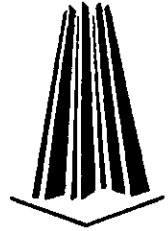


17
201.



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS
PROFESIONALES
CAMPUS ARAGÓN**



**“DISEÑO DE UN RADIÓMETRO SOLAR
TOTAL Y ULTRAVIOLETA”**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE :
**INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
(INGENIERO EN ELECTRÓNICA)**

P R E S E N T A :

CARLOS CONTRERAS GIL

A S E S O R :

M. en I. DAVID GONZÁLEZ MAXINEZ

NETZAHUALCOYOTL, ESTADO DE MÉXICO

1998

**TESIS CON
FALLA DE COPIEN**



257787



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está 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.

**DISEÑO DE UN RADIÓMETRO SOLAR
TOTAL Y ULTRAVIOLETA**

CARLOS C. GIL

A Dios por mi esencia y existencia.

A mis padres.

A mis hermanos.

"Los dos poderes"

Espera, no te acongojes,
espera tranquilo y firme;
con FE (la fuerza sublime)
transformarás lo que toques.

"Fuera Espiritual" indican
las dos letras de su nombre,
y no hay nada que resista
esta potencia en el hombre.

La oración tiene la fuerza
que nace del corazón.
La fe, la de la conciencia,
¡Divina combinación!

¡Todo puede, aún lo excelso,
nunca nada los venció;
la oración sube a los cielos,
la fe, la eleva hasta Dios!

Cuando con fe pides algo,
agigantas tu poder,
y los cielos y la tierra
prestos han de obedecer.

¡Tú ordenas, todo se cumple!
tal Don te lo concedió
"Aquel, que todo lo puede"
porque hijo Suyo sois.

Cuando tranquilo y en calma
meditas, en tu interior,
en el fondo de tu alma,
brilla un pedazo de sol.

Nunca estás, sino con Ella,
escucha atento Su voz,
¡esa rutilante estrella
es partícula de Dios!

Y siendo tú, parte Suya,
en completa comunión,
y siendo Él, parte tuya,
¡sois un solo corazón!

Pero has de sumar en una
tu voluntad y amor
sin la más ligera duda
¡dale impulso a tu clamor!

Un iris se tenderá
como un puente de colores;
y los astros te darán
sus más bellos resplandores.

Te llegarán en el viento
rumores de una canción:
¡Ha creado otro milagro
el Poder de la Oración!

PRÓLOGO

El estudio de las radiaciones solares, para los que no están familiarizados con éstas, parecerá actual, más no es así, las radiaciones solares se han venido estudiando de hace ya mucho tiempo; una leyenda dice que Arquímedes incendió la flota romana que atacaba a su patria con vidrios que quemaban, alejándolos de Siracusa. Por otra parte, el científico francés Antonio Lavoisier casi fundió platino, logrando una temperatura de 1750 °C por medio de poderosos lentes que enfocaban la radiaciones solares. Desde entonces, una serie de experimentos en torno a las radiaciones solares se han venido realizando. De esta forma, ha sido necesario no solo utilizar las radiaciones del sol para producir o generar algún otro tipo de energía, sino también han sido objeto de estudio para observar las variaciones en su intensidad con fines de estudio atmosférico, analizando las señales que entregan algunos transductores como termopares fotoeléctricos y algunos dispositivos fotoelectrónicos.

Las condiciones atmosféricas han sido afectadas desde que el ser humano hizo su aparición, en el momento que hace uso del fuego, dándose inicio el fenómeno de la combustión, desde entonces se han producido cambios notorios en las condiciones atmosféricas que en la actualidad son ya extremas, al grado de que estamos a punto de tener que protegernos de las radiaciones solares. Las capas atmosféricas que protegen toda vida sobre la tierra están sufriendo cambios degenerativos provocados por toda clase de contaminantes tanto domésticos como industriales. Desde tiempo atrás se vienen realizando estudios para prevenir estos daños que actualmente son alarmantes, por lo que las aportaciones a la solución de estos problemas, que cada uno de nosotros proporcione, ayudarán a encontrar la forma de disminuir el desgaste y deterioro de la atmósfera y con ello preservar toda vida en la Tierra.

Como sabemos, gran parte de los seres vivos habitan en la zona donde interaccionan la superficie de la tierra y la atmósfera, a esta zona se le identifica como biósfera. Por esta razón, es importante conocer las características atmosféricas que afectan directamente a los distintos organismos que viven en un lugar determinado.

Las condiciones climáticas y del medio en general tales como topografía, suelos, radiación, temperatura y viento cambian muy frecuentemente en la biósfera. La manera en que cambia el viento, la temperatura, la humedad y la radiación solar es de vital importancia para cualquier clase de organismo; ambos, animales y plantas, responden con gran sensibilidad a estos elementos.

Las radiaciones solares las percibimos muy comúnmente por su efecto luminoso y calorífico; sin embargo, existen otros efectos casi imperceptibles por el hombre provocados por radiaciones solares invisibles a la vista humana. Dentro del espectro de radiaciones electromagnéticas provenientes del sol, la luz solo ocupa un pequeño rango del espectro total.

Los rangos espectrales en los extremos, donde comienza y termina la luz visible, son estudiados ampliamente, ya que estos en la actualidad debido a los contaminantes atmosféricos, se han vuelto dañinos para todos los seres vivos que habitan en la superficie de la tierra. Por un lado, tenemos el rango de longitud de onda larga o infrarroja la cual es reflejada por el bióxido de carbono (CO_2) y el monóxido de carbono (CO) presentes en la atmósfera, los cuales debido a los procesos de combustión se han incrementado produciéndose efectos de aumento de la temperatura atmosférica, causado por la reflexión que estos gases tienen a radiaciones infrarrojas, que al quedar encerradas en la atmósfera terrestre producen una inestabilidad en el efecto invernadero, el cual está perdiendo su equilibrio natural. Ahora bien, por el extremo de longitud de onda corta o ultravioleta los

efectos derivados de la destrucción de la capa de ozono son mucho más dañinos. La capa de ozono que protege a la tierra absorbe la mayor parte de estas radiaciones provenientes principalmente del sol. Las radiaciones ultravioletas son sobre todo las que destruyen tejidos orgánicos provocando la muerte de animales y plantas en el caso de exposición prolongada. A este respecto, basta recordar las quemaduras de piel a la que se exponen los bañistas.

La más importante aplicación del monitoreo de radiaciones ultravioleta en esta época es la medición de la capa atmosférica de ozono. Esta área de investigación es extremadamente activa desde el espacio exterior y en la superficie terrestre.

Cuando se observan desde el espacio las longitudes de onda ultravioleta, la tierra presenta a lo lejos diferentes imágenes. Las longitudes de onda del ultravioleta en cada uno de los polos de la tierra es captada como un "halo" luminoso marcando la aurora oval. A longitudes de onda del ultravioleta medio y cercano, una diferente clase de imágenes emergen. Cuando las emisiones son esparcidas, vistas desde el espacio, se visualizan como concentraciones de ozono. Lo más dramático es la observación del agujero de ozono en la Antártida.

Actualmente se sabe que la capa de ozono esta reduciendo gradualmente su espesor y con ello las características filtrantes de rayos ultravioletas. Esto se debe a las emisiones contaminantes tales como los aerosoles que descomponen las moléculas de ozono. Los medios informativos actualmente nos dan a conocer los niveles de ultravioleta previniendo con esto a la sociedad e induciéndole al uso de cremas y aceites filtrantes para la piel, sin decir directamente qué es lo que está sucediendo en nuestra atmósfera y de esta forma no ser alarmistas.

Con lo antes expuesto, nos damos cuenta de la necesidad de estudiar las radiaciones solares, a la par con otros parámetros climáticos y atmosféricos, principalmente en la superficie terrestre para prevenir los efectos nocivos que las emisiones contaminantes están provocando.

Una de estas necesidades es el desarrollo de equipo o instrumentos mediante los cuales podamos medir estas variables atmosféricas, determinados así parámetros como: radiación solar, proporciones de gases contaminantes producidos por combustión, características del aire, del agua, precipitación pluvial, humedad relativa, dirección y velocidad del viento, presión atmosférica, etc.

Analizadores de todo tipo de parámetros atmosféricos son fabricados e importados a un costo elevado; de aquí la necesidad de diseñar y construir este tipo de analizadores aunque algunos de ellos no nos sea posible construir por los límites, en el mercado, de refacciones, otros serán más factibles de realizar a un costo menor y posiblemente con mejores características según las aplicaciones y necesidades en materia atmosférica. La mayor parte de los parámetros atmosféricos nos servirán para prever y encontrar soluciones a la contaminación atmosférica y ambiental si es posible, a corto plazo.

INTRODUCCIÓN

El diseño desarrollado en esta tesis es la elaboración de un equipo de análisis atmosférico que nos dará parámetros de radiación solar, mediante los cuales observaremos de forma indirecta los cambios en las capas atmosféricas, con respecto al flujo de estas radiaciones. Por ello, en el capítulo 1 debido a que se trata de las radiaciones solares, se desarrolla en forma resumida la teoría fundamental de las características de las radiaciones electromagnéticas en general y los instrumentos de medición utilizados desde tiempo atrás para las mediciones de intensidades de potencia solar interceptadas por la superficie terrestre.

El capítulo 2 es un estudio del efecto fotón desde el punto de vista electrónico. En este capítulo se hace énfasis de las características de los sensores de tipo semiconductor así como el fotodiodo de unión utilizado como elemento sensor de radiación solar.

En el capítulo 3 se desarrolla el diseño en cuestión explicando sus características electrónicas y procedimientos de estandarización con un patrón proporcionado por el Instituto Mexicano del Petróleo.

El apéndice A trata sobre el concepto de reflectividad solar en diferentes superficies; también de como debe instalarse el radiómetro como parte de una estación meteorológica, conectándose directamente a la unidad de procesamiento o pasando por alguna unidad de adquisición de datos. Se mencionan algunas características propias del diseño para otras aplicaciones, en cuestión de análisis espectral, en equipos como espectrofotómetros o analizadores de gases. Por último, se proporciona una tabla de conversión de unidades luminosas.

El apéndice B, contiene fundamentos teóricos esenciales para comprender de forma clara y concisa, la configuración del amplificador operacional utilizado en el diseño del radiómetro.

En el apéndice C se presentan las características eléctricas de cada uno de los circuitos integrados utilizados en el diseño del radiómetro total y ultravioleta.

En la actualidad, el término radiación solar se usa para describir radiaciones emitidas por el sol en el margen espectral que va del infrarrojo pasando por el infrarrojo cercano, el visible y el ultravioleta. Las diferentes regiones son descritas por su rango de longitud de onda desde los 200 nm a los 4 000 nm. La siguiente es una lista de los componentes de radiación solar terrestres y sus rangos aproximados de longitud de onda:

Ultravioleta:	200 - 390	nm
Visible:	390 - 780	nm
Infrarrojo cercano:	780 - 4 000	nm
Infrarrojo:	4 000 - 100 000	nm

En la superficie terrestre en un día claro, a mediodía, la radiación de un haz directo será de aproximadamente $1\,000\text{ W/m}^2$ para muchos lugares.¹

El rango espectral en cuestión se encuentra entre los 200 nm y los 1100 nm, esto es, desde el ultravioleta pasando por la región visible y una pequeña región del espectro de longitud de onda larga del infrarrojo. El otro rango de análisis es definido como radiaciones ultravioleta y éstas en nada difieren de las del espectro visible, que ellas prolongan por su extremo de menor longitud de onda, sino por el hecho de que la excesiva frecuencia de sus ondas les impide excitar convenientemente el órgano de la vista.

El espectro ultravioleta (UV) marca la transición entre el espectro visible y el de los rayos X. Es fácil comprender que, aunque en grado menor que éstos, las variaciones UV ejerzan acciones químicas (descomposición, oxidación, etc.) y tengan efectos destructivos en la materia orgánica. El espectro electromagnético para el ultravioleta es considerado desde los 10 nm a 400 nm, esto es, entre las longitudes de onda del espectro visible y rayos X. La

¹ The Eppley Laboratory, Inc. Catálogos y teoría de medidores de radiación.

contraparte del ultravioleta se extiende más allá de la longitud de onda que marca el final del espectro visible 780 nm, esto es, el infrarrojo. Las longitudes de onda del ultravioleta actualmente se encuentran subdivididas en las siguiente forma.²

Ultravioleta cercano.- Región que se extiende desde el límite de onda corta de la visión humana hasta cerca del límite de longitud de onda corta de la ultravioleta solar que alcanza la superficie de la Tierra. Los límites son aproximadamente de 400 nm a 300 nm.

Ultravioleta medio.- Cubre la región desde 300 nm a 200 nm que es aproximadamente la región entre el límite de longitud de onda corta solar que alcanza el suelo y el comienzo de la fuerte absorción molecular del oxígeno. La mayor parte de la radiación solar en este rango es absorbida en la atmósfera por el ozono.

Ultravioleta lejano.- Esta región se extiende desde el comienzo de la fuerte absorción molecular del oxígeno hasta cerca del límite de disponibilidad de materiales de vidrio, o sea, el límite de transmisión de fluoruro de litio. El rango usado aquí se extiende desde los 200 nm a 100 nm.

Ultravioleta vacío.- Esta región incluye longitudes de onda entre los 200 nm y 10 nm. El vacío en el nombre se refiere al hecho de que la calibración de los instrumentos son usualmente colocados bajo vacío para obtener suficiente luz de transmisión en esta región.

Ultravioleta extremo.- Es definido como de los 100 nm a 10 nm. Esta radiación solar es responsable de la fotoionización a altitud de la ionósfera.

² Huffman, Robert. Atmospheric ultraviolet remote sensing. p. 8

1.2.3 Medidores de radiación solar

Para medir la cantidad de radiación solar que incide sobre un determinado punto en la superficie terrestre se utilizan diversos tipos de dispositivos, los cuales tienen siempre como principio de funcionamiento la conversión de la radiación solar en algún tipo de energía como puede ser: energía eléctrica, energía calorífica, etc.

Para lograr la conversión de radiación se utilizan celdas solares, uniones bimetálicas, efectos térmicos de cambio en las propiedades de la materia y cualquier dispositivo sensible al calor o a la radiación, es susceptible de ser adaptado a un instrumento medidor de la radiación solar.

Los instrumentos, las mediciones o el análisis de datos son aspectos esenciales en la comprobación o generación de teorías y modelos. Un instrumento se define como una combinación de elementos capaces de desarrollar tres etapas: el sentido, la transformación o transmisión de la información y la representación de los datos. (Fig. 1.5)

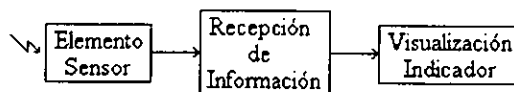


Figura 1.5 Elementos de un instrumento.

Estas tres etapas no necesariamente se tienen que encontrar físicamente en componentes individuales. En un instrumento todo puede estar combinado en una sola entidad, o bien, cada elemento puede constar de varios dispositivos como el caso de una estación climatológica remota, donde los elementos sensores capturan la información y los datos son representados en una computadora.

Una medición, en el sentido estricto, es la evaluación de una cantidad física en forma numérica usando un instrumento.

Para medir la radiación solar incidente sobre un punto, se utilizan aparatos llamados **piranómetros** (Fig. 1.6), los cuales a través de un hemisferio de material transparente colectan la radiación directa y difusa. La caja que soporta el hemisferio, en la fig. 1.6 representa el sistema convertidor de radiación a algún tipo de energía.

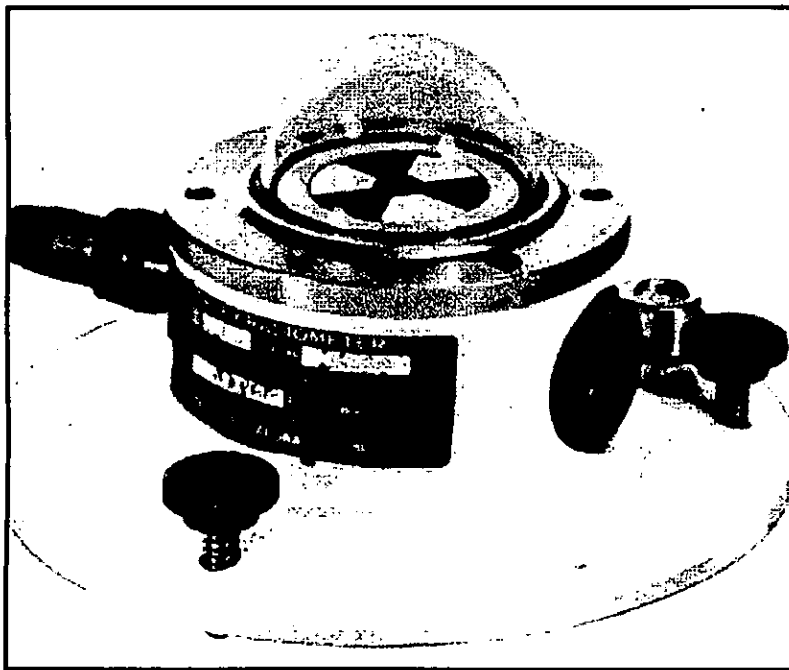


Figura 1.6 Piranómetro (Foto cortesía de laboratorios Eppley).

El elemento sensor contenido en ésta caja, comúnmente usado aún en la actualidad, es la termopila, es un elemento que se compone de varios pares termoeléctricos diminutos (termopares) conectados en serie y extremadamente sensibles a la radiación, la diferencia de potencial se produce por el hecho de que la densidad de electrones libres en los metales difiere de uno a otro, los electrones se difunden de uno a otro produciendo una corriente eléctrica en un circuito de carga.

En la actualidad se usan elementos sensores contruidos de material semiconductor el cual se estudiará con más detalle en el capítulo 2.

El instrumento que se utiliza para medir la radiación incidente directamente del sol se le llama **pirheliómetro** que consta de un tubo parecido al de un telescopio, el cual debe de ser enfocado en dirección al sol para que la radiación penetre hasta el sensor (Fig. 1.7). La abertura angular entre el diámetro de la boca del tubo y el punto donde se encuentra el elemento sensor debe medir $5^{\circ} 43' 30''$, de esta manera es posible captar hasta la corona solar únicamente.

El pirheliómetro cuenta generalmente con un dispositivo electrónico que le permite seguir al sol en forma continua, por lo que se puede llevar a cabo un registro de la radiación directa normal a lo largo del día. Los datos obtenidos por el pirheliómetro son generalmente usados para el cálculo y diseño de concentradores para la producción de energía calorífica y eléctrica.

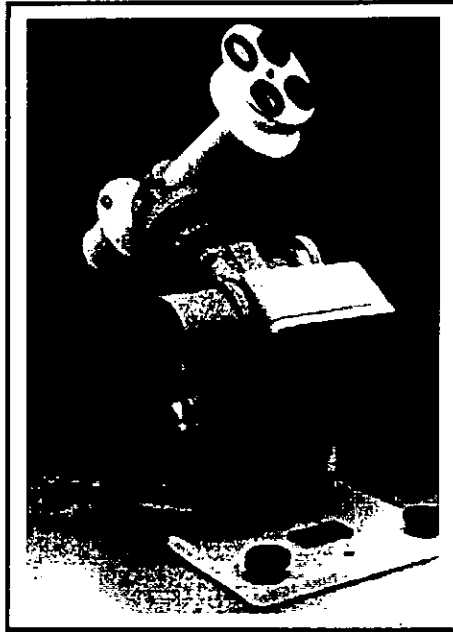


Figura 1.7 Pirheliómetro (foto cortesía de laboratorios Eppley)

Un tercer instrumento muy empleado y antiguo es el que se conoce como **heliógrafo**, el cual sirve para medir las horas de asoleamiento en un lugar. Este instrumento está constituido por una lente esférica que produce una imagen del sol sobre papel tratado químicamente. El papel se quema cuando el valor de la radiación está por encima de 120 W/m^2 . La longitud del papel quemado es un índice del número de horas de sol brillante. Debe apuntarse que el heliógrafo no mide la radiación solar, solamente proporciona los intervalos de tiempo en el día en que la radiación está por encima de un mínimo establecido.

Tanto los piranómetros como los pirheliómetros miden la cantidad de radiación solar instantánea incidente sobre un punto, es decir, en el preciso instante de la medición; sin embargo, se pueden obtener promedios a través de intervalos de tiempo que van desde un día entero hasta un año. Para esto hay que mantener los dispositivos en medición continua durante todo el tiempo en que se quiere promediar la radiación incidente.

1.2.4. Estándares de radiación solar

Cavidades de autocalibración pirheliométricas son usadas para definir la escala de radiación solar. Este tipo de instrumento es construido para obtener valores de radiación absoluta en unidades del estándar internacional (SI) empleando métodos de sustitución eléctrica. Un grupo selecto de estos instrumentos es reconocido por el grupo de estándar mundial (**WSA World Standard Group**) sustentado por el Centro de Radiación Mundial (**WRL World Radiation Center**), en Davos Suiza. Usando este grupo de instrumentos se determina periódicamente la Referencia Mundial de Radiación (**WRR World Radiation Reference**). Todos los instrumentos son calibrados por comparación con esta referencia (**WRR**).

La calibración de un piranómetro y de un pirheliómetro es trazada por cavidades de autocalibración pirheliométricas estándar que participan en la Comparación Internacional de Pirheliómetros (**IPC International Pyrheliometric Comparison**) cada cinco años.

La calibración de un radiómetro de ultravioleta total es trazado por el Instituto Nacional de Estándares y Tecnología (**NIST National Institute of Standards and**

Technology) por medio de comparaciones en luz solar con un grupo de estándares de referencia, que en turno se compara con instrumentos comerciales.

La calibración de un radiómetro infrarrojo de precisión (**pirgeometro**) es trazada por un cuerpo negro de baja temperatura de precisión por la Escala de Temperatura Práctica Internacional (**IPTS International Practical Temperature Scale**).

CAPÍTULO

2

EL EFECTO FOTÓN

La radiación solar, como las radiaciones de origen nuclear, afectan a la materia produciendo principalmente ionización en sus átomos. Entonces, es lógico pensar que si uno logra detectar esa ionización puede darse cuenta de que allí hubo una radiación. Por lo tanto, es importante conocer cómo la radiación interacciona con la materia, pues esto permitirá diseñar adecuadamente los detectores. Teniendo en cuenta que cualquier material consiste sólo de núcleos y electrones, las radiaciones chocan con ellos al azar. Como hay más electrones que núcleos, es mucho más probable que las radiaciones se encuentren con electrones que con núcleos y, por lo tanto, la ionización predomina. La ionización es la acción de separar completamente a un electrón del resto del átomo, requiere energía. La unidad de energía que se usa en estos casos es el electrón-volt (eV), que es la energía cinética que adquiere un electrón al atravesar por una diferencia de voltaje de 1 volt. Por ejemplo, considerando que la energía de amarre de un electrón de un átomo determinado es 13.6 eV, para ionizar dicho átomo debemos impartirle esta energía o más. La acción de ionizar un átomo rompe su equilibrio eléctrico. Queda un electrón libre por un lado y; por el otro, un átomo al que le falta un electrón, por lo tanto, obtiene carga neta positiva y se le llama ion positivo. Este fenómeno es explicado aplicando la teoría corpuscular en el efecto fotoeléctrico y su demostración experimental. Posteriormente, se desarrolla un estudio sobre

materiales semiconductores, así como uniones semiconductoras tipos PN influenciados por el efecto fotón y, por último se estudia el fotodiodo de unión.

2.1 Efecto Fotoeléctrico

A fines del siglo XIX se descubrieron fenómenos que no habían podido ser explicados por la teoría ondulatoria de la luz. Así, en 1887 se observó que una descarga entre dos electrodos se lograba más fácilmente cuando se irradiaba el cátodo con luz ultravioleta. En 1889 se hizo un experimento con el que se mostró que al iluminar superficies metálicas con la luz de onda corta éstos emitían electrones. El experimento se hizo según el arreglo de la Fig. 2.1. En un tubo al vacío se encuentra una placa metálica (P), al incidir la luz de onda corta (L) sobre la superficie metálica, ésta emite electrones que son captados por la rejilla (R) que está conectada a un potencial positivo (V). El galvanómetro (A) indica el paso de la corriente.

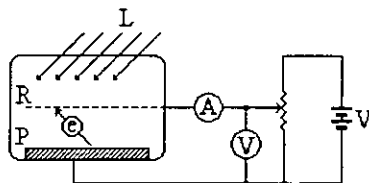


Figura 2.1

Cada metal emite electrones a partir de una longitud crítica de onda de la luz incidente, los alcalinos emiten electrones con luz visible corta. En otros metales se logra este efecto con rayos ultravioleta y para otros se necesita rayos X o γ . A menor longitud de onda (o a mayor frecuencia) se nota mejor el efecto. Según Planck, se sabe que la energía de la luz es

directamente proporcional a la frecuencia, o sea:

$$E = hf$$

2.1

donde:

$$h = \text{cte. de Planck} = 6.6 \times 10^{-27} \text{ erg seg}$$

f = frecuencia del fotón

Si se aleja la fuente luminosa a una distancia considerable, se nota la disminución de la cantidad de electrones emitidos por la superficie pero su velocidad y su energía no disminuyen. La emisión es instantánea si se usa una frecuencia igual o mayor que la crítica, aún cuando la luz es prácticamente imperceptible. Que la energía de los electrones no aumenta al aumentar la intensidad de la luz fue demostrado por deflexión magnética o por la longitud de las trayectorias en la cámara de Wilson.

La teoría ondulatoria de la luz no puede explicar este fenómeno puesto que, según ella, con luz tenue habría que esperar cierto tiempo hasta que los electrones hayan adquirido la energía suficiente para escapar de la superficie metálica. Este efecto, llamado **efecto fotoeléctrico**, fue explicado por Einstein de la siguiente manera:

La luz se comporta como si fuera constituida de corpúsculos o cuantums de energía llamados, por Einstein, **fotones**. Éstos, según Planck, tienen una energía $E = hf$. Como se verá más adelante al fotón, aparte de su energía, se le puede asignar una masa y un impulso expresados en la forma siguiente:

La masa:

$$m = \frac{hf}{c^2} \quad 2.2$$

donde:

$$c = \text{velocidad de la luz} = 3 \times 10^8 \text{ m/seg}$$

El impulso:

$$I = \frac{hf}{c} = \frac{h}{\lambda} \quad 2.3$$

Así, por ejemplo, sabiendo que $1 \text{ ev} = 1.6 \times 10^{-12} \text{ erg}$, a un fotón de energía 6.3 eV le corresponde:

$$m = \frac{1.008 \times 10^{-11} \text{ erg}}{9 \times 10^{20} \text{ cm}^2 / \text{seg}^2}$$

$$m = 10^{-32} \text{ gr}$$

$$I = \frac{1.008 \times 10^{-11} \text{ erg}}{3 \times 10^{10} \text{ cm / seg}}$$

$$I = 3.36 \times 10^{-22} \frac{\text{erg}}{\text{cm / seg}}$$

Al incidir un fotón sobre la superficie metálica choca con los electrones del metal y les transmite su energía. Es algo parecido a un soplete de arena dirigido hacia una superficie de

agua. Cada arenilla al chocar con el agua arranca una gota, cuya energía es igual al del grano de arena incidente, menos la energía que perdió la gota al vencer la cohesión con el cuerpo de agua al que perteneció.

El fotón incidente entrega su energía a un electrón que para salir de la superficie metálica tiene que vencer la **función de trabajo**. Es una barrera en forma de potencial que tiene que vencer el electrón al salir de la superficie metálica. En una forma elemental se puede explicar como sigue:

El electrón, como carga negativa, en el momento de salir de la superficie metálica produce por influencia en el metal una carga positiva igual a la del electrón. (ver Fig. 2.2)

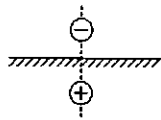


Figura 2.2

Para alejarse de la superficie tiene que vencer la atracción de la carga positiva para lo cual hace un trabajo llamado función de trabajo, designada por W_0 .

El fenómeno que acabamos de describir es mucho más complicado, lo que se desprende del hecho de que cada metal tiene su función de trabajo.

La energía , $E = h f$, que absorbe el electrón en la interacción con un fotón se divide en dos partes:

La 1a. Para vencer la función de trabajo W_0

La 2a. Como energía cinética del mismo electrón una vez escapado del metal.

Por lo tanto se puede escribir:

$$hf = W_0 + \frac{mv^2}{2} \quad 2.4$$

La energía cinética con la que escapa el electrón es:

$$\frac{mv^2}{2} = hf - W_0$$

Cada metal tiene su W_0 característico. Así, por ejemplo, el platino y el cesio tienen:

$$W_{0Pt} = 6.3 \text{ eV}$$

$$W_{0Cs} = 1.95 \text{ eV}$$

Si tenemos luz monocromática de $\lambda = 2 \text{ \AA} = 2 \times 10^{-8} \text{ cm}$ se puede calcular la energía cinética del electrón emitido por una placa de Pt.

Conociendo λ se puede calcular f :

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \times 10^{10} \text{ cm / seg}}{2 \times 10^{-8} \text{ cm}}$$

$$f = 1.5 \times 10^{18} \text{ seg}^{-1}$$

La energía del fotón será:

$$E = hf = 6.6 \times 10^{-27} \text{ erg. seg.} \times 1.5 \times 10^{18} \text{ seg}^{-1}$$

$$E = 10^{-8} \text{ erg}$$

Expresando en eV tenemos:

$$E = 6\,250 \text{ eV}$$

Si comparamos la energía del fotón que es 6 250 eV con la función de trabajo W_0 del Pt, que es 6.3 eV, ésta última es despreciable comparada con la energía del fotón y, todavía más, si se trata de Cs con una $W_0 = 1.45 \text{ eV}$. Por consiguiente, se puede decir, para este caso, que la energía cinética del electrón es sensiblemente igual a la energía del fotón:

$$\frac{mv^2}{2} = 6\,250 \text{ eV}$$

Para Pt, $W_0 = 6.3 \text{ eV}$, corresponde a 0.1% de 6 250 eV

Para Cs, $W_0 = 1.95 \text{ eV}$, corresponde a 0.031% de 6 250 eV

En casi todos los casos se puede despreciar W_0 con relación a la energía del fotón y se puede escribir:

$$\frac{mv^2}{2} = hf \quad 2.5$$

La verificación experimental del efecto fotoeléctrico fue hecho por Millikan en 1916 y usó el arreglo que se muestra en la Fig. 2.3. Dejó incidir sobre una placa de Cs una luz monocromática de $\lambda = 2\text{A} = 2 \times 10^{-8} \text{ cm}$. Los fotones correspondientes tienen una energía, según fue calculado anteriormente, de $E = h\nu = 6\,250 \text{ eV}$.

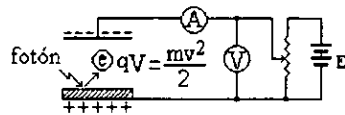


Figura 2.3

Al incidir estos fotones sobre la placa ésta emite, por el efecto fotoeléctrico, electrones con esta misma energía, en forma de energía cinética:

$$\frac{mv^2}{2}$$

Se ajusta el voltaje (V) con un valor tal que los electrones no puedan llegar a la placa negativa. Para este caso será:

$$qV = \frac{mv^2}{2} \quad 2.6$$

El voltaje necesario para impedir el flujo de electrones hacia la placa (negativa) era precisamente 6 250 volts., que corresponde exactamente al voltaje calculado como se muestra a continuación:

La energía de los electrones y los fotones es:

$$E = hf = \frac{mv^2}{2} = 6\,250 \text{ eV}$$

Que es igual a:

$$qV = 6\,250 \text{ eV}$$

$$V = \frac{6\,250\text{ eV}}{q\text{ (electro'n)}}$$

$$V = 6\,250\text{ Volt}$$

La manera en que se demuestra que las partículas desprendidas de los materiales son electrones, es usando el siguiente arreglo experimental (Fig. 2.4) * :

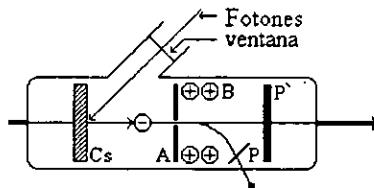


Figura 2.4

Se trata de un tubo al vacío con una ventana donde pueden entrar los fotones. Al caer éstos sobre la placa de Cs, ésta emite electrones que se aceleran hacia el ánodo (A) con un potencial positivo. Al pasar por un orificio en A, llegan a una placa (P') conectada a un electrómetro que los identifica como partículas cargadas negativamente. Después se aplica un campo magnético (B) y eléctrico (E) que las desvía y, según el experimento de Thomson, se determina su carga específica con un valor de:

$$\frac{q}{m} = 5.3 \times 10^{17} \frac{\text{st coul}}{\text{gr}}$$

con lo que quedan identificados como electrones.

* Boletín de la Sociedad Mexicana de física. Curso de Física Nuclear 3ª Parte. p. 14.

2.2 Conceptos básicos de semiconductores

Los electrones pueden fluir casi libremente en materiales conductores, no así en materiales aislantes, más un tercer material conocido como semiconductor puede presentar ambas propiedades y comportarse como conductor o como aislante.

Las características comunes de los conductores, los aisladores y los semiconductores se pueden explicar mejor de acuerdo con el concepto de bandas de energía. La Fig. 2.5 muestra los diagramas de las bandas de energía de un conductor, un aislador y un semiconductor.

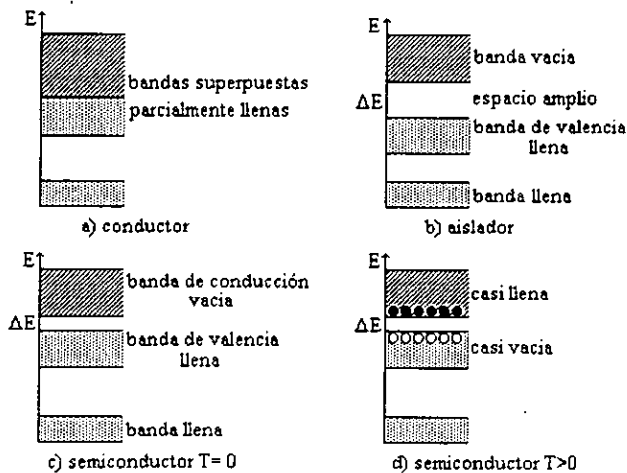


Figura 2.5

Las corrientes pueden sólo fluir en cristales que contienen una banda parcialmente llena de electrones. Los electrones de una banda totalmente llena no pueden portar ninguna corriente. Para comprender mejor este concepto imaginemos un átomo donde su última capa orbital se encuentra llena; a este átomo se le llama de capa cerrada y no hay actividad electrónica (electrones compartidos con otros átomos). Si la última capa no está completamente llena, los electrones son compartidos con otros átomos, lo cual da actividad electrónica. Por lo tanto, una banda parcialmente llena (electrones compartidos entre átomos) contribuye a la conducción y una banda llena no lo hará, como es el caso del aislante. Utilizando este concepto se pueden explicar las conductividades eléctricas de metales, aisladores y semiconductores.

Un metal contiene siempre una banda parcialmente llena y la ocupación de los estados se altera con facilidad para producir una corriente mediante la aplicación de un campo eléctrico. En los aisladores, a temperaturas hasta de varios cientos de grados Kelvin, y en los semiconductores, a temperaturas cercanas al cero absoluto, todas las bandas están por completo, llenas o vacías. La banda llena más alta recibe, por lo común, el nombre de **banda de valencia** y la vacía, que queda inmediatamente por encima de ésta, se denomina **banda de conducción**.

Las conductividades intermedias de los semiconductores a la temperatura ambiente se deben a la excitación térmica de los electrones de la banda de valencia, a la banda de conducción. Sin embargo, se excitan mucho más electrones hacia la banda de conducción a temperaturas ambientes que a temperaturas bajas. Obsérvese que, excepto para la magnitud del intervalo de energía vacío entre las bandas de valencia y conducción, los aisladores y los semiconductores tienen diagramas de banda semejantes. Por tanto, un semiconductor frío se comporta como un aislador caliente.

2.2.1 La unión P-N

En la figura 2.5 d) se han creado por excitación térmica, en la banda de valencia, huecos por transición de electrones a la banda de conducción. Al espacio entre estas bandas se le llama **banda prohibida**. A la creación de huecos en la banda de valencia y la presencia de electrones en la banda de conducción se le llama **portadores intrínsecos** de carga. Se dice intrínseco porque éstos han sido creados en un material semiconductor idealmente puro. La incorporación de átomos extraños o impurezas a un material semiconductor intrínseco se le conoce como **semiconductor extrínseco**. Un cristal que contenga niveles de impurezas donadoras en la banda cercana a la banda de conducción o niveles de impurezas aceptoras cercanas a la banda de valencia, se denomina Tipo N o Tipo P, respectivamente, según sea la impureza de mayor concentración. A un cristal semiconductor, al cual se le han agregado impurezas donadoras del grupo cinco de la tabla periódica como el fósforo, arsénico y el antimonio se le conoce como **semiconductor tipo N**. Igualmente a aquel semiconductor al cual se le agregan impurezas aceptoras del grupo tres como boro, aluminio, galio, indio se le conoce como **semiconductor tipo P**. Cuando en un cristal semiconductor existen impurezas de ambos tipos, la conductividad es invariablemente mayor que la referente a un semiconductor puro o intrínseco a la misma temperatura, debido a los portadores de carga adicionales originados por los átomos de impurezas y, en general, mientras más grande es la concentración de impurezas, tanto mayor es la conductividad.

La siguiente situación ilustrada en la Fig. 2.6 capta una idea general del comportamiento de un semiconductor con impurezas donadoras (tipo N) y aceptoras (tipo P) en condiciones de polarización:

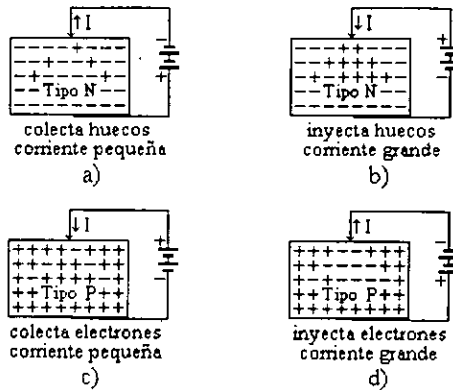


Figura 2.6

Definamos primero a los portadores de carga en el material semiconductor extrínseco. En un semiconductor tipo N existirá un exceso de electrones consecuencia de la contaminación donadora y, por lo tanto, a este exceso de carga (-) se le llama **portadores mayoritarios** y a los pocos huecos (+) que aún existen se les denomina **portadores minoritarios**. Contrariamente a un semiconductor tipo P, los portadores mayoritarios son los huecos y los minoritarios los electrones.

Cuando un semiconductor (N ó P) se polariza de tal manera que atraiga hacia la punta de prueba a los portadores minoritarios, vaciando la región adyacente a ella de estos portadores, se llega a un estado estacionario en que los portadores minoritarios se difunden desde el interior del cristal, con la suficiente rapidez para satisfacer el déficit causado por su desaparición en las puntas de prueba. En estas condiciones, esta corriente de portadores minoritarios es la única que puede fluir por la punta de prueba y, puesto que es muy pequeño el abastecimiento de portadores minoritarios del cristal, el flujo de la corriente se reduce mucho y es relativamente independiente del voltaje de polarización inversa. Esta situación se ilustra en la Fig. 2.6 (a) y (c). Cuando el voltaje de polarización se invierte para

atraer a portadores mayoritarios a la punta de prueba se encuentra que, además del flujo de estos hacia ella, se inyecta un exceso de portadores minoritarios a la muestra en el conducto de puntas. En esta forma de operación, fig. 2.6 (b) y (d), la corriente fluye con facilidad y se pueden alcanzar flujos de corriente relativamente grandes con pequeños voltajes de polarización.

Ahora centraremos la atención en el estudio de sustancias dentro de las cuales la densidad de impureza puede variar de un punto a otro y, en particular, en muestras que contienen una región extrínseca tipo N y una región extrínseca tipo P separados por una zona de transición relativamente angosta (ver Fig.2.7). Esta región angosta de transición se denomina **unión PN** y con ella se asocian propiedades físicas sorprendentes que, aunque tienen interés específico desde un punto de vista puramente fundamental, poseen una importancia primordial, ya que constituyen la base de operación de los dispositivos electrónicos semiconductores.

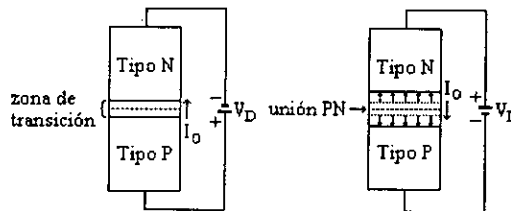


Figura 2.7

Estudieemos el comportamiento de la unión PN al aplicarle una diferencia de potencial externa. Las principales características son: su comportamiento como conductor para una tensión aplicada con una polaridad y como mal conductor cuando la tensión aplicada tiene polaridad opuesta. Al aplicar la tensión V_D el equilibrio existente en la zona de

transición se rompe, apareciendo corrientes cuya magnitud y sentido dependen de la tensión aplicada.

Si conectamos la fuente de tensión continua (V_D) como se indica en la Fig. 2.7a, dicha conexión recibe el nombre de **polarización directa**. Como resultado de esta polarización, los electrones libres se mueven con más facilidad del lado N hacia el lado P de la unión, mientras que los huecos se mueven del lado P al N. Para que suceda esto, la polarización directa provoca una reducción de la altura de la zona de transición produciendo un gran incremento del flujo por difusión de los portadores mayoritarios hacia la unión, produciéndose una corriente de electrones de la zona N hacia el borde positivo de la tensión V_D y, por lo tanto, da lugar a una corriente eléctrica convencional como se ve en la Fig. 2.7a.

En **polarización inversa**, los huecos se dirigen a la zona P y los electrones a la zona N, produciéndose un ensanchamiento de la zona de transición. El resultado es que fluye una pequeña corriente debida únicamente a los pares electrón-hueco, que se generan en el cristal como resultado de esta polarización y debido al ensanchamiento de la zona de transición, en el circuito externo no existe idealmente corriente eléctrica.

A la unión anteriormente analizada brevemente, se le conoce comúnmente como **diodo semiconductor**.

Conviene aquí mencionar el efecto fotoeléctrico interno que se refiere a un fenómeno que sucede en cristales (p. ej. Diamante, silicio, germanio). Al incidir un fotón en un cristal, los electrones se desprenden de la estructura cristalina y se vuelven libres, y el cristal se convierte en conductor. Nos referiremos especialmente a este fenómeno que se presenta en uniones semiconductoras de silicio, ya que este es el utilizado para la construcción de sensores fotoeléctricos.

2.2.2 Fotoconductividad en semiconductores

La liberación de electrones de la banda de valencia a la banda de conducción en los semiconductores puede crearse por iluminación del material con una frecuencia tal que la energía del fotón hc/λ sea igual o sobrepase a la banda prohibida Δe . En estas condiciones, los fotones incidentes tienen la suficiente energía para romper los enlaces de la red, liberando electrones libres y dejando huecos en los sitios de excitación. Los electrones y los huecos en exceso se crean de esta manera en pares, contribuyendo a la conductividad del cristal que luego se incrementa bajo la iluminación, siendo el aumento proporcional a la intensidad de la luz. Este fenómeno se denomina **fotoconductividad** y es muy característico de todos los semiconductores. Puesto que en la creación de cada par electrón-hueco se absorbe un fotón, la luz con una longitud de onda lo suficientemente corta para que la energía del fotón sobrepase Δe , se absorberá con mucha fuerza dentro del cristal. Por otra parte, la luz con una longitud de onda mayor, cuya energía del fotón es inferior a Δe , no puede crear pares electrón-hueco y raramente se absorbe. Por tanto, el espectro de absorción de un semiconductor se caracteriza siempre por un cambio muy rápido en el coeficiente de absorción, a una longitud de onda que corresponde a la energía del fotón Δe , teniendo el cristal una mayor fuerza de absorción para longitudes de onda más corta y siendo casi transparente para longitudes de onda más largas, como se ilustra en la Fig. 2.8a. La región de transición brusca de la opacidad a la transparencia se denomina **borde de absorción**.

En el silicio, el borde de absorción se produce en el infrarrojo cercano a aproximadamente $\lambda = 1.13\mu$ correspondiendo a $\Delta e = 1.12$ eV. La banda de energía prohibida Δe se puede determinar con precisión en el espectro de absorción, midiendo la longitud de onda a la que se produce el borde de absorción. En la Fig. 2.8b se muestra la respuesta fotoconductiva de un semiconductor a la luz con una longitud de onda lo suficientemente corta para crear pares electrón-hueco.

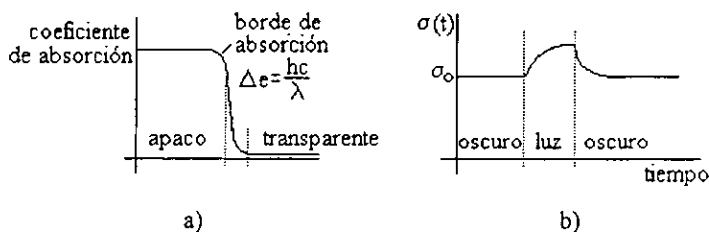


Figura 2.8

Los portadores excedentes también se pueden crear en cristales semiconductores por medio de haces de partículas de alta energía (electrones, protones, partículas α) rayos X, radiación γ y mediante contactos metal-semiconductor debidamente polarizados o uniones PN (diodos) como es de esperar.

2.3 El Fotodiodo

Los fotodiodos de silicio son construidos de una sencilla oblea de cristal de silicio, como la usada en la fabricación de diodos rectificadores o de señal e igualmente de circuitos integrados. La diferencia principal es que los fotodiodos requieren silicio de alta pureza. Esta pureza está directamente relacionada a su resistividad; una alta resistividad indica una alta pureza.

Una sección transversal de un fotodiodo típico de silicio se muestra en la Fig. 2.9. Se forma una región P sumamente impurificada, mediante la aleación de un trozo de impurezas (usualmente boro), sobre una oblea de silicio tipo N con un contenido moderado de impurezas donadoras. Con frecuencia, la región completamente impurificada se identifica como región P⁺. Durante el ciclo de calentamiento, en el que se forma la unión P⁺N, se acostumbra soldar

la oblea de silicio a una base metalizada que lleva impurezas donadoras. El objetivo es establecer un contacto **óhmico** entre el silicio y la base metalizada. Evidentemente, una soldadura que contenga impurezas receptoras tenderá a disolver parte del silicio y a depositar una capa recristalizada P^+ cuando se enfría para formar la segunda unión NP^+ , cuya naturaleza sería indeseable, no óhmica. Por lo tanto, se acostumbra utilizar una soldadura que contenga una pequeña concentración de impurezas donadoras. En este caso, se forma una capa recristalizada de N^+ teniéndose una unión NN^+ .

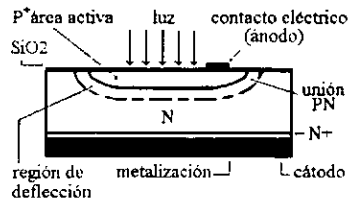


Figura 2.9

La estructura resultante es un dispositivo P^+NN^+ pero a densidades de corriente baja, tales como los que se encuentran en la condición de polarización inversa o una pequeña polarización directa, la unión NN^+ actúa en forma algo semejante a una unión NP que tiene una corriente de saturación extremadamente grande y, por tanto, características de rectificación muy deficientes, aproximándose así al comportamiento de un contacto óhmico. Sin embargo, a valores más elevados de voltaje de polarización directa, la unión P^+N inyecta un gran número de huecos en exceso y si la concentración de éstos es de mayor o del mismo orden de magnitud que la densidad de electrones de equilibrio dentro de la región central N moderadamente impurificada, entonces las concentraciones totales de electrones y huecos en dicha región son iguales y la región se comporta en forma muy semejante a un cristal semiconductor intrínseco. La representación de altos niveles de corriente del dispositivo se justifica, entonces plenamente, como una capa intrínseca limitada a la izquierda por una unión extrínseca P^+ y a la derecha por una unión extrínseca N^+ , es decir, como un diodo PIN.

El área activa definida por la capa P' está cubierta por cualquiera de dos nitros de silicio, monóxido de silicio o dióxido de silicio para servir como protección y cubierta antirreflectiva. La metalización para prever un contacto óhmico actúa como reflector para la luz que no es absorbida, mejorando la sensibilidad a longitudes de onda larga donde el silicio tiene un bajo coeficiente de absorción.

El fotodiodo tiene dos terminales un cátodo y un ánodo. Tiene una impedancia baja en polarización directa (ánodo positivo) y una muy alta impedancia en inversa (ánodo negativo).

Si se permite que se incida luz en la unión, como se indica en la Fig. 2.9, se pueden observar voltajes y corrientes medibles. En circuito abierto, la luz que cae en las regiones P y N (P'N) crea pares electrón-hueco en exceso, en ambas regiones. El exceso de electrones creado en la región P puede difundirse a la unión y descender por la barrera de potencial (región de deflexión) hasta el lado N, en tanto que el exceso de huecos creado por excitación óptica en la región N puede difundirse hasta la unión, para pasar la barrera y entrar a la región P. Este efecto coloca una carga positiva neta en el lado P y una carga negativa neta en el lado N. La presencia de estas densidades de carga es tal que reducen el ancho de la región de deflexión (barrera de potencial). El potencial interno es ahora diferente de los potenciales de contacto y un voltaje igual a esta diferencia, aparecerá como una diferencia de potencial medible en las terminales del dispositivo. Este fenómeno se conoce con el nombre de **efecto fotovoltaico** y el voltaje de salida se denomina **fotovoltaje**. La magnitud del fotovoltaje depende de las concentraciones de portadores minoritarios en exceso en las fronteras de las regiones de carga de la unión.

Si se cierra el circuito externo conectando los electrodos (ánodo y cátodo) fluirá una corriente eléctrica en tanto exista una corriente de difusión de electrones en exceso creados ópticamente desde la región N, y una corriente de huecos en exceso creados ópticamente

desde la región P, manteniendo el ancho de la barrera menor a la inicial. Entonces, la corriente fluirá con tal que estén iluminadas las regiones del semiconductor. Es evidente que la fuente de energía que mantiene el flujo de corriente es la iluminación incidente, que sirve para crear y mantener la distribución de portadores en exceso desde un principio. En la condición de circuito abierto, la generación de densidades de corriente se incrementa iluminando el dispositivo, en tanto que las corrientes de recombinación permanecen inalteradas inicialmente.

Las corrientes de difusión no balanceadas que fluyen como resultado de esto, motivan una acumulación de carga reduciendo la barrera interna, incrementándose las corrientes de recombinación para mantener un voltaje en las terminales del dispositivo. En la condición de circuito cerrado, las corrientes generadas son siempre mayores que las de recombinación y esta corriente generada es la que constituye la fuente de la corriente que fluye en el circuito externo.

2.3.1 Modelo del fotodiodo

Un modelo del fotodiodo nos permitirá analizar los parámetros característicos del fotodiodo. (Fig. 2.10)

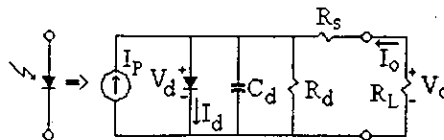


Figura 2.10

Un fotodiodo puede representarse como una fuente de corriente I_P (fotocorriente), un diodo ideal que representa el voltaje generado (fotovoltaje) V_P y elementos parásitos como la capacitancia de unión, la resistencia en derivación y la resistencia serie.

La resistencia en derivación es usualmente alta (megaohms), puede ser calculada aplicando un voltaje inverso y calculando la resistencia efectiva del fotodiodo. La resistencia serie es la resistencia de los contactos más la resistencia relacionada con la pureza del material como se mencionó al principio de la sección 2.3.

$$R_d = \infty \quad R_s = 0 \text{ comparada con } R_d \quad 2.7$$

$$R_s = \frac{(W_o - W_D)}{A_j} \rho + \text{resistencia de contactos} \quad 2.8$$

Donde:

W_o - espesor del sustrato

W_D - ancho de la región de deflexión

ρ - resistividad del sustrato

A_j - área de difusión

La resistencia serie R_s es justamente la de los contactos cuando se disminuye la región de deflexión y, por lo tanto, se considera $R_s = 0$.

El diodo actúa como un capacitor de placas paralelas cuyos límites están determinados por la región de deflexión. La capacitancia de la unión C_d depende, por lo tanto, de las variaciones de la región de deflexión. Incrementando el voltaje de polarización inversa aumenta el ancho de esta región, reduciéndose la capacitancia hasta el límite de máxima deflexión; la capacitancia se incrementa al reducirse dicha región. La capacitancia

de la unión es también función de la resistividad del silicio y del tamaño del área activa. (Ver Fig. 2.11)

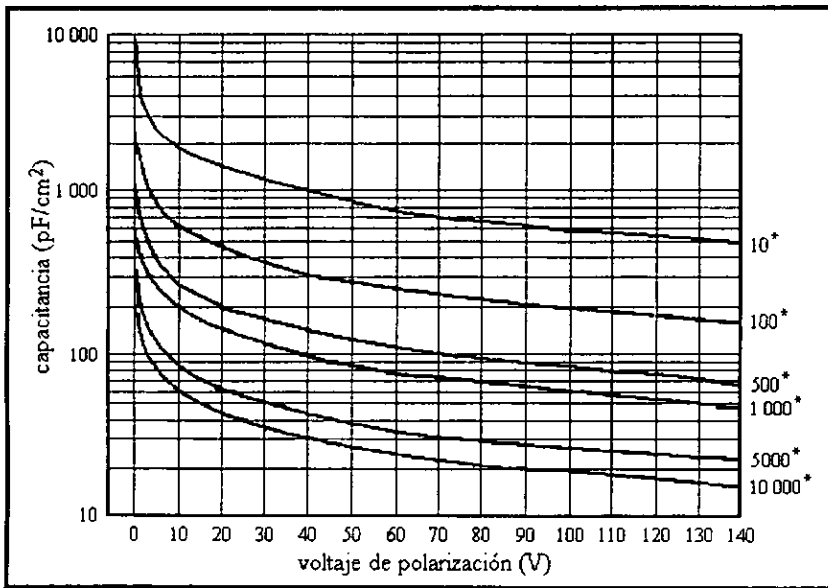


Figura 2.11 Capacitancia fotodiodo contra voltaje de polarización para varios valores de resistividad del silicio (*ohm-cm).

Sin iluminación en el fotodiodo, las curvas características son similares a las de un diodo rectificador. (Fig. 2.12) La corriente en esta condición se le llama **corriente oscura** y se expresa como:

$$I_d = I_{SAT} (e^{qV/KT} - 1) \quad 2.9$$

Dónde:

I_d = corriente oscura

I_{SAT} = corriente inversa de saturación

q = carga del electrón = 1.6×10^{-19} coulomb

V = voltaje de polarización

K = constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} j/k

T = temperatura absoluta (°K)

Iluminando al fotodiodo la curva I-V cambia por la adición de la fotocorriente.

$$I_o = I_d - I_p \quad 2.10$$

Dónde:

I_p = Fotocorriente

La corriente total en presencia de luz es:

$$I_o = I_{SAT} (e^{qV_o/KT} - 1) - I_p \quad 2.11$$

Por lo tanto:

$$V_o = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{I_o + I_p}{I_{SAT}} + 1 \right) \quad 2.12$$

Por supuesto, si la resistencia del circuito es infinita, correspondiendo a las condiciones de circuito abierto I_o se desvanece y de acuerdo con la EC.2.12, el voltaje de circuito abierto es:

$$V_o = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{I_p}{I_{SAT}} + 1 \right) \quad 2.13$$

Este es el voltaje máximo que se puede obtener del fotodiodo a un nivel dado de iluminación. Como lo indica la EC.2.12, el voltaje de circuito abierto aumenta logarítmicamente con I_p (y, por tanto, con la intensidad de iluminación) cuando $I_p \gg I_{SAT}$, el voltaje máximo es del orden del potencial interno. Si la resistencia del circuito, incluyendo la resistencia interna del fotodiodo, es cero, entonces V_O se hace tan pequeño que puede desecharse y fluye una corriente máxima de cortocircuito correspondiente a la densidad de corriente:

$$I_{cc} = -I_p \tag{2.14}$$

donde:

I_{cc} = corriente de cortocircuito

En ambos casos, la potencia entregada al circuito externo como lo expresa el producto IV es cero. De acuerdo con la EC.2.10, es evidente que mientras más grande es la fotocorriente I_p , más grande es la potencia proporcionada al circuito externo y más alta la eficiencia de conversión de energía luminica a energía eléctrica.

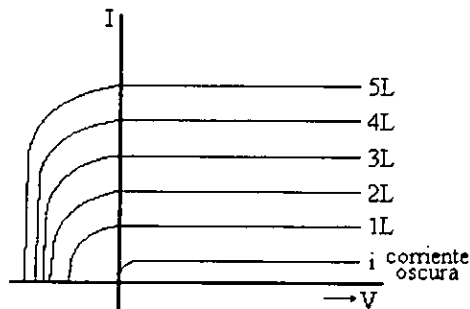


Figura 2.12 Curvas características del fotodiodo.

2.3.2 Parámetros clave del fotodiodo

Ahora, a la razón de la fotocorriente I_p en amperes, que produce una potencia P en Watt, incidente sobre el área del detector se define como **sensibilidad** y está expresada por:

$$R = \frac{I_p}{P} \text{ A/W} \quad 2.15$$

donde:

R = sensibilidad

P = potencia radiada

La capacidad de un fotodiodo para convertir energía luminosa en energía eléctrica, expresada en por ciento, se define como **eficiencia cuántica E.Q.** La eficiencia cuántica está relacionada con la sensibilidad del fotodiodo como sigue:

$$E.Q. = \frac{hc R}{q \lambda} \times 100 \% \quad 2.16$$

$$E.Q.(%) = \frac{1.24 \times 10^5 \times R(A/W)}{\lambda (nm)} \quad 2.17$$

Los fotodiodos actuales tienen su máxima respuesta espectral a los 1100nm con valores de sensibilidad que van de los 0.05 A/W a 0.7 A/W. Bajo condiciones ideales de deflexión, estructura del cristal y resistencia interna, alta calidad del silicio, fotodiodo de diseño óptimo, es capaz de aprovecharse el 80% de E.Q. La siguiente tabla de referencia representa a E.Q. de 100%, con sensibilidad de un fotodiodo **ideal** en el rango 200nm - 1100nm de longitud de onda.

Long. de onda (nm)	Sensibilidad a 100% de E.Q. A/W
200	0.161
300	0.242
400	0.323
500	0.403
600	0.484
700	0.565
800	0.645
900	0.726
1000	0.806
1100	0.887

La longitud de onda de la radiación a ser detectada es un parámetro muy importante a éste se le llama **rango espectral**. Como se ve en la Fig. 2.13, el silicio llega a ser transparente a radiaciones de longitud de onda arriba de los 1100 nm. Por lo tanto, no es conveniente para el uso a longitudes de onda apreciablemente largas que ésta. Al contrario, la luz ultravioleta es absorbida en los primeros 100nm incluso la más cuidadosa preparación superficial permite a algunas superficies dañarse, reduciéndose la colección eficiente para estas longitudes de onda, reduciéndose la respuesta espectral del dispositivo. Es normal aplicar capas antirreflectivas que aumentan la respuesta (por arriba del 25%) de la longitud de onda requerida. Estas capas pueden reducir la eficiencia a otras longitudes de onda que éstas reflejan. La adición de la ventana de empaque modifica también la respuesta espectral. Las ventanas de cristal estandar absorben longitudes de onda cortas menores a 300 nm. Para la detección de ultravioleta es necesaria una fundición de dióxido de silicio o ventana de cristal transmisora de UV.

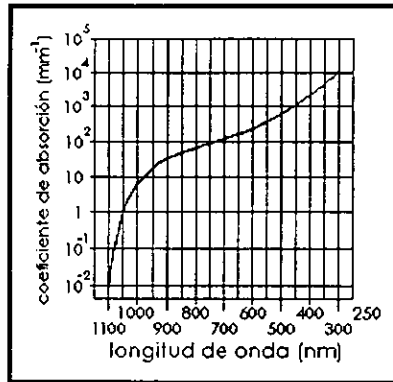


Figura 2.13 Coeficiente de absorción del silicio a diferentes longitudes de onda.

Si incrementamos la temperatura de operación del fotodiodo, resultan dos cambios distintos en las características de operación. El primero es un cambio en la eficiencia cuántica (E.Q.) debido a los cambios en el coeficiente de absorción del dispositivo. Valores de E.Q. bajos en la región U.V. y altos en la región IR (Fig. 2.14) y pequeños cambios se notan en la región visible. El segundo es causado por incrementos exponenciales en la excitación térmica de pares electrón-hueco resultando en incremento de la corriente oscura. (Fig. 2.15)

En muchas aplicaciones, el diseñador necesita saber la mínima luz detectable (potencia) del fotodiodo. La mínima potencia incidente requerida sobre un fotodiodo para generar una fotocorriente igual al total de corriente de ruido del fodiado se define como **potencia equivalente de ruido** o **NEP** (Noise Equivalent Power):

$$NEP = \frac{\text{corriente de ruido (A)}}{\text{sensibilidad (A / W)}} \quad 2.18$$

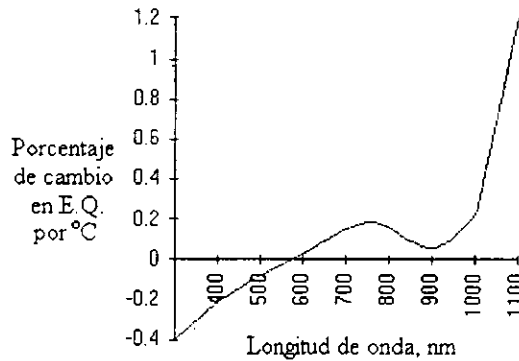


Figura 2.14 Dependencia de temperatura de la E.Q..

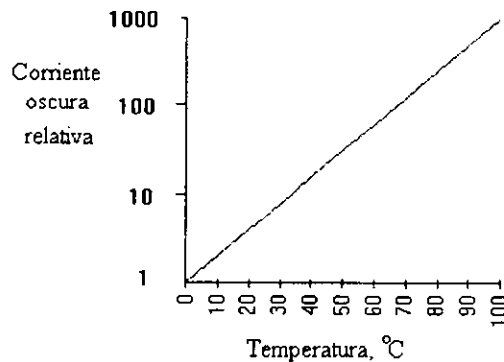


Figura 2.15 Dependencia de temperatura de la corriente oscura.

El NEP depende del ancho de banda del sistema de medición, para eliminar esta dependencia la cifra es dividida por la raíz cuadrada del ancho de banda. Esto da las unidades del NEP en $W/H_z^{1/2}$. Puesto que la conversión de potencia de luz a corriente del fotodiodo depende de la longitud de onda radiada, la cifra NEP es citada para una longitud de onda en particular. El NEP no es lineal en el rango de longitudes de onda como lo es la sensibilidad.

El ruido generado por un fotodiodo de silicio, operando bajo polarización inversa, es una combinación de **ruido de disparo**, debido a la fuga de corriente oscura, y **ruido Jhonson** debido a la resistencia en derivación del dispositivo y la temperatura ambiente. La corriente de ruido de disparo, producida por la fuga de corriente inversa de un dispositivo, está dada por la fórmula:

$$I_s = (2 e I_d B)^{1/2} \quad 2.19$$

Dónde:

I_s = Corriente de ruido de disparo

e = Carga del electrón

I_d = Fuga de corriente oscura

B = Ancho de banda del sistema

La contribución del ruido Jhonson es proporcionado por la resistencia serie y la resistencia de carga. La corriente de ruido Jhonson está dada por:

$$I_j = \left(\frac{4KT B}{R} \right)^{1/2} \quad 2.20$$

Dónde:

I_j = Corriente de ruido Johnson

K = Constante de Boltzmann = $1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$

T = Temperatura absoluta = 273.2 K

R = Resistencia que da origen al ruido

El total de corriente de ruido es la raíz cuadrada media de la suma de las contribuciones individuales de corriente de ruido:

$$I_N = (I_S^2 + I_J^2)^{1/2} \quad 2.21$$

de 2.18:

$$\text{NEP} = \frac{I_N}{R_\lambda} \quad 2.22$$

Por ejemplo; si un fotodiodo tiene $I_d = 2 \text{ nA}$, una resistencia en derivación de 5×10^8 ohms, una sensibilidad $R_\lambda = 0.5 \text{ A/W}$ (típica de rendimiento actual) y banda $B = 1 \text{ Hz}$:

de 2.19	$I_S = 2.5 \times 10^{-14} \text{ A}$
de 2.20	$I_J = 5.5 \times 10^{-15} \text{ A}$
de 2.21	$I_N = 2.6 \times 10^{-14} \text{ A}$
de 2.22	$\text{NEP} = 5.2 \times 10^{-14} \text{ A}$

El ruido de disparo es la componente dominante de la corriente de ruido de un fotodiodo polarizado en inversa. Esto es particularmente cierto a voltajes altos. Si el fotodiodo opera en modo fotovoltaico con polarización cero, el ruido Johnson domina ya que la corriente oscura se aproxima a cero.

En varias aplicaciones el parámetro más importante es el **tiempo de respuesta** que presenta el fotodiodo a señales pulsantes. La Fig. 2.16 presenta la respuesta transitoria de un fotodiodo a un pulso cuadrado de radiación. La componente rápida se debe al tiempo de transición de los portadores de carga a través de la región de deflexión. La componente lenta es debida a la energía del fotón absorbida fuera de la región de deflexión produciendo portadores que son colectados por difusión. Cuando un fotodiodo es operado sin polarización, la componente lenta domina dando tiempos de respuesta del orden de $0.5 \mu\text{s}$. Para un tiempo de respuesta rápida, la resistividad del silicio y voltaje de operación son seleccionados para producir una región de deflexión en la cual la mayoría de los portadores son generados. En este caso el tiempo de transición dependerá de las velocidades de penetración de los

electrones y los huecos. El tiempo de respuesta también está determinado por los tiempos de carga y descarga del circuito equivalente RC debido a las resistencias serie de unión y de las capacitancias parásitas, así como de la resistencia de carga. Por lo tanto, la medida de la velocidad de respuesta de un fotodiodo es el tiempo requerido por el fotodiodo para incrementar de un 10% a un 90% su nivel de salida.

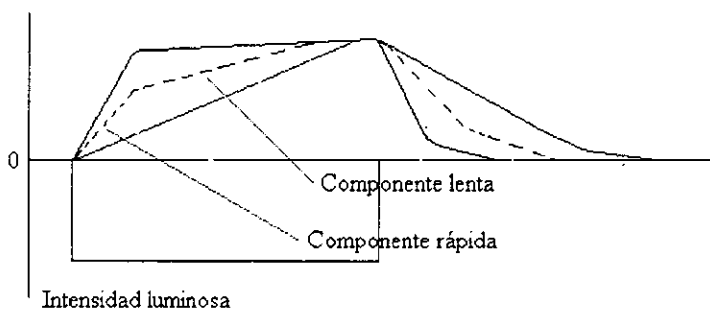


Figura 2.16 Efecto del voltaje de polarización sobre el tiempo de respuesta.

El efecto del valor de la resistencia de carga determina el modo de operación de un fotodiodo. En el **modo fotovoltaico**, la resistencia R_L es mucho mayor que R_d . En este caso la fotocorriente generada fluye a través de R_d (Fig. 2.10) produciendo un voltaje entre el diodo.

Este voltaje se opone al potencial de la banda prohibida de la unión fotodiodo polarizándolo directamente. El valor de R_d disminuye exponencialmente con incrementos de iluminación.

De este modo, el voltaje fotogenerado es una función logarítmica de la intensidad de luz incidente. La gran desventaja de este circuito es que las señales dependen de R_d que

típicamente varían sus valores según su fabricación. El circuito básico es mostrado en la Fig. 2.17.

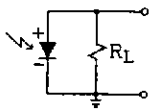


Figura 2.17

Para el **modo de polarización cero** ($R_L \ll R_d$), la fotocorriente fluye a través de R_L , la cual es fija. El voltaje resultante es, por lo tanto, dependiente del nivel de radiación incidente. Una forma de obtener una resistencia suficientemente baja y un voltaje de salida amplificado es alimentando la fotocorriente a tierra virtual de un amplificador operacional como se muestra en la Fig. 2.18. Este circuito tiene una respuesta lineal y bajo ruido debido a la casi completa eliminación de corriente de fuga.

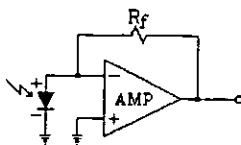


Figura 2.18

En el **modo de operación fotoconduktiva**, la fotocorriente produce un voltaje entre la resistencia R_L en paralelo con la resistencia R_d . Entonces, en el modo de polarización inversa R_d es substancialmente constante, valores grandes de R_L pueden usarse dando una respuesta lineal entre el voltaje de salida y la intensidad de radiación aplicada. Esta forma de circuito es necesaria para altas velocidades de respuesta. La principal desventaja de este

modo de operación es el incremento de la corriente de fuga debido al voltaje de polarización, dando un alto ruido que no sucede en los circuitos descritos anteriormente. Los circuitos en modo fotoconductor prácticos son mostrados en las Figs. 2.19 y 2.20 (note que en ambos circuitos el fotodiodo es polarizado en inversa).

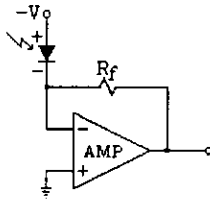


Figura 2.19

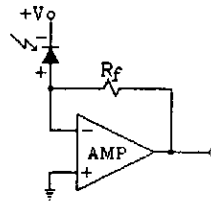


Figura 2.20

CAPÍTULO

3

EL RADIÓMETRO DISEÑO MODULAR

Para el diseño de circuitos, dispositivos, instrumentos y sistemas electrónicos tanto analógicos como digitales, se requiere contar con una gran cantidad de información tanto técnica como teórica. La parte técnica implica un amplio conocimiento de los circuitos integrados, manuales o catálogos de selección electrónica y la adquisición de éstos en el mercado y, algo más importante, el deseo de diseñar y construir equipos electrónicos que mejoren nuestra calidad de vida. La parte teórica es necesaria para fundamentar toda la parte técnica en el momento de exponer los principios y conceptos en los que se basa cualquier tipo de diseño electrónico. La electrónica no tiene campo definido de aplicación, ésta es en sí universal. La podemos encontrar desde un zapato hasta aplicaciones biomédicas, desde un juguete hasta un transbordador espacial, desde una pieza de joyería hasta el mismo cerebro humano. El desarrollo de nuevas tecnologías como la elaboración de microchips y la tecnología superficial, hacen posible esto. Son tan variados los componentes electrónicos y sus funciones que tan sólo imaginar la posibilidad de que un circuito realice una función específica, parece que ésta se hace realidad, a la hora de investigar en catálogos electrónicos y ver cómo esta función la realiza un circuito en especial y, aún más, con mejoras que las que se esperaban encontrar.

El radiómetro diseñado es un instrumento que dará lecturas de intensidad de radiación solar en W/m^2 , en el rango espectral de los 200nm a los 1100nm, en la parte de radiación total y, de los 200nm a los 400nm en la sección de radiación ultravioleta, los datos de radiación así obtenidos son necesarios para un mejor estudio de las condiciones atmosféricas, determinándose con ellos parámetros de radiación que, al ser analizados, proporcionan información mediante la cual los ingenieros en ciencias del ambiente determinarán cómo la atmósfera está siendo influenciada y destruida por elementos contaminantes, que están reduciendo las características protectoras de las capas atmosféricas, que de modificarse a límites extremos sería casi imposible la vida sobre la tierra.

La electrónica utilizada, principalmente la del amplificador fotodiodo, se aplica en otros campos como: transmisiones ópticas, analizadores de gases, espectrofotómetros, cromatógrafos, seguidores en los colectores de energía solar, medidores de radiación en calderas, medidores de radiación nuclear o radiactiva y una gran variedad de equipo científico y médico.

Se realiza primero el diseño de la parte detectora en la cual es montado el sensor, considerando una serie de parámetros que no deben de ser pasados por alto. En seguida, se desarrolla el diseño electrónico con un recordatorio de fundamentos del amplificador operacional inversor. Se hace mención de fuentes pulsadas en la sección correspondiente al diseño de la fuente de alimentación y se aprovecha un circuito muy utilizado en multímetros digitales, para el desplegado de la información entregada por el amplificador fotodiodo. Por último, se realiza la calibración del instrumento por el método de comparación.

3.1 Diseño del detector

Hemos analizado en el capítulo dos, sección 2.3, una de las partes que constituyen el diseño del radiómetro: el fotodiodo, que es la parte sensora.

Los sensores utilizados son los fotodiodos de la serie 7 super UV fabricados por Centronic. El tipo OSD100-7Q para la radiación total y el OSD100-7U para radiación ultravioleta, la diferencia entre uno y otro fotodiodo es el tipo de ventana utilizada. En el 7Q la ventana utilizada es de cuarzo y la curva de respuesta del fotodiodo con este tipo de ventana se muestra en la figura 3.1. El 7U usa una ventana de cristal especial transmisora de UV de una fundición de dióxido de silicio que funciona como un filtro óptico pasa banda para el rango de 200nm a 400nm, las características electrónicas para ambos fotodiodos se presentan en las tablas 3.1 y 3.2.

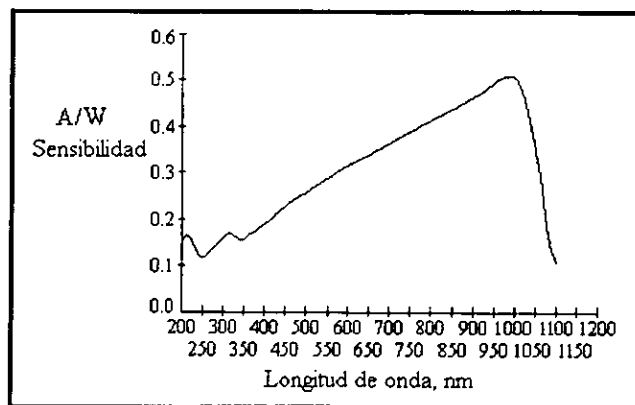


Figura 3.1 Respuesta espectral típica del sensor OSD100-7Q con ventana de cuarzo.

Tabla 3.1 Tolerancias Máximas Absolutas.

	Máximo	Unidad
Voltaje inverso DC	5	V
Rango de temperatura de almacenamiento	-55 a +125	°C
Rango de temperatura de operación	-55 a +75	°C

Tabla 3.2 Especificaciones eléctricas / ópticas.

Especificaciones	OSD100-7U	OSD100-7Q
Ventana	Cristal de transmisión de UV	Ventana de cuarzo
Área activa	100 mm ²	100 mm ²
Dimensión	10 mm x 10 mm	10 mm x 10 mm
Sensibilidad @ 250 nm, Tip.	0.10 A/W	0.12 A/W
Sensibilidad @ 250 nm, Mín.	0.08 A/W	0.10 A/W
Sensibilidad @ 340 nm, Tip.	0.12 A/W	0.14 A/W
Sensibilidad @ 340 nm, Mín.	0.10 A/W	0.12 A/W
Corriente Oscura $V_r = 10\text{mV}$, Tip.	50 pA	50 pA
NEP @ 254 nm	$8.0 \times 10^{-14} \text{ WH}^{-1/2}$	$8.0 \times 10^{-14} \text{ WH}^{-1/2}$
Cap. $V_r = 0$ Tip.	3000 pF	3000 pF
Tiempo de elevación Tip. $R_L = 1\text{K } V_r = 0$	6.0 μS	6.0 μS
Resistencia Mín. $V_r = \pm 10\text{mV}$	30 M Ω	30 M Ω
Resistencia Tip.	200 M Ω	200 M Ω

En la Fig. 3.2, se presenta un corte transversal del dispositivo sensor, la cual nos servirá para hacer un análisis de incidencia de un haz luminoso y cómo la característica de construcción del sensor provoca un error en la señal incidente.

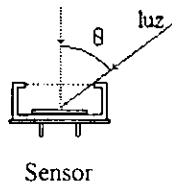


Figura 3.2 Vista del sensor

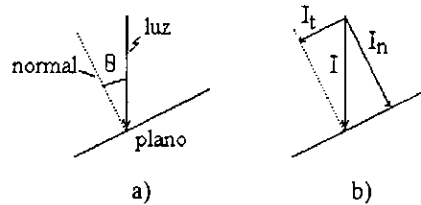


Figura 3.3

Cuando la radiación solar incide sobre un plano inclinado haciendo un ángulo con la normal al plano (Fig. 3.3a), solo la componente normal I_n es absorbida por el plano (Fig. 3.3b), lo que no pasa con la componente tangencial I_t . Si, además, se le agrega el error producido por la sombra formada por el haz luminoso de ángulo θ respecto a la vertical, formada en la superficie fotosensible del sensor, como se muestra en la Fig. 3.2, el error en la incidencia de la luz es claramente notorio.

Las mediciones de radiación solar, sobre una superficie plana desde todos los ángulos de un hemisferio, son más precisas si se usa un instrumento corregido por coseno (Figs. 3.2 y 3.3). La relación del coseno se puede pensar en términos de líneas de flujo radiante incidiendo en la superficie plana. A esta relación se le conoce como **ley de coseno de Lambert**, el cual explica su ley ilustrando las líneas de flujo radiante que inciden en superficies perpendiculares a la fuente de radiación y en varios ángulos con respecto a esta perpendicular y encuentra que:

$$I_t = I \cos\theta \quad 3.1$$

donde I es la intensidad de la radiación en cualquier momento, I_t ($I_t = I_n$ Fig. 3.3 b) es la radiación perpendicular a la superficie y θ es el ángulo de inclinación de las líneas de flujo con

respecto a la vertical. Nótese que si los rayos solares son perpendiculares a la superficie, θ vale cero y el coseno es 1, así I es igual a I_1 .

Un instrumento que posee una corrección por coseno permite medir más precisamente los flujos de radiación. Un instrumento o sensor sin esta corrección genera errores severos en condiciones de radiación difusa a ángulos bajos de inclinación solar o en días nublados.

Otra fuente de errores en la medición de la radiación se debe a la presencia de vapor de agua o agua líquida en los sensores, ya que las moléculas de agua absorben radiación de onda corta y reflejan en onda larga, generando con ello un error que depende de la cantidad de agua presente en el instrumento. Para evitar este error, los instrumentos vienen provistos de un compartimiento con algún vehículo secante (silicagel o drierita) el cual es un tipo de sal tratada químicamente para cambiar de color cuando ha absorbido cierta cantidad de agua. Este secante absorbe el agua del interior del instrumento. Es recomendable que no cambie el color original de los vehículos, pues el cambio significa que han absorbido mucha agua y, por lo tanto, habrá que desecarlos (volver a secar) en una estufa.

El montaje del sensor se muestra en la Fig. 3.4, en el cual se han considerado las correcciones a los parámetros antes mencionados.

El montaje consta de tres cilindros concéntricos; el número uno tiene orificios cuyo propósito es el de vía de absorción de vapor de agua realizado por la silicagel. El cilindro dos mantiene todo el montaje a la par con el cilindro tres. La cubierta de teflón realiza tres funciones importantes: corrección por coseno de Lambert, atenuación de la intensidad de radiación y protección del sensor. El conector en la parte inferior sirve de interfaz entre la unidad detectora y la unidad electrónica. Este diseño de la unidad detectora es por igual para ambos sensores de radiación solar.

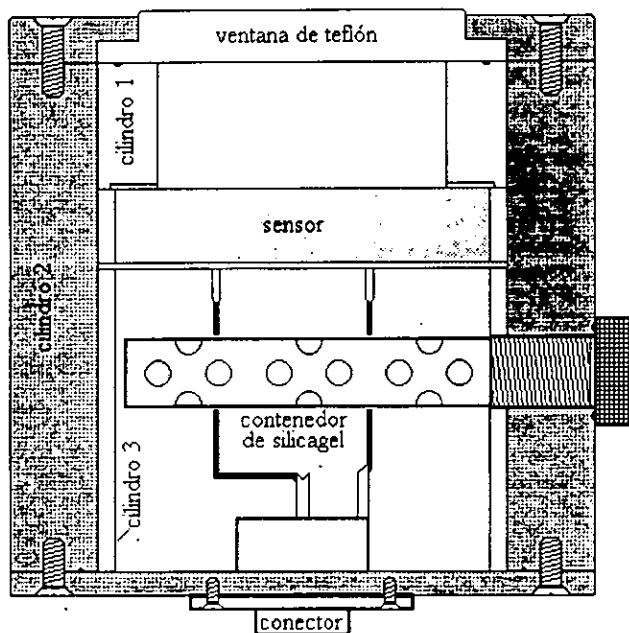


Figura 3.4 Montaje de la unidad detectora conteniendo el sensor fotodiodo OSD100-7.

3.2 Diseño electrónico

En el análisis del fotodiodo, desarrollado en el capítulo dos, se mencionaron dos características importantes para el diseño electrónico. Estas características son causadas por las respuestas del fotodiodo debido a la incidencia de luz; una de ellas, es el efecto generador de voltaje o fotovoltaje y; la otra, el efecto generador de corriente o fotocorriente. La respuesta logarítmica del fotovoltaje limita la realización del diseño, esto no quiere decir que no sea posible realizar dicho diseño con este parámetro, sólo que si realizáramos un diseño

considerando este, los componentes del diseño se extenderían en linealizar el fotovoltaje generado, esto implicaría el desarrollo de un circuito demasiado complejo; sin embargo, si desarrollamos un circuito tomando la respuesta fotogeneradora de corriente del dispositivo que, como se ha venido mencionando, es directamente proporcional al efecto luminoso, el circuito es lo suficientemente sencillo comparado con el de fotovoltaje. Ahora bien, como el efecto generador de corriente es el de interés para el diseño, nos concretaremos exclusivamente al desarrollo de un circuito que utilice como parámetro de análisis una fuente de corriente como el presentado a continuación.

3.2.1 El amplificador fotodiodo

Convertir la corriente fotogenerada por el fotodiodo es relativamente sencillo, para ello sólo se requiere un circuito convertidor corriente a voltaje, esto es posible gracias al desarrollo de dispositivos electrónicos que efectúan una gran variedad de funciones, entre las que se encuentra el proceso de conversión de corriente a voltaje, nos referimos claro está al amplificador operacional. El proceso de conversión se desarrolla por una de las funciones fundamentales del amplificador operacional, configurándolo como amplificador inversor.

La Fig. 3.5 presenta las características básicas del amplificador operacional inversor. Dicha configuración funciona esencialmente como un amplificador convertidor corriente a voltaje o, bien, como fuente de voltaje controlada por corriente y su funcionamiento se puede explicar fundamentalmente de la siguiente forma:

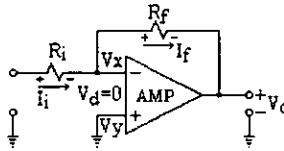


Figura 3.5 Amplificador operacional inversor, convertidor corriente voltaje.

Cuando se aplica realimentación negativa al amplificador ideal, el voltaje de entrada diferencial V_d se aproxima a cero. La corriente es cero en cualquiera de las terminales de entrada del amplificador operacional, comportándose el nodo V_x como una tierra virtual. El concepto de tierra virtual se explica por medio del efecto de voltaje y corriente cero de la teoría de circuitos. Mediante ésta, se puede enunciar la siguiente contradicción: un corto circuito es lo mismo que un circuito abierto (ver apéndice B.3.1). Esto es válido sólo para redes o circuitos balanceados o simétricos, ya sea tanto en términos arquitectónicos como dimensionales.

La Fig. 3.6 muestra al amplificador fotodiodo donde a la terminal inversora le llega, por un lado, la señal de entrada en corriente (I_p) y, por otro, a través de R_f , una muestra de la señal de salida, la cual produce la realimentación de voltaje. La terminal no inversora del amplificador está conectada a tierra.

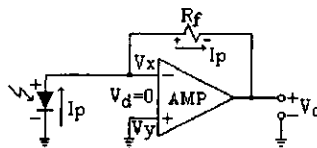


Figura 3.6 Amplificador fotodiodo.

Un amplificador con este tipo de configuración tiende a actuar como un perfecto convertidor de corriente a voltaje, circuito con impedancia o resistencia de entrada cero, impedancia o resistencia de salida cero y una razón V_o/I_p estable. Este circuito se caracteriza como fuente ideal de voltaje controlada por corriente. Cabe aquí recordar, que no hay que confundir la impedancia de entrada del operacional ($R_i \rightarrow \infty$) con la impedancia de entrada del circuito convertidor corriente a voltaje (Fig. 3.6) definida como R_{if} (ver apéndice B EC.B.13), la cual tiende a cero.

Con la señal de entrada aplicada a la entrada inversora, la polaridad del voltaje de salida se invierte 180 grados. En general:

$$A_o = \frac{V_o}{V_d} \quad 3.2$$

La resistencia característica de entrada de un amplificador operacional es muy grande del orden de megaohms. Por esta razón, la corriente de entrada fluye a través de R_f produciendo una caída de voltaje. De la Fig. 3.6 se deduce que:

$$-V_d - I_p R_f - V_o = 0 \quad 3.3$$

$$-\frac{V_o}{A_o} - V_o = I_p R_f \quad -V_o \left(\frac{1}{A_o} + 1 \right) = I_p R_f \quad -V_o \left(\frac{1+A_o}{A_o} \right) = I_p R_f$$

$$-\frac{V_o}{I_p} = \frac{A_o}{1+A_o} R_f \quad 3.4$$

Como $A_O \gg 1$, se tiene que

$$-\frac{V_O}{I_p} \cong R_f$$

Entonces

$$V_O = -I_p R_f \quad 3.5$$

El cociente $V_O/I_p=R_f$, voltaje de salida entre corriente de entrada, se le llama transresistencia.

La EC.3.5 señala que el amplificador ejecuta la función de entregar un voltaje de salida proporcional a la corriente de entrada. Por esta razón, al circuito se le denomina convertidor de corriente a voltaje (I-V) debido a que la corriente de entrada controla al voltaje de salida V_O , en forma proporcional. Como el voltaje diferencial V_d , tiende a cero, la terminal inversora se convierte en una tierra virtual, siempre que la terminal no inversora esté conectada directamente a tierra.

La Fig. 3.7 muestra al fotodiodo y amplificador empleados en esta primera sección del diseño del radiómetro.

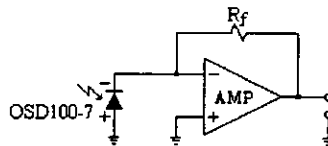


Figura 3.7

La Fig. 3.8 muestra el modelo del amplificador fotodiodo en la cual una fuente de corriente, un capacitor y las resistencias R_d y R_s representan al fotodiodo. El capacitor C_{id} y la resistencia R_{id} representan los elementos capacitivo y resistivo de entrada al operacional. El resto del modelo presenta al circuito con una impedancia de entrada R_L . La resistencia de entrada R_L corresponde a $R_{if} = R_f / (1 + A_o)$ que es la impedancia o resistencia de entrada de lazo cerrado o de realimentación, para el circuito convertidor corriente a voltaje, donde $R_{if} = R_L$ (ver apéndice B.5.1 y EC. B.13) y $A_{OL} = (1 + A_o)$ de la expresión anterior.

De lo anterior se deduce que $R_L \rightarrow 0$ cuando $A_o \gg 1$, por ejemplo, en los convertidores corriente a voltaje la resistencia R_f es del orden de los 100 K Ω ; además, la ganancia del operacional llega a ser $A_o > 100\,000$ por lo que $R_L \cong 1$ de aquí que $R_L \rightarrow 0$.

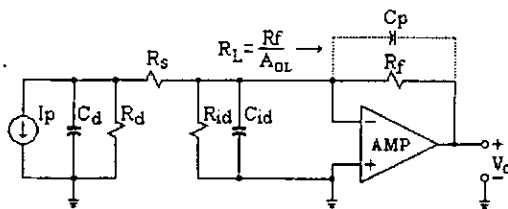


Figura 3.8 Modelo del amplificador fotodiodo.

La alta resistencia de realimentación en amplificadores de ganancia alta generan una capacitancia parásita C_p , produciéndose polos de frecuencia debido a esta derivación. Para análisis de señales pequeñas y respuestas de ancho de banda se consideran todos estos parámetros del modelo, así como estabilidad y ruidos. Para un estudio más a fondo de estos parámetros se recomienda la lectura de la bibliografía número 17.

Para nuestro caso, debido a las características del diseño, se pueden omitir o despreciar la mayor parte de estas impedancias. Analizando el modelo (Fig. 3.8) tenemos que la

resistencia R_s representa la resistencia de los puntos de contacto en la construcción del fotodiodo que es casi cero, la resistencia R_d , como se observa en la tabla 3.2, es muy elevada ($200 \text{ M}\Omega$) y como la corriente fluye más fácilmente por impedancias bajas (a través de R_L que tiende a ser cero) la resistencia $R_d \rightarrow \infty$. Por otro lado, si el voltaje diferencial $V_d \rightarrow 0$ ($R_L \rightarrow 0$), los elementos capacitivos del fotodiodo, así como del operacional se eliminan ($X_C \rightarrow \infty$ con C.D.), la resistencia de entrada R_{id} del operacional es infinita con respecto a la R_L del circuito convertidor corriente a voltaje, por lo que el modelo se reduce a la Fig. 3.9.

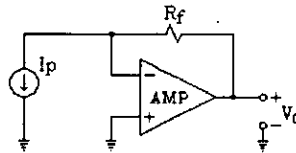


Figura 3.9 Modelo simplificado.

En fig. 3.9, aún la capacitancia parásita se ve eliminada debido a la R_f relativamente pequeña que se requiere para la conversión corriente voltaje, ya que el fotodiodo tiene una muy buena sensibilidad a la incidencia de luz (fig. 3.1). La resistencia R_f es calculada posteriormente para ambos parámetros de análisis (radiación total y UV). La función de transferencia del circuito está definida por la transresistencia $R_f = V_o/I_p$. (EC. 3.5)

Para la selección adecuada de un amplificador operacional deben considerarse todas las necesidades de diseño o aplicación. Debido a que el análisis en cuestión se refiere a la conversión de corriente a voltaje, se hace necesario un amplificador cuyas características eléctricas cumplan con estas necesidades (características del operacional, involucradas en el diseño). Una de estas necesidades es la capacidad de operar con corriente, por ello las características serán: entrada de corriente diferencial, corriente de offset, consumo de

corriente, capacidad de corriente de carga, temperatura de operación y suministro de voltaje. Definamos cada una de estas características ¹:

Entrada de corriente diferencial.- Capacidad de corriente diferencial en las entradas inversora y no inversora del operacional.

Entrada de corriente de offset.- Corriente diferencial a las entradas del operacional necesaria para producir un voltaje de salida cero.

Consumo de corriente.- Corriente total consumida por el operacional sin carga y voltaje de salida cero.

Capacidad de corriente de carga.- Corriente mínima suministrada por el operacional en su salida.

Temperatura de operación.- Rango de temperatura ambiente, en la cual el operacional funcionará adecuadamente.

Suministro de voltaje.- Voltaje requerido para la polarización del amplificador operacional.

El operacional que cumple con cada una de nuestras necesidades es el LT1012 (OP-12), el cual tiene una entrada de corriente diferencial de $\pm 10\text{mA}$, una entrada de corriente de offset de 200 pA máxima, un consumo de corriente de 0.6 mA máximo a $\pm 15\text{V}$ de suministro de voltaje, una capacidad de corriente de carga de 5 mA mínima, temperatura de operación de $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $70\text{ }^{\circ}\text{C}$ y el suministro de voltaje va desde los $\pm 5\text{V}$ a los $\pm 15\text{V}$. Este

¹ Precision Monolithics Incorporated. Linear and conversion products. p. 5-3, 5-4.

operacional, debido a sus características, no requiere compensación de offset (internamente compensado), el voltaje de salida obtenido en laboratorio con entrada de corriente diferencial igual a cero fue de aproximadamente $5\mu\text{V}$, por lo que es óptimo para nuestro diseño, ya que $10\mu\text{V}$ representarán 0.01 W/m^2 como se calcula abajo.

Analizando la respuesta espectral podemos determinar cuál es la máxima sensibilidad (A/W) del fotodiodo y calcular cuál será la corriente máxima proporcionada por el dispositivo a máxima exposición de radiación. De esta forma de la Fig. 3.1, la máxima sensibilidad se alcanza a los 991 nm y es de $R_{\text{máx}} = 0.545\text{ A/W}$, mientras que la mínima se encuentra a los 1100 nm , $R_{\text{mín}} = 0.118\text{ A/W}$. No es recomendable utilizar las características extremas de los dispositivos electrónicos porque esto reduciría grandemente el promedio de vida de éstos, por ello, en el diseño de la unidad detectora del radiómetro por el efecto de atenuación del teflón se considera una fotogeneración de corriente del orden de microamperes y como el operacional entrega un voltaje prácticamente pequeño a una entrada diferencial de corriente igual a cero, entonces nos es posible trabajar con dicha fotogeneración.

Aunque la máxima radiación solar promedio incidente en la superficie terrestre es de $1\,000\text{ W/m}^2$, se llegan a alcanzar valores cercanos a los $1\,200\text{ W/m}^2$. Si el dispositivo sensor tiene $100\text{ mm}^2 = 1\text{ cm}^2$ de área activa, según la tabla 3.2, entonces tenemos que para el valor promedio de potencia incidente se obtiene $1\,000\text{ W/m}^2 = 0.1\text{ W/cm}^2$. Si la máxima sensibilidad es de 0.545 A/W entonces, 0.1 W de incidencia radiada proporcionará una sensibilidad de 0.0545 A/0.1W , o sea, 54.5 mA/0.1W .

Por lo anterior, se considera un máximo consumo de corriente de entrada diferencial hacia el convertidor de $5\mu\text{A}$, por 0.1 W de flujo incidente en el sensor. Se considera también que una salida V_o , de $1\,000\text{ mV}$ representarán $1\,000\text{ W/m}^2$, debido a que el circuito de la Fig. 3.6 entrega un voltaje proporcional al flujo de potencia radiada en el fotodiodo. Por lo

que de la EC.3.5 y de la fig. 3.9 tenemos:

$$V_O = -(-I_p R_f) \quad 3.6$$

$$R_f = \frac{V_O}{I_p} = \frac{1 \text{ Volt}}{5\mu\text{A}} \quad R_f = 200 \text{ K}\Omega$$

El valor de la resistencia R_f , es sólo un valor significativo para darnos una idea del valor requerido para la realimentación del diseño; en realidad, se utiliza una resistencia variable de valor de 500 K Ω denominada comercialmente trimpot, que tiene características de precisión. La razón de utilizar un trimpot es debido a la necesidad de requerimiento del proceso de calibración y estandarización del producto terminado: **radiómetro**. Ambos parámetros de radiación, total y ultravioleta, se componen exactamente de iguales características de amplificación formadas por un circuito convertidor corriente voltaje para cada uno.

3.2.2 Despliegado de señal y fuente de alimentación

Realizaremos ahora el diseño de las etapas siguientes que servirán para visualizar las señales entregadas por los convertidores corriente a voltaje y el diseño de la fuente de voltaje que habrá de alimentar a todo el circuito. En la Fig. 3.10 se muestra en su totalidad el diseño electrónico, en él vemos cada uno de los circuitos que constituyen el **radiómetro de radiación total y ultravioleta**.

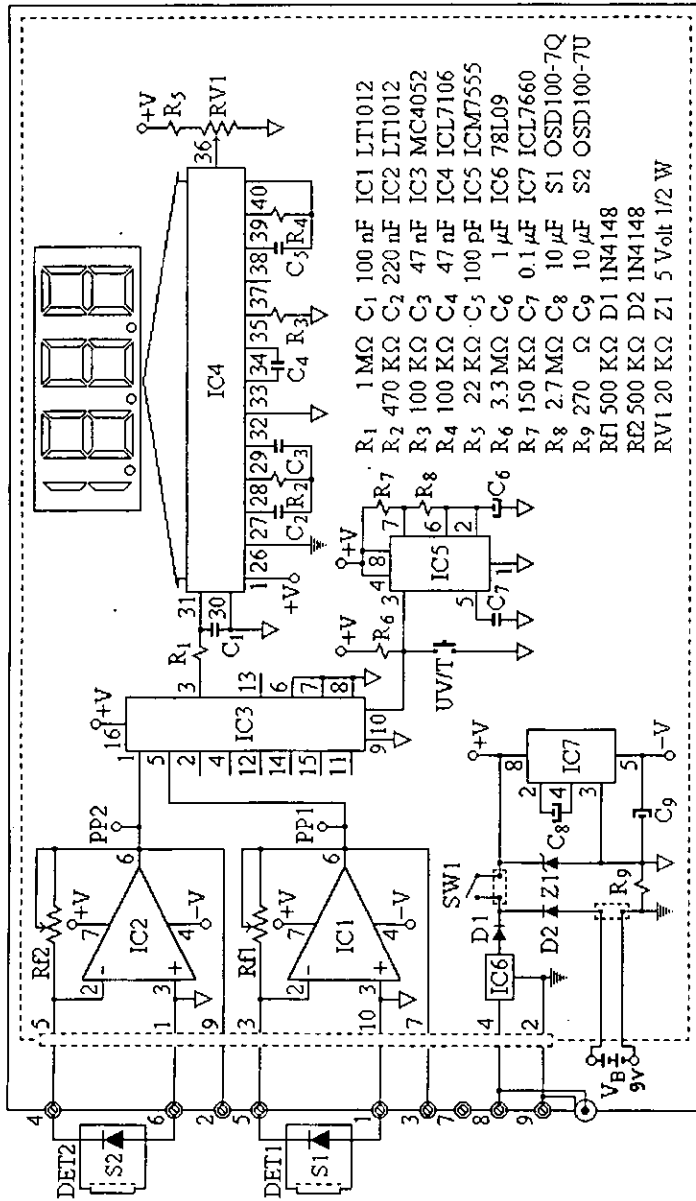
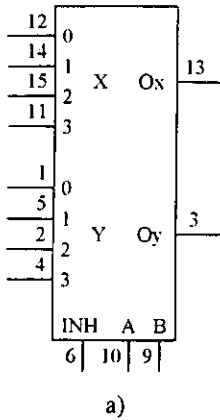


Figura 3.10 Diagrama electrónico del radiómetro solar total y ultravioleta.

3.2.2.1 Selector de datos o llave analógica MC4052

Esta tapa consiste en seleccionar, en tiempos diferentes, las dos señales: radiación total y radiación ultravioleta que serán visualizadas posteriormente, para esto se utiliza un selector de datos analógico denominado técnicamente llave analógica. La llave analógica utilizada (IC3-MC4052) es de tecnología CMOS cuya característica principal es su bajo consumo de corriente del orden de 5µA, su impedancia de canal activo del orden de 120Ω, impedancia de canal desactivo infinita, corriente en cada una de sus entradas (A, B, INH) de 1µA y voltaje de polarización de 3 Volt a 15 Volt. Internamente consta de dos unidades, cada una tiene cuatro canales bidireccionales de acceso seleccionadas por las entradas binarias A, B y habilitar (INH) circuito. La fig.3.11 muestra al selector analógico y su tabla de verdad.



ENTRADAS			CANALES
INH	B	A	MC4052
0	0	0	0x,0y
0	0	1	1x,1y
0	1	0	2x,2y
0	1	1	3x,3y
1	*	*	NINGUNO

b)

Figura 3.11 a) MC 4052 . b) Tabla de verdad.

Refiriéndonos a la Fig. 3.10 observamos cómo las señales de ambos operacionales son multiplexadas por la llave analógica, las señales pueden ser tanto analógicas como digitales. Con las entradas INH y B a nivel bajo (tierra), la selección puede realizarse con el pulsador etiquetado como UV/T conectado a la entrada A, si el pulsador está cerrado se selecciona 0x, según la tabla de verdad de la fig.3.11, la señal seleccionada es la salida del circuito IC2 (radiación ultravioleta), si ahora el pulsador está abierto (entrada A a nivel alto) se selecciona 1x, dando paso a la señal procedente del circuito IC1 (radiación total). Ambas señales son desplegadas en tiempos diferentes por la siguiente etapa, la cual se verá más adelante.

3.2.2.2 Circuito temporizador ICM7555

La selección de las señales también puede realizarse por el circuito oscilador IC5 (ICM7555) cuyo periodo es de 4 segundos muestreando las señales de entrada cada 2 segundos. Este circuito es de tecnología CMOS, lo que implica que es de bajo consumo de corriente (80 μ A) y sus características son iguales a un circuito de tiempo 555. El estado bajo del oscilador selecciona al canal que comunica la señal de salida del operacional IC2 y el estado alto selecciona la señal de IC1. La resistencia $R_6 = 3.3 \text{ M}\Omega$ mantiene el flujo de corriente hacia la entrada de la llave analógica lo más pequeño posible del orden de $1\mu\text{A}$, los valores de las resistencias R_7 y R_8 se determinan por el tiempo de carga y descarga de un circuito oscilador RC cuya constante de tiempo depende de la expresión $T = 0.695RC$. Para el circuito integrado 555 (en su lugar se usó el ICM7555) el tiempo de carga determina el estado alto de su salida y está dado por la expresión $t_1 = 0.695(R_7 + R_8)C_6$ y el tiempo de descarga, el estado bajo dado por la expresión $t_2 = 0.695R_8C_6$; por lo tanto, para un valor del capacitor $C_6 = 1 \mu\text{F}$ y un tiempo $t_1 = t_2 = 2\text{seg}$ se obtiene $R_8 = 2.88\text{M}\Omega$ como este valor no es comercial, se colocó de $R_8 = 2.7\text{M}\Omega$ y de la expresión t_2 , $R_7 = 177.7\text{K}\Omega$ de esta forma

experimentalmente se buscó una resistencia R_7 de tal forma que existiera una frecuencia de 0.25 Hz o, bien, un periodo de 4seg. de manera que se tuvieran 2seg. de estado alto y 2seg. de estado bajo. El capacitor C_7 siempre es el valor especificado por el fabricante en su configuración típica.

3.2.2.3 Convertidor analógico digital ICL7106

Necesitamos ahora monitorear y desplegar la señal de salida del amplificador fotodiodo via llave analógica. Para ello, se utiliza el circuito integrado ICL7106 de Intersil el cual es fundamentalmente un milivoltímetro utilizado frecuentemente en multímetros digitales comerciales. Este circuito está constituido internamente por un convertidor voltaje frecuencia y un frecuencímetro, el cual con muy pocos componentes se convierte en un buen milivoltímetro. Los componentes en torno al circuito dependen de una de dos condiciones de la escala máxima a desplegar (2000 mV o 200.0 mV). Los valores de R_1 y C_1 son típicos para ambas escalas, R_2 se selecciona según las hojas de especificación de un valor de 470 $K\Omega$ para 2000 mV de plena escala o, bien, de 47 $K\Omega$ para 200 mV. La escala utilizada es de 2000 mV (rango de lectura 0 – 2000 W/m^2). El capacitor C_2 determina el número de lecturas por segundo desplegadas, el valor nominal es de 220 nF (2000 mV) para tres lecturas/segundo (48 KHz de reloj). El capacitor C_3 realiza la función de auto-cero y su valor nominal es de 47 nF para escala de 2 Volt. Estos elementos R_2 , C_2 y C_3 son parte esencial de la sección convertidora voltaje frecuencia. El capacitor C_4 de valor 100 nF da buenos resultados para varias aplicaciones. Sin embargo, cuando existe un voltaje grande en la entrada (patas 30 y 31) de 2 Volt hay que obtener experimentalmente el valor de C_4 a la par con R_3 , de tal forma que para una entrada cero se obtenga una lectura cero, para un valor de $R_3=100 K\Omega$ (mejor respuesta) el capacitor C_4 fue aproximadamente de 47 nF con los valores típicos de

$R_{V1} = 20 \text{ K}\Omega$ y de $R_5 = 22 \text{ K}\Omega$ estos son valores comerciales, ya que realmente los valores típicos son de $R_{V1} = 25 \text{ K}\Omega$ y $R_5 = 24 \text{ K}\Omega$. Para todos los rangos de frecuencia de reloj (patas 38, 39, 40) una resistencia de $100 \text{ K}\Omega$ se recomienda para R_4 y el capacitor C_5 se selecciona de la ecuación $f = 0.45/RC$ (apéndice C.4) de donde $C_5 \cong 100 \text{ pF}$.

3.2.2.4 Convertidor DC-DC ICL7660

Los voltajes necesarios para alimentar toda la circuitería antes analizada son $+V$ y $-V$ con referencia analógica que, aplicadas al amplificador fotodiodo, aseguran la característica de bajo offset de corriente del operacional utilizado. La corriente necesaria para el amplificador fotodiodo está determinada por la característica de consumo de potencia del operacional, de la cual la corriente de suministro requerida es de 0.6 mA que es prácticamente la misma que el fabricante proporciona en su hoja de características eléctricas definida como suministro de corriente.

Un circuito de bajo costo y dimensiones relativamente pequeñas es utilizado con la finalidad de generar el voltaje $-V$, dicho circuito es el ICL7660 también de Intersil y su forma de conectarlo se muestra en la Fig. 3.12, encerrada por línea discontinua. Los capacitores C_8 y C_9 son propuestos por el fabricante y no se requiere realizar ningún cálculo. El circuito es fundamentalmente un convertidor de voltaje DC-DC similar a una fuente pulsada (swicheo) utilizada, muy comúnmente, en la mayoría de los sistemas electrónicos actuales. Las características de este convertidor DC-DC son a una entrada de voltaje $+V$, su salida entrega un voltaje $-V$, de misma amplitud con una corriente máxima de salida de 20 mA más que suficiente para la polarización del amplificador fotodiodo. Es importante mencionar, que existe una gran cantidad de circuitos integrados, los cuales realizan una función específica de

tal forma que el fabricante los complementa en sus hojas de datos técnicos con los componentes necesarios para que realicen la función para la que fueron diseñados, tal es el caso de los circuitos IC 4 e IC 7. La función específica del circuito integrado IC 4 es la de un milivoltmetro y el circuito integrado IC 7 es un inversor de voltaje. Por lo anterior, lo mismo sucede con el regulador de voltaje (IC 6) el cual la forma de conectarlo es el mostrado en la figura 3.10. De estos circuitos integrados se especifican sus características eléctricas en los manuales, de las cuales sólo se han considerado aquéllas que son más importantes en el desarrollo del radiómetro.

Para generar la alimentación al convertidor DC-DC se utiliza un sencillo arreglo formado por un diodo zener Z_1 de 5.1 volts y una resistencia R_9 de 270 ohm, en la configuración mostrada en el circuito de la Fig. 3.12. De esta forma es generada la tierra de referencia analógica en el ánodo del zener. Para el cálculo de R_9 analicemos la fig.3.13.

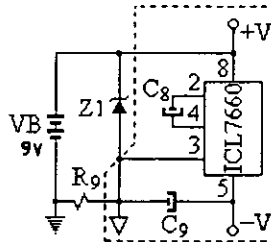


Figura 3.12 Fuente de alimentación.

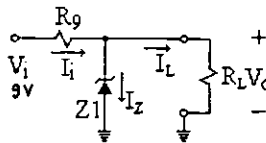


Figura 3.13

Las características del diodo zener son: $V_Z = 5.1$ Volt, $P = 1/2$ Watt, el voltaje de salida (fig.3.13) es:

$$V_O = V_i - I_i R_9 = V_Z \quad 3.6$$

La corriente $I_i = I_Z + I_L$, sin resistencia de carga $I_L = 0$ e $I_i = I_Z$. Ahora bien, la potencia está dada por $P_Z = V_Z I_Z$, de donde $I_Z = 0.5 / 5.1 = 98$ mA ésta es la máxima corriente que puede fluir por el diodo zener. Dado que el total de la corriente consumida por los circuitos IC1, IC2, IC3, IC5 e IC7 no sobrepasa de los 10 mA, la corriente I_i se considera ésta última. De aquí que $I_i = I_Z + I_L = 10$ mA. De la ecuación 3.6 tenemos:

$$R_9 = \frac{(V_i - V_Z)}{I_i}$$

$$R_9 = \frac{(9 - 5.1)}{10 \times 10^{-3}} = 390 \Omega$$

Por no limitar el consumo de corriente se colocó una $R_9 = 270 \Omega$ al circuito de la Fig. 3.12.

Analizando el circuito de la fuente de alimentación, podemos observar que los voltajes $+V$ y $-V$ con referencia analógica mantendrán su igualdad. Esto es, que si el voltaje $+V$ varía, de igual forma lo hará $-V$, esta es una característica muy importante para el amplificador fotodiodo, ya que esto no modifica en nada la respuesta de salida proporcionada por el operacional. Además, asegura el bajo offset y salida próxima a cero microvolts a una radiación cero en el fotodiodo.

3.2.2.5 Regulador de voltaje 78L09

Al diseño terminado se le ha incluido un circuito regulador a 9V (IC6), la cual mejora el diseño en lo que se refiere a la posibilidad de alimentarlo con una fuente externa de DC en el rango de $12V_{dc}$ a $20V_{dc}$. La regulación es realizada por el circuito integrado 78L09 que entrega como máximo 100 mA de corriente, los diodos D1 y D2 realizan la función de imposibilitar el flujo de corrientes tanto de la fuente de voltaje externa hacia la batería como de la batería a la fuente externa, ya que un flujo de corriente proveniente de la fuente externa, aplicada a la batería provocaría un daño a ésta, en el más extremo de los casos, una explosión de la batería. Recordemos que en los diodos rectificadores la corriente fluye en un solo sentido.

La sección de desplegado formada por el circuito ICL7106, display de cristal líquido y componentes en torno a éste, demandará la corriente necesaria directamente de la batería VB. De esta forma se ha diseñado en su totalidad la sección electrónica del radiómetro.

3.3 Monitoreo externo de los datos

Es importante mencionar, que el desplegado sólo es de función operativa, esto es, sólo para visualizar la potencia en tiempo real y que los datos son monitoreados después del circuito convertidor corriente a voltaje como se explica abajo.

Las salidas de los operacionales, aparte de ser alimentadas al multiplexor o llave analógica, son llevadas a un conector externo que servirá de comunicación, a un graficador o

a un sistema de adquisición de datos. Ambos, deberán tener una alta impedancia de entrada a señales analógicas, para soportar las salidas de instrumentos (como el radiómetro) de baja capacidad de suministro de corriente. Estos equipos, en sus menús de funciones cuentan con la posibilidad de programar sus entradas, para aceptar señales tan pequeñas en voltaje, que van de 0.01 mV hasta 5.0 Volt (0.00001 Volt a 5.00000). La gran mayoría de los graficadores y sistemas de adquisición de datos existentes en el mercado, utilizados en áreas de monitoreo ambiental para el cual está destinado el diseño, tienen esta función.

3.4 Métodos de calibración y estandarización

Para calibrar y estandarizar un detector de radiación, actualmente se toma en cuenta el tipo de señal entregada por éstos. Esta señal puede ser una señal de voltaje o una señal de corriente eléctrica, los valores normalmente entregados por estos dispositivos son del orden de microvolts y microamperes, los organismos que se encargan de estandarizar y validar la calibración realizan pruebas mediante las cuales obtienen los datos necesarios para el usuario, expresando los resultados en $\mu\text{V}\cdot\text{W}/\text{m}^2$ o bien $\mu\text{A}\cdot\text{W}/\text{m}^2$ según sea la señal entregada por la unidad detectora.

Dos métodos son comúnmente utilizados para la calibración de los radiómetros. Uno es el método de comparación mencionado en la sección 1.2.4, el cual es utilizado para calibrar este radiómetro. El segundo método consiste en la utilización de una lámpara especialmente diseñada para este propósito. Esta lámpara de referencia es calibrada por la NPL (National Physical Laboratory) y es capaz de generar un amplio rango de longitudes de onda a una intensidad constante.

La calibración de este diseño puede hacerse usando luz natural o luz artificial. Para ambos casos, se requiere la disposición de un medidor de radiación de potencia luminosa debidamente calibrado y estandarizado como un radiómetro comercial. El realizar la calibración con luz natural, como es la procedente del sol, produce errores debido a que no se mantiene constante y, sin embargo, si nos interesa saber la proporción en que varía la radiación solar esta calibración es aceptable. Con luz artificial se debe tener un espectro próximo al del sol. En general son tres los tipos de fuentes generadoras de luz comúnmente aceptadas como válidas: lámpara de tungsteno de 3 400 °K con filtro de agua, lámpara de arco de xenón con filtro en el rojo y lámpara de arco de xenón pulsada. La Fig. 3.14 muestra los espectros de algunas lámparas. Las discrepancias que puedan aparecer en estas lámparas respecto al sol tienen una influencia limitada si la célula desconocida y la patrón tienen una respuesta espectral próxima. La lámpara pulsada no necesita filtrado y permite iluminar grandes superficies de forma homogénea².

Debido a que no contamos con fuentes generadoras de luz como las mencionadas anteriormente se propone el siguiente método:

Con una lámpara de tungsteno (de fácil adquisición en comercios especializados en iluminación), preferentemente de bajo consumo de potencia de aproximadamente 100W y un filtro óptico, se realiza una lámpara, la cual será alimentada por una fuente regulada de voltaje para reducir al mínimo cualquier variación en su intensidad emisiva, el filtro óptico adquirido para este propósito fue de 535 nm. Colocando el filtro en la lámpara, se hace incidir la luz monocromática producida por el filtrado sobre el radiómetro patrón proporcionado por el **Instituto Mexicano del Petróleo (IMP)**, tomar nota de la distancia de la lámpara a la superficie del radiómetro patrón, ésta se requerirá más adelante para calibrar el diseño. De esta forma, se obtiene una lectura en W/m^2 en un sistema de adquisición de datos de

² Serie mundo electrónico. Energía solar fotovoltaica. Ed. Marcombo. p. 82.83.

aplicación meteorológica. Con estos datos (distancia y potencia) se hace incidir la luz sobre el radiómetro diseñado y se procede a su calibración de la siguiente forma:

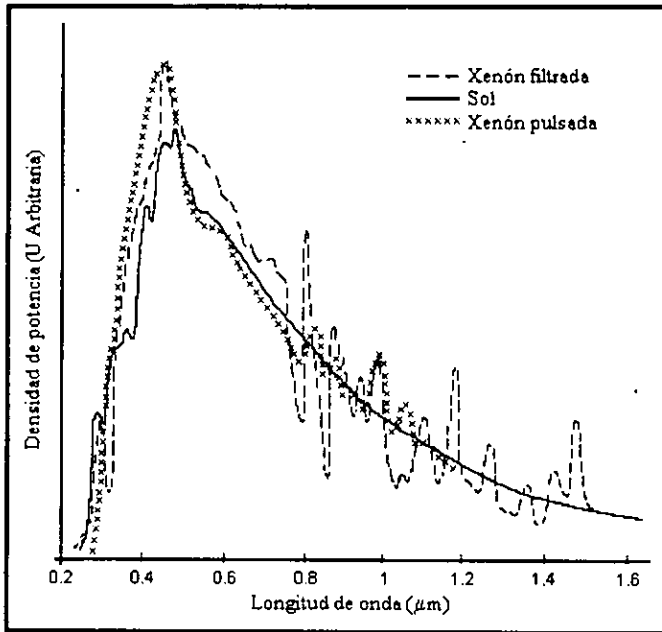


Figura 3.14 Espectros de diversas lámparas.

El diseño presentado consta de dos puntos de prueba uno (PP1) para calibrar la señal correspondiente a radiación total y el otro (PP2) para calibrar radiación ultravioleta, ajustando las resistencias variables de precisión R_1 y R_2 , respectivamente. La resistencia variable RV1 sirve para calibrar la sección de desplegando.

El procedimiento de ajuste de RV1 es el siguiente: se sustituye la unidad detectora (DET 1) por una fuente de corriente como se muestra en la fig.3.15, asegurarse de que la fuente de voltaje esté al mínimo. Mediante un multímetro de precisión se toma la lectura entre el punto de prueba PP1 y referencia analógica, variar la fuente de voltaje hasta obtener una

lectura de 1.00000 volts en el multímetro y ajustar RV1 para obtener una lectura de 1000 en la carátula del diseño, calibrándose de esta forma la sección de desplegado.

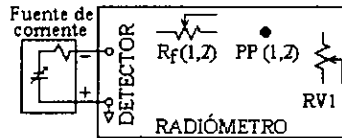


Figura 3.15

Para la calibración de potencia radiada o recibida colocar la unidad detectora. Con la lámpara anteriormente propuesta para este fin, hacer incidir la luz sobre el detector a la misma distancia a la cual fue aplicada en el radiómetro de referencia. Con el multímetro en PP1 ajustar R_1 hasta leer la misma lectura obtenida con la referencia, la cual será igual a la desplegada en la carátula del diseño, de esta forma queda calibrado el radiómetro en lo que corresponde a radiación total. Para la parte de ultravioleta se sigue el mismo procedimiento sólo que en este caso se usa una lámpara de UV de aproximadamente 254 nm (o una que este en el rango del UV) procediéndose a ajustar R_2 . Una validación y estandarización como se dijo anteriormente sólo será determinada por el organismo que para este fin ha sido desarrollado.

El método antes propuesto es lo suficientemente razonable, ya que los resultados obtenidos, comparándolos con la referencia, difieren levemente con ésta en, aproximadamente $\pm 1 \text{ W/m}^2$. De esta forma la calibración del radiómetro queda concluido.

El radiómetro de radiación solar total y ultravioleta proporciona directamente en su carátula lecturas desde cero (0 W/m^2) hasta 1999 W/m^2 . Hacia el exterior, en sus salidas dispuestas para un sistema de adquisición de datos, tiene una resolución de 0.01 W/m^2 . La Fig. 3.16 muestra el resultado de un día de muestreo obtenido en la ciudad de México en las

instalaciones del Instituto Mexicano del Petróleo. Para esto se utilizó un graficador conectado directamente en las salidas del radiómetro en su sección de medición de radiación total. En lo que concierne a radiación ultravioleta, el resultado es similar sólo que los niveles de este tipo de radiación no sobrepasan los 100 W/m^2 . Las variaciones en la figura se deben a que el muestreo se realizó en un día con nubosidades y periodos frecuentes de cielo despejado.

CONCLUSIONES

Las consideraciones para el desarrollo de cada una de las partes teóricas que constituyen esta obra fueron fundamentadas de acuerdo a las características y necesidades del diseño. Aunque pudo ser expresado un análisis puramente electrónico, no fue la finalidad del autor realizar un estudio detallado de cada una de las partes que constituyen el diseño del radiómetro, sólo ha querido expresar lo fundamental, puesto que la finalidad del trabajo es el diseño y la implementación del instrumento. Sin embargo, sólo se profundiza en aquel tema del cual existe poca bibliografía como es el caso del dispositivo sensor o fotodiodo.

Existe una gran variedad de aplicaciones de los fotodiodos, no necesariamente dentro de teorías espectrales. El fotodiodo es muy utilizado en fuentes generadoras de energía eléctrica sólo que en este caso se les denomina celdas solares.

En esta tesis se ha descrito una técnica muy simple que permite medir radiaciones de luz no necesariamente de origen solar, sino de cualquier fuente luminosa que se encuentre dentro del rango espectral especificado.

En cuanto a los resultados obtenidos, sólo se hace mención a ellos debido a que el dispositivo prácticamente da lecturas que son directamente proporcionales a la intensidad luminosa, realizar una tabla de resultados comparados con la referencia implicaría una repetitividad de los datos proporcionados, ver Fig. 3.14.

Es importante recordar que la respuesta del radiómetro, a exposición solar durante el transcurso del día, es parecida a una función senoidal cuya longitud es función del tiempo y amplitud función de la intensidad de radiación interceptada por la unidad detectora.

El diseño es muy práctico debido a que puede ser ensamblado en una unidad parecida a la de un multímetro digital portátil. También puede ser ensamblada la unidad electrónica dentro de la misma unidad detectora, una vez que los circuitos integrados actuales sean sustituidos por circuitería de tecnología superficial que, poco a poco, van existiendo en el mercado de refacciones del país. De esta forma, la sección de desplegado no se utiliza y sólo la señal de salida de la unidad así estructurada, es llevada a la unidad de adquisición de datos para su posterior procesado y graficado en un sistema monitor de computadora o almacenado en algún tipo de memoria, propia de los sistemas computacionales. Los requerimientos de esta unidad se limitan a solo necesitar una fuente de alimentación, una referencia de tierra y una señal de salida.

Las dimensiones de la unidad detectora son: 38.2 mm de diámetro y 50.7 mm de altura con un peso aproximado de 300 g. La unidad electrónica tiene un consumo de corriente de cerca de los 10 mA implicando un consumo de potencia aproximado de 90 mW a condición de 9 volts de alimentación y sin sección de desplegado cuyo consumo de corriente es de 1.8 mA.

Por último, el costo aproximado para la fabricación del radiómetro solar total y ultravioleta, considerando tiempo y material, es de aproximadamente de \$ 3 000.00 moneda nacional, un 20 % del costo de un radiómetro comercial de un sólo parámetro o rango espectral.

APÉNDICE

A

Se ha mencionado que el máximo de radiación emitida por el sol está alrededor del visible, lo que permite que el color verde faculte a las plantas para ser buenas absorbentes de radiación, exceptuando la banda de ese color que es la reflejada.

Los continentes y los océanos reflejan, absorben y emiten radiación. La atmósfera, con nubes o sin ellas, la dispersa, aunque la nubosidad es buena reflectora. La cantidad de cielo cubierto de nubes y la superficie terrestre cubierta por los hielos de los casquetes polares son dos ejemplos de superficies reflectoras de magnitudes variables.

La reflectividad de las nubes, del suelo y de la superficie del mar a la onda corta es una cantidad expresada siempre como fracción o porcentaje que recibe el nombre de **albedo (A)**, aunque es claro que el albedo, entendido como la parte de radiación de onda corta que se refleja, puede ser establecido para cada tipo de superficie. En el cuadro A1 se mencionan algunos de ellos.

Los especialistas en biometeorología se interesan profundamente en la medición de la radiación que una planta puede usar en su fotosíntesis. Se podría enumerar una larga lista de referencias de instrumentos desarrollados para este propósito, así como los trabajos y los ingenios usados durante mucho tiempo, pero no es el fin de esta tesis.

Después de toda la historia para desarrollar un instrumento que debía reunir una serie de requisitos muy importantes tales como tener una respuesta espectral y direccional, una respuesta lineal, un tiempo de atraso y un coeficiente térmico pequeños; una gran estabilidad y ser un sistema portátil, se encontró que una fotocelda de silicio reunía en gran parte estos requisitos.

Cuadro A1. Albedos para diversas superficies
(valores dados en porcentajes)

Superficie	Albedo
Superficie oceánica a 30° de latitud en invierno	9
Superficie oceánica a 30° de latitud en verano	6
Nieve fresca y nueva	75 a 95
concreto	17 a 27
Desierto	25 a 30
Sabana en la estación húmeda	15 a 20
Bosque de coníferas	5 a 15
Selva caducifolia en la estación húmeda	13 a 18
Selva caducifolia en la estación seca	20 a 30
Selva perennifolia	12 a 17
Tundra	15 a 20
Cubierta nubosa (nubes Cumulus nimbus)	70 a 90
Cubierta nubosa (nubes altostratus)	39 a 59
Cubierta nubosa (nubes cirrostratus)	44 a 50

De esta manera, el detector consta de dos dispositivos elementales: el sensor, una fotocelda de silicio (fotodiodo) y un filtro (cuarzo o cristal transmisor de UV) montados en un armazón metálica de gran precisión que incluye la corrección por coseno. El instrumento es sensible al rango de 200 a 1100 nanómetros y reúne los requisitos, por lo que fue seleccionado para el diseñado.

A.1 Estaciones meteorológicas

Las estaciones meteorológicas son entidades que se ubican en localidades adecuadas o representativas para el registro de determinados elementos del tiempo atmosférico y del clima.

Son varios los tipos de estaciones existentes. Existen las que generan información que interviene directamente en los fenómenos biológicos y, por otro lado, aquellas que se conjuntan con la obtención de información atmosférica que intervienen en los fenómenos de contaminación ambiental. Este último es el utilizado en las unidades móviles de monitoreo ambiental en el Instituto Mexicano del Petróleo, el cual ofrece el servicio a toda la República Mexicana tanto en el ámbito privado como de servicios a Petróleos Mexicanos.

Las unidades móviles de monitoreo ambiental realizan muestreos de tiempo completo de los siguientes parámetros: calidad del aire [partículas suspendidas en el aire, velocidad y dirección del viento, turbulencia], contaminación [bióxido de carbono (CO_2), monóxido de carbono (CO), bióxido de azufre (SO_2), bióxido de nitrógeno (NO_2), monóxido de nitrógeno (NO), ozono (O_3)], meteorológico [precipitación pluvial, temperatura, humedad relativa, radiación total y, actualmente, radiación ultravioleta].

Las casetas meteorológicas fijas, destinadas a medir temperatura y humedad del aire, necesitan de protección contra la radiación solar principalmente contra el viento o la precipitación.

Existe un número ilimitado de estaciones llamadas micrometeorológicas, puesto que un sólo termómetro instalado en un sitio determinado se considera una estación de este tipo. Una estación que se puede definir como macrometeorológica es la mencionada anteriormente como unidad móvil de monitoreo ambiental.

El arreglo mas común de instrumental meteorológico consiste en una torre instalada en un sitio característico del sistema bajo estudio. La torre puede tener la altura que se desee de acuerdo con el estudio que se está realizando. Por ejemplo, en un conjunto de árboles es recomendable que la torre sobresalga por lo menos 1m. y debe contar con sensores de radiación solar, RFA (Radiación Fotosintéticamente Activa), temperatura, humedad del aire, velocidad y dirección del viento en varios niveles.

Por último, las estaciones meteorológicas modernas están diseñadas para desempeñar su trabajo, casi automáticamente. Los datos pueden ser procesados y enviados teleméricamente o guardarse en un cassette. El sistema comúnmente está adaptado a una microcomputadora, por lo que puede incluir una variedad elevada de sensores y de equipo periférico.

El microprocesador con el que están equipadas puede aceptar desde uno hasta varios canales según sean las necesidades del equipo meteorológico, pero lo más común es que tenga ocho sensores que miden la intensidad y dirección del viento, radiación solar, temperatura y humedad del aire, precipitación, evaporación y presión atmosférica. No obstante, el usuario

puede armar su propia disposición de sensores según las necesidades propias del estudio que vaya a realizar.

Los datos obtenidos por los sensores son procesados de acuerdo con las necesidades, ya que estas unidades (sistemas de adquisición de datos -mencionado en el capítulo 3-) cuentan con programas especializados para determinar valores máximos y mínimos, promedios totales (valores integrados en un tiempo determinado) y desviación estándar. Los datos procesados pueden ser seleccionados en un intervalo de tiempo y almacenados en diskets para su análisis posterior.

Los multicanalizadores, como también se les conoce a estos sistemas de adquisición de datos, aceptan tanto entradas analógicas como digitales, siendo muy prácticos para cualquier tipo de aplicación, éstos son proporcionados con la paquetería de soporte para el procesado por computadora.

Cuando no se dispone de un sistema automático de adquisición de datos, se puede recurrir al diseño de multiplexores y de integradores electrónicos que, aunque no son tan versátiles como la estación automática, sí son muy efectivos y mucho más baratos. El multiplexor maneja varias entradas en donde se conectan los sensores y la salida se conecta a un graficador. El multiplexor cuenta con un contador digital que dará entrada al sensor en turno para pasar al graficador. El integrador realiza la función de integrar en un determinado tiempo la variación de uno de los parámetros ambientales. El tiempo puede ir desde un minuto hasta meses según sea la capacidad del integrador.

A.2 Consideraciones en la instalación del radiómetro

La instalación de los sensores es otra fuente de errores graves, ya que si se hacen mediciones de la intensidad de radiación en la superficie del suelo y los instrumentos no se encuentran bien instalados, paralelos a la superficie, generan errores subestimando o sobrestimando la intensidad de la radiación. Para esto, a los instrumentos se les provee de un nivel de burbuja, el que sirve para realizar una buena instalación.

Es muy importante la forma en que se distribuye el instrumental de una torre meteorológica, ya que una mala distribución de éste provocaría errores en la medición, principalmente en el caso de los radiómetros éstos deben ser colocados en un lugar donde no existan sombras producidas tanto por el medio (edificios, árboles, etc.) como por la misma torre. El lugar adecuado para los medidores de radiación será, por lo tanto, en la parte más alta de la torre donde se solventa este tipo de problema, además de que se elimina también la posibilidad de radiaciones reflejadas.

A.3 La unidad detectora directiva

La unidad detectora puede ser modificada para otras aplicaciones específicas como, por ejemplo, un fotómetro. La diferencia entre éste y el radiómetro es prácticamente sencilla, sólo es el rango espectral que se esté manejando. El fotómetro permite pasar a través de un filtro óptico, únicamente longitudes de onda del espectro visible. Ahora bien, si queremos

alguna longitud de onda específica, únicamente será necesario sustituir el filtro por aquel que deje pasar la que necesitemos, por ejemplo un filtro óptico de 535 nm correspondiente a luz verde, únicamente dejará pasar dicha longitud de onda que a la vista, como es obvio, será de color verde. Cabe mencionar, que un radiómetro fotosintéticamente activo (RFA) es aquel cuya longitud de onda se centra en los 545 nm, por lo que es relativamente sencillo convertir el radiómetro total en uno de este tipo.

De lo anterior podemos deducir que el rango espectral definirá particularmente a un radiómetro específico. Por ello, en la parte de calibración del radiómetro en el capítulo 3, se utiliza luz de una sola longitud de onda (luz monocromática). Esto es necesario, ya que si el radiómetro utilizado tiene diferente rango espectral, se produciría un gran error de calibración debido a las diferencias que pudieran existir en el rango espectral entre el diseño y la referencia patrón. Por ello, es conveniente para la calibración, utilizar luz monocromática que se encuentre dentro del rango espectral de ambos instrumentos.

A.4 El radiómetro en Espectrofotometría

En la industria petrolera es común encontrar equipos de análisis espectral llamados espectrofotómetros. Estos equipos son utilizados para identificar y cuantificar las porciones de los elementos contenidos en muestras de residuos petrolíferos o, bien, para análisis del medio en general; determinándose así los grados de contaminación que pudieran haberse originado como consecuencia de la extracción del petróleo y otros desechos industriales.

Esencialmente un espectrofotómetro cuenta con un sensor del mismo tipo al utilizado en el radiómetro, precediéndole de una etapa amplificadora casi de las mismas características al diseño presentado. En este caso, el espectrofotómetro cuenta con varias partes importantes que conjuntamente con la sección de detección forman un equipo de gran precisión. Las partes que componen un espectrofotómetro son: una o dos fuentes de luz visible y ultravioleta, una serie de filtros ópticos de diferentes rangos espectrales, esencialmente de filtros directivos como filtros a diferentes longitudes de onda que van del infrarrojo al ultravioleta (1100 nm a 200 nm), sensor y unidad electrónica, en la cual se tendrá el amplificador fotodiodo, con características de diseño especiales considerando las características de señal pequeña como son: respuesta en frecuencia, rango espectral, ruido Johnson, tiempo de respuesta, etc., recomendándose la bibliografía (17) que profundiza en estos temas de análisis.

Actualmente, los espectrofotómetros realizan el análisis casi automáticamente sólo se requiere colocar una muestra para que éste determine el porcentaje de contenido del elemento en cuestión. La mayor parte de los elementos (tabla periódica) responde a una longitud de onda determinada, absorbiéndola o reflejándola determinándose de esta forma las concentraciones de éstos.

A.5 El radiómetro en el análisis de ozono (O_3) y bióxido de azufre (SO_2)

El ozono, como sabemos, absorbe las radiaciones ultravioleta, ésta es la principal ventaja de análisis de ozono. Las concentraciones de ozono (O_3) en una celda de absorción son determinadas por la medición de luz de 254 nm, absorbida por la muestra. Esta

determinación requiere de conocimientos del coeficiente de absorción de O_3 a 254 nm, la longitud de trayectoria óptica de la muestra, la transmitancia de la muestra a la longitud de onda de 254 nm, temperatura y presión de la muestra.

La transmitancia se define como la razón I/I_0 donde I es la intensidad de luz que pasa a través de la celda y es sensada por el detector cuando la celda contiene una muestra de ozono O_3 , e I_0 es la intensidad de luz que pasa a través de la celda y es sensada por el detector cuando la celda contiene aire cero. Esto asume que todas las condiciones del sistema, excepto por los contenidos de la celda de absorción, son idénticos durante la medición de I e I_0 .

La cuantificación definida abajo está relacionada con la ley de absorción de Beer-Lambert:

$$\text{Transmitancia} = \frac{I}{I_0} = e^{-\alpha c l}$$

Donde:

α = coeficiente de absorción de O_3 a 254 nm = 308 ± 4

$\text{atm}^{-1} \text{cm}^{-1}$ a 0°C y 760 mm Hg

c = concentración de O_3 en la atmósfera

l = longitud de trayectoria óptica en cm

En este caso, el radiómetro compuesto por el fotodiodo y el amplificador diseñado para señal pequeña se le nombra fotómetro de UV. El fotómetro de UV se complementa por una lámpara de baja presión de mercurio generadora de UV, colimación óptica, celda de absorción y procesado de señal electrónica, como se ilustra en la Fig. A1.

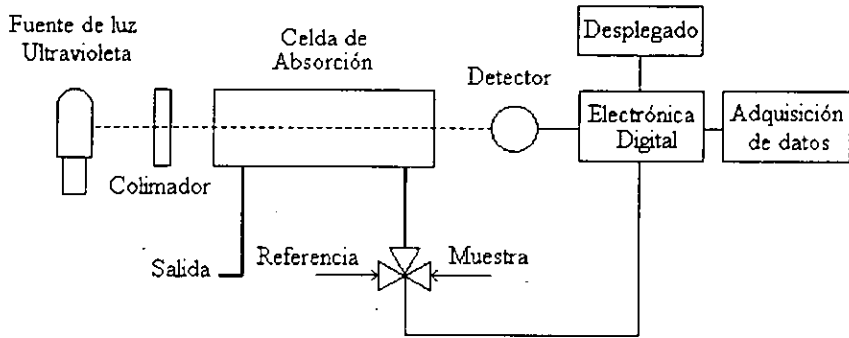


Figura. A1

Para el análisis de bióxido de azufre (SO_2) el proceso es similar. El SO_2 tiene una propiedad de fluorescencia a la luz ultravioleta y este fenómeno es utilizado para determinar las concentraciones de SO_2 . La Fig. A2 ilustra este efecto.

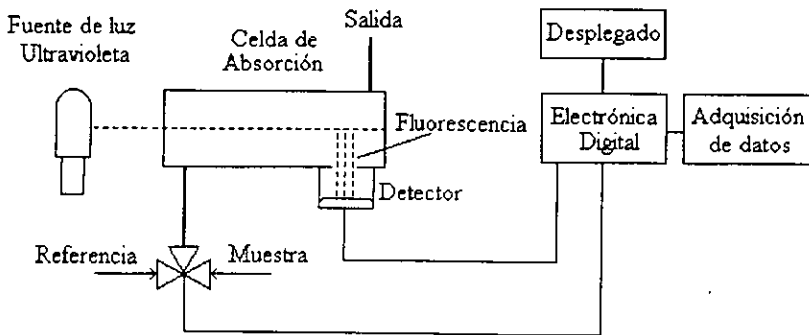


Figura. A2

Al igual que en el ozono, se hace pasar la referencia de aire cero, después se introduce la muestra y se determina la cantidad de fluorescencia que produce el SO_2 contenido en la muestra, determinándose así la proporción de SO_2 contenida en la atmósfera de la zona en estudio.

Como es de esperarse, dado que el silicio es trasparente a longitudes de onda definidas en el rango espectral arriba de 1100 nm, no es posible realizar equipo de análisis en el cual se requiera la detección de estas longitudes de onda, como es el caso de los analizadores de bióxido de carbono (CO_2) y monóxido de carbono (CO), los cuales reflejan este tipo de radiación, para ello se utilizan otro tipo de sensores (fotorresistivos). Por otro lado, en el rango de longitudes de onda corta menores de 200 nm existen sensores contruidos del mismo material de silicio que pueden detectar radiaciones abajo de estas, se han logrado sensores que pueden detectar rayos cósmicos, rayos γ y rayos x con este tipo de material, sólo que el costo de ellos es elevado debido a su alta pureza de material semiconductor.

A.6 Unidades de conversión en iluminación

La tabla A2 presenta las unidades de conversión que aún se siguen utilizando por dispositivos medidores de iluminación.

Tabla A2. Unidades de conversión luminica.

lux lx(lm/m ²)	fotón ph(lm/cm ²)	foot-candle fc(lm/ft ²)	watt por centimetro cuadrado W/cm ²
1	1.000x10 ⁻⁴	9.290x10 ⁻²	5.0x10 ⁻⁶
1.000x10 ⁴	1	9.290x10 ²	5.0x10 ⁻²
1.076x10 ¹	1.076x10 ⁻³	1	5.4x10 ⁻⁵
2.0x10 ⁵	2.0x10 ¹	1.9x10 ⁴	1

APÉNDICE

B

B.1 El Amplificador Operacional Ideal Convertidor Corriente Voltaje

Como primer análisis es conveniente considerar al amplificador operacional con características ideales. El Amplificador Operacional con entrada diferencial y salida no balanceada se muestra en la Fig. B.1, éste constituye el tipo más usado y es al que se refiere todo el análisis que se presenta a continuación.

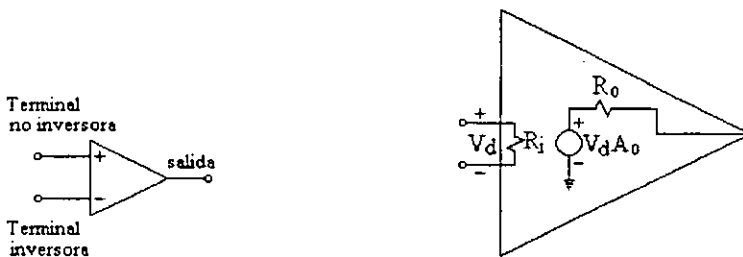


Fig. B.1 a) El amplificador operacional

b) Circuito equivalente de un amplificador operacional ideal

La función que realiza el amplificador operacional es tomar la información de los voltajes de entrada, en forma de voltaje diferencial (V_d) y multiplicarlo por la ganancia de voltaje en lazo abierto (A_0), entregando a su salida un voltaje definido por:

$$V_o = A_0 V_d$$

B.1

Así, la salida del amplificador **ideal** sólo depende de la diferencia de voltajes aplicados a sus terminales de entrada. El voltaje común que tengan las dos entradas con respecto a tierra, se denomina **voltaje de modo común** de entrada. Aclaremos que siempre se usarán las dos entradas y la forma de utilizarlas depende del tipo de aplicación. La salida es una sola terminal referida a tierra.

Para que el amplificador operacional sea ideal, debe cumplir con las siguientes características: ganancia de lazo abierto infinita, resistencia de entrada infinita y ancho de banda infinito. Así como, la resistencia de salida y los errores por desviaciones deben de ser cero.

Ganancia infinita. Hace que el funcionamiento del amplificador sea completamente dependiente de la entrada y de las redes de realimentación.

Resistencia de entrada infinita. Asegura que no fluya corriente en las terminales de entrada.

Resistencia de salida nula. Garantiza que no sea afectado el operacional por la carga.

Voltajes y corriente de compensación nulos. Asegura que cuando el voltaje de entrada sea cero, el voltaje de salida también lo es, independientemente de la resistencia del generador o fuente de señal de entrada.

Ancho de banda infinito. De ser verdad, significa que responde a un ancho de banda desde corriente continua hasta una frecuencia infinita con un tiempo de respuesta nulo. Ésta es la única especificación con la que no cumplen los operacionales; en la práctica tienen un ancho de banda finito.

De estas características ideales, en especial si la ganancia de voltaje en lazo abierto es infinita, (que implica que la señal de salida será el resultado de una señal infinitesimalmente pequeña a la entrada), se concluyen las dos propiedades siguientes:

1. El voltaje de entrada diferencial es cero.

Por otro lado, si la resistencia de entrada es infinita:

2. No circula corriente entre las terminales de entrada.

Estas dos propiedades se usan constantemente durante el análisis y diseño con amplificadores operacionales cuando estos se consideren ideales. Al entender estas propiedades en su totalidad, la operación virtual del amplificador operacional puede deducirse fácil y lógicamente.

B.2. Especificaciones del Amplificador Operacional

Las especificaciones que el fabricante proporciona de un amplificador operacional normalmente se muestran en hojas de datos, que se presentan en los manuales de circuitos integrados lineales. Normalmente, las hojas de datos técnicos muestran la siguiente información:

B.2.1. Tolerancias Máximas

Las tolerancias máximas en las hojas de especificaciones son los valores máximos que el amplificador operacional puede soportar con seguridad, sin que se pueda llegar a la destrucción posible del dispositivo.

Voltaje de Alimentación $+V_{cc}/-V_{cc}$. Voltaje máximo positivo y negativo para alimentar o polarizar al amplificador operacional.

Potencia interna de disipación P_d . Potencia máxima capaz de disipar el amplificador operacional en condiciones de temperatura ambiente.

Voltaje diferencial de entrada (V_d). Voltaje diferencial máximo que puede aplicarse a las entradas inversora (-) y no inversora (+).

Corriente diferencial de entrada (I_d). Corriente diferencial máxima que puede aplicarse a las entradas inversora (-) y no inversora (+).

Voltaje de entrada. Voltaje máximo de entrada aplicado simultáneamente entre ambas entradas y tierra. También se refiere al voltaje de modo común. En general, este voltaje es igual al voltaje de la fuente de alimentación.

Temperatura de operación T_o . Tolerancia de la temperatura ambiente en la que opera el amplificador operacional.

Temperatura de almacenamiento. Tolerancia de temperatura ambiente sólo de almacenamiento.

Duración del corto circuito a la salida. Tiempo que la salida puede estar en corto circuito.

Temperatura en terminales. Temperatura de soldadura en las terminales del operacional. Para algunos amplificadores se especifica el tiempo máximo de soldadura.

B.2.2. Parámetros de Entrada

Voltaje de compensación de entrada, V_{io} (Input Offset Voltage). Voltaje aplicado a una u otra de las terminales de entrada para obtener un voltaje de salida cero.

Tolerancia de ajuste del voltaje de compensación (Offset). Límites del voltaje necesario para compensar el voltaje de compensación de entrada.

Corriente de polarización de entrada, I_{ib} (Input Bias Current). Promedio de las corrientes que circulan entre ambas entradas. Idealmente las dos corrientes de entrada son iguales.

Corriente de compensación de entrada, I_{io} (Input Offset Current). Diferencia de las dos corrientes de polarización de entrada para que el voltaje de salida sea cero.

Tolerancia del voltaje de entrada, V_{mc} (Input Voltage Range). Tolerancia del voltaje de entrada de modo común.

Resistencia de entrada, R_i o Z_i (Input Resistance). Es la resistencia vista desde cualquier terminal de entrada hacia adentro con la terminal conectada a tierra.

Capacitancia de entrada. Capacitancia de entrada entre las terminales en pF.

B.2.3. Parámetros de salida

Resistencia de salida R_o . Resistencia vista desde la terminal de salida y tierra hacia adentro del amplificador.

Corriente de salida en corto circuito I_{osc} . Corriente máxima de salida que puede entregar el operacional a una carga.

Variación de voltaje de salida, $\pm V_o$ máximo (Swing) Voltaje máximo de salida que el operacional entrega a la carga, sin distorsión o corte.

B.2.4. Parámetros dinámicos

Ganancia de voltaje en lazo abierto, A_o . Razón del voltaje de salida al voltaje de entrada del operacional cuando no hay realimentación externa.

Ganancia de voltaje para señales grandes. Razón de la variación máxima del voltaje de salida, al cambio de voltaje de entrada necesario para producir en la salida un voltaje que varíe de cero a un valor específico.

Rapidez de respuesta o Velocidad de cambio, S_r (Slew Rate). Razón al cambio de voltaje máximo de salida con respecto al tiempo (dV_o / dt).

B.2.5 Otros parámetros

Consumo de corriente. Corriente que el operacional toma de la(s) fuente(s) de alimentación o polarización.

Razón de rechazo de modo común, CMRR, (Commun Mode Rejection Ratio). Medida de la capacidad que tiene el operacional para rechazar señales que están simultáneamente presentes en ambas entradas. Es la razón de ganancia de voltaje diferencial (A_d) a la ganancia de voltaje de modo común (A_c). Generalmente expresada en decibeles (dB) y se da por:

$$CMRR = 20 \text{ Log} \left(\frac{A_d}{A_c} \right)$$

Separación de canal. Cuando en un C.I. hay más de un amplificador operacional, se puede presentar diafonía o cruce de información, esto hace que al aplicar una señal a uno de los operacionales, en la salida de otro aparecerá una señal finita. No importa que en la entrada de este último operacional no haya señal aplicada. Esto es, existe una interacción de la información o señal en otro amplificador de la misma pastilla.

B.3 Configuración básica del Amplificador Operacional Ideal

Todos los circuitos con operacionales se basan en dos configuraciones básicas: inversor y no inversor. Analizaremos solo el amplificador operacional inversor y su

configuración como convertidor corriente voltaje, dejando al lector el estudio más profundo de operacionales referida a la bibliografía. La Fig. B.2 representa al amplificador operacional en su configuración como inversor.

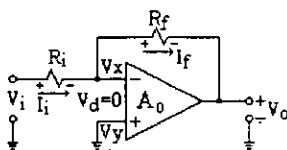


Figura B.2

El funcionamiento del circuito amplificador inversor se comprende mejor si se supone que existe un pequeño voltaje V_d entre las terminales de entrada del amplificador. Si la realimentación es negativa, la señal realimentada está en fase opuesta a V_d . Si la ganancia A_0 del operacional tiende a infinito, el voltaje V_d se forzará a cero.

La función que realiza el amplificador operacional es entregar un voltaje proporcional al producto de la ganancia de lazo abierto A_0 , con la diferencia de potencial de la terminal no inversora a la inversora igual a:

$$V_o = A_0 (V_y - V_x) = V_d A_0 \quad \text{B.2}$$

En la Fig. B.2. el nodo x actúa como tierra virtual, ya que la realimentación negativa impide que el voltaje cambie en este punto. Para el caso del amplificador operacional con ganancia elevada pero finita, el voltaje V_d tiende a ser pequeño aunque sin llegar a cero.

Al amplificador operacional ideal se le supone una impedancia de entrada infinita. Debido a esto, la corriente de entrada es cero. Toda corriente que llegue al nodo x, necesariamente debe fluir a través de la resistencia de realimentación R_f .

B.3.1. Efecto de voltaje cero y Corriente cero (Tierra virtual)

Debido a las propiedades simétricas de una red, el voltaje o corriente a través de un elemento puede ser cero. Esto se ilustra en las figuras B.3. y B.4.

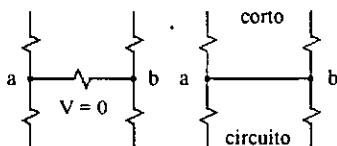


Figura B.3. Un voltaje cero equivale a un corto circuito.

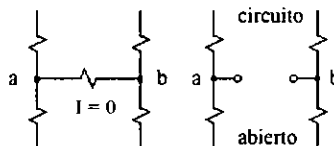


Figura B.4 La corriente cero equivale a un circuito abierto.

Una diferencia de voltaje igual a cero entre dos puntos es equivalente a tener una conexión directa -en corto circuito- entre las terminales a y b (Fig. B.3).

La condición $I = 0$ es equivalente al circuito abierto que aparece en la figura B.4.

Un análisis cuidadoso revela que si $V = 0$ debido al corto entonces por ley de ohm se tiene $I = V/R = 0/R = 0$ y el hecho que la corriente sea cero, podría ser condición de circuito abierto.

Por lo tanto, se llega a la conclusión tan importante como contradictoria: en cualquier red o circuito simétrico o balanceado arquitectónicamente y dimensionalmente, en torno al eje de simetría del mismo es igual un corto que un circuito abierto.

En los amplificadores operacionales, la entrada es balanceada o simétrica. Esto se

debe a que en su primera etapa intrínsecamente cuenta con un amplificador diferencial. En el caso del amplificador inversor resulta en una tierra virtual, siempre y cuando la terminal no inversora se conecte a tierra.

B.4 Ganancia de Voltaje (A_v) del amplificador inversor

En cada resistencia del amplificador inversor de la fig. B.2, las corrientes están determinadas por:

$$I_i = \frac{(V_i - V_x)}{R_i} \quad e \quad I_f = \frac{(V_x - V_o)}{R_f} \quad \text{B.3}$$

Como el voltaje diferencial $V_d = 0$ (sección B.3) y como la terminal no inversora está conectada a tierra, se tiene

$$V_d = V_y - V_x \quad V_d = 0 \quad V_y = 0$$

Por lo tanto

$$V_x = 0$$

Entonces

$$I_i = \frac{V_i}{R_i} \quad e \quad I_f = - \frac{V_o}{R_f} \quad \text{B.4}$$

Considerando que la resistencia característica de entrada al amplificador es muy grande, resulta que $I_i = I_f$, por lo cual:

$$\frac{V_i}{R_i} = - \frac{V_o}{R_f}$$

Por lo tanto

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f}{R_i} \quad \text{B.5}$$

Esta es la ecuación característica de la ganancia de voltaje del amplificador operacional inversor.

Si el amplificador operacional es ideal, $V_d = 0$, y si la terminal no inversora está conectada a tierra, la terminal inversora tal como se explicó antes, es una tierra virtual.

Ahora bien, V_o se toma de la terminal de salida a tierra, y si $V_x = 0$, de la ecuación B.4 tenemos:

$$V_o = -I_f R_f \quad \text{B.6}$$

y como $I_i = I_f$ se tiene

$$V_o = -I_i R_f \quad \text{B.7}$$

o bien

$$V_o = A_v V_i \quad V_o = -V_i \frac{R_f}{R_i} \quad \text{B.8}$$

B.5 Convertidor de Corriente a Voltaje

La figura B.5 muestra el amplificador operacional en la configuración de convertidor corriente a voltaje o, bien, como fuente de voltaje controlada por corriente.

Esta configuración **tiende** a actuar como un perfecto convertidor corriente a voltaje,

cuya característica importante es su impedancia o resistencia de entrada cero e impedancia o resistencia de salida cero con una razón V_o / I_i estable. Demostremos esta característica del convertidor corriente a voltaje.

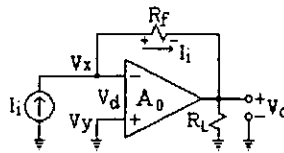


Figura B.5

En general, por la ecuación B.1, $V_o = A_o V_d$. La resistencia de entrada característica de un operacional es muy grande del orden de megaohms. Por esta razón, la corriente fluye a través de R_f produciendo una caída de voltaje. De la malla en torno al circuito se tiene:

$$-V_d - I_f R_f - V_o = 0$$

De la ecuación $V_o = A_o V_d$ se tiene, sustituyendo

$$-\frac{V_o}{A_o} - I_f R_f - V_o = 0$$

$$-\frac{V_o}{A_o} - V_o = I_f R_f$$

ordenando

$$-V_o(1 + A_o) = A_o I_f R_f$$

$$-\frac{V_o}{I_f} = \frac{A_o}{1 + A_o} R_f \quad \text{B.9}$$

Como $A_0 \gg 1$, se tiene que

$$-\frac{V_o}{I_i} = R_f \quad \text{B.10}$$

$$V_o = -I_i R_f \quad \text{B.11}$$

Como observamos, la EC.B.11 es igual a la EC.B.7, esto es válido para todos los circuitos inversores con amplificadores operacionales en los que la entrada no inversora se conecta a tierra.

B.5.1 Resistencia de entrada (R_{if})

Por ley de ohm tenemos que, la resistencia de entrada siempre se da como la razón del voltaje V_d a la corriente de entrada I_i .

$$R_{if} = \frac{V_d}{I_i} \quad \text{B.12}$$

De la Fig.B.5 se deduce que:

$$-V_d - I_i R_f - V_o = 0$$

Como el voltaje de salida viene dado por la ecuación $V_o = V_d A_0$, y sustituyendo en la ecuación anterior se tiene:

$$-V_d - I_i R_f - V_d A_o = 0$$

Como interesa la razón V_d / I_i , obtenemos, desarrollando:

$$-V_d (1 + A_o) = I_i R_f$$

$$-\frac{V_d}{I_i} = \frac{R_f}{(1 + A_o)}$$

Por lo que

$$R_{i,f} = \frac{R_f}{(1 + A_o)} \quad \text{B.13}$$

Esta es la expresión de la resistencia de entrada del amplificador con realimentación negativa donde $R_{i,f}$ es la resistencia de entrada de lazo cerrado y A_o es la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional. Como $A_o \gg 1$, $R_{i,f} = 0$.

Por ejemplo, cualquier operacional tiene una ganancia $A_o > 100\,000$ y como la mayor parte de los convertidores tiene una R_f aproximadamente igual a $100\text{ K}\Omega$, entonces tenemos:

$$R_{i,f} = \frac{100\text{ K}\Omega}{(1 + 100\,000)} \cong 1\ \Omega$$

Lo cual confirma que:

$$R_{i,f} \rightarrow 0 \quad \text{o bien} \quad R_{i,f} = 0$$

B.5.2 Resistencia de salida R_{of}

El amplificador operacional en su configuración de convertidor corriente a voltaje se puede sustituir por su equivalente, según la fig. B.6.

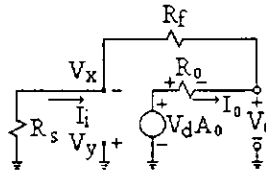


Figura B.6

La fuente de corriente es reemplazada por su resistencia interna R_s . El voltaje en la terminal inversora está dado por V_x , o sea:

$$V_x = I_i R_s \quad I_i = \frac{V_x}{R_s} \quad \text{B.14}$$

El voltaje de salida, será:

$$V_o = I_i (R_f + R_s) \quad \text{B.15}$$

Sustituyendo B.14 en B.15 tenemos:

$$V_o = \frac{V_x}{R_s} (R_f + R_s) \quad V_x = V_o \left(\frac{R_s}{R_f + R_s} \right) \quad \text{B.16}$$

Si $V_d = V_y - V_x$ y $V_x = 0$ entonces $V_d = -V_y$

Por lo que de la EC. B.16

$$V_d = -V_o \left(\frac{R_s}{R_f + R_s} \right)$$

De la malla del circuito de salida de la fig. B.6 se obtiene:

$$V_d A_o - I_o R_o - V_o = 0$$

Sustituyendo V_d , obtenemos:

$$\left(- \frac{V_o R_s}{R_f + R_s} \right) A_o - I_o R_o - V_o = 0$$

Desarrollando tenemos:

$$-V_o \left(\frac{A_o R_s}{R_f + R_s} + 1 \right) = I_o R_o$$

$$-\frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{\frac{A_o R_s}{R_f + R_s} + 1}$$

Por definición $R_{of} = V_o / I_o$, por lo tanto:

$$R_{of} = \frac{R_o}{\frac{A_o}{R_f/R_s + 1} + 1}$$

La característica ideal de una fuente de corriente es que su resistencia interna es muy grande ($R_s \rightarrow \infty$), por lo que $R_s \gg R_f$, por lo tanto esta última ecuación queda:

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_o} \quad \text{B.17}$$

Como la ganancia del amplificador operacional A_o es muy grande $R_{of} \rightarrow 0$, de aquí que R_{of} se considera cero ($R_{of} = 0$).

Por último, esta resistencia (R_{of}) define que el voltaje de salida no se verá afectado por la carga.

La aplicación natural de esta configuración se presenta cuando se desea amplificar y convertir a voltaje la señal de corriente que facilita un transductor, por ejemplo, en el caso de los fotodiodos. Como se habla de corriente, ésta nos induce a buscar un circuito que tenga idealmente una $R_{if} = 0$.

APÉNDICE C

C.1 Características eléctricas del amplificador operacional OP-12 (LT1012)¹

OP-12

PRECISION

LOW-INPUT-CURRENT

OPERATIONAL AMPLIFIER (INTERNALLY COMPENSATED)

FEATURES

- Low Offset Voltage 150 μ V Max
- Low Offset Voltage Drift 2.5 μ V/ $^{\circ}$ C Max
- Load Current Capability 5mA Min
- Internal Frequency Compensation
- 125 $^{\circ}$ C Temperature Tested Die
- Low Offset Current 200pA Max
- Low Bias Current 2.0nA Max
- Low Power Consumption 18mW Max @ \pm 15V
- High Common-Mode Input Range \pm 13V Min
- MIL-STD-883 Class B Processing Available
- Silicon-Nitride Passivation

GENERAL DESCRIPTION

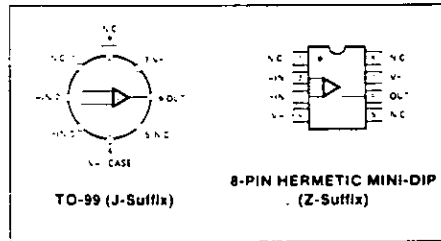
The PMI OP-12 is an improved version of the popular LM108A low-power op amp. The OP-12 is internally compensated and its chip dimensions are only 42 X 58 mils. Offset voltage is lower: the total worst-case input offset voltage over -55° C to $+125^{\circ}$ C for the OP-12A is only 350 μ V. In addition, the OP-12 drives a 2k Ω load which is five times the output current capability of the 108A. This excellent performance is achieved by applying PMI's ion-implanted super-beta process and on-chip zener-zap trimming capabilities. The internal compensation makes this op amp ideal for hybrid assembly applications.

ORDERING INFORMATION*

T _a = 25 $^{\circ}$ C V _{OS} MAX (mV)	PACKAGE		OPERATING TEMPERATURE RANGE
	HERMETIC TO-99 8-PIN	HERMETIC DIP 8-PIN	
0.15	OP12AJ [†]	OP12AZ [†]	MIL
0.15	OP12EJ	OP12EZ	COM
0.30	OP12BJ [†]	OP12BZ [†]	MIL
0.30	OP12FJ	OP12FZ	COM
1.0	OP12CJ [†]	OP12CZ [†]	MIL
1.0	OP12GJ	OP12GZ	COM

*Also available with MIL-STD-883B Processing. To order add /883 as a suffix to the part number. See Section 3 for screening procedure.
†All commercial and industrial temperature range parts are available with burn-in per MIL-STD-883. See Ordering Information, Section 2.

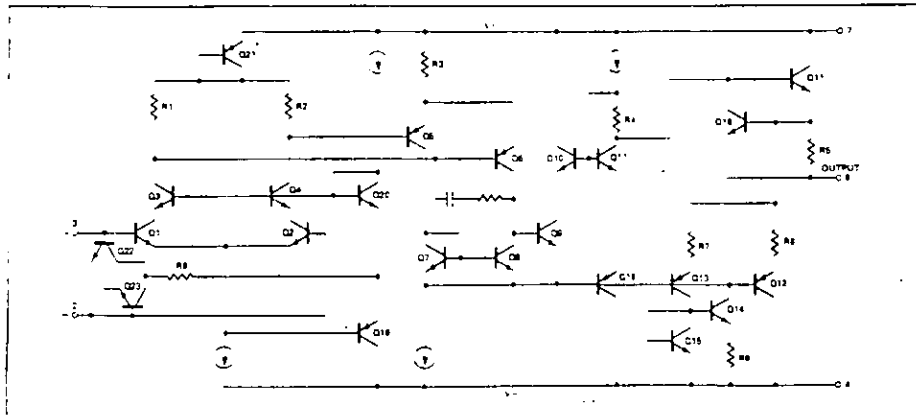
PIN CONNECTIONS



TO-99 (J-Suffix)

8-PIN HERMETIC MINI-DIP
(Z-Suffix)

SIMPLIFIED SCHEMATIC



¹ Precision Monolithics Incorporated. Linear and Conversion Products PMI Data Book. Printed in USA. Edition 1984. p. 5-86 a 5-89.

OP-12 PRECISION LOW-INPUT-CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS Note 4

Supply Voltage	
OP-12A, OP-12B	±20V
OP-12E, OP-12F, All DICE except GR	±20V
OP-12C, OP-12G, GR DICE Only	±18V
Operating Temperature Range	
OP-12A, OP-12B, OP-12C	-55°C to +125°C
OP-12E, OP-12F, OP-12G	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature Range Soldering, 60 sec	300°C
Internal Power Dissipation Note 1	500mW
Differential Input Current Note 2	±10mA
Input Voltage Note 3	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
DICE Junction Temperature (T _J)	-65°C to +150°C

NOTES:

1. See table for maximum ambient temperature rating and derating factor.

PACKAGE TYPE	MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE FOR RATING	DERATE ABOVE MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE
TO-99 J	80°C	7.1mW/°C
8-Pin hermetic DIP Z	75°C	6.7mW/°C

2. The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is provided.

3. For supply voltages less than ±15V the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

4. Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at V_S = ±20V and T_A = 25°C for A, B, E and F grades, V_S = ±15V, and T_A = 25°C for C and G grades, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-12A/E			OP-12B/F			OP-12C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V _{OS}		—	0.07	0.15	—	0.18	0.30	—	0.25	1.0	mV
Input Offset Current	I _{OS}		—	0.05	0.20	—	0.05	0.20	—	0.08	0.5	nA
Input Bias Current	I _B		—	0.8	2.0	—	0.8	2.0	—	1.0	5.0	nA
Input Resistance — Differential-Mode	R _{IN}	Note 1	2k	70	—	2k	70	—	10	50	—	MΩ
Input Voltage Range	I _{VR}	V _S = ±15V	±13	±14	—	±13	±14	—	±13	±14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V _{CM} = ±13V	104	120	—	104	120	—	84	115	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	V _S = ±5V to ±15V	—	1	7	—	1	7	—	4	63	μV/V
Output Voltage Swing	V _O	R _L ≥ 10kΩ, V _S = ±15V R _L ≥ 2kΩ, V _S = ±15V	±13	±14	—	±13	±14	—	±13	±14	—	V
Large-Signal Voltage Gain	A _{VO}	R _L ≥ 10kΩ V _O = ±10V R _L ≥ 2kΩ V _O = ±10V	80	300	—	80	300	—	40	250	—	V/mV
Power Consumption	P _d	V _S = ±15V No Load V _S = ±5V No Load	—	9	18	—	9	18	—	12	24	mW
Input Noise Voltage	e _{n(p-p)}	0.1Hz to 10Hz	—	0.9	—	—	0.9	—	—	0.9	—	μV _{p-p}
Input Noise Voltage Density	e _n	f _C = 10Hz f _C = 100Hz f _C = 1000Hz	—	22	—	—	22	—	—	22	—	nV/√Hz
Input Noise Current	i _{n(p-p)}	0.1Hz to 10Hz	—	3	—	—	3	—	—	3	—	pA _{p-p}
Input Noise Current Density	i _n	f _C = 10Hz f _C = 100Hz f _C = 1000Hz	—	0.15	—	—	0.15	—	—	0.15	—	pA/√Hz
Slew Rate	SR	R _L ≥ 2kΩ	—	0.12	—	—	0.12	—	—	0.12	—	V/μs
Closed-Loop Bandwidth	BW	A _{VCL} = +1	—	0.80	—	—	0.80	—	—	0.80	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R _O	V _O = 0, I _O = 0	—	200	—	—	200	—	—	200	—	Ω

NOTE:

1. Guaranteed by design.

OP-12 PRECISION LOW-INPUT-CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$ for C grade, $V_S = \pm 20V$ for A and B grades $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-12A			OP-12B			OP-12C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}		—	0.12	0.35	—	0.28	0.60	—	0.40	2.0	mV
Average Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS}		—	0.50	2.5	—	1.0	3.5	—	1.5	10	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.12	0.40	—	0.12	0.40	—	0.18	1.0	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}		—	0.50	2.5	—	0.50	2.5	—	1.0	5.0	$pA/^\circ C$
Input Bias Current	I_B		—	1.2	3.0	—	1.2	3.0	—	1.8	10	nA
Input Voltage Range	IVR	$V_S = \pm 15V$	± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	100	116	—	100	116	—	80	112	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 5$ to $\pm 15V$	—	4	10	—	4	10	—	6	100	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VOL}	$R_L \geq 5k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	40	120	—	40	120	—	15	80	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10k\Omega$ $V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 5k\Omega$ $V_S = \pm 15V$	± 13 ± 10	± 14 ± 13	—	± 13 ± 10	± 14 ± 13	—	± 13 ± 10	± 14 ± 12	—	V
Power Consumption	P_D	$V_S = \pm 15V$ No Load	—	9	18	—	9	18	—	15	24	mW

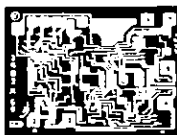
ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$ for G grade, $V_S = \pm 20V$ for E and F grades, $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$, unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-12E			OP-12F			OP-12G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}		—	0.10	0.26	—	0.23	0.45	—	0.32	1.4	mV
Average Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS}		—	0.50	2.5	—	1.0	3.5	—	1.5	10	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.08	0.30	—	0.11	0.60	—	0.12	0.70	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}		—	0.50	2.5	—	1.0	5.0	—	1.0	5.0	$pA/^\circ C$
Input Bias Current	I_B		—	1.0	2.6	—	1.2	5.0	—	1.4	6.5	nA
Input Voltage Range	IVR	$V_S = \pm 15V$	± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	100	116	—	100	116	—	80	112	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 5$ to $\pm 15V$	—	4	10	—	4	10	—	6	100	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VOL}	$R_L \geq 10k\Omega$ $V_O = \pm 10V$ $R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	60 25	200 100	—	60 25	200 100	—	20 —	150 80	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10k\Omega$ $V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 5k\Omega$ $V_S = \pm 15V$	± 13 ± 10	± 14 ± 12	—	± 13 ± 10	± 14 ± 12	—	± 13 ± 10	± 14 ± 12	—	V
Power Consumption	P_D	$V_S = \pm 15V$ No Load	—	9	18	—	9	18	—	15	24	mW

For typical performance characteristics see OP-08 data sheet. Assume $C_L = 30pF$.

OP-12 PRECISION LOW-INPUT-CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER

DICE CHARACTERISTICS (125°C TESTED DICE AVAILABLE)



DIE SIZE 0.058 × 0.042 inch, 2436 sq. mils
(1.47 × 1.07 mm, 1.57 sq. mm)

1. NO CONNECTION
2. INVERTING INPUT
3. NONINVERTING INPUT
4. V₋
5. V₊
6. OUTPUT
7. V₋
8. NO CONNECTION

For additional DICE information refer to Section 2.

WAFER TEST LIMITS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ for OP-12N, OP-12G and OP-12GR devices; $T_A = 125^\circ C$ for OP-12NT and OP-12GT devices, unless otherwise noted (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-12NT LIMIT	OP-12N LIMIT	OP-12GT LIMIT	OP-12G LIMIT	OP-12GR LIMIT	UNITS
Input Offset Voltage	V_{OS}		0.15	0.3	0.6	0.3	—	mV MAX
Input Offset Current	I_{OS}		0.2	0.2	0.2	0.2	0.5	nA MAX
Input Bias Current	I_E		2	2	2	2	5	nA MAX
Input Voltage Range	IVR		± 13	± 13	± 13	± 12	± 12	V MIN
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	100	104	100	104	84	dB MIN
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 5V$ to $\pm 15V$	10	—	10	7	63	dB V MAX
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10k\Omega$	± 13	± 13	± 13	± 13	± 13	V MIN
		$R_L \geq 2k\Omega$	—	± 10	—	± 10	± 10	
		$R_L \geq 5k\Omega$	± 10	—	± 10	—	—	
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 10k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	80	80	80	80	40	v mV MIN
		$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	—	50	—	50	—	
		$R_L \geq 5k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	40	—	40	—	—	
Input Resistance	R_i	Note 1	26	26	26	26	10	MOHM MIN
Supply Current	I_S	$I_{OUT} = 0$ $V_{OUT} = 0$	0.5	0.6	0.6	0.6	0.6	mA MAX

NOTES:

1. Guaranteed by design.

2. For 25°C specifications of OP-12NT and OP-12GT see OP-12N and OP-12G respectively.

Electrical tests are performed at wafer probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is not guaranteed for standard production. Consult factory to negotiate special capabilities based on lot qualification through sample lot assembly and testing.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$ unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-12NT TYPICAL	OP-12N TYPICAL	OP-12GT TYPICAL	OP-12G TYPICAL	OP-12GR TYPICAL	UNITS
Average Input Offset Voltage Drift	ΔV_{OS}		0.5	0.5	1.0	1.0	1.5	$\mu V/^\circ C$
Average Input Offset Current Drift	ΔI_{OS}		0.5	0.5	1.0	1.0	1.0	nA/°C

C.2 Características eléctricas del multiplexor analógico 4052²



CD4051BM/CD4051BC Single 8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer CD4052BM/CD4052BC Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer CD4053BM/CD4053BC Triple 2-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

General Description

These analog multiplexers/demultiplexers are digitally controlled analog switches having low "ON" impedance and very low "OFF" leakage currents. Control of analog signals up to $15V_{DD}$ can be achieved by digital signal amplitudes of 3–15V. For example, if $V_{DD} = 5V$, $V_{SS} = 0V$ and $V_{EE} = -5V$, analog signals from $-5V$ to $+5V$ can be controlled by digital inputs of 0–5V. The multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full $V_{DD} - V_{SS}$ and $V_{DD} - V_{EE}$ supply voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logical "1" is present at the inhibit input terminal all channels are "OFF".

CD4051BM/CD4051BC is a single 8-channel multiplexer having three binary control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned "ON" and connect the input to the output.

CD4052BM/CD4052BC is a differential 4-channel multiplexer having two binary control inputs, A and B, and an inhibit input. The two binary input signals select 1 or 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

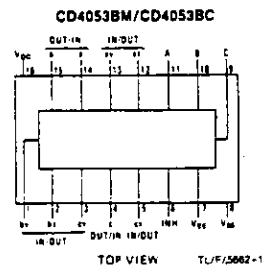
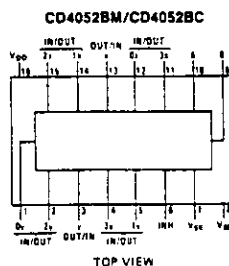
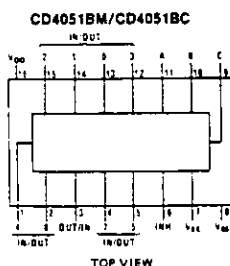
CD4053BM/CD4053BC is a triple 2-channel multiplexer having three separate digital control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single-pole double-throw configuration.

Features

- Wide range of digital and analog signal levels: digital 3–15V, analog to $15V_{DD}$
- Low "ON" resistance: 80Ω (typ.) over entire $15V_{DD}$ signal-input range for $V_{DD} - V_{EE} = 15V$
- High "OFF" resistance: channel leakage of ± 10 pA (typ.) at $V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Logic level conversion for digital addressing signals of 3–15V ($V_{DD} - V_{SS} = 3-15V$) to switch analog signals to $15V_{DD}$ ($V_{DD} - V_{EE} = 15V$)
- Matched switch characteristics: $\Delta R_{ON} = 5\Omega$ (typ.) for $V_{DD} - V_{EE} = 15V$
- Very low quiescent power dissipation under all digital-control input and supply conditions: $1 \mu W$ (typ.) at $V_{DD} - V_{SS} = V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Binary address decoding on chip

Connection Diagrams

Dual-In-Line Packages



Order Number CD4051BMJ, CD4051BCJ, CD4052BMJ,
CD4052BCJ, CD4053BMJ, or CD4053BCJ
See NS Package J16A

Order Number CD4051BMN, CD4051BCN, CD4052BMN,
CD4052BCN, CD4053BMN, or CD4053BCN
See NS Package N16E

Absolute Maximum Ratings

V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 Vdc to +18 Vdc
V _{IN}	Input Voltage	-0.5 Vdc to V _{DD} +0.5 Vdc
T _S	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
P _D	Package Dissipation	500 mW
T _L	Lead Temperature (soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions

V _{DD}	DC Supply Voltage	+5 Vdc to +15 Vdc
V _{IN}	Input Voltage	0V to V _{DD} Vdc
T _A	Operating Temperature Range	4051BM/4052BM/4053BM -55°C to +125°C 4051BC/4052BC/4053BC -40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C		+125°C		Units		
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min		Max	
I _{DD}	Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		5 10 20			5 10 20	150 300 600	μA μA μA		
Signal Inputs (V_{IS}) and Outputs (V_{OS})											
R _{ON}	"ON" Resistance (Peak for V _{EE} ≤ V _{IS} ≤ V _{DD})	R _L = 10 kΩ (any channel selected)	V _{DD} = 2.5V, V _{EE} = -2.5V or V _{DD} = 5V, V _{EE} = 0V		800		270	1050	1300	Ω	
				V _{DD} = 5V, V _{EE} = -5V or V _{DD} = 10V, V _{EE} = 0V		310		120	400	550	Ω
					V _{DD} = 7.5V, V _{EE} = -7.5V or V _{DD} = 15V, V _{EE} = 0V		200		80	240	320
ΔR _{ON}	Δ"ON" Resistance Between Any Two Channels	R _L = 10 kΩ (any channel selected)	V _{DD} = 2.5V, V _{EE} = -2.5V or V _{DD} = 5V, V _{EE} = 0V				10			Ω	
				V _{DD} = 5V, V _{EE} = -5V or V _{DD} = 10V, V _{EE} = 0V				10			Ω
					V _{DD} = 7.5V, V _{EE} = -7.5V or V _{DD} = 15V, V _{EE} = 0V				5		
	"OFF" Channel Leakage Current, any channel "OFF"	V _{DD} = 7.5V, O/I = 7.5V, I/O = 0V	V _{EE} = -7.5V	±50		±0.01	±50		±500	nA	
"OFF" Channel Leakage Current, all channels "OFF" (Common OUT/IN)	Inhibit = 7.5V V _{DD} = 7.5V, V _{EE} = -7.5V, O/I = 0V, I/O = 7.5V	CD4051	±200		±0.08	±200		±2000	nA		
		CD4052	±200		±0.04	±200		±2000	nA		
		CD4053	±200		±0.02	±200		±2000	nA		
Control Inputs A, B, C and Inhibit											
V _{IL}	Low Level Input Voltage	V _{EE} = V _{SS} R _L = 1 kΩ to V _{SS} I _{IS} < 2 μA on all OFF channels V _{IS} = V _{DD} thru 1 kΩ V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		1.5 3.0 4.0			1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V V V		
V _{IH}	High Level Input Voltage	V _{DD} = 5 V _{DD} = 10 V _{DD} = 15	3.5 7 11		3.5 7 11			3.5 7 11	V V V		
I _{IN}	Input Current	V _{DD} = 15V, V _{EE} = 0V V _{IN} = 0V V _{DD} = 15V, V _{EE} = 0V V _{IN} = 15V		-0.1 0.1		-10 ⁻⁵ 10 ⁻⁵	-0.1 0.1	-1.0 1.0	μA μA		

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: All voltages measured with respect to V_{SS} unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics (Note 2) (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		20 40 80				20 40 80	150 300 600	μA μA μA	
Signal Inputs (V_{IS}) and Outputs (V_{OS})											
R_{ON}	"ON" Resistance (Peak for $V_{EE} \leq V_{IS} \leq V_{DD}$)	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ (any channel selected)	$V_{DD} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$ or $V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = 0V$		850		270	1050		1200	Ω
			$V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = -5V$ or $V_{DD} = 10V$, $V_{EE} = 0V$		330		120	400		520	Ω
			$V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$ or $V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$		210		80	240		300	Ω
ΔR_{ON}	Δ "ON" Resistance Between Any Two Channels	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ (any channel selected)	$V_{DD} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$ or $V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = 0V$				10				Ω
			$V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = -5V$ or $V_{DD} = 10V$, $V_{EE} = 0V$				10				Ω
			$V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$ or $V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$				5				Ω
	"OFF" Channel Leakage Current, any channel "OFF"	$V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$ $O/I = \pm 7.5V$, $I/O = 0V$		± 50		± 0.01	± 50		± 500	nA	
	"OFF" Channel Leakage Current, all channels "OFF" (Common OUT/IN)	Inhibit = 7.5V CD4051		± 200		± 0.08	± 200		± 2000	nA	
		$V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$, $O/I = 0V$	CD4052	± 200		± 0.04	± 200		± 2000	nA	
		$I/O = \pm 7.5V$ CD4053		± 200		± 0.02	± 200		± 2000	nA	
Control Inputs A, B, C and Inhibit											
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{EE} = V_{SS}$ $R_L = 1\text{ k}\Omega$ to V_{SS} $I_{IS} < 2\text{ }\mu A$ on all OFF Channels $V_{IS} = V_{DD}$ thru $1\text{ k}\Omega$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		1.5 3.0 4.0				1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V V V	
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	3.5 7 11		3.5 7 11				3.5 7 11	V V V	
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$ $V_{IN} = 0V$		-0.1		-10-5		-0.1		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$ $V_{IN} = 15V$		0.1		10-5		0.1		1.0	μA

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: All voltages measured with respect to V_{SS} unless otherwise specified.

AC Electrical Characteristics

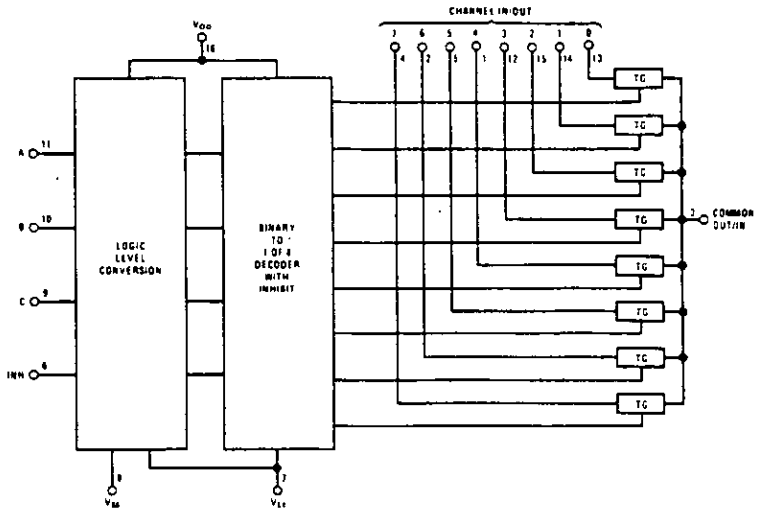
$T_A = 25^\circ\text{C}$, $t_r = t_f = 20$ ns, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	V _{pp}	Min	Typ	Max	Units
t _{PZH}	Propagation Delay Time from	V _{EE} = V _{SS} = 0V	5V		600	1200	ns
t _{PZL}	Inhibit to Signal Output (channel turning on)	R _L = 1 kΩ C _L = 50 pF	10V 15V		225 160	450 320	ns ns
t _{PHZ}	Propagation Delay Time from	V _{EE} = V _{SS} = 0V	5V		210	420	ns
t _{PLZ}	Inhibit to Signal Output (channel turning off)	R _L = 1 kΩ C _L = 50 pF	10V 15V		100 75	200 150	ns ns
C _{IN}	Input Capacitance Control input Signal Input (I/N/OUT)				5 10	7.5 15	pF pF
C _{OUT}	Output Capacitance (common OUT/IN)						
	CD4051 CD4052 CD4053	V _{EE} = V _{SS} = 0V	10V 10V 10V		30 15 8		pF pF pF
C _{IOS}	Feedthrough Capacitance				0.2		pF
C _{PD}	Power Dissipation Capacitance						
	CD4051 CD4052 CD4053				110 140 70		pF pF pF
Signal Inputs (V_{IS}) and Outputs (V_{OS})							
	Sine Wave Response (Distortion)	R _L = 10 kΩ f _{IS} = 1 kHz V _{IS} = 5 V _{P-P} V _{EE} = V _{SI} = 0V	10V		0.04		%
	Frequency Response, Channel "ON" (Sine Wave Input)	R _L = 1 kΩ, V _{EE} = 0V, V _{IS} = 5V _{P-P} 20 log ₁₀ V _{OS} /V _{IS} = -3 dB	10V		40		MHz
	Feedthrough, Channel "OFF"	R _L = 1 kΩ, V _{EE} = V _{SS} = 0V, V _{IS} = 5V _{P-P} 20 log ₁₀ V _{OS} /V _{IS} = -40 dB	10V		10		MHz
	Crosstalk Between Any Two Channels (frequency at 40 dB)	R _L = 1 kΩ, V _{EE} = V _{SS} = 0V, V _{IS} (A) = 5V _{P-P} 20 log ₁₀ V _{OS} (B)/V _{IS} (A) = -40 dB (Note 3)	10V		3		MHz
t _{PHL} t _{PLH}	Propagation Delay Signal Input to Signal Output	V _{EE} = V _{SS} = 0V C _L = 50 pF	5V 10V 15V		25 15 10	55 35 25	ns ns ns
Control Inputs, A, B, C and Inhibit							
	Control Input to Signal Crosstalk	V _{EE} = V _{SS} = 0V, R _L = 10 kΩ at both ends of channel. Input Square Wave Amplitude = 10V	10V		65		mV (peak)
t _{PHL} t _{PLH}	Propagation Delay Time from Address to Signal Output (channels "ON" or "OFF")	V _{EE} = V _{SS} = 0V C _L = 50 pF	5V 10V 15V		500 180 120	1000 360 240	ns ns ns

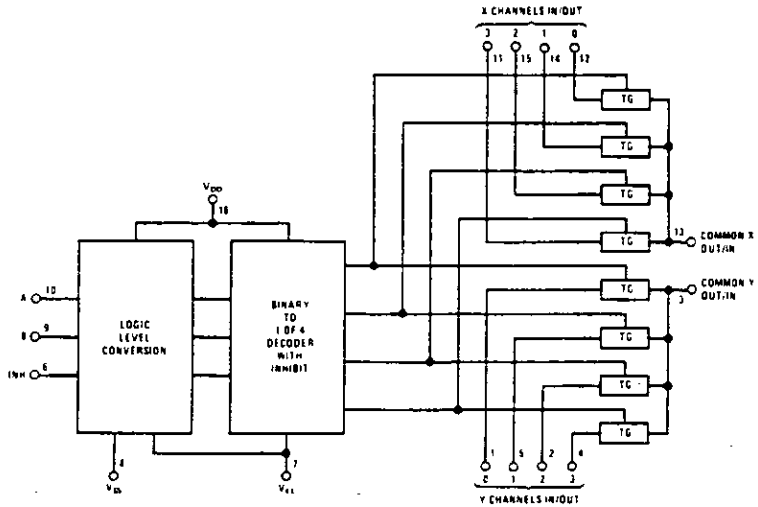
Note 3: A, B are two arbitrary channels with A turned "ON" and B "OFF"

Block Diagrams

CD4051BM/CD4051BC



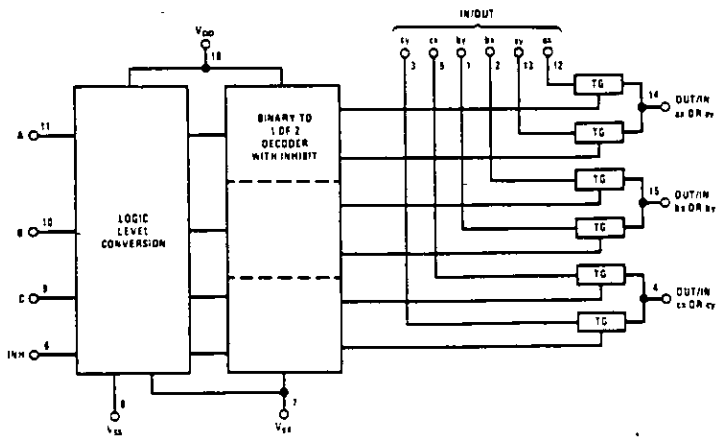
CD4052BM/CD4052BC



TLFF5062-2

Block Diagrams (Continued)

CD4053BM/CD4053BC



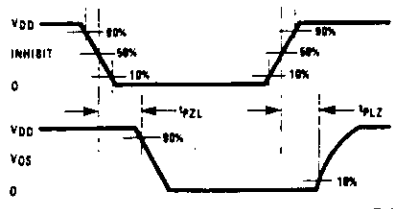
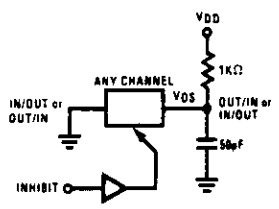
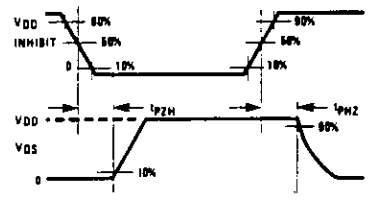
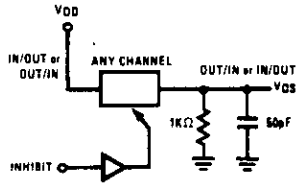
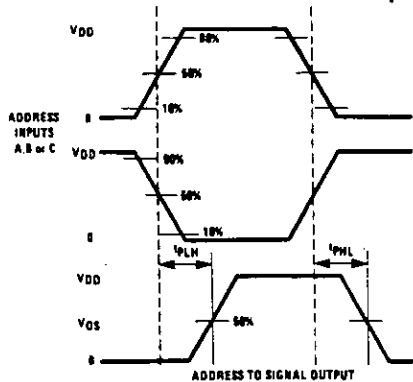
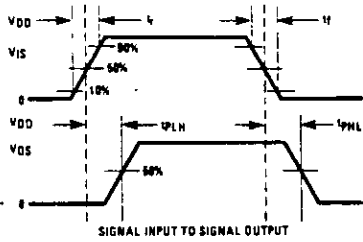
TL/F/5062-3

Truth Table

INPUT STATES				"ON" CHANNELS		
INHIBIT	C	B	A	CD4051B	CD4052B	CD4053B
0	0	0	0	0	0X, 0Y	Cx, bx, ax
0	0	0	1	1	1X, 1Y	Cx, bx, ay
0	0	1	0	2	2X, 2Y	Cx, by, ax
0	0	1	1	3	3X, 3Y	Cx, by, ay
0	1	0	0	4		Cy, bx, ax
0	1	0	1	5		Cy, bx, ay
0	1	1	0	6		Cy, by, ax
0	1	1	1	7		Cy, by, ay
1	*	*	*	NONE	NONE	NONE

*Don't Care condition

Switching Time Waveforms



TL/F/5002-4

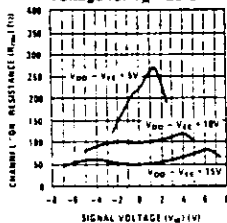
Special Considerations

In certain applications the external load-resistor current may include both V_{DD} and signal-line components. To avoid drawing V_{DD} current when switch current flows into IN/OUT pin, the voltage drop across the bidirectional switch must

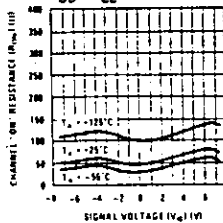
not exceed 0.6V at $T_A \leq 25^\circ\text{C}$, or 0.4V at $T_A > 25^\circ\text{C}$ (calculated from R_{ON} values shown). No V_{DD} current will flow through R_L if the switch current flows into OUT/IN pin.

Typical Performance Characteristics

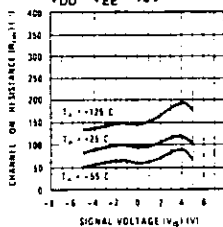
"ON" Resistance vs Signal Voltage for $T_A = 25^\circ\text{C}$



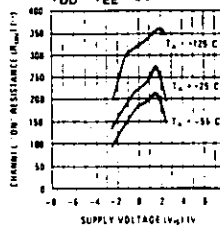
"ON" Resistance as a Function of Temperature for $V_{DD} - V_{EE} = 15\text{V}$



"ON" Resistance as a Function of Temperature for $V_{DD} - V_{EE} = 10\text{V}$



"ON" Resistance as a Function of Temperature for $V_{DD} - V_{EE} = 5\text{V}$



TL/F/5862-5

C.3 Características eléctricas del temporizador ICM7555³

INTERSIL

ICM7555/7556 CMOS General Purpose Timers

FEATURES

- Exact equivalent in most cases for SE/NE555/556 or the 355.
- Low Supply Current — 80 μ A Typ. (ICM7555)
160 μ A Typ. (ICM7556)
- Extremely low trigger, threshold and reset currents - 20pA Typical
- High speed operation - 500 kHz guaranteed
- Wide operation supply voltage range guaranteed 2 to 18 volts
- Normal Reset function - No crowbarbing of supply during output transition.
- Can be used with higher impedance timing elements than regular 555/6 for longer RC time constants.
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- High output source/sink driver can drive TTL/CMOS
- Typical temperature stability of 0.005% per °C at 25°C
- Outputs have very low offsets. HI and LO

GENERAL DESCRIPTION

The ICM7555/6 are CMOS RC timers providing significantly improved performance over the standard SE/NE555/6 and 355 timers, while at the same time being direct replacements for those devices in most applications. Improved parameters include low supply current, wide operating supply voltage range, low THRESHOLD TRIGGER and RESET currents, no crowbarbing of the supply current during output transitions, higher frequency performance and no requirement to decouple CONTROL VOLTAGE for stable operation.

Specifically, the ICM7555/6 are stable controllers capable of producing accurate time delays or frequencies. The ICM7556 is a dual ICM7555 with the two timers operating independently of each other, sharing only V⁺ and GND. In the one shot mode, the pulse width of each circuit is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled by two external resistors and one capacitor. Unlike the regular bipolar 555/6 devices, the CONTROL VOLTAGE terminal need not be decoupled with a capacitor. The circuits are triggered and reset on falling negative waveforms, and the output inverter can source or sink currents large enough to drive TTL loads, or provide minimal offsets to drive CMOS loads.

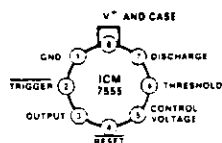
APPLICATIONS

- Precision Timing
- Pulse Generation
- Sequential Timing
- Time Delay Generation
- Pulse Width Modulation
- Pulse Position Modulation
- Missing Pulse Detector

ORDERING INFORMATION

ORDER PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ICM7555/PA	-20 to +85°C	8 Lead MiniDip
ICM7555/TV	-20 to +85°C	TO-99 Can
ICM7555/MTV	-55 to +125°C*	TO-99 Can
ICM7555/IPD	-20 to +85°C	14 Lead Plastic DIP
ICM7555/MJD	-55 to +125°C*	14 Lead CERDIP
ICM7555/D		DICE
ICM7556/D		DICE

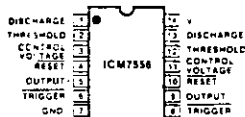
PIN CONFIGURATIONS (Top View)



(OUTLINE DRAWING TV)



(OUTLINE DRAWING PA)



(OUTLINE DRAWING JD, PD)

* Add #839B to order number if 839B processing is desired

ICM7555/ICM7556

INTERMIL

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS NOTE 1

Supply Voltage		-18 Volts
Input Voltage	Trigger	≤ V ⁺ - 0.3V to ≥ V ⁻ - 0.3V
	Threshold	
	Reset	
Output Current: Control Voltage		100mA
Power Dissipation ²	ICM7555	300mW
	ICM7556	200mW

Operating Temperature Range²

ICM7555IPA	-20°C to -85°C
ICM7555IV	-20°C to -85°C
ICM7556IPD	-20°C to -85°C
ICM7555MTV	-55°C to -125°C
ICM7556MJD	-55°C to -125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering 60 Seconds)	+300°C

NOTE: Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum ratings conditions for extended periods may affect device reliability.

OPERATING CHARACTERISTICS (I_A = 25°C, V⁻ = -2 to +15 Volts unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUE			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage	V ⁺	-20°C ≤ T _A ≤ +70°C -55°C ≤ T _A ≤ +125°C	2 3		18 16	V V
Supply Current ³	I _{CC}	ICM7555 V ⁻ = 2V V ⁻ = 18V ICM7556 V ⁻ = 2V V ⁻ = 18V		60 120 120 240	200 300 400 500	μA μA μA μA
Timing Error		R _A = R _B = 1k to 100k C = 0.1μF Note 4		2.0	5.0	%
Initial Accuracy		V ⁻ = 5V		50	200	ppm/°C
Drift with Temperature		V ⁻ = 10V V ⁻ = 15V			600 300	
Drift with Supply Voltage		V ⁻ = 5V		1.0	3.0	%/V
Threshold Voltage	V _{TH}	V ⁻	0.63	0.66	0.67	V ⁻
Trigger Voltage	V _{TRIG}	V ⁻	0.29	0.33	0.34	V ⁻
Trigger Current	I _{TRIG}	V ⁻ = 18V V ⁻ = 5V V ⁻ = 2V		50 10 1		μA μA μA
Threshold Current	I _{TH}	V ⁻ = 18V V ⁻ = 5V V ⁻ = 2V		50 10 1		μA μA μA
Reset Current	I _{RS}	V _{RESET} = Ground V ⁻ = 18V V ⁻ = 5V V ⁻ = 2V		100 20 1		μA μA μA
Reset Voltage	V _{RS}	V ⁻ = 18V V ⁻ = 2V	0.4 0.4	0.7 0.7	1.0 1.0	V ⁻ V ⁻
Control Voltage Lead	V _{CL}	-	0.62	0.66	0.67	V ⁻
Output Voltage Drop	V _{OL}	Output Lo V ⁻ = 18V I _{OL} = 3.2mA V ⁻ = 5V I _{OL} = 3.2mA Output Hi V ⁻ = 18V I _{OH} = 1.3mA V ⁻ = 5V I _{OH} = 1.0mA		0.1 0.15 17.25 4.0	0.4 0.4 17.9 4.5	V V V V
Rise Time of Output	t _r	R _L = 10MΩ C _L = 10pF V ⁻ = 5V	35	40	75	ns
Fall Time of Output	t _f	R _L = 10MΩ C _L = 10pF V ⁻ = 5V	35	40	75	ns
Guaranteed Max Osc Freq	f _{max}	Astable Operation	500			kHz

NOTES:

1. Due to the SCR structure inherent in the CMOS process used to fabricate these devices, connecting any terminal to a voltage greater than V⁺ - 0.3V or less than V⁻ + 0.3V may cause destructive latchup. For this reason it is recommended that no inputs from external sources not operating from the same power supply be applied to the device before its power supply is established. In multiple systems, the supply of the ICM7555/6 must be turned on first.

2. Junction temperatures should not exceed 135°C and the power dissipation must be limited to 20mW at 125°C. Below 125°C power dissipation may be increased to 300mW at 25°C. Derating factor is approximately 3mW/°C (7555) or 2mW/°C (7556).

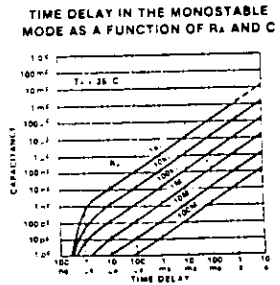
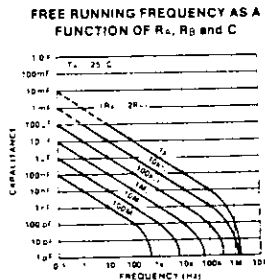
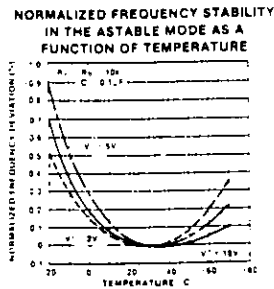
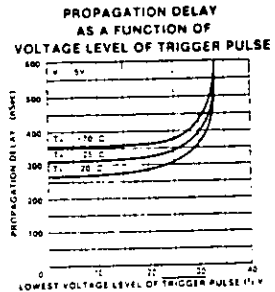
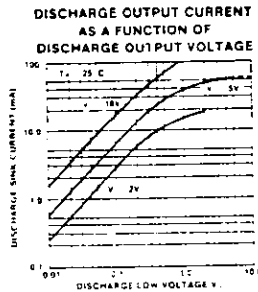
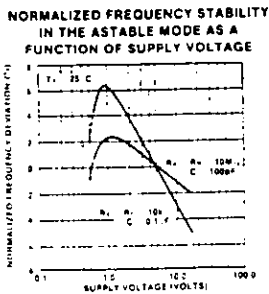
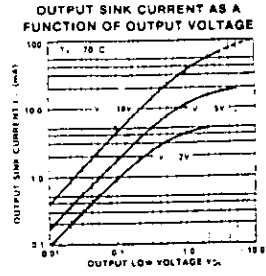
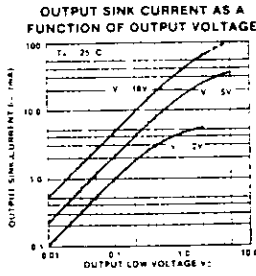
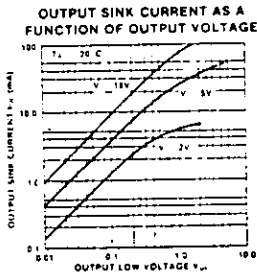
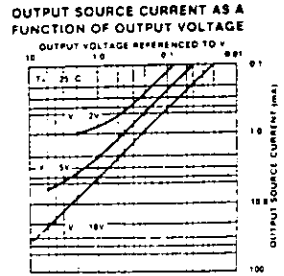
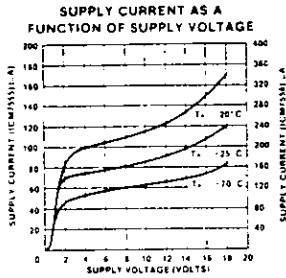
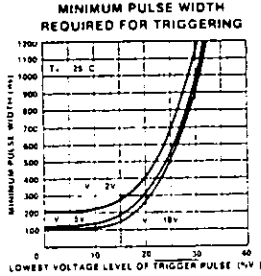
3. The supply current value is essentially independent of the TRIGGER THRESHOLD and RESET voltages.

4. Parameter is not 100% tested. Majority of all units meet this specification.

INTERSIL

ICM7555/ICM7556

TYPICAL CHARACTERISTICS



ICM7555/ICM7556

APPLICATION NOTES

GENERAL

The ICM7555/6 devices are, in most instances, direct replacements for the NE/SE 555/6 devices. However, it is possible to effect economies in the external component count using the ICM7555/6. Because the bipolar 555/6 devices produce large crowbar currents in the output driver, it is necessary to decouple the power supply lines with a good capacitor close to the device. The 7555/6 devices produce no such transients. See Figure 2.

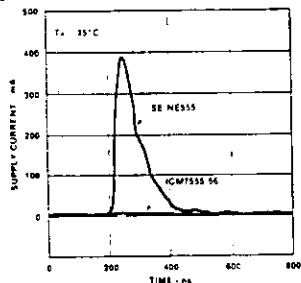


Figure 2. Supply Current Transient Compared with a Standard Bipolar 555 During an Output Transition

The ICM7555/6 produces supply current spikes of only 2-3 mA instead of 300-400 mA and supply decoupling is normally not necessary. Secondly, in most instances, the CONTROL VOLTAGE decoupling capacitors are not required since the input impedance of the CMOS comparators on chip are very high. Thus, for many applications 2 capacitors can be saved using an ICM7555, and 3 capacitors with an ICM7556.

POWER SUPPLY CONSIDERATIONS

Although the supply current consumed by the ICM7555/6 devices is very low, the total system supply can be high unless the timing components are high impedance. Therefore, use high values for R and low values for C in Figures 3 and 4.

OUTPUT DRIVE CAPABILITY

The output driver consists of a CMOS inverter capable of driving most logic families including CMOS and TTL. As such, if driving CMOS, the output swing at all supply voltages will equal the supply voltage. At a supply voltage of 4.5 volts or more the ICM7555/6 will drive at least 2 standard TTL loads.

ASTABLE OPERATION

The circuit can be connected to trigger itself and free run as a multivibrator, see Figure 3. The output swings from rail to rail, and is a true 50% duty cycle square wave. Trip points and output swings are symmetrical. Less than a 1% frequency variation is observed over a voltage range of -5 to +15V.

$$f = \frac{1}{1.4 RC}$$

INTERSIL

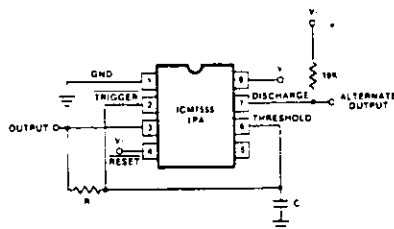


Figure 3: Astable Operation

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot. Initially the external capacitor C is held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative TRIGGER pulse to pin 2, the internal flip flop is set which releases the short circuit across the external capacitor and drives the OUTPUT high. The voltage across the capacitor now increases exponentially with a time constant: $\tau = R \times C$. When the voltage across the capacitor equals $2/3 V^+$, the comparator resets the flip flop, which in turn discharges the capacitor rapidly and also drives the OUTPUT to its low state. TRIGGER must return to a high state before the OUTPUT can return to a low state.

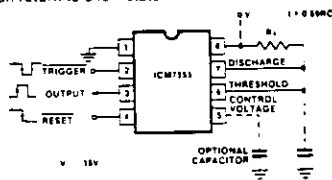


Figure 4: Monostable Operation

CONTROL VOLTAGE

The CONTROL VOLTAGE terminal permits the two trip voltages for the THRESHOLD and TRIGGER internal comparators to be controlled. This provides the possibility of oscillation frequency modulation in the astable mode or even inhibition of oscillation, depending on the applied voltage. In the monostable mode, delay times can be changed by varying the applied voltage to the CONTROL VOLTAGE pin.

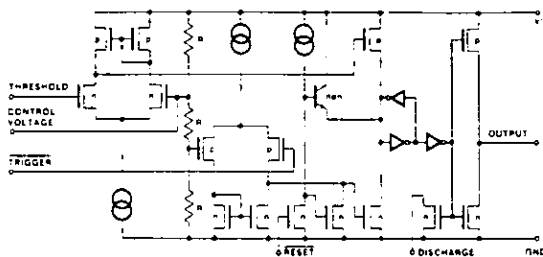
RESET

The RESET terminal is designed to have essentially the same trip voltage as the standard bipolar 555/6, i.e. 0.6 to 0.7 volts. At all supply voltages it represents an extremely high input impedance. The mode of operation of the RESET function is, however, much improved over the standard bipolar 555/6 in that it controls only the internal flip flop, which in turn controls simultaneously the state of the OUTPUT and DISCHARGE pins. This avoids the multiple threshold problems sometimes encountered with slow falling edges in the bipolar devices.

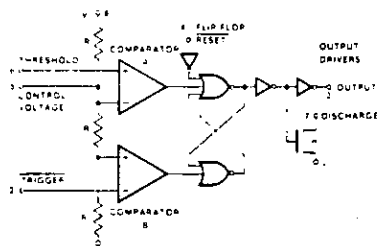
ICM7555/ICM7556

INTERSIL

EQUIVALENT CIRCUIT



BLOCK DIAGRAM



This block diagram reduces the circuitry down to its simplest equivalent components.
Tie down unused inputs.
R = 100kΩ ± 20% typ.

TRUTH TABLE

THRESHOLD VOLTAGE	TRIGGER VOLTAGE	RESET	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
DONT CARE	DONT CARE	LOW	LOW	ON
$>2/3V^+$	$>1/3V^+$	HIGH	LOW	ON
$1/3 < V_{TH} < 2/3$	$1/3 < V_{TR} < 2/3$	HIGH	STABLE	STABLE
DONT CARE	$<1/3V^+$	HIGH	HIGH	OFF

NOTE: RESET will dominate all other inputs. TRIGGER will dominate over THRESHOLD.

C.4 Características eléctricas del convertidor A/D, 3-1/2 dígitos ICL7106¹

INTERMIL

ICL7106/7107

3½-Digit Single Chip A/D Converter

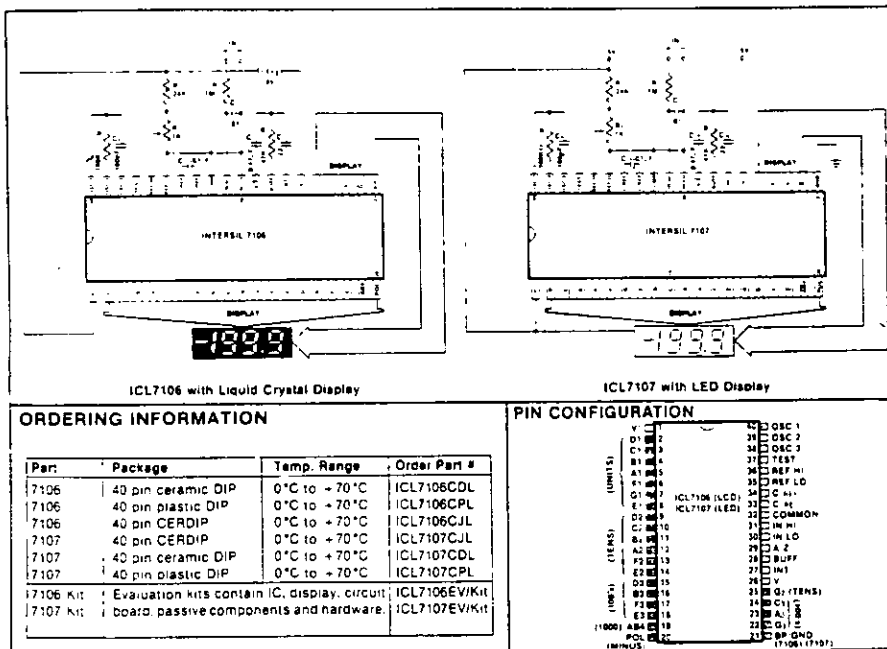
FEATURES

- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity at zero for precise null detection.
- 1 pA typical input current.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106
— LED ICL7107
- Low noise - less than 15 μ V p-p.
- On-chip clock and reference.
- Low power dissipation - typically less than 10mW.
- No additional active circuits required.
- Evaluation Kit available.

GENERAL DESCRIPTION

The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3½-digit A/D converters containing all the necessary active devices on a single CMOS I.C. Included are seven-segment decoders, display drivers, reference, and a clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive; the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High accuracy like auto-zero to less than 10 μ V, zero drift of less than 1 μ V/°C, input bias current of 10 pA max., and roll-over error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106) enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.



ICL7106/ICL7107**INTERMIL****ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Supply Voltage		Power Dissipation (Note 2)	
ICL7106, V^+ to V^-	15V	Ceramic Package	1000mW
ICL7107, V^+ to GND	+6V	Plastic Package	800mW
ICL7107, V^- to GND	-9V	Operating Temperature	0°C to +70°C
Analog Input Voltage (either input) (Note 1)	V^+ to V^-	Storage Temperature	-65°C to +160°C
Reference Input Voltage (either input)	V^+ to V^-	Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C
Clock Input			
ICL7106	TEST to V^+		
ICL7107	GND to V^+		

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100\mu\text{A}$.

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0.0V$ Full Scale = 200.0mV	-000.0	± 000.0	-000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$ $V_{REF} = 100mV$	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	$-V_{IN} = -V_{IN} = 200.0mV$	-1	± 2	-1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	± 2	-1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	$V_{CM} = \pm 1V$, $V_{IN} = 0V$ Full Scale = 200.0mV		50		$\Delta V/V$
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of time)	$V_{IN} = 0V$ Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current (Input)	$V_{IN} = 0$		1	10	μA
Zero Reading Drift	$V_{IN} = 0$ $0^\circ < T_A < 70^\circ C$		0.2	1	$\Delta V/^\circ C$
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 199.0mV$ $0^\circ < T_A < 70^\circ C$ \dagger Ext. Ref. 0ppm/ $^\circ C$		1	5	ppm/ $^\circ C$
V^+ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	$V_{IN} = 0$		0.8	1.5	mA
V^- Supply Current (7107 only)			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	125k Ω between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	125k Ω between Common & Pos. Supply		5 μ		ppm/ $^\circ C$
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage, Pk-Pk Backplane Drive Voltage Note 5 \dagger	V^+ to $V^- = 9V$	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current Except Pin 19. Pin 19 only \ddagger	$V^+ = 5.0V$ Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
		10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at $T_A = 25^\circ C$, $f_{CLK} = 48kHz$. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Differential Input" discussion.

Note 5: Back plane drive is in phase with segment drive for off segment, 180 $^\circ$ out of phase for on segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

ICL7106/ICL7107

INTERMIL

TEST CIRCUITS

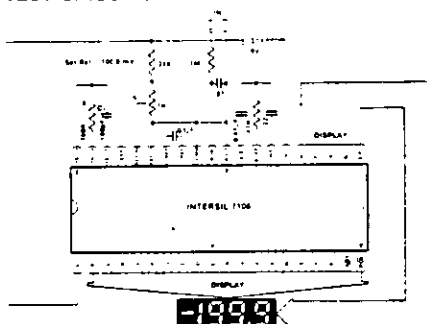


Figure 1: 7106

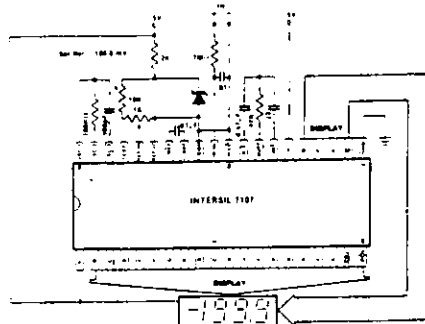


Figure 2: 7107

DETAILED DESCRIPTION ANALOG SECTION

Figure 3 shows the Block Diagram of the Analog Section for the ICL7106 and 7107. Each measurement cycle is divided

into three phases. They are (1) auto-zero (A-Z), (2) signal integrate (INT) and (3) de-integrate (DE)

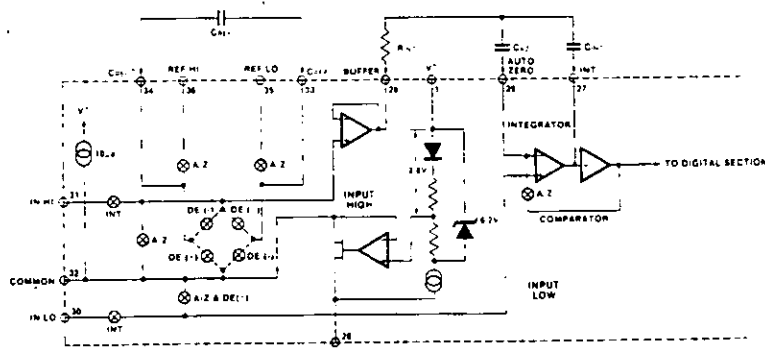


Figure 3: Analog Section of 7106/7107

1. Auto-zero phase

During auto-zero three things happen. First, input high and low are disconnected from the pins and internally shorted to analog COMMON. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Third, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor C_{A2} to compensate for offset voltages in the buffer amplifier, integrator, and comparator. Since the comparator is included in the loop, the A-Z accuracy is limited only by the noise of the system. In any case, the offset referred to the input is less than $10\mu V$.

2. Signal Integrate phase

During signal integrate, the auto-zero loop is opened, the internal short is removed, and the internal input high and low are connected to the external pins. The converter then integrates the differential voltage between IN HI and

IN LO for a fixed time. This differential voltage can be within a wide common mode range: within one volt of either supply. If, on the other hand, the input signal has no return with respect to the converter power supply, IN LO can be tied to analog COMMON to establish the correct common-mode voltage. At the end of this phase, the polarity of the integrated signal is determined.

3. De-integrate phase

The final phase is de-integrate, or reference integrate. Input low is internally connected to analog COMMON and input high is connected across the previously charged reference capacitor. Circuitry within the chip ensures that the capacitor will be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero. The time required for the output to return to zero is proportional to the input signal. Specifically the digital reading displayed is $1000 \left(\frac{V_{IN}}{V_{REF}} \right)$.

ICL7106/ICL7107

INTERSiL

Differential Input

The input can accept differential voltages anywhere within the common mode range of the input amplifier, or specifically from 0.5 volts below the positive supply to 1.0 volt above the negative supply. In this range the system has a CMRR of 86 dB typical. However, since the integrator also swings with the common mode voltage, care must be exercised to assure the integrator output does not saturate. A worst case condition would be a large positive common-mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage. The negative input signal drives the integrator positive when most of its swing has been used up by the positive common mode voltage. For these critical applications the integrator swing can be reduced to less than the recommended 2V full scale swing with little loss of accuracy. The integrator output can swing within 0.3 volts of either supply without loss of linearity. See A032 for a discussion of the effects of stray capacitance.

Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common mode error is a roll-over voltage caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacity on its nodes. If there is a large common mode voltage, the reference capacitor can gain charge (increase voltage) when called up to de-integrate a positive signal but lose charge (decrease voltage) when called up to de-integrate a negative input signal. This difference in reference for (+) or (-) input voltage will give a roll-over error. However, by selecting the reference capacitor large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count for the worst case condition. (See Component Value Selection.)

Analog COMMON

This pin is included primarily to set the common mode voltage for battery operation (7106) or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. The COMMON pin sets a voltage that is approximately 2.8 volts more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V. However, the analog COMMON has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate (>7V), the COMMON voltage will have a low voltage coefficient (0.01%/V), low output impedance ($\approx 15\Omega$), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/ $^{\circ}\text{C}$.

The limitations of the on-chip reference should also be recognized however. With the 7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to their higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The combination of reference Temperature Coefficient (TC), internal chip dissipation, and package thermal resistance can increase noise near full scale from 25 μV to 80 μV p-p. Also the inaccuracy in going from a high dissipation count such as 1000 (20 segments on) to a low dissipation count such as 1111 (6 segments on) can suffer by a count or more. Devices with a positive TC reference may require several counts to pull out of an overload condition. This is because overload is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overload and a non-overload count as the die alternately heats and cools. All

these problems are of course eliminated if an external reference is used.

The 7106, with its negligible dissipation, suffers from none of these problems. In either case, an external reference can easily be added, as shown in Fig. 4.

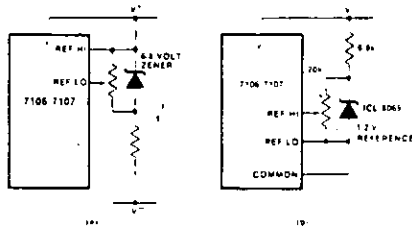


Figure 4: Using an External Reference

Analog COMMON is also used as the input low return during auto-zero and de-integrate. If IN LO is different from analog COMMON, a common mode voltage exists in the system and is taken care of by the excellent CMRR of the converter. However, in some applications IN LO will be set at a fixed known voltage (power supply common for instance). In this application, analog COMMON should be tied to the same point, thus removing the common mode voltage from the converter. The same holds true for the reference voltage. If reference can be conveniently referenced to analog COMMON, it should be since this removes the common mode voltage from the reference system.

Within the IC, analog COMMON is tied to an N channel FET that can sink 30mA or more of current to hold the voltage 2.8 volts below the positive supply when a load is trying to pull the common line positive. However, there is only 10 μA of source current, so COMMON may easily be tied to a more negative voltage thus over-riding the internal reference.

TEST

The TEST pin serves two functions. On the 7106 it is coupled to the internally generated digital supply through a 500 Ω resistor. Thus it can be used as the negative supply for externally generated segment drivers such as decimal points or any other presentation the user may want to include on the LCD display. Figures 5 and 6 show such an application. No more than a 1mA load should be applied.

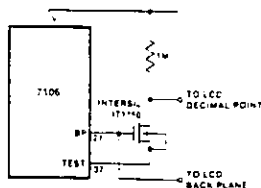


Figure 5: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

ICL7106/ICL7107

INTELSIL

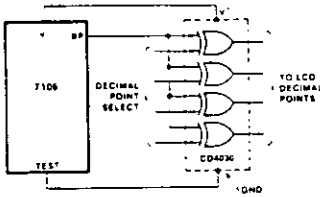


Figure 6: Exclusive OR Gate for Decimal Point Drive

The second function is a "lamp test" When TEST is pulled high (to V₊) all segments will be turned on and the display should read - 1888. The TEST pin will sink about 10mA under these conditions.

Caution: on the 7106, in the lamp test mode, the segments have a constant DC voltage (no square-wave) and may burn the LCD display if left in this mode for several minutes.

DIGITAL SECTION

Figures 7 and 8 show the digital section for the 7106 and 7107, respectively. In the 7106, an internal digital ground is generated from a 6 volt Zener diode and a large P channel source follower. This supply is made stiff to absorb the relative large capacitive currents when the back plane (BP) voltage is switched. The BP frequency is the clock frequency divided by 800. For three readings/second this is a 60 Hz square wave with a nominal amplitude of 5 volts. The segments are driven at the same frequency and amplitude and are in phase with BP when OFF, but out of phase when ON. In all cases negligible DC voltage exists across the segments.

Figure 8 is the Digital Section of the 7107. It is identical to the 7106 except that the regulated supply and back plane drive have been eliminated and the segment drive has been increased from 2 to 8 mA, typical for instrument size common anode LED displays. Since the 1000 output (pin 19) must sink current from two LED segments, it has twice the drive capability or 16mA.

In both devices, the polarity indication is "on" for negative analog inputs. If IN LO and IN HI are reversed, this indication can be reversed also, if desired.

DISPLAY FONT

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9

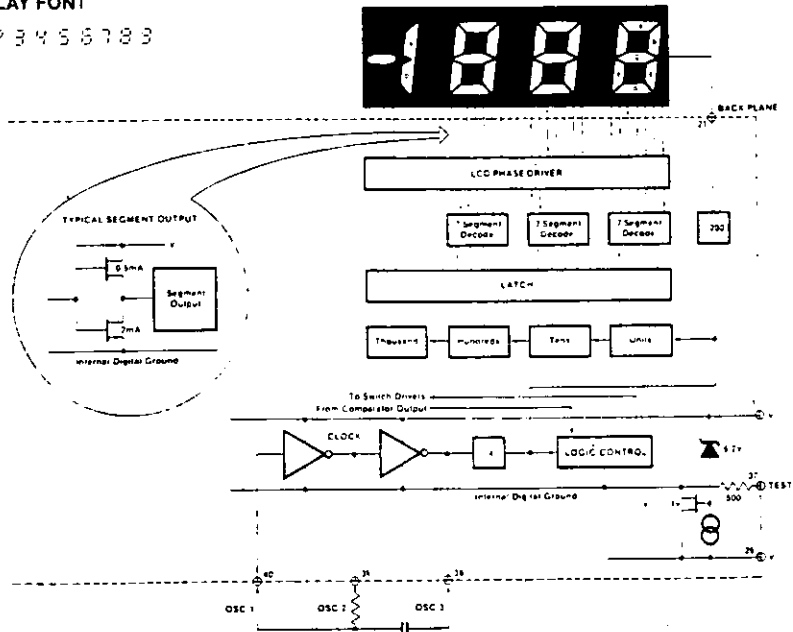


Figure 7: Digital Section 7106

ICL7106/ICL7107

DISPLAY FONT

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9

INTERSIL

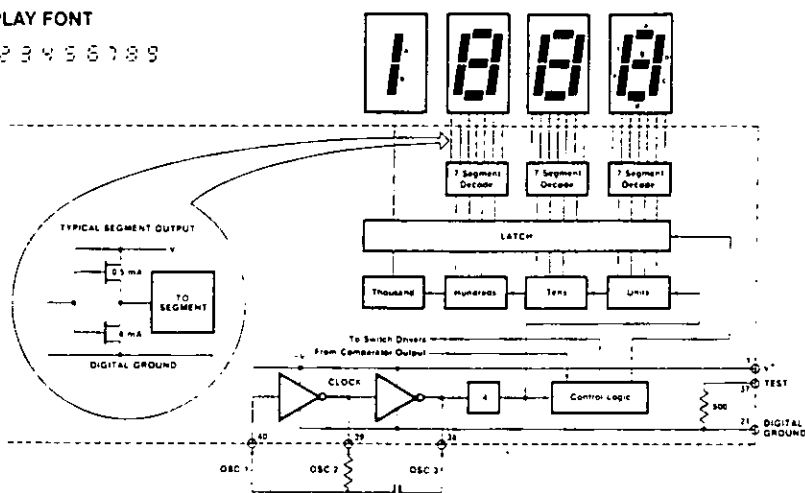


Figure 8: Digital Section 7107

System Timing

Figure 9 shows the clocking arrangement used in the 7106 and 7107. Three basic clocking arrangements can be used:

1. An external oscillator connected to pin 40
2. A crystal between pins 39 and 40
3. An R-C oscillator using all three pins

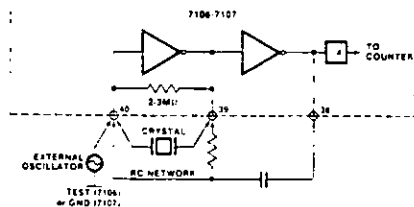


Figure 9: Clock Circuits

The oscillator frequency is divided by four before it clocks the decade counters. It is then further divided to form the three convert-cycle phases. These are signal integrate (1000 counts), reference, de-integrate (0 to 2000 counts) and auto-zero (1000 to 3000 counts). For signals less than full scale, auto-zero gets the unused portion of reference, de-integrate. This makes a complete measure cycle of 4,000 (16,000 clock pulses), independent of input voltage. For three readings/second, an oscillator frequency of 48kHz would be used.

To achieve maximum rejection of 60 Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of 60 Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 80kHz, 60kHz, 48kHz, 40kHz, 33 1/3 kHz, etc. should be selected. For 50Hz rejection, oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 66 2/3 kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that

40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50 and 60 Hz (also 400 and 440 Hz).

COMPONENT VALUE SELECTION

1. Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with 100 μ A of quiescent current. They can supply 20 μ A of drive current with negligible non-linearity. The integrating resistor should be large enough to remain in this very linear region over the input voltage range, but small enough that undue leakage requirements are not placed on the PC board. For 2 volt full scale, 470K Ω is near optimum and similarly a 47K Ω for a 200.0 mV scale.

2. Integrating Capacitor

The integrating capacitor should be selected to give the maximum voltage swing that ensures tolerance build-up will not saturate the integrator swing (approx. 0.3 volt from either supply). In the 7106 or the 7107, when the analog COMMON is used as a reference, a nominal ± 2 volt full scale integrator swing is fine. For the 7107 with ± 5 volt supplies and analog COMMON tied to supply ground, a ± 3.5 to ± 4 volt swing is nominal. For three readings/second (48kHz clock), nominal values for C_{INT} are 0.22 μ F and 0.10 μ F, respectively. Of course, if different oscillator frequencies are used, these values should be changed in inverse proportion to maintain the same output swing.

An additional requirement of the integrating capacitor is it have low dielectric absorption to prevent roll-over errors. While other types of capacitors are adequate for this application, polypropylene capacitors give undetectable errors at reasonable cost.

3. Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some influence on the noise of the system. For 200 mV full scale, where noise

ICL7106/ICL7107

is very important, a 0.47 μ F capacitor is recommended. On the 2 volt scale, a 0.047 μ F capacitor increases the speed of recovery from overload and is adequate for noise on this scale.

4. Reference Capacitor

A 0.1 μ F capacitor gives good results in most applications. However, where a large common mode voltage exists (i.e. the REF LO pin is not at analog COMMON) and a 200mV scale is used, a larger value is required to prevent roll-over error. Generally 1.0 μ F will hold the roll-over error to 0.5 count in this instance.

5. Oscillator Components

For all ranges of frequency a 100K Ω resistor is recommended and the capacitor is selected from the equation $f = \frac{1}{2\pi RC}$. For 48kHz clock (3 readings/second), $C = 100pF$.

6. Reference Voltage

The analog input required to generate full-scale output (2000 counts) is $V_{IN} = 2V_{REF}$. Thus, for the 200.0mV and 2.000 volt scale, V_{REF} should equal 100.0 mV and 1.000 volt, respectively. However, in many applications where the A/D is connected to a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading. For instance, in a weighing system, the designer might like to have a full scale reading when the voltage from the transducer is 0.682V. Instead of dividing the input down to 200.0 mV, the designer should use the input voltage directly and select $V_{REF} = 341V$. Suitable values for integrating resistor and capacitor would be 120K Ω and 0.22 μ F. This makes the system slightly quieter and also avoids a divider network on the input. The 7107 with $\pm 5V$ supplies can accept input signals up to $\pm 4V$. Another advantage of this system occurs when a digital reading of zero is desired for $V_{IN} = 0$. Temperature

and weighing systems with a variable tare are examples. This offset reading can be conveniently generated by connecting the voltage transducer between IN HI and COMMON and the variable (or fixed) offset voltage between COMMON and IN LO.

7. 7107 Power Supplies

The 7107 is designed to work from $\pm 5V$ supplies. However, if a negative supply is not available, it can be generated from the clock output with 2 diodes, 2 capacitors, and an inexpensive I.C. Figure 10 shows this application. See ICL7660 data sheet for an alternative.

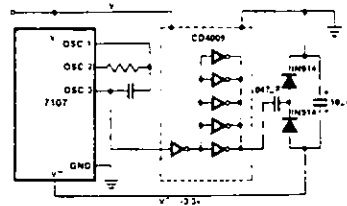


Figure 10: Generating Negative Supply from -5V

In fact, in selected applications no negative supply is required. The conditions to use a single -5V supply are:

- 1 The input signal can be referenced to the center of the common mode range of the converter
- 2 The signal is less than ± 1.5 volts.
- 3 An external reference is used

TYPICAL APPLICATIONS

The 7106 and 7107 may be used in a wide variety of configurations. The circuits which follow show some of the

possibilities, and serve to illustrate the exceptional versatility of these A/D converters.

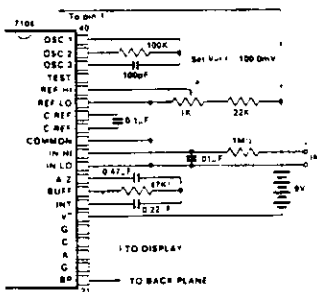


Figure 11: 7106 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second, floating supply voltage, 9V battery.

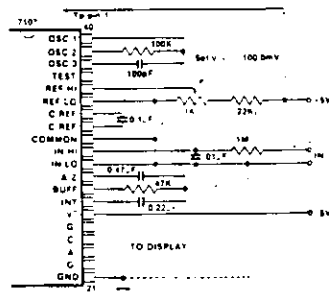


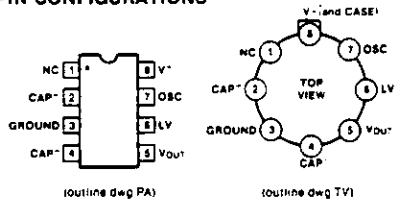
Figure 12: 7107 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second. IN LO may be tied to either COMMON for inputs floating with respect to supplies, or GND for single ended inputs. (See discussion under Analog COMMON.)

C.5 Características eléctricas del convertidor de voltaje ICL7660⁵**INTERMIL****ICL7660****Monolithic MAXCMOS™
Voltage Converter****FEATURES**

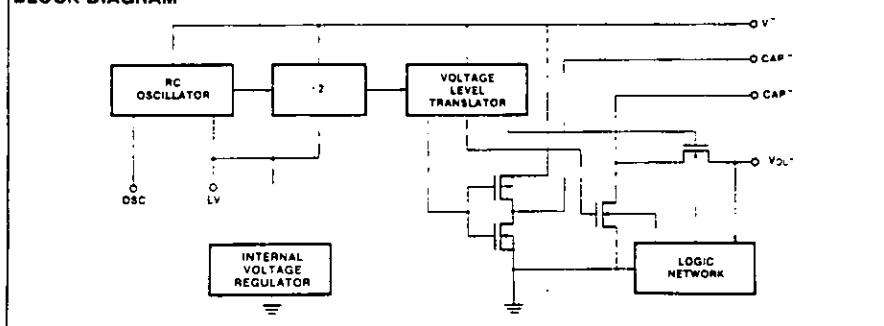
- Simple Conversion of +5V Logic Supply to $\pm 5V$ Supplies
- Simple Voltage Multiplication ($V_{OUT} = (-) nV_{IN}$)
- 99.9% Typical Open Circuit Voltage Conversion Efficiency
- 98% Typical Power Efficiency
- Wide Operating Voltage Range 1.5V to 10.0V
- Easy to use - Requires only 2 External Non-Critical Passive Components

APPLICATIONS

- On Board Negative Supply for up to 64 Dynamic RAMs
- Localized μ -Processor 18080 type Negative Supplies
- Inexpensive Negative Supplies
- Data Acquisition Systems

PIN CONFIGURATIONS**ORDERING INFORMATION**

PART NUMBER	TEMP. RANGE	PACKAGE
ICL7660CTV	-20° to +70° C	TO-99
ICL7660CPA	-20° to +70° C	8 PIN MINI DIP
ICL7660MTV	-55° to -125° C	TO-99
ICL7660/D		DICE

BLOCK DIAGRAM**GENERAL DESCRIPTION**

The Intersil ICL7660 is a monolithic MAXCMOS™ power supply circuit which offers unique performance advantages over previously available devices. The ICL7660 performs the complete supply voltage conversion from positive to negative for an input range of +1.5V to +10.0V, resulting in complementary output voltages of -1.5 to -10.0V with the addition of only 2 non-critical external capacitors needed for the charge pump and charge reservoir functions. Note that an additional diode is required for $V_{SUPPLY} > 6.5V$.

Contained on chip are a series DC power supply regulator, RC oscillator, voltage level translator, four output power MOS switches, and a unique logic element which senses the most negative voltage in the device and ensures that the output N-channel switches are not forward biased. This assures latch-up free operation.

The oscillator, when unloaded, oscillates at a nominal frequency of 10kHz for an input supply voltage of 5.0 volts. This frequency can be lowered by the addition of an external capacitor to the "OSC" terminal, or the oscillator may be overdriven by an external clock.

The "LV" terminal may be tied to GROUND to bypass the internal series regulator and improve low voltage (LV) operation. At medium to high voltages (+3.5 to +10.0 volts), the LV pin is left floating to prevent device latchup.

Typical applications for the ICL7660 will be data acquisition and microprocessor based systems where there is a +5 volt supply available for the digital functions and an additional -5 volt supply is required for the analog functions. The ICL7660 is also ideally suited for providing low current, -5V body bias supply for dynamic RAMs.

ICL7660

INTERMIL

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	10.5V
LV and OSC Input Voltage	
Note 1	$-0.3V$ to $V^- - 0.3V$ for $V^- < 5.5V$ $V^- - 5.5V$ to $V^- + 0.3V$ for $V^- > 5.5V$
Current into LV (Note 1)	$20\mu A$ for $V^- > 3.5V$
Output Short Duration (Note 1)	$V_{SUPPLY} \leq 5.5V$ Continuous
Power Dissipation (Note 2)	
ICL7660CTV	500mW
ICL7660CPA	300mW
ICL7660MTV	500mW

Operating Temperature Range	
ICL7660M	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
ICL7660C	$0^\circ C$ to $70^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $150^\circ C$
Lead Temperature	
Soldering, 10 sec.	$300^\circ C$

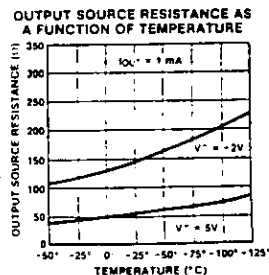
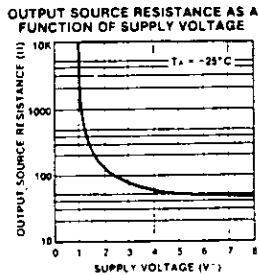
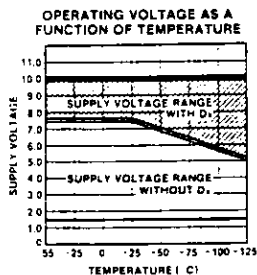
Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

OPERATING CHARACTERISTICS $V^- = 5V$, $T_A = 25^\circ C$, $C_{OSC} = 0$, Test Circuit Figure 1 (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNIT	TEST CONDITIONS
		MIN.	TYP.	MAX.		
I^-	Supply Current		170	500	μA	$R_L = \infty$
V_{H1}	Supply Voltage Range - Hi (D_x out of circuit) - Note 3	3.0		6.5	V	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$, $R_L = 10k\Omega$, LV Open
V_{L1}	Supply Voltage Range - Lo (D_x out of circuit)	3.0		5.0	V	$-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$, $R_L = 10k\Omega$, LV to GROUND
V_{H2}	Supply Voltage Range - Hi (D_x in circuit)	1.5		3.5	V	$MIN \leq T_A \leq MAX$, $R_L = 10k\Omega$, LV to GROUND
V_{L2}	Supply Voltage Range - Lo (D_x in circuit)	3.0		10.0	V	$MIN \leq T_A \leq MAX$, $R_L = 10k\Omega$, LV Open
R_{OUT}	Output Source Resistance		55	100	Ω	$I_{OUT} = 20mA$, $T_A = 25^\circ C$
				120	Ω	$I_{OUT} = 20mA$, $-20^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$
				150	Ω	$I_{OUT} = 20mA$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ Note 3
				300	Ω	$V^- = 2V$, $I_{OUT} = 3mA$, LV to GROUND $-20^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$
				400	Ω	$V^- = 2V$, $I_{OUT} = 3mA$, LV to GROUND, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, D_x in circuit Note 3
f_{OSC}	Oscillator Frequency		10		kHz	
η_E	Power Efficiency	95	98		%	$R_L = 5k\Omega$
η_{VOUT}	Voltage Conversion Efficiency	97	99.9		%	$R_L = \infty$
Z_{OSC}	Oscillator impedance		1.0		M Ω	$V^- = 2$ Volts
			100		k Ω	$V^- = 5$ Volts

- Notes: 1. Connecting any input terminal to voltages greater than V^- or less than GROUND may cause destructive latchup. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power up" of the ICL7660.
2. Derate linearly above $50^\circ C$ by $5.5mW/^\circ C$.
3. ICL7660M only.

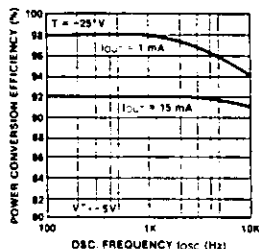
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Circuit of Figure 1)



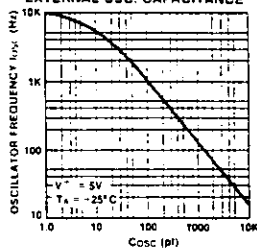
ICL7660

INTERSIL

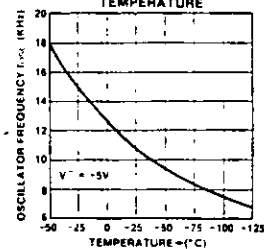
POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF OSC. FREQUENCY



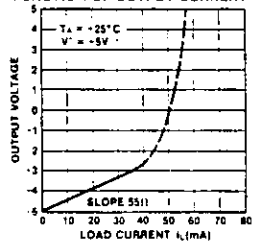
FREQUENCY OF OSCILLATION AS A FUNCTION OF EXTERNAL OSC. CAPACITANCE



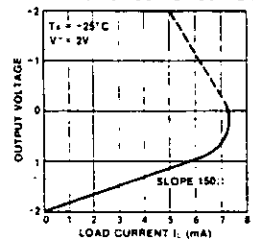
UNLOADED OSCILLATOR FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT



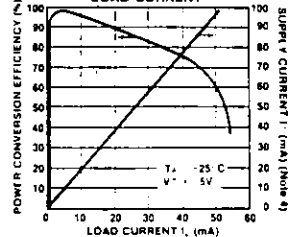
OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT



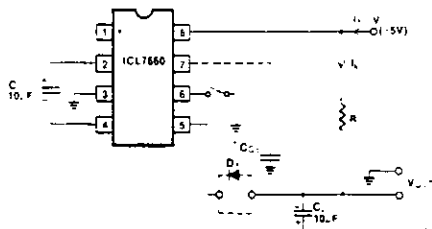
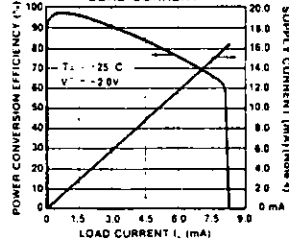
NOTE 4.

Note that the curves on the right include in the supply current that currented directly into the load R_L from V^+ see Figure 1. Thus approximately half the supply current goes directly to the positive side of the load and the other half through the ICL7660 to the negative side of the load. Ideally, $V_{OL} = 2\text{ V}$, $I_S = 2\text{ I}_L$, so $V_{IN} - I_S = V_{OUT} - I_L$.

SUPPLY CURRENT & POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



SUPPLY CURRENT POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



- NOTES: 1. For large value of C_{osc} ($>1000\text{pF}$) the values of C_1 and C_2 should be increased to $100\mu\text{F}$.
2. D_1 is required for supply voltages greater than 6.5V @ $-55^\circ \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$ refer to performance curves for additional information.

Figure 1: ICL7660 Test Circuit

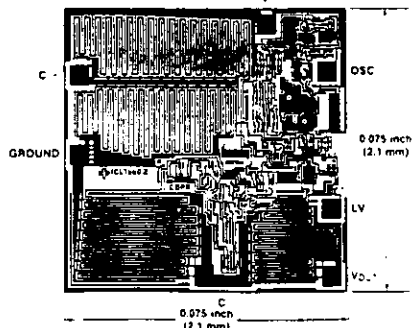


Figure 2: Chip Topography

ICL7660

INTERMIL

CIRCUIT DESCRIPTION

The ICL7660 contains all the necessary circuitry to complete a voltage doubler, with the exception of 2 external capacitors which may be inexpensive 10 μ F polarized electrolytic capacitors. The mode of operation of the device may be best understood by considering Figure 3, which shows an idealized voltage doubler. Capacitor C₁ is charged to a voltage, V₁, for the half cycle when switches S₁ and S₃ are closed. (Note: Switches S₂ and S₄ are open during this half cycle.) During the second half cycle of operation, switches S₂ and S₄ are closed, with S₁ and S₃ open, thereby shifting capacitor C₁ negatively by V₁ volts. Charge is then transferred from C₁ to C₂ such that the voltage on C₂ is exactly V₁, assuming ideal switches and no load on C₂. The ICL7660 approaches this ideal situation more closely than existing non-mechanical circuits.

In the ICL7660, the 4 switches in Figure 3 are MOS power switches. S₁ is a P-channel device and S₂, S₃ & S₄ are N-channel devices. The main difficulty with this approach is that in integrating the switches, the substrates of S₃ & S₄ must always remain reverse biased with respect to their sources, but not so much as to degrade their "ON" resistances. In addition, at circuit startup, and under output short circuit conditions (V_{OUT} = V₁), the output voltage must be sensed and the substrate bias adjusted accordingly. Failure to accomplish this would result in high power losses and probable device latchup.

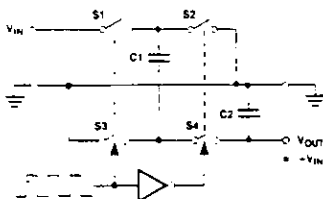


Figure 3. Idealized Voltage Doubler

This problem is eliminated in the ICL7660 by a logic network which senses the output voltage (V_{OUT}) together with the level transistors and switches the substrates of S₃ & S₄ to the correct level to maintain necessary reverse bias.

The voltage regulator portion of the ICL7660 is an integral part of the anti-latchup circuitry, however its inherent voltage drop can degrade operation at low voltages. Therefore to improve low voltage operation the "LV" pin should be connected to GROUND, disabling the regulator. For supply voltages greater than 3.5 volts the LV terminal must be left open to insure latchup proof operation, and prevent device damage.

THEORETICAL POWER EFFICIENCY CONSIDERATIONS

In theory a voltage multiplier can approach 100% efficiency if certain conditions are met:

- A The drive circuitry consumes minimal power
- B The output switches have extremely low ON resistance and virtually no offset.
- C The impedances of the pump and reservoir capacitors are negligible at the pump frequency.

The ICL7660 approaches these conditions for negative voltage multiplication if large values of C₁ and C₂ are used. **ENERGY IS LOST ONLY IN THE TRANSFER OF CHARGE BETWEEN CAPACITORS IF A CHANGE IN VOLTAGE OCCURS.** The energy lost is defined by:

$$E = 1/2 C_1 (V_1^2 - V_2^2)$$

where V₁ and V₂ are the voltages on C₁ during the pump and transfer cycles. If the impedances of C₁ and C₂ are relatively high at the pump frequency (refer to Fig. 3) compared to the value of R_L, there will be a substantial difference in the voltages V₁ and V₂. Therefore it is not only desirable to make C₂ as large as possible to eliminate output voltage ripple, but also to employ a correspondingly large value for C₁ in order to achieve maximum efficiency of operation.

DO'S AND DONT'S

- 1 Do not exceed maximum supply voltages.
- 2 Do not connect LV terminal to GROUND for supply voltages greater than 3.5 volts.
- 3 Do not short circuit the output to V₁ supply for supply voltages above 5.5 volts for extended periods, however, transient conditions including startup are okay.
- 4 When using polarized capacitors, the - terminal of C₁ must be connected to pin 2 of the ICL7660 and the + terminal of C₂ must be connected to GROUND.
- 5 Add diode D_x as shown in Fig. 1 for hi-voltage, elevated temperature applications.

CONSIDERATIONS FOR HI VOLTAGE & ELEVATED TEMPERATURE

The ICL7660 will operate efficiently over its specified temperature range with only 2 external passive components (storage & pump capacitors), provided the operating supply voltage does not exceed 6.5 volts at +70°C and 5.0 volts at -125°C. Exceeding these maximums at the temperatures indicated may result in destructive latch-up of the ICL7660. (Ref. Graph "Operating Voltage Vs Temperature")

Operation at supply voltages of up to 10.0 volts over the full temperature range without danger of latch-up can be achieved by adding a general purpose diode in series with the ICL7660 output, as shown by "D_x" in the circuit diagrams. The effect of this diode on overall circuit performance is the reduction of output voltage by one diode drop (approximately 0.6 volts).

ICL7660

TYPICAL APPLICATIONS

1. Simple Negative Voltage Converter

The majority of applications will undoubtedly utilize the ICL7660 for generation of negative supply voltages. Figure 4 shows typical connections to provide a negative supply where a positive supply is available. A similar scheme may be employed for supply voltages anywhere in the operating range of -1.5V to -10.0 volts, keeping in mind that pin 6 (LV) is tied to the supply negative (GND) only for supply voltages below 3.5 volts, and that diode D_x must be included for proper operation at higher voltages and/or elevated temperatures.

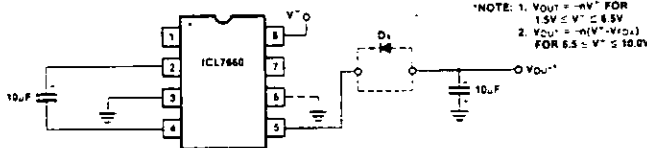


Figure 4: Simple Negative Converter

The output characteristics of the circuit in Figure 4 are those of a nearly ideal voltage source in series with 70 ohms. Thus for a load current of -10mA and a supply voltage of -5 volts, the output voltage will be -4.3 volts. The dynamic output impedance due to the capacitor impedances is approximately $1/\omega C$ where

$$C = C_1 = C_2$$

$$\text{giving } \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f_{osc} \times 10^{-5}} = 3 \text{ ohms}$$

for $C = 10\mu\text{F}$ and $f_{osc} = 5\text{kHz}$ (1/2 of oscillator frequency)

2. Paralleling Devices

Any number of ICL7660 voltage converters may be paralleled to reduce output resistance. The reservoir capacitor, C₂, serves all devices while each device requires

its own bump capacitor, C₁. The resultant output resistance would be approximately

$$R_{OUT} = \frac{R_{OUT} \text{ of ICL7660}}{n \text{ number of devices}}$$

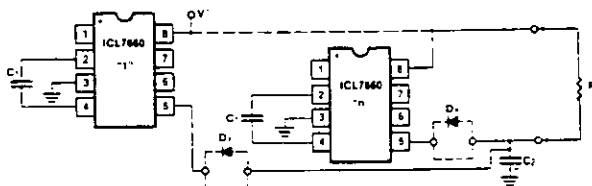


Figure 5: Paralleling Devices

3. Cascading Devices

The ICL7660 may be cascaded as shown to produce larger negative multiplication of the initial supply voltage, however due to the finite efficiency of each device, the practical limit is 10 devices for light loads. The output voltage is

defined by

$$V_{OUT} = -n(V_{IN})$$

where n is an integer representing the number of devices cascaded. The resulting output resistance would be approximately the weighted sum of the individual ICL7660 R_{OUT} values

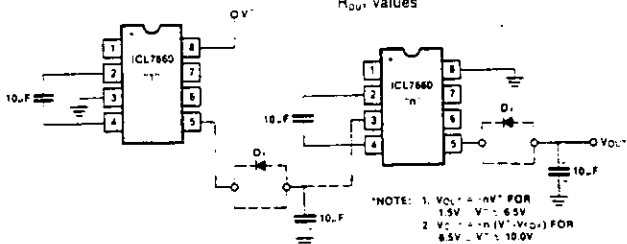


Figure 6: Cascading Devices for Increased Output Voltage

ICL7660

INTERMIL

4. Changing the ICL7660 Oscillator Frequency

It may be desirable in some applications, due to noise or other considerations, to increase the oscillator frequency. This is achieved by overdriving the oscillator from an external clock, as shown in Figure 7. In order to prevent possible device latchup, a 1k Ω resistor must be used in series with the clock output. In the situation where the designer has generated the external clock frequency using TTL logic, the addition of a 10k Ω pullup resistor to V^+ supply is required. Note that the pump frequency with external clocking, as with internal clocking, will be 1/2 of the clock frequency. Output transitions occur on the positive-going edge of the clock.

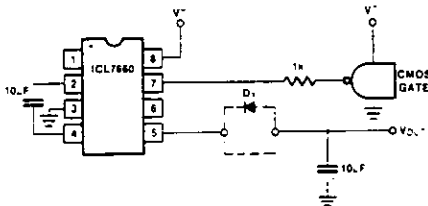


Figure 7: External Clocking

It is also possible to increase the conversion efficiency of the ICL7660 at low load levels by lowering the oscillator frequency. This reduces the switching losses, and is achieved by connecting an additional capacitor, C_{osc} , as shown in Figure 8. However, lowering the oscillator frequency will cause an undesirable increase in the impedance of the pump (C_1) and reservoir (C_2) capacitors; this is overcome by increasing the values of C_1 and C_2 by the same factor that the frequency has been reduced. For example, the addition of a 100pF capacitor between pin 7 (Osc) and V^+ will lower the oscillator frequency to 1kHz from its nominal frequency of 10kHz (a multiple of 10), and thereby necessitate a corresponding increase in the value of C_1 and C_2 (from 10 μ F to 100 μ F).

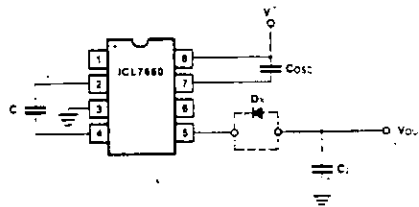


Figure 8: Lowering Oscillator Frequency

5. Positive Voltage Multiplication

The ICL7660 may be employed to achieve positive voltage multiplication using the circuit shown in Figure 9. In this application, the pump inverter switches of the ICL7660 are used to charge C_1 to a voltage level of $V^+ - V_f$ where V^+ is the supply voltage and V_f is the forward voltage drop of diode D_1 . On the transfer cycle, the voltage on C_1 plus the supply voltage (V^+) is applied through diode D_2 to capacitor C_2 . The voltage thus created on C_2 becomes $2V^+ - (2V_f)$ or twice the supply voltage minus the combined forward voltage drops of diodes D_1 and D_2 .

The source impedance of the output (V_{OUT}) will depend on the output current, but for $V^+ = 5$ volts and an output current of 10mA it will be approximately 60 ohms.

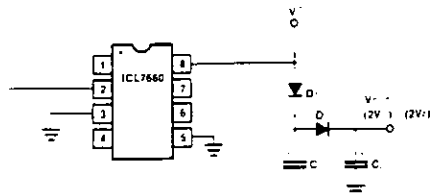


Figure 9: Positive Voltage Multiplier

6. Combined Negative Voltage Conversion and Positive Supply Multiplication

Figure 10 combines the functions shown in Figures 4 and 9 to provide negative voltage conversion and positive voltage multiplication simultaneously. This approach would be, for example, suitable for generating -9 volts and +5 volts from an existing +5 volt supply. In this instance capacitors C_1 and C_3 perform the pump and reservoir functions respectively for the generation of the negative voltage, while capacitors C_2 and C_4 are pump and reservoir respectively for the multiplied positive voltage. There is a penalty in this configuration which combines both functions, however, in that the source impedances of the generated supplies will be somewhat higher due to the finite impedance of the common charge pump driver at pin 2 of the device.

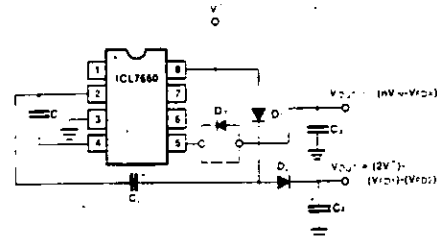


Figure 10: Combined Negative Converter and Positive Multiplier

C.6 Características eléctricas del regulador de voltaje 78L09⁶

**LINEAR
INTEGRATED CIRCUITS**

**SERIES μ A78L00
POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS**

BULLETIN NO. DL-6 12353, JANUARY 1978—REVISED APRIL 1977

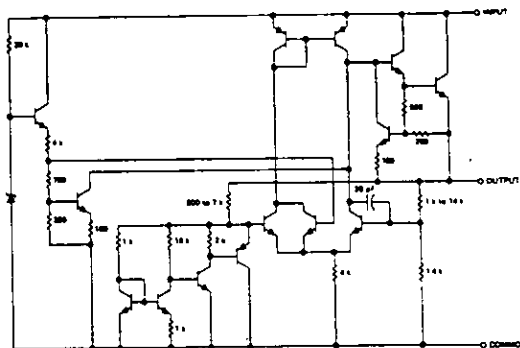
- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 100 mA
- No External Components
- Internal Thermal Overload Protection
- Unusually High Power Dissipation Capability
- Direct Replacement for Fairchild μ A78L00 Series
- Internal Short-Circuit Current Limiting

NOMINAL OUTPUT VOLTAGE	5% OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE	10% OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE
2.5 V	μ A78L02AC	μ A78L02C
5 V	μ A78L05AC	μ A78L05C
6.2 V	μ A78L06AC	μ A78L06C
8 V	μ A78L08AC	μ A78L08C
9 V	μ A78L09AC	μ A78L09C
10 V	μ A78L10AC	μ A78L10C
12 V	μ A78L12AC	μ A78L12C
15 V	μ A78L15AC	μ A78L15C

description

This series of fixed-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. In addition, they can be used with power-pass elements to make high-current voltage regulators. One of these regulators can deliver up to 100 mA of output current. The internal current limiting and thermal shutdown features of these regulators make them essentially immune to overload. When used as a replacement for a Zener-diode-resistor combination, an effective improvement in output impedance of typically two orders of magnitude can be obtained together with lower bias current.

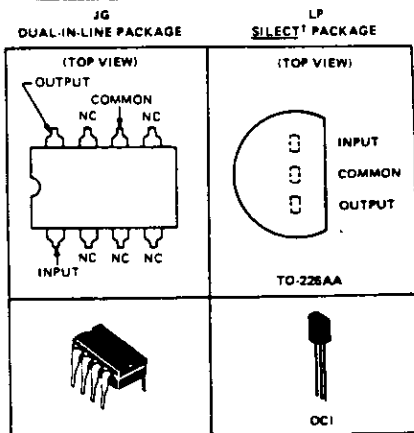
schematic



Resistor values shown are nominal and in ohms.

¹Trademark of Texas Instruments

Copyright © 1977 by Texas Instruments Incorporated



NC - No internal connection

SERIES μ A78L00 POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

μ A78L09AC, μ A78L09C electrical characteristics at specified virtual junction temperature,
 $V_I = 16$ V, $I_O = 40$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	μ A78L09AC			μ A78L09C			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Output voltage	$V_I = 12$ V to 24 V, $I_O = 1$ mA to 40 mA $I_O = 1$ mA to 70 mA	25°C	8.6	9	9.4	8.3	9	9.7	V
		0°C to 125°C	8.55		9.45	8.1		9.9	
			8.55		9.45	8.1		9.9	
Input regulation	$V_I = 12$ V to 24 V $V_I = 13$ V to 24 V	25°C	45	175		45	225	mV	
			40	125		40	175		
Ripple rejection	$V_I = 13$ V to 24 V, $f = 120$ Hz	25°C	37	45		36	45	dB	
Output regulation	$I_O = 1$ mA to 100 mA $I_O = 1$ mA to 40 mA	25°C	19	90		19	90	mV	
			11	40		11	40		
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C		58		58		μ V	
Dropout voltage		25°C		1.7		1.7		V	
		25°C		4.1	6	4.1	6		
Bias current		25°C						mA	
		125°C				5.5	5.5		
Bias current change	$V_I = 13$ V to 24 V $I_O = 1$ mA to 40 mA	0°C to 125°C			1.5		1.5	mA	
					0.1		0.2		

μ A78L10AC, μ A78L10C electrical characteristics at specified virtual junction temperature,
 $V_I = 17$ V, $I_O = 40$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	μ A78L10AC			μ A78L10C			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Output voltage	$V_I = 13$ V to 25 V, $I_O = 1$ mA to 40 mA $I_O = 1$ mA to 70 mA	25°C	9.6	10	10.4	9.2	10	10.8	V
		0°C to 125°C	9.5		10.5	9		10	
			9.5		10.5	9		10	
Input regulation	$V_I = 13$ V to 25 V $V_I = 14$ V to 25 V	25°C	51	175		51	225	mV	
			42	125		42	175		
Ripple rejection	$V_I = 14$ V to 25 V, $f = 120$ Hz	25°C	37	44		36	44	dB	
Output regulation	$I_O = 1$ mA to 100 mA $I_O = 1$ mA to 40 mA	25°C	20	90		20	90	mV	
			11	40		11	40		
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C		62		62		μ V	
Dropout voltage		25°C		1.7		1.7		V	
		25°C		4.2	6	4.2	6		
Bias current		25°C						mA	
		125°C				5.5	5.5		
Bias current change	$V_I = 14$ V to 25 V $I_O = 1$ mA to 40 mA	0°C to 125°C			1.5		1.5	mA	
					0.1		0.2		

† All characteristics are measured with a capacitor across the input of 0.33 μ F and a capacitor across the output of 0.1 μ F. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w < 10$ ms, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

BIBLIOGRAFÍA

1. Jorge Rickards Cambell. **Las Radiaciones Reto y Realidades**. Serie la Ciencia, No 8 CONACYT, 1995.
2. Sears/Zemansky. **Física General**. Ed. Eguilar, 1979.
3. Jca Chaimowicz. **Ondas Luminosas**. Ed. Paraninfo, 1990.
4. José A. Manrique. **Energía Solar / Fundamentos y Aplicaciones Fototérmicas**. Ed. Harla, 1984.
5. The Eppley Laboratory. Inc., **Catálogos y Teoría de Medidores de Radiación**. 1996.
6. Skye Instruments LTD. **High Output Sensor For UVA & UVB**. 1996.
7. Carlos Enrique López Campos. **Física de la Energía Solar**. Universidad Autónoma Chapingo, 1990.
8. Boletín de la Sociedad Mexicana de Física. **Curso de Física Nuclear 3ª Parte**. Instituto de Física UNAM, 1964.
9. Hemenway / Henry y Caulton. **Física Electrónica**. Ed. Limusa, 1980.
10. Robles, Montserrat; Romero, Francisco; Bonet, Elvira; Jorda, Luisa; Mas, Jorge; Meseguer, Jose M^º. **Física Básica de Semiconductores**. Ed. Paraninfo, 1993.
11. John P. Mckelvey. **Física del Estado Sólido de Semiconductores**. Ed. Limusa, 1987.
12. Victor L. Barradas. **Instrumentación Biometeorologica**. Ediciones Cientificas Universitarias, FCE, 1994.
13. María Estela de Lara Andrade. **Fotometría Fotoeléctrica con un Detector de Silicio**. Tesis Profesional Facultad de Ciencias de la UNAM, 1976.
14. UDT Sensor Inc. **Optoelectronic Components**. Catalog, 1989.
15. Centronic Inc. Making Silicon Sence. **Silicon Photodiodes**. catalogo, 1996.

-
16. Julio Forcada G. **El amplificador Operacional**. Universidad Autónoma Metropolitana, Ed. Alfaomega, 1996.
 17. Jerald Graeme. **Photodiode Amplifiers / OP AMP Solutions**. Ed. Gain Technology-Mc Graw Hill, 1996.
 18. Robert E. Huffman. **Atmospheric Ultraviolet Remote Sencing**. Ed. Academic Press, 1992.
 19. Mundo electrónico. **Energía Solar Fotovoltaica**. Serie Mundo Electrónico, Ed. Marcombo, 1985.
 20. Precision Monolithics Incorporated. **Linear and Conversion Products**. PMI Data Book, 1984.
 21. National Semiconductor Corporation. **Linear 1 Data Book**. edición 1988.
 22. Intersil, Analog. **Switches, Mux, AD & DA, Linear, Power Mos, Timers, Counters, Display Drivers, Discretes/FETS, ROMS/RAMS/EPROMS, Microprocessors & Peripherals, Watch/Clock Circuits**. Manual de integrados.
 23. National Semiconductor Corporation. **Logic DATABOOK volume 1**. edición 1988.
 24. Texas Instruments Incorporated. **The Voltage Regulator Handbook**. edición 1977.
 25. IC MASTER. **Volumen 1**. 1989.
 26. Thermo Environmental Instruments Inc. **Pulsed Fluorescence SO₂ Analyzer Model 43B**. Instruction Manual, TE.
 27. Thermo Environmental Instruments Inc. **U.V. Photometric Ambient O₃ Analyzer / Calibrator Model 49/49PS**. Instruction Manual, TE.
 28. Thermo Environmental Instruments Inc. **GFC Ambient CO Analyzer Model 48**. Instruction Manual, TE.