



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE
UN FOTOCOLORIMETRO**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N :
JAVIER LOPEZ VELAZQUEZ
RICARDO MOTA MARZANO
JOSE SALVADOR PRIETO ORTIZ



Director de Tesis
ING. EDUARDO RAMIREZ SANCHEZ

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

MEXICO, D. F.

1994



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.

Las presentes líneas tienen por objeto el dar reconocimiento de participación y así mismo agradecer a las personas, instituciones, familiares y amigos, quo directa e indirectamente colaboraron con nosotros para la realización del presente trabajo.

GRACIAS A :

- Universidad Nacional Autónoma de México.
Facultad de Ingeniería.

Ing. Roberto Macías Pérez. (Jefe Depto. de Comunicaciones y
Electrónica).

Ing. Eduardo Ramírez Sánchez. (Jefe Centro de Diseño
Electrónico).

Ing. J. Salvador Zamora Alarcón. (Jefe Unidad de Mantenimiento de
Equipo de Cómputo).

A nuestra Universidad , y por supuesto a nuestra Facultad de Ingeniería que nos ha proporcionado un cúmulo de conocimientos y de lo cual nos sentimos orgullosos y más de formar parte de ella.

Al Ing. Eduardo Ramírez e Ing. Roberto Macías por las atenciones y apoyo proporcionado para el desarrollo de nuestro diseño. Al Ing. Salvador Zamora por el interés y el apoyo proporcionados de principio a fin para con cada uno de nosotros.

- Centro de Desarrollo y Aplicaciones Tecnológicas (CEDAT).
Secretaría de Salud.

Dr. Héctor Brust Carmona (Director)

Ing. Joaquín Zarco Rábago (Subdirector de Ingeniería y Diseño)

Ing. Juan Antonio Calderón B. (Jefe Depto. Equipo de Laboratorio
Clínico y Electrónico)

Ing. Moisés Gutierrez González (Jefe Depto. Diseño Electrónico)

Ing. Alfredo L. Benítez Godínez (Jefe de Laboratorio de
Funcionalidad Química)

A todo el personal.

Especialmente al Ing. Joaquín Zarco , Ing. Juan A. Calderón e Ing. Alfredo L. Benítez por la disposición y gran interés mostrados durante el desarrollo de todo el trabajo de tesis, además de habernos permitido colaborar con ustedes.

- CECIL.

Institución privada.

A todo el personal por proporcionarnos la información necesaria la cual formó bases para nuestro diseño.

- Instituto Nacional de Enfermedades Respiratorias (INER).

Q.F.B. Imelda Bailón Apan (Coordinadora del Laboratorio Clínico).

A todo el personal.

Principalmente a la Q.F.B. Imelda Bailón por todas sus atenciones y por la disposición de recursos en la validación de nuestro diseño, agradeciendo el tiempo que nos brindó.

- OSRAM de México.

Ing. Antonio M. González Molina (Mercadotecnia/Illuminación general).

Por las atenciones y ofrecimientos así como la amplia información sobre las características de operación de sus productos.

- A nuestros Padres, Hermanos, Tíos, primos y a todos nuestros familiares ya que durante toda la vida han sido apoyo y partícipes de nuestros logros.

Reiterando a todos nuestro agradecimiento.

INDICE

Prólogo.	pag. v
I. Objetivo y planteamiento del problema.	1
1. Características de la luz.	2
1.1 Absorción, reflexión y transmisión de la luz.	6
2.- Fotometría.	
2.1 Fotometría de absorción. Leyes fundamentales.	9
2.1.1 Desviaciones de la ley Lambert-Beer.	12
2.2 Colorimetría.	14
2.2.1 Tipos de instrumentos.	20
II. Desarrollo del Fotocolorímetro.	31
1. Factores de diseño.	32
2. Etapa óptica.	38
2.1 Tipos de lámparas.	41
2.2 Filtros.	52
2.3 Transductores.	53
3. Etapa analógica.	
3.1 Diseño de la fuente para la lámpara.	63
3.2 Detección y amplificación de la señal.	74
4. Etapa digital.	97
III. Pruebas y resultados.	
1. Pruebas de campo y evaluación de resultados.	102
2. Conclusiones.	128
3. Diagrama electrónico y esquemático del diseño.	
Lista de componentes.	133
Apéndice A.	140
Apéndice B.	148
Bibliografía.	181

PROLOGO

Un indicador del desarrollo de un país se observa en la tecnología propia que utiliza, así como su capacidad para asimilar las de otros países generando una tecnología adecuada a sus necesidades. Nuestro país se ha desarrollado tecnológicamente en algunos campos satisfaciendo sus necesidades y en otros con poco desarrollo tiene que importar equipos y aparatos, logrando en algunos casos únicamente operarlos y mantenerlos sin ningún avance significativo en esta tecnología. Un poco desarrollado es la salud, en donde se importan muchos aparatos que algunas veces no cubren las necesidades reales, en algunos casos rebasando estas y en otras sin poder cubrirlas debido a que no son los apropiados, los altos costos de este tipo de tecnología a creado la necesidad de su desarrollo, utilizando los conocimientos que otros países generan para que sean aplicados de manera apropiada a sus necesidades.

El conocimiento en el país de diferentes disciplinas, como la electrónica y la computación, a permitido el diseño de equipos que son utilizados en la atención de la salud, implantando con ello una base tecnológica firme en el desarrollo de este campo. La generación de tecnología apropiada permite en primer lugar la comprensión de los problemas y en segundo lugar su solución sin un alto costo, lo que permite una mejor atención de la salud a una mayor parte de su población. Paralelamente a esto se sientan bases tecnológicas firmes para continuar el desarrollo de tecnologías apropiadas que conllevan el desarrollo social, intelectual y económico de cualquier país.

Ing. Joaquín Zarco Rábago

CAPITULO I

OBJETIVO Y PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Objetivo: Diseñar e implementar un fotocolorímetro digital de bajo costo.

El punto de partida para el desarrollo del presente trabajo de tesis, surge de la necesidad de diseñar un fotocolorímetro de buena calidad competitiva y de bajo costo, además de reunir algunas otras características que se mencionaran más adelante.

Al investigar la posibilidad de desarrollar un aparato de uso médico, cuyo interés ha existido durante el curso de nuestros estudios, acudimos al Centro de Desarrollo de Aplicaciones Tecnológicas (CEDAT), con el propósito de conocer los requerimientos existentes respecto al desarrollo de aparatos de este tipo, y seleccionar un problema que esté al alcance de nuestros recursos (conocimientos y económicos). Se planteó el desarrollo de un Fotocolorímetro que cubra las longitudes de onda de 520, 540, 550 y 620 nm. Esta clase de aparato es una derivación de un espectrofotómetro el cual a su vez es un dispositivo que mide un índice de concentración (absorbancia y transmitancia), de una solución en un rango amplio de longitudes de onda (fotometría de absorción). En el caso del fotocolorímetro las longitudes de onda que cubre son específicas con el objeto de realizar los

análisis clínicos más necesarios y comunes como pueden ser concentraciones de Albúmina, Hemoglobina, Creatinina, Proteínas totales y Glucosa entre otras.

Las especificaciones ambientales necesarias para el diseño, es decir el medio en el que se utilizará, están determinadas al tipo de clínica al cual se pretende destinar el aparato que en nuestro caso se trata de clínicas rurales, las cuales frecuentemente se encuentran bajo climas extremos lo que puede afectar el desempeño de los dispositivos, y en localidades de difícil acceso lo que complica la adquisición de refacciones máxime si los componentes del diseño sólo se consiguen en el extranjero elevando el costo de mantenimiento del mismo. En base a estas consideraciones se pretende desarrollar un aparato que reúna las mejores características de operación, aplicación y mantenimiento a bajo costo.

La base principal en la que se fundamenta la colorimetría (fotometría de absorción), es la llamada ley de Lambert-Beer la cual se estudiará posteriormente. Antes es necesario mencionar algunos conceptos generales que fundamenten el tema de estudio.

1. CARACTERISTICAS DE LA LUZ.

Toda energía electromagnética aparenta ocurrir en paquetes discretos, llamados fotones o quantum, los cuales contienen energía proporcional a la frecuencia de la radiación.

Las radiaciones electromagnéticas son energía que se transmite en el espacio a gran velocidad; se consideran un campo eléctrico alternativo en el espacio, asociado con un campo de fuerza eléctrica; perpendicular a él, existe un campo de fuerza magnética.

Estas radiaciones poseen una naturaleza ondulatoria al ser propagadas, teniendo como características principales: la velocidad, la frecuencia, la longitud de onda y la amplitud, donde:

Frecuencia.- Es el número de oscilaciones en un segundo. Se expresa en Hertz (Hz).

Longitud de onda.- de un movimiento ondulatorio es la distancia a que se propaga éste en el transcurso de un periodo. $\lambda = u \cdot T$ (λ , longitud de onda; u , velocidad de propagación; T , periodo). Se expresa en Angstroms (Å), nanómetros (nm) ó $1 \text{ Å} = 10^{-8} \text{ cm. ó } 10^{-10} \text{ m.}$
 $1 \text{ nm} = 10 \text{ Å.}$

Velocidad.- Es el desplazamiento de la onda en el espacio en la unidad de tiempo. Se expresa en cm/seg.

Entonces:

$$E = h\nu \quad [1.1]$$

donde E representa la energía en ergios, ν , representa la

frecuencia en ciclos por segundo, y h es la constante universal conocida como la constante de Planck, con un valor de 6.624×10^{-10} ergios-seg. Para algunos casos es más conveniente describir la energía radiante en términos de estas partículas discretas o paquetes de energía, mientras que para otros casos, como el fenómeno de difracción, es más conveniente considerar a la energía radiante como una onda continua en movimiento. La relación que implica a la longitud de onda y la frecuencia es:

$$\lambda \cdot \nu = c \quad [1.2]$$

donde λ es la longitud de onda en centímetros y c es la velocidad de propagación de la energía radiante en el vacío, 2.9976×10^{10} cm./seg. o, prácticamente, 3×10^{10} cm./seg.

Convencionalmente el espectro de energía radiante se divide en varias regiones, tal como se muestra en la tabla 1.1. Si recordamos, la luz visible representa solamente una pequeña parte del espectro electromagnético. La luz visible consiste de ondas que tienen una longitud de onda desde 400 a 750 nm.

La radiación ultravioleta contiene cortas longitudes de onda o altas frecuencias con alto contenido de energía, y la radiación infrarroja tiene largas longitudes de onda o bajas frecuencias con un contenido bajo de energía de luz visible.

Denominación	Límites de Longitud de onda		Límites de frecuencia Hz
	Unidades comunes	metros	
Rayos x	$10^{-2} - 10^2 \text{ \AA}$	$10^{-12} - 10^{-8}$	$10^{16} - 10^{18}$
ultravioleta lejano	10 - 200 nm	$10^{-8} - 2 \cdot 10^{-7}$	$10^{16} - 10^{15}$
Ultravioleta cercano	200 - 400 nm	$2 \cdot 10^{-7} - 4 \cdot 10^{-7}$	$10^{15} - 7.5 \cdot 10^{14}$
Visible	400 - 750 nm	$4 \cdot 10^{-7} - 7.5 \cdot 10^{-7}$	$7.5 \cdot 10^{14} - 4 \cdot 10^{14}$
Infrarrojo cercano	0.75 - 2.5 μm	$7.5 \cdot 10^{-7} - 2.5 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{14} - 1.2 \cdot 10^{14}$
Infrarrojo medio	2.5 - 50 μm	$2.5 \cdot 10^{-6} - 5 \cdot 10^{-5}$	$1.2 \cdot 10^{14} - 6 \cdot 10^{12}$
Infrarrojo lejano	50 - 1000 μm	$5 \cdot 10^{-5} - 1 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{12} - 10^{11}$
Microondas	0.1 - 100 cm	$1 \cdot 10^{-2} - 1$	$10^{11} - 10^8$
Ondas de radio	1 - 1000 m	$1 - 10^3$	$10^8 - 10^5$

Tabla 1.1 Regiones del espectro electromagnético (1) .

1.1 Absorción, reflexión y transmisión de la luz.

Conociendo algunas características principales de la luz podemos estudiar su comportamiento en la fotometría de absorción.

Cuando una radiación pasa del vacío a la superficie de una porción de materia, el vector eléctrico actúa con los átomos y moléculas de la misma. La naturaleza de la acción mutua puede variar de acuerdo a las propiedades de la materia. Como consecuencia, la radiación puede ser transmitida, absorbida, reflejada o dispersada.

Si un haz de luz blanca pasa a través de una celda de vidrio que contiene un líquido, la radiación saliente es de menor potencia que cuando la radiación incide. La disminución en la potencia es en general de diferente grado para los distintos colores. La pérdida de potencia se debe a las reflexiones ocurridas en la superficie y a la difusión provocada por las partículas en suspensión de los fluidos (fig. 1.1); en los líquidos claros el fenómeno se debe a la absorción de la energía radiante por el líquido.

Absorción de Energía Radiante. Las moléculas son capaces de interactuar con la energía radiante, es decir fotones, en diferentes formas. Tres importantes métodos son :

- (1) La energía de los fotones se consume al incrementar la energía rotacional de las moléculas;

- (2) la energía de los fotones es empleada para incrementar la energía tanto de vibración y rotación de las moléculas;
- (3) la energía de los fotones es usada para excitar un electrón o electrones de la molécula a niveles de energía grandes y también, quizá, a incrementar la energía de vibración y rotación de las moléculas.

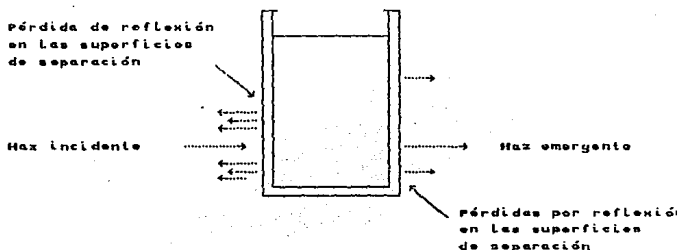


fig. 1.1 Aspectos cuantitativos de las mediciones de absorción.

El proceso (1) requiere menos energía que el (2); el proceso (3) requiere de grandes cantidades de energía. Moléculas de diferentes sustancias difieren en energía requerida para cada proceso. Además, después posiblemente pueden tener diferentes cambios en cada proceso. Por lo tanto fotones de ciertas frecuencias (contenido de energía) son absorbidos por algunas

moléculas, y fotones de diferentes frecuencias pueden ser absorbidos por otras moléculas. Estas conducen a una absorción espectral como son características de cada tipo de molécula.

Colores primarios y complementarios. El color aparente de una disolución es siempre el complementario del color absorbido. Así una disolución que absorba en la región del azul, aparecerá como amarillo, la que absorba en el verde aparecerá morada. En la tabla 1.2 se muestran los colores primarios y sus complementarios en el rango de 400 a 780 nanómetros.

Intervalo aproximado de longitud de onda en nm.	Color	Complemento
400 - 405	Violeta	Verde-amarillo
405 - 482	Azul	Amarillo
482 - 487	Azul verdoso	Naranja
487 - 498	Azul verde	Rojo-naranja
498 - 498	Verde azulado	Rojo
498 - 530	Verde	Rojo-púrpura
530 - 559	Verde amarillento	Púrpura rojizo
559 - 571	Amarillo-verde	Púrpura
571 - 576	Amarillo verdoso	Violeta
576 - 580	Amarillo	Azul
580 - 587	Naranja amarillento	Azul
587 - 597	Naranja	Azul verdoso
597 - 617	Naranja rojizo	Azul-verde
617 - 780	Rojo	Azul-verde

Tabla 1.2 Colores primarios y complementarios.(CECIL).

En el siguiente tema se considera la determinación de concentración por mediciones de cantidad de luz absorbida en algunas longitudes de onda fijas o cambiando a una región de longitud de onda.

2. FOTOMETRIA.

2.1 Fotometría de absorción.

Realizado el estudio del comportamiento de la luz, se enunciarán las leyes que rigen a la fotometría de absorción.

LEYES FUNDAMENTALES.

Ley de Bouguer y Ley de Beer. Estas son dos leyes fundamentales en las que se basa la práctica de colorimetría. La ley de Bouguer establece que cuando un haz de luz paralelo de radiación monocromática, penetra y es absorbido por un medio formado por superficies paralelas en un ángulo recto al plano, cada infinitesimal capa del medio decremente la intensidad del haz que penetra esa capa por una fracción constante. Esto es :

$$\frac{-dI}{I} = kdb \quad [1.3]$$

donde k es una constante dependiente de la longitud de onda, la naturaleza del medio, y la concentración (si el medio es una solución). En integración y transformación logarítmica a base 10 por cambiar el valor de k a K , uno consigue la expresión usual de la ley de Bouguer:

$$\log \frac{I_0}{I} = Kb \quad [1.4]$$

La ley de Beer establece que la intensidad del haz de luz de radiación monocromática paralela, decrece exponencialmente cuando la concentración de la absorción del material se incrementa, o en símbolos:

$$\log \frac{I_0}{I} = Kc \quad (1.5)$$

donde K es una constante que depende de una longitud de onda, la naturaleza del medio, y el espesor.

Las dos leyes pueden combinarse:

$$\log \frac{I_0}{I} = a_1bc \quad (1.6)$$

donde a_1 es una nueva constante dependiente solamente de una longitud de onda de la radiación y la naturaleza de la solución. Esta relación es conocida como la ley de Bouguer-Beer o Lambert-Beer. Cuando se aplica a soluciones contenidas en celdas la relación es ahora:

$$\log \frac{I_{soln}}{I_{soln}} = a_2bc \quad ; \quad (1.7)$$

usando los símbolos recomendados por el Buró Nacional de Estándares¹ y asumiendo que la intensidad de la luz incidente en

¹ Buró Nacional de Estándares de Estados Unidos de América (NBS).

las celdas de solvente y solución son la misma y que las celdas son idénticas.

Podemos resumir todo lo anterior como sigue. La absorción de energía radiante por la materia depende del principio general conocido como ley de Lambert-Beer. Esta ley está relacionada con los siguientes factores:

- 1) La energía radiante incidente es la energía luminosa que incide en una unidad de tiempo. Se representa por P_0 ó I_0 .
- 2) La energía radiante transmitida se representa por P ó I .
- 3) El espesor del líquido absorbente, en centímetros, se representa por b ó l .
- 4) La concentración de la disolución en moles/l. se representa por c .

La ley de Beer establece que la cantidad de luz o energía absorbida o transmitida por una disolución es función exponencial de la concentración de la sustancia absorbente presente y de la longitud de la trayectoria hacia la muestra.

Matemáticamente esta ley se expresa:

$$P = P_0 * 10^{-abc} \quad (1.8)$$

$$\log \frac{P}{P_0} = -abc \quad \text{ó} \quad \log \frac{P}{P_0} = -A$$

La absorbancia (A) es igual a abc , donde:

a = absorbatividad molar.

b = espesor del líquido absorbente.

c = concentración en moles/l.

La absorbancia en ocasiones se llama densidad óptica y es definida como el logaritmo decimal del inverso de la transmitancia (T).

$$A = \log_{10} \frac{1}{T} \quad (1.9)$$

La transmitancia es igual a la relación entre la energía radiante transmitida (P) por una muestra y la energía radiante incidente sobre la muestra (Po). Matemáticamente se expresa:

$$T = \frac{P}{P_o} \quad (1.10)$$

La ley de Beer es válida solo si:

- 1) Se usa luz de una longitud de onda particular.
- 2) La disolución problema sólo absorbe una longitud de onda particular.
- 3) Sólo se medirá la luz transmitida emergente. No debe existir fluorescencia, difusión de partículas o fugas instrumentales.

2.1.2 Desviaciones de la Ley Lambert-Beer.

Desviaciones reales. Una elevada concentración de soluto puede producir interacciones entre las moléculas, modificando el índice de refracción de la disolución y falsear los resultados.

Desviaciones químicas. Estas se deben a la estabilidad de la sustancia a estudiar bajo las condiciones del mismo análisis y al uso inadecuado de las longitudes de onda.

Estas desviaciones se tienen que asumir, ello no son excepciones a la ley de Bouguer pero esta inconformidad de un sistema de absorción a la ley Bouguer-Beer es tomada como un error de la ley de Beer a expresar adecuadamente el comportamiento del sistema. Las razones de inconformidad del sistema de absorción puede ser dividida en dos partes: fallas del sistema químico a conformar y fallas atribuidas al desempeño de los instrumentos de medición.

Cuando un sistema químico aparenta desviaciones desde la relación de Bouguer-Beer, la causa puede comunmente ser adscrita a el hecho de que la concentración real de la especie de absorción de ión o molécula es desconocida.

Kortum y Seiler indicaron, mucho antes, que la ley de Beer es solamente una ley limitante y pudiera ser supuesta a aplicarse solamente a bajas concentraciones.

A incrementos en temperatura se tiene un efecto batocromático sobre iones en solución; esto es, las bandas de absorción son trasladadas a longitudes de ondas largas. La temperatura de soluciones debe ser cuidadosamente controlada si esos efectos son prolongados.

Un instrumento que pasa un ancho de banda de energía

radiante angosto, puede ser esperada casi una banda monocromática a causa de aparentes desviaciones desde la ley de Beer.

Fundamentalmente la desviación se debe al hecho de que con todos los dispositivos de medición de energía radiante las intensidades de las longitudes de los componentes son sumadas (o casi son), y conducen a afectar los dispositivos de medición, donde la ley de Beer requeriría que los logaritmos de las intensidades sean aditivos. El agrandamiento del ancho de banda que pasa por el filtro o monocromador, se debe a la aparente desviación desde la ley de Beer. Solamente cuando la curva de absorción es esencialmente plana sobre la región de longitudes de onda empleada puede la ley Bouguer-Beer ser aplicada. Es posible que para eliminar esos efectos de ancho de banda de paso se trabaje a valores constantes de b antes de variar la concentración única.

En este camino la real intensidad en cada componente de las longitudes de onda puede ser observado constante por toda una serie de mediciones.

2.2 Colorimetría.

Enunciadas las leyes y conceptos de la fotometría, conoceremos su aplicación en la determinación de concentración de sustancias por medio de aparatos fotométricos como son los llamados fotocolorímetros.

Los fotocolorímetros o fotómetros de filtro son instrumentos que se basan en la absorción de la luz monocromática que ha sido irradiada por una fuente luminosa y seleccionada a través de filtros.

La luz seleccionada es transmitida por la disolución motivo del análisis y se recibe en una fotocelda, en donde se convierte en energía eléctrica, la cual se mide en un dispositivo adecuado. Asociado a éste, una escala nos proporciona lecturas directas de la cantidad de luz absorbida o transmitida.

El calificativo de "COLORIMETRO" es utilizado por algunas clases de instrumentos que difieren grandemente en su diseño y uso. Como podemos ver, los datos obtenidos a partir de un espectrofotómetro proveen la más completa información colorimétrica de un espécimen; por lo que a este instrumento se le puede clasificar como colorímetro, aunque usualmente no se le considere así. La palabra colorímetro es más frecuentemente usada para aquella clase de instrumentos que son descritos por el término medidores de diferencia de color, ya que estos instrumentos miden con mayor exactitud diferencias de color que medir colores.

En los laboratorios químicos, se encuentran instrumentos designados como colorímetros y que son usados para determinar concentraciones de compuestos químicos. Pues bien, estos instrumentos no son colorímetros en el sentido correcto, ya que no están diseñados para determinar el color como tal; sino que están aportando un índice de la cantidad de algún material en solución,

determinando la absorbancia ó transmitancia en una cierta banda espectral característica. Por tal motivo algunos autores no los denominan colorímetros.

El instrumento más sencillo puede consistir simplemente de un par de tubos de prueba, hasta más complicados que pueden utilizar celdas fotoeléctricas y circuitos electrónicos complicados en base a medir la intensidad de luz.

Soluciones cuyas concentraciones van a ser determinadas por mediciones colorimétricas no necesitan ser necesariamente soluciones puras; soluciones coloides son empleadas en ocasiones si ellas parecen claras. Cuando existan partículas demasiado grandes y la solución aparece turbia, es mejor usar un turbidímetro o nefelómetro² para la medición. Aquí es de utilidad una introducción a algunos conceptos, definición de términos y discutir algunas de las leyes fundamentales empleadas en colorimetría.

La definición de colorimetría que adoptaremos para el presente trabajo es la siguiente:

"Colorimetría es la determinación de la concentración de una sustancia, por medición de la absorción relativa de luz o transmitancia de la misma con respecto a una concentración conocida de la sustancia".

² Aparato que determina el estado de un medio que contiene partículas en suspensión.

Cuando un haz de energía radiante incide sobre una sustancia, la energía del haz puede alterarse por reflexión, refracción, difracción, o absorción, y la energía restante puede transmitirse a través de la sustancia. La fig. 1.2 ilustra lo que sucede cuando un haz de energía radiante atraviesa un medio homogéneo, isotrópico, no metálico, con superficies lisas y paralelas. Los símbolos I , representan intensidades o cantidades de energía por centímetro cuadrado por segundo. I_0 es más débil que I_1 debido a las pérdidas por reflexión y refracción en las caras interiores. I_0 es mayor que I debido a la absorción de energía en la mitad de longitud, b . I_2 es más débil que I , también debido a reflexión y refracción en el interior.

El NBS recomienda que los siguientes términos y símbolos sean usados:

$$T = \frac{I_2}{I_1} = \text{transmitancia de la muestra.} \quad (1.11)$$

$$\bar{T}_i = \frac{I}{I_0} = \text{transmitancia interna de la muestra.} \quad (1.12)$$

$$A_i = \text{Absorbancia de la muestra} = \log \frac{1}{\bar{T}_i} = \log \frac{I_0}{I} \quad (1.13)$$

$$A_i = \alpha b \quad (1.14)$$

donde:

α = índice de absorbancia del material.

b = espesor de la muestra.

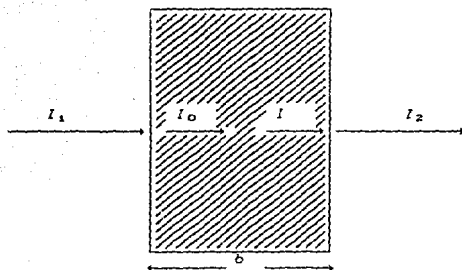


Fig. 1.2 Transmisión de energía radiante a través de un medio homogéneo.

En la mayoría de los casos, una solución es contenida en una cubeta y la transmitancia de la solución y la cubeta es comparada con la transmitancia de otra idéntica, conteniendo solo el solvente. Esta situación es representada en la figura 1.3 .

El BNS recomienda el uso de los siguientes términos y símbolos para esta situación.

$$T_s = \frac{\text{transmitancia de la cubeta y la solución}}{\text{transmitancia de la cubeta y el solvente}} = \frac{\text{transmitancia de la solución}}{\text{de la solución}}$$

$$T_s = \frac{\frac{I_{\text{soln}}}{I_0}}{\frac{I_{\text{soln}}}{I_0}} = \frac{I_{\text{soln}}}{I_{\text{soln}}} \quad (1.15)$$

$A_s = \log \frac{I_0}{I_s} =$ absorbancia de la solución (densidad óptica D , extensión, E). [1.16]

$$A_s = a \cdot b \cdot c \quad [1.17]$$

a = índice de absorbancia (coeficiente específico de extinción, k).

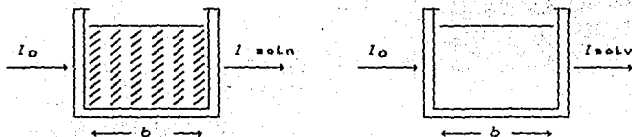


Fig. 1.3 Transmisión de luz a través de celdas con solución y solvente.

$$a = \frac{A_s}{bc} = \frac{1}{bc} \log \frac{I_{solv}}{I_{soln}} \quad [1.18]$$

b = longitud de la capa de absorción de la solución en centímetros (d, l, x)

c = concentración en cualquier unidad específica.

c_m = concentración molar.

a_m = índice de absorbancia molar (coeficiente de extinción molecular, ϵ) = A_s / bc_m . [1.19]

Esta es la teoría fundamental de la colorimetría (fotometría de absorción), de la que partimos para el desarrollo e implementación de nuestro diseño, tomando en cuenta como punto fundamental a la ley de Lambert-Beer.

2.2.1 Tipos de instrumentos.

En este punto pretendemos conocer los precedentes de métodos y tecnología aplicada en los aparatos fotocolorimétricos, teniendo como finalidad el seleccionar o en el mejor de los casos innovar las diferentes etapas que formarán parte de nuestro diseño. Algunos de los métodos utilizados son los siguientes:

Serie de Estándares y Métodos de Dilución. Los tipos simples de comparadores de color usan una serie de soluciones estándares de concentraciones conocidas en tubos de dimensiones constantes. Las soluciones desconocidas son comparadas con esta serie de estándares. Cuando se presenta una igualdad, la desconocida obviamente contiene la concentración de la conocida con que se compara. Tales tubos son conocidos como tubos Nessler y son hechos en una variedad de tamaños y formas . Los tubos pueden ser examinados horizontalmente y pueden ser sujetos convenientemente en un bloque deslizante con perforación vertical donde descansan los tubos y perforaciones horizontales a través de donde se examina cada tubo . El método de tubos Nessler es especialmente valioso para colores débiles, como son amarillos, entonces un tubo largo profundo puede ser utilizado.

Es generalmente mejor comparar soluciones desconocidas contra estándares del mismo material, similarmente tratadas. Frecuentemente las composiciones coloides no son estables y es conveniente, especialmente para rutinas de trabajo, comparar la

solución desconocida con una serie de estándares artificiales permanentes. Esto es en ocasiones más deseable a tener la desconocida y estándares en el mismo estado físico, pero nuevamente convienen reglas en favor de estándares sólidos.

Estandares permanentes líquidos pueden ser frecuentemente preparados por mezclas estables, coloreadas, con sales inorgánicas en la correcta proporción a comparar cada concentración deseada de la desconocida. Mezclas semejantes raramente tienen la misma absorción espectral característica como la desconocida y puede presentarse diferente bajo condiciones diferentes de iluminación. El tipo de iluminación tendría, por lo tanto, que ser estandarizado.

Estandares sólidos pueden ser hechos de piezas de cristal colorido o, para trabajo brusco, puede ser papel colorido. El comparador Hellige es un ejemplo de un dispositivo que usa discos de cristal colorido.

Método de Profundidad Variable. En los métodos mencionados anteriormente la concentración de la sustancia permanece constante. Una comparación de la intensidad de color puede obtenerse variando la concentración de las dos soluciones. El procedimiento simple emplea dos tubos graduados conocidos como tubos Hehner con llave a los lados de la base. La sustancia desconocida es colocada en un tubo y una solución patrón en el otro. Líquido es drenado desde la solución más concentrada hasta que, observando sobre los tubos, los colores se comparen. Las profundidades son leídas de la graduación del tubo, y la

concentración de la sustancia desconocida es calculada usando las ecuaciones correspondientes al método.

Medición Directa de Intensidad: Fotómetros. Es mejor en algunas ocasiones, en vez de comparar una solución desconocida con una patrón, la posibilidad de construir instrumentos que midan directamente la cantidad de energía radiante absorbida por la solución. Estos instrumentos son llamados fotómetros. Los fotómetros visuales simples, emplean un ajuste en base a un cristal oscuro neutro que permite el paso de un haz de luz a través del instrumento (fig. 1.4).

La solución a investigar es colocada en otro haz de luz. El ajuste es movido atrás y adelante hasta que los dos haces sean de igual intensidad. La cantidad de luz absorbida por el ajuste y por la solución son ahora iguales, y la cantidad absorbida por el

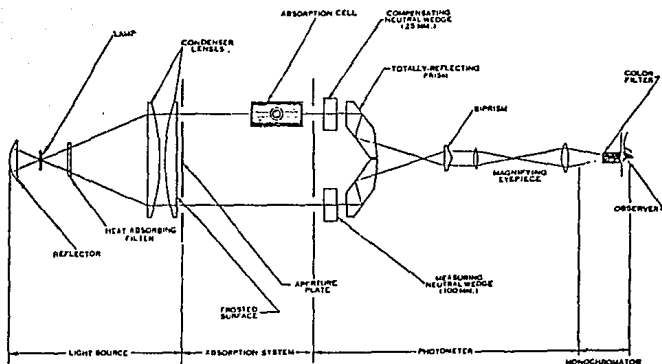


Fig. 1.4 Medición directa de intensidad.

ajuste puede ser determinada desde esta posición (esto es, densidad). Las dos mitades observadas al fondo deben ser del mismo color. Esto es realizado colocando filtros en el haz de luz. Filtros de vidrio o filtros líquidos pueden ser utilizados; o en ciertos casos especiales, una lámpara de Sodio, Cadmio o Mercurio puede ser usada con filtros para quitar líneas no deseadas.

Los filtros transmitirían posiblemente una banda angosta de longitud de onda, sin embargo la cantidad de luz transmitida es la suficiente para realizar una comparación visual. La banda transmitida por el filtro coincidirá con la posición de máxima absorción de la muestra, siendo éste el punto de ajuste; de otra manera luz extraña alcanza la observación y las dos mitades del fondo observadas a través de la mirilla del aparato pueden aparentar ser del mismo color.

En lugar de un prisma triangular neutral un par de prismas polarizados pueden ser usados para reducir la intensidad de luz del haz que pasa a través del estrato de solvente en un fotómetro. Diafragmas pueden ser utilizados para reducir la intensidad de luz.

Instrumentos de un solo haz. Los actuales fotómetros de filtro ó colorímetros pueden ser divididos en dos grupos principales: instrumentos de un solo haz y de doble haz. Un ejemplo del diseño de un instrumento de un solo haz es el colorímetro fotoeléctrico Evelyn mostrado en la figura 1.5.

Un haz de luz de la lámpara A dentro de una caja reflectora pasa a través del filtro de cristal B y atravieza la

solución coloreada en el tubo de prueba de absorción D, antes de

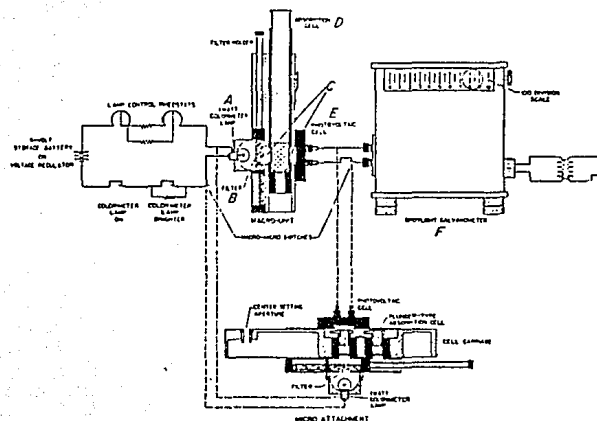


Fig. 1.5 Fotocolorímetro de un solo haz.

llegar a la fotocelda E. Dos aperturas rectangulares C definen la sección que atraviesa el haz de luz. La corriente de la fotocelda es registrada en un galvanómetro F. La lámpara es alimentada por una batería de seis volts para mantener un voltaje estable y la intensidad del haz de luz es regulada por dos reóstatos que permiten un ajuste grueso y fino para obtener una lectura en el

galvanómetro de 100% de transmitancia cuando un reactivo o un solvente blanco es insertado en el haz de luz. Para realizar la medición de la transmitancia, una celda de prueba conteniendo la solución desconocida ó estándar es colocada en el portaceldas y la transmitancia es leída directamente en la escala del galvanómetro.

En un instrumento de este tipo, es imperativo el uso de una lámpara cuyo consumo de potencia y flujo de corriente sea tan bajo que pueda ser energizada continuamente con una batería sin que se altere el voltaje de la misma en largos períodos de uso. El método empleado para tener una lectura del 100% de transmitancia en el galvanómetro, compensa automáticamente en parte el incremento de la temperatura de color de la lámpara la cual cambia con el tiempo.

Cuando se utiliza un instrumento con un solo haz, es necesario mantener una fuente de luz constante mientras la lectura del solvente y la lectura de la solución sean tomadas.

Instrumentos de doble haz. Existen dos tipos diferentes de instrumentos de doble haz. El de óptica compensada y el del tipo potenciométrico. En el del tipo de óptica compensada, la intensidad de la energía radiante en el haz de referencia es decrementada por un diafragma u otro dispositivo hasta igualar la intensidad de la radiación que pasa a través de la solución. Estos instrumentos pueden emplear fotoceldas que no respondan linealmente con la intensidad de iluminación. Los más populares fotómetros de filtro son los de dos celdas y son del tipo potenciométrico. Si el circuito del potenciómetro es elegido

adecuadamente, las variaciones en la fuente de luz no afectan las mediciones. La carátula del instrumento puede ser calibrada en por ciento de transmitancia o en absorbancia (densidad óptica) o ambas. Si las lecturas son en por ciento de transmitancia, es conveniente graficar la lectura contra concentración en papel semilogarítmico para obtener una línea recta. Una gráfica del logaritmo del por ciento de transmitancia o de absorbancia contra la concentración da una línea recta directamente, procurando siempre, por supuesto, que la sustancia coloreada obedezca la ley de Beer.

Obviamente existen errores en cuanto a la aplicación de estos métodos, por lo cual hacemos referencia a ellos en los siguientes párrafos.

Errores en el uso de colorímetros fotoeléctricos pueden provenir de diferentes fuentes. Algunos errores significantes que pueden ocurrir son los siguientes:

- 1.- La no linealidad del dispositivo sensor de luz y el circuito de medición asociado puede producir un error. Estos errores pueden ser evitados por la selección cuidadosa y un acoplamiento adecuado entre la fotocelda y el amplificador o circuito de medición.

- 2.- Variaciones en la intensidad de la fuente luminosa puede causar errores. Tales variaciones pueden ser eliminadas con el diseño de un instrumento de doble haz y puede ser controlada por una regulación cuidadosa del voltaje aplicado a la fuente luminosa.

3.- La pérdida de luz puede ser una seria fuente de error. Este error puede ser usualmente eliminado por la colocación de reflectores adecuados (lentes colimadores), y túneles en el instrumento.

4.- Un aumento en la temperatura de la fotocelda puede causar un error. Este puede ser parcialmente eliminado utilizando filtros absorbentes de calor en el sistema óptico ó aislando la fuente de energía radiante del resto del instrumento.

5.- Polvo, rayaduras e imperfecciones en el sistema óptico pueden ser fuentes de error. Cuidados extremos deben ser observados todo el tiempo para proteger al instrumento del polvo y de roturas o astilladuras de las partes ópticas durante su utilización.

6.- Penetración de energía radiante externa al sistema óptico.

A pesar de las muchas posibles fuentes de error, un diseño cuidadoso de el instrumento puede ser capaz de obtener mediciones con una gran precisión.

Inexactitud en la medición del peso, volumen, además de la inestabilidad del material coloreado, el calor, el aire y las reacciones incompletas ó muy rápidas pueden causar grandes desviaciones que los mismos errores del instrumento por lo que las condiciones bajo las cuales un compuesto coloreado puede ser preparado se deben de seguir rigurosamente.

En lo que respecta a la evaluación de errores fotométricos y selección del rango más adecuado de concentración para análisis en los fotocolorímetros, se tiene lo siguiente. El error como una función de la absorbancia puede ser obtenida como sigue:

Si

$$A_s = \log \frac{I_{solv}}{I_{soln}} = abc \quad (1.20)$$

entonces

$$\frac{I_{soln}}{I_{solv}} = e^{-2.303abc} \quad (1.21)$$

y

$$dI_{soln} = I_{solv}^{-2.303abc} (-2.303)ab \, dc \quad (1.22)$$

reemplazando ab de (2.18)

$$dI_{soln} = -2.303e^{-2.303abc} I_{solv} A_s \frac{dc}{c} \quad (1.23)$$

reordenando

$$E_p = \frac{dc/c}{dI_{soln}/I_{solv}} = \frac{-0.4343e^{-2.303abc}}{A_s} \quad (1.24)$$

E_p representa la relación del error de la concentración relativa y el error fotométrico del instrumento en el cual la corriente del galvanómetro es directamente proporcional a la intensidad de luz.

En otras palabras

$$\frac{d\log n}{d\log v} = \frac{d\log n}{d\log v} \quad (1.25)$$

Lo anterior es deseable para encontrar la concentración en que E_p es un mínimo con respecto a la concentración, esto es, la concentración a la que un error relativo dado en la lectura del galvanómetro puede causar un mínimo error en la concentración relativa. Esta concentración es encontrada derivando E_p con respecto a c e igualando a cero.

$$\frac{dE_p}{dc} = \frac{d}{dc} \left\{ \frac{-0.4343e^{2.303abc}}{abc} \right\} \quad (1.26)$$

$$= \frac{e^{2.303abc}}{c} \left\{ \frac{1}{2.303abc} - 1 \right\} \quad (1.27)$$

$$= \frac{e^{2.303abc}}{c} \left\{ \frac{0.4343}{A_s} - 1 \right\} \quad (1.28)$$

entonces

$$\frac{dE_p}{dc} = 0 \text{ cuando } \frac{0.4343}{A_s} - 1 = 0 \quad (1.29)$$

o

$$A_s = 0.4343$$

$$A_s = -\log T_s$$

$$T_s = \text{antilog} (-0.4343) = 0.368$$

Esto indica que para el tipo de instrumento especificado, que incluye muchos de los tipos comunes, la mejor concentración a emplear es aquella en que la transmitancia es igual a 36.8%. Actualmente el error en la concentración relativa por el error fotométrico relativo es muy pequeño para los rangos de 20% a 60% de T.

Finalmente observamos que de los tipos de instrumentos existentes, el que ofrece mejores características de funcionamiento y resultados es el de doble haz, aunque lógicamente su costo es elevado debido al uso de diafragma, lentes o prismas y dos fotodetectores que tengan una misma respuesta. Respecto a los instrumentos de un solo haz observamos que realizando un buen diseño teniendo especial cuidado en el control del haz luminoso y el sensado del mismo, los resultados serían bastante aceptables compitiendo con los instrumentos de doble haz, además de implicar un menor costo. Por lo tanto para el desarrollo de nuestro aparato nos basamos en las características del instrumento de un solo haz tomando en cuenta algunas características del de doble haz.

CAPITULO II

DESARROLLO DEL FOTOCOLORIMETRO

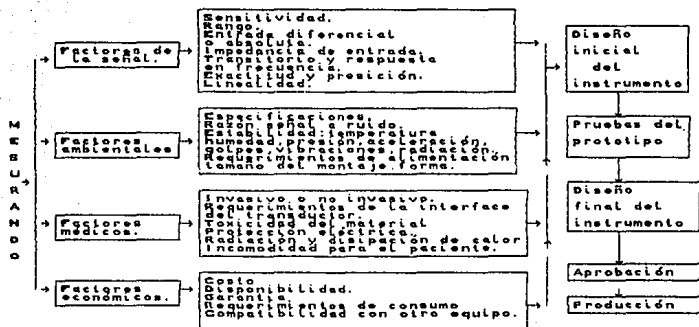
En el capítulo anterior enunciamos las bases que sustentan el estudio de la fotometría de absorción. Corresponde ahora orientar nuestro trabajo al análisis de los principios para el diseño de nuestro prototipo, partiendo de las características que debe reunir todo aparato de uso médico (normas), con la finalidad de obtener un instrumento con el mejor nivel competitivo en todos aspectos. Lamentablemente en nuestro país no se cuenta con normas para este tipo de aparatos, y las normas extranjeras consultadas (libro anual de estandares ASTM³), hacen referencia a la definición de términos y leyes básicas, -ya enunciadas en el capítulo I-, que se refieren específicamente a espectrofotómetros por lo que no consideramos pertinente el transcribir dichas normas. Por lo tanto mencionaremos algunas características generales que debe reunir un aparato de uso en laboratorio y médico⁴.

³ Annual Book of ASTM Standards. 1969.

⁴ Referencia bibliográfica de los factores de diseño:
Medical Instrumentation. John G. Webster.

1. FACTORES DE DISEÑO.

Muchos factores afectan el diseño de instrumentos de laboratorio y médicos. Los factores que restringen el diseño son por supuesto diferentes para cada tipo de instrumento. Sin embargo, algunos de los requerimientos generales pueden ser catalogados por el tipo de señal a censar, el medio ambiente, y factores médicos y económicos. La figura 2.1 muestra como esos factores son incorporados en el diseño inicial y en el desarrollo de un instrumento. Muchos de estos pasos son requeridos para el desarrollo de un producto comercial.



Medical Instrumentation. John G. Webster.

Figura 2.1

Note que los tipos de transductores seleccionados usualmente estipulan el equipo necesario para el proceso de la señal, algunas especificaciones del instrumento deciden que tipo de transductor utilizar. Para obtener un diseño final, algunas aveniencias en las especificaciones son usualmente requeridas. Pruebas actuales en un prototipo son en ocasiones necesarias antes de tomar desiciones sobre el diseño final. Cambios frecuentes en la función e interacción de los elementos en un instrumento complejo requiere modificaciones en el diseño. Frecuentemente diseños buenos son el resultado de muchas aveniencias del desarrollo final de el instrumento.

Especificaciones generalizadas de un instrumento. Esta sección es una tentativa para seleccionar cuatro de las especificaciones técnicas que se han dado por fabricantes y diseñadores de nuevos instrumentos. Por supuesto, algunas especificaciones no son aplicables a un instrumento en particular y algunos instrumentos pueden necesitar especificaciones especiales. El propósito de la siguiente lista es la de facilitar la evaluación completa de las especificaciones dadas por los fabricantes y diseñadores de nuevos instrumentos (en nuestro caso solo haremos referencia a los factores que se involucren con nuestro diseño). Por conveniencia, la lista es subdividida en las siguientes categorías: especificaciones de la señal de entrada y el transductor, especificaciones del procesamiento de la señal, especificaciones de salida, errores y exactitud y por último especificaciones físicas y misceláneas.

ESPECIFICACIONES DE LA SEÑAL DE ENTRADA Y DEL TRANSDUCTOR

1. **Mesurando:** Es una cantidad física, propiedad o condición que es medida.
2. **Diferencial o absoluta:** La entrada cuantificada puede ser la diferencia entre dos cantidades o puede ser medida con respecto a una referencia absoluta.
3. **Razón de rechazo en modo común :** Esta es definida como la ganancia en modo diferencial dividida por la ganancia en modo común. La razón de rechazo en modo común hubiera sido dada por la entrada diferencial a una frecuencia específica o como una función de la frecuencia por arriba de una fuente dada de impedancia desbalanceada.
4. **Rangos de operación :** Son los rangos fijos o ajustables de las entradas para las especificaciones de operación. Transductores ajustables pueden requerir cambios de sus partes mecánicas.
5. **Rangos de sobrecarga:** Son los rangos de las entradas que pueden ser toleradas sin que el instrumento se dañe.
6. **Tiempo de recuperación de sobrecarga:** Es el tiempo que necesita el dispositivo para regresar a la región de operación lineal después de una sobrecarga.
7. **Sensibilidad:** Es la escala completa por la unidad de entrada como una función de excitación para transductores modulados.
8. **Impedancia de entrada:** Generalmente la impedancia de entrada es la razón del esfuerzo de la variable de entrada (voltaje, fuerza, presión) por el flujo de la variable de entrada (corriente, velocidad, flujo).

9. Principio del transductor: Es el principio de operación utilizado por el transductor, por ejemplo: resistivo, piezoeléctrico, ultrasónico. Puede ser expresado como una función de transferencia.
- 10 Dimensiones físicas: El tamaño y método de acoplar el transductor a los elementos primarios del sensor al medio que contiene al mesurando son frecuentemente parámetros cruciales.
- 11 Cuidados especiales: Algunos transductores son fácilmente dañados si son golpeados con objetos sólidos (grandes fuerzas de aceleración) y otros pueden corroerse por el contacto prolongado con tejidos o fluidos corporales.

ESPECIFICACIONES DEL PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

1. Método del procesamiento: El método y teoría de operación deben ser explicados. El circuito electrónico y/o el análisis de la señal digital debe ser descrito en detalle. Puede ser expresado como una función de transferencia.
2. Compensación: Una compensación no lineal para una característica indeseable del transductor puede ser necesaria.
3. Supresión del cero: Es el ajuste del voltaje de offset para compensar varias fuentes de deriva.
4. Filtrado: Restricciones electrónicas en el procesamiento de la respuesta en frecuencia.
5. Interface: capacidad de contar con una interface digital.

ESPECIFICACIONES DE SALIDA

1. Valor de salida: Usualmente un voltaje o corriente que maneja un dispositivo de salida que puede ser parte del instrumento. Análogo o digital.
2. Rango de salida: El rango lineal y el nivel de saturación de la salida.
3. Velocidad de escritura: Alguna medición de la respuesta en frecuencia del dispositivo de despliegue.
4. Tiempo de retardo: Para salidas no instantáneas, es el intervalo de tiempo promedio entre el valor muestreado y el de despliegue.

EXACTITUD Y ERRORES

1. Precisión: una medida de la repetibilidad de las mediciones; esto es, dado un valor fijo de una variable, la precisión es una medida del grado con el cual las mediciones sucesivas difieren de la otra.
2. Repetibilidad: variación total de la salida debida a una entrada constante contra el tiempo.
3. No linealidad: Desviación de la región de operación lineal que puede ser subdividida de acuerdo a la no linealidad: histéresis, zona muerta, umbral y así sucesivamente.
4. Susceptibilidad de la señal a interferencias: Sensibilidad de el instrumento a interferencias explícitamente controladas y entradas modificadas.
5. Ruido: Máximo valor pico a pico de ruido eléctrico o no eléctrico referido a la entrada.

6. Razón de señal a ruido: La razón del valor de la señal (pico o rms) y del ruido (pico o rms, respectivamente) esta dado como una fracción ($SNR = 1000:1, 100:1$ y así sucesivamente), en decibeles ($SNR (dB) = 20 \log_{10} [SNR (fracción)]$) y es usualmente dependiente de la frecuencia de la señal y el ancho de banda del ruido.
7. Estabilidad: El cambio de la salida de el instrumento como una función del tiempo, temperatura, humedad, aceleración, golpes y vibraciones. Tiempo de calentamiento.
8. Tiempo de vida: El mínimo número de variaciones parciales o completas de la salida antes de que sean alteradas significativamente las especificaciones.
9. Vida de operación: El tiempo mínimo de operación continua o intermitente antes de que las especificaciones sean significativamente alteradas.
- 10 Vida de almacenamiento: El tiempo mínimo de exposición a condiciones ambientales antes de que sean alteradas significativamente las especificaciones.
- 11 Exactitud: la cercanía con la cual la lectura de un instrumento se aproxima al valor verdadero de la variable medida.

ESPECIFICACIONES FISICAS Y MISCELANEAS

1. Requerimientos de potencia: Voltaje de línea, tolerancia del voltaje de línea, rangos de frecuencia, potencia consumida como función de la entrada (si es significativa), voltaje de la batería, capacidad de la batería.

2. Protección del circuito: Fusibles, diodos, aislamiento.
3. Requerimientos ambientales: Son usualmente diferentes para la operación y el almacenamiento como son la temperatura, humedad, altitud, aceleración, radiación y sustancias corrosivas.
4. Montaje: Estante o gabinete.
5. Dimensiones: Altura, ancho y profundidad.
6. Peso: Libras y kilogramos.
7. Materiales de construcción: Resistencia a la corrosión y terminados.
8. Artículos de consumo: Artículos necesarios para su funcionamiento como papel, químicos, etc.
9. Garantía: en partes y mano de obra.
- 10 Costo
- 11 Servicio y partes : contratos de mantenimiento e inventario de partes.

2. ETAPA OPTICA.

Enunciados los factores de diseño, analizamos las características de los posibles componentes que conformen las principales etapas del fotocolorímetro, como son: fuente luminosa, filtrado de luz y etapa sensora.

MEDICIONES OPTICAS. Sistemas ópticos son muy usados en diagnósticos médicos. El uso más común ocurre en laboratorios

clínicos, en los cuales los especialistas analizan muestras de sangre y otros fluidos tomados del cuerpo. Instrumentos ópticos son utilizados durante la cateterización cardíaca para medir la saturación de oxígeno de la hemoglobina y la medición del gasto cardíaco.

Generalidades. Como sabemos, la luz artificial juega un papel muy importante en la actualidad. Este tipo de iluminación no solo debe asociarse con la comodidad que nos proporciona, sino también con las ventajas que nos brinda al contar con señalizaciones, aparatos y demás cosas en las que utilizamos algo de iluminación. Ahora bien, llamaremos fuente luminosa al elemento que emite radiaciones visibles para el ojo humano, es decir, que produce luz. Las fuentes luminosas se dividen en dos tipos:

- a) Naturales.
- b) Artificiales.

La fuente luminosa natural más conocida es el sol y las fuentes luminosas artificiales son las lámparas eléctricas. En la actualidad se dispone de una enorme variedad de tipos de lámparas, en donde entran las lámparas incandescentes, fluorescentes y de descarga, de las cuales hablaremos más adelante.

Las curvas de energía de tres fuentes comunes de luz; una lámpara eléctrica llena de gas, el sol y la luz de día, son mostradas en la figura 2.2.

Una de las fuentes luminosas (A), consiste en una

lámpara con filamento de tungsteno y llena de gas que opera a una temperatura de 2800 °K. Las otras dos fuentes (B) y (C), intentan representar la luz del Sol y la luz de día, dan un color de temperatura aproximadamente de 4900 °K y 6700 °K respectivamente.

Actualmente existe un nuevo estandar denominado (D65) que representa la fase de luz de día con un color de temperatura de aproximadamente 6500 °K. y aunque no se han hecho recomendaciones confiables para fuentes artificiales de este tipo, se han logrado aproximaciones confiables por medio de filtros, en base a la fuente tipo (A).

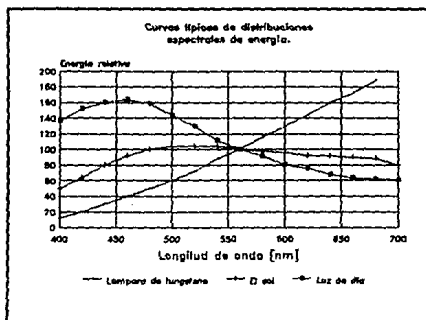


Figura 2.2

2.1 Tipos de lámparas.

Para nuestros fines la selección de la lámpara óptima se basa principalmente en los siguientes aspectos:

- El espectro de luz que proporcione la lámpara debe comprender las longitudes de onda que manejará el aparato, además de que dicho espectro debe presentar una respuesta lo más lineal posible ya que de ello dependerá la respuesta que se tenga en el sensor y el procesamiento de los datos.
- El calor que disipe la lámpara sea el menor posible ya que las variaciones extremas de temperatura afectan en gran medida al sistema electrónico del aparato en general y posiblemente a la muestra en estudio.
- Los dispositivos auxiliares para el encendido de la lámpara sean mínimos.
- La vida útil de la lámpara sea razonablemente grande debido a que el fotocolorímetro tendrá un ritmo de trabajo constante.
- Su costo sea bajo.
- Se adquiera fácilmente.

Observamos que la mayoría de los fotocolorímetros consultados utilizan lámparas incandescentes como fuente luminosa. A continuación mencionamos algunos tipos de lámparas así como sus espectros de entre las cuales se selecciona la que ofrece mejores características.

-Lámparas incandescentes. El principio de funcionamiento de las lámparas incandescentes es el siguiente:

A través de un filamento metálico de cierta resistencia eléctrica se hace circular la corriente eléctrica, lo que produce que el filamento llegue a un punto de incandescencia emitiendo así radiaciones luminosas y caloríficas.

Las lámparas incandescentes emiten en su mayor parte calor, aproximadamente un 90% de la energía que consumen, y un 10% en luz. Desde la invención del foco incandescente el principio de funcionamiento ha sido el mismo, con algunas mejoras que se han presentado a través de los años, su vida promedio es de 1,000 hrs., llegando a producir hasta 25 lm/w.

El uso de estas lámparas es prácticamente universal, ya que existen diversas presentaciones, voltajes, formas, y ofrecen una luz de calidad aceptable.

-Lámparas fluorescentes. En las lámparas fluorescentes, la luz se genera por el fenómeno de la fluorescencia; esto es debido a una descarga eléctrica en una atmósfera de vapor de mercurio a baja presión, que se lleva a cabo en el interior del

tubo, este tubo generalmente es de longitud grande en comparación con su diámetro, que es pequeño, y en cuya pared interior lleva una fina capa de sustancias minerales fluorescentes, en los extremos del tubo se sitúan los filamentos, el tubo está relleno de un gas noble, generalmente Argón, a una determinada presión, y de una pequeña cantidad de Mercurio. El rendimiento luminoso que se obtiene con estas lámparas es elevado, llegando a alcanzar los 96 lm/W.

La iluminación que se obtiene con estas lámparas es muy elevada, independientemente que su promedio de vida es bastante grande (10,000 hrs.).

-Lámparas de halogenuros metálicos. Dentro del ramo de fuentes de luz artificial, se persiguen o se tratan de alcanzar dos objetivos primordiales, estos son:

1. Aumentar el rendimiento luminoso.
2. Igualar el color de la luz con el de la luz solar.

Para lograr esto, se han construido las lámparas de halogenuros metálicos, que vienen siendo lámparas de vapor de mercurio a alta presión, pero además del mercurio, tiene halogenuros de tierras raras, como son: Dysprosio (Dy), Holmio (Ho), y Tulio (Tm), de esta manera se obtienen rendimientos luminosos más elevados y una mejor reproducción cromática, es decir, que la luz proporcionada por estas lámparas refleja fácilmente a los colores naturales sin que estos se vean afectados.

La constitución de las lámparas de halogenuros metálicos es semejante a las de vapor de mercurio a alta presión. Cuando la lámpara se encuentra en funcionamiento, la temperatura en el tubo de descarga se encuentra alrededor de los 6,000 °C. Debido a los halogenuros, la tensión de encendido de estas lámparas es elevada, necesitando emplear un cebador o un aparato de encendido con tensiones de choque de 3 a 5 KV., de esta manera se garantiza un encendido seguro con temperaturas de +100 hasta -25°C. Esta es una lámpara compacta, pequeña y clara. En comparación con las lámparas incandescentes convencionales de 150 Watts.

-Lámparas NAV-alta presión. Estas lámparas han sido desarrolladas para mejorar el tono de luz y a su vez la reproducción cromática de las lámparas de vapor de sodio de baja presión. Además que conservan un alto rendimiento luminoso y siendo que su presión es más alta, dejan destacar en el espectro luminoso otros colores, obteniéndose ahora un espectro más continuo de cuya composición resulta un color blanco-dorado.

Debido a la alta presión en que se encuentra el gas, para el encendido de estas lámparas es preciso aplicar altas tensiones de choque que van desde 2.8 a 5 KV, esto dependiendo de los tipos de lámparas, estas tensiones son proporcionadas por un dispositivo de arranque que va conectado con el correspondiente balastro, de esta forma se asegura el encendido con temperaturas que van desde los +100° hasta -25°C.

-Lámparas HQL. La producción de luz en estas lámparas se basa en el principio de la luminiscencia que se obtiene por la

descarga eléctrica a través del mercurio gasificado, dentro de un tubo de descarga. Estas lámparas emiten una luz blanco-azulado porque carece de radiaciones rojas y esto es debido primordialmente al mercurio que se encuentra presente dentro del tubo de descarga junto con el gas Argón.

Estas lámparas deben conectarse a redes de alimentación a través de equipos auxiliares (balastos), ya que por tratarse de lámparas de descarga resulta indispensable el equipo auxiliar que controle tanto el voltaje como la corriente en el encendido y en la operación normal.

-Luz mixta HWL. Estas lámparas fueron creadas para corregir la luz azulada de las lámparas de mercurio, y para esto se ha adicionado dentro del mismo bulbo, un filamento incandescente. Una de las características principales de estas lámparas es que se pueden conectar directamente a la red de alimentación sin necesidad de emplear un balastro, puesto que el filamento, además de fuente luminosa, actúa como resistencia limitadora de la corriente.

Las lámparas de luz mixta se construyen para tensiones de alimentación de 220 V, aunque el margen de tensión admisible es de 220 a 229 Volts. Si se tienen caídas de voltaje de más de un 10% del voltaje, pueden llegar a dificultar su correcto encendido, por lo que se debe evitar conectarse las lámparas a instalaciones cuya tensión de alimentación sea inferior.

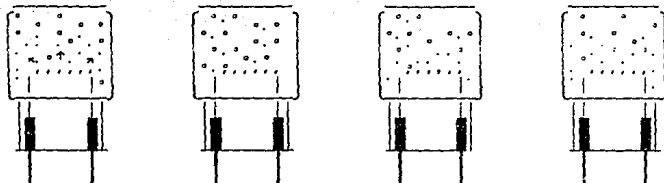
-Reflectores de bajo voltaje. Las lámparas de halógeno

de bajo voltaje tienen excelentes propiedades de reproducción cromática. Proveen gran intensidad luminosa, con un reducido consumo de energía eléctrica. Pueden concentrarse en haces luminosos muy estrechos, lo que permite iluminar en forma puntual los objetos deseados; creando islas de luz de gran claridad aún en ambientes ya iluminados. También existen variantes en este tipo de lámparas que dispersan el haz luminoso iluminando áreas extensas. Debido al halógeno la temperatura de color y el flujo luminoso se mantienen constantes durante toda su vida útil. Todas las lámparas de halógeno en bajo voltaje pueden regular su flujo luminoso utilizando dimmers.

Con 2,000 a 3,500 hrs. de vida, alcanzan más del doble de la duración de las lámparas incandescentes normales. En sus diversos tipos de bajo voltaje (6V, 12V, 24V), las lámparas de halógeno de bajo voltaje se conectan mediante un transformador a la red de alimentación de 127V. Para iluminar objetos sensibles al calor se recomiendan las lámparas de halógeno de bajo voltaje Decostar, ya que debido al reflector dicróico emiten sólo el 33% del calor en la dirección del haz de luz. Para todas las lámparas de halógeno de bajo voltaje la posición de encendido es universal.

QUE SON LOS HALOGENOS. Se denominan halógenos a un grupo de determinados elementos químicos entre los que se destacan el Fluor, el Cloro, el Bromo, y el Yodo. El ciclo del halógeno en el interior de la lámpara (figura 2.3), se lleva a cabo de la forma siguiente:

Al encender la lámpara, las partículas del halógeno se gasifican y se combinan con la pequeña cantidad del Wolframio del



Ciclo del Halógeno

Figura 2.3

filamento que se vaporiza debido a la alta temperatura obtenida antes de que se deposite en la pared interior de la ampolla, ennegreciéndola (zona gris en la figura 2.4).

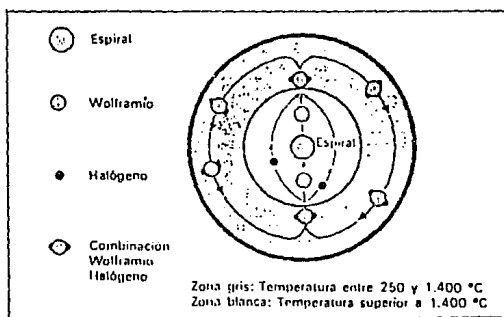


Figura 2.4

Debido a las corrientes de convección térmica en el interior de la lámpara, esta combinación en forma de gas es llevada hacia el filamento y al llegar a sus proximidades se separa, depositándose el Wolframio sobre el filamento y quedando libre el halógeno para que repita el ciclo (zona blanca en la figura 2.4).

Con el ciclo del halógeno se obtiene una serie de ventajas, entre las que se pueden destacar:

- La ampolla no se ennegrece durante la vida de la lámpara, esto hace constantes tanto el flujo luminoso y la temperatura de color durante toda la vida de la lámpara.
- Se reducen las dimensiones de la lámpara, lo que significa mayor resistencia física.
- El filamento puede ser expuesto a una temperatura mucho más elevada.
- El rendimiento luminosos y la vida aumentan.
- Las lámparas halógenas dan un 25% más de luz, y además, tienen un 100% más de vida.

Lámparas con reflector dicróico para bajo voltaje cool spot (reflector de luz fría). - En estas lámparas, el calor generado en el haz luminoso es reducido en un 66%. Esta característica las hace especialmente apropiadas para la iluminación de objetos sensibles al calor. Las lámparas halógenas Decostar se caracterizan por:

Reflector de alta calidad.

Bases especiales.

Resistentes a altas temperaturas.
Cualquier posición de funcionamiento.

A continuación se muestra una tabla (2.1) con los diferentes tipos de lámparas de esta clase así como sus características, además de un cuadro esquemático (fig. 2.5), donde se aprecia la distribución de la intensidad luminosa en cd (candelas), (tomadas del manual de lámparas halógenas OSRAM).

Analizando los diferentes tipos de lámparas mencionadas anteriormente, podemos observar que el tipo de lámpara que nos conviene utilizar es una lámpara incandescente halógena con reflector dicróico, cuyas características fueron señaladas anteriormente. Específicamente la lámpara seleccionada es una lámpara halógena Decostar 35 (MR11), referencia 41890 SP.

Cabe hacer notar que para que la fuente lumínica trabaje sin variaciones, las cuales podrían acarrear problemas posteriormente, es necesario el desarrollo de una fuente de alimentación que regule principalmente la corriente del foco, pues como se describió anteriormente lo que se hace es calentar el filamento y mantenerlo a una temperatura constante para que la energía radiante sea la misma en cualquier momento, por ello es necesaria una fuente que reúna estas características, la cual se discutirá más adelante.



DECOSTAR 35 (MR11)

***KLR 35 (MR11)**

Temperatura de color: 3 100 K

Referencia	Código ANSI	Watts	Volts	Angulo de Irradiación	Intensidad luminosa cd	Casquillo	Piezas por caja
41890 SP	FTB	20	12	10°	5,500	GZ4	10
41890 MFL	FTC	20	12	20°	1,750	GZ4	10
41890 FL	FTD	20	12	30°	700	GZ4	10
41892 SP	FTE	35	12	10°	8,500	GZ4	10
41892 MFL	FTF	35	12	20°	3,000	GZ4	10
41892 FL	FTH	35	12	30°	1,500	GZ4	10
41894 SP	-	50	12	10°	11,000	GZ4	10
41894 MFL	-	50	12	20°	4,400	GZ4	10
41894 FL	-	50	12	30°	2,600	GZ4	10

* Estas lámparas son apropiadas para iluminar objetos que son sensibles al calor ya que debido a su reflector dicróico, la irradiación de calor se reduce en un 66%.

Lámparas halógenas con reflector **Distribución luminosa en cd** **Intensidades de iluminación en lux**

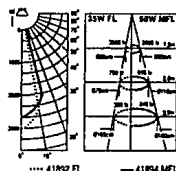
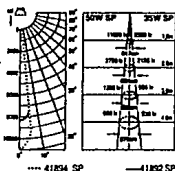
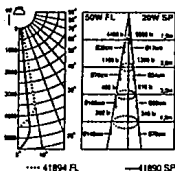


Tabla 2.1

Distribución espectral de radiación de lámparas incandescentes, fluorescentes y descarga Zona visible de 380 hasta 780 nm



LUZ INCANDESCENTE



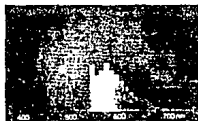
LUZ DEL DIA (D 65)



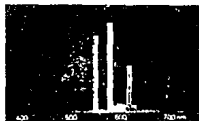
BLANCO CALIDO



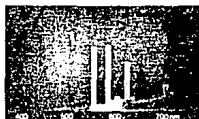
LUZ DE DIA



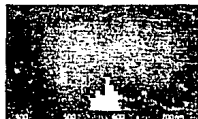
BLANCO FRIO



HOL BLANCO DE LUJO



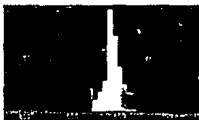
HWL LUZ MIXTA



POWER STAR™ HOI/LNDL
BLANCO NEUTRAL DE LUJO



VIALOX™ MAY VAPOR DE SODIO



POWER STAR™ HOI/TS...WDL
BLANCO CALIDO DE LUJO

2.2 Filtros.

Los filtros son frecuentemente insertados en los sistemas ópticos para controlar la distribución de potencia radiante o la longitud de onda. Para reducir sólo la potencia radiante, son utilizados filtros de densidad neutral. Cuando los cristales son parcialmente plateados, la mayoría de la potencia es reflejada y la fracción deseada de potencia es transmitida. Cuando partículas de carbón son suspendidas en plástico, la mayoría de la potencia es absorbida y la fracción deseada es transmitida. Dos filtros polaroid pueden ser utilizados para atenuar la luz. Cada filtro transmite sólo la porción de la luz que está en ese estado particular de polarización. Cuando uno es rotado con respecto al otro, la transmisión óptica varía de acuerdo a la combinación.

Filtros de color transmiten ciertamente longitudes de onda y rechazan otras. Los filtros de gelatina son el tipo más común de filtro de absorción. Un tinte orgánico es disuelto en una solución acuosa de gelatina y una película delgada es colocada en un fondo de cristal. El inconveniente de los filtros de gelatina es que por ser orgánicos se degeneran o varían sus características de filtrado con el tiempo, además de que si no se encuentran bien sellados se contaminan fácilmente y producen hongos. Filtros de cristal hechos por combinación de aditivos con el mismo cristal derretido son extensamente utilizados. En muchas ocasiones, una combinación de varios cristales ó películas de gelatina y cristales son utilizadas. El ancho de banda es usualmente amplio, alrededor de 250 mμ. Tales filtros transmiten usualmente sólo el

35% o menos de la energía incidente de la longitud de onda a la cual el filtro está diseñado.

Los filtros de interferencia consisten de un emparedado de dos películas delgadas, metálicas y separadas por una película de material dieléctrico evaporado transparente. Estos filtros de interferencia pueden ser fabricados para dejar pasar una banda muy estrecha, como de 50 Å en el punto donde la transmisión es 50% del máximo y pueden transmitir hasta el 70% de la radiación incidente de el pico de la longitud de onda.

Finalmente, considerando las características de los diferentes tipos de filtros antes mencionados, se optó por seleccionar filtros de cristal ya que estos requieren para su mantenimiento únicamente de limpieza y su vida útil es considerable ya que por las características de la lámpara seleccionada, el filtro no se someterá a temperaturas elevadas que pudieran deteriorarlo.

2.3 Transductores.

La parte óptica del colorímetro toma la luz de la fuente luminosa, se direcciona hacia un filtro donde es seleccionada una pequeña región espectral, y pasa a través de la muestra y es detectada por medio de algún dispositivo.

La cantidad de energía en este intervalo espectral, normalmente es muy pequeña, de aquí que las características generales para el detector a emplear sean:

- 1) *Alta sensibilidad.* - El detector deberá producir una gran señal de salida (generalmente eléctrica) para una baja radiación de entrada.
- 2) *Bajo nivel de ruido.* - Inevitablemente, en ausencia de radiación, el detector producirá alguna señal (ruido). Esto limita la señal genuina más pequeña que puede ser detectada.
- 3) *Linealidad.* - La salida de los detectores deberá ser proporcional a la radiación de entrada, de manera que las medidas fotométricas puedan ser obtenidas.

Como se había mencionado anteriormente, los detectores funcionan convirtiendo la radiación incidente, en una señal eléctrica; de acuerdo al mecanismo de esta conversión, los podemos clasificar como se muestra en la figura 2.6 :

- 1) *Detectores térmicos.* - Detectan el calor de los elementos que admiten absorción, debido a la energía de radiación absorbida.
- 2) *Foto-detectores.* - La absorción de un cuántum de radiación, libera una cantidad de carga eléctrica, que puede ser detectada de dos formas: pulsos contables que

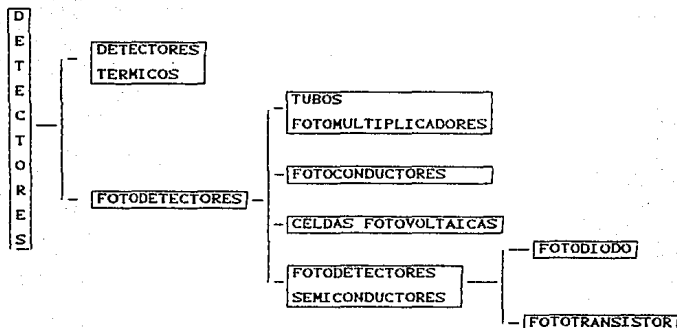


Figura 2.6

determinan directamente el número de casos que suceden en el detector, ó la razón a medir de la suma de las cargas liberadas durante un tiempo dado, o sea, mide la razón de fotones que llegan a él.

Dentro de este último grupo existen cuatro divisiones principales que son:

- a) *Tubos Fotomultiplicadores.* - Este tipo de componente fotosensitivo es muy versátil; en el rango de ultra violeta, visible e infrarrojo cercano es el más sensible de los detectores para la medición de energía radiante. Otras ventajas son: la facilidad de elección del área

foto-sensitiva, su rango de amplificación que va desde 10 hasta 10×10^9 en algunos tipos y su rápido tiempo de respuesta que es de una fracción de un nanosegundo.

b) *Fotoconductores.* - Estos son utilizados como resistencias sensitivas a la luz, ya que disminuyen su resistencia para un aumento en intensidad luminosa y viceversa. Su tiempo de respuesta es del rango de milisegundos.

c) *Celdas Fotovoltáicas.* - Este tipo de fotodetector es el único que no necesita de voltaje de polarización. El voltaje de salida es generado dependiendo de la intensidad luminosa incidente. A menudo este tipo de componentes es denominado como "celdas solares". El tiempo de respuesta es del orden de nanosegundos y su linealidad para el rango visible es de lo más confiable.

d) *Fotodetectores Semiconductores.* - Este subgrupo tiene dos tipos de fotodetectores. primero están los fotodiodos que operan con polarización negativa en la juntura (PN), su respuesta en frecuencia es del rango de gigahertz, la linealidad que tiene es aceptable y su tiempo de respuesta está en los microsegundos. El segundo tipo son los fototransistores, que en realidad son semejantes a los anteriores, su diferencia básica es la amplificación interna de la corriente producida por la luz incidente, similar a la amplificación del transistor común.

Atendiendo a su funcionamiento, los fotodetectores se pueden clasificar de la siguiente manera:

1) *Efecto Foto-eléctrico externo*, donde la energía del fotón es suficientemente grande para liberar completamente una carga portadora (electrón) de la superficie receptora sensitiva.

2) *Efecto Foto-eléctrico interno*, donde la energía del fotón no es suficientemente grande para el efecto anterior, pero lo es para poner en movimiento una carga portadora (electrón ó hueco) de un semiconductor, dentro de la banda de conducción.

Existen tres tipos de efecto foto-eléctrico que son de importancia práctica, estos son:

a).- Los portadores de carga aumentan la conductividad de semiconductor, a este fenómeno se le denomina efecto foto-conductivo.

b).- Los portadores son generados en un punto del semiconductor, en el cuál la barrera de potencial existe y el voltaje producido por separación de cargas. Efecto fotovoltaico.

c).- Las cargas son separadas por dispersión en direcciones opuestas a un campo magnético. Efecto foto-electromagnético.

De los datos anteriores, podemos excluir uno a uno de los detectores, hasta elegir el óptimo en base a nuestras necesidades y restricciones.

Con respecto a los detectores térmicos podemos decir que los cambios externos de temperatura afectarían las lecturas reales, por lo que se necesitaría tener el aparato en un medio donde se pudiera controlar este parámetro tan importante, por lo que se deshecha la posibilidad de utilizar este dispositivo. Por lo que toca a los fotomultiplicadores, una gran desventaja es que su voltaje de polarización es muy elevado (1000 ó más volts), lo que implica una fuente regulada, que sería además de costosa, muy voluminosa y compleja. Con respecto a las fotoresistencias, sus considerables cambios con la temperatura y su corta vida, son factores suficientes para su rechazo. En cuanto a los fotodiodos, su deficiencia en cuanto a que no son tan inmunes al ruido nos obliga a deshecharlo, al igual que los fototransistores.

Para nuestro caso particular, y recordando que necesitamos un fotodetector que cubra satisfactoriamente el rango en el espectro de luz visible, nos hemos inclinado por un fotodetector de tipo fotovoltaico, ya que tiene un tiempo de respuesta rápida, linealidad bastante aceptable y además no necesita fuente de polarización, lo que reduce en gran parte el diseño del mismo aparato.

Los dispositivos fotovoltaicos fueron diseñados originalmente para aprovechar la energía solar, por lo que existe el concepto de que estos elementos son no lineales, susceptibles al ruido es decir inoperantes para instrumentación. Sin embargo, las celdas fotovoltaicas actuales han superado estos problemas y tienen un amplio espectro de responsividad, por lo que son de amplia aplicación en instrumentos optoelectrónicos de calidad.

Se dice que una juntura PN opera en forma fotovoltaica cuando no tiene polarización externa, cuando bajo estas condiciones incide un fotón sobre ella, produce una corriente en el diodo y en la resistencia de carga en paralelo. Esta corriente producirá un voltaje en la resistencia de carga con una dirección tal que polarizará en directo a tal juntura. Es este voltaje externo, creado por la combinación de energía luminosa, juntura y resistencia de carga, el que hace que el diodo en operación funcione como un detector lineal. de este modo de operación se ve que con una resistencia de carga demasiado baja (casi un corto) el voltaje inducido, aún a altas radiaciones, será insignificante y el sistema no funciona. Con una resistencia de carga alta se generan voltajes mayores, pero debe limitarse este valor para no perder la linealidad para una alta incidencia de luz.

Las diferencias entre una juntura polarizada y una fotovoltaica es la siguiente: el fotoconductor ó polarizado en inversa ha sido diseñado para detectar pulsos de luz de alta frecuencia, ó variaciones de alta frecuencia que modulen un haz de luz. Esto es porque el voltaje inverso de polarización aumenta la fuerza del campo en la juntura, lo que acelera el tiempo de tránsito en los electrones y huecos y reduce la capacitancia en la juntura, esta reducción mejora su repuesta en frecuencia. los fotodiodos en forma fotoconductoriva alcanzan frecuencias hasta de 100 MHz con tiempos de respuesta de 3 hasta 12 nanosegundos.

Los detectores fotovoltaicos se usan en cambio en aplicaciones de baja frecuencia en las que lo importante es que el detector tenga un nivel de ruido muy bajo, como es el caso de

nuestro instrumento la capacitancia de la juntura, depende del área activa de la misma, pero en general abajo de los 100 kHz se obtiene una mejor relación señal-ruido con un dispositivo fotovoltaico, especialmente abajo de 1 kHz.

La sensibilidad de un detector fotovoltaico es más alta que su equivalente fotoconductor, y su rango espectral es muy amplio; los modelos de amplio espectro son capaces de detectar todo el rango desde los 200 hasta los 1000 nanómetros con coeficiente de temperatura tan bajos como 0.5% por grado centígrado.

El circuito equivalente para el funcionamiento de una juntura fotovoltaica se muestra en la figura 2.7, y que se explica a continuación.

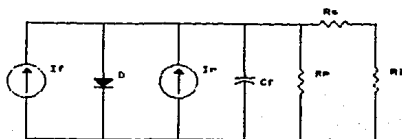


Figura 2.7

La resistencia en paralelo es la resistencia dinámica del diodo, está definida por la pendiente de la curva voltaje-corriente, para condiciones de oscuridad, cuando ésta curva cruza el eje del voltaje. Esta parte del circuito equivalente es la que varía con la temperatura y el área activa. La calidad de un fotodiodo en cuanto a ruido y linealidad varían directamente con el valor de esta resistencia, las celdas de potencia no lineales tienen una baja impedancia.

La capacitancia de la juntura depende del área activa del detector y es más alta que la de un detector fotoconductor de igual área. La capacitancia típica a cero volts es de 3000 pF/cm² de área activa, y para efectos prácticos es independiente de la temperatura.

La resistencia en serie es la suma de las resistencias de los contactos y el silicio fuera de la juntura. Las resistencias en los contactos son del orden de 10 Ohms, la resistencia del silicio es inversamente proporcional al área activa con un valor aproximado de 6 Ohms/cm².

La corriente de ruido es debida a ruido térmico en la resistencia de la juntura, es prácticamente plano desde c.d. hasta la frecuencia de corte del sistema. El valor RMS de este ruido es inversamente proporcional al cuadrado de la resistencia de juntura según la fórmula de Johnson:

$$i_n = \frac{(4kTB)^{1/2}}{R_p} \quad [2.11]$$

K = Cte de Boltzman (1.33×10^{-23} Joule/°K)

T = Temperatura

B = Ancho de banda del ruido

Se usan muchas fórmulas empíricas para determinar la linealidad de las celdas fotovoltaicas, una fórmula con más bases matemáticas aplicable a este detector es:

$$I_{pm} = \frac{25 \times 10^{-3}}{R_p + R_i} \ln \frac{P \times R_p}{R_s + R_i} \quad (2.2)$$

Donde:

I_{pm} = Máxima corriente para una linealidad "P"

P = Porcentaje de linealidad deseada

R_s = Resistencia serie

R_i = Resistencia de carga

R_p = Resistencia de la unión

3. ETAPA ANALOGICA.

3.1 Diseño de la fuente para la lámpara.

En base a los requerimientos establecidos por las características ópticas que debe reunir el haz luminoso que emane de la lámpara seleccionada anteriormente, procedemos a diseñar el tipo de fuente de alimentación para la misma, la cual debe ser lo más estable posible ya que el buen comportamiento del aparato depende en su mayor parte a una buena fuente luminosa, y el desempeño de la lámpara a su vez depende de su fuente de alimentación.

En nuestro caso como se requiere de una iluminación constante, se puede optar por diferentes tipos de fuentes de alimentación como pueden ser: fuente de voltaje, fuente de corriente ó fuente de potencia. La experimentación con cada tipo de fuente se basó en configuraciones generales recomendadas por los fabricantes de los dispositivos, con el objeto de modificar o innovar respecto a nuestro caso particular, realizandose lo siguiente; comenzamos empleando configuraciones comunes de fuentes de voltaje regulado (figura 2.8).

La regulación de voltaje observadas en todos los casos es del orden de 4.08% y el voltaje de rizo de 2 mV, además de variaciones considerables en la corriente suministrada. Como consecuencia la iluminación producida por la lámpara no reúne las características óptimas necesarias, máxime si el sistema se mantiene encendido por períodos prolongados de tiempo, en los

cuales se llegaron a observar variaciones ocasionadas desde la línea de suministro.

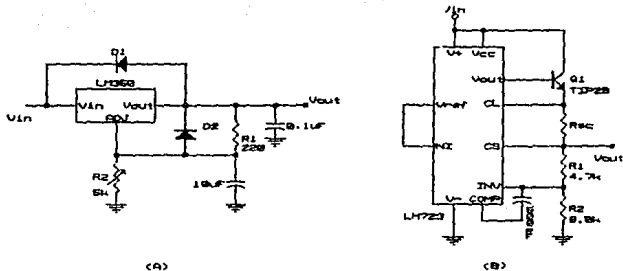


fig. 2.8 Fuentes de voltaje reguladas.

National Semiconductor. Linear Handbook, 1990.

La segunda opción planteada corresponde a la implementación de una fuente de potencia constante con la cual, en teoría, se mantendrían condiciones de operación estables tanto en corriente como en voltaje. La configuración implementada es la mostrada en la figura 2.9.

La característica principal observada muestra que al cambiar el valor de la carga conectada a la fuente, la potencia suministrada⁵ no se conserva constante siendo necesario ajustar el

⁵⁾ con la potencia suministrada nos referimos al voltaje y la corriente suministrados, en teoría constantes.

El hecho de utilizar una fuente de corriente constante se debe a que la intensidad luminosa de la lámpara es directamente proporcional a la corriente que circula por ella. Por otra parte considerando las características de la lámpara que se ha seleccionado, y experimentando con varias configuraciones de fuentes de alimentación, se optó por aquella que no implicara mayor problema de implementación (ajustes, calibración, reproducibilidad), y principalmente que cumpliera con el propósito de producir una iluminación controlada de la lámpara.

Partiendo de la configuración básica de fuente de corriente (fig 2.10), observamos que para corrientes pequeñas de carga (del orden de 50 mA), la regulación es excelente, sin embargo para el valor de corriente que necesitamos (1.7 A), la regulación de corriente se ve gravemente afectada.

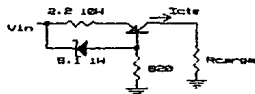


fig. 2.10 Configuración básica de fuente de corriente.

La configuración con la que se obtuvo una mejor operación de la lámpara tomando en cuenta las condiciones anteriores, es la mostrada en la figura 2.11, la cual se diseñó

utilizando el regulador integrado LM317 para que opere como una fuente de corriente constante ajustable en un rango de 1.25 a 1.7 amps.

Para comprender el principio de operación de la fuente de corriente constante, comenzaremos indicando la operación del regulador integrado LM317, como regulador de voltaje ajustable.

Analizando la estructura del regulador integrado (fig. 2.12) observamos lo siguiente: el amp. op., conectado en la forma indicada, es un buffer de ganancia unitaria, manejando un darlington de potencia. El amp. op. y la circuitería de alimentación para el regulador están arreglados de manera que toda la corriente de operación sea entregada por la salida del regulador (antes que la tierra), eliminando la necesidad de una terminal separada de tierra. Además, toda la circuitería está diseñada para operar sobre los 2 V a 40 V diferenciales de entrada a salida del regulador.

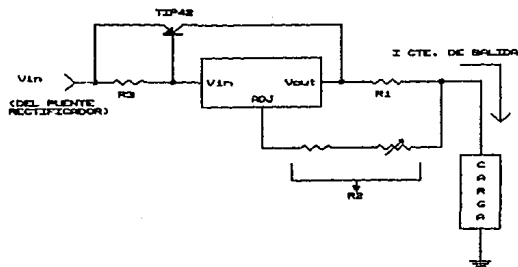


fig. 2.11

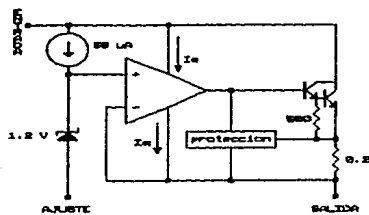


fig 2.12

Un voltaje de 1.2V de referencia aparece entre la entrada no inversora del amp. op. y la terminal de ajuste. Aproximadamente 50 μ A son necesarios para alimentar la referencia y esta corriente fluye hacia afuera por la terminal de ajuste. En operación, la salida del regulador es el voltaje de la terminal de ajuste más 1.2V. Si la terminal de ajuste es tierra el dispositivo actua como un regulador de 1.2 V. Para mayores voltajes de salida, un divisor R_1 y R_2 es conectado entre la salida y la tierra como se muestra en la figura 2.13. Los 1.2 V de referencia a través del resistor R_1 fuerza una corriente de flujo. Esta corriente fluye a través de R_2 , incrementando el voltaje en la terminal de ajuste y consecuentemente el voltaje de salida.

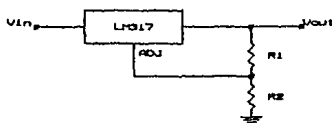


figura 2.13

El voltaje de salida estará determinado por:

$$V_{out} = I_{R1}R_1 + (I_{R2} + 50 \mu A)R_2 \quad [2.3]$$

donde

$$I_{R_1} = I_{R_2} \text{ y } V_{R_1} = 1.2 \text{ V}$$

$$1.2 \text{ V} = I_{R_1} R_1 \Rightarrow I_{R_1} = \frac{1.2 \text{ V}}{R_1}$$

Ahora se tiene

$$V_{out} = \left[\frac{1.2 \text{ V}}{R_1} \right] R_1 + \left[\frac{1.2 \text{ V}}{R_1} \right] R_2 + (50 \mu\text{A}) R_2$$

$$V_{out} = 1.2 \text{ V} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + (50 \mu\text{A}) R_2$$

Los $50 \mu\text{A}$ de corriente de alimentación son pequeños comparados con valores de corriente del orden de 5 mA y causa solamente un pequeño error en el voltaje de salida.

Como regulador de corriente y en base al análisis anterior tenemos lo siguiente. En la figura 2.14 observamos que el voltaje de referencia estará forzando una corriente fija a través de R_1 , y como la carga se encuentra conectada en serie, la corriente a circular por ella será la misma y es determinada por:

$$I_{out} = \frac{V_{ref}}{R_1} + 50 \mu\text{A} = \frac{1.2 \text{ V}}{R_1} + 50 \mu\text{A} \quad (2.4)$$

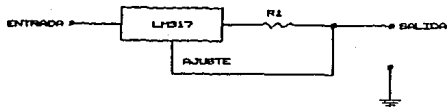


fig. 2.14

Donde para corrientes de carga grandes, los 50 μA no son considerables para el análisis. Por lo tanto:

$$I_{\text{out}} = \frac{1.2 \text{ V}}{R_1}$$

En la práctica se demostró que la configuración básica recomendada por el fabricante del LM317 (ver apéndice B), no mantiene el flujo de corriente constante para valores mayores de 0.1 A aproximadamente. Por lo tanto se realizaron las modificaciones necesarias de manera que el regulador entrara en un rango de operación en el cual la corriente de salida proporcionada sea constante. La configuración final es la mostrada en la figura 2.15.

Analizando el circuito observamos lo siguiente:

Para R_1 :

$$V_{\text{BE(on)}} = 0.7$$

$I_{\text{MS}} = 5 \text{ mA}$ (la corriente mínima de operación del LM317 es de 3.5 mA)

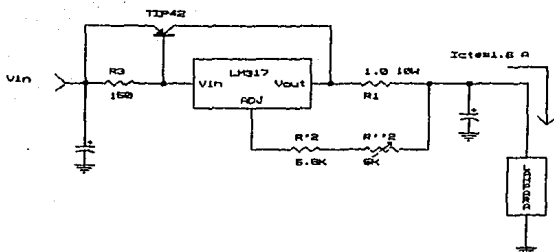


fig. 2.15 Fuente de corriente constante

$$R_3 = \frac{V_{BE(on)}}{I_{R3}} = 140 \, \Omega \quad (\text{valor comercial mas cercano es de } 150 \, \Omega)$$

Si $R_2 = 0 \, \Omega$ (corto circuito) :

$V_{R1} = 1.2 \, \text{V}$ (voltaje de referencia reflejado por el amp. op.)

$R_1 = 1 \, \Omega$ (valor propuesto para el diseño)⁶

$$I_{R1} = \frac{1.2 \, \text{V}}{1 \, \Omega} = 1.2 \, \text{A}$$

6 Un resistor de valor mayor implica mayor disipación de potencia; un resistor menor es mas susceptible a variaciones, por lo tanto se seleccionó un valor intermedio.

$$\text{Si } R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$V_{R1} = 1.2 \text{ V} + (50 \text{ }\mu\text{A} * 10 \text{ k}\Omega) = 1.7 \text{ V}$$

$$V_{R1} = 1.7 \text{ V}$$

entonces

$$I_{R1} = \frac{1.7 \text{ V}}{1 \text{ }\Omega} = 1.7 \text{ A}$$

y puesto que la carga está conectada en serie al resistor R_1 , la corriente en la carga será la misma. Para fines de ajuste del valor de corriente deseado (1.67 A según especificaciones de la lámpara), y tomando en cuenta que en la práctica es recomendable trabajar por debajo del valor nominal de corriente de la lámpara para su misma protección y prolongar así su vida útil, el resistor R_1 será la suma de un resistor de 5.6 k Ω en serie con un trimpot multivueltas de 5 k Ω ,

El regulador drenará aproximadamente 5 mA , y el transistor de potencia TIP42 (ver apéndice B), suministrará la corriente restante demandada por el resistor R_1 . El voltaje máximo que puede suministrar la fuente, depende de las especificaciones de los dispositivos y del voltaje de alimentación.

3.2 Detección y amplificación de la señal.

Una vez que se ha diseñado la fuente de alimentación para la lámpara seleccionada, corresponde determinar -según lo expuesto en el tema sobre transductores- si el fotodetector comercial de tipo fotovoltaico seleccionado (de aquí en adelante lo llamaremos fotocelda) es el adecuado para nuestras necesidades; para ello contamos con tres fotoceldas marca Panasonic de diferente capacidad y dimensiones cuyos modelos son: BP-5513C4 (5.5 * 1.2 cm), BP-4114C4 (1.41 * 4.1 cm) y BP-2911C4 (2.9 * 1.18 cm).

Se hace referencia a sus dimensiones por lo siguiente: durante la experimentación con las fotoceldas, se observó que para obtener una buena estabilidad en su respuesta (en las pruebas preliminares se midió el voltaje suministrado directamente de sus bornes de conexión), el dispositivo debía iluminarse en toda su superficie por el haz luminoso, en caso contrario el voltaje de salida mostraba variaciones considerables sin un comportamiento predecible, por lo que para la fotocelda de mayor tamaño la distancia focal necesaria del filtro a ella se ve incrementada en varios centímetros (30 cm), lo cual aumenta las dimensiones de nuestro sistema a menos de utilizar lentes que resuelvan el problema. Hasta el momento se evita el uso de lentes por su alto costo, mantenimiento especial y ajustes precisos. Estas mismas características se observan en la fotocelda de tamaño medio.

En la fotocelda de menores dimensiones, estas características son menos considerables, además de que durante la

experimentación se logró establecer la distancia focal óptima entre la fuente luminosa, el filtro y la fotocelda. Por lo tanto, la fotocelda seleccionada para las pruebas de caracterización es la BP-2911C4.

Para la caracterización de la fotocelda se implementó una configuración en la cual la respuesta sea la corriente de la fotocelda en cortocircuito; esto se debe a que en la bibliografía consultada⁷ indica que esta corriente es directamente proporcional a la intensidad de luz incidente en la fotocelda. La configuración se muestra en la figura 2.16, la cual se basa en un convertidor de corriente en voltaje, es decir la variable a medir será el voltaje dependiente de la corriente entregada por la fotocelda cortocircuitada. Enseguida se determinó la distancia óptima entre la fuente de luz, el filtro y la fotocelda, con el fin de que ésta última quedara totalmente iluminada.

La caracterización para cada una de las longitudes de onda se llevó a cabo mediante la utilización de patrones; estos patrones son tubos conteniendo concentraciones específicas de soluciones cuya absorbancia es conocida. El método que se desarrolló para obtener experimentalmente la absorbancia de cada patrón fué el siguiente: se midió el voltaje a la salida del convertidor de corriente a voltaje tanto con el patrón como con agua destilada para así obtener la transmitancia del patrón y a su vez, la absorbancia del mismo mediante las siguientes expresiones:

⁷ Optoelectrónica. R. Damaye.

$$T_{pat} = \frac{V_{pat}}{V_{agua}}$$

$$A_{pat} = \log_{10} \left(\frac{1}{T_{pat}} \right)$$

Los resultados de las absorbancias experimentales se graficaron contra las absorbancias patrones; estas gráficas, así como sus respectivas tablas de datos se muestran en las figuras 2.17 a la 2.20.

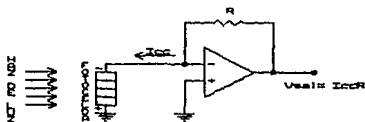
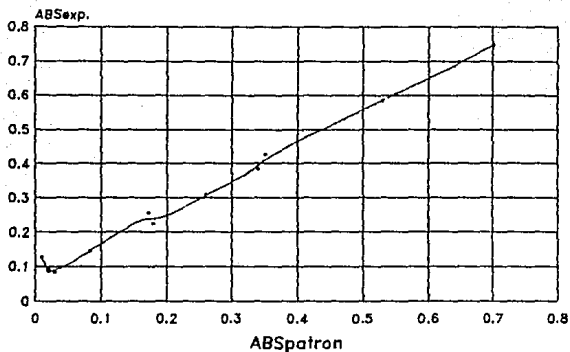


figura 2.16

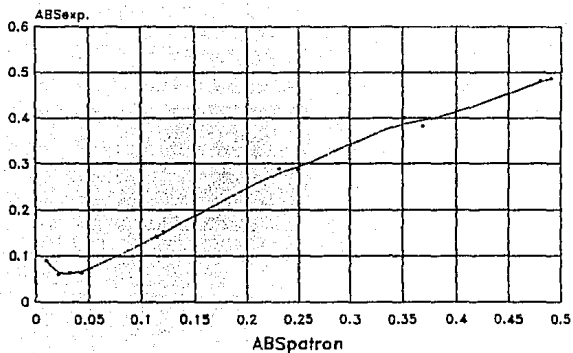
ABSORBANCIA COMPORTAMIENTO 520nm



ABS_{patron}	$ABS_{exp.}$
0.009	0.126
0.020	0.085
0.020	0.092
0.029	0.083
0.082	0.144
0.172	0.255
0.180	0.223
0.260	0.308
0.340	0.383
0.350	0.426
0.530	0.582
0.700	0.746

figura 2.17

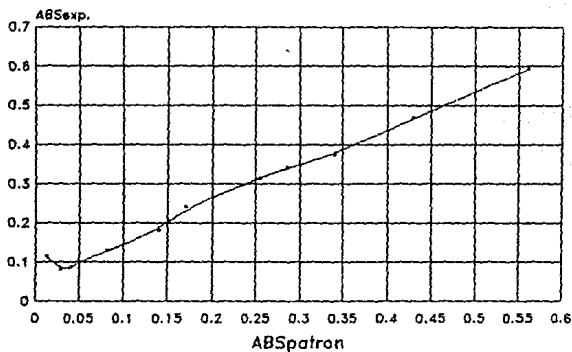
ABSORBANCIA COMPORTAMIENTO 540nm



ABS_{patron}	$ABS_{exp.}$
0.010	0.099
0.021	0.059
0.032	0.062
0.043	0.062
0.115	0.141
0.121	0.151
0.232	0.288
0.249	0.286
0.352	0.400
0.370	0.381
0.480	0.480
0.490	0.486

figura 2.18

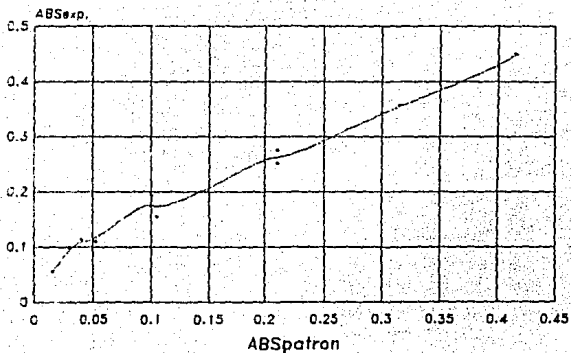
ABSORBANCIA COMPORTAMIENTO 550nm



ABSPatron	ABSexp.
0.012	0.015
0.029	0.081
0.040	0.085
0.050	0.099
0.081	0.129
0.140	0.180
0.170	0.240
0.255	0.315
0.285	0.341
0.340	0.373
0.430	0.468
0.560	0.592

figura 2.19

ABSORBANCIA COMPORTAMIENTO 620nm



ABSpatron	ABSexp.
0.015	0.054
0.029	0.098
0.039	0.112
0.052	0.109
0.100	0.193
0.105	0.154
0.210	0.275
0.210	0.252
0.300	0.342
0.315	0.355
0.400	0.426
0.415	0.449

figura 2.20

Dados los resultados obtenidos se concluye que la fotocelda BP-2911C4 (Panasonic), será el sensor del fotocolorímetro ya que sus gráficas de absorbancia patrón contra absorbancia experimental obtenidas se aproximan a rectas, es decir, tienen una relación lineal en cada una de las longitudes de onda además de que las lecturas obtenidas son estables.

Amplificación de la señal. En lo que respecta al amplificador operacional utilizado en el convertidor de corriente a voltaje y en las subsecuentes etapas de amplificación, se realizaron varias pruebas analizando principalmente el funcionamiento observado en los dispositivos durante períodos prolongados de operación. La importancia que tiene la selección del amplificador óptimo para las etapas donde sea necesario amplificar la señal repercute principalmente en la vulnerabilidad que tenga el sistema electrónico a los cambios de temperatura, al ruido y a las desviaciones del voltaje de entrada de offset.

El punto de partida para la experimentación se basó en la utilización de un amp. op. de uso común como lo es el LM741, el cual no ofrece las mejores condiciones de operación pero refleja un caso de condiciones extremas para lograr una mejor observación de las variables que condicionan al sistema. La configuración implementada (ver figura 2.21), nos permite observar lo siguiente; la susceptibilidad a ruido del dispositivo es bastante alta ya que se obtienen variaciones en el voltaje de offset de orden de 5 a 10 mV para una corriente de corto circuito de 0.0 Amps (fotocelda aislada completamente de la incidencia de luz), y al someter la

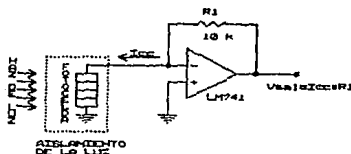


fig.2.21

configuración a cambios de temperatura (en un rango de 20 a 40°C), el voltaje de salida se ve desplazado drásticamente hasta valores de 25 mV de variación (tomar en cuenta que se maneja un factor de amplificación de 100), por lo que definitivamente los resultados obtenidos con el LM741 no se consideran de ninguna forma aceptables, aunque demuestran la necesidad de un dispositivo con mejores características de operación.

Cabe mencionar que a la salida se presentaba ruido de 60 hertz; una parte era producido por la fuente de voltaje regulado con la que alimentamos a los dispositivos y la parte restante la ocasionaba el ambiente ruidoso al que sometíamos deliberadamente al sistema por medio de balastos para lámparas fluorescentes y un calentador eléctrico de ambiente próximos a él, con el objeto de observar únicamente las características de operación de las etapas amplificadoras sin considerar las variaciones ocasionadas por la fuente de alimentación de voltaje de los dispositivos; las pruebas subsecuentes se realizaron utilizando baterías de corriente directa como alimentación. Hasta el momento también se evita el hacer ajustes externos del nivel de offset.

El segundo amp. op. a experimentar es el LF356 bajo la misma configuración de convertidor de corriente a voltaje adicionando un seguidor de voltaje y una etapa amplificadora (ver figura 2.22).

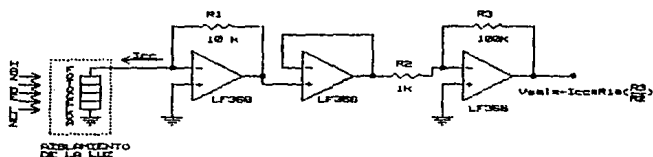


fig. 2.22

Los resultados obtenidos son relativamente mejores a los anteriores, tomando en cuenta que se amplifica en un factor de 1×10^6 , aunque se mantienen variaciones abruptas en la salida cuyo comportamiento no es predecible (ruido), y aunque se mejora en el rango de variación debido a temperatura (del orden de 140mV de variación en un voltaje de salida para una corriente de corto circuito de 0.0 Amps. en la fotoceida), se requiere nuevamente de mejorar estos resultados en la medida de lo posible cuidando nuevamente aspectos como son; la fácil adquisición de los componentes de la configuración a elegir, el grado de complejidad que implique la reproducibilidad de la misma, y el costo que represente.

Esto se especifica debido a que los resultados hasta ahora obtenidos denotan la imperiosa necesidad de una etapa amplificadora de mejores características de operación. Debido a ello e investigando respecto al dispositivo que dé solución a nuestras necesidades llegamos a la opción de utilizar amplificadores operacionales de tipo "choppeado".

El amp. op. seleccionado entre varios amp.op. de este tipo es el TLC2654 cuyas especificaciones se muestran en el apéndice B. Las características de operación de este dispositivo son las siguientes:

Los amplificadores operacionales estabilizados por choppeo (fig. 2.23), ofrecen la mejor estabilidad que cualquier amplificador monolítico. Esta superioridad en estabilidad es el resultado de usar dos amplificadores operacionales - un amplificador principal y uno nulificador - provisto de un oscilador controlado con niveles lógicos y dos capacitores externos para crear un sistema que actúe como un solo amplificador. Con esta aproximación, el TLC2654 logra niveles bajos (del orden de microvolts), a la entrada de voltaje de offset; en el nivel de voltaje de ruido y en las variaciones del voltaje de offset con respecto a temperatura en el rango de $nV/^{\circ}C$.

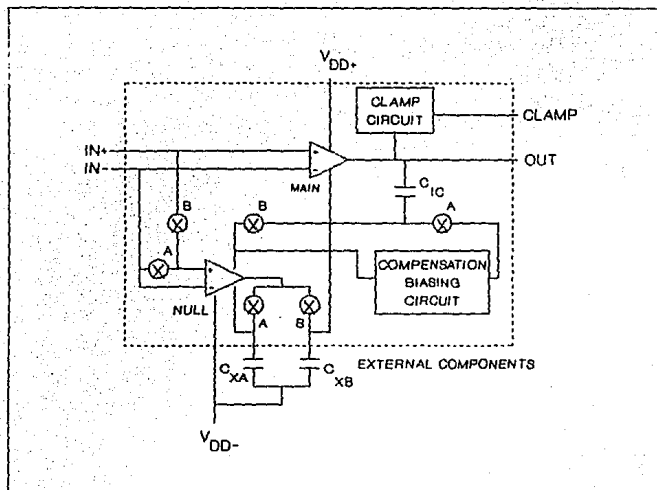


fig. 2.23 Diagrama funcional a bloques del TLC2654.

El TLC2654 contiene una lógica de control que produce dos fases de reloj dominantes: una fase nulificadora y una fase amplificadora. El término "estabilización por choppeo" proviene del proceso de switcheo entre estas dos fases de reloj. La figura

2.24 muestra un diagrama a bloques simplificado del TLC2654. Durante la fase nulificadora el switch A es cerrado cortocircuitando las entradas del amplificador nulificador y permitiendo que el amplificador nulificador reduzca su nivel de voltaje de entrada de offset por medio de retroalimentar su señal de salida al nodo de la entrada inversora. Simultáneamente el capacitor externo C_{XA} almacena el potencial de nulificación para permitir que el voltaje de offset del amplificador permanezca nulificado durante la fase de amplificación.

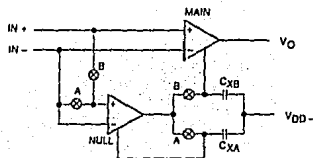


fig. 2.24 Diagrama a bloques simplificado del TLC2654.

Durante la etapa de amplificación el switch B es cerrado, conectando la salida del amplificador nulificador a una entrada no inversora del amplificador principal. En esta configuración, el voltaje de entrada de offset del amplificador principal es nulificado. Además el capacitor externo C_{XB} almacena el potencial nulificador para permitir que el voltaje de offset

del amplificador principal continúe nulificado durante la siguiente fase nulificadora.

Este continuo proceso de choppeo permite la nulificación del voltaje de offset durante las variaciones en tiempo y temperatura y sobre el rango de voltaje de entrada en modo común. En suma, como la señal de baja frecuencia circula a través de ambos amplificadores, el nulificador y el principal, se logra una ganancia extremadamente alta. El ruido de baja frecuencia de un amplificador choppeado depende de la magnitud del ruido de los componentes anteriores y la capacidad del circuito para reducir este ruido mientras muestrea. Con transistores de bajo ruido y su exclusivo diseño de entrada reduce significativamente el voltaje de ruido de entrada.

La fuente primaria de la operación no lineal en amplificadores estabilizados por choppeo es un error atribuido a los switches. Como carga acumulada en nodos críticos, el voltaje de offset de entrada puede incrementarse, especialmente cuando se aumenta la frecuencia de choppeo.

Intermodulación. Un amplificador operacional ideal tiene una ganancia infinita en todas las frecuencias, así cuando la retroalimentación es aplicada, el voltaje diferencial entre las dos entradas deberá ser cero. Un amplificador real tiene ganancia finita, la cual decrece cuando la frecuencia se incrementa, resultando un pequeño voltaje a través de las entradas que se incrementa con la frecuencia de la señal. En un amplificador choppeado típico, el voltaje de ac es modulado por la frecuencia

de choppeo, creando esporádicas señales de salida, sumando y restando frecuencias a la frecuencia de entrada, la frecuencia de choppeo y sus armónicos. El amplificador choppeado combate este problema inyectando una señal de compensación al amplificador nulificador. Esta compensación reduce sustancialmente los niveles de intermodulación en la salida del amplificador.

Efectos termoelectricos. Cuando metales diferentes entran en contacto uno con otro, un termopar es creado y genera un voltaje de error de corriente directa. Para reducir los efectos del termopar, la temperatura a través de las partes sensibles de un sistema, deberá ser lo más similar posible. La circuitería deberá ser encerrada para limitar los movimientos de aire, juntas con alto coeficiente termoelectrico deben ser evitadas, y la disipación de potencia debe ser minimizada tanto como sea posible evitar los gradientes térmicos.

Capacitores externos. C_A y C_B deberán ser conectados de los pins de C_A y C_B al pin de C_A . Donde posiblemente, la pista exterior deba ser conectada C_A . Si el reloj interno es utilizado, los capacitores deberán ser del orden de $0.22 \mu f$. La capacitancia óptima varía inversamente con la frecuencia de choppeo. Capacitores de película de buena calidad (mylar, polypropileno, poliestireno, polycarbonato, etc) dará excelentes resultados. Capacitores con una baja absorción dieléctrica (polypropileno y poliestireno) permiten una recuperación y un tiempo de asentamiento más rápido. Los capacitores cerámicos son apropiados en algunos casos, pero estos requieren varios segundos para alcanzar su asentamiento en bajos valores de offset.

Corrientes de fuga y guarda de entrada. Cuando bajas corrientes de bias son esenciales en la entrada del amplificador, es importante tomar pasos especiales para reducir fuentes externas de corrientes de fuga. Los circuitos impresos deberán ser limpiados con solventes apropiados y aire seco comprimido, y las partes limpiadas pueden ser aisladas con alguna goma epóxica o silicona para prevenir contaminaciones.

Así las corrientes de bias en las pistas del circuito impreso, donde hay potenciales cerca de las entradas pueden causar problemas, esto se minimiza usando un anillo de guarda alrededor de los pines de entrada. Este anillo debe estar cerca del potencial de entrada. Esto absorberá mayor parte de las corrientes de fuga para los pines y pistas que tienen un potencial alto.

Resultados utilizando el amp. op. TLC2654. Nuevamente bajo la configuración de convertidor de corriente a voltaje (fig. 2.25), procedemos a exponerla a las siguientes condiciones:

- a) Se enciende la lámpara iluminando a la fotocelda.
- b) 15 minutos después se aísla la fotocelda de la incidencia de luz (sin variar la posición relativa de los componentes del sistema).
- c) Se mide el valor inicial de corriente de corto circuito en la fotocelda (I_{cc}), y el voltaje a la salida del convertidor.
- d) Se eleva la temperatura de la habitación con el calentador eléctrico y los balastos encendidos.
- e) Se hacen mediciones cada vez que se eleve la temperatura en un grado centígrado.

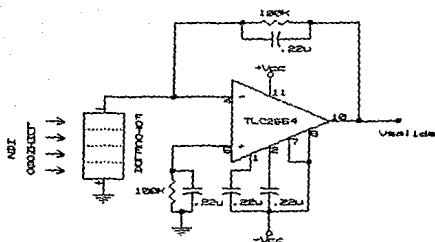


fig. 2.25

Los resultados obtenidos son bastante aceptables ya que :

	inicial	final
temperatura (°C)	18	50
Icc fotoceida (A)	0.0	0.0
volt. salida (mV)	0	4

Durante las pruebas no se observaron variaciones abruptas, es decir que se tiene una buena estabilidad e inmunidad al ruido aún cuando el factor de amplificación es de 100,000.

Repitiendo la prueba y tomando esta vez el tiempo como factor (y no la temperatura), se obtienen resultados similares:

Período de tiempo	8 hrs.
Icc inicial y final	0.0 - 0.0 A.
Volt. salida inicial y final	0.0 - (2-3) mV.
Temperatura ambiente	15 - 22 °C.

Concluimos que éste es el dispositivo que reúne las mejores características generales necesarias, y que los desajustes observados en las pruebas se pueden corregir externamente con mayor facilidad que con los dispositivos antes experimentados.

Entonces, contamos ya con la etapa transductora completa; es necesario ahora amplificar, operar o convertir (si es necesario), a la señal de acuerdo a la teoría en que se fundamenta la operación del diseño.

Tratamiento de la señal. En este punto, se analizan las opciones de manejar la señal obtenida del transductor de una forma digital o de forma analógica. En un principio se planteo el uso de un sistema microprocesado, que por razones de seguir un estandar de diseño electrónico en el Centro de Diseño y Aplicaciones Tecnológicas (CEDAT), sería el microprocesador 8051 el indicado para su uso en el diseño.

Las características necesarias del sistema microprocesado son las siguientes:

El sistema implicaría el uso de un convertidor análogo-digital de 10 bits para tener una resolución de tres y medio dígitos (0.1% de transmitancia y 0.001 de absorbancia). Se realizaría un programa para que el μP se encargue de: operaciones aritméticas para establecer la escala asociada a la longitud de onda correspondiente; una operación logarítmica para la determinación de la absorbancia; y dar la salida adecuada para el despliegue de resultados a un display, y en caso de no ser

suficiente la memoria de que dispone internamente el μP , se utilizaría una memoria externa de la capacidad requerida. Se necesitaría además circuitería de reloj entre otros dispositivos externos al μP .

En el caso de la determinación de logaritmos se puede optar por realizar una tabla de conversión, aunque hay que señalar que la mayor parte de la función del μP se reduciría a direccionar la memoria que contenga dicha tabla, lo que en sentido práctico no es recomendable ya que se tendría un dispositivo del cual no se hace el uso debido.

Por otra parte, y tomando en cuenta los resultados obtenidos con el uso del amp. op. TLC2654 (choppeado), para adecuar la señal del transductor, restaría agregar una operación logarítmica también analógica y un convertidor análogo-digital para el despliegue de resultados a un display.

Considerando ambas opciones y analizando los aspectos de operación, dispositivos accesorios, costo y resultados, se decidió por la opción analógica, principalmente debido a los buenos resultados obtenidos con el amp. op. TLC2654, además de su bajo costo en comparación al sistema microprocesado, y su fácil adquisición.

Por lo tanto en la figura 2.26 se muestra el diagrama esquemático de la configuración final a la que se llegó después de la experimentación e implementación bajo condiciones extremas de operación (principalmente cambios de temperatura y ambiente ruidoso).

Determinación de la absorbancia. Para la determinación de este parámetro requerimos ahora de realizar una operación

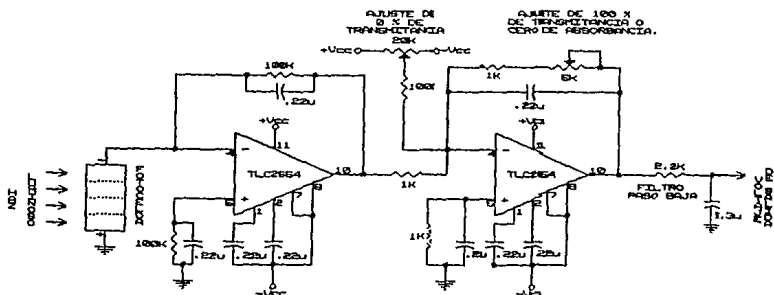


fig. 2.26 Amplificación de la señal.

logarítmica, ya que como se mencionó en el capítulo 1 :

$$Abs = \log_{10} \left\{ \frac{1}{T} \right\}$$

Para lo cual se investigaron las configuraciones más experimentadas y recomendadas por la mayoría de los autores consultados⁸. La configuración implementada y evaluada se muestra

⁸ National Semiconductor, Linear 1, 1990
The Art of Electronics, 1980
IC Op-Amp, Cookbook, 1980

en la figura 2.27, cuyas características y principio de funcionamiento se explica a continuación.

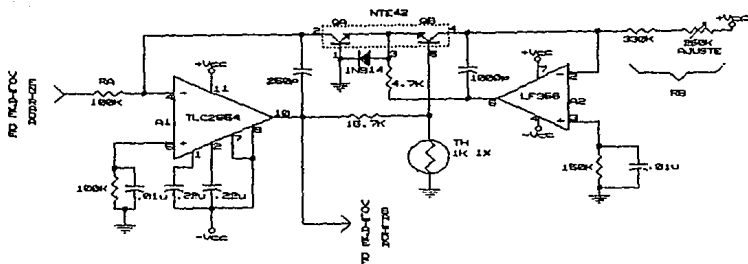


fig. 2.27 Amplificador logarítmico.

La teoría y construcción de estos circuitos son actualmente fáciles de entender. En la figura se muestra un amplificador que proporciona una salida logarítmica para una entrada lineal de corriente o de voltaje. Este circuito está basado, como la mayoría de los circuitos logarítmicos, en la inherente relación logarítmica entre la corriente de colector y el voltaje base emisor del transistor bipolar. QA funciona como el transistor "registrador" en este circuito y está incluido en el lazo de realimentación de A1, que incluye el divisor de 15.7 K Ω y 1 k Ω . La entrada del circuito obliga a la salida del A1 tener un valor tal que mantenga la juntura a un potencial cero. Porque la respuesta de QA es dictada por la relación logarítmica de la corriente de colector y el voltaje base-emisor, la salida de A1 será el logaritmo de la entrada del circuito. A2 y QB proporcionan la compensación para el voltaje base-emisor de QA que depende de la temperatura. A2 controla la corriente de colector de QB para igualarla a la establecida por los resistores conectados a la entrada inversora de A2. Entonces la corriente de colector no varía porque el voltaje base-emisor es también fijo. Bajo estas condiciones sólo el voltaje base-emisor de QA será afectado por la entrada del circuito.

La salida del circuito es una función de:

$$E_{out} = \left[\frac{15.7k + 1k}{1k} \right] (V_{BEQB} - V_{BEQA}) \quad (2.5)$$

Cuando QA y QB operan a diferentes corrientes de colector, la diferencia de voltajes V_{BE} es:

$$\Delta V_{BE} = \left[\frac{KT}{q} \right] \log_e \left[\frac{I_{CQA}}{I_{CQB}} \right] \quad (2.6)$$

donde

K = Constante de Boltzman

T = Temperatura en °K

q = Carga del electrón

Si ambas ecuaciones son combinadas, la salida del circuito en función de un voltaje de entrada es:

$$E_{out} = \frac{-KT}{q} \left[\frac{15.7k + 1K}{1K} \right] \log_e \left[\frac{E_{in} R_B}{V_{CC} R_A} \right] \quad (2.7)$$

donde

$$E_{in} \geq 0$$

Esto confirma que el voltaje de salida es logarítmico en relación con la entrada del circuito. Sin alguna forma de compensación, el factor de escala cambiará con la temperatura. Una forma simple para evitar esto es tener el resistor de 1k que varíe con la temperatura. La ganancia del circuito es establecida por el divisor de voltaje formado por 15.7k y 1k.

4. ETAPA DIGITAL.

Hasta ahora tenemos dos señales analógicas las cuales corresponden a las variables objeto de estudio -Transmitancia y Absorbancia-, éstas deberán ser desplegadas digitalmente por medio de un display para cumplir con el objetivo del presente trabajo. Por lo tanto se requiere del uso de un convertidor análogo-digital (ADC), que nos proporcione un número de bits de salida necesarios, para tener una resolución de tres y medio dígitos (10 bits), además de requerir de un decodificador para desplegar el resultado de la conversión en el display correspondiente (el cual debe ser compatible con la salida del decodificador). Para la comprensión del principio de operación de los convertidores DAC y ADC referirse al apéndice A.

Como se mencionó en el capítulo anterior al plantear el tipo de tratamiento de la señal, el costo de un ADC de 10 bits es elevado además de que no son de fácil adquisición en el mercado.

Por otra parte, tenemos que actualmente existen en el mercado circuitos integrados los cuales incluyen dentro de la misma pastilla al ADC y el decodificador, proporcionando las líneas de salida correspondientes compatibles con el tipo de display, ya sea leds ó cristal líquido (LCD), para el cual fueron diseñados. Estos circuitos son muy populares principalmente para su aplicación en voltímetros de bajo costo. Tomando en cuenta que en nuestro caso no se requiere de características especiales además de la salida de tres y medio dígitos y un nivel de offset

bajo en su etapa analógica de entrada (no es tan necesaria una alta velocidad de conversión), y que el uso de un dispositivo de este tipo implica un bajo costo y facilidad de adquisición, por lo tanto se decidió por seleccionar una unidad de este tipo.

El dispositivo seleccionado es el circuito integrado ICL7106 cuyas especificaciones se muestran en el apéndice B. Este circuito es compatible con diplay de cristal líquido, lo que reduce el consumo de corriente en comparación a un display de leds (evitando la posibilidad de ruido), además de que por presentación del diseño respecto al desplegado de resultados es conveniente el uso de este tipo de display. El display seleccionado es el FE0203-D cuyo diagrama se muestran en el apéndice B.

En las especificaciones del ICL7106 principalmente podemos observar que la etapa analógica de entrada es del tipo choppeado lo que representa un nivel de offset bastante bajo, garantizando una lectura digital de cero para una entrada de voltaje analógica de cero volts. Además los dispositivos externos son mínimos en comparación al planteamiento hecho en primera instancia utilizando circuitos individuales, por lo tanto se puede observar que el uso del ICL7106 es bastante apreciable.

Lógica de selección. Ahora requerimos de un sistema electrónico de selección para establecer el parámetro requerido por el usuario, y el cual sera procesado para su conversión digital en el ICL7106 y desplegado directamente en el display de cristal líquido. El diseño de esta etapa se basa en el uso de un switch analógico 4016 (apéndice B), cuyos pines de selección se

conecta las salidas complementarias de un circuito flip-flop el cual a su vez es activado por un interruptor del tipo push-boton como entrada de reloj. El interruptor es la interfaz del usuario para seleccionar la variables a desplegar. Bastará establecer con algún indicador la variable que se está mostrando en pantalla. Para ello se determinó el uso de dos leds de diferente color como indicadores de Transmitancia ó Absorbancia respectivamente (fig. 2.28).

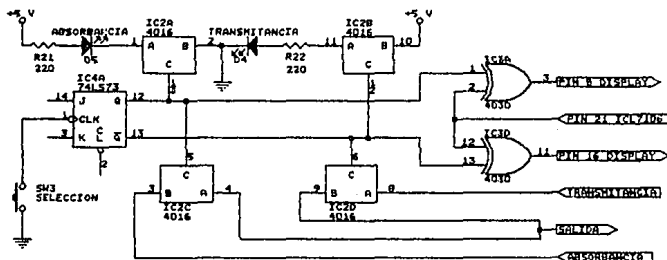


fig. 2.28 Etapa de selección de Transmitancia ó Absorbancia.

Podemos observar que se aprovechan los niveles lógicos de selección que activan al switch analógico para establecer el

punto decimal para la lectura correspondiente, ahorrando cualquier otro proceso adicional. Para esto se hace uso de un circuito de tecnología MOS (compuerta or exclusiva), que funciona como interfaz para hacer compatibles los niveles lógicos TTL del flip-flop con el tipo de display LCD que responde a niveles MOS. El diagrama esquemático de la etapa de conversión y del despliegue digital se muestra en la siguiente figura 2.29.

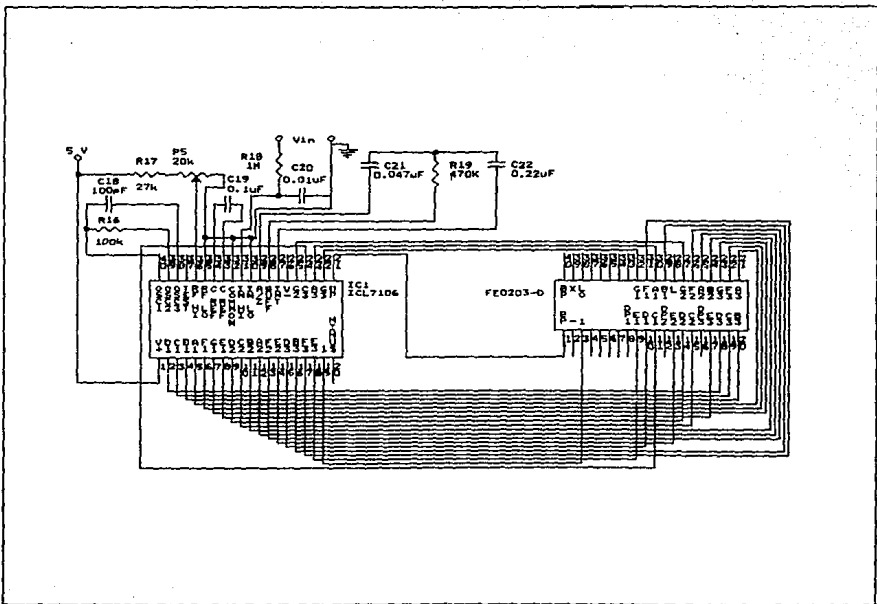


Fig. 2.29 Conversi3n y despliegue.

III. PRUEBAS Y RESULTADOS.

3.1 PRUEBAS DE CAMPO Y EVALUACION DE RESULTADOS.

Realizado el prototipo es necesario someterlo a pruebas para comprobar su funcionamiento en base a los objetivos trazados. En esta parte desarrollaremos y analizaremos las primeras pruebas así como las definitivas a las que fué sometido el diseño con el objeto de mencionar las fallas o detalles que fueron corregidos en el prototipo y que fueron fundamentales para el buen funcionamiento del aparato. Estas observaciones preliminares deben ser debidamente acotadas para llegado el momento de establecer y realizar el diseño final, se cumplan con las condiciones óptimas establecidas durante la experimentación.

Con el apoyo del personal de laboratorio del CEDAT, se realizaron una serie de mediciones con soluciones de dicromato de potasio diluidas con agua destilada a diferentes concentraciones por mililitro. Las pruebas se realizan tanto en el prototipo UNAM-CEDAT, como en un espectrofotómetro marca Colleman modelo Junior 21 R.

La secuencia de pasos realizada fué la siguiente:

- Las concentraciones de dicromato de potasio preparadas son de 1,3,8 y 10 mg/ml respectivamente. Esto se debe a que se pretende cubrir la mayor parte de la escala del aparato.

- Los aparatos se encienden quince minutos antes de realizar las mediciones con el objeto de que se estabilicen para realizar un buen ajuste de cero y de cien por ciento de transmitancia.
- Obstruyendo totalmente la incidencia de luz al fotodetector, se calibra el cero por ciento de transmitancia para cada aparato. Esto generalmente se hace colocando un cuerpo sólido (de preferencia de color negro para absorber la luz), dentro de la cavidad o receptáculo de la celda o tubo.
- Con una celda⁹ conteniendo agua destilada se calibran los aparatos a 100% de transmitancia (ó 0 de absorbancia). Esto se hace ya que el objeto de medición es la concentración de dicromato de potasio existente en la solución con agua destilada, por lo que ésta última es nuestra referencia para establecer la escala asociada a la longitud de onda. Este proceso se realiza para cada longitud de onda (520, 540, 550 y 620 nm.).
- Se mide la transmitancia de cada solución, tanto en el espectrofotómetro¹⁰ Coleman como en el prototipo UNAM-CEDAT. El hecho de medir en transmitancia se debe a que el "espectro" Coleman despliega el resultado en un galvanómetro con escalas gráficas; logarítmica para la absorbancia, lineal para la transmitancia, donde la

⁹ Tubo de ensayo especial para espectrofotometría.

¹⁰ En la práctica comúnmente lo llaman simplemente "espectro".

resolución en la escala de absorbancia decrece entre mayor sea ésta, por lo tanto para estas pruebas es conveniente medir en transmitancia.

- Como la lectura en el "espectro" Colleman prácticamente no cambia al medir en varias ocasiones una misma solución, sólo se toma una lectura de cada muestra en este aparato. Para el prototipo se realizan cinco mediciones por solución para cada longitud de onda.

Los resultados obtenidos se muestran en las siguientes tablas (3.1), incluyendo además un promedio de cada serie de lecturas del prototipo, precisión de éstas, la lectura en el espectro Colleman (patrón) y la diferencia entre ésta última y la transmitancia promedio (exactitud).

Longitud de onda $\lambda = 520 \text{ nm}$.

		Concentraciones mg/ml			
		1	3	6	10
e v e n t o	1	96.4	91.4	75.2	6.8
	2	96.0	90.4	75.0	6.8
	3	95.8	90.8	75.0	7.1
	4	96.0	90.6	74.9	7.1
	5	96.0	90.5	74.0	7.1
Tpromedio		96.04	90.74	74.82	7.0
Precisión (%)		99.78	99.60	99.53	99.86
Ipatrón		99.2	91.0	78.2	9.4
Exactitud		3.16	0.26	4.38	2.4

Tabla 3.1 (a)

Longitud de onda λ = 540 nm.

		Concentraciones mg/ml			
		1	3	6	10
e v e n t o	1	100.6	98.9	93.4	55.1
	2	100.7	98.9	95.3	54.8
	3	100.6	99.1	95.3	54.4
	4	101.0	99.1	95.3	54.3
	5	101.0	98.0	95.3	54.3
Ipromedio		100.8	98.8	94.92	54.58
Precisión (%)		99.77	99.54	99.15	99.54
Ipatrón		100.2	98.0	95.0	57.0
Exactitud		0.6	0.8	0.08	2.42

Tabla 3.1 (b)

Longitud de onda λ = 550 nm.

		Concentraciones mg/ml			
		1	3	6	10
e v e n t o	1	100.4	99.5	97.8	77.5
	2	100.8	99.5	97.3	77.2
	3	99.3	99.6	97.5	77.2
	4	99.1	99.5	97.4	77.3
	5	99.5	99.6	97.4	77.4
Ipromedio		99.82	99.56	97.5	77.32
Precisión (%)		99.26	99.95	99.8	99.87
Ipatrón		100.3	99.2	98.8	80.6
Exactitud		0.48	0.36	1.3	3.28

Tabla 3.1 (c)

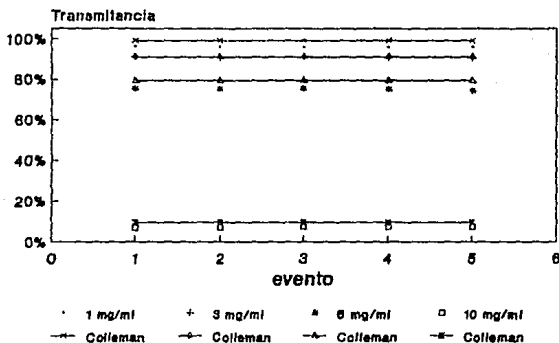
Longitud de onda $\lambda = 620 \text{ nm}$.

		Concentraciones mg/ml			
		1	3	6	10
e v e n t o	1	99.5	100.0	97.5	98.9
	2	100.8	100.2	97.5	99.3
	3	100.6	100.1	97.7	100.0
	4	100.6	100.4	97.7	99.0
	5	100.5	100.4	97.6	99.1
Ipromedio		100.4	100.22	97.6	99.26
Precisión (%)		99.49	99.62	99.9	99.56
Ipatrón		100.2	100.0	100.0	100.0
Exactitud		0.2	0.22	2.4	0.74

Tabla 3.1 (d)

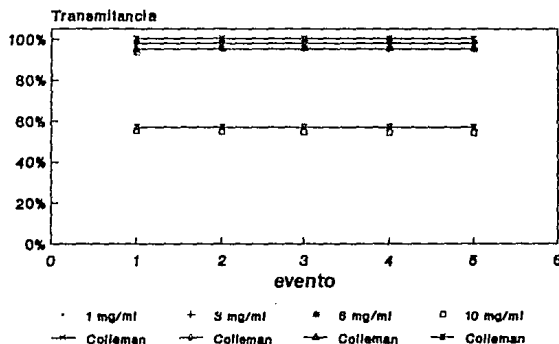
Otra forma de observar el comportamiento de los resultados se muestra en las gráficas siguientes (3.1). En ellas se muestran los resultados de ambos aparatos. A pesar de que en algunos casos no se distinguen las diferencias existentes, no se considera pertinente mostrar una ampliación a detalle de ellas, ya que las variaciones pueden aparentar en primera instancia un gran error si no se tiene una referencia de la escala completa, lo que puede ocasionar fallos de apreciación. Por lo tanto, para observar en detalle las diferencias existentes de un aparato a otro, se debe acudir a las tablas de datos.

3.1.2.a) Dicromato de Potasio 520 nm



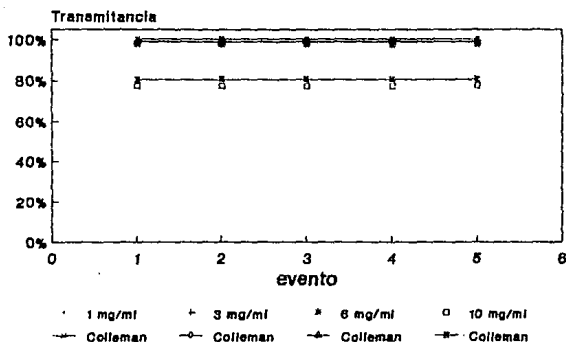
Comparación con espectrofotómetro
Coleman.

3.1.2.b) Dicromato de Potasio 540 nm



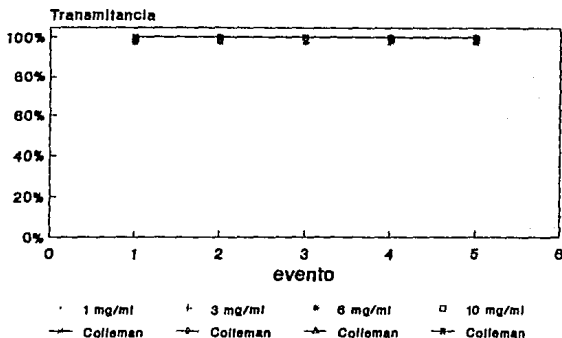
Comparación con espectrofotómetro
Coleman.

3.1.2.c) Dicromato de Potasio
550 nm



Comparación con espectrofotómetro
Coleman.

3.1.2.d) Dicromato de Potasio
620 nm



Comparación con espectrofotómetro
Coleman.

Observaciones durante las pruebas.

- Al colocar la celda en la cavidad receptora del prototipo, la celda no guarda la misma posición al sacarla y volver a colocar dentro del aparato, es decir que la superficie de incidencia de luz sobre la celda no es la misma, por lo que las variaciones en la superficie de la celda afectan las mediciones, para una misma muestra. Observamos que los errores de mayor magnitud se presentan a 520 nm (la mayor exactitud es de 4.38), precisamente a la longitud de onda para la cual el sistema electrónico maneja el mayor valor de amplificación y si tomamos en cuenta las imperfecciones de la celda, éstas repercuten en variaciones considerables en la lectura final. Para comprobarlo colocamos la celda en una posición inicial y girandola dentro de la cavidad tenemos como resultado que la diferencia en las lecturas de un punto a otro, llegan a valores de $\pm 10\%$ de transmitancia, y al girarla completamente a su posición inicial, el valor leído es el original. Esta característica no es significativa en el espectro Colleman ($\pm 0.5\%$).
- Nuestro prototipo requiere únicamente de un solo ajuste inicial de 0% de transmitancia, a diferencia del espectro Colleman que en promedio cada tres lecturas requiere de éste ajuste.
- En el caso del ajuste de 100% de transmitancia nuestro prototipo tiene una desviación de $\pm 3\%$ en 24 hrs. de encendido ininterrumpido, lo que definitivamente no

consideramos un error, ya que este tipo de aparatos en la práctica se utilizan en periodos de 6 hrs. promedio máximo al día (dato aportado por laboratoristas).

Concluyendo a partir de estas observaciones determinamos que se debe contar con una referencia visible indicada en la cavidad para hacerla coincidir con una marca impresa en las celdas. En este caso nuestro prototipo se puede considerar más preciso siempre y cuando se respete la misma posición de la celda en cada medición, además de que con esta característica se puede establecer la calidad de las celdas o de su superficie.

En base a los resultados anteriores y corrigiendo las fallas observadas consideramos que es suficiente y necesario someter al diseño a pruebas reales, es decir que se medirán concentraciones de sustancias para las cuales fué diseñado el aparato.

Las pruebas se realizaron en el Laboratorio de Análisis Clínicos del Instituto Nacional de Enfermedades Respiratorias (INER), dependiente de la Secretaría de Salubridad y Asistencia (SSA). El aparato utilizado como referencia es un fotocolorímetro marca Leitz modelo "M", y las sustancias a determinar su concentración son: Glucosa, Albúmina, Urea y Proteínas Totales.

El propósito del presente trabajo no pretende desarrollar los métodos químicos utilizados para determinar las concentraciones de dichas soluciones, por lo que nuestro objeto de

estudio se enfoca en el análisis de los resultados obtenidos en el fotocolorímetro UNAM-CEDAT comparándolos con los obtenidos en un aparato comercial que sea utilizado en laboratorios de análisis clínicos., que como ya se mencionó se cuenta con uno marca Leitz, en cuyas características se observa un disco selector de longitud de onda semejante al nuestro, y despliegue analógico en un galvanómetro con escalas gráficas. El tipo de celda que utiliza es hecha de cuarzo y es de forma cuadrada¹¹.

Los resultados de las pruebas realizadas con muestras de orina de varios pacientes se analizan de la siguiente forma para cada solución:

a) Tablas de Absorbancia¹² y concentración de ambos aparatos. Se incluye además un porcentaje de error de exactitud entre los resultados de concentraciones ya que ellos reflejan las desviaciones obtenidas en el fotocolorímetro UNAM-CEDAT respecto al LEITZ. En el caso de la Albúmina y Proteínas Totales se requiere de la selección de un estandar óptimo.

b) Gráficas de Absorbancia y concentraciones.

¹¹ Este tipo de celdas son de un costo considerable y de difícil adquisición.

¹² Se mide en Absorbancia ya que el método seguido por el laboratorista utiliza este parámetro. En el mejor de los casos el usuario puede seleccionar Absorbancia o Transmisancia de acuerdo a sus necesidades.

3.2 (a).

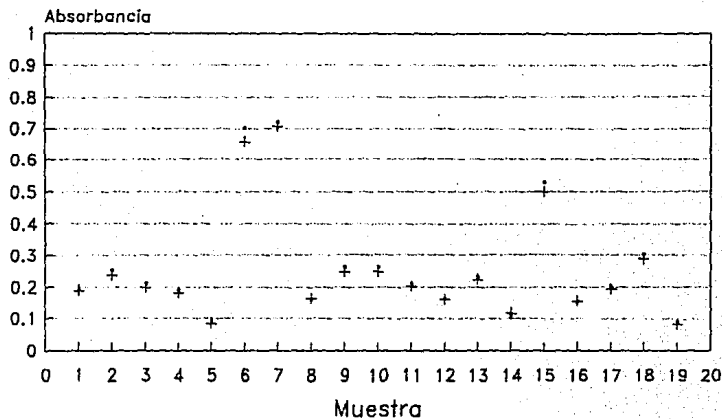
Urea (Filtro de 620 nm).

Muestra	LEITZ		UNAM-CEDAT		%Error
	Abs.	Concent.	Abs.	Concent.	
1	0.19	34.545	0.189	35.0	1.31
2	0.25	45.454	0.238	44.074	3.03
3	0.21	38.181	0.199	36.851	3.48
4	0.19	34.545	0.182	33.703	2.43
5	0.09	16.36	0.084	15.555	4.91
6	0.7	127.272	0.657	121.666	4.4
7	0.72	130.909	0.707	130.925	0.01
8	0.16	29.09	0.164	30.37	4.4
9	0.26	47.272	0.247	45.74	3.24
10	0.26	47.272	0.248	45.925	2.85
11	0.21	38.181	0.202	37.407	2.03
12	0.16	29.09	0.159	29.444	1.22
13	0.23	41.818	0.224	41.481	0.81
14	0.11	20.0	0.116	21.296	6.48
15	0.53	96.363	0.501	92.777	3.72
16	0.15	27.272	0.152	28.148	3.21
17	0.2	36.363	0.194	35.925	1.2
18	0.3	54.545	0.287	53.148	2.56
19	0.09	16.363	0.083	15.378	6.01
Std.	0.11		0.108		

Concentración = $20 * (\text{objeto/estandar})$ (mg/100ml)

DETERMINACION DE UREA

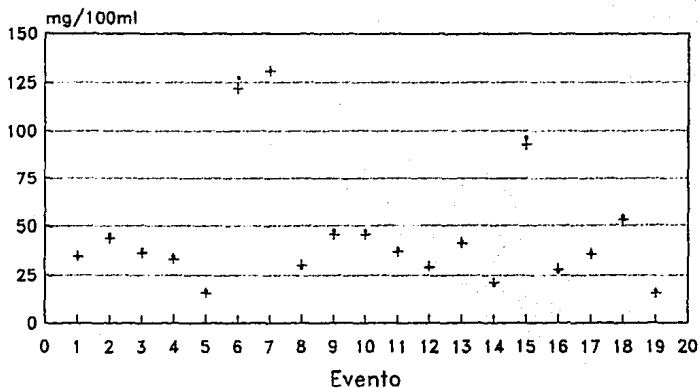
550 nm



• LEITZ + UNAM-CEDAT

CONCENTRACION DE UREA

550 nm
 Concent. = (obj/std) * 20



• LEITZ + UNAM-CEDAT

Standar Leitz = 0.11 Abs.

Standar UNAM_CEDAT = 0.108 Abs.

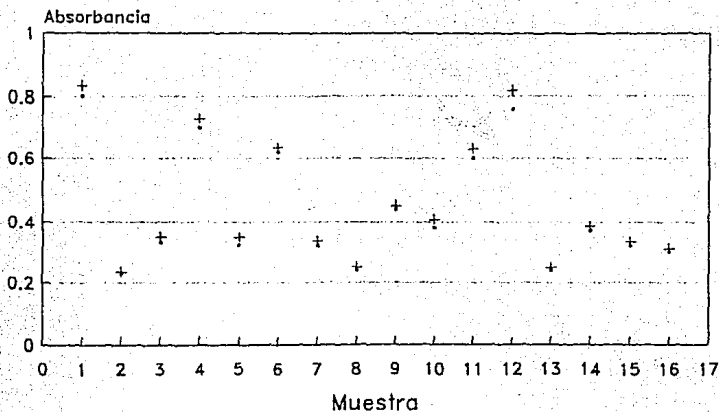
3.2 (b) Glucosa (filtro de 520 nm).

Muestra	LEITZ		UNAM-CEDAT		%Error
	Abs.	Concent.	Abs.	Concent.	
1	0.8	266.66	0.831	269.88	1.17
2	0.23	76.66	0.235	76.29	0.48
3	0.33	110.0	0.35	113.63	3.38
4	0.7	233.33	0.731	237.33	1.71
5	0.32	106.66	0.348	112.98	5.92
6	0.62	206.66	0.636	206.49	0.08
7	0.32	106.66	0.337	109.41	2.57
8	0.24	80.0	0.254	81.16	1.45
9	0.44	146.66	0.451	146.42	0.16
10	0.38	126.66	0.409	132.79	4.83
11	0.6	200.0	0.632	205.19	2.595
12	0.76	253.33	0.817	265.25	4.7
13	0.24	80.0	0.249	80.84	1.05
14	0.37	123.33	0.387	125.64	1.87
15	0.32	106.66	0.335	108.76	1.96
16	0.3	100.0	0.311	100.97	0.97
Std.	0.3		0.308		

Concentración = $100 * (\text{objeto/estandar})$ (mg/dl)

DETERMINACION DE GLUCOSA

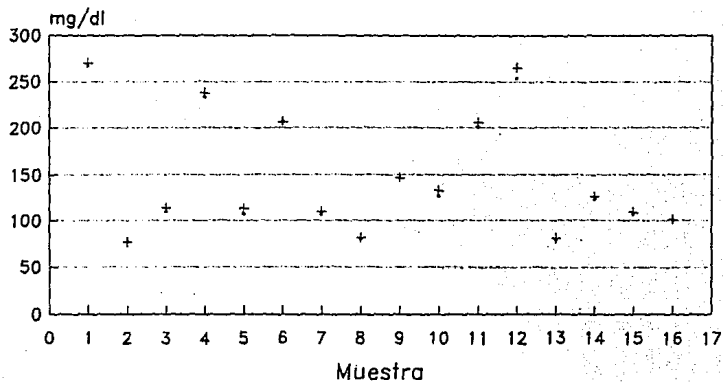
520 nm



• LEITZ + UNAM-CEDAT

CONCENTRACION DE GLUCOSA

$$c = 100 \cdot (obj/std)$$



• LEITZ + UNAM-CEDAT

Estandar LEITZ ≈ 0.3 Abs.

Estandar UNAM-CEDAT ≈ 0.308 Abs.

3.2 (c) Albúmina (Filtro de 620 nm).

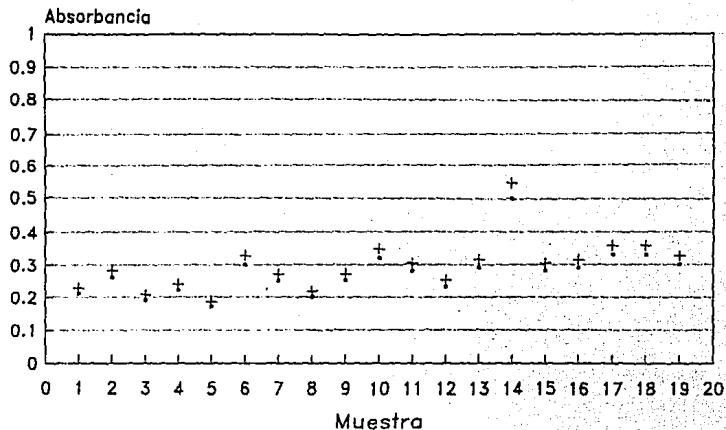
Muestra	LEITZ		UNAM-CEDAT		%Error
	Abs.	Concent.	Abs.	Concent.	
1	0.21	3.599	0.229	3.593	0.14
2	0.26	4.456	0.283	4.178	6.23
3	0.19	3.257	0.207	3.252	0.15
4	0.22	3.771	0.24	3.624	2.78
5	0.17	2.914	0.185	2.725	6.45
6	0.3	5.142	0.327	4.908	4.55
7	0.25	4.285	0.272	4.125	3.72
8	0.2	3.428	0.218	3.371	1.66
9	0.25	4.285	0.272	4.038	5.75
10	0.32	5.485	0.349	5.222	4.78
11	0.28	4.799	0.305	4.612	3.89
12	0.23	3.942	0.251	3.838	2.63
13	0.29	4.971	0.316	4.705	5.35
14	0.5	8.57	0.545	8.022	6.39
15	0.28	4.799	0.305	4.683	2.41
16	0.29	4.971	0.316	4.873	1.97
17	0.33	5.656	0.36	5.639	0.29
18	0.33	5.656	0.36	5.635	0.36
19	0.3	5.142	0.327	4.953	3.66

Selección del estandar.

		Absorbancia	
		LEITZ	UNAM-CEDAT
Factor = $\frac{\sum \text{std.} \cdot \text{abs.}}{n}$	i	std	
	1	2.75	0.18
	2	4.8	0.28
	3	6.53	0.37
Factor		17.14	15.7

Concentración = (factor) * (abs. muestra)

DETERMINACION DE ALBUMINA 620 nm



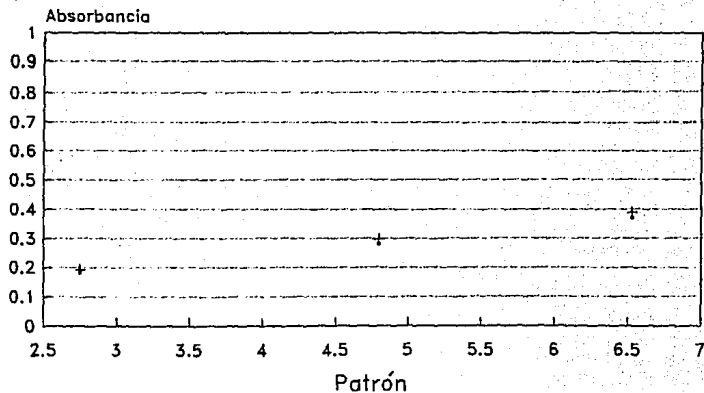
• LEITZ + UNAM-CEDAT

Estándares en la siguiente grafica.

DETERMINACION DE ALBUMINA

620 nm

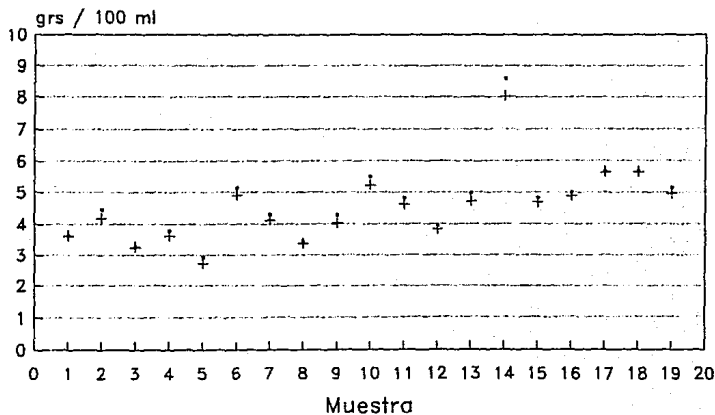
Selección del estándar óptimo.



• LEITZ + UNAM-CEDAT

Estos datos se originan de acuerdo
al método que siga el laboratorista.

CONCENTRACION DE ALBUMINA 620 nm



• LEITZ + UNAM-CEDAT

Se determina en base al procedimiento
químico respectivo.

3.2 (d) Proteínas Totales (Filtro de 550 nm).

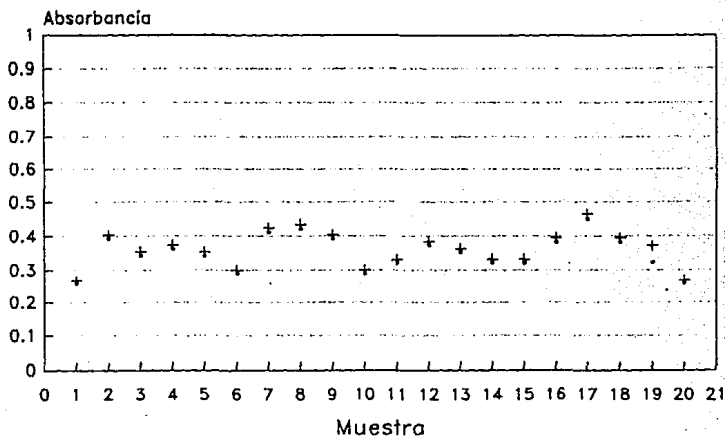
Muestra	LEITZ		UNAM-CEDAT		xError
	Abs.	Concent.	Abs.	Concent.	
1	0.26	5.614	0.269	5.441	3.07
2	0.39	8.42	0.404	8.018	4.77
3	0.34	7.341	0.352	7.178	2.21
4	0.36	7.773	0.373	7.329	5.7
5	0.34	7.341	0.352	7.286	0.74
6	0.29	6.261	0.3	6.171	1.43
7	0.41	8.852	0.425	8.535	3.57
8	0.42	9.068	0.435	9.011	0.62
9	0.39	8.42	0.404	8.277	1.69
10	0.29	6.281	0.3	5.987	4.35
11	0.32	6.909	0.331	6.877	0.46
12	0.37	7.989	0.383	7.393	7.45
13	0.35	7.557	0.362	7.361	2.59
14	0.32	6.909	0.331	6.768	2.03
15	0.32	6.909	0.331	6.772	1.98
16	0.38	8.205	0.394	7.963	2.94
17	0.45	9.716	0.466	9.247	4.82
18	0.38	8.206	0.394	7.914	3.55
19	0.32	6.909	0.371	6.729	2.6
20	0.26	5.614	0.269	5.419	3.46

Selección del estándar.

		Absorbancia	
		LEITZ	UNAM-CEDAT
Factor = $\frac{\sum \text{std} \cdot \text{abs}}{n}$	i	std	
	1	3.86	0.18
	2	6.48	0.3
	3	8.71	0.4
Factor		21.59	20.82

Concentración = (factor) * (abs. muestra)

DETERMINACION DE PROTEINAS TOTALES 550 nm



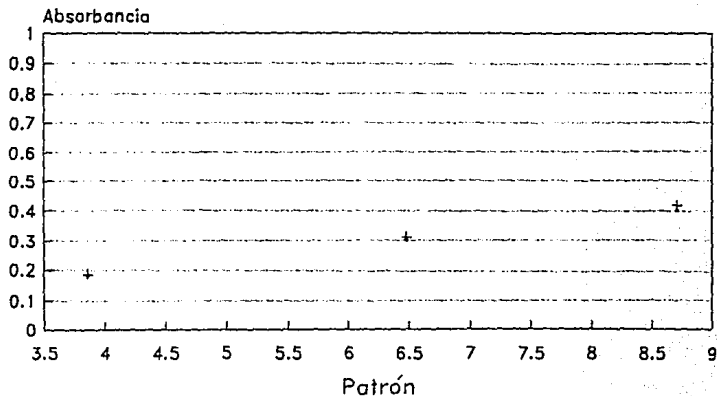
* LEITZ + UNAM-CEDAT

Estándares en la siguiente gráfico.

DETERMINACION DE PROTEINAS TOTALES

520 nm

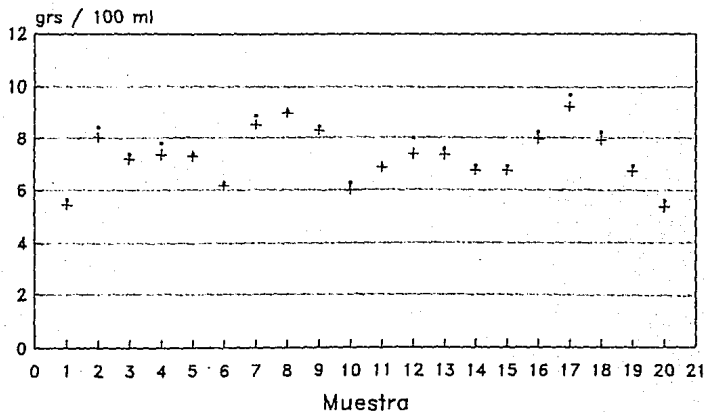
Selección del estandar óptimo.



• LEITZ + UNAM-CEDAT

Estos datos se originan de acuerdo
al método que siga el laboratorista.

CONCENTRACION DE PROTEINAS TOTALES 550 nm



• LEITZ + UNAM-CEDAT

Se determina en base al procedimiento
químico respectivo.

Las pruebas se realizaron con la cantidad de muestras con que se contaba el día en que se llevaron a cabo dichas pruebas, es por ello que en las tablas se tiene diferente número de ellas.

Nuestro mejor indicador de las desviaciones del prototipo son precisamente los errores de exactitud mostrados en cada una de las tablas. Este error es calculado en base a las concentraciones determinadas para cada muestra las cuales dependen directamente del valor de absorbancia leído en cada aparato.

En el caso de la Urea trabajando a 620 nm observamos que el máximo error obtenido es de 6.48%, el mínimo es de 0.01% y realizando un promedio de errores, éste se tiene de 3.01%. Para la Glucosa se tiene un error máximo de 5.92%, un mínimo de 0.08% y un promedio 2.17%. Para la Albúmina se tiene un máximo de 6.47%, un mínimo de 0.14% y un promedio de 3.32%. Y por último, para las Proteínas Totales se tiene un máximo error de 7.45%, un mínimo de 0.46% y un promedio de 3.0%. Hay que tomar en cuenta que en el fotocolorímetro LEITZ se puede incurrir en errores de paralaje por parte del usuario, además de que durante las pruebas se nos indicó que debido a la escasa resolución en el extremo de la escala logarítmica, se debe procurar trabajar a mitad de la misma realizando diluciones proporcionales a las muestras, no siendo este el caso en nuestro prototipo.

Investigando con personal médico -que es quien determina el estado del paciente en base a los resultados del análisis clínico- nos indicaron que el significado que pueden tener las

desviaciones observadas en nuestro prototipo, no son considerables ya que para el caso en que el paciente se encuentre en los límites de concentraciones normales, se les realiza un seguimiento periódico (lo cual incluye nuevos análisis), para establecer plenamente el estado médico del paciente y aplicarsele un tratamiento específico, por lo que las desviaciones observadas en nuestro diseño no se pueden estimar determinantes como para considerar a un paciente sano como una persona "propensa a" ó viceversa.

Hasta el momento de realizado esta parte escrita , se ha indicado en ella el desarrollo y validación de nuestro prototipo, por lo tanto se intuye que implementado en su forma terminal y definitiva, éstas desviaciones serán mínimas o no existirán respecto a un aparato comercial de alta calidad y mayor costo. Por último, procedemos a enunciar las conclusiones finales del presente trabajo de tesis titulado "Diseño e implementación de un fotocolorímetro digital".

CONCLUSIONES:

Durante las últimas décadas se ha manifestado un interés creciente de parte de los gobiernos en procurar el bienestar social de sus ciudadanos. La adopción por aquellos de diversos sistemas de seguridad social es buena prueba de esto. La idea de la responsabilidad colectiva hacia el necesitado ha estado siempre en el hombre.

Los planes de seguridad social comprenden, generalmente dos aspectos: el seguro y la asistencia. En algunos países, abarcan también otros servicios públicos. La idea de seguro, data de la época de las corporaciones medievales en Europa. Estas organizaron un sistema de mutua ayuda para sus miembros enfermos o faltos de trabajo. En realidad, lo que hace cualquier tipo de seguro no es eliminar el daño, sino distribuirlo entre muchas personas, de modo que todas ellas disfruten de la necesaria protección, sin resultar gravadas en forma sensible.

Los riesgos se reparten entre todos los asegurados, a través de contribuciones que son, en realidad, impuestos. Los beneficios del seguro los disfrutan como un derecho las personas protegidas y sus familiares.

En el caso de la asistencia social o asistencia pública, consiste en ciertos beneficios o ayudas que se otorgan a los menesterosos, con cargo a los gastos públicos y sin previa contribución por parte del beneficiado. Este tipo de ayuda a los necesitados viene a ser como una persistencia de las

organizaciones de caridad de otros tiempos, pero las ideas modernas sobre quien debe recibir dicha ayuda y cuán generoso se debe ser ha variado muchísimo en los últimos años. La idea de que dichos auxilios a los necesitados son actos de caridad está desapareciendo rápidamente.

Un aspecto moderno de asistencia social como servicio público es el que se refiere a la protección y ayuda a la población en general y sin previa contribución de ésta, sino con cargo a los gastos públicos. Para lograr una excelente asistencia social, es necesario que el país tenga una infraestructura adecuada (incluyendo sistemas y equipos), para la realización de dichos trabajos, por otro lado podemos observar que la situación económica de muchos países no permite el desarrollo de la tecnología, pues las necesidades primarias requeridas tienen carácter de "urgentes", por lo que prefieren importar equipos y sistemas, impidiendo el desarrollo de tecnología propia y limitando sólo a reparaciones y servicio en general a dichos sistemas.

Hasta aquí concluimos el entorno social, económico, y de desarrollo tecnológico que condicionan el realizar diseños como el presente trabajo de tesis, en nuestro país.

El sistema desarrollado tenía que ser de un precio muy económico y de fácil manejo, incluyendo también que las refacciones necesarias se consiguieran en Territorio Nacional.

Este equipo tiene como propósito fundamental proporcionar atención en clínicas rurales, lugares donde se

necesiten elaborar análisis confiables para que en caso de ser necesario, derivar el trabajo a algún hospital de zona. Este equipo tiene la característica de que está diseñado para atender funciones primarias (análisis primarios como de creatinina, hemoglobina, urea, proteínas y glucosa.) con ello obtenemos que la relación que existe entre las funciones con que dispone el equipo y la carga real de trabajo (análisis primarios) obtenemos una eficiencia muy alta, por sólo requerir de lo necesario para dicho trabajo. Los resultados obtenidos por el fotocolorímetro UNAM-CEDAT. obviamente también se lograrían con otros equipos, ya sea un fotocolorímetro o un espectrofotómetro, pero el costo de estos sistemas es muy elevado, aparte de ser equipos muy sofisticados que bien trabajarían para hospitales con poblaciones muy grandes y además estos tienen funciones que en clínicas rurales no son viables de utilizar, lo anterior no tiene caso pues lo único que refleja es dinero mal administrado, mientras que teniendo un equipo que se adapte únicamente a lo necesario, es lo ideal, pues no se malgastan recursos que pudieran ser destinados a otros objetivos.

Con respecto a los objetivos trazados para el diseño e implementación del Fotocolorímetro Digital y con base a los resultados más recientes obtenidos en pruebas de campo, podemos concluir que :

1.- Siendo uno de los objetivos, lograr un sistema de bajo costo, podemos decir que el diseño permitió que lo anterior se cumpliera, logrando resultados parecidos y en casos, iguales a los arrojados por espectrofotómetros comerciales, que cabe

mentonar son aparatos mucho mas caros, claro que son menos limitados, pero para el uso al que será destinado el fotocolorímetro UNAM-CEDAT estos serían un dinero mal empleado, por lo que el diseño expuesto en esta tesis es de gran utilidad para el sector salud, logrando con ello cubrir una necesidad de primer nivel para clínicas rurales y centros de salud.

2.- Otro aspecto importante que se buscó era el que todas las partes y componentes (refacciones), tanto mecánicos como electrónicos, se encontraran en el país, lo cual fue logrado en el 100% de sus partes, por lo que podemos decir que su mantenimiento está asegurado.

3.- Con respecto al funcionamiento del fotocolorímetro UNAM-CEDAT concluimos; que si la muestra cumple con la ley de Beer y Lambert y los macrométodos son los adecuados, entonces, las lecturas que se obtengan serán de gran utilidad para la determinación de las sustancias en cuestión y por lo que aseguramos que :

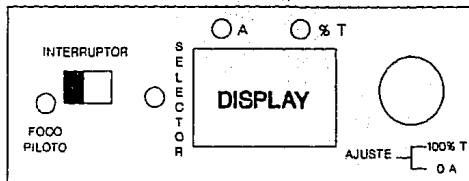
a) La precisión es del 99%. Este valor surge de las pruebas señaladas en el capítulo 3, tablas 3.1(a-d), ya que en ellas se realizan varias mediciones para una misma muestra, a diferencia de las pruebas de campo (tablas 3.2), en las cuales el proceso real de medición y las condiciones de trabajo no permiten realizar mas de una rutina, máxime si se trabaja con un gran número de muestras de pacientes. El cálculo de la misma se realiza con valores de transmitancia ya que se comporta linealmente.

b) La exactitud es del 98.5%. Esta se obtiene de las pruebas de campo con muestras reales, por lo que es bastante representativa de la eficacia de nuestro diseño en comparación con un instrumento comercial. Al igual que la precisión se toman valores de transmitancia para su cálculo.

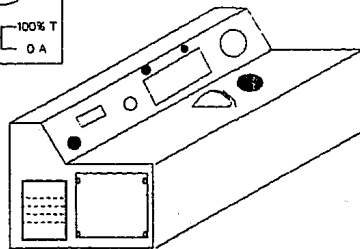
c) La resolución es de $3 \frac{1}{2}$ dígitos; 0.1 para transmitancia y 0.001 para absorbancia respectivamente.

d) La estabilidad después de una hora de encendido es de 0.4% de transmitancia ó 0.003 de absorbancia.

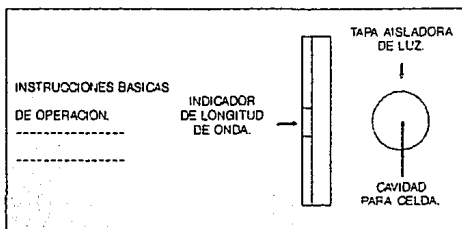
Y tomando en cuenta que los cambios de temperatura realmente no le afectan en su funcionamiento, diremos que se han logrado los objetivos primarios de dicha tesis, dejando abiertas las puertas para futuras correcciones y/o innovaciones para este diseño. Y con esto hacemos un llamado a Instituciones que tengan posibilidades de diseñar sus equipos, que con este tipo de proyectos se pone a prueba la capacidad para la realización de sistemas, dando como resultado un equipo funcional, con ello queremos decir que es importante que la tecnología se desarrolle, en principio tomando en cuenta las necesidades primarias del país, para luego poder ir más allá de nuestras necesidades y poder crear una tecnología de vanguardia a nivel mundial.



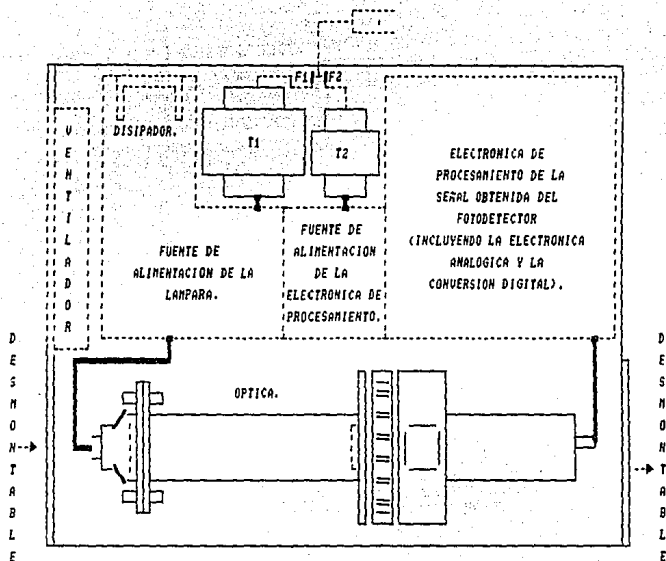
**ENCENDIDO, SELECCION
Y DESPLIEGUE.**



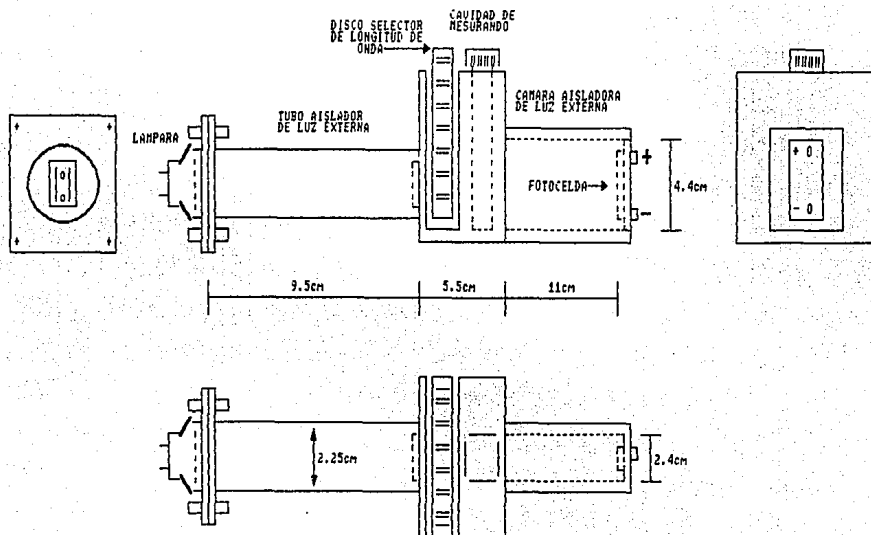
CHASIS.



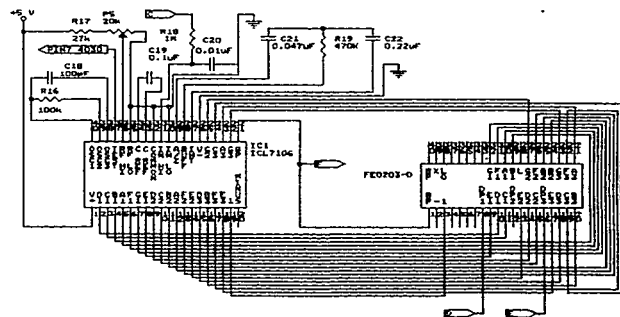
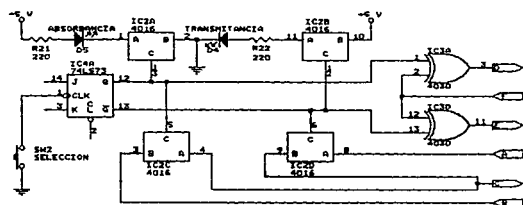
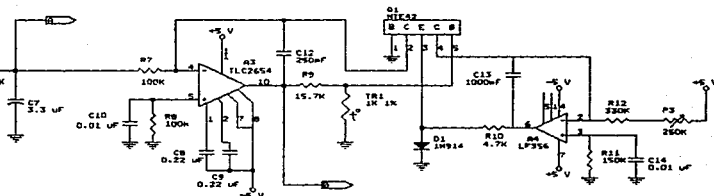
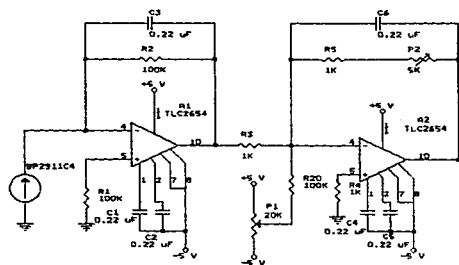
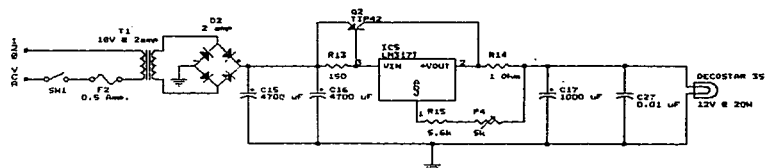
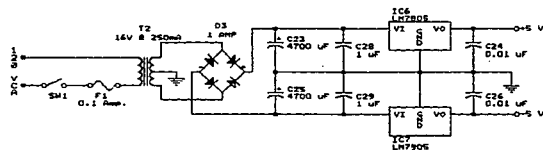
**INDICACIONES, SELECCION
DE LONGITUD DE ONDA
Y CAVIDAD RECEPTORA
DE MESURANDO.**



DISTRIBUCION DEL SISTEMA COMPLETO (FOTOCOLORIMETRO).



FUENTE LUMINOSA, SELECCION DE LONGITUD DE ONDA, MENSURANDO Y TRANSDUCTOR.
(DIMENSIONES PRINCIPALES)



LISTA DE COMPONENTES

RESISTENCIAS

CANTIDAD	VALOR	PORTE	PRECIO
1	1n A 10 W	R14	N\$ 1.50
1	150n	R13	N\$ 0.01
2	220n	R21, R22	N\$ 0.02
3	1Kn	R3, R4, R5	N\$ 0.03
1	2.2Kn	R6	N\$ 0.01
1	4.7Kn	R10	N\$ 0.01
1	5.6Kn	R15	N\$ 0.01
1	15.7Kn	R9	N\$ 0.01
1	27Kn	R17	N\$ 0.01
6	100Kn	R1, R2, R7, R8, R16, R20	N\$ 0.06
1	150Kn	R11	N\$ 0.01
1	330Kn	R12	N\$ 0.01
1	470Kn	R19	N\$ 0.01
1	1Kn	R18	N\$ 0.01
1	1Kn (TERMISTOR)	TR1	N\$ 1.50

POTENCIOMETROS

CANTIDAD	VALOR	PORTE	PRECIO
1	5Kn Multivueltas(5)	P2	N\$ 34.00
1	20Kn Trimptot(1)	P1	N\$ 5.90
1	20Kn Trimptot(1)	P5	N\$ 5.90
1	5Kn Trimptot(1)	P4	N\$ 5.90
1	250Kn Trimptot(1)	P3	N\$ 5.90

CAPACITORES

CANTIDAD	VALOR	PARTE	PRECIO
1	250pF	C12	N\$ 0.20
1	100pF	C18	N\$ 0.20
1	1000pF	C13	N\$ 0.20
6	0.01 μ F	C10, C14, C20, C27, C26, C24	N\$ 1.20
1	0.047 μ F	C21	N\$ 0.30
2	0.1 μ F	C11, C12, C19	N\$ 1.20
9	0.22 μ F	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C8, C9, C22	N\$ 7.20
1	3.3 μ F	C7	N\$ 0.40
1	1,000 μ F a 16V	C17	N\$ 2.00
4	4,700 μ F a 25V	C15, C16, C23, C25	N\$ 11.60
2	1 μ F a 25V	C28, C29	N\$ 0.80

TRANSISTORES

CANTIDAD	IDENTIFICACION	PARTE	PRECIO
1	TIP 42C	Q2	N\$ 2.20
1	NTE 42	Q1	N\$ 6.30

DIODOS

CANTIDAD	IDENTIFICACION	PORTE	PRECIO
1	1N914	D1	N\$ 0.20
1	LED ROJO	D4	N\$ 0.40
1	LED VERDE	D5	N\$ 0.40
1	PUENTE RECT. 2 AMP.	D2	N\$ 1.30
1	PUENTE RECT. 1 AMP.	D3	N\$ 1.30

TRANSFORMADORES

CANTIDAD	IDENTIFICACION	PORTE	PRECIO
1	120 A 18V 2 AMP.	T1	N\$ 21.10
1	120 A 18V 250 mA	T2	N\$ 9.50

CIRCUITOS INTEGRADOS

CANTIDAD	IDENTIFICACION	PORTE	PRECIO
3	TLC 2654CN	A1, A2, A3	N\$ 36.36
1	ICL 7106	IC1	N\$ 28.50
1	CD 4018CN	IC2	N\$ 1.60
1	CD 4030CN	IC3	N\$ 1.50
1	74LS73	IC4	N\$ 1.90
1	LM 317	IC5	N\$ 2.50
1	LF 356	A4	N\$ 2.40
1	LM 7805	IC6	N\$ 2.20
1	LM 7905	IC7	N\$ 2.20

MATERIALES VARIOS

CANTIDAD	DESCRIPCION	PRECIO
1	CELDA SOLAR BP2911C4	N\$ 13.00
1	DISPLAY FE0203-D	N\$ 35.00
1	LAMPARA DECOSTAR 35 MR11	N\$ 24.00
	FTB10 12V 20W	
1	VENTILADOR 120V	N\$ 34.00
1	LAMPARA PILOTO	N\$ 3.00
1	INTERRUPTOR	N\$ 3.50
1	PUSH BUTTON	N\$ 2.00
2	PORTAFUSIBLES	N\$ 2.50
1	FUSIBLE DE 0.1 AMP.	N\$ 1.00
1	FUSIBLE DE 0.5 AMP.	N\$ 1.00
4	FILTROS 520, 540, 550 Y 620 nm	N\$ 777.28
TOTAL		N\$ 998.25

Hacemos notar que los costos indicados en la lista anterior corresponden al prototipo, y por lo tanto son unitarios ya que parte del sistema mecánico, así como el chasis definitivo, hasta el momento de realizado este trabajo escrito, se encuentran en proceso de diseño y manufactura, por lo que no se puede realizar un estudio completo de costo para determinar su precio comercial; a pesar de ello, los costos indicados al igual que su suma total son convenientemente bajos como para estimar un costo comercial competitivo con instrumentos existentes en el mercado como por ejemplo: un fotocolorímetro analógico CLET de N\$ 6,322.00 o un SPECTRONIC 20D digital de N\$ 6,572.00 .

APENDICE A

DAC - ADC

Los convertidores digital-analógicos o analógicos-digitales (DAC o ADC respectivamente), se emplean siempre que es necesario el monitoreo y/o control con señales analógicas.

Convertor Digital Analógico (DAC):

El convertidor más simple puede construirse como se muestra en la fig. a. Cada bit duplica la ganancia de su inmediato anterior y la suma total de corrientes a través de R produce el voltaje correspondiente.

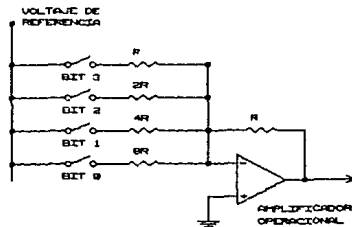


fig. a. Convertor D-A simple.

Es más usual, sin embargo, adquirirlo en forma integrada (fig. b). El circuito consta de un circuito de referencia que define I_{ref} , una red resistiva en escalera que divide por 2 la corriente en cada rama con respecto a la inmediata anterior (I_{ref} , $I_{ref}/2$, $I_{ref}/4, \dots$), y un sumador de salida. Los switches (en realidad transistores controlados por las entradas digitales), conducen la corriente por cada rama de la red ya sea a tierra o al

sumador (tierra virtual). La ganancia queda determinada por I_{ref} .

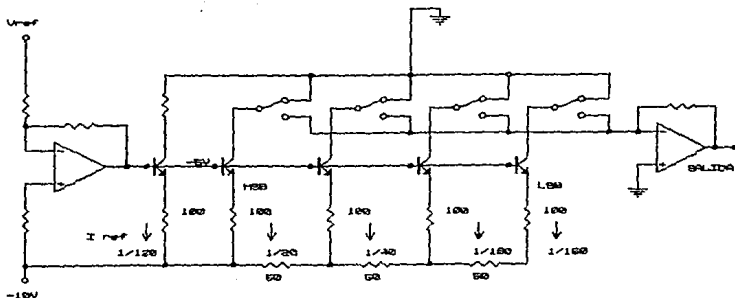


fig. b. Diagrama de un DAC integrado.

Conversor Analógico Digital (ADC):

Existen varios tipos:

- (a) De aproximaciones sucesivas
- (b) De rastreo (tracking)
- (c) De comparación

Aproximaciones Sucesivas:

El método de aproximaciones sucesivas es el más extensamente usado con microcomputadoras, debido a que el propio microprocesador puede efectuar por programa las aproximaciones.

Esta posibilidad reduce grandemente el costo total del

conversor, cuyos circuitos se simplifican a un DAC y un comparador (fig c).

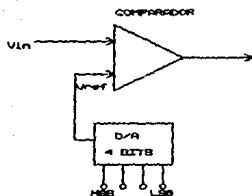


fig. c. Bloques básicos del ADC.

La fig. d muestra el diagrama de flujo para la rutina de aproximaciones sucesivas, para un conversor de 4 bits. Para un conversor de 8 bits, el tiempo total de conversión sería de 8τ donde τ es el período transcurrido en la ejecución del programa entre los puntos a y b del diagrama.

Los sistemas de adquisición de datos que no requieren altas frecuencias de muestreo emplean usualmente esta técnica.

Sample & Hold (S&H)

Los ADC requieren absoluta estabilidad de la señal durante el período de conversión. Para señales de cierta frecuencia se hace necesario el empleo de circuitos que retengan el valor de la señal durante dicho período.

Los circuitos S&H guardan en un capacitor el valor del

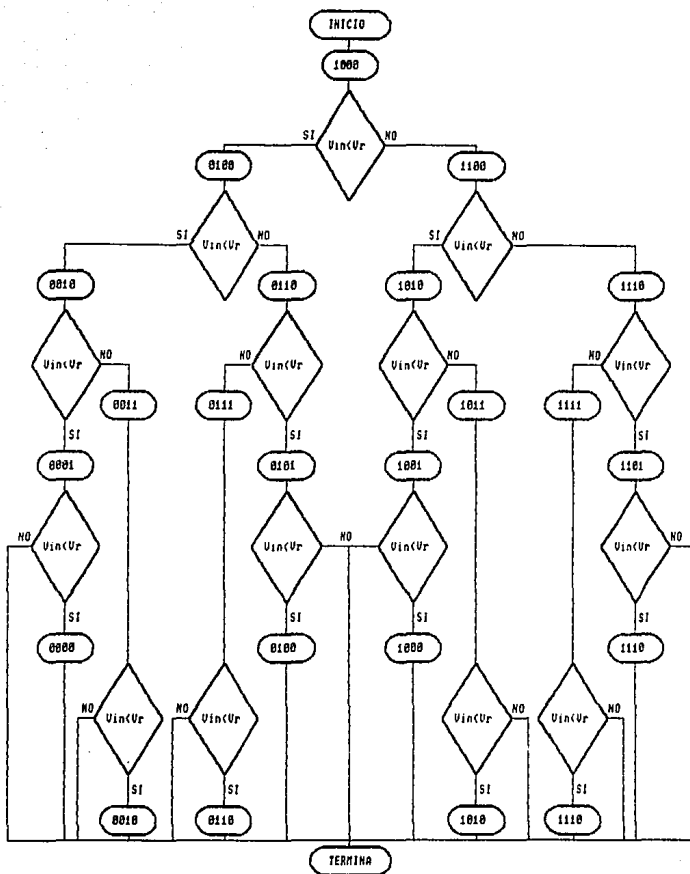


fig. d. Aproximaciones sucesivas.

voltaje muestreado durante el tiempo necesario (fig. e).

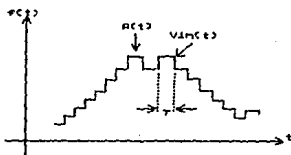


fig. e. Voltajes en el conversor seguidor.

Conversor de Rastreo:

Como su nombre lo indica, el conversor sigue continuamente a la señal como se muestra en la fig. f. La estructura del circuito se muestra en la fig. g. El tiempo de conversión se encuentra limitado únicamente por la rapidez de los circuitos internos, pudiendo leerse muestras a la misma frecuencia del reloj.

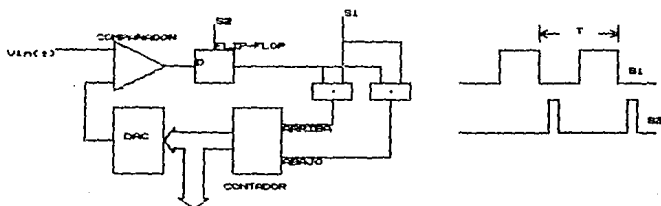


fig. f. Conversor seguidor (tracking).

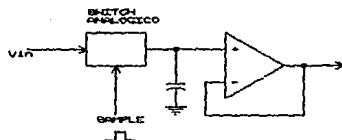


fig. g. Sample and Hold.

Comparación Directa:

Es la técnica más rápida de conversión análogo digital, pero también la más costosa. La fig. h muestra el diagrama de un conversor de 3 bits.

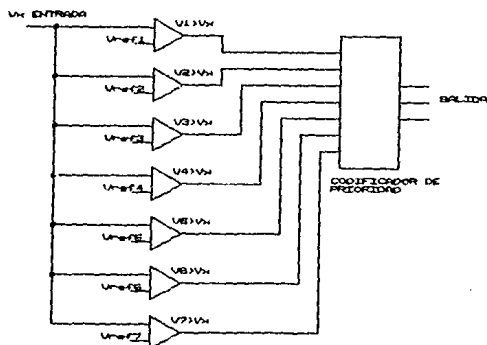


fig. h. Comparación directa.

El codificador de prioridad dará en su salida el código correspondiente al comparador con mayor prioridad y cuyo V_{ref} sea mayor que V_x . Un conversor de 8 bits requeriría 256 comparadores para su funcionamiento. El tiempo total de conversión es de aproximadamente 50 ns.¹

¹ Bibliografía: Apuntes de microprocesadores y sistemas digitales.

Juan B. Martínez. F.I. UNAM.

APENDICE B

- A) LM317
- B) TIP42
- C) TLC2654
- D) CD4016
- E) ICL7106
- F) FE0203-D



LM117/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117/LM317 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 senses errors for full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The LM117K and LM317K are packaged in standard TO-3 transistor packages while the LM117H and LM317H are packaged in a solid Kovar base TO-39 transistor package. The LM117 is rated for operation from -55°C to $+150^{\circ}\text{C}$, and the LM317 from 0°C to $+125^{\circ}\text{C}$. The LM317T and LM317MP, rated for operation over a 0°C to $+125^{\circ}\text{C}$ range, are available in a TO-220 plastic package and a TO-202 package, respectively.

For applications requiring greater output current in excess of 3A and 5A, see LM150 series and LM138 series data sheets, respectively. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

LM117 Series Packages and Power Capability

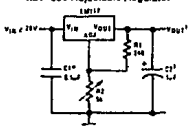
Device	Package	Rated Power Dissipation	Design Load Current
LM117	TO-3	20W	1.5A
LM317	TO-39	2W	0.5A
LM317T	TO-220	15W	1.5A
LM317M	TO-202	7.5W	0.5A

Features

- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed 1.5A output current
- Line regulation typically 0.01%/V
- Load regulation typically 0.1%
- Current limit constant with temperature
- 100% electrical burn-in
- Eliminates the need to stock many voltages
- Standard 3-lead transistor package
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications

1.2V-25V Adjustable Regulator



TLU7005-1

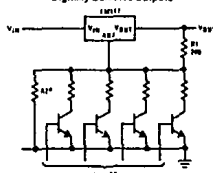
Full output current not available at high input-output voltages.

*Heated if device is more than 6 inches from Alar capacitors

†Optional—improved transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$V_{OUT} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

Digitally Selected Outputs



TLU7005-2

*See maximum V_{OUT}

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 3)

Power Dissipation

Internally Limited

Input—Output Voltage Differential

+40V, -0.3V

Operating Junction Temperature Range

-55°C to +150°C

LM117

LM317

0°C to +125°C

Storage Temperature

-85°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering)

300°C, 10 seconds

Metal Package

260°C, 4 seconds

Plastic Package

2k Volts

ESD rating

2k Volts

Preconditioning

Burn-In Thermal Limit

100% All Devices

Electrical Characteristics (Note 1)

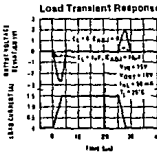
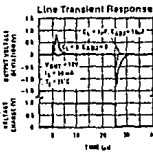
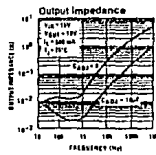
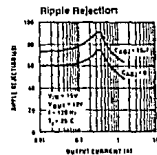
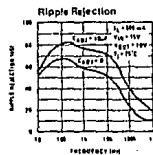
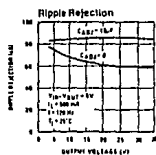
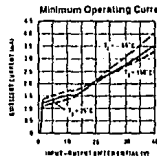
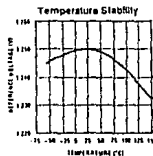
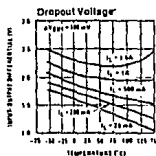
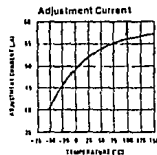
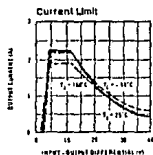
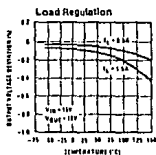
Parameter	Conditions	LM117			LM317			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$ (Note 2), $I_L = 10\text{ mA}$		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$		0.1	0.3		0.1	0.5	%
Thermal Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 ms Pulse		0.03	0.07		0.04	0.07	%/W
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_L \leq I_{MAX}$ $3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$		0.2	5		0.2	5	μA
Reference Voltage	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$, (Note 3) $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$, (Note 2)		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 2), $I_L = 10\text{ mA}$		0.3	1		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V$		3.5	5		3.5	10	mA
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15V$							
	K and T Package	1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	H and P Package	0.5	0.8	1.8	0.5		1.8	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V$, $T_J = +25^\circ\text{C}$							
	K and T Package	0.30	0.4	0.15	0.4			A
	H and P Package	0.15	0.07	0.075	0.07			A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003		0.003			%
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10V$, $f = 120\text{ Hz}$		65		65			dB
	$C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$	66	80		66	80		dB
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$		0.3	1		0.2	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$
	K Package		2.3	3		2.3	3	$^\circ\text{C/W}$
	T Package					4		$^\circ\text{C/W}$
	P Package					7		$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient (No heat sink)	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$
	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$
	T Package					50		$^\circ\text{C/W}$
	P Package					80		$^\circ\text{C/W}$

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply: -55°C $\leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM117, and 0°C $\leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ for the LM317, $V_{IN} - V_{OUT} = 5V$, and $I_{OUT} = 0.1\text{ A}$ for the TO-36 and TO-202 packages and $I_{OUT} = 0.5\text{ A}$ for the TO-3 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipation of 2W for the TO-36 and TO-202, and 20W for the TO-3 and TO-220. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3 and TO-220 packages and 0.5A for the TO-36 and TO-202 packages.

Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse loading with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are ignored under the specification for thermal regulation.

Note 3: Refer to RET3117H drawing for LM117H or RET3117K drawing for LM117K military specifications.

Typical Performance Characteristics (K and T Packages) Output Capacitor = 0 unless otherwise noted



B)

**MOTOROLA**

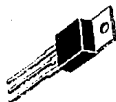
NPN PNP
TIP41 TIP42
TIP41A TIP42A
TIP41B TIP42B
TIP41C TIP42C

COMPLEMENTARY SILICON PLASTIC POWER TRANSISTORS

... designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

- Collector-Emitter Saturation Voltage -
 $V_{CE(sat)} = 1.5 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 60 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Sustaining Voltage -
 $V_{CE(sus)} = 40 \text{ Vdc (Min) - TIP41, TIP42}$
 $= 60 \text{ Vdc (Min) - TIP41A, TIP42A}$
 $= 60 \text{ Vdc (Min) - TIP41B, TIP42B}$
 $= 100 \text{ Vdc (Min) - TIP41C, TIP42C}$
- High Current Gain - Bandwidth Product
 $f_T = 30 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
- Compact TO 220 AB Package
- TO 55 Leadform Also Available

**6 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY SILICON**
**40-60-80-100 VOLTS
65 WATTS**



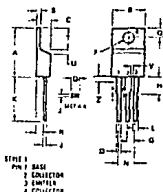
*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP41 TIP42	TIP41A TIP42A	TIP41B TIP42B	TIP41C TIP42C	Units
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	40	60	60	100	Vdc
Collector Base Voltage	V_{CB}	40	60	60	100	Vdc
Emitter Base Voltage	V_{EB}	—	—	50	—	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	—	—	6	—	Adc
Collector Current - Pulsed	I_C	—	—	10	—	Adc
Base Current	I_B	—	—	70	—	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	—	—	65	—	Watts
Dissipate above 25°C		—	—	0.52	—	Watts/ W/°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	—	—	20	—	Watts
Dissipate above 25°C		—	—	0.016	—	Watts/ W/°C
Unclamped Inductive Load Energy (1)	E	—	—	62.5	—	mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	—	—	65 to +150	—	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Units
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.83	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W

(1) $I_C = 2.5 \text{ A, } L = 20 \text{ mH, } P_{CE} = 10 \text{ W, } V_{CE} = 10 \text{ V, } R_{\theta JA} = 100 \text{ }^\circ\text{C/W}$



TYPE 1
PIN 1 BASE
2 COLLECTOR
3 EMITTER
4 COLLECTOR

DIMENSIONS - INCHES

DIV	0.01	0.02	0.05	0.10	0.20
A	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
B	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
C	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
D	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
E	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
F	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
G	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
H	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
I	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
J	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
K	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
L	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
M	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
N	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
O	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
P	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
Q	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
R	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
S	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
T	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
U	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
V	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
W	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
X	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
Y	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225
Z	0.140	0.150	0.175	0.200	0.225

CASE 721A-02
 TO 220AB

TIP41, TIP41A, TIP41B, TIP41C, NPN, TIP42, TIP42A, TIP42B, TIP42C, PNP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 30\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	TIP41, TIP42 TIP41A, TIP42A TIP41B, TIP42B TIP41C, TIP42C	$V_{CE(sat)}$	40 60 80 100	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 80\text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	TIP41, TIP41A, TIP42, TIP42A TIP41B, TIP41C, TIP42B, TIP42C	I_{CEO}	— — 0.7 0.7	mAac
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 40\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 80\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 100\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$)	TIP41, TIP42 TIP41A, TIP42A TIP41B, TIP42B TIP41C, TIP42C	I_{CES}	— — — —	mAac
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	—	mAac
ON CHARACTERISTICS (1)				
DC Current Gain ($I_C = 0.3\text{ Aac}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 3.0\text{ Aac}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)		β_{FE}	30 15	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 8.0\text{ Aac}$, $I_B = 800\text{ mAac}$)		$V_{CE(sat)}$	—	1.5 Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 8.0\text{ Aac}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)		$V_{BE(on)}$	—	2.0 Vdc
SWITCHING CHARACTERISTICS				
Current Gain - Bandwidth Product (2) ($I_C = 500\text{ mAac}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f_{in} = 1\text{ kHz}$)		f_T	3.0	MHz
Small Signal Current Gain ($I_C = 0.5\text{ Aac}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1\text{ kHz}$)		β_{sp}	20	—

(1) Pulse Test: Pulsewidth $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

(2) $f_T = \beta_{sp} f_{max}$

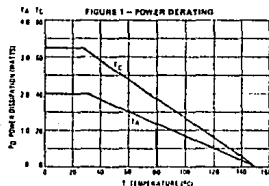


FIGURE 1 - POWER DERATING

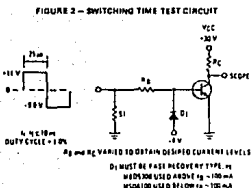


FIGURE 2 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

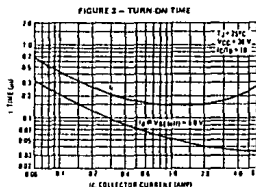
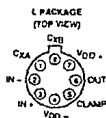


FIGURE 3 - TURN-ON TIME

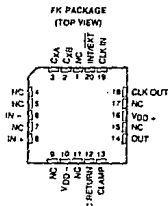
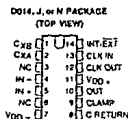
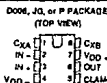
TLC2654, TLC2654A Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIERS

01174, NOVEMBER 1988

- Input Noise Voltage ...
0.5 μ V p-p Typ, $f = 0$ to 1 Hz
1.5 μ V p-p Typ, $f = 0$ to 10 Hz
47 nV/Hz Typ, $f = 10$ Hz
13 nV/Hz Typ, $f = 1$ kHz
- High Chopping Frequency ... 10 kHz Typ
- No Clock Noise Below 10 kHz
- No Intermodulation Error Below 5 kHz
- Low Input Offset Voltage ... 10 μ V Max
- Excellent Offset Voltage Stability
with Temperature ... 0.3 μ V/°C Max
- A_{VD} ... 135 dB Min
- CMRR ... 110 dB Min
- KSRR ... 120 dB Min
- Single-Supply Operation
- Common-Mode Input Voltage Range
Includes the Negative Rail
- No Noise Degradation with External
Capacitors Connected to V_{DD-}



Pin 4 of the L package is in electrical contact with the case



NC - No internal connection

AVAILABLE OPTIONS

TA	VDD max AT 25°C	PACKAGE							
		SMALL- OUTLINE (D008)	PLASTIC DIP (P)	CERAMIC DIP (J0)	METAL CAN (L)	SMALL- OUTLINE (D014)	PLASTIC DIP (N)	CERAMIC DIP (J)	CHIP CARRIER (FK)
0°C to 70°C	10 μ V	TLC2654AC-80	TLC2654ACP	TLC2654ACJ	TLC2654ACL	TLC2654AC-14D	TLC2654ACN	TLC2654ACJ	—
—40°C to 85°C	20 μ V	TLC2654AF-80	TLC2654AFP	TLC2654AFJ	TLC2654AFL	TLC2654AF-14D	TLC2654AFN	TLC2654AFJ	—
—40°C to 85°C	10 μ V	TLC2654AH-80	TLC2654AHP	TLC2654AHJ	TLC2654AHL	TLC2654AH-14D	TLC2654AHN	TLC2654AHJ	—
—40°C to 125°C	20 μ V	TLC2654AM-80	TLC2654AMP	TLC2654AMJ	TLC2654AML	TLC2654AM-14D	TLC2654AMN	TLC2654AMJ	TLC2654AMFK
—40°C to 125°C	20 μ V	TLC2654AH-80	TLC2654AMP	TLC2654AHJ	TLC2654AML	TLC2654AM-14D	TLC2654AMN	TLC2654AMJ	TLC2654AMFK

D008 and D014 packages are available taped and reeled. Add "R" suffix to device type when ordering (e.g., TLC2654AC-80R).
Advanced LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

description

The TLC2654 and TLC2654A are low-noise chopper-stabilized operational amplifiers using the Advanced LinCMOS™ process. Combining this process with chopper stabilization circuitry makes possible excellent dc precision. In addition, circuit techniques have been added that give the TLC2654 and TLC2654A noise performance unsurpassed by similar devices.

Chopper stabilization techniques provide for extremely high dc precision by continuously nulling input offset voltage even during variations in temperature, time, common-mode voltage, and power supply voltage. The high chopping frequency of the TLC2654 and TLC2654A provides excellent noise performance in a frequency spectrum from near dc to 10 kHz. In addition, intermodulation or aliasing error is eliminated from frequencies up to 5 kHz.

This high dc precision and low noise, coupled with the extremely high input impedance of the CMOS input stage, make the TLC2654 and TLC2654A an ideal choice for a broad range of applications such as low-level low-frequency thermocouple amplifiers and strain gauges, as well as wide-bandwidth and subsonic circuits. (For applications requiring even greater dc precision, use the TLC2652 or TLC2652A device, which has a chopping frequency of 450 Hz.)

The TLC2654 and TLC2654A common-mode input voltage range includes the negative rail, thereby providing superior performance in either single-supply or split-supply applications, even at power supply voltages as low as ± 2.3 V.

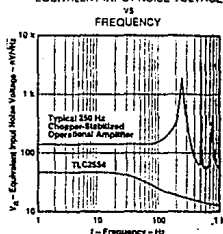
Two external capacitors are required to operate the device; however, the on-chip chopper control circuitry is transparent to the user. On devices in the 14-pin and 20-pin packages, the control circuitry is accessible, allowing the user the option of controlling the clock frequency with an external frequency source. In addition, the clock threshold of the TLC2654 and TLC2654A requires no level shifting when used in the single-supply configuration with a normal CMOS or TTL clock input.

Innovative circuit techniques used on the TLC2654 and TLC2654A allow exceptionally fast overload recovery time. An output clamp pin is available to reduce the recovery time further.

The device inputs and output are designed to withstand ± 10 mA surge currents without sustaining damage. In addition, the TLC2654 and TLC2654A incorporate internal ESD protection circuits that prevent functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015; however, care should be exercised in handling these devices as exposure to ESD may result in degradation of the device performance.

The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C . The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C .

EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE



**Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{DD} , (see Note 1)	– 8 V
Supply voltage, V_{DD} , (see Note 1)	– 8 V
Differential input voltage (see Note 2)	± 16 V
Input voltage range, V_I (any input, see Note 1)	± 8 V
Voltage on CLK IN and INT/EXT pins	$V_{DD} - 10$ to $V_{DD} + 5$ V
Input current, I_I (each input)	± 5 mA
Output current, I_O	± 50 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 3)	Unlimited
Current into CLK IN and INT/EXT pins	± 5 mA
Continuous total dissipation	see Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature, T_A : M-suffix	– 55°C to 125°C
I-suffix	– 40°C to 85°C
C-suffix	0°C to 70°C
	– 65°C to 150°C
Storage temperature range	– 65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1.8 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, or P package	260°C
Lead temperature 1.8 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J, JG, or L package	300°C

NOTES

1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{DD-} and V_{DD-} .
2. Differential voltages are at the noninverting input with respect to the inverting input.
3. The output must be shorted to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the maximum dissipation ratio is not exceeded.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	T _A = 25°C		DERATING FACTOR ABOVE T _A = 25°C		T _A = 75°C		T _A = 85°C		T _A = 125°C	
	POWER RATING				POWER RATING		POWER RATING		POWER RATING	
DO8	725 mW	5.8 mW/°C			464 mW		377 mW		145 mW	
D014	950 mW	7.6 mW/°C			628 mW		494 mW		180 mW	
K	1216 mW	11.6 mW/°C			800 mW		640 mW		245 mW	
J	1375 mW	11.0 mW/°C			880 mW		713 mW		275 mW	
JG	1050 mW	8.4 mW/°C			672 mW		546 mW		210 mW	
L	850 mW	5.2 mW/°C			416 mW		334 mW		130 mW	
H	1575 mW	12.6 mW/°C			1008 mW		806 mW		315 mW	
R	1890 mW	18.0 mW/°C			564 mW		470 mW		200 mW	

recommended operating conditions

	M-SUFFIX		I-SUFFIX		C-SUFFIX		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
battery voltage, V_{DD}	≥ 2.3	≥ 8	≥ 2.3	≥ 8	≥ 2.3	≥ 8	V
common mode							
ref. voltage, V_{IC}	$V_{DD} -$	$V_{DD} - 2.3$	$V_{DD} -$	$V_{DD} - 2.3$	$V_{DD} -$	$V_{DD} - 2.3$	V
load output voltage	$V_{DD} -$	$V_{DD} - 5$	$V_{DD} -$	$V_{DD} - 5$	$V_{DD} -$	$V_{DD} - 5$	V
load driving time							
propagation, t_{AP}	-55	125	-40	85	0	70	°C

TLC2654I, TLC2654AI
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} \pm \pm 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS ¹	TLC2654AI			TLC2654I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	$V_{IC} = 0, \quad R_G = 50 \Omega$	25°C	4	10	5	20		μV
mV_{IO}			Full range		30		40		
			-40°C to 85°C		0.004	0.3	0.004	0.3	
Input offset voltage long term drift (see Note 4)			25°C	0.003	0.02	0.003	0.06		$\mu\text{V}/\text{mo}$
I_O	Input offset current		25°C	30		30			pA
I_B			Full range		200		200		
			25°C	50		50			pA
I_B			Full range		200		200		
			25°C	50		50			pA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	$R_G = 50 \Omega$	Full range		-5 to 2.7	-5 to 2.7			V
V_{CM+}	Maximum positive peak output voltage swing	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$, See Note 5	25°C	4.7	4.8	4.7	4.8		V
V_{CM-}	Maximum negative peak output voltage swing	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$, See Note 5	25°C	-4.7	-4.9	-4.7	-4.9		V
V_{DM}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 4 \text{ V}, R_L = 10 \text{ k}\Omega$	Full range		-4.7	-4.7			
A_{VD}	Differential voltage amplification		25°C	135	155	130	155		dB
Internal chopping frequency			Full range	125		120			Hz
f_{ch}	Internal chopping frequency	25°C	10		10	10			kHz
Clamp on state current		$R_L = 100 \text{ k}\Omega$	25°C	25		25			μA
		Full range		25		25			
Clamp off state current		$V_O = -4 \text{ V to } 4 \text{ V}$	25°C	100		100			pA
		Full range		100		100			
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_O = 0 \text{ V}, V_{ICR} \text{ min}, R_G = 50 \Omega$	25°C	110	125	105	125		dB
		Full range		110		105			
KSVR	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{OS} / \Delta V_{DD}$)	$V_{DD} \pm = 1.5 \text{ V to } 8 \text{ V}, V_O = 0, R_G = 50 \Omega$	25°C	120	125	110	125		dB
		Full range		120		110			
I_{DD}	Supply current	$V_O = 0, \text{ No load}$	25°C	1.5	2.1	1.5	2.1		mA
		Full range		2.2		2.2			

¹ Full range is -40°C to 85°C.

NOTES: 4. Typical values are based on the input offset voltage shift observed through 168 hours of operating life test at $T_A = 150^\circ\text{C}$ extrapolated to $T_A = 25^\circ\text{C}$ using the Arrhenius equation and assuming an activation energy of 0.96 eV.

5. Output clamps not connected.

TLC2654I, TLC2654AI
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} \pm = \pm 5$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	TLC2654AI			TLC2654I			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
SR +	Positive slew rate at unity gain	$V_O = \pm 2.3$ V, $R_L = 10$ k Ω , $C_L = 100$ pF	25°C	1.5	2	1.5	2	V/ μ s	
SR -	Negative slew rate at unity gain		Full range	1.2		1.2		V/ μ s	
			25°C	2.3	3.7	2.3	3.7		
			Full range	1.5		1.5			
V_n	Equivalent input noise voltage (see Note 5)	$f = 10$ Hz	25°C	47	75	47		nV/ \sqrt{Hz}	
		$f = 1$ kHz	25°C	13	20	13			
V_{NPP}	Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0$ to 1 Hz	25°C	0.5		0.5		μ V	
		$f = 0$ to 10 Hz	25°C	1.5		1.5			
i_n	Equivalent input noise current	$f = 1$ kHz	25°C	0.004		0.004		pA/ \sqrt{Hz}	
	Gain-bandwidth product	$f = 10$ kHz, $R_L = 10$ k Ω , $C_L = 100$ pF	25°C	1.9		1.9		MHz	
ϕ_m	Phase margin at unity gain	$R_L = 10$ k Ω , $C_L = 100$ pF	25°C	48°		48°			

¹Full range is -40°C to 85°C

²NOTE 6: This parameter is tested on a sample basis for the TLC2654A. For other test requirements, please contact the factory. This statement has no bearing on testing or non-testing of other parameters.

TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS

table of graphs

			FIGURE
V_{IO}	Input offset voltage	Distribution	1
	Normalized input offset voltage	v_s Chopping frequency	2
I_{IO}	Input offset current	v_s Chopping frequency	3
		v_s Temperature	4
I_{IB}	Input bias current	v_s Common-mode voltage	5
		v_s Chopping frequency	6
	Clamp current	v_s Temperature	7
		v_s Output voltage	8
V_{OH}	Maximum peak output voltage swing	v_s Output current	9
		v_s Temperature	10
V_{OPP}	Maximum peak-to-peak output voltage swing	v_s Frequency	11
$CMRR$	Common-mode rejection ratio	v_s Frequency	12
A_{VD}	Differential voltage amplification	v_s Frequency	13
		v_s Temperature	14
f_{CH}	Chopping frequency	v_s Supply voltage	15
		v_s Temperature	16
I_{SD}	Supply current	v_s Supply voltage	17
		v_s Temperature	18
I_{OS}	Short-circuit output current	v_s Supply voltage	19
		v_s Temperature	20
SR	Slew rate	v_s Supply voltage	21
		v_s Temperature	22
	Pulse response	Small signal	23
		Large signal	24
V_{NPP}	Peak-to-peak equivalent input noise voltage	v_s Chopping frequency	25, 26
V_n	Equivalent input noise voltage	v_s Frequency	27
h_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio	v_s Frequency	28
	Gain-bandwidth product	v_s Supply voltage	29
		v_s Temperature	30
	Phase margin	v_s Supply voltage	31
		v_s Temperature	32
ϕ_m	Phase shift	v_s Frequency	33

TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

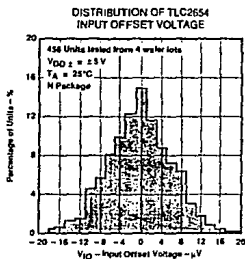


FIGURE 1

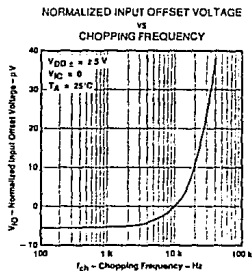


FIGURE 2

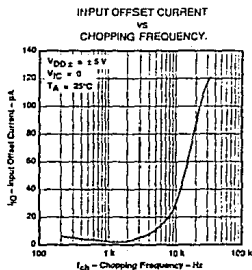


FIGURE 3

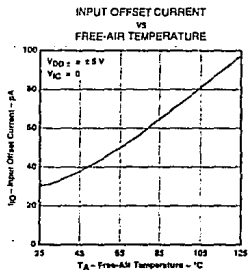


FIGURE 4

†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS¹

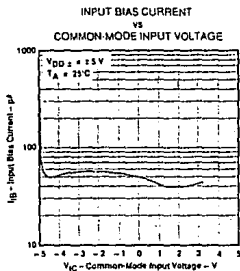


FIGURE 5

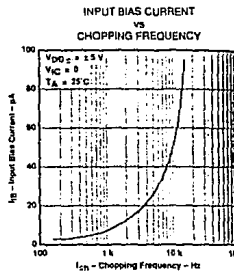


FIGURE 6

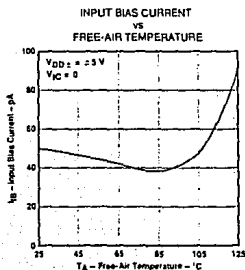


FIGURE 7

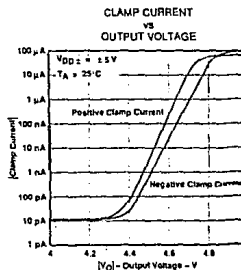
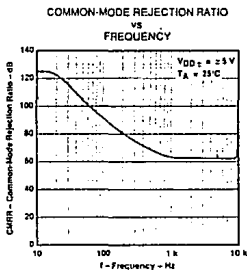
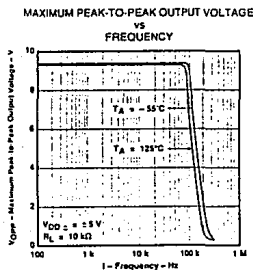
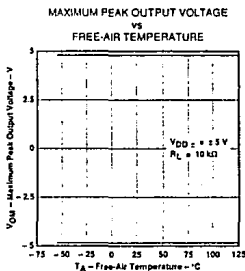
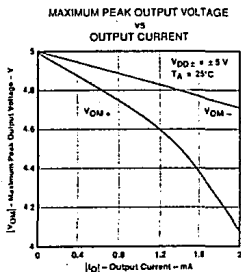


FIGURE 8

TLC2554, TLC2554A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†



† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS¹

**LARGE-SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE
 AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT**

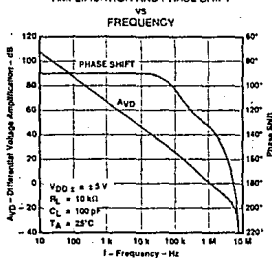


FIGURE 13

LARGE-SIGNAL VOLTAGE AMPLIFICATION

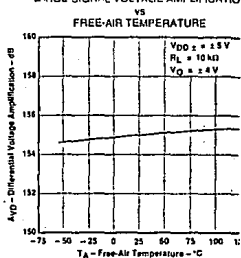


FIGURE 14

CHOPPING FREQUENCY

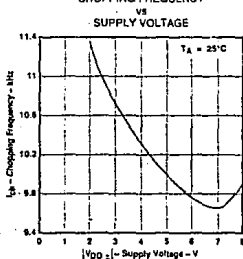


FIGURE 15

CHOPPING FREQUENCY

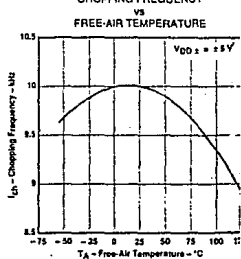
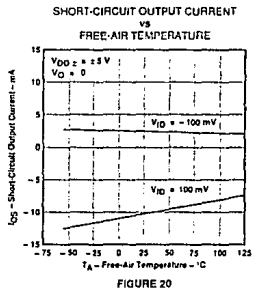
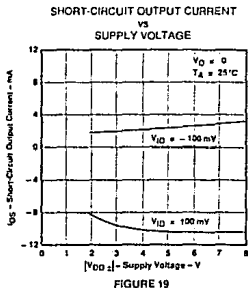
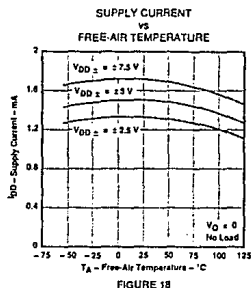
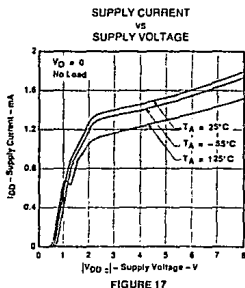


FIGURE 16

TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

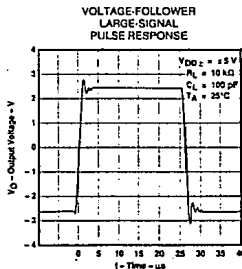
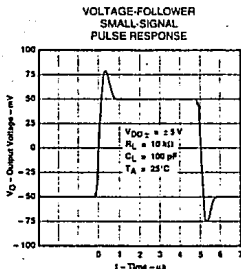
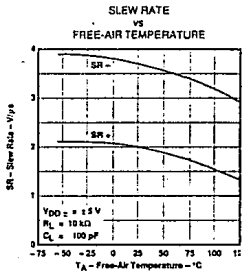
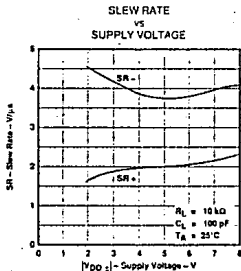
TYPICAL CHARACTERISTICS†



†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†



TLC2654, TLC2654A
Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS

**PEAK-TO-PEAK INPUT NOISE VOLTAGE
 VS
 CHOPPING FREQUENCY**

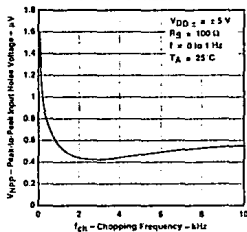


FIGURE 25

**PEAK-TO-PEAK INPUT NOISE VOLTAGE
 VS
 CHOPPING FREQUENCY**

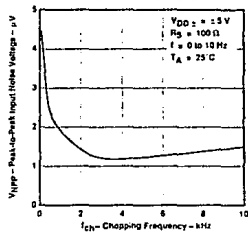


FIGURE 26

**EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE
 VS
 FREQUENCY**

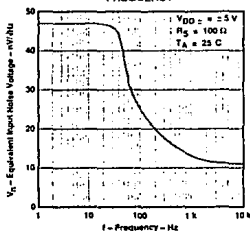


FIGURE 27

**SUPPLY-VOLTAGE REJECTION RATIO
 VS
 FREQUENCY**

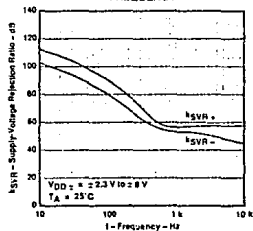


FIGURE 28



National
Semiconductor
Corporation

CD4016BM/CD4016BC Quad Bilateral Switch

General Description

The CD4016BM/CD4016BC is a quad bilateral switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with CD4066BM/CD4066BC.

Features

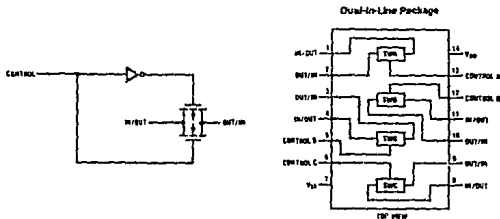
- Wide supply voltage range 3V to 15V
- Wide range of digital and analog switching $\pm 7.5 V_{PEAK}$
- "ON" resistance for 15V operation 400 Ω (typ.)
- Matched "ON" resistance over 15V signal input $\Delta R_{ON} = 10\Omega$ (typ.)
- High degree of linearity 0.4% distortion (typ.)
- $f_s = 1 \text{ MHz}$, $V_{DS} = 5 V_{DD}$
 $V_{DD} - V_{SS} = 10V$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$
- Extremely low "OFF" switch leakage 0.1 nA (typ.)
- $V_{DD} - V_{SS} = 10V$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$

- Extremely high control input impedance 10 $^{12}\Omega$ (typ.)
- Low crosstalk between switches -50 dB (typ.)
- Frequency response, switch "ON" $f_s = 0.9 \text{ MHz}$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
40 MHz (typ.)

Applications

- Analog signal switching/multiplexing
- Signal gating
- Switch control
- Chopper
- Modulator/Demodulator
- Commutating switch
- Digital signal switching/multiplexing
- CMOS logic implementation
- Analog-to-digital/digital-to-analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal gain

Schematic and Connection Diagrams



Cavity Dual-In-Line Package (J)
Order Number CD4016BMJ or CD4016BCJ
See NS Package Number J14A

Small Outline Package (M)
Order Number CD4016DCM
See NS Package Number M14A

Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number CD4016BMN or CD4016BCN
See NS Package Number N14A

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 7)

(Notes 1 and 2)

V_{DD} Supply Voltage -0.5V to +18V

V_{IN} Input Voltage -0.5V to V_{DD} + 0.5V

T_S Storage Temperature Range -65°C to +150°C

P_D Package Dissipation 500 mW

Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 260°C

Recommended Operating

Conditions (Hole 2)

V_{DD} Supply Voltage

3V to 15V

V_{IN} Input Voltage

0V to V_{CC}

T_A Operating Temperature Range

CD4016BM

-55°C to +125°C

CD4016BC

-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4016BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		25°C		125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	
I _{DD}	Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS} V _{DD} = 10V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS} V _{DD} = 15V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS}		0.25 0.5 1.0		0.01 0.01 0.01	0.25 0.5 1.0	7.5 15 30	μA
Signal Inputs and Outputs									
R _{ON}	"ON" Resistance	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} or V _{DD} V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} V _{DD} = 10V, V _{IS} = 4.75 to 5.25V V _{DD} = 15V, V _{IS} = 7.25 to 7.75V		600 360		250 200	660 400	960 600	Ω Ω
A _{RON}	3"ON" Resistance Between any 2 of 4 Switches (in Same Package)	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		1870 775		850 400	2000 850	2600 1220	Ω Ω
I _S	Input or Output Leakage Switch "OFF"	V _C = 0, V _{DD} = 15V V _{IS} = 15V and 0V, V _{OS} = 0V and 15V		±50		±0.1 10	±50	±500	nA
Control Inputs									
V _{IL}	Low Level Input Voltage	V _{IS} = V _{SS} and V _{DD} V _{OS} = V _{DD} and V _{SS} I _S = ±10 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		0.9 0.9 0.9			0.7 0.7 0.7	0.5 0.5 0.5	V
V _{OH}	High Level Input Voltage	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V (see Note 6 and Figure 8) V _{DD} = 15V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0			3.5 7.0 11.0	V
I _{IN}	Input Current	V _{DD} = V _{SS} = 15V V _{DD} ≥ V _{IS} ≥ V _{SS} V _{DD} ≥ V _{IC} ≥ V _{SS}		±0.1		±10 ⁻³	±0.1	±1.0	μA

DC Electrical Characteristics CD4016BC (Note 2) (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		25°C		85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	
I _{DD}	Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS} V _{DD} = 10V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS} V _{DD} = 15V, V _{IN} = V _{DD} or V _{SS}		1.0 2.0 4.0		0.01 0.01 0.01	1.0 2.0 4.0	7.5 15 30	μA
Signal Inputs and Outputs									
R _{ON}	"ON" Resistance	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} or V _{DD} V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} V _{DD} = 10V, V _{IS} = 4.75 to 5.25V V _{DD} = 15V, V _{IS} = 7.25 to 7.75V		810 370		275 200	660 400	840 520	Ω
3R _{ON}	3"ON" Resistance Between any 2 of 4 Switches (In Same Package)	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V				15 10			Ω
I _S	Input or Output Leakage Switch "OFF"	V _C = 0, V _{DD} = 15V V _{IS} = 0V or 15V, V _{OIS} = 15V or 0V	±50		±0.1	±50		±200	nA
Control Inputs									
V _{IL}	Low Level Input Voltage	V _{IS} = V _{SS} and V _{DD} V _{OIS} = V _{DD} and V _{SS} I _{IS} = ±10 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		0.9 0.9 0.9		0.7 0.7 0.7		0.4 0.4 0.4	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V (see Note 6 and Figure 6) V _{DD} = 15V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0		V
I _{IL}	Input Current	V _{DD} = V _{SS} = 15V V _{DD} = V _{SS} = V _{SS} V _{DD} = V _{SS} = V _{SS}	±0.3		±10 ⁻⁵	±0.3		±1.0	μA

AC Electrical Characteristics T_A = 25°C, t_r = t_f = 20 ns and V_{SS} = 0V unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PHL} , t _{PLH}	Propagation Delay Time Signal Input to Signal Output	V _C = V _{DD} , C _L = 50 pF, (Figure 1) R _L = 200k V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		58 27 20	100 50 40	ns
t _{PLH} , t _{PHL}	Propagation Delay Time Control Input to Signal Output High Impedance to Logical Level	R _L = 1.0 kΩ, C _L = 50 pF, (Figures 2 and 3) V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		20 18 17	50 40 35	ns
t _{PHZ} , t _{PLZ}	Propagation Delay Time Control Input to Signal Output Logical Level to High Impedance	R _L = 1.0 kΩ, C _L = 50 pF, (Figures 2 and 3) V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		15 11 10	40 25 22	ns
	Sine Wave Distortion	V _C = V _{DD} = 5V, V _{SS} = -5 R _L = 10 kΩ, V _{IS} = 5 V p.p., f = 1 kHz, (Figure 4)		0.4		%

AC Electrical Characteristics (Continued)

T_A = 25°C, t_r = 20 ns and V_{SS} = 0V unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	Frequency Response — Switch "ON" (Frequency at -3 dB)	V _{CC} = V _{DD} = 5V, V _{SS} = -5V, R _L = 1 kΩ, V _{IS} = 5 V _{p,p} , 20 Log ₁₀ V _{OS} /V _{IS} (1 kHz) = -dB, (Figure 4)		40		MHz
	Feedthrough — Switch "OFF" (Frequency at -50 dB)	V _{DD} = 5V, V _C = V _{SS} = -5V, R _L = 1 kΩ, V _{IS} = 5 V _{p,p} , 20 Log ₁₀ (V _{OS} /V _{IS}) = -50 dB, (Figure 4)		1.25		MHz
	Crosstalk Between Any Two Switches (Frequency at -50 dB)	V _{DD} = V _{CC(A)} = 5V, V _{SS} = V _{CC(B)} = -5V, R _L = 1 kΩ, V _{IS(A)} = 5 V _{p,p} , 20 Log ₁₀ (V _{OS(B)} /V _{IS(A)}) = -50 dB, (Figure 5)		0.9		MHz
	Crosstalk, Control Input to Signal Output	V _{DD} = 10V, R _L = 10 kΩ, R _{IS} = 1 kΩ, V _{CC} = 10V Square Wave, C _L = 50 pF (Figure 6)		150		mV _{p,p}
	Maximum Control Input	R _L = 1 kΩ, C _L = 50 pF, (Figure 7) V _{OS} = 1/2 V _{IS} (1 kHz)		6.5		MHz
		V _{DD} = 5V		8.0		MHz
		V _{DD} = 10V		9.0		MHz
C _{IS}	Signal Input Capacitance			4		pF
C _{OS}	Signal Output Capacitance	V _{DD} = 10V		4		pF
C _{OS}	Feedthrough Capacitance	V _C = 0V		0.2		pF
C _{IN}	Control Input Capacitance			5	7.5	pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: V_{SS} = 0V unless otherwise specified.

Note 3: These devices should not be connected to circuits with the power "ON".

Note 4: In all cases, there is approximately 5 pF of parasitic and jig capacitance on the output, however, the capacitance is included in C_L whenever it is specified.

Note 5: V_{IS} is the voltage at the in/out pin and V_{OS} is the voltage at the out/in pin. V_C is the voltage at the control input.

Note 6: If the switch input is tied at V_{DD}, V_{CC} is the control input level that will cause the switch output to meet the standard "B" series V_{OH} and V_{OL} output levels. If the analog switch input is connected to V_{SS}, V_{CC} is the control input level which allows the switch to sink standard "B" series I_{OL} (high level current, and sink current) at V_{CC} = 5 "B" series. These currents are shown in Figure 8.

Note 7: Refer to RET4018G3 for military specifications.

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms

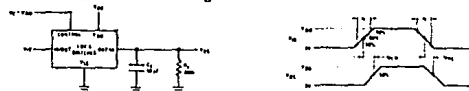


Figure 1. 1p1L, 1p1H Propagation Delay Time Signal Input to Signal Output

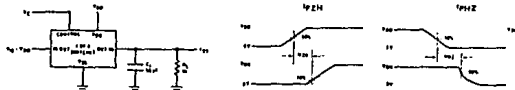


FIGURE 2. 1p2L, 1p2H Propagation Delay Time Control to Signal Output

7U7/3441-3

ICL7106/ICL7107 **3½-Digit LCD/LED** **Single-Chip A/D Converter**

GENERAL DESCRIPTION

The internal ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3½-digit A/D converters containing all the necessary active devices on a single CMOS IC. Included are seven-segment decoders, display drivers, a 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. It features auto-zero to less than 10µV, zero drift of less than 1µV/°C, input bias current of 10 pA max., and rollover error of less than one count. True differential inputs and reference are useful in all systems, but give the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. Finally, the true economy of single power supply operation (7106), enables a high performance panel meter to be built with the addition of only 10 passive components and a display.

INTERMIL
ICL7106/ICL7107

FEATURES

- Guaranteed Zero Reading for 0 Volts Input on All Scales
- True Polarity at Zero for Precise Null Detection
- 1pA Typical Input Current
- True Differential Input and Reference
- Direct Display Drive — No External Components Required — LED ICL7106 — LCD ICL7107
- Low Noise — Less Than 15µV p-p
- On-Chip Clock and Reference
- Low Power Dissipation — Typically Less Than 10mW
- No Additional Active Circuits Required
- New Small Outline Surface Mount Package Available
- Evaluation Kit Available

ORDERING INFORMATION

Part Number	Temperature Range	Package
ICL7106CPL	0°C to +70°C	40 pin plastic DIP
ICL7106CJL	0°C to +70°C	40 pin CERDIP
ICL7106CM44	0°C to +70°C	44 pin Surface Mount
ICL7107CJL	0°C to +70°C	40 pin CERDIP
ICL7107CPL	0°C to +70°C	40 pin plastic DIP
ICL7106EV/Kit		Evaluation kits contain IC, display, circuit board, passive components and hardware
ICL7107EV/Kit		

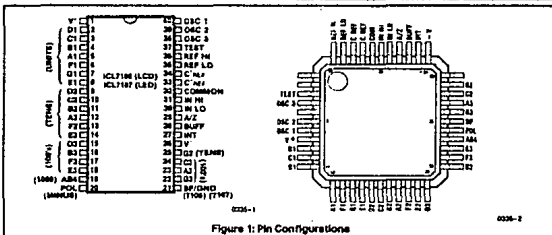


Figure 1: Pin Configurations

INTERMIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE EDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All signal related have been characterized but are not tested.

301650-003

ICL7106/ICL7107



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
ICL7106, V ⁺ to V ⁻	15V
ICL7107, V ⁺ to GND	+8V
ICL7107, V ⁻ to GND	-9V
Analog Input Voltage (either input)(Note 1)	V ⁺ to V ⁻
Reference Input Voltage (either input)	V ⁺ to V ⁻
Clock Input	
ICL7106	TEST to V ⁺
ICL7107	GND to V ⁺

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 rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Note 1: Input voltage may exceed the supply voltage 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.

Power Dissipation (Note 2)

Ceramic Package	1000mW
Plastic Package	800mW
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	300°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

Characteristic	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
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 inputs near Full Scale)	-V _{IN} = +V _{IN} = 200.0mV	-1	±2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200.0mV or full scale = 2.000V (Note 5)	-1	±2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	V _{CM} = ±1V, V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		50		μV/V
Noise (Pit-Pit value not exceeded 95% of time)	V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current Input	V _{IN} = 0 (Note 6)		1	10	pA
Zero Reading Drift	V _{IN} = 0 0° < T _A < 70°C (Note 6)		0.2	1	μV/°C
Scale Factor Temperature Coefficient	V _{IN} = 199.0mV 0° < T _A < 70°C (Ext. Ref. Oppm/°C) (Note 6)		1	5	ppm/°C
V ⁺ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	V _{IN} = 0		0.8	1.8	mA
V ⁻ Supply Current (7107 only)			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	25kΩ between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	25kΩ between Common & Pos. Supply		80		ppm/°C

INTERTEC'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values are typical representations and are not guaranteed.

ICL7106/ICL7107

INTERTEC ICL7106/ICL7107

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3) (Continued)

Characteristics	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
7106 ONLY Ph-Ph Segment Drive Voltage Ph-Ph Backplane Drive Voltage (Note 5)	$V^+ \text{ to } V^- = 8V$	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19 & 20)	$V^+ = 5.0V$ Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
(Pin 19 only)		10	16		mA
(Pin 20 only)		4	7		mA

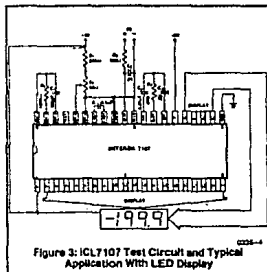
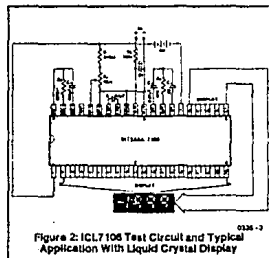
NOTES: 1. Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at $T_A = 25^\circ C$, $I_{load} = 48mV$. 7106 is tested in the circuit of Figure 2. 7107 is tested in the circuit of Figure 3.

2. Refer to "Differential Input" discussion.

3. Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

4. Not tested, guaranteed by design.

TEST CIRCUITS



INTERTEC'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All special orders have been characterized but are not tested.

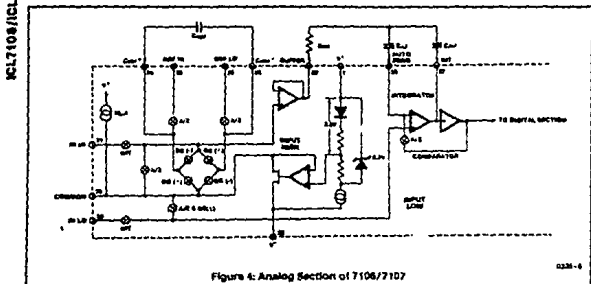


Figure 4: Analog Section of 7106/7107

0328-6

DETAILED DESCRIPTION

Analog Section

Figure 4 shows 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).

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_{AZ} 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 10µV.

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: up to one volt from 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.

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 assures 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

$$1000 \left(\frac{V_{IN}}{V_{REF}} \right)$$

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 60 dB typical. However, 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 output swing can be reduced to less than the recommended 2V full scale swing with little loss of accuracy. The integrator output can swing to within 0.3 volts of either supply without loss of linearity. See Application Note 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 positive or negative input voltage and gives a roll-over error. However, by selecting the reference capacitor such that it is

MT016: THE BOM AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY POLICY OF THE CONVERTER OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All signal voltage levels must be referenced to a common ground.

ICL7106/ICL7107

CONTINUED

ICL7106/ICL7107

large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count worst case. (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 2.5 volts more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V. However, 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 (0.001%/V), low output impedance ($\approx 15\Omega$), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/ $^{\circ}C$.

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 linearity in going from a high dissipation count such as 1000 (20 segments on) to a low dissipation count such as 1111 (8 segments on) can suffer by a count or more. Devices with a positive TC reference may require several counts to pull out of an overrange condition. This is because overrange is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overrange and a nonoverrange 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 Figure 5.

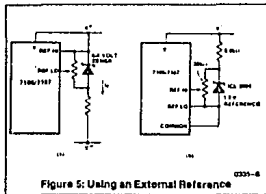


Figure 5: Using an External Reference

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 tied 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 approximately 30mA of current to hold the voltage 2.5 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 6 and 7 show such an application. No more than a 1mA load should be applied.

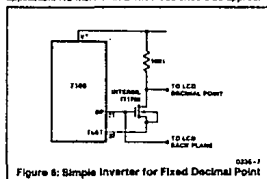


Figure 6: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

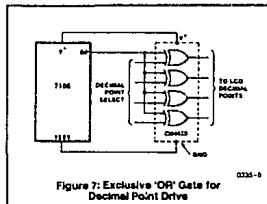
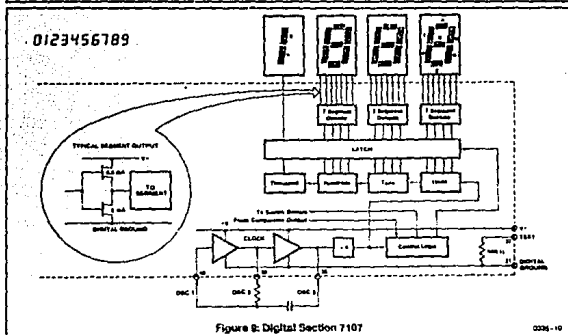
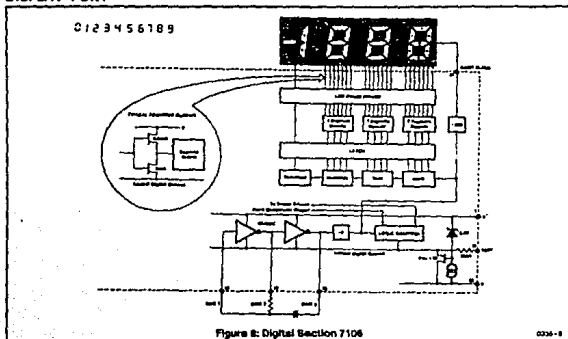


Figure 7: Exclusive 'OR' Gate for Decimal Point Drive

INTERA'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All device values have been characterized but are not tested.

DISPLAY FONT



INTEGRAL IS SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE LOCATION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All signal returns have been interconnected and are not shown.

ICL7106/ICL7107

INTERNATIONAL
ICL7106/ICL7107

The second function is a "lamp test". When TEST is pulsed 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 8 and 9 show the digital section for the 7106 and 7107, respectively. In the 7106, an internal digital ground is generated from a 5 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 60Hz 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 9 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 18) 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.

System Timing

Figure 10 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.

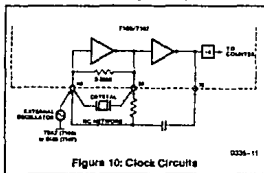


Figure 10: Clock Circuits

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: read 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 counts (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 60Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of 60Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 60kHz, 30kHz, 48kHz, 40kHz, 33 1/3kHz, etc. should be selected. For 50Hz rejection, Oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 60 1/2 kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that 40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50 and 60Hz (also 400 and 440Hz).

COMPONENT VALUE SELECTION

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 PCB board. For 2 volt full scale, 470k Ω is near optimum and similarly 47k Ω for a 200.0 mV scale.

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 that it must have a low dielectric absorption to prevent rollover errors. While other types of capacitors are adequate for this application, polypropylene capacitors give undetectable errors at reasonable cost.

Auto-Zero Capacitor

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

INTERNATIONAL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITIONS OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All system values have been characterized and are not tested.

ICL7106/ICL7107

INTERNATIONAL

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 rollover errors. Generally 1.0 μ F will hold the rollover error to 0.5 count in this instance.

Oscillator Components

For all ranges of frequency a 100k Ω resistor is recommended and the capacitor is selected from the equation $f = \frac{0.45}{RC}$. For 48kHz clock (3 readings/second), $C = 100\mu$ F.

Reference Voltage

The analog input required to generate full-scale output (2000 counts) at $V_{REF} = 2V$ is 2V. Thus, for the 200mV and 2000 volt scale, VREF should equal 100.0mV 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 0.662V. Instead of dividing the input down to 200mV, the designer should use the input voltage directly and select $V_{REF} = 0.341V$. 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 $V_{REF} = 0$. 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.

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 11 shows the application. See ICL7660 data sheet for an alternative.

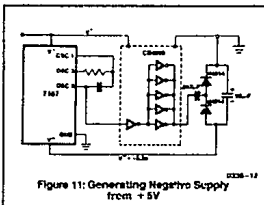


Figure 11: Generating Negative Supply from +5V

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.

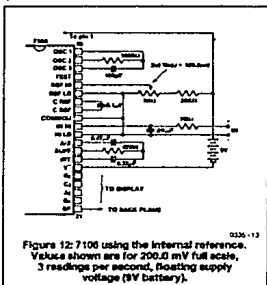


Figure 12: ICL7106 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second, floating supply voltage (9V battery).

INTERNATIONAL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLES OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

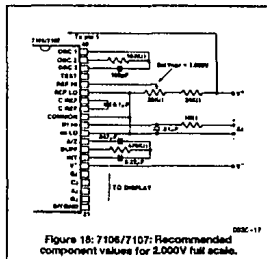
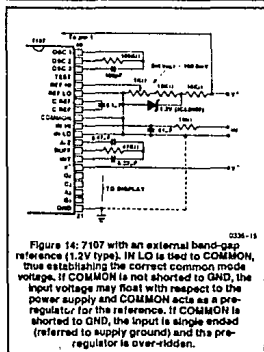
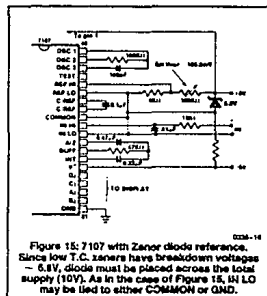
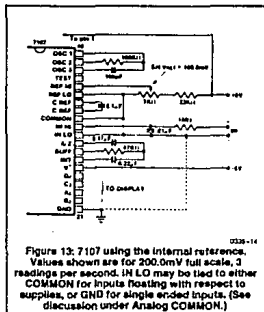
NOTE: All optional values have been approximated but are not intended.

ICL7106/ICL7107

INTEREST

KCL7106/KCL7107

2



REPAIRS, MAINTENANCE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

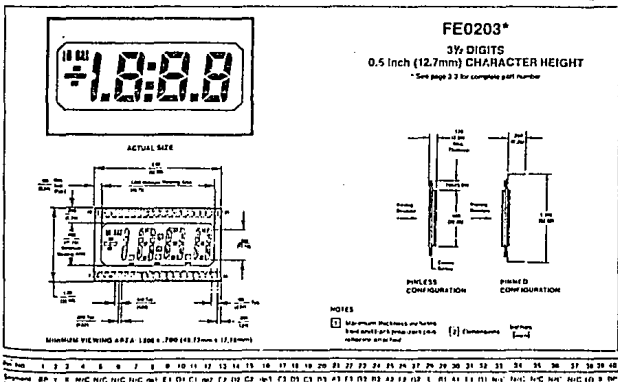
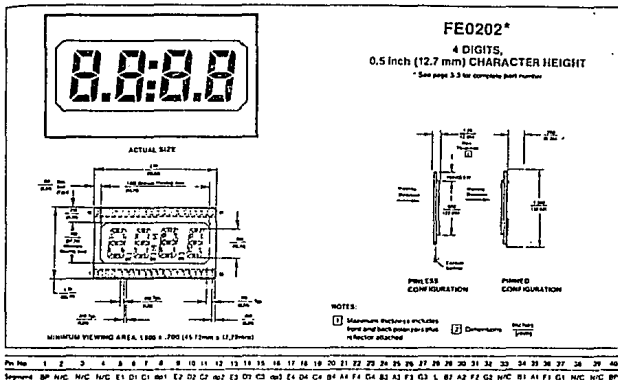
NOTE: All figures are approximate and have been rounded off.

F)

AND

LCD Panel Displays

FE0202 / FE0203



BIBLIOGRAFIA

- Medical Instrumentation:
Application and Design.
Gebster, J.G.
Houghton Mifflin Company. 1978.
- Prácticas de laboratorio de pruebas físicas II
(Capacitación específica de laboratorista químico).
Marzo 1983.
- Instrumental Analysis.
Henry H. Bauer, Gary D. Cristian, James E. O'reilly.
Allyn and Bacon Inc. 1979.
- Handbook of Modern Analytical Instruments.
Raghibir Singh Khandpur.
Lab Books Inc. 1981.
- Instrumental Methods of Analysis.
Willard H., Merritt L., Dean J.
D. Van Nostrand Company, Inc. 1974.
- Integrated Circuits and Semiconductor Devices;
Theory and Application.
Gordon J. Deboo, Clifford N. Burrous.
McGraw-Hill.
- Optoelectrónica.
Fundamentos Teóricos y Aplicaciones Prácticas.
R. Damaye.
Paraninfo, 1971.
- Applications of Linear Integrated Circuits.
Eugene R. Hnatek.
John Wiley and Sons.

- Bioquímica. Manual de Laboratorio.
Universidad Nacional Autónoma de México.
Facultad de Medicina.
- IC Op-Amp. Cookbook.
Walter C. Jung.
Third edition 1986.
Howard W. Sams & Co.
- The Art of Electronics.
Horowitz Paul, Hill Winfield.
Cambridge University Press 1980.
- Instrumentación Electrónica y Mediciones.
Cooper, William David.
Prentice Hall 1988.
- Linear Circuits
Amplifiers, Comparators and
Special Functions. vol.1
Texas Instruments. 1989.
- Linear Databook.
National Semiconductors
Corporation. 1982.
- Linear Applications Handbook.
National Semiconductors
Corporation. 1991.