

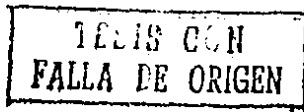
870117

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE GUADALAJARA

Incorporada a la Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica

11/2
Ejerc.



"DISEÑO DEL COMPROBADOR DE TIERRAS EQUILIBRIO A CERO"

TESIS PROFESIONAL

que para obtener el título de:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

presenta:

LUIS MANUEL CAÑEZ CAÑEZ



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

INDICE

INTRODUCCION	1
ANTECEDENTES	5
- Sistemas de contactos a tierra	6
CAPITULO I	
(Diseño del oscilador)	12
- Generalidades del oscilador	13
- Circuitos que se pueden utilizar para el aparato	16
- CISSS como oscilador	17
- Oscilador de cristal	20
- Circuitos diseñados para el modelo	23
- Diseño del circuito oscilador	29
CAPITULO II	
(Diseño y elección de sus componentes de medición)	33
- Diseño del transformador	34
- Acoplamiento de impedancias	39
- Circuito puente rectificador	44
- Circuito intermitente	48

INDICE

- Flip-Flop	55
- Circuito fuente	57
- Amplificador de corriente	61
- Galvanometro de precision	62

CAPITULO III

(Modelo puesto en operacion, resultados, presupuesto)	79
- Prueba de la resistencia de la tierra	80
- Resultados	81
- Presupuesto	82
CONCLUSIONES	91
BIBLIOGRAFIA	94

INTRODUCCION

INTRODUCCION.

El presente proyecto tiene como finalidad el diseño y construcción de un Sistema Comprobador de Tierras Equilibrio a Cero.

La razón para construir un comprobador de tierras es debido a la necesidad que representa el conocer la capacidad de disipación de corriente de la tierra física, situación que es indispensable en la construcción de cualquier instalación eléctrica, con ello diseñar, en caso necesario, la red superficial de conexión a tierra (malla de puesta a tierra) que ayudará a disipar uniformemente cualquier descarga que pudiese ser producida por cortos circuitos, descargas atmosféricas, desbalance de cargas, fallas en el sistema, etc. .

Los elementos electrónicos a utilizar son dispositivos analógicos a excepción de algunas compuertas digitales nand (TTL's) que se utilizarán en la construcción de un Flip-Flop tipo D. La diferencia entre esos dos grupos (analógicos y digitales) consiste en la naturaleza de las señales que manejan; los circuitos analógicos emplean valores de voltaje continuos en el tiempo, cuyas magnitudes pueden tener cualquier valor dentro de un rango establecido; mientras que los circuitos digitales sólo utilizan dos niveles de voltaje

INTRODUCCION

discontinuos en el tiempo es decir, existe una rapida transmision entre los dos niveles; los valores intermedios no son permitidos.

El porqué de usar principalmente circuitos analogicos es debido a que son de bajo costo, faciles de conseguir en el mercado nacional, manejan altos voltajes con pocas pérdidas, son menos sensibles a descargas eléctricas que los digitales.

Un aparato Medidor de Tierras Equilibrio a Cero actualmente tiene un alto costo en el mercado, ya que realmente tiene poca demanda por ser un dispositivo que solamente ayuda a calcular mallas disipadoras, pero sin estos dispositivos existirían instalaciones eléctricas bastante inseguras y peligrosas para el ser humano. Uno de los objetivos es también tenerlo dentro del territorio nacional a un costo bajo.

El aparato diseñado manejará un alto voltaje de salida que se aplicará entre dos distancias conocidas. A una distancia menor se conectarán dos electrodos donde se tomara el muestreo del cual se obtendrá la lectura final a través de un método grafico con un rango desde $.001\Omega$ hasta $9.99K\Omega$, con una sensibilidad del 2%. Esta se leerá a través de un conjunto de décadas de resistencias indicador cuando la desviación en la aguja de un galvanometro no tenga ningún desplazamiento y por lo tanto la corriente a través de él sea cero.

INTRODUCCION

Este aparato es voluminoso y resistente debido a que su lugar de operacion sera en un medio donde existen probabilidades de un manejo rudo.

ANTECEDENTES

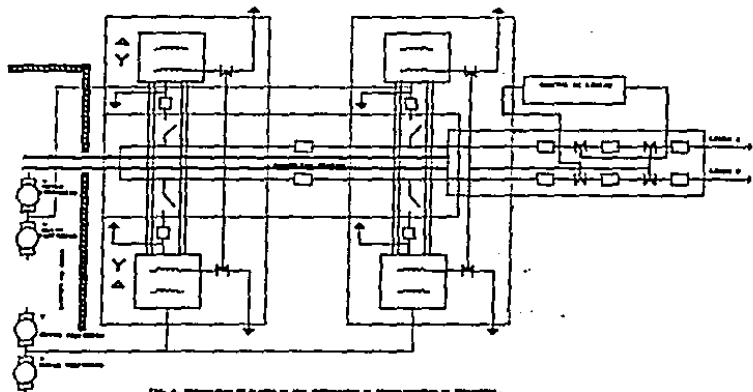


FIG. 1. CONNECTION OF PIPES IN THE GENERATOR OF TURBOGENERATOR.

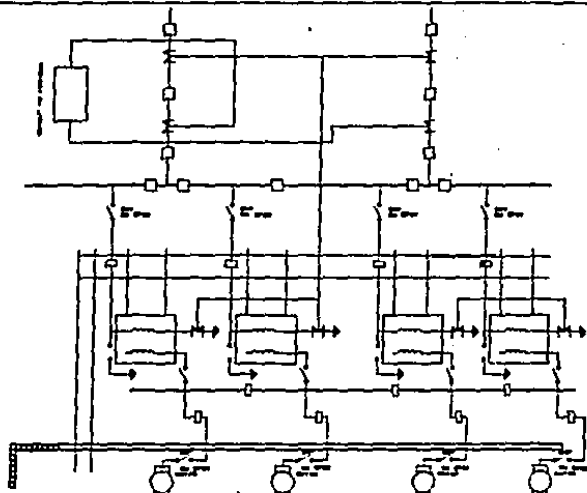


FIG. 2. CONNECTION OF PIPES IN THE GENERATOR OF TURBOGENERATOR.

ANTECEDENTES.

SISTEMAS DE CONTACTOS A TIERRA :

Estos sistemas revisten especial importancia en las subestaciones; en las cuales tienen la doble función de proteger al personal y de aportar conexiones seguras a tierra para los transformadores y los neutros de los demás equipos eléctricos. Por consiguiente, todas las partes metálicas expuestas, tales como cercas, estructuras, tableros, tanques de transformación, etc.; deben estar unidos a tierra, de manera que, en caso de recibir un potencial por causa de corto circuito o contacto accidental, el voltaje sea siempre reducido y no ofrezca peligro a las personas. Todas estas uniones se hacen más seguras por medio de un sistema a tierra al cual se conectan todas.

A fin de igualar los potenciales a tierra en el área protegida, todos los cables o barras a tierra deben ser unidos entre sí por varios conductores, que constituyen una primera red superficial de conexión a tierra que a la vez se conecta a las barras o cables enterrados de la estación de generación, formando una verdadera malla conductora bajo el suelo. Estas mallas conductoras deben hacerse de conductores lo más gruesos que sea posible y cubriendo una gran área a fin de eliminar los grandes gradientes de potencial que, de otra manera, se producen en los contactos a tierra de

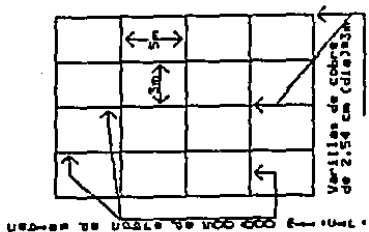


FIGURA C

ANTECEDENTES

descargas pesadas, como los neutros de alternadores y transformadores. Estas mallas deben, a su vez, ser solidamente conectadas a grandes masas conductoras, como tuberías matrices de agua. Cuando el suelo de la subestación es de alta resistividad, se localiza la malla conductora gruesa enterrada fuera del área de la subestación, en zona más favorable y se conecta cuidadosamente con la malla conductora superficial de esta.

En la segunda función del sistema a tierra, de proveer una conexión adecuada a tierra de todos los neutros de la estación, a fin de limitar la elevación del potencial en todos los puntos de la misma cuando se presentan fallos, puede ocurrir que la resistividad del suelo sea muy elevada, dificultando la limitación mencionada. El efecto de esta resistividad es tanto mayor cuanto menos elevado es el voltaje del sistema. Por ejemplo, a un fallo de 300.000 kVA a 120 kV corresponde una corriente aproximada de

$$I = P/\sqrt{3} \cdot V = 1.440 \text{ A, aproximadamente}$$

y de

$$I = 24.100 \text{ A, aproximadamente}$$

si el fallo tiene lugar a un potencial de 6,9 kV.

ANTECEDENTES

Si la resistencia de la conexión a tierra es de 0.2 Ω , la caída de potencial $IR=269V$ no tiene mayor influencia en el primer caso, en tanto que en el segundo, la caída $IR=4,820V$ puede afectar seriamente las líneas de comunicación que entran en la estación si no están debidamente aisladas.

Para $R=10\Omega$, impedancia de suelo es muy frecuente $IR=14,400V$; $IR=241V$ respectivamente, de manera que, en este último caso, la tensión del sistema es 2:1 veces menor que la de corto circuito de la línea a tierra del lado del generador.

En consecuencia, mientras menor sea el voltaje de transmisión menor debe ser la resistencia a tierra, la cual deberá ser limitada por la caída IR admisible en la conexión a tierra. En donde no existen tuberías subterráneas de masa suficiente, la mejor disposición del sistema de conexión a tierra consiste en una malla conductora, como se indica en la figura C, enterrada a 60cm. bajo el suelo, que cubra por lo menos el área de la subestación, en terrenos rocosos, poco conductores. La malla estará constituida por varillas de cobre de 1" de diámetro y 3 m. de largo, enterradas verticalmente formando las aristas de una serie de prismas rectangulares de 3*3*5 metros, aproximadamente. Estas varillas verticales forman las aristas de la red conductora, formadas de cables de cobre de 500,000 milipulgadas

ANTECEDENTES

circulares, cuya resistencia media a tierra no debe exceder de 0.2 a 0.8 Ω según la importancia y voltaje de la estación.

Para el mejor diseño preliminar de la malla de tierra conviene tener en cuenta los siguientes valores de las resistencias normales:

Suelos	Ω/m	Suelos	Ω/m
Pantanosos	30	Grava húmeda	500
Arcilla y limos	100	Arena y grava seca	1000
Arena húmeda	200	Roca dura	1000

Electrodos de conexión, ohmios:

Cables y pletinas de	10 m longitud,	20 Ω
Cables y pletinas de	25 m longitud,	50 Ω
Cables y pletinas de	50 m longitud,	05 Ω
Cables y pletinas de	100 m longitud,	03 Ω
Varillas y tubos de	1 m longitud,	70 Ω
Varillas y tubos de	2 m longitud,	40 Ω
Varillas y tubos de	3 m longitud,	30 Ω
Varillas y tubos de	5 m longitud,	20 Ω
Placas verticales de 0.5*1 m		35 Ω
Placas verticales de 0.5*1 m		25 Ω

CAPITULO I

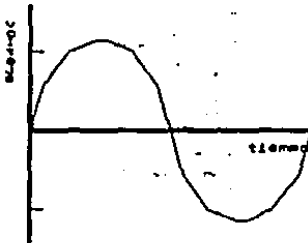
DISEÑO DEL OSCILADOR

CAPITULO I

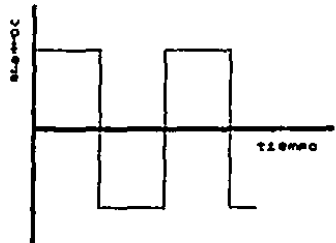
GENERALIDADES DEL OSCILADOR :

Un circuito oscilador proporciona una señal constante variable de salida; si la señal de salida varia senoidalmente, el circuito se denomina un oscilador senoidal. Si el voltaje de salida sube rápidamente a un nivel de voltaje y posteriormente cae en forma instantánea a otro nivel de voltaje el circuito generalmente se denomina de pulso u oscilador de onda cuadrada.

Figura 1.1



Forma de onda producida por un oscilador senoidal.



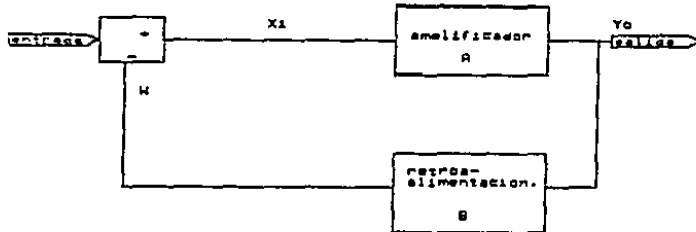
Forma de onda producida por un oscilador de onda cuadrada.

No se producirá una onda osciladora si la frecuencia de oscilacion, la magnitud del producto de la ganancia de transferencia del amplificador y la magnitud del factor de la línea de retroalimentacion son menor que uno, esto se pueda

CAPITULO I

ampliar por medio de diagramas de bloques de lo que sería un oscilador elemental.

Figura 1.2



En realidad no se necesita señal de entrada para que comiencen las oscilaciones. Solamente que $|BA|=1$ debe de satisfacerse para que exista oscilacion.

Explicando la figura mostrada (1.2) el amplificador aportará una señal de salida Y_o provocada por una señal de entrada X_i que fue aplicada a las terminales de entrada del amplificador. Al colocar una rama retroalimentadora despues de la señal de entrada obtendremos una señal de tipo $Y_o=ABX_i$ a la salida del circuito mezclador. Ahora supongamos que sucede de cualquier forma un ajuste de tal manera que la señal retroalimentadora K sea, independientemente, igual a la

CAPITULO I

señal de entrada aplicada externamente si, por lo tanto el amplificador no tendra forma de distinguir la señal de entrada proporcionada por la fuente, así que si la fuente fuese eliminada del circuito en ese momento y la terminal de retroalimentación se conectase a la entrada, el amplificador continuaria proporcionando la misma señal que la de V_o y llegaríamos a la conclusión ya mencionada de que el circuito actua como oscilador aun sin señal de entrada.

¿Que sucederia si la $|\beta A|$ fuese menor que la unidad? La transferencia de la señal generada exteriormente V_o produciria una supresión de la oscilación. Ahora, si suponemos que $|\beta A|$ sea mayor que la unidad, por ejemplo poniendo un volt como una señal inicial de entrada observaremos después de una vuelta de lazo que aparecera una amplitud mayor a la de un volt por tanto que esta señal seguiria apareciendo cada vez mayor que la de un volt pareciendo que crecera sin limite, pero esto realmente no sucede en sistemas reales, sino que este crecera hasta que llegue a su punto de saturación, por que su linea de operación no se comporta linealmente en los elementos activos que componen el amplificador; por cuanto encontrar un oscilador en el cual la ganancia sea exactamente la unidad es algo que en la practica sera completamente irrealizable debido a que las características de operación del transistor

CAPITULO I

variara al cambio de temperatura, voltaje, etc. pero se sabe que en cualquier oscilador practico la ganancia del lazo es ligeramente mas grande que la unidad y la amplitud de oscilacion se vera limitada al cambio de la parte que no se comporta linealmente.

CIRCUITOS QUE SE PUEDEN UTILIZAR PARA EL APARATO :

Caracteristicas requeridas para el diseño del oscilador.

Para el diseño del medidor de tierras equilibrio a cero es necesario utilizar dos osciladores, uno para que genere una onda de 120 hertz y el otro una de 10 Mhertz.

El porque de estas caracteristicas es debido a que el oscilador de 120 hertz funcionara como un reloj que alimentara un Flip-Flop tipo D y éste a su vez desencadenara una serie de reacciones, mismas que se especificaran en el capitulo II; el oscilador de 10 Mhertz alimentara un transformador de relacion 1:10 elevador de voltaje. Algo muy importante que cabe mencionar es que para que el transformador genere flujos magneticos e induzca voltajes es necesario que existan en el nucleo cambios de direccion del flujo magnetico, tomando esto en consideracion se concluye que la onda de salida de dicho oscilador debe tener parte negativa y positiva.

CI 555 COMO OSCILADOR :

Las aplicaciones como oscilador, generador de pulso, generador de rampa, multivibradores de un disparo, alarma contra robo y monitores de voltaje, requieren un circuito capaz de producir intervalos medidos de tiempo. El circuito más popular es el 555 similar a los amplificadores operacionales éste es confiable, fácil de usar en una gran variedad de aplicaciones y a bajo costo.

El 555 también puede operar con suministro de voltaje de +5 V. a -15 V., por lo tanto es compatible tanto con TTL's como con Op-Amp's. El CI 555 puede considerarse como un conjunto funcional que tiene dos comparadores, dos transistores, tres resistencias iguales, un Flip-Flop y una etapa de salida. un solo 555 tiene alcance máximo de tiempo de aproximadamente 15 minutos, pero conectados en cascada puede extenderse a meses e incluso a años.

En la siguiente pagina se muestra la configuración interna de un 555 (Figura 1.3).

Como se muestra en la grafica anterior, al tiempo T, las terminales 2 y 6 se van precisamente abajo de $V_T=1/3$ de V_{cc} y la terminal de salida 3 cambia a un estado alto (estado A) la terminal 7 tambien queda abierta, de modo que el capacitor C se carga a traves de R_a+R_b . Durante el tiempo A-B el circuito esta en un estado de memoria C, recordando el estado anterior. Cuando V_c se va precisamente arriba de $V_{UT}=2/3$ de V_{cc} al tiempo B, el 555 entra al estado de D y envia la salida a baja. La terminal 7 tambien se va a baja y el capacitor C se descarga a traves de la resistencia R_b . Durante el tiempo B-C el 555 esta en el estado de memoria C, recordando el estado previo D. Cuando V_c cae precisamente abajo de V_{LT} , se repite la secuencia. Donde la frecuencia está determinada por :

$$f = 1/T = [1.44 / (R_a+R_b)] * C$$

A traves de estudios y pruebas del circuito integrado 555 y sus diversas formas de conexiones se llego a la conclusion de que no tiene una respuesta de salida de onda cuadrada simetrica aceptable para nuestro modelo, pero puede ser bastante aceptable para otro tipo de aplicaciones como las mencionadas anteriormente. Una explicacion breve por la que este circuito no fue aceptado como un generador de onda cuadrada simetrica o par es que el capacitor se carga a traves de R_a+R_b y se descarga solamente a traves de R_b que a

CAPITULO I

su vez está conectada a la patita 7 que va a tierra controlado por un transistor npn, esto da como resultado que el tiempo de carga sea mayor que el tiempo de descarga. Durante las pruebas de operación se lograron bastantes aproximaciones a la señal deseada mediante ajustes de los valores de R_1 , R_2 , no obstante se optó por buscar otro tipo de oscilador.

OSCILADOR DE CRISTAL :

Un circuito oscilador con cristal es básicamente un oscilador sintonizado que utiliza un cristal piezoeléctrico como el circuito resonante. El cristal tiene una gran estabilidad para mantenerse constantemente con la frecuencia que el cristal haya sido cortado para operar. Los osciladores de cristal se utilizan siempre que se necesita una gran estabilidad, por ejemplo: en transistores y receptores de comunicación. Un cristal de cuarzo tiene la propiedad de que cuando se comprime mecánicamente entre sus caras, se desarrolla una diferencia de potencial en las caras opuestas de él, esta propiedad de un cristal se denomina efecto piezoeléctrico. Similarmente, un voltaje aplicado entre las caras del cristal produce distorsión mecánica en la forma del cristal.

Cuando un voltaje alterno se aplica en un cristal se

CAPITULO I

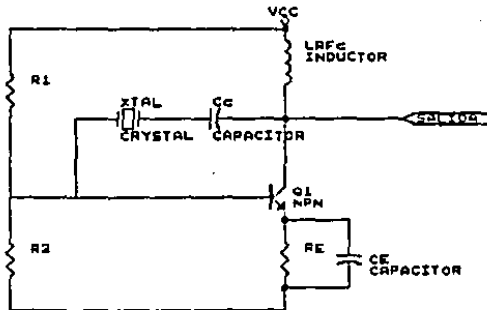
Producen vibraciones mecánicas, estas vibraciones tienen una frecuencia natural resonante. La frecuencia resonante y la Q dependen de las dimensiones del cristal, como la orientación de sus caras con respecto a sus ejes y como el elemento este montado. Los cristales se pueden encontrar en rangos de frecuencia desde unos pocos KHz a algunos MHz y con un rango de Q desde algunos cientos hasta cientos de miles, estos altos valores de Q que son característicos de un cristal de cuarzo son extraordinariamente estables con respecto al tiempo y cambio de temperatura.

Para tener alguna idea de cuales son los valores típicos de un cristal de $20 \times 4 \times 1.5$ mm. de 90 KHz, son $L=137$ H., $C=0.0235$ pf., $R=15$ KOhms, correspondiente a un $Q=5,500$.

Debido a que todos los cristales tienen frecuencias resonantes muy altas estos tipos de osciladores no satisfacen los parámetros requeridos para el diseño en cuestión.

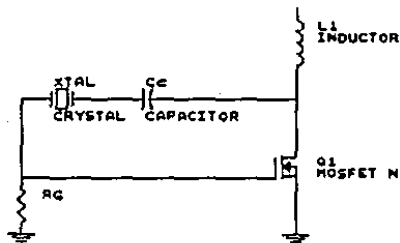
Algunos circuitos osciladores de cristal:

Figura 1.5



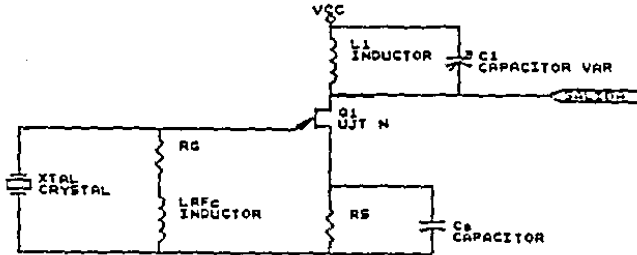
a) Oscilador controlado por cristal con retroalimentación en serie.

Figura 1.6



b) Circuito oscilador Pierce FET con cristal.

Figura 1.7



c) Oscilador Miller controlado por cristal.

CIRCUITOS DISEÑADOS PARA EL MODELO :

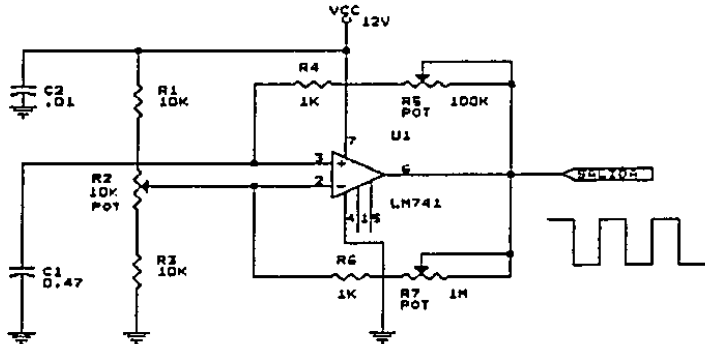
1.- Circuito oscilador de 120 Hertz.

Este circuito generador de onda cuadrada también conocido como multivibrador, se diseñó integrando un LM741 entre los demás componentes. Los puntos principales para el diseño son generar una onda cuadrada simétrica con una frecuencia de 120 Hertz. El circuito que se muestra en la figura 1.8 es un generador de onda cuadrada simétrica, esto significa que el tiempo de carga y descarga del capacitor C_1 debe ser exactamente el mismo, los componentes principales

CAPITULO I

que determinan el tiempo en este circuito son : C1, R4, R5, R6 y R7.

Figura 1.8



Las resistencias R4 y R5 que equivalen a un solo valor por estar conectadas en serie, forman parte de la retroalimentación negativa al Op-Amp; las resistencias R4 y R6 constituyen la retroalimentación positiva que al igual que la negativa están conectadas en serie, el capacitor C1 se carga a través de la retroalimentación positiva; que a su vez también lo hace a través de la retroalimentación negativa. Las resistencias R1, R2 y R3 daran el ancho de banda de los pulsos; por medio de estos elementos se controla la simetría

CAPITULO I

de onda, aumento o disminuyendo los valores de las resistencias en esta etapa. El rango de frecuencia puede variar ampliamente dependiendo de los capacitores que se usen en lugar de C1, al ser capacitores más pequeños la frecuencia será mayor y lo mismo sucedera si se hace lo contrario, en este caso el Op-Amp se utiliza como comparador de voltaje produciendo un corte cada vez que el voltaje del capacitor sea mayor que el del divisor del voltaje, provocando frecuencias que varían desde algunos miles de Hertz hasta algunos cuantos Hertz. El capacitor C2 solo sirve como acoplamiento entre la fuente y tierra.

El porqué de usar un Op-Amp. en el diseño.

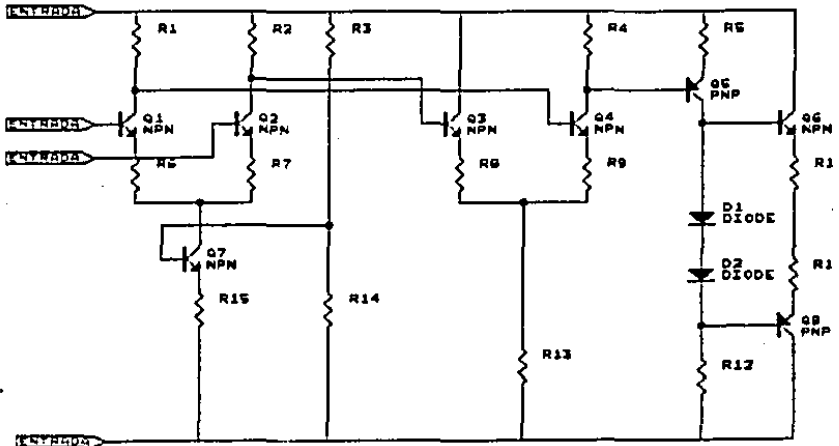
El Op-Amp actual es de tan bajo costo que ahora se utilizan anualmente millones de ellos. Su bajo costo, versatilidad y simplificación han extendido su uso mas allá de las aplicaciones visualizadas por los primeros diseñadores. Algunos usos en esta época para los amplificadores operacionales están en los campos de control de procesos, comunicaciones, computadoras, fuentes de señales, exhibidores y sistemas de prueba y medición. Un amplificador operacional comparador puede ser usado como un generador de onda cuadrada, un pulso u onda triangular. El IC741 está diseñado internamente para que no suceda una

CAPITULO I

inestabilidad en el momento de operacion por lo tanto se eligió este circuito integrado por su gran seguridad y confiabilidad. Los Op-Amp son utilizados tambien como comparadores dentro del CI555, amplificadores de voltaje, circuitos osciladores desfasadores y una infinidad de aplicaciones mas.

Los amplificadores operacionales tienen 5 terminales basicas: dos para el suministro de potencia, dos para las señales de entrada y una para la salida. Internamente son complejos, como se muestra en el diagrama esquemático siguiente :

Figura 1.9



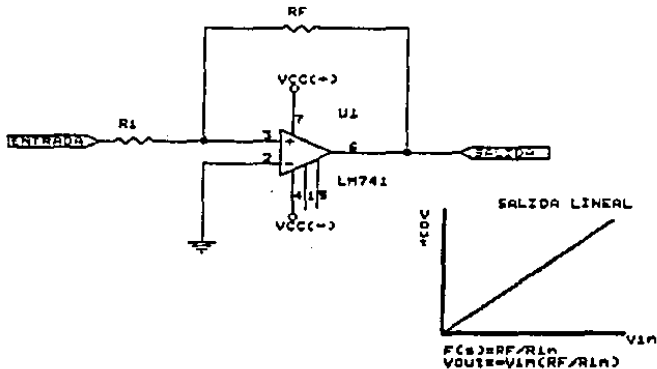
CAPITULO I

El amplificador operacional es un amplificador lineal con alta respuesta y, como ya decíamos, las dos entradas suministradoras de potencia etiquetadas como +V y -V con los valores que van desde +3 hasta +18, estos valores pueden variar dependiendo de las especificaciones dadas por el fabricante o por circuitos especiales que pueden requerir suministros de voltaje no simétricos, son parte de mucha importancia en la ganancia del circuito; porque si se les suministrara un voltaje infinito, éste podría llegar a tener una ganancia infinita. En las señales de entrada, etiquetadas menos y mas se le conoce como entrada inversora y no inversora respectivamente; la polaridad de una señal aplicada a la entrada inversora es cambiada a la salida; una señal aplicada a la entrada no inversora mantendrá su polaridad al momento en que la señal salga. La ganancia de un Op-Amp se le conoce como el grado de amplificación que esta dada por el voltaje de salida entre el voltaje aplicado en la entrada también conocido como la función transferencial; la ganancia de un Op-Amp esto determinada por la retroalimentación resistiva mediante la cual se envia la señal amplificada de la salida a la entrada inversora, esta retroalimentación trae por consiguiente una reducción a la amplitud de la señal de salida, esto indica que al disminuir la resistencia de retroalimentación disminuirá la ganancia, por cuanto que la

ganancia es independiente del voltaje suministrado.

A continuación se muestra un amplificador inversor básico construido con amplificadores operacionales:

Figura 1.10



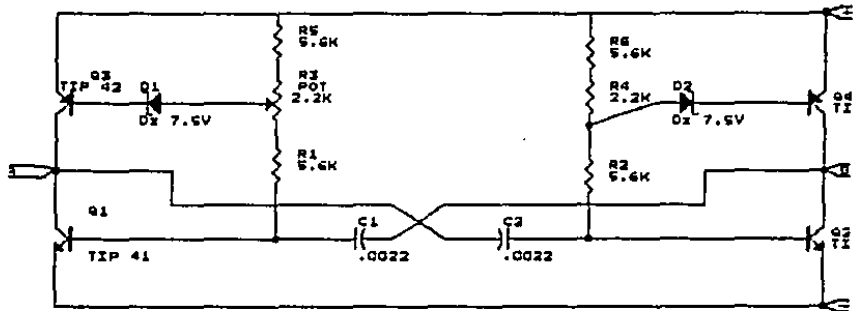
Por lo general la entrada que no se usa se conecta a tierra, por lo tanto la amplificación viene siendo la diferencia que existe entre la entrada V_{in} y la tierra; a esta configuración se le conoce como amplificador diferencial.

Algunos osciladores comunes y fáciles de construir son el cambio de fase, Colpitts, Hartley, puente de Wien, sintonizado, etc.

DISEÑO DEL CIRCUITO OSCILADOR :

Circuito oscilador de 12 volts de salida corriente alterna de onda cuadrada :

Figura 1.11



La figura 1.11 muestra un multivibrador complementario de onda cuadrada alimentado por 12 volts de corriente directa proporcionado por baterías de 1.5 volts conectadas en serie. Esta fuente alimenta los emisores de Q4 y Q2 donde Q4 es un transistor tipo P y Q2 un transistor tipo N suplementario de Q4. Estos transistores son de alta respuesta a los cambios de voltaje base emisor. Los colectores de Q4 y Q2 están conectados a un capacitor de 0.0022 μ f que retroalimenta la base y el circuito de disparo.

CAPITULO I

A grandes rasgos este oscilador está dividido en dos secciones: una es el generador de la parte positiva y la otra de la negativa. Los transistores Q4 y Q2 son generadores de la parte negativa y los transistores Q1 y Q3 de la parte positiva. Es importante mencionar que los transistores Q1 y Q2 son de las mismas características al igual que lo son Q3 y Q4. Si en vez de poner el circuito disparador en Q3 se pusiera en Q4 el circuito funcionaría de la misma manera. Para que este multivibrador empiece a funcionar tiene que haber un voltaje base emisor mayor de 7.5 volts en Q3, que este limitado a través de un diodo zener que al llegar al voltaje de conductividad dispara la base del transistor Q3 y empieza a oscilar este circuito. El voltaje se controla a través de un divisor de voltaje que se encuentra antes del diodo zener una vez ajustado el potenciómetro R3 de 2.2 Kohms. Este multivibrador permanecerá oscilando sin necesidad de un reajuste aunque se le corte y vuelva a suministrar corriente de alimentación de 12 volts ca.

A diferencia del circuito disparador existe otro circuito con un divisor de voltaje parecido que regula el voltaje de conducción para el diodo zener (D2) que a su vez está conectado al transistor Q4.

Al entrar en conducción Q3, el capacitor C2 se carga y al llegar al voltaje de disparo de D2, C2 se descarga a

CAPITULO I

traves de R2 provocando un voltaje y pone en conduccion Q4 y Q2 entonces C1 se empieza a cargar y al llegar al voltaje de conduccion del diodo zener D1, C1 se descarga a traves de R1, produciendo un voltaje. Los transistores Q3 y Q1 empiezan a conducir, para cuando C1 alcance el voltaje de conduccion el C2 estara completamente descargado y listo para voltarse a cargar, la secuencia se repite provocando con ello la onda deseada. La frecuencia del multivibrador la determinan C1 y C2 principalmente, una manera de aumentar la frecuencia seria disminuyendo el valor de los capacitores debido a que la frecuencia es inversamente proporcional a la capacitancia, pero si se deseara una frecuencia menor seria lo contrario; la otra forma en que se ve afectada la frecuencia es por medio del potenciómetro R3, esto es debido a que dicho potenciómetro controla el voltaje de disparo de los diodos y a su vez el tiempo de carga de los capacitores, a mayor voltaje los capacitores se cargaran en menor tiempo y la frecuencia aumentara. Como el voltaje esta limitado entonces el potenciómetro no sera capaz de producir grandes cambios de frecuencia.

La simetria de la onda la determinan tambien los capacitores C1, C2, las resistencias R1, R2, R4, R5, R6 y el potenciómetro R3. Para que exista simetria de pulso (onda) C1 y C2 deben ser iguales, el valor de R1 debe ser muy similar

CAPITULO I

al valor de R_2 , el valor de R_5 y R_6 tambien deben ser similares entre si, entonces el potenciómetro R_3 sera la unica variable que proporcionara una desigualdad en la simetria, pero entre mas cercano esté el potenciómetro R_3 del valor R_4 , se puede considerar que hay una simetria de onda.

CAPITULO II

DISEÑO Y ELECCION DE SUS COMPONENTES DE MEDICION

DISEÑO DEL TRANSFORMADOR:

Se diseña un transformador de pulsos capaz de responder a altas frecuencias, elevador de voltaje, con una resistencia en el orden de cientos de Ohms en el primario y de los KOhms en el secundario, alimentado por un oscilador de pulsos de corriente alterna. Un transformador de pulsos, este formado por una o mas capas en el primario y una o mas capas en el secundario, devanando este sobre el secundario y ambos sobre el núcleo. Consideremos un caso muy sencillo, en el primario y en el secundario solo tiene una capa selenoidal, separadas algo entre si, pero concéntricas y de N_p y N_s espiras, respectivamente. Supondremos que el conductor de que esta hecho cada devanado es de distinto diametro, de forma que las longitudes totales de ambos devanados son iguales; supongamos ahora, que el transformador se conecta entre una fuente y una carga. Supongamos que los dos devanados lo estan en el mismo sentido, el transformador invertira la entrada. La salida sera:

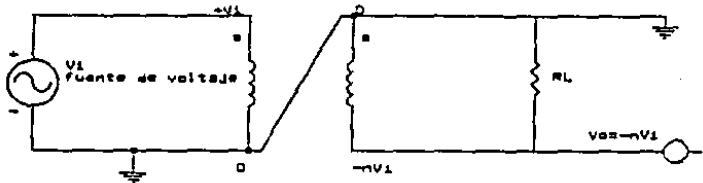
$$V_0 = -(N_s/N_p) \cdot V_i = -aV_i$$

Entre los devanados terminales inferiores del transformador hay una tension aV_i . Esta tension decrece linealmente con la distancia recorrida sobre los devanados, haciéndose igual a V_i en las terminales superiores. Por consiguiente, existe un campo electrico en el espacio que

CAPITULO II

separa a los devanados, almacenándose energía electroestática entre estos espacios. El elemento de circuitos que almacena energía electroestática es la capacidad. Por tanto debemos añadir una capacidad C al modelo del transformador de la figura 2.1 que tendrá en cuenta el apropiado almacenamiento de energía electroestática. En realidad la capacidad del transformador es un elemento distribuido, por lo tanto cualquiera que sea la situación que le demos al elemento concentrado, el resultado será un circuito equivalente aproximado.

Figura 2.1



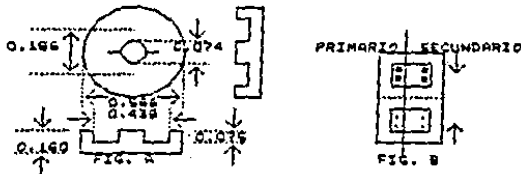
Características :

* Respuesta a altas frecuencias : se dispone hoy en día de núcleos obtenidos de moldes cerámicos magnéticos, como ferrita de manganeso que es excelente su uso, en transformadores de pulsos. La permeabilidad máxima de este material no es muy grande, pero su resistividad es al menos

CAPITULO II

10 millones de veces a la de los núcleos de laminación. Esta gran resistividad significa que el efecto pelicular, decide a las corrientes de Foucault es muy pequeño, y se obtiene una permeabilidad efectiva de 1.000. Este valor es mayor que el que se obtiene con las aleaciones especiales. También, a esta gran resistividad las pérdidas en el núcleo son tan reducidas que alcanzan a responder hasta frecuencias en el orden de los Mhertz. (En la figura 2.2a se muestra la forma en que se encuentra en el comercio uno de estos núcleos de ferrita).

Figura 2.2a y 2.2b



Por su forma, este elemento es llamado núcleo en vaso o en copa. Los enrollamientos se colocan sobre un carrete de nylon o papel que se introducen en el alojamiento del núcleo. En la figura 2.2b se muestra el conjunto resultante de unir dos mitades dispuestas del modo indicado.

Por medio de un baño de resina dura, el circuito magnético encierra completamente a los devanados. La

CAPITULO II

inducción primaria de un núcleo de dimensiones conocidas puede calcularse fácilmente, resultando $L_p = 1.1 \cdot N_p^2 \cdot E \cdot 10^{-4} \cdot \mu \cdot H$, con un error menor del 10%.

Los devanados de un núcleo en copa pueden dispverse en capas selenoidales, como el núcleo rectangular, o en ranuras adyacentes practicadas en el carrete. En este último caso las espiras se superponen radialmente en forma de disco plano. En esta disposición la capacitancia será menor, pero la inductancia de pérdidas será mayor que en el enrollamiento selenoidal.

Los núcleos de ferrita se encuentran también en el comercio en forma toroidal en tamaños muy pequeños que permiten transformadores de pulsos para aplicaciones de nanosegundos.

Por lo anterior se eligió un transformador de ferrita con las siguientes dimensiones: núcleo de ferrocubo CB, 500 vueltas en el primario y 3,000 en el secundario, alambre #30.

* Elevador de voltaje: esquema de un transformador que se muestra en la figura 2.3. La inductancia del primario es L_p , la del secundario es L_s y la inductancia mutua es M . La resistencia de carga es R_l .

El coeficiente de acoplamiento K entre primario y secundario se define como $K = M / \sqrt{L_s \cdot L_p}$. Un transformador

ideal es aquel en que r es infinito y $k=1$. En este caso la salida V_0 es una replica de la entrada V_i . La relación de transformación es V_0/V_i independiente de la carga. Para el transformador ideal obtenemos:

$$V_0/V_i = I_p/I_s = N_p/N_s = a$$

donde: V_0 y V_i son el voltaje de salida y entrada respectivamente; I_p e I_s son la corriente en el primario y en el secundario; N_p es el número de espiras en el primario y N_s en el secundario. Estos componentes pueden calcularse a partir de la construcción geométrica y mecánica del transformador o medirse experimentalmente.

La relación de transformación del transformador ideal es $1/a$ = la tensión del secundario (V_s) entre la tensión del primario (V_p) donde $1/a = a$.

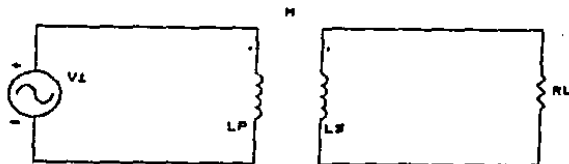
Para el diseño del transformador en cuestión es necesaria una relación de transformación $a=10$. El voltaje proporcionado por el oscilador de pulso de corriente alterna es igual a 12V., el número de vueltas del transformador en el primario para una resistencia de entrada de 300 Ohms es de 600, el número de vueltas del transformador en el secundario con una resistencia de salida de 1.2 KOhms es de 6,000, de manera que para lograr este gran valor de resistencia se utilizó alambre de nichel convencional de una milésima de pulgada cuadrada. Sustituyendo estos valores en la ecuación

obtenemos:

$$a = N_2/N_1 = V_0/V_1 = 3,000/300 = V_0/12 = 10$$

Despejando V_0 encontramos que: $V_0=120V_{ca}$.

Figura 2.3



ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS :

Tanto en este diseño como en una gran mayoría de experimentos es necesario interconectar varios dispositivos electrónicos para poder llegar a un buen fin, que es el objetivo de la medición. Cuando se efectúan conexiones entre estos dispositivos se debe proceder con cuidado para evitar el desbalance entre sus impedancias. Las impedancias de entrada de un aparato de dos terminales se puede modelar como se muestra en la figura 2.4 :

Figura 2.4



El aparato se comporta como si la resistencia interna R_i estuviera conectada en serie con la fuente interna de voltaje E . Si designamos a los puntos A y B como las terminales de conexión, entonces, el voltaje de circuito abierto que presentan estas terminales es el voltaje interno E ; sin embargo, si se conecta una carga externa R al aparato y su voltaje interno permanece constante, el voltaje que se presentará a la salida dependerá del valor R entonces este voltaje está dado por :

$$E(AB) = E \cdot R / (R + R_i)$$

dado lo anterior podemos deducir que, entre mas grande sea el valor de R con respecto a R_i , el voltaje entre las terminales A y B se parece mas al voltaje del valor E . De esta forma, si el aparato se utiliza como una fuente de voltaje con su correspondiente impedancia interna, la impedancia externa

CAPITULO II

(carga) debería ser bastante mayor para que el voltaje en las terminales permanezca prácticamente constante. Por otra parte, si deseamos medir el voltaje interno E , la impedancia del medidor deberá ser también grande comparada con la impedancia interna.

Por otro lado, si lo que deseamos es entregar potencia del aparato a la carga externa R , sabemos que la potencia está dada por :

$$P = E(AB) \cdot E02/R$$

en estas condiciones nos podría interesar el valor de la carga externa con la cual nuestro aparato entregue la máxima potencia, también un voltaje interno constante E y una impedancia interna R_i . Se puede obtener la máxima cantidad de potencia del aparato, cuando la impedancia en la carga externa es exactamente igual a la de la impedancia interna. Este es el principio esencial del acoplamiento de impedancias en circuitos eléctricos.

La impedancia interna y la carga externa de un aparato electrónico complicado puede contener componentes inductivos y capacitivos que serán importantes en la transmisión y disipación de corriente alterna. Sin embargo, la idea básica es la misma. Entonces, los principios generales de un acoplamiento son que la impedancia externa debe acoplarse con la impedancia interna para una máxima transmisión de energía

CAPITULO II

y por otro lado, la impedancia externa debe ser grande comparada con la interna cuando se desea la medición del voltaje interno de un aparato. Los problemas de acoplamiento de impedancia generalmente se presentan en sistemas electrónicos, pero también pueden ser importantes en sistemas mecánicos, por ejemplo, podemos imaginarnos el sistema masa-resorte amortiguador con un sistema mecánico de transmisión. De las curvas que describen el comportamiento del sistema se puede observar que las frecuencias, abajo de un cierto valor, se transmiten a través del sistema; por ejemplo, la fuerza se convierte en desplazamiento con una pequeña atenuación. Cerca de la frecuencia natural, se lleva a cabo una amplificación deseable de la señal y arriba de esta frecuencia, se presenta una severa atenuación. Podemos decir que este sistema manifiesta un comportamiento característico de una impedancia variable dependiente de la frecuencia.

Es preciso señalar que la impedancia de salida del generador de pulsos puede ser diferente al final del pulso que durante éste. Hay que usar un valor distinto que R_p cuando se calcula la respuesta para $t > t_p$ cuando $t < t_p$, donde t_p es el tiempo de respuesta del cambio de un voltaje positivo a un voltaje negativo del pulso, y t es el tiempo de cambio instantáneo del cambio de voltaje ($t \geq 0$). Tomando en

CAPITULO II

cuenta estos parámetros para el cálculo de la resistencia interna de un conductor cilíndrico es igual a : $R = \rho \cdot (L/A)$, donde ρ es el coeficiente de resistividad del aislante, que para este caso en que el alambre es de cobre $\rho = 1.7 \cdot 10^{-8}$ Ohm-metro. Aunque la resistividad, que es una propiedad exclusiva para cada material, cambia con la temperatura, para algunos materiales la resistencia disminuye como es el caso de los semiconductores y aisladores, lo contrario pasa en los metales, es decir que la resistencia se incrementa al aumentar la temperatura. Para este caso no se toma en cuenta este parámetro por no ser considerable en la confiabilidad del dispositivo o aparato debido a que opera a temperatura ambiente.

Por lo tanto al calcular la resistencia de entrada del primario y secundario del transformador tenemos que :

$$R_p = \rho \cdot (L/A) = 1.7E-08 \cdot (17.25E09) = 290 \text{ Ohms}$$

$$R_s = 1.7E-08 \cdot (129.41E09) = 2.2 \text{ KOhms}$$

La resistencia interna del oscilador se calculo aplicando la máxima transferencia de energía de acuerdo a las siguientes mediciones tomadas en el laboratorio :

$$V_{\text{salida}} = 12 \text{ V.}$$

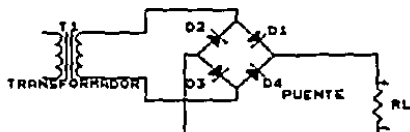
$$I_{\text{max}} = 4 \text{ mA}$$

$$R = V/I = 12.4 \cdot 10^{-3} = 3000$$

Dando por resultado una resistencia de 300 Ohms para una máxima transferencia de energía.

CIRCUITO PUENTE RECTIFICADOR :

Figura 2.5

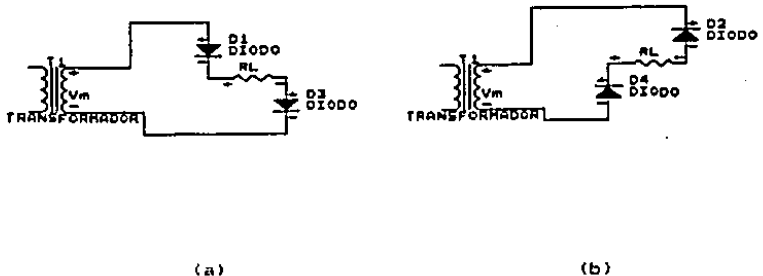


Este circuito requiere cuatro diodos para rectificación completa debido a que el transformador utilizado para el diseño en cuestión no tiene toma central y desarrolla un voltaje máximo de solo V_m , en vez de $2V_m$ como se muestra en la figura 2.5.

El porqué de este circuito puente rectificador es debido a que la frecuencia a que opera el transformador (10 KHz) es demasiado elevado para utilizarse como base de medición y esto produciría una menor confiabilidad en la medición, además de tener que utilizar una rama compleja de circuitos. Una vez rectificada la onda es posible intermitir a una frecuencia menor deseada, con circuitos sumamente sencillos, mismos que describiremos en el transcurso de este capítulo. En este momento cabe mencionar que la frecuencia de salida buscada será de 120 Hz., claro que se podrían tener

mediciones a través del puente de Wheatstone con un menor grado de error, pero al tener una onda continua intermitiría a una frecuencia baja tendríamos un menor gasto de energía sin afectar considerablemente la medición.

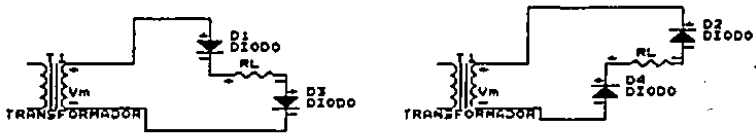
Figura 2.6



Al considerar como opera este circuito debemos entender como se forman las rutas de conducción y no conducción durante cada mitad del ciclo de corriente alterna. Durante el semiciclo positivo el voltaje a través del transformador (media onda de arriba a abajo) es positiva y la ruta de conducción se muestra en la figura 2.6. La figura 2.6a muestra los voltajes en el instante del pico positivo del voltaje, V_m . Puesto que los diodos mostrados están polarizados directamente, la caída de voltaje a través de cada uno es cero volts y el voltaje de pico del transformador aparece a través de la resistencia R , en este instante.

CAPITULO II

Al mismo tiempo la polaridad del voltaje es tal que los diodos D2 y D4 quedan inversamente polarizados, como se muestra en la figura 2.6b. Esto representa la ruta de no conduccion durante el semiciclo positivo de la señal de corriente alterna. En la resistencia R se desarrolla un voltaje debido a la corriente en la ruta de conduccion de los diodos D1 y D3. Si se suman las caidas de voltaje alrededor del bucle no conductor, entonces el voltaje del transformador y el voltaje de la resistencia en el instante del voltaje pico suman $2V_m$. Fuesto que hay dos diodos en la ruta, el voltaje a traves de cada diodo polarizado inversamente es V_m .
 Figura 2.7



(a)

(b)

Durante el semiciclo negativo las rutas de conduccion y no conduccion se muestran en la 2.7. La figura 2.7a muestra que los diodos D4 y D2 estan polarizados en sentido directo. Note cuidadosamente que la corriente I , circula en la

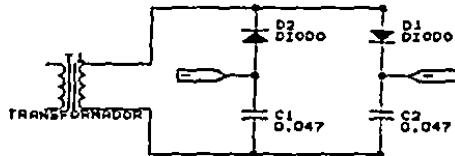
CAPITULO II

resistencia R en la misma dirección que lo hizo el semiciclo previo. El voltaje a través de la resistencia R es así de la misma polaridad durante cada semiciclo de la señal de entrada. Durante el semiciclo de polaridad negativa la ruta de los diodos $D1$ y $D3$ no conducen como se muestra en la figura 2.6b y el voltaje inverso de pico desarrollado a través de cada uno de los diodos es V_m . Para resumir, la adición de dos diodos sobre el número necesario es el rectificador de onda completa con derivación central proporciona mejora en los dos factores principales. Uno, el transformador no necesita tener toma central, necesita un voltaje máximo a través del transformador V_m . Dos, el voltaje inverso de pico requerido por cada diodo es la mitad del circuito de onda completa con transformador con derivación central. Es decir solamente V_m .

Cuando se utilizan transformadores elevadores de voltaje, como en este caso, el circuito puente rectificador es el más conveniente de utilizar.

Ahora, si sustituimos los diodos $D3$ y $D4$ por dos capacitores de $0.047 \mu F$. cada uno, tendremos un doblador de voltaje filtro produciendo con ello una señal de corriente directa como se muestra en la figura 2.8.

Figura 2.8



Cuando se produce el lapso negativo de la onda los capacitores se cargan con el voltaje de salida del transformador, despues al ocurrir el cambio de la polarización los diodos permiten pasar la media onda rectificadada V_m , en este momento los capacitores descargan su voltaje almacenado produciendo con ello una salida de 2Vs y además filtra la onda convirtiendola en una línea de corriente continua como se muestra en la figura 2.8.

Al utilizar este puente rectificadador como doblador de voltaje tendremos asegurado que en la tierra física habra conductividad debido al alto voltaje aplicado y con ello se lograra la medición deseada.

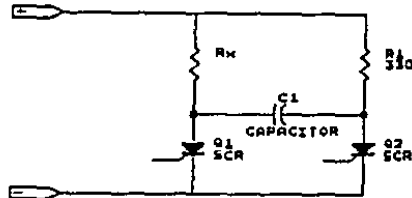
CIRCUITO INTERMITENTE (SWITCHER) :

Por las razones que se explicaron anteriormente se opto por trabajar a una frecuencia baja de 120 Hz., el circuito

CAPITULO II

intermitente consta de dos SCR's y un capacitor, como se muestra en la figura 2.9.

Figura 2.9

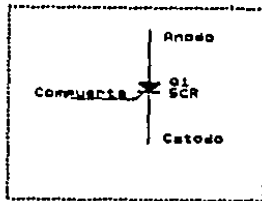


Los SCR's serán controlados por un Flip-Flop que se explicara mas adelante. La frecuencia del circuito dependera del reloj (el oscilador que se diseño en el capitulo I, utilizando un LM741, ahora se aplica como un dispositivo de reloj) que alimentara al Flip-Flop.

¿Que es un SCR? (Silicon Control Rectifier).

Un rectificador controlado de silicio es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar corrientes relativamente grandes de una carga. La figura 2.10 muestra el simbolo esquemático del SCR.

Figura.2.10



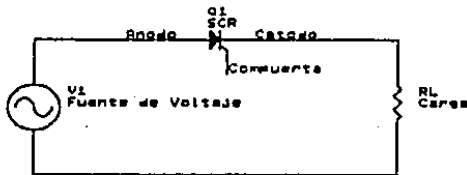
En la industria hay numerosas operaciones, las cuales requieren que se entregue una cantidad de potencia eléctrica variable y controlada. La iluminación, el control de velocidades de un motor, la soldadura eléctrica, el calentamiento eléctrico y para nuestro diseño como intermitente de corriente continua.

Desde 1960, está disponible un dispositivo electrónico. El SCR es pequeño y relativamente barato, no necesita mantenimiento y su consumo de potencia es muy pequeño. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes de varios cientos de Amperes en circuitos que operan a voltajes tan elevados como mil Volts. Por estas razones, los SCR son muy importantes en el control industrial moderno.

Un SCR actúa de manera muy similar a un interruptor. Cuando está conduciendo presenta un cambio de baja resistencia para el flujo de corriente ánodo cátodo, por consiguiente actúa como un interruptor cerrado. Cuando esta

bloqueado, no puede fluir corriente de anodo a catodo, por consiguiente actúa como interruptor abierto. Debido a que es un dispositivo de estado sólido, la conmutación de un SCR es muy rápida. El valor promedio de la corriente que fluye por la carga, puede controlarse conectando un SCR en serie con la carga, como se muestra en la figura 2.11.

Figura 2.11



La fuente de alimentación de la figura 2.11 generalmente es una fuente de corriente alterna de 60 Hz., pero puede ser una fuente de corriente directa en circuitos especiales.

Si la fuente de alimentación es de corriente alterna, el SCR permanece en una cierta posición del período en el estado de conducción y el resto del período en el estado de bloqueo. En una fuente de corriente alterna de 60 Hz., el período es de 16.67 mseg.. Son estos 16.67 mseg. los que deben repetirse entre el estado de conducción y el estado bloqueado. La cantidad de tiempo que permanece en cada estado se controla por medio de la compuerta.

CAPITULO II

Cuando el SCR permanece en el estado de conducción durante una pequeña porción del período es debido a que la corriente puede fluir de la fuente a la carga y a través del SCR solamente durante un tiempo pequeño. Si la señal de la compuerta se cambia de tal manera que el SCR permanece en conducción durante una gran porción del período, entonces la magnitud promedio de la corriente será grande. Esto es debido a que ahora la corriente puede fluir desde la fuente a la carga y a través del SCR durante un tiempo relativamente grande. En esta forma, la corriente por la carga puede variarse ajustando la magnitud de la porción del período en la cual el SCR esta en conducción.

Como su nombre lo dice, el SCR es un rectificador, de modo que solamente permite el paso de corriente durante el semiciclo positivo de la fuente de corriente alterna. El semiciclo positivo es el semiciclo en el cual el ánodo del SCR es mas positivo que el cátodo. Esto significa que el SCR de la figura 2.11 no puede estar en conducción por más de medio ciclo. Durante el otro medio ciclo, la polaridad de la fuente es negativa, y esta polaridad negativa hace que el SCR quede inversamente polarizado, lo cual impide que circule cualquier corriente hacia la carga.

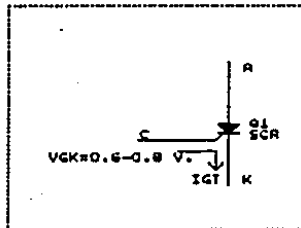
Un SCR es cebado por la inyección de un pulso de corriente en la compuerta. Esta corriente de compuerta (IG)

CAPITULO II

fluye a través de la unión entre compuerta y cátodo y sale del SCR por la terminal del cátodo, la magnitud de la corriente de compuerta necesaria para cebar un SCR en particular se simboliza como IGT. La mayoría de los SCR's requieren una corriente de compuerta. Comprendida entre 0.1mA y 20mA para cobarse ($IGT = 0.1 \text{ a } 20\text{mA}$). Dado que entre la compuerta y cátodo hay una unión PN estándar, el voltaje entre estas terminales (V_{GK}) sería ligeramente menor que 0.6 Volts.

Un SCR cebado, no es necesario que continúe fluyendo corriente por la compuerta. El SCR permanece en conducción por el tiempo que fluye corriente a través de sus terminales principales, de ánodo a cátodo. La figura 2.12 muestra el esquema de un SCR.

Figura 2.12



Cuando la corriente de ánodo a cátodo (I_{AK}) caiga por debajo de algún valor mínimo, denominada corriente de

CAPITULO II

mantenimiento, simbolizada por IHO, el SCR se bloqueará. Esto generalmente ocurre cuando el voltaje de corriente alterna de alimentación pasa por cero hacia una zona negativa. Para la mayoría de los SCR's de mediana potencia, IHO es del orden de los 10 mA.

Para el diseño en cuestión, que se necesita una interrupción de corriente continua, se utilizó un capacitor que proporcionara la corriente inversa que haga cambiar de un estado de conducción al de bloqueo a los SCR's mostrados en la figura 2.9.

Un Flip-Flop tipo D proporcionara una corriente de disparo en las compuertas de cada SCR de manera alternada. A continuación se explicará el funcionamiento del circuito que se muestra en la figura 2.9.

Este circuito intermitente recibe la señal de un puente rectificador. Esta señal pasara a través de la resistencia del puente de Wheatstone (R_p) de manera alternada, cuando el SCR1 esté en conducción el capacitor se cargará; después, el SCR2 recibirá un pulso en la compuerta, éste empezará a conducir provocando que el capacitor se descargue y produzca que el SCR1 se bloquee al pasar una corriente inversa de cátodo a ánodo. Al estar bloqueado el SCR1 el capacitor volverá a cargarse pero con una polaridad contraria a como lo había hecho anteriormente. Para cuando la señal de disparo

CAPITULO II

llegue a la compuerta del SCR1 este entrara en conduccion produciendo que el capacitor se descargue, esto provoca una corriente inversa entre el catodo y anodo del SCR2. Al suceder lo anterior el SCR2 se bloqueara y esto se repetira mientras el Flip-Flop siga oscilando (cambiando de estado).

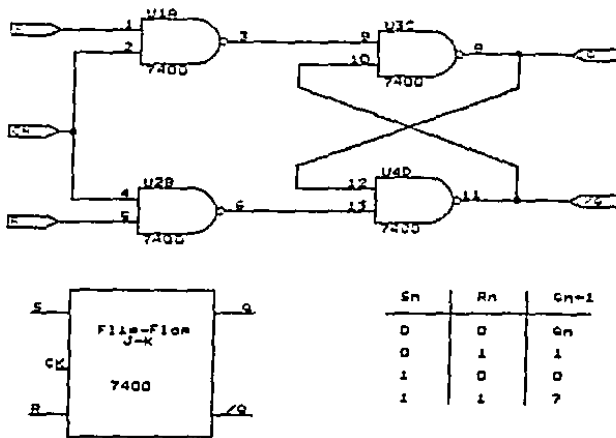
En Rp existira un voltaje y una corriente siempre y cuando el SCR1 este en conduccion, cuando esto ocurra tendremos una onda cuadrada que oscile entre un voltaje maximo suministrado y cero, ya que cuando el SCR1 no conduzca no habra voltaje a través de Rp.

FLIP-FLOP :

Un FLIP-FLOP es una memoria de un bit y existen en el mercado algunos tipos de ellos como pueden ser : J-K, T y D.

El Flip-Flop J-K que se muestra en la figura 2.13 opera de acuerdo a la siguiente tabla de verdad :

Figura 2.10



El Flip-Flop tipo T, actúa como un interruptor al cambiar su estado de salida con cada pulso de reloj, donde $Q_{n+1} = Q_n \oplus 1$.

El Flip-Flop tipo D, que se utiliza para nuestro aparato actúa como una unidad de retraso, lo que produce que la señal de salida tenga un seguimiento a la de la entrada con sólo un bit de retraso $Q_{n+1} = D$. Este Flip-Flop es un dispositivo binario que genera un retraso de un bit sobre la entrada D que es transferido a la salida del próximo pulso de reloj.

Un Flip-Flop tipo D puede ser construido utilizando un Flip-Flop tipo J-K solamente agregando en la terminal J un

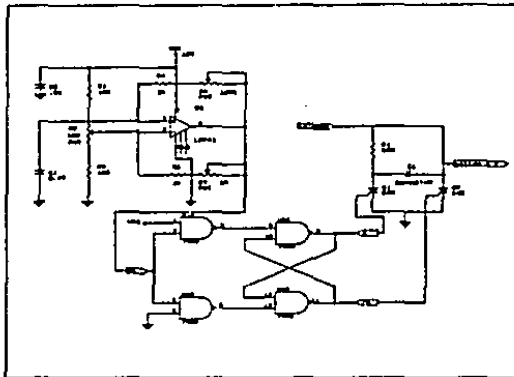
CAPITULO II

inversor conectado a la entrada K siendo este el complemento de J. La tabla de verdad para este circuito a continuación se muestra :

In	Gn+1
1	1
0	0

El circuito intermitente queda totalmente construido como se muestra en la figura 2.14.

figura 2.14



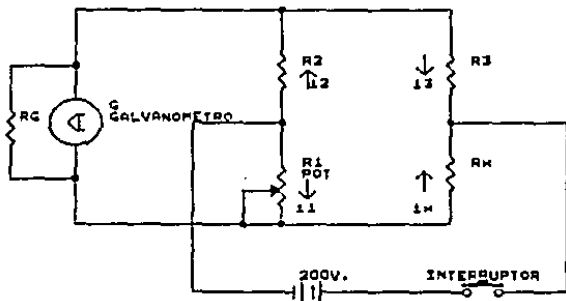
CIRCUITO FUENTE :

Los circuitos puente tienen gran variedad de aplicaciones en la medición de resistencias, inductancias,

capacitancias bajo condiciones tanto de estado permanente como de estado transitorio. Nos interesa estudiar las características de algunos de los mas importantes tipos de circuitos y sus aplicaciones a diversas mediciones y al control.

El puente de Wheatstone se utiliza generalmente para la comparacion y medicion de resistencias en un rango de 1 Ohm a 1 MOhm. El puente está compuesto por cuatro resistencias : R_1 , R_2 , R_3 y R_x . Donde R_1 es una resistencia variable, mientras que R_x es desconocida. Como se muestra en la figura siguiente.

Figura 2.15



CAPÍTULO II

Cuando se cierra el interruptor S1, se aplica un voltaje al puente y, ajustando la resistencia de la variable R1, el puente se puede equilibrar de manera que el potencial en el punto B iguale al del punto D. Esta condición de equilibrio se puede conseguir conectando al galvanómetro el circuito a través del interruptor S2, y posteriormente ajustando el valor de la resistencia R1 hasta que el galvanómetro indique cero corriente. En estas condiciones la caída de voltaje en la resistencia R2 debe igualar a la caída en la resistencia R1. De manera que: $I_2 \cdot R_2 = I_1 \cdot R_1$. Si las resistencias R1, R2 y R3 se conocen, se puede determinar fácilmente el valor de Rx, porque $R_x = R_1 \cdot (R_3/R_2)$. Si se pretende realizar una medición exacta con el circuito puente se debe conocer en forma precisa los valores de las resistencias; además el galvanómetro debe ser lo suficientemente sensible como para detectar pequeños grados de desequilibrio en el circuito. Cuando se coloca la resistencia Rx en el circuito, se debe tener cuidado de utilizar alambres cuya resistencia sea pequeña comparada con el valor de la que se quiere conocer.

El puente de Wheatstone también se puede aplicar para la medición de impedancias de corriente alterna. El problema principal es que se debe satisfacer dos condiciones de balanceo para obtener el equilibrio del puente. Una medición satisface el equilibrio de la parte real de la onda; mientras

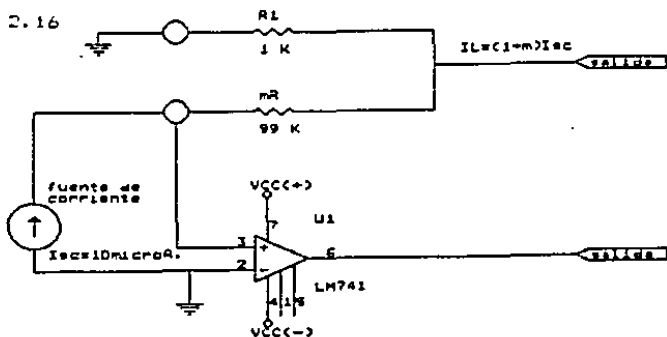
que la otra medición es para el equilibrio de la parte imaginaria. Existe la posibilidad de que puede ocurrir que la medición de equilibrio no se pueda detectar con un galvanómetro, como el caso de un puente de Wheatstone de corriente alterna, por lo que se debe utilizar algún tipo de instrumento para corriente alterna. Este podría ser el voltmetro al vacío, un osciloscopio o un medidor del tipo rectificador. Los circuitos puente pueden operar ya sea bajo condiciones de equilibrio o por deflexión. La condición de equilibrio ya se ha descrito, la situación en donde el galvanómetro o el dispositivo sensor arroja una lectura de cero para condiciones de balance. En cualquier otro estado, la lectura del galvanómetro sufrirá una cierta deflexión a partir de su condición de equilibrio, la cual depende de su grado de desequilibrio. De esta manera, la señal en el galvanómetro o detector se puede tomar como una indicación del desbalance del puente y puede indicar la variación de sus ramas a partir de una condición específica de equilibrio. El uso de deflexión en el puente es de particular importancia para la medición de señales dinámicas, en las cuales no se dispone del tiempo suficiente para alcanzar las condiciones de balance.

AMPLIFICADOR DE CORRIENTE :

Un amplificador de corriente ideal esta definido como un amplificador que provee de una corriente de salida proporcional a la señal de corriente, y el factor proporcional es independiente del valor de R_s y R_l . Un amplificador de corriente ideal debe tener una resistencia de entrada (R_i) igual a cero y una resistencia de salida (R_o) infinita. En la practica un amplificador tiene baja resistencia de entrada y una alta resistencia de salida. No tiene caso convertir una corriente en otra igual, pero un circuito que convierte una corriente en una mas grande puede ser muy útil. El circuito de la figura 2.16 es un multiplicador o amplificador de corriente (en forma técnica, un convertidor de corriente en corriente). La señal I_{sc} de corriente de la fuente en la forma efectiva esta en corto circuito por las terminales de la entrada del Op-Amp. Toda la I_{sc} fluye a través del resistor mR y el voltaje que lo cruza es $mR I_{sc}$. (El resistor mR se conoce como resistor multiplicador) Ya que R y mR estan en paralelo, el voltaje a través de R también es $mR I_{sc}$. Por tanto, la corriente a través de R debe ser $m I_{sc}$. Ambas corrientes se suman para formar la corriente de carga I_L . I_L es una versión amplificada de I_{sc} y se encuentra en forma simple mediante :

$$I_L = (1+m) \cdot I_{sc}$$

Figura 2.16



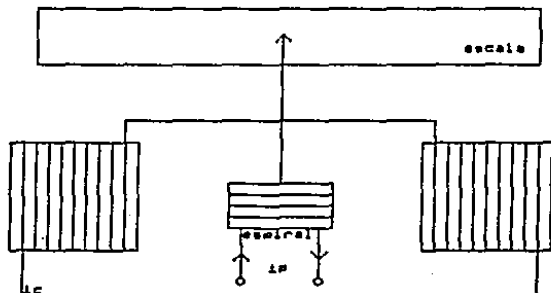
Es importante observar que la carga no determina la corriente de carga. Solo el multiplicador m e I_{sc} determina la corriente de carga. Para una ganancia de corriente variable, mR y R pueden reemplazarse por un potenciómetro único de 100 KOhms.

GALVANOMETRO DE PRECISION :

Un mecanismo D'Arsonval (galvanometro) se puede utilizar para la medición de corriente directa. Cuando este dispositivo se conecta a la corriente alterna es posible que vibre o indicará cero si la frecuencia es suficientemente grande. En cualquier caso, el mecanismo D'Arsonval no tiene una aplicación directa a la corriente alterna. Los dos tipos más comunes que se utilizan para la medición de corriente alterna son: el de núcleo de hierro o de hierro móvil, y el

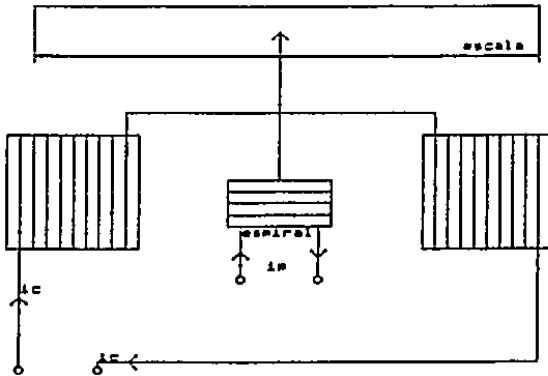
electrodinámico. En el instrumento de hierro móvil como el que se muestra en la figura 2.17, la corriente se suministra en la bobina fija, el núcleo de hierro es móvil y se conecta a un resorte restaurador como se puede observar.

Figura 2.17



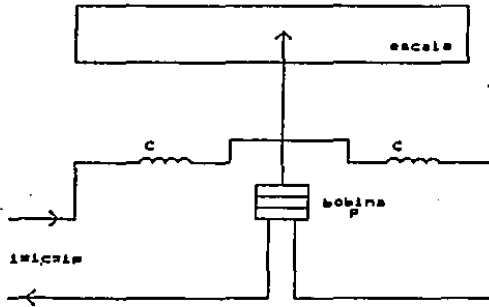
De esta manera, el desplazamiento del núcleo es proporcional a la fuerza inductiva ejercida por la bobina. Este tipo de medidor está sujeto a pérdidas debido a las corrientes parásitas (de Foucault o de fuga) en el núcleo y a los diversos efectos de histeresis que limitan su exactitud. En la figura 2.18 se presenta un diagrama esquemático del mecanismo electrodinámico.

Figura 2.18



Este mecanismo es similar al D'Arsonval, excepto que el imán permanente se reemplaza por un electroimán, el cual puede activarse por medio de una corriente alterna. De esta manera, puede lograrse la operación sincronizada del campo en el electroimán con la corriente alterna en la bobina móvil. Para la utilización del mecanismo electrodinámico en las mediciones de corriente alterna, es necesario conectar en serie el electroimán y la bobina móvil tal como se muestra en la figura 2.19.

Figura 2.19



Tanto el mecanismo electrodinámico como el núcleo de hierro se aplican generalmente para frecuencias bajas, siendo éstas entre 25 y 125 Hz. Con diseños especiales de mecanismos electrodinámicos, se puede extender su rango hasta 2,000 Hz. Ambos mecanismos mencionados indican el valor medio cuadrático de la corriente alterna y la deflexión del medidor con I_{rms} cuadrada donde:

$$I_{rms} = (1/T \int i^2 dt)^{1/2}$$

La escala del medidor no necesariamente está basada en una ley cuadrática, ya que la constante de proporcionalidad entre I_{rms} cuadrada y la deflexión del medidor se ve un poco alterada por la corriente.

Una característica importante del instrumento electrodinámico es que se puede calibrar con corriente directa; además, dicha calibración se mantiene en las

CAPITULO II

aplicaciones de corriente alterna dentro del rango de frecuencias del instrumento. Por lo contrario, el instrumento de hierro móvil no es tan adaptable, debido al magnetismo residual en el hierro cuando se utiliza corriente directa.

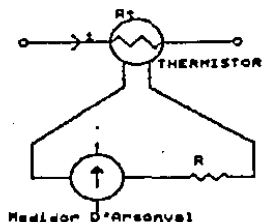
La medición de corriente alterna también se puede efectuar utilizando un sistema rectificador, el cual modifica una forma de onda cualquiera, de manera que se obtiene la salida con una componente de corriente directa. Una vez hecho lo anterior, el mecanismo D'Arsonval se puede utilizar para la medición de la componente de corriente directa e indicar de esta manera el valor de corriente alterna aplicada al rectificador.

Para efectuar mediciones de corriente alterna de alta frecuencia se utiliza generalmente un medidor termopar. La figura 2.20 ilustra este tipo de medidor. La corriente alterna se hace pasar a través del elemento calentador (calefactor) al cual está conectado un termopar. La temperatura del calentador se indicara en un medidor D'Arsonval que se conecta al termopar, el cual da el valor medio cuadrático de la corriente, ya que la potencia promedio disipada en el calentador es igual a $I_{rms}^2 \cdot R$. La lectura del instrumento es independiente de la forma de onda debido a la relación mencionada entre la fem térmica generada en el termopar y la potencia disipada en el calentador. La fem

CAPITULO II

térmica generada en el termopar varia aproximadamente con el cuadrado de la corriente, aunque pueden ocurrir pequeñas desviaciones en la ley cuadrática debido al cambio de la resistencia del calentador con la temperatura, así como otros efectos. Este tipo de medidor puede medir corriente alterna de hasta 100MHz.

Figura 2.20



CARACTERISTICAS DE LOS GALVANOMETROS.

Tipo de construcción	Sensibilidad por mm. o por división	Periodo seg.	Resistencia, Ohms	
			resistencia externa de amortiguamiento crítico	Bobina
Suspension floja, haz de luz de un metro.	0.0001 microA. 0.0004 microA. 0.0005 microA. 0.008 microA.	40 20 6 1.5	100,000 70,000 10,000 2,500	800 800 650 500
	0.05 microV. 0.2 microV. 0.5 microV.	7 5 1.5	40 40 40	16 16 21
Suspension tensa, sistema optico integrado.	0.0005 microA. 0.005 microA. 0.05 microA.	3 3 3	25,000 5,000 2,500	550 1,000 350
	0.5 microV. 2.5 microV. 2.5 microV.	8 2 2	50 12 50	17 13 13
Suspension tensa, del tipo espejo indicadora.	0.030 microA. 0.125 microA. 1.0 microA.	5.3 3.3 3.0	42,000 10,000 950	1,300 1,000 250
	46 microV. 200 microV.	4.5 3.0	30 50	16 50

CAPITULO III

CONSTRUCCION DEL MODELO

CONSTRUCCION DEL APARATO :

Una vez comprobada la efectividad de los circuitos a utilizar, en forma individual, se procedió a interconectarlos en la siguiente manera:

PRIMER ENSAMBLE.

Sobre una tableta de armado de prototipos se llevo a cabo el primer paso, denominado Primer ensamble, mismo que consiste en el circuito oscilador de onda cuadrada de 100Hz, de la figura 1.11 que está alimentado por ocho baterías de 1.5 Volts conectadas en serie, se conectó al transformador elevador de voltaje de relación 1:10 de la figura 2.5 a través de una resistencia de 1 kOhm, como elemento de acoplamiento, teniendo a la salida secundaria del transformador un voltaje de 97 ±5 Volts con similitud a una onda senoidal de 90° eléctricos atrás, con respecto a la onda de entrada de la parte primaria del transformador. El circuito puente rectificador doblador de voltaje de la figura 2.6 fue el siguiente circuito a interconectar en las terminales secundarias del transformador (T1), para este caso no se utilizó ningún elemento acoplador ya que no fue necesario, teniendo a la salida un voltaje de 200 Volts de corriente continua y corrientes en el orden de los miliamperes.

CAPITULO III

El siguiente circuito a interconectar se conoció con el nombre de dispositivo intermitente, que consta de un oscilador monoestable mostrado en la figura 1.8 y se alimenta de la misma fuente que el oscilador de la figura 1.11. a su vez éste sirve como reloj contador para el circuito Flip-Flop tipo D (fig. 2.1") que polariza las compuertas de los SCR's provocando un sistema intermitente de acuerdo a la figura 2.14 convirtiendo la salida del puente rectificador doblador de voltaje en un pulso cuadrado a una frecuencia de 120 Hz. con variación de voltaje desde 0V. hasta +200V.

A todo lo anterior se le atribuyó el nombre de "Etapa de Potencia".

A la segunda sección se le dió el nombre de "Etapa de Medicion" que consta de un puente de Wheatstone, una sección amplificadora de corriente para mediciones de resistencias físicas menores de 1 Ohm, un galvanometro con sensibilidad en los miliamperes, un interruptor para diferenciar valores máximos y mínimos y cuatro décadas de resistencias conectadas en serie que sirven para igualar valores resistivos a los que se pretende medir; interconectados de la siguiente forma:

El puente de Wheatstone esta conectado a la salida del circuito intermitente colocando entre ellos un interruptor normalmente abierto para que su tiempo de trabajo sea sólo el necesario (el aparato solo funcionara cuando el interruptor

CAPITULO III

normalmente abierto este cerrado). Un interruptor de dos posiciones que sigue a la salida del puente de Wheatstone determinará en cual de las dos etapas de medición funcionará.

a) Primera etapa de medición : esta será capaz de detectar variaciones de corriente a la salida del puente de Wheatstone con valores del orden de los miliamperes y resistencias que van desde 1Ω hasta 9.999Ω (aproximadamente 10Ω). Esta primera etapa de medición consta de una resistencia limitadora de corriente que está conectado en serie a un galvanómetro de precisión.

b) Segunda etapa de medición : esta será capaz de detectar variaciones de corriente a la salida del puente de Wheatstone con valores del orden de los microamperes y resistencias que van desde 0.001Ω hasta 0.999Ω (aproximadamente 1Ω). Esta etapa consta de un circuito multiplicador de corriente que amplifica corrientes del orden de los microamperes a corrientes en el orden de los miliamperes y este a su vez va interconectado al mismo galvanómetro que se utilizo en la primera etapa de medición.

La década de resistencias que representa los valores resistivos conocidos dentro del sistema, se ensambla utilizando interruptores multietapas que al interconectarles resistencias en serie podemos obtener valores de resistencias fijas en un momento determinado con precisiones bastante

confiables. Como en el mercado nacional es difícil conseguir resistencias menores a las de 1W y mucho menos con alta precisión se utilizaron alambres de diferentes diámetros, de material de cobre y aluminio que simulan resistencias sumamente bajas y un alto grado de confiabilidad a temperaturas del medio ambiente, las demás resistencias utilizadas en estos decadas tienen una confiabilidad del 1%.

En la figura 3.1 se muestra el circuito total que conforma el primer ensamble.

SEGUNDO ENSAMBLE.

Un proyecto en electronica por lo general se inicia con un prototipo, el cual es modificado las veces necesarias hasta lograr los objetivos propuestos. Cuando el prototipo funciona optimamente se hace un circuito impreso en el cual se ensamblan definitivamente los componentes.

A continuación se detallan cada uno de los pasos necesarios para llegar a la construcción final.

Construcción del circuito impreso :

Para obtener el circuito impreso primero se bosqueja devanando las conexiones entre los diferentes componentes. Acorde a sus dimensiones este dibujo se hace a escala 1:1 en el papel cuadrulado de 0.1" (100 mil.). Esta cuadrilla es

de gran utilidad, porque la mayoría de los circuitos están diseñados con la medida del sistema inglés.

Una vez que se utilizó el bosquejo se dibujan en papel albanense a una escala mayor (generalmente de 2:1) para obtener más precisión.

Se hace un dibujo por cada cara del circuito impreso en el sistema inglés. Utilizando calcomanías o plantillas.

El siguiente paso es sacarle un fotolito al dibujo realizado, positivo y negativo, dependiendo del proceso: el fotolito se hace mediante un proceso fotográfico con un aparato especializado. Debido a la dificultad de contar con el equipo necesario se mando a hacer el circuito impreso.

El método que se utilizó para la elaboración del circuito impreso es mediante un esmalte fotosensible (JUAMA II) el cual requiere un fotolito negativo.

Los pasos para seguir la elaboración del circuito impreso son :

a) Limpiar el cobre de la tarjeta con una lija bastante tersa.

b) Aplicarle el esmalte fotosensible de manera que quede una capa uniforme.

c) Exponerlo al sol con el fotolito sobrepuesto por cada una de las caras (aunque existen otro tipo de fotorresistivos que se exponen a luz ultravioleta).

CAPITULO III

d. Revelar con agua. Las areas del esmalte no expuestas a la luz solar se desprenden de la tableta.

e) Sumergirlas en el fijador (acido crómico).

f) Lavar nuevamente.

g) Tornearla. Para que quede bien adherida la película fotosensible y no se desprenda.

h) Sumergirla en cloruro férrico, el cual ataca las partes no protegidas, con las que se forman las pistas.

ENSAMBLE FINAL.

Terminando el circuito impreso, es necesario estañarlo antes de montar todos los componentes y así evitar oxidaciones en las pistas de cobre, que aumenta considerablemente su resistencia ohmica. Además, hay que barrenarlo según las dimensiones de los diferentes componentes que van a ser montados.

Se van colocando los componentes en sus respectivos lugares, cuidando que los que van interconectados por ambos lados de la tarjeta sean soldados por los dos lados. Conforme se van montando y soldando, es conveniente probarlos de una manera secuencial y lógica para detectar posibles soldaduras falsas, malos contactos, etc. y en general cualquier problema de funcionamiento.

Al terminar el ensamble de la tarjeta y comprobar que el

CAPITULO III

funcionamiento de la misma sea correcta se procedió al diseño y fabricación de la caja metálica donde se alojarían. Se escogió de metal porque este actúa como blindaje contra ruidos de radio frecuencia (interferencia). El metal utilizado fue aluminio. La figura 3.2 muestra el circuito impreso del diseño en cuestión.

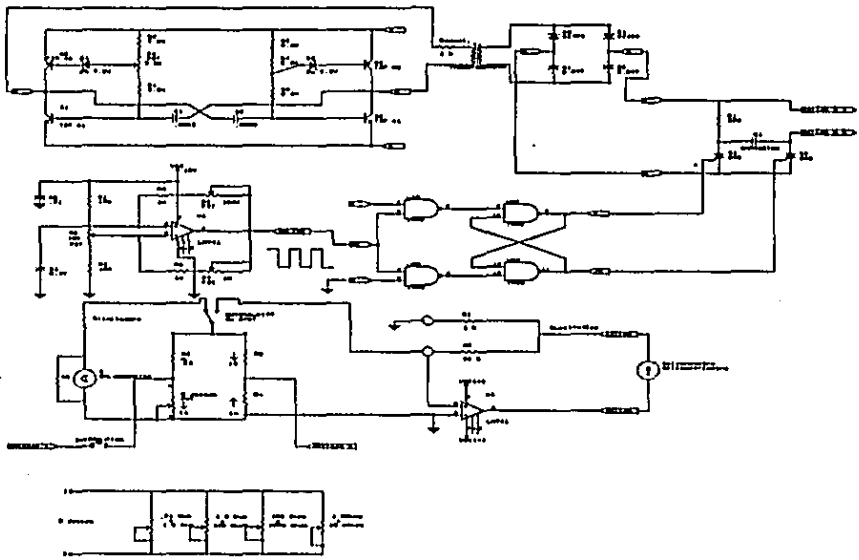
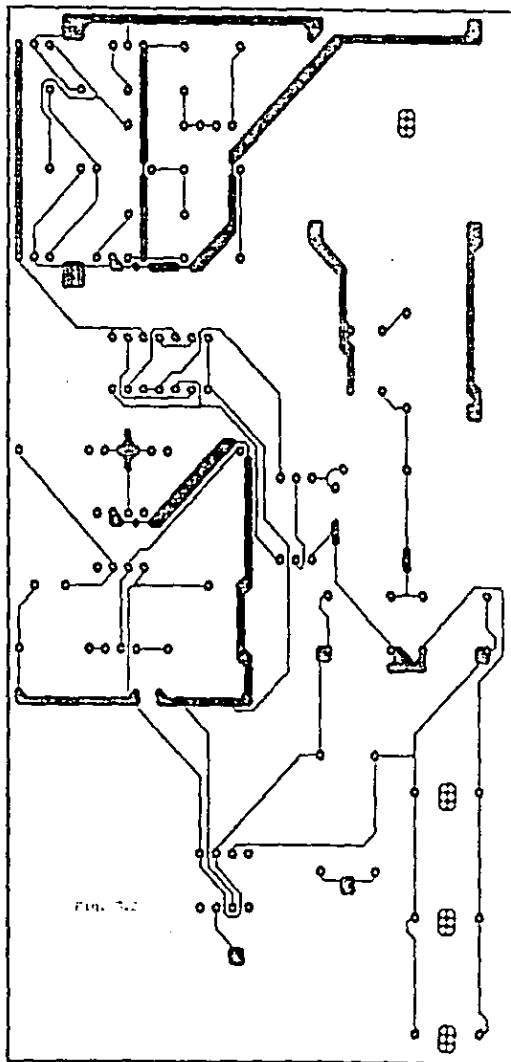


Fig. 3.1



CAPITULO IV

MODELO PUESTO EN OPERACION, RESULTADOS Y PRESUPUESTO

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

MODELO PUESTO EN OPERACION

PRUEBA DE LA RESISTENCIA DE LA TIERRA:

La medida de la resistencia a tierra es necesaria, tanto para poner la subestacion en servicio, como posteriormente, a intervalos de tiempo determinados. La medida de la resistencia de una conexion a tierra con respecto al potencial absoluto de tierra es dificil y los resultados obtenidos con los varios métodos en uso son apenas aproximados. El metodo de caida de potencial, considerado como el mas confiable, fue el que se tomó en cuenta para el diseño y funcionamiento del aparato en cuestion.

El método de caida de potencial (figura 4.1), el cual se usa para areas no alejadas más de 300m. del punto de prueba, consiste en hacer pasar una corriente alterna entre un punto fijo de ensayo enterrado convenientemente y el punto M de la conexion a tierra. El circuito está conectado a un amperimetro y a un voltmetro de alta resistencia cuyas lecturas se hacen simultaneamente. Para obtener un valor medio de $R=E/I$ se usa una terminal a tierra, móvil, que se traslada sucesivamente desde M hasta P, puntos en los cuales se hacen lecturas simultaneas de E e I, c. o. cosiente. Junto con la distancia x N, se anota en un gráfico como el de la figura 4.2, que permite construir la curva de variación de R

CAPITULO IV

con D y determinar el punto de inflexion, corresponde a la resistencia media de tierra.

RESULTADOS :

El aparato diseñado se puso en operacion de acuerdo al método anteriormente explicado (caída de potencial), primeramente se comprobó su funcionamiento comparando sus lecturas con las de series de décadas indicadoras, esto se ejecuto en el laboratorio de la universidad, estas décadas hicieron las veces de resistencia de tierra física; posteriormente se llevo a cabo dicho método de medición.

Los datos obtenidos en el laboratorio fueron los siguientes:

<u>Resistencias</u> <u>Conocidas (Ω)</u>	<u>Resistencias</u> <u>Leídas (Ω)</u>	<u>I a través del</u> <u>Galvanometro (mA)</u>
0.1	0.999	0.00
1.0	1.0	0.00
10.0	10.0	0.00
100.0	100.0	0.00
500.0	500.0	0.00
1.0K	1.0K	0.00
1.5K	1.5K	±0.001
5.5K	5.5K	±0.002

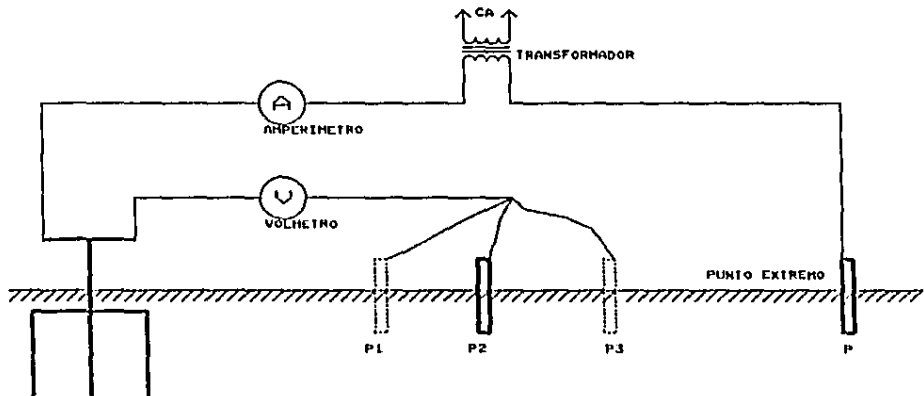


FIG. 4.1 ESQUEMA DEL METODO DE CAIDA DE POTENCIAL PARA LA MEDICION DE LA RESISTENCIA DEL SUELO.

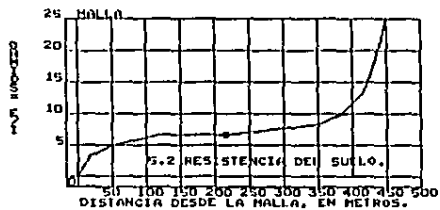
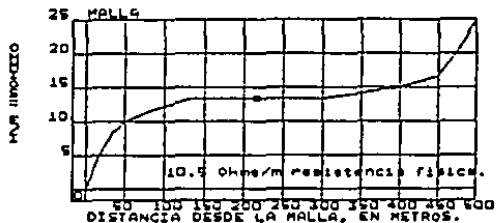


FIG. 4.2 COMPUTO DE LA RESISTENCIA MEDIA.

CAPITULO IV

Después del éxito obtenido se prosiguió a ejecutarlo de forma real en los terrenos de la Universidad, encontrando una resistencia promedio de 10.5 Ω/m como se muestra en la siguiente figura (figura 4.3).

Figura 4.3



PRESUPUESTO :

A continuación se mencionan los elementos que forman parte del aparato; su descripción, costo por unidad, costo de mano de obra y materia prima; de acuerdo a los precios vigentes para el mes de Enero de 1989 (se tomó en cuenta el software informativo de Motorola Co. para sus clientes).

Oscilador de 10 KHz.

Dispositivo	Descripción	Costo por unidad
1. R1	5.6K Ω - 1%	\$ 150.00
2. R2	5.6K Ω - 1%	\$ 150.00
3. R3	2.2K Ω - FOT.	\$ 550.00
4. R4	2.2K Ω - 1%	\$ 150.00

CAPITULO IV

5. R5	5.6K Ω - 1%	\$ 150.00
6. R6	5.5K Ω - 1%	\$ 150.00
7. Q1	TIP 41	\$ 4,500.00
8. Q2	TIP 41	\$ 4,500.00
9. Q3	TIP 42	\$ 4,500.00
10. Q4	TIP 42	\$ 4,500.00
11. D1	ZENER (7.5V)	\$ 1,500.00
12. D2	ZENER (7.5V)	\$ 1,500.00
13. C1	0.0022 μ f	\$ 200.00
14. C2	0.0022 μ f	\$ 200.00
15. Racl.	1K Ω - 25K	\$ 100.00

Transformador.

16. Nucleo de ferrita Phillips JB	\$ 5,000.00
17. Alambre, resina y mano de obra. Calibre 30	\$ 10,000.00

Circuito intermitente.

18. Amplificador Op. LM741	\$ 2,000.00
19. Compuertas Nand 7400	\$ 4,000.00
20. SCR1 MRC6400	\$ 2,000.00
21. SCR2 MRC6400	\$ 2,000.00
22. R1 10K Ω - 1%	\$ 250.00
23. R2 10K Ω P.D.T.	\$ 550.00

CAPITULO IV

24. R3	10K Ω - 1%	\$	250.00
25. R4	1K Ω - 1%	\$	150.00
26. R5	100K Ω POT.	\$	500.00
27. R6	1K Ω - 1%	\$	150.00
28. R7	1M Ω POT.	\$	500.00
29. R11	330 Ω - 2%	\$	100.00
30. C1	0.47 μ f (25V)	\$	300.00
31. C2	0.01 μ f (25V)	\$	300.00
32. C11	0.47 μ f (300V)	\$	700.00

Circuito rectificador doblador de voltaje.

33. D1	Schottky MBR030	\$	700.00
34. D2	Schottky MBR030	\$	700.00
35. C1	0.047 μ f (250V)	\$	300.00
36. C2	0.047 μ f (250V)	\$	300.00

Etapa de medicion.

37. Galvanómetro	100mA. \pm 2%	\$	60,000.00
38. Amplificador Op.	LM741	\$	2,000.00
39. Rp2	1K Ω - 2%	\$	300.00
40. Rp3	1K Ω - 2%	\$	300.00
41. Rg	1K Ω - 5%	\$	200.00
42. Rlim.	1K Ω - 2%	\$	300.00
43. R1g	1K Ω - 2%	\$	300.00

CAPITULO IV

44. Ram.	99K Ω - 1%	\$ 500.00
45. Interruptor	Doble paso	\$ 500.00
46. Interruptor	Normalmente abierto	\$ 500.00
47. Int. Multietapas	4 dispositivos	\$ 4,800.00

Decadas de resistencia.

48. 18 resistencias	0.00 Ω a 0.1 AL.	\$ 500.00
49. 9 resistencias	1 Ω - 1%	\$ 3,500.00
50. 9 resistencias	10 Ω - 1%	\$ 3,000.00
51. 9 resistencias	100 Ω - 1%	\$ 2,000.00
52. 9 resistencias	1K Ω - 1%	\$ 2,000.00

Otros

53. Lamina de aluminio	\$ 1,500.00
54. Tarjeta interconectora	\$ 15,000.00
55. Soldadura	\$ 500.00

TOTAL \$ 151,050.00

Mano de obra.

Se tomó en base al salario mínimo vigente para la zona metropolitana de Guadalajara (\$ 7,994.00 diarios). Siendo 7.168 horas efectivas de trabajo; ya que se otorga al

CAPITULO IV

trabajador 0.5 hrs. para uso del comedor y 0.333 hrs. para descanso por cada jornada de trabajo.

A) Primer ensamble.

Actividad	Persona número.	Tiempo en horas.	Costo promedio.
Elaboracion tarjeta	1	0.5	\$ 562.96
Perforado de tarjeta	1	0.5	\$ 562.96
Ensamble de elementos en la tarjeta	1	0.33	\$ 374.93
Soldado de dispositivos en la tarjeta	1	0.5	\$ 562.96
Retrabajos (10%)*	1	0.167	\$ 18.80
Inspección visual de primer ensamble	3	0.33	\$ 374.93

B) Segundo ensamble.

Troquelado de lámina	2	0.167	\$ 188.03
Doblado de lámina	2	0.167	\$ 188.03
Perforado del gabinete	2	0.418	\$ 470.55
Retrabajos (10%)*	2	0.25	\$ 29.15
Inspección de perforado y doblado	3	0.167	\$ 188.03

CAPITULO IV

Montado de partes	2	0.657	\$	750.65
Retrabajos (10%)	2	0.300	\$	37.50
Inspeccion final de segundo ensamble	3	0.167	\$	188.03

C) Tercer ensamble.

Soldado de conectores entre tableta y gabinete	3	0.167	\$	188.03
Instalacion de tarjeta sobre la base del gabinete	3	0.167	\$	188.03
Cerrado y sellado	3	0.0833	\$	93.80
Pruebas electricas	3	0.33	\$	374.93
Insp. final de empaque	3	0.25	\$	281.48
Empaque al cliente	3	0.167	\$	188.03
Manejo de materiales	3	0.167	\$	188.03

			TOTAL	\$ 5,998.92

* Se tomo un 10% de retrabajo para unidades defectuosas encontradas en la inspeccion.

D) Renta del equipo de producción.

1 Troquelador.

1 Doblador.

1 Taladro industrial (chico).

1 Soldadora manual.

1 Marcadora.

3 Mesas de producción.

Después de haber comparado el costo entre la renta, compra o subarrendamiento de equipo se escogió este último por ser el más rentable.

El total del costo por concepto de subarrendamiento de equipo por unidad construida es de \$ 3,600.00; ya que el equipo es compartido con otra empresa vecina.

Costo total del aparato.

Mano de obra	\$	5,995.92
Materia prima	\$	151,050.00
Renta de equipo	\$	3,600.00

TOTAL \$ 160,645.92

Para que la construcción de un aparato medidor de tierras equilibrio a cero sea rentable, el costo al cliente debe ser cinco veces mayor al costo obtenido en este

CAPITULO IV

presupuesto; ya que existen otro tipo de gastos que no se deducen en este presupuesto, quedando como ganancia minima de un 30%.

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES.

Después de un largo período de investigación y diseño los resultados han sido favorables, en la construcción del aparato Medidor de Tierras Equilibrio a Cero.

En el primer capítulo se diseñó el circuito oscilador que permite al aparato, al momento de ponerse en operación, que la tensión alterna proporcionada elimine las interferencias de corrientes errantes y el efecto electrolítico que existen comúnmente en la tierra física. Por su similitud de diseño al circuito antes mencionado, también en este capítulo se diseñó un circuito monoestable.

En el capítulo dos lo primero a tratar fue la elevación de una señal débil a voltajes elevados, lo más efectivo encontrado fue la utilización de un transformador en lugar de multiplicadores de voltaje capacitivos que son poco eficientes. Esta etapa, donde se tuvieron que sacrificar grandes pérdidas de corriente para obtener una efectiva elevación de voltaje, esta considerada como el punto esencial de la eficiencia del funcionamiento del aparato medidor.

Lo siguiente fue la etapa medidora, que después de haberse hecho una serie de comparaciones entre medidores digitales y analógicos, se optó por utilizar un modelo sencillo y bastante confiable que satisfizo ampliamente las

CONCLUSIONES

necesidades del aparato. Este fue un puente de Wheatstone y una serie de dispositivos de ayuda. La sensibilidad de la medición es directamente proporcional a la del galvanómetro (miliamperímetro) que cumplió también sus características de encontrarse en el territorio nacional a bajo costo, además permite una indicación digital de lectura rápida. Las lecturas quedan fijas hasta la siguiente lectura. Sus pruebas de funcionamiento son comparables y tan confiables como los métodos de medición más actualizados, al ser prácticamente independiente de la resistencia de los electrodos.

El aparato también cuenta con una presentación robusta y fácil de manejar que lo hacen cumplir con las características de manejo rudo que se plantearon en los objetivos del proyecto.

Su costo fue bajo a pesar de su poca demanda en el mercado; será capaz de competir con otros dispositivos analógicos que existen en el mercado actual debido a su nulo mantenimiento y su calidad de presentación que lo hacen cumplir con las características deseadas por el cliente.

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA

COUGHLIN F., Robert. Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales. México, Prentice Hall, 1987.

SISKIND S., Charles. Electrical machines. Second edition, U.S.A., International students edition, 1959.

MILLMAN, Jacob, Christos C. Halkias. Integrated electronics. U.S.A., International Student Edition, 1971.

BOYLESTAD, Robert, Louis Nashelsky. Electronica teoría de circuitos. México. Prentice Hall, 1985.

MOTOROLA Inc. . Linear and interface integrated circuits. Second printing, U.S.A., Motorola Inc., 1987.

NATIONAL SEMICONDUCTOR Co.. Logic data book. U.S.A., National Semiconductor Co., 1981.

FASAL H.. Mediciones electricas simplificadas. México, Editorial Glen S.A., 1971.

BIBLIOGRAFIA

LENY D., Jenn. Esencia de la electrónica digital. España. Ed. Boixareu. 1978.

HOLMAN J. P., Métodos empíricos para la electrónica. Mexico. McGraw Hill. 1961.

CUTLER, Phillip. Aplicación de circuitos con semiconductores. Mexico. McGraw Hill. 1980.

HILLMAN, Jacob. Herbert Taud. Circuitos de pulso digitales y de conmutación. Mexico. McGraw Hill. 1980.