

2ij' 55



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA
ESTACION METEOROLOGICA

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
PRESENTA:
ENRIQUE RAMON GOMEZ ROSAS

Director: M. I. Lauro Santiago Cruz



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE.

1.- Introducción.	5.
2.- Descripción.	7.
3.- Temperatura.	15.
4.- Evaporación.	33.
5.- Presión Atmosférica.	47.
6.- Humedad.	59.
7.- Velocidad y dirección del viento.	70.
8.- Precipitación.	85.
9.- Radiación solar y horas sol.	94.
10.- Módulo base.	112.
11.- Convertidor A/D.	119.
12.- Fuente de poder.	132.
13.- Conclusiones.	151.
14.- Características técnicas.	156.

CAPITULO UNO

INTRODUCCION

¿Qué es el clima?. Esta pregunta tan sencilla encierra fenómenos muy complicados, los cuales pueden acarrear estudios muy interesantes y complejos.

De una forma muy sencilla podríamos decir que el clima es el conjunto de todos los fenómenos meteorológicos de un lugar y en un tiempo dados.

El estudio de los fenómenos climatológicos tiene cada día mayor auge debido a que afectan al ser humano en casi todos los aspectos de la vida, por ejemplo en el económico.

¿Cuántas veces no se pierden cosechas, ganado, e inclusive vidas humanas por tormentas o sequías no previstas? Otros ejemplos son los daños causados a construcciones y naves aéreas y marítimas por fenómenos climatológicos, por ráfagas de vientos, variaciones en la densidad del aire, etc.

Esto hace deseable un conocimiento profundo de los fenómenos climatológicos.

Para comprender mejor su comportamiento se realizan estudios muy especializados, con el fin de desenmarañar las leyes que los rigen.

Los fenómenos meteorológicos son muy caprichosos, y hasta ahora son prácticamente imposibles de controlar, sin embargo, basados en los fenómenos mensurables como son humedad, radiación solar, presión, viento, etc., podemos darnos una idea del clima que prevalece en un lugar determinado.

Son grandes las dificultades que se deben enfrentar para pronosticar el clima, por lo que a la fecha las predicciones del mismo son muy poco confiables.

En primer lugar, el estudiar el clima de una región aisladamente arroja resultados poco veraces, debido a que en la realidad, el clima de una zona interactúa con el de otras.

Análogamente, existe una interdependencia entre las distintas variables meteorológicas como son: evaporación, humedad, precipitación, presión, radiación solar, velocidad y dirección del viento y temperatura. Lo anterior hace apropiado enfocar el problema de manera sistémica.

Es entonces necesario tener una red que monitoree las variables más importantes en una región grande e incluso mundialmente, la que permitiría una predicción confiable.

A la fecha las mediciones de estas variables se realizan por lo común manualmente, a partir de dispositivos mecánicos y en consecuencia analógicos, con intervalos aleatorios entre una medición y otra, por intervenir el hombre.

Sería conveniente el uso de un sistema autónomo para realizar todas estas tareas de forma más precisa y continua, teniendo inclusive la capacidad para poder decidir si se almacena o no un dato capturado.

Actualmente esto es fácil de lograr con la ayuda de la electrónica, pues con ésta se pueden sensor todas las variables anteriores. La toma de lecturas, puede ser casi continua porque la rapidez de los sistemas electrónicos comparada con la de los fenómenos meteorológicos es muy grande.

Además los sistemas digitales actuales con capacidad de decisión son muy compactos.

Existen compañías especializadas que construyen estaciones meteorológicas automatizadas, pero hasta ahora todos los modelos presentan desventajas como son: alto costo inicial y de reparación (debido al uso de circuitos integrados de aplicación específica y de partes mecánicas), fabricación para climas e idiosincrasias diferentes a los nacionales.

Así pues, la finalidad de este proyecto es el diseño y construcción de un sistema electrónico capaz de medir las variables analógicas mencionadas el cual describiremos en el siguiente capítulo.

CAPITULO DOS

DESCRIPCION

2.1. Aspectos generales.

El sistema desarrollado es una estación meteorológica, la cual se diseñó y construyó para monitorear el estado de las variables climatológicas de forma continua cumpliendo con los requerimientos de un funcionamiento sencillo, una construcción modular, de fácil calibración, de alta integración nacional, de bajo mantenimiento y de bajo costo inicial y de operación.

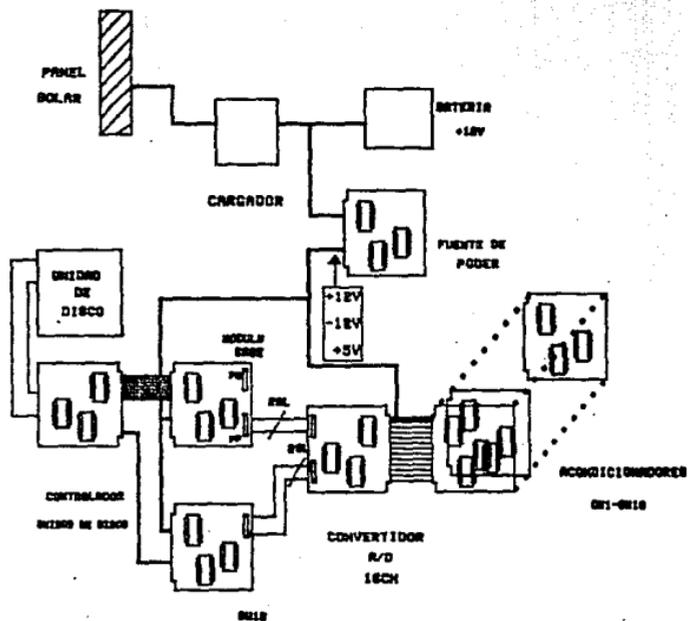
La construcción del sistema es de forma modular lo que permite conservar la misma estructura de bloques que en el diagrama mostrado en la figura 2.1.1 con lo cual la operación, manufactura y el mantenimiento son sencillos.

2.2. Acondicionadores.

Para la medición de las variables meteorológicas se requiere de sensores y acondicionadores adecuados a cada una de ellas.

La combinación de sensor y acondicionador, para cada una de las variables, constituye un instrumento de medición con características particulares en cuanto a los valores máximos y mínimos de entrada.

Las variables climatológicas producen en el transductor salidas analógicas o digitales, sin embargo se procesa la información de forma tal que la salida del acondicionador sea analógica; siempre dentro de la gama de un volt.



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA		DISEÑO
PROYECTO		PLA.

Además los acondicionadores se diseñaron utilizando básicamente los mismos componentes, ya sean amplificadores operacionales, referencias u osciladores, a fin de tener una variedad de piezas mínimas, con lo cual el "stock" de refacciones se reduce al mínimo, pues se utilizan piezas comunes para reparar los diferentes acondicionadores .

2.3. Convertidor analógico digital.

La señal proveniente de los acondicionadores se pasa a través de un convertidor analógico digital (A/D), el cual traduce el valor analógico en una palabra digital.

Con el propósito de tener una buena resolución el convertidor A/D es de tres dígitos y medio, es decir, dado que la salida va de cero a un volt se tiene una resolución de un milivolt.

El convertidor consta de 16 canales analógicos y es controlado a través del puerto C del módulo base, y por medio de este mismo se capturan también los datos.

2.4. Módulo base.

El módulo base efectúa el control del convertidor A/D, así como de la unidad de disco, de los circuitos de interrupción de energía, del teclado y display. De igual forma es el encargado de la interacción entre el operador y la máquina.

Dicho módulo fue desarrollado y construido en el Instituto de Ingeniería y ha sido utilizado con éxito en otros proyectos.

Para el adecuado funcionamiento en la aplicación particular es modificada la memoria y las conexiones del omnibus de direcciones y datos y puerto paralelo.

2.6. Display y teclado.

El display está formado por seis dígitos de siete segmentos; éstos son led's de bajo consumo y tamaño, controlados por circuitos especiales para el caso.

Los datos y el barrido del display llegan por el puerto paralelo A del módulo base.

El reconocimiento del teclado se hace con el mismo barrido del display y los datos de este son adquiridos por el puerto B del módulo base.

2.7. Fuente de poder.

La fuente de poder en este sistema es de mucha importancia e impacto en el costo; la fuente es de alta eficiencia y transforma el voltaje de entrada de 12 volts nominales dando a la salida un voltaje de +5 volts y -12 volts.

Como la estación meteorológica debe de trabajar en lugares remotos donde poner una línea de alimentación puede ser muy caro, se tiene la alternativa de alimentarla con un panel solar o bien con línea comercial.

En ambos casos se utiliza una batería para asegurar la operación continua de la estación.

2.8. Construcción.

Los prototipos de los acondicionadores al igual que del convertidor A/D, módulo base, memoria, controlador de unidad de disco, controlador de display, teclado y fuente de poder son constuidos sobre tarjetas de fenol de aplicación universal.

Las tarjetas utilizadas y diagrama del omnibus es mostrado en la figura 2.8.1.

CONEXION DE CONECTORES
OMNIBUS

+ 5 V.	1	36
EVAPORACION	2	35
HUMEDAD	3	34
HORAS SOL	4	33
PRESTION	5	32
RADIACION SOL	6	31
PRECIPITACION	7	30
TEMPERATURA	8	29
VEL. VIENTO	9	28
DIR. VIENTO	10	27
	11	26
	12	25
	13	24
	14	23
	15	22
	16	21
	17	20 -12 V.
TIERRA	18	19 +12 V.

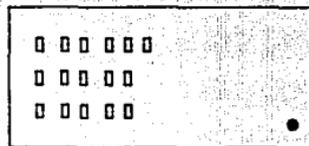
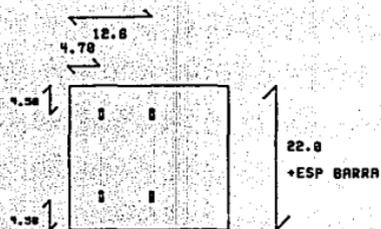
fig.2.8.1.

En las tarjetas del área analógica (acondicionadores y convertidor A/D), en el omnibus se encuentran las conexiones de polarización y salida de los acondicionadores, mientras que por el conector plano se tienen las señales provenientes de los sensores o preacondicionadores según corresponda. En las tarjetas del área digital (módulo base, y memoria RAM), la polarización se tiene en el omnibus al igual que los datos y direcciones. Con conectores planos se realizan las salidas y entradas de los puertos paralelos.

Las tarjetas son alojadas en un gabinete, constuido para el caso, que puede alojar a 28 tarjetas. En el punto actual del desarrollo únicamente se utilizan 16 tarjetas quedando libres 12 ranuras en las que se puede alojar tarjetas ya sea para hacer transmisión por radio o tomar lecturas de una variable en particular en diferentes puntos.

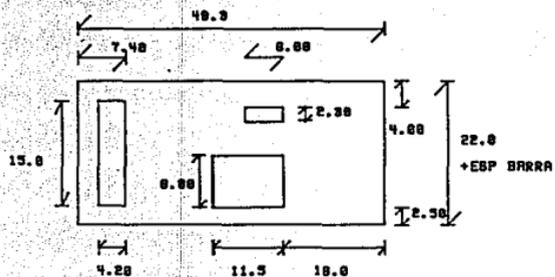
El gabinete además aloja a la unidad de disco, display y teclado.

La figura 2.8.2 muestra el gabinete.



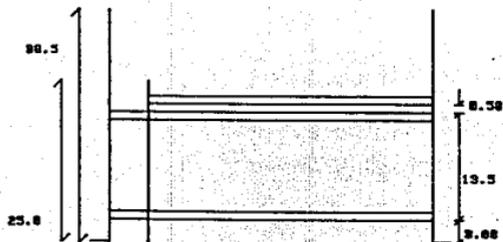
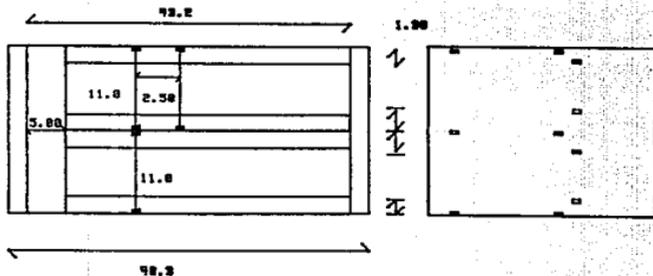
TROQUELES 09-8

25.0
PLACA INTERIOR



PLACA FRONTAL

INSTITUTO DE INVESTIGACIONES UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA		DISEÑO
PROYECTO		PLA.



1
2
3

INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA		DIAGRAMA
PROYECTO		ERGR

CONEXION DE CONECTORES
OMNIBUS

+ 5 V	1	36	
	2	35	A7
D4	3	34	A4
D3	4	33	A3
D5	5	32	A2
D6	6	31	A1
D2	7	30	A0
D7	8	29	
G0	9	28	HALT
D1	10	27	MR
	11	26	RD
HIGH	12	25	
LOW	13	24	
	14	23	
	15	22	
	16	21	
	17	20	-12 V
TIERRA	18	19	+12 V

DEL PIN # DEL
8255

J1				J2			
38	1	26	40		1	26	
37	2	25	39	IN	2	25	
	3	24	1	OUT	3	24	
4	4	23	3		4	23	
11	5	22	10		5	22	
13	6	21	12		6	21	
15	7	20	14	TIERRA	7	20	
25	8	19	16		8	19	
24	9	18	17		9	18	
23	10	17	18		10	17	
22	11	16	19		11	16	
21	12	15	20		12	15	
CLX	13	14	INT		13	14	

(250kHz)

3.1 Fenómeno

La temperatura, definida de una forma trivial, es la medida de lo frío o de lo caliente de un cuerpo, cualquiera que éste sea, o bien la cantidad de energía acumulada en él. La medición de la temperatura es de mucha importancia para la climatología; por ejemplo, la temperatura del aire puede acarrear varios fenómenos meteorológicos como son la lluvia, los vientos, la humedad, la presión atmosférica, etc..

La temperatura del medio ambiente, en México, se estima, la más baja en unos -25°C y la más alta en unos $+51^{\circ}\text{C}$.

Debido a que existen diferentes fenómenos relacionados con la temperatura, también hay diferentes métodos de su medición. La forma clásica de medir la temperatura en un medio, es a través de la dilatación de algún material, ya que la variación de la temperatura da como consecuencia directa las variaciones, más o menos lineales, en las dimensiones geométricas de los materiales; entonces, al determinar estas variaciones con respecto a un patrón, podemos determinar la temperatura. Los ejemplos más comunes son los termómetros de alcohol y de mercurio, así como los de gases confinados.

Otra forma de medir la variación de la temperatura es por el cambio del cuerpo en sí, por el cambio de alguna de sus propiedades físicas, por ejemplo el color.

Para el caso del presente trabajo y debido a que se va a realizar una instrumentación electrónica, interesa que de

alguna forma la variación de la temperatura dé como resultado un cambio de alguna de las variables eléctricas conocidas; como son, la corriente y el voltaje, en función de la variación de la capacitancia, la inductancia, o bien de la resistencia. Estos métodos son indirectos pues se valen de las variaciones de otra magnitud.

Otros métodos se basan en el cambio del voltaje que aparece en la unión de dos semiconductores, al ser polarizados éstos en la región activa o bien en algún fenómeno termoeléctrico.

A continuación se hará una descripción de los métodos más importantes en la medición de la temperatura.

3.2 Fenómenos termoeléctricos

Dentro de los fenómenos más importantes podemos citar los tipos Peltier, Thomson y Zeebek. El fenómeno más importante para medir la temperatura es el efecto Zeebek, el cual consiste en unir dos metales diferentes, formando dos uniones como se muestra en la figura 3.2.1. cada una a diferente temperatura en los extremos de los metales, se establecerá una diferencia de potencial relacionada con la diferencia de temperaturas entre las uniones. Al conjunto formado por los hilos, se le conoce como termopar. Por lo general se tiene una de las uniones a una temperatura de referencia, llamada unión fría; la otra unión, la de prueba, es llamada unión caliente.

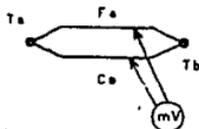


fig 3.2.1.

Sometiendo la unión caliente a diferentes temperaturas y conservando la unión fría a la temperatura de referencia, se pueden lograr tablas como las proporcionadas en el apéndice I.

Los termopares se utilizan en la medición de temperaturas de un rango amplio. Mediante el uso de diferentes pares de aleaciones es posible medir temperaturas desde -270°C hasta $+2500^{\circ}\text{C}$, con una precisión razonable (0.5 a 2.0°C).

Las propiedades termoeléctricas de diferentes aleaciones son bien conocidas, por lo que los termopares en formatos diferentes (varillas, cables, etc.), pueden ser intercambiables entre sí sin afectar la calibración; siempre y cuando la compañía que proporciona los termopares tenga un alto control de calidad, lo que aumenta los costos del termopar.

Hay diferentes tipos de termopares, que dependen del material de que se fabriquen y de la aleación de éstos, lo anterior implica diferentes rangos de temperaturas y aplicaciones. Así, por ejemplo, el tipo J, formado por la unión de hierro y constantán, se puede usar para medir temperaturas altas con respecto a la unión fría, pero no se puede usar en lugares donde la humedad sea alta, pues el hilo de hierro se oxidaría fácilmente. Por el contrario, el termopar formado por la aleación de cobre-constantán no tiene este problema, pero no se puede usar para temperaturas altas, pues el voltaje entregado por el termopar sería bajo. La gráfica fig. 3.2.2. muestra la fem. de salida respecto a la temperatura de cinco termopares. Estas gráficas no son enteramente lineales.

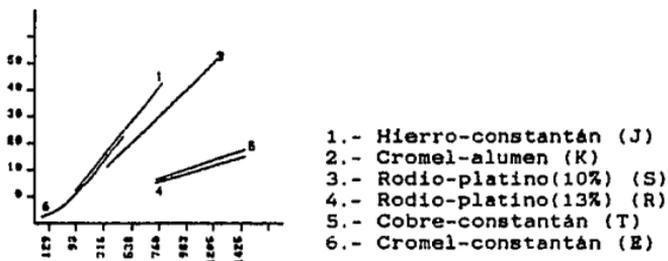


fig.3.2.2.

Para lograr un termómetro, basado en un termopar, es necesario tener dos uniones, las cuales deben ser sometidas a diferentes temperaturas. Con base al conocimiento de la temperatura de una de éstas se puede determinar la otra.

Ahora bien, es posible utilizar termopares que aparentemente constan de una sola unión pero que en la realidad estén formados por uniones múltiples fig.3.2.3. Los puntos señalados en la figura muestran las uniones metálicas más importantes.

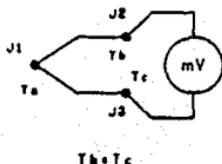


fig.3.2.3.

Las dos uniones, J2 y J3, formadas por la conexión con el instrumento de medición, constituyen dos uniones diferentes; las cuales, en caso de encontrarse a la misma temperatura, se pueden considerar como una sola junta, por el enunciado de los materiales intermedios. Y tomar únicamente el efecto del termopar propiamente dicho.

Para efectuar una medición correcta, es necesario compensar en los puntos J1, (unión hierro cobre) y J2 (unión cobre-constantán).

Debido a que la unión fría está a temperatura ambiente es necesario hacer una corrección de ceros; razón para utilizar alguna de las formas de compensación mostradas en el apéndice I.

En este apéndice se define la necesidad de una alta estabilidad de las resistencias, o bien de que exista una adecuada correspondencia entre los valores de la temperatura ambiente y los de las resistencias para lograr la compensación requerida. Esto es difícil de conseguir y costoso.

Otra solución es la tomar la lectura de la unión fría y dar un voltaje de "offset" que corrija la salida final, pero es volver al problema de la medición de temperatura en forma lineal.

Es importante mencionar que los termopares son construidos de hilos metálicos que a altas temperaturas pueden reaccionar químicamente provocando su degradación; además, es posible tener errores causados por radiación térmica, proveniente del medio en el cual se realiza la lectura, por lo cual es necesario proteger al termopar de manera adecuada. En la fig. 3.2.4 se muestra un termopar con protección.

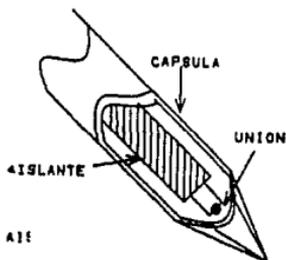


fig.3.2.4.

3.3 Los semiconductores en la medición de la temperatura.

Otra forma de medir la temperatura, es a través de la detección de la variación de las características de los semiconductores con respecto a ésta. Cuando se polariza un transistor o diodo en la región activa, aparece una diferencia de potencial, ésta depende del material de fabricación del transistor; por ejemplo, si es de silicio el voltaje es de 0.7 V o bien si es de germanio 0.2 V. Alrededor de estos valores hay pequeñas variaciones que dependen de la temperatura.

La ecuación 3.3.1 define esta característica.

$$I_d = I_s (e^{qV_d / kT} - 1) \dots (3.3.1)$$

Donde:

I_d : corriente del diodo.

I_s : corriente de saturación del diodo

V_d : voltaje en la junta

q : carga del electrón

m : constante empírica

K : constante de Boltzman

T : temperatura en Kelvins

En esta expresión se observa la relación de la temperatura con el voltaje ánodo-cátodo (base-emisor en el caso del transistor). Fijando la corriente I_d (la corriente de colector para el transistor) se obtiene la variación del voltaje de la unión en función de la temperatura, de manera más o menos lineal para un rango específico.

3.4 Los componentes eléctricos en la medición de la temperatura

La temperatura de un cuerpo también se puede medir cuando esta varíe alguno de los parámetros eléctricos, como son la resistencia, la inductancia o la capacitancia. De estos tres parámetros el más usado es la resistencia, ya sean resistencias metálicas o de semiconductores.

Para medir la temperatura no es bueno utilizar las resistencias comunes, pues lo ideal sería que a un cambio de la temperatura se de un cambio de la resistencia fuerte y lineal. Para tal efecto se construyen resistencias metálicas, que si bien no tienen una gran variación de su valor con la temperatura, si son más o menos lineales y constantes. Estas resistencias son de coeficiente positivo, es decir, conforme aumenta la temperatura aumenta su resistencia; los materiales usados para su fabricación son generalmente platino, níquel o cobre, los cuales deben de tener un alto coeficiente de tem-

peratura, que debe ser estable en el tiempo de vida del dispositivo. La selección del metal utilizado depende en gran medida del rango de temperaturas en el cual se va a usar el elemento.

Con base en este principio se construyen diferentes tipos de dispositivos, los RTD's (Resistor Temperature Device) y los FTD's (Film Temperature Device).

Los primeros son los más antiguos y se forman a base de arrollar alambre en un arreglo que se procura no sea inductivo. En algunos de estos dispositivos se introduce un arreglo de varias resistencias para formar un puente, a fin de lograr lecturas más confiables.

Los valores de las resistencias son pequeños, por lo que se tendrán variaciones pequeñas. Por lo anterior es conveniente el uso de los arreglos de puente de Wheatstone o Kelvin y con ello evitar que la resistencia del cable de conexión con el sensor, que es de consideración, afecte la lectura.

Como en todos los sensores, es necesario poner una protección entre el elemento sensor y el cuerpo a medir, pero en los RTD's es aún más crítico, debido al hecho de ser muy delicados, pues a fin de tener resistencias grandes se fabrican con hilos muy delgados, siendo susceptibles a oxidaciones, lo que variaría su resistencia o bien los destruye por corrosión. Por lo anterior es necesario el uso de protecciones, las cuales deben de ser muy buenas conductoras de calor para no dar lecturas falsas.

En la figura 3.4.1. se muestra un RTD.

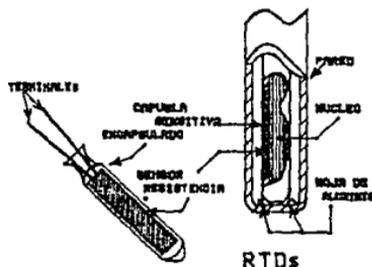


fig.3.4.1.

Los FTD's son también resistencias metálicas pero depositadas en una superficie como película.

Estos tienen una resistencia mayor a los anteriores y son de tamaño pequeño, fig.3.4.2.

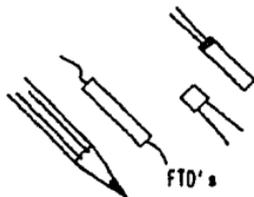


fig.3.4.2.

Otra forma de medir la temperatura es mediante el uso de termistores, pero su gran problema es su comportamiento anómalo.

Las resistencias construidas con semiconductores se fabrican a base de óxidos de metales, los cuales se sinterizan logrando el dispositivo. Este tiene una resistencia considerable y las variaciones con respecto a la temperatura también lo son.

Entre los termistores, los hay de coeficiente positivo y negativo, los primeros son de igual respuesta que los RTD's, los cuales al aumentar la temperatura aumentan su resistencia; los segundos, de coeficiente negativo, al aumentar la temperatura baja la resistencia, es decir, si graficamos la temperatura con respecto a la resistencia, formaríamos una curva de pendiente negativa, de ahí su nombre.

Los termistores de mayor aplicación en la instrumentación son los de coeficiente negativo.

La expresión 3.4.1. determina el comportamiento de los termistores.

$$1/T=A+B\ln(R)+C(\ln(R))^2 \dots (3.4.1)$$

Donde:

T: temperatura en Kelvins

R: resistencia en Ohms

A, B y C son constantes propias de cada termistor.

Es importante proteger al termistor de los medios agresivos para evitar su degradación, al igual que a los dispositivos anteriores.

3.5 Selección del transductor

La medición de la temperatura mediante el método termoelectrico presenta las desventajas siguientes: la salida que entrega es muy pequeña, del orden de los microvolts (ej. 50uV/°C) y cuando mucho de los milivolts; y a esta se suma el ruido externo o señales de AC debido a que los alambres de conexión son largos y tienden a comportarse como antenas lo que ocasiona problemas de interferencia.

Por lo anteriormente expuesto el circuito de acondicionamiento del transductor deberá tener las características siguientes: una alta razón de rechazo de modo común, ganancia diferencial estable y una alta impedancia de entrada.

Para evitar problemas de impedancia, puesto que las terminales del termopar presentan cierta resistencia, se requiere de una impedancia de entrada alta; para eliminar los problemas de radio frecuencia será necesario el aislar o proteger las terminales de entrada y añadir filtros ("chokes") para radio frecuencia. Además los termopares necesitan una compensación de temperatura en la unión fría o bien tener una referencia de temperatura estable; la primera situación se resuelve mediante la construcción de un circuito de compensación y la segunda con hornos o refrigeradores. Y por si fuera poco la salida de un termopar no es lineal en un rango muy amplio.

Comparando con otros métodos de medición de temperatura los termopares tiene la ventaja de tener un rango de temperatura muy amplio y son particularmente buenos para medir tem-

peraturas altas o muy bajas, con respecto a la ambiente.

Por otra parte el costo del termopar es relativamente bajo pero la instrumentación anexa es cara.

En el caso del uso de semiconductores como el transistor o el diodo, la salida también es pequeña pero adecuada para lograr una instrumentación barata. Las características de un transistor o diodo a otro puede variar notablemente, lo cual no es bueno pues se requiere de una calibración completa cada vez que se cambie al sensor.

En la ecuación 3.5.1 se observa la dependencia lineal de la temperatura con respecto al voltaje en un rango amplio de temperatura.

$$T = (qV_d) / (mK \ln(I_d / I_s - 1)) \dots (3.5.1)$$

En los RTD's la instrumentación no es tan cara como en los termopares, su principal problema es su baja resistencia óhmica, y por ende su salida. Por ejemplo para un RTD de platino, la variación de la resistencia con respecto a un grado centígrado es de unos 0.25 ohms en una región dada.

El precio de los RTD's es alto llegando a costar los de precisión alrededor de \$30.00 U.S. Dlls., aunque si bien su instrumentación anexa es un poco más barata que la de los termopares, ésta sigue siendo cara.

Para los FTD's es prácticamente el mismo caso, aunque la implementación de un termómetro con FTD's es más barata que con los RTD's, además de ofrecer características tales como tamaño reducido y mayor robustez con respecto a los RTD's.

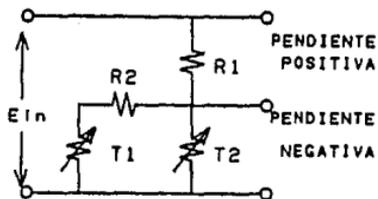
Un FTD tiene un costo promedio de unos \$20.00 U.S. Dlls.

En el caso contrario a los RTD's y FTD's se encuentran los termistores; éstos tienen una resistencia alta, la variación de la resistencia con respecto a la temperatura también es alta y por ende el costo de la instrumentación anexa es mucho más barata.

El gran defecto de los termistores respecto de los RTD's y FTD's, es su alta no linealidad. Sin embargo existen arreglos con los cuales se puede lograr linealizar la salida en un rango determinado, o bien se pueden tomar intervalos en los que la salida se puede considerar lineal.

Alguno de los arreglos mostrados en la figura 3.5.1 permiten una linealización del sensor.

VOLTAJE LINEAL
VS. TEMPERATURA



RESISTENCIA LINEAL
VS. TEMPERATURA

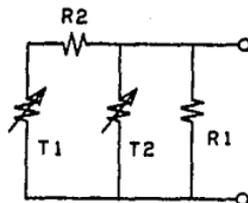


fig.3.5.1.

En el mercado existen arreglos en los cuales se tiene un buen grado de linealidad, en una gama bastante amplia de -50 a $+300$ C.

En los circuitos que utilizan termistores se deberá considerar el problema del autocalentamiento, ya que producirá errores en la lectura, y en casos extremos la degradación rápida del termistor.

Comparando con los otros métodos de medición de temperatura, éstos proporcionan simplicidad y precisión, pero tienen problemas muy fuertes de linealidad y un rango de temperatura estrecho.

Existen en el mercado de los semiconductores dispositivos sensores de temperatura, que tienen resistencias variables con la temperatura; y además elementos adicionales para precondicionar la señal, como son fuentes de corriente y amplificadores compensados contra temperatura; su costo es bajo y son muy lineales en rangos amplios.

Su desventaja es que no son tan confiables como la de cualquiera de los anteriores.

Del análisis, de los métodos de medición de temperatura, consideramos que para nuestra aplicación los métodos más viables son el uso de termistores o el uso de circuitos inte-

grados.

En la figura 3.5.2. muestra la comparación de los diferentes métodos de medición.

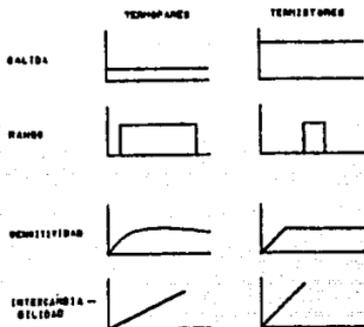


fig.3.5.2.

3.6. Termistores

Con la idea de obtener las constantes que caractericen al termistor se procedió a realizar pruebas experimentales.

Primeramente se encapsuló el termistor en resina epóxica, a fin de aislarlo eléctricamente pero no térmicamente; y luego se sometió a un baño de agua a diferentes temperaturas. El uso del agua no es lo más adecuado, pero si lo suficientemente bueno, dado que comparada con el aire es mejor conductor; lo más recomendable es usar algún aceite como conductor térmico.

Así pues se midió la resistencia del termistor a diferentes temperaturas, separadas unos 25°C entre cada una de ellas, esto último por recomendación del fabricante. Las mediciones hechas fueron para 265, 294, 321 y 343 Kelvins.

Mediante la combinación de los datos medidos, se obtuvieron tres grupos de constantes, que al substituir en la

ecuación (3.4.1) generaron un sistema de ecuaciones cuya solución da un grupo de constantes, éstas al ser substituidas en la ecuación (3.4.1) y al despejar la temperatura, obtenemos un polinomio, del cual se puede obtener el valor del logaritmo natural de la resistencia. Es conveniente recordar que el valor de la resistencia es un número real y positivo, de tal manera que un resultado fuera de estas restricciones es erróneo.

De la ecuación (3.4.1) se puede despejar y obtener:

$$(\ln R)^2 + (B/C)\ln R + (A/C-1)/TC = 0 \dots (3.6.1)$$

O bien:

$$X^2 + (B/C) X + (TA-1)/TC = 0 \dots (3.6.2)$$

A fin de comprobar el buen resultado de la caracterización del termistor se tabuló la temperatura en función de la resistencia, y se tomaron las lecturas adecuadas para comparar los resultados teóricos con los prácticos.

De las gráficas de la figura 3.6.1, se ve el buen resultado de la caracterización y el comportamiento alineal del termistor, trayendo como consecuencia la necesidad de compensarlo.

La compensación puede ser de diferentes tipos, desde muy complicadas, como sería el uso de tablas grabadas en memorias, hasta el simple hecho de considerar al termistor lineal en un rango determinado.

Como ninguna de estas es válida, debido al costo y complejidad de la primera, y al rango pequeño de aplicación de la segunda, se buscaron métodos alternativos.

Se ensayaron los métodos de compensación mostrado en la figura 3.5.1, a través de resistencias en paralelo y el uso de otro elemento termosensible. El problema de ésta, es la forma de comportamiento de ambos elementos, es decir la compensación debiera ser mútua. Lo anterior implica la elección de un par de termistores con características particulares, pero en México se venden muy pocos termistores.

No obstante se busco la forma de poder llevar a cabo esta compensación. Sin embargo el resultado no fue muy bueno.

Otro método de compensación fué el propuesto en un artículo de la IEEE. Figura 3.6.2.a.

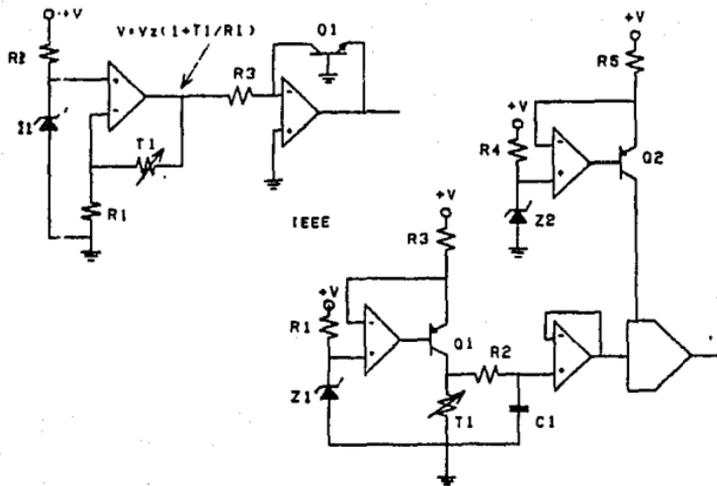


fig.3.6.

El arreglo propuesto en el artículo esta formado, por un amplificador logaritmico discreto; el cual no funcionó de forma adecuada, pues se saturaba, por lo que se utilizó un arreglo como el de la figura anterior, el cual incluye un amplificador logaritmico integrado y la forma de obtener el valor de la resistencia del termistor es a base de corriente y no en la retroalimentación del amplificador. En nuestra aplicación el sensor se encontrará alejado una distancia considerable del acondicionador, lo que puede ocasionar el mal funcionamiento de éste.

Así, en el circuito propuesto se usa un arreglo con una fuente de corriente que tiene la característica de ser menos susceptible al ruido. El valor del voltaje será el producto de la corriente por el valor de la resistencia. Entonces teniendo la corriente fija basta medir el voltaje en el termistor. Este voltaje, previamente filtrado y atenuado de forma adecuada, se aplicó a la entrada de un amplificador logaritmico. A la salida de éste se deberá obtener un voltaje propor-

cional a la temperatura.

Sin embargo no se logró un buen resultado y aunando a esto, el alto costo del amplificador logaritmico dió como resultado la busqueda otros métodos.

3.7.Sensores Integrados

Hay circuitos integrados que incluyen el sensor de temperatura, amplificadores operacionales, fuentes de corriente, etc., de los cuales en el mercado nacional se encuentran el LM3911 y el LM325, de ambos el más fácil de conseguir y más económico es el LM3911, por esta razón se eligió como elemento sensor de temperatura.

El LM3911 es un integrado de ocho patas de encapsulado metálico o plástico; que al ser polarizado de forma adecuada entrega la salida es de 10 mV/K la cual es acondicionada mediante un amplificador, a fin de establecer un acoplo de impedancias adecuado. El voltaje mínimo de alimentación es de 6.8 volts por tener un diodo zener en el circuito conectado como se muestra en la figura 3.7.1.

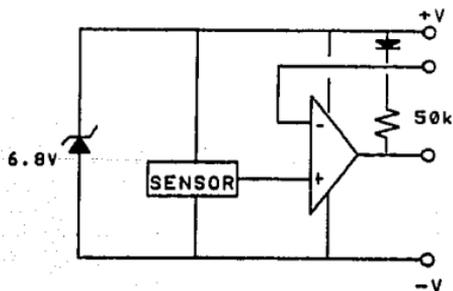


fig.3.7.1.

Con el fin de lograr una caracterización práctica del sensor, al igual que con el termistor se procedió a encapsular el sensor en resina epóxica y someterlo a baños de agua, a diferentes temperaturas. La salida del sensor se acondicionó a través de un amplificador en configuración de seguidor. Para comprobar la operación del sensor se anotaron los valores correspondientes, a la salida del acondicionador y de la temperatura en ese momento; logrando una tabla de temperatura contra voltaje. De los resultados obtenidos se comprobó la alta linealidad del sensor con respecto a la temperatura y debido al bajo costo y un rango de temperaturas amplio, dentro del área de interés, robustez y facilidad de manejo se decidió utilizar este sensor y realizar el circuito de acondicionamiento adecuado.

3.8. Circuito acondicionador

El circuito acondicionador está formado por una etapa de entrada de alta impedancia, y de razón de rechazo de modo común, seguida por una etapa de filtrado, esta etapa es necesaria pues el amplificador de entrada en las mallas de retroalimentación usa resistencias al 5% de tolerancia, lo que puede ocasionar la degradación de la razón de rechazo de modo común. Finalmente se suma a la señal obtenida un voltaje para la compensación del voltaje de "offset". El voltaje de salida del acondicionador está en el rango de 0 a 1 volt.

En la figura 3.8.1 se muestra el circuito acondicionador.

La salida del transductor es de forma diferencial, por lo que el amplificador de entrada es de tipo diferencial; la razón de rechazo de modo común debe de ser alta, a fin de evitar el ruido inducido en el conductor de conexión entre el acondicionador y el sensor.

El amplificador construido es un amplificador de instrumentación, con este arreglo se permite incrementar la impedancia de entrada y lograr un ajuste para la razón de rechazo al modo común alto. Como los inducidos más fuertes son de 60 Hz se contruyó a la salida del amplificador un filtro con frecuencia de corte de 60 Hz.

Después del filtro se introduce una etapa de desacoplo, y en otro amplificador conectado como sumador inversor se le suma un voltaje de offset, el cual es obtenido a través de una referencia estable respecto de la temperatura, y las va-

riaciones del voltaje de alimentación.

El voltaje de "offset" también es pasado antes por un amplificador en configuración seguidora, a fin de hacer un acoplo de impedancias, debido a que la red de resistencias para el "offset" tiene un valor alto a fin de reducir consumos.

Es importante hacer notar que un amplificador operacional en configuración seguidora, tiene una ganancia diferente de la unidad, lo que se tomó en cuenta en la construcción del acondicionador.

El circuito utilizado finalmente se probó, sometiendo el sensor a diferentes temperaturas.

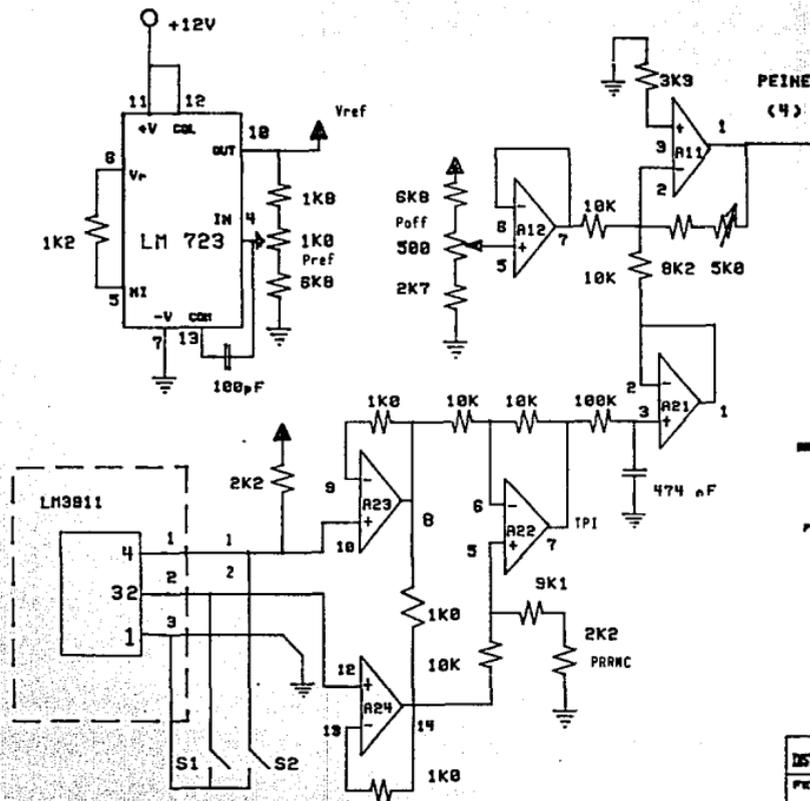
3.9. Calibración

La calibración del instrumento se debe de hacer de la siguiente forma:

- 1.- Ajustar Pref para que Vref sea de 9.00 volts
- 2.- SW1, SW2 y SW3 ON
- 3.- Desconectar el sensor.
- 4.- Cortocircuitar entradas 1 y 2
- 5.- Ajustar el potenciómetro de RRMC a fin de que en TPI se tenga el voltaje lo más pequeño posible.
- 6.- Conectar el sensor.
- 7.- Tomar lecturas entre las entradas 1 y 2.
- 8.- Ajustar Pgan para que a la salida el voltaje anterior aparezca, referido a tierra.
- 9.- Conociendo la temperatura a la cual se encuentra sometido el sensor, ajustar Poff para que se tenga un voltaje que corresponda a la siguiente ecuación:

$$V_o = 10T + 250$$

- 10.- Fin de calibración.



AMPLIFICADORES OPERACIONALES

AEX TLOB4
 AIX TLOB2

POLARIZACION

AEX PIN 4 +12V
 PIN 11 -12V
 AIX PIN 4 +12V
 PIN 8 -12V

INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA	ACONDICIONADOR	Diseno
PROYECTO	TEMPERATURA	Fis. 1

4.1. Descripción del fenómeno

La evaporación es el fenómeno mediante el cual un líquido se transforma en gas, en la naturaleza esto ocurre en los mantos de agua bajo la acción de factores externos como son: la radiación solar, los vientos, etc. Mediante la evaporación se aporta vapor de agua al ambiente, de la misma manera el agua en estado sólido puede aportar vapor de agua al ambiente de forma directa, a este fenómeno se le conoce como sublimación.

Por ejemplo si se tiene un estanque muestra en el cual haya agua, ya sea en forma líquida o sólida, al observar en detalle la superficie se podrían advertir las moléculas de agua como en la figura 4.1.1.

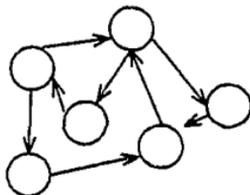


fig. 4.1.1.

Entre las moléculas de agua existen pequeños espacios, que son mantenidos de forma más o menos estable por fuerzas de cohesión, eliminando la posibilidad de escape de las moléculas, es decir, la energía que tiene la molécula es contrarrestada por la fuerza de cohesión existente entre ellas.

Las fuerzas de cohesión generalmente se encuentran asociadas con la tensión superficial, la cual es la fuerza que resiste un líquido antes de que su superficie se rompa. Sin embargo las moléculas pueden escapar de la superficie que las restringe y esto depende de la velocidad con que las moléculas lleguen a la superficie del líquido. Por otro lado las moléculas se desplazan aleatoriamente y su velocidad promedio depende de la temperatura de éstas. Esta velocidad promedio es más o menos constante, aún cuando una molécula de forma individual tiene un rango muy amplio, pues fácilmente puede adquirir y perder cantidades de calor muy significativas, con lo que su velocidad también varía significativamente.

Tomando todo esto en consideración podemos ahora explicar el proceso de evaporación.

La evaporación ocurre cuando algunas moléculas con dirección normal a la superficie han adquirido el suficiente momento como para escapar, esto ocurre generalmente en las capas superiores del líquido, donde están más calientes las moléculas pudiendo alcanzar velocidades críticas. Sin embargo debido a que siguen teniendo movimiento aleatorio, algunas chocan con la superficie y son recapturadas.

Otros factores de mucha importancia, en el fenómeno de la evaporación son la temperatura y la humedad existente en el ambiente que rodea al recipiente o estanque, ya que si se tiene aire saturado, éste evitará que las moléculas de agua se puedan difundir en el volumen de aire circundante.

La temperatura de la masa de agua, así como la del aire circundante es un factor crítico, ya que al variar alguna de estas se pueden propiciar los fenómenos de evaporación y condensación. Otro factor importante es el viento pues ayuda a la difusión de las moléculas del agua en él e inclusive puede pulverizar el agua de la superficie aumentando la evaporación en grado considerable.

Generalmente la medida de la evaporación no es práctica sino que estimativa, pues se basa en cálculos teóricos y relaciones basadas en datos obtenidos de las piletas de eva-

poración. Estas son usadas generalmente para medir la cantidad de agua evaporada en las presas, en las reservas de agua y en los campos de cultivo, sin embargo existen diferencias fuertes entre los datos obtenidos de esta forma y los reales pues no se considera la evaporación de las plantas y otros efectos naturales.

4.2. Métodos de medición.

Como se mencionó anteriormente esta se realiza por medio de una piletta, generalmente circular la cual se llena de agua y mediante un tornillo micrométrico se miden las variaciones del nivel; básicamente con la medición de las variaciones de nivel se tiene la medición de evaporación.

Existen dos métodos tradicionales para la medición de nivel, que son la lectura directa del nivel a través de alguna reglilla graduada o bien la aplicación de fenómenos hidrostáticos. Dentro de estos últimos se encuentra el uso de flotadores. Estos se pueden usar en estanques abiertos, teniendo en cuenta las características del líquido y los contaminantes de éste para no afectar la operación correcta del flotador.

El método de medición por flotador se puede variar colocando arreglos mecánicos, que a su vez muevan algún dispositivo electrónico, como pueden ser potenciómetros, medidores de desplazamiento (LVDT's) o bien arreglos ópticos con discos ranurados como sensores de posición para indicar el nivel del líquido.

Otro método hidrostáticos consiste en medir la presión manométrica en el fondo del recipiente.

Al tener un fluido confinado en un recipiente, el fluido ejerce una presión sobre el fondo del recipiente por acción de la gravedad, es decir ejerce una presión de magnitud proporcional a la altura del volumen que ocupa el fluido, da como resultado que al variar la presión varíe la altura de forma directa y por tanto del nivel de evaporación.

Existen diferentes tipos de medidores de evaporación algunos de estos se muestran en las figuras 4.2.1 y 4.3.2.

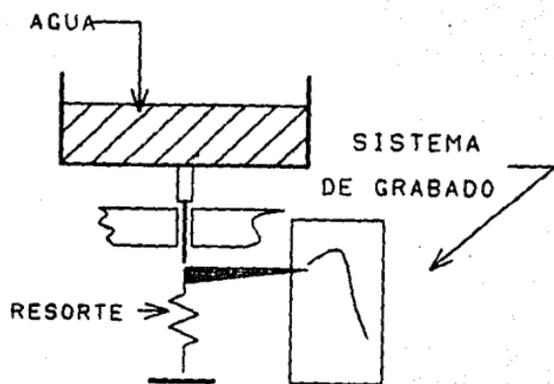


fig.4.2.3.

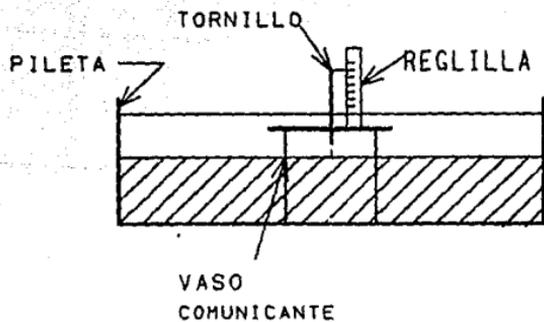


fig.4.2.4

4.3. Desarrollo del sensor y acondicionador

4.3.1. Sensor

Los métodos anteriores son posibles de instrumentar electrónicamente, al hacer modificaciones adecuadas. Sin embargo el uso de flotadores se encuentra limitado a variaciones de nivel pequeñas generalmente, además de intervenir elementos mecánicos que pueden llegar a causar errores o fallas por envejecimiento y oxidación.

Por otro lado los métodos hidrostáticos se pueden también instrumentar al introducir sensores de presión o bien arreglos que indiquen el nivel de algún otro fluido.

En estos métodos la medición del nivel se obtiene de forma indirecta, usando algún artificio; sin embargo existe, la posibilidad de medir directamente el nivel de un líquido. Para nuestro caso se utiliza un método directo, mediante un arreglo de tipo capacitivo. Este método funciona de forma adecuada y es de construcción sencilla, por lo que se construyó el sensor.

Para entender el funcionamiento de un sensor de este tipo recordemos como son los capacitores de cilindros coaxiales; éstos se forman a partir de un cilindro conductor hueco o bien una barra de sección circular, que es revestida con algún dieléctrico también cilíndrico, sobre este se coloca otro cilindro de material conductor como se muestra en la figura 4.3.1.

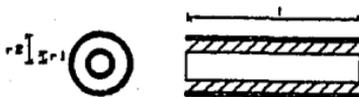


fig. 4.3.1.

Apartir de la figura es posible obtener las ecuaciones que rigen su comportamiento y el valor de la capacitancia que aparece entre los electrodos.

$$C_s = 2(\pi)E_oK(1/\ln(r_2/r_1)) L \dots (4.3.1)$$

$$C_s = K_oL \dots (4.3.2)$$

Donde:

$$K_o = 2(\pi)E_oK(1/\ln(r_2/r_1)) \dots (4.3.3)$$

De la ecuación anterior se observa que si los radios (r_1 y r_2), las variables de permitividad (E_o) y las características dieléctricas del aislante (K) son constantes entonces el valor de la capacitancia dependerá solamente del valor de las áreas superpuestas valor dado por (L), ya que al permanecer los radios constantes L da el área de superposición.

Ahora sólo queda demostrar que es posible formar un capacitor coaxial donde uno de los cilindros sea la altura del líquido, pues de ésta forma, al variar la altura (L) del nivel del líquido se varía el área de superposición con lo que se obtiene que el valor de la capacitancia (C) será función de de la altura (L).

Así pues supóngase el arreglo mostrado en la figura 4.3.2.

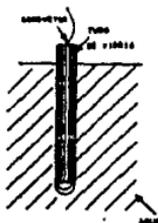


fig. 4.3.2.

Dentro de un tubo de vidrio se localiza una barra de bronce, que es el conductor; el dieléctrico está formado por

el vidrio y el agua donde se encuentra sumergido el arreglo. La constante dieléctrica del agua se encuentra entre 40.8 y 88 unidades, mientras que la del vidrio esta entre 4 y 7 unidades. Sabemos además que el agua usada siempre tiene impurezas, lo que implica que la constante del agua aumente notablemente.

En la figura 4.3.3 se muestra el modelo del sensor formado únicamente por capacitores.

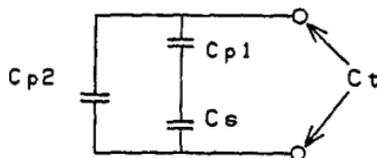


fig. 4.3.3.

Donde:

C_{p1} y C_{p2} : capacitancias parásitas.
 C_s : capacitancia del sensor.

Recordando que la constante dieléctrica de un material (K) se define como la capacidad de almacenar carga por unidad de longitud y observando el arreglo de capacitores equivalentes, se puede llegar a la conclusión de que el valor del capacitor formado por el tubo de vidrio es de más peso, pues al estar los dos capacitores en serie tenemos que la capacitancia total esta definida por la ecuación 4.3.4.

$$C_t = C_{p2} + C_s // C_{p1} \dots (4.3.4)$$

Donde C_{p1} y C_{p2} son capacitancias parásitas y C_s es la del sensor.

$$C_s // C_{p1} = C_s C_{p1} / (C_s + C_{p1}) \dots (4.3.5)$$

$$\text{Si: } K_{p1} \gg K_s \dots (4.3.5)$$

K_{p1} y K_s son las constantes de los dieléctricos.

Entonces:

$$Cp_1 \gg Cs \dots (4.3.6)$$

$$Cs // Cp_1 \approx Cs \dots (4.3.7)$$

Dado que:

$$Cp_2 \ll Cs \dots (4.3.8)$$

Por tanto:

$$Ct \approx Cs \dots (4.3.9)$$

$$Ct = Cs + Cp \dots (4.3.10)$$

Del análisis anterior se concluye que para determinar las características del sensor basta con saber el valor de la capacitancia C_t ; al determinar éste se podrá conocer la altura del líquido.

Existen diferentes formas de determinar el valor de un capacitor; estas pueden ser mediante arreglos con puentes, o con osciladores, en los que la frecuencia de oscilación sea función del valor de la capacitancia.

4.3.2. Acondicionador

Como se menciona, la lectura de la evaporación se basa en la altura del nivel del líquido en un estanque y ésta es función del valor de la capacitancia del sensor. Esta capacitancia que es de un valor pequeño alrededor de 100 μF ; lo que trae como consecuencia que las capacitancias parásitas del capacitor al punto en el cual se realiza el acondicionamiento, sea superior al valor de interés, dando como resultado que éste se pierda. Por lo anterior se requiere un circuito de preacondicionamiento, que procese la variación del parámetro a fin de enviar una señal que traiga como información el valor de la capacitancia.

El método elegido, para el preacondicionamiento es la modulación por duración de pulso PWM (Pulse Wide Modulation), la cual se forma de la manera siguiente:

Primeramente se produce una señal de frecuencia constante, ésta es generada por medio de un circuito integrado LM 3905, conectado en configuración a estable, la señal de

éste, que es de frecuencia fija, es introducida a otro circuito LM 3905 en configuración monoestable, donde el tiempo alto es función únicamente de los valores de resistencia y capacitancia desconocida en un arreglo RC. A la salida de éste se tiene una señal modulada en PMW, en donde el ciclo de trabajo es el que contiene al valor de la capacitancia.

En paralelo a C_t se conecta un capacitor pequeño para evitar el mal funcionamiento del arreglo, pues el valor mínimo del capacitor recomendado en manuales es muy cercano a C_t .

Este arreglo constituye el circuito precondicionador, el cual como su nombre lo indica modifica el parámetro a medir en otro más fácil a manejar.

A continuación se muestra un diagrama de tiempos de la operación del circuito precondicionador, en la figura 4.3.4.

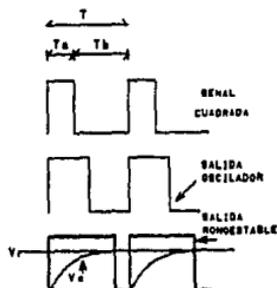


fig.4.3.4

$$\text{Sea } T = t_a + t_b = \text{Cte} \dots (4.3.11)$$

T : Período
 t_a : Tiempo alto (duración del pulso del monoestable)
 t_b : Tiempo bajo.

$$\text{Si } d = t_a/T \dots (4.3.12)$$

d : Ciclo de trabajo.

$$t_a = RC_o \dots (4.3.13)$$

$$d = RC_o/T = C_o(k) \dots (4.3.14)$$

$$\text{Donde } R/T = k$$

$$\text{Por tanto: } d = K(L) + K_2 \dots (4.3.15)$$

$$\text{Donde: } K_2 = Cpk \dots (4.3.16)$$

$$K = kKo \dots (4.3.17)$$

Finalmente:

$$V_o = dV \dots (4.3.16)$$

Donde V es la amplitud de la señal:

$$V_o = (KL)V + k_2V \dots (4.3.17)$$

La función del acondicionador es demodular la señal de PWM, la cual está formada por una suma de las componentes armónicas más una señal de directa, que es función de la amplitud y del ciclo de trabajo. Así pues, se pasa la señal modulada en PWM por un filtro paso bajas para obtener la componente de DC. Esta a su vez se introduce a un circuito lineal, que la procesa por la ecuación de una recta, para finalmente obtener la salida dentro de los márgenes requeridos.

El circuito nombrado como acondicionador es el encargado de realizar las funciones indicadas por las ecuaciones anteriores. La etapa de entrada está formada por un par de transistores que cuadran la señal y dan una amplitud constante. El filtro es un paso bajas pasivo de primer orden con frecuencia de corte de 3.3 Hz, que sólo deja pasar la componente de directa. Una vez acoplada la señal en impedancia pasa a un circuito que le da ganancia y le suma un voltaje de "offset"; la primera se logra con un amplificador inversor y la segunda con un sumador también inversor.

Para mantener la amplitud y los voltajes de "offset" constantes se usa un regulador LM723 con un voltaje de salida de 9 volts.

4.4. Pileta

En el punto 4.2. donde se menciona la necesidad de un estanque o pileta que contenga se tenga un volumen de agua, del que se requiere conocer sus dimensiones perfectamente a fin de poder cuantificar la cantidad de agua evaporada.

Se podría decir que cualquier recipiente puede servir para tal fin, pero es necesario recordar que la radiación solar puede causar error en el resultado pues si el recipiente es de tamaño pequeño al incidir sobre este los rayos solares se elevará su temperatura provocando un aumento sobre la evaporación; razón por la cual es necesario tener un recipiente de dimensiones adecuadas para evitar evaporaciones por una temperatura alta del recipiente.

Es importante hacer notar que es necesario eliminar pérdidas por animales que puedan utilizar de abrevadero a la pileta. El recipiente se debe pintar de color blanco a fin de evitar que absorba energía por radiación solar, así como compensar errores por lluvias ocurridas con anterioridad con el uso de los datos obtenidos con el pluviómetro de la manera siguiente:

$$L_r = (L_2 - L_1) - L_p \dots (4.4.1)$$

Donde:

L_r : Altura evaporada real

L_2 : Lectura final

L_1 : Lectura inicial

L_p : Lectura en pluviómetro

Las lecturas por deben tener las mismas unidades.

4.5. CALIBRACION

Este dispositivo consta de dos circuitos, un preacondicionador y un acondicionador, ambos son susceptibles de calibración y el error de uno puede ser o no corregido por el otro, el procedimiento es como sigue:

- 1.- Llenar el recipiente hasta
- 2.- Con el potenciómetro del preacondicionador se busca obtener a la salida de este el menor ciclo de trabajo posible
- 3.- Con Poff calibrar a cero el "offset" en TPI
- 4.- SW1 ON en acondicionador
- 5.- Tomar lectura en TPI para cota mínima..
- 6.- Tomar lectura en TPII para cota máxima. La ganancia del sistema se obtiene con la siguiente ecuacion:

$$G = (L2-L1)/H$$

Donde:

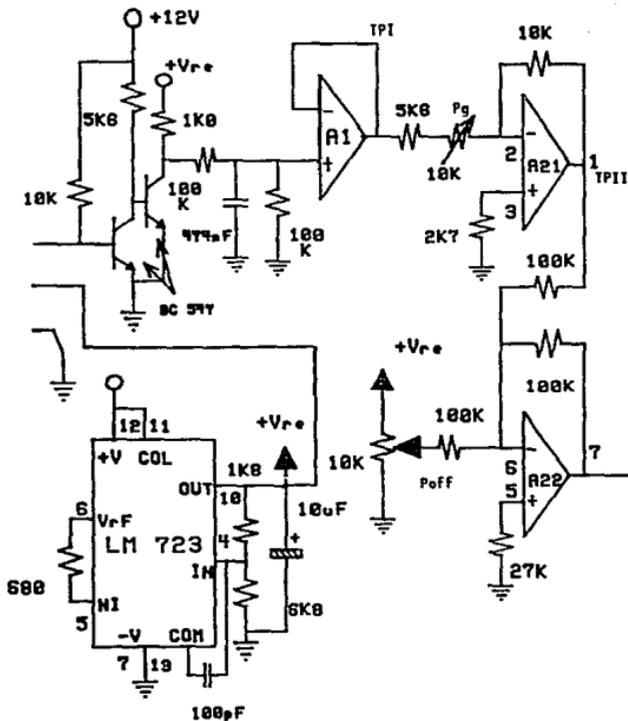
G: Ganancia

L2: Lectura en cota máxima (V).

L1: Lectura en cota mínima (V).

H: diferencia en cotas (mm)

- 7.- Con SW1 off y S2 On acondicionador calibrar salida a ceros con Poff.
- 8.- Con Pref en TPII obtener 1,000V.
- 9.- Con SW2 Off y SW3 ON obtener en TPII el valores en Volts de la ganancia.
- 10.- Con cota máxima obtener con Poff la salida de cero volts.
- 11.- Fin de calibración.



**AMPLIFICADORES
OPERACIONALES**

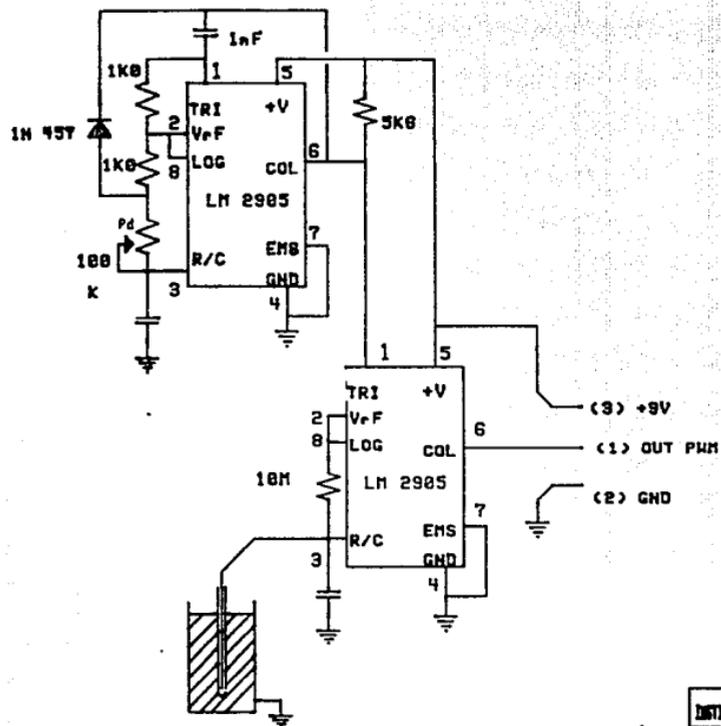
A1 TL 071
A2 TL 072

POLARIZACION

A1 PIN 4 +12V
PIN 5 -12V
A2 PIN 8 +12V
PIN 9 -12V

**PEINE
(1)**

INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA	ACONDICIONADOR	DISEÑO
PROYECTO	EXPOSICION	PAG. 1



INSTITUTO DE INVESTIGACIONES UNAM		INSTRUMENTACION	
PROYECTO	RECONDICIONADOR	USUARIO	ERGR
	EVAPORACION		

5.1. Fenómeno.

La presión se define como la razón de la fuerza ejercida por algún elemento sobre una superficie determinada. Para el caso de los fluidos estáticos no importa la orientación de la superficie, la presión es igual en todas direcciones, y en cualquier punto del fluido; sin embargo la presión dentro de un fluido puede diferir de un punto a otro, por el incremento de la fuerza por unidad de área a lo largo de una línea que conecte a los puntos. Este fenómeno de diferencias de presión es debido a las variaciones de densidad, y éstas a su vez a la radiación solar lo que da como resultado el fenómeno atmosférico conocido como viento.

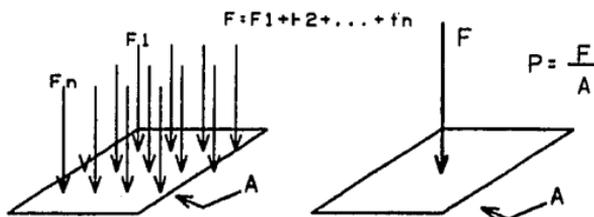


fig. 5.1.1.

En la atmósfera, la presión se origina debido únicamente al peso de la columna de aire, ejercida de arriba hacia abajo, y por consecuencia también de las fuerzas de atracción gravitacional.

Entonces, la presión atmosférica varía notablemente con el cambio de altura, pero en el sentido horizontal esta permanece casi constante. Por ejemplo al nivel del mar las variaciones son muy pequeñas y rara vez exceden los 3 mb, en una distancia de 100 km entre dos puntos.

Una variación de la presión atmosférica, en un punto determinado, implica un cambio del peso de la columna de aire que se tiene sobre ese punto; esto es consecuencia de un cambio de la densidad de la columna de aire o bien la variación de la altura de ésta.

La variación de la presión atmosférica también depende en gran medida de la temperatura, y si suponemos que la columna de aire sobre un punto es estática, la presión tenderá a disminuir durante el día y a aumentar durante la noche, por causa de una disminución de la densidad del aire y un aumento de ésta, ocasionada por la energía que llega a ésta en forma de radiación solar.

La columna de aire, arriba de un punto determinado no está cautiva, por lo que puede ser invadida por masas de aire de diferente densidad, y por lo tanto variar. Como consecuencia de lo anterior la presión también variará. Estos fenómenos no son regulares en lo absoluto, son muy caprichosos. Sin embargo la presión presenta una oscilación regular, existiendo dos picos máximos a las 10 AM y 10 PM y dos picos mínimos a las 4.00 AM y a las 4 PM aproximadamente; siendo la variación máxima de unos 2.5 mb en el ecuador, pero en regiones con latitudes alrededor de los 60° ésta es cero.

Estas fluctuaciones se encuentran relacionados con los factores que influyen en las mareas.

5.2. Métodos de medición.

El instrumento clásico de medición de la presión es el barómetro inventado por Torricelli, que fue discípulo de Galileo. Este aparato se construye con un tubo largo que es cerrado herméticamente en uno de sus extremos y es llenado

con mercurio completamente; una vez cerrado se invierte y se introduce en una cubeta llena de mercurio; se abre el tubo permitiendo el flujo del mercurio, por lo cual la columna de mercurio baja, alcanzando una altura dada, que es proporcional a la presión, (P_a) ejercida sobre la superficie de la cubeta. fig 5.1.2.

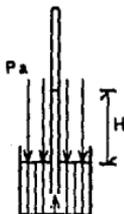


fig.5.2.1.

El principio de funcionamiento de este barómetro está basado en una simple balanza, la fuerza ejercida por la presión atmosférica sobre la superficie expuesta en el recipiente de mercurio compensa a la que es ejercida por la columna de mercurio dentro del tubo. Por lo que, la presión atmosférica provoca cambios en la altura de la columna de mercurio.

Existen varios conceptos relativos a la presión atmosférica que conviene explicar antes de mencionar otros métodos de medición.

Presión absoluta: es aquella que se refiere al valor absoluto de la fuerza por unidad de área que ejerce un fluido sobre una pared.

Presión manométrica: se entiende como la diferencia que existe entre la presión absoluta y la presión local.

Presión vacuométrica, es la cantidad de presión atmosférica que excede a la presión absoluta.

Y la presión atmosférica es la fuerza por unidad de área que ejerce la atmósfera terrestre.

Al igual que la presión absoluta la presión atmosférica no tiene valores negativos.

Los cambios de presión atmosférica, con respecto al tiempo son muy lentos, de donde la respuesta dinámica del sensor no es muy importante.

Los dispositivos generalmente usados para la medición de presión son mecánicos, aunque existen algunos que se basan en fenómenos de ionización, de conductividad térmica, o bien de modificaciones al barómetro de Torricelli. De estos los que son útiles para la medición de presión atmosférica son aquellos que midan la presión con respecto a una referencia fija. Dentro de los dispositivos que pueden medir la presión atmosférica se encuentra el mismo barómetro de Torricelli el cual con ciertas modificaciones como se muestran en la figura 5.2.2. se puede aumentar su rigidez, y poder realizar una instrumentación electrónica.

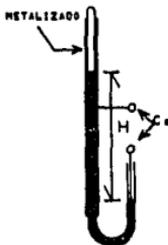


fig. 5.2.2.

Al observar el dibujo anterior se puede ver claramente la posibilidad de construir un capacitor de cilindros coaxiales. Metalizando la parte exterior del tubo, y con la columna interior de mercurio, se formarían los electrodos de un capacitor; de capacitancia directamente proporcional a la superposición de áreas, y ésta a la altura de la columna de mercurio, producida por la presión atmosférica. Para una mejor explicación de un transductor de este tipo se recomienda ver la descripción correspondiente al sensor de evaporación.

Existen además los manómetros de fuelle y diafragma; ambos son dispositivos de deformación elástica. Los dispositivos de fuelle se encuentran formados por un recipiente como el mostrado en la figura 5.2.3.

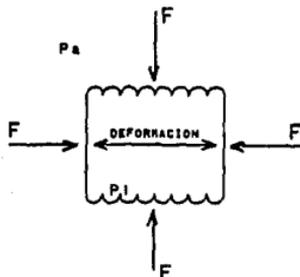


fig. 5.2.3.

Al someterse el dispositivo de fuelle a esfuerzos por algún fluido, sufre una deformación en una de sus dimensiones más notable que en las otras.

Si se encuentra abierto de forma de poder conectarlo a un lugar donde se encuentre confinado un fluido, se tiene un manómetro diferencial, y si se confina un fluido bajo presión conocida, se puede determinar la presión absoluta, no obstante seguir siendo un manómetro diferencial.

También es posible tener vacío, para lo cual se introduce un resorte el cual aplica una fuerza interior al recipiente que es compensada por la fuerza ejercida por la presión atmosférica.

El medidor de diafragma está formado por un diafragma colocado en un recipiente y una membrana como se muestra en la figura 5.2.4.

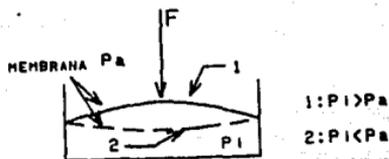


fig.5.2.4

En éste arreglo se puede cerrar uno de los lados, dejando el otro abierto al ambiente. El lado cerrado, se puede llenar de un gas o hacer vacío en él. Al variar la presión del lado abierto, el diafragma se deformará, efecto causado por la diferencia de presiones entre las dos cámaras.

De éstas dos últimas alternativas cualquiera es fácil de instrumentar, sin embargo, no se recomienda utilizar el sistema de fuelle para mediciones de alta frecuencia.

En ambos casos la medición de la variable se realiza mediante un método de medición de desplazamiento o de deformación. De los métodos de desplazamiento podemos encontrar los del tipo capacitivo, magnético, como son los LVDT's, o bien resistivos; en el caso del fuelle al aplicar extensómetros sobre la membrana.

La operación de este sensor es sencilla; sin embargo no se pretende realizar por las dificultades técnicas, que implica el lograr el encapsulado hermético, la obtención de una membrana adecuada etc.

En el mercado existen sensores de presión de membrana. A

la cual se le aplican extensómetros, ya sean de metal, o bien de semiconductores, los cuales al deformarse, por estar firmemente adheridos a la membrana, producen una variación de su resistencia, la cual es proporcional a la deformación sufrida por la membrana y ésta a su vez es proporcional a la diferencia de presión entre los sectores del recipiente.

5.3. Selección del transductor.

Con la idea de reducir costos se eligió un sensor de precio bajo, pero sin sacrificar un buen funcionamiento del equipo. Al respecto las dos posibles alternativas fueron: la fabricación del dispositivo, un barómetro de Torricelli modificado para el propósito o bien la compra del transductor.

La fabricación del barómetro es factible sin; embargo, tiene serios problemas por su alta fragilidad y la necesidad de una perfecta alineación de los brazos entre sí y con respecto al horizonte.

Por otro lado los sensores que se venden comercialmente son muchas veces mecánicos, y aunque si es factible la instrumentación electrónica con el uso de extensómetros o algún otro dispositivo, no es conveniente por la dificultad de repetibilidad. Con base en lo anterior se eligió un sensor de membrana diseñado para una instrumentación electrónica.

Ahora bien los sensores en los que se colocan extensómetros metálicos son caros mientras que los fabricados con extensómetros de semiconductores son más baratos. Otro factor muy importante en el incremento del costo del sensor es el acabado final de éste, el cual depende de las aplicaciones, por ejemplo resistencia al agua salada, vibraciones, etc.

El transductor seleccionado es uno fabricado con semiconductores, por Phillips, es de bajo costo y de gran linealidad ($\pm 0.5\%$), este sensor tiene cuatro extensómetros, conectados internamente en un arreglo puente, con cuatro terminales de conexión, dos de alimentación al puente y dos salidas diferenciales de éste.

La cámara formada por el recipiente y la membrana se encuentra herméticamente cerrada al vacío. El rango de presiones medibles esta entre cero y dos bares, lo cual para medir la presión atmosférica se encuentra en un rango muy

adecuado.

Es importante mencionar que dicho sensor tiene colocados los extensómetros sobre la parte de la membrana que da al exterior y son susceptibles a la humedad, si ésta llega a introducirse al sensor, se producirá un efecto de electrólisis, el cual da como resultado la falla total del sensor.

En el apéndice II se muestran las hojas de datos característicos de dicho sensor.

5.4. Acondicionador

Las características del sensor son una sensibilidad de 10 mV/V bar donde el máximo valor de alimentación es de 16 V. La señal de salida es función del voltaje de polarización del puente, por lo que es necesario regularlo para tener una salida que sólo dependa de la presión, lo cual se obtiene con un regulador LM723, con un voltaje de salida de 8.2 volts.

En la salida del acondicionador se tiene una señal diferencial que es función de la presión, de un valor pequeño, del orden de las decenas de los milivolts.

Debido a la baja impedancia de salida del sensor y a la distancia a la que se encontrará del acondicionador, se requiere que la etapa de entrada tenga una impedancia de entrada y razón de rechazo al modo común altos a fin de eliminar la mayor parte de los voltajes inducidos en el cableado de conexión.

La etapa de entrada utilizada, es la de un amplificador de instrumentación, construido a partir de tres operacionales, en ésta se da la ganancia adecuada para tener la salida en milímetros de mercurio. El voltaje de "offset" la salida se anula al sumarle un voltaje determinado experimentalmente; dicho voltaje se obtiene a partir del voltaje de referencia que polariza al sensor.

El voltaje para corregir el "offset" puede tener valores positivos o negativos, esto no se conoce y depende de cada sensor en particular, por lo que se usa un arreglo de un inversor, que con ayuda de la referencia positiva, se obtiene una referencia negativa, así el voltaje de "offset" sumado

puede ser positivo o negativo.

El voltaje de salida se encuentra entre cero y un volt.

5.4.CALIBRACION

Para lograr la calibración adecuada del barómetro se construyó un barómetro de mercurio, según se muestra en la figura 5.4.1.

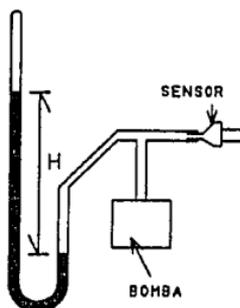


fig.5.4.1.

En la rama que se encuentra abierta se colocó una manguera y una "T", a fin de poder colocar en uno de los lados el sensor y en el otro una bomba que pudiera aumentar la presión del interior del tubo o bien disminuirla por debajo de la atmosférica.

Así pues, midiendo el valor de la columna de mercurio del lado de la rama cerrada, con respecto a la abierta se puede conocer en milímetros de mercurio la presión.

Esta prueba se realiza suponiendo que la temperatura se

mantiene constante, y la densidad del mercurio no se afecta durante la medición.

Basándonos en la figura 5.4.1 el proceso de calibración del barómetro de mercurio es el siguiente:

- 1.- Ajustar las dos ramas de forma tal que sean completamente paralelas.
- 2.- Verificar la perpendicularidad de ambas ramas.
- 3.- Asegurar la temperatura de forma tal que no se altere considerablemente la densidad del mercurio.
- 4.- Tomar la diferencia de alturas, a fin de obtener la presión en mm de mercurio.

Nota: Al tomar las lecturas se debe de asegurar tomar en ambas columnas la parte alta o baja del menisco de mercurio y no en una la alta y baja en el otro o viceversa.

Para el acondicionador se requiere el procedimiento siguiente:

- 1.- Ajustar con Poff la salida a ceros.
- 2.- Tomar al menos dos lecturas, del voltaje entregado por el sensor a diferentes presiones.
- 3.- Una vez determinadas las unidades a usar y escaladas de forma tal que comprendan entre cero y un volt, se obtiene la constante de ganancia del amplificador.
- 4.- Con Pgan ajustar para que con un voltaje conocido, se tenga a la salida el producto de éste por la constante.
- 5.- Repetir el proceso con otras lecturas.
- 6.- Dar el voltaje de "offset" final a fin de

de corregir el inherente al sensor.

7.- Fin de calibración.

Una vez realizado este procedimiento se esta en condiciones de medir la presión atmosférica.

A continuación se muestra el diagrama del acondicionador.

CAPITULO SEIS

HUMEDAD REALATIVA

6.1 Fenómeno

La humedad relativa es un fenómeno meteorológico que afecta de manera muy importante al clima. Dependiendo de ésta varía, de forma notable, la radiación incidente en la superficie terrestre y la cantidad de energía absorbida por la atmósfera; lo que cambia totalmente las condiciones climatológicas de la región, ya que afecta el balance energético.

La concentración de agua en la atmósfera varía de un cero a un cuatro por ciento por cada 100 gramos de aire. Sin embargo la cantidad de vapor existente en la atmósfera varía notablemente en el tiempo y el espacio, debido a la existencia de agua en sus tres estados por las temperaturas prevalentes en la tierra.

El agua es retirada constantemente de la atmósfera por condensación pero también es añadida por evaporación y sublimación.

A continuación se explican algunos conceptos que nos permiten definir la cantidad de vapor de agua existente en la atmósfera la cual se puede expresar de muchas formas.

Para que una substancia cambie de estado sólido a estado líquido o de éste a un gas es necesario agregar energía, que proviene del medio ambiente para que sean rotas las fuerzas de cohesión entre las moléculas. A la cantidad de energía necesaria para realizar un cambio de estado se le conoce como calor latente.

La presión parcial es la contribución causada por el agua, dentro de la atmósfera, a la presión atmosférica total, esta no excede a los 15 mb. La presión de vapor saturado, es el punto de presión en el cual ya no se puede añadir más agua a un volumen de aire dado. Este valor es afectado por la temperatura del volumen de control. Al determinar la cantidad de vapor añadido a un volumen se puede determinar la humedad que éste tenía.

Punto de rocío: es la temperatura a la cual una muestra de aire puede ser llevada antes de convertirse en aire saturado. En el punto de rocío se mide directamente la presión de vapor de agua. Por lo que éste es una medida de la humedad del aire.

La humedad absoluta: se define como la cantidad de vapor de agua por unidad de volumen y es expresada generalmente en unidades de peso, (gramos de agua) por unidad de volumen, (metros cúbicos). Normalmente se tienen humedades absolutas entre los 12 a 40 gramos por metro cúbico.

La humedad relativa, se define como el cociente de la masa de vapor real entre la masa de vapor que se requiere para producir una mezcla saturada a la misma temperatura.

6.2. Métodos de medición

La única forma correcta de medir la cantidad de humedad de una muestra de aire, es extrayendo el volumen de agua contenido en ésta a través de algún agente químico desecante y después pesar la cantidad de agua recolectada.

Esta técnica es conocida como gravimetría y es la empleada por la Oficina Nacional de Normas con propósitos de calibración. Se podría decir que es la más exacta, pero es prácticamente irrealizable para una estación automatizada de bajo mantenimiento.

Otra técnica de medición es la basada en las propiedades higroscópicas de algunos materiales que absorben humedad, lo que produce un cambio físico cuantificable de las características del material. Ejemplos de esta técnica son algunos materiales orgánicos como la madera, la piel, el cabello etc.

De estos el más usado es el cabello humano pues éste incrementa su longitud en un 2% a 3%, con un incremento de 0

a 100% de incremento de la humedad relativa.

Se pueden usar también materiales inorgánicos como el cloruro de litio (figura 6.2.1), el cual varía su resistencia óhmica con respecto a la humedad que absorbe, o bien membranas que varían sus características dieléctricas.



fig. 6.2.1.

La forma tradicional de medir la humedad en las estaciones meteorológicas es a través del uso de higrómetros de cabello. (figura 6.2.2) o bien de psicrómetros (figura 6.2.3).

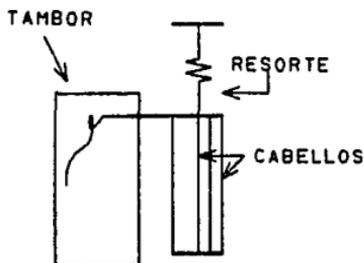


fig .6.2.2

El psicrómetro es un aparato que consta de dos termómetros. A uno de estos se le coloca una fina malla de tela en el bulbo (termómetro de bulbo húmedo), mientras que

el otro sólo mide la temperatura del aire que lo rodea, (termómetro de bulbo seco). Una vez húmeda la malla del bulbo húmedo se hace circular una corriente de aire, que pasa por los bulbos de ambos termómetros y posteriormente se toma la lectura de ambos; la humedad relativa se puede determinar a partir de la tabla o ecuaciones adecuadas.

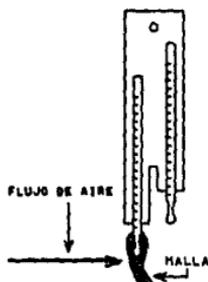


fig.6.2.3.

6.3. Selección del método de medición.

Para la estación meteorológica se debe elegir un método de medición sencillo, en el cual la salida del transductor sea una variable eléctrica fácil de instrumentar, evitando procesos complicados como en el caso del psicrómetro.

La medición sencilla y directa podría basarse en resistencias de clorido de litio, o membranas higroscópicas. Estas últimas son vendidas comercialmente, y al igual que el sensor de presión, es fabricada por Philips a costos relativamente bajos.

Aunque un sensor de este tipo es muy sencillo en su construcción no se pretende construirlo, debido a que los procesos de manufactura son complejos. A continuación se da una descripción detallada de éste.

El sensor es de tipo capacitivo y esta basado en el comportamiento de las placas paralelas. La expresión de un capacitor de este tipo esta dada por la ecuación 6.3.1.

$$C = E_0(A/d) \dots (6.3.1)$$

Donde, si el área de superposición (A) y la distancia entre placas (d) es fija y las propiedades del dieléctrico (E_0) varían linealmente con la humedad, por lo tanto también lo hace (C).

Por construcción el sensor tiene una capacitancia es baja y las variaciones también lo son.

Los datos característicos del sensor se encuentran en el apéndice III.

6.4. Desarrollo del acondicionador.

El acondicionador es un medidor de capacitancia, y al igual que en el medidor de evaporación ésta es pequeña, por lo que las capacitancias parásitas son fuertes en comparación a las de interés, lo que obliga a realizar un preacondicionamiento de la señal.

El método más viable para realizar este preacondicionamiento es por modulación de pulsos. Básicamente la estructura del acondicionador empieza con un generador de onda cuadrada o de pulsos, de frecuencia fija, el cual dispara a un circuito monoestable; la salida de éste es un nivel alto, cuya duración está definida por el arreglo RC; para nuestro caso el valor de la capacitancia es función de la variable a medir.

La señal que se obtiene después de ésta etapa es una señal modulada en PWM. A continuación la señal se pasa a un circuito de cuadratura, donde la amplitud y voltaje de offset son fijados; al pasar ésta por un filtro paso bajas, obtendremos la componente de directa. El valor de esta es función de la capacitancia y al multiplicarla por la constante adecuada y sumar una constante, se puede obtener una señal de directa que es proporcional a la humedad relativa.

Siendo la máxima salida de un volt y dado que la humedad relativa más alta corresponde al 100 % tendremos que la resolución es de 0.1%.

A continuación se explica la función de cada una de las partes.

La señal de frecuencia constante se obtiene mediante un circuito astable que tiene como base un LM555, éste genera la señal de disparo para otro LM555, en configuración monoestable. Siendo necesario colocar un circuito integrador para hacer el acoplo adecuado de ambos circuitos. La señal generada por el segundo LM555 esta modulada en PWM.

En el arreglo monoestable se coloca una resistencia variable con el objeto de poder obtener la máxima variación del ciclo de trabajo de acuerdo a la variación del elemento sensor, capacitor.

La señal generada por el arreglo de los dos LM555 es llevada a la segunda etapa del acondicionador a través de cable coaxial, que debido a la capacitancia parásita que presenta, deforma la señal, por esto y el posible ruido inducido en el cableado, se conecta directamente a un transistor en configuración emisor común, cuadrando la señal.

Una señal modulada en PWM se puede considerar como la suma de una serie de componentes armónicas y una de directa (esta última portadora de la información de interés) la amplitud de esta depende de la amplitud de la señal original y el ciclo de trabajo de esta.

La señal obtenida se pasa por un filtro paso bajas de primer orden, con una frecuencia de corte de 10 Hz aproximadamente. En este punto se tiene un voltaje en función del valor de la capacitancia del sensor, el cual se ajusta para obtener los valores deseados de salida.

Este ajuste se realiza mediante un arreglo que modela la ecuación de una recta, este consiste de un amplificador inversor de ganancia ajustable y un sumador para proporcionar un voltaje de "offset" adecuado, para efectuar la calibración de forma adecuada éstos ajustes son de un rango de variación pequeño.

Después del filtro paso bajas se conecta un amplificador en configuración seguidora, para realizar un acoplamiento adecuado de impedancias.

Cada etapa tiene su propio ajuste de "offset", para evitar el acarreo de errores.

En el punto 6.5 se muestran las ecuaciones que demuestran la validez del uso del acondicionador.

6.5. Análisis matemático del acondicionador.

De la ecuación 6.3.1 se tiene que la capacitancia de un capacitor de placas planas está en función del área de superposición, la separación entre placas y las características del dieléctrico.

Si las características del dieléctrico varían en relación lineal con la humedad, (lo que es válido en un rango bastante amplio del 10 al 90%) entonces el valor de la capacitancia será proporcional a la humedad.

Sea:

$$E_0 = H_{\text{rel}} K_1 \dots (6.5.1)$$

Donde:

H_{rel} : Humedad relativa (%)

Substituyendo 6.5.1 en 6.3.1 se tiene:

$$C = H_{\text{rel}} K_1 (A/d) \dots (6.5.2)$$

Como:

$$A/d = K_2 \dots (6.5.3)$$

$$C = H_{\text{rel}} K_1 K_2 \dots (6.5.4)$$

$$K = K_1 K_2 \dots (6.5.5)$$

$$C = H_{\text{rel}} K \dots (6.5.6)$$

Del diagrama de tiempos mostrado en la figura 6.5.1.

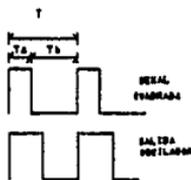


fig.6.5.1

$$T = t_a + t_b \dots (6.5.7)$$

$$T = K \theta \dots (6.5.8)$$

$$t_a = R x C \dots (6.5.9)$$

Substituyendo 6.5.6 en 6.5.9 tenemos:

$$t_a = R x H_m K \dots (6.5.10)$$

Si:

$$D = t_a / T \dots (6.5.11)$$

Substituyendo 6.5.10 en 6.5.11, tenemos:

$$D = R x H_m K / T \dots (6.5.12)$$

$$R x K / T = K \dots (6.5.13)$$

Por lo tanto:

$$D = H_m K \dots (6.5.14)$$

Ahora bien:

$$V = D V_a \dots (6.5.15)$$

Como V_a es constante:

$$V = H_m K V_a \dots (6.5.16)$$

Finalmente:

$$V = H_m K \dots (6.5.17)$$

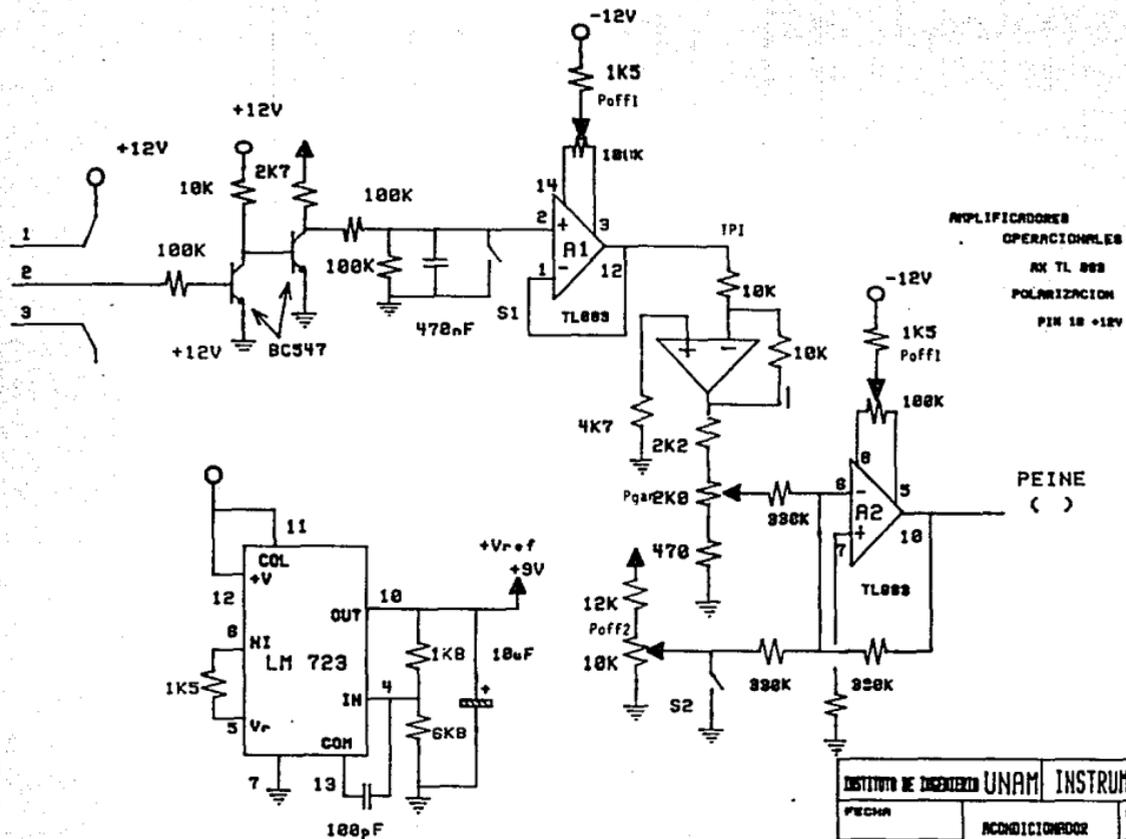
6.5. Calibración.

La calibración de este equipo es, al igual que cualquiera de los otros, sencilla, pero se requiere que el sensor se pueda introducir en una cámara de interperismo, donde la humedad relativa pueda ser controlada o al menos se mantenga constante, por cualquier método, durante el proceso de calibración.

A continuación se dan los pasos para calibrar el sistema.

- 1.- Ajustar con Pp_1 el ciclo de trabajo para que su variación sea máxima con la de la humedad relativa.
- 2.- Con S_1 y S_2 en ON ajustar $Poff_1$ para que la salida sea cero.
- 3.- Con el voltaje en TPI y conociendo la humedad relativa a la cual se encuentra el sensor calcular la constante de ganancia para que se tenga a la salida dicha humedad relativa. (1000 mV es al 100%).
Y con $Pgan$ ajustar esta constante.
- 4.- Ajustar el offset con $Poff_2$.
- 5.- Fin de calibración.

Nota: la respuesta dinámica del sensor es lenta, por lo que es recomendable esperar un mínimo de diez minutos para asegurar que la lectura que se tiene es correcta.



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM INSTRUMENTACION

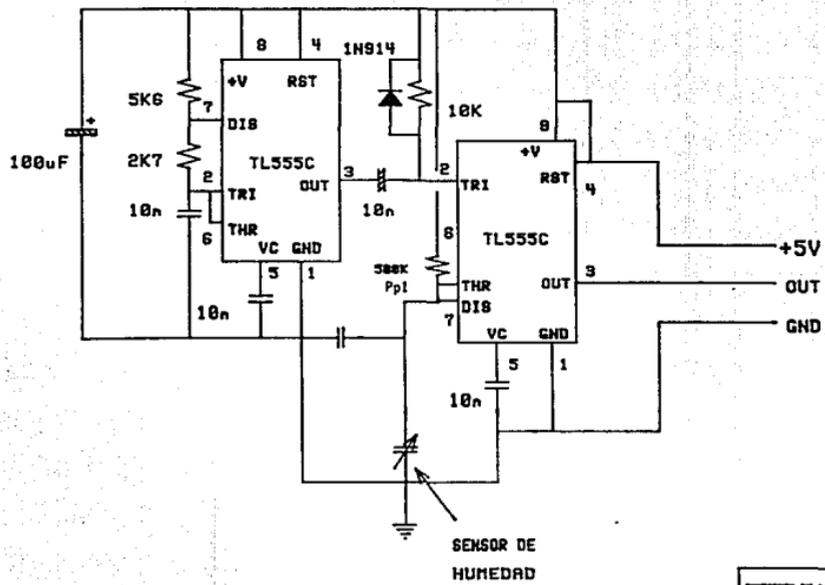
FECHA

CONDICIONADOR

DISENO

PROYECTO

FIG. 1



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA	PRECONDICIONADOR	DISCRO
PROYECTO	HUMEDAD	FIG. 2

VELOCIDAD Y DIRECCION DEL VIENTO

7.1. Fenómeno

En la meteorología, el movimiento del aire es considerado como un elemento ecualizador de la atmósfera ya que dispersa el calor, la humedad, los contaminantes y los elementos orgánicos como son las semillas, los microbios, etc.

El viento se debe principalmente a los factores siguientes: la fuerza de gravedad, la rotación terrestre, las fuerzas de arrastre existentes entre las capas inferiores de la atmósfera y la corteza terrestre, la diferencia de absorción de energía solar de una región a otra y la diferencia de presión entre diferentes puntos.

Podemos dividir a las fuerzas que actúan sobre la atmósfera, en fuerzas independientes y dependientes de la velocidad de rotación de la tierra. Entre las fuerzas independientes se encuentran las ocasionadas por la gravedad y por las diferencias de presión atmosférica y en las dependientes se encuentran las producidas por el efecto Coriolis y por las fuerzas centrífuga y de fricción.

El aire se mueve en las direcciones vertical y horizontal. El movimiento en la dirección vertical es más pequeño y generalmente diez veces menor que la componente horizontal, aunque la componente vertical sea pequeña es muy importante, pues ésta rompe las nubes en la atmósfera.

De estas dos componentes la que usualmente se mide es la horizontal debido a que la componente vertical se puede determinar mediante cálculos.

La velocidad y la dirección del viento son afectadas en capas cercanas a la corteza terrestre, la primera es atenuada generalmente por la fricción, mientras que su dirección es cambiada por obstáculos como montañas, árboles, pequeños promontorios, ya sean naturales o artificiales sobre la corteza terrestre. Precisamente por la variación de la fricción, conforme se aumenta la altura del punto de medición la velocidad y dirección del aire se alteran notablemente.

Es importante tener en cuenta el comportamiento descrito ya que es determinante en la colocación del sensor, pues con ello se evita el obtener lecturas incorrectas. Por desgracia no existe ningún estandar para realizar las lecturas en forma adecuada y no hay uniformidad en cuanto a la altura a la cual que se deba colocar el sensor.

7.2. Métodos de medición. Velocidad de viento.

Los equipos utilizados para medir la velocidad del viento son llamados anemómetros y miden flujo de aire, de donde se infiere la velocidad de éste.

En la meteorología se utilizan varios tipos de anemómetros, como son los de copas, de propelas, de hilo caliente, ultrasónicos, o bien por efectos de presión.

A continuación se da una breve explicación de los diferentes tipos de anemómetros.

Anemómetro de presión: su principio de medición se basa en la medición de las variaciones de presión. El viento, al llevar una velocidad y chocar contra una superficie ejerce sobre ésta, una presión, la cual depende de la fuerza con la que choca el aire y ésta a su vez de la velocidad del aire. Utilizan el mismo principio que el tubo de Pitot. Este tipo de anemómetros se debe de orientar, en la figura 7.2.1 se muestra un esquema de este tipo de anemómetro.

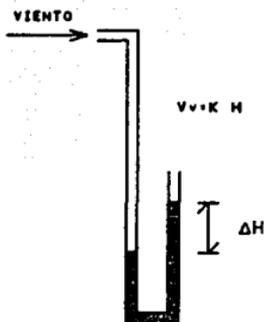


fig.7.2.1.

Anemómetro de hilo caliente: el principio de funcionamiento está basado en el flujo de calor transferido del hilo al fluido donde se encuentra inmerso. El hilo al calentarse, por el paso de una corriente eléctrica, cede cierta cantidad de energía al aire, la cual es proporcional a la velocidad, así como a la temperatura del medio.

La figura 7.2.2. muestra un anemómetro de este tipo.

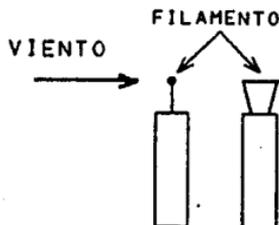


fig.7.2.2

Con este anemómetro se pueden medir flujo o gasto transitorios con frecuencias cercanas a los 50 kHz.

La calibración de estos sensores es muy complicada y depende inclusive de la conductividad térmica del fluido que se maneja, por lo cual su uso no es muy adecuado para una estación automatizada.

Los anemómetros de propela tienen un funcionamiento simple, cuando choca el aire contra las propelas estas se mueven con una velocidad angular que es proporcional a la velocidad del viento, la razón de proporción es dada por las características geométricas de la propela figura 7.2.3.

Los anemómetros de propela tienen la desventaja de ser orientados por medio de alguna veleta y generalmente se usan para medir la componente horizontal, cuando la velocidad es alta; en el caso de medir la componente vertical no es necesaria la orientación, tan sólo basta con que la propela sea perpendicular al horizonte.



fig 7.2.3.

Mediante los anemómetros de copas se mide la componente horizontal y no requiere orientación, tan sólo los ejes de las copas deben de estar paralelos al horizonte, lo que los hace muy prácticos. figura 7.2.4.

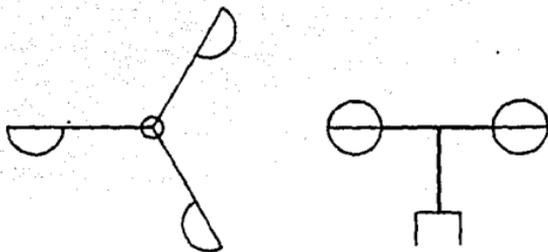


fig 7.2.4.

Dependiendo del diseño de las copas se pueden medir velocidades altas, bajas o intermedias y la velocidad de arranque también puede variar de acuerdo al diseño.

En todos estos transductores se tienen problemas de fricción y/o turbulencia causada por el propio aparato, lo que da lecturas erróneas en un momento dado.

7.3. Selección del anemómetro.

El anemómetro utilizado para la medición de la velocidad del viento, es el de copas, figura 7.2.1.

Dependiendo de las características geométricas de los anemómetros de copas se puede definir su uso; por ejemplo, al reducir el diámetro de las copas se logra construir un anemómetro de velocidad instantánea. En esta clase de anemómetro es deseable que el peso de las copas y las fricciones que se presenten sean lo más bajas posibles.

El funcionamiento de un anemómetro de copas es el siguiente:

El viento al llevar una velocidad y tener un peso dado lleva consigo una cantidad de energía cinética almacenada, éste al chocar contra la parte cóncava produce una fuerza

mayor y a su vez un par mayor que al chocar contra la parte convexa de la copa, debido a la oposición que ofrece al flujo cada una de estas partes; debido a la posición de las copas, siempre hay un par mayor en un sentido que en otro, por lo que todo el arreglo de copas gira en un sólo sentido determinado, únicamente por el arreglo físico de las copas.

Es fácil de demostrar lo anterior al medir las fuerzas ejercidas por una corriente de aire en las diferentes posiciones mostradas figura 7.3.1.

La determinación de la velocidad del viento se realiza a partir de la componente que incide en forma tangencial sobre las copas; por lo tanto, la velocidad tangencial es proporcional a la velocidad de giro (V_a) por el radio (r) de las copas al eje de giro, ecuación 7.3.1.

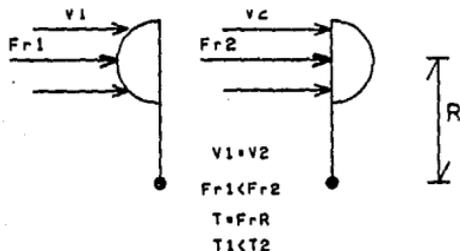


fig. 7.3.1.

$$V_t = rV_a \dots (7.3.1)$$

Del mismo modo la velocidad angular es proporcional a la frecuencia de giro de las copas. Como se puede inferir se necesita un dispositivo que mida la velocidad angular. Al respecto existen varios métodos para medir la velocidad angular, ya sea por medio de sistemas ópticos, o bien con arreglos

electromagnéticos.

El método electromagnético se basa en las propiedades de los generadores eléctricos, los cuales, al variar la velocidad angular de la flecha varían el voltaje inducido, siendo proporcional a la velocidad angular en un rango amplio. Este método es relativamente bueno si la velocidad angular es alta pues a bajas revoluciones se tienen puntos indefinidos.

Otro factor que afecta la operación adecuada de éste método es la fricción provocada por los cojinetes de la flecha. A este tipo de dispositivos se les conoce con el nombre de tacogeneradores.

La otra forma es por medio de arreglos ópticos, usando discos ranurados o bien tiras reflectoras adheridas al eje. En cualquiera de los dos casos, se tiene un emisor de luz visible o, no, la cual es enviada al disco; en el caso del disco la luz emitida, puede o no pasar por la ranura dependiendo de la posición, lo mismo ocurre en el segundo caso, salvo que ahora, la luz emitida es reflejada, a un sensor de luz, lo que da como resultado, en la salida de éste una serie de pulsos.

Este mismo efecto se puede lograr con interruptores de efecto Hall o magnéticos.

De lo anterior se puede concluir que se puede entregar un voltaje a la salida o una serie de pulsos, que por diseño del disco ranurado tienen un ciclo de trabajo constante pero de frecuencia variable, en función de la velocidad del viento.

El método utilizado es el de tipo óptico, de disco ranurado y teniendo como salida una serie de pulsos.

A continuación se presentan las ecuaciones que relacionan la velocidad tangencial con la frecuencia de pulsos.

$$V_a = 2(\pi) f \dots (7.3.2)$$

Para N ranuras

$$f_o = N f \dots (7.3.3)$$

$$f = f_o / N \dots (7.3.4)$$

$$V_a = 2(\pi) f_o / N \dots (7.3.5)$$

Substituyendo 7.3.1 en 7.3.5:

$$V_t = 2r(\pi)fo/N \dots (7.3.6)$$

De donde:

$$fo = (N/2r(\pi))V_t \dots (7.3.7)$$

De la ecuación 7.3.7 se deduce la conveniencia de utilizar un disco que tenga muchas ranuras, aunque depende también de los optoacopladores y las velocidades para las cuales se pretende usar el anemómetro.

7.4. Diseño y construcción del sensor y acondicionador del anemómetro.

El transductor usado es una adaptación de uno ya existente, el cual en el mismo arreglo mide la velocidad y dirección de viento, a este arreglo se le conoce como anemocinemómetro.

Originalmente éste era mecánico y al girar las copas hacen girar al eje, sobre este mismo se encuentra un arreglo de tornillo sinfin, y que después de un número dado de vueltas produce un pulso, a este tipo de anemómetro se le conoce como integrador.

Debido al diseño de la estación se eliminó toda esta parte, y se le adaptó un disco ranurado de bajo peso, construido a partir de una lámina delgada de cobre. De tal forma que al girar las copas mueven al disco; la frecuencia con la cual las ranuras interceptan el haz de luz proporcionado por el sistema optoelectrónico esta definida por la ecuación 7.3.7.

El resto del transductor debe ser un convertidor de frecuencia a voltaje, con las escalas adecuadas para los requisitos deseados.

Existen muchas alternativas para poder determinar la frecuencia de una señal, como son el conteo o la modulación.

Trabajando con contadores se puede determinar la frecuencia o bien el período de una señal, a partir de una señal de reloj fija. La frecuencia de esta señal debe ser más baja que la desconocida con lo que se podrá medir cuantos ciclos se tienen por cada ciclo de la señal de referencia.

La otra forma es modulando la señal, es decir, se produce una señal de duración fija (t_a) con un circuito monoest-

table, el cual es disparado por la señal producida por el anemómetro, el cual debiera proporcionar pulsos.

La frecuencia será variable, se produce una señal modulada, que es la suma de una serie de armónicas, y una componente de directa, que esta en función del ciclo de trabajo (d), de la amplitud y a su vez de la frecuencia.

Mediante las ecuaciones 7.3.8 a 7.3.11 se muestra el comportamiento descrito anteriormente.

$$f = ta + tb \dots (7.3.8)$$

$$d = ta/(ta + tb) \dots (7.3.9)$$

Si ta es constante.

$$d = ta/f \dots (7.3.10)$$

$$f = dta \dots (7.3.11)$$

Cuando usamos este arreglo a velocidades bajas la frecuencia es baja también, y como se explicó en párrafos anteriores el necesario obtener la componente de directa de la señal; ésto se logra al pasarla por un filtro paso bajas, que debe estar situado en una frecuencia más baja que la mínima esperada, lo que trae como consecuencia filtros donde los elementos son muy grandes en dimensiones físicas.

Como queda demostrado el transductor cambia la velocidad del viento en frecuencia o velocidad angular, por lo que el acondicionador utilizado es un convertidor de frecuencia a voltaje o bien un tacómetro.

De los dos métodos, analógico y digital, que pueden efectuar el proceso anteriormente descrito se seleccionó el método analógico, debido al tipo de salida deseada del acondicionador.

Acoplado al eje donde van montadas las copas se coloca un disco ranurado. La forma de producir los pulsos es por medio de la interrupción de un haz de luz infrarroja producida por un diodo emisor, al pasar de un disco ranurado.

Mediante las ecuaciones 7.3.1 a 7.3.7 se determina el comportamiento del transductor.

El arreglo entre emisor y receptor se vende en forma de un arreglo físico, figura 7.3.2 en el cual se encuentran ali-

neados el receptor y el emisor.

En la elección del receptor hay dos alternativas, pues se puede elegir un fototransistor o un fotodarlington, estando la diferencia entre la velocidad y cantidad de luz necesaria para la excitación de cada uno de ellos.

Para el caso de señales muy rápidas el uso de darlintongs puede causar que por su lentitud la señal desaparezca por completo. En este caso se utiliza un fototransistor para poder sensar una gama de velocidades amplia.

Para manejar la señal proveniente del fototransistor se utiliza un convertidor de frecuencia a voltaje. Este circuito es el LM2917, el cual consta de un comparador de entrada, con lo cual se puede fijar arbitrariamente los niveles de umbral. La salida de dicho comparador es una señal cuadrada que se conecta a un flip-flop, para obtener un ciclo de trabajo del 50%.

Cuando la señal del flip-flop es alta se pone a cargar un capacitor entre cero y $V_{cc}/2$, la corriente que pasa por el capacitor es la misma que pasa por un espejo de corriente, dicha corriente se pasa por un circuito filtro para establecer un voltaje que es función de la frecuencia.

Debido a que la salida de este circuito depende de la polarización se utilizó un regulador LM723 a partir de la línea de +12V para proporcionar la polarización adecuada.

La salida del circuito es por medio de un amplificador clase AB y por ende tiene un "offset", éste es eliminado con el uso de un amplificador operacional.

Finalmente la salida del acondicionador es un voltaje que es igual a la frecuencia por una constante, dicha constante depende de los valores de polarización, de C_1 y R_1 más la constante propia del convertidor, el intervalo del voltaje de salida es entre 0 y 1 volt. Para simplificar el proceso de calibración se dejan fijos todos los parámetros anteriores excepto R_1 .

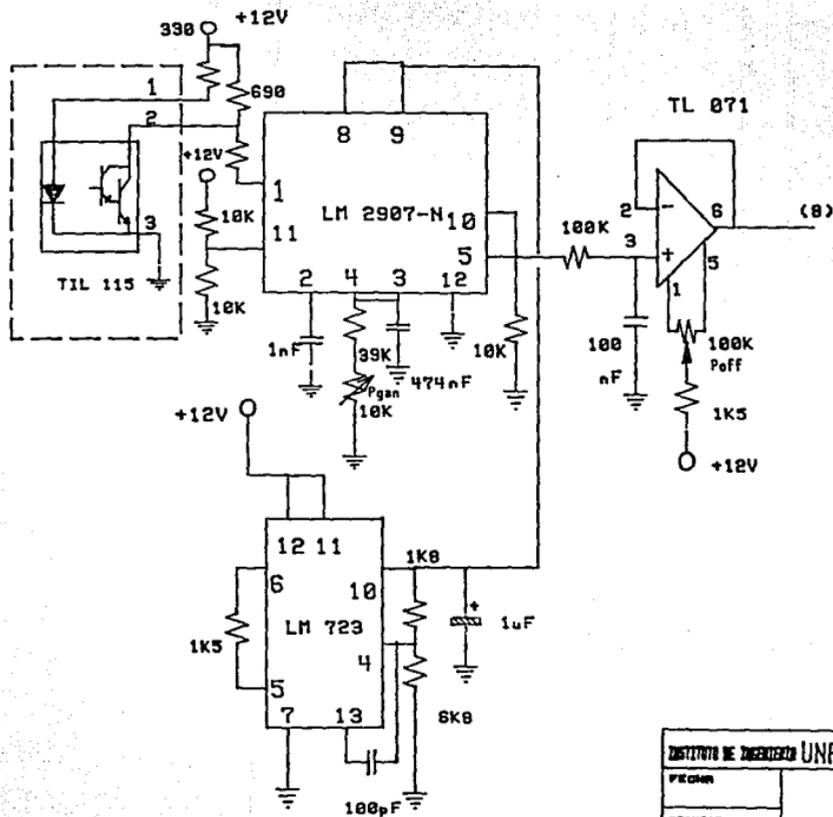
Las ecuaciones que rigen a dicho circuito y el diagrama esquemático de este se dan junto con las hojas de datos del circuito en el apéndice IV.

7.5. Calibración del anemómetro.

Es importante hacer notar que se deben calibrar el acondicionador y el sensor al mismo tiempo o bien tener las características de salida del transductor y con éstas calibrar el acondicionador.

El procedimiento que se indica es para realizar la calibración del acondicionador y sensor al mismo tiempo.

- 1.- Con las copas del anemómetro estacionarias, y mediante la variación del potenciómetro Poff, se deberá obtener un voltaje cero.
- 2.- Se introduce el anemómetro en un túnel de viento donde se pueda conocer la velocidad del viento de manera correcta y con Pgan se busca que la salida sea escalada al valor desado.
- 3.- Fin de calibración.



INSTITUTO DE INVESTIGACIONES UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA		USUARIO
PROYECTO		PLA.

7.6. Dirección de viento. Veleta.

Generalmente se necesita conocer como se mueve el viento de forma vectorial, es decir se necesita la magnitud de la velocidad y la dirección.

La magnitud de la velocidad se determina con el anemómetro, mientras que la dirección se hace con la veleta.

La veleta es un dispositivo que por sus características aerodinámicas apunta en dirección del viento. Siendo el ángulo que se establece entre el norte geográfico y la veleta el del viento.

Al igual que el anemómetro la veleta es una adaptación de un instrumento ya existente, el cual es adaptado para una instrumentación electrónica.

Originalmente se tenía acoplada a la veleta un servomecanismo eléctrico que permitía en un lugar remoto observar la dirección del viento.

Este dispositivo se elimina y en su lugar se pone un arreglo de engranes a fin de aumentar la relación de revoluciones lo que implica tener un amplificador, con el cual se aumenta la resolución.

A la salida de este amplificador mecánico se coloca un disco ranurado el cual tiene una función muy similar a la del usado en el anemómetro. Aunque en este caso se utilizan los pulsos generados para contar.

A diferencia del anemómetro, se tienen dos fototransistores, dependiendo de cual genere primero pulsos se define el sentido de giro.

Al estar apuntando hacia el norte mediante otro fototransistor se genera un pulso de inicialización, con lo cual un grupo de contadores cargan ceros.

Al moverse hacia un lado u otro define un sentido con lo cual se define también el sentido de la cuenta, hacia arriba o hacia abajo.

La palabra digital que se produce en los contadores es pasada por un convertidor analógico digital de ocho bits.

La resolución que se tiene es de un 256/360 (0.71) de grado.

En la figura 7.1 se muestra un dibujo esquemático de la veleta y en la figura 7.2 el acondicionador de esta.

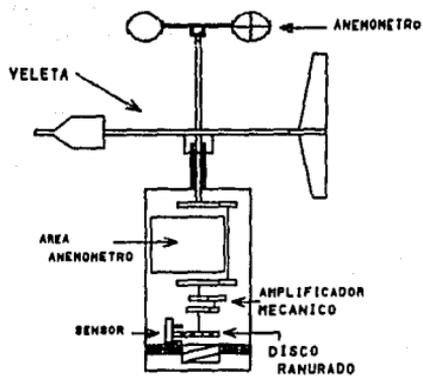
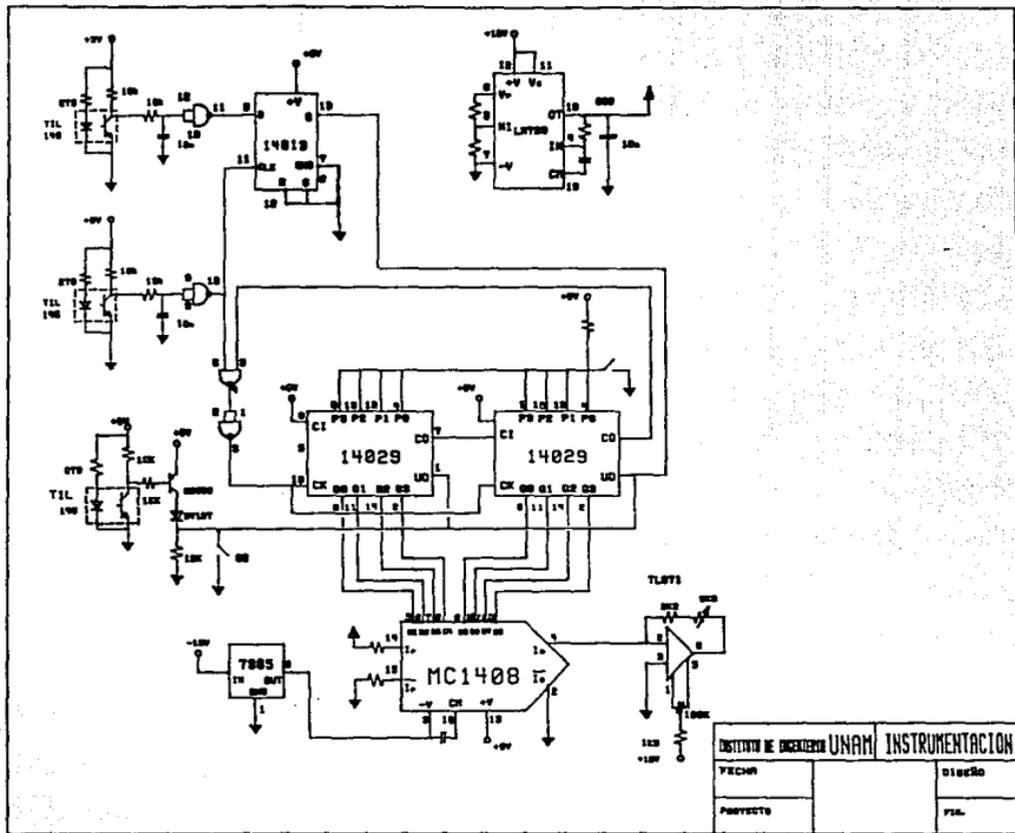


fig.7.1



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION	
FECHA		DISEÑO	
PROFESOR		FECHA	

CAPITULO OCHO

PRECIPITACION

8.1. Fenómeno.

Existe un grupo de fenómenos naturales que dan como resultado la condensación del vapor de agua, o la formación de cristales de agua a partir de éste, y su consecuente caída a la superficie, al no poder ser sostenida por la atmósfera. A este fenómeno se le conoce como precipitación.

La precipitación es un factor importante en la vida del ser humano ya que de la existencia de ésta depende su propia vida; sobre todo, en algunos lugares de la Tierra donde las actividades relacionadas con la agricultura son prioritarias. Por otro lado su existencia excesiva provoca fenómenos como desbordamiento de ríos, inundaciones, etc., lo que ocasiona pérdidas numerosas, tanto materiales como humanas.

Hay dos clases de precipitación, líquida y sólida. La primera se puede dividir en lluvia y llovizna, la diferencia entre una y otra está en el diámetro de las gotas, se considera llovizna cuando el diámetro de las gotas es menor al medio milímetro. Por otro lado las formas principales de precipitación sólida son las siguientes:

Nieve: se forma por cristales de hielo que crecen en la nube, cuando las temperaturas son menores a los -5°C , los cristales caen formando copos de nieve.

Lluvia o llovizna congelada: esta ocurre cuando la lluvia o llovizna hace impacto contra suelo u objetos que tienen temperatura inferior a la de congelación.

Perdigones de nieve: ocurre cuando la temperatura cercana a la tierra es de cero grados centígrados y existe un

aguacero, la forma de la precipitación es en forma de esferas o conos opacos con un diámetro de dos a cinco milímetros.

Granos de nieve: ocurre cuando la lluvia no es muy fuerte.

Perdigones de hielo: Son esferas de hielo translúcido con un diámetro inferior a los cinco milímetros. Esta se origina cuando la nieve se funde durante el trayecto a la tierra y es finalmente congelada al atravesar las capas de aire cercanos a la corteza.

Granizo: el granizo son realmente piedras de hielo que pueden ser de 5 a 75 milímetros de diámetro, generalmente son destructivas y caen de las nubes Cumulusnimbus, se forman por la acumulación de agua alrededor de una pequeña perla de hielo que se mueve alrededor de pequeñas gotas de agua

8.2. Métodos de medición de la variable.

La medida práctica de la precipitación, se lleva a cabo al cuantificar la cantidad de agua que llega a la superficie de la tierra; esto se realiza mediante el muestreo de la profundidad de un tanque, el cual recolecta el agua sin permitir su escape, ni por filtración ni evaporación.

Se mide generalmente en milímetros o en centésimas de pulgada de agua en el caso de precipitación sólida se funde y se obtiene su equivalente en líquido, que generalmente es de 1 a 10 aunque ésta relación es muy variable siendo desde 1 a 30 a 1 a 2.

Dentro de los diferentes dispositivos para medir la cantidad de lluvia sobre una región dada, destacan los pluviómetros y los pluviógrafos. La diferencia entre ambos está en la forma de dar los resultados; en los primeros los resultados son dados de forma discreta y en los segundos de forma continua, a través de gráficas. Generalmente los pluviógrafos son modificaciones de los primeros, ya que con dispositivos mecánicos se hace que la toma de lecturas sea continua, o bien, haciendo que los intervalos de lectura sean lo suficientemente pequeños que se puedan tomar las lecturas como continuas.

Todos los pluviómetros o pluviógrafos entregan un resul-

tado de una sola dimensión, es decir en alturas, esto es con el fin de hacer el resultado independiente del área. Con fines de realizar la lectura es posible medir volúmenes, ya que al conocer el área de recolección del dispositivo es posible determinar la altura.

Se pueden construir pluviómetros basados en dos principios, uno sería la recolección de agua durante cierto tiempo y después medir la altura del volumen de agua recolectado y el segundo es recolectando pequeños volúmenes de agua y contar estos.

Cada uno tiene sus propias ventajas y desventajas. En el caso de la recolección las lecturas pueden ser continuas pero la capacidad de almacenamiento es finita y generalmente pequeña, además, se presenta el fenómeno de evaporación que aunque se tomen las providencias necesarias es imposible nulificarlo del todo, esto último acarrea errores que en el caso de pluviómetros de bajo mantenimiento pueden ser considerables.

En los pluviómetros se pueden utilizar métodos de ampli-ficación para facilitar la lectura de la altura del nivel.

Como se muestra en el pluviómetro de la figura 8.2.1.

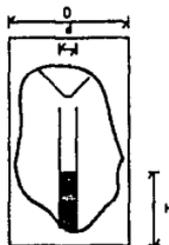


fig.8.2.1

Considerando que el pluviómetro mostrado es de sección circular se define:

V_r : volumen recolectado.

Va: volumen almacenado.

H: altura recolectada

h: altura almacenada

Entonces:

$$Vr = ((\pi) D^2 / 4) H = Va = (\pi) d^2 / 4) h. \dots (8.2.1)$$

De donde:

$$h/H = D^2/d^2 \dots (8.2.2)$$

En los pluviómetros de conteo generalmente se capura un volumen conocido y pequeño. Cada vez que se captura éste volumen se genera un pulso.

Si se conoce el número de pulsos es posible determinar el volumen total y si se conoce el área de recolección se determina la altura.

Si N es el número de pulsos, entonces:

$$Vt = NV. \dots (8.2.3)$$

Donde:

Vt: volumen total de recolección

V: volumen parcial de recolección.

Además:

$$Vt = ArH. \dots (8.2.4)$$

Ar: área de recolección.

H: altura recolectada.

Despejando H se tiene:

$$Vt = NV/Ar. \dots (8.2.5)$$

$$H = NK. \dots (8.2.6)$$

Donde:

$$K=V/Ar. \dots (8.2.7)$$

Las desventajas de este tipo de pluviómetros está en que su salida es discreta y para precipitaciones pequeñas no se alcanza a llenar el volumen de recolección, con lo cual la salida es cero, es decir no hay pulsos de salida.

A éste tipo de pluviómetros le afectan las posibles variaciones de densidad del agua causada por la temperatura e impurezas.

En la figura 8.2.2 se muestra este tipo de pluviómetro.

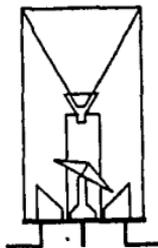


fig.8.2.2

El arreglo mostrado en la figura 8.2.2 es colocado en el exterior, en una superficie plana de tal manera que la lluvia caiga perpendicularmente sobre el pluviómetro, el agua de lluvia recolectada llena al recipiente hasta el punto en el cual la fuerza ejercida por el peso del agua produce un par, lo suficientemente alto para romper el equilibrio estático, subiendo ahora otro recipiente que es llenado, repitiéndose el ciclo. Para efectos de adquisición y procesamiento de la información, al sistema descrito se le añade un dispositivo que permite llevar la cuenta de ciclos. En el caso particular se tiene un interruptor magnético el cual pone poca resistencia mecánica para cambiar de apagado a encendido.

8.3. Desarrollo del transductor.

El uso de un pluviómetro de este tipo es ideal para una estación climatológica de bajo mantenimiento, pues elimina el problema de la baja capacidad de almacenamiento.

Primeramente se utiliza un pluviómetro de conteo construido por Wheather Mesure Company.

Las variables básicas en el diseño de un pluviómetro de este tipo son el área y el volumen de recolección; entre más grande sea la relación del área y el volumen, se tendrá mayor resolución.

Basados en la máxima precipitación acaecida en un día se puede determinar dicha relación, la cual da los valores del volumen y área necesarios; al determinar el valor uno de ellos, el otro queda determinado, por lo que pueden tomar cualquier valor, éstos estarán limitados solamente por los valores prácticos.

8.4. Desarrollo del acondicionador

El dispositivo a usar como transductor entrega pulsos, los cuales son la entrada del circuito acondicionador, la salida de este debe ser analógica.

La estructura básica del acondicionador consta de una etapa de conteo que, su vez actúa como memoria que alimenta a un convertidor digital-analógico, el cual cambia esta señal a un valor analógico como su nombre lo indica. Finalmente se utiliza un amplificador operacional para dar la ganancia adecuada y hacer acoplo de impedancias.

Para tener una resolución alta se debe tener una cantidad de bits grande. Los contadores usualmente son de cuatro bits y es posible encadenarlos para hacer contadores de 4n bits. Entre más bits se tengan más complicado y caro es el circuito.

Con cuatro bits la cuenta máxima es de 15 mientras que con 8 bits la cuenta máxima es de 255 y con 12 es de 2047, para el caso que nos concierne con un cuenta de 255 es más que suficiente, además de no complicar seriamente el circuito.

La entrada al acondicionador es un pulso que puede venir deformado y acompañado de ruido, generado principalmente por la conmutación del interruptor localizado en el pluviómetro. Para evitar esto se utiliza un inversor Schmitt Trigger el cual evita que se cometan errores en la cuenta, al tomar como información válida algún ruido.

Los contadores elegidos son binarios de lógica TTL, son encadenables, y permiten la carga de cualquier valor binario de forma asincrónica. Esta última característica permite que la calibración del circuito sea sencilla.

Las ocho líneas de salida de los contadores son conectadas directamente al convertidor, el cual a su salida entrega una corriente, equivalente al valor digital y en función de los valores de corriente de referencia.

El convertidor D/A requiere de una corriente de referencia estable, la cual es proporcionada por un regulador de voltaje, al igual que en todos los acondicionadores se utiliza un LM723, de 5 V a partir de la polarización de +12 volts.

Finalmente, la salida del conversor D/A, que es en corriente, se conecta un arreglo que cambia a un voltaje, utilizando un amplificador operacional.

El voltaje a la salida esta en función de una sola resistencia y esta definido por la ecuación 8.4.1.

$$V_o = (255/256) I_{ref} R \quad . \quad . \quad (8.4.1)$$

I_{ref} se escoge pequeña y dentro de los límites necesarios para lograr un buen funcionamiento y bajo consumo, por lo que la resistencia R , lo mismo que R_{ref} 's están determinadas por ésta.

Para poder calibrar el acondicionador, (contador-conversor D/A) se conectaron las líneas de carga del contador entre ellas con la idea de conectarles un voltaje de cero o cinco volts, que definen un cero o un uno lógico. Permitiendo la calibración de ganancia con la cuenta máxima y de "offset" con la cuenta mínima.

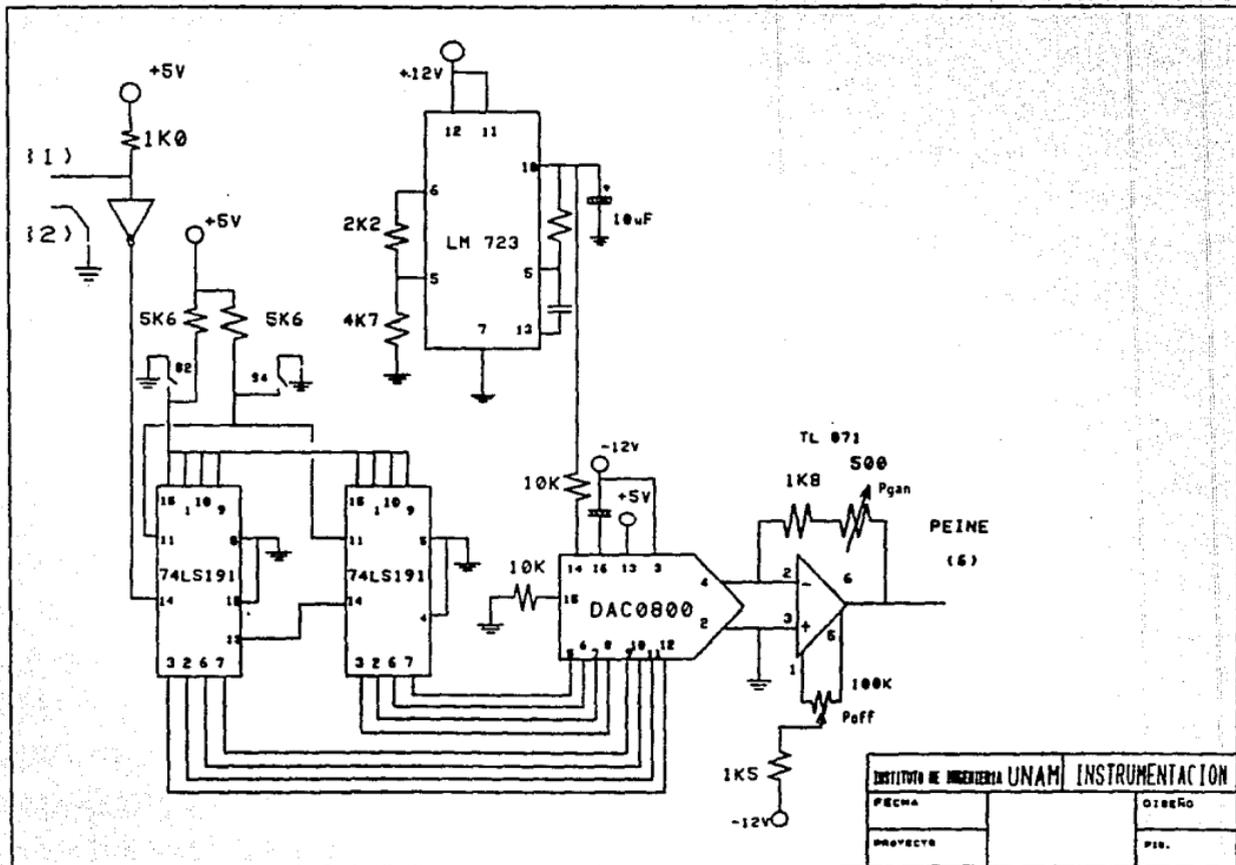
La calibración se realiza con el amplificador de salida ya que es ahí donde se puede modificar el voltaje de "offset" y la ganancia para enmarcar la salida entre los rangos

deseados.

El circuito que realiza la función de acondicionamiento se muestra en la figura 8.4.1.

8.5. Calibración.

- 1.- Con SW1 en la posición OFF se desconecta el transductor.
- 2.- Con SW2 en ON y SW4 ON se procede a calibrar a zeros la salida del acondicionador con el potenciómetro Poff.
- 3.- Con SW2 en OFF y el SW3 en ON se busca con el Pgsn que la salida sea de 1.000 volts.
- 4.- Con el SW4 en OFF y el SW1 en ON se termina la calibración.



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION	
FECHA		OTERO	
PROYECTO		PIB.	

CAPITULO NUEVE.

RADIACION SOLAR Y HORAS SOL.

9.1 Fenómeno.

La radiación solar es otro parámetro a medir. Esta ha atraído la atención de forma notoria, pues además de influir de forma básica en la meteorología, actualmente se considera como una alternativa de abastecimiento de energía a nivel doméstico e incluso a nivel industrial.

Actualmente se empiezan a fabricar hornos solares para efectuar fundiciones con fines industriales y aunque se encuentra aun en estado experimental, ya es toda una promesa.

Así pues el sol, que se encuentra separado unos 150 millones de kilómetros de la tierra, es su principal fuente de energía.

La que se extrae de los minerales, como el carbón o petróleo, tuvieron su origen en fósiles animales y estos a su vez en el Sol.

La cantidad de energía que despide el Sol es increíblemente alta y se calcula en unos $3.6E^{33}$ ergios. Sin embargo esta se dispersa, llegando a la tierra una cantidad de energía menor. La densidad de energía que llega a la tierra es de unos 1370 W/m^2 . La radiación solar incluye una gama del espectro de radiación muy amplia.

Se ha definido lo que se llama la constante solar meteorológica, la cual incluye solamente las radiaciones en el intervalo de $0.364\mu\text{m}$ a $2.4\mu\text{m}$, excluyendo las radiaciones que no llegan a la troposfera.

Sin embargo, a la superficie terrestres no llega toda esta radiación pues una parte es capturada por las capas superiores de la atmósfera, pero aunque no llega a la corteza

terrestre si influyen notablemente en el clima de la tierra, ya que al calentar el aire este adquiere una mayor energía y densidad, lo que provoca movimientos de la atmósfera que traen como consecuencia directa los vientos etc. Por ejemplo una parte considerable de la radiación en el rango del ultravioleta queda en las capa superiores de la atmósfera y parte de la radiación visible e infrarrojo si llega a la superficie terrestre.

La distribución de la radiación solar sobre la superficie terrestre, si no hubiera atmósfera, se determinaría por factores astronómicos, variando de acuerdo a la posición del sol con respecto a la tierra. Debido a la existencia de la atmósfera, la radiación solar se ve afectada por fenómenos meteorológicos tales como la nubosidad, las concentraciones de gases, el bióxido de carbono, el agua en forma de vapor, y el llamado aerosol atmosférico, formado por las partículas solidas en suspensión las cuales pueden ser de origen natural, urbano o industrial. Estas características de la atmósfera producen la dispersión de la radiación, ya sea por las fluctuaciones de densidad y temperatura del aire en la atmósfera, o bien por la dispersión de las partículas en suspensión. La presencia de estas partículas y otros fenómenos dan como resultado la existencia de dos diferentes clases de radiación, la directa y la indirecta o difusa.

La radiación total o global (I_T) es la suma de las radiaciones directa (I_D) y la indirecta (I_{sd}).

$$I_T = I_D + I_{sd} \quad \dots (9.1.1.)$$

Se entiende por radiación directa a aquella que llega del sol al punto de observación de forma perpendicular; y por radiación difusa a la dispersada en la heterogeneidad óptica del aire, (partículas en suspensión y/o fluctuaciones de la fase continua), en la dirección del observador. figura 9.1.1.

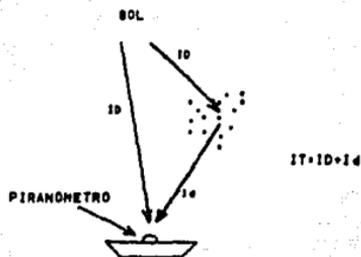


Fig.9.1.1.

La turbiedad del aire afecta de forma importante a la radiación solar, es decir, a mayor turbiedad de la atmósfera la cantidad de radiación indirecta con respecto a la directa aumenta, mientras que la cantidad de radiación total o global puede permanecer o no constante. Esto es, si no hay elementos que la absorban, si no que solamente la dispersen, la radiación global tiende a permanecer constante, mientras que si hay elementos que la absorban, la radiación total se altera.

Ahora bien, la variación del ángulo de inclinación de la tierra, también afecta a la radiación directa, y por ende a la total.

De la radiación solar se puede medir la directa y la indirecta variando el aparato que se utilice como transductor.

9.2. Métodos de medición.

Los instrumentos que se utilizan en la medición de la radiación solar convierten la energía en forma de radiación a otra forma de energía convencional más fácil de medir. Esta

conversión se basa en diferentes principios físicos y dependiendo de éstos tienen diferente clasificación; así, pueden ser térmicos, fotoeléctricos y termoelectrónicos principalmente.

Los métodos de tipo térmico por lo general no han tenido buenos resultados pues resultan muy complejos.

Los métodos termoelectrónicos han tenido un buen desarrollo y son usados cada vez más. La salida del transductor es una variable directamente eléctrica, lo cual es bueno para nuestra aplicación.

Los sensores termoelectrónicos tienen como elemento fundamental un termopar (para mayor información sobre los termopares se recomienda ver la sección dedicada a la medición de temperatura), con el cual se construyen las termopilas.

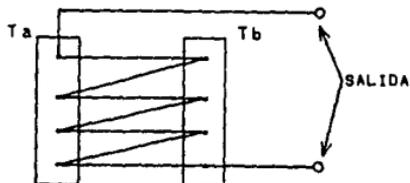


Fig. 9.2.1.

Las termopilas se construyen alternando los dos diferentes conductores del termopar, formando un circuito cerrado, las uniones se ponen en contacto con diferentes contenedores de calor a diferentes temperaturas como se muestra en la figura 9.2.1. En este circuito se genera una fuerza electromotriz debido al efecto Zeebek.

Así pues, una termopila es un conjunto de termopares conectados en serie de manera que la fuerza electromotriz total generada sea la suma de la de todos los elementos.

El arreglo de termopares se configura en dos áreas la de uniones frías y la de uniones calientes. El área de uniones

calientes debe de almacenar el calor con una eficiencia alta, lo cual se logra cubriendo esta superficie de un material negro de alta absorbitividad, tendiendo al 100%, siendo ésta parte, el sensor de la radiación. Y por el otro lado se desea que el area de juntas frias sea altamente reflejante, por lo cual se pinta de blanco, o bien se colocan en un sumidero de calor, de forma tal que la temperatura de este punto no se afecte notablemente con la radiación incidente.

El área de absorción debe ser no selectiva de la radiación de diferentes longitudes de onda, es decir, que su absorbitividad espectral sea constante para todas las longitudes de onda del espectro actinométrico (de 0.3 μm a 3.0 μm).

Para medir cada una de las diferentes componentes de la radiación se usa básicamente el mismo tipo de sensor pero sus características direccionales son diferentes, es decir, la estructura geométrica del montaje del sensor en cada caso debe ser lo más adecuada posible para sólo registrar el tipo de radiación de interés.

Debido a las características de las termopilas, que son las de mayor difusión, y que tienen salida eléctrica adecuada para la estación meteorológica se seleccionaron como elementos de transducción de radiación solar.

A continuación se mencionaran los diferentes tipos de instrumentos construidos en base éste principio.

Los instrumentos utilizados para medir la radiación solar directa se conocen con el nombre de pirheliómetros, mientras que para medir la radiación solar total o global se usa el piranómetro.

El pirheliómetro mide la intensidad de radiación solar directa y sus unidades en el sistema internacional son los watts sobre metro cuadrado (W/m^2).

En teoría este aparato sólo debería de recibir la radiación que llega con un ángulo de 90° con respecto a la horizontal, o punto de observación, pero por restricciones prácticas de los mecanismos de seguimiento, el pirheliómetro recibe energía de un cono de 5° a 7° de apertura, el cual es mayor que el del disco solar en aproximadamente medio grado. Figura 9.2.2.

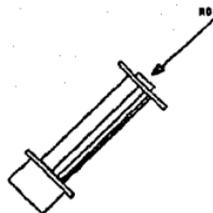


fig.9.2.2.

El piranómetro es el instrumento diseñado para medir la radiación global, las unidades al igual que en el pirhelímetro son los watts metro cuadrado (W/m^2).

La geometría de un piranómetro es la siguiente: el sensor está formado por una superficie plana colocada horizontalmente, de tal manera que pueda recibir las radiaciones sin importar el ángulo de incidencia, procurando que su campo de visión este limitado al hemisferio celeste, es decir que no exista ningún obstáculo alrededor de este que en algún momento del día pueda causar sombra al elemento sensible. Figura 9.2.3.

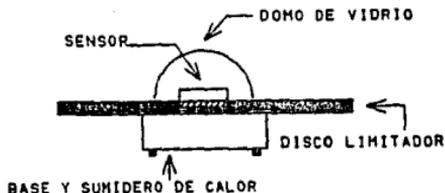


fig 9.2.3.

Para proteger al sensor se utilizan uno o dos domos concéntricos, de transparencia espectral de casi el 100%.

Este dispositivo permite medir también la radiación difusa para lo cual se coloca un dispositivo que haga sombra sobre el sensor, de tal forma que elimine éste a la radiación directa. Al determinar la radiación difusa se puede obtener la directa mediante el uso de otro piranómetro que mida la radiación total.

Con un piranómetro como el descrito se puede conocer la radiación de un espectro determinado esto se logra, al colocar filtros sobre o dentro del domo a fin de hacer sensible al sensor únicamente al espectro deseado.

Las dos radiaciones, la directa y la difusa, son las que producen el calentamiento de la superficie y atmósfera terrestre en su totalidad, por esta razón interesa medirlas.

9.3. Selección del transductor.

Dentro de los tipos de piranómetros se tienen los mecánicos y los de efecto eléctrico como son los de celda de silicio y los termoelectrónicos.

Existen varios tipos de piranómetros, los mecánicos y los de efecto termoelectrónico. En cuanto a estos últimos se tienen los de estrella y los de punto; los de estrella son aquellos formados por placas pintadas de blanco y de negro constituyendo cada una de estas los lugares de uniones frías y calientes, los de punto sobre una superficie se encuentran las uniones calientes, la cual es pintada de negro y tienen un sumidero de calor. En la figura 9.3.1 se muestran dos tipos de piranómetros termoelectrónicos.

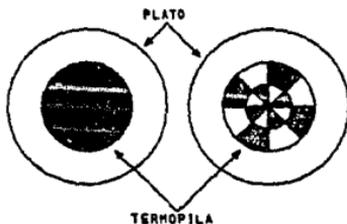


fig.9.3.1

El alto costo de los piranómetros, alrededor de \$ 1,000.00 Dls. U.S. el más barato, obligó a buscar otras alternativas para realizar la medición, entre las cuales se encuentran los dispositivos que utilizan celdas solares, pero estas no pueden ser cualquier tipo de celda pues su respuesta tiene que ser lineal y no selectiva, lo que una celda común no lo es, además de que se satura.

Existen también fotoresistencias y una serie de elementos que pueden registrar radiaciones solares, su gran defecto es la selectividad de los dispositivos.

Al realizar la búsqueda de los sensores de radiación se encontró que en la misma universidad se venían realizando experimentos a fin de construir termopiles y por ende piranómetros, los cuales de acuerdo con la gente que trabaja con ellos pueden servir muy bien como aparatos de campo.

9.4. Acondicionador.

La salida que entregan los piranómetros es muy baja y de poca potencia, por ser la salida de un grupo de termopares, además del hecho de agrupar muchos termopares en serie y ser éstos de hilos muy delgados teniendo una resistencia interna alta.

Una característica del acondicionador para esta variable es la de funcionar para cualquier piranómetro que se tenga, esto es con el objeto de darle versatilidad a la estación.

El aspecto principal que se debe considerar en la construcción es que la salida del piranómetro es muy pequeña (de 70 a 9 $\mu\text{V W/m}^2$), con la cual se deben de hacer estimaciones para calcular su salida máxima. Una vez determinado este parámetro se puede definir la ganancia del amplificador de entrada, el cual debe tener una alta razón de rechazo al modo común y estabilidad con respecto a las variaciones de temperatura.

La estructura del acondicionador está compuesta básicamente por un amplificador, de ganancia ajustable, ya que la salida del piranómetro es proporcional a la energía

que le llega, por lo cual solamente es necesario corregir la pendiente, para adecuarla a la salida deseada.

Este amplificador es del tipo de instrumentación debido a las características del sensor y la distancia a la cual se encuentra éste.

Es conveniente comentar que se consideró la posibilidad de utilizar un amplificador de instrumentación integrado, pero debido al alto costo, alrededor de \$30.00 U.S. Dlls., se decidió hacerlo de forma discreta.

Las características que se obtuvieron con el amplificador de instrumentación discreto satisfacen las necesidades que se requieren, por lo que no fue necesaria la compra de un amplificador integrado.

La etapa de entrada está formada por tres amplificadores operacionales discretos, de los cuales dos forman la etapa de entrada siendo esta la que define las características de alta impedancia de entrada y de ganancia, esta última es función de los valores de los resistores del arreglo, a la salida de esta primera etapa se tiene únicamente la señal diferencial amplificada y la impedancia de salida en este punto es baja. Después, y para referir a tierra la señal diferencial y eliminar la señal de modo común, se utiliza un arreglo diferencial, formado por cuatro resistores y un amplificador operacional.

En éste arreglo se maximiza la razón de rechazo al modo común.

Este tipo de amplificador es más sensible a las variaciones de las resistencias de la etapa de salida del arreglo diferencial que la etapa de entrada; por esta razón la amplificación importante se hace en la etapa de entrada donde las tolerancias de las resistencias no son tan críticas.

Primeramente el arreglo se realizó utilizando resistencias al 5% y amplificadores operacionales LM101A, los cuales ofrecen muy buenas características. Al realizar los ajustes de voltaje de "offset" y rechazo de modo común y someter a prueba el arreglo, se encontró que las variaciones por temperatura de las resistencias son críticas, lo que motivo el uso de resistencias de precisión, al 1%, de para evitar el fenómeno anterior.

El resultado que se obtuvo fué bastante bueno y se logró una ganancia de 100 y una razón de rechazo de modo común de 70 db.

Se realizaron pruebas con los amplificadores operacionales, LM301 y LM725C, de los cuales el mejor resultado lo proporcionaron los LM725C, por lo que se utilizan en el arreglo final, además de tener mejores características de diseño.

Todas las resistencias utilizadas en la mailla de retroalimentación son de precisión, al igual que todos los potenciómetros usados son de 10 vueltas.

El Arreglo final se muestra en la figura 9.4.1.

9.5. Calibración de los Piranómetros.

Como se ha mencionado con anterioridad la característica ideal de un piranómetro es que su respuesta espectral sea constante, para todas las longitudes de onda de es espectro actinométrico de forma que:

$$V=KI$$

Para $0.3\mu\text{m} < \lambda < 3\mu\text{m}$

Y:

$$V=0$$

Para $0.3\mu\text{m} > \lambda > 3\mu\text{m}$

En donde V, es la salida diferencial de potencial en milivolts; K, es la sensibilidad del instrumento (constante de calibración); I, es la intensidad de radiación.

El instrumento debe ser lineal para todo el espectro e intensidad de la radiación y ser sensible en cualquier ángulo de incidencia de la radiación.

Al determinar el valor de la constante de calibración (K), se puede considerar calibrado al piranómetro, ésta se puede determinar de manera teórica, al conocer las características de los elementos que lo forman pero existen algunos factores que influyen, por lo que es preferible hacer una calibración experimental, para lo cual hay dos métodos recomendados el de comparación y por el de sol y sombra.

Para el primer método se utilizan dos o más piranómetros, tomando uno de estos como patrón. A continuación se recomienda la secuencia de calibración de éste método: los piranómetros se deben colocar en posición horizontal y separados una distancia de aproximadamente un metro, en una área en la cual no haya ninguna obstrucción de la radiación en todo el plano del horizonte. La señal de salida de cada instrumento debe ser leída simultáneamente, con un voltímetro de alta impedancia pues la impedancia de un piranómetro es de unos 20 k Ω , a fin de eliminar cualquier alteración por parte del voltímetro.

Tomando el valor de salida del piranómetro patrón (V_p) y la del piranómetro a calibrar (V_c), se calcula la razón V_c/V_p , la cual se multiplica por la constante del piranómetro patrón K_p con lo cual se obtiene la constante del piranómetro a calibrar. Esto se hace repetidas veces, esperando un tiempo razonable para que se estabilicen los piranómetros (se recomienda una hora) el tomar una serie de lecturas permite obtener una constante promedio, con la cual se reducen los errores debidos a diferencias en la respuesta dinámica, altura angular del sol, respuesta espectral, etc.

Estas pruebas deben de hacerse de forma tal que las condiciones de prueba puedan ser reproducibles fácilmente, realizándolas en días despejados, cuando el sol este lo más cercano al cenit. Las condiciones bajo las que se calibre el aparato deben ser lo más parecidas a las condiciones de operación real.

Mediante este primer método se pueden obtener constantes precisas. El segundo sirve para comparar dos piranómetros para lo cual se usan un pirheliómetro de Armstrong, con el cual se miden la radiación directa, y un piranómetro, con el cual se miden alternativamente la radiación difusa y la global, con las cuales se puede determinar la directa, que es la diferencia entre la global y difusa; ésta última se compara contra la obtenida por el pirheliómetro, en este tipo de calibración influye el ángulo cenital.

Para nuestro caso se utilizo del primer método, obteniendo las siguientes lecturas:

Pir. Patrón (mV)	k Patrón ($\mu\text{V}/\text{W}/\text{m}^2$)	Pir. Bajo Prueba (mV)	k Pbp
3.8	9.47	13.5	33.6
4.5	"	16.0	33.7
4.7	"	16.6	33.4
4.8	"	16.7	32.7
4.9	"	17.0	32.8
5.0	"	17.1	32.4
4.9	"	17.3	33.4
5.3	"	18.2	32.5
6.3	"	21.5	32.3

Al tomar la media de los valores leídos se proporciona ésta como una constante válida para el piranómetro bajo prueba. La razón de obtener diferentes constantes es debida a las características diferentes de cada uno de los instrumentos, las diferentes constantes de tiempo, respuesta a las diferentes longitudes de onda del espectro, etc.

La constante calculada es de $32.98 \mu\text{V}/\text{W}/\text{m}^2$. Para comprobar estos resultados y observar la coherencia de las variaciones se utilizó un actinógrafo, el cual entrega una gráfica de la radiación contra el tiempo, la cual se muestra en la figura 9.5.1.

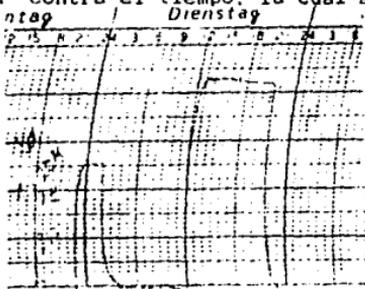


fig.9.5.1.

Con este dato basta fijar la radiación máxima y buscar la constante de multiplicación para que la salida sea igual a un volt para esta condición.

Si la radiación máxima es de $1000 \text{ W}/\text{m}^2$ se tendrán 32.98 mV a la salida del piranómetro, y dado que la salida del

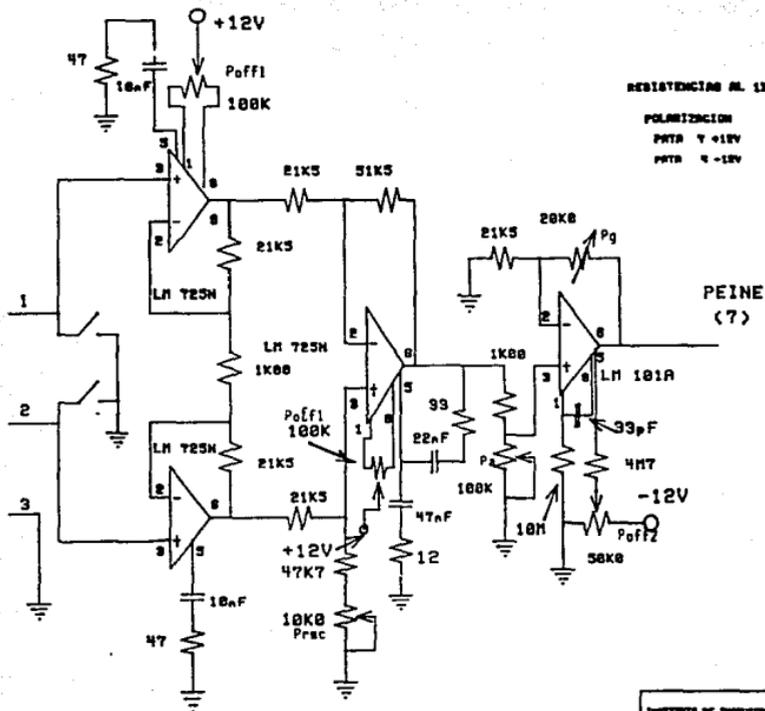
Si la radiación máxima es de 1000 W/m^2 se tendrán 32.98 mV a la salida del piranómetro, y dado que la salida del acondicionador debe de ser de un volt, para este caso, la constante de ganancia del amplificador debe ser de 30.32.

9.6. Calibración.

El acondicionador realizado es básicamente es un amplificador de ganancia variable por lo que los pasos de calibración de éste son muy sencillos:

- 1.- Colocar los SW3 y SW4 en la posición ON.
- 2.- Con el potenciómetro Pof1 ajustar para que en el punto de prueba TPI se tenga $V=0.000 \text{ V}$
- 3.- Con el potenciómetro Pof2 ajustar para que en V_o $V=0.000 \text{ V}$
- 4.- Colocar los SW3 y SW4 en la posición OFF.
- 5.- Con el potenciómetro Prmc ajustar para que en TPI $V=0.000 \text{ V}$
- 6.- Con los potenciómetros Pg y/o Pa ajustar para que con un voltaje de referencia dado se tenga la ganancia adecuada, dada por la constante de calibración del piranómetro.

Nota: Se recomienda tener funcionado al acondicionador unos minutos antes de realizar la calibración.



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM INSTRUMENTACION

FECHA	CONDICIONADOR	DISENO
PROYECTO	PIRANOMETRO	FIG. 1

9.7. Medidor de horas sol.

Mediante la medición de las horas sol se determina la cantidad de horas en las cuales la radiación solar sobrepasa cierto umbral en el punto de medición.

La forma más común consiste en utilizar una esfera de cristal que actúa como lupa concentrando los rayos solares en un punto sobre una hoja de cartón graduado, éste al colocarse de forma adecuada cubre todo el movimiento del haz concentrándolo, a lo largo del día.

Cuando la radiación solar pasa arriba de cierto umbral, llega la suficiente energía como para quemar el cartón, logrando una marca sobre éste, al estar el papel marcado se pueden determinar las horas sol durante un día.

El uso de este método tiene la ventaja de eliminar por completo los efectos transitorios, ya que para que el papel se marque se requiere de la presencia de sol durante un tiempo razonable.

A continuación se muestran algunos dibujos de estos aparatos y las hojas utilizadas para ésto. Figura 9.7.1.

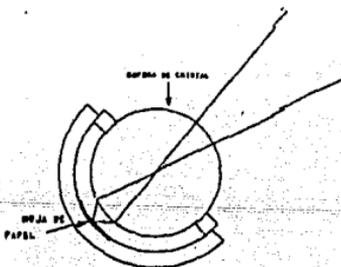


fig. 9.7.1

Se tiene entendido que cuando la radiación solar pasa arriba de los 200 watts por metro cuadrado entonces se considera que hay sol y la hoja de cartón es quemada.

Entonces el umbral son 200 W/m², si nosotros disponemos de una aparato que mide la radiación solar basta con observar si la salida excede los 200 mV, si es que se graduo el aparato de forma tal que a 1000 W/m² sea un volt.

Al tener la salida del acondicionador de radiación solar, el medidor de horas sol se convierte en un comparador, el voltaje de comparación es fijado con ayuda de un potenciómetro para hacerlo de 200 milivolts, a través de una referencia.

El circuito utilizado es el mostrado en la figura 9.7.1 y es el único que no tiene sensor propiamente dicho y necesita para su funcionamiento de la presencia del piranómetro y su acondicionador.

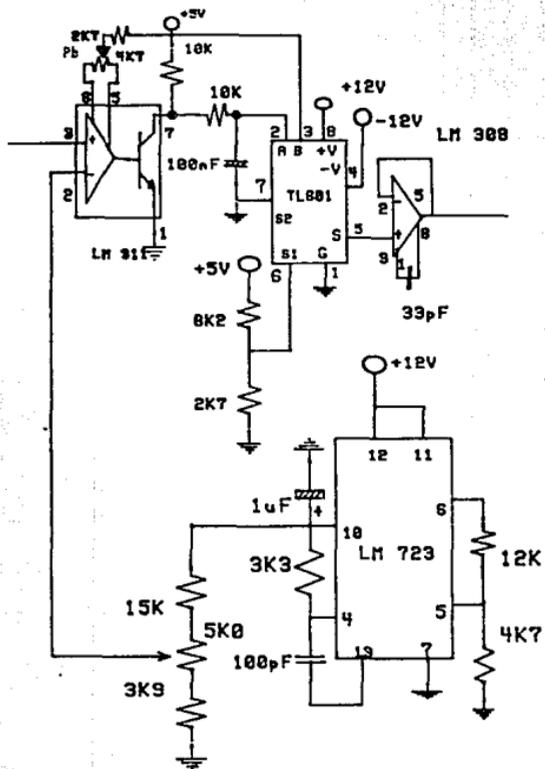
La señal del piranómetro llega a una de las terminales del comparador. La otra señal, la del umbral de referencia se obtiene por una red de resistencias, en donde una de ellas es un potenciómetro, el cursor de este es el que va a ser usado como nivel de umbral, la red es alimentada por un voltaje de referencia de 5 V obtenido con un regulador de voltaje LM723, a partir de +12V.

El comparador usado, que es el LM311, tiene en su salida un transistor en colector y emisor abiertos, el emisor es puesto a tierra y el colector va a una red de resistencias; al ajustar el transistor de salida el colector va a tierra y la salida es cero, estando únicamente en dos estados uno y cero, uno corresponde a la presencia de sol y cero a la ausencia de este, la salida es acoplada en impedancia por medio de un amplificador operacional al cual no es necesario corregir en "offset" y ganancia.

La calibración de este instrumento es sencilla pero laboriosa, pues se debe de introducir una señal que pueda variar para lograr calibrar al voltaje de umbral de 500 mV. Los pasos recomendados son los siguientes:

- 1.- Ajustar el voltaje de umbral a 0.200 Volts

- 2.- Aplicar la señal de entrada y observar la transición.
- 3.- Con el potenciómetro de balance se procede a corregir la posible desviación
- 4.- Repetir el paso 3 hasta lograr la calibración deseada.



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA		DISEÑO
PROYECTO		FIG.

10.1. Introducción.

El módulo base es una computadora de una sola tarjeta, construida a partir de un microprocesador Z-80, que si bien, no es un procesador muy poderoso con respecto a otros, si lo es para la aplicación de concentrador de datos, función que desempeña en la estación meteorológica.

Dicho sistema fue desarrollado previamente en el Instituto de Ingeniería por la Sección de Instrumentación, a fin de realizar estadísticas de forma automatizada de la precipitación pluvial en la ciudad de México.

El sistema fue probado con éxito, y para esta aplicación se modificó. A continuación se describen, de forma breve, la estructura del sistema y se mencionan las modificaciones realizadas a éste.

10.2. Estructura básica.

El sistema consta de tres partes principalmente: la unidad de procesamiento central (CPU), la de memoria y puertos de entrada y/o salida.

10.2.1. Microprocesador.

El CPU es la parte encargada del proceso del programa de aplicación, del control de la memoria y del control de las

En este caso el CPU es un Z-80, el cual trabaja con 8 bit's de datos y 16 bit's de direcciones. lo que implica que puede manejar una memoria como máximo de 8x64k's y en el caso particular el reloj de operación del microprocesador es de 4 MHz.

El reloj se obtiene a través de un oscilador formado por un cristal de 8 MHz y dos inversores, la salida de este oscilador se introduce a un flip-flop D para dividir la frecuencia en dos, a fin de obtener una salida final de 4 MHz. El circuito es mostrado en la figura 10.2.1

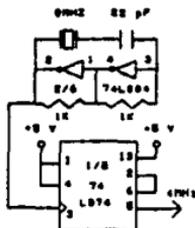


fig.10.2.1.

Para poner en operación al sistema es necesario producir una señal de inicialización (reset), la cual pone a ceros el contador de programa (program counter PC), con lo cual se decodifican y ejecutan las instrucciones grabadas a partir de la localidad 0000_H de la memoria. Generalmente se encuentra grabado un salto absoluto a otra localidad de memoria y a partir de esta se encuentra un programa de inicialización.

La señal de inicialización se produce a través de un circuito monoestable, en este caso, en un 74LS123. El circuito se muestra en la figura 10.2.2.

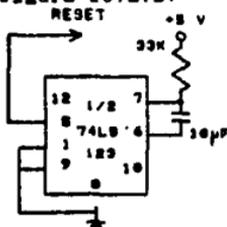


fig.10.2.2.

10.2.2. Memoria.

La memoria se encuentra formada por dos clases de memorias, memoria eprom y memoria ram.

En la memoria eprom, se encuentran localizados los programas de inicialización y aplicación, ya que la información, una vez grabada, no se destruye al desconectar la polarización de éstas, y no es posible volver a escribir sobre éstas, ya que el sistema no tiene la capacidad para hacerlo.

La capacidad de memoria eprom es de 8 kB's únicamente, pero permite almacenar perfectamente bien los programas necesarios.

La memoria ram original del módulo base tiene una capacidad de 8 kB's pero para la aplicación particular se amplió a 56 kB's y se respaldó con baterías, ya que cuando se pierde la polarización, la información guardada en este tipo de memoria se perdería también.

Las memorias utilizadas son de bajo consumo con una capacidad cada chip de 8 kB's para cada chip.

Se instaló la memoria ram en una tarjeta aparte. A dicha tarjeta llegan las 8 líneas de datos y las 16 de direcciones, al igual que la polarización.

Existe también en esta tarjeta un pequeño paquete de baterías que sirven de respaldo y que únicamente drenan energía cuando la polarización proporcionada por la fuente no exista.

La decodificación de las líneas de direcciones se lleva a cabo con un 74HC138 para reducir el consumo de corriente.

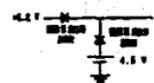
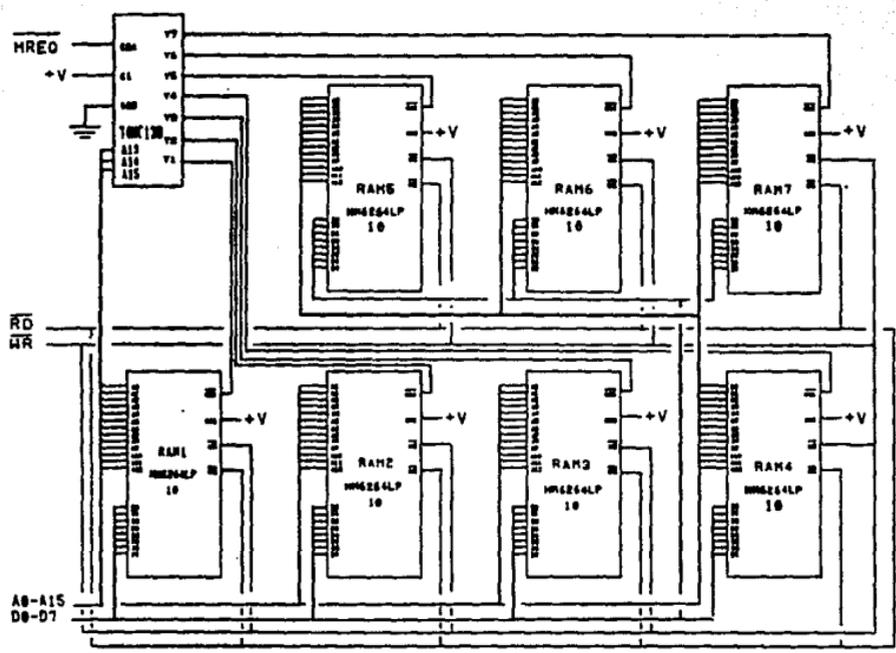
El diagrama de la memoria y respaldo de baterías se muestra en la figura 10.2.3.

10.2.3. Interfaces de salida.

El sistema consta de dos interfaces de salida: un puerto serie (8251) y un puerto paralelo (8255).

Por el puerto serie se puede mandar y recibir información en código RS-232, a una velocidad fija de 300 bauds.

La actividad que realiza este puerto es transmitir datos en serie a partir de datos paralelos de 8 bits al igual que recibir datos en serie y convertirlos a paralelo.



MEMORIAS RAM

- POLARIZACION
- PIN 28 +V
- PIN 14 GND
- DIRECCIONES
- A0-PIN0-PIN9
- A1-PIN10-PIN19
- A2-PIN20-PIN29
- DATOS
- D0-D7 PIN30-PIN37
- D8-D15 PIN38-PIN45
- CS1-PIN20
- CS2-PIN24
- CS3-PIN28
- CS4-PIN32

DECODIFICADOR

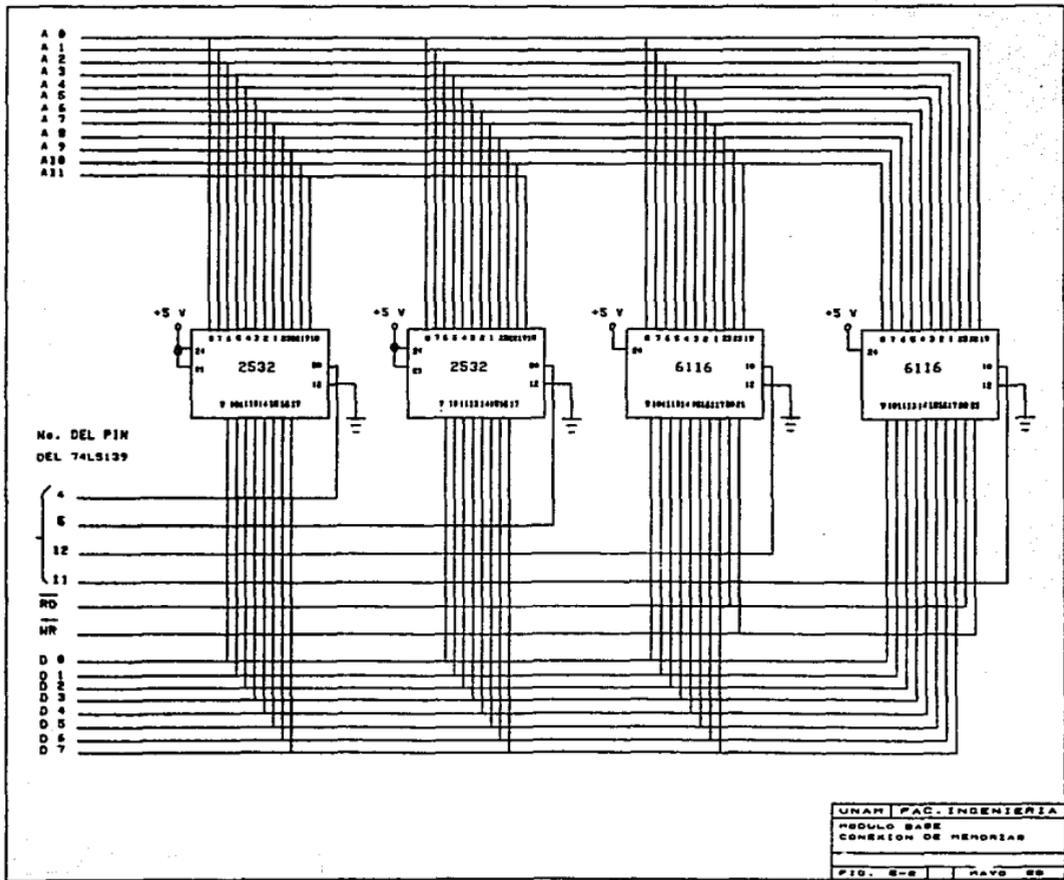
- POLARIZACION
- PIN 16 +V
- PIN 8 GND
- Y1-16 PIN16-PIN31
- Y7-PIN7
- G1-PIN6
- G2A-PIN4
- G2B-PIN5
- A-PIN1
- B-PIN2
- C-PIN3

INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION	
FECHA		DISEÑO	
PROYECTO		FIG.	

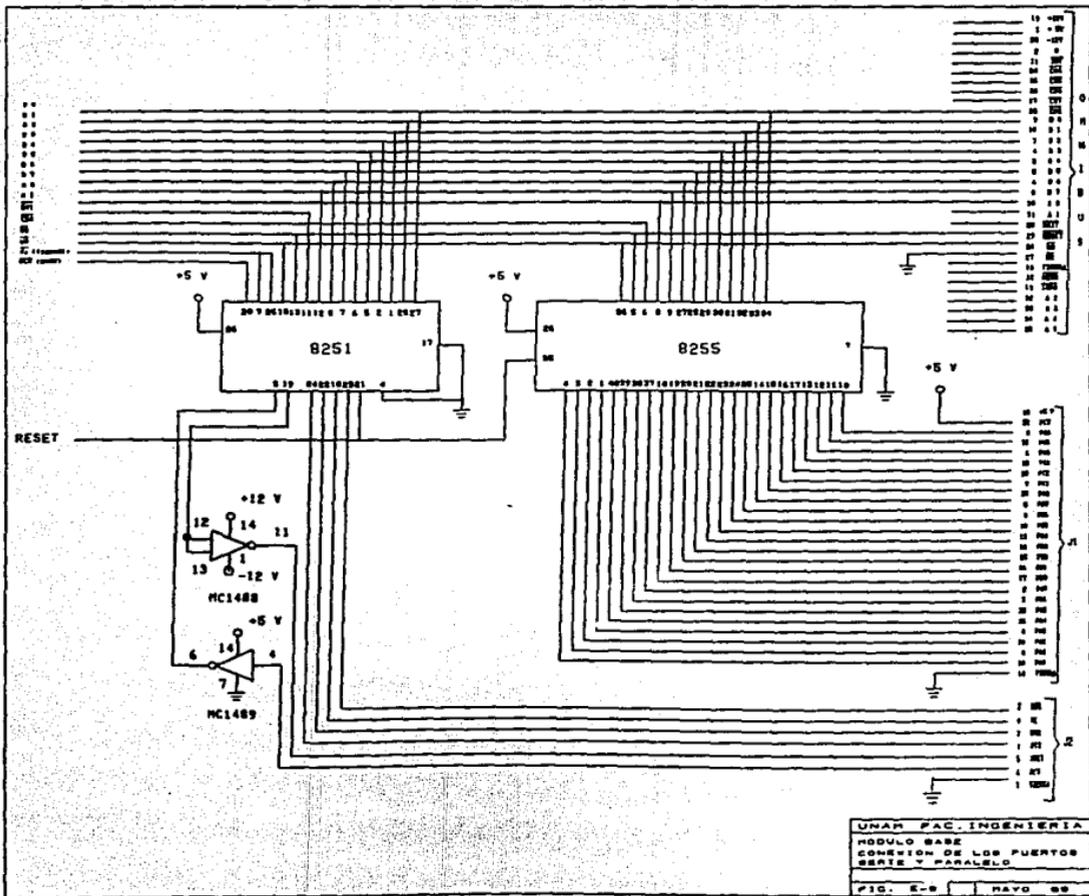
La interfaz 8255 tiene tres puertos paralelos (A, B y C), los cuales pueden seleccionarse y programarse (entrada, salida y entrada-salida) por programación.

La activación de cualquiera de estas dos interfaces se realiza por programación, por medio de las líneas de direcciones y de un decodificador 74LS138.

10.2.4. Diagramas del módulo base.



- 118 -



UNAM FAC. INGENIERIA
MODULO BASE
CONEXION DE LOS PUERTOS
SERIE Y PARALELO
FIG. E-9 RAYO 89

CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL

11.1. Introducción.

Un convertidor analógico digital (A/D) es un sistema que tiene como entrada una variable analógica, generalmente un voltaje, y como salida una palabra digital cuyo valor es proporcional a la variable analógica.

Mediante este sistema se logra la comunicación entre el mundo analógico y el mundo digital.

Aunque es posible de construir un convertidor analógico digital de forma discreta, no es muy recomendable, pues se disminuye la confiabilidad al incrementar los posibles errores, además de incrementar el costo con respecto a un convertidor integrado de las mismas características que el convertidor discreto.

11.2. Tipos de convertidores A/D.

Existen varios tipos de convertidores A/D y los cuales podemos dividir en dos clases, de acuerdo a los componentes que usan, los que utilizan a un convertidor digital analógico (D/A) y a los de integración.

En el caso de los convertidores A/D que utilizan un convertidores D/A, éste es el corazón del convertidor. Los convertidores D/A son aquellos dispositivos que permiten cambiar una palabra digital de n bits por un valor analógico equivalente al de la palabra digital.

Hay tres tipos de estos convertidores basados en un DAC: los de rampa, de rampa continua y de aproximaciones sucesivas.

11.2.1. Convertidor A/D de rampa.

En la figura 11.2.1 se muestra este tipo de convertidor. Este tiene un grupo de flip-flop's como contador, la salida de éste se conecta a un convertidor digital-analógico, y la salida de éste a un comparador, que como su nombre lo indica, compara la salida del convertidor digital-analógico con la entrada analógica desconocida.

La operación es sencilla, primeramente se manda una señal de inicio de conversión la cual pone en ceros al contador y se inicia la cuenta hasta el momento en el cual la salida del convertidor D/A igual o mayor a la entrada analógica desconocida en este momento el comparador cambia de estado inhibiendo la señal de reloj. Este tipo de convertidor es lento pues siempre empieza la cuenta desde cero.

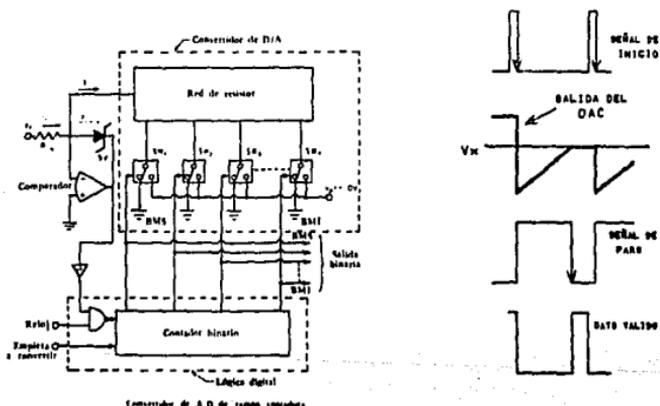


fig.11.2.1.

11.2.2 Convertidor de rampa continua.

Los convertidores de rampa continua tienen la misma estructura de los anteriores salvo que en estos el contador puede contar hacia arriba o hacia abajo. El circuito básico se muestra en la figura 11.2.2.

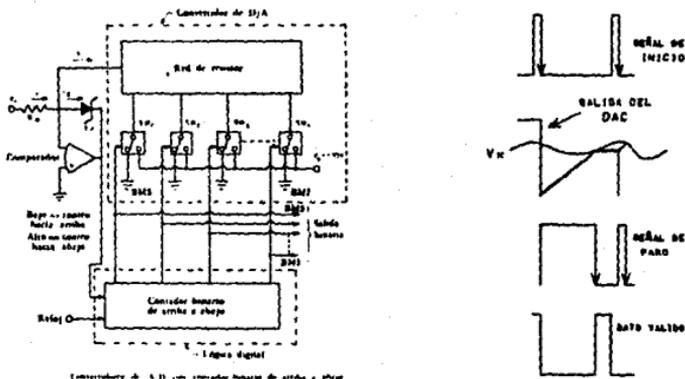


Fig. 11.2.2

Su operación es similar al tipo anterior pero en éste caso la conversión nunca termina pues una vez que el convertidor D/A alcanza el valor de la entrada analógica y esta cambia entonces el comparador cambia de estado, y de acuerdo a la lógica preestablecida puede cambiar o no el sentido de la cuenta continuando la conversión y obteniendo un nuevo resultado.

Este tipo de convertidor también es lento, pero cuando se trata de una sola señal analógica puede considerarse como rápido pues éstas nunca tienen cambios bruscos.

Los convertidores de rampa y de rampa continua no son aplicables en general a los sistemas multiplexados, ya que en estos los cambios de nivel a la entrada del convertidor

son fuertes y rápidos.

12.2.3. Convertidor de aproximaciones sucesivas.

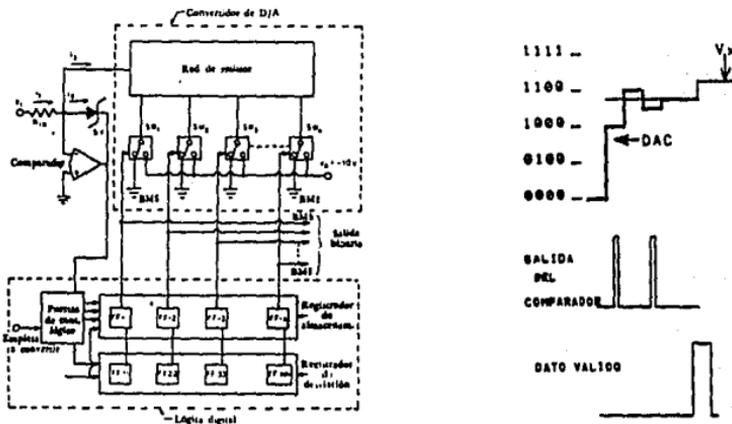
El convertidor de aproximaciones sucesivas se puede considerar como el más rápido de todos estos, su funcionamiento es relativamente sencillo aunque la lógica de control no lo es tanto.

La operación es como sigue, primeramente se limpia un grupo de flip-flop's, en seguida se hace alto el bit más significativo, produciendo una salida del convertidor D/A que está a la mitad de la escala.

Mediante un comparador se comparan la salida del convertidor y la señal analógica desconocida. Si la salida del convertidor es menor a la señal analógica se deja en uno el bit más significativo, de lo contrario se deja en cero, esto se realiza con todos los bits hasta llegar al menos significativo.

La lógica de control de estos convertidores es la más complicada pero son los más rápidos.

El circuito básico se muestra en la figura 11.2.3.



Convertidor de A/D de aproximaciones sucesivas.

fig.11.2.3

11.2.4 Convertidor de integración.

Existe una clase más de convertidores, estos son los de integración.

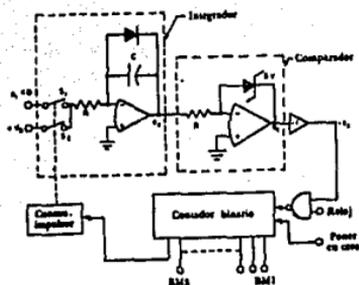
Estos se encuentran formados por un integrador, un comparador y un contador de n bits.

En la figura 11.2.4 se muestra un diagrama a bloques de los elementos que componen un convertidor de este tipo.

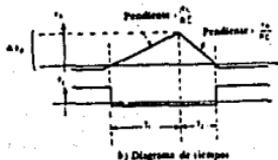
Su funcionamiento es el siguiente, primeramente se ponen a cero los contadores, al mismo tiempo se conecta la entrada analógica desconocida al integrador; éste empieza a integrar la señal de entrada, en el momento en el cual el comparador cruza por cero. Se permite la operación del contador hasta alcanzar un valor en el cual la cuenta llega a 0111...1111, el siguiente pulso lleva la cuenta a 1000...0000, momento en el cual se conecta la referencia y el integrador cambia la pendiente de salida; en el momento en el cual la salida cruza por cero se inhiben los pulsos al contador, en este momento se considera la cuenta válida y es el resultado de la conversión.

Los valores de R y C en realidad solamente sirven para realizar comparaciones y mientras estos no varíen considerablemente entre la rampa de subida y bajada, no afectarán al resultado. Inclusive no es necesario que el reloj tenga una deriva nula durante tiempos largos.

Sin embargo, los errores causados por voltajes de "offset" del comparador e integrador si son de considerar y de ahí depende la calidad de este tipo de convertidor.



a) Diagrama de bloques



b) Diagrama de tiempo

FIGURA 9-11 Convertidor de A/D integrado de precisión doble. a) Diagrama de bloques. b) Diagrama de tiempo.

fig.11.2.4.

11.3. Selección del convertidor A/D

En el mercado existen varios convertidores A/D cuya operación sigue alguna de las filosofías expuestas anteriormente, incluso es posible de realizar cualquiera de estos de forma discreta.

Dependiendo de la aplicación se debe de elegir la clase y el tipo del convertidor; así, por ejemplo, si se desea digitalizar señales de audio provenientes de un multiplexor el convertidor a usar es de aproximaciones sucesivas.

En el caso de los fenómenos meteorológicos su ancho de banda es sumamente pequeño, debido a que los cambios ocurridos en el clima son muy lentos, algunos de éstos llevan algunas horas para que el cambio sea substancial. Por esta característica el convertidor a usar puede ser relativamente lento.

Por lo anterior la clase de convertidor a usar es de integración, el cual ofrece buenas características en cuanto a costos, tiempos de conversión y mínima posibilidad de errores, para la aplicación específica.

Ahora bien en lo que respecta a la salida de los convertidores analógico digitales entre más bits tenga a la salida se tiene una mayor resolución, pero el tiempo de conversión es mayor también.

En algunos casos la salida es binaria y en otras es decimal. Generalmente los convertidores de salida binaria son de 8, 10, 12 o más bits y los salida decimal son de 3 1/2 o 4 1/2 dígitos. En ambos casos la salida puede ser o no multiplexada.

Quando la salida es multiplexada el tiempo que se tarda en dar la información es mayor que si no lo es, para un convertidor de las mismas características, sin embargo se requiere de un sistema más sofisticado sobre todo en el caso de usar más de 8 bits.

Pensando en todos los factores mencionados anteriormente se escoge un convertidor A/D de integración de doble rampa con una salida digital de 3 1/2 dígitos con lo cual la resolución es de una milésima. Con esto se logra una buena resolución de todas las variables a sensar ya que las salidas de los diferentes acondicionadores están dentro de la gama de cero a un volt.

El circuito base del módulo de conversión es el MC14433 éste utiliza la técnica de integración y su salida es decimal (BCD).

Resumiendo, éste convertidor tiene las siguientes características:

- Desplegado de tres y medio dígitos.
- Salida multiplexada.
- Posible manejo de Display.
- Impedancia de entrada mayor a 100 megaohms.
- Auto polaridad y autoceros.
- Reloj integrado o reloj externo.
- Bajo consumo de energía.
- Uso de pocos componentes externos.

11.4. Desarrollo del módulo de conversión

11.4.1. Polarización.

El convertidor A/D es polarizado a través de un regulador doble de seguimiento (el XR-4194 en este caso). La salida de dicho circuito depende únicamente del valor de dos resistencias y es fijado a +5 y -5 volts, a partir de las fuentes de +12V y -12V. La idea de utilizar un regulador es evitar cambios en los voltajes de polarización y referencia y disminuir con ello los errores de salida.

Según la especificación del fabricante el voltaje de referencia debe ser un múltiplo de dos, dado que la cuenta máxima del contador es 1999, se selecciona un voltaje de referencia de 2000 mV o de 200 mV. La entrada analógica máxima al conversor será de 2 V o 200 mV respectivamente.

Para generar este voltaje se utilizan circuitos integrados, para el caso referencias, éstos tienen una impedancia de salida relativamente alta, pero el voltaje de salida tiene mucha estabilidad con respecto a la temperatura y al tiempo, la cual puede ser incrementada con un arreglo externo al circuito el cual se muestra en la figura 11.4.1.

La referencia se polariza a partir del regulador de seguimiento, garantizando aún más la estabilidad de la referencia.

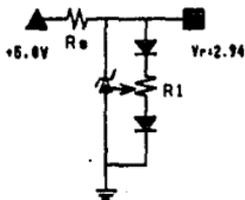


fig11.4.1.

11.4.2. Multiplexaje.

Se desea que el módulo de conversión A/D tenga 16 canales analógicos de entrada contra un canal digital de salida, como se menciona en las características del MC14433 éste tiene una sola entrada y una salida multiplexada.

De lo anterior queda claro la necesidad de utilizar un multiplexor analógico de 16 canales de entrada con uno de salida. La selección del canal de entrada se debe de controlar a partir del módulo base.

El sistema de multiplexaje se construye a partir de dos multiplexores analógico digitales (MC14051), de 8 canales de entrada, conectados en paralelo formando un multiplexor de 16 a uno. El direccionamiento de éste se realiza a través de cuatro bits, en este caso con los más altos del puerto C del módulo base.

La polarización es un factor importante pues de ésta dependen los voltajes máximos de las señales analógicas y el valor de los niveles lógicos. En este caso: $V_{dd} = +5V$, $V_{ee} = -12V$ y V_{ss} es conectado a tierra, con esta polarización el umbral lógico se encuentra a $+2.5V$, lo que lo hace enteramente compatible con TTL.

11.4.3. Captura de datos y control.

Por ser la salida del convertidor multiplexada, es necesario conocer de antemano cuando va a ocurrir esta, o bien esperar alguna indicación del convertidor para capturar cada uno de los datos, esto último no es muy adecuado, dado que la salida del convertidor está diseñada para controlar un "display", por lo que realiza la escritura del mismo dato de salida señal varias veces, dando como resultado lentitud del convertidor.

Sin embargo al conocer el tiempo que tarda el convertidor en desplegar la información, y capturando en el primer ciclo de barrido todos los datos, se logra incrementar notablemente la velocidad del convertidor.

Para poder realizar la captura de los datos de una forma rápida es necesario que exista sincronía del reloj del convertidor (base de tiempo) y del módulo base, y conocer bien

los tiempos de conversión y despliegue.

Es necesario conocer el tiempo mínimo de conversión pues la señal de terminación de conversión (EOC) puede ocurrir cuando el microprocesador no pone atención a ésta.

Del mismo modo es necesario conocer con exactitud, el tiempo entre dato y dato y el tiempo en que los datos son válidos.

El MC14433 permite encadenar su reloj interno a uno externo, el cual debe de tener un ciclo de trabajo del 50%, la frecuencia debe de estar comprendida entre los 10 kHz y 2 Mhz y la amplitud debe de ser igual al valor de polarización es decir entre +Vdd y -Vee.

Es posible obtener señales de reloj con frecuencia de 1MHz a 125kHz, pero con una amplitud de 5 volts, oscilando entre cero y +5V.

Por las características del convertidor A/D y del procesador usado se elige una frecuencia de 250kHz.

Para acoplar la señal de reloj entre módulo y convertidor se utiliza un circuito como el mostrado en la figura 11.4.2 Este se encuentra formado por un filtro paso altas y un inversor con la misma polarización del convertidor A/D (+5V y -5V), por lo cual el voltaje de umbral del inversor se encuentra a cero volts. Al pasar el reloj de 250kHz con amplitud de 0-5V por el filtro se tiene a su salida una señal que oscila entre -2.5V y +2.5V y al cruzar el nivel de umbral de la entrada produce una señal de +5V a -5V a la salida del inversor. Es importante hacer notar que dicho inversor tiene una impedancia de entrada alta.

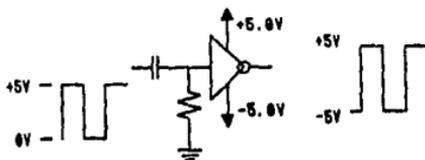


fig.11.4.2.

Para direccionar al multiplexor se utilizan cuatro líneas y para recoger los datos se necesitan otras cuatro, en total ocho líneas. Dado que el convertidor está diseñado para

controlarse un "display" repite la información varias veces, lo cual no es necesario para la aplicación específica y sólo causa pérdida de tiempo, por lo anterior se necesita que una señal de "reset" al convertidor, lo que ocasionaría el uso de una línea extra, de hacer esto el número total de líneas a utilizar sería de nueve, implicando el uso de más de un puerto.

Para evitar el uso de una línea extra se manda por el puerto el número 80 en hexadecimal, así el bit más significativo se encuentra encendido y en este momento se activa un monostable, que permanece alto durante el tiempo necesario para crear el "reset", el cual se logra al mandar a Vee el voltaje de referencia del convertidor, durante al menos 5 ciclos de reloj del A/D.

Al utilizar un arreglo con únicamente ocho líneas se logra aumentar la eficiencia del módulo base, pues quedan libres dos puertos.

Cuando el convertidor termina la conversión se capturan los datos, esto se hace usando una interrupción mascarable, generada por el pulso EOC en combinación con un monostable. Al llegar la interrupción al módulo base éste ejecuta un programa de captura de datos.

Así pues para el funcionamiento correcto del módulo de conversión existe una interacción entre éste y el módulo base, pues éste debe de dirigir al primero y capturar los datos que vienen de éste.

La rutina básica de programación es la siguiente:

- 1.- Programar al puerto paralelo C para que sea bidireccional.
- 2.- Mandar por el puerto C la instrucción de reset del convertidor.
- 3.- Direccional el multiplexor para seleccionar el canal que se desea explorar.
- 4.- Entrar a la rutina de espera de interrupción (fin de conversión EOC)
- 5.- Entrar a rutina de captura y acomodo de datos.
- 6.- Fin de la rutina de adquisición.

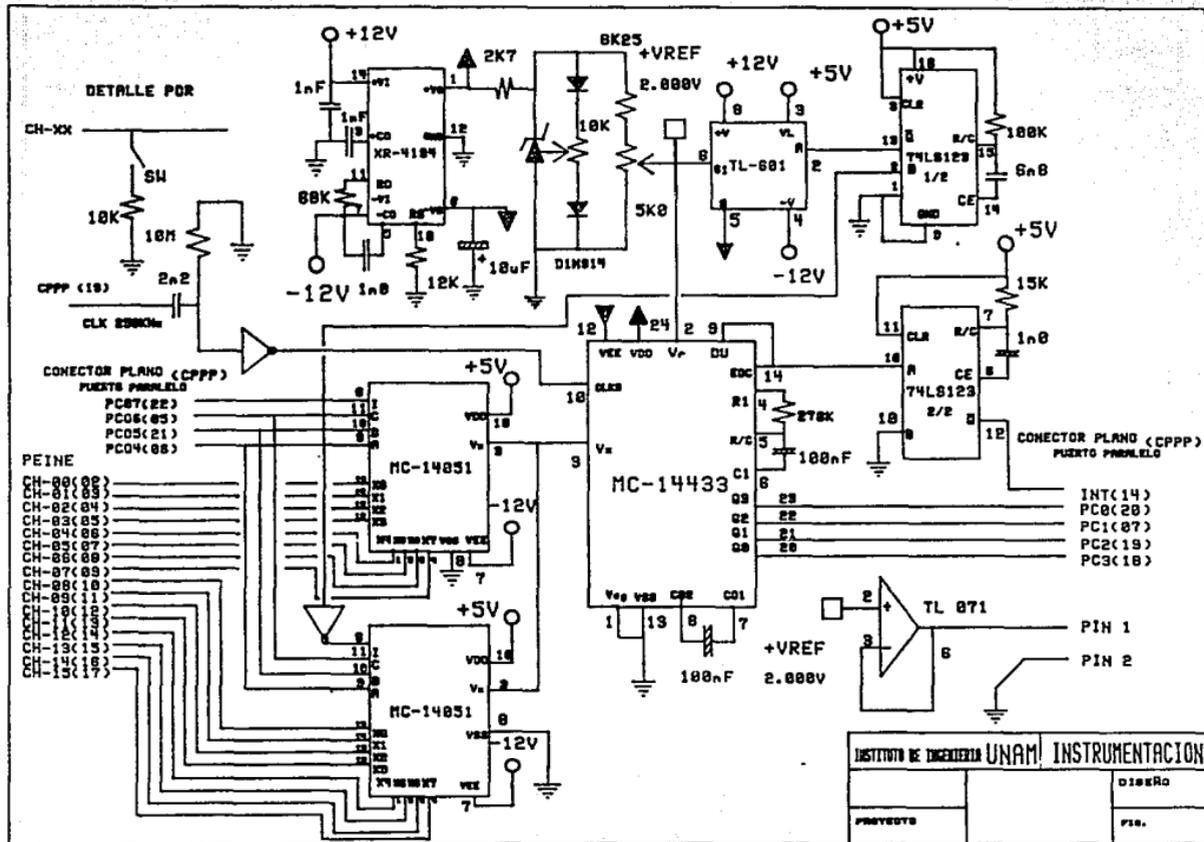
11.5. Calibración.

El ajuste del módulo de conversión es muy sencillo y sólo basta con asegurar que el voltaje de referencia se encuentre en dos volts ($V_{ref}=2.000\text{ V}$).

11.6. Programa.

En el apéndice V se muestran los programas de control del convertidor A/D.

Dichos programas están escritos en lenguaje ensamblador y algunas instrucciones son específicas al módulo de control usado.



FUENTE DE PODER

La fuente de poder es la encargada de alimentar de forma constante y permanente a todos los circuitos que formen parte de la estación meteorológica.

Por requerimientos del diseño la estación meteorológica debe ser capaz de funcionar en lugares donde no exista suministro eléctrico por tiempos prolongados, y que no requiera mantenimiento durante varias semanas, razón por la cual se deben de utilizar baterías y paneles solares para poder mantener la operación continua de los sistemas.

Es importante recalcar la importancia de la fuente de alimentación, ya que de su comportamiento depende el buen funcionamiento de la estación.

12.1. Introducción.

Existen principalmente dos clases de fuentes reguladas: las conmutadas y las lineales. Como su nombre lo indica unas son sistemas lineales y las otras son sistemas discretos.

Las fuentes reguladas lineales solamente pueden entregar un voltaje menor que el de alimentación, conservando tanto la polaridad como la corriente de entrada. Por el contrario, las fuentes reguladas conmutadas pueden entregar voltajes de salida, ya sean mayores o menores, y pueden invertir también la polaridad, dependiendo de la configuración utilizada.

12.2. Fuentes reguladas lineales.

Existen dos tipos de fuentes reguladas lineales: las de regulación en paralelo y las de regulación en serie. Ambas aprovechan la posibilidad de variar la impedancia del dispositivo que se utiliza como regulador, por ejemplo un diodo zener conectado o no con un transistor. Este último permite manipular corrientes y voltajes elevados. La figura 12.2.1 muestra algunas configuraciones básicas.

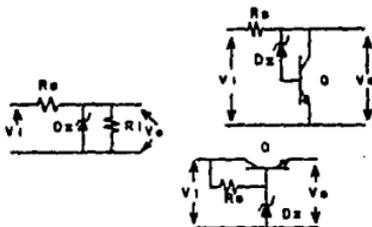


fig.12.2.1

Reguladores lineales en paralelo.

Este tipo de reguladores ofrece varias ventajas: una gran linealidad, un control fácil, y muy bajo ruido a la salida. Sin embargo, son poco eficientes.

En general sólo se utilizan para dar voltajes de referencia, en casos en los que la corriente demandada es pequeña.

Reguladores lineales en serie.

Estos se utilizan en equipos donde se requiere entregar una corriente considerable, con una mayor eficiencia. Su estabilidad sin embargo no es tan buena.

Tanto en los reguladores en paralelo como en los reguladores en serie, el voltaje máximo a la salida está limitado por el voltaje de entrada.

12.3 Fuentes conmutadas.

Las fuentes reguladas conmutadas son aquéllas que se basan en las propiedades de los inductores y capacitores, cuyos elementos de potencia operan en las regiones de corte y de saturación alternativamente. Los reguladores de esta clase tienen una eficiencia que rebasa el 70%.

Básicamente existen cuatro configuraciones de reguladores conmutados, las cuales son: reductora, elevadora, inversora, y transformadora.

Las tres primeras como su nombre lo indica reducen, elevan o invierten el voltaje que se tiene a la entrada de éstas mientras la cuarta tiene las características de un transformador, es decir, puede elevar, reducir, invertir o flotar el voltaje de entrada, todo al mismo tiempo o de forma aislada, dependiendo de la configuración utilizada en el transformador.

12.4. Selección del tipo de fuente regulada.

En la selección del tipo de fuente a utilizar se tienen dos posibles opciones que son: la lineal y la conmutada.

La elección resulta fácil, dadas las características básicas que se necesitan: se requiere soportar al sistema de la estación meteorológica por medio de una fuente ininterrumpible, mediante el uso de baterías y con la idea de que el sistema sea versátil y económico se debe de utilizar una sola batería, esto implica el hecho de tener un sólo voltaje con una sola polaridad, con lo cual se hace muy evidente el uso de una fuente conmutada pues el sistema requiere una polarización de +12V, +5V y -12V; y por supuesto una alta eficiencia.

La polarización de +5 volts se utiliza para polarizar circuitos lógicos.

Los voltajes de alimentación de ± 12 volts sirven para polarizar circuitos lineales, en los cuales la razón de rechazo a la variación del voltaje de alimentación es alta, por lo cual no importa mucho una variación hasta de un 15% de éste, razón por la cual se puede usar directamente la polarización proporcionada por la batería.

De lo anterior se concluye que se utilizará una fuente que entrega +5 volts y -12 Volts a partir de un voltaje nominal de +12 volts.

Para realizar esta fuente se tienen varias alternativas, las cuales son: el uso de una configuración con un transformador, (en configuración auto transformador, transformador de aislamiento, etc.) que entregue los dos voltajes deseados ya sea mediante el uso de transformadores con tap central o bien dos transformadores desacoplados; las otras opciones son utilizar una configuración inversora y una reductora.

Para elegir entre las opciones mencionadas se realizaron diferentes experimentos con cada una de las configuraciones sugeridas anteriormente, llegando a la conclusión que por los diferentes niveles de carga no es adecuado el uso de un transformador que entregue los dos voltajes, y aunque sí es factible el uso de dos transformadores desacoplados esto incrementa el costo. El uso dos fuentes en configuración reductora e inversora daba una mejor regulación de voltaje y un costo bajo.

Finalmente, la fuente que se construyó se basa en las configuraciones reductora e inversora.

12.5.1. Configuración reductora.

Una de las fuentes reguladas más comunes es la reductora y su funcionamiento se puede explicar de diferentes puntos de vista, a continuación se explica ampliamente su funcionamiento.

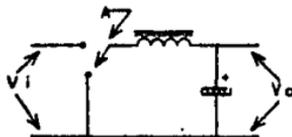


fig.12.5.1.

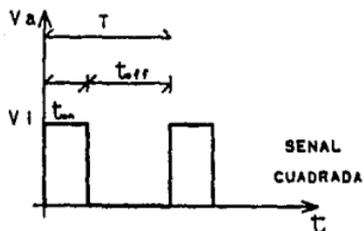


fig.12.5.2

Con el arreglo mostrado en la figura 12.5.1 se puede generar una señal que oscila entre el voltaje máximo (V_i) y cero, como el de la figura 12.5.2, con ciclo de trabajo (D) variable, el cual se define como la razón del tiempo alto (d) con respecto al periodo de la señal (T) Ec. 12.5.1. Haciendo un análisis espectral la señal de la figura 12.5.2, se observa que está formada por una constante más una serie de armónicas; los valores de éstas son función de la amplitud, del ciclo de trabajo y la frecuencia de la señal. Ec. 12.5.2.

$$D = d/T \dots (12.1)$$

$$f(t) = V_i D + \sum_{n=1}^{\infty} V_i D \left(\frac{\sin(n D)}{n D} \right) e^{j n \omega t} \dots (12.5.2)$$

Así al hacer pasar esta señal a través de un filtro paso bajas ideal, se eliminarían todas las armónicas, con lo cual solamente quedaría la componente constante, que viene a representar un voltaje constante.

El filtro a utilizar es un filtro paso bajas lo más ideal posible; además, para conservar la característica de alta eficiencia, este no debe disipar potencia, ya que no se cumpliría la característica más importante de este tipo de fuente regulada, que es la alta eficiencia, por lo cual se utiliza un filtro paso bajas de segundo orden, esto es un arreglo con un inductor y un capacitor (LC), donde se busca que los elementos se asemejen lo más posible al inductor y

capacitor ideales.

Debido a que no existen los elementos ideales, ni los filtros ideales, no se atenúan en su totalidad las armónicas, que son las causantes del rizo existente.

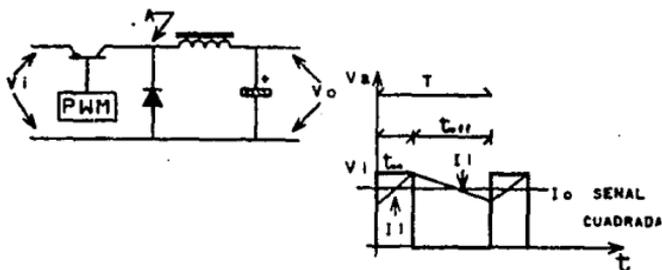


fig.12.5.3.

El funcionamiento de este tipo de fuente también se puede entender al considerar el circuito que se muestra en la figura 12.5.3; en el momento en que el transistor se satura, y considerando que el voltaje colector-emisor de saturación es despreciable con respecto a V_i , entonces éste se aplica al punto A, en este momento el diodo se encuentra en polarización inversa, por tanto fluye una corriente a través del inductor. Considerando que el voltaje en la carga (V_o) es constante al igual que el de entrada (V_i), el voltaje en el inductor (V_L) es constante también siendo igual a la diferencia de V_i menos V_o , lo que es válido pues la variación de voltaje en la salida (V_{o-}), debe de ser pequeña con respecto a V_o , ya que de lo contrario el sistema no operaría como regulador.

Recordando la ley de variación de la corriente y el voltaje esta regida por la ecuación siguiente:

$$V_L = L(di/dt) \dots (12.5.3)$$

La corriente a través del inductor es una rampa pues V_L es constante.

Para el momento en el que el transistor entra en corte y dado que esta fluyendo una corriente a través del inductor, ésta no puede hacerse cero de inmediato, pues el inductor se opone a la variación de la corriente y trata de mantenerla constante, comportándose el inductor como una fuente al cambiar su polaridad y entrar el diodo en conducción; si consideramos a la caída ánodo cátodo del diodo como despreciable, entonces el voltaje a través del inductor será V_o .

Haciendo un análisis sencillo se logra establecer las siguientes ecuaciones.

De 12.5.3 tenemos que:

$$I_1 = V_1 T/L \dots (12.5.4)$$

Para cuando el transistor está encendido:

$$I_{1+} = (V_i - V_o) t_{on}/L \dots (12.5.5)$$

Para cuando el transistor está apagado:

$$I_{1-} = V_o t_{off}/L \dots (12.5.6)$$

Dado que la variación de la corriente para ambos estados en el inductor es igual, y de las ecuaciones 12.5.5 y 12.5.6 se obtiene:

$$V_o = V_i (t_{on}/t_{off} - t_{on}) = V_i n(t_{on}/T) \dots (12.5.7)$$

Además:

$$T = t_{on} + t_{off} \dots (12.5.8)$$

$$d = t_{on} \dots (12.5.9)$$

Se tiene que:

$$V_o = DV_i \dots (12.5.10)$$

12.5.2. Configuración inversora.

La configuración inversora es aquella que permite can-

biar la polaridad del voltaje de entrada, en la salida; la configuración usada se muestra en la figura 12.5.3.

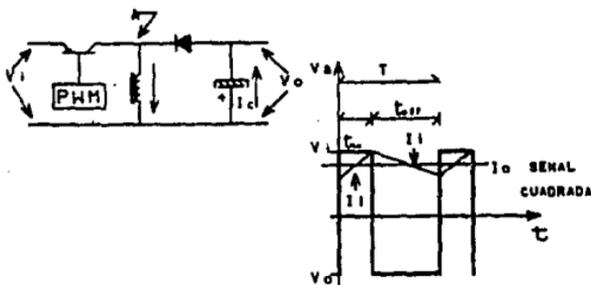


fig. 12.5.3.

Su funcionamiento es muy parecido a la configuración elevadora pero difiere en la posición del inductor y del diodo.

Al entrar en saturación el transistor se logra que fluya una corriente, con el sentido marcado, ahora el diodo se encuentra polarizado en inversa; cuando el transistor entra en corte, al igual que en el caso anterior, el inductor trata de mantener la corriente que circula a través de este de forma constante, cambiando de polaridad. En este momento el diodo se encuentra en posibilidad de conducir y entra en conducción, circulando una corriente a través de este y del capacitor, en el sentido marcado, cargando a este con la polaridad establecida por el flujo de la corriente, que con respecto a tierra es contraria a la polaridad de entrada.

Si realizamos un análisis matemático también es posible llegar a las ecuaciones que rigen el comportamiento de esta y a los parámetros de diseño.

De la ecuación 12.5.4:

$$I_{1.} = (1/L)V_{i\text{on}} \dots (12.5.11)$$

$$I_{1.-} = -(1/L)V_{o\text{off}} \dots (12.5.12)$$

Al igual que en la configuración reductora la variación

de corriente para ambos estados es igual.

De las ecuaciones 5.5.11 y 5.5.12 se tiene:

$$(V_{\text{ton}})/L = -(V_{\text{toff}})/L \dots (12.5.13)$$

$$V_o = -V_i(\text{ton}/\text{toff}) \dots (12.5.14)$$

Y de la ecuación 12.5.8:

$$V_o = -V_i(\text{ton}/(T-\text{ton})) \dots (12.5.15)$$

$$V_o = -V_i(D/(1-D)) \dots (12.5.16)$$

12.6. Diseño de la fuente.

En la sección de +5 volts se elige un voltaje de regulación de 5.2V, a fin de evitar problemas con los circuitos digitales, con una corriente máxima de 0.750 Amp y un rizo de 150mv como máximo; en la sección de -12V se requiere una corriente de 0.500 Amp y un voltaje de aproximadamente -12V.

Con los datos anteriores se procede al diseño, que debe ser eficiente, y confiable, lo que implica el uso de la menor cantidad de piezas posibles.

Todas las fuentes conmutadas requieren de un oscilador, cuya salida, sea una onda cuadrada con ciclo de trabajo variable, capaz de poder controlar a la etapa de potencia. Si entendemos que el ciclo de trabajo se puede definir de forma general, como la razón del tiempo alto de la señal a la suma del tiempo bajo más el alto; entonces, es posible variar el ciclo de trabajo de diferentes formas, por ejemplo: modulando en PWM (Pulse Wide Modulation), en PPM (Pulse Position Modulation), o en frecuencia variable a tiempo alto fijo o en oscilación libre.

Cada una de estas formas de modular expone diferentes ventajas y desventajas, en las tres primeras se tiene la certeza de saber cual es la frecuencia de oscilación, mientras que en la última, ésta no se conoce, con lo cual en un momento dado se puede caer en problemas relacionados con el tiempo de encendido y apagado del transistor, lo que implica que en un momento dado el transistor entre en amplificación

en vez de estar en corte o saturación, al suceder esto el regulador deja de operar correctamente y las pérdidas son muy altas. Sin embargo la ventaja que ofrece este sistema es el bajo costo de construcción.

Cuando se modula con frecuencia constante se tiene la ventaja de conocer a ésta y es más fácil proteger al resto de el sistema contra las emisiones electromagnéticas (EMI), las cuales pueden dar problemas al circuito a alimentar e inclusive al equipo circundante.

Las emisiones electromagnéticas provienen de las inductancias, de los transformadores, y de los disipadores de calor en los cuales se montan los elementos de potencia. Estos son diodos o transistores que al estar en contacto, eléctrico el colector del transistor con el disipador de calor, estos se comportan como una antena.

Entre las formas de modulación a frecuencia constante la modulación en PWM ofrece más ventajas que las otras, pues la posibilidad de fijar los tiempos mínimos de encendido y apagado de forma constante, con lo cual se eliminan los problemas relacionados con la dinámica del transistor, razones suficientes para elegirla.

La modulación en PWM se puede lograr a partir de elementos discretos, pero para una mayor confiabilidad es conveniente utilizar la mayor cantidad de circuitos integrados, ya que esto hace más fácil la reparación de la fuente de alimentación.

Al respecto en el mercado, tanto nacional como extranjero se venden circuitos que pueden realizar la función de modulación y dado que son contruidos con el propósito de ser usados en el diseño de fuentes reguladas conmutadas tienen ya integrados, amplificadores de error, de corriente y voltaje, referencias, osciladores y en algunos casos circuitos especiales de protección para este tipo de fuentes, inclusive algunos tienen ya integrados los elementos de potencia como son los transistores de paso y diodos tal es el caso del TL497.

En el mercado nacional se venden ampliamente tres circuitos que pueden realizar esta función, estos son el LM723, el TL497 y el SG3524. De estos el LM723, que fué diseñado para utilizarse como regulador lineal, tiene oscilación libre, el TL 497 modula a frecuencia variable pero el tiempo de apagado es fijo, y el SG3524 modula en PWM a frecuencia

fija lo cual es bueno para nuestro propósito.

En la figura 12.6.1 se encuentra un diagrama de bloques del SG3524.

Observando el circuito en detalle se ve que consta de un oscilador que genera un diente de sierra cuya frecuencia es fijada por un capacitor y una resistencia. Además éste dispositivo consta de un comparador para formar una onda cuadrada y un flip-flop T, con salidas complementarias, con lo cual se logra tener la salida a través de dos transistores, los cuales tienen el colector y el emisor abiertos, permitiendo usos múltiples, para casi cualquier tipo de configuración. Entre cada salida del flip-flop y las bases de los transistores de salida se encuentra una compuerta lógica, con las cuales se efectúa la modulación.

Otros elementos de interés son un amplificador de error de voltaje, de éste se tiene acceso a las terminales inversora y no inversora; un amplificador de error de corriente con

Block and Connection Diagrams

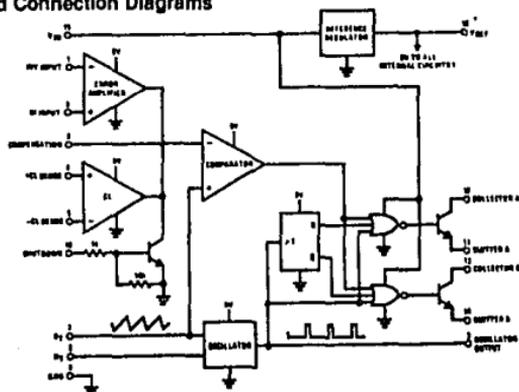


Fig.12.6.1

igual acceso, éste amplificador toma el mando cuando se

sobrepasa a la corriente límite que es fijada a través de una resistencia.

Existe también una referencia compensada por efectos de temperatura.

El consumo de este dispositivo es de unos 10 miliamperes típicamente y es posible polarizarlo en una gama de voltajes que desde los 5 a 40 volts.

Los parámetros de diseños son los siguientes:

Entrada:

Voltaje: 12 Volts

Salida:

Voltaje: 5.2 V.

Corriente: 750 mA.

Rizo: 100 mV.

Eficiencia > al 60%

Frecuencia de Oscilación > 20 KHz

La frecuencia de oscilación es mayor a los 20kHz a fin de que la operación de la fuente no sea audible; además reduce el valor y el tamaño de los componentes, razón por la cual se elige una frecuencia de 100 kHz.

Para la elección del transistor tenemos dos clases posibles, los transistores TBJ (Transistores Bipolares de Juntura) y los FET (Transistores de efecto de campo).

Los TBJ se pueden trabajar en tres regiones de operación activa, corte y saturación.

Para la aplicación particular es conveniente trabajar al transistor en corte y en saturación, por tanto el tiempo que permanece en la región lineal al pasar de corte a saturación debe de ser muy corto pues de lo contrario se disipará potencia en el transistor.

Por otra parte los transistores FET pueden encontrarse en la región ohmica o bien en la región lineal, en este caso importa que la variación de la resistencia ohmica del canal de un valor de bloqueo a uno de saturación sea rápida.

Como se puede observar es necesario elegir un transistor capaz de oscilar a la frecuencia de diseño.

Dependiendo de la aplicación del transistor TBJ se fabrican diferentes tipos, estos son: los transistores de amplificación lineal y los de conmutación, estos últimos por

lo general son de baja ganancia, pero pueden pasar de corte a saturación rápidamente.

Por el valor de la frecuencia utilizada aún es posible utilizar transistores de aplicación general, pero la eficiencia es baja, pues el tiempo que tardan en pasar de corte a saturación es relativamente alto, y aunque las experiencias con estos son buenas, el uso de transistores de conmutación lleva consigo un aumento en la eficiencia, a un costo bajo.

Los FETs tienen una capacitancia parásita baja, además de no utilizar corriente para operar, a diferencia del TBJ. Al no haber corriente tampoco hay potencia disipada en la etapa del impulsor, su gran problema es el alto costo y la dificultad para conseguirlos en el mercado nacional, ya que la corriente de saturación del canal a dejado de ser problema con el uso de nuevas tecnologías.

Para efectos de pruebas, se construye la fuente regulada basada en el SG3524 usando transistores de aplicación general de mediana potencia de la serie TIP XX, en configuración darlington con un transistor externo.

Aunque existen transistores darlington integrados, de la misma familia (TIP XXX), con ganancias de más de mil, no se usan por tener un voltaje emisor colector de saturación alto y por la lentitud de estos al pasar de corte a saturación.

Los transistores primeramente utilizados de la serie TIP XX, tienen una ganancia relativamente baja, de unos 40, y un voltaje colector emisor de saturación de un volt, la velocidad de conmutación de corte a saturación es buena.

Con el dato de corriente demandada a la salida se selecciona el transistor de paso adecuado, en este caso un TIP32 que es un transistor PNP.

La razón de utilizar un transistor PNP es la facilidad de control al tener un voltaje más o menos fijo en el emisor.

El diodo a usar debe ser de conmutación, para mejorar la eficiencia, pues el tiempo que tarde en apagarse el diodo se disipa potencia. Además es muy recomendable que el voltaje ánodo cátodo de encendido sea lo más bajo posible.

Al respecto hay diodos de conmutación, los cuales son fabricados con silicio o bien con óxidos de metales como en el caso de los diodos Shottky; los primeros tienen un respuesta rápida pero la caída ánodo-cátodo es igual a la de un diodo de silicio común, en cambio los diodos Shottky tienen

una caída de 0.2 volts e inclusive una mejor respuesta en tiempo.

El diodo elegido es el 1N4937 el cual es un diodo de recuperación rápida fabricado con silicio.

Una vez elegidos los elementos activos se procede a calcular los elementos pasivos como son inductores, capacitores y resistencias.

Es necesario hacer algunas consideraciones respecto a la selección de los elementos:

Todos los capacitores en su modelo más real tienen una inductancia parásita en serie y dos resistencias parásitas, una en serie al capacitor e inductancia parásita y otra en paralelo con el capacitor mismo, como se muestra en la figura 12.6.2. Por lo general no se toman en cuenta a ninguna de estos elementos parásitos, debido a que en la gama de frecuencias en que se utiliza el capacitor no son apreciables; por lo general capacitores electrolíticos grandes no se usan a frecuencias de más de 360 Hz.

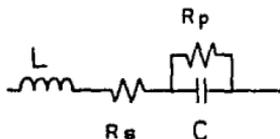


fig.12.7.

Aquí se requiere de un capacitor con un valor de capacitancia alta, operable a una alta frecuencia, por lo cual se necesita elegir un capacitor que pueda trabajar a frecuencias altas, es decir que tenga una inductancia parásita baja, al respecto los capacitores de tantalio son los que mejor se adaptan a la necesidad pues si es cierto que la variación de la capacitancia con respecto a la temperatura es alta, la inductancia parásita de éstos es baja también.

En cuanto a la inductancia es necesario construir el inductor, por que no se vende de forma comercial, esta debe operar a altas frecuencias y con corrientes considerables.

Existen muchas posibilidades en la construcción del inductor, sobretodo en la elección del núcleo a usar el cual

es necesario pues se requiere una inductancia en un tamaño físico más o menos reducido. Pero por razones del mercado sólo se tienen dos alternativas, el uso de laminación EI o barras de ferrita.

Aunque sí bien es cierto el uso de núcleos de Fly back de televisión es ideal, no se pueden comprar fácilmente y no hay una gran variedad.

El uso de la laminación EI no es adecuado debido a que se incrementan las pérdidas notoriamente al aumentar la frecuencia a valores superiores a los 20 kHz, con lo cual sólo queda el uso de barras de ferrita, las cuales son de antenas, y se tiene disponibles en dos diámetros, 5/16" y 3/8", con estos se procede a realizar diferentes experimentos para construir el inductor adecuado.

Una vez diseñados los elementos de la fuente de alimentación se procedió a construirla y probarla, obteniendo como conclusión importante el uso de otro transistor pues a la frecuencia de 100kHz se tienen problemas de calentamiento con el transistor seleccionado, las soluciones son: reducir la frecuencia de operación, con el consecuente cambio de inductor y capacitor o bien cambiar el transistor.

La última solución es la más viable pues no se desea cambiar los componentes pues esto implica aumentar sus dimensiones.

Utilizando un transistor D45H8 que es de mejores características que el TIP32, para la conmutación, se logra incrementar la eficiencia de la fuente de un 75% a un 85% con el simple cambio del transistor.

El diagrama de la fuente de +5 volts se muestra en la figura 12.6.3.

Mediante un procedimiento similar se diseñó una fuente de alimentación de -12 V. La fuente de -12V polariza circuitos lineales, como son amplificadores operacionales y algunos otros circuitos como son multiplexores analógicos y el convertidor analógico digital. Por lo cual el consumo de corriente a través de la fuente de -12V es bajo.

Para construir la fuente de -12V se realizan los cálculos pertinentes para obtener el valor de los elementos necesarios que son el inductor y el capacitor.

Basados en la experiencia con la fuente de +5V se uti-

liza directamente un transistor D45H8.

Las características de la fuente son las siguientes:

Entrada:

Voltaje: 12 V

Salida:

Voltaje: -12 V

Corriente: 500 mA

Rizo: 100 mV

Eficiencia: >60%

Frecuencia: >20kHz

Las cuales se logran satisfacer ampliamente con el circuito mostrado en el diagrama 12.6.4.

12.7. Selección del panel solar y batería.

La selección del panel solar y batería es fijada por los requerimientos de energía del equipo al cual se desea alimentar.

En este caso el sistema de la estación requiere un voltaje de polarización de 12 volts con un consumo de 250 mA. nominales. De aquí se determina el voltaje de la batería que es de 12 volts.

La capacidad de la batería se determina al conocer el tiempo de operación con esta. Para el caso particular se desea que opere al menos 36 horas con batería.

La capacidad de las baterías se da en amperes/hora, es decir en energía. De una forma burda una batería de 1 ampere/hora puede entregar una corriente de un ampere durante una hora, o bien cualquier combinación, siempre y cuando los tiempos no sean exageradamente largos.

Para una carga de 250 mA. durante 36 horas se requiere una batería de 9 amperes/hora. Con fines de hacer más confiable al sistema se elige una batería de 20 amperes hora, a partir de la tabla que proporciona el fabricante.

El panel solar es elegido de forma tal que pueda cargar a la batería y sostener al sistema operando. Existen en el mercado varias compañías fabricantes de paneles solares, entre estas se encuentra el Instituto Politécnico Nacional.

Arco solar, Phillips etc. De estos tres fabricantes, Arco solar ofrece paneles en los cuales las celdas son cuadradas, optimizando el área de captación, mientras que el IPN y Phillips utilizan celdas circulares con lo cual el área de captación real disminuye de un panel a otro de las mismas dimensiones.

Arco solar vende cuatro tipos de paneles de varias tensiones y corrientes de salida.

El panel a elegir debe entregara más de 14.8 volts para poder cargar a la batería, y por la carga exigida del sistema se escoge un panel de 75 Watts.

Se anexan las hojas de datos de la batería y panel solar en el apéndice VI.

12.8. Cargador de Batería.

El sistema debe operar continuamente por lo que se requiere un respaldo por baterías en caso de falla del suministro eléctrico o por la ausencia de luz solar.

El uso de una batería implica a un cargador, el cual debe ser de alta eficiencia, pues una eficiencia baja implica un panel solar más grande y por consiguiente aumento en el costo.

Por lo cual se usa una fuente regulada conmutada, como cargador de la batería.

La fuente conmutada tiene una configuración reductora por los voltajes de alimentación nominales de la celda que son de de 17 a 22 volts.

Las características del cargador dependen de las características de carga de la batería, la batería a usar es una de bajo mantenimiento, de gel, esta batería requiere de un voltaje de carga de 13.6 a 13.8 volts y además se debe cuidar que la corriente de carga no sobrepase los 5 amperes, ni el voltaje de carga a los 14 volts pues de lo contrario se decrementara la vida útil de la batería.

Aplicando una corriente de carga alta a la batería se logra cargar a la batería rápidamente, si la corriente de carga es baja el tiempo que tardará en cargarse será mucho mayor. Aquí importa el tiempo de carga pues nunca podemos tener la certeza de que el sol dure todo el día, bien podrían ser sólo unas cuantas horas; entonces, la carga de la batería

se debe realizar de forma rápida aunque sin sacrificar la vida de la batería.

El cargador debe ser capaz de mantener al sistema operando y a la vez cargar a la batería, manteniéndola en flotación cuando se haya terminado la carga de la batería.

El rizo de voltaje no es muy significativo por tener conectada a la batería en la salida con lo que se logra disminuir el valor del capacitor.

Las características de la fuente son las siguientes:

Entrada:

Voltaje: 15 a 22 V

Salida:

Voltaje: 13.8 V

Corriente: 4.00 Amp (máx)

0.70 Amp (mín)

Rizo voltaje: 1.00 V

Eficiencia: > 70%

Frecuencia: > 20kHz

Al igual que en los casos anteriores se realizan los cálculos necesarios para determinar el valor del inductor y capacitor.

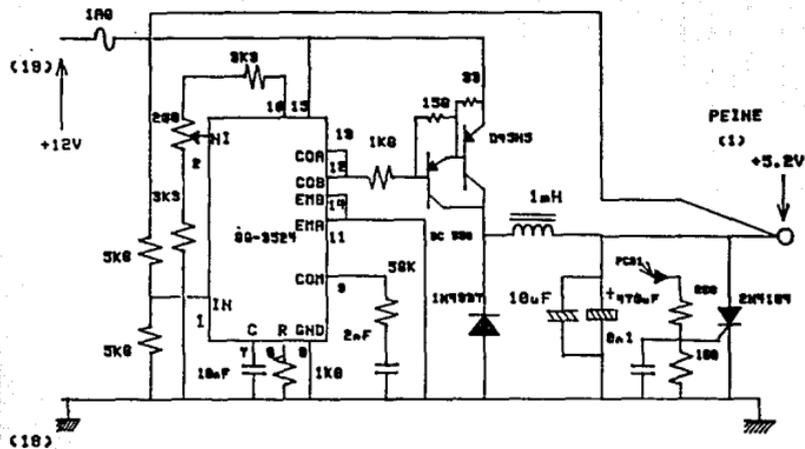
En este caso se desea obtener una eficiencia alta por lo que se utilizara un arreglo con transistores D45H11 y con diodos Shottky.

Como existe la posibilidad de utilizar la línea se usa también un arreglo con transformador, puente de diodos y filtro a fin de polarizar al cargador.

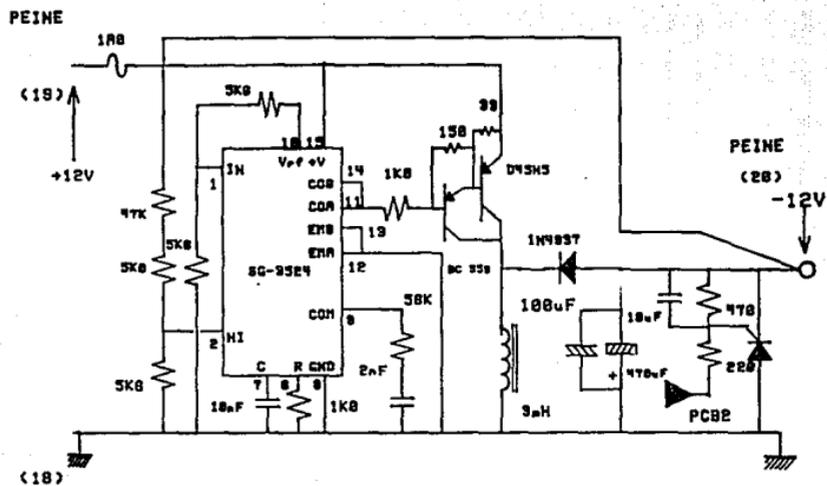
Para efectos de sencillez se introduce un relevador que en su posición normalmente cerrado conecta directamente al panel y al energizar al transformador se energiza también al relevador, conectando la salida del capacitor al cargador, con lo cual la línea alimenta al cargador.

El arreglo final se muestra en el diagrama 12.6.5.

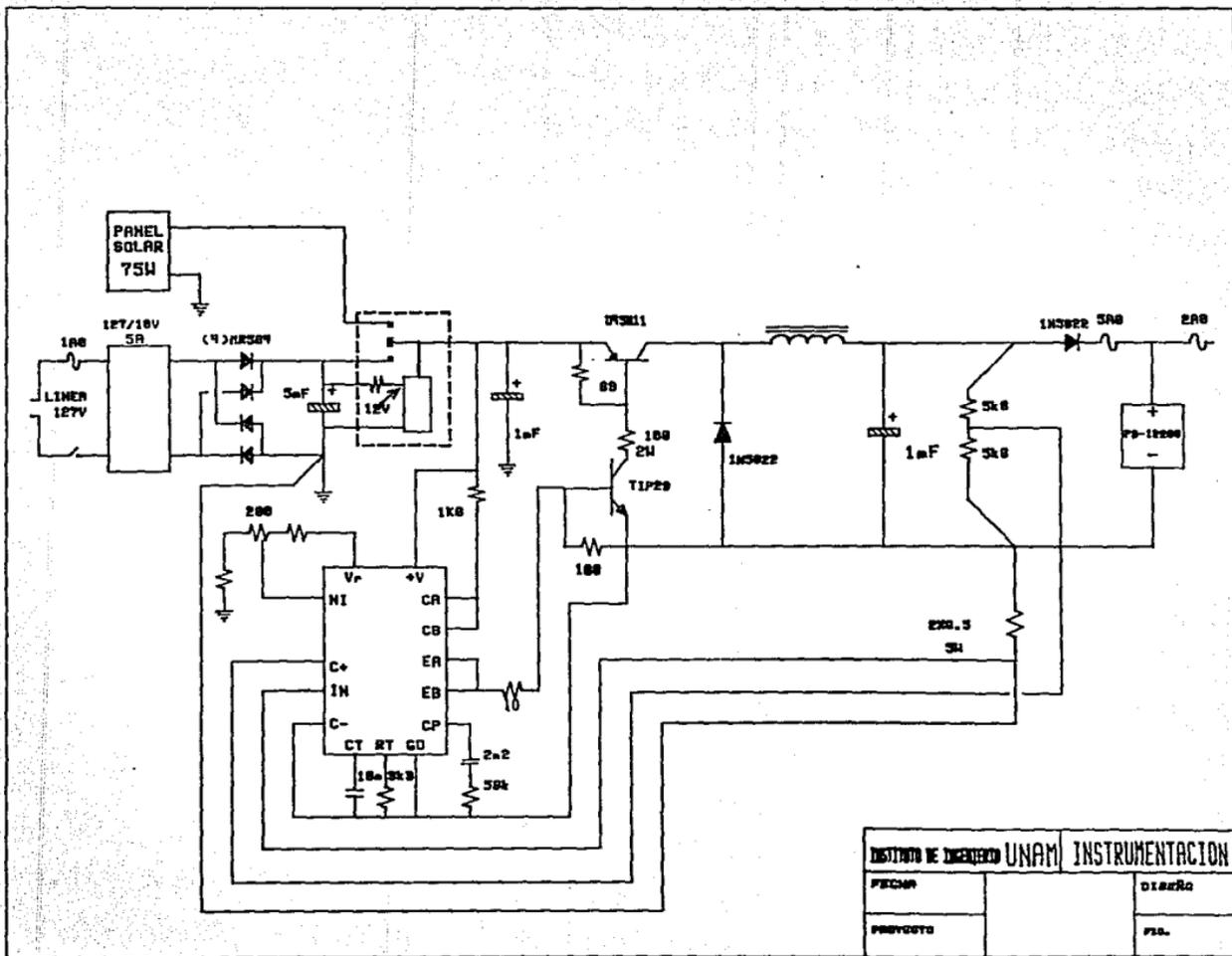
PEINE



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION
FECHA		DISEÑO
PROYECTO		F10.



INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		INSTRUMENTACION	
FECHA		DISEÑO	
PROYECTO		FIG.	



INSTITUTO DE INVESTIGACIONES UNAM		INSTRUMENTACION	
FECHA		DISEÑO	
PROYECTO		FIG.	

CAPITULO TRECE

CONCLUSIONES

Con el desarrollo presente se demostro la factibilidad de construcción de una estación metereológica que cumpla con los requisitos de: bajo costo, integración nacional casi total, bajo mantenimiento, alta confiabilidad, etc. Además de abrir nuevas posibilidades en el estudio de los fenómenos metereológicos para el caso particular de México, así como el mejor diseño de la infraestructura a construir, al tener un mejor conocimiento del clima.

Es posible almacenar una mayor cantidad de datos en forma electrónica, es decir, en discos magnéticos con un formato de grabación compatible con los sistemas de computo personales, o bien de forma más barata a través de "displays", monitores teletipos e inclusive es posible establecer una red de estaciones enlazadas permanentemente por radio que junto con una microcomputadora, permiten conocer el estado del clima de forma continua y más completa, lo que puede permitir hacer a la navegación en general más segura, junto con una predicción más confiable del clima. Esto último es un aspecto muy importante en la ganadería y la agricultura.

En el momento de desarrollar la estación se dieron soluciones técnicas a los diferentes problemas, que en el momento se tomaron como válidas, por considerarse las más adecuadas; sin embargo, una vez finalizada la construcción del sistema y puesto en funcionamiento se definieron alternativas de solución a los mismos problemas, más sencillas o más eficientes según el caso. Por ejemplo, algunos acondicionadores que tienen salida digital bien pudieron conectarse

directamente al módulo base, tomando en cuenta que éste es un sistema digital que acepta entradas digitales, lo que en un momento puede disminuir la cantidad de piezas y consumo de energía, haciendo al sistema más confiable; tal es el caso de los acondicionadores de lluvia, velocidad de viento, evaporación y humedad, pero debido a las restricciones de compatibilidad esto es un tanto difícil de hacer; sin embargo, dichos sensores son posibles de mejorar en su funcionamiento conservando la salida analógica.

A continuación se proporcionan algunos de los aspectos que se consideran importantes como recomendaciones técnicas para el mejoramiento del sistema.

1.- Fuente conmutada. La eficiencia del inversor y del cargador se pueden incrementar de forma notable al cambiar el tipo de transistor usado, es decir, en vez de usar transistores bipolares de juntura (TBJ's) se pueden utilizar transistores de efecto de campo (FET's) los cuales se comportan mejor como interruptores y no necesitan corriente de base, a diferencia de los TBJ's, lo que implica pérdidas, aunque si bien en la juntura base-emisor, o emisor-base, son pequeñas, en el las resistencias del impulsor son considerables. Por otro lado los FET's tienen capacitancias parásitas más pequeñas por lo cual se pueden operar a frecuencias mayores, reduciéndose el valor y por ende el tamaño de los componentes usados como son inductores y capacitores.

El cambio del transistor TBJ por un FET no es en muchas ocasiones directo, pero para el caso particular puede realizarse si se elige un FET de canal P y de la corriente de saturación adecuada.

También es conveniente cambiar el tipo de diodo usado en el inversor, es decir, usar diodos Shottky en lugar de diodos de conmutación, pues con esto el voltaje ánodo-cátodo se reduce de 0.7 volts a 0.2 volts, haciendo que las pérdidas en el diodo se reduzcan en más de un 50%; además del bajo voltaje de encendido, éstos son de conmutación más rápida y debido a las tensiones que se manejan la reducción de la caída en el diodo es importante.

2.- Medidor de temperatura. En el medidor de temperatura se utilizó como sensor un circuito integrado LM3911, que si bien es muy barato y fácil de conseguir no es el mejor de todos. Es recomendable que para una mayor calidad del instru-

mento se utilice un LM325, que si bien es un poco más caro que el usado, tiene mejores características, pero sigue siendo barato aunque un poco más difícil de obtener. De no cambiar el sensor actual por este último se recomienda seguir utilizando el LM3911 pero con encapsulado metálico, lo que incrementa su sensibilidad.

3.- Pluviómetro. En el caso del pluviómetro se utilizaron contadores de tecnología TTL (74LS191), éstos pueden ser substituidos por otros con tecnología CMOS, lo que ayuda a abatir consumo de energía e inclusive se puede llegar a prescindir de la fuente de +5V. Los contadores recomendados son el MC1429 o bien el 74HC191, de los cuales el último es de substitución directa.

4.- Medidor de dirección de viento. Para la veleta se recomienda el uso de los mismos contadores que se usen en el pluviómetro ya que actualmente se usan dos tipos diferentes de contadores y cualquiera de los dos puede desempeñar las funciones requeridas en ambos casos; al usar un sólo contador se reduce el número de partes en almacén.

5.- Medidor de presión. En el sensor de presión utilizado es muy importante disponer de alguna protección al mismo para evitar la entrada de agua ya que ésta daña de manera fatal al sensor, que en si son pequeñas resistencias depositadas sobre una membrana.

Con este propósito se colocó un pequeño serpentín de manguera de latex, sin embargo, éste se degrada rápidamente, por lo cual es recomendable usar algún otro material.

6.- Anemómetro. Este es un dispositivo cuyo funcionamiento se basa en un convertidor de frecuencia a voltaje, el cual tiene como transductor a un disco ranurado, acoplado directamente a un juego de copas, las cuales al estar construidas de aleaciones de cobre son pesadas y por lo mismo su inercia mecánica también lo es, lo que implica que el par aplicado por la fuerza del viento tenga que ser relativamente alto y como esta está ligada a la velocidad de este por tanto la velocidad mínima a leer es alta.

Debido a lo anterior es recomendable substituir las copas metálicas por algún material más ligero y mejorar los embalajes. Lo mismo es recomendable para la veleta aunado a mejorar los engranajes para evitar deslizamientos.

7.- Medidor de evaporación y humedad. Para medir la

evaporación y la humedad se utilizan métodos basados en fenómenos capacitivos. En ambos casos el transductor transforma la variable a medir en una capacitancia, cuyo valor es directamente proporcional a la capacitancia y ésta es de valores pequeños, cuando mucho 200 pF, para ambos casos. Y dado que el valor de la capacitancia parásita del cable de conexión puede opacar, en manera muy significativa o total, al valor de interés, se utilizó un dispositivo cerca del sensor para precondicionar la señal, de forma tal que al acondicionador llega una señal modulada en PWM, la ventaja de ésta es la constancia de la frecuencia y por ende la facilidad de diseño del acondicionador.

Actualmente se tiene implementado el preacondicionador a través de un arreglo de dos circuitos multivibradores, uno en configuración astable que proporciona una señal de frecuencia constante y el otro como monoestable donde el tiempo alto se encuentra definido por el valor de la capacitancia desconocida.

Para el preacondicionador de humedad el sistema se realiza con dos LM 555 y para el caso de la evaporación se utilizan el LM 3905. Para el medidor de la evaporación, el circuito integrado LM3905 no es la mejor opción, dado la forma de operar de cada uno de estos, así pues se sugiere el uso de un LM 555 en configuración astable para generar una señal cuadrada de frecuencia fija la cual entre directamente como señal de disparo al LM 3905 el cual hace el disparo por flanco a diferencia del LM 555 que lo hace por nivel, por lo cual es requerido un circuito integrador, el cual aumenta la cantidad de piezas y limita el ciclo de trabajo a valores tales que obligan a limitar la variación de la frecuencia para un ajuste fino.

No es conveniente el uso de un LM 3905 como astable debido a que éste está diseñado como monoestable y aunque de acuerdo al fabricante la frecuencia es independiente del voltaje de polarización, en la realidad si varía la frecuencia con respecto al voltaje de polarización razón de utilizar un LM 555 como monoestable el cual si es bastante independiente con respecto a la polarización.

Ahora bien en el caso de usar un LM 555 como astable (oscilador), la frecuencia puede variar básicamente en función de los elementos externos como son resistencias y capacitores, por lo cual se recomienda aparearlos de forma tal que los efectos de temperatura sean iguales para ambos pues son muy importantes las relaciones entre éstos, así como usar

resistencias de 1% de tolerancia o inclusive menos.

Si se quiere eliminar aún más el problema de la variación de la frecuencia se puede utilizar cristales como base del circuito a estable y según sea el caso utilizar circuitos digitales para reducir la frecuencia a valores más adecuados.

8.- Medidor de radiación solar. Para medir la radiación solar se utiliza un piranómetro que entrega una salida directamente proporcional a la radiación que incide sobre éste; dicha salida es un voltaje pequeño, del orden de las decenas de milivolts para los valores más altos. Por estas razones se utiliza un amplificador de instrumentación de alta ganancia y con un rechazo al modo común alto, la construcción se realizó con amplificadores operacionales de precisión LM 725, y LM 101A; sin embargo, se recomienda el uso de amplificadores de precisión y ajuste de autocero si se requiere de mayor finura.

CARACTERISTICAS TECNICAS

1. Fuente ininterrumpible (+12V):

Regulación conmutada totalmente.

Entrada por línea.
127 V \pm 10%
400 mA. máx.

Entrada por panel solar:
13 V a 25 V. (tensión máx 35 V).
4.0 amp. máx.

Carga a la batería:
13.8 Volts máx.
limitada a 4 amp. máx.

Salida al sistema:
11 V a 13.8 V
0.250 amp. tip.

Tiempo de carga:
5 hrs.

Batería recomendada:
Power Sonic.
12 Volts 20 Amp. Hrs.

2. Fuente +5.2 y -12V :

Regulación totalmente conmutada.

Entrada:
11 a 15 Volts D.C.
600 mA.

Salidas:

1. +5.2 V $\pm 5\%$, Vrizo 100 mV.
@ 500 mA.
2. -12 V $\pm 5\%$ Vrizo 200 mV.
@ 200 mA.

Eficiencia:

Fuente de 5 V mayor al 85 %

Fuente de -12V mayor al 80 %

Frecuencia de Oscilación:

100 kHz $\pm 15\%$.

3. Sensores:

3.1. Temperatura:

Sensor: Arreglo de termistores.

Resolución: 10 mV/ $^{\circ}$ C

Alimentación: +12 V $\pm 10\%$

-12 V $\pm 10\%$

3.2. Presión:

Sensor: anaeróbico.

Gama: 0 a 1000 mm de mercurio

Resolución: 10mV/10mm de mercurio

Alimentación: +12V $\pm 10\%$

-12V $\pm 10\%$

3.3. Radiación Solar y Horas Sol.

Sensor: Piranómetro de punto

Gama: 0 a 1000 W/m

Resolución: 10 mv/ 10 W/m

Horas sol:

Transición a 500 W/m

Alimentación: +12V \pm 10 %

-12V \pm 10 %

Radiación solar:

Horas sol:

3.4. Evaporación:

Sensor: Capacitivo

Gama: 0 a 100 mm. de agua.

Resolución: 100 mV/10 mm.

Alimentación: +12V \pm 10 %

-12V \pm 10 %

3.5. Humedad:

Sensor: Capacitivo.

Gama: 10% al 90%

Resolución: 10mV/1%

Resolución: 100 mV/10 mm.

Alimentación: +12V \pm 10 %
-12V \pm 10 %

3.6. Pluviómetro:

Sensor: Balancín.

Rango:

Resolución:

Alimentación: +12V \pm 10 %
-12V \pm 10 %
+5V \pm 5 %

3.7. Anemocinómetro:

Sensores: Ópticos, luz infrarroja.

Gama:

Anemómetro:
Veleta: 0 a 360

Resolución:

Anemómetro:
Veleta: 10mv/3.6

Alimentación: +12V \pm 10 %
-12V \pm 10 %
+5V \pm 5 %

4. Convertidor A/D

Tipo de Conversión: Doble Rampa

Entrada Analógica:

Voltaje desconocido de entrada:

Mínimo: -1.999 V.

Máximo: +1.999 V.

Número de Canales analógicos:

16 canales multiplexados

Entrada digital:

4 bits de información y de instrucciones
(direccionamiento y reset) parte alta del
puerto C.

Salida digital:

Salida multiplexada 3 1/2 dígitos.
16 bits, 14 de datos y dos de estado,
a través de 4 bits, parte alta puerto C.

Frecuencia de Reloj:

250 kHz. dependiente del procesador.

Tiempo de conversión:

Lectura de los 16 Canales en 1.5 segundos.

Alimentación: +12V ± 10%

-12V ± 10%

+5V ± 5%

5. Modulo Base

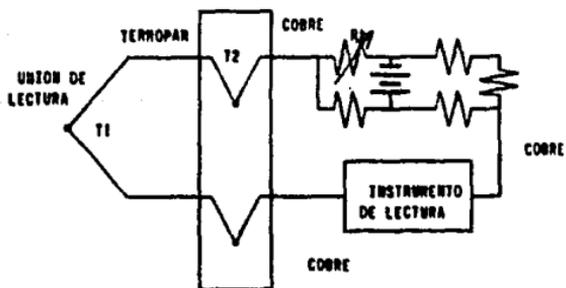
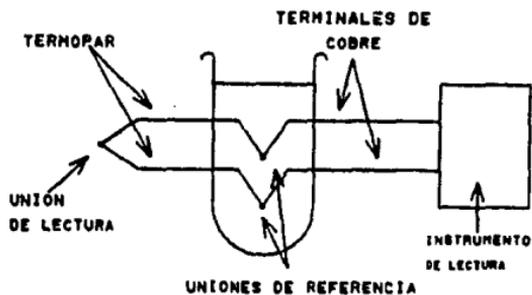
**Procesador: Z-80.
4 MHz.**

**Memoria: 4 K Eprom.
56K Ram. estática soportada por
baterias.**

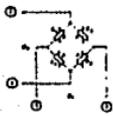
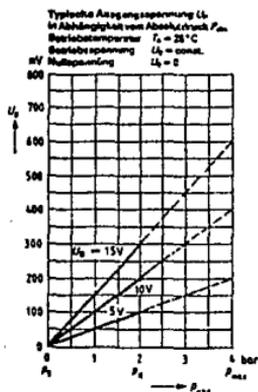
**Puertos:
Paralelo y Serie.**

Apéndices.

A1.1. Corrección de termopares.



A2.1. Datos técnicos del sensor de presión.



Siemens Druck-Sensor KPY 10/KPY 12

Druck-Sensoren sind Meßwandler für nichtaggressives, gasförmige Medien und enthalten als Sensorelement eine Druckzelle aus Invar. Sie bestehen aus einer dünnplattierten Siliziummembran mit Halbleitersensorelementen. Eine Durchbohrung der Membran führt zu Viskositätsänderungen nach dem piezo-resistiven Effekt. Diese sind druckproportional, reversibel und elektronisch auswertbar. Die Druckmeßzellen werden in TG-8-förmlichen Gehäuse eingebettet, die an der Kappe ein Druckanschlußrohr aufweisen. Bei dem Druck-Sensor KPY 10 handelt es sich um einen Absolutdruck-Sensor, bei dem der Druckunterschied zwischen Meßdruck und Vakuum gemessen wird. Der Druck-Sensor KPY 12 ist ein Relativedruck-Sensor, bei dem der Druckunterschied zwischen Meßdruck und Umgebungsdruck (z. B. atmosphärischer Luftdruck) gemessen wird.

Technische Daten:
 Meßbereich: Absolutdruck von 0 bis 2 bar bzw. Relativedruck von -1 bis 2 bar
 Brückenwiderstand: $\approx 7\text{ k}\Omega$
 Druckempfindlichkeit: $10\text{ mV/V}\cdot\text{bar}$
 Linearität: $\pm 0,5\%$
 Ansprechzeit: $< 1\text{ ms}$
 Betriebstemperaturbereich: -30 bis $+125^\circ\text{C}$
 Max. Betriebsspannung: 18 V
 KPY 10 15-90-020 98,50
 KPY 12 15-90-022 108,-



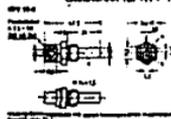
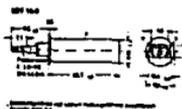
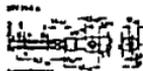
Anschlußbelegung

- 1: Gehäuse, kann nur mit positivem Eingangspotential verbunden werden (System ist nicht isoliert)
- 2: 8: Brückenausgangsspannung U_0
- 3: 7: Ausgangsspannung U_0
- 4: 5: nicht belegt
- 6: Substrat (kann mit positivem Eingangspotential verbunden werden)

Temperatur-Sensoren

Temperatur-Sensoren bestehen aus einem n-telenden Silizium-Kristall in Planartechnik. Sie eignen sich besonders zum Messen, Steuern und Regeln von Luft, Gasen und Flüssigkeiten im Temperaturbereich von -50°C bis $+150^\circ\text{C}$.

Typ	Nennwiderstand R (20°C) %	Toleranz	Bestellnummer	DM
KTY 10-6	2000	± 1	15-90-031	8,89
KTY 10	1800 bis 2110	± 1	15-90-033	3,60
KTY 11-1A	2000	± 1	15-90-034	9,85
KTY 14-6	2000	± 1	15-90-035	19,85
KTY 15-6	2000	± 1	15-90-036	26,-
KTY 16A	2000	± 1	15-90-037	19,85
Steckerset für KTY 15-6			15-90-038	16,50



A3.1. Datos técnicos del sensor de humedad.

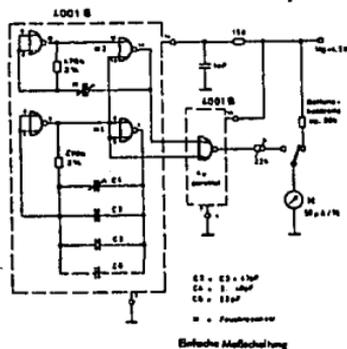
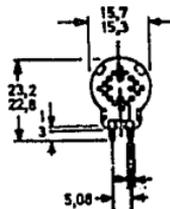
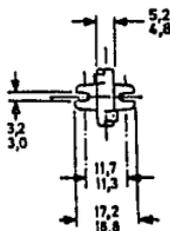
VALVO FEUCHTE-SENSOR

Der Sensor eignet sich zur Messung und Regelung der relativen Luftfeuchte. Er besteht aus einer beidseitig mit Gold bedampften Folie, die in Abhängigkeit von der relativen Luftfeuchte ihre Kapazität ändert. Die Folie selbst ist in einem Kunststoffgehäuse angespannt, das für die Montage auf einer Printplatte vorgesehen ist.

Technische Daten:

Kapazität:
 bei 25 °C, 43 % R. F.: $f = 100 \text{ kHz}$: $122 \text{ pF} \pm 15 \%$
 Empfindlichkeit: $(1,4 \pm 0,05) \text{ pF/\% R. F.}$
 Temperaturabhängigkeit: $\pm 0,1 \%$ R. F./°C
 Betriebsfrequenzbereich: $1 \text{ kHz} \dots 1 \text{ MHz}$
 Feuchtebereich: 10% ... 90% R. F.
Verstärker:
 (z. B.) bei 25 °C ($f = 100 \text{ kHz}$): $< 35 \times 10^{-4}$
Anspruchzeit:
 (für 90 % der angezeigten Feuchteänderung bei 25 °C, in bewegter Luft):
 a) im Bereich 10% ... 43% R. F.: $< 3 \text{ min.}$
 b) im Bereich 43% ... 90% R. F.: $< 5 \text{ min.}$
Maximale Betriebsspannung: 15 V Gleich- oder Wechselspannung
Hysterese:
 (bei Feuchteänderung $10\text{--}90\%$): $\sim 3 \%$
Betriebstemperaturbereich: $0^\circ\text{C} \dots +80^\circ\text{C}$
Anwendungen:
 Elektronische Hygrometer
 Klimainlagen
 Gewächshäuser
 Brutchärker
 Haushaltgeräte

Bestell-Nr. DM
 15-80-001 31,50





LM2907, LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op-amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full output protection in two versions (LM2907B, LM2917B) and its output swings to ground for a zero frequency input.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion. (LM2917)

Features

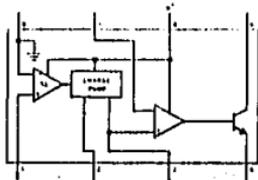
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic package
- Op-amp/comparator has floating tachometer output
- 60 mA sink of source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or zero input referenced input
- Input is zero on LM2917
- 10 μ A linearly typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

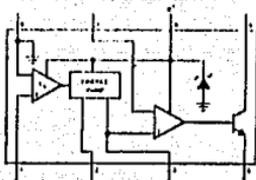
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point speed testers
- Hand held tachometers
- Speed governors
- Cruise control
- Automobile door lock control
- Club lock control
- Alarm control
- Touch or sound switches

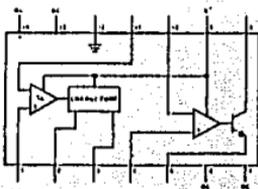
Block and Connection Diagrams (Lead in Low Package, Top View)



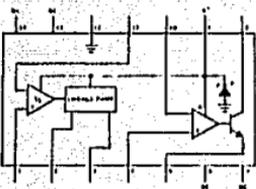
Order Number LM2907B
See NS Package N08B



Order Number LM2917B
See NS Package N08B



Order Number LM2907J
See NS Package J14A
Order Number LM2907N
See NS Package N14A



Order Number LM2917J
See NS Package J14A
Order Number LM2917N
See NS Package N14A

A.5.1. Rutina de programación y captura de datos del convertidor A/D. (AD).

AD	127D F3	DI	Deshabilita interrupciones.
	127E ED 56	IM1	Llamada a locación 003B _H .
	1280 06 02	LD C 02	Númro de "bytes" a capturar.
	1282 2A 01 28	LD HL(2801)	Localidad de memoria en la que se guardará el dato capturado.
	1285 3E 93	LD A 93	Programación puerto paralelo.
	1287 D3 03	OUT (03) A	
	1289 3E 00	LD A 00	Instrucciones de "reset" al convertidor A/D.
	128B D3 02	OUT (02) A	
	128D 3E 80	LD A 80	
	128F D3 02	OUT (02) A	
	1291 3A 00 28	LD A (2800)	Busca y envía dato de canal analógico a leer.
	1294 D3 02	OUT (02) A	
	1296 00	NOP	
	1297 FB	EI	Habilita interrupciones.
	1298 3E 00	LD 00	Rutina de espera de interrupción.
L1	129A B8	CP B	Cuando sale de la rutina de intrrupción salta a la localidad 12A0 _H .
	129B CA A0 12	JP Z 12A0	
	129D 18 F8	JR (L1)	
	12A0 C9	RET	

A.5.2 Rutina de interrupción.

	1260 F3	DI	Deshabilita interrupción.
	1261 00	NOP	
	1262 DB 02	IN A (02)	Captura 1° y 3° medio byte, acomodandolo en la localidad de memoria predesignada.
	1264 77	LD HL A	
	1265 ED 6F	RLD	Rutina de espera del 2° y 4° medio byte.
	1267 3E 13	LD A 13	
L2	1269 3D	DEC A	
	126A 20 FD	JR NZ (L2)	
	126C DB 02	IN A (02)	Captura 2° y 4° medio byte, acomodandolo en la localidad de memoria predesignada.
	126E ED 6F	RLD	Pregunta por número de bytes capurados y decide continuar o no.
	1270 05	DEC B	
	1271 28 08	JR Z (L3)	Actualiza memoria.
	1273 23	INC HL	Rutina de espera del 3° y 4° medio byte.
	1274 3E 10	LD A 10	
L4	1276 3D	DEC A	
	1277 20 FD	JR NZ (L4)	
	1279 18 E7	JR	
L3	127B ED 4D	RETI	Regreso de interrupción.

A.5.3. Rutina captura de datos verificados (ADV).

ADV	12A1 16 0A	LD D 0A	Número de verificaciones a realizar.
L6	12A3 CD 7D 12	CALL AD	Captura de datos del canal deseado.
	12A6 2A 01 28	LD HL (2801)	Carga de 1 ^{er} byte capturado en acumulador.
	12A9 7E	LD A HL	
	12AA 47	LD B A	
	12AB 23	INC HL	
	12AC 7E	LD A HL	
	12AD B8	CP B	Verificación primer byte.
	12AE 20 03	JR NZ (L5)	Si el dato no es correcto realiza la lectura nuevamente, hasta un máximo de 10 veces.
	12B0 15	DEC B	
	12B1 20 FO	JR NZ (L6)	
L5	12BB C9	RET	Regreso.

A.5.4. Rutina de muestreo de 16 canales. (RMF)

RMF	12F0 DD 21 B7 12	LD IX 12B7	Inicializa contadores y tablas de memoria temporales.
	12F4 3D 00	LD A 00	
	12F6 32 00 28	LD (2800) A	
L8	12F9 21 06 21	LD HL 2106	
	12FC 22 01 28	LD 2801 HL	
	12FF CD A1 12	CALL ADV	Llama a la rutina ADV.
	1302 21 06 21	LD HL 2106	Forma tabla permanente de datos y actualiza tabla temporal y contadores.
	1305 ED 5B 04 21	LD DE (2104)	
	1306 01 02 00	LD BC 0002	
	130C ED B0	LDIR	
	130E ED 53 04 21	LD 2104 DE	
	1312 DD E9	JP (IX) (LIX)	Salto a subrutinas particulares de despliegue.
CNT	1314 11 03 00	LD DE 0003	Actualización de contadores.
	1317 DD 19	ADD IX DE	
	1319 3A 00 28	LD A (2800)	
	131C FE FO	CP FO	Pregunta por número de canales muestreados, al ser 16 sale de la rutina.
	131E 28 07	JR Z (L7)	
	1320 C6 10	ADD 10	
	1322 32 00 28	LD 2800 A	
	1325 18 D2	JR (L8)	
L7	1327 C9	RET	Regreso.

A.5.5. Subrutinas particulares de despliegue.

12B7	C3	50	13	JP	RE	Rutina evaporación.
12BA	C3	80	13	JP	RH	Rutina humedad.
12BD	C3	B0	13	JP	RS	Rutina horas sol.
12C0	C3	D0	13	JP	RP	Rutina presión atm.
12C3	C3	E0	14	JP	RR	Rutina radiación solar.
12C6	C3	00	14	JP	RT	Rutina temperatura.
12C9	C3	09	14	JP	RN	Rutina precipitación.
12CC	C3	10	14	JP	RV	Rutina velocidad del viento.
12CF	C3	19	14	JP	RD	Rutina dirección " " "
12D2	C3	20	14	JP	RC	Rutina canal 0
12D5	C3	20	14	JP	RC	Rutina canal 1
12D8	C3	20	14	JP	RC	Rutina canal 2
12DB	C3	20	14	JP	RC	Rutina canal 3
12DE	C3	20	14	JP	RC	Rutina canal 4
12E1	C3	20	14	JP	RC	Rutina canal 5

A.5.6 Rutinas de decodificación y codificación.

DEC	1328	CB	7F	BIT	7A	Verifica cero y graba código.
	132A	28	03	JR	Z (L9)	
	132C	3E	20	LD	A 20	
	132E	C9		RET		
L9	132F	CB	6F	BIT	5A	Verifica fuera de rango y graba código.
	1331	28	03	JR	Z (10)	
	1333	3E	2A	LD	A 2A	
	1335	C9		RET		
L10	1336	3E	31	LD	A 31	Verifica uno y graba código.
	1338	C9		RET		
ASC	1339	CE	30	ADD	30	Cambia números 0-9 a código ASSCI.
	1345	C9		RET		
RTB	1339	CB	38	SRL	B	Rutina de rotación izquierda.
	133B	CB	38	SRL	B	
	133D	CB	38	SRL	B	
	133E	CB	38	SRL	B	
	1341	78		LD	B A	
	1342	C9		RET		

RS	13B0 21 14 22	LD HL 2214	Localiza memoria en la cual se
	13B3 3A 06 21	LD A (2106)	debe de grabar el dato a man-
	13B6 CD 28 13	CALL DEC	dar a pantalla.
	13B9 77	LD HL A	Llama a rutina de DEC.
	13BA 23	INC HL	Acomoda de acuerdo al paráme-
	13BD 3E 20	LD A 20	tro particular en memoria RAM.
	13BF 77	LD HL A	
	13C1 10 FA	DBJNZ	
	13C3 C3 14 13	JP 1413	Regresa a la rutina de mues-
			treo del convertidor.
RP	13D0 21 19 22	LD HL 220A	Localiza memoria en la cual se
L11	13D3 3E 20	LD A 20	debe de grabar el dato a man-
	13D4 77	LD HL A	dar a pantalla.
	13D6 3A 06 21	LD A (2106)	Llama a rutina de DEC.
	13D9 47	LD B A	Acomoda de acuerdo al paráme-
	13DA CD 28 13	CALL DEC	tro particular en memoria RAM.
	13DD 23	INC HL	
	13DE 77	LD HL A	
	13DF 23	INC HL	
	13E0 3E 0F	LD A 0F	
	13E2 A0	AND B	
	13E3 C6 30	ADD 30	
	13E5 77	LD HL A	
	13E6 23	INC HL	
	13E7 3A 07 21	LD A (2107)	
	13EA 47	LD B A	
	13EB CD 46 13	CALL RTA	
	13EC C6 30	ADD 30	
	13F0 23	INC HL	
	13F1 77	LD HL A	
	13F2 3E 0F	LD A 0F	
	13F4 A0	AND B	
	13F5 C6 30	ADD 30	
	13F7 77	LD HL A	
	13F8 C3 13 14	JP 1413 CNT	Regresa a la rutina de mues-
			treo del convertidor.
RT	1400 21 32 22	LD HL 2223	Localiza memoria y salta a ru-
	1403 C3 D3 13	JP 13D3 (L11)	tina de acomodo.
RN	1409 21 28 22	LD HL 2228	Localiza memoria y salta a ru-
	140C C3 D3 13	JP 1413 (L11)	tina de acomodo.
RV	1410 21 2D 22	LD HL 222D	Localiza memoria y salta a ru-
	1413 C3 53 13	JP 1353 (L12)	tina de acomodo.
RD	1419 21 32 22	LD HL 2232	Localiza memoria y salta a ru-
	141C C3 D3 13	JP 13D3 (L11)	tina de acomodo.
RR	14E0 21 1D 22	LD HL 221D	Localiza memoria y salta a ru-
	14E3 C3 D3 13	JP 13D3 (L11)	tina de acomodo.

A.5.7. Rutinas particulares.

RE	1350	21	01	22	LD HL 220A	Localiza memoria en la cual se
L12	1353	3A	06	21	LD A (2106)	debe de grabar el dato a man-
	1356	47			LD B A	dar a pantalla.
	1357	CD	28	13	CALL DEC	Llama a rutina de DEC.
	1358	77			LD HL A	Acomoda de acuerdo al paráme-
	135A	23			INC HL	tro particular en memoria RAM.
	135C	3E	0F		LD A OF	
	135E	A0			AND B	
	135F	C6	30		ADD 30	
	1361	77			LD HL A	
	1362	23			INC HL	
	1363	3E	2E		LD A 2E	
	1365	77			LD HL A	
	1366	3A	07	21	LD A (2107)	
	1369	47			LD B A	
	136A	CD	46	13	CALL RTA	
	136D	C6	30		ADD 30	
	136F	23			INC HL	
	1370	77			LD HL A	
	1371	3E	0F		LD A OF	
	1373	A0			AND B	
	1374	C6	30		ADD 30	
	1376	23			INC HL	
	1377	77			LD HL A	
	1378	C3	13	14	JP 1413 CNT	Regresa a la rutina de mues-
						treo del convertidor.

RH	1380	21	0F	22	LD HL 220A	Localiza memoria en la cual se
	1383	3A	06	21	LD A (2106)	debe de grabar el dato a man-
	1386	47			LD B A	dar a pantalla.
	1387	CD	28	13	CALL DEC	Llama a rutina de DEC.
	138A	77			LD HL A	Acomoda de acuerdo al paráme-
	1388	23			INC HL	tro particular en memoria RAM
	138C	3E	0F		LD A OF	
	138E	A0			AND B	
	138F	C6	30		ADD 30	
	1391	77			LD HL A	
	1392	23			INC HL	
	1393	3A	07	21	LD A (2107)	
	1396	47			LD B A	
	1397	CD	46	13	CALL RTA	
	139A	C6	30		ADD 30	
	139C	77			LD HL A	
	139D	23			INC HL	
	139E	3E	2E		LD A 2E	
	13A0	77			LD HL A	
	13A1	23			INC HL	
	13A2	3E	0F		LD A OF	
	13A4	A0			AND B	
	13A5	C6	30		ADD 30	
	13A7	77			LD HL A	
	13A8	C3	13	14	JP 1413 CNT	Regresa a la rutina de mues-
						treo del convertidor.

A.5.8. Rutina de pantalla. (PAN).

PAN	1210	21	00	10	LD HL 1000	Inicializa contadores y posición de tabla de datos.
	1213	22	00	21	LD 2100 HL	
L15	1216	2A	00	21	LD HL(2100)	
	1219	4E			LD C HL	
	121A	79			LD A C	Verifica dato de RAM o dato permanente de EPROM.
	121B	FE	FF		CP FF	Si es dato de EPROM va a rutina DRM.
	121D	CC	40	12	CALL Z DRM	Verifica último dato.
	1220	FE	FE		CP FF	Si lo es sale de rutina.
	1222	CA	32	12	JP Z (L14)	Llama a rutina de transmisión.
	1225	CD	00	12	CALL TRA	Actualiza contadores.
	1228	2A	00	21	LD HL(2100)	
	122B	23			INC HL	
	122C	22	00	21	LD 2100 HL	
	122F	C3	16	13	JP (L15)	
L14	1232	C9			RET	Regresa de rutina.

DRM	1240	3E	05		LD A 05	Inicializa contadores y posición de tabla.
	1242	21	10	21	LD 2110 A	
	1245	2A	02	21	LD HL (2102)	
L16	1248	4E			LD C HL	Llama a rutina de transmisión
	1249	CD	00	12	CALL TRN	Actualiza contadores.
	124C	23			INC HL	
	124D	3A	10	21	LD A (2110)	
	1250	3D			DEC A	
	1251	32	10	21	LD 2102 HL	
	1254	20	F2		JR NZ (L16)	
	1256	22	02	21	LD 2102 HL	
	1259	C9			RET	Regresa a rutina PAN.

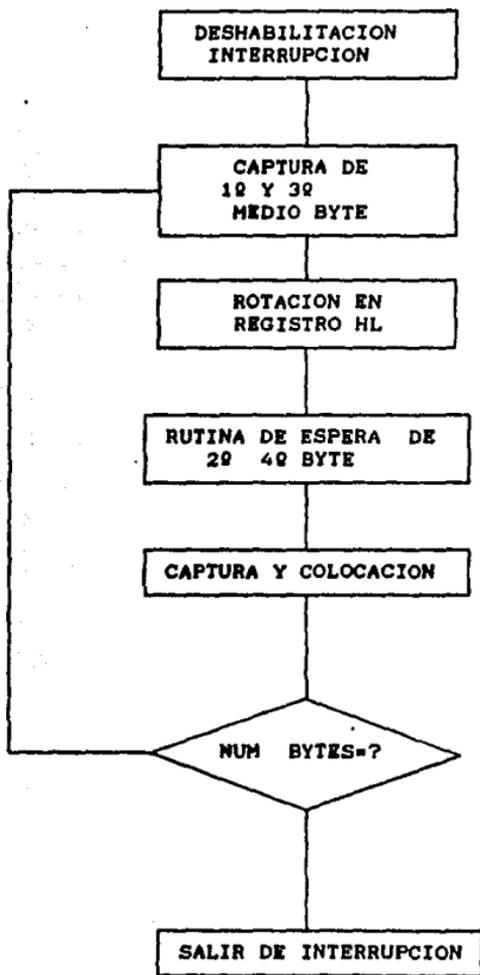
A.5.9. Rutina principal. (RTP)

RTP	1600	21	00	30	LD HL 3000	Inicializa contadores y registros.
	1603	22	04	21	LD 2104 HL	
L17	1606	21	00	22	LD HL 2200	
	1609	22	02	21	LD 2102 HL	
	1609	21	32	22	LD HL 22 32	
	160F	21	0A	21	LD (210A) HL	
	1612	CD	F0	12	CALL RMF	Llama a rutina de muestreo.
	1615	CD	10	12	CALL PAN	Llama a rutina de despliegue.
	1618	CD	00	15	CALL RET	Llama a rutina de espera.
	161B	3A	05	21	LD A (2105)	Actualiza y verifica cantidad de RAM disponible.
	161E	FE	FF		CP FF	
	1620	C2	06	16	JP NZ(L17)	
	1623	76			HALT	Alto.

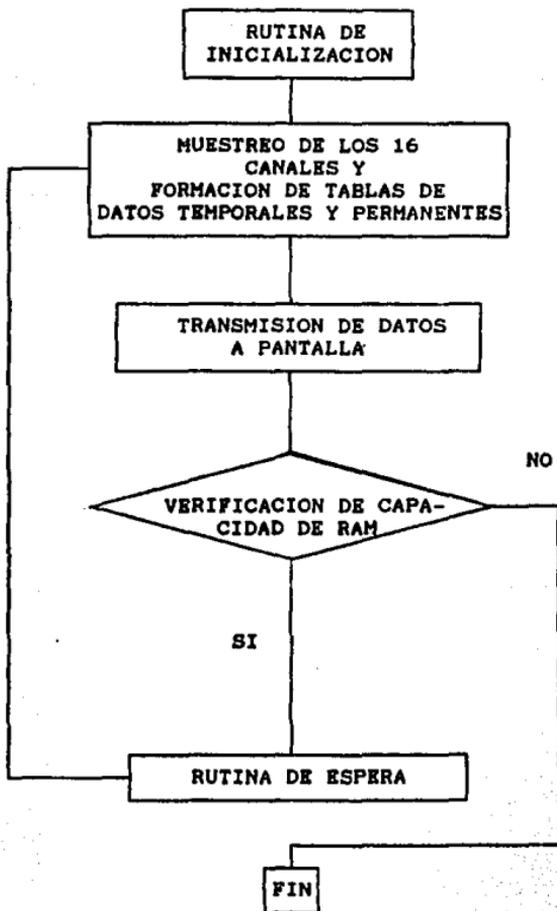
A.5.11. Diagrama de flujo de rutina AD.



A.5.12. Diagrama de flujo captura interrupción.



A.5.10. Diagrama de bloques de rutina RTP.



Bibliografía.

- , Notas del curso de actualización de energía solar. México, U.N.A.M., 1986.
- , Temperature measurement handbook. E.U.A. OMEGA. 1981.
- , Linear Databook. National. E.U.A. 1984.
- , Linear Databook. Texas Instruments. E.U.A. 1986.
- , Handbook. Rimelelectronics. R.F.A. 1986.
- Tobey, Graeme. Huelsman. Amplificadores operativos. México: Diana 1979.
- Jerald G. Graeme. Applications of operational amplifiers. Tokyo: McGraw-Hill, Kogakusha, 1973.
- Donald L. Shilling, Charles Belove. Electronic Circuits. Singapore: McGraw-Hill. 1987.
- Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll. Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales. México: Prentice Hall. 1987.
- Robert Boylestad, Louis Nashelsky. Electrónica teoría de circuitos. México: Prentice Hall. 1982.
- W. G. Holzbock. Instrumentación para medición y control. México: C.E.S.A. 1982.
- Jack P. Holman. Métodos experimentales para ingenieros. México: McGraw-Hill 1986.
- Albert Miller, Jack C. Thompson. Elements of meteorology. E.U.A. Merrill. 1979.