



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE  
MÉXICO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR DE  
RESISTENCIA, CAPACITANCIA E INDUCTANCIA  
PARA EL LABORATORIO DE ELECTRICIDAD Y  
MAGNETISMO**

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
**INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO**

**P R E S E N T A N**

**JUAN OROZCO LÓPEZ**

**NOEL RICO GONZÁLEZ**

DIRECTOR DE TESIS: ING. FRANCISCO MIGUEL PÉREZ RAMÍREZ



MÉXICO, D.F.

MAYO 2003

# ÍNDICE

OBJETIVO. -----	5
INTRODUCCIÓN. -----	6
CAPÍTULO I.	
CONCEPTOS BÁSICOS. -----	8
1.1 EL RESISTOR Y LA RESISTENCIA. -----	8
1.2 EL CAPACITOR Y LA CAPACITANCIA. -----	10
1.3 EL INDUCTOR Y LA INDUCTANCIA. -----	14
CAPÍTULO II.	
FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA LA MEDICIÓN DE RESISTENCIA, CAPACITANCIA E INDUCTANCIA. -----	
	17
2.1 MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA MEDIR RESISTENCIA. -----	
	17
2.1.1 PUENTE DE WHEATSTONE. -----	18
2.1.2 PUENTE KELVIN. -----	20
2.1.3 ÓHMETRO TIPO SERIE. -----	23
2.1.4 ÓHMETRO TIPO DERIVACIÓN. -----	24
2.1.5 V-ÓHMETRO. -----	25
2.1.6 ÓHMETRO CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL. -----	26
2.1.7 ÓHMETRO DIGITAL -----	27
2.2 MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA MEDIR CAPACITANCIA. -----	
	28
2.2.1 PUENTE SCHERING. -----	28

2.2.2 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA EN FUNCIÓN DE LA CORRIENTE. -	31
2.2.3 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA CON DETECTOR DE FASE. - - - - -	32
2.2.4 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA CON CIRCUITO RESONANTE. - - -	34
2.2.5 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA CON RESPUESTA EN FRECUENCIA. - - - - -	35
2.2.6 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA MEDIANTE LA RESPUESTA ESCALÓN. - - - - -	36
2.3 MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA MEDIR INDUCTANCIA. - - - - -	38
2.3.1 PUENTE MAXWELL. - - - - -	38
2.3.2 PUENTE HAY. - - - - -	40
2.3.3 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA CON RESPUESTA EN FRECUENCIA. -	43
2.3.4 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA MEDIANTE LA RESPUESTA ESCALÓN. - - - - -	44
2.3.5 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA CON CIRCUITO RESONANTE. - - - -	46
CAPÍTULO III.	
DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DE LA ETAPA DE MEDICIÓN DE RESISTENCIA. - - - - -	
3.1 DISEÑO DE LA FUENTE DE CORRIENTE. - - - - -	48
3.2 CONVERTIDOR DE OHMS A VOLTS. - - - - -	52
3.3 EL CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL. - - - - -	55
3.4 AUTORANGO DEL MEDIDOR DE RESISTENCIA. - - - - -	57
3.4.1 LA SEÑAL DE RELOJ. - - - - -	58
3.4.2 EL CONTADOR ASCENDENTE-DESCENDENTE. - - - - -	60
3.5 EL INDICADOR DE PREFIJOS k Y M. - - - - -	64
3.6 MANEJO DEL PUNTO DECIMAL. - - - - -	65

**CAPÍTULO IV.**  
**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DE LA ETAPA**  
**DE MEDICIÓN DE CAPACITANCIA. - - - - - 68**

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MEDIDOR DE CAPACITANCIA. - - - - 69

4.2 RESISTENCIAS DE ESCALA. - - - - - 70

4.3 EL COMPARADOR DE VOLTAJE. - - - - - 73

4.4 EL OSCILADOR. - - - - - 75

4.5 LA OPERACIÓN AND EN EL CONTADOR DE PULSOS. - - - - - 77

4.6 LA CAPTURA Y EL ALMACENAMIENTO DE LA CUENTA. - - - - - 78

4.7 EL MICROCONTROLADOR. - - - - - 80

4.8 EL SISTEMA DE PROTECCIÓN. - - - - - 83

4.8.1 RESISTENCIA DE DESCARGA DE Cx. - - - - - 90

**CAPÍTULO V.**  
**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DE LA ETAPA**  
**DE MEDICIÓN DE INDUCTANCIA. - - - - - 93**

5.1 CIRCUITO RESONANTE PARALELO. - - - - - 93

5.1.1 RESONANCIA PARALELO IDEAL. - - - - - 93

5.1.2 CIRCUITO RESONANTE PARALELO REAL. - - - - - 94

5.1.3 FRECUENCIA DE RESONANCIA PARALELO EN UN CIRCUITO  
REAL. - - - - - 96

5.2 EL OSCILADOR. - - - - - 97

5.3 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA. - - - - - 98

5.3.1 ELIMINACIÓN DE LA INDUCTANCIA PARÁSITA. - - - - - 99

5.4 MEDICIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA. - - - - - 100

5.4.1 OSCILADOR DE 0.5 Hz. - - - - - 100

5.4.2 LA OPERACIÓN AND EN EL MEDIDOR DE FRECUENCIA. - - - - 101

5.4.3 EL OSCILADOR MONOESTABLE. - - - - -104

5.4.4 LA CAPTURA Y EL ALMACENAMIENTO DE LA CUENTA. - - - - -	105
5.5 DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL MEDIDOR DE INDUCTANCIA. - - -	107

CAPÍTULO VI.	
OPERACIÓN DEL MEDIDOR DE RESISTENCIA, CAPACITANCIA E	
INDUCTANCIA. - - - - -	110
6.1 MODOS DE OPERACIÓN DEL MEDIDOR RCL. - - - - -	111
6.1.1 MEDIDOR DE RESISTENCIA. - - - - -	111
6.1.2 MEDIDOR DE CAPACITANCIA. - - - - -	113
6.1.3 MEDIDOR DE INDUCTANCIA. - - - - -	115
6.2 RESET. - - - - -	117

CONCLUSIONES. - - - - -	118
-------------------------	-----

BIBLIOGRAFÍA. - - - - -	120
-------------------------	-----

APÉNDICE A.	
DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DEL	
MICROCONTROLADOR. - - - - -	123

APÉNDICE B.	
DEFINICIONES. - - - - -	125

## **OBJETIVO**

DISEÑAR Y CONSTRUIR UN MEDIDOR DE RESISTENCIA, CAPACITANCIA E INDUCTANCIA PARA EL LABORATORIO DE ELECTRICIDAD Y MAGNETISMO, PARA SER USADO EN LAS PRÁCTICAS DE DICHO LABORATORIO.

# INTRODUCCIÓN

El proceso de medición generalmente requiere el uso de un instrumento como medio físico para determinar la magnitud de una variable. Los instrumentos constituyen una extensión de las facultades humanas y en muchos casos permiten a las personas determinar el valor de una cantidad desconocida la cual no podría medirse utilizando solamente las facultades sensoriales. Por lo tanto, un instrumento se puede definir así: *dispositivo para determinar el valor o la magnitud de una cantidad o variable*. El instrumento electrónico, como lo indica su nombre, se basa en principios eléctricos o electrónicos para efectuar una medición. Un instrumento electrónico puede ser un aparato relativamente sencillo y de construcción simple. Sin embargo, el desarrollo de la tecnología demanda la elaboración de mejores instrumentos y más exactos.

El Laboratorio de Electricidad y Magnetismo requiere, para cumplir con su objetivo, de equipo de medición de cantidades eléctricas tales como voltaje, corriente, campo magnético, resistencia, capacitancia, inductancia, etc.

Los equipos de medición que son vendidos por las empresas multinacionales (Pasco, Fluke, Leader, etc.) además de ser costosos son poco prácticos para los requerimientos del Laboratorio, ya que tienen demasiadas funciones que implican tener un especial cuidado en su manejo. Estos equipos son utilizados por alumnos, los cuales al no contar con la experiencia en el manejo de instrumentos tan sofisticados tienden a dañarlos muy a menudo, lo cual representa gastos para la Universidad, ya que su reparación y mantenimiento son costosos, alcanzando cifras de algunos miles de pesos.

Surge entonces la necesidad de diseñar y construir un equipo específico para la realización de las prácticas en dicho laboratorio. Actualmente se requiere de

un medidor de resistencia, capacitancia e inductancia. Esta tesis resolverá esta necesidad.

Antes de abordar el diseño del medidor, se mencionan los conceptos básicos relacionados con el instrumento en cuestión. Estos conceptos son resistor, resistencia, capacitor, capacitancia, inductor e inductancia. Cada uno de ellos se define detalladamente, así también se hace notar la diferencia entre el elemento físico y la propiedad física.

Enseguida se dan a conocer los fundamentos teóricos de los métodos comúnmente empleados para la medición de la resistencia, capacitancia e inductancia; dando a entender al lector que el método empleado en la medición no es único y que tampoco existe el método perfecto. El método se selecciona tomando en cuenta las variables funcionalidad, sencillez y economía.

En los capítulos siguientes aparece el diseño del medidor de resistencia, capacitancia e inductancia. El análisis se hace viendo las etapas por separado; es decir, suponiendo que se tienen tres medidores en lugar de uno sólo. Al final aparece la operación del medidor; esta parte equivale al manual del usuario.



# CAPÍTULO I


## CONCEPTOS BÁSICOS

Los dispositivos eléctricos pasivos más comunes utilizados tanto por estudiantes de Ingeniería Eléctrica como por personas aficionadas a la electricidad o a la electrónica son: el resistor, el capacitor y el inductor. Naturalmente, cuando se trabaja con estos dispositivos se hace necesario conocer su valor. Para lograr esto existe una gran cantidad de instrumentos, así como una diversidad en los métodos empleados. Los últimos han ido evolucionando en función de la precisión y exactitud requeridas en la medición.

Actualmente, el instrumento que es capaz de leer el valor de la característica eléctrica de los dispositivos en cuestión (resistor, capacitor e inductor) recibe el nombre de *punteo de impedancias* o *medidor RCL*.

### 1.1 EL RESISTOR Y LA RESISTENCIA.

Cuando hay corriente en un material los electrones se mueven libremente a través de él y en ocasiones chocan entre sí. Estas colisiones causan que los electrones pierdan parte de su energía y su movimiento se vea restringido. Mientras más colisiones, más restringido es el flujo de los electrones. Esta restricción varía y es determinada por el tipo de material. La propiedad de un material que restringe el flujo de los electrones se llama *resistencia*, designada con una R.

El símbolo esquemático para la resistencia es .

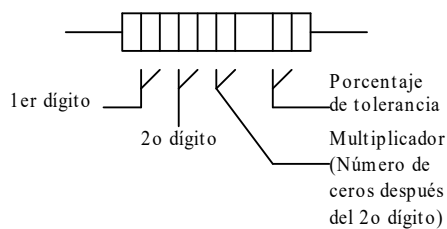
La resistencia, R, se expresa en la unidad de *ohms*, en honor de Georg Simon Ohm y se simboliza por la letra griega omega ( $\Omega$ ).

Un ohm de resistencia existe cuando hay un ampere de corriente en un material con un volt aplicado a través del material.

El componente que está específicamente diseñado para tener una cierta cantidad de resistencia se llama *resistor*. Las principales aplicaciones de los resistores son para limitar corriente, dividir voltaje y, en ciertos casos, generar calor. Aunque hay una variedad de tipos de resistores que vienen en muchas formas y tamaños, pueden ser colocados en una de dos principales categorías: fijos y variables.

Un resistor fijo muy común es el de tipo carbón compuesto, el cual está hecho con una mezcla de granos finos de carbón, relleno aislante, y una capa de resina. La razón entre el carbón y el relleno aislante da el valor de la resistencia.

Muchos tipos de resistores fijos con valores de tolerancia de 5%, 10%, o 20% son codificados por colores con cuatro bandas para indicar el valor de la resistencia y la tolerancia. Este sistema de banda de código de colores se muestra en la siguiente figura, así como el listado del código de colores.




	Dígito	Color
Valor de resistencia, primeras tres bandas: Primera banda - 1er dígito Segunda banda - 2o dígito Tercera banda - número de ceros después del 2o dígito	0	Negro
	1	Café
	2	Rojo
	3	Naranja
	4	Amarillo
	5	Verde
	6	Azul
	7	Violeta
	8	Gris
	9	Blanco
Tolerancia, cuarta banda	5%	Oro
	10%	Plata
	20%	Sin banda

Código de colores para resistores

## 1.2 EL CAPACITOR Y LA CAPACITANCIA.

El *capacitor* es un dispositivo eléctrico que puede almacenar carga eléctrica, creando así un campo eléctrico el cual a su vez almacena energía. La medida de esa habilidad para almacenar energía se llama *capacitancia*.

En su forma más simple, un *capacitor* es un dispositivo eléctrico construido de dos placas conductoras paralelas separadas por un material aislante llamado dieléctrico. Las líneas de conexión se conectan a las placas paralelas.

El símbolo esquemático del capacitor es .

En estado neutral, ambas placas (llamémosles A y B) de un capacitor tienen igual número de electrones. Cuando el capacitor se conecta a una fuente de voltaje (A en + y B en -) a través de un resistor, algunos electrones (carga negativa) son removidos desde la placa A, y un igual número son depositados en la placa B. Como la placa A pierde electrones y la placa B gana electrones, la placa A se hace positiva con respecto a la placa B. Durante este proceso de carga, los electrones fluyen sólo a través de las líneas de conexión y la fuente. Los electrones no fluyen a través del dieléctrico del capacitor debido a que éste es un aislante. El movimiento de los electrones cesa cuando el voltaje a través del capacitor iguala la fuente de voltaje. Si el capacitor se desconecta de la fuente, él retiene la carga almacenada por un largo periodo de tiempo (la longitud del tiempo depende del tipo de capacitor) y todavía tendrá el voltaje a través de él. De hecho, el capacitor cargado puede ser considerado como una batería temporal.

La cantidad de carga que un capacitor puede almacenar por unidad de voltaje a través de sus placas es su *capacitancia*, designada por C. Esto es, la *capacitancia* es una medida de la habilidad del capacitor para almacenar carga. Entre más carga por unidad de voltaje pueda almacenar un capacitor, más grande será su capacitancia, como se expresa por la siguiente fórmula:

$$C = \frac{Q}{V}$$

Donde **C** es la capacitancia, **Q** es la carga, y **V** el voltaje.

El farad (F) es la unidad básica de capacitancia, y el coulomb (C) es la unidad de carga eléctrica.

*Un farad es la cantidad de capacitancia cuando un coulomb de carga es almacenado con un volt a través de las placas.*

Muchos capacitores que son usados en trabajos electrónicos tienen valores de capacitancia muy pequeños, entre microfarads ( $\mu\text{F}$ ) y picofarads (pF). 1  $\mu\text{F}$  equivale a  $1 \times 10^{-6}$  F, 1 pF equivale a  $1 \times 10^{-12}$  F.

Un capacitor almacena energía en forma de campo eléctrico que es establecido por las cargas opuestas de las dos placas. El campo eléctrico se representa por líneas de fuerza entre las cargas positiva y negativa y concentrada dentro del dieléctrico.

Cada capacitor tiene un límite sobre la cantidad de voltaje que puede soportar a través de sus placas. La cantidad de voltaje especifica el voltaje de corriente directa ( $V_{\text{CD}}$ ) máximo que puede ser aplicado sin riesgo de dañar al dispositivo. Si este voltaje máximo, comúnmente llamado voltaje de ruptura o voltaje de trabajo, es excedido, puede resultar en un daño permanente al capacitor.

Ambas características, capacitancia y voltaje de ruptura, deben ser tomadas en consideración antes de que un capacitor sea usado en una aplicación. La elección del valor de capacitancia está basado en los requerimientos del circuito en particular. El voltaje de ruptura debe estar siempre muy arriba del voltaje máximo esperado en una aplicación particular.

El coeficiente de temperatura indica la cantidad y la dirección del cambio en el valor de capacitancia con respecto a la temperatura. Un coeficiente de temperatura positivo significa que la capacitancia se incrementa con un incremento en la temperatura o se decrementa con un decremento en la temperatura. Un coeficiente negativo significa que la capacitancia se decrementa con un incremento en la temperatura o se incrementa con un decremento en la temperatura. Los coeficientes de temperatura son típicamente especificados en partes por millón por grado Celsius (ppm/°C).

El material aislante no es perfecto. El dieléctrico de cualquier capacitor conducirá una pequeña cantidad de corriente. Esto es, la carga de cualquier capacitor eventualmente se agotará. El tamaño de la fuga depende del tipo de capacitor empleado.

La capacitancia es directamente proporcional al tamaño de las placas, es decir, al área de las placas. Un área grande producirá una gran capacitancia, y una placa más pequeña producirá una capacitancia más pequeña.

La capacitancia es inversamente proporcional a la distancia entre las placas. Una separación grande entre las placas producirá una capacitancia pequeña. El voltaje de ruptura es directamente proporcional a la separación de las placas. Entre más grande sea la separación, mayor será el voltaje de ruptura.

Cada material dieléctrico tiene la habilidad de concentrar las líneas de fuerza del campo eléctrico existente entre las placas de carga opuesta de un capacitor, y esto incrementa la capacidad para almacenar energía. La medida de la habilidad de un material para establecer un campo eléctrico se llama constante dieléctrica o permitividad relativa, simbolizada por  $\epsilon_r$ .

La capacitancia es directamente proporcional a la constante dieléctrica. La constante dieléctrica (permitividad relativa) es adimensional, debido a que es una medida relativa y es una razón de la permitividad absoluta de un material,

$\epsilon_r$ , entre la permitividad absoluta de un vacío,  $\epsilon_0$ , como se expresa en la siguiente fórmula:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$$

El valor de  $\epsilon_0$  es  $8.85 \times 10^{-12}$  F/m (farads por metro).

Hemos visto cómo la capacitancia está directamente relacionada con el área  $A$  de las placas y la constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , e inversamente relacionada con la separación  $d$  de las placas. Una fórmula exacta para calcular la capacitancia en términos de estas tres cantidades es como sigue:

$$C = \frac{A \epsilon_r (8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m})}{d}$$

Donde  $A$  está en metros cuadrados ( $m^2$ ),  $d$  está en metros (m), y  $C$  está en farads (F).

Los capacitores normalmente son clasificados de acuerdo al tipo de material dieléctrico. Los tipos más comunes de materiales dieléctricos son mica, cerámica, película plástica y electrolito (óxido de aluminio y óxido de tantalio). Al igual que los resistores, los hay fijos y variables.

El valor del capacitor se indica sobre el cuerpo del mismo por etiquetas tipográficas o por código de colores. Las etiquetas tipográficas consisten de letras y números que indican varios parámetros tales como capacitancia, voltaje de ruptura y tolerancia.

Algunos capacitores no señalan la unidad para la capacitancia. En estos casos, las unidades están implícitas en el valor indicado y son reconocidas por experiencia. Por ejemplo, un capacitor cerámico marcado con .001 o .01 tiene unidades en microfarads debido a que valores de picofarads tan pequeños no son disponibles. Como otro ejemplo, un capacitor cerámico etiquetado con 50 o 330 tiene unidades de picofarads porque unidades de microfarads tan grandes

normalmente no están disponibles en este tipo de capacitor. En algunos casos se usa una designación de tres dígitos. Los primeros dos dígitos son los primeros dos dígitos del valor de capacitancia. El tercer dígito es el número de ceros después del segundo dígito. El valor estará dado en picofarads.

### 1.3 EL INDUCTOR Y LA INDUCTANCIA.

La *inductancia* es la propiedad de una espiral de alambre que se opone al cambio de la corriente. La base para la inductancia es el campo electromagnético que irradia cualquier conductor cuando hay corriente a través de él. El componente eléctrico diseñado para tener la propiedad de inductancia se llama *inductor* o *bobina*.

Cuando hay una corriente a través de un inductor, se establece un campo electromagnético. Cuando cambia la corriente, el campo electromagnético también cambia. Un incremento en la corriente expande el campo, un decremento en la corriente lo reduce. Entonces, una corriente variable produce un campo electromagnético variable alrededor del inductor. A su vez, el campo electromagnético variable causa un voltaje inducido a través del inductor en una dirección que se opone al cambio en la corriente. Esta propiedad se llama auto-inductancia, pero se conoce usualmente como *inductancia*. La inductancia se simboliza por L.

La *inductancia* es una medida de la habilidad de un inductor para establecer un voltaje inducido como resultado de un cambio en su corriente, y ese voltaje inducido está en una dirección que se opone a ese cambio en la corriente.

El *henry*, simbolizado por H, es la unidad básica de la inductancia. Por definición, la *inductancia* es un henry cuando la corriente a través del inductor, cambiando a la razón de un ampere por segundo, induce un volt a través del inductor. En muchas aplicaciones prácticas, milihenries (mH) y microhenries ( $\mu$ H) son las unidades más comunes.

El símbolo esquemático del inductor es .

La energía almacenada se expresa como sigue:

$$W = \frac{1}{2} L I^2$$

Como podemos ver, la energía almacenada es proporcional a la inductancia y al cuadrado de la corriente. Donde la corriente ( $I$ ) está en amperes, la inductancia ( $L$ ) en henries y la energía ( $W$ ) en joules.

El material alrededor del cual se forma el inductor se llama núcleo. Existen dos tipos de núcleos: no magnéticos y magnéticos. Ejemplos de materiales no magnéticos son el aire, madera, cobre, plástico y vidrio. La permeabilidad de estos materiales es la misma que para el vacío. Ejemplos de materiales magnéticos son el hierro, níquel, acero, cobalto o aleaciones. Estos materiales tienen permeabilidades que son cientos o miles de veces más grandes que las del vacío y son clasificados como ferromagnéticos. Un núcleo ferromagnético provee un mejor camino para las líneas de fuerza y esto permite un campo magnético más fuerte.

La permeabilidad ( $\mu$ ) del material del núcleo determina con que facilidad se puede establecer el campo magnético. La inductancia es directamente proporcional a la permeabilidad del material del núcleo.

El número de vueltas del alambre, la longitud del inductor, y el área de sección transversal del núcleo son factores que determinan el valor de la inductancia. La inductancia es inversamente proporcional a la longitud del núcleo y directamente proporcional al área de sección transversal. También, la inductancia está directamente relacionada con el cuadrado del número de vueltas. Esta relación es como sigue:



$$L = \frac{N^2 \mu A}{l}$$

Donde  $L$  es la inductancia en henries,  $N$  es el número de vueltas,  $\mu$  es la permeabilidad,  $A$  es el área de la sección transversal en metros cuadrados, y  $l$  es la longitud del núcleo en metros.

Cuando un inductor está hecho de cierto material, por ejemplo, alambre de cobre aislado, este alambre tiene una cierta resistencia por unidad de longitud. Cuando se usan muchas vueltas para formar el inductor, la resistencia puede ser significativa. Esta resistencia inherente se llama resistencia de dc o resistencia de arrollamiento ( $R_w$ ). En muchas aplicaciones, la resistencia puede ser ignorada y el inductor considerado como un inductor ideal. En otros casos, la resistencia debe ser tomada en cuenta.

Cuando dos conductores son colocados lado a lado, siempre hay alguna capacitancia entre ellos. Debido a esto, cuando se utilizan muchos giros de alambre colocados cerca unos de otros para formar un inductor, se crea una cierta capacitancia parásita, llamada capacitancia de arrollamiento ( $C_w$ ). En muchas aplicaciones, esta capacitancia parásita es muy pequeña y no tiene efecto significativo. En otros casos, particularmente en altas frecuencias, puede llegar a ser importante.

Los inductores están hechos en una variedad de formas y tamaños. Básicamente, ellos caen en dos categorías generales: fijo y variable. Ambos inductores, fijo y variable, pueden ser clasificados de acuerdo al tipo de material del núcleo. Tres tipos comunes son núcleo de aire, núcleo de hierro, y núcleo de ferrita.

Los inductores ajustables (variables) usualmente tienen un ajuste tipo tornillo que mueve el núcleo hacia afuera o hacia adentro.

## CAPÍTULO II

### FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA LA MEDICIÓN DE RESISTENCIA, CAPACITANCIA E INDUCTANCIA

#### 2.1 MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA MEDIR RESISTENCIA.

El resistor es tal vez el dispositivo eléctrico pasivo más sencillo empleado por vez primera en un circuito eléctrico. Naturalmente, al hacer esto, surgió la necesidad de conocer el valor de la resistencia, para poder así hacer un análisis completo del circuito en cuestión.

El instrumento que es capaz de obtener el valor de una resistencia desconocida se conoce comúnmente como óhmetro. El óhmetro es un instrumento sencillo que aplica el voltaje fijo de una batería a través de dos resistencias en serie. Una resistencia es de valor conocido y la otra es la que se va a medir. Los óhmetros son útiles para efectuar mediciones rápidas de valores de resistencia bajo muchas condiciones y rangos comunes. Los valores de resistencia que se pueden medir con el óhmetro varían desde miliohms hasta 50 M $\Omega$ . Sin embargo, hay algunas limitaciones en su empleo. Debido a que su mejor exactitud es aproximadamente  $\pm 1$  por ciento, no son apropiados para mediciones de gran exactitud. También se deben seguir ciertas precauciones especiales al emplear los óhmetros para medir circuitos con alta inductancia o capacitancia. Por último, como contienen baterías, los óhmetros se deben emplear sólo en circuitos pasivos o en circuitos que no sean dañados por ella. A continuación veremos los instrumentos y métodos comúnmente empleados para lograr esta medición.

### 2.1.1 PUENTE DE WHEATSTONE.

Puente es el nombre que se usa para denotar una clase especial de circuitos de medición. Las medidas de precisión de valores de componentes se han hecho por muchos años utilizando diferentes tipos de puentes. El más simple tiene el propósito de medir la resistencia y se llama puente Wheatstone.

El circuito puente forma la parte principal en algunas mediciones y como interface de transductores. Por ejemplo, hay puentes totalmente automáticos que determinan electrónicamente la condición nula del puente para hacer mediciones de componentes con precisión.

La figura 2-1 esquematiza un puente Wheatstone. Este instrumento fue inventado por el profesor James Chritie; no obstante, permaneció ignorado hasta que Sir Charles Wheatstone puso en relieve sus ventajas, y a partir de ese entonces su utilización se generalizó. Como consecuencia pasó a llamarse Puente de Wheatstone.

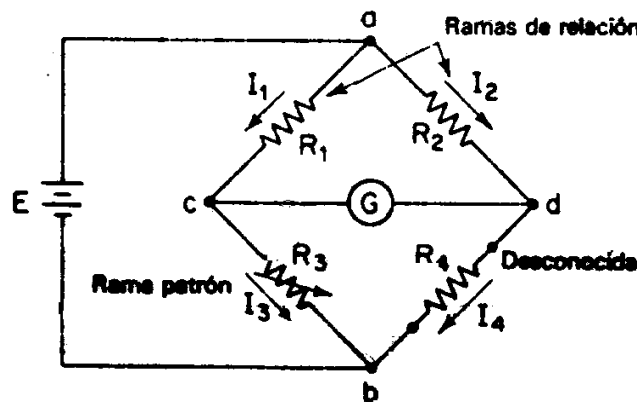


Figura 2-1

El puente tiene cuatro ramas resistivas, junto con una fuente de fem (una batería) y un detector de cero, generalmente un galvanómetro u otro medidor sensible a la corriente. La corriente a través del galvanómetro depende de la

diferencia de potencial entre los puntos  $c$  y  $d$ . Se dice que el puente está *balanceado* (o en equilibrio) cuando la diferencia de potencial a través del galvanómetro es 0 V, de forma que no hay paso de corriente a través de él. Esta condición se cumple cuando el voltaje del punto  $c$  al punto  $a$  es igual que el voltaje del punto  $d$  al punto  $a$ ; o bien, tomando como referencia la otra terminal de la batería, cuando el voltaje del punto  $c$  al  $b$  es igual que el voltaje del punto  $d$  al punto  $b$ . Por tanto, el puente está en equilibrio cuando

$$I_1 R_1 = I_2 R_2$$

Si la corriente del galvanómetro es cero, la siguiente condición también se cumple:

$$I_1 = I_3 = \frac{E}{R_1 + R_3}$$

y

$$I_2 = I_4 = \frac{E}{R_2 + R_4}$$

De donde se puede obtener

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_4}$$

Finalmente

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

La última ecuación es la expresión conocida para el equilibrio del puente de Wheatstone. Si tres de las resistencias tienen valores conocidos, la cuarta puede establecerse a partir de esta ecuación. De aquí, si  $R_4$  es la resistencia desconocida, su valor  $R_x$  puede expresarse en términos de las resistencias restantes como sigue:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1}$$

La resistencia  $R_3$  se denomina rama patrón del puente, y las resistencias  $R_2$  y  $R_1$ , se les nombra ramas de relación.

La medición de la resistencia desconocida  $R_x$  es independiente de las características o de la calibración del galvanómetro detector de cero, puesto que el detector de cero tiene suficiente sensibilidad para indicar la posición de equilibrio del puente con el grado de precisión requerido.

El puente Wheatstone está limitado para la medición de resistencias que tienen valores de pocos ohms hasta varios megaohms. El límite superior se debe a la reducción de sensibilidad del desequilibrio, ocasionada por los elevados valores de las resistencias, ya que en este caso la resistencia equivalente a Thévenin llega a ser alta, lo que reduce la corriente del galvanómetro. El límite inferior lo determina la resistencia de los alambres de conexión y la resistencia de los contactos de los bornes de conexión. Para mediciones de baja resistencia se prefiere el puente Kelvin.

### 2.1.2 PUENTE KELVIN.

El puente Kelvin es una modificación del Wheatstone y proporciona un gran incremento en la exactitud de las mediciones de resistencias de valor bajo, por lo general inferiores a  $1 \Omega$ . Considérese el circuito puente de la figura 2-2, donde  $R_y$  representa la resistencia del alambre de conexión de  $R_3$  a  $R_x$ .

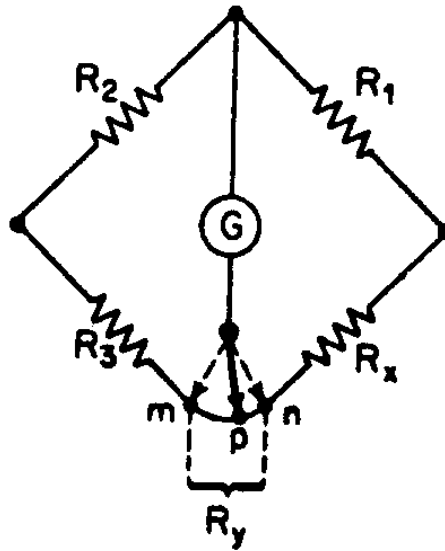


Figura 2-2

Son posibles dos conexiones del galvanómetro, en el punto  $m$  o en el punto  $n$ . Cuando el galvanómetro se conecta en el punto  $m$ , la resistencia  $R_y$  del alambre de conexión se suma a la desconocida  $R_x$ , resultando una indicación por arriba de  $R_x$ . Cuando la conexión se hace en el punto  $n$ ,  $R_y$  se suma a la rama del puente  $R_3$  y el resultado de la medición de  $R_x$  será menor que el que debería ser, porque el valor real de  $R_3$  es más alto que su valor nominal debido a la resistencia  $R_y$ . Si el galvanómetro se conecta en el punto  $p$ , entre  $m$  y  $n$ , de tal forma que la razón de la resistencia de  $n$  a  $p$  y  $m$  a  $p$  iguale la razón de los resistores  $R_1$  y  $R_2$ , entonces:

$$\frac{R_{np}}{R_{mp}} = \frac{R_1}{R_2}$$

La ecuación de equilibrio para el puente da:

$$R_x + R_{np} = \frac{R_1}{R_2} (R_3 + R_{mp})$$

De las dos ecuaciones tenemos:

$$R_x + \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_y = \frac{R_1}{R_2} \left[ R_3 + \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) R_y \right]$$

Lo cual se reduce a

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3$$

La ecuación anterior es la ecuación de equilibrio desarrollada para el puente Wheatstone e indica que el efecto de la resistencia del alambre de conexión del punto  $m$  al punto  $n$  se elimina conectando el galvanómetro en la posición intermedia  $p$ .

Esta es la base para la construcción del puente doble Kelvin, conocido como puente Kelvin y cuyo diagrama se muestra en la figura 2-3.

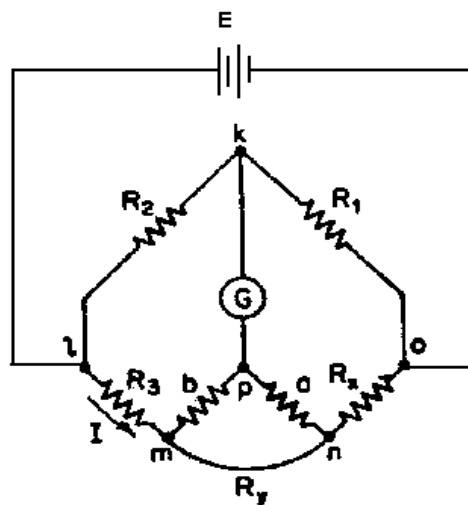


Figura 2-3

El término puente doble se usa debido a que el circuito contiene un segundo juego de ramas de relación. Este segundo conjunto de ramas, marcadas  $a$  y  $b$  en el diagrama, se conectan al galvanómetro en el punto  $p$  con el potencial

apropiado entre  $m$  y  $n$ , lo que elimina el efecto de la resistencia  $R_y$ . Una condición establecida inicialmente es que la relación de la resistencia de  $a$  y  $b$  debe ser la misma que la relación de  $R_1$  y  $R_2$ .

### 2.1.3 ÓHMETRO TIPO SERIE.

El óhmetro tipo serie consta de un galvanómetro o movimiento D'Arsonval conectado en serie con una resistencia y una batería, con un par de terminales a las cuales se conecta la resistencia desconocida. La corriente que circula a través del galvanómetro depende de la magnitud de la resistencia desconocida y la indicación del medidor es proporcional a su valor, siempre y cuando se hayan tomado en cuenta los problemas de calibración. La figura 2-4 muestra los elementos de un óhmetro en tipo serie de una sola escala.

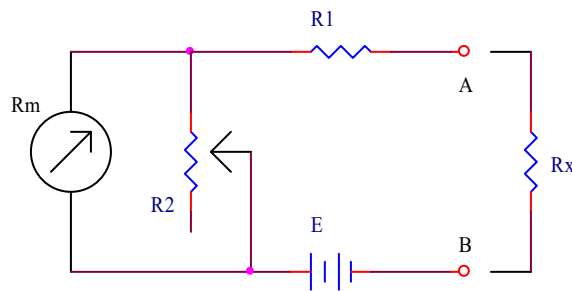


Figura 2-4

Aún cuando el óhmetro tipo serie es un diseño popular y se utiliza extensamente en los instrumentos portátiles para servicio general, tiene ciertas desventajas. La más importante se relaciona con la disminución del voltaje de la batería interna con el tiempo y el uso, de forma que la corriente a escala completa disminuye y el medidor no lee "0" cuando  $A$  y  $B$  están en cortocircuito. La resistencia de derivación  $R_2$  provee un ajuste para contrarrestar el efecto de la descarga de la batería. Es posible ajustar la aguja a escala completa con  $R_1$  eliminando  $R_2$ , pero esto cambiaría la calibración en toda la escala. El ajuste de  $R_2$  es una mejor solución, ya que la resistencia equivalente del paralelo de  $R_2$  y



la bobina  $R_m$  siempre es baja comparada con  $R_1$ , y por consiguiente el cambio requerido en  $R_2$  para el ajuste no cambia mucho la calibración. El circuito no compensa por completo el envejecimiento de la batería, pero realiza un buen trabajo dentro de los límites esperados de exactitud del instrumento.

#### 2.1.4 ÓHMETRO TIPO DERIVACIÓN.

El diagrama del circuito de un óhmetro tipo derivación se muestra en la figura 2-5. Éste consiste de una batería en serie con una resistencia de ajuste  $R_1$  y un galvanómetro D'Arsonval. La resistencia desconocida se conecta a través de las terminales A y B, en paralelo con el medidor. Para este circuito es necesario tener un interruptor que desconecte la batería cuando no se use el instrumento. Cuando la resistencia desconocida  $R_x = 0 \Omega$  (A y B están en cortocircuito), la corriente del medidor es cero. Si la resistencia desconocida  $R_x = \infty$  (A y B están abiertas), la corriente circulará únicamente a través del medidor; y con la apropiada selección del valor de  $R_1$ , se puede hacer que aguja marque escala completa. De esta forma, el óhmetro tiene la marca "cero" en el lado izquierdo de la escala (no circula corriente) y la marca "infinito" en el lado derecho de la escala (corriente de deflexión a plena escala).

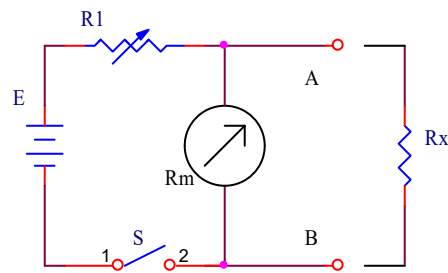


Figura 2-5

El óhmetro tipo derivación es adecuado para medir valores bajos de resistencia; no se suele emplear en los instrumentos de prueba, pero se

encuentra en los laboratorios o para aplicaciones especiales de medición de resistencia baja.

### 2.1.5 V-ÓHMETRO.

En la figura 2-6 podemos ver el circuito referente a este tipo de medidor de resistencia.

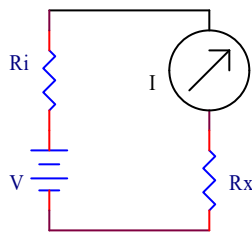


Figura 2-6

El método que se emplea en este arreglo es simple. Consiste en aplicar un voltaje de valor conocido y medir la corriente que pasa a través de la resistencia desconocida por medio de un amperímetro conectado en serie con la resistencia. El cálculo del valor de la resistencia se hace por medio de la expresión de la ley de Ohm:

$$V = RI$$

De donde podemos obtener:

$$R_x = \frac{V}{I}$$

Donde V es el voltaje aplicado, I la corriente medida y  $R_x$  el valor de la resistencia desconocida.

El método resulta bastante bueno y preciso, sólo que el rango de valores de resistencia que se puede medir es reducido, pues no es posible medir resistencias de valor menor al de la resistencia interna de la fuente de voltaje. En el caso de valores muy por encima de ésta (algunos  $M\Omega$ ), resultaría difícil

determinar el valor de la corriente por medio de un amperímetro común, pues resultan corrientes muy pequeñas. Estos valores tan pequeños de corriente se deben al valor de la resistencia  $R_x$  y al valor de la batería o fuente de voltaje.

### 2.1.6 ÓHMETRO CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

En la figura 2-7 se muestra el diagrama del óhmetro construido a base de un amplificador operacional.

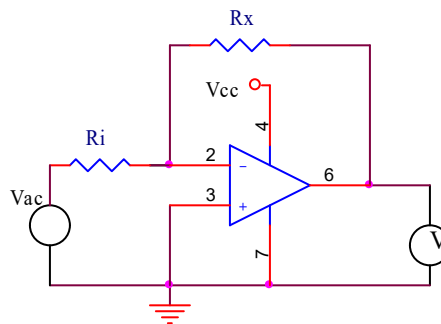


Figura 2-7

El principio de funcionamiento radica en la ganancia que la configuración amplificador inversor da a una señal de entrada  $V_{ac}$  de amplitud y frecuencia conocidas.

La señal de entrada puede ser una señal cuadrada, senoidal o triangular, que son las más comunes.

El voltaje de la señal de salida puede obtenerse mediante el empleo de un osciloscopio o de un multímetro y dado que la magnitud del voltaje de salida para este arreglo queda determinado por la expresión:

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

Conocidos  $V_o$ ,  $V_i$  y  $R_i$ , se puede determinar el valor de  $R_x$  sustituyendo en la expresión del voltaje de salida, de esta manera se tiene:

$$R_x = \left| -R_i \frac{V_o}{V_i} \right|$$

Naturalmente, el valor absoluto se ha agregado debido a que no se pueden tener valores negativos para la resistencia.

Un aspecto que se debe cuidar en la medición de resistencia por este método es que la frecuencia de la señal de entrada no debe ser muy alta, pues el amplificador operacional está limitado en su respuesta a la frecuencia (menor a 100 kHz). A su vez, la amplitud de la señal de entrada debe ser tal que el voltaje de salida no alcance la saturación.

### 2.1.7 ÓHMETRO DIGITAL.

Las limitaciones de los óhmetros analógicos debidas a sus inexactitudes se superan hasta cierto grado en los óhmetros digitales. Las fuentes de poder reguladas con precisión aumentan la exactitud de las fuentes de voltaje internas de los óhmetros digitales y las pantallas digitales de alta resolución reducen los errores de lectura asociados con las escalas de los medidores analógicos. Sin embargo, como las lecturas digitales no se pueden hacer no lineales, el óhmetro digital genera internamente una corriente constante que se aplica a la resistencia desconocida. Se mide entonces el voltaje a través de la resistencia desconocida. El voltaje medido es así proporcional a la resistencia. La figura 2-8 muestra un ejemplo de lo que sería el circuito de un óhmetro digital.

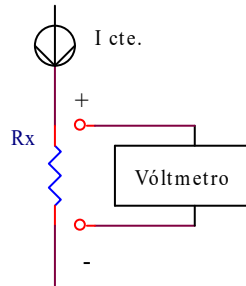


Figura 2-8

En ciertos casos se prefieren las mediciones de resistencia hechas con medidores analógicos en lugar de los medidores digitales. Esto es debido a que los medidores digitales toman muestras en intervalos de tiempo, debido a esto no pueden desplegar cambios rápidos en los parámetros de medición. En otras palabras, los cambios en los parámetros de medición y ajustes son más visibles en los medidores analógicos que en los digitales.

## 2.2 MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA MEDIR CAPACITANCIA.

Ya que los capacitores vienen en muchos tipos y tamaños, no existe un método perfecto para hacer la medición de la capacitancia. El método elegido depende básicamente de la precisión requerida, así como del tipo de voltaje con el que trabajará el capacitor (ca o cd). A continuación se hace un estudio de los métodos comunes empleados para medir capacitancia.

### 2.2.1 PUENTE SCHERING.

El puente de corriente alterna (ca) es una consecuencia del puente de corriente directa (cd) y su forma básica consiste en un puente de cuatro ramas, una fuente de excitación y un detector de cero. La fuente de potencia suministra un voltaje de ca al puente con la frecuencia deseada. Para mediciones a bajas

frecuencias, la línea de potencia puede servir como fuente de excitación; a altas frecuencias, generalmente un oscilador es el que suministra el voltaje de excitación.

El puente Schering, uno de los más importantes puentes de ca, se usa ampliamente para la medición de capacitancias. Aunque se utiliza para la medición de capacitancia en sentido general, es particularmente útil para la medición de algunas propiedades de aislamiento, como ángulos de fase muy cercanos a los  $90^\circ$ .

El circuito básico se muestra en la figura 2-9. El ramal 1 contiene una combinación en paralelo de una resistencia y un capacitor, y la rama patrón sólo contiene un capacitor. Por lo general, el capacitor patrón es de mica de alta calidad para mediciones generales de trabajo, o puede ser un capacitor de aire para mediciones de aislamiento. Un capacitor de mica de buena calidad tiene pérdidas muy bajas y por consiguiente un ángulo de fase de alrededor de  $90^\circ$  (Capacitor ideal). Cuando se diseña con cuidado un capacitor de aire, éste tiene un valor muy estable y un campo eléctrico muy pequeño; el material aislante por probar se puede conservar con facilidad fuera de cualquier campo fuerte.

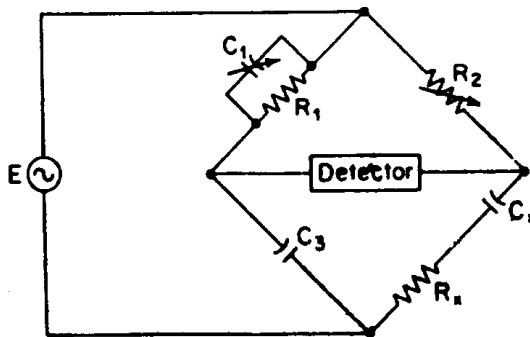


Figura 2-9

Las condiciones de equilibrio requieren que la suma de los ángulos de fase de las ramas 1 y 4 sea igual a la suma de los ángulos de fase de las ramas 2 y 3.

Puesto que el capacitor patrón está en la rama 3, la suma de los ángulos de fase de las ramas 2 y 3 será  $0^\circ + 90^\circ = 90^\circ$ . Con el fin de obtener el ángulo de fase de  $90^\circ$  que se necesita para el equilibrio, la suma de los ángulos de las ramas 1 y 4 debe ser igual a  $90^\circ$ . Puesto que en la realización general de mediciones la cantidad desconocida tiene un ángulo de fase menor de  $90^\circ$ , es necesario dar a la rama 1 un ángulo capacitivo pequeño por medio de la conexión del capacitor  $C_1$  en paralelo con el resistor  $R_1$ . Un ángulo capacitivo pequeño es muy fácil de obtener; sólo se requiere un capacitor pequeño a través de  $R_1$ .

La ecuación de equilibrio es:

$$\mathbf{Z}_x = \mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3 \mathbf{Y}_1$$

o

$$R_x - \frac{j}{\omega C_x} = R_2 \left( \frac{-j}{\omega C_3} \right) \left( \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right)$$

y si se expanden

$$R_x - \frac{j}{\omega C_x} = \frac{R_2 C_1}{C_3} - \frac{j R_2}{\omega C_3 R_1}$$

Al igualar los términos reales e imaginarios, entonces

$$R_x = R_2 \frac{C_1}{C_3}$$

$$C_x = C_3 \frac{R_1}{R_2}$$

Como se puede ver en el diagrama del circuito de la figura 2-9, las dos variables que se escogen para el ajuste del equilibrio son el capacitor  $C_1$  y el resistor  $R_2$ .

## 2.2.2 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA EN FUNCIÓN DE LA CORRIENTE.

Varios métodos permiten realizar la medición de una capacitancia sin efectuar comparaciones, como es el caso de un puente. La figura 2-10 muestra un método posible para la medición del valor de un capacitor, donde se le aplica un voltaje y de esta manera se mide la corriente a través del capacitor.

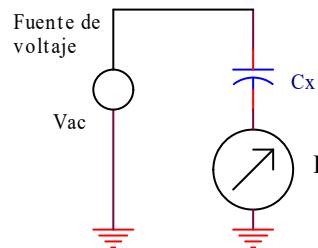


Figura 2-10

La relación entre la corriente a través del capacitor y el voltaje que se aplica es:

$$I_c = \frac{V}{X_c} = V(2\pi fC)$$

Donde V es el voltaje aplicado, f la frecuencia aplicada y C la capacitancia.

El medidor se calibra simplemente en capacitancia dada la relación lineal entre capacitancia y corriente. Aunque en teoría se trate de un circuito útil, no es práctico debido a los valores típicos de capacitores que se encuentran en la industria de la electrónica. No son raros capacitores de pocos picofarads y típicamente pueden tener voltajes de trabajo menores de 25 V. No se cuenta con dispositivos de medición de corrientes de alta frecuencia para corrientes inferiores a algunos cientos de miliamperes; por lo tanto, la corriente esperada debe ser mayor de algunos cientos de miliamperes. Si, por ejemplo, se tuviera un capacitor de 10 pF para producir una corriente de 100 mA, con un voltaje aplicado de 10 V<sub>rms</sub> (el cual sería seguro para un capacitor de 25 V) la



frecuencia tendría que ser mayor a 1600 MHz. A esta frecuencia, muchos capacitores dejan de comportarse como capacitores, formándose inductancias, resistencia de disipación y otras impedancias parásitas que dominarán la medición.

### 2.2.3 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA CON DETECTOR DE FASE.

En la figura 2-11 aparece otra alternativa para medir la capacitancia. En este circuito se mide el ángulo de fase entre el voltaje aplicado y el voltaje en el capacitor. Se suele emplear un amplificador limitador como el que se encuentra en un receptor de FM. El ángulo de fase se puede expresar como:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{R}{X_c} = \tan^{-1}(2\pi fRC)$$

El medidor en este circuito indica el ángulo,  $\theta$ , dicho medidor se puede calibrar en capacitancia ya que el ángulo es función de la capacitancia desconocida, lo que da como resultado un indicador lineal pero muy útil.

Con la expansión de Taylor, la expresión para el ángulo se puede escribir como:

$$\theta = \tan^{-1}(2\pi fRC) = (2\pi fRC) - \frac{1}{3}(2\pi fRC)^3 + \frac{1}{5}(2\pi fRC)^5 + \dots$$

Como se puede ver de la expansión de Taylor, el valor del arcotangente se aproxima al ángulo, en radianes, si el valor de  $(2\pi fRC)$  es pequeño. Para dar una idea de qué tan pequeño debe ser el arcotangente para que se utilice sólo un término de la expansión de Taylor, el cual es el primer término, considerar un arcotangente inferior a 0.1. El valor real del arcotangente es 0.0996687, y sólo es 0.3% menor que el ángulo real, en radianes. Si se calibra el medidor con esta técnica directamente en capacitancia y el ángulo de fase se

restringiera a menos de 0.1 rad, el error debido a esta aproximación no excedería del 0.3%. Por lo tanto,  $\theta = (2\pi fRC)$  para valores menores a 0.1.

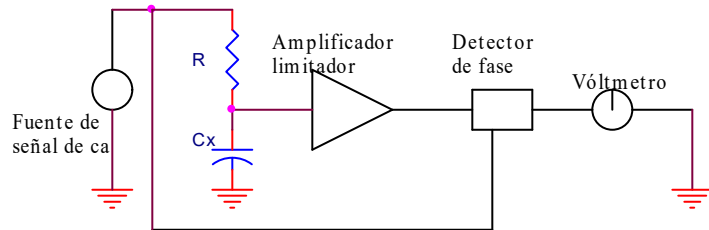


Figura 2-11

El medidor de capacitancia basado en el circuito de la figura 2-11 se puede configurar cambiando el valor de R para que cubra varias escalas, de tal forma que la lectura a escala máxima sea 0.1 rad. Como ejemplo, supóngase que la escala inferior ha de cubrir de 0 a 100 pF a escala completa, con un generador de frecuencia de 1 MHz. En consecuencia, a 1 MHz el corrimiento en fase de la resistencia, R, y con 100 pF debe ser 0.1 rad.

$$0.1 = (2\pi fR \times 100 \text{ pF})$$

Al resolver para R se obtiene:

$$R = \frac{0.1}{2\pi f \times 100 \times 10^{-12}} = 159.15\Omega$$

En el medidor a escala completa para cubrir desde 10 a 1000 pF, las resistencias deben ser de 1590  $\Omega$  para una escala máxima de 10 pF, 477  $\Omega$  para 30 pF, 159  $\Omega$  para 100 pF, 47.7  $\Omega$  para 300 pF a escala completa, y 15.9  $\Omega$  para 1000 pF a escala máxima. Es difícil medir capacitores mayores a 100 pF utilizando la fuente de 1 MHz, ya que la impedancia de un capacitor a 1 MHz es muy baja para realizar una medición exacta con este tipo de instrumento.

## 2.2.4 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA CON CIRCUITO RESONANTE.

La resonancia es una propiedad de los inductores y los capacitores que puede ser usada para medir su valor. En resonancia, la impedancia de un inductor y de un capacitor se cancelan, creando una sintonía máxima o mínima en la respuesta del circuito. Consideremos la figura 2-12 donde se muestra una red LC paralelo. La respuesta en frecuencia de este circuito es una campana cuyo pico está en  $f_0$ , la frecuencia de resonancia. A esta frecuencia, el circuito LC paralelo alcanza su más alta impedancia (idealmente infinito). El efecto de carga se minimiza a esta frecuencia. Esto es, la salida está en su máximo.

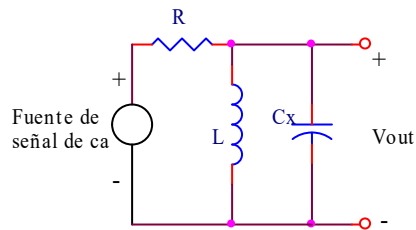


Figura 2-12

La frecuencia de resonancia depende sólo de los valores de L y C:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}$$

La frecuencia de la fuente se ajusta hasta que el voltaje de salida alcance su valor máximo, ésta será la frecuencia de resonancia. El valor de la capacitancia es:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L}$$

Obviamente, la fuente de señal de corriente alterna debe ser un generador de señales, mientras que para medir el voltaje de salida se necesita un osciloscopio.

El valor del inductor debe ser elegido para mantener la frecuencia de resonancia menor a 10 MHz. En otro caso, capacitancias parásitas y otros efectos parásitos pueden afectar la medición.

## 2.2.5 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA CON RESPUESTA EN FRECUENCIA.

El circuito de la figura 2-13, con una fuente de onda senoidal, puede ser usado en el dominio de la frecuencia para medir el valor de un capacitor. La respuesta en frecuencia de este circuito se muestra en la misma figura.

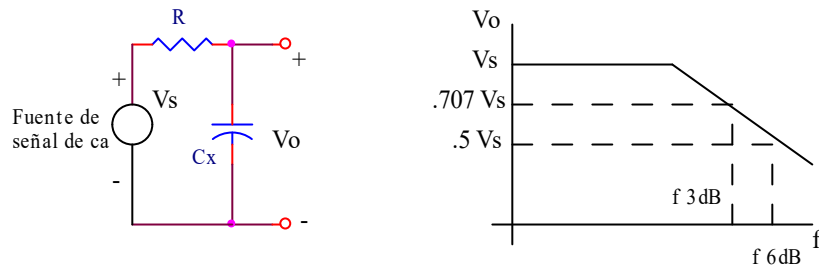


Figura 2-13

Las señales de baja frecuencia pasan desde la entrada hasta la salida con poca o nula atenuación, mientras que las señales de alta frecuencia son atenuadas significativamente. De aquí, se forma un filtro paso bajas. Normalmente, el punto en el cual la respuesta tiene una caída de 3 dB (relativa a la respuesta en bajas frecuencias) se usa para definir el ancho de banda del filtro. Una pérdida de 3 dB corresponde a una reducción en el voltaje de salida de 70.7 por ciento del valor original.

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Otro punto importante es el de los 6 dB. Una reducción de 6 dB en voltaje corresponde a una reducción del 50 por ciento en voltaje. Este será un número conveniente para usarse en la medición.

$$f_{6dB} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi RC}$$

Para medir la capacitancia, se sintoniza la fuente de onda senoidal a una frecuencia baja (usualmente 100 Hz), se observa la amplitud del voltaje de salida usando un osciloscopio, y entonces se incrementa la frecuencia de la onda senoidal hasta que el voltaje de salida caiga 3 o 6 dB. El punto de los 6 dB es probablemente el más conveniente, ocurriendo cuando el voltaje caiga a la mitad de su valor original. Esta técnica depende de que la fuente permanezca constante cuando cambia su frecuencia. Después de que la frecuencia a 3 dB o 6 dB se ha medido, el valor del capacitor se calcula mediante la siguiente expresión:

$$C = \frac{1}{2\pi R f_{3dB}} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi R f_{6dB}}$$

## 2.2.6 MEDICIÓN DE LA CAPACITANCIA MEDIANTE LA RESPUESTA ESCALÓN.

Un circuito resistor-capacitor (RC) se muestra en la figura 2-14. Este circuito tiene algunas propiedades que pueden ser usadas para determinar el valor de la capacitancia. Si la entrada ( $V_s$ ) del circuito es instantáneamente cambiada desde 0 volts hasta algún valor positivo, el voltaje de salida ( $V_o$ ) se comportará de una manera exponencial, como se muestra en la misma figura.

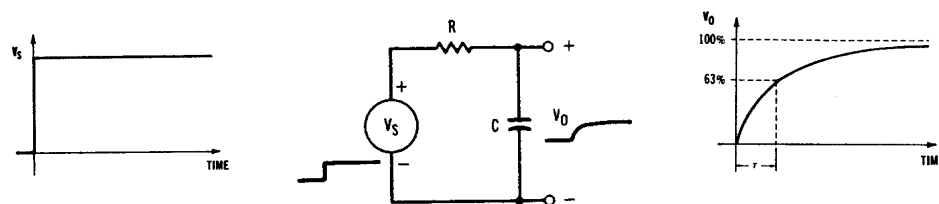


Figura 2-14

La expresión matemática de la respuesta escalón del circuito mostrado es:

$$\mathbf{v_o(t) = V_s(1 - e^{-t/\tau})} \quad \text{para } t \geq 0$$

El voltaje de salida que resulta de un escalón de voltaje en la entrada se llama respuesta escalón. Nótese que la respuesta escalón no alcanza inmediatamente el voltaje final  $V_s$ , sino que se comporta de una manera más suave. Teóricamente, le tomaría una cantidad de tiempo infinita a  $v_o$  alcanzar su valor final (el cual es el mismo que el valor final de  $V_s$ ). El método estándar para describir que tan rápido responde el circuito es la constante de tiempo del circuito.

En una constante de tiempo, la respuesta escalón alcanza 63.2 por ciento de su valor final.

$$\mathbf{v_o(\tau) = V_s(1 - e^{-\tau/\tau})}$$

$$\mathbf{v_o(\tau) = V_s(1 - e^{-1}) = 0.632V_s}$$

La constante de tiempo para este circuito es:

$$\mathbf{\tau = R \times C}$$

Un capacitor desconocido cuyo valor va a ser determinado puede ser conectado al resistor conocido, como en el circuito mostrado. Se mide la constante de tiempo y se calcula el valor del componente de acuerdo a la siguiente relación:

$$\mathbf{C = \frac{\tau}{R}}$$

Ya que la constante de tiempo es obviamente un parámetro del dominio del tiempo, se requiere un osciloscopio para medirla. Para la entrada escalón, generalmente se utiliza un generador de señales. El generador de funciones se coloca a una frecuencia muy baja (alrededor de 100 Hz), el cual actúa como un

voltaje escalón repetitivo. El periodo de la onda cuadrada debe ser tal que permita al circuito alcanzar su valor final antes de que reciba el siguiente escalón de voltaje. La amplitud de la onda cuadrada es arbitraria, siempre que esté dentro del rango del osciloscopio. El valor del resistor se obtiene experimentalmente, ya que depende del valor del capacitor a ser medido.

### 2.3 MÉTODOS COMÚNMENTE EMPLEADOS PARA MEDIR INDUCTANCIA.

Las inductancias pueden ser medidas utilizando varios métodos, al igual que los capacitores, ya que aquellas son una imagen de éstos. Debido a que los inductores están hechos con varios giros de alambre de distinta composición y tamaño, la resistencia en serie puede variar considerablemente y afectar la medición. El método de medición de la inductancia debe ser elegido a la frecuencia a la cual trabajará el inductor, para disminuir el error.

#### 2.3.1 PUENTE MAXWELL.

El puente Maxwell de la figura 2-15, se utiliza para medir una inductancia desconocida en términos de una capacitancia conocida. Una de las ramas de relación tiene una resistencia y una capacitancia en paralelo.

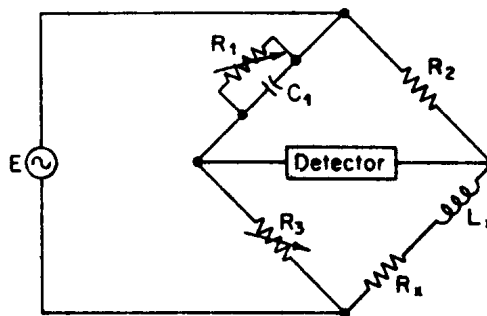


Figura 2-15

Debido a la conexión en paralelo de la rama 1, es más fácil escribir la ecuación de equilibrio del puente usando la admitancia de la rama 1 en vez de su impedancia.

$$\mathbf{Z}_x = \mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3 \mathbf{Y}_1$$

Donde  $\mathbf{Y}_1$  es la admitancia de la rama 1.

Además, se tiene que:

$$\mathbf{Z}_2 = \mathbf{R}_2; \quad \mathbf{Z}_3 = \mathbf{R}_3; \quad \text{y} \quad \mathbf{Y}_1 = \frac{1}{\mathbf{R}_1} + j\omega\mathbf{C}_1$$

La sustitución de estos valores da:

$$\mathbf{Z}_x = \mathbf{R}_x + j\omega\mathbf{L}_x = \mathbf{R}_2 \mathbf{R}_3 \left( \frac{1}{\mathbf{R}_1} + j\omega\mathbf{C}_1 \right)$$

Al separar términos reales e imaginarios:

$$\mathbf{R}_x = \frac{\mathbf{R}_2 \mathbf{R}_3}{\mathbf{R}_1}$$

y

$$\mathbf{L}_x = \mathbf{R}_2 \mathbf{R}_3 \mathbf{C}_1$$

Donde las resistencias se expresan en ohms, las inductancias en henries y las capacitancias en farads.

El puente Maxwell se limita a la medición de bobinas de Q medio ( $1 < Q < 10$ ). Esto se debe a que la suma de los ángulos de fase de un par de ramas opuestas debe ser igual a la suma de los ángulos de fase del otro par. Puesto que los ángulos de fase en los elementos resistivos de las ramas 2 y 3 suma  $0^\circ$ , la suma de los ángulos de las ramas 1 y 4 también será de  $0^\circ$ . El ángulo de fase de una bobina de Q alto será muy cercano a  $90^\circ$  (positivos), lo cual requiere que el ángulo de fase de la rama capacitiva esté cerca de  $90^\circ$



(negativos). Esto significa que la resistencia  $R_1$  ha de ser muy grande, lo cual es poco práctico.

El puente Maxwell tampoco es conveniente para la medición de bobinas con muy bajo valor de  $Q$  ( $Q < 1$ ) debido a los problemas de convergencia en el equilibrio.

El procedimiento normal para equilibrar el puente de Maxwell es ajustar primero  $R_3$  para el equilibrio inductivo y luego ajustar  $R_1$  para el equilibrio resistivo. Después, al volver al ajuste de  $R_3$  se advierte que el equilibrio resistivo se ha modificado hacia un nuevo valor. Este proceso se repite y da una convergencia lenta hacia el equilibrio final. Para bobinas de  $Q$  medio, el efecto de la resistencia no es pronunciado y el equilibrio se alcanza después de pocos ajustes.

### 2.3.2 PUENTE HAY.

El puente Hay (Figura 2-16) difiere del de Maxwell porque tiene una resistencia  $R_1$  en serie con el capacitor patrón  $C_1$  y no en paralelo. Es evidente que para ángulos de fase grandes,  $R_1$  debe tener un valor muy bajo; por consiguiente, el puente Hay es más conveniente para mediciones de bobinas de  $Q$  alto.

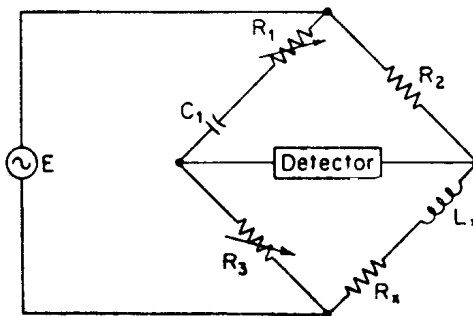


Figura 2-16

Las ecuaciones de equilibrio se derivan de la sustitución de los valores de las impedancias de las ramas del puente en la ecuación general para el equilibrio del puente. Para el circuito de la figura 2-16 se tiene:

$$Z_1 = R_1 - \frac{j}{\omega C_1}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3; \quad Z_x = R_x + j\omega L_x$$

Sabiendo que la ecuación general de equilibrio del puente es:

$$Z_1 Z_x = Z_2 Z_3$$

Tenemos entonces:

$$\left( R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \right) (R_x + j\omega L_x) = R_2 R_3$$

Que se expande a:

$$R_1 R_x + \frac{L_x}{C_1} - \frac{jR_x}{\omega C_1} + j\omega L_x R_1 = R_2 R_3$$

Al separar los términos reales de los imaginarios se obtiene:

$$R_1 R_x + \frac{L_x}{C_1} = R_2 R_3$$

y

$$\frac{R_x}{\omega C_1} = \omega L_x R_1$$

Ambas ecuaciones contienen  $L_x$  y  $R_x$ ; por tanto, hay que resolverlas simultáneamente. Esto lleva a:

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}$$

y

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}$$

Ambas expresiones para la inductancia y resistencia desconocidas contienen la velocidad angular  $\omega$  y, por tanto, se requiere que la frecuencia de la fuente de voltaje se deba conocer con exactitud. Que esto no se aplique al medir bobinas de Q alto se sigue de las siguientes consideraciones: si se recuerda que la suma de ángulos de fase a ramas opuestas debe ser igual, el ángulo de fase inductivo ha de ser igual al ángulo de fase capacitivo, puesto que los ángulos resistivos son cero. La tangente del ángulo inductivo es igual a:

$$\tan\theta_L = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L_x}{R_x} = Q$$

El ángulo de fase capacitivo es:

$$\tan\theta_C = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega C_1 R_1}$$

Cuando los dos ángulos de fase son iguales, sus tangentes también son iguales y entonces:

$$\tan\theta_L = \tan\theta_C \quad \text{o} \quad Q = \frac{1}{\omega C_1 R_1}$$

De aquí podemos obtener  $L_x$  en función de Q:

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + (1/Q)^2}$$

Para un valor de Q mayor de 10, el término  $(1/Q)^2$  será menor que 1/100 y puede ser despreciable. La ecuación se reduce a la expresión derivada del puente de Maxwell:

$$L_x = R_2 R_3 C_1$$

El puente Hay es conveniente para medir inductores con Q alto, en especial aquellos con Q mayor de 10. Para valores de Q más pequeños que 10, el término  $(1/Q)^2$  es importante y no puede despreciarse. En este caso, el puente Maxwell es el más conveniente.

### 2.3.3 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA CON RESPUESTA EN FRECUENCIA.

El circuito de la figura 2-17, con una fuente de onda senoidal, puede ser usado en el dominio de la frecuencia para medir el valor de un inductor. La respuesta en frecuencia de este circuito se muestra en la misma figura.

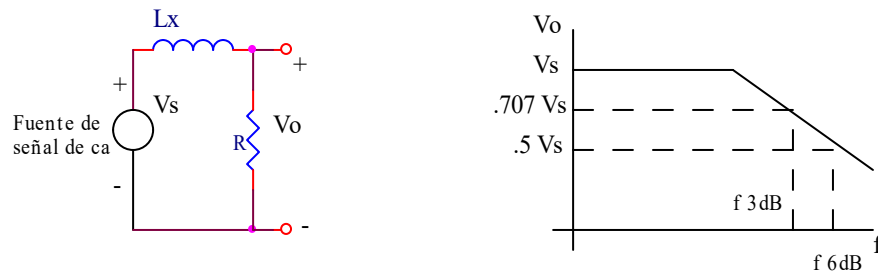


Figura 2-17

Las señales de baja frecuencia pasan desde la entrada hasta la salida con poca o nula atenuación, mientras que las señales de alta frecuencia son atenuadas significativamente. De aquí, se forma un filtro paso bajas. Normalmente, el punto en el cual la respuesta tiene una caída de 3 dB (relativa a la respuesta en bajas frecuencias) se usa para definir el ancho de banda del filtro. Una pérdida de 3 dB corresponde a una reducción en el voltaje de salida de 70.7 por ciento del valor original.

$$f_{3dB} = \frac{R}{2\pi L}$$

Otro punto importante es el de los 6 dB. Una reducción de 6 dB en voltaje corresponde a una reducción del 50 por ciento en voltaje. Este será un número conveniente para usarse en la medición.

$$f_{6dB} = \frac{\sqrt{3}R}{2\pi L}$$

Para medir la inductancia, se sintoniza la fuente de onda senoidal a una frecuencia baja (usualmente 100 Hz), se observa la amplitud del voltaje de salida usando un osciloscopio, y entonces se incrementa la frecuencia de la onda senoidal hasta que el voltaje de salida caiga 3 o 6 dB. El punto de los 6 dB es probablemente el más conveniente, ocurriendo cuando el voltaje caiga a la mitad de su valor original. Esta técnica depende de que la fuente permanezca constante cuando cambia su frecuencia. Después de que la frecuencia a 3 dB o 6 dB se ha medido, el valor del inductor se calcula mediante la siguiente expresión:

$$L = \frac{R}{2\pi f_{3dB}} = \frac{\sqrt{3}R}{2\pi f_{6dB}}$$

#### 2.3.4 MEDICIÓN DE LA INDUCTANCIA MEDIANTE LA RESPUESTA ESCALÓN.

Un circuito resistor-inductor (RL) se muestra en la figura 2-18. Este circuito tiene algunas propiedades que pueden ser usadas para determinar el valor de la inductancia. Si la entrada ( $V_s$ ) del circuito es instantáneamente cambiada desde 0 volts hasta algún valor positivo, el voltaje de salida ( $V_o$ ) se comportará de una manera exponencial, como se muestra en la misma figura.

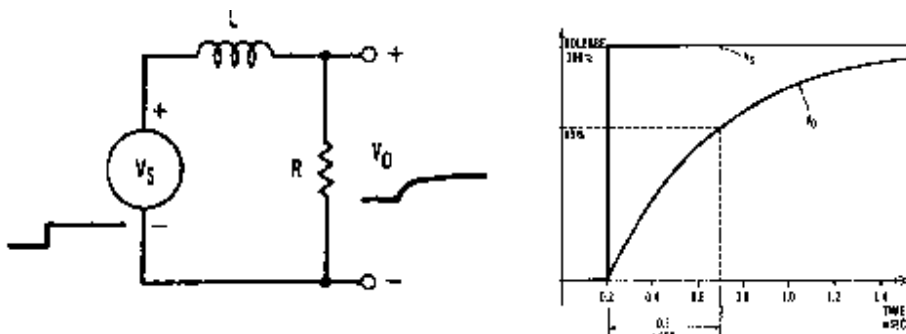


Figura 2-18

La expresión matemática de la respuesta escalón del circuito mostrado es:

$$v_o(t) = V_s(1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{para } t \geq 0$$

El voltaje de salida que resulta de un escalón de voltaje en la entrada se llama respuesta escalón. Nótese que la respuesta escalón no alcanza inmediatamente el voltaje final  $V_s$ , sino que se comporta de una manera más suave. Teóricamente, le tomaría una cantidad de tiempo infinita a  $v_o$  alcanzar su valor final (el cual es el mismo que el valor final de  $V_s$ ). El método estándar para describir que tan rápido responde el circuito es la constante de tiempo del circuito.

En una constante de tiempo, la respuesta escalón alcanza 63.2 por ciento de su valor final.

$$v_o(\tau) = V_s(1 - e^{-\tau/\tau})$$

$$v_o(\tau) = V_s(1 - e^{-1}) = 0.632V_s$$

La constante de tiempo para este circuito es:

$$\tau = \frac{L}{R}$$

Un inductor desconocido cuyo valor va a ser determinado puede ser conectado al resistor conocido, como en el circuito mostrado. Se mide la constante de tiempo y se calcula el valor del componente de acuerdo a la siguiente relación:

$$L = R \times \tau$$

Ya que la constante de tiempo es obviamente un parámetro del dominio del tiempo, se requiere un osciloscopio para medirla. Para la entrada escalón, generalmente se utiliza un generador de señales. El generador de funciones se coloca a una frecuencia muy baja (alrededor de 100 Hz), el cual actúa como un voltaje escalón repetitivo. El periodo de la onda cuadrada debe ser tal que permita al circuito alcanzar su valor final antes de que reciba el siguiente escalón de voltaje. La amplitud de la onda cuadrada es arbitraria, siempre que esté dentro del rango del osciloscopio. El valor del resistor se obtiene experimentalmente, ya que depende del valor del inductor a ser medido.

### 2.3.5 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA CON CIRCUITO RESONANTE.

La resonancia es una propiedad de los inductores y los capacitores que puede ser usada para medir su valor. En resonancia, la impedancia de un inductor y de un capacitor se cancelan, creando una sintonía máxima o mínima en la respuesta del circuito. Consideremos la figura 2-19 donde se muestra una red LC paralelo. La respuesta en frecuencia de este circuito es una campana cuyo pico está en  $f_0$ , la frecuencia de resonancia. A esta frecuencia, el circuito LC paralelo alcanza su más alta impedancia (idealmente infinito). El efecto de carga se minimiza a esta frecuencia. Esto es, la salida está en su máximo.

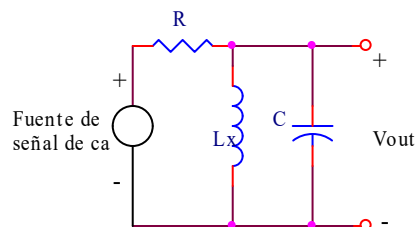


Figura 2-19

La frecuencia de resonancia depende sólo de los valores de L y C:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}$$

La frecuencia de la fuente se ajusta hasta que el voltaje de salida alcance su valor máximo, ésta será la frecuencia de resonancia. El valor de la inductancia es:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}$$

Obviamente, la fuente de señal de corriente alterna debe ser un generador de señales, mientras que para medir el voltaje de salida se necesita un osciloscopio.

El valor del capacitor debe ser elegido para mantener la frecuencia de resonancia menor a 10 MHz. En otro caso, capacitancias parásitas y otros efectos parásitos pueden afectar la medición.



## CAPÍTULO III

### DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DE LA ETAPA DE MEDICIÓN DE RESISTENCIA.

De entre los métodos para medir resistencia, se eligió el de conversión de ohms a volts (Óhmetro digital), que se mencionó en la sección 2.1.7. Debido a la flexibilidad de su diseño permite la medición de un amplio rango de valores de resistencia con un mínimo de componentes, además del bajo costo de su construcción.

El requisito fundamental de éste método es disponer de una fuente de corriente, la cual será aplicada a la resistencia desconocida. El voltaje resultante entre los pines del resistor es proporcional al valor de la resistencia.

#### 3.1 DISEÑO DE LA FUENTE DE CORRIENTE.

Como fuente de corriente se empleó el circuito integrado LM334, el cual es una fuente de corriente ajustable en un amplio rango de operación. Este circuito presenta una excelente regulación en un amplio rango de voltaje. La corriente es estabilizada con un resistor externo y prácticamente no se requiere de ninguna parte adicional. Para eliminar la dependencia del dispositivo con la temperatura, se agrega un diodo y un resistor.

El arreglo de la fuente de corriente empleado en el medidor de resistencia se muestra en la figura 3-1.

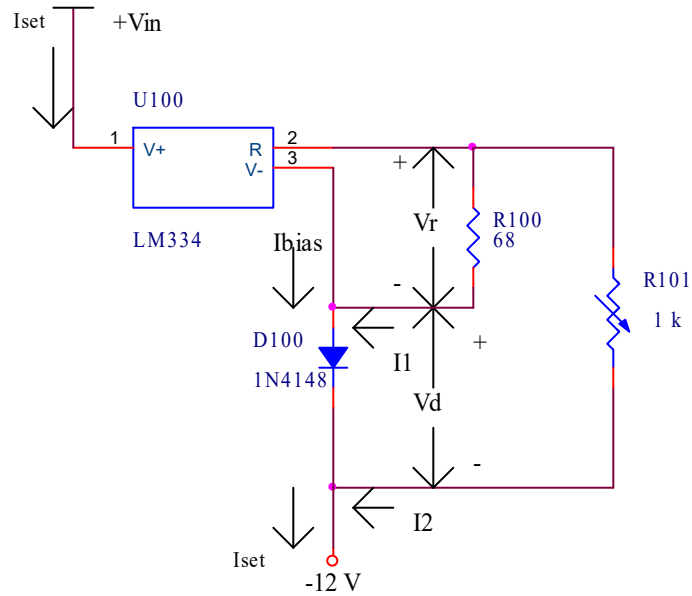


Figura 3-1

Básicamente, el LM334 sólo requiere de la resistencia  $R_{100}$  para ajustar la corriente al valor deseado. El diodo  $D_{100}$  y la resistencia  $R_{101}$  se agregan para anular la dependencia que esta fuente de corriente tenga con la temperatura; lo que significa que la corriente permanecerá constante aunque la temperatura aumente por operar durante tiempos prolongados.

La corriente que se desea ajustar ( $I_{set}$ ) es la suma de  $I_1$  e  $I_2$  más  $I_{bias}$ .  $I_{bias}$  usualmente se incluye en el término  $I_1$ , incrementando el valor  $V_r$  usado para los cálculos en un 5.9%. La expresión de la corriente queda:

$$I_{set} = I_1 + I_2 + I_{bias}$$

Donde:

$$I_1 = \frac{V_r}{R_{100}} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{V_r + V_d}{R_{101}}$$

Como deseamos anular la variación de la corriente ( $I_{set}$ ) con respecto a la temperatura ( $T$ ), entonces derivemos  $I_{set}$  con respecto a  $T$ . Consideremos que  $I_{bias}$  está incluida en  $I_1$ . La expresión es:

$$\frac{dI_{set}}{dT} = \frac{dI_1}{dT} + \frac{dI_2}{dT}$$

La variación de la corriente con respecto a la temperatura equivale a la variación del voltaje con respecto a la temperatura, dividida entre la resistencia correspondiente. Entonces:

$$\frac{dI_{set}}{dT} = \frac{dV_r / dT}{R_{100}} + \frac{(dV_r / dT) + (dV_d / dT)}{R_{101}}$$

De las hojas de especificaciones del fabricante, en la curva de voltaje  $V_r$  contra temperatura  $T$ , vemos que para una temperatura de 25 °C (298 °K, temperatura ambiente)  $V_r$  equivale a 64 mV. Como hemos agregado  $I_{bias}$  en  $I_1$ , debemos incrementar el valor de  $V_r$  en 5.9%. Entonces tenemos:

$$\frac{dV_r}{dT} = \frac{64mV + (64mV)(0.059)}{298^\circ K} \cong 227\mu V / ^\circ K$$

El coeficiente de temperatura del diodo (De sus hojas de especificaciones) es de  $-2.5$  mV/°K. Por lo tanto:

$$\frac{dI_{set}}{dT} = \frac{227\mu V / ^\circ K}{R_{100}} + \frac{(227\mu V / ^\circ K) + (-2.5mV / ^\circ K)}{R_{101}}$$

$$\frac{dI_{set}}{dT} = 0 \quad (\text{Deseamos que } I_{set} \text{ no varíe con respecto a } T)$$

Desarrollando:

$$\frac{(227\mu V / ^\circ K)R_{101} + [(227\mu V / ^\circ K) - (2.5mV / ^\circ K)]R_{100}}{R_{100}R_{101}} = 0$$

$$(227\mu V / ^\circ K)R_{101} = [(2.5mV / ^\circ K) - (227\mu V / ^\circ K)]R_{100}$$

Finalmente:

$$\frac{R_{101}}{R_{100}} = \frac{(2.5\text{mV}/^\circ\text{K}) - (227\mu\text{V}/^\circ\text{K})}{227\mu\text{V}/^\circ\text{K}} \approx 10$$

Retomando la ecuación de  $I_{set}$  tenemos:

$$I_{set} = I_1 + I_2 + I_{bias}$$

Incluyendo  $I_{bias}$  en  $I_1$  y trabajando con los voltajes:

$$I_{set} = \frac{V_r}{R_{100}} + \frac{V_r + V_d}{R_{101}}$$

Si  $V_r = 67.7\text{ mV}$  ( $64\text{ mV} + 5.9\%$  por haber incluido  $I_{bias}$  en  $I_1$ ),  $V_d = 0.6\text{ V}$  y  $R_{101} = 10R_{100}$ , tenemos:

$$I_{set} = \frac{67.7\text{mV}}{R_{100}} + \frac{67.7\text{mV} + 0.6\text{V}}{10R_{100}}$$

$$I_{set} = \frac{0.134\text{V}}{R_{100}}$$

Nuestro medidor de resistencia requiere que la fuente de corriente sea de  $2\text{ mA}$ , por lo tanto el valor de  $R_{100}$  es:

$$R_{100} = \frac{0.134\text{V}}{2 \times 10^{-3}\text{ A}} \approx 68\Omega$$

Y

$$R_{101} \approx 680\Omega$$

Para poder ajustar la corriente  $I_{set}$  al valor de  $2\text{ mA}$ , hemos elegido que el resistor  $R_{101}$  sea variable.

### 3.2 CONVERTIDOR DE OHMS A VOLTS.

En la medición de resistencias por este método es necesario tener una fuente de corriente constante que se suministre a la resistencia incógnita para hacer la conversión de ohms a voltaje. Aunque la fuente de corriente calculada anteriormente no se aplica directamente sobre el resistor  $R_x$ , sí contribuye a obtener una diferencia de potencial constante entre los pines del resistor desconocido.

El circuito convertidor de ohms a volts es el que se muestra en la figura 3-2.

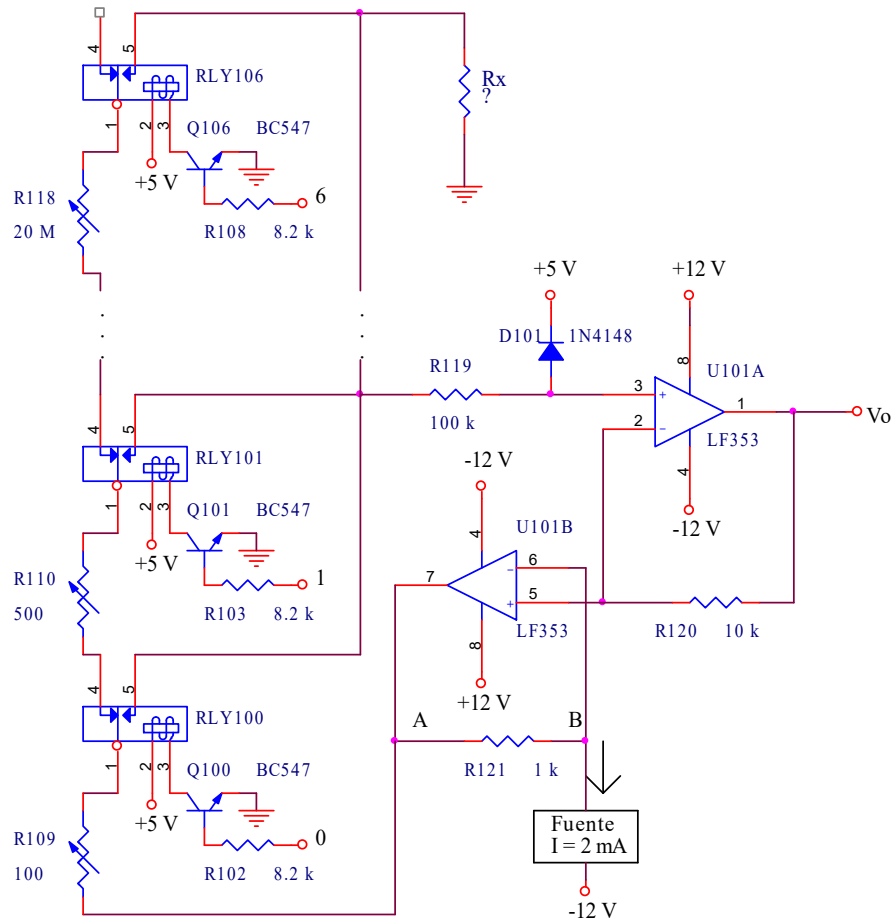


Figura 3-2

El rango de valores que se pueden medir está determinado por el valor de  $R_{esc}$ ; esta resistencia de escala es la equivalente del conjunto de resistencias en serie desde  $R_{109}$  hasta aquella resistencia en la cual algún relevador cambia de estado. También con el cambio de  $R_{esc}$  se puede modificar la resolución del instrumento.

Deseamos que cuando haya una resistencia de valor igual a  $R_{esc}$  en las terminales de medición del instrumento (Que es la condición de plena escala), el voltaje de salida ( $V_o$ ) sea de 2 volts.

Para que haya corriente ( $I_{set}$ ) fluyendo en el circuito LM334 debe haber una diferencia de potencial en la resistencia  $R_{121}$ ; dado el sentido de la corriente, el voltaje en nodo A debe ser mayor respecto al voltaje en el nodo B. La corriente es suministrada por la salida del amplificador operacional (Pin 7). Debido a la alta impedancia de entrada ( $10^{12} \Omega$ ) del LF353 no fluye corriente a través del pin 6; lo que significa que la corriente a través del LM334 es igual a la que pasa por  $R_{121}$ , y como la fuente de corriente es constante, entonces el voltaje entre los nodos A y B también permanece constante. El valor de la corriente propuesto para  $I_{set}$  es de 2 mA.

Considerando el caso extremo de plena escala, que se da cuando  $V_o = 2 \text{ V}$ , el voltaje en el pin 6 respecto a tierra es de 2 volts, pero como  $V_{AB} = 2 \text{ volts}$ , entonces el voltaje en el nodo A respecto a tierra es  $V_A = 4 \text{ V}$ . Para cumplir con la condición de que  $V_{AB} = 2 \text{ V}$  e  $I_{set} = 2 \text{ mA}$ , el valor de la resistencia  $R_{121}$  es de  $1 \text{ k}\Omega$ .

Partiendo del supuesto de que el amplificador operacional es ideal, el voltaje en el pin 1 ( $V_o$ ) es igual al voltaje en el pin 3; y como la impedancia de entrada es muy grande, no hay flujo de corriente, por lo que no hay caída de voltaje en  $R_{119}$ . En conclusión, el voltaje en  $R_x$  es igual a  $V_o$ .

La corriente que fluye a través de la resistencia de escala es la misma que fluye a través de la resistencia desconocida  $R_x$ , dada esta igualdad se puede plantear lo siguiente:

$$I_{R_{esc}} = I_{R_x}$$

Donde

$$I_{R_{esc}} = \frac{V_A - V_{R_x}}{R_{esc}} = \frac{V_A - V_O}{R_{esc}}$$

Por otra parte:

$$I_{R_x} = \frac{V_{R_x}}{R_x} = \frac{V_O}{R_x}$$

Igualando ambas expresiones:

$$\frac{V_O}{R_x} = \frac{V_A - V_O}{R_{esc}}$$

La diferencia de potencial  $V_A - V_O$  es constante e igual a 2 V. Sustituyendo:

$$\frac{V_O}{R_x} = \frac{2V}{R_{esc}}$$

Finalmente:

$$V_O = \frac{(2V)R_x}{R_{esc}}$$

De esta manera logramos convertir el valor de una resistencia desconocida en voltaje, el cual es más fácil de medir.

Idealmente  $V_O$  sería de valor infinito cuando no hubiera resistor conectado entre las puntas de medición ( $R_x = \infty$ ); sin embargo, este voltaje es de 11 V debido al valor de la fuente de alimentación (El voltaje de salida de un amplificador operacional no puede ser igual al valor de la fuente de alimentación, debido a la saturación). Este valor de  $V_O$  puede dañar la siguiente etapa (Convertidor

analógico digital). Para evitar esto se agrega el diodo  $D_{101}$ , que al tener un voltaje mayor a 5.6 volts en su ánodo, drena el exceso de corriente hacia la fuente de 5 V. Con esto, el voltaje  $V_o$  no excede 5.6 volts y se evita dañar el convertidor analógico digital.

Sugerimos que la resistencia de 1 k $\Omega$  sea de precisión para disminuir el error en las lecturas.

### 3.3 EL CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL.

El medidor de resistencia se basa ahora en construir un medidor de voltaje; la diferencia de potencial a medir es aquella que se encuentra entre los extremos del resistor de valor desconocido. Sin embargo, la lectura tomada no será el valor del voltaje sino el de la resistencia desconocida; puesto que el medidor estará calibrado para dar el valor en ohms, aunque sea un medidor de voltaje. Para convertir la señal analógica que deseamos medir (Volts) en una señal digital (Número decimal que representa el valor de la resistencia) hemos empleado el circuito integrado ICL7106, que es precisamente un convertidor analógico-digital y a su vez funciona como manejador de display de cristal líquido (LCD) de 3 ½ dígitos. Este circuito se muestra en la figura 3-3.

El voltaje del resistor desconocido entra al pin 31 del ICL7106 a través del resistor  $R_{123}$ , este resistor sirve para limitar la corriente que entra al convertidor. El convertidor alcanza 2000 cuentas en plena escala y como la plena escala la alcanza cuando tenga 2 volts en su entrada, cada cuenta equivale a 1 mV. Con esto podemos darnos una idea del valor de la diferencia de potencial en el resistor desconocido. En la escala de 2 k $\Omega$  por ejemplo, un resistor de 1 k $\Omega$  tendrá una diferencia de potencial de 1 volt, lo que generará 1000 cuentas que serán desplegadas pero agregando el punto decimal, y se leerá como 1.000 k $\Omega$ .



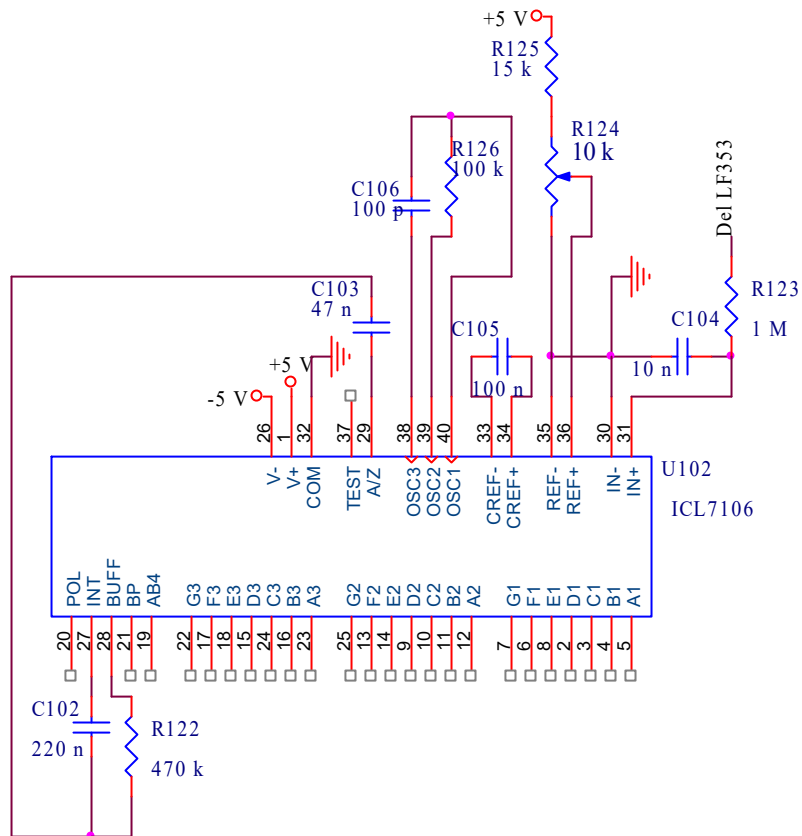


Figura 3-3

La calibración de este circuito está dada en función del voltaje de referencia que entra por el pin 36. Este voltaje debe ser la mitad del voltaje con el cual se alcanza la plena escala. En nuestro caso, esta referencia será de 1 volt. La cuenta desplegada está en función del voltaje de entrada y del voltaje de referencia, como se expresa en la siguiente relación:

$$Cuenta = 1000 \left( \frac{V_{ent}}{V_{ref}} \right)$$

El mismo fabricante sugiere los valores de los componentes externos dependiendo si el voltaje a plena escala es de 200 mV o de 2 V. Por lo que no

es necesario hacer cálculos para la obtención de dichos valores. El resistor  $R_{124}$  es variable porque es el que sirve para ajustar el valor del voltaje de referencia a 1 V, haciendo un divisor de voltaje con la fuente de alimentación de 5 volts. La salida de la señal de backplane, así como de los segmentos, se conectan a los respectivos pines de entrada del display de cristal líquido para que el valor de la resistencia sea desplegado por éste.

### 3.4 AUTORANGO DEL MEDIDOR DE RESISTENCIA.

Algo práctico en un medidor de resistencia, o de cualquier otro tipo, es que el mismo instrumento haga los cambios de escala cuando éstos se requieren; pues es común que los medidores cuentan con varias escalas, siendo difícil tener una sola que abarque todos los valores posibles. Por esta razón, hemos agregado en el medidor de resistencia una etapa encargada de hacer el cambio automático de escala. El mismo circuito ICL7106 se aprovecha para hacer el auto-rango del medidor de resistencia. Son sólo cuatro los segmentos que se necesitan para saber si el medidor requiere hacer un cambio de escala, además de la señal de backplane. El arreglo propuesto para el auto-rango del medidor es el que se muestra en la figura 3-4.

Las señales de control necesarias para el auto-rango del medidor son: sobre-rango, bajo-rango y señal de reloj.

Las señales de sobre-rango y bajo-rango están invertidas una con respecto a la otra y son generadas al detectar lecturas en el display. El circuito ICL7106 enciende el dígito más significativo y mantiene el resto en blanco ante una condición de plena escala, lo cual indica que existe un sobre-rango. Una señal de bajo-rango tiene lugar si la lectura corresponde a un valor menor a 100. Los arreglos  $R_{127}C_{100}$  y  $R_{128}C_{101}$  son necesarios para evitar estados indeterminados en la transición de bajo a alto y viceversa de las señales de bajo-rango y sobre-rango.

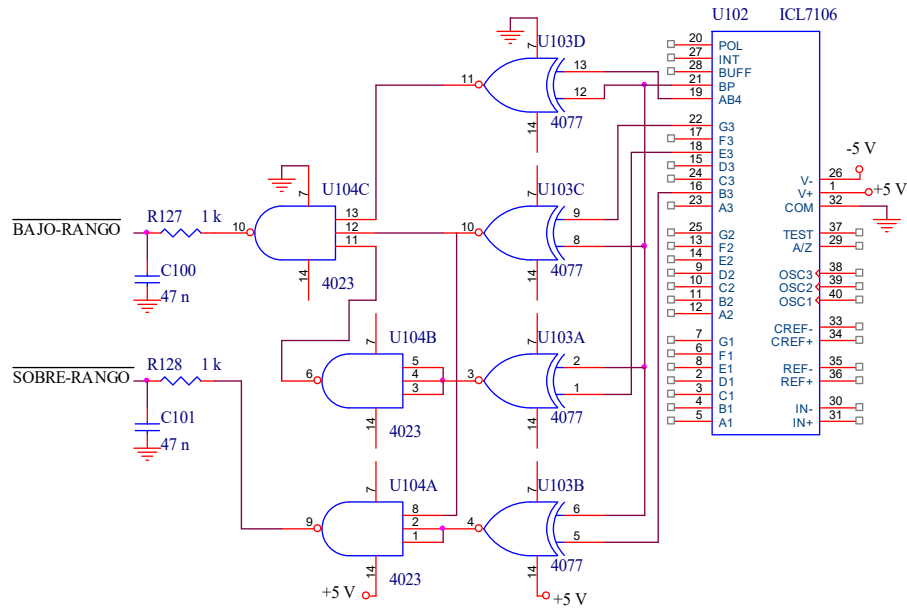


Figura 3-4

El sobre-rango y bajo-rango controlarán la dirección del desplazamiento de una escala, manteniéndose presentes en la realización de una medición hasta que la conversión sea válida. Dicho de otro modo, las señales de sobre-rango y bajo-rango se inhabilitan cuando la lectura cae dentro del rango establecido por los límites de escala plena y voltaje mínimo que se puede sensar en el convertidor analógico-digital.

### 3.4.1 LA SEÑAL DE RELOJ.

La señal de reloj controla el tiempo de desplazamiento entre escalas. Esta señal también deberá ser inhibida una vez que la conversión de la lectura de la resistencia se encuentre en la escala adecuada.

La señal de reloj se hace presente cuando reaparece la condición de sobre-rango o bajo-rango. Un circuito temporizador LMC555 en configuración astable

se encargará de generar la señal de reloj. Este circuito se muestra en la figura 3-5.

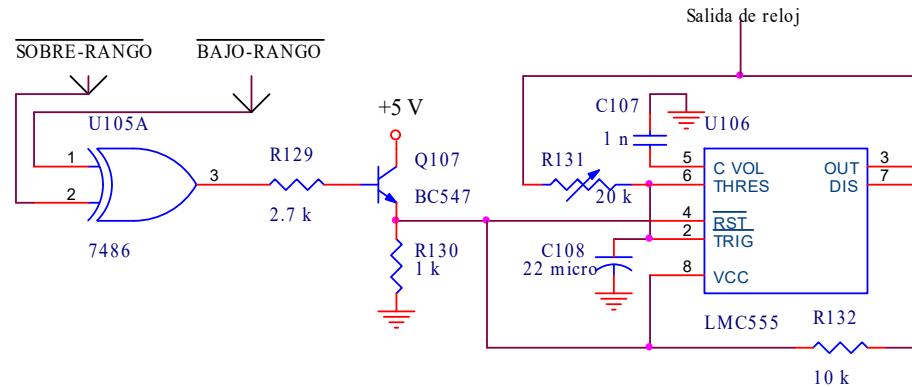


Figura 3-5

El circuito proporciona una señal cuadrada de frecuencia variable con un ciclo de trabajo del 50% determinada por la expresión:

$$f = \frac{1}{1.4R_{131}C_{108}}$$

El tiempo de desplazamiento entre escalas queda entonces determinado por el periodo de esta señal:

$$T = 1.4R_{131}C_{108}$$

La resistencia variable nos permite variar ese tiempo. El valor propuesto para  $R_{131}$  es 20 k $\Omega$ ; en lo que respecta a  $C_{108}$ , éste es de 22  $\mu$ F. Con estos valores el tiempo máximo que se obtiene es de 616 ms; el tiempo óptimo es el mínimo posible que permita responder de manera adecuada al resto de los dispositivos que forman parte del diseño.

Como se mencionó antes, la señal de reloj se encuentra habilitada mientras exista señal de bajo-rango o sobre-rango, y se inhabilita cuando la lectura se encuentra en la escala adecuada, que implicaría un estado alto en las dos

señales de control. La base de la habilitación de la señal de reloj es una compuerta XOR (7486), cuyas entradas son las señales de control (bajo-rango y sobre-rango).

Dado que las señales de bajo-rango y sobre-rango están invertidas entre sí, en los pines de entrada de la compuerta XOR sólo puede haber uno de tres estados posibles: 10, 01 y 11 (El estado 00 no sucede puesto que no es posible tener bajo-rango y sobre-rango al mismo tiempo). Si hay una señal de bajo-rango (bajo-rango = "0"), entonces en la terminal que corresponde al sobre-rango se tiene un "1" lógico, esta combinación en las entradas de la compuerta XOR dan a la salida un "1" lógico, el cual encenderá la unión base emisor el transistor  $Q_{107}$ , esto permite el flujo de corriente de colector a emisor, con lo que se produce una caída de potencial en la resistencia  $R_{130}$  suficiente para polarizar el circuito LMC555, entonces el reloj se habilita. Lo mismo sucede en el caso de que en las terminales de entrada de la compuerta XOR se tenga un sobre-rango.

En el tercer estado posible, cuando no existe señal de sobre-rango ni de bajo-rango, el nivel alto en las entradas de la compuerta XOR producen un "0" lógico en su salida, con lo cual el transistor se encontrará apagado en su unión base-emisor, no habrá flujo de corriente de colector a emisor y en consecuencia no habrá voltaje de polarización para el circuito temporizador, quedando de esta manera inhabilitado, lo que significa que el medidor ha encontrado la escala adecuada.

#### 3.4.2 EL CONTADOR ASCENDENTE-DESCENDENTE.

La señal de reloj entrará a un contador ascendente-descendente (74191). Este contador nos permitirá hacer el cambio de las escalas de manera automática, así como también sirve de registro para retener el estado actual del medidor. El sentido de la cuenta (ascendente, cambio hacia una escala mayor, o descendente, cambio hacia una escala menor) dependerá de la señal de bajo-

rango, pues ésta al tener sólo dos estados posibles (alto o bajo) determinará el sentido en que ha de operar el contador. Veamos el circuito de la figura 3-6 donde se muestra esta etapa del medidor de resistencia.

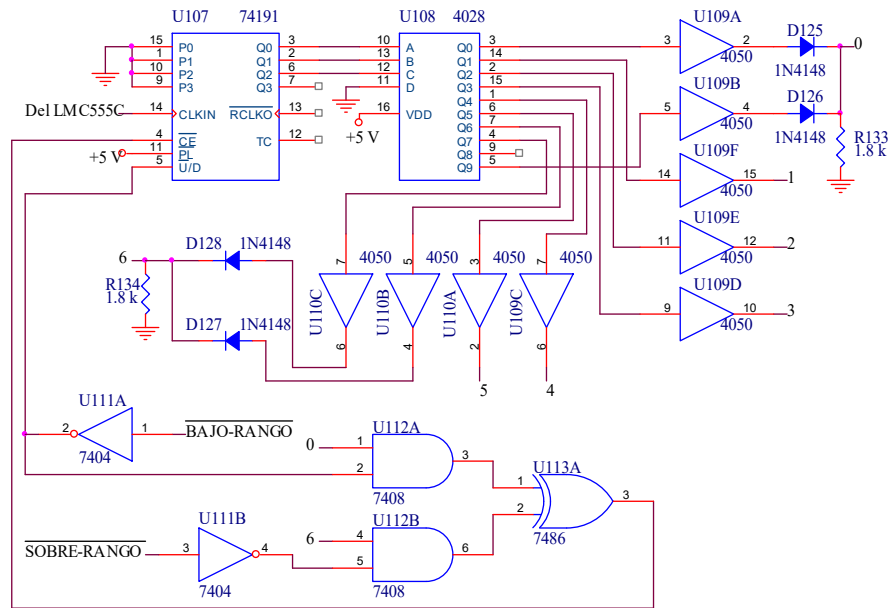


Figura 3-6

Para el caso en que se presenta un bajo-rango, se requiere que la cuenta tenga un sentido descendente para hacer el cambio hacia una escala inferior. Para que la cuenta descienda se debe colocar un nivel alto en el pin 5 del 74191; como la señal de bajo-rango tiene un nivel bajo, ésta se hace pasar por el inversor 7404 para así obtener la señal necesaria para el contador. La cuenta se decrementará hasta que se alcance la cuenta "0" (Si ninguna cuenta anterior satisfizo la escala correcta); en este estado se tendrá un "1" en el pin 3 de la compuerta AND (7408), esta señal sirve como una entrada a la compuerta XOR (7486). La otra entrada a la compuerta XOR es la salida de la otra compuerta AND, cuyo valor es "0". La salida de la compuerta XOR será un nivel alto, el cual sirve para inhibir el contador (La cuenta se congela). Cuando se coloquen las puntas de medición en corto circuito, el contador alcanzará la

cuenta mínima ("0"); es decir, la escala inferior, y permanecerá allí mientras el estado de las puntas de medición no cambie.

Cuando se tiene un sobre-rango, la señal de bajo-rango tiene un nivel alto que al ser invertido adquiere el valor "0". Este nivel bajo le indica al contador que la cuenta adquiera el sentido ascendente, para hacer el cambio hacia una escala superior. La cuenta alcanzará el valor "6" (Si ningún valor anterior satisfizo la escala correcta), en cuyo momento la salida de la compuerta XOR será alta; este nivel inhabilita el contador y el medidor de resistencia se queda en la escala máxima. Este estado (Escala máxima) sucede cuando las puntas de medición se colocan en circuito abierto.

En el momento en que se alcanza la escala correcta las señales de bajo-rango y sobre-rango tendrán un nivel alto. De la figura 3-5 podemos ver que cuando estas señales de control valen "1", la salida de la compuerta XOR tendrá un nivel bajo; este estado hace que no se encienda la unión base-emisor del transistor, por lo que se tendrá un nivel bajo en la configuración emisor común, en consecuencia el oscilador astable se inhabilita. Al no haber señal de reloj en el contador, la cuenta se congela y el medidor permanece en la escala adecuada. Esto sucede a pesar de que el contador este habilitado y se le indique que cuente hacia arriba.

Hemos mencionado que el contador se encarga de hacer los cambios de escala, indicándosele que el cambio será hacia una escala superior o una escala inferior. El 74191 es un contador binario de cuatro bits, con lo cual se alcanzaría la cuenta "15". Para el medidor hemos propuesto sólo siete escalas, por lo que únicamente necesitamos 3 bits para representar el número "6" (El "0" es la primera escala); el cuarto bit del contador se deja sin conectar pues no se necesita. Se hace uso del circuito integrado 4028 para convertir la cuenta de sistema binario a decimal; este circuito sólo es capaz de cubrir desde la cuenta "0" hasta la "9", aunque el contador binario alcance la "15".

Debido a la respuesta de todo el circuito de auto-rango, puede suceder que cuando las puntas de medición están en circuito abierto el contador pase de la cuenta "6" a la "7" antes de congelar el valor en la escala máxima, lo que causaría un estado no deseado. Para evitar esto se conectan los pines de las cuentas "6" y "7" a través de diodos para evitar que el estado de una dañe a la otra; el resistor sirve para referenciar el nivel de salida a tierra. De esta manera, si la escala máxima no se fija en la cuenta "6" lo hará en la "7", garantizando este estado cuando se tengan las puntas de medición en circuito abierto. Lo mismo puede ocurrir cuando se tengan las puntas en corto circuito; sólo que este caso la cuenta pasará de la "0" a la "9". Por esta razón se conectan los pines de estas cuentas a través de diodos como en el ejemplo anterior, con su respectivo resistor.

Una vez que ya se tiene la cuenta en decimal, estos pines se conectan a los resistores de base de los transistores que activan los relevadores para seleccionar la escala correcta, como se muestra en la figura 3-2. El display es de 3 ½ dígitos, por lo que el máximo valor que se puede desplegar (Sin tomar en cuenta el punto decimal) es 1999. Para tener dos dígitos de precisión en resistencia pequeñas hemos elegido que la primera escala alcance 19.99  $\Omega$ ; las siguientes tendrán un alcance de 199.9  $\Omega$ , 1.999 k $\Omega$ , 19.99 k $\Omega$ , 199.9 k $\Omega$ , 1.999 M $\Omega$  y 19.99 M $\Omega$ . Veamos un ejemplo para facilitar el análisis del funcionamiento del auto-rango, supongamos que se tiene una resistencia de 470  $\Omega$  entre las puntas de medición. Como el medidor estaba anteriormente en la escala máxima, se tendrá una señal de bajo-rango por lo que la cuenta empezará a descender a partir del valor "6". Con cada cuenta, la señal en el transistor cerrará el relevador correspondiente con la cuenta, abriendo el relevador anterior. Una vez que se alcance la cuenta "2", la resistencia a medir no producirá señal de control, lo que significa que se ha alcanzado la escala correcta y el tercer relevador se cierra. En este punto la resistencia serie equivalente (Resistencia de escala) es la suma de 19.99 (Resistencia de escala cero) más 179.91 (Resistencia de escala uno) más 1799.1 (Resistencia de



escala dos), por lo que la resistencia de escala es 1.999 kΩ. Puesto que en esta escala se enciende el punto decimal izquierdo, el display indicara .470 y la unidad estará dada en kΩ.

Sabemos que la unidad de la resistencia es el Ohm (Ω); pero como en el ejemplo anterior, la lectura puede estar dada en kilohms (kΩ) o megahms (MΩ), razón por la cual se necesita un indicador de kilo (k) o mega (M). A continuación veremos como se logra esta indicación.

### 3.5 EL INDICADOR DE PREFIJOS k Y M.

Los indicadores de notación científica que se utilizan en este medidor son para los prefijos “k” ( $1 \times 10^3$ ) y “M” ( $1 \times 10^6$ ), que señalan que el valor de la lectura que aparece en el display debe estar multiplicado por el factor correspondiente con la indicación para tener el valor de la resistencia en ohms. Esta indicación se hace con ayuda de un diodo emisor de luz (LED) asociado a cada uno de los prefijos. En caso de que ningún LED se encuentre encendido en una lectura dada, significa que el valor está dado directamente en ohms. En la figura 3-7 aparece el circuito indicador de prefijos.

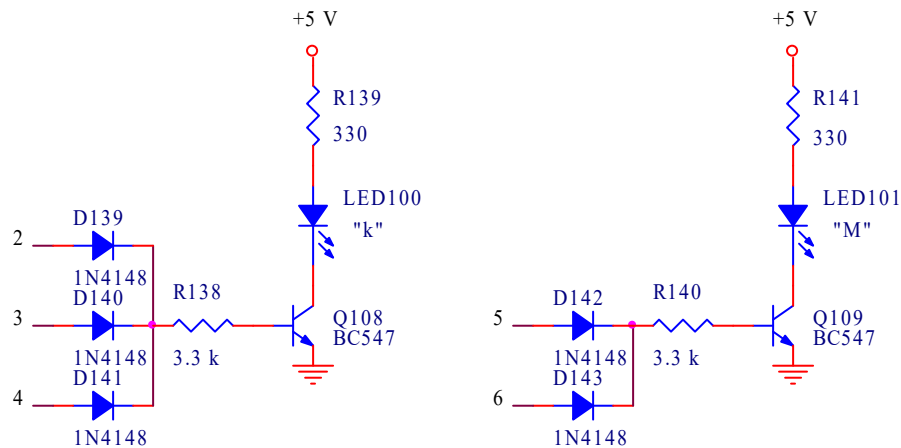


Figura 3-7

Las cuentas "0" y "1" corresponden a las escalas de 20 y 200 ohms, por lo que no requieren prefijo. Las cuentas "2", "3" y "4" activan las escalas de 2, 20 y 200 kilohms, entonces es necesario indicar "k" cuando la lectura caiga en cualquiera de estas escalas. Esto se hace conectando la señal de las cuentas a la entrada de un transistor a través de una resistencia de base y de diodos. Los diodos sirven para que la señal de una cuenta no afecte a los otros pines del contador. Cuando cualquiera de estas cuentas se encuentra activada se enciende la unión base-emisor del transistor, colocándose éste en saturación; la corriente que fluye por el colector enciende el LED indicándose el prefijo "k". Las cuentas "5" y "6" corresponden con las escalas de 2 y 20 megaohms, y en estos estados se enciende el LED que indica "M", de la misma forma como se enciende el LED anterior.

### 3.6 MANEJO DEL PUNTO DECIMAL.

Debido a que los valores comerciales de las resistencias no siempre son enteros, es necesario hacer uso del punto decimal para representar la parte fraccionaria. Desgraciadamente, como estamos manejando varias escalas en el medidor, el punto decimal no permanece fijo y es obligatorio construir una etapa que se encargue de mover y desplegar el punto decimal en función de la escala de trabajo. Naturalmente el funcionamiento de este circuito es automático (Igual que el cambio de escala), éste se muestra en la figura 3-8.

Los segmentos en el display de cristal líquido se encienden o se apagan con un tren de pulsos (Corriente alterna) no con corriente directa. El tren de pulsos está presente sin importar si el segmento se encenderá o se apagará. Un segmento se encuentra encendido si la fase de su tren de pulsos es de  $180^\circ$  con respecto a la fase de la señal de backplane. Cuando las señales están en fase, el segmento no enciende. Esta teoría del funcionamiento del display de cristal líquido la hemos aprovechado para encender o apagar el punto decimal en función de la escala que esté actuando.

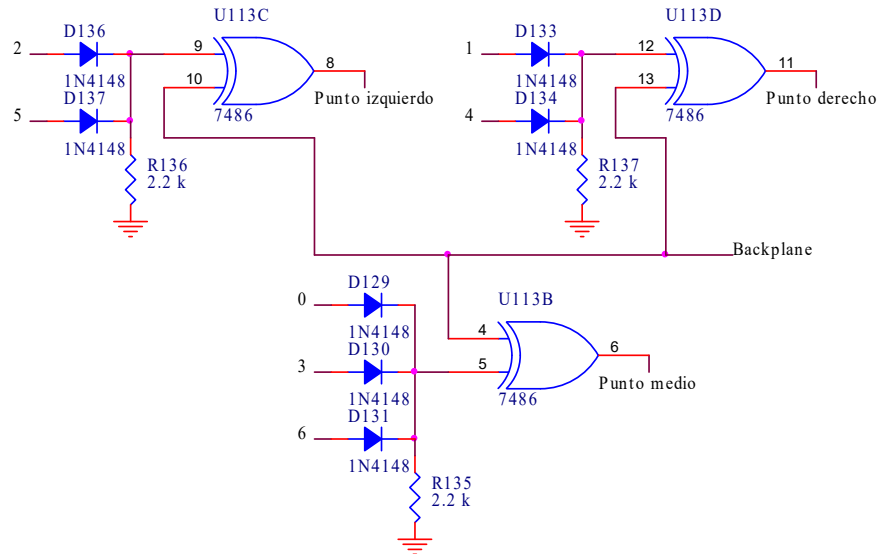


Figura 3-8

Con la cuenta “0” la máxima lectura que se puede tener es 19.99  $\Omega$  (Escala de 20  $\Omega$ ), con la cuenta “3” la lectura máxima es 19.99 k $\Omega$  (Escala de 20 k $\Omega$ ), con la cuenta “6” alcanzamos 19.99 M $\Omega$  (Escala de 20 M $\Omega$ ). En estos estados el punto decimal que se enciende es el situado en medio de los dígitos del display. Para hacer esto, las señales de las tres cuentas se conectan a una entrada de una compuerta XOR a través de sus respectivos diodos para evitar que una dañe a las restantes cuando se encuentra activada. La otra entrada de la compuerta contiene la señal de backplane. La salida de la compuerta se conecta al pin que corresponde con el punto medio. Cuando alguna de las cuentas (0, 3 o 6) se encuentra activada, la salida de la XOR generará un tren de pulsos cuya fase es de 180° respecto a la señal de backplane (Cuando el backplane es “1” la salida de la XOR es “0” y viceversa, puesto que la otra entrada de la compuerta permanece en “1”); de esta manera se logra que se encienda el punto medio cuando se activa la escala 0, 3 o 6. En caso de que ninguna de estas escalas se active, la salida de la XOR será igual a la señal de backplane (Fase igual a cero); por lo que el punto decimal no se encenderá.

El punto decimal derecho se enciende con la cuenta "1" ( $199.9 \Omega$ ) o "4" ( $199.9 \text{ k}\Omega$ ), y para lograr esto se hace un arreglo similar al planteado para el encendido del punto medio. Finalmente, el punto izquierdo enciende con la escala de la cuenta "2" ( $1.999 \text{ k}\Omega$ ) o la cuenta "5" ( $1.999 \text{ M}\Omega$ ), con un arreglo similar. El resistor sirve para referenciar a tierra la señal del contador.

## CAPÍTULO IV

### DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DE LA ETAPA DE MEDICIÓN DE CAPACITANCIA.

En el capítulo II se hizo mención de algunos métodos para hacer la medición de capacitancia. Naturalmente, no existe el método perfecto; ya que son varios parámetros que deben tomarse en cuenta en el momento de llevar a la práctica el método elegido. Estos parámetros son: disponibilidad de los instrumentos adicionales (osciloscopio, generador de señales, etc.), precisión de la lectura, tiempo de toma de lectura, rango de medición, etc.

Hablando de un medidor de capacitancia como instrumento integrado, es decir, que no requiera instrumentos adicionales, aparecen otros parámetros como son: economía, facilidad en el mantenimiento, cambio automático de escala, resolución, exactitud, rango, sistema de protección, etc.

Es obvio que ninguno de los métodos, y más explícitamente de los instrumentos, cumple óptimamente con todos los parámetros arriba mencionados. Por ejemplo, un medidor de capacitancia que tenga excelente exactitud y resolución, probablemente no salga tan económico; o el costo puede ser aún mayor si un medidor cuenta con sistema de protección. Además, su mantenimiento puede ser costoso debido a la tecnología empleada en su construcción.

Por esta razón, no hemos tratado de alcanzar la excelencia sólo en algunos parámetros y descuidarla en otros en nuestro diseño propuesto; sino cubrir la mayoría de ellos sólo de manera aceptable.

#### 4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MEDIDOR DE CAPACITANCIA.

El arreglo que proponemos para la medición de capacitancias se basa en un circuito RC. Derivado del método de medición de capacitancia por respuesta escalón, visto en la sección 2.2.6.

La idea es simple; se hace cargar el capacitor desconocido, se mide el tiempo que éste tarda en alcanzar un voltaje determinado. El tiempo de carga estará en función únicamente del valor de la capacitancia, por lo tanto, de aquí podemos conocer dicho valor.

El diagrama a bloques del medidor de capacitancias que se propone se muestra en la figura 4-1.

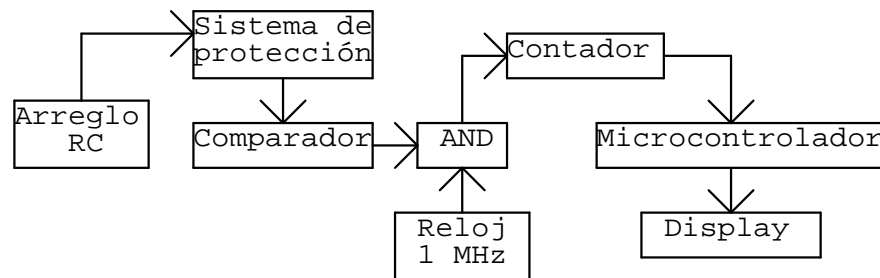


Figura 4-1

Se conecta el capacitor de valor desconocido para formar el arreglo RC. El sistema de protección se encarga de verificar que el capacitor se encuentre descargado antes de conectarlo al resto del circuito, en caso de que el capacitor tenga voltaje, el sistema de protección lo descargará y enseguida lo conectará al resto del sistema. El comparador de voltaje recibe la respuesta escalón del arreglo RC, y entrega un nivel alto mientras el voltaje del capacitor no alcance un voltaje de referencia. De esta manera se obtiene una señal cuya duración está en función directa del valor de la capacitancia. El problema se reduce ahora a medir el tiempo de duración de la señal de salida del

comparador. Para lograr esto, se realiza la operación AND de dicha señal con una señal cuadrada (reloj) de 1 MHz de frecuencia. A la salida de la compuerta AND se tendrá un tren de pulsos cuya duración es el tiempo que se desea medir. Como un pulso del reloj es equivalente a la resolución del medidor, basta con contar los pulsos obtenidos y multiplicar este número por la resolución, así se obtiene el valor de la capacitancia. El contador binario es necesario para obtener el número de pulsos. Para realizar las operaciones aritméticas contamos con un microcontrolador, éste se encarga de mandar el resultado de la operación (el valor de la capacitancia) al display de 3 ½ dígitos.

#### 4.2 RESISTENCIAS DE ESCALA.

Observemos el circuito de la figura 4-2, en él se muestra un arreglo resistor-capacitor (RC).

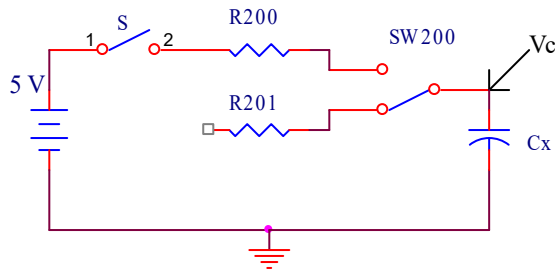


Figura 4-2

Cuando se cierra el circuito, el voltaje en el capacitor está determinado por la ecuación:

$$V_c = V_{\text{máx}} \left( 1 - e^{-t/RC} \right)$$

Donde  $V_{\text{máx}}$  es el voltaje máximo que puede alcanzar el capacitor, en este caso 5 V;  $t$  es el tiempo transcurrido hasta el momento en que se mide el voltaje en el capacitor.

Despejando  $t$  de la ecuación:

$$t = -RCLn\left(1 - \frac{V_c}{V_{\text{máx}}}\right)$$

A partir de esta ecuación se determinará el valor de la resistencia, que llamaremos resistencia de escala; la cual también está en función del valor mínimo de capacitancia que se desea medir (resolución).

Proponiendo un valor para  $V_{\text{máx}}$  de 5 volts, si queremos que un capacitor de 10 pF tarde 1  $\mu\text{s}$  en alcanzar 3.9 volts, el valor de la resistencia es:

$$R = -\frac{t}{CLn\left(1 - \frac{V_c}{V_{\text{máx}}}\right)}$$

$$R = -\frac{1 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-12} \text{Ln}\left(1 - \frac{3.9}{5}\right)} = 66044.6\Omega$$

Si ahora deseamos que un capacitor de 10 nF tarde el mismo tiempo (1  $\mu\text{s}$ ) en alcanzar los 3.9 volts, la resistencia será:

$$R = -\frac{1 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-9} \text{Ln}\left(1 - \frac{3.9}{5}\right)} = 66.04\Omega$$

En la sección del diagrama de bloques del medidor de capacitancia vimos que contamos con un reloj de 1 MHz para medir el tiempo de carga del capacitor. De aquí, el periodo de la señal de reloj es de 1  $\mu\text{s}$ . Como vamos a contar los pulsos de la señal de reloj que salen de la compuerta AND, cada pulso equivale a 1  $\mu\text{s}$ . Así, con una resistencia  $R = 66044 \Omega$ , un capacitor de 10 pF generará 1 pulso de reloj, 2 pulsos serán generados por un capacitor de 20 pF y así sucesivamente.



Proponiendo que el tiempo máximo que se pueda medir sea de 1 segundo, tendremos 1000000 pulsos como máximo generados a la salida de la compuerta AND ( $1000000 \times 1 \mu\text{s} = 1 \text{ s}$ ). Con  $R = 66044 \Omega$  podemos medir una capacitancia máxima de  $10 \mu\text{F}$  ( $1000000 \times 10 \text{ pF} = 10 \mu\text{F}$ ).

Cuando el valor de  $R$  se cambia a  $66 \Omega$ , cada pulso de reloj equivale a  $10 \text{ nF}$ . Con este valor de resistencia podemos lograr medir una capacitancia de  $10 \text{ mF}$  como máximo ( $1000000 \times 10 \text{ nF} = 10 \text{ mF}$ ).

De esta manera, el rango total que se tiene es de  $0 \text{ pF}$  hasta  $9.99 \text{ mF}$  dividido en dos escalas: la primera ocurre cuando  $R = 66.044 \text{ k}\Omega$  alcanzando un rango de  $0 \text{ pF}$  hasta  $9.99 \mu\text{F}$ , con una resolución de  $10 \text{ pF}$ ; cuando  $R = 66.0 \Omega$  ocurre la segunda, cubriendo un rango de  $10.0 \mu\text{F}$  hasta  $9.99 \text{ mF}$  con  $10 \text{ nF}$  de resolución.

El error máximo que se tiene es de una cuenta, es decir, de  $10 \text{ pF}$  para la primera escala y de  $10 \text{ nF}$  para la segunda. Para el caso de un capacitor de  $100 \text{ pF}$ , el error máximo que se puede tener es de  $10\%$ , que es el porcentaje de error que traen la mayoría de los capacitores y el cual hemos considerado tolerable; naturalmente el error disminuye mientras el valor de la capacitancia aumenta, un capacitor de  $10 \text{ nF}$  puede tener un error máximo de  $0.1\%$ . Como no es común medir capacitores de valor inferior a  $100 \text{ pF}$ , nos hemos decidido por diseñar esta resolución ( $10 \text{ pF}$ ). Para la segunda escala, como ésta inicia en  $10 \mu\text{F}$  el error inicial puede ser de  $0.1\%$  como máximo, y disminuye mientras la capacitancia aumenta.

Si deseáramos una mejor resolución, por ejemplo de  $1 \text{ pF}$ , la resistencia cuyo valor hace que un capacitor de  $1 \text{ pF}$  tarde  $1 \mu\text{s}$  en alcanzar  $3.9 \text{ volts}$  es de  $660.4 \text{ k}\Omega$ . Esta resistencia ya es grande y se aproxima al valor de la impedancia de entrada del comparador de voltaje ( $800 \text{ k}\Omega$ ); se forma un divisor de voltaje lo cual hace que el voltaje en la entrada del comparador no alcance

el voltaje de referencia y la lectura obtenida de capacitancia no corresponderá con el valor real. Por esta razón hemos desechado esta resolución.

#### 4.3 EL COMPARADOR DE VOLTAJE.

Sabemos que la parte fundamental del medidor de capacitancia está en el conteo de los pulsos que ocurren mientras el capacitor se está cargando hasta un voltaje de referencia. De la fórmula del voltaje del capacitor se ve que la trayectoria no es lineal; así, resulta difícil medir el tiempo de carga del capacitor directamente. Para facilitar la medición se usa un comparador de voltaje con una referencia de 3.9 volts. La función es simple, partiendo del supuesto de que el capacitor está descargado, cuando el capacitor se empieza a cargar a través de cualquiera de las dos resistencias de escala, el comparador de voltaje tendrá una salida alta mientras el voltaje en el capacitor no alcance los 3.9 volts de referencia, una vez que el capacitor pase este voltaje de referencia su nivel de salida será bajo. De esta manera hemos logrado obtener un pulso cuya duración está directamente relacionado con el valor del capacitor. La figura 4-3 muestra el circuito del comparador de voltaje.

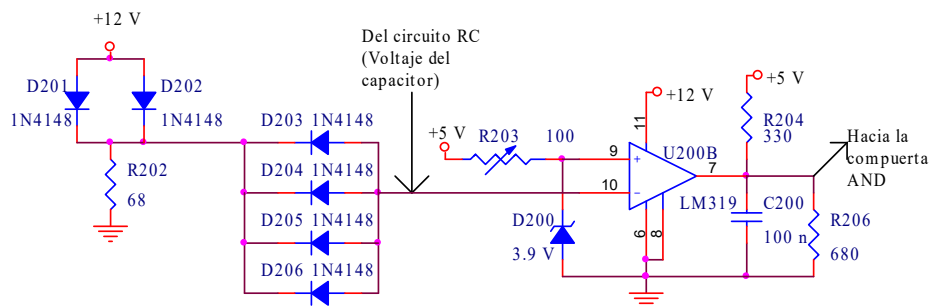


Figura 4-3

El voltaje del capacitor entra al comparador a través de su entrada negativa (configuración inversora). El voltaje de referencia (entrada positiva) se mantiene en 3.9 volts utilizando un diodo zener de 3.9 V a medio watt. La resistencia variable R<sub>203</sub> sirve para ajustar el voltaje al valor deseado.

Debido a que el capacitor puede estar cargado en el momento en que se conecta al medidor, es necesario proteger al comparador de voltaje. Para lograr esto se conectan los diodos D<sub>203</sub> al D<sub>206</sub> con la resistencia de 68 ohms a tierra. El voltaje en R<sub>202</sub> es de 11.4 volts por la caída en los diodos D<sub>201</sub> y D<sub>202</sub>; de esta manera, cuando el voltaje en el capacitor sea mayor a 12 volts, se descargará a través de la resistencia debido a que la impedancia de entrada del LM319 es muy grande (800 kΩ). Se utilizan cuatro diodos en paralelo debido a que la corriente puede ser muy alta, así se evita que alguno se quemara por no soportar la potencia. Lo mismo ocurre con los dos diodos que están en paralelo entre la fuente de 12 volts y la resistencia. Por ejemplo, si el capacitor está cargado a 35 volts tenemos:

$$I_D = (35 \text{ V}) / (68 \Omega) = 514.7 \text{ mA}$$

Como, de las hojas de especificaciones del fabricante, el diodo soporta 200 mA como máximo, al colocar 4 en paralelo pueden soportar 800 mA y de esta manera tenemos un margen suficientemente seguro. Un solo diodo de potencia puede soportar más de esta corriente, sin embargo su tiempo de respuesta no es muy bueno.

El voltaje máximo que puede tener un capacitor cargado para garantizar la protección del comparador es de 35 volts. La resistencia de 68 ohms es a 3 watt, puesto que a través de ella puede pasar más de 0.5 A, más adelante se hará el análisis de esta potencia. El diodo zener se eligió a 3.9 volts puesto que es el valor comercial inmediatamente inferior a 5 V que esta disponible.

Hemos elegido la potencia del diodo zener ( $P_z$ ) de 0.5 watt, y sabemos que su voltaje de trabajo ( $V_z$ ) es de 3.9 volts, de aquí podemos deducir la corriente máxima que soporta dicho diodo a través de la siguiente relación:

$$P_z = V_z I_{z\text{máx}}$$

Despejando la corriente:

$$I_{z\text{máx}} = \frac{P_z}{V_z} = \frac{0.5}{3.9} = 128.2\text{mA}$$

Aplicando LVK para la malla del arreglo:

$$5 - R_z I_z - V_z = 0$$

Para no forzar el diodo zener al límite, es decir, para prolongar su vida útil, proponemos una corriente de trabajo de 25 mA, de esta manera tenemos:

$$R_z = \frac{5 - V_z}{I_z}$$

$$R_z = \frac{5 - 3.9}{0.025} = 44\Omega$$

Como el valor obtenido para  $R_z$  no es comercial, se utiliza un resistor variable de 100 ohms y se ajusta al valor deseado.

La resistencia que se encuentra a la salida del comparador y que está conectada a la fuente de 5 volts, es una resistencia del Pull-Up, que sirve para que la salida del comparador nos dé en estado alto un máximo de 5V, que se requieren para ser manejados por componentes de tecnología TTL o CMOS de las siguientes etapas. Los valores de las resistencia de Pull-Up (330  $\Omega$ ) es propuesto por el fabricante.

#### 4.4 EL OSCILADOR.

La señal de reloj, en conjunto con la señal de salida del comparador, nos permite medir el tiempo de carga del capacitor hasta el voltaje de referencia mediante el conteo de pulsos. La señal de reloj es una señal cuadrada de frecuencia fija con un ciclo de trabajo del 50 %.

La frecuencia  $F_0$  de la señal de reloj queda determinada por la sensibilidad que proporcionan las resistencias de escala calculadas,  $10 \text{ pF}/1 \text{ } \mu\text{s}$  o  $10 \text{ nF}/1 \text{ } \mu\text{s}$ . Independientemente de la resolución, el tiempo mínimo es de  $1 \text{ } \mu\text{s}$ , que equivale a una frecuencia de  $1 \text{ MHz}$ . Observemos la figura 4-4 para obtener la relación entre los pulsos y el tiempo medido.

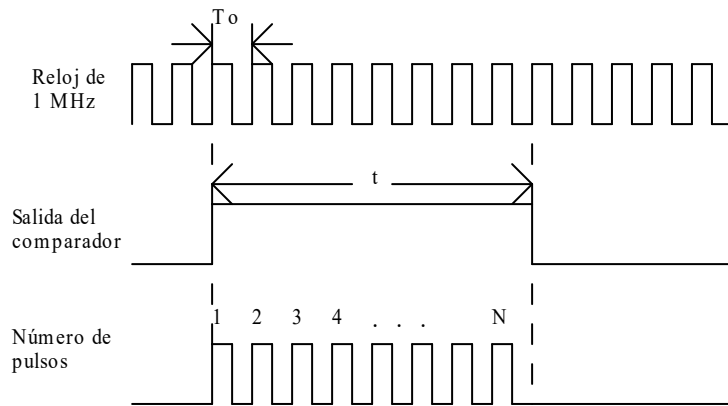


Figura 4-4

De acuerdo con la figura, el tiempo de carga del capacitor se puede determinar mediante la relación:

$$t = N \times T_0$$

Donde  $N$  es el número de pulsos y  $T_0$  equivale a  $1 \text{ } \mu\text{s}$ .

Por lo tanto, basta con contar el número de pulsos que ocurren durante el tiempo de carga del capacitor, multiplicar este valor por  $1 \text{ } \mu\text{s}$  y así conoceremos el tiempo que tarda el capacitor en alcanzar el voltaje de referencia. Sin embargo, como cada pulso equivale a  $10 \text{ pF}$ , en la primera escala, o  $10 \text{ nF}$ , en la segunda, bastará con multiplicar el número de pulsos por la resolución correspondiente y así se obtendrá el valor de la capacitancia. Sin necesidad de conocer el tiempo de carga del capacitor.

En la figura 4-5 se presenta el oscilador a  $1 \text{ MHz}$ .

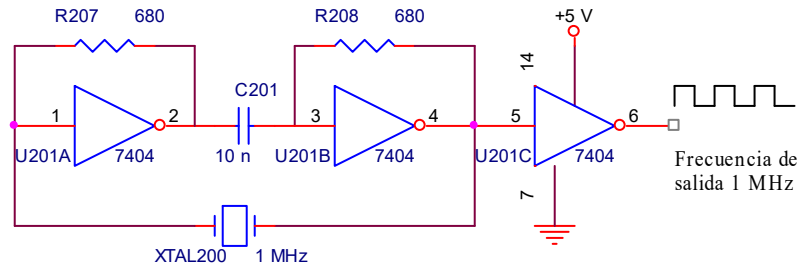


Figura 4-5

Aunque existen muchos circuitos que pueden generar una señal cuadrada con 1 MHz de frecuencia, nos hemos decidido por este debido al mínimo de componentes que requiere. La ventaja de utilizar un oscilador a cristal es que tiene mayor estabilidad a cambios de temperatura y la exactitud es inmejorable.

#### 4.5 LA OPERACIÓN AND EN EL CONTADOR DE PULSOS.

Ya tenemos la señal cuadrada de 1 MHz y el pulso del comparador de voltaje.

Como deseamos contar los pulsos que ocurren mientras dura el pulso del comparador debemos realizar la operación AND de estas dos señales. La salida de la compuerta AND se conectará a la entrada de reloj del contador.

Utilizaremos el circuito integrado 7411 que contiene tres compuertas AND de tres entradas cada una. Aunque en el contador de pulsos sólo requerimos dos entradas, hemos elegido éste porque en el medidor de inductancia se requieren dos compuertas AND de tres entradas, por lo cual aprovecharemos la compuerta restante aplicándole un "1" lógico a una de sus entradas. El circuito se muestra en la figura 4-6.

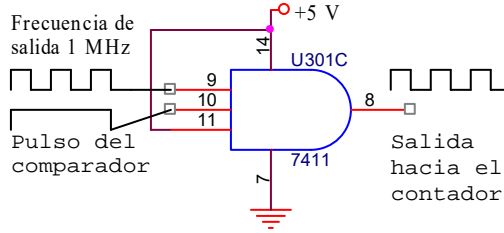


Figura 4-6

#### 4.6 LA CAPTURA Y EL ALMACENAMIENTO DE LA CUENTA.

Veamos ahora como está constituido el contador y como se logra almacenar la cuenta.

Esta etapa se muestra en la figura 4-7.

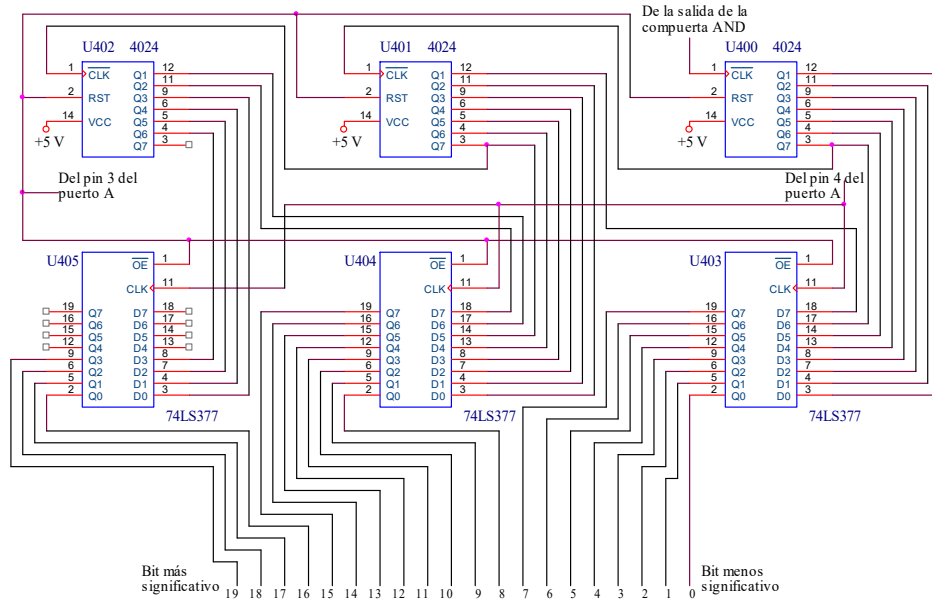


Figura 4-7

El contador está formado por tres circuitos integrados 4024; estos circuitos son contadores binarios de 7 bits cada uno. Se utilizan tres circuitos integrados 74LS377, cada uno de ellos integra 8 flip-flop tipo D.

Hemos propuesto que el tiempo máximo que vamos a medir sea de 1 segundo. Como cada pulso equivale a 1  $\mu$ s, necesitaremos un millón de pulsos para cubrir el tiempo máximo; por lo tanto, necesitamos un contador que sea capaz de alcanzar la cuenta de 1000000. Como el contador es binario, debemos saber cuántos bits se necesitan para representar el número decimal 1000000. Tenemos entonces que:

$$1000000[\text{dec}] = 11110100001001000000[\text{bin}]$$

De aquí vemos que necesitamos 20 bits para tal representación. Colocando tres 4024 en cascada formamos el contador binario de 20 bits necesario para llevar a cabo nuestro objetivo.

En la figura 4-7 se puede observar que la salida de la compuerta AND, que contiene los pulsos que nos permitirán conocer el tiempo de carga del capacitor, se conecta al reloj del primer 4024 (pin 1 de U400). Cada pulso generado por la compuerta AND, hará que el 4024 avance 1 bit en su cuenta (salidas Q's). El bit más significativo de este primer contador de 7 bits (Q<sub>7</sub>, pin3), se conecta a la entrada de reloj del segundo 4024 (U401), esto es lo que se conoce como conexión en cascada; de esta manera tenemos ahora 14 bits. Finalmente, el bit más significativo del segundo contador sirve como señal de reloj para el último 4024 (U402). De esta manera logramos un contador binario de 21 bits; pero como sólo necesitamos 20 bits, el bit más significativo (Q<sub>7</sub>) del último 4024 lo dejamos sin conectar.

Cada una de las salidas (Q's) de los respectivos contadores, se conectan a las entradas de los FF D (D's); esta conexión se hace llevando un orden consecutivo. El pin 3 del Puerto A del microcontrolador se conecta a cada una de las entradas de reset de los contadores, de esta manera se borran los



contadores para que inicien una nueva cuenta. Vemos también que el pulso de reset está conectado a las entradas de inhabilitación de los FF D; el efecto que se tiene es que los FF D no cambiarán el valor que tengan en las salidas (Q's) mientras dure el pulso. En realidad, este pulso no afecta a los FF D.

El pin 4 del puerto A se conecta a la entrada de reloj de cada uno de los FF D (pin 11). Esto ocasiona que la cuenta pase a la salida de los FF D y permanezca allí hasta que llegue una nueva; es decir, funciona como un circuito de almacenaje.

Finalmente tenemos ya el número de pulsos, en sistema binario. Si conectáramos LED's a la salida de los FF D y acopláramos todas las etapas vistas, podríamos contar el número de pulsos ocasionados por el capacitor  $C_x$ , en números binarios. Este valor se podría pasar a decimal, multiplicarlo por la resolución correspondiente (10 pF o 10 nF) y así conocer el valor de  $C_x$ . Esto no es práctico, aunque funciona.

A continuación veremos como logramos hacer que el valor de la capacitancia se pueda leer en un desplegado, sin necesidad de hacer todo lo anterior.

#### 4.7 EL MICROCONTROLADOR.

Un microcontrolador es un dispositivo electrónico que se encarga, en términos generales, de recibir datos, procesarlos y entregar el resultado de tal procesamiento.

El procesamiento de los datos se hace de acuerdo a la programación de la memoria del microcontrolador empleado.

Para nuestro medidor hemos empleado el microcontrolador AT90S8515-8, de la marca Atmel. Nos hemos decidido por éste en particular por el número de

pines de entrada/salida (32) que dispone. Además de que la velocidad del proceso es bastante buena (8 MHz).

De inicio, necesitamos 20 pines de entrada para que el microcontrolador capture los 20 bits del número binario que representa el número de pulsos. Además, como este mismo microcontrolador se utiliza tanto en el medidor de resistencia como en el de inductancia, necesitamos 2 pines más para seleccionar un subprograma según lo que se quiera medir e indicar  $\Omega$  (Ohms), si estamos en modo de medición de resistencia, F (Farads), si estamos en modo de medición de capacitancia, o H (Henries), si lo que se va a medir es una inductancia. Un pin para descargar el capacitor cuando se esté en este modo de medición. Un pin para dar el pulso que limpiará los contadores cuando se mida capacitancia. Otro pin más que dará el pulso para que la cuenta pase a los FF D y se almacene en éstos, también durante la medición de capacitancia. 2 pines para hacer los cambios de escala en el medidor de capacitancia. Un pin para desconectar el medidor de resistencia cuando se esté trabajando con cualquiera de los otros dos o viceversa. Un pin por donde salen los datos procesados y otro más por donde se obtendrá una señal de reloj necesaria para desplegar el resultado.

En total se requieren 30 pines de entrada/salida necesarios para lograr el buen funcionamiento del medidor de resistencia, capacitancia e inductancia. Aquí se ve la importancia de haber utilizado el AT90S8515-8, cuyo número de pines de entrada/salida es de 32. Estos pines están dados en grupos de 8, llamados puertos.

Observemos el circuito de la figura 4-8 donde se da la disposición de los pines del microcontrolador, así como la conexión en nuestro medidor.

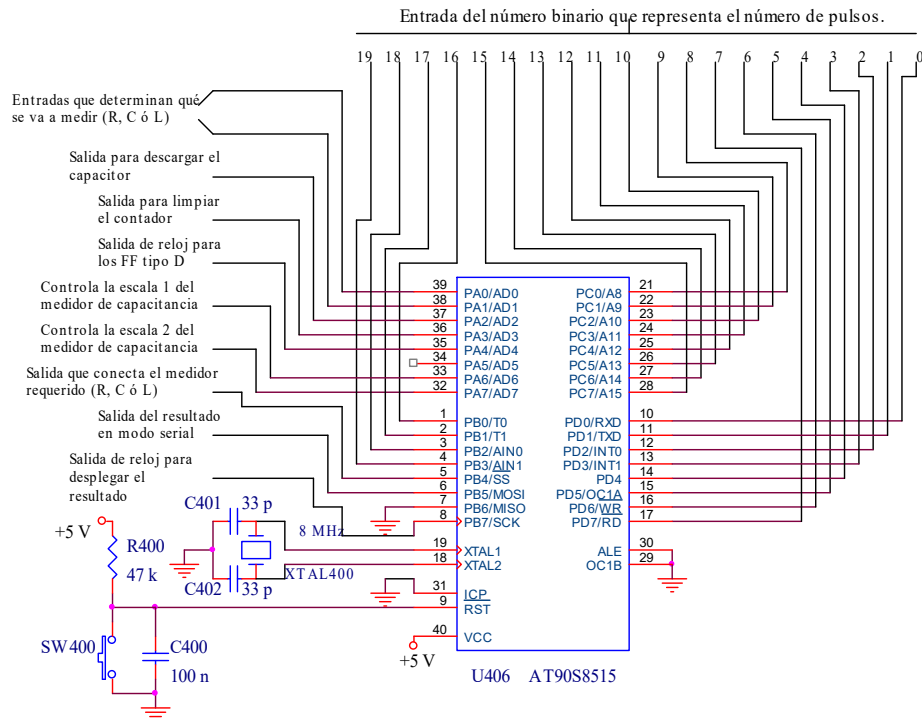


Figura 4-8

Observemos que contamos con cuatro puertos (A, B, C, D). Utilizamos los puertos D, C y cuatro pines del puerto B para capturar el número de pulsos. El bit menos significativo entra por PD0, el siguiente por PD1, y así sucesivamente hasta PD7. El bit 8 entra por PC0, el bit 9 por PC1, hasta el bit 15 que entra por PC7. El bit 16 entra por PB0, el bit 17 por PB1, el 18 por PB2, y finalmente el bit más significativo entra por PB3.

La velocidad de procesamiento está dada por la frecuencia de resonancia del cristal de cuarzo colocado entre los pines 18 y 19 del AT90S8515-8 (XTAL1 y XTAL2). Para nuestro caso se trata de un cristal a 8 MHz de frecuencia; además de 2 capacitores de 33 pF colocados entre las terminales del cristal y tierra.

El microcontrolador tiene disponible una entrada de reset (pin 9); ésta es útil cuando el programa grabado en la memoria del microcontrolador entra en un ciclo sin fin (“se traba”) por alguna razón, y en este caso es necesario reiniciar el programa. Para lograr esto, debemos colocar un pulso invertido en esta entrada. El pulso invertido lo hacemos con un arreglo RC y un interruptor de contacto momentáneo. Supongamos que el capacitor  $C_{400}$  (100 nF) se encuentra cargado; mientras el interruptor no esté oprimido, a la entrada de reset le estarán llegando 5 volts a través de la resistencia  $R_{400}$  (47 k). Cuando el interruptor se oprime, el capacitor se pone en corto circuito y se descarga, colocando un nivel bajo en la entrada de reset del microcontrolador. Cuando se suelta el interruptor, el capacitor vuelve a cargarse con una constante de tiempo de  $\tau = RC = 4.7$  ms, hasta que tengamos nuevamente un nivel alto en la entrada de reset. Con la constante de tiempo obtenida garantizamos una permanencia en nivel bajo del pulso, para así asegurar que el tiempo es suficiente para reiniciar al microcontrolador. El tiempo mínimo requerido es de 50 ns.

#### 4.8 EL SISTEMA DE PROTECCIÓN.

Algo común que ocurre en el laboratorio es que cuando los alumnos desean medir una capacitancia y el capacitor se encuentra cargado con un voltaje determinado, suelen dañar el medidor debido a que el capacitor se descarga a través del circuito de medición. Para evitar que este problema ocurra con nuestro medidor, hemos agregado un sistema que se encargará de proteger el circuito de medición.

La idea básica del diseño del sistema de protección es simple, cuando se conecte un capacitor cargado a un voltaje mayor a 5.7 volts, el capacitor se desconecta de manera automática de la etapa de medición, quedando aislado para proceder a su descarga. Una vez que el voltaje en el capacitor es nulo y no representa peligro para los dispositivos, se hace la conexión física del capacitor con la etapa de medición.

Un punto importante que se consideró fue que el dispositivo a construir es para el uso dentro del Laboratorio de Electricidad y Magnetismo, por lo que el rango de voltajes en los que debe activarse el sistema de protección no debe ser muy grande, pues este debe estar en función de los voltajes que se manejan en el laboratorio, los cuales no son muy altos.

El circuito que sirve como protección al medidor de capacitancia se muestra en la figura 4-9.

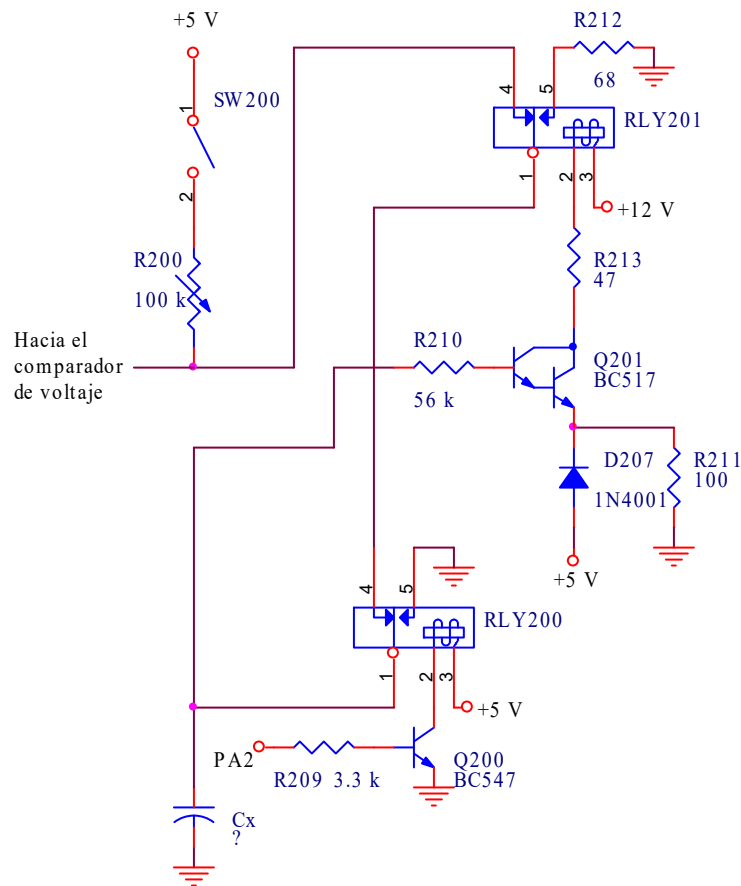


Figura 4-9

Antes de explicar el funcionamiento de este circuito, aclaremos que el relevador RLY<sub>200</sub> sirve únicamente para descargar el capacitor una vez que ya se tomó la

lectura, de esta manera se podrá hacer una nueva medición partiendo de que el capacitor ya está descargado. Es decir, la medición de la capacitancia es repetitiva mientras esté conectado el capacitor. Para hacer esto se utiliza el pin 2 del puerto A, que al dar un pulso sobre la resistencia de base del transistor BC547 hace que éste entre en saturación y el relevador cambie de estado, aterrizando así el capacitor.

La corriente fluye hacia el capacitor a través de los tiros normalmente cerrados de los relevadores; se considera que la resistencia interna de los relevadores es despreciable, por lo que no afecta el valor de las resistencias de escala, y en consecuencia no tiene efecto sobre los cálculos.

Consideremos primero como opera el circuito cuando el voltaje del capacitor se encuentra dentro de un intervalo de cero a 5 volts, que son las condiciones bajo las cuales el medidor de capacitancias opera en forma normal.

Partiendo del supuesto de que el capacitor a ser medido está completamente descargado. La corriente fluye a través de la resistencia de escala pasando por medio del tiro normalmente cerrado para empezar a cargar el capacitor. Dado que el voltaje en el capacitor en inicio es cero, éste no es suficiente para encender las uniones base-emisor del arreglo Darlington que están referidas a 4.3 V. El capacitor continuará cargándose hasta el valor del voltaje de la fuente que son 5 V. Teóricamente cada una de las uniones base-emisor encienden a 0.7V, por lo que el arreglo encenderá cuando entre las dos uniones base emisor haya 1.4V, lo cual sumado a la referencia nos da un total de 5.7 V. La caída debida a la resistencia de base del arreglo Darlington es despreciable, ya que una de las características de los transistores dispuestos en configuración Darlington es que consumen muy poca corriente de base (del orden de  $\mu\text{A}$ ) y permiten fluir cantidades relativamente grandes entre colector y emisor.

Dado que el voltaje máximo que alcanzó el capacitor fue 5 V se puede observar que éste no alcanza un voltaje suficiente para superar los 5.7 V

(teóricos) para lograr hacer que conduzca el Darlington lo cual ocasiona que no haya flujo de corriente de colector a emisor y en consecuencia no se energiza la bobina del relevador, por lo que el relevador se mantiene en su estado normal y la corriente cesa de fluir hacia el capacitor una vez que éste ha alcanzado aproximadamente el voltaje de la fuente.

Ahora consideremos el caso en que el capacitor que se coloca en las terminales del medidor se encuentra cargado a un voltaje mayor a 5.7 V.

Ante esta situación la unión base-emisor del arreglo Darlington alcanzan la condición de encendido, poniendo a trabajar al transistor Darlington en la región de saturación, con lo cual hay flujo de corriente de colector a emisor, que será la misma que fluye a través de la bobina del relevador. Al energizarse la bobina, el tiro normalmente cerrado del relevador se abre, aislando al capacitor de la etapa de medición, evitando con ello el daño al circuito comparador de voltaje, al mismo tiempo se conecta el capacitor a una resistencia para iniciar el proceso de descarga. Mientras el capacitor tenga un voltaje superior o igual a 5.7 V este estado prevalecerá.

Una vez que el capacitor ha sido descargado hasta un voltaje por debajo de los 5.7 V, nuevamente se restablecen las condiciones iniciales; es decir, el transistor Darlington se va a la región de corte, no hay flujo de corriente de colector a emisor, en consecuencia no hay corriente que energice la bobina del relevador, se desconecta la resistencia para la descarga del capacitor y se conecta nuevamente el capacitor al circuito para medición.

La obtención de los valores de los resistores, así como los componentes empleados se plantean a continuación.

El empleo del transistor Darlington se debe a que no requiere gran corriente en la base para su operación. Las regiones en las cuales ha de operar el transistor son corte y saturación, ya que se quiere que el transistor no conduzca ni

consume corriente mientras el capacitor no alcance cierto nivel de voltaje. En comparación, un TBJ requiere de más corriente de base para garantizar la saturación del transistor. Además el Darlington, por su alta ganancia de corriente, permite fluir entre las terminales colector emisor la corriente necesaria para polarizar la bobina del relevador, con un mínimo de corriente de base.

Aplicando ley de voltajes de Kirchoff (LVK) a la malla compuesta por  $C_x$ ,  $R_{210}$ ,  $Q_{201}$ ,  $D_{207}$  y la fuente de 5 volts tenemos:

$$V_{C_x} - R_{210} I_B - V_{BE} + V_D - 5 = 0$$

Donde  $V_{C_x}$  es el voltaje en el capacitor,  $I_B$  es la corriente de base del transistor Darlington,  $V_{BE}$  es el voltaje entre base y emisor del transistor,  $V_D$  es el voltaje del diodo.

De las hojas de especificaciones del Darlington, se tiene que con una corriente de base de  $5 \mu A$  y una corriente de colector de  $42 \text{ mA}$  el transistor se encuentra en la zona de saturación. A partir de esto y proponiendo 6 volts como voltaje mínimo del capacitor para que el sistema de protección se active, al sustituir en la ecuación de malla podemos despejar el valor de  $R_{210}$ .

$$6 - R_{210} (5 \mu A) - 1.4 + 0.7 - 5 = 0$$

$$R_{210} = \frac{0.3}{5 \times 10^{-6}} = 60000 \Omega$$

Tomaremos  $R_{210} = 56 \text{ k}\Omega$  por ser el valor comercial más próximo.

Para calcular la potencia de esta resistencia partamos del supuesto de que el voltaje máximo del capacitor será de 60 volts, tenemos entonces:

$$60 - (56 \times 10^3) I_B - 5.7 = 0$$

Despejando  $I_B$ :



$$I_B = 54.3 / 56e3 = 0.96 \text{ mA}$$

La potencia es entonces:

$$P_{R210} = R_{210} \times I_B^2$$

$$P_{R210} = (56000)(0.96 \times 10^{-3})^2 = 0.05 \text{ W}$$

Comercialmente la potencia será de medio watt.

Analicemos el circuito de la figura 4-10 para ver como se obtuvo el valor de  $R_{211}$  y  $R_{213}$ , así como su potencia.

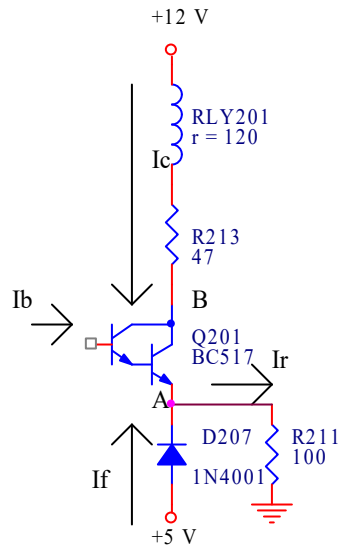


Figura 4-10

Cuando el sistema de protección se activa, en el nodo A hay cuatro corrientes presentes, la proveniente de la fuente de 5 V, la que proviene de la base (que para efectos prácticos se considera despreciable, pues el valor máximo que alcanza es 0.96 mA), la que fluye a través del colector, y la que sale del nodo, que es la resultante.

La corriente de colector ( $I_C$ ) queda determinada por la cantidad de corriente que requiere la bobina del relevador para que se active de manera adecuada y confiable. La resistencia interna del relevador es de aproximadamente  $120 \Omega$ , y dado que el relevador opera a  $5 \text{ V}$ , se puede entonces obtener la corriente de colector:

$$I_C = 5 / 120 = 41.66 \text{ mA}$$

Como el transistor debe trabajar en la región de saturación, de las hojas de especificaciones del fabricante se ve que cuando la corriente de base es de  $5 \mu\text{A}$  y la corriente de colector es de  $42 \text{ mA}$  se tiene un voltaje entre colector y emisor de  $0.7 \text{ volts}$ .

El voltaje en el nodo A es de  $4.3 \text{ volts}$ ; el voltaje en el nodo B, para que se mantenga la saturación con las corrientes dadas, debe ser de  $5 \text{ volts}$ . Por lo tanto, el valor de la resistencia  $R_{213}$  lo podemos calcular mediante la siguiente relación:

$$12 - 5 = (R_{213} + 120)(41.66 \times 10^{-3})$$

$$R_{213} = (7 / 41.66 \times 10^{-3}) - 120 = 48.02 \Omega$$

En valor comercial  $R_{213} = 47 \Omega$ .

La potencia de esta resistencia es:

$$P_{R_{213}} = (47)(41.66 \times 10^{-3})^2 = 0.08 \text{ W}$$

Una potencia comercial de  $0.5 \text{ watt}$  será suficiente.

La corriente de colector será drenada hacia tierra a través de la resistencia  $R_{211}$ ; como esta corriente es de  $41.66 \text{ mA}$  y el voltaje en la resistencia es de  $4.3 \text{ volts}$ , de aquí podemos obtener el valor de la resistencia:

$$R_{211} = 4.3 / (41.66 \times 10^{-3}) = 103.2 \Omega.$$

El valor comercial más próximo es  $R_{211} = 100 \Omega$ .

Para obtener su potencia tenemos:

$$P_{R_{211}} = (100)(41.66 \times 10^{-3})^2 = 0.173 \text{ W}$$

Esta resistencia a 0.5 watt será adecuada.

#### 4.8.1 RESISTENCIA DE DESCARGA DE $C_X$ .

Cuando calculamos la potencia de la resistencia de base ( $R_{210}$ ), partimos del supuesto de que el capacitor estaría cargado a 60 volts como máximo. Sin embargo, el coordinador del Laboratorio de Electricidad y Magnetismo nos comunicó que en las prácticas de dicho laboratorio rara vez trabajan con voltajes superiores a 20 volts de corriente directa, por lo que un voltaje máximo de protección de 35 V será suficiente.

Hay un concepto que nos ayudará a hacer el cálculo de la resistencia de descarga de  $C_X$ , éste es el de la constante de tiempo.

La constante de tiempo determina el tiempo en el cual la señal de respuesta de un sistema cuya entrada es un escalón, alcanza el 63.21 % de su valor final. En el caso de nuestro arreglo RC, éste valor está determinado por:

$$\tau = R \times C_X$$

La ecuación que determina el voltaje del capacitor cuando está en proceso de descarga es:

$$V_C = V_{\text{máx}} e^{-t/RC}$$

Donde, en nuestro caso,  $V_{\text{máx}}$  es el voltaje máximo de protección (35 V),  $C$  representa la capacitancia máxima que puede ser medida (10 mF),  $t$  es el tiempo transcurrido, y  $R$  es la resistencia que deseamos encontrar.

En teoría, el capacitor  $C_x$  tardaría un tiempo infinito en descargarse. En la práctica, debemos tomar un tiempo en el cual consideremos que el capacitor ya se ha descargado, aunque no sea así. Para esto, acordemos un tiempo  $t = 3\tau$ , que equivale a que el capacitor haya alcanzado el 95.02 % de su valor final. En este caso, propongamos un valor para la resistencia tal que el capacitor se descargue en 2 segundos, es decir:

$$t = 2 \text{ s} = 3\tau = 3RC$$

Entonces:

$$R = 2 / (3C) = 2 / (3 \times 10e-3)$$

$$R = 66.66 \Omega$$

El valor comercial más próximo es  $R = R_{212} = 68 \Omega$ .

Aparentemente un tiempo de 2 segundos es demasiado para que se descargue el capacitor, sin embargo se debe hacer notar que este tiempo disminuye cuando disminuye el valor de la capacitancia o cuando el voltaje del capacitor es inferior.

Para conocer la potencia de esta resistencia, primero debemos conocer el valor promedio del voltaje del capacitor, el cual será igual al voltaje en la resistencia. Este voltaje está dado por la siguiente fórmula:

$$V_{Cprom} = \frac{1}{T} \int V_{m\acute{a}x} e^{-t/RC} dt \quad , \text{desde } 0 \text{ a } t$$

$$V_{Cprom} = \frac{1}{T} \left[ -RCV_{m\acute{a}x} e^{-t/RC} \right] \quad , \text{valuado desde } 0 \text{ hasta } 3RC$$

Como  $R = 68 \Omega$ ,  $C = 10 \text{ mF}$  y  $V_{m\acute{a}x} = 35 \text{ V}$ , finalmente:

$$V_{Cprom} = 11.08 \text{ V}$$

La potencia de la resistencia es entonces:

$$P_{R212} = (11.08)^2 / 68 = 1.8 \text{ W}$$

Por seguridad consideremos una potencia de 2 W. El análisis es el mismo para la resistencia  $R_{202}$ .

# CAPÍTULO V

## DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DE LA ETAPA DE MEDICIÓN DE INDUCTANCIA.

### 5.1 CIRCUITO RESONANTE PARALELO.

La clave de la operación del medidor de inductancia está en el circuito resonante paralelo.

#### 5.1.1 RESONANCIA PARALELO IDEAL.

Idealmente, la resonancia paralelo ocurre cuando  $X_C = X_L$ , donde  $X_C$  es la reactancia capacitiva y  $X_L$  es la reactancia inductiva. La frecuencia en la cual la resonancia ocurre se llama *frecuencia de resonancia*. Cuando  $X_C = X_L$ , las dos corrientes,  $I_C$  e  $I_L$ , son iguales en magnitud pero  $180^\circ$  fuera de fase una respecto a la otra. Es decir, que las dos corrientes se cancelan y la corriente total es cero, como se muestra en la figura 5-1.

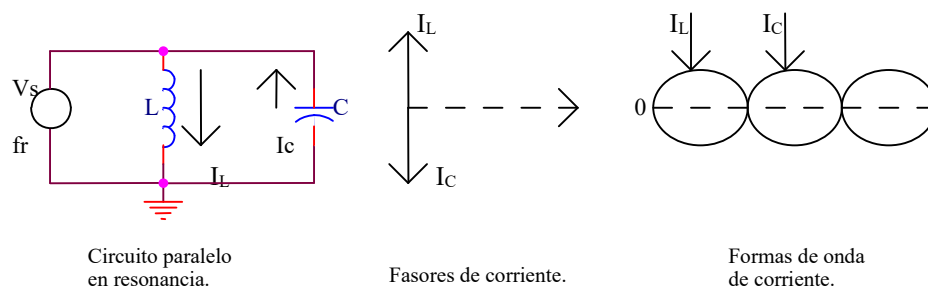


Figura 5-1

Ya que la corriente total es cero, la impedancia del circuito LC paralelo es infinitamente grande ( $\infty$ ). Las condiciones de resonancia ideal son entonces:

$$X_L = X_C$$

$$Z_r = \infty$$

Para un circuito resonante paralelo ideal (sin resistencia), la frecuencia en la cual la resonancia ocurre está determinada por la fórmula:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

El circuito resonante LC paralelo se conoce también como circuito tanque. El término *circuito tanque* se refiere al hecho de que el circuito resonante paralelo almacena energía en forma de campo magnético en el inductor, y en forma de campo eléctrico en el capacitor. La energía almacenada es transferida en semiciclos alternos entre el capacitor y el inductor; un sentido ocurre cuando el inductor se desenergiza y se carga el capacitor, otro sentido sucede cuando el capacitor se descarga y se energiza el inductor. Este concepto se ilustra en la figura 5-2.

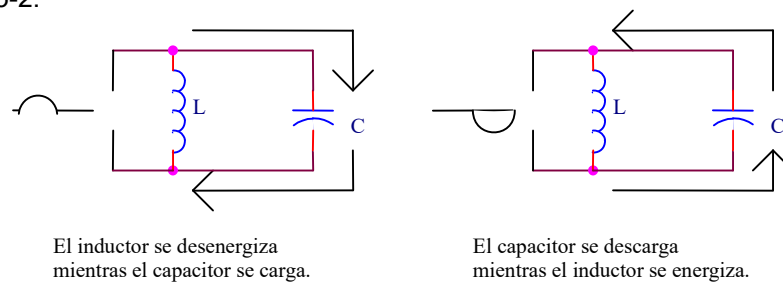


Figura 5-2

### 5.1.2 CIRCUITO RESONANTE PARALELO REAL.

Vamos a considerar la resonancia en un circuito tanque tomando en cuenta la resistencia de la bobina. La figura 5-3 muestra un circuito tanque real y su equivalente RLC paralelo.

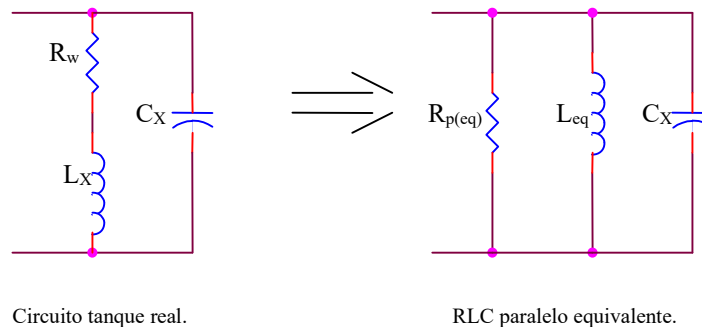


Figura 5-3

El factor de calidad,  $Q$ , del circuito en resonancia es simplemente el  $Q$  de la bobina.

$$Q = \frac{X_L}{R_w}$$

Las expresiones para la resistencia paralelo equivalente y la inductancia equivalente son:

$$R_{p(eq)} = R_w(Q^2 + 1)$$

$$L_{eq} = L \left( \frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right)$$

Si tomamos en cuenta que para  $Q \geq 10$  se tiene  $L_{eq} \cong L$ , entonces en la resonancia paralelo tendremos:

$$X_{L(eq)} = X_c$$

En el circuito equivalente paralelo,  $R_{p(eq)}$  está en paralelo con una bobina ideal y un capacitor, de tal manera que  $L$  y  $C$  actúan como un circuito tanque ideal el cual tiene una impedancia infinita en la resonancia, tal como muestra la figura 5-4. De aquí, la impedancia total del circuito tanque real en resonancia puede ser expresada simplemente como la resistencia paralelo equivalente.

$$Z_r = R_w(Q^2 + 1)$$



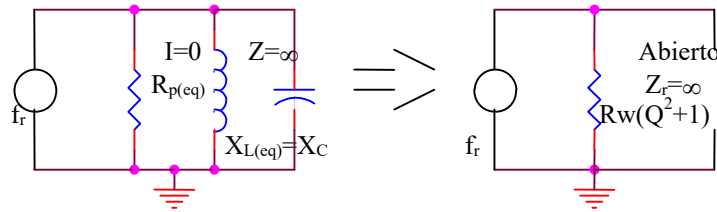


Figura 5-4

### 5.1.3 FRECUENCIA DE RESONANCIA PARALELO EN UN CIRCUITO REAL.

Como hemos visto, cuando se considera la resistencia de la bobina, la condición de resonancia es:

$$X_{L(eq)} = X_C$$

lo cual se puede expresar como:

$$2\pi f_r L \left( \frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right) = \frac{1}{2\pi f_r C}$$

Resolviendo para  $f_r$  en términos de  $Q$ :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

Cuando  $Q \geq 10$ , el término con los factores  $Q$  es aproximadamente igual a 1.

$$\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}} = \sqrt{\frac{100}{101}} = 0.995 \cong 1$$

En conclusión, tenemos que:

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{para } Q \geq 10$$

Lo que significa que la resistencia de la bobina,  $R_w$ , no afecta la frecuencia de resonancia cuando  $Q \geq 10$ . Esta será la fórmula que utilizaremos para el cálculo de la inductancia desconocida.

## 5.2 EL OSCILADOR.

Analicemos el circuito de la figura 5-5. El LM319 es un circuito integrado (CI) que contiene dos comparadores de voltaje de alta velocidad. Cuando se enciende la fuente, el voltaje aplicado en el pin 4 (entrada no inversora de uno de los comparadores) es de 2.5 V, causando que la salida esté en un nivel alto (5 volts). Esto carga el capacitor  $C_{302}$  a través del resistor  $R_{303}$ , hasta que el voltaje en el pin 5 (entrada inversora) alcanza 2.5 V. En este momento, la salida se cambia a nivel bajo (0 volts), induciendo un transitorio dentro del circuito tanque compuesto por  $L_{300}$  y  $C_{300}$ . El transitorio causa que el circuito resonante paralelo empiece a oscilar a su frecuencia de resonancia. La oscilación causa una onda cuadrada en la salida del comparador de voltaje, cuya frecuencia es la frecuencia de resonancia del circuito tanque. La onda cuadrada es acoplada de regreso al circuito resonante paralelo a través de  $R_{302}$  y  $C_{301}$  sosteniendo la oscilación.

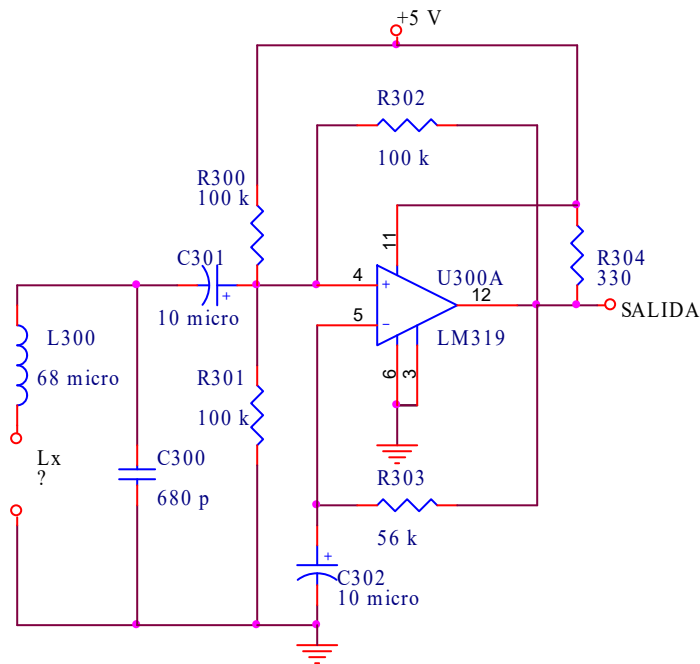


Figura 5-5

Aclaremos que el circuito oscilará si se conectan las puntas entre las cuales se coloca la bobina de inductancia desconocida, para que se cierre el circuito tanque.

Con los valores dados,  $L_{300} = 68 \mu\text{H}$  y  $C_{300} = 680 \text{ pF}$ , el circuito resonante oscilará a una frecuencia de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(68 \times 10^{-6} \text{ H})(680 \times 10^{-12} \text{ F})}} = 740.135 \text{ kHz}$$

Esta frecuencia es la máxima que podemos obtener del circuito resonante. Una vez que se conecta la bobina de inductancia desconocida, ésta queda en serie con el inductor  $L_{300}$ , así, se obtiene un inductor equivalente total que es la suma de los dos anteriores. La frecuencia de resonancia, tomando en cuenta el inductor desconocido  $L_x$ , se calcula de la siguiente manera:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_x)C}}$$

De esta fórmula podemos ver que a mayor valor de  $L_x$ , menor valor de  $f_r$ .

### 5.3 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA.

Llamémosle  $F_1$  a la frecuencia máxima que se puede obtener del circuito resonante

$$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

y  $F_2$  a la frecuencia de resonancia que se obtiene al agregar  $L_x$

$$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_x)C}}$$

Resolviendo ambas ecuaciones para obtener  $L_x$  tenemos:

$$L_x = \left[ \frac{F_1^2}{F_2^2} - 1 \right] L$$

Ésta es la fórmula que nos permite obtener el valor de la inductancia desconocida. L es la inductancia patrón cuyo valor es  $L = L_{300} = 68 \mu\text{H}$ .  $F_1$  es la frecuencia máxima de resonancia del circuito tanque,  $F_1 = 740.135 \text{ kHz}$ .  $F_2$  es la frecuencia de resonancia dependiente del valor de la inductancia desconocida  $L_x$ . De esta manera, basta con conocer la frecuencia de resonancia del circuito para obtener el valor de  $L_x$ . El método empleado en el medidor de inductancia se basa precisamente en la medición de dicha frecuencia.

### 5.3.1 ELIMINACIÓN DE LA INDUCTANCIA PARÁSITA.

Las líneas sobre el circuito impreso y los cables con los que se sujeta el inductor de valor desconocido, contribuyen a generar una inductancia parásita no deseada. Ésta afecta la lectura de la inductancia desconocida, cuando se trata de valores pequeños para  $L_x$ . Para evitar este error hacemos lo siguiente; sin conectar  $L_x$  pero juntando las pinzas esperaríamos obtener una lectura de 0 H, sin embargo no es así. La lectura obtenida es el valor de la inductancia parásita. Éste valor se puede eliminar restándolo de la fórmula anteriormente escrita. De esta manera, sí tendremos 0 H cuando se junten las pinzas, es decir, cuando no se tenga conectado  $L_x$ . La fórmula final queda de la siguiente manera:

$$L_x = \left[ \frac{F_1^2}{F_2^2} - 1 \right] L - L_p$$

Donde  $L_p$  es la inductancia parásita.

## 5.4 MEDICIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA.

Como ya vimos, el método que utilizamos para medir la inductancia está basado en la medición de la frecuencia de resonancia del circuito tanque. Vamos entonces a analizar como logramos esta medición.

### 5.4.1 OSCILADOR DE 0.5 Hz.

Sabemos que la frecuencia es el número de ciclos que ocurren durante un segundo; por lo tanto, lo primero que necesitamos es una señal de reloj que se mantenga en nivel alto durante este tiempo. Observemos el circuito de la figura 5-6.

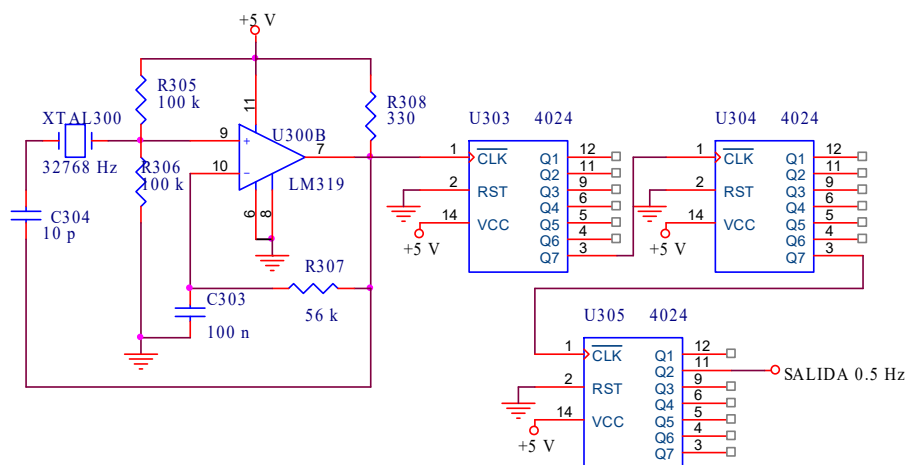


Figura 5-6

Nuevamente utilizamos el comparador de voltaje LM319, en este caso para hacer un circuito oscilador con un cristal de cuarzo de 32.768 kHz de frecuencia de resonancia.

La ventaja de hacer el oscilador con un cristal y no con un circuito LC, como el que se mostró en la figura 5-5, es que el cristal es más estable a cambios de temperatura que el oscilador LC.

A la salida del LM319 tenemos una onda cuadrada cuya frecuencia es de 32.768 kHz. Lo que queremos es una señal cuadrada que se mantenga en nivel alto durante 1 s; en otras palabras, una onda cuadrada cuya frecuencia sea de 0.5 Hz. Lo que hacemos entonces es dividir la señal original (32768 Hz) de tal manera que nos dé una frecuencia de 0.5 Hz. Para hacer la división de frecuencia utilizamos el circuito integrado 4024, que es un contador de 7 bits. Sabemos que la división se hace en potencia de 2, de tal manera que:

$$\frac{32768}{2^{16}} = 0.5$$

Lo que significa que necesitamos 16 bits para lograr tal división. Acoplando tres 4024 en cascada, y tomando la salida en el pin 11 (Q<sub>2</sub>) de la última etapa, obtenemos los bits necesarios; por lo tanto, la salida en este pin será una señal cuadrada cuya frecuencia es de 0.5 Hz.

#### 5.4.2 LA OPERACIÓN AND EN EL MEDIDOR DE FRECUENCIA.

De acuerdo con lo anteriormente mencionado, la frecuencia de una señal es el número de ciclos de dicha señal que ocurren en 1 s. Ya tenemos la señal cuyo tiempo de nivel alto es de 1 segundo; y, de acuerdo con el circuito de la figura 5-5, la frecuencia que queremos medir proviene de una señal cuadrada. Por lo tanto, únicamente debemos hacer la operación AND de ambas señales; de esta manera, a la salida de la compuerta AND tendremos los ciclos que ocurren en 1 s. Estos pulsos se hacen pasar por un contador para así obtener el número de ciclos por segundo, es decir, la frecuencia.

Observemos el diagrama de la figura 5-7. El circuito contiene un oscilador monoestable, un flip-flop JK, un flip-flop D y una compuerta AND de tres entradas, una de las cuales es la salida Q del FF JK. Las pulsaciones muestra se conectan a la compuerta AND y también a la entrada de reloj del FF JK. Estas pulsaciones muestra son generadas a partir de un circuito como el de la figura 5-6.

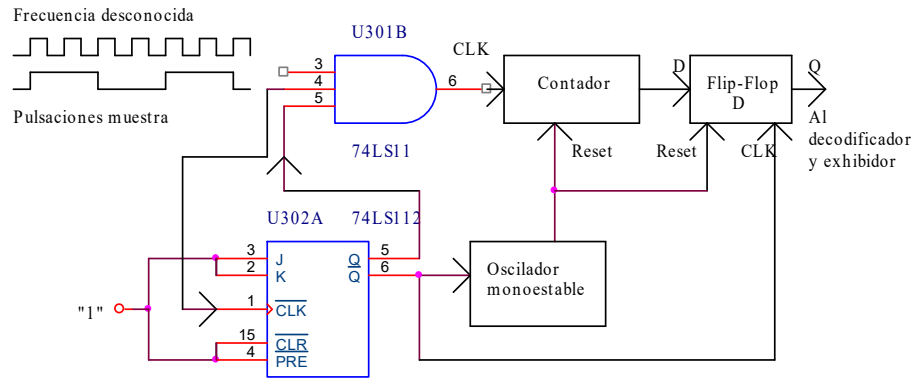


Figura 5-7

Describamos paso a paso las formas de onda de la figura 5-8, generadas a partir del circuito de la figura 5-7.

1. Supóngase que la salida Q del FF JK está en el estado 0.
2. Este nivel bajo de Q alimenta a la compuerta AND, desactivando su salida, de modo que no se alimenten pulsaciones al contador aún cuando la primera pulsación de muestreo ocurra entre  $t_1$  y  $t_2$ .
3. Al tiempo  $t_2$  la transición negativa de la primera pulsación de muestreo cambia la salida Q del FF JK de bajo a alto. A su vez, la salida Q negada del FF JK activa el oscilador monoestable, generando éste una pulsación para borrar el contador. El contador ahora exhibe cero.
4. Al tiempo  $t_3$  la segunda pulsación de muestreo activa la compuerta AND (ya que Q del FF JK es ahora "1") y permite que la frecuencia desconocida contenida en el contador se cuente hasta  $t_4$ .
5. Al tiempo  $t_4$  la pulsación de muestreo retorna a nivel bajo y cambia a Q del FF JK a estado bajo desactivando la compuerta AND. El contador suspende su operación. A su vez, Q negada del FF JK cambia a nivel alto, haciendo que la cuenta pase por el FF tipo D. La cuenta está ahora en la salida Q del FF tipo D.

6. Entre  $t_4$  y  $t_6$  el FF D contiene el conteo que se había alcanzado en el tiempo  $t_4$ . Nótese que la tercera pulsación de muestreo no activa la compuerta AND debido a que la salida Q del FF JK está en nivel bajo.
7. Al tiempo  $t_6$  la transición negativa de la pulsación de muestreo cambia Q del FF JK de nivel bajo a alto, donde Q negada del FF JK genera nuevamente la pulsación para borrar el contador. El contador iniciará en cero.
8. Al tiempo  $t_7$  la cuarta pulsación de muestreo activa la compuerta AND, permitiendo que se cuente nuevamente la frecuencia hasta el tiempo  $t_8$ .
9. Al tiempo  $t_8$  la pulsación de muestreo retorna a nivel bajo y cambia a Q del FF JK a estado bajo desactivando la compuerta AND. El contador suspende su operación. A su vez, Q negada cambia a nivel alto, haciendo que la cuenta pase por el FF tipo D, borrando en este momento la cuenta anterior. La nueva cuenta está ahora en la salida Q del FF tipo D. La operación sigue la misma secuencia que comenzó al tiempo  $t_1$ .

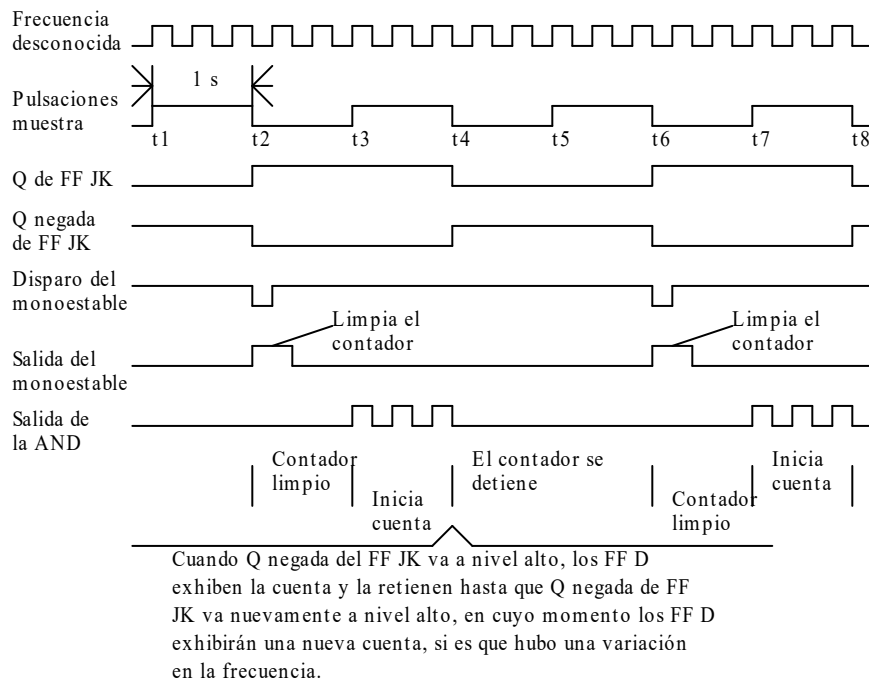


Figura 5-8



La función del flip-flop tipo D es retener la cuenta hasta que llegue una nueva; de esta manera, si se trata de la misma frecuencia, no se notarán cambios en la lectura. El tiempo de muestreo es de 4 segundos, es decir, cada 4 segundos se está tomando el valor de la frecuencia de resonancia. El valor leído es directamente el valor de la frecuencia, debido a que el pulso de muestreo es de 1 segundo. Así, si se tiene una lectura de 500, la frecuencia de resonancia será de 500 Hz.

### 5.4.3 EL OSCILADOR MONOESTABLE.

En el circuito de la figura 5-7 vemos que hay un oscilador que tiene la función de limpiar el contador. Veamos a detalle como está formado este circuito, en la figura 5-9.

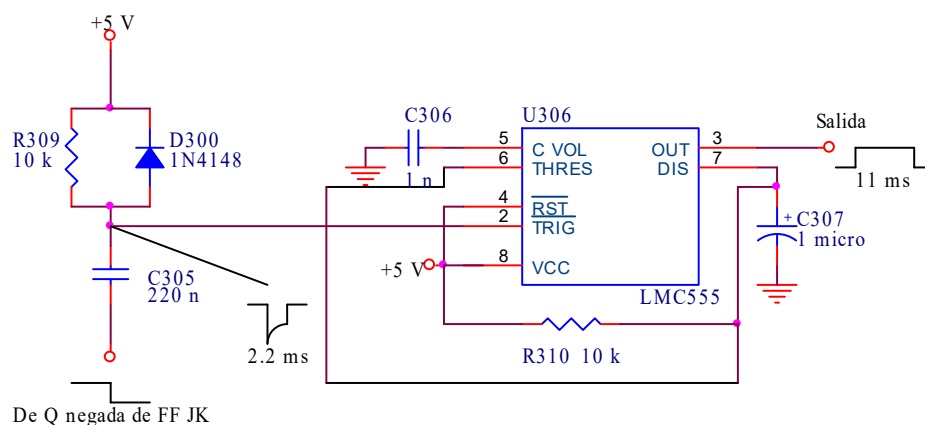


Figura 5-9

Este circuito está formado por un temporizador (LMC555), resistencias, capacitores y un diodo.

Cuando Q negada de FF JK se encuentra en nivel alto, no existe diferencia de potencial entre las terminales del capacitor C<sub>305</sub>, el voltaje en el pin 2 del LMC555 es de 5 V. En el momento en que Q negada cambia a un estado bajo, es como si el capacitor se aterrizara (0 V en el pin 2 del LMC555); por lo tanto,

éste se empieza a cargar hasta alcanzar los 5 volts que le llegan a través de  $R_{309}$ . La constante de tiempo con la cual se carga el capacitor es  $\tau = RC = 2.2$  ms; por lo cual, podemos decir que tenemos un pulso invertido en el pin 2 del LMC555, el cual es necesario para disparar el oscilador monoestable. El diodo  $D_{300}$  sirve como protección al circuito, ya que, así como se tiene el pulso invertido, también puede ocurrir un pulso que pase los 5 V de la fuente. Con el diodo, este exceso de voltaje se drena hacia la fuente y no hacia el LMC555, debido a que el diodo tiene menor impedancia de entrada que el LMC555.

El tiempo de duración del pulso que se tiene en la salida del LMC555 está dado por la fórmula  $t_A = 1.1 RC$ , donde para nuestro caso  $R = R_{310} = 10 \text{ k}\Omega$  y  $C = C_{307} = 1 \text{ }\mu\text{F}$ . De acuerdo con estos valores, el pulso que obtenemos es de 11 ms. Este tiempo es suficiente para limpiar el contador.

#### 5.4.4 LA CAPTURA Y EL ALMACENAMIENTO DE LA CUENTA.

Veamos ahora como está constituido el contador y como se logra almacenar la cuenta hasta que llegue una nueva.

Recordemos que hasta este punto tenemos tres señales: una es la salida de la compuerta AND que nos dará los pulsos que deseamos contar, otra es la salida Q negada del flip-flop JK que hará que la cuenta pase hacia el flip-flop tipo D y finalmente tenemos la señal que servirá para limpiar el contador.

Esta etapa del medidor de frecuencia se muestra en la figura 5-10. Esta figura es muy semejante a la 4-7; sin embargo, la 5-10 trabaja con el oscilador monoestable y el flip-flop JK, mientras que la otra lo hace con los pines A3 y A4 del microcontrolador.

En la figura 5-7 se hace referencia a un contador y un flip-flop tipo D, de manera singular. En realidad, el contador está formado por tres circuitos

integrados 4024; estos circuitos son contadores de binarios de 7 bits cada uno. El FF D constituye tres circuitos integrados 74LS377, cada uno de ellos integra 8 flip-flop tipo D.

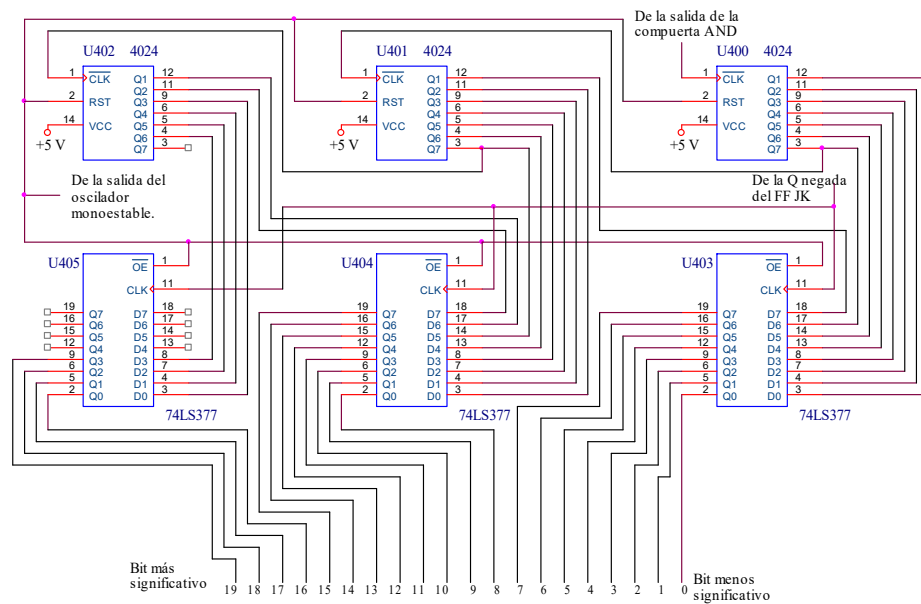


Figura 5-10

Sabemos que la frecuencia de resonancia máxima que se obtendrá del circuito de la figura 5-5, es de 740135 Hz. Ya que la cuenta capturada es directamente el valor de la frecuencia de resonancia, el contador debe ser capaz de cubrir esta cifra. Como el contador es binario, debemos saber cuántos bits se necesitan para representar el número decimal 740135. Tenemos entonces que:

$$740135[\text{dec}] = 10110100101100100111[\text{bin}]$$

De aquí vemos que necesitamos 20 bits para tal representación. Colocando tres 4024 en cascada formamos el contador binario de 20 bits necesario para llevar a cabo nuestro objetivo.

El modo de operación de este circuito es idéntico al explicado para la figura 4-7 en la sección 4.6.

La salida Q negada del flip-flop JK del circuito de la figura 5-7, se conecta a la entrada de reloj de cada uno de los FF D (pin 11). Esto ocasiona que la cuenta pase a la salida de los FF D y permanezca allí hasta que llegue una nueva; es decir, funciona como un circuito de almacenaje, como ya se explicó en la figura 5-8.

Finalmente tenemos ya el valor de la frecuencia de resonancia, en sistema binario. Si conectáramos LED's a la salida de los FF D y acopláramos todas las etapas vistas, podríamos medir la frecuencia de resonancia ocasionada por el inductor  $L_x$ , en números binarios. Este valor se podría pasar a decimal, sustituirlo en la fórmula para la medición de la inductancia y así conocer el valor de  $L_x$ . Esto no es práctico, aunque funciona.

Para lograr que el valor de la inductancia se pueda leer en un desplegado, sin necesidad de hacer todo lo anterior, se emplea un microcontrolador. Véase la sección 4-7 para la explicación detallada del uso de tal dispositivo.

## 5.5 DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL MEDIDOR DE INDUCTANCIA.

Recordemos que la frecuencia de resonancia máxima está dada por:

$$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Mientras que la frecuencia de resonancia obtenida al agregar  $L_x$  es:

$$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_x)C}}$$

De tal manera que  $L_x$  la obtenemos resolviendo las ecuaciones anteriores, quedando como:

$$L_x = \left[ \frac{F_1^2}{F_2^2} - 1 \right] L$$

Que expresándolo de otra manera es:

$$L_x = [(F_1 \times F_1 \div F_2 \div F_2) - 1] \times L$$

$$L_x = (F_1 \times F_1 \times L \div F_2 \div F_2) - L$$

Y ya que  $L = 68 \mu\text{H}$ ,  $C = 680 \text{ pF}$ ; entonces  $F_1 = 740.135 \text{ kHz}$ .

Finalmente:

$$L_x = K \div F_2 \div F_2 - L$$

Donde:

$$K = F_1 \times F_1 \times L$$

$$K = (740135 \text{ Hz}) (740135 \text{ Hz}) (68 \times 10^{-6} \text{ H}) = 37250435.16 \text{ Hz}^2 \text{ H}$$

De lo anterior vemos que lo que debe hacer el programa grabado en la memoria del microcontrolador, es dividir la constante K entre el valor de la frecuencia de resonancia, este cociente dividirlo nuevamente entre la frecuencia de resonancia y finalmente restarle el valor de la inductancia L. En otras palabras, hará dos divisiones y una resta. El resultado será el valor de  $L_x$ .

El diagrama de flujo, de manera muy sencilla, se muestra en la figura 5-12. Aclaremos primero que cuando se hace una operación, el resultado se guarda en el lugar del primer operando; por ejemplo, si realizamos  $K \div F_2$ , el cociente estará en K, y el valor anterior se pierde.

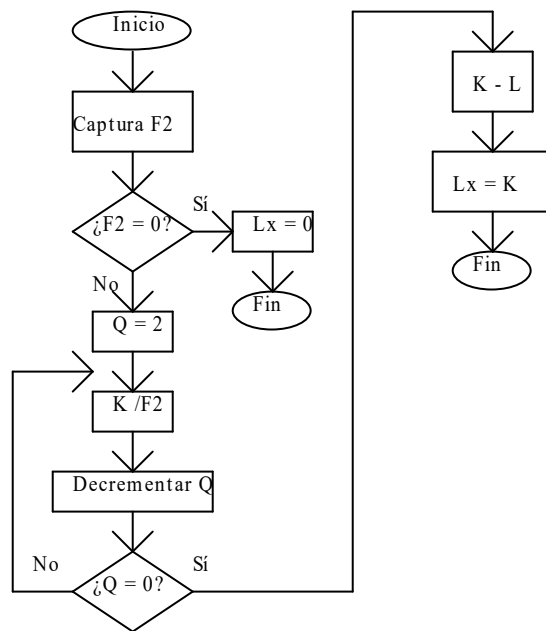


Figura 5-12

# CAPÍTULO VI

## OPERACIÓN DEL MEDIDOR DE RESISTENCIA, CAPACITANCIA E INDUCTANCIA

El medidor ha sido diseñado para ser utilizado en la realización de algunas prácticas dentro del Laboratorio de Electricidad y Magnetismo de la Facultad de Ingeniería; así mismo, para proporcionar al alumno una herramienta de fácil manejo que contribuya a su aprendizaje. Tener los tres medidores (De resistencia, capacitancia y de inductancia) en uno sólo, hacen que el instrumento resulte por demás versátil.

Características del medidor de resistencia, capacitancia e inductancia (Medidor RCL).

- \* Alimentación de  $127 V_{ca} \pm 10 \%$ .
- \* auto-rango.
- \* Desplegado de lecturas por medio de LCD.
- \* Tres dígitos y medio de lectura.
- \* Amplio rango de medición:

Resistencia:  $0.01 \Omega - 19.99 M\Omega$

Capacitancia:  $10 \text{ pF} - 9.99 \text{ mF}$

Inductancia:  $100 \text{ nH} - 150 \text{ mH}$

- \* Protección contra descarga hasta 35V en el medidor de capacitancia.

## 6.1 MODOS DE OPERACIÓN DEL MEDIDOR RCL.

Básicamente el medidor RCL tiene tres modos de operación: resistencia, capacitancia e inductancia. Cada uno de estos modos es seleccionado por medio de la posición que guardan los interruptores de contacto sostenido Cx y Lx. Los estados de los mismos se listan en la siguiente tabla:

INTERRUPTOR		MEDIDOR HABILITADO
C <sub>x</sub>	L <sub>x</sub>	
AFUERA	AFUERA	RESISTENCIA
ADENTRO	AFUERA	CAPACITANCIA
AFUERA	ADENTRO	INDUCTANCIA
ADENTRO	ADENTRO	NINGUNO

Como se puede ver en la tabla, existe un cuarto modo de operación el cual se considera nulo o de espera, éste se presenta cuando ambos interruptores Cx y Lx son presionados. Al estar el medidor RCL en este modo de operación, en el LCD aparecerán las leyendas RESISTENCIA, CAPACITANCIA e INDUCTANCIA de manera sucesiva. Al mismo tiempo, los indicadores de las unidades  $\Omega$  (Ohms), F(Farads) y H (Henries) se mantendrán encendidos mostrando al usuario los elementos que se pueden medir con el instrumento.

El estado anterior del medidor se mantendrá hasta que alguno de los interruptores cambie de estado.

### 6.1.1 MEDIDOR DE RESISTENCIA.

Cuando el medidor RCL se encuentra operando en este modo, las etapas de medición de capacitancia e inductancia quedan inhabilitadas, los indicadores



correspondientes a Farads (F) y Henries (H) se apagan también, quedando encendido el correspondiente a Ohms ( $\Omega$ ).

Los indicadores que corresponden a los prefijos de notación científica k (Kilo) y M (Mega), se encenderán o apagarán dependiendo de la escala en que se esté haciendo la medición, y con la cual se tenga una mejor resolución.

La resolución que se tiene en la mínima escala del medidor de resistencia es  $0.01 \Omega$ . Por otro lado, el valor máximo de resistencia que se puede medir es de  $19.99 M\Omega$ . Las mediciones de resistencia y los cambios de escala se hacen de manera automática por medio del circuito interno del instrumento.

Cuando se tiene una condición de circuito abierto en el medidor o una resistencia de valor mayor a  $19.99 M\Omega$ , el segmento correspondiente al "1" del LCD se mantiene encendido, indicando que el valor de la resistencia está fuera del rango que se alcanza con la escala más alta del medidor.

El caso contrario es la condición de corto circuito (Cuando las puntas del medidor se juntan), en la cual el LCD deberá registrar  $0.00 \Omega$ . De no ser así el valor que se registre corresponderá a la resistencia de las puntas de medición o prueba; en éste caso, la resistencia de las puntas de prueba deberá ser restada de la lectura del LCD para obtener el valor de Rx; aunque en valores de resistencia relativamente grandes, la resistencia de las puntas de prueba puede considerarse como despreciable.

Al igual que el medidor de inductancia, el medidor de resistencia no cuenta con sistema de protección contra descarga, por lo que se sugiere no colocar en las puntas de prueba capacitores cargados, o intentar medir resistencias conectadas en circuitos energizados.

## 6.1.2 MEDIDOR DE CAPACITANCIA.

Cuando se oprime el interruptor marcado como  $C_x$ , estando el otro afuera, el medidor de capacitancia es habilitado.

El indicador correspondiente a Farads (F) permanecerá encendido mientras este modo de medición se encuentre operando. Los prefijos de notación científica “p” (pico), “n” (nano), “ $\mu$ ” (micro) y “m” (mili) se irán encendiendo conforme cambie la escala en la que se esté realizando la medición de  $C_x$  y con la cual se tenga una mejor resolución. La resolución del medidor de capacitancia en la mínima escala es de 10 pF.

El medidor de capacitancias está provisto de un sistema de protección contra descargas provenientes del capacitor a medir, de hasta 35 V. El sistema de protección puede soportar la descarga de capacitores con un voltaje de hasta 45 V; sin embargo, bajo estas condiciones no se garantiza el correcto funcionamiento del medidor.

Aunque el medidor cuenta con el sistema de protección antes mencionado, se sugiere descargar los capacitores antes de realizar cualquier medición, así como colocar el capacitor en la polaridad correcta, en caso de que éste la tenga.

No habrá registro de lecturas en el LCD cuando en las terminales del medidor se coloque un capacitor cargado y mientras dure el proceso de descarga del mismo. El proceso de medición y la lectura iniciará cuando el capacitor se haya descargado por completo.

Si no se conecta capacitor alguno al medidor de capacitancias, la lectura que se tendrá en el LCD será 0.00 y los indicadores del prefijo de notación científica “p” y de Farads, “F”, se encenderán. Si la lectura que se registra en el LCD es diferente de cero, entonces la cifra que aparece es la correspondiente a la

capacitancia parásita que exhiben los cables de las puntas de medición. Esta capacitancia parásita debe restarse al tomarse una lectura para obtener el valor de  $C_x$ ; aunque para valores de  $C_x$  relativamente grandes, la capacitancia parásita puede considerarse despreciable.

Cuando las puntas del medidor de capacitancias se ponen en corto circuito, en el LCD aparecerá la leyenda "ERROR", lo cual significa que esta posición de las puntas de medición es inadecuada para el medidor de capacitancia. Esto es debido a la construcción y forma en que opera el medidor.

El prefijo, la unidad, el rango y la resolución correspondientes al medidor de capacitancias se resumen en la siguiente tabla:

PREFIJO Y UNIDAD	RANGO	RESOLUCIÓN
pF	0.00 – 19.99	0.01 pF
pF	20.0 – 199.9	0.1 pF
nF	.200 – 1.999	.001 nF
nF	2.00 – 19.99	0.01 nF
nF	20.0 – 199.9	0.1 nF
$\mu$ F	.200 – 1.999	.001 $\mu$ F
$\mu$ F	2.00 – 19.99	0.01 $\mu$ F
$\mu$ F	20.0 – 199.9	0.1 $\mu$ F
mF	.200 – 1.999	.001 mF
mF	2.00 – 9.99	0.01 mF

En esta tabla se puede ver como será desplegado un valor dado de capacitancia. Por ejemplo, un valor de capacitancia de 470  $\mu$ F, de acuerdo a la tabla, será desplegado como .470 mF.

### 6.1.3 MEDIDOR DE INDUCTANCIA.

Al habilitarse el medidor de inductancia quedan sin operar el medidor de capacitancia y resistencia. El indicador de Henries, H, se enciende y se mantendrá así hasta que se elija otro modo de operación en el medidor RCL.

Los indicadores correspondientes a los prefijos de notación científica “n”, “μ” y “m” se irán encendiendo conforme cambie la escala en la cual se realice la medición y en la cual se tenga la mejor resolución.

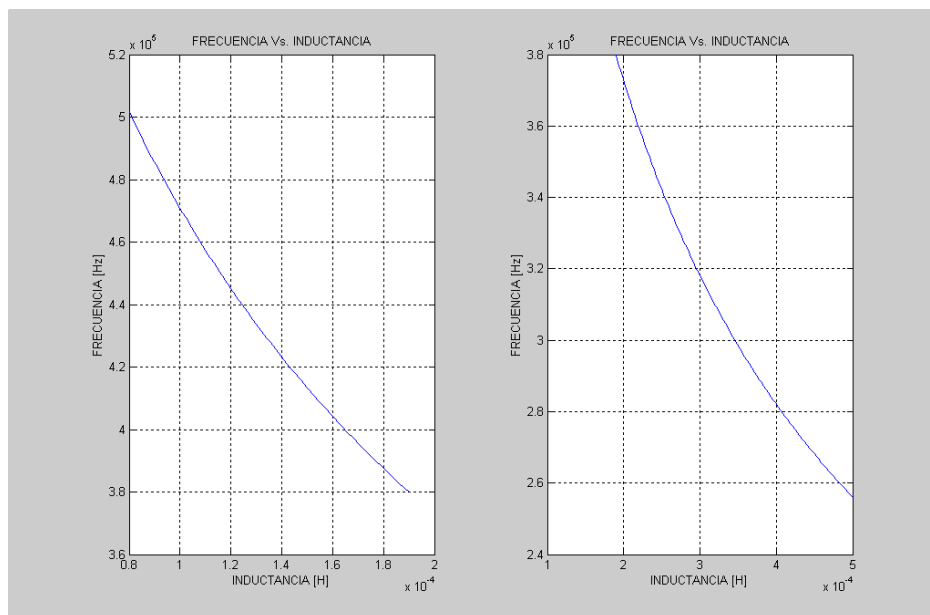
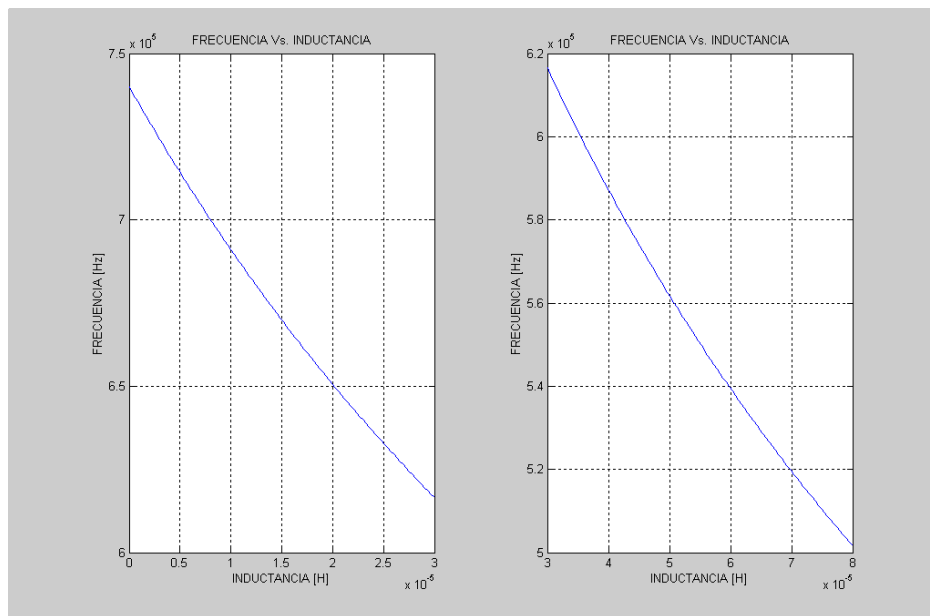
Cuando las puntas del medidor de inductancia se encuentran en circuito corto, el LCD registrará .000 pH. Si el valor que exhibe el LCD es diferente de cero, éste corresponderá a la inductancia parásita de las puntas de medición, misma que ha de restarse en las mediciones para obtener el valor de Lx; al igual que en el medidor de capacitancias, si el valor medido de la inductancia es relativamente grande, la inductancia parásita puede considerarse despreciable. Cuando las puntas de medición se encuentran en circuito abierto, el display también marca .000 pH.

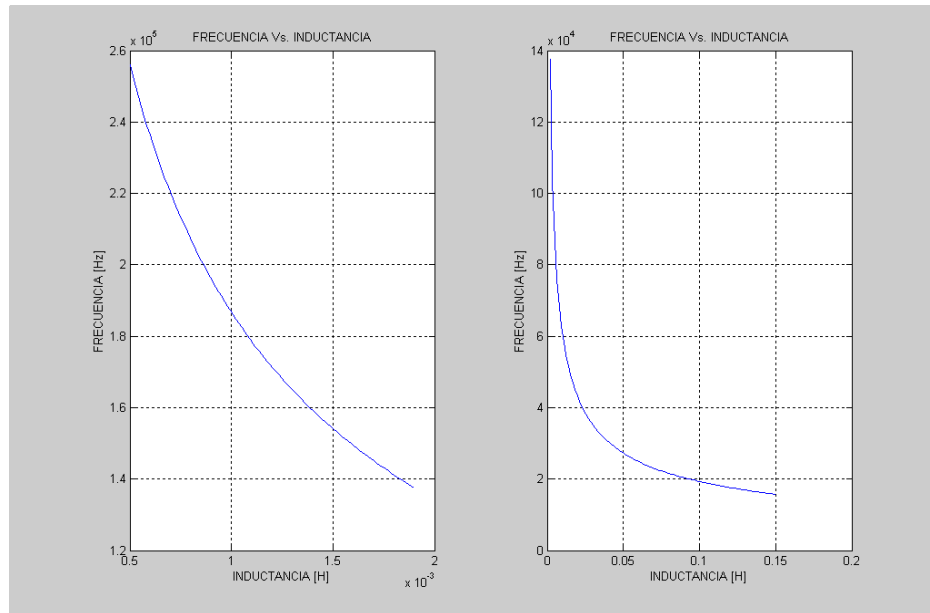
Este medidor no cuenta con sistema de protección, por lo que se sugiere no conectar en las puntas del medidor, bobinas energizadas (Como en un circuito activo) o capacitores cargados.

El medidor de inductancia tiene una resolución de .001 μH. Se pueden medir diferentes tipos de inductores, incluyendo bobinas TOKO. Para que las mediciones sean confiables el factor de calidad de los inductores debe ser relativamente grande, típicamente mayor o igual que 10.

Otro punto que debe considerarse al hacer la medición de una inductancia es que la lectura que se obtenga de la misma es válida sólo en la frecuencia a la cual está operando el medidor (Frecuencia de resonancia). Las gráficas anexas

nos muestran la relación entre frecuencia (En Hertz) e inductancia (En Henries) que corresponde al medidor RCL.





El valor máximo de inductancia que se puede medir con este instrumento es de 150 mH. Se pueden llegar a medir inductores de hasta 199.9 mH, sólo que con una inductancia de esa magnitud el oscilador del medidor ya no responde de manera adecuada, por lo cual las lecturas que se obtienen no son del todo confiables. Una inductancia de valor igual o mayor a 200 mH provocará que el display muestre la leyenda "ERROR".

## 6.2 RESET.

El medidor RCL cuenta con un botón de reset, el cual permite reiniciar el instrumento cuando por alguna razón el medidor no trabaja de manera adecuada. Las causas de falla en el medidor son diversas, y todas ellas convergen en el microcontrolador, provocando que éste se "trabe". Si éste fuera el caso, al oprimir el interruptor de reset el equipo volverá a operar de manera normal. Otra manera de reiniciar el medidor es apagando su fuente de alimentación.

## CONCLUSIONES

La continuidad en temas de tesis como el presente, así como el aprovechamiento de los avances tecnológicos en la construcción de dispositivos y herramientas, hace pensar en que en la Universidad se pueden construir instrumentos de medición de alta calidad, mejores o equiparables a los existentes en el mercado. Obviamente todo trabajo de diseño e investigación requiere, entre otras cosas, de una inversión de recursos humanos y económicos; aspectos que deben ser tomados muy en cuenta.

Para el diseño y construcción de cualquier instrumento de medición se requiere de la aplicación de diversos conceptos, de ahí la importancia de las ciencias básicas en el campo tecnológico.

No se puede partir siempre desde cero al momento de emprender algún proyecto, por lo cual se requiere conocer de trabajos previos que guarden un estrecho vínculo con el trabajo planeado para no caer en la divagación. En muchas de las ocasiones es necesario hacer reingeniería, es decir, analizar un instrumento (en nuestro caso) a fin de conocer su principio de operación y parámetros de diseño y en base a ello ver que es lo que se puede modificar para adaptarlo a nuestras necesidades. Hacer esto evita caer en errores superados tiempo atrás en otros diseños. El conocimiento y experiencia que se tengan como base permitirán obtener de esos trabajos previos nuevas ideas que hacen posible el avance tecnológico.

La presente tesis puede considerarse como un prototipo, y como tal está sujeto a mejoras. Resuelve algunas de las necesidades del Laboratorio de Electricidad y Magnetismo; sin embargo su utilidad no queda ahí, es decir, puede establecer las bases para investigaciones y mejoras en diseños posteriores.

La elaboración del circuito impreso en cualquier diseño reviste de una gran importancia y requiere de ciertos cuidados de acuerdo con la aplicación, debido a ciertos efectos que su construcción y disposición de líneas implica. Dentro de estos efectos están los de capacitancia e inductancia parásita. No es posible eliminar por completo estos efectos que afectan a nuestras mediciones; algunos instrumentos de medición cuentan con una etapa interna para auto-ajuste, en el cual la capacitancia o inductancia parásita presentes en el circuito son medidas y compensadas en la medición vía software; los métodos para hacer esto también son diversos.

Otros cuidados que se deben tener al momento de construir el circuito impreso son evitar las trayectorias largas y paralelas, por lo que se sugiere que las terminales de medición se encuentren lo más cercanamente posible al circuito que realiza la medición del elemento en cuestión (en nuestro caso resistores capacitores e inductores) así mismo evitar que las señales se encuentren cerca de las líneas de polarización. Como se mencionó anteriormente, los efectos de capacitancia e inductancia parásita no se pueden eliminar, solo reducirse, por lo que se deberá aprender a trabajar con la presencia de ellas, en la medida que se logre esto se mejorarán las características de nuestro instrumento de medición tales como: precisión, resolución, rango y sensibilidad. En el medidor presentado en esta tesis se tomaron las medidas anteriormente expuestas para evitar los efectos mencionados.

Esperamos que este medidor de resistencia, capacitancia e inductancia ayude a los alumnos a comprender mejor la importancia que tienen los dispositivos eléctricos pasivos; así como también se fortalezca en ellos el interés por la Ingeniería.



## BIBLIOGRAFÍA

Bartlett, Eugene R.

ELECTRONIC MEASUREMENT AND TESTING

Mc Graw Hill, USA, 1992.

Berlin, Howard M. & Getz, Frank C.

PRINCIPLES OF ELECTRONIC INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT.

Merril Publishing Company, USA, 1988.

Bouwens, Armand J.

DIGITAL INSTRUMENTATION.

Mc Graw Hill, USA, 1984.

Boylestad, Robert L. & Nashelsky, Louis.

ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUIT THEORY.

Prentice Hall, USA 1996.

Brey, Barry B.

MICROPROCESSORS AND PERIPHERALS.

Second Edition, USA, 1988.

Dorf, Richard

CIRCUITOS ELÉCTRICOS: INTRODUCCIÓN AL ANÁLISIS Y DISEÑO.

Alfa Omega, 3ª edición, USA.

Fletcher, William I.

AN ENGINEERING APPROACH TO DIGITAL DESIGN.

Prentice Hall, USA.

Floyd, Thomas L.  
ELECTRONICS FUNDAMENTALS  
Fourth Edition, Prentice Hall, USA 1998.

Floyd, Thomas L.  
PRINCIPLES OF ELECTRIC CIRCUITS  
Fifth Edition, Prentice Hall, USA. 1997.

Helfrick, Albert D. & Cooper, William D.  
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA MODERNA Y TÉCNICAS DE  
MEDICIÓN.  
Prentice Hall Hispanoamericana, México, 1991.

Horenstein, Mark N.  
MICROELECTRONIC: CIRCUITS AND DEVICES.  
Prentice Hall, Second Edition, USA.

Malvino, Albert  
PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA  
Mc Graw Hill, 5ª edición, España 1994.

Mandado P., Enrique ET AL  
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA.  
Alfa Omega, México, 1996

Schilling, Donald L. & Belove, Charles  
ELECTRONIC CIRCUITS DISCRETE AND INTEGRATED  
Mc Graw Hill, Second Edition, Singapore

Takhashi F., Carlos ET AL  
APUNTES DE FÍSICA EXPERIMENTAL  
Facultad de Ingeniería, UNAM, 1989

Tocci, Ronald J.  
DIGITAL SYSTEMS.  
6<sup>th</sup> Edition, Prentice Hall, USA.

Tocci, Ronald J.  
FUNDAMENTALS OF PULSE AND DIGITAL CIRCUITS.  
Third Edition, Ed. Merrill, USA.

Tooley, Michael H.  
ELECTRONIC CIRCUITS HANDBOOK  
Butterworth-Heinemann, USA, 1995

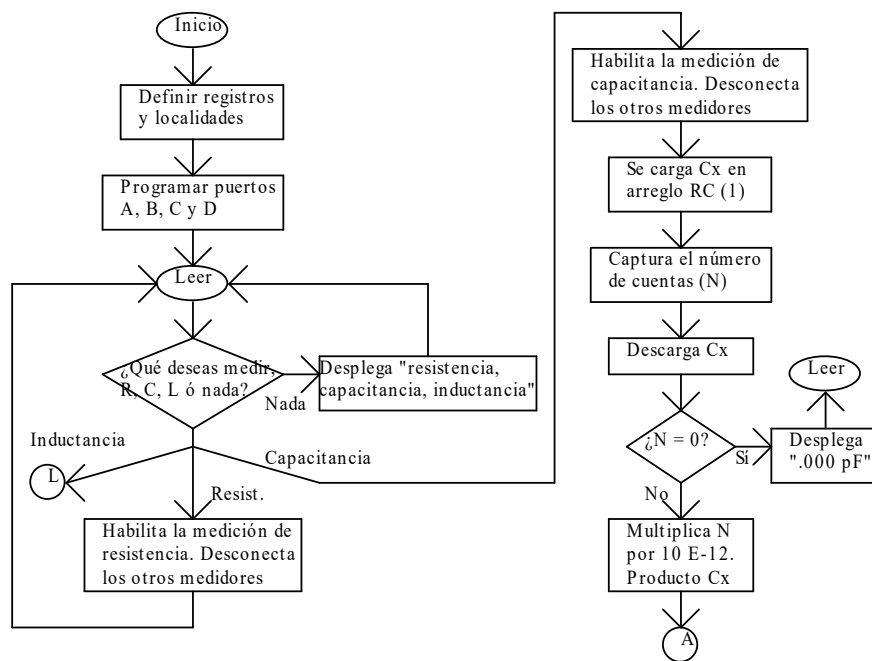
Witte, Robert A.  
ELECTRONIC TEST INSTRUMENTS: THEORY AND APPLICATIONS.  
Prentice Hall, USA.

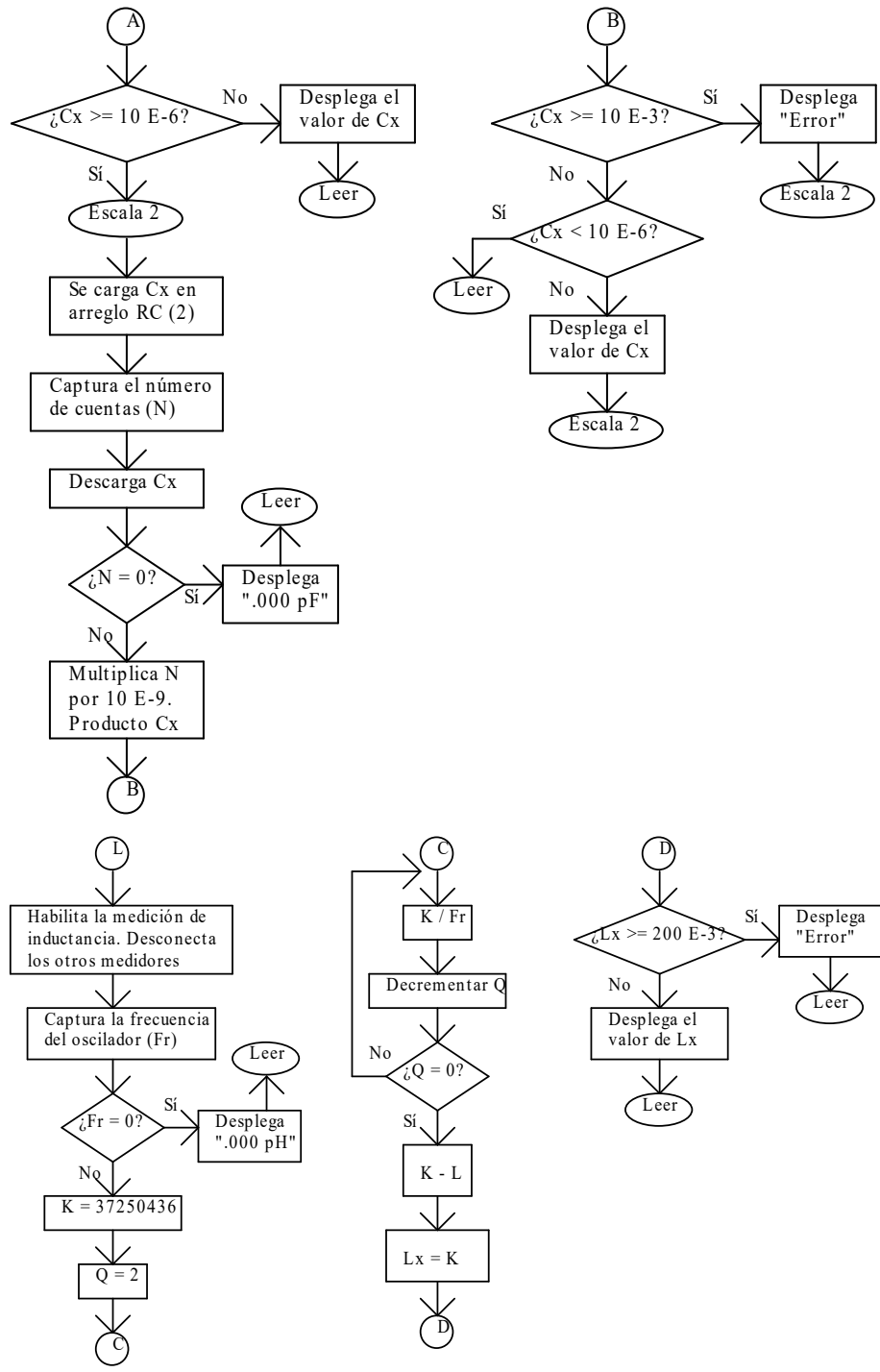
Wolf, Stanley & Smith, Richard  
GUÍA PARA MEDICIONES ELECTRÓNICAS Y PRÁCTICAS DE  
LABORATORIO.  
Prentice Hall Hispanoamericana, México.

# APÉNDICE A

## DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR

A continuación se muestra el diagrama de flujo del programa grabado en el microcontrolador AT90S8515-8, el cual es utilizado en el medidor de resistencia, capacitancia e inductancia.





# APÉNDICE B

## DEFINICIONES

RANGO.- Es el intervalo de medición de un instrumento. Se define con dos valores, el menor y el mayor, ambos límites de la escala que se usa.

$$\text{Rango} = \text{Límite superior} - \text{Límite inferior}$$

RESOLUCIÓN.- Es el mínimo valor que puede registrar el instrumento con incertidumbre mínima.

LEGIBILIDAD.- Es el atributo del instrumento que indica la dificultad ó facilidad con la que se puede leer el registro.

PRECISIÓN.- Es un valor que indica la capacidad de un instrumento de repetir una lectura sucesivamente, cuando la cantidad que detecta se mantiene constante.

En muchas ocasiones este valor se indica en por ciento mediante la siguiente expresión:

$$\% P = \left| \frac{\bar{m} - m_x}{\bar{m}} \right| \times 100$$

Donde  $\bar{m}$  es el valor medio del conjunto de lecturas y  $m_x$  es el valor más alejado del conjunto de lecturas.

**ERROR DE PRECISIÓN.-** Se presenta siempre cuando se llevan a cabo medidas sucesivas de una misma cantidad física que permanece invariable, dando diferentes valores numéricos.

En ocasiones es más fácil visualizar o interpretar el error de una lectura expresado en porcentaje:

$$\% \text{ Error} = \left| \frac{V_R - V_L}{V_R} \right| \times 100$$

Donde  $V_R$  es el valor real y  $V_L$  el valor leído.

**EXACTITUD.-** Es la característica de un instrumento de medición, que permite obtener una lectura de cierta cantidad física lo más cercano al valor real o patrón.

**ERROR DE EXACTITUD.-** Se presenta cuando el valor promedio de lecturas sucesivas de una misma cantidad o variable, se desvía de la lectura considerada como correcta y esa desviación se mantiene sin importar el número de lecturas sucesivas que se hagan.

**INCERTIDUMBRE.-** Es un número que puede asignarse a una medida o a varias de ellas, partiendo de que son muchos los errores que pueden estar presentes y que no siempre se pueden evaluar cuantitativamente.

**SENSIBILIDAD.-** Es la respuesta que tiene un instrumento de medición a una entrada calibrada o de referencia.

Otra forma de definir la sensibilidad es: la relación que se establece como el cociente de la lectura y el valor de la cantidad física de entrada del instrumento.