuerzas dadas y miden la tendencia del sistema a impartir al cuerpo rígido un movimiento de traslación en la dirección de x , y o z . Análogamente, las componentes M_x^R , M_y^R y M_z^R representan, respectivamente, la suma de los momentos de las fuerzas dadas con respecto a los ejes x , y y z y miden la tendencia del sistema a impartir al cuerpo rígido un movimiento de rotación alrededor de los ejes x , y o z .

Si se desean magnitud y dirección de la fuerza \mathbf{R} , éstas se pueden obtener a partir de las componentes R_x , R_y y R_z por medio de las ecuaciones 5.6 y 5.7; cálculos similares proporcionarán la magnitud y la dirección del vector de par \mathbf{M}_O^R .

5.2 Solución para las componentes vectoriales de la fuerza.

Ahora se aplica todo lo visto a lo largo del capítulo, a la solución del proyecto, en lo referente a las componentes verticales de la fuerza. Considérese el caso más crítico, en el que los 4 sensores presentan una respuesta de escala completa. Sea la siguiente figura (figura 5.13).

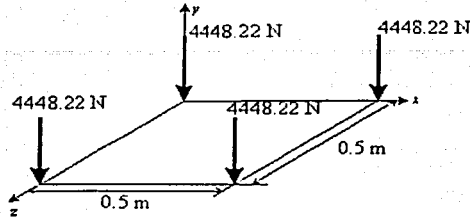


Fig. 5.13

SOLUCIÓN:

Primero, el sistema de fuerzas dado se reduce a un sistema fuerza – par en el origen del sistema de coordenadas O . Este sistema fuerza – par consta de una fuerza R y un vector de par M_O^R que se definen de la siguiente forma (Ec. 5.18):

$$R = \Sigma F \quad M_O^R = \Sigma (r \times F)$$

Se determinan los vectores de posición de los puntos de aplicación de cada una de las fuerzas y los cálculos se enlistan en la siguiente tabla:

r [m]	F [N]	$r \times F$ [Nm j]
$0\ i + 0\ j + 0\ k$	$-4448.22\ j$	$0\ i + 0\ j + 0\ k$
$0.5\ i + 0\ j + 0\ k$	$-4448.22\ j$	$0\ i + 0\ j - 2224.11\ k$
$0.5\ i + 0\ j + 0.5\ k$	$-4448.22\ j$	$2224.11\ i + 0\ j - 2224.11\ k$
$0\ i + 0\ j + 0.5\ k$	$-4448.22\ j$	$2224.11\ i + 0\ j + 0\ k$
	$R = -17792.88\ j$	$M_O^R = 4448.22\ i + 0\ j - 4448.22\ k$

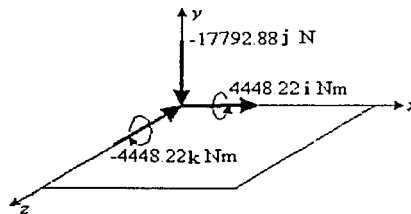


Fig. 5.14

Como la fuerza R y el vector de par M_O^R son mutuamente perpendiculares, el sistema de fuerza – par obtenido, puede reducirse a una sola fuerza R_r . El nuevo punto de aplicación

de R_f será seleccionado en el plano de la plataforma, de tal forma que el momento de R_f con respecto a O sea igual a M_O^R .

Representando con r_d al vector de posición del punto de aplicación deseado y con x y z a sus coordenadas, se escribe:

$$\begin{aligned} r_d \times R_f &= M_O^R \\ (x \mathbf{i} + z \mathbf{k}) \times (-17792.88 \mathbf{j}) &= 4448.22 \mathbf{i} + 0 \mathbf{j} - 4448.22 \mathbf{k} \\ 17792.88z \mathbf{i} + 0 \mathbf{j} - 17792.88x \mathbf{k} &= 4448.22 \mathbf{i} + 0 \mathbf{j} - 4448.22 \mathbf{k} \end{aligned}$$

A partir de lo anterior, se encuentra que:

$$\begin{aligned} 17792.88z &= 4448.22 & -17792.88x &= -4448.22 \\ z &= 0.25 \text{ [m]} & x &= 0.25 \text{ [m]} \end{aligned}$$

Se concluye que la resultante del sistema de fuerzas dado es igual a:

$$R_f = 17792.88 \text{ [N]} \quad \text{la cual actúa en } x = 0.25 \text{ [m], } z = 0.25 \text{ [m]}$$

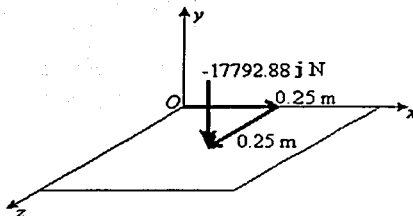


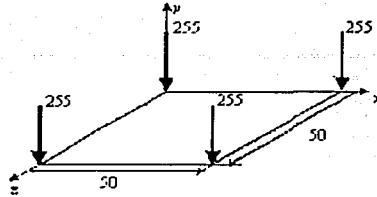
Fig. 5.15

Ahora bien, se debe notar que el sensor aún a escala completa va a enviar un valor de voltaje, el cual va a ser convertido a un valor digital de 8 bits. Esto quiere decir que la señal de escala del sensor de 4448.22 N va a ser equivalente a $\$FF$ (hexadecimal) a la salida del convertidor A/D.

Teniendo muy en cuenta este hecho, arbitrariamente se plantea reemplazar el valor de la fuerza en Newton por el valor decimal de la respuesta del convertidor A/D (255 para máxima escala) SIN UNIDADES y el valor de las medidas de la plataforma, de 0.5 metros por el valor decimal 50 SIN UNIDADES.

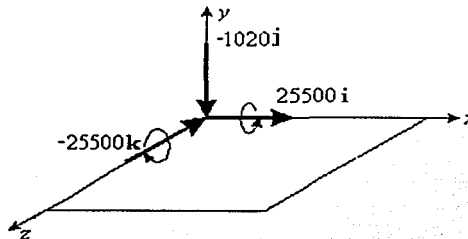
Dichos cambios se sugieren para facilitar los cálculos en hexadecimal sin tener que meterse mucho con las operaciones con punto decimal.

Hechos estos cambios, el problema queda como sigue:



SOLUCIÓN:

r [m]	F [N]	$r \times F$ [N m]
$0i + 0j + 0k$	$-255j$	$0i + 0j + 0k$
$50i + 0j + 0k$	$-255j$	$0i + 0j - 12750k$
$50i + 0j + 50k$	$-255j$	$12750i + 0j - 12750k$
$0i + 0j + 50k$	$-255j$	$12750i + 0j + 0k$
	$R = -1020j$	$M_O^R = 25500i + 0j - 25500k$



Representando con r_d al vector de posición del punto de aplicación deseado y con x y z a sus coordenadas, se escribe:

$$r_d \times R_f = M_O^R$$

$$(x i + z k) \times (-1020 j) = 25500 i + 0 j - 25500 k$$

$$1020z i + 0 j - 1020x k = 25500 i + 0 j - 25500 k$$

A partir de lo anterior, se encuentra que:

$$1020z = 25500$$

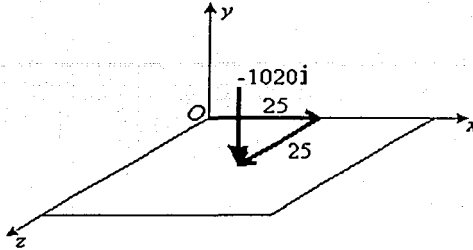
$$z = 25$$

$$-1020x = -25500$$

$$x = 25$$

Se concluye que el vector resultante dado es igual a:

$$R_f = 1020 \quad \text{el cual actúa en } x = 25, z = 25$$



Comparando ambos resultados, se observa que la posición del punto de aplicación es el mismo, salvo por un factor de 100.

Visto lo anterior, llega el momento de programar el microcontrolador para que haga los cálculos anteriores. Por ello, a continuación se presenta el listado de un programa que hace lo antes planteado.

: PROGRAMA DE PRUEBA PARA RESOLVER EN HEXADECIMAL EL PROBLEMA DE ESTÁTICA
; UTILIZANDO EL SIMULADOR AVSIM11

ORG \$B600

Y1	EQU \$0000	;LECTURA SENSOR VERTICAL 1
Y2	EQU \$0001	;LECTURA SENSOR VERTICAL 2
Y3	EQU \$0002	;LECTURA SENSOR VERTICAL 3
Y4	EQU \$0003	;LECTURA SENSOR VERTICAL 4
R	EQU \$0004	;R = SUMATORIA DE FUERZAS
R1	EQU \$0005	
a11	EQU \$0006	
a12	EQU \$0007	
a21	EQU \$0008	
a22	EQU \$0009	
a11a22	EQU \$000A	
a21a12	EQU \$000C	
A	EQU \$000E	
r1xF1i	EQU \$0010	
r1xF1j	EQU \$0012	
r1xF1k	EQU \$0014	
r2xF2i	EQU \$0016	
r2xF2j	EQU \$0018	
r2xF2k	EQU \$001A	
r3xF3i	EQU \$001C	
r3xF3j	EQU \$001E	
r3xF3k	EQU \$0020	
r4xF4i	EQU \$0022	
r4xF4j	EQU \$0024	
r4xF4k	EQU \$0026	
MoRi	EQU \$0028	
MoRj	EQU \$002A	
MoRk	EQU \$002C	;MITAD DEL VALOR VERDADERO
zENTERO	EQU \$002E	
zRESID	EQU \$0030	

xENTERO EQU \$0032 ;VALOR VERDADERO
xRESID EQU \$0034 ;VALOR VERDADERO

LDS #S00FF

;SUMATORIA DE FUERZAS

LDAA Y1
LDAB Y2
ABA
LDAB Y3
ABA
LDAB Y4
ABA
STAA R

;GUARDA RESULTADO SUMATORIA EN R

;PRODUCTO CRUZ r1 x F1

LDAA r1j
STAA a11
LDAA r1k
STAA a12
LDAA Y1
STAA a21
LDAA #S00
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r1xF1i

;BRINCA A SUBROUTINA DE DETERMINANTE

;r1 x F1 i

LDAA r1i
STAA a11
LDAA r1k
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r1xF1j

;BRINCA A SUBROUTINA DE DETERMINANTE

;r1 x F1 j

LDAA r1i
STAA a11
LDAA r1j
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
LDAA Y1
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r1xF1k

;BRINCA A SUBROUTINA DE DETERMINANTE

;r1 x F1 k

;PRODUCTO CRUZ r2 x F2

LDAA r2j

STAA a11
LDAA r2k
STAA a12
LDAA Y2
STAA a21
LDAA #500
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r2xF2i

;BRINCA A SUBRUTINA DE DETERMINANTE

;r2 x F2 i

LDAA r2i
STAA a11
LDAA r2k
STAA a12
LDAA #500
STAA a21
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r2xF2j

;BRINCA A SUBRUTINA DE DETERMINANTE

;r2 x F2 j

LDAA r2i
STAA a11
LDAA r2j
STAA a12
LDAA #500
STAA a21
LDAA Y2
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r2xF2k

;BRINCA A SUBRUTINA DE DETERMINANTE

;r2 x F2 k

;PRODUCTO CRUZ r3 x F3

LDAA r3j
STAA a11
LDAA r3k
STAA a12
LDAA Y3
STAA a21
LDAA #500
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r3xF3i

;BRINCA A SUBRUTINA DE DETERMINANTE

;r3 x F3 i

LDAA r3i
STAA a11
LDAA r3k
STAA a12
LDAA #500
STAA a21
STAA a22
JSR DETER

;BRINCA A SUBRUTINA DE DETERMINANTE

LDD A
STD r3xF3j ;r3 x F3 j

LDAA r3i
STAA a11
LDAA r3j
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
LDAA Y3
STAA a22
JSR DETER ;BRINCA A SUBROUTINA DE DETERMINANTE
LDD A
STD r3xF3k ;r3 x F3 k

;PRODUCTO CRUZ r4 x F4

LDAA r4j
STAA a11
LDAA r4k
STAA a12
LDAA Y4
STAA a21
LDAA #S00
STAA a22
JSR DETER ;BRINCA A SUBROUTINA DE DETERMINANTE
LDD A
STD r4xF4i ;r4 x F4 i

LDAA r4i
STAA a11
LDAA r4k
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
STAA a22
JSR DETER ;BRINCA A SUBROUTINA DE DETERMINANTE
LDD A
STD r4xF4j ;r4 x F4 j

LDAA r4i
STAA a11
LDAA r4j
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
LDAA Y4
STAA a22
JSR DETER ;BRINCA A SUBROUTINA DE DETERMINANTE
LDD A
STD r4xF4k ;r4 x F4 k

;SUMA TORIA DE MOMENTOS MoR

LDAA S0010 ;r1 x F1i
LDAB S0016 ;r2 x F2i

ABA
 LDAB \$001C :r3 x F3i
 ABA
 LDAB \$0022 :r4 x F4i
 ABA
 STAA MoRi :SUMATORIA DE MOMENTOS MoR EN i

 LDAA \$0012 :r1 x F1j
 LDAB \$0018 :r2 x F2j
 ABA
 LDAB \$001E :r3 x F3j
 ABA
 LDAB \$0024 :r4 x F4j
 ABA
 STAA MoRj :SUMATORIA DE MOMENTOS MoR EN j

 LDAA \$0014 :r1 x F1k
 LDAB \$001A :r2 x F2k
 ABA
 LDAB \$0020 :r3 x F3k
 ABA
 LDAB \$0026 :r4 x F4k
 ABA
 RORA ;COMO EL RESULTADO SUPERA \$FF SE LEVANTA EL CARRY
 ;POR LO QUE SE DIVIDE ENTRE 2 EL RESULTADO. AL ROTARLO
 ;1 BIT A LA DERECHA DESDE EL CARRY
 STAA MoRk :SUMATORIA DE MOMENTOS MoR EN k

;COMO LA FUERZA R Y EL VECTOR DE PAR MoR SON MUTUAMENTE PERPENDICULARES. EL
 ;SISTEMA FUERZA - PAR OBTENIDO PUEDE REDUCIRSE. AUN MAS, A UNA SOLA FUERZA R.
 ;EL NUEVO PUNTO DE APLICACION DE R SERA SELECCIONADO EN EL PLANO DE LA
 ;PLATAFORMA DE FORMA TAL QUE EL MOMENTO DE R RESPECTO A O SEA IGUAL A MoR.
 ;REPRESENTANDO CON r AL VECTOR DE POSICION DEL PUNTO DE APLICACION DESEADO Y
 ;CON x Y z A SUS COORDENADAS, SE ENCUENTRA QUE:

z=

LDAA #\$00
 LDAB R
 XGDX
 CLRA :BORRA ACUMULADOR A
 LDAB MoRi :MoRi/R
 IDIV
 STX zENTERO :VALOR ENTERO DE z
 STD zRESID :VALOR DECIMAL DE z

x=

LDAA #\$00
 LDAB R
 RORB :R/2
 XGDX
 CLRA
 LDAB MoRk :MoRk/R
 IDIV
 STX xENTERO :VALOR ENTERO DE x
 XGDX


```

CLRA
LDAB R
RORB          ;R/2
XGDX
FDIV          ;RESIDUO/R
STX xRESID   ;VALOR DECIMAL DE x

FIN          BRA FIN      ;FIN DEL PROGRAMA

; SUBROUTINA DETERMINANTE 2 x 2
;SEA A UNA MATRIZ CUADRADA DE ORDEN 2
;|A| = a11a22 - a21a12

DETER        LDAA a11
             LDAB a22
             MUL
             STD a11a22   ;a11a22
             LDAA a21
             LDAB a12
             MUL
             STD a21a12   ;a21a12
             LDD a11a22
             CPD a21a12
             BMI NEG      ;NEGATIVO?
             SUBD a21a12  ;a11a22 - a21a12
             STD A
             ;|A|
             BRA SIGUE

NEG          ADDD a21a12  ;COMO (-)(-) = (+) SE SUMAN LOS VALORES
             STD A
             ;|A|

             SIGUE RTS

r1i          DB $00      ;COMPONENTE X VECTOR POSICION 1
r1j          DB $00      ;COMPONENTE Y VECTOR POSICION 1
r1k          DB $00      ;COMPONENTE Z VECTOR POSICION 1
r2i          DB $0A      ;COMPONENTE X VECTOR POSICION 2
r2j          DB $00      ;COMPONENTE Y VECTOR POSICION 2
r2k          DB $00      ;COMPONENTE Z VECTOR POSICION 2
r3i          DB $0A      ;COMPONENTE X VECTOR POSICION 3
r3j          DB $00      ;COMPONENTE Y VECTOR POSICION 3
r3k          DB $05      ;COMPONENTE Z VECTOR POSICION 3
r4i          DB $04      ;COMPONENTE X VECTOR POSICION 4
r4j          DB $00      ;COMPONENTE Y VECTOR POSICION 4
r4k          DB $0A      ;COMPONENTE Z VECTOR POSICION 4

```

En cuanto a la magnitud de las componentes x y z de la fuerza, no hay tanto problema porque de acuerdo con el diseño propuesto de la plataforma, a cada sentido en el eje x y el eje z , le corresponde un sensor respectivamente. Por lo que el valor obtenido en la conversión analógica digital para cada sensor va a ser el valor de la magnitud de la componente vectorial correspondiente, claro que debe haber un algoritmo que permita determinar cuando el sentido es positivo y cuando negativo.

A continuación, se enlista un programa que se encarga de determinar cuando la componente de la fuerza va en un sentido y cuando va en el otro.

; COMPONENTES X y Z DE LA FUERZA

```
                ORG SB600
X1              EQU $0000    ; SENSOR 1 DEL EJE X
X2              EQU $0001    ; SENSOR 2 DEL EJE X
Z1              EQU $0002    ; SENSOR 1 DEL EJE Z
Z2              EQU $0003    ; SENSOR 2 DEL EJE Z
COMP1           EQU $0004
COMP2           EQU $0005
VALOR           EQU $0006
SIGNO           EQU $0008    ; BANDERA PARA INDICAR CUANDO EL RESULTADO
                            ; DEBE DESPLEGAR UN SIGNO - AL PRINCIPIO

                LDX #$1000
                LDS #$00FF

COMP_XZ         LDAB X2
                STAB COMP2
                LDAB X1
                STAB COMP1
                JSR COMPARACION
                LDAB Z2
                STAB COMP2
                LDAB Z1
                STAB COMP1
                JSR COMPARACION
FIN             BRA FIN
```

; SUBROUTINA DE COMPARACION PARA LOS VALORES DE LAS COMPONENTES X y Z DE
; LA FUERZA

```
COMPARACION     CMPB COMP2    ; COMP1 - COMP2
                BLS MENOR     ; BRINCA SI ES MENOR COMP1
                LDAA #$00
                STD VALOR
                LDAA #$1      ; LEVANTA UNA BANDERA PARA AVISAR QUE EL
                            ; VALOR LLEVA UN SIGNO - AL PRINCIPIO
                STAA SIGNO
                RTS

MENOR           LDAA #$00
                LDAB COMP2
                STD VALOR
                LDAA #$00
                STAA SIGNO
                RTS
```

Por último, si se toman varias muestras durante un cierto espacio de tiempo, se esperará que vayan cambiando los puntos de aplicación de la fuerza. Todos estos datos permitirán a grandes rasgos ver como va pisando el atleta.

Capítulo 6

DESPLIEGUE DE RESULTADOS.

En el capítulo anterior se obtuvieron los valores de la fuerza ejercida por el atleta en sus componentes x , y , z y el punto de aplicación de la fuerza en el plano xz . Sin embargo dichos valores están en base 16 (valor hexadecimal), por lo que hay que convertirlos a base 10 y ver la manera como se van a desplegar (display 7 segmentos, pantalla LCD y/o la PC). Así mismo, una vez que los resultados están en la PC pueden ser almacenados en tablas (Excel), en gráficas o incluso generar un programa que haga la animación del ejercicio¹⁶.

6.1 Conversión de números hexadecimales a decimales.

6.1.1 Enteros.

Para convertir a Base 10 un número un algoritmo sencillo se explica con el siguiente ejemplo:

Suponga un número de 16 Bits hexadecimal \$FFFF que se desea convertir a base 10

1. *Decenas de millar.*- Se divide el número dado entre \$2710 10000 d

$$\frac{\$FFFF}{\$2710} = \$6 \xrightarrow{\text{DECIMAL}} 6$$

$$\text{Residuo} = \$159F$$

2. *Unidades de millar.*- El residuo se divide entre \$03E8 1000 d

$$\frac{\$159F}{\$3E8} = \$5 \xrightarrow{\text{DECIMAL}} 5$$

$$\text{Residuo} = \$0217$$

3. *Centenas.*- El residuo se divide entre \$0064 100 d

$$\frac{\$217}{\$64} = \$5 \xrightarrow{\text{DECIMAL}} 5$$

$$\text{Residuo} = \$0023$$

¹⁶ No es el alcance de este trabajo.

4. *Decenas.*- El residuo se divide entre \$000A 10 d

$$\frac{\$23}{\$A} = \$3 \xrightarrow{\text{DECIMAL}} 3$$

Residuo = \$5

5. *Unidades.*- El residuo es equivalente al valor en base 10 de las unidades

$$\$5 \xrightarrow{\text{DECIMAL}} 5$$

A continuación se presenta un programa en assembly que efectúa lo visto en este ejemplo.

; PROGRAMA PARA CONVERTIR UN VALOR ENTERO DE HEXADECIMAL A DECIMAL

ORG \$B600

\$INCLUDE "A:HEADERS.ASM"

ENTERO EQU \$0000
DMILLAR EQU \$0002
MILLAR EQU \$0004
CENTENA EQU \$0006
DECENA EQU \$0008
UNIDAD EQU \$000A

LDY #\$1000

LDX #\$2710 ;10000 DECIMAL
LDD ENTERO ;VALOR A CONVERTIR A BASE 10
IDIV
STX DMILLAR ;DECENAS DE MILLAR
LDX #\$03E8 ;1000 DECIMAL
IDIV
STX MILLAR ;MILLARES
LDX #\$0064 ;100 DECIMAL
IDIV
STX CENTENA ;CENTENAS
LDX #\$000A ;10 DECIMAL
IDIV
STX DECENA ;DECENAS
STD UNIDAD ;UNIDADES

FIN

BRA FIN

6.1.2 Fraccionarios.

Para el caso en donde se presenten valores con punto decimal se sigue el siguiente procedimiento:

Suponga un número hexadecimal de 16 bits \$XXXX pero se sabe que este número es el residuo de una división. Entonces:

1. El número dado se compara con \$6

\$XXXX - \$6

Si fuera menor se considera que el número es menor que .05 por lo que se asumiría que el valor decimal es .0

2. Si es mayor o igual, el número dado se compara con \$2710

\$XXXX - \$2710

De ser menor, se considera que el número equivaldría a .1

3. Si es mayor o igual, el número dado se compara con \$411B

\$XXXX - \$411B

De ser menor, se considera que el número equivaldrá a .2

4. De ser mayor o igual, el número dado se compara con \$5B26

\$XXXX - \$5B26

Si es menor, se considera que el número equivale a .3

5. De lo contrario, se compara el número dado con \$7530

\$XXXX - \$7530

Si es menor, se considera que el número equivale a .4

6. De no ser así, el número dado se compara con \$8F3B

\$XXXX - \$8F3B

De ser menor, se considera que el número equivaldrá a .5

7. Si es mayor o igual, el número dado se compara con \$A946

\$XXXX - \$A946

De ser menor, se considera que el número equivaldría a .6

8. Si no es así, el número se compara ahora con \$C350

\$XXXX - \$C350

Si es menor, se considera que el número equivale a .7

9. De lo contrario, el número se compara con \$DD5B

\$XXXX - \$DD5B

De ser menor, se considera que el número equivaldrá a .8

10. Si es mayor o igual, se compara el número dado con \$F766

\$XXXX - \$F766

Si es menor, se considera que el número es equivalente a .9

11. Por último, de ser mayor o igual equivale a que el número dado es mayor o igual que .95; el cual se redondea a 1 entero.

\$XXXX 1

Por lo tanto el número decimal sería 1.0

A continuación se presenta un programa, en assembly, que sigue el procedimiento que se acaba de mencionar.

;PROGRAMA PARA CONVERTIR UN VALOR DE HEXADECIMAL A DECIMAL (DECIMALES)

ORG \$B600

SINCLUDE "A:HEADERS.ASM"

ENTERO EQU \$0000
DECIMO EQU \$0002
RESID EQU \$0004

LDY #\$1000

LDD RESID :VALOR DESPUES DEL PUNTO A CONVERTIR A BASE 10
CPD #\$0D06 :.05
BHS PUNO :>= .05

	LDAA #S00	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PUNO	CPD #S2710	;.15
	BHS PDOS	
	LDAA #S01	;>= .15
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PDOS	CPD #S411B	;.25
	BHS PTRES	;>= .25
	LDAA #S02	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PTRES	CPD #S5B26	;.35
	BHS PCUATRO	;>= .35
	LDAA #S03	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PCUATRO	CPD #S7530	;.45
	BHS PCINCO	;>= .45
	LDAA #S04	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PCINCO	CPD #S8F3B	;.55
	BHS PSEIS	;>= .55
	LDAA #S05	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PSEIS	CPD #SA946	;.65
	BHS PSIETE	;>= .65
	LDAA #S06	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PSIETE	CPD #SC350	;.75
	BHS POCHO	;>= .75
	LDAA #S07	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
POCHO	CPD #SDD5B	;.85
	BHS PNUEVE	;>= .85
	LDAA #S08	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
PNUEVE	CPD #SF766	;.95
	BHS INCR	;>= .95
	LDAA #S09	
	STAA DECIMO	
	BRA FIN	
INCR	INC ENTERO	
	LDAA #S00	
	STAA DECIMO	
FIN	BRA FIN	

6.2 Display de cristal líquido (LCD).

Existen varios tamaños y formas de display de cristal líquido, los cuales están formados por un circuito impreso en el que están integrados los controladores, los pines de conexión y la misma pantalla de cristal líquido.

Sin embargo, a manera de descripción genérica a lo largo de este capítulo se detalla un tipo particular de display de cristal líquido (2 x 16 caracteres). Este cuenta con una matriz de 5 x 8 puntos para representar cada carácter. Se pueden representar 256 caracteres diferentes, 240 están ya definidos en el display y representan a las letras mayúsculas, minúsculas, signos de puntuación, números, etc. Existen 8 caracteres que pueden ser establecidos por el usuario. Figura 6.1

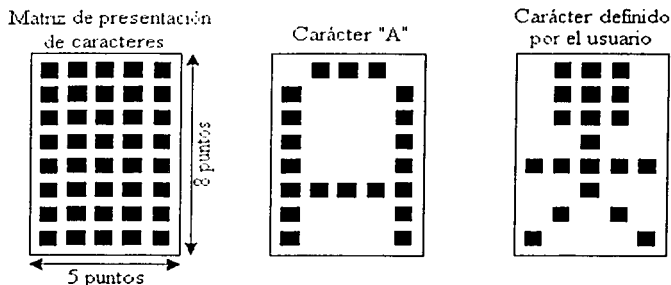


Fig. 6.1 Representación de caracteres.

En la siguiente tabla (tabla 6.1) se observan los caracteres más comunes que puede mostrar el display de cristal líquido. Sin embargo debe hacerse notar que hay algunos displays de cristal líquido cuyos controladores y tamaños permiten generar imágenes, además de los caracteres comunes.

Código	Car.	Código	Car.	Código	Car.	Código	Car.	Código	Car.	Código	Car.
S20	Espacio	\$30	0	\$40	A	\$50	P	\$60	p	\$70	P
S21	"	\$31	1	\$41	B	\$51	Q	\$61	q	\$71	q
S22	'	\$32	2	\$42	C	\$52	R	\$62	r	\$72	r
S23	,	\$33	3	\$43	D	\$53	S	\$63	s	\$73	s
S24	.	\$34	4	\$44	E	\$54	T	\$64	t	\$74	t
S25	:	\$35	5	\$45	F	\$55	U	\$65	u	\$75	u
S26	;	\$36	6	\$46	G	\$56	V	\$66	v	\$76	v
S27	<	\$37	7	\$47	H	\$57	W	\$67	w	\$77	w
S28	=	\$38	8	\$48	I	\$58	X	\$68	x	\$78	x
S29	>	\$39	9	\$49	J	\$59	Y	\$69	y	\$79	y
S2A	@	\$3A	:	\$4A	K	\$5A	Z	\$6A	z	\$7A	z
S2B	#	\$3B	;	\$4B	L	\$5B	[\$6B	{	\$7B	{
S2C	\$	\$3C	<	\$4C	M	\$5C]	\$6C	}	\$7C	}
S2D	%	\$3D	=	\$4D	N	\$5D	^	\$6D	~	\$7D	~
S2E	&	\$3E	>	\$4E	O	\$5E	_	\$6E	`	\$7E	`
S2F	'	\$3F	>	\$4F		\$5F		\$6F	o	\$7F	o

Tabla 6.1 caracteres más importantes que pueden verse en el display de cristal líquido.

El display está formado por 2 tipos de memoria independientes entre ellas: la DD RAM¹⁷ y la CG RAM¹⁸.

Es gracias a la DD RAM que se puede considerar al display como un *display virtual* formado por dos líneas de 40 caracteres cada una (Figura 6.2). La posición más a la izquierda de cada renglón es la **posición 1** y la situada más a la derecha es la **posición 40**. Para colocar los caracteres en el display, se utilizan coordenadas (x, y) donde x representa la posición horizontal (1 - 40) e y representa los renglones (1 - 2). Así mismo, el display real como tal es una ventana en el que se visualizan dos renglones de 16 caracteres¹⁹.

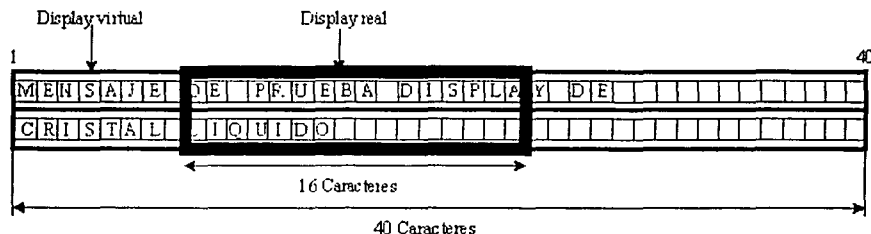


Fig. 6.2 Display virtual y display real.

Cuando se inicializa el display de cristal líquido, el display real se coloca en el extremo más izquierdo del display virtual, que corresponde a los valores de x comprendidos entre 1 y 16. Figura 6.3.

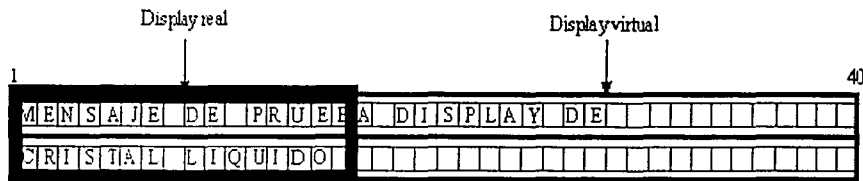


Fig. 6.3 Posición del display real respecto al display virtual después de un RESET.

En la figura 6.4 se observa el mapa de memoria de la DDRAM, el cual está formado por dos bloques de 40 bytes. El primer bloque corresponde a los 40 caracteres del renglón 1 del display virtual. El segundo al siguiente renglón. Como se observa, las direcciones están representadas en hexadecimal. Así, las direcciones \$00 - \$27 están asociadas a las posiciones (1, 1) - (40, 1) y las direcciones \$40 - \$67 a las localidades (1, 2) - (40, 2). Obsérvese que los bloques de memoria asociados a los renglones 1 y 2 no son contiguos.

¹⁷ RAM de datos (Display Data RAM).

¹⁸ RAM para generar caracteres (Character Generator RAM).

¹⁹ Lo que el usuario está viendo.

Escribir en el display equivale a escribir en la memoria DD RAM. Los caracteres enviados al display pueden ser visibles si se encuentran en posiciones que caen dentro del display real.

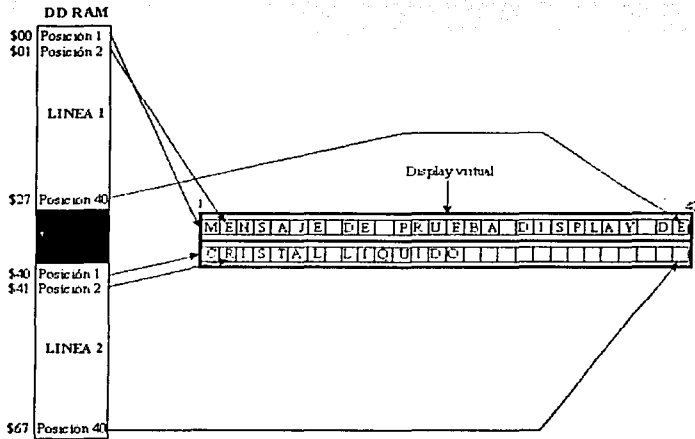


Fig. 6.4 Mapa de memoria de la DD RAM.

Por otra parte, la CG RAM es la memoria que tiene o guarda los caracteres definidos por el usuario, ésta está dividida en 8 bloques de 5 bits, correspondiendo cada bloque a un carácter del usuario. En la figura 6.5 se observa el mapa de memoria de la CG RAM, las direcciones están en hexadecimal.

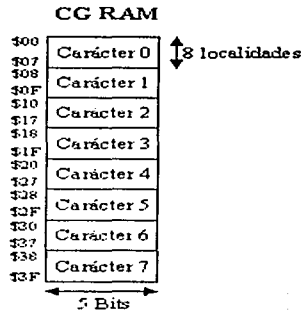


Fig. 6.5 Mapa de memoria de la CG RAM.

Para definir un carácter y asignarle por ejemplo el bloque 7, habrá que almacenar en las posiciones \$38 - \$3F los valores binarios de los 8 renglones del carácter del usuario. Un bit con valor 1 representa un punto encendido, un bit con 0 es un punto apagado. Un ejemplo de ésto se observa en la figura 6.6.

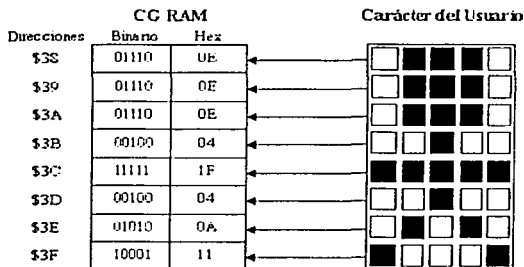


Fig. 6.6 Valores a almacenar en la CG RAM para definir en el bloque 7.

Una vez definido el nuevo carácter, cada vez que se envíe su código correspondiente al display será visualizado.

Existe un contador de direcciones tanto para la DD RAM como para la CG RAM, el cual guarda la dirección a la que se va a acceder. Con ello se consigue desplegar caracteres en cualquier posición del display.

En la figura 6.7 aparecen las señales necesarias para el funcionamiento y control del display.

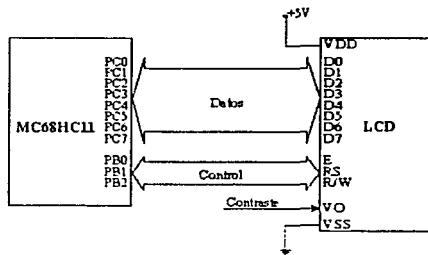


Fig. 6.7 Interfaz del cristal líquido con un sistema de control.

En este caso que se usa el MC68HC11, es necesario utilizar 2 puertos por ejemplo el puerto C para los datos y el puerto B para el control.

El bus de datos del display se puede configurar para que funcione de dos formas diferentes, como bus de 8 bits o como un bus multiplexado de 4 bits. Figura 8.

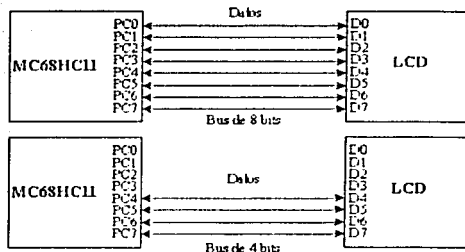


Fig. 6.8 Conexión del display de cristal liquido usando un bus de 8 bits y de 4 bits.

Para el control del display son necesarios 3 bits (E, R/W y RS). La señal E para la validación de datos. Cuando no se está utilizando el display debe permanecer en 0. En otras palabras, solo cuando se desea escribir o leer (en transferencias de datos) un dato, este bit debe permanecer en 1.

La señal R/W permite elegir entre una lectura o una escritura. Si R/W = 1 lectura y si R/W = 0 escritura. Lo normal es realizar escrituras, sin embargo el display ofrece la posibilidad de poder leer los contenidos de la memoria CG RAM y DD RAM, así mismo leer el estado interno del display (ocupado o disponible) y por último el contador de direcciones.

A través del RS²⁰ se establece el registro interno del display sobre el cual se va a leer/escribir. El LCD dispone para ello de dos registros internos: Registro de control y registro de datos. Ambos son de lectura y escritura. Cuando RS = 0 registro de control y con RS = 1 registro de datos.

Por otra parte, para ajustar el contraste del display, hay que introducir un voltaje entre 0 y 5 Volts, a través del pin Vo²¹. Por lo general se usa un potenciómetro para ajustar el contraste del display. Figura 6.9.

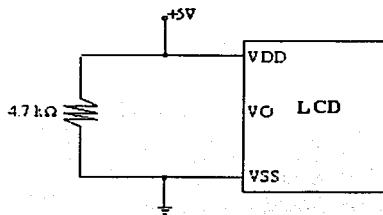


Fig. 6.9 Control de contraste del display de cristal liquido.

²⁰ Selección de registro (Register Select).

²¹ EL voltaje Vo típico es de 0.6 V.

Debe tenerse en cuenta que al display le toma cierto tiempo procesar cada comando enviado. Por ello, para que se ejecute el comando deseado es necesario saber si ya terminó el comando anterior. Para ello, existen 2 métodos. El primero se basa en polear el bit de "ocupado" del display. Si este bit tiene 1 implica que el display está ocupado con el comando anterior y por lo tanto no puede atender un nuevo comando. El otro método es efectuando una pausa antes de enviar el siguiente comando. Los tiempos máximos que tarda el display en procesar un comando varía; no obstante, lo proporciona el fabricante del display. Un valor típico es de 40 μ s.

Por lo tanto, si se realiza una pausa mayor o igual a 40 μ s se tiene la certeza de que el display está disponible para un nuevo comando.

	RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Borrar Display	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
Cursor a Home	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
Establecer modo de funcionamiento	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S
Control ON/OFF	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B
Desplazamiento del cursor/display	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	0	0
Modo de transferencia	0	0	0	0	1	DL	1	0	0	0
Acceso a memoria CG RAM	0	0	0	1	Dirección de la CG RAM					
Acceso a memoria DD RAM	0	0	1	Dirección de la DD RAM						
Lectura de dirección y bit de ocupado	0	1	BF	Contador de dirección						
Escritura de datos en CG RAM/DD RAM	1	0	Dato a escribir							
Lectura de datos en CG RAM/DD RAM	1	1	Dato leído							

I/D = 1: Incrementa contador de direcciones	I/D = 0: Decrementa contador de direcciones
S = 1: Desplazamiento del display	S = 0: Display quieto
D = 1: Display ON	D = 0: Display OFF
C = 1: Cursor ON	C = 0: Cursor OFF
B = 1: Parpadeo del carácter en la posición del cursor	B = 0: No hay parpadeo
S/C = 1: Desplazar el display	S/C = 0: Desplazar el cursor
R/L = 1: Desplazamiento a la derecha	R/L = 0: Desplazamiento a la izquierda
DL = 1: Configurar display a 8 bits	DL = 0: Configurar display a 4 bits
BF = 1: Display ocupado	BF = 0: Display listo para ejecutar otra operación

Tabla 6.2 Comandos del display de cristal liquido.

A continuación se presenta un programa en assembly el cual despliega una cadena de caracteres ("MENSAJE") en un display de cristal liquido de 2 x 16 caracteres (reales).

; PROGRAMA PARA DESPLEGAR INFORMACION EN UN DISPLAY DE CRISTAL LÍQUIDO
; DE 2 x 16 CARÁCTERES UTILIZANDO EL MC68HC11

ORG \$B600

SINCLUDE "AMHEADERS.ASM"

RET_CLS EQU \$0000 ;RETRASO 1.67 mseg

LDX #\$1000
LDS #\$00FF
LDD #\$01DB
STD RET_CLS ;RETRASO 1.67 mseg

BSR INI_DISP ;INICIALIZAR DISPLAY

	LDY #MENSAJE	;DESPLEGAR MENSAJE
	BSR DESPLEGAR	
FIN	BRA FIN	;FIN DE PROGRAMA
INI_DISP	LDA #FF	
	STAA DDRC,X	;PUERTO C SALIDAS
	LDA #38	
	BSR COMANDO	;DISPLAY A 8 BITS
	LDA #50E	
	BSR COMANDO	;DISPLAY ENCENDIDO
	LDA #501	
	BSR COMANDO	;BORRAR DISPLAY
	RTS	
COMANDO	STAA PORTC,X	
	BCLR PORTB,X,\$06	;RS = 0 R/W = 0
	BSR ACTIVAR	;PARA LOS COMANDOS HOME Y CLS HAY QUE HACER
		;UNA PAUSA DE 1.67 ms. PARA EL RESTO UN RETRASO
		;DE 40 MICROSEGUNDOS
	LDY #RET_LCD	
	ANDA #5FC	
	BNE SIGUE	;COMANDO DIFERENTE QUE CLS Y HOME
SIGUE	LDY RET_CLS	
	BSR RETRASO	
	RTS	
ACTIVAR	BSET PORTB,X,E	;E = 1
	BCLR PORTB,X,E	;E = 0
	RTS	
RETRASO	DEY	
	BNE RETRASO	
	RTS	
DESPLEGAR	LDA 0,Y	;CARGA EN A EL CARÁCTER A ENVIAR
	CMPA #0	;FIN DEL MENSAJE?
	BEQ TERMINO	;SI --> REGRESAR
	PSHY	
	BSR DATO	;NO --> ENVIAR CARÁCTER
	PULY	
	INY	;APUNTAR A LA SIGUIENTE POSICION DE MEMORIA
	BRA DESPLEGAR	;REPITE TODO
TERMINO	RTS	
DATO	BSET PORTB,X,RS	;RS = 1
	BCLR PORTB,X,RW	;R/W = 0
	STAA PORTC,X	
	BSR ACTIVAR	
	LDY #RET_LCD	
	BSR RETRASO	
	RTS	
MENSAJE	FDB "MENSAJE"	;CADENA DE CARÁCTERES
	FCB 0	;FIN DE LA CADENA
E	DB \$01	

RS DB S02
 RW DB S04
 RET_LCD DB S09

;RETRASO 40 microseg

6.3 Interfaz de comunicación asíncrona.

En un puerto serie, los datos se transmiten bit a bit; la configuración de la mayoría de los puertos serie de transmisión asíncrona, se basa aunque de forma relajada, en el estándar RS-232 usando un conector de 25 pines en cada extremo (tabla 6.3). Sin embargo, hay dispositivos que no usan todas las señales expresadas en el estándar RS-232; por ejemplo: La AT de IBM usa un conector de 9 pines.

Señal	Abreviatura	No. de terminal
Preparado para enviar	RTS	4
Línea de control	CTS	5
Datos preparados	DSR	6
Datos preparados	DTR	20
Transmisión de datos	Tx	2
Recepción de datos	Rx	3
Tierra	GRD	7

Tabla 6.3

La existencia de tantas señales, se debe a que el puerto serie fue diseñado en un principio para soportar un MODEM. Por ello, cuando se usa con otros dispositivos, muchas de estas señales no sirven.

El microcontrolador MC68HC11 cuenta con una unidad de comunicación serie (SCI) que permite realizar comunicaciones asíncronas a distintas velocidades y con paquetes de 8 y 9 bits. El formato utilizado en esta unidad es el de NO REGRESO A CERO (NZR), como el que se muestra en la figura 6.10

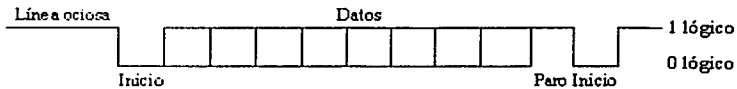


Fig. 6.10 Formato NZR para comunicación serial.

El formato debe cumplir con las siguientes características:

- La línea de comunicación debe estar ociosa, teniendo un 1 lógico antes de la transmisión o recepción de datos
- El bit de inicio es un 0 lógico.
- Los datos son transmitidos y recibidos iniciando con el bit menos significativo (LSB).
- El bit de paro es un 1 lógico, e indica que ha concluido la transmisión de un carácter contenido en un paquete.

Dentro del chip del microcontrolador hay un dispositivo para generar distintos valores de velocidad de transmisión, estas se obtienen a partir del oscilador del microcontrolador.

Se debe tomar en cuenta que el estándar RS232 maneja niveles de voltaje de $\pm 12V$; por otra parte, el microcontrolador maneja niveles lógicos que van de 0V a 5V. Es por ello que se debe buscar la manera de hacer los cambios de voltaje. A continuación se presenta una forma sencilla de hacer los cambios de nivel mencionados, figura 6.11.

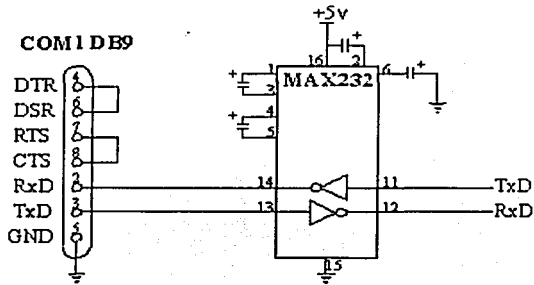


Figura 6.11

6.3.1 Transmisor y Receptor SCI.

El SCI está formado por una unidad de transmisión y una unidad de recepción, las cuales son totalmente independientes, lo que permite que las comunicaciones sean bidireccionales, es decir, se puede transmitir y recibir a la vez (Modo Full-duplex), manejando el mismo formato de datos y la misma velocidad de transmisión.

Ambos transmisor y receptor, pueden ser almacenados temporalmente en una memoria intermedia (Buffer); de esta manera, los caracteres que van uno tras otro pueden ser manipulados más fácilmente, aún si la Unidad Central de Procesamiento (CPU) se retrasa para completar un carácter individual.

El receptor SCI cuenta con una gran cantidad de características avanzadas para asegurar la fiabilidad de la recepción de datos y para asistir en el desarrollo eficiente de redes de comunicación. El MC68HC11 re-sincroniza al bit de reloj del receptor en todas las transiciones de 1 a 0 durante el flujo de bits, en lugar de hacerlo solo durante el bit de inicio. Por lo tanto, diferencias en la velocidad de transmisión entre el dispositivo que envía y el microcontrolador no van a ser causantes de error de recepción. Tres muestreos de niveles lógicos son tomados cerca de la mitad de la duración de cada bit, y una lógica de mayoría determina la validez del bit. Esto quiere decir que si por ejemplo: en el caso en el que el ruido ocasionara que una de las muestras fuera incorrecta, el bit se recibiría correctamente. Por otra parte, el receptor tiene la capacidad de entrar en un estado de espera temporal ("Receiver wake up"), para ignorar mensajes provenientes de un transmisor diferente. La lógica del circuito despierta al transmisor automáticamente a tiempo para ver al primer carácter del siguiente mensaje. Esta cualidad de poder despertar al CPU, reduce el sobre-encabezamiento en redes SCI múltiples.

El sistema SCI está configurado y controlado por 5 registros (BAUD, SCCR1, SCCR2, SCSR y SCDR). Adicionalmente, el registro del puerto D, el registro de dirección de datos

del puerto D (DDRD), y el bit de selección del puerto D alambrado OR, del registro de control SPI (SPCR), están relacionados con el sistema SCI.

- El registro de control de la tasa de transferencia (BAUD - \$I02B) es utilizado para seleccionar como su nombre lo indica, la velocidad de transferencia (bauds) en operaciones SCI, además presenta 2 bits de control para pruebas de fábrica.

7	6	5	4	3	2	1	0
TCLR	0	SCPI	SCP0	RCKB	SCR2	SCR1	SCR0

Los bits SCP0 y SCPI determinan la máxima tasa de transferencia. Esta velocidad depende del cristal que se haya conectado al microcontrolador; internamente un divisor de 2 etapas es utilizado para generar las posibles velocidades de transmisión. Lo habitual es colocar un cristal de 8Mhz. Para este cristal se obtiene:

SCPI	SCP0	Bauds
0	0	125000
0	1	41667
1	0	31250
1	1	9600

Tabla 6.4 Velocidad máxima con cristal de 8 MHz²².

Para otros valores de cristal se tienen velocidades diferentes²³. Una vez que se ha establecido la máxima velocidad de transferencia, con los bits SCR0, SCR1 y SCR2 es posible dividir dicha tasa de transferencia, con el fin de obtener diferentes submúltiplos de la velocidad máxima de transmisión. Para una velocidad máxima de 9600 Bauds se tienen:

SCR2	SCR1	SCR0	Dividir Vel. Máx. entre	Bauds
0	0	0	1	9600
0	0	1	2	4800
0	1	0	4	2400
0	1	1	8	1200
1	0	0	16	600
1	0	1	32	300
1	1	0	64	150
1	1	1	128	75

Tabla 6.5

De esta manera, si por ejemplo se seleccionan 9600 Bauds como velocidad máxima (SCP1 = 1 y SCP2 = 1), al dividir entre 16 se tiene una tasa de transferencia de 600 bauds.

Por otra parte, los bits RCKB y TCLR son los bits que se mencionaron, están reservados para pruebas de fábrica. Pero eso sí, deben estar siempre en "0".

²² Debido a que NO todos los valores de velocidad resultan prácticos, se marcan con negrillas los más comunes

²³ Para más información revisar el capítulo 9 del "Manual del MC68HC11".

- En el registro de control 1 (SCCR1 - S102C), el bit M permite configurar al SCI para que la longitud de los datos sea de 8 o 9 bits²⁴:

M = 1 9 bits de datos

M = 0 8 bits de datos

7	6	5	4	3	2	1	0
R8	T8	0	M	WAKE	0	0	0

Si se desea transmitir con 9 bits de datos, el 9º bit se escribe en el bit T8 y los 8 bits menos significativos restantes, se escriben en el registro de datos (SCDR). De igual manera, si lo que se quiere es recibir un dato de 9 bits, el bit más significativo (9º bit) se coloca en R8 y los 8 bits sobrantes en el registro de datos (SCDR).

Como se mencionó anteriormente, el SCI tiene un modo de funcionamiento especial (modo WAKEUP). En el cual el receptor se queda con las interrupciones inhibidas esperando un evento por hardware externo (relacionado con la línea de recepción), que regrese al microcontrolador a estado activo. El evento externo puede ser de dos tipos y se selecciona con el bit WAKE. Si WAKE = 1 entonces se espera hasta detectar una marca de dirección, si por el contrario WAKE = 0 se espera hasta detectar que la línea de recepción esté vacía. El modo WAKE-UP se selecciona mediante software activando el bit RWU del registro de control 2.

Los bits 0, 1, 2 y 5 NO SE USAN y permanecen siempre en cero.

- El registro de control 2 (SCCR2 - S102D), es el registro de control más significativo, con él se configura la salida al exterior del circuito de comunicación serie. Esta salida corresponde con los pines emparejados a los bits 0 y 1 del puerto D. Por tanto, dichos pines tienen dos funciones: ser utilizados como bits 0 y 1 del puerto D o como señales Tx y Rx para comunicación serie. A través del bit TE habilita o deshabilita el transmisor del pin correspondiente. Si TE = 1 (Transmisor habilitado) el transmisor está activo y el bit 1 del puerto D se desactiva. No se puede utilizar el bit PD1 del puerto D. Si TE = 0 el transmisor se desconecta y no se envían datos serie. El pin funciona como bit 1 del puerto D.

Análogamente, con el bit RE del registro de control 2 se activa o desactiva el receptor, que comparte pin con el bit 0 del puerto D.

En resumen, siempre que se desee transmitir y recibir datos, es imprescindible activar los bits RE y TE del registro de control 2. Una vez activados estos bits, cualquier lectura/escritura sobre el puerto D no se reflejará en los pines 0 y 1 del puerto D, como si no existieran.

Los 4 bits más altos de este registro (ILIE, RIE, TCIE y TIE) son controles para habilitar interrupciones locales, los cuales determinan si las banderas de estado del SCI van a ser poleadas²⁵ o generarán una solicitud de interrupción por hardware.

Los bits TCIE y TIE corresponden a dos interrupciones del transmisor; ILIE y

²⁴ Lo normal es usar 8 bits de datos.

²⁵ Poleo.- Que pregunta repetidamente por el estado de un bit o un byte, en espera de que se cumpla cierta condición.

RIE son bits relacionados a interrupciones del receptor. En el transmisor, cada vez que el registro de transmisión se vacía, es decir, cada vez que se termina de enviar un dato y que por tanto se puede mandar un dato nuevo, se genera una interrupción. Esta interrupción se enmascara con el bit TIE. Si TIE = 1 la interrupción de transmisión está habilitada y para TIE = 0 está deshabilitada. El bit de estado relacionado es TDRE. Por otra parte, hay otra interrupción que indica cuando se ha quedado vacía la línea de transmisión, después de enviar el dato, ésta se enmascara con el bit TCIE. El bit de estado asociado es TC y el funcionamiento es análogo al anterior.

En el receptor también existe una interrupción que aparece cada vez que se ha recibido un dato, esta se enmascara con el bit RIE del registro de control 2. Con RIE = 1 se permite y con RIE = 0 no. Por otra parte, el bit de estado asociado es RDRF. La otra interrupción se activa cuando la línea de recepción está vacía, el bit ILIE se encarga de enmascararla; de igual manera cuando ILIE = 1 la permite y cuando ILIE = 0 la deshabilita. El bit de estado asociado es IDLE.

Cuando se levanta el bit SBK = 1, se mandan señales de BREAK indefinidamente, hasta que el bit se limpie. Las señales de BREAK se caracterizan porque se envían todos los bits en 0 lógico a través de la línea serie, no sólo son 0 los bits de datos, sino que también se hace cero el bit de paro que siempre vale 1.

El bit RWU permite poner al receptor a dormir por software y despertar automáticamente al hardware mediante la limpieza de este bit. Esto es, que cuando RWU = 1 se activa el modo WAKE-UP y depende del bit WAKE del registro de control 1 (SCCR1).

- El registro de estado (SCSR - \$102E) tiene 2 banderas de estado relacionadas con el transmisor (TDRE y TC) y 5 relacionadas con el receptor (RDRF, OR, IDLE, NF y FE).

7	6	5	4	3	2	1	0
TDRE	TC	RDRF	IDLE	OR	NF	FE	0

Este registro de estado es de solo lectura y permite comprobar el estado del SCI. El bit TDRE se levanta cada vez que se termina de enviar un carácter y por tanto el registro de transmisión está vacío y listo para enviar el siguiente carácter. Se debe tener presente, que cada vez que se vaya a transmitir un dato hay que asegurarse que este bit esté levantado, de lo contrario el dato que se está enviando se pierde.

El bit TC ofrece más garantías cuando se quiere saber si la transmisión ha terminado completamente. Este bit se levanta cada vez que se ha enviado un carácter y la línea de transmisión se ha quedado vacía "IDLE".

El bit RDRF se levanta cuando se ha recibido un dato nuevo en el registro de recepción. Por lo que, cuando se reciben datos hay que esperar a que este bit se ponga a 1.

Por otro lado, el bit IDLE se levanta cuando detecta que la línea de recepción se ha quedado vacía (IDLE). Si el bit RWU del registro de control 2 está activo, entonces este bit estará inhibido.

El bit OR se pone en 1, cuando se ha recibido un carácter por el puerto serie y el dato recibido anteriormente a este último no se ha leído. Cuando ocurre este error el dato que se pierde es el que se acaba de recibir.

El bit NF (bandera de ruido) se levanta cuando se ha detectado un error en el dato que se acaba de recibir. La activación de este bit no produce interrupción, tendrá que ser el mismo software quien se encargue de examinar este bit después de recibir un dato para saber si es válido o no.

El bit FE se activa cuando se ha detectado un error en la trama enviada. Al recibir un dato se comprueba que el bit de paro este a nivel alto. Si esto no se cumple, se levanta el bit FE.

Por último, el bit 0 no se usa.

Cabe hacer mención que todos estos bits se ponen en cero automáticamente cuando se lee el registro SCSR y a continuación se lee el registro de datos (SCDR).

- El SCDR se comporta como 2 registros separados, el registro TDR que es de solo escritura, por ende se accede cuando se escribe al SCDR. Y el registro RDR que se accede cuando se lee el SCDR.

7	6	5	4	3	2	1	0
R7/T7	R6/T6	R5/T5	R4/T4	R3/T3	R2/T2	R1/T1	R0/T0

A la hora de programar las rutinas de comunicación serie, se pueden tomar 2 caminos distintos: *Espera activa* o *interrupciones*. Al utilizar *espera activa* todas las interrupciones están inhibidas. Es el software el que debe determinar cuándo se puede enviar un dato y cuándo hay un dato recibido listo para ser leído. Esto se efectúa poleando el registro de estado del SCI. Cuando se detecta que ha ocurrido algún suceso se actúa en consecuencia. Programar mediante *espera activa* tiene la ventaja de que conceptualmente es muy sencillo y los programas son sencillos de realizarse.

Por otra parte, mediante *interrupciones* se consigue liberar a la CPU de trabajos inútiles. ¿Por qué estar perdiendo el tiempo en comprobar el registro de estado del SCI cuando puede ser el propio SCI el que avise de que algo ha ocurrido?. Las interrupciones tienen el inconveniente de que son más complicadas de entender y los programas son un poco más complejos, pero a cambio el programa es más "eficaz".

Es importante hacer notar que siempre que haya un bit en 1 en el registro de estado, el CPU lo interpretará como una solicitud de interrupción, y llamará a la rutina de servicio del SCI. Por lo que es **INDISPENSABLE** poner el bit correspondiente en cero para que al terminar la rutina de servicio el CPU no se vuelva a "interrumpir". Esto es que no vaya a caer en un loop infinito y se esté repitiendo siempre la interrupción, hasta que se produzca un reset externo.

A continuación se presenta un programa en assembly que envía un mensaje (HOLA MUNDO) a la PC a través del SCI.

:PROGRAMA QUE ENVIA UNA CADENA DE CARÁCTERES A LA PC A TRAVES DEL SCI
 :DEL HC11

```

    ORG $B600

S INCLUDE "A:HEADERS.ASM"

    LDX #$1000
    LDS #$00FF

    LDAA #$30
    STAA BAUD,X           ;VELOCIDAD DE TRANSMISION DE 9600 ;BAUDS
    LDAA #$00
    STAA SCCR1,X         ;FORMATO DE 8 BITS DE DATOS
    LDAA #$0C
    STAA SCCR2,X         ;INHIBE INTERRUPCIONES SCI Y
                        ;ACTIVA TRANSMISOR Y RECEPTOR SCI

INICIO    LDY #HOLA           ;CARGA EN Y LA DIRECCION DE LA CADENA
                        ;HOLA
ENVIAR_ CAD  LDAA 0,Y         ;CARGA EN A EL CARÁCTER A ENVIAR
                CMPA #0       ;FIN DE LA CADENA?
                BEQ FIN        ;SI ->PARTE FINAL DEL PROGRAMA
                BSR ENVIAR     ;NO ->ENVIA CARÁCTER
                INY            ;APUNTA A SIGUIENTE POSICIÓN DE ;MEMORIA
                BRA ENVIAR_ CAD ;REPETIR LO ANTERIOR

FIN       LDAA #$0D
                BSR ENVIAR     ;ENVIA CODIGO ASCI DEL "REGRESO DE
                        ;CARRO"
                BRA INICIO

ENVIAR    BRCLR SCSR,X,$80,ENVIAR ;PREGUNTA POR TDRE
                STAA SCDR,X    ;CARGA CARÁCTER EN SCDR PARA
                        ;ENVIARLO
                RTS

HOLA     FDB "HOLA MUNDO"     ;CADENA DE CARÁCTERES
                FCB 0         ;FIN CADENA
  
```

Hasta ahora se tiene la capacidad para desplegar los resultados en un display de cristal líquido, y las bases para enviarlos a través del puerto serie a una PC. Sin embargo, ¿cómo ver los datos en la PC?²⁶ Antes de contestar a esta pregunta se debe plantear qué tipo de datos son los que va a recibir la computadora. Van a ser los resultados de la conversión A/D para que sea ella, la PC, la que haga los cálculos o solamente va a recibir el resultado final de los cálculos del proceso en estudio.

Debido a que se trata de un sistema portátil, y pensando que quizás no se cuenta con una laptop o computadora portátil, el sistema debe ser capaz de hacer todo y en el caso de que se cuente con una computadora solo se verían los resultados finales.

Dado que la PC va a desplegar solamente los resultados, se puede hacer un programa en lenguaje C, C++, Visual Basic, Visual C/C++, etc. Donde se tomen los datos del puerto

²⁶ Ese no es el alcance de este proyecto de tesis. Sin embargo se describe brevemente el LabVIEW de National Instruments.

serie y se tabulen, grafiquen e incluso hasta se puede realizar una animación. Sin embargo hacer ésto requiere del dominio de uno o varios de estos lenguajes de programación.

En virtud de lo anterior, National Instruments, empresa dedicada a la fabricación y venta de sistemas de medición, sacó al mercado el LabVIEW. Este paquete informático de ambiente Windows permite de una manera sencilla comunicar a los dispositivos de medición con una PC y que ésta a su vez, genere reportes, tablas, gráficas e incluso enviar y controlar el proceso a distancia a través de redes (Internet).

Capítulo 7

DISEÑO Y CONCLUSIONES.

Este capítulo es una recopilación de los capítulos anteriores, ya que en él se describe el diseño práctico del sistema de medición dinámico de esfuerzos. Por una parte, abarca lo concerniente al diseño del hardware, por otro, la programación del software y termina con las conclusiones del proyecto.

En teoría, el diagrama a bloques de un sistema para el procesamiento de señales es el siguiente:

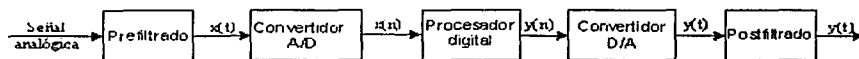


Fig. 7.1 Diagrama a bloques de un sistema para el procesamiento de señales.

Sin embargo en la práctica para sistemas de adquisición de datos el diagrama anterior se hace insuficiente; por ello resulta conveniente la incorporación de nuevos bloques intermedios. Quedando entonces:

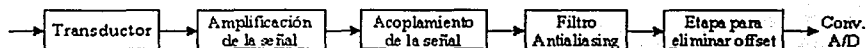


Fig. 7.2 Diagrama a bloques sistema de adquisición de datos.

Siguiendo este diagrama, el circuito de polarización del sensor de fuerza LIVM, es el siguiente:

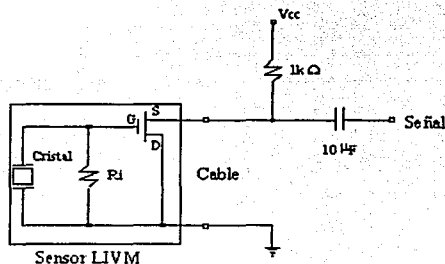


Fig. 7.3 Circuito de polarización para el sensor de fuerza.

Cabe aclarar, que cada uno de los sensores que se utilicen, 8 sensores, van a requerir un circuito como el de la figura 7.3.

Como primera prueba, siguiendo lo marcado en la figura 7.3 y polarizando el circuito con $5V_{cc}$, se midió la duración y la forma de un golpe dado al sensor; utilizando para ello un

osciloscopio digital y un desarmador (para dar el golpe). Obteniéndose la siguiente señal de salida:

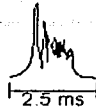


Fig. 7.4 Golpe a un sensor visto en un osciloscopio digital.

La amplitud de la señal en este caso no es necesaria porque debe estar entre 0V y 5V, que es lo marcado en las hojas de especificaciones; y no puede dar más porque se debe polarizar con 5V.

Debido al alto valor de la fuerza que pueden medir estos sensores (1000 lb_f), y para poder facilitar las pruebas, se agregó una etapa de amplificación a la salida del sensor. Siendo esta nueva etapa la que se muestra en la figura 7.5.

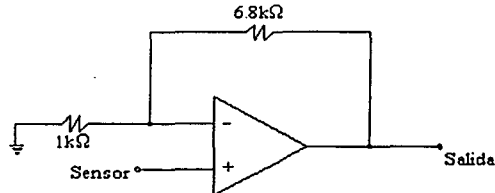


Fig. 7.5 Amplificador NO – Inversor de ganancia 7.8.

Dentro de este mismo proceso de adecuación de la señal, se tiene un circuito de ganancia unitaria, conocido como seguidor de tensión, con el fin de acoplar impedancias. Dicho circuito se muestra a continuación, figura 7.6.

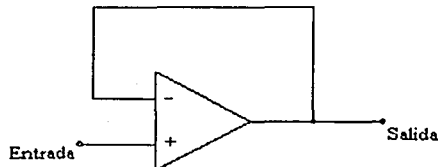


Fig. 7.6 Circuito seguidor de voltaje.

Para el diseño del filtro antialiasing se va a utilizar el "FilterLab" de Microchip. El cual es una herramienta de software que simplifica el diseño de filtros activos, ya que proporciona los diagramas esquemáticos del circuito, incluyendo los valores de los componentes. Así mismo, despliega la respuesta en frecuencia de dicho filtro.

Por otra parte, este software permite diseñar filtros paso bajas hasta de orden 8. Estos filtros pueden ser Chebyshev, Bessel o Butterworth con respuestas a frecuencias de 0.1 Hz a 10 MHz. Por lo anterior, el diseñador del filtro puede seleccionar entre una banda de paso plana o una región de transición afilada entre la banda de paso y la banda de paro. Opciones tales como: el factor de rizo mínimo, lo abrupto de la transición y el retraso de la fase, están disponibles. Una vez que la respuesta del filtro ha sido identificada, el FilterLab genera la respuesta en frecuencia y el circuito. Para mayor flexibilidad del diseño, pueden llevarse a cabo cambios en el valor de los capacitores para ajustarse a los requerimientos del proyecto. De llevarse a cabo dichos cambios, el FilterLab volverá a calcular todos los valores para obtener la respuesta deseada, así mismo es posible sustituir los valores de los componentes por valores comerciales que más se acerquen a los indicados.

Si se requiere, el FilterLab puede generar el modelo del filtro para simulaciones en SPICE. Una característica muy significativa en el diseño del filtro antialiasing usando este software, es el empleo del cuestionario de diseño. Este cuestionario permite obtener el diseño del filtro de una manera fácil y rápida.

En la práctica se debe tener en cuenta que para el diseño de filtros activos, por cada 2 polos se va a necesitar un amplificador operacional.

Ahora bien, de lo visto en el capítulo 4, se sabe que para poder muestrear una señal se debe cumplir con el teorema de muestreo. Para lo cual:

$$f_s \geq 2f_M$$

Aplicando este teorema a la señal obtenida en el sensor (figura 7.4), se obtiene lo siguiente:

$$f_s \geq \frac{2}{.0025}$$

$$f_s \geq 800 \text{ Hz}$$

Si se le dan al FilterLab los siguientes parámetros de diseño:

1. $f_c = 1000 \text{ Hz}$ (Frecuencia de corte).
2. $f_s = 2000 \text{ Hz}$ (Frecuencia de muestreo).
3. Número de bits del convertidor analógico digital = 8 bits para el HC11.
4. Arbitrariamente se escogen 50 dB para la SNR (relación señal a ruido) del convertidor.
5. Ganancia de 1V/V.
6. -3 dB de rizo.

El FilterLab da a escoger como primera opción entre un filtro Chebyshev de 3er orden o un filtro Butterworth del mismo orden. Es a criterio del diseñador determinar que característica de respuesta del filtro prefiere, si una banda de transición abrupta (Chebyshev) o una banda de paso plana (Butterworth). En este caso se decidió que fuera Chebyshev. La figura 7.7 presenta el circuito esquemático con los valores de resistencias y capacitores.

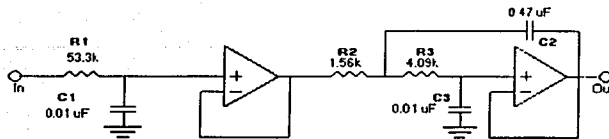


Fig. 7.7 Diagrama esquemático del filtro antialiasing Chebyshev de 3er orden.

Así mismo, la figura 7.8 muestra la respuesta en frecuencia de dicho filtro.

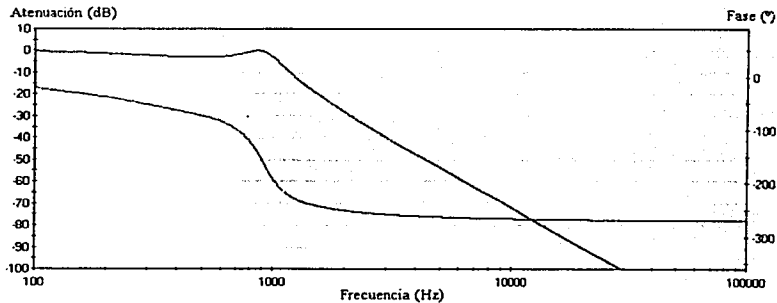


Fig. 7.8 Respuesta en frecuencia del filtro antialiasing Chebyshev de 3er orden.

Se observa que la pendiente en la región de transición NO es muy pronunciada, lo cual puede corregirse si se aumenta el orden del filtro.

Si se aumenta el orden del filtro a 7, y se ajustan los valores de los capacitores, para que sean valores existentes en el mercado, se obtiene un circuito como el que se muestra en la figura 7.9 y cuya respuesta en frecuencia se observa en la figura 7.10.

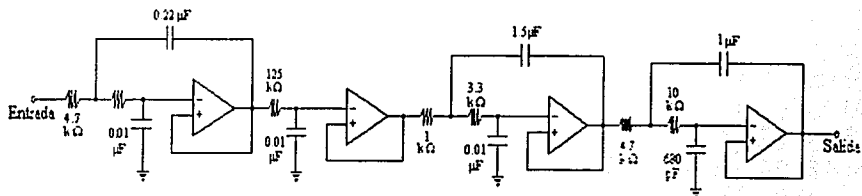


Fig. 7.10 Diagrama esquemático del filtro antialiasing Chebyshev de 7º orden.

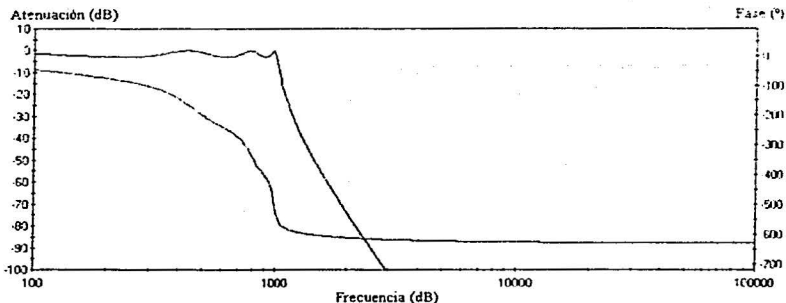


Fig. 7.10 Respuesta en frecuencia del filtro antialiasing Chebyshev de 7° orden.

Nota: Los amplificadores operacionales que señala el FilterLab y son los que se van a usar para implementar el filtro antialiasing son los MCP604 de Microchip estos amplificadores operacionales tienen la principal característica de que son polarizados con una sola fuente de voltaje²⁷.

Debido a que cada amplificador operacional contribuye con errores de offset y ruido dentro de la banda de paso de la señal de respuesta, fue necesario agregar un amplificador no inversor entre la salida del filtro y la entrada al convertidor analógico - digital. Así mismo, por medio de potenciómetros se les sumó un nivel de voltaje. La figura 7.11 muestra el diagrama esquemático de la etapa de adquisición de datos para uno de los sensores, incluyendo los potenciómetros y el amplificador no inversor entre el filtro y la entrada del convertidor analógico - digital.

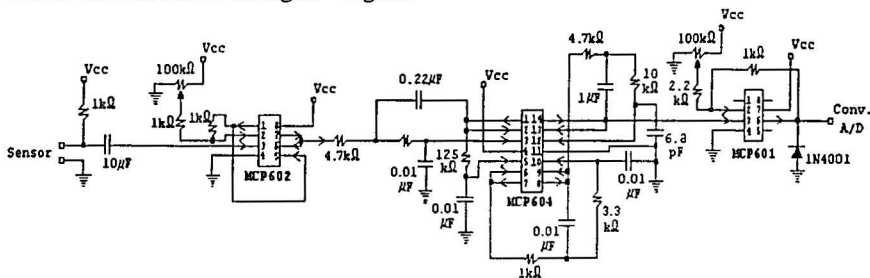


Fig. 7.11 Esquemático de la etapa de adquisición de datos para 1 sensor.

El circuito mostrado en la figura 7.11 se va a repetir 8 veces debido a que van a ser 8 sensores los que se tiene planeado utilizar.

²⁷ Para más detalles ver Apéndice B con las hojas de especificaciones.

Para ver que funcionara la etapa de adquisición de datos, se programó el HC11 para que el resultado de la conversión analógica – digital lo entregara por el puerto B que es de salida. De ahí se conectó a un convertidor digital – analógico (DAC0800), figura 7.12.

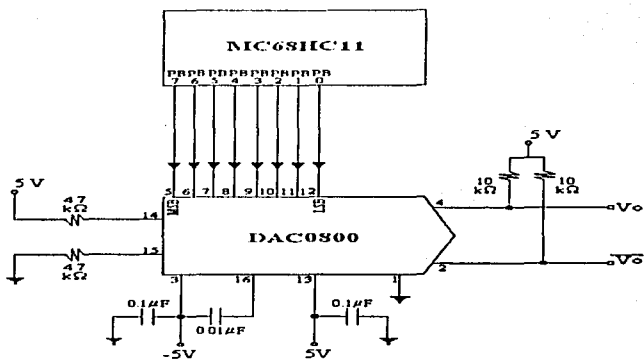


Fig. 7.12 Etapa del convertidor digital – analógico.

Comparando la señal de entrada al convertidor A/D con la señal de salida del convertidor D/A, a través del osciloscopio se obtuvo el siguiente resultado (figura 7.13):

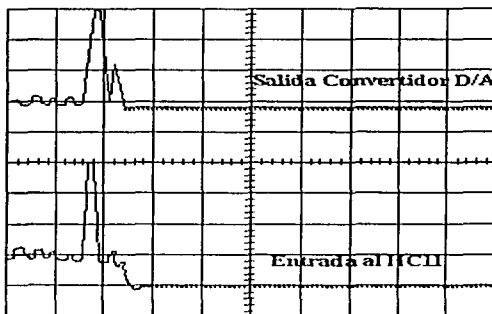


Fig. 7.13 señal de entrada al convertidor A/D vs. señal de salida del convertidor D/A.

Como puede observarse, para un golpe en el sensor las señales son muy parecidas, lo cual quiere decir que lo que entra es lo que sale en el convertidor analógico – digital; comprobándose así, que la etapa de adquisición de datos FUNCIONA para este proyecto. Con excepción de que después de realizar más pruebas se decida bajarle la ganancia a las etapas amplificadoras, amplificadores no inversores, con el objeto de no saturar la entrada del convertidor analógico – digital.

A partir de ahora, se hace una pausa en lo referente al diseño del hardware electrónico, para pasar al diseño del software.

Básicamente, el programa hace lo siguiente:

- Configura al microcontrolador para trabajar con el convertidor A/D, la interfaz de comunicación asíncrona SCI, el temporizador e inhibe las interrupciones.
- Envía el mensaje "LISTO" a la PC, para indicar que está preparado el sistema.
- Espera que se de la condición de inicio (botón de inicio).
- Confirma la condición de inicio.
- Envía el mensaje "CAPTURANDO" a la PC.
- Durante 5 segundos²⁸ el sistema va a estar capturando las señales de los 8 sensores que forman el sistema de medición, las va a procesar y va a enviar los resultados a la PC.
- Una vez que han transcurrido los 5 segundos, el sistema vuelve a estar en espera de la condición de inicio.

A continuación, se enlista la mayor parte del programa principal de este sistema de medición.

```
;  
; PROGRAMA PRINCIPAL PARA EL SISTEMA DE MEDICION DINAMICO DE ESFUERZOS  
; SIN INTERRUPTIONES  
; UTILIZANDO UN MICROCONTROLADOR MC68HC11E2 MODO EXPANDIDO  
; OBLIGATORIAMENTE  
; DURACION DEL PROCESO DE MEDICION 5 SEGS.  
; 4a VERSION
```

ORG \$8000

SINCLUDE "A:HEADERS.ASM"

```
X1 EQU $0000 ; SENSOR 1 DEL EJE X  
X2 EQU $0001 ; SENSOR 2 DEL EJE X  
Z1 EQU $0002 ; SENSOR 1 DEL EJE Z  
Z2 EQU $0003 ; SENSOR 2 DEL EJE Z  
Y1 EQU $0004 ; SENSOR 1 DEL EJE Y  
Y2 EQU $0005 ; SENSOR 2 DEL EJE Y  
Y3 EQU $0006 ; SENSOR 3 DEL EJE Y  
Y4 EQU $0007 ; SENSOR 4 DEL EJE Y  
COMP1 EQU $0008  
COMP2 EQU $0009  
VALOR EQU $000A  
R EQU $000C ; R = SUMATORIA DE FUERZAS  
R1 EQU $000D  
a11 EQU $000E  
a12 EQU $000F  
a21 EQU $0010  
a22 EQU $0011  
a11a22 EQU $0012  
a21a12 EQU $0014  
A EQU $0016 ; DETERMINANTE 2 x 2
```

²⁸ Quizás conforme se hagan más pruebas este tiempo de duración se reduzca.

r1xF1i	EQU \$0018	
r1xF1j	EQU \$001A	
r1xF1k	EQU \$001C	
r2xF2i	EQU \$001E	
r2xF2j	EQU \$0020	
r2xF2k	EQU \$0022	
r3xF3i	EQU \$0024	
r3xF3j	EQU \$0026	
r3xF3k	EQU \$0028	
r4xF4i	EQU \$002A	
r4xF4j	EQU \$002C	
r4xF4k	EQU \$002E	
MoRi	EQU \$0030	
MoRj	EQU \$0032	
MoRk	EQU \$0034	
zENTERO	EQU \$0036	; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE ENTERA DE z
zENTERO1	EQU \$0037	; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE FRACCIONARIA
zRESID	EQU \$0038	; DE z
xENTERO	EQU \$003A	; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE ENTERA DE x
xENTERO1	EQU \$003B	; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE FRACCIONARIA
xRESID	EQU \$003C	; DE x
SIGNO	EQU \$003E	; BANDERA PARA AVISAR CUANDO EL RESULTADO
		; DEBE DESPLEGAR UN SIGNO -
ASCII	EQU \$0040	; CONSTANTE PARA ENVIAR EL CODIGO ASCII DE LOS
		; NUMEROS 0 - 9
CONTADOR	EQU \$0041	
VPRED	EQU \$0042	

; CONFIGURACION DEL MC68HC11

LDS #\$1000	
LDAA #\$00FF	
LDAA #\$80	
STAA TFLG2,X	
STAA OPTION,X	; ENCIENDE EL ADPU
LDAA #\$00	
STAA TMSK2,X	; CONFIGURA TMSK2, PREESCALA = 1
LDAA #\$30	
STAA BAUD,X	; VELOCIDAD DE TRANSMISION DE 9600 BAUDS
LDAA #\$00	
STAA SCCR1,X	; FORMATO DE 8 BITS DE DATOS
LDAA #\$08	
STAA SCCR2,X	; INHIBE INTERRUPCIONES SCI Y ACTIVA
	; TRANSMISOR SCI
LDAA #\$99	
STAA VPRED	; DEFINE VALOR NECESARIO PARA RETRAZO DE 5
	; SEGS
LDAA #\$30	
STAA ASCII	; CONSTANTE NUMEROS 0 - 9 EN CODIGO ASCII
LDAB #\$1F	

RETR DEC8 ; RETRAZO PARA ESTABILIZAR AL CONVERTIDOR A/D
 BNE RETR

; DESPLIEGA MENSAJE "LISTO", PARA INDICAR QUE EL SISTEMA ESTA ENCENDIDO Y
; EN ESPERA DE BOTON DE INICIO

INICIO LDAA #S00
 STAA CONTADOR ; INICIA CONTADOR CON 0

 LDY #LISTO ; CARGA EN IY LA DIRECCION DE LA CADENA LISTO
 JSR ENVIAR_CAD

 LDAA #S0D
 JSR ENVIAR_PC ; ENVIA CODIGO ASCI DEL "REGRESO DE CARRO"
POLEO LDAA PORTA,X ; CARGA EN A EL PUERTO A
 ANDA #S01

 BNE RET20MSEG
 BRA POLEO
RET20MSEG LDY #S1A0A
LOOP DEY
 BNE LOOP
 LDAA PORTA,X ; CONFIRMA QUE ESTE OPRIMIDO EL BOTON DE
 ; INICIO

 ANDA #S01 ; INICIA MEDICION
 BNE CAPTURA
 BRA POLEO

; DESPLEGA MENSAJE "CAPTURANDO" PARA INDICAR QUE EL SISTEMA ESTA
; CAPTURANDO LOS DATOS

CAPTURA LDY #CAPTURANDO
 JSR ENVIAR_CAD
 LDAA #S0D
 JSR ENVIAR_PC

; HACE CONVERSION A/D

MEDIR LDAA #S10 ; DEFINE 1ER BLOQUE PE0 - PE3
 JSR CAD ; SUBROUTINA DE CONVERSION A/D
 LDAA ADR1,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR1
 STAA X1 ; ENVIA RESULTADO A X1
 LDAA ADR2,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR2
 STAA X2 ; ENVIA RESULTADO A X2
 LDAA ADR3,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR3
 STAA Z1 ; ENVIA RESULTADO A Z1
 LDAA ADR4,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR4
 STAA Z2 ; ENVIA RESULTADO A Z2

 LDAA #S14 ; 2o GRUPO PE4 - PE7
 JSR CAD ; SUBROUTINA DE CONVERSION A/D
 LDAA ADR1,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR1
 STAA Y1 ; ENVIA RESULTADO A Y1
 LDAA ADR2,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR2
 STAA Y2 ; ENVIA RESULTADO A Y2
 LDAA ADR3,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR3
 STAA Y3 ; ENVIA RESULTADO A Y3
 LDAA ADR4,X ; LEE RESULTADO DE LA CONVERSION ADR4

STAA Y4

: ENVIA RESULTADO A Y4

; PROCESAMIENTO DE LOS DATOS

LDAA #S0

STAA R

; PONE EN 0 LA SUMATORIA DE FUERZAS

; SUMATORIA DE FUERZAS

SUMA

LDAA Y1

LDAB Y2

ABA

BCC PASO1

INC R

; RESULTADO MAYOR QUE SFF?

PASO1

LDAB Y3

ABA

BCC PASO2

INC R

; RESULTADO MAYOR QUE SFF?

PASO2

LDAB Y4

ABA

BCC PASO3

INC R

; RESULTADO MAYOR QUE SFF?

PASO3

STAA R1

; GUARDA EN R1 EL BYTE BAJO DE LA SUMATORIA DE
; FUERZAS

; PRODUCTO CRUZ r1 x F1

LDAA r1j

STAA a11

LDAA r1k

STAA a12

LDAA Y1

STAA a21

LDAA #S00

STAA a22

JSR DETER

LDD A

STD r1xF1i

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2

; r1 x F1 i

LDAA r1i

STAA a11

LDAA r1k

STAA a12

LDAA #S00

STAA a21

STAA a22

JSR DETER

LDD A

STD r1xF1j

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2

; r1 x F1 j

LDAA r1i

STAA a11

LDAA r1j

STAA a12

LDAA #S00

STAA a21

LDAA Y1
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r1xF1k

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2
; r1 x F1 k

; PRODUCTO CRUZ r2 x F2

LDAA r2j
STAA a11
LDAA r2k
STAA a12
LDAA Y2
STAA a21
LDAA #S00
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r2xF2i

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2
; r2 x F2 i

LDAA r2i
STAA a11
LDAA r2k
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r2xF2j

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2
; r2 x F2 j

LDAA r2i
STAA a11
LDAA r2j
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
LDAA Y2
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r2xF2k

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2
; r2 x F2 k

; PRODUCTO CRUZ r3 x F3

LDAA r3j
STAA a11
LDAA r3k
STAA a12
LDAA Y3
STAA a21
LDAA #S00
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r3xF3i

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2
; r3 x F3 i

LDAA r3i
STAA a11
LDAA r3k
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r3xF3j

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2

; r3 x F3 j

LDAA r3i
STAA a11
LDAA r3j
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
LDAA Y3
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r3xF3k

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2

; r3 x F3 k

; PRODUCTO CRUZ r4 x F4

LDAA r4j
STAA a11
LDAA r4k
STAA a12
LDAA Y4
STAA a21
LDAA #S00
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r4xF4i

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2

; r4 x F4 i

LDAA r4i
STAA a11
LDAA r4k
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
STAA a22
JSR DETER
LDD A
STD r4xF4j

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2

; r4 x F4 j

LDAA r4i
STAA a11
LDAA r4j
STAA a12
LDAA #S00
STAA a21
LDAA Y4
STAA a22

```

JSR DETER          ; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2x2
LDD A
STD r4xF4k        ; r4 x F4 k

```

; SUMATORIA DE MOMENTOS MoR

```

LDD r1xF1i        ; r1 x F1 i
ADDD r2xF2i       ; r2 x F2 i
ADDD r3xF3i       ; r3 x F3 i
ADDD r4xF4i       ; r4 x F4 i
STD MoRi          ; SUMATORIA DE MOMENTOS MoR EN i

```

```

LDD r1xF1j        ; r1 x F1 j
ADDD r2xF2j       ; r2 x F2 j
ADDD r3xF3j       ; r3 x F3 j
ADDD r4xF4j       ; r4 x F4 j
STD MoRj          ; SUMATORIA DE MOMENTOS MoR EN j

```

```

LDD r1xF1k        ; r1 x F1 k
ADDD r2xF2k       ; r2 x F2 k
ADDD r3xF3k       ; r3 x F3 k
ADDD r4xF4k       ; r4 x F4 k
STD MoRk          ; SUMATORIA DE MOMENTOS MoR EN k

```

; COMO LA FUERZA R Y EL VECTOR DE PAR MoR SON MUTUAMENTE PERPENDICULARES
; EL SISTEMA DE FUERZA - PAR OBTENIDO PUEDE REDUCIRSE, AUN MAS, A UNA
; SOLA FUERZA R. EL NUEVO PUNTO DE APLICACION DE R SERA SELECCIONADO EN
; EL PLANO DE LA PLATAFORMA, DE FORMA TAL QUE EL MOMENTO DE R RESPECTO A
; O SEA IGUAL A MoR.
; REPRESENTANDO CON r AL VECTOR DE POSICION DEL PUNTO DE APLICACION
; DESEADO Y CON x Y z A SUS COORDENADAS, SE ENCUENTRA QUE:

; z =

```

LDD R
XGDX
LDD MoRi          ; MoRi/R
IDIV
STX zENTERO      ; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE ENTERA DE z
CPD #S0000
BMI RESID
STD zRESID       ; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE FRACCIONARIA DE z
BRA VALX
RESID            ; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE FRACCIONARIA
XGDX              ; DE z
LDD R
XGDX
FDIV
STX zRESID

```

; x =

```

VALX            LDD R
                XGDX
                LDD MoRk          ; MoRk R
                IDIV

```

```

STX xENTERO          ; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE ENTERA DE x
CPD #5000
BMI RESI
STD xRESID           ; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE FRACCIONARIA
                    ; DE x

RESI
BRA COMP_XYZ
XGDX
LDD R
XGDX
FDIV                ; RESIDUO/R
STX xRESID          ; VALOR HEXADECIMAL DE LA PARTE FRACCIONARIA
                    ; DE x

; COMPONENTES VECTORIALES DE LA FUERZA

COMP_XYZ  LDY F      ; CARGA CADENA PARA DESPLEGAR EL VECTOR
                    ; FUERZA

                    JSR ENVIA_CAD
                    LDAB X2
                    STAB COMP2
                    LDAB X1
                    STAB COMP1
                    JSR COMPARACION
                    JSR SIGNO-
V_TABLA1  JSR V_TABLA ; SUBROUTINA QUE DA EL VALOR CORRESPONDIENTE
                    ; EN DECIMALES

                    LDY i
                    JSR ENVIA_CAD ; CARGA CADENA COMPONENTE i

                    LDD R
                    STD VALOR    ; COMPONENTE y
                    JSR V_TABLA  ; SUBROUTINA QUE DA EL VALOR CORRESPONDIENTE
                    ; EN DECIMALES

                    LDY j
                    JSR ENVIA_CAD ; CARGA CADENA COMPONENTE j

                    LDAB Z2
                    STAB COMP2
                    LDAB Z1
                    STAB COMP1
                    JSR COMPARACION
                    JSR SIGNO-
                    LDAA SIGNO
                    CMPA #S00
                    BEQ POSITIVO1 ; EL NUMERO ES POSITIVO
                    BRA SIG

POSITIVO1  LDY SIG+    ; CARGA CADENA +
                    JSR ENVIA_CAD

SIG        JSR V_TABLA ; SUBROUTINA QUE DA EL VALOR CORRESPONDIENTE
                    ; EN DECIMALES

                    LDY k      ; CARGA CADENA k

```

```

JSR ENVIA_CAD
LDAA #S0A
JSR ENVIAR_PC
LDAA #S0D ; CAMBIA AL RENGLON DE ABAJO Y REGRESA EL
; CARRO
JSR ENVIAR_PC

; VECTOR DE POSICION DEL PUNTO DE APLICACION DE LA FUERZA EN EL PLANO xz
LDY P_APLIC ; CARGA CADENA DEL PUNTO DE APLICACION DE LA
; FUERZA
JSR ENVIA_CAD
LDD xRESID
CPD #SF766
BHS INCR
BRA CONTI
LDAA xENTERO1
INCA
BCC PASO4
INC xENTERO
STAA xENTERO1
LDD xENTERO
JSR RESULTADO ; SUBROUTINA PARA CONVERTIR A NUMEROS BASE
; 10
LDD xRESID
JSR RESULTADO1 ; SUBROUTINA PARA CONVERTIR A BASE 10 LOS
; DECIMALES

LDY i1
JSR ENVIA_CAD
LDD zRESID
CPD #SF766
BHS INCR1
BRA CONTI1
LDAA zENTERO1
INCA
BCC PASO5
INC zENTERO
STAA zENTERO1
LDD zENTERO
JSR RESULTADO
LDD zRESID
JSR RESULTADO1

LDY k1
JSR ENVIA_CAD

LDAA #S0D
JSR ENVIAR_PC

; VERIFICA ESTADO DEL TIMER (TOF)

BANDERA LDX #S1000
BRCLR TFLG2.N,S80,CONTINUA
LDAA #S80

```

```

        STAA TFLG2,X          ; LIMPIA BANDERA TOF
        LDAB CONTADOR
        CMPB VPRED
        BEQ FIN
        INC CONTADOR
        BRA CONTINUA

FIN      JMP INICIO          ; PROCESO DE MEDICION CONCLUIDO

CONTINUA JMP MEDIR          ; CONTINUA PROCESO DE MEDICION

```

```

; SUBROUTINA PARA ENVIAR UNA CADENA

```

```

ENVIAR_CAD LDAA 0,Y          ; CARGA EN A EL CARÁCTER A ENVIAR
           CMPA #0          ; FIN DE LA CADENA?
           BEQ FINI        ; SI -> REGRESA
           JSR ENVIAR_PC   ; NO -> ENVIÁ CARÁCTER
           INY
           BRA ENVIAR_CAD ; REPETIR LO ANTERIOR
FINI      RTS

```

```

; SUBROUTINA PARA ENVIAR A LA PC

```

```

ENVIAR_PC PSHX
           LDX #$1000
ENVIAR1  BRCLR SCSR,X,$80,ENVIAR1 ; PREGUNTA POR TDRE
           STAA SCDR,X      ; CARGA CARÁCTER EN SCDR PARA ENVIARLO
           PULX
           RTS

```

```

; SUBROUTINA DE CONVERSION A/D

```

```

CAD      STAA ADCTL,X          ; INICIA CONVERSION A/D
PREG     BRCLR ADCTL,X,$80,PREG ; TERMINO DE CONVERTIR?
           RTS

```

```

; SUBROUTINA DE DETERMINANTE 2 x 2
; SEA A UNA MATRIZ CUADRADA DE ORDEN 2
; |A| = a11a22 - a21a12

```

```

DETER    LDAA a11
           LDAB a22
           MUL
           STD a11a22        ; a11a22
           LDAA a21
           LDAB a12
           MUL
           STD a21a12        ; a21a12

```

```

LDD a11a22
CPD a21a12
BMI NEG ; NEGATIVO?
SUBD a21a12 ; a11a22 - a21a12
STD A ; |A|
BRA SIGUE
ADD a21a12 ; COMO (-)(-) = (+) SE SUMAN LOS VALORES
STD A ; |a|

SIGUE RTS

```

; SUBROUTINA DE COMPARACION PARA LOS VALORES DE LAS COMPONENTES X y Z DE
; LA FUERZA

```

COMPARACION CMPB COMP2 ; COMP1 - COMP2
BLS MENOR ; BRINCA SI ES MENOR COMP1
LDAA #$00
STD VALOR
LDAA #$01 ; LEVANTA UNA BANDERA PARA AVISAR QUE EL
; VALOR LLEVA UN SIGNO - AL PRINCIPIO

STAA SIGNO
RTS

MENOR LDAA #$00
LDAB COMP2
STD VALOR
LDAA #$00
STAA SIGNO
RTS

```

; SUBROUTINA QUE DA EL VALOR CORRESPONDIENTE DE LAS COMPONENTES X y Z EN
; DECIMALES

```

V_TABLA LDY #TABLA ; CARGA EN Y LA DIRECCION DE LA TABLA DE
; VALORES EN DECIMALES

LDX VALOR
CPX #$0000
BNE NO
JSR ENVIA_CAD
RTS

NO LDAB #$09 ; CADA RENGLON DE LA TABLA TIENE 9 BYTES DE
; TAMAÑO

NO1 ABY
DEX
CPX #$0000
BNE NO1
JSR ENVIA_CAD
RTS

```

: SUBROUTINA PARA ENVIAR EL SIGNO - CUANDO SEA NECESARIO PARA INDICAR EL
: SENTIDO DE LA FUERZA

SIGNO- LDAA SIGNO
 CMPA #S00
 BEQ POSITIVO ; EL NUMERO ES POSITIVO
 LDAA #S2D ; SIGNO MENOS
 JSR ENVIAR_PC
 LDAA #S20 ; CODIGO ASCII ESPACIO
 JSR ENVIAR_PC
POSITIVO RTS

: SUBROUTINA PARA HACER LA CONVERSION A BASE 10 DE LOS NUMEROS

RESULTADO LDX #S2710 ; 10000 DECIMAL
 IDIV
 XGDX
 TBA
 ADDA ASCII
 JSR ENVIAR_PC ; DECENAS DE MILLAR
 XGDX
 LDX #S03E8 ; 1000 DECIMAL
 IDIV
 XGDX
 TBA
 ADDA ASCII
 JSR ENVIAR_PC ; MILLARES
 XGDX
 LDX #S0064 ; 100 DECIMAL
 IDIV
 XGDX
 TBA
 ADDA ASCII
 JSR ENVIAR_PC ; CENTENAS
 XGDX
 LDX #S000A ; 10 DECIMAL
 IDIV
 XGDX
 TBA
 ADDA ASCII
 JSR ENVIAR_PC ; DECENAS
 XGDX
 TBA
 ADDA ASCII
 JSR ENVIAR_PC : UNIDADES
 LDAA #S2E : CODIGO ASCII PUNTO
 JSR ENVIAR_PC
 RTS

; SUBROUTINA PARA CONVERTIR A BASE 10 LOS DECIMALES

```
RESULTADO1 CPD #50D06      ; .05
            BHS PUNO       ; ># .05
            LDAA #$00
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
PUNO       CPD #52710      ; .15
            BHS PDOS
            LDAA #$01      ; ># .15
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
PDOS       CPD #5411B      ; .25
            BHS PTRES      ; ># .25
            LDAA #$02
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
PTRES      CPD #55B26      ; .35
            BHS PCUATRO    ; ># .35
            LDAA #$03
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
PCUATRO    CPD #57530      ; .45
            BHS PCINCO     ; ># .45
            LDAA #$04
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
PCINCO     CPD #58F3B      ; .55
            BHS PSEIS      ; ># .55
            LDAA #$05
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
PSEIS      CPD #5A946      ; .65
            BHS PSIETE     ; ># .65
            LDAA #$06
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
PSIETE     CPD #5C350      ; .75
            BHS POCHO      ; ># .75
            LDAA #$07
            ADDA ASCII
            JSR ENVIAR_PC
            JMP YA
POCHO      CPD #5DD5B      ; .85
            BHS PNUEVE     ; ># .85
            LDAA #$08
            ADDA ASCII
```

```

JSR ENVIAR_PC
JMP YA
PNUEVE CPD #SF766 : .95
        BHS INCR2 : >= .95
        LDAA #S09
        ADDA ASCII
        JSR ENVIAR_PC
        BRA YA
INCR2 LDAA #S00
      ADDA ASCII
      JSR ENVIAR_PC
YA RTS

```

; CADENAS DE CARÁCTERES

```

LISTO FDB "LISTO" ; CADENA DE CARÁCTERES
      FCB 0 ; FIN DE LA CADENA

CAPTURANDO FDB "CAPTURANDO" ; CADENA DE CARÁCTERES
          FCB 0 ; FIN DE LA CADENA

```

; VECTORES DE POSICION DE LOS SENSORES DE LA COMPONENTE Y (VERTICAL) DE LA FUERZA

```

r1i DB $00 ; COMPONENTE X VECTOR POSICION 1
r1j DB $00 ; COMPONENTE Y VECTOR POSICION 1
r1k DB $00 ; COMPONENTE Z VECTOR POSICION 1
r2i DB $32 ; COMPONENTE X VECTOR POSICION 2
r2j DB $00 ; COMPONENTE Y VECTOR POSICION 2
r2k DB $00 ; COMPONENTE Z VECTOR POSICION 2
r3i DB $32 ; COMPONENTE X VECTOR POSICION 3
r3j DB $00 ; COMPONENTE Y VECTOR POSICION 3
r3k DB $32 ; COMPONENTE Z VECTOR POSICION 3
r4i DB $00 ; COMPONENTE X VECTOR POSICION 4
r4j DB $00 ; COMPONENTE Y VECTOR POSICION 4
r4k DB $32 ; COMPONENTE Z VECTOR POSICION 4

```

; CADENA PARA DESPLEGAR EL VECTOR FUERZA DE LA SIGUIENTE MANERA

; $F = F_x i - F_y j + F_z k$

```

F FDB "F = "
  FCB 0

i FDB " i - "
  FCB 0

j FDB " j "
  FCB 0

SIG+ FDB "+ "
      FCB 0

k FDB " k [Kgfl]"
  FCB 0

```

; CADENA PARA DESPLEGAR EL VECTOR DE POSICION DEL PUNTO DE APLICACION DE
; LA FUERZA EN EL PLANO xz DE LA SIGUIENTE MANERA $r = r_x i + r_z k$ [cm]

P_APLIC FDB "r = "
 FCB 0

il FDB " i + "
 FCB 0

kl FDB " k [cm]"
 FCB 0

; VALORES DECIMALES DE LAS COMPONENTES DE LA FUERZA EN Kgf (ST)²⁹

TABLA FDB "0000.000"
 FCB 0

; VECTOR DE RESET

ORG \$FFFE

DB 80 ; VECTOR PARA INDICAR DONDE ESTA
 ; EL PROGRAMA PRINCIPAL DESPUES
 ; DE UN RESET

DB 00

El sistema de medición que se propone, va a entregar los valores de la fuerza en kilogramos fuerza (Kgf)³⁰, que es una unidad fundamental del Sistema Técnico (ST), usado en la industria; a pesar de que el Sistema Internacional (SI) debería ser empleado.

Continuando con la etapa de hardware electrónico, resta definir la arquitectura del micro controlador que se va a usar, MC68HC11. Debido a lo complejo y extenso del programa, no alcanzan los 512 bytes de memoria EEPROM con los que cuenta el HC11; por lo que se necesita guardar el programa en una memoria externa, para ello es necesario usar el modo de direccionamiento expandido, a través del cual es posible direccionar las 65536 localidades de memoria del mapa de memoria³¹.

Un tema que hasta el momento no se ha tocado, es el de la polarización del sistema, para ello se sugiere emplear una batería de entre 9V y 12V que polarice una fuente de voltaje de 5V, 78L05.

A continuación, se presenta un diagrama esquemático con la arquitectura en modo expandido, para el MC68HC11.

²⁹ Si se desea, puede consultarse el Apéndice C de este texto, para ver la tabla de equivalencias de los valores que puede presentar el sistema de medición.

³⁰ Kgf .- Peso, en el vacío, del kilogramo (kg) al nivel del mar y a 45° de latitud, donde $g_0 = 9.80665 \text{ m/s}^2$. Es decir, $1 \text{ kgf} = 9.80665 \text{ N}$ 10 N

³¹ Ver Apéndice A.

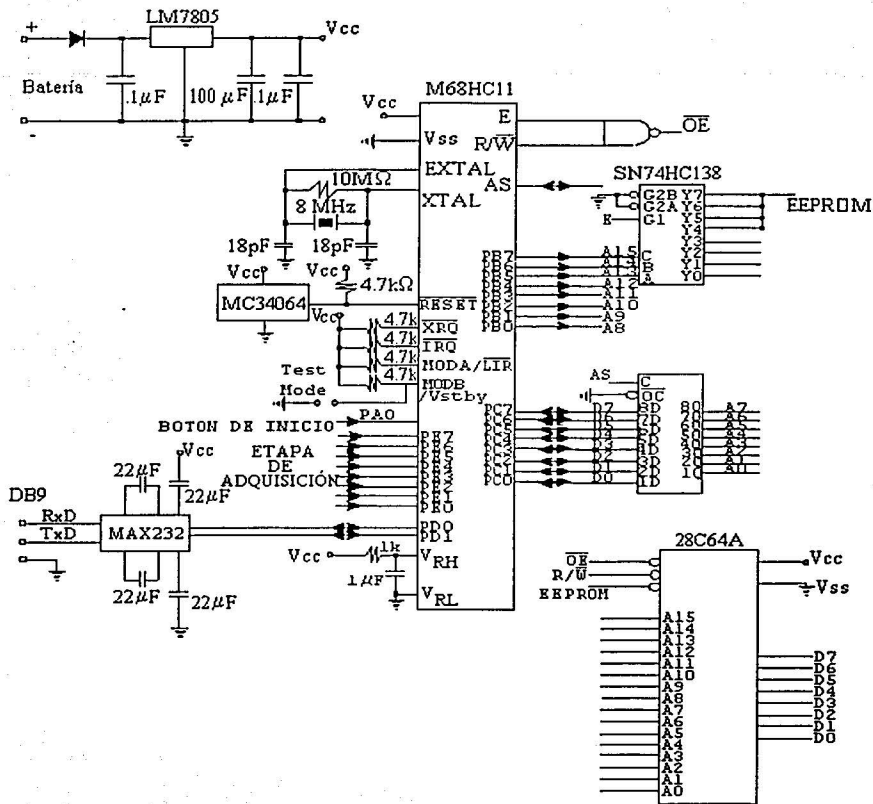


Fig. 7.14 Diagrama esquemático de la tarjeta del HC11 modo expandido.

7.1 Conclusiones.

Tomando como referencia los requerimientos planteados al inicio de este trabajo, funcionalidad y portabilidad. Puede comentarse lo siguiente:

Se cuenta ya con un diseño bien definido el cual satisface el requerimiento de portabilidad. No con la ligereza que se hubiera esperado pero si mantiene el estatus de portátil.

En cuanto a la medición del esfuerzo, el sistema también cumple con lo esperado, en virtud de que:

- Durante un periodo de tiempo el sistema va a tomar muestras.
- Posterior a la muestra va a ubicar el punto de aplicación de la fuerza en el plano XZ (plano de la plataforma) en ese instante.
- Despliega el vector fuerza correspondiente a la muestra.

A través de varias muestras se va a poder observar el comportamiento que sigue la localización del punto de aplicación de la fuerza, y el comportamiento del vector fuerza.

Por otra parte, este sistema tiene la ventaja de que puede usarse de forma modular. Esto es: que si en determinado momento, una vez que se cuenta con un prototipo, se determina que la plataforma no es lo adecuado, que es mejor usar otro tipo de sensores por ejemplo, se puede cambiar esa etapa y el resto del sistema va a seguir funcionando; siempre y cuando el nuevo diseño mecánico respete la ubicación de los sensores que miden la componente vertical de la fuerza.

A pesar de que los resultados obtenidos satisfacen las expectativas, hace falta someter el sistema a pruebas más rigurosas y a la opinión de los interesados: médicos, entrenadores y atletas.

Apéndice A

EL MICROCONTROLADOR MC68HC11.

Este es un microcontrolador de 8 bits. Lo cual quiere decir que su acumulador está optimizado para efectuar operaciones de 8 bits; sin embargo dentro de su set de instrucciones se encuentran algunas instrucciones para llevar a cabo operaciones de 16 bits. Por otra parte, es capaz de direccionar hasta 65536 bytes (localidades de memoria) gracias a su bus de direcciones que es de 16 bits. Por otra parte, los sistemas periféricos que contiene varían según la versión y encapsulado. En la figura A.1 se observan los periféricos más comunes dentro de la familia de microcontroladores del MC68HC11.

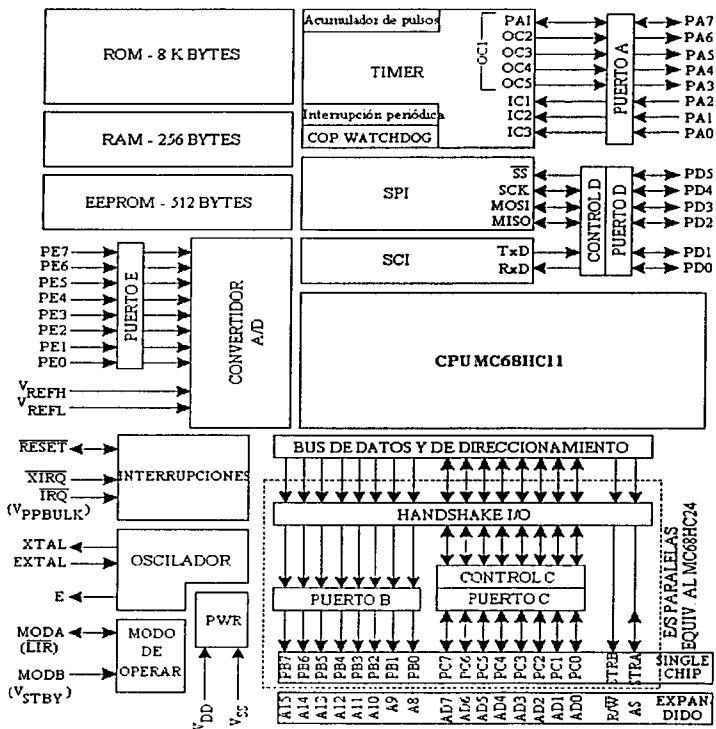


Fig. A.1 Diagrama de bloques del MC68HC11.

Pines de polarización.- La energía es suministrada al microcontrolador a través de los pines V_{DD} y V_{SS} donde V_{DD} es la entrada de voltaje positivo y V_{SS} es tierra. El microcontrolador (μC) trabaja con 5 V regulados $\pm 10\%$.

Pines para el modo de operación \overline{MODA} (\overline{LIR}) y \overline{MODB} (V_{STBY})- Los niveles de voltaje que existan durante el RESET en estas terminales, determinarán el modo de operación del microcontrolador.

El pin MODA a su vez indica mediante un "0" lógico el primer ciclo de reloj E de cada instrucción. Por su parte MODB (V_{STBY}) sirve como entrada de voltaje para mantener la memoria RAM interna. Es decir que se puede polarizar solamente a la memoria RAM y mantener apagado el μC , para con ello no perder la información contenida en la RAM.

La siguiente tabla (tabla A.1) muestra la relación del modo de operación del μC con los valores lógicos de los pines MODA y MODB.

PINES		Modo de operación
MODA	MODB	
1	0	Single Chip
1	1	Expandido
0	0	Modo de arranque especial ("SPECIAL BOOTSTRAP")
0	1	Modo de prueba

Tabla A.1 Selección del modo de operación.

Pines de interrupción \overline{IRQ} (V_{PBRUK}) y \overline{XIRQ} .- A través de estos pines es posible detener por medios externos la ejecución normal de una instrucción, para con ello permitir al microcontrolador ejecutar una secuencia de instrucciones en respuesta a esa fuente externa de interrupción.

Por otra parte, el pin \overline{XIRQ} es utilizado como entrada del voltaje de programación de la EEPROM interna. Esto en los microcontroladores que incluyan este tipo de memoria.

Pin de Restablecimiento o \overline{RESET} .- Este pin es bidireccional ya que además de recibir una señal de reset, el microcontrolador puede enviar una señal de restablecimiento (reset) a otros dispositivos. Esto ocurrirá cuando el "COP WATCHDOG" o el monitor del reloj detecten una falla.

El "COP WATCHDOG" es un subsistema capaz de encontrar errores durante la ejecución de programas. Cuando se encuentra habilitado, el programa en ejecución debe estar reiniciando el contador de "watchdog" de lo contrario, si se deja que se termine la cuenta, este subsistema lo toma como un error de programa y manda la señal de restablecimiento "reset".

Puerto A.- Tiene líneas de entrada y salida que son usadas como parte del subsistema del Timer o como líneas de propósito general. Tres pines son de entrada de propósito general o entrada por captura y cuatro de ellos son de salida para propósitos generales o para salidas por comparación y un pin extra PA7 puede ser programado como salida o entrada. Así mismo, PA7 también es usado como entrada al acumulador de pulsos.

Puerto B y C.- Estos puertos tienen funciones distintas, dependiendo del modo de operación en que esté trabajando el microcontrolador. En "single chip", los pines del puerto B son salidas y los del puerto C van a ser bidireccionales; pero ambos puertos son de propósitos generales. En modo expandido, el puerto B y C sirven respectivamente como bus de datos y bus de direcciones; multiplexando en el puerto C la parte baja de las direcciones del bus de direcciones con el bus de datos.

Puerto D, STRA y STRB.- El puerto D está compuesto por 6 pines, los cuales pueden ser usados para comunicación serial (síncrona y asíncrona) o como líneas de E/S de propósitos generales. Para la comunicación asíncrona el pin PD0 se usa como receptor de datos seriales y PD1 como transmisor de datos seriales. Tal y como se ve en la figura A.1, PD1 y PD0 están asociados con un bloque interno del microcontrolador llamado SCI³², este bloque realiza las funciones de propósito general UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter).

Los otros 4 pines del puerto D, pueden ser configurados para comunicación serial síncrona, los cuales están asociados con el bloque SPI³³. Este bloque se emplea para comunicar al microcontrolador con otros dispositivos electrónicos entre ellos: convertidores A/D u otros microcontroladores.

La función tanto de STRA como de STRB varía según el modo de operación del microcontrolador. En single chip, se usan como líneas de control de los puertos B y C. Por otra parte, en modo expandido STRA permite distinguir entre un dato y una dirección; STRB es la línea (R/W) que se encarga de indicar cuando el microcontrolador lee o escribe a un dispositivo externo.

Puerto E.- Lo forman 8 pines, los cuales pueden ser usados como entradas de propósitos generales o como canales de entrada para el convertidor analógico digital, con el que cuenta el microcontrolador.

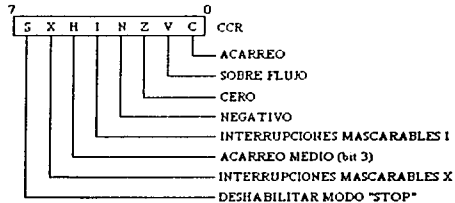
El CPU del MC68HC11 tiene un modelo de programación, un set de instrucciones y un mapa de memoria a través de los cuales se programa. La figura A.2 muestra el modelo de programación del HC11.

Acumulador A y B.- Son registros para propósitos generales de 8 bits, utilizados para almacenar y/o enviar datos a la memoria; y para realizar operaciones aritméticas.

³² En español Interfase de Comunicación Serial.

³³ En español Interfase Periférica Serial.

7	ACUMULADOR A	0	7	ACUMULADOR B	0
15	ACUMULADOR D				0
15	REGISTRO ÍNDICE X				0
15	REGISTRO ÍNDICE Y				0
15	APUNTADOR DE PILA SP				0
15	CONTADOR DE PROGRAMA PC				0



A.2 Modelo de Programación del MC68HC11.

Acumulador D.- Está formado por los acumuladores A y B juntos. Tiene una longitud de 16 bits. Junto con los registros de índice X y Y el MC68HC11 puede ejecutar operaciones aritméticas de 16 bits, tales como divisiones de 16 por 16 bits.

Registros índice X y Y.- Se usan como apuntadores en algunos modos de direccionamiento. Así mismo, se usan para operaciones de 16 bits como la división.

Apuntador de pila (SP).- Es un área de memoria RAM utilizada para almacenar temporalmente datos o direcciones durante un llamado a subrutina o durante una interrupción.

Contador de programa (PC).- El contador de programa es un registro de 16 bits, tiene la dirección de la siguiente instrucción para ser ejecutada. Es decir, lleva el orden lógico del programa.

Registro de código de condiciones (CCR).-

C.- Indica si hubo acarreo durante una operación de suma o resta.

V.- Indica que un número está fuera de intervalo. Para 8 bits el intervalo va de -128 a +127 y para 16 bits el intervalo es de -32768 a +32767.

Z.- Bandera de cero, se levanta ($Z = 1$) cuando el resultado es cero.

N.- Bandera de negativo. Si el bit más significativo de un resultado es 1 se levanta la bandera ($N = 1$).

I.- Deshabilita las interrupciones mascarables cuando está levantado ($I = 1$).

II.- Este es la bandera de acarreo medio, la cual indica si hay un acarreo del bit 3 al bit 4.

X.- Deshabilita la interrupción en el pin XIRQ cuando está levantado el bit ($X = 1$). Si $X = 0$ la interrupción XIRQ se encuentra habilitada y la recuperación del sistema después de la interrupción se deja a la rutina de servicio de interrupción XIRQ. Por otra parte si $X = 1$, la interrupción XIRQ se encuentra inhibida pero la pata XIRQ puede ser utilizada para salir del modo STOP³⁴.

Después de un RESET o una vez que se detecta una interrupción, ambos bits X e I se levantan (igual a 1) para desactivar las interrupciones.

S.- Deshabilita la instrucción STOP cuando está levantado ($S = 1$). Sin embargo, si la instrucción STOP es encontrada mientras el bit S está en 1, ésta será tratada como una instrucción NOP³⁵.

Con el mapa de memoria se ven las localidades de memoria que puede acceder el microcontrolador y en que están destinadas. Dependiendo del modo de operación en que se encuentre el microcontrolador, va a presentar variaciones en su mapa de memoria (Figura A.3).

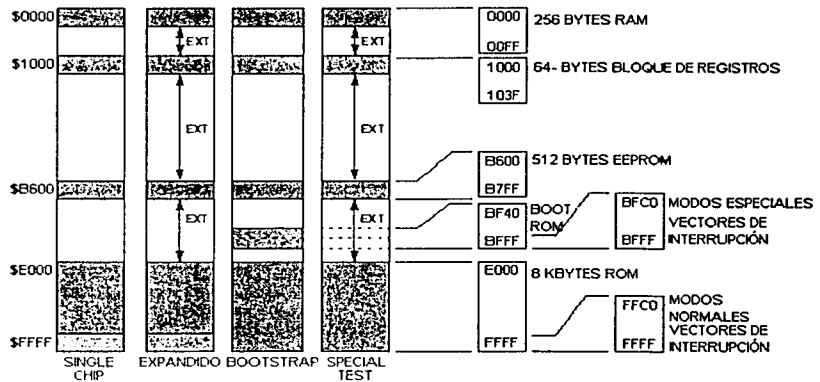


Fig. A.3 Mapas de memoria.

³⁴ El MC68HC11 soporta el modo "STOP" donde todos los relojes son detenidos para reducir el consumo de energía hasta unos cuantos miliampers. Para restaurar el sistema es necesario dar un RESET o a través de las patas IRQ y XIRQ del microcontrolador.

³⁵ Revisar: Set de instrucciones del MC68HC11 al final de este apéndice.

A continuación se presenta el formato general de una instrucción en lenguaje assembly (Código fuente):

Etiqueta, Mnemónico Operando, Operando ; Comentario

Donde:

Etiqueta.- Puede o no llevarla la línea del programa.

Mnemónico.- Es la instrucción en lenguaje assembly.

Operando.- Es como se le indica al microcontrolador el valor del dato o la dirección de donde tomará el dato para procesarlo.

Por último, existen varias formas como el microcontrolador puede obtener el valor del dato con el que va a trabajar en cada instrucción. Ésto es lo que se denomina modo de direccionamiento y son:

1. **Inherente o implícito (INH).**- Solo está compuesto por el código de operación (valor hexadecimal de la instrucción). Los datos con los que se trabaja se encuentran en los acumuladores.
2. **Inmediato (INM).**- Se llama así por que el operando representa un dato y no una dirección de memoria. Ésto quiere decir que la lectura del dato es inmediata, no tiene que ir a memoria a tomar el valor del dato. Se identifica por el signo #.
3. **Directo (DIR).**- El byte menos significativo de la dirección efectiva se tomará del operando y el byte más significativo siempre es 00. En otras palabras, a través de este modo de direccionamiento, se pueden acceder las primeras 256 localidades de memoria.
4. **Extendido (EXT).**- El operando está dado en 2 bytes e indica la dirección de la cual se tomará el dato a procesar. Se pueden direccionar todas las localidades del mapa de memoria.
5. **Indexado (IND).**- La dirección se calcula usando al registros IX o al IY como apuntador y al operando como un offset. Solo se pueden alcanzar de 0 a 255 localidades de memoria delante de lo que marca el registro IX o IY.
6. **Relativo (REL).**- Las instrucciones son usadas para cambiar la ruta de un programa (saltos); utilizan 2 bytes. El primero es un código de operación, y el segundo representa un desplazamiento de +128 o -127 bytes hacia donde se transmitirá el control del programa.

A.1 Set de instrucciones, modos de direccionamiento y tiempos de ejecución.

Fuente	Operación	Expresión	Modos de direccionamiento	BYTES	CICLOS	Códigos de condición								
						Booleana	S	X	H	I	N	Z	V	C
ABA	Suma Acumuladores	A+H A	INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ABX	Suma B a X	IX+00 B IX	INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ABY	Suma B a Y	IY+00 B IY	INH	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ADCA (opr)	Suma con acarreo A	A+M+C A	A INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ADCB (opr)	Suma con acarreo B	B+M+C B	B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ADDA (opr)	Suma A con memoria	A+M A	A INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ADDB (opr)	Suma B con memoria	B+M B	B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ADDD (opr)	Suma 16 Bits a D	D+M:M+1 D	INM	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			DIR	2	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ANDA (opr)	AND A con memoria	A·M A	A INM	2	2	-	-	-	-	-	-	0	-	
			A DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	0	-
			A EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	0	-
			A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	0	-
			A IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	0	-
ANDB (opr)	AND B con memoria	B·M B	B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	0	-	
			B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	0	-
			B EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	0	-
			B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	0	-
			B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	0	-
ASL (opr)	Cambio aritmético a la izquierda		EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ASLA														
ASLB														
ASLD	Cambio aritmético doble a la izquierda		INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
ASR (opr)	Cambio aritmético a la derecha		EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			A INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			B INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ASRA														
ASRB														
BC C (rel)	Salta si acarreo = 0	? C = 0	REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
BCI R (opr)	Borra Bit(s)	M+(mm) M	DIR	3	6	-	-	-	-	-	-	0	-	
			IND,X	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-
			IND,Y	4	8	-	-	-	-	-	-	-	-	-
BC S (rel)	Salta si acarreo = 1	? C = 1	REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-		
BC Q (rel)	Salta si es = 0	? Z = 1	REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-		
BGI F (rel)	Salta si = 0	? N & V = 0	REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-		
BGI T (rel)	Salta si > 0	? Z+(N & V) = 0	REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-		
BHI H (rel)	Salta si es alto	? C + Z = 0	REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-		

Fuente	Operación	Expresión	Modos de		BYTES	CICLOS	Códigos de condición											
			Booleana	direccionamiento														
							S	X	H	I	N	Z	V	C				
BHS (rel)	Salta si es alto o igual	? C = 0		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BITA (opr)	Prueba bits de A con memoria	A * M		A INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	0	-		
				A DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
				A EXT	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
				A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
				A IND,Y	2	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
BITB (opr)	Prueba bits de A con memoria	B * M		B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	0	-		
				B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
				B EXT	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
				B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
				B IND,Y	2	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
BLE (rel)	Salta si = 0	? Z+(N ⊕ V)=1		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BLO (rel)	Salta si menor	? C = 1		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BLS (rel)	Salta si menor o igual	? C + Z = 1		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BLT (rel)	Salta si < 0	? N ⊕ V = 1		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BMI (rel)	Salta si es negativo	? N = 1		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BNE (rel)	Salta si ≠ 0	? Z = 0		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BPL (rel)	Salta si es positivo	? N = 0		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BRA (rel)	Salta siempre	? I = 1		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
BRCLR (opr) (msk) (rel)	Borra si el Bit(s) está limpio	? M * mm = 0		DIR	4	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				IND,X	4	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				IND,Y	5	8	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
BRN (rel)	Nunca saltes	? I = 0		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
BRSET (opr) (msk)	Levanta Bit(s)	M * mm M		DIR	3	6	-	-	-	-	-	-	-	0	-	-		
				IND,X	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				IND,Y	4	8	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
BSR (rel)	Salta a subrutina			REL	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
BVC (rel)	Borra si sobre flujo está abajo	? V = 0		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
BVS (rel)	Borra si sobre flujo está levantado	? V = 1		REL	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
CBA	Compara A con B	A - B		INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
CLC	Limpia Bit acarreo	0 C		INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	0	-		
CLI	Limpia máscara de interrupción	0 I		INH	1	2	-	-	-	0	-	-	-	-	-	-		
CLR (opr)	Limpia Byte de memoria	0 M		DIR	3	6	-	-	-	-	0	1	0	0	0	0		
				IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
				IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
CLRA	Limpia acumulador A	0 A		A INH	1	2	-	-	-	-	0	1	0	0	0			
CLRB	Limpia acumulador B	0 B		B INH	1	2	-	-	-	-	0	1	0	0	0			
CLV	Limpia bandera de sobre flujo	0 V		INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	0	-			
CMPA (opr)	Compara A con memoria	A - M		A INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				A DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				A EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				A IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
CMPB (opr)	Compara B con memoria	B - M		B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-		
				B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
				B EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
				B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
				B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
COM (opr)	Complemento a 1 de un Byte de memoria	SFF - M M		EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	-	0	1			
				IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
				IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-			
COMA	Complemento a 1 de Acumulador A	SFF - A A		A INH	1	2	-	-	-	-	-	-	0	1				

Fuente	Operación	Expresión	Modos de direccionamiento	BYTES	CICLOS	Códigos de condición								
						Booleana								
							S	X	H	I	N	Z	V	C
COMB	Complemento a 1 de Acumulador B	$\overline{B} - B$	B INH	1	2	-	-	-	-	-	-	0	1	
CPD (opr)	Compara D con memoria 16 Bits	$D - M: M + 1$	INM DIR EXT IND,X IND,Y	4	5	-	-	-	-	-	-	-	-	
				3	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
				4	7	-	-	-	-	-	-	-	-	
				3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	
				3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	
CPX (opr)	Compara X con memoria	$IX - M: M + 1$	INM DIR EXT IND,X IND,Y	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
				2	5	-	-	-	-	-	-	-		
				3	6	-	-	-	-	-	-	-		
				2	6	-	-	-	-	-	-	-		
				3	7	-	-	-	-	-	-	-		
CPY (opr)	Compara Y con memoria	$IY - M: M + 1$	INM DIR EXT IND,X IND,Y	4	5	-	-	-	-	-	-	-	-	
				3	6	-	-	-	-	-	-	-		
				4	7	-	-	-	-	-	-	-		
				3	7	-	-	-	-	-	-	-		
				3	7	-	-	-	-	-	-	-		
DAA	Ajusta A a decimal	Ajusta suma a BCD	INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
DEC (opr)	Decrementa Byte de memoria	$M - 1: M$	EXT IND,X IND,Y	2	3	-	-	-	-	-	-	-		
DECA	Decrementa A	$A - 1: A$	A INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
DECB	Decrementa B	$B - 1: B$	B INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
DES	Decrementa el Stack Pointer	$SP - 1: SP$	INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-		
DEX	Decrementa registro índice X	$IX - 1: IX$	INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-		
DEY	Decrementa registro índice Y	$IY - 1: IY$	INH	2	4	-	-	-	-	-	-	-		
EORA (opr)	OR Exclusiva de A con memoria	$A \oplus M: A$	A INM A DIR A EXT A IND,X A IND,Y	2	2	-	-	-	-	-	-	0	-	
				2	3	-	-	-	-	-	-	-		
				3	4	-	-	-	-	-	-	-		
				2	4	-	-	-	-	-	-	-		
				3	5	-	-	-	-	-	-	-		
EORB (opr)	OR Exclusiva de B con memoria	$B \oplus M: B$	B INM B DIR B EXT B IND,X B IND,Y	2	2	-	-	-	-	-	-	0	-	
				2	3	-	-	-	-	-	-	-		
				3	4	-	-	-	-	-	-	-		
				2	4	-	-	-	-	-	-	-		
				3	5	-	-	-	-	-	-	-		
FDIV	Division fraccional 16 por 16	$D IX: IX, r: D$	INH	1	41	-	-	-	-	-	-	-		
IDIV	Division enteros 16 por 16	$D IX: IX, r: D$	INH	1	41	-	-	-	-	-	0	-		
INC (opr)	Incrementa Byte de memoria	$M + 1: M$	EXT IND,X IND,Y	3	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
				2	6	-	-	-	-	-	-	-		
				3	7	-	-	-	-	-	-	-		
				3	7	-	-	-	-	-	-	-		
INCA	Incrementa A	$A + 1: A$	A INH	1	2	-	-	-	-	-	-			
INCB	Incrementa B	$B + 1: B$	B INH	1	2	-	-	-	-	-	-			
INS	Incrementa Stack Pointer	$SP + 1: SP$	INH	1	3	-	-	-	-	-	-			
INX	Incrementa registro índice X	$IX + 1: IX$	INH	1	3	-	-	-	-	-	-			
IY	Incrementa registro índice Y	$IY + 1: IY$	INH	2	4	-	-	-	-	-	-			
JMP (opr)	Branca		EXT IND,X IND,Y	3	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
				2	3	-	-	-	-	-	-	-		
				3	4	-	-	-	-	-	-	-		

Fuente	Operación	Expresión	Modos de direccionamiento	BYTES	CICLOS	Códigos de condición								
						Booleana								
							S	X	H	I	N	Z	V	C
ORAB (opr)	OR inclusiva de B	$B + M - B$	B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	0	-	
			B DIR	3	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	
PSHA	Empuja A dentro del Stack Pointer	A Stk. $SP = SP - 1$	A INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-		
PSHB	Empuja B dentro del Stack Pointer	B Stk. $SP = SP - 1$	B INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-		
PSHX	Empuja X dentro del Stack Pointer Primer byte bajo	IX Stk. $SP = SP - 2$	INH	1	4	-	-	-	-	-	-	-		
PSHY	Empuja Y dentro del Stack Pointer Primer byte bajo	IY Stk. $SP = SP - 2$	INH	2	5	-	-	-	-	-	-	-		
PULA	Jala A desde el stack	$SP = SP + 1$, A Stk	A INH	1	4	-	-	-	-	-	-	-		
PULB	Jala B desde el stack	$SP = SP + 1$, B Stk	B INH	1	4	-	-	-	-	-	-	-		
PULX	Jala X desde el stack Primer Byte alto	$SP = SP + 2$, IX Stk	INH	1	5	-	-	-	-	-	-	-		
PULY	Jala Y desde el stack Primer Byte alto	$SP = SP + 2$, IY Stk	INH	2	6	-	-	-	-	-	-	-		
ROL (opr)	Rota a la izquierda	$0-0000-0$ C 67--60C	EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
			IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
ROR (opr)	Rota a la derecha	$0-0000-0$ C 67--60C	EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-	-	
			IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
RTI	Regreso de interrupción		INH	1	12	-	-	-	-	-	-	-		
RTS	Regreso de subrutina		INH	1	5	-	-	-	-	-	-	-		
SBA	Resta A - B	$A - B - A$	INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
SBCA (opr)	Resta con acarreo desde A	$A - M - C - A$	A INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	
SBCH (opr)	Resta con acarreo desde B	$B - M - C - B$	B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	
SEC	Levanta H1 acarreo	I C	INH	1	2	-	-	-	-	-	-	1		
SEI	Levanta máscara de Interrupcion	I I	INH	1	2	-	-	1	-	-	-	-		
SEV	Levanta bandera de sobre flujo	I V	INH	1	2	-	-	-	-	-	1	-		
STAA (opr)	Almacena acumulador A	A M	A DIR	2	3	-	-	-	-	-	0	-		
			A EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-		
			A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-		
			A IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-		

Fuente	Operación	Expresión	Modos de		BYTES	CICLOS	Códigos de condición							
			Booleana	direccionamiento			S	X	H	I	N	Z	V	C
STAB (opr)	Almacena acumulador B	B - M	B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	0	-	
			B EXT	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-	-	
STD (opr)	Almacena acumulador D	A - M, B - M + 1	DIR	2	4	-	-	-	-	-	-	0	-	
			EXT	3	5	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,X	2	5	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,Y	3	6	-	-	-	-	-	-	-		
STOP	Detiene relojes internos		INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
STS (opr)	Almacena Stack Pointer	SP - M, M + 1	DIR	2	4	-	-	-	-	-	-	0	-	
			EXT	3	5	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,X	2	5	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,Y	3	6	-	-	-	-	-	-	-		
STX (opr)	Almacena Registro Índice X	IX - M, M + 1	DIR	2	4	-	-	-	-	-	-	0	-	
			EXT	3	5	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,X	2	5	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,Y	3	6	-	-	-	-	-	-	-		
STY (opr)	Almacena Registro Índice Y	IY - M, M + 1	DIR	3	5	-	-	-	-	-	-	0	-	
			EXT	4	6	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,X	3	6	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,Y	3	6	-	-	-	-	-	-	-		
SUBA (opr)	Resta A - M	A - M - A	A INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
			A DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-		
			A EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-		
			A IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-		
			A IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-		
SUBB (opr)	Resta B - M	B - M - B	B INM	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
			B DIR	2	3	-	-	-	-	-	-	-		
			B EXT	3	4	-	-	-	-	-	-	-		
			B IND,X	2	4	-	-	-	-	-	-	-		
			B IND,Y	3	5	-	-	-	-	-	-	-		
SUBD (opr)	Resta D - M	D - M, M + 1 D	INM	3	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
			DIR	2	5	-	-	-	-	-	-	-		
			EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-		
SWI	Interrupción por software		INH	1	14	-	-	-	1	-	-	-	-	
TAB	Transfiere A a B	A - B	INH	1	2	-	-	-	-	-	0	-		
TAP	Transfiere A al registro de códigos de condición	A - CCR	INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
TBA	Transfiere B a A	B - A	INH	1	2	-	-	-	-	-	0	-		
TEST	Prueba (Solamente en el modo de prueba)	Cuenta direcciones de BUS	INH	1	*	-	-	-	-	-	-	-	-	
			INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
			INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
			INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
TPA	Transfiere CCR a A	CCR - A	INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-	-	
			EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	0	0	
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-		
			IND,Y	3	7	-	-	-	-	-	-	-		
TST (opr)	Prueba por 0 o negativo	M - 0	EXT	3	6	-	-	-	-	-	-	0	0	
			IND,X	2	6	-	-	-	-	-	-	-		
TSTA		A - 0	INH	1	2	-	-	-	-	-	-	0	0	
			INH	1	2	-	-	-	-	-	-	-		
TSTB		B - 0	B INH	1	2	-	-	-	-	-	-	0	0	
TSX	Transfiere Stack Pointer a X	SP + 1 IX	INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
TSY	Transfiere Stack Pointer a Y	SP + 1 IY	INH	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	
TXS	Transfiere X al Stack Pointer	IX - 1 SP	INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-	-	
TYS	Transfiere Y al Stack Pointer	IY - 1 SP	INH	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	

Fuente	Operación	Expresión	Modos de	BYTES	CICLOS	Códigos de condición								
		Booleana	direccionamiento											
						S	X	H	I	N	Z	V	C	
WAI	Espera interrupción	Almacena registros y espera	INH	1	**	-	-	-	-	-	-	-	-	-
XGDX	Intercambia D con X	IX D. D IX	INH	1	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
XGDY	Intercambia D con Y	IY D. D IY	INH	2	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-

NOTAS:

Ciclos:

- = Infinito o hasta que se presente un RESET.
- ** = Se usan 12 ciclos empezando para determinar el código de operación de la instrucción (OPCODE). En seguida, el microcontrolador entra en un estado de espera, equivalente a n ciclos del reloj; hasta que se determina que ha entrado una interrupción. Por último, se agregan 2 ciclos para determinar el vector de interrupción de que se trate. (Total = 14 + n).

Códigos de Condición:

- = El Bit no cambia.
- 0 = Siempre limpia (0 lógico).
- 1 = Siempre levantada (1 lógico).
- = Dependiendo de la operación el Bit puede levantarse o limpiarse.
- = El Bit puede ser limpiado, más NO levantado.

Apéndice B

HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE LA FAMILIA:

MCP601/602/603/604



MCP601/602/603/604

2.7V to 5.5V Single Supply CMOS Op Amps

FEATURES

- Specifications rated from 2.7V to 5.5V supplies
- Rail-to-rail swing at output
- Common-mode input swing below ground
- 2.8MHz GBWP
- Unity gain stable
- Low power $I_{DD} = 325\mu A_{max}$
- Chip Select capability with MCP603
- Industrial temperature range (-40°C to 85°C)
- Available in single, dual and quad

APPLICATIONS

- Portable Equipment
- A/D Converter Driver
- Photodiode Pre-amps
- Analog Filters
- Data Acquisition
- Notebooks and PDAs
- Sensor Interface

AVAILABLE TOOLS

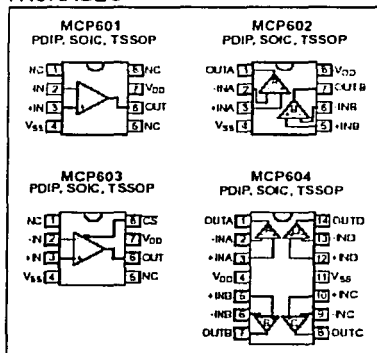
- Spice Macromodels (at www.microchip.com)
- FilterLab™ Software (at www.microchip.com)
- © 1999 Microchip Technology Inc.

DESCRIPTION

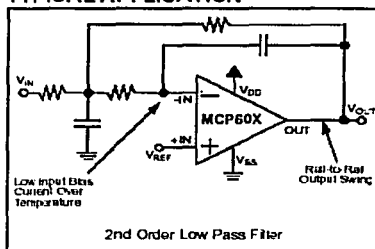
The Microchip Technology Inc. MCP601/602/603/604 family of low power operational amplifiers are offered in single (MCP601), single with a Chip Select pin feature (MCP603), dual (MCP602) and quad (MCP604) configurations. These operational amplifiers (op amps) utilize an advanced CMOS technology, which provides low bias current, high speed operation, high open-loop gain and rail-to-rail output swing. This product offering operates with a single supply voltage that can be as low as 2.7V, while drawing less than 325µA of quiescent current. In addition, the common-mode input voltage range goes 0.3V below ground, making these amplifiers ideal for single supply operation.

These devices are appropriate for low-power battery operated circuits due to the low quiescent current, for A/D Converter driver amplifiers because of their wide bandwidth, or for anti-aliasing filters by virtue of their low input bias current.

PACKAGES



TYPICAL APPLICATION



The MCP601, MCP602 and MCP603 are available in standard 8-lead PDIP, SOIC and TSSOP packages. The quad MCP604 is offered in 14-lead PDIP, SOIC and TSSOP packages. PDIP and SOIC packages are fully specified from -40°C to +85°C with power supplies from 2.7V to 5.5V.

MCP601/602/603/604

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

1.1 Maximum Ratings

V _{DD}	7.0V
All inputs and outputs w.r.t.	-V _{SS} -0.3V to V _{DD} +0.3V
Difference Input Voltage	(V _{ID1} - V _{SS})
Output Short Circuit Current	continuous
Current at Input Pin	±2mA
Current at Output and Supply Pins	±30mA
Storage temperature	-85°C to +150°C
Ambient temp. with power applied	-55°C to +125°C
Soldering temperature of leads (10 seconds)	+300°C

*Notice: Stresses above those listed under "Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC CHARACTERISTICS

Unless otherwise indicated, all limits are specified for V_{ID1} = +2.7V to +5.5V, V_{SS} = GND, T_A = 25°C, V_{CM} = V_{DD}/2, R_L = 100kΩ to V_{DD}/2, and V_{OUT} = V_{DD}/2

PARAMETERS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	CONDITIONS
INPUT OFFSET VOLTAGE						
Input Offset Voltage	V _{OS}	-2		+2	mV	T _A = -40°C to +85°C
Over Temperature ⁽¹⁾	V _{OS}	-3		+3	mV	T _A = -40°C to +85°C
Drift with Temperature	dV _{OS} /dT		±2.5		µV/°C	T _A = -40°C to +85°C
Power Supply Rejection	PSRR		40	100	µV/V	for V _{DD} = 2.7V to 5.5V
INPUT CURRENT AND IMPEDANCE						
Input Bias Current	I _b		1		pA	T _A = -40°C to +85°C
Over Temperature ⁽¹⁾	I _b		20	60	pA	
Input Offset Bias Current	I _{OS}		1		pA	
Common Mode Input Impedance	Z _{CM}		10 ¹⁰ 8		Ω pF	
Differential Input Impedance	Z _{DIFF}		10 ¹⁰ 3		Ω pF	
COMMON MODE						
Common-Mode Input Range	V _{CM}	V _{SS} -0.3		V _{DD} -1.2	V	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	75	90		dB	V _{DD} = 5V, V _{CM} = 0 to 3.8V
OPEN LOOP GAIN						
DC Open Loop Gain	A _{OL}	100	110		dB	R _L = 25kΩ to V _{DD} /2, 50mV < V _{OUT} < (V _{DD} - 50 mV)
DC Open Loop Gain	A _{OL}	95	102		dB	R _L = 5kΩ to V _{DD} /2, 100mV < V _{OUT} < (V _{DD} - 100mV)
OUTPUT						
Low Level-High Level Output Swing	V _{OL} , V _{OH}	V _{SS} + 0.015		V _{DD} - 0.020	V	R _L = 25kΩ to V _{DD} /2
	V _{OL} , V _{OH}	V _{SS} + 0.045		V _{DD} - 0.060	V	R _L = 5kΩ to V _{DD} /2
Linear Region Maximum Output Voltage Swing	V _{OUT}	V _{SS} + 0.050		V _{DD} - 0.050	V	R _L = 25kΩ to V _{DD} /2, A _{OL} ≥ 100dB
	V _{OUT}	V _{SS} + 0.100		V _{DD} - 0.100	V	R _L = 5kΩ to V _{DD} /2, A _{OL} ≥ 95dB
Output Short Circuit Current	I _{SC}		20		mA	V _{OUT} = 2.5V, V _{DD} = 5V
POWER SUPPLY						
Supply Voltage	V _{ID1}	2.7		5.5	V	
Quiescent Current Per Amp	I _Q		230	325	µA	I _L = 0

Note 1: Max. and Min. specified for PDIP and SOIC packages only. Typical refers to all packages.

PIN FUNCTION TABLE

NAME	FUNCTION
+IN, +INA, +INB, +INC, +IND	Non-inverting Input Terminals
-IN, -INA, -INB, -INC, -IND	Inverting Input Terminals
V _{DD1}	Positive Power Supply
V _{SS}	Negative Power Supply
OUT, OUTA, OUTB, OUTC, OUTD	Output Terminals
CS	Chip Select
NC	No internal connection to IC

MCP601/602/603/604

AC CHARACTERISTICS

Unless otherwise indicated, all limits are specified for $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $R_L = 100k\Omega$ to $V_{DD}/2$, and $V_{OUT} = V_{DD}/2$

PARAMETERS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	CONDITIONS
Gain Bandwidth Product	GBWP		2.8		MHz	$V_{DD} = 5V$
Phase Margin	ϕ_m		50		degrees	$C_L = 50pF$, $V_{DD} = 5V$
Slew Rate	SR		2.3		V/ μs	$G = +1V/V$, $V_{DD} = 5V$
Settling Time to 0.01%			4.5		μs	for $\Delta V_{OUT} = 3.8V$ STEP, $C_L = 50pF$, $V_{DD} = 5V$, $G = +1V/V$
NOISE						
Input Voltage Noise	e_n		7		μV_{PP}	$f = 0.1Hz$ to $10Hz$
Input Voltage Noise Density	e_n		20		nV/\sqrt{Hz}	$f = 1kHz$
Input Current Noise Density	i_n		0.6		fA/\sqrt{Hz}	$f = 1kHz$

SPECIFICATIONS FOR MCP603 CHIP SELECT FEATURE

Unless otherwise indicated, all limits are specified for $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $R_L = 100k\Omega$ to $V_{DD}/2$, and $V_{OUT} = V_{DD}/2$

PARAMETERS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	CONDITIONS
CS LOW SPECIFICATIONS						
CS Logic Threshold, Low	V_{IL}	V_{SS}	$0.42 V_{DD}$	$0.2 V_{DD}$	V	For entire V_{DD} range
CS Input Current, Low	I_{CSL}	-1.0			μA	$\overline{CS} = 0.2V_{DD}$
Amplifier Output Leakage, \overline{CS} High			1		nA	
CS HIGH SPECIFICATIONS						
CS Logic Threshold, High	V_{IH}	$0.8 V_{DD}$	$0.51 V_{DD}$	V_{DD}	V	For entire V_{DD} range
CS Input High, Shutdown CS Pin Current	I_{CSH}		0.7	2.0	μA	$\overline{CS} = V_{DD}$
CS Input High, Shutdown GND Current	I_G		0.7	2.0	μA	$\overline{CS} = V_{DD}$
DYNAMIC SPECIFICATIONS						
CS Low to Amplifier Output High Turn-on Time	t_{ON}		3.1	10	μs	\overline{CS} low $\leq 0.2V_{DD}$
CS High to Amplifier Output High Z	t_{OFF}		100		ns	\overline{CS} high $\geq 0.8V_{DD}$, No Load
CS Threshold Hysteresis			0.3		V	

TEMPERATURE SPECIFICATIONS

Unless otherwise indicated, all limits are specified for $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$

PARAMETERS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	CONDITIONS
TEMPERATURE RANGE						
Specified Temperature Range	T_A	-40		+85	$^\circ C$	
Operating Temperature Range	T_A	-40		+85	$^\circ C$	
Storage Temperature Range	T_A	-65		+150	$^\circ C$	
THERMAL PACKAGE RESISTANCE						
Thermal Resistance, 8L-PDIP	θ_{JA}		85		$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 8L-SOIC	θ_{JA}		163		$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 8L-TSSOP	θ_{JA}		124		$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 14L-PDIP	θ_{JA}		70		$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 14L-SOIC	θ_{JA}		120		$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 14L-TSSOP	θ_{JA}		100		$^\circ C/W$	

MCP601/602/603/604

2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $R_L = 25k\Omega$ to $V_{DD}/2$ and $V_{OUT} = V_{DD}/2$

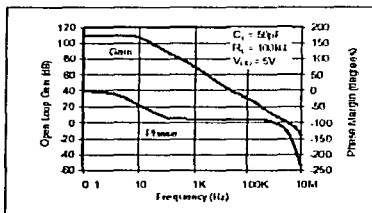


FIGURE 2-1: Open Loop Gain, Phase Margin vs. Frequency

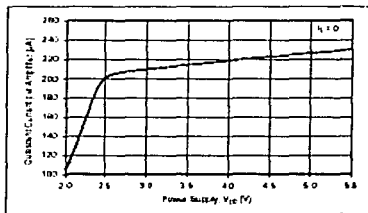


FIGURE 2-4: Quiescent Current vs. Power Supply

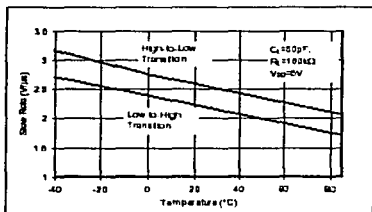


FIGURE 2-2: Slew Rate vs. Temperature

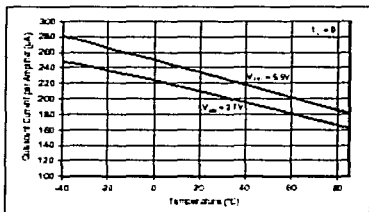


FIGURE 2-5: Quiescent Current vs. Temperature

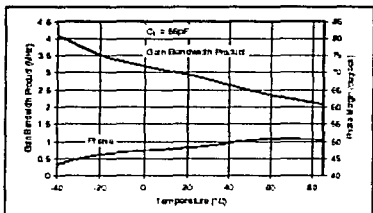


FIGURE 2-3: Gain Bandwidth Product vs. Temperature

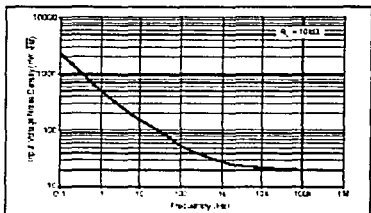


FIGURE 2-6: Input Voltage Noise Density vs. Frequency

MCP601/602/603/604

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $R_L = 25k\Omega$ to $V_{DD}/2$ and $V_{OUT} \sim V_{DD}/2$

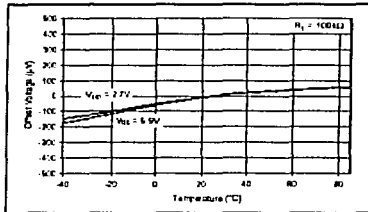


FIGURE 2-7: Normalized Offset Voltage vs. Temperature with $V_{DD} = 2.7V$

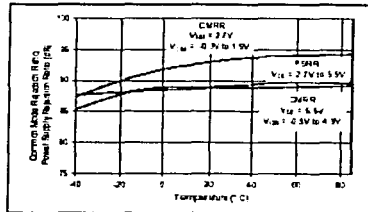


FIGURE 2-10: Common-Mode Rejection Ratio, Power Supply Rejection Ratio vs. Temperature

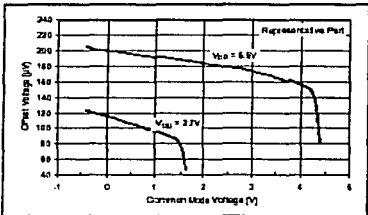


FIGURE 2-8: Offset Voltage vs. Common-Mode Voltage

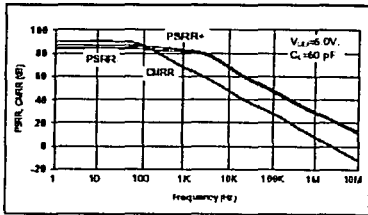


FIGURE 2-11: Common-Mode Rejection Ratio, Power Supply Rejection Ratio vs. Frequency

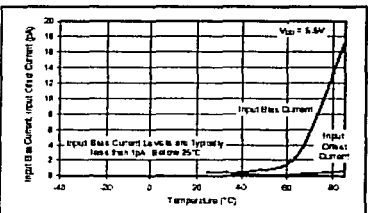


FIGURE 2-9: Input Bias Current, Input Offset Current vs. Temperature

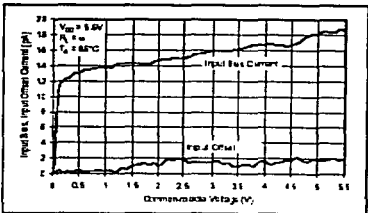


FIGURE 2-12: Input Bias Current, Input Offset Current vs. Common Mode Input Voltage

MCP601/602/603/604

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $R_L = 25k\Omega$ to $V_{DD}/2$ and $V_{OUT} = V_{DD}/2$

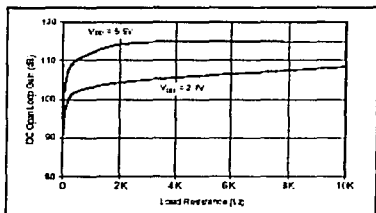


FIGURE 2-13: DC Open Loop Gain vs. Output Load

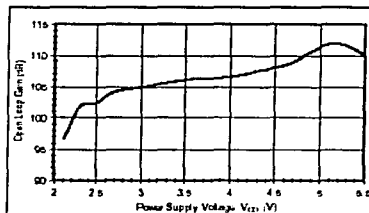


FIGURE 2-16: DC Open Loop Gain vs. Power Supply

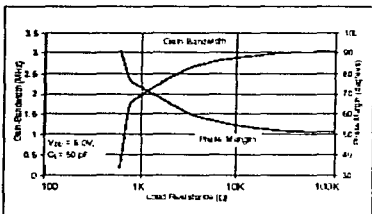


FIGURE 2-14: Gain Bandwidth, Phase Margin vs. Load Resistance

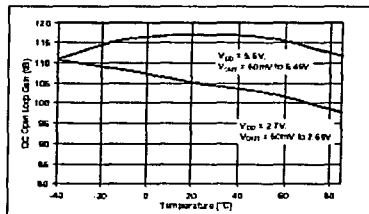


FIGURE 2-17: DC Open Loop Gain vs. Temperature

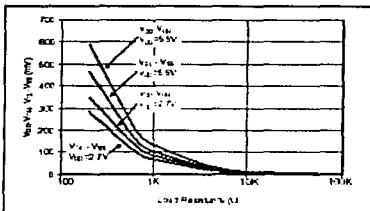


FIGURE 2-15: Low Level and High Level Output Swing vs. Resistive Load

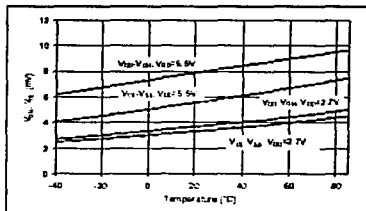


FIGURE 2-18: Low Level and High Level Output Swing vs. Temperature

MCP601/602/603/604

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $R_L = 2k\Omega$ to $V_{DD}/2$ and $V_{OUT} = V_{DD}/2$

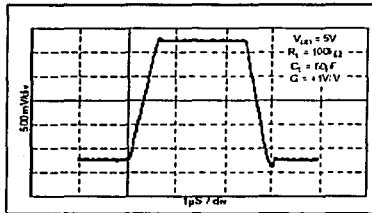


FIGURE 2-19: Large Signal Non-Inverting Signal Pulse Response

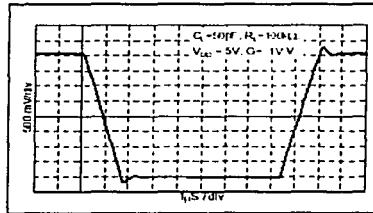


FIGURE 2-22: Large Signal Inverting Signal Pulse Response

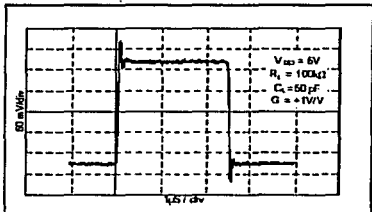


FIGURE 2-20: Small Signal Non-inverting Pulse Response

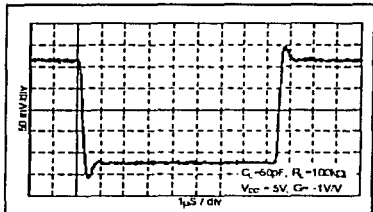


FIGURE 2-23: Small Signal Inverting Signal Pulse Response

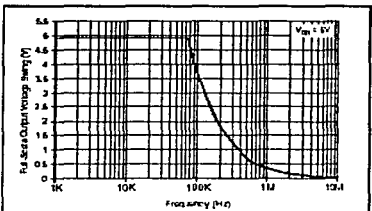


FIGURE 2-21: Maximum Full Scale Output Voltage Swing vs. Frequency

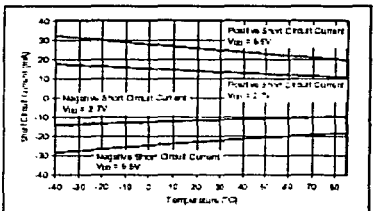


FIGURE 2-24: Output Short Circuit Current vs. Temperature

MCP601/602/603/604

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $I_A = 25\text{ C}$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $R_L = 25k\Omega$ to $V_{DD}/2$ and $V_{OUT} = V_{DD}/2$.

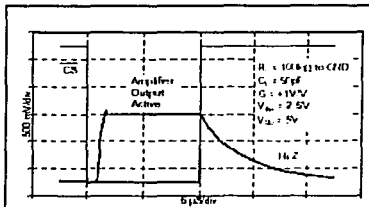


FIGURE 2-25: Chip Select to Amplifier Output Response Time

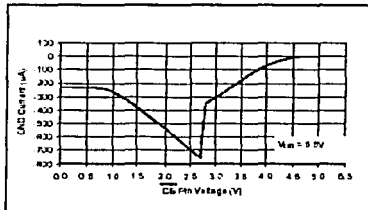


FIGURE 2-28: GND Current vs. CS Voltage

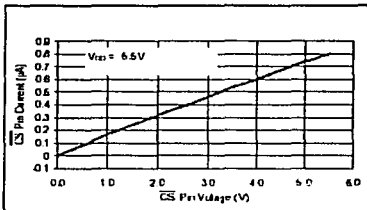


FIGURE 2-26: Input CS Current vs. CS Voltage

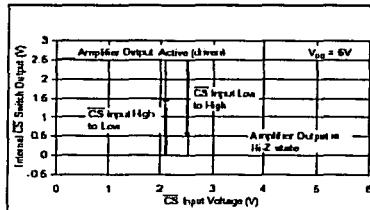


FIGURE 2-29: CS Hysteresis

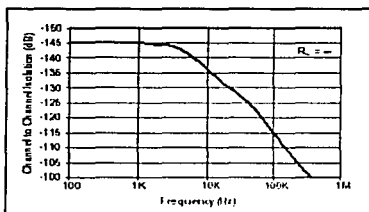


FIGURE 2-27: Channel to Channel Separation

3.0 APPLICATIONS INFORMATION

The MCP601/602/603/604 family of operational amplifiers are fabricated on Microchip's state-of-the-art CMOS process. They are unity gain stable and suitable for a wide range of general purpose applications. With this family of operational amplifiers, the power supply pin should be by-passed with a 1µF capacitor.

3.1 Rail-to-Rail Output Swing

There are two specifications that describe the output swing capability of the MCP601/602/603/604 family of operational amplifiers. The first specification, Low Level and High Level Output Voltage Swing, defines the absolute maximum swing that can be achieved under specified loaded conditions. For instance, the Low Level Output Voltage Swing of the MCP601/602/603/604 family is specified to be able to swing at least to 15mV from the negative rail with a 25kΩ load to $V_{DD}/2$.

This output swing performance is shown in Figure 3-1, where the output of an MCP601 is configured in a gain of +2V/V and over driven with a 40kHz triangle wave. In this figure, the degradation of the output swing linearly is clearly illustrated. This degradation occurs after the point at which the open loop gain of the amplifier is specified and before the amplifier reaches its maximum and minimum output swing.

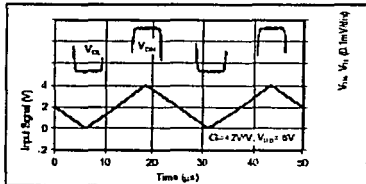


FIGURE 3-1: Low Level and High Level Output Swing

The second specification that describes the output swing capability of these amplifiers is the Linear Region Maximum Output Voltage Swing. This specification defines the maximum output swing that can be achieved while the amplifier is still operating in its linear region.

The Linear Region Maximum Output Voltage Swing of the MCP601/602/603/604 family is specified within 50mV from the positive and negative rail with a 25kΩ load and 100mV from the rails with a 5kΩ load. The overriding condition that defines the linear region of the amplifier is the open loop gain that is specified over that region. In the voltage output region between $V_{SS} + 50mV$ and $V_{DD} - 50mV$, the open loop gain is specified to 100dB (min) with a 25kΩ load.

The classical definition of the open loop gain of an amplifier is:

$$A_{OL} = \Delta V_{OUT} / \Delta V_{IN}$$

where:

A_{OL} is the DC open loop gain of the amplifier.

ΔV_{OUT} is equal to $(V_{OD} - 50mV) - (V_{OS} + 50mV)$ for $R_L = 25k\Omega$ and

ΔV_{OS} is the change in offset voltage with the changing output voltage of the amplifier.

3.2 Input Voltage and Phase Reversal

Since the MCP601/602/603/604 amplifier family is designed with CMOS devices, it does not exhibit phase inversion when the input pins exceed the negative supply voltage. Figure 3-2 shows an input voltage exceeding both supplies with no resulting phase inversion.

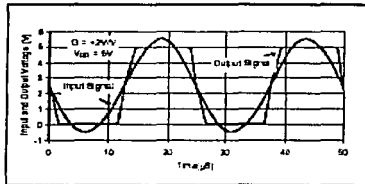


FIGURE 3-2: The MCP601/602/603/604 family of op amps do not have phase reversal issues. For the graph, the amplifier is in a unity gain or buffer configuration.

MCP601/602/603/604

The maximum operating common-mode voltage that can be applied to the inputs is $V_{SS} - 0.3V$ to $V_{DD} - 1.2V$. In contrast, the absolute maximum input voltage is $V_{SS} - 0.3V$ and $V_{DD} + 0.3V$. Voltages on the input that exceed this absolute maximum rating can cause excessive current to flow in or out of the input pins. Current beyond $\pm 2mA$ can cause possible reliability problems. Applications that exceed this rating must be externally limited with an input resistor as shown in Figure 3-3.

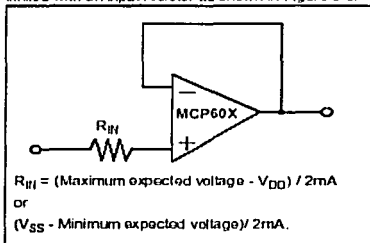


FIGURE 3-3: If the inputs of the amplifier exceed the Absolute Maximum Specifications, an input resistor, R_{IN} , should be used to limit the current flow into that pin.

3.3 Capacitive Load and Stability

Driving capacitive loads can cause stability problems with many of the higher speed amplifiers.

For any closed loop amplifier circuit, a good rule of thumb is to design for a phase margin that is no less than 45° . This is a conservative theoretical value, however, if the phase margin is lower, layout parasitics can degrade the phase margin further causing a truly unstable circuit. A system phase shift of 45° will have an overshoot in its step response of approximately 25%.

A buffer configuration with a capacitive load is the most difficult configuration for an amplifier to maintain stability. The Phase versus Capacitive Load of the MCP60X amplifier is shown in Figure 3-4. In this figure, it can be seen that the amplifier has a phase margin above 40° , while driving capacitance loads up to 100pF.

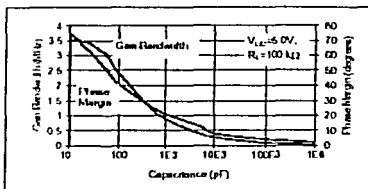


FIGURE 3-4: Gain Bandwidth, Phase Margin vs. Capacitive Load

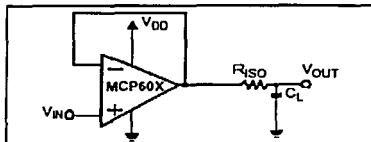


FIGURE 3-5: Amplifier circuits that can be used when driving heavy capacitive loads.

If the amplifier is required to drive larger capacitive loads, the circuit shown in Figure 3-5 can be used. A small series resistor (R_{ISO}) at the output of the amplifier improves the phase margin when driving large capacitive loads. This resistor decouples the capacitive load from the amplifier by introducing a zero in the transfer function.

This zero adjusts the phase margin by approximately:

$$\Delta\theta_m = \tan^{-1} (2\pi \text{GBWP} \times R_{ISO} \times C_L)$$

where:

$\Delta\theta_m$ is the improvement in phase margin.

GBWP is the gain bandwidth product of the amplifier,

R_{ISO} is the capacitive decoupling resistor, and

C_L is the load capacitance

3.4 The Chip Select Option of the MCP603

The MCP603 is a single amplifier with a Chip Select option. When \overline{CS} is pulled high the supply current drops to $0.7\mu\text{A}$ (typ), which is pulled through the \overline{CS} pin to V_{SS} . In this state, the amplifier is put into a high impedance state. By pulling \overline{CS} low or latching the pin float, the amplifier is enabled. Figure 3-6 shows the output voltage and supply current response to a \overline{CS} pulse.

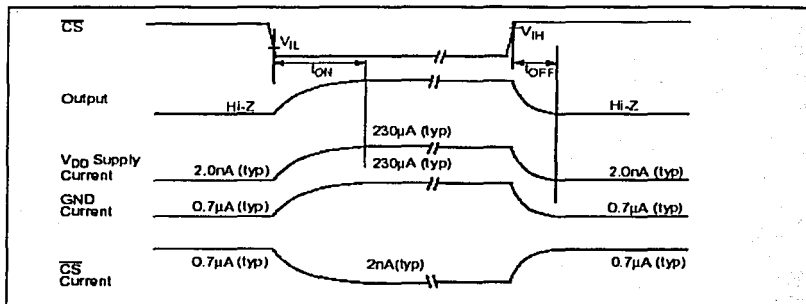


FIGURE 3-6: Timing Diagram for the \overline{CS} Function of the MCP603 Amplifier

3.5 Layout Considerations

In applications where low input bias current is critical, PC board surface leakage effects and signal coupling from trace to trace need to be taken into consideration.

3.5.1 SURFACE LEAKAGE

Surface leakage across a PC board is a consequence of differing DC voltages between two traces combined with high humidity, dust or contamination on the board. For instance, the typical resistance from PC board trace to pad is approximately $10^{12}\Omega$ under low humidity conditions. If an adjacent trace is biased to 5V and the input pin of the amplifier is biased at or near zero volts, a 5pA leakage current will appear on the amplifier's input node. This type of PCB leakage is five times the room temperature input bias current (1pA , typ) of the MCP601/602/603/604 family of amplifiers.

The simplest technique that can be used to reduce the effects of PC board leakage is to design a ring around sensitive pins and traces. An example of this type of layout is shown in Figure 3-7.

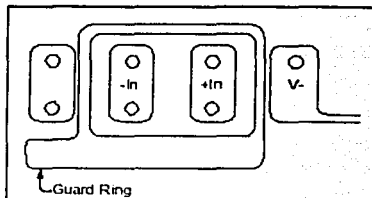


FIGURE 3-7: Example of Guard Ring for the MCP601, the A-amplifier of the MCP602 or the MCP603 in a PC Board Layout

MCP601/602/603/604

Circuit examples of ring implementations are shown in Figure 3-8. In Figure 3-8A, B and C, the guard ring is biased to the common-mode voltage of the amplifier. This type of guard ring is most effective for applications where the common-mode voltage of the input stage changes, such as buffers, inverting gain amplifiers or instrumentation amplifiers.

The strategy shown in Figure 3-8D, biases the common-mode voltage and guard ring to ground. This type of guard ring is typically used in precision photo sensing circuits.

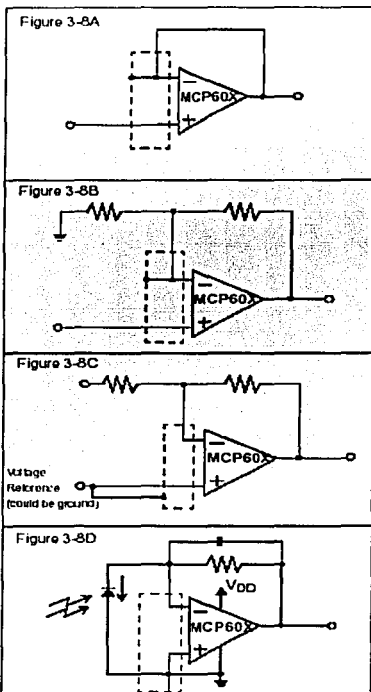


FIGURE 3-8: Examples of how to design PCB traces to minimize leakage paths to the high impedance input pins of the MCP601/602/603/604 amplifiers.

3.5.2 SIGNAL COUPLING

The input pins of the MCP601/602/603/604 amplifiers have a high impedance providing an opportunity for noise injection, if layout issues are not considered. These high impedance input terminals are sensitive to injected currents. This can occur if the trace from a high impedance input is next to a trace that has fast changing voltages, such as a digital or clock signal. When a high impedance trace is in close proximity to a trace with these types of voltage changes, charge is capacitively coupled into the high impedance trace.

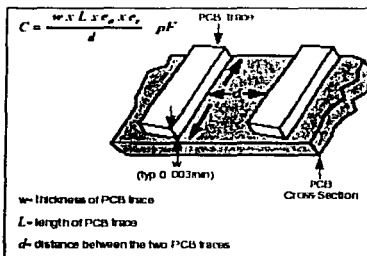


FIGURE 3-9: Capacitors can be built with PCB traces allowing for coupling of signals from one trace to another.

As shown in Figure 3-9, the value of the capacitance between two traces is primarily dependent on the distance (d) between the traces and the distance that the two traces are in parallel (L). From this model, the amount of current generated into the high impedance trace is equal to:

$$I = C \partial V / \partial t$$

where:

I equals the current that appears on the high impedance trace,

C equals the value of capacitance between the two PCB traces,

∂V equals the change in voltage of the trace that is switching, and

∂t equals the amount of time that the voltage change took to get from one level to the next.

MCP601/602/603/604

3.6 Typical Applications

3.6.1 ANALOG FILTERS

Examples of two second order low pass filters are shown in Figure 3-10 and Figure 3-11. The filter in Figure 3-10 can be configured for gain of $\pm 1/V_A$ or greater. The filter in Figure 3-11 can be configured for inverting gain.

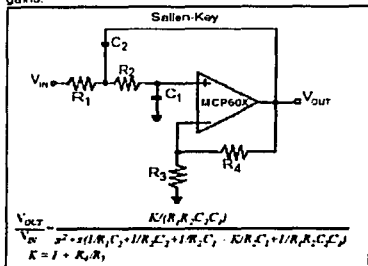


FIGURE 3-10: 2nd Order Low Pass Sallen-Key Filter

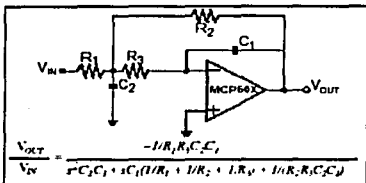


FIGURE 3-11: 2nd Order Low Pass Multiple-Feedback Filter

The MCP601/602/603/604 family of operational amplifiers are particularly well suited for these types of filters. The low input bias current, which is typically 1pA (up to 60pA at temperature), allows the designer to select higher value resistors, which in turn reduces the capacitive values. This allows the designer to select surface mount capacitors, which in turn can produce a compact layout.

The rail-to-rail output operation of the MCP601/602/603/604 family of amplifiers make these circuits well suited for single supply operation. Additionally, the wide bandwidth allows low pass filter design up to 1/10 of the GSWP or 300kHz.

These filters can be designed using the calculations provided in the Figures or with Microchips interactive FilterLab software. FilterLab will calculate capacitor and resistor values, as well as, determine the number

of poles that are required for the application. Finally, the program will generate a SPICE macromodel, which can be used for spice simulators.

3.6.2 INSTRUMENTATION AMPLIFIER CIRCUITS

The instrumentation amplifier has a differential input, which subtracts one analog signal from another and rejects common mode signals. This amplifier also provides a single ended analog output signal. The three op amp instrumentation amplifier is illustrated in Figure 3-12 and the two op amp instrumentation amplifier is shown in Figure 3-13.

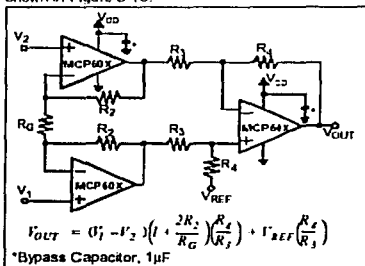


FIGURE 3-12: An instrumentation amplifier can be built using three operational amplifiers and seven resistors.

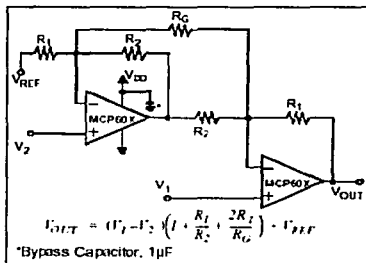


FIGURE 3-13: An instrumentation amplifier can also be built using two operational amplifiers and five resistors.

MCP601/602/603/604

An advantage of the three op amp configuration is that it is capable of unity gain operation. A disadvantage, as compared to the two op amp instrumentation amplifier, is that the common mode range reduces with higher gains.

The two op amp configuration uses fewer op amps, so power consumption is also low. Disadvantages of this configuration are that the common-mode range reduces with gain and it must be configured in gains of two or higher.

3.6.3 PHOTO DETECTION

The amplifiers in the MCP601/602/603/604 family of devices can be used to easily convert the signal from a sensor that produces an output current, such as a photodiode, into a voltage. This is implemented with a single resistor and an optional capacitor in the feedback loop of the amplifier as shown in Figure 3-14.

In contrast, a photodiode that is configured in the photoconductive mode has a reverse bias voltage, which is applied across the photo sensing element as shown in Figure 3-14. The width of the depletion region is reduced when this voltage is applied across the photo detector, which reduces the photodiode parasitic capacitance significantly. This reduced parasitic capacitance facilitates high speed operation, however, the linearity and offset errors are not optimized. The design trade off for this action is increased diode leakage current and linearity errors. A key amplifier specification for this application is high speed digital communication. The MCP601/602/603/604 family is well suited for medium speed photoconductive applications with their wide bandwidth and rail-to-rail output swing.

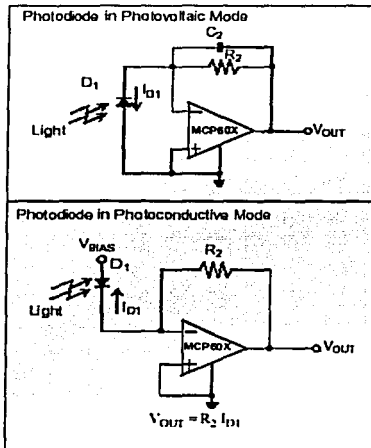


FIGURE 3-14: Photo Sensing Circuits Using the MCP60X Amplifier

A photodiode that is configured in the photovoltaic mode has no voltage potential placed across the element or is zero biased (Figure 3-14). In this mode, the light sensitivity and linearity is maximized making it best suited for precision applications. The key amplifier specifications for this application are low input bias current, low noise and rail-to-rail output swing. The MCP601/602/603/604 family is capable of meeting all three of these difficult requirements.

MCP601/602/603/604

4.0 SPICE MACROMODEL

The Spice macromodel for the MCP601, MCP602, MCP603 and MCP604 simulates the typical amplifier performance of offset voltage, DC power supply rejection, input capacitance, DC common mode rejection ratio, open loop gain over frequency, phase margin with no capacitive load, output swing, DC power supply current, power supply current change with supply voltage, input common mode range and input voltage noise.

The characteristics of the MCP601, MCP602, MCP603, and MCP604 amplifiers are similar in terms of performance and behavior. This single op amp macromodel supports all four devices with the exception of the chip select function of the MCP603, which is not modeled.

The listing for this macromodel is shown on the next page. The most recent revision of the model can be downloaded from Microchip's web site at www.microchip.com.

MCP601/602/603/604

* Macromodel for MCP601 (single), MCP602 (dual), MCP603 (single w/CS), and MCP604 (quad)

* Revision History.

* REV A, 6-30-95 created RCW

```

.SUBCKT MCP601 1 2 3 4 5
*Input Stage, pole at 5MHz
M1 9 64 7 3 Ptype
M2 9 2 7 3 Ptype
CDIFF 1 2 1R-12
CCM1 1 4 6R-12
CCM2 2 4 6R-12
IDD 3 7 10E-6
RA 9 6 1.485E3
RR 9 6 1.485E3
CA 8 9 10.71E-12
*Input Stage Common-Mode Clamping
VCM 4 6 6 0.35
ECM 55 4 1 66 1
RCM 57 56 1E3
DCMP 56 55 DX
VCMF 57 4 1.2
GCMF 23 4 57 56 -0.1E-3
*Input errors (vcm, cm, pcr, cwr)
ERR 64 1 poly(3) (67,4) (3, 4) (1,34) 0 1 40E-6 3.2E-6
*Second Stage, pole at 3.3Hz
GE 23 4 8 9 5.7E-3
R1 23 4 0.397E9
C2 23 4 122.8E-12
VFCF 3 24 4.78E4
VFCM 25 4 -3.4E
DFOP 23 21 DY
DSCM 25 23 DY
*RCM 3 3 VCMF
IF 3 4 -0.132
*mid-supply reference, output swing limit
RMID1 3 24 61.62E3
RMID2 4 24 61.62E3
KLEVEL 34 4 23 4 -1
*output stage
DC3 34 43 DY
DO4 44 24 DY
DOS 3 45 DY
DO6 3 46 DY
DO7 4 45 DY
DO8 4 46 DY
V23 43 5 0.1
V24 5 44 0.1
OO3 3 5 3 23 10E-3
OO1 4 5 23 4 10E-3
OO2 45 4 5 23 10E-3
OO4 44 4 23 5 10E-3
RO3 3 5 100
RO4 4 5 100
* input voltage noise
VE1 65 4 0.4
DN1 65 67 DX
RN1 67 4 13E3
.MODEL Ptype DMC5 (L=2 W=275)
.MODEL DY D(1E-16-1E-15 BV =50)
.MODEL DX D(1E-16-1E-18 AF=0.6 KF=1E-17)
.ENDS

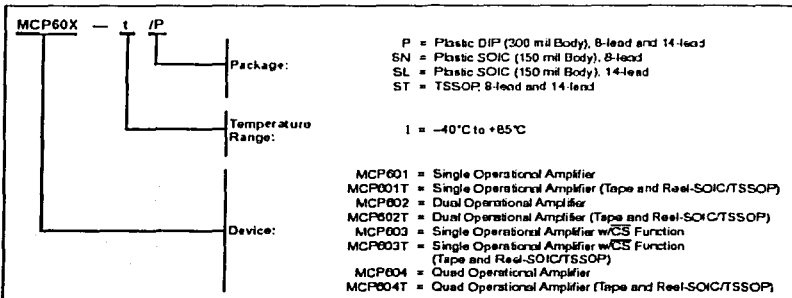
```

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

MCP601/602/603/604

MCP60X PRODUCT IDENTIFICATION SYSTEM

To order or obtain information, e.g., on pricing or delivery, refer to the factory or the listed sales office.



Sales and Support

Data Sheets

Products supported by a preliminary Data Sheet may have an errata sheet describing minor operational differences and recommended workarounds. To determine if an errata sheet exists for a particular device, please contact one of the following:

1. Your local Microchip sales office
2. The Microchip Corporate Literature Center U.S. FAX: (602) 786-7277
3. The Microchip Worldwide Site (www.microchip.com)

Please specify which device, revision of silicon and Data Sheet (include Literature #) you are using.

New Customer Notification System

Register on our web site (www.microchip.com/cn) to receive the most current information on our products.

Apéndice C

TABLA DE EQUIVALENCIAS DE LOS VALORES.

A continuación se enlista en la 2ª columna, en negritas, el valor hexadecimal que va a entregar el microcontrolador después de hacer los cálculos correspondientes. El resto de la tabla muestra para cada valor, hexadecimal, el valor equivalente en el Sistema Inglés (lb_f), en el Sistema Internacional de Unidades (N) y en el Sistema Técnico (kg_f).

La última columna muestra, en negritas, el valor que va a desplegar el sistema de medición que se está proponiendo. Este valor está redondeado a 3 decimales.

Los valores se obtuvieron de la siguiente manera: considerando que el convertidor analógico – digital con el que cuenta el microcontrolador MC68HC11 es de 8 bits quiere decir que a escala completa, 5V, el convertidor A/D entrega SFF.

Ahora bien, SFF corresponde a 1000 lb_f ya que es la capacidad máxima de compresión de los sensores. Por consiguiente, entre 0 lb_f y 1000 lb_f hay 256 posibles valores con una resolución de 3.92156 lb_f .

La tabla termina con el valor equivalente a 4000 lb_f , debido a que la componente de la fuerza en el eje y, está definida por la suma resultante de 4 sensores (4000 lb_f en total). Los valores intermedios entre 0 lb_f y 4000 lb_f no son más que resultados de una regresión lineal.

Por último, los valores equivalentes se calcularon usando la siguiente equivalencia:

$$1 \text{ } lb_f = .4536 \text{ } kg_f = 4.4482 \text{ } N$$

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal.

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _{b_r}	Valor (SI) K _{g_r}	Valor (SI) N	Valor redondeado K _{g_r}
0	0000	0	0	0	0000.000
1	0001	3.92156	1.77882	17.4439	0001.779
2	0002	7.84313	3.55764	34.8878	0003.558
3	0003	11.7647	5.33647	52.3317	0005.337
4	0004	15.6862	7.11529	69.7756	0007.115
5	0005	19.6078	8.89411	87.2196	0008.894
6	0006	23.5294	10.6729	104.663	0010.673
7	0007	27.4509	12.4517	122.107	0012.452
8	0008	31.3725	14.2305	139.551	0014.231
9	0009	35.2941	16.0094	156.995	0016.009
10	000A	39.2156	17.7882	174.439	0017.788
11	000B	43.1372	19.5670	191.883	0019.567
12	000C	47.0588	21.3458	209.327	0021.346
13	000D	50.9803	23.1247	226.770	0023.125
14	000E	54.9019	24.9035	244.214	0024.904
15	000F	58.8235	26.6823	261.658	0026.682
16	0010	62.7450	28.4611	279.102	0028.461
17	0011	66.6666	30.24	296.546	0030.240
18	0012	70.5882	32.0188	313.990	0032.019
19	0013	74.5098	33.7976	331.434	0033.798
20	0014	78.4313	35.5764	348.878	0035.576
21	0015	82.3529	37.3552	366.322	0037.355
22	0016	86.2745	39.1341	383.766	0039.134
23	0017	90.1960	40.9129	401.210	0040.913
24	0018	94.1176	42.6917	418.654	0042.692
25	0019	98.0392	44.4705	436.098	0044.471
26	001A	101.960	46.2494	453.541	0046.249
27	001B	105.882	48.0282	470.985	0048.028
28	001C	109.803	49.8070	488.429	0049.807
29	001D	113.725	51.5858	505.873	0051.586
30	001E	117.647	53.3647	523.317	0053.365
31	001F	121.568	55.1435	540.761	0055.144
32	0020	125.490	56.9223	558.205	0056.922
33	0021	129.411	58.7011	575.649	0058.701
34	0022	133.333	60.4799	593.093	0060.480
35	0023	137.254	62.2588	610.537	0062.259
36	0024	141.176	64.0376	627.981	0064.038
37	0025	145.098	65.8164	645.425	0065.816
38	0026	149.019	67.5952	662.869	0067.595
39	0027	152.941	69.3741	680.312	0069.374
40	0028	156.862	71.1529	697.756	0071.153
41	0029	160.784	72.9317	715.200	0072.932
42	002A	164.705	74.7105	732.644	0074.711
43	002B	168.627	76.4894	750.088	0076.489
44	002C	172.549	78.2682	767.532	0078.268
45	002D	176.470	80.0470	784.976	0080.047
46	002E	180.392	81.8258	802.420	0081.826
47	002F	184.313	83.6047	819.864	0083.605
48	0030	188.235	85.3835	837.308	0085.384
49	0031	192.156	87.1623	854.752	0087.162

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₆	Valor hex	Valor Lb _r	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
50	0032	196.078	88.9411	872.196	0088.941
51	0033	200.000	90.7199	889.639	0090.720
52	0034	203.921	92.4988	907.083	0092.499
53	0035	207.843	94.2776	924.527	0094.278
54	0036	211.764	96.0564	941.971	0096.056
55	0037	215.686	97.8352	959.415	0097.835
56	0038	219.607	99.6141	976.859	0099.614
57	0039	223.529	101.393	994.303	0101.393
58	003A	227.450	103.171	1011.74	0103.171
59	003B	231.372	104.950	1029.19	0104.950
60	003C	235.294	106.729	1046.63	0106.729
61	003D	239.215	108.508	1064.07	0108.508
62	003E	243.137	110.287	1081.52	0110.287
63	003F	247.058	112.066	1098.96	0112.066
64	0040	250.980	113.845	1116.41	0113.845
65	0041	254.901	115.623	1133.85	0115.623
66	0042	258.823	117.402	1151.29	0117.402
67	0043	262.745	119.181	1168.74	0119.181
68	0044	266.666	120.960	1186.18	0120.960
69	0045	270.588	122.739	1203.63	0122.739
70	0046	274.509	124.517	1221.07	0124.517
71	0047	278.431	126.296	1238.51	0126.296
72	0048	282.352	128.075	1255.96	0128.075
73	0049	286.274	129.854	1273.40	0129.854
74	004A	290.196	131.633	1290.85	0131.633
75	004B	294.117	133.411	1308.29	0133.411
76	004C	298.039	135.190	1325.73	0135.190
77	004D	301.960	136.969	1343.18	0136.969
78	004E	305.882	138.748	1360.62	0138.748
79	004F	309.803	140.527	1378.06	0140.527
80	0050	313.725	142.306	1395.51	0142.306
81	0051	317.647	144.085	1412.95	0144.085
82	0052	321.568	145.863	1430.40	0145.863
83	0053	325.490	147.642	1447.84	0147.642
84	0054	329.411	149.421	1465.28	0149.421
85	0055	333.333	151.200	1482.73	0151.200
86	0056	337.254	152.978	1500.17	0152.978
87	0057	341.176	154.757	1517.62	0154.757
88	0058	345.098	156.536	1535.06	0156.536
89	0059	349.019	158.315	1552.50	0158.315
90	005A	352.941	160.094	1569.95	0160.094
91	005B	356.862	161.873	1587.39	0161.873
92	005C	360.784	163.652	1604.84	0163.652
93	005D	364.705	165.430	1622.28	0165.430
94	005E	368.627	167.209	1639.72	0167.209
95	005F	372.549	168.988	1657.17	0168.988
96	0060	376.470	170.767	1674.61	0170.767
97	0061	380.392	172.546	1692.06	0172.546
98	0062	384.313	174.324	1709.50	0174.324
99	0063	388.235	176.103	1726.94	0176.103

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _b	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
100	0064	392.156	177.882	1744.39	0177.882
101	0065	396.078	179.661	1761.83	0179.661
102	0066	400.000	181.440	1779.28	0181.440
103	0067	403.921	183.219	1796.72	0183.219
104	0068	407.843	184.998	1814.16	0184.998
105	0069	411.764	186.776	1831.61	0186.776
106	006A	415.686	188.555	1849.05	0188.555
107	006B	419.607	190.334	1866.49	0190.334
108	006C	423.529	192.113	1883.94	0192.113
109	006D	427.450	193.891	1901.38	0193.891
110	006E	431.372	195.670	1918.83	0195.670
111	006F	435.294	197.449	1936.27	0197.449
112	0070	439.215	199.228	1953.71	0199.228
113	0071	443.137	201.007	1971.16	0201.007
114	0072	447.058	202.786	1988.60	0202.786
115	0073	450.980	204.565	2006.05	0204.565
116	0074	454.901	206.343	2023.49	0206.343
117	0075	458.823	208.122	2040.93	0208.122
118	0076	462.745	209.901	2058.38	0209.901
119	0077	466.666	211.680	2075.82	0211.680
120	0078	470.588	213.459	2093.27	0213.459
121	0079	474.509	215.237	2110.71	0215.237
122	007A	478.431	217.016	2128.15	0217.016
123	007B	482.352	218.795	2145.60	0218.795
124	007C	486.274	220.574	2163.04	0220.574
125	007D	490.196	222.353	2180.49	0222.353
126	007E	494.117	224.131	2197.93	0224.131
127	007F	498.039	225.910	2215.37	0225.910
128	0080	501.960	227.689	2232.82	0227.689
129	0081	505.882	229.468	2250.26	0229.468
130	0082	509.803	231.247	2267.70	0231.247
131	0083	513.725	233.026	2285.15	0233.026
132	0084	517.647	234.805	2302.59	0234.805
133	0085	521.568	236.583	2320.04	0236.583
134	0086	525.490	238.362	2337.48	0238.362
135	0087	529.411	240.141	2354.92	0240.141
136	0088	533.333	241.92	2372.37	0241.920
137	0089	537.254	243.698	2389.81	0243.698
138	008A	541.176	245.477	2407.26	0245.477
139	008B	545.098	247.256	2424.70	0247.256
140	008C	549.019	249.035	2442.14	0249.035
141	008D	552.941	250.814	2459.59	0250.814
142	008E	556.862	252.593	2477.03	0252.593
143	008F	560.784	254.372	2494.48	0254.372
144	0090	564.705	256.150	2511.92	0256.150
145	0091	568.627	257.929	2529.36	0257.929
146	0092	572.549	259.708	2546.81	0259.708
147	0093	576.470	261.487	2564.25	0261.487
148	0094	580.392	263.266	2581.70	0263.266
149	0095	584.313	265.044	2599.14	0265.044

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _{tr}	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
150	0096	588.235	266.823	2616.58	0266.823
151	0097	592.156	268.602	2634.03	0268.602
152	0098	596.078	270.381	2651.47	0270.381
153	0099	600.000	272.160	2668.92	0272.160
154	009A	603.921	273.939	2686.36	0273.939
155	009B	607.843	275.718	2703.80	0275.718
156	009C	611.764	277.496	2721.25	0277.496
157	009D	615.686	279.275	2738.69	0279.275
158	009E	619.607	281.054	2756.13	0281.054
159	009F	623.529	282.832	2773.58	0282.833
160	00A0	627.450	284.611	2791.02	0284.611
161	00A1	631.372	286.390	2808.47	0286.390
162	00A2	635.294	288.169	2825.91	0288.169
163	00A3	639.215	289.948	2843.35	0289.948
164	00A4	643.137	291.727	2860.80	0291.727
165	00A5	647.058	293.505	2878.24	0293.506
166	00A6	650.980	295.284	2895.69	0295.285
167	00A7	654.901	297.063	2913.13	0297.063
168	00A8	658.823	298.842	2930.57	0298.842
169	00A9	662.745	300.621	2948.02	0300.621
170	00AA	666.666	302.400	2965.46	0302.400
171	00AB	670.588	304.178	2982.91	0304.179
172	00AC	674.509	305.957	3000.35	0305.957
173	00AD	678.431	307.736	3017.79	0307.736
174	00AE	682.352	309.515	3035.24	0309.515
175	00AF	686.274	311.294	3052.68	0311.294
176	00B0	690.196	313.072	3070.13	0313.073
177	00B1	694.117	314.851	3087.57	0314.851
178	00B2	698.039	316.630	3105.01	0316.630
179	00B3	701.960	318.409	3122.46	0318.409
180	00B4	705.882	320.188	3139.90	0320.188
181	00B5	709.803	321.967	3157.34	0321.967
182	00B6	713.725	323.745	3174.79	0323.746
183	00B7	717.647	325.524	3192.23	0325.525
184	00B8	721.568	327.303	3209.68	0327.303
185	00B9	725.490	329.082	3227.12	0329.082
186	00BA	729.411	330.861	3244.56	0330.861
187	00BB	733.333	332.640	3262.01	0332.640
188	00BC	737.254	334.418	3279.45	0334.418
189	00BD	741.176	336.197	3296.90	0336.197
190	00BE	745.098	337.976	3314.34	0337.976
191	00BF	749.019	339.755	3331.78	0339.755
192	00C0	752.941	341.534	3349.23	0341.534
193	00C1	756.862	343.312	3366.67	0343.313
194	00C2	760.784	345.091	3384.12	0345.092
195	00C3	764.705	346.870	3401.56	0346.870
196	00C4	768.627	348.649	3419.00	0348.649
197	00C5	772.549	350.428	3436.45	0350.428
198	00C6	776.470	352.207	3453.89	0352.207
199	00C7	780.392	353.985	3471.34	0353.986

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _{br}	Valor (SI) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
200	00C8	784.313	355.764	3488.78	0355.764
201	00C9	788.235	357.543	3506.22	0357.543
202	00CA	792.156	359.322	3523.67	0359.322
203	00CB	796.078	361.101	3541.11	0361.101
204	00CC	800.000	362.880	3558.55	0362.880
205	00CD	803.921	364.658	3576.00	0364.659
206	00CE	807.843	366.437	3593.44	0366.438
207	00CF	811.764	368.216	3610.89	0368.216
208	00D0	815.686	369.995	3628.33	0369.995
209	00D1	819.607	371.774	3645.77	0371.774
210	00D2	823.529	373.552	3663.22	0373.553
211	00D3	827.450	375.331	3680.66	0375.331
212	00D4	831.372	377.110	3698.11	0377.110
213	00D5	835.294	378.889	3715.55	0378.889
214	00D6	839.215	380.668	3732.99	0380.668
215	00D7	843.137	382.447	3750.44	0382.447
216	00D8	847.058	384.225	3767.88	0384.226
217	00D9	850.980	386.004	3785.33	0386.005
218	00DA	854.901	387.783	3802.77	0387.783
219	00DB	858.823	389.562	3820.21	0389.562
220	00DC	862.745	391.341	3837.66	0391.341
221	00DD	866.666	393.120	3855.10	0393.120
222	00DE	870.588	394.898	3872.55	0394.899
223	00DF	874.509	396.677	3889.99	0396.677
224	00E0	878.431	398.456	3907.43	0398.456
225	00E1	882.352	400.235	3924.88	0400.235
226	00E2	886.274	402.014	3942.32	0402.014
227	00E3	890.196	403.792	3959.77	0403.793
228	00E4	894.117	405.571	3977.21	0405.571
229	00E5	898.039	407.350	3994.65	0407.350
230	00E6	901.960	409.129	4012.10	0409.129
231	00E7	905.882	410.908	4029.54	0410.908
232	00E8	909.803	412.687	4046.98	0412.687
233	00E9	913.725	414.465	4064.43	0414.466
234	00EA	917.647	416.244	4081.87	0416.245
235	00EB	921.568	418.023	4099.32	0418.023
236	00EC	925.490	419.802	4116.76	0419.802
237	00ED	929.411	421.581	4134.20	0421.581
238	00EE	933.333	423.360	4151.65	0423.360
239	00EF	937.254	425.138	4169.09	0425.138
240	00F0	941.176	426.917	4186.54	0426.917
241	00F1	945.098	428.696	4203.98	0428.696
242	00F2	949.019	430.475	4221.42	0430.475
243	00F3	952.941	432.254	4238.87	0432.254
244	00F4	956.862	434.032	4256.31	0434.033
245	00F5	960.784	435.811	4273.76	0435.812
246	00F6	964.705	437.590	4291.20	0437.590
247	00F7	968.627	439.369	4308.64	0439.369
248	00F8	972.549	441.148	4326.09	0441.148
249	00F9	976.470	442.927	4343.53	0442.927

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _B	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
250	00FA	980.392	444.705	4360.98	0444.706
251	00FB	984.313	446.484	4378.42	0446.484
252	00FC	988.235	448.263	4395.86	0448.263
253	00FD	992.156	450.042	4413.31	0450.042
254	00FE	996.078	451.821	4430.75	0451.821
255	00FF	1000.00	453.600	4448.19	0453.600
256	0100	1003.92	455.378	4465.64	0455.378
257	0101	1007.84	457.157	4483.08	0457.157
258	0102	1011.76	458.936	4500.53	0458.936
259	0103	1015.68	460.715	4517.97	0460.715
260	0104	1019.60	462.494	4535.41	0462.494
261	0105	1023.52	464.272	4552.86	0464.272
262	0106	1027.45	466.051	4570.30	0466.051
263	0107	1031.37	467.830	4587.75	0467.830
264	0108	1035.29	469.609	4605.19	0469.609
265	0109	1039.21	471.388	4622.63	0471.388
266	010A	1043.13	473.167	4640.08	0473.167
267	010B	1047.05	474.945	4657.52	0474.945
268	010C	1050.98	476.724	4674.97	0476.724
269	010D	1054.90	478.503	4692.41	0478.503
270	010E	1058.82	480.282	4709.85	0480.282
271	010F	1062.74	482.061	4727.30	0482.061
272	0110	1066.66	483.840	4744.74	0483.840
273	0111	1070.58	485.618	4762.19	0485.618
274	0112	1074.50	487.397	4779.63	0487.397
275	0113	1078.43	489.176	4797.07	0489.176
276	0114	1082.35	490.955	4814.52	0490.955
277	0115	1086.27	492.734	4831.96	0492.734
278	0116	1090.19	494.512	4849.41	0494.512
279	0117	1094.11	496.291	4866.85	0496.291
280	0118	1098.03	498.070	4884.29	0498.070
281	0119	1101.96	499.849	4901.74	0499.849
282	011A	1105.88	501.628	4919.18	0501.628
283	011B	1109.80	503.407	4936.62	0503.407
284	011C	1113.72	505.185	4954.07	0505.185
285	011D	1117.64	506.964	4971.51	0506.964
286	011E	1121.56	508.743	4988.96	0508.743
287	011F	1125.49	510.522	5006.40	0510.522
288	0120	1129.41	512.301	5023.84	0512.301
289	0121	1133.33	514.079	5041.29	0514.079
290	0122	1137.25	515.858	5058.73	0515.858
291	0123	1141.17	517.637	5076.18	0517.637
292	0124	1145.09	519.416	5093.62	0519.416
293	0125	1149.01	521.195	5111.06	0521.195
294	0126	1152.94	522.974	5128.51	0522.974
295	0127	1156.86	524.752	5145.95	0524.752
296	0128	1160.78	526.531	5163.40	0526.531
297	0129	1164.70	528.310	5180.84	0528.310
298	012A	1168.62	530.089	5198.28	0530.089
299	012B	1172.54	531.868	5215.73	0531.868

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L ₁	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
300	012C	1176.47	533.647	5233.17	0533.647
301	012D	1180.39	535.425	5250.62	0535.425
302	012E	1184.31	537.204	5268.06	0537.204
303	012F	1188.23	538.983	5285.50	0538.983
304	0130	1192.15	540.762	5302.95	0540.762
305	0131	1196.07	542.541	5320.39	0542.541
306	0132	1200.00	544.319	5337.83	0544.320
307	0133	1203.92	546.098	5355.28	0546.098
308	0134	1207.84	547.877	5372.72	0547.877
309	0135	1211.76	549.656	5390.17	0549.656
310	0136	1215.68	551.435	5407.61	0551.435
311	0137	1219.60	553.214	5425.05	0553.214
312	0138	1223.52	554.992	5442.50	0554.992
313	0139	1227.45	556.771	5459.94	0556.771
314	013A	1231.37	558.550	5477.39	0558.550
315	013B	1235.29	560.329	5494.83	0560.329
316	013C	1239.21	562.108	5512.27	0562.108
317	013D	1243.13	563.887	5529.72	0563.887
318	013E	1247.05	565.665	5547.16	0565.665
319	013F	1250.98	567.444	5564.61	0567.444
320	0140	1254.90	569.223	5582.05	0569.223
321	0141	1258.82	571.002	5599.49	0571.002
322	0142	1262.74	572.781	5616.94	0572.781
323	0143	1266.66	574.559	5634.38	0574.559
324	0144	1270.58	576.338	5651.83	0576.338
325	0145	1274.50	578.117	5669.27	0578.117
326	0146	1278.43	579.896	5686.71	0579.896
327	0147	1282.35	581.675	5704.16	0581.675
328	0148	1286.27	583.454	5721.60	0583.454
329	0149	1290.19	585.232	5739.05	0585.232
330	014A	1294.11	587.011	5756.49	0587.011
331	014B	1298.03	588.790	5773.93	0588.790
332	014C	1301.96	590.569	5791.38	0590.569
333	014D	1305.88	592.348	5808.82	0592.348
334	014E	1309.80	594.127	5826.26	0594.127
335	014F	1313.72	595.905	5843.71	0595.905
336	0150	1317.64	597.684	5861.15	0597.684
337	0151	1321.56	599.463	5878.60	0599.463
338	0152	1325.49	601.242	5896.04	0601.242
339	0153	1329.41	603.021	5913.48	0603.021
340	0154	1333.33	604.799	5930.93	0604.799
341	0155	1337.25	606.578	5948.37	0606.578
342	0156	1341.17	608.357	5965.82	0608.357
343	0157	1345.09	610.136	5983.26	0610.136
344	0158	1349.01	611.915	6000.70	0611.915
345	0159	1352.94	613.694	6018.15	0613.694
346	015A	1356.86	615.472	6035.59	0615.472
347	015B	1360.78	617.251	6053.04	0617.251
348	015C	1364.70	619.030	6070.48	0619.030
349	015D	1368.62	620.809	6087.92	0620.809

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor Lb _f	Valor (ST) Kg _f	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _f
350	015E	1372.54	622.588	6105.37	0622.588
351	015F	1376.47	624.367	6122.81	0624.367
352	0160	1380.39	626.145	6140.26	0626.145
353	0161	1384.31	627.924	6157.70	0627.924
354	0162	1388.23	629.703	6175.14	0629.703
355	0163	1392.15	631.482	6192.59	0631.482
356	0164	1396.07	633.261	6210.03	0633.261
357	0165	1400.00	635.039	6227.47	0635.040
358	0166	1403.92	636.818	6244.92	0636.818
359	0167	1407.84	638.597	6262.36	0638.597
360	0168	1411.76	640.376	6279.81	0640.376
361	0169	1415.68	642.155	6297.25	0642.155
362	016A	1419.60	643.934	6314.69	0643.934
363	016B	1423.52	645.712	6332.14	0645.712
364	016C	1427.45	647.491	6349.58	0647.491
365	016D	1431.37	649.270	6367.03	0649.270
366	016E	1435.29	651.049	6384.47	0651.049
367	016F	1439.21	652.828	6401.91	0652.828
368	0170	1443.13	654.607	6419.36	0654.607
369	0171	1447.05	656.385	6436.80	0656.385
370	0172	1450.98	658.164	6454.25	0658.164
371	0173	1454.90	659.943	6471.69	0659.943
372	0174	1458.82	661.722	6489.13	0661.722
373	0175	1462.74	663.501	6506.58	0663.501
374	0176	1466.66	665.279	6524.02	0665.279
375	0177	1470.58	667.058	6541.47	0667.058
376	0178	1474.50	668.837	6558.91	0668.837
377	0179	1478.43	670.616	6576.35	0670.616
378	017A	1482.35	672.395	6593.80	0672.395
379	017B	1486.27	674.174	6611.24	0674.174
380	017C	1490.19	675.952	6628.69	0675.952
381	017D	1494.11	677.731	6646.13	0677.731
382	017E	1498.03	679.510	6663.57	0679.510
383	017F	1501.96	681.289	6681.02	0681.289
384	0180	1505.88	683.068	6698.46	0683.068
385	0181	1509.80	684.847	6715.90	0684.847
386	0182	1513.72	686.625	6733.35	0686.625
387	0183	1517.64	688.404	6750.79	0688.404
388	0184	1521.56	690.183	6768.24	0690.183
389	0185	1525.49	691.962	6785.68	0691.962
390	0186	1529.41	693.741	6803.12	0693.741
391	0187	1533.33	695.519	6820.57	0695.519
392	0188	1537.25	697.298	6838.01	0697.298
393	0189	1541.17	699.077	6855.46	0699.077
394	018A	1545.09	700.856	6872.90	0700.856
395	018B	1549.01	702.635	6890.34	0702.635
396	018C	1552.94	704.414	6907.79	0704.414
397	018D	1556.86	706.192	6925.23	0706.192
398	018E	1560.78	707.971	6942.68	0707.971
399	018F	1564.70	709.750	6960.12	0709.750

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₆	Valor hex	Valor L ₁₆	Valor (SI) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
400	0190	1568.62	711.529	6977.56	0711.529
401	0191	1572.54	713.308	6995.01	0713.308
402	0192	1576.47	715.087	7012.45	0715.087
403	0193	1580.39	716.865	7029.90	0716.865
404	0194	1584.31	718.644	7047.34	0718.644
405	0195	1588.23	720.423	7064.78	0720.423
406	0196	1592.15	722.202	7082.23	0722.202
407	0197	1596.07	723.981	7099.67	0723.981
408	0198	1600.00	725.759	7117.11	0725.760
409	0199	1603.92	727.538	7134.56	0727.538
410	019A	1607.84	729.317	7152.00	0729.317
411	019B	1611.76	731.096	7169.45	0731.096
412	019C	1615.68	732.875	7186.89	0732.875
413	019D	1619.60	734.654	7204.33	0734.654
414	019E	1623.52	736.432	7221.78	0736.432
415	019F	1627.45	738.211	7239.22	0738.211
416	01A0	1631.37	739.990	7256.67	0739.990
417	01A1	1635.29	741.769	7274.11	0741.769
418	01A2	1639.21	743.548	7291.55	0743.548
419	01A3	1643.13	745.327	7309.00	0745.327
420	01A4	1647.05	747.105	7326.44	0747.105
421	01A5	1650.98	748.884	7343.89	0748.884
422	01A6	1654.90	750.663	7361.33	0750.663
423	01A7	1658.82	752.442	7378.77	0752.442
424	01A8	1662.74	754.221	7396.22	0754.221
425	01A9	1666.66	755.999	7413.66	0755.999
426	01AA	1670.58	757.778	7431.11	0757.778
427	01AB	1674.50	759.557	7448.55	0759.557
428	01AC	1678.43	761.336	7465.99	0761.336
429	01AD	1682.35	763.115	7483.44	0763.115
430	01AE	1686.27	764.894	7500.88	0764.894
431	01AF	1690.19	766.672	7518.33	0766.672
432	01B0	1694.11	768.451	7535.77	0768.451
433	01B1	1698.03	770.230	7553.21	0770.230
434	01B2	1701.96	772.009	7570.66	0772.009
435	01B3	1705.88	773.788	7588.10	0773.788
436	01B4	1709.80	775.567	7605.54	0775.567
437	01B5	1713.72	777.345	7622.99	0777.345
438	01B6	1717.64	779.124	7640.43	0779.124
439	01B7	1721.56	780.903	7657.88	0780.903
440	01B8	1725.49	782.682	7675.32	0782.682
441	01B9	1729.41	784.461	7692.76	0784.461
442	01BA	1733.33	786.239	7710.21	0786.239
443	01BB	1737.25	788.018	7727.65	0788.018
444	01BC	1741.17	789.797	7745.10	0789.797
445	01BD	1745.09	791.576	7762.54	0791.576
446	01BE	1749.01	793.355	7779.98	0793.355
447	01BF	1752.94	795.134	7797.43	0795.134
448	01C0	1756.86	796.912	7814.87	0796.912
449	01C1	1760.78	798.691	7832.32	0798.691

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor Lb _r	Valor (S ^T) Kg _r	Valor (S ^I) N	Valor redondeado Kg _r
450	01C2	1764.70	800.470	7849.76	0800.470
451	01C3	1768.62	802.249	7867.20	0802.249
452	01C4	1772.54	804.028	7884.65	0804.028
453	01C5	1776.47	805.807	7902.09	0805.807
454	01C6	1780.39	807.585	7919.54	0807.585
455	01C7	1784.31	809.364	7936.98	0809.364
456	01C8	1788.23	811.143	7954.42	0811.143
457	01C9	1792.15	812.922	7971.87	0812.922
458	01CA	1796.07	814.701	7989.31	0814.701
459	01CB	1800.00	816.479	8006.75	0816.480
460	01CC	1803.92	818.258	8024.20	0818.258
461	01CD	1807.84	820.037	8041.64	0820.037
462	01CE	1811.76	821.816	8059.09	0821.816
463	01CF	1815.68	823.595	8076.53	0823.595
464	01D0	1819.60	825.374	8093.97	0825.374
465	01D1	1823.52	827.152	8111.42	0827.152
466	01D2	1827.45	828.931	8128.86	0828.931
467	01D3	1831.37	830.710	8146.31	0830.710
468	01D4	1835.29	832.489	8163.75	0832.489
469	01D5	1839.21	834.268	8181.19	0834.268
470	01D6	1843.13	836.047	8198.64	0836.047
471	01D7	1847.05	837.825	8216.08	0837.825
472	01D8	1850.98	839.604	8233.53	0839.604
473	01D9	1854.90	841.383	8250.97	0841.383
474	01DA	1858.82	843.162	8268.41	0843.162
475	01DB	1862.74	844.941	8285.86	0844.941
476	01DC	1866.66	846.719	8303.30	0846.719
477	01DD	1870.58	848.498	8320.75	0848.498
478	01DE	1874.50	850.277	8338.19	0850.277
479	01DF	1878.43	852.056	8355.63	0852.056
480	01E0	1882.35	853.835	8373.08	0853.835
481	01E1	1886.27	855.614	8390.52	0855.614
482	01E2	1890.19	857.392	8407.97	0857.392
483	01E3	1894.11	859.171	8425.41	0859.171
484	01E4	1898.03	860.950	8442.85	0860.950
485	01E5	1901.96	862.729	8460.30	0862.729
486	01E6	1905.88	864.508	8477.74	0864.508
487	01E7	1909.80	866.287	8495.18	0866.287
488	01E8	1913.72	868.065	8512.63	0868.065
489	01E9	1917.64	869.844	8530.07	0869.844
490	01EA	1921.56	871.623	8547.52	0871.623
491	01EB	1925.49	873.402	8564.96	0873.402
492	01EC	1929.41	875.181	8582.40	0875.181
493	01ED	1933.33	876.959	8599.85	0876.959
494	01EE	1937.25	878.738	8617.29	0878.738
495	01EF	1941.17	880.517	8634.74	0880.517
496	01F0	1945.09	882.296	8652.18	0882.296
497	01F1	1949.01	884.075	8669.62	0884.075
498	01F2	1952.94	885.854	8687.07	0885.854
499	01F3	1956.86	887.632	8704.51	0887.632

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _{b_i}	Valor (ST) K _{g_f}	Valor (SI) N	Valor redondeado K _{g_f}
500	01F4	1960.78	889.411	8721.96	0889.411
501	01F5	1964.70	891.190	8739.40	0891.190
502	01F6	1968.62	892.969	8756.84	0892.969
503	01F7	1972.54	894.748	8774.29	0894.748
504	01F8	1976.47	896.527	8791.73	0896.527
505	01F9	1980.39	898.305	8809.18	0898.305
506	01FA	1984.31	900.084	8826.62	0900.084
507	01FB	1988.23	901.863	8844.06	0901.863
508	01FC	1992.15	903.642	8861.51	0903.642
509	01FD	1996.07	905.421	8878.95	0905.421
510	01FE	2000.00	907.199	8896.39	0907.200
511	01FF	2003.92	908.978	8913.84	0908.978
512	0200	2007.84	910.757	8931.28	0910.757
513	0201	2011.76	912.536	8948.73	0912.536
514	0202	2015.68	914.315	8966.17	0914.315
515	0203	2019.60	916.094	8983.61	0916.094
516	0204	2023.52	917.872	9001.06	0917.872
517	0205	2027.45	919.651	9018.50	0919.651
518	0206	2031.37	921.430	9035.95	0921.430
519	0207	2035.29	923.209	9053.39	0923.209
520	0208	2039.21	924.988	9070.83	0924.988
521	0209	2043.13	926.767	9088.28	0926.767
522	020A	2047.05	928.545	9105.72	0928.545
523	020B	2050.98	930.324	9123.17	0930.325
524	020C	2054.90	932.103	9140.61	0932.103
525	020D	2058.82	933.882	9158.05	0933.882
526	020E	2062.74	935.661	9175.50	0935.661
527	020F	2066.66	937.439	9192.94	0937.439
528	0210	2070.58	939.218	9210.39	0939.218
529	0211	2074.50	940.997	9227.83	0940.997
530	0212	2078.43	942.776	9245.27	0942.776
531	0213	2082.35	944.555	9262.72	0944.555
532	0214	2086.27	946.334	9280.16	0946.334
533	0215	2090.19	948.112	9297.61	0948.112
534	0216	2094.11	949.891	9315.05	0949.891
535	0217	2098.03	951.670	9332.49	0951.670
536	0218	2101.96	953.449	9349.94	0953.449
537	0219	2105.88	955.228	9367.38	0955.228
538	021A	2109.80	957.007	9384.82	0957.007
539	021B	2113.72	958.785	9402.27	0958.785
540	021C	2117.64	960.564	9419.71	0960.564
541	021D	2121.56	962.343	9437.16	0962.343
542	021E	2125.49	964.122	9454.60	0964.122
543	021F	2129.41	965.901	9472.04	0965.901
544	0220	2133.33	967.679	9489.49	0967.679
545	0221	2137.25	969.458	9506.93	0969.458
546	0222	2141.17	971.237	9524.38	0971.237
547	0223	2145.09	973.016	9541.82	0973.016
548	0224	2149.01	974.795	9559.26	0974.795
549	0225	2152.94	976.574	9576.71	0976.574

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _{b₁}	Valor (S ^T) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
550	0226	2156.86	978.352	9594.15	0978.352
551	0227	2160.78	980.131	9611.60	0980.131
552	0228	2164.70	981.910	9629.04	0981.910
553	0229	2168.62	983.689	9646.48	0983.689
554	022A	2172.54	985.468	9663.93	0985.468
555	022B	2176.47	987.247	9681.37	0987.247
556	022C	2180.39	989.025	9698.82	0989.025
557	022D	2184.31	990.804	9716.26	0990.804
558	022E	2188.23	992.583	9733.70	0992.583
559	022F	2192.15	994.362	9751.15	0994.362
560	0230	2196.07	996.141	9768.59	0996.141
561	0231	2200.00	997.919	9786.03	0997.920
562	0232	2203.92	999.698	9803.48	0999.698
563	0233	2207.84	1001.47	9820.92	1001.476
564	0234	2211.76	1003.25	9838.37	1003.254
565	0235	2215.68	1005.03	9855.81	1005.032
566	0236	2219.60	1006.81	9873.25	1006.811
567	0237	2223.52	1008.59	9890.70	1008.590
568	0238	2227.45	1010.37	9908.14	1010.371
569	0239	2231.37	1012.15	9925.59	1012.150
570	023A	2235.29	1013.92	9943.03	1013.928
571	023B	2239.21	1015.70	9960.47	1015.706
572	023C	2243.13	1017.48	9977.92	1017.484
573	023D	2247.05	1019.26	9995.36	1019.262
574	023E	2250.98	1021.04	10012.8	1021.045
575	023F	2254.90	1022.82	10030.2	1022.823
576	0240	2258.82	1024.60	10047.6	1024.601
577	0241	2262.74	1026.38	10065.1	1026.380
578	0242	2266.66	1028.16	10082.5	1028.160
579	0243	2270.58	1029.93	10100.0	1029.935
580	0244	2274.50	1031.71	10117.4	1031.713
581	0245	2278.43	1033.49	10134.9	1033.496
582	0246	2282.35	1035.27	10152.3	1035.274
583	0247	2286.27	1037.05	10169.8	1037.052
584	0248	2290.19	1038.83	10187.2	1038.830
585	0249	2294.11	1040.61	10204.6	1040.610
586	024A	2298.03	1042.39	10222.1	1042.390
587	024B	2301.96	1044.16	10239.5	1044.169
588	024C	2305.88	1045.94	10257.0	1045.947
589	024D	2309.80	1047.72	10274.4	1047.725
590	024E	2313.72	1049.50	10291.9	1049.503
591	024F	2317.64	1051.28	10309.3	1051.282
592	0250	2321.56	1053.06	10326.8	1053.060
593	0251	2325.49	1054.84	10344.2	1054.842
594	0252	2329.41	1056.62	10361.6	1056.620
595	0253	2333.33	1058.40	10379.1	1058.400
596	0254	2337.25	1060.17	10396.5	1060.177
597	0255	2341.17	1061.95	10414.0	1061.955
598	0256	2345.09	1063.73	10431.4	1063.733
599	0257	2349.01	1065.51	10448.9	1065.511

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _{bf}	Valor (SI) Kg _f	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _f
600	0258	2352.94	1067.29	10466.3	1067.294
601	0259	2356.86	1069.07	10483.7	1069.072
602	025A	2360.78	1070.85	10501.2	1070.850
603	025B	2364.70	1072.63	10518.6	1072.630
604	025C	2368.62	1074.40	10536.1	1074.406
605	025D	2372.54	1076.18	10553.5	1076.184
606	025E	2376.47	1077.96	10571.0	1078.967
607	025F	2380.39	1079.74	10588.4	1079.745
608	0260	2384.31	1081.52	10605.9	1081.523
609	0261	2388.23	1083.30	10623.3	1083.301
610	0262	2392.15	1085.08	10640.7	1085.080
611	0263	2396.07	1086.86	10658.2	1086.860
612	0264	2400.00	1088.64	10675.68	1088.640
613	0265	2403.92	1090.41	10693.1	1090.418
614	0266	2407.84	1092.19	10710.5	1092.196
615	0267	2411.76	1093.97	10728.0	1093.974
616	0268	2415.68	1095.75	10745.4	1095.752
617	0269	2419.60	1097.53	10762.8	1097.531
618	026A	2423.52	1099.31	10780.3	1099.310
619	026B	2427.45	1101.09	10797.7	1101.091
620	026C	2431.37	1102.87	10815.2	1102.870
621	026D	2435.29	1104.64	10832.6	1104.648
622	026E	2439.21	1106.42	10850.1	1106.426
623	026F	2443.13	1108.20	10867.5	1108.204
624	0270	2447.05	1109.98	10885.0	1109.982
625	0271	2450.98	1111.76	10902.4	1111.765
626	0272	2454.90	1113.54	10919.8	1113.543
627	0273	2458.82	1115.32	10937.3	1115.321
628	0274	2462.74	1117.10	10954.7	1117.100
629	0275	2466.66	1118.88	10972.2	1118.880
630	0276	2470.58	1120.65	10989.6	1120.655
631	0277	2474.50	1122.43	11007.1	1122.433
632	0278	2478.43	1124.21	11024.5	1124.216
633	0279	2482.35	1125.99	11042.0	1125.994
634	027A	2486.27	1127.77	11059.4	1127.772
635	027B	2490.19	1129.55	11076.8	1129.550
636	027C	2494.11	1131.33	11094.3	1131.330
637	027D	2498.03	1133.11	11111.7	1133.110
638	027E	2501.96	1134.88	11129.2	1134.889
639	027F	2505.88	1136.66	11146.6	1136.667
640	0280	2509.80	1138.44	11164.1	1138.445
641	0281	2513.72	1140.22	11181.5	1140.223
642	0282	2517.64	1142.00	11198.9	1142.002
643	0283	2521.56	1143.78	11216.4	1143.780
644	0284	2525.49	1145.56	11233.8	1145.562
645	0285	2529.41	1147.34	11251.3	1147.340
646	0286	2533.33	1149.12	11268.7	1149.120
647	0287	2537.25	1150.89	11286.2	1150.897
648	0288	2541.17	1152.67	11303.6	1152.675
649	0289	2545.09	1154.45	11321.1	1154.453

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L _{bf}	Valor (S ^T) K _{gr}	Valor (SI) N	Valor redondeado K _{gr}
650	028A	2549.01	1156.23	11338.5	1156.231
651	028B	2552.94	1158.01	11355.9	1158.014
652	028C	2556.86	1159.79	11373.4	1159.792
653	028D	2560.78	1161.57	11390.8	1161.570
654	028E	2564.70	1163.35	11408.3	1163.350
655	028F	2568.62	1165.12	11425.7	1165.126
656	0290	2572.54	1166.90	11443.2	1166.904
657	0291	2576.47	1168.68	11460.6	1168.687
658	0292	2580.39	1170.46	11478.1	1170.465
659	0293	2584.31	1172.24	11495.5	1172.243
660	0294	2588.23	1174.02	11512.9	1174.021
661	0295	2592.15	1175.80	11530.4	1175.800
662	0296	2596.07	1177.58	11547.8	1177.580
663	0297	2600.00	1179.36	11565.32	1179.360
664	0298	2603.92	1181.13	11582.7	1181.138
665	0299	2607.84	1182.91	11600.2	1182.916
666	029A	2611.76	1184.69	11617.6	1184.694
667	029B	2615.68	1186.47	11635.0	1186.472
668	029C	2619.60	1188.25	11652.5	1188.251
669	029D	2623.52	1190.03	11669.9	1190.030
670	029E	2627.45	1191.81	11687.4	1191.811
671	029F	2631.37	1193.59	11704.8	1193.590
672	02A0	2635.29	1195.36	11722.3	1195.368
673	02A1	2639.21	1197.14	11739.7	1197.146
674	02A2	2643.13	1198.92	11757.2	1198.924
675	02A3	2647.05	1200.70	11774.6	1200.702
676	02A4	2650.98	1202.48	11792.0	1202.485
677	02A5	2654.90	1204.26	11809.5	1204.263
678	02A6	2658.82	1206.04	11826.9	1206.041
679	02A7	2662.74	1207.82	11844.4	1207.820
680	02A8	2666.66	1209.60	11861.8	1209.600
681	02A9	2670.58	1211.37	11879.3	1211.375
682	02AA	2674.50	1213.15	11896.7	1213.153
683	02AB	2678.43	1214.93	11914.1	1214.936
684	02AC	2682.35	1216.71	11931.6	1216.714
685	02AD	2686.27	1218.49	11949.0	1218.492
686	02AE	2690.19	1220.27	11966.5	1220.270
687	02AF	2694.11	1222.05	11983.9	1222.050
688	02B0	2698.03	1223.83	12001.4	1223.830
689	02B1	2701.96	1225.60	12018.8	1225.609
690	02B2	2705.88	1227.38	12036.3	1227.380
691	02B3	2709.80	1229.16	12053.7	1229.165
692	02B4	2713.72	1230.94	12071.1	1230.943
693	02B5	2717.64	1232.72	12088.6	1232.722
694	02B6	2721.56	1234.50	12106.0	1234.500
695	02B7	2725.49	1236.28	12123.5	1236.282
696	02B8	2729.41	1238.06	12140.9	1238.060
697	02B9	2733.33	1239.84	12158.4	1239.840
698	02BA	2737.25	1241.61	12175.8	1241.617
699	02BB	2741.17	1243.39	12193.3	1243.395

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor Bin	Valor hex	Valor Lb _r	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
700	02BC	2745.09	1245.17	12210.7	1245.173
701	02BD	2749.01	1246.95	12228.1	1246.951
702	02BE	2752.94	1248.73	12245.6	1248.734
703	02BF	2756.86	1250.51	12263.0	1250.512
704	02C0	2760.78	1252.29	12280.5	1252.290
705	02C1	2764.70	1254.07	12297.9	1254.070
706	02C2	2768.62	1255.84	12315.4	1255.846
707	02C3	2772.54	1257.62	12332.8	1257.624
708	02C4	2776.47	1259.40	12350.2	1259.407
709	02C5	2780.39	1261.18	12367.7	1261.185
710	02C6	2784.31	1262.96	12385.1	1262.963
711	02C7	2788.23	1264.74	12402.6	1264.741
712	02C8	2792.15	1266.52	12420.0	1266.520
713	02C9	2796.07	1268.30	12437.5	1268.300
714	02CA	2800.00	1270.08	12454.96	1270.080
715	02CB	2803.92	1271.85	12472.4	1271.858
716	02CC	2807.84	1273.63	12489.8	1273.636
717	02CD	2811.76	1275.41	12507.2	1275.414
718	02CE	2815.68	1277.19	12524.7	1277.192
719	02CF	2819.60	1278.97	12542.1	1278.971
720	02D0	2823.52	1280.75	12559.6	1280.750
721	02D1	2827.45	1282.53	12577.0	1282.531
722	02D2	2831.37	1284.31	12594.5	1284.310
723	02D3	2835.29	1286.08	12611.9	1286.088
724	02D4	2839.21	1287.86	12629.3	1287.866
725	02D5	2843.13	1289.64	12646.8	1289.644
726	02D6	2847.05	1291.42	12664.2	1291.422
727	02D7	2850.98	1293.20	12681.7	1293.205
728	02D8	2854.90	1294.98	12699.1	1294.983
729	02D9	2858.82	1296.76	12716.6	1296.761
730	02DA	2862.74	1298.54	12734.0	1298.540
731	02DB	2866.66	1300.32	12751.5	1300.320
732	02DC	2870.58	1302.09	12768.9	1302.095
733	02DD	2874.50	1303.87	12786.3	1303.873
734	02DE	2878.43	1305.65	12803.8	1305.656
735	02DF	2882.35	1307.43	12821.2	1307.434
736	02E0	2886.27	1309.21	12838.7	1309.212
737	02E1	2890.19	1310.99	12856.1	1310.990
738	02E2	2894.11	1312.77	12873.6	1312.770
739	02E3	2898.03	1314.55	12891.0	1314.550
740	02E4	2901.96	1316.32	12908.5	1316.329
741	02E5	2905.88	1318.10	12925.9	1318.107
742	02E6	2909.80	1319.88	12943.3	1319.885
743	02E7	2913.72	1321.66	12960.8	1321.663
744	02E8	2917.64	1323.44	12978.2	1323.442
745	02E9	2921.56	1325.22	12995.7	1325.220
746	02EA	2925.49	1327.00	13013.1	1327.002
747	02EB	2929.41	1328.78	13030.6	1328.780
748	02EC	2933.33	1330.56	13048.0	1330.560
749	02ED	2937.25	1332.33	13065.4	1332.337

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₆	Valor hex	Valor Lb ₁	Valor (ST) Kg _g	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _g
750	02EE	2941.17	1334.11	13082.9	1334.115
751	02EF	2945.09	1335.89	13100.3	1335.893
752	02F0	2949.01	1337.67	13117.8	1337.671
753	02F1	2952.94	1339.45	13135.2	1339.454
754	02F2	2956.86	1341.23	13152.7	1341.232
755	02F3	2960.78	1343.01	13170.1	1343.010
756	02F4	2964.70	1344.79	13187.6	1344.790
757	02F5	2968.62	1346.56	13205.0	1346.566
758	02F6	2972.54	1348.34	13222.4	1348.344
759	02F7	2976.47	1350.12	13239.9	1350.127
760	02F8	2980.39	1351.90	13257.3	1351.905
761	02F9	2984.31	1353.68	13274.8	1353.683
762	02FA	2988.23	1355.46	13292.2	1355.461
763	02FB	2992.15	1357.24	13309.7	1357.240
764	02FC	2996.07	1359.02	13327.1	1359.020
765	02FD	3000.00	1360.80	13344.6	1360.800
766	02FE	3003.92	1362.57	13362.0	1362.578
767	02FF	3007.84	1364.35	13379.4	1364.356
768	0300	3011.76	1366.13	13396.9	1366.134
769	0301	3015.68	1367.91	13414.3	1367.912
770	0302	3019.60	1369.69	13431.8	1369.691
771	0303	3023.52	1371.47	13449.2	1371.470
772	0304	3027.45	1373.25	13466.7	1373.251
773	0305	3031.37	1375.03	13484.1	1375.030
774	0306	3035.29	1376.80	13501.5	1376.808
775	0307	3039.21	1378.58	13519.0	1378.586
776	0308	3043.13	1380.36	13536.4	1380.364
777	0309	3047.05	1382.14	13553.9	1382.142
778	030A	3050.98	1383.92	13571.3	1383.925
779	030B	3054.90	1385.70	13588.8	1385.703
780	030C	3058.82	1387.48	13606.2	1387.481
781	030D	3062.74	1389.26	13623.7	1389.260
782	030E	3066.66	1391.04	13641.1	1391.040
783	030F	3070.58	1392.81	13658.5	1392.815
784	0310	3074.50	1394.59	13676.0	1394.593
785	0311	3078.43	1396.37	13693.4	1396.376
786	0312	3082.35	1398.15	13710.9	1398.154
787	0313	3086.27	1399.93	13728.3	1399.932
788	0314	3090.19	1401.71	13745.8	1401.710
789	0315	3094.11	1403.49	13763.2	1403.490
790	0316	3098.03	1405.27	13780.6	1405.270
791	0317	3101.96	1407.04	13798.1	1407.049
792	0318	3105.88	1408.82	13815.5	1408.827
793	0319	3109.80	1410.60	13833.0	1410.605
794	031A	3113.72	1412.38	13850.4	1412.383
795	031B	3117.64	1414.16	13867.9	1414.162
796	031C	3121.56	1415.94	13885.3	1415.940
797	031D	3125.49	1417.72	13902.8	1417.722
798	031E	3129.41	1419.50	13920.2	1419.500
799	031F	3133.33	1421.28	13937.6	1421.280

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor L ₆	Valor (ST) Kg	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg
800	0320	3137.25	1423.05	13955.1	1423.057
801	0321	3141.17	1424.83	13972.5	1424.835
802	0322	3145.09	1426.61	13990.0	1426.613
803	0323	3149.01	1428.39	14007.4	1428.391
804	0324	3152.94	1430.17	14024.9	1430.174
805	0325	3156.86	1431.95	14042.3	1431.952
806	0326	3160.78	1433.73	14059.8	1433.730
807	0327	3164.70	1435.51	14077.2	1435.510
808	0328	3168.62	1437.28	14094.6	1437.286
809	0329	3172.54	1439.06	14112.1	1439.064
810	032A	3176.47	1440.84	14129.5	1440.847
811	032B	3180.39	1442.62	14147.0	1442.625
812	032C	3184.31	1444.40	14164.4	1444.403
813	032D	3188.23	1446.18	14181.9	1446.181
814	032E	3192.15	1447.96	14199.3	1447.960
815	032F	3196.07	1449.74	14216.7	1449.740
816	0330	3200.00	1451.52	14234.24	1451.520
817	0331	3203.92	1453.29	14251.6	1453.298
818	0332	3207.84	1455.07	14269.1	1455.076
819	0333	3211.76	1456.85	14286.5	1456.854
820	0334	3215.68	1458.63	14304.0	1458.632
821	0335	3219.60	1460.41	14321.4	1460.411
822	0336	3223.52	1462.19	14338.9	1462.190
823	0337	3227.45	1463.97	14356.3	1463.971
824	0338	3231.37	1465.75	14373.7	1465.750
825	0339	3235.29	1467.52	14391.2	1467.528
826	033A	3239.21	1469.30	14408.6	1469.306
827	033B	3243.13	1471.08	14426.1	1471.084
828	033C	3247.05	1472.86	14443.5	1472.862
829	033D	3250.98	1474.64	14461.0	1474.645
830	033E	3254.90	1476.42	14478.4	1476.423
831	033F	3258.82	1478.20	14495.8	1478.201
832	0340	3262.74	1479.98	14513.3	1479.980
833	0341	3266.66	1481.76	14530.7	1481.760
834	0342	3270.58	1483.53	14548.2	1483.535
835	0343	3274.50	1485.31	14565.6	1485.313
836	0344	3278.43	1487.09	14583.1	1487.096
837	0345	3282.35	1488.87	14600.5	1488.874
838	0346	3286.27	1490.65	14618.0	1490.652
839	0347	3290.19	1492.43	14635.4	1492.430
840	0348	3294.11	1494.21	14652.8	1494.210
841	0349	3298.03	1495.99	14670.3	1495.990
842	034A	3301.96	1497.76	14687.7	1497.769
843	034B	3305.88	1499.54	14705.2	1499.547
844	034C	3309.80	1501.32	14722.6	1501.325
845	034D	3313.72	1503.10	14740.1	1503.103
846	034E	3317.64	1504.88	14757.5	1504.882
847	034F	3321.56	1506.66	14775.0	1506.660
848	0350	3325.49	1508.44	14792.4	1508.442
849	0351	3329.41	1510.22	14809.8	1510.220

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor Lb ₁	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
850	0352	3333.33	1512.00	14827.3	1512.000
851	0353	3337.25	1513.77	14844.7	1513.777
852	0354	3341.17	1515.55	14862.2	1515.555
853	0355	3345.09	1517.33	14879.6	1517.333
854	0356	3349.01	1519.11	14897.1	1519.111
855	0357	3352.94	1520.89	14914.5	1520.894
856	0358	3356.86	1522.67	14931.9	1522.672
857	0359	3360.78	1524.45	14949.4	1524.450
858	035A	3364.70	1526.23	14966.8	1526.230
859	035B	3368.62	1528.00	14984.3	1528.006
860	035C	3372.54	1529.78	15001.7	1529.784
861	035D	3376.47	1531.56	15019.2	1531.567
862	035E	3380.39	1533.34	15036.6	1533.345
863	035F	3384.31	1535.12	15054.1	1535.123
864	0360	3388.23	1536.90	15071.5	1536.901
865	0361	3392.15	1538.68	15088.9	1538.680
866	0362	3396.07	1540.46	15106.4	1540.460
867	0363	3400.00	1542.24	15123.88	1542.240
868	0364	3403.92	1544.01	15141.3	1544.018
869	0365	3407.84	1545.79	15158.7	1545.796
870	0366	3411.76	1547.57	15176.2	1547.574
871	0367	3415.68	1549.35	15193.6	1549.352
872	0368	3419.60	1551.13	15211.0	1551.131
873	0369	3423.52	1552.91	15228.5	1552.910
874	036A	3427.45	1554.69	15245.9	1554.691
875	036B	3431.37	1556.47	15263.4	1556.470
876	036C	3435.29	1558.24	15280.8	1558.248
877	036D	3439.21	1560.02	15298.3	1560.026
878	036E	3443.13	1561.80	15315.7	1561.804
879	036F	3447.05	1563.58	15333.2	1563.582
880	0370	3450.98	1565.36	15350.6	1565.365
881	0371	3454.90	1567.14	15368.0	1567.143
882	0372	3458.82	1568.92	15385.5	1568.921
883	0373	3462.74	1570.70	15402.9	1570.700
884	0374	3466.66	1572.48	15420.4	1572.480
885	0375	3470.58	1574.25	15437.8	1574.255
886	0376	3474.50	1576.03	15455.3	1576.033
887	0377	3478.43	1577.81	15472.7	1577.816
888	0378	3482.35	1579.59	15490.2	1579.594
889	0379	3486.27	1581.37	15507.6	1581.372
890	037A	3490.19	1583.15	15525.0	1583.150
891	037B	3494.11	1584.93	15542.5	1584.930
892	037C	3498.03	1586.71	15559.9	1586.710
893	037D	3501.96	1588.48	15577.4	1588.489
894	037E	3505.88	1590.26	15594.8	1590.267
895	037F	3509.80	1592.04	15612.3	1592.045
896	0380	3513.72	1593.82	15629.7	1593.823
897	0381	3517.64	1595.60	15647.1	1595.602
898	0382	3521.56	1597.38	15664.6	1597.380
899	0383	3525.49	1599.16	15682.0	1599.162

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor hex	Valor Lb _r	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
900	0384	3529.41	1600.94	15699.5	1600.940
901	0385	3533.33	1602.72	15716.9	1602.720
902	0386	3537.25	1604.49	15734.4	1604.497
903	0387	3541.17	1606.27	15751.8	1606.275
904	0388	3545.09	1608.05	15769.3	1608.053
905	0389	3549.01	1609.83	15786.7	1609.831
906	038A	3552.94	1611.61	15804.1	1611.614
907	038B	3556.86	1613.39	15821.6	1613.392
908	038C	3560.78	1615.17	15839.0	1615.170
909	038D	3564.70	1616.95	15856.5	1616.950
910	038E	3568.62	1618.72	15873.9	1618.726
911	038F	3572.54	1620.50	15891.4	1620.504
912	0390	3576.47	1622.28	15908.8	1622.287
913	0391	3580.39	1624.06	15926.3	1624.065
914	0392	3584.31	1625.84	15943.7	1625.843
915	0393	3588.23	1627.62	15961.1	1627.621
916	0394	3592.15	1629.40	15978.6	1629.400
917	0395	3596.07	1631.18	15996.0	1631.180
918	0396	3600.00	1632.96	16013.52	1632.960
919	0397	3603.92	1634.73	16030.9	1634.738
920	0398	3607.84	1636.51	16048.4	1636.516
921	0399	3611.76	1638.29	16065.8	1638.294
922	039A	3615.68	1640.07	16083.2	1640.072
923	039B	3619.60	1641.85	16100.7	1641.851
924	039C	3623.52	1643.63	16118.1	1643.630
925	039D	3627.45	1645.41	16135.6	1645.411
926	039E	3631.37	1647.19	16153.0	1647.190
927	039F	3635.29	1648.96	16170.5	1648.968
928	03A0	3639.21	1650.74	16187.9	1650.746
929	03A1	3643.13	1652.52	16205.4	1652.524
930	03A2	3647.05	1654.30	16222.8	1654.302
931	03A3	3650.98	1656.08	16240.2	1656.085
932	03A4	3654.90	1657.86	16257.7	1657.863
933	03A5	3658.82	1659.64	16275.1	1659.641
934	03A6	3662.74	1661.42	16292.6	1661.420
935	03A7	3666.66	1663.20	16310.0	1663.200
936	03A8	3670.58	1664.97	16327.5	1664.975
937	03A9	3674.50	1666.75	16344.9	1666.753
938	03AA	3678.43	1668.53	16362.3	1668.536
939	03AB	3682.35	1670.31	16379.8	1670.314
940	03AC	3686.27	1672.09	16397.2	1672.092
941	03AD	3690.19	1673.87	16414.7	1673.870
942	03AE	3694.11	1675.65	16432.1	1675.650
943	03AF	3698.03	1677.43	16449.6	1677.430
944	03B0	3701.96	1679.20	16467.0	1679.209
945	03B1	3705.88	1680.98	16484.5	1680.987
946	03B2	3709.80	1682.76	16501.9	1682.765
947	03B3	3713.72	1684.54	16519.3	1684.543
948	03B4	3717.64	1686.32	16536.8	1686.322
949	03B5	3721.56	1688.10	16554.2	1688.100

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor Bin	Valor Hex	Valor Lb _r	Valor (ST) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
950	03B6	3725.49	1689.88	16571.7	1689.882
951	03B7	3729.41	1691.66	16589.1	1691.660
952	03B8	3733.33	1693.44	16606.6	1693.438
953	03B9	3737.25	1695.21	16624.0	1695.217
954	03BA	3741.17	1696.99	16641.5	1696.995
955	03BB	3745.09	1698.77	16658.9	1698.773
956	03BC	3749.01	1700.55	16676.3	1700.551
957	03BD	3752.94	1702.33	16693.8	1702.334
958	03BE	3756.86	1704.11	16711.2	1704.112
959	03BF	3760.78	1705.89	16728.7	1705.890
960	03C0	3764.70	1707.67	16746.1	1707.670
961	03C1	3768.62	1709.44	16763.6	1709.446
962	03C2	3772.54	1711.22	16781.0	1711.224
963	03C3	3776.47	1713.00	16798.4	1713.007
964	03C4	3780.39	1714.78	16815.9	1714.785
965	03C5	3784.31	1716.56	16833.3	1716.563
966	03C6	3788.23	1718.34	16850.8	1718.341
967	03C7	3792.15	1720.12	16868.2	1720.120
968	03C8	3796.07	1721.90	16885.7	1721.900
969	03C9	3800.00	1723.68	16903.16	1723.680
970	03CA	3803.92	1725.45	16920.6	1725.458
971	03CB	3807.84	1727.23	16938.0	1727.236
972	03CC	3811.76	1729.01	16955.4	1729.014
973	03CD	3815.68	1730.79	16972.9	1730.792
974	03CE	3819.60	1732.57	16990.3	1732.571
975	03CF	3823.52	1734.35	17007.8	1734.350
976	03D0	3827.45	1736.13	17025.2	1736.131
977	03D1	3831.37	1737.91	17042.7	1737.910
978	03D2	3835.29	1739.68	17060.1	1739.688
979	03D3	3839.21	1741.46	17077.5	1741.466
980	03D4	3843.13	1743.24	17095.0	1743.244
981	03D5	3847.05	1745.02	17112.4	1745.022
982	03D6	3850.98	1746.80	17129.9	1746.805
983	03D7	3854.90	1748.58	17147.3	1748.583
984	03D8	3858.82	1750.36	17164.8	1750.361
985	03D9	3862.74	1752.14	17182.2	1752.140
986	03DA	3866.66	1753.92	17199.7	1753.920
987	03DB	3870.58	1755.69	17217.1	1755.695
988	03DC	3874.50	1757.47	17234.5	1757.473
989	03DD	3878.43	1759.25	17252.0	1759.256
990	03DE	3882.35	1761.03	17269.4	1761.034
991	03DF	3886.27	1762.81	17286.9	1762.812
992	03E0	3890.19	1764.59	17304.3	1764.590
993	03E1	3894.11	1766.37	17321.8	1766.370
994	03E2	3898.03	1768.15	17339.2	1768.150
995	03E3	3901.96	1769.92	17356.7	1769.929
996	03E4	3905.88	1771.70	17374.1	1771.707
997	03E5	3909.80	1773.48	17391.5	1773.485
998	03E6	3913.72	1775.26	17409.0	1775.263
999	03E7	3917.64	1777.04	17426.4	1777.042

Tabla de equivalencia de valores de la fuerza, a partir del resultado hexadecimal (cont.)

Valor B ₁₀	Valor Hex	Valor Lb _r	Valor (SI) Kg _r	Valor (SI) N	Valor redondeado Kg _r
1000	03E8	3921.56	1778.82	17443.9	1778.820
1001	03E9	3925.49	1780.60	17461.3	1780.602
1002	03EA	3929.41	1782.38	17478.8	1782.380
1003	03EB	3933.33	1784.16	17496.2	1784.160
1004	03EC	3937.25	1785.93	17513.6	1785.937
1005	03ED	3941.17	1787.71	17531.1	1787.715
1006	03EE	3945.09	1789.49	17548.5	1789.493
1007	03EF	3949.01	1791.27	17566.0	1791.271
1008	03F0	3952.94	1793.05	17583.4	1793.054
1009	03F1	3956.86	1794.83	17600.9	1794.832
1010	03F2	3960.78	1796.61	17618.3	1796.610
1011	03F3	3964.70	1798.39	17635.8	1798.390
1012	03F4	3968.62	1800.16	17653.2	1800.166
1013	03F5	3972.54	1801.94	17670.6	1801.944
1014	03F6	3976.47	1803.72	17688.1	1803.727
1015	03F7	3980.39	1805.50	17705.5	1805.505
1016	03F8	3984.31	1807.28	17723.0	1807.283
1017	03F9	3988.23	1809.06	17740.4	1809.061
1018	03FA	3992.15	1810.84	17757.9	1810.840
1019	03FB	3996.07	1812.62	17775.3	1812.620
1020	03FC	4000.00	1814.40	17792.8	1814.400

Referencias bibliográficas y de internet.

1. John G. Proakis; Dimitris G. Manolakis. "Tratamiento digital de señales". 1998. España. Ed. Prentice Hall. 3ª edición. Páginas 755-756.
2. Bonnie C. Baker. "Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems" 1999. Microchip Technology Inc. AN699
Página Web: www.microchip.com
3. "MCP601/602/603/604 2.7V to 5.5V Single Supply CMOS Op Amps". 2000. Microchip Technology Inc.
Página Web: www.microchip.com
4. Alan V. Oppenheim; Alan S. Willsky con la colaboración de Ian T. Young. "Señales y Sistemas". 1994. México. Ed. Prentice – Hall Hispanoamericana S.A. Segunda edición en español. Páginas 549 a 568.
5. "HC11 Reference Manual". 1991. EUA. Motorola, Inc. Rev. 3.
6. "HC11 Programing Reference Guide". 1990. EUA. Motorota, Inc. Cuarta impresión. 1ª rev.
7. Apuntes de la materia de Microprocesadores y Microcontroladores impartida por: Ing. Moisés Rueda.
8. Ferdinand P. Beer; E. Russell Johnston Jr. "Mecánica vectorial para ingenieros, Estática". México. 1998. Mc Graw Hill. Sexta edición en español. Páginas 2 a 130.
9. National Instruments. "Getting Started with LabVIEW Evaluation Versión 6i"
Edición noviembre 2000.
Página Web: www.ni.com/labview
10. Kart Gieck. "Manual de fórmulas técnicas". México. 1993. Alfaomega. 19ª edición.
11. Dytran Instruments INC. Dynamic Transducers and Systems. "General Catalog and Instrumentation HandBook". No 986. 1988.
Página Web: www.dytran.com
12. Cristina Doblado Alcázar. Juan González Gómez. Andrés Prieto – Moreno. Juan José San Martín. "Microcontrolador MC68HC11 Fundamentos, Recursos y Programación". España.
Página Web: www.microbotica.es
Email: info@microbotica.es

13. Cristina Doblado Alcázar. Juan González Gómez. Andrés Prieto – Moreno. Juan José San Martín. "Displays de cristal líquido funcionamiento y conexión a la tarjeta CT6811". España. 1997.
Página Web: www.microbotica.es
Email: info@microbotica.es
14. Ing. Martín Raya Behena. "Curso del Microcontrolador MC68HC11". México.
15. "Load cell Handbook". EUA. 1991. Rice Lake Weighing Systems, Division of Rice Lake Bearing, Inc. Rev. 1
16. "Transducers Engineering Reference Data". EUA. 1973. BLH Electronics. Bulletin 4351-1.
Página Web: www.blh.com
17. Fairbanks Scales.
Página Web: www.fairbanks.com
18. Vishay Measurements Group.
Página Web: www.vishay.com/brands/measurements_group/
19. University of Cincinnati
Página Web: <http://sdrl.rhod.uc.edu/virtual/meas/strain.html>