



REPÚBLICA DEL ECUADOR

**Escuela Politécnica Nacional**

" E SCIENTIA HOMINIS SALUS "

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

*Respeto hacia sí mismo y hacia los demás.*

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

### **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INSTRUMENTO PROTOTIPO PARA LA MEDICIÓN DE IMPEDANCIAS (R, L, C, G) CON LA PRESENTACIÓN DE RESULTADOS EN UN DISPLAY LCD**

#### **PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**RICARDO ANTONIO ALOMÍA LÓPEZ**  
ricardo\_alomia@hotmail.com

**RICARDO JEAN BENÍTEZ BALDASSARI**  
jean\_marlboro@hotmail.com

**DIRECTOR: ING. CARLOS ENRIQUE FLORES SÁNCHEZ**  
carlos.flores@epn.edu.ec

**Quito, FEBRERO 2012**

## DECLARACIÓN

Nosotros, Ricardo Antonio Alomía López y Ricardo Jean Benítez Baldassari, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

---

Ricardo Alomía López

---

Ricardo Benítez Baldassari

## **CERTIFICACIÓN**

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Ricardo Antonio Alomía López y Ricardo Jean Benítez Baldassari, bajo mi supervisión.

---

**Ing. Carlos Flores**  
**DIRECTOR DEL PROYECTO**

## **AGRADECIMIENTO**

Agradecemos infinitamente a Dios por darnos vida, a nuestros padres, hermanos y familia en general por prestarnos su ayuda incondicional.

Al ingeniero Carlos Flores, por brindarnos su amistad, su respeto y sus conocimientos durante el periodo que estuvimos realizando este proyecto de titulación. Le agradecemos por brindarnos su buen ánimo, su preocupación y su ayuda incondicional cuando lo requerimos.

Al Ingeniero Mario Cevallos y al Ingeniero Antonio Calderón por brindarnos su amistad, conocimientos y facilitarnos dispositivos para el diseño y construcción del equipo prototipo.

Al Ingeniero Ramiro Morejón, Ingeniero Edwin Nieto y Ingeniero Robín Alvarez por brindarnos su amistad y conocimientos.

## DEDICATORIA

Yo, Ricardo Alomía dedico este proyecto de titulación a mis padres, Antonio y María Antonieta, que me han brindado la educación necesaria para poder realizarme como una persona honesta y responsable; y agradezco su total apoyo a lo largo de mi carrera universitaria.

A Dios por ayudarme en los momentos más difíciles que he enfrentado durante toda mi vida; a él le dedico el empeño entregado.

A mis dos hermanas y demás familiares que son el motivo de mi realización profesional y por ser mi ejemplo a seguir en mi presente y futuro.

A mi abuelo Celso López, un especial agradecimiento, por ser mi guía espiritual y mi motivo para seguir adelante como profesional y como persona de bien.

A todos mis amigos, que compartimos momentos de esparcimiento y estudio, por prestarme su amistad e incondicional apoyo.

A todos ellos dedico mi proyecto de titulación, agradeciendo eternamente su apoyo en cada uno de nuestros pasos.

## **DEDICATORIA**

Yo, Ricardo Benítez agradezco a Dios por un día más de vida y por darme cada día ganas de seguir luchando para cumplir todas mis metas.

A mis padres Luis y María Esther y a mi tía María Eugenia por toda la formación y apoyo que me han brindado en el transcurso de mi vida en lo profesional y personal.

A mis hermanos y amigos por todo su apoyo incondicional.

A mis profesores por toda la ayuda que nos han brindado en la realización de la tesis.

A Analog Devices por brindarnos elementos y herramientas que han facilitado la realización de este proyecto.

## ÍNDICE GENERAL

DECLARACIÓN .....	i
CERTIFICACIÓN .....	ii
AGRADECIMIENTO.....	iii
DEDICATORIA.....	iv
DEDICATORIA.....	v
ÍNDICE GENERAL .....	vi
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	vi
ÍNDICE DE TABLAS .....	xii
ÍNDICE DE GRÁFICOS.....	xiii
RESUMEN .....	xv
PRESENTACIÓN.....	xvii

## ÍNDICE DE CONTENIDO

<b>CAPÍTULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....</b>	<b>1</b>
1.1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.2 CIRCUITOS Y DESCRIPCIÓN DE MÉTODOS DE MEDICIÓN DE IMPEDANCIA .....	1
1.2.1 MÉTODO DEL PUENTE .....	2
1.2.2 MÉTODO DE RESONANCIA .....	2
1.2.3 METODO I-V (CORRIENTE-VOLTAJE).....	3
1.2.4 MÉTODO RF I-V (CORRIENTE-VOLTAJE EN RADIOFRECUENCIA) .....	4
1.2.5 MÉTODO DE ANALISIS DE REDES.....	5
1.2.6 MÉTODO DEL PUENTE AUTO-BALANCEADO .....	5
1.2.7 MEDIDORES DE L Y C MEDIANTE DETECTORES DE FASE.....	6
1.3 CARACTERÍSTICAS DE RESISTENCIAS, CAPACITORES E INDUCTORES ...	9
1.3.1 RESISTENCIAS .....	9
1.3.1.1 Comportamientos ideales y reales .....	9
1.3.1.2 Comportamiento en corriente continua .....	10
1.3.1.3 Comportamiento en corriente alterna.....	10
1.3.2 CAPACITORES .....	11
1.3.2.1 Características.....	12
1.3.2.2 Comportamientos ideal y real.....	17
1.3.2.3 Comportamiento en corriente continua .....	17
1.3.2.4 Comportamiento en corriente alterna .....	17

1.3.3	INDUCTORES.....	20
1.3.3.1	Partes del inductor .....	20
1.3.3.2	Clasificación .....	21
1.3.3.3	Características.....	21
1.3.3.4	Comportamiento ideal .....	26
1.3.3.5	Comportamiento de un inductor en corriente continua .....	26
1.3.3.6	Comportamiento de un inductor en corriente alterna .....	26
1.4	IMPEDANCIA Y ADMITANCIA .....	<b>28</b>
1.4.1	CONCEPTO .....	28
1.4.2	DEFINICIÓN DE MODELOS.....	28
1.4.3	PARÁMETROS .....	31
1.4.3.1	Factores de calidad y factor de disipación.....	31
1.4.4	MODELOS EQUIVALENTES SERIE Y PARALELO.....	33
1.4.5	MODELOS REALES DE COMPONENTES.....	37
1.4.6	DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS PUESTOS A PRUEBA .....	40
 <b>CAPÍTULO 2. ANÁLISIS COMPARATIVO DE CIRCUITOS MEDIDORES DE IMPEDANCIA.....</b>		<b>42</b>
2.1	INTRODUCCIÓN.....	<b>42</b>
2.2	CAUSAS DE DISCREPANCIA EN LAS MEDICIONES DE IMPEDANCIA.....	<b>42</b>
2.2.1	FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE PRUEBA .....	42
2.2.2	NIVEL DE LA SEÑAL DE PRUEBA.....	42
2.2.3	CONDICIONES AMBIENTALES .....	43
2.3	COMPARACIÓN ENTRE MÉTODOS DE MEDICIÓN DE IMPEDANCIAS .....	<b>43</b>
2.3.1	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DEL PUENTE .....	44
2.3.1.1	Ventajas del método del puente.....	44
2.3.1.2	Desventajas del método del puente .....	44
2.3.2	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DEL PUENTE AUTO-BALANCEADO.....	45
2.3.2.1	Ventajas del método del puente auto-balanceado.....	45
2.3.2.1	Desventajas del método del puente auto-balanceado .....	46
2.3.3	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO I-V .....	46
2.3.3.1	Ventajas del método I-V .....	46
2.3.3.2	Desventajas del método I-V .....	46
2.3.4	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO RF I-V .....	47
2.3.4.1	Ventajas del método RF I-V .....	47
2.3.4.2	Desventajas del método RF I-V.....	47
2.3.5	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DE RESONANCIA .....	48
2.3.5.1	Ventajas del método de resonancia .....	48
2.3.5.2	Desventajas del método de resonancia .....	48
2.3.6	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DE ANÁLISIS DE REDES.....	49

2.3.6.1	Ventajas del método de análisis de redes .....	49
2.3.6.2	Desventajas del método de análisis de redes .....	49
2.4	SELECCIÓN DEL MÉTODO PARA MEDIR IMPEDANCIAS .....	<b>50</b>
2.4.1	CIRCUITO INTEGRADO UTILIZADO PARA EL DISEÑO DEL MÉTODO DE PUENTE AUTO-BALANCEADO .....	50
2.4.1.1	Circuito integrado AD5933 .....	50
2.4.2	CIRCUITOS INTEGRADOS UTILIZADOS PARA EL DISEÑO DEL MÉTODO DE RESONANCIA.....	52
2.4.2.1	Circuito resonante mediante el uso de compuertas lógicas de alta velocidad.....	52

### **CAPÍTULO 3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL INSTRUMENTO DE MEDIDA** ..... **55**

3.1	INTRODUCCIÓN.....	<b>55</b>
3.2	FUNDAMENTOS TÉCNICOS PARA LA PROGRAMACIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO AD5933 .....	<b>55</b>
3.2.1	DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL.....	55
3.2.2	PARÁMETROS TÉCNICOS Y FORMULACIÓN MATEMÁTICA UTILIZADA PARA DISEÑO DE SOFTWARE DEL AD5933 .....	56
3.2.2.1	Etapa de transmisión.....	58
3.2.2.2	Etapa de recepción.....	63
3.2.2.3	Cálculo de la impedancia.....	64
3.2.2.4	Medición de la fase de una impedancia.....	72
3.2.3	PROGRAMACIÓN DE REGISTROS DEL AD5933 .....	77
3.2.3.1	Tabla de registros .....	77
3.2.3.2	Registro de control (Registro 80 y 81) .....	77
3.2.3.3	Decodificación del registro de control.....	79
3.2.3.4	Registro de frecuencia inicial (Registros 82, 83 y 84) .....	82
3.2.3.5	Registro de incremento de frecuencia (Registros 85, 86 y 87).....	82
3.2.3.6	Registro del número de incrementos (Registros 88 y 89) .....	83
3.2.3.7	Registro de configuración de los números de ciclos de tiempo (Registros 8A y 8B).....	84
3.2.3.8	Registro de estado (Registro 8F) .....	85
3.2.4	INTERFACE SERIAL (I <sup>2</sup> C) .....	86
3.2.4.1	Configuración general de tiempos con la interface I <sup>2</sup> C.....	87
3.2.4.2	Configuración para escritura y lectura del AD5933.....	89
3.2.4.3	Códigos de comando para el usuario.....	89
3.2.4.4	Configuración del byte de comando de escritura.....	90
3.2.4.5	Bloque de escritura .....	92
3.2.4.6	Operaciones de lectura.....	93
3.3	DISEÑO DE SOFTWARE PARA EL DISEÑO DE UN INDUCTÓMETRO UTILIZANDO EL INTEGRADO AD5933.....	<b>95</b>
3.3.1	FRECUENCIA DE INICIO .....	95

3.3.2	INCREMENTOS DE FRECUENCIA .....	96
3.3.3	NÚMERO DE INCREMENTOS .....	97
3.3.4	CONFIGURACIÓN DE LOS NÚMEROS DE CICLOS DE TIEMPO .....	97
3.3.5	REPETICIÓN DE FRECUENCIA .....	98
3.3.6	CALIBRACIÓN DE LA RESISTENCIA DE REFERENCIA EN EL AD5933 PARA PROGRAMAR UN INDUCTÓMETRO .....	98
3.3.7	ANÁLISIS DE IMPEDANCIAS INDUCTIVAS .....	99
3.3.8	ESQUEMA INDUCTÓMETRO (LRXQ) .....	100
3.3.8	DIAGRAMA DE FLUJO INDUCTÓMETRO (LRXQ) .....	101
3.4	DISEÑO DE SOFTWARE PARA EL DISEÑO DE UN CAPACÍMETRO UTILIZANDO EL INTEGRADO AD5933 .....	<b>102</b>
3.4.1	FRECUENCIA DE INICIO .....	102
3.4.2	INCREMENTOS DE FRECUENCIA .....	102
3.4.3	NÚMERO DE INCREMENTOS .....	103
3.4.4	CONFIGURACIÓN DE LOS NÚMEROS DE CICLOS DE TIEMPO .....	103
3.4.5	REPETICIÓN DE FRECUENCIA .....	103
3.4.6	CALIBRACIÓN DE LA RESISTENCIA DE REFERENCIA .....	103
3.4.7	ESQUEMA DEL CAPACIMETRO (CGBD) .....	104
3.4.8	DIAGRAMA DE FLUJO CAPACIMETRO(CGBD) .....	105
3.5	DISEÑO DEL CAPACÍMETRO MEDIANTE MÉTODO DE RESONANCIA .....	<b>106</b>
3.5.1	ESQUEMA DEL CAPACÍMETRO CON CIRCUITO RESONANTE .....	108
3.5.2	DIAGRAMA DE FLUJO DEL CAPACÍMETRO CON CIRCUITO RESONANTE .....	108
3.6	DISEÑO DEL INDUCTÓMETRO MEDIANTE MÉTODO DE RESONANCIA .....	<b>109</b>
3.6.1	ESQUEMA DEL INDUCTÓMETRO CON CIRCUITO RESONANTE .....	111
3.6.2	DIAGRAMA DE FLUJO INDUCTÓMETRO CON CIRCUITO RESONANTE .....	111
3.7	ESQUEMA INSTRUMENTO PROTOTIPO .....	<b>112</b>
<b>CAPÍTULO 4. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS .....</b>		<b>113</b>
4.1	INTRODUCCIÓN .....	<b>113</b>
4.2	RANGO DE OPERACIÓN CON MÉTODO DE PUENTE AUTO-BALANCEADO Y CON EL MÉTODO DE RESONANCIA .....	<b>113</b>
4.3	MEDIDOR DE IMPEDANCIAS INSTEK LCR 819 .....	<b>114</b>
4.3.1	CARACTERÍSTICAS GENERALES .....	114
4.4	DATOS OBTENIDOS DE INDUCTORES CON EL EQUIPO DE MEDICIÓN DE IMPEDANCIAS LCR 819 .....	<b>115</b>

4.5 DATOS OBTENIDOS DE INDUCTORES CON EL INSTRUMENTO PROTOTIPO. .....	115
4.6 ERRORES DE MEDICIÓN PARA INDUCTORES.....	116
4.7 DATOS OBTENIDOS DE CAPACITORES CON EL INSTRUMENTO PROTOTIPO. ....	118
4.8 ERRORES DE MEDICIÓN PARA CAPACITORES.....	119
4.9 CARACTERÍSTICAS DE EQUIPOS MEDIDORES DE IMPEDANCIA EXISTENTES EN EL MERCADO .....	120
4.9.1 MEDIDOR LCR-819 .....	120
4.9.1.1 Descripción General .....	120
4.9.1.2 Características principales .....	120
4.9.1.3 Rangos de medición.....	121
4.9.1.4 Precisión .....	121
4.9.1.5 Frecuencia de prueba .....	121
4.9.1.6 Precio final del instrumento.....	121
4.9.1.7 Comparación técnica .....	121
4.9.2 MEDIDOR LCR-9073 .....	122
4.9.2.1 Descripción General .....	122
4.9.2.2 Características principales .....	122
4.9.2.3 Rangos de medición.....	122
4.9.2.4 Precisión .....	123
4.9.2.5 Frecuencia de prueba .....	123
4.9.2.6 Precio final del instrumento.....	123
4.9.2.7 Comparación técnica .....	123
4.9.3 MEDIDOR LCR PKT 2155 .....	123
4.9.3.1 Descripción General .....	124
4.9.3.2 Características principales .....	124
4.9.3.3 Rangos de medición.....	125
4.9.3.4 Precisión .....	125
4.9.3.5 Frecuencia de prueba .....	125
4.9.3.6 Precio final del instrumento.....	125
4.9.3.7 Comparación técnica .....	125
4.9.4 MEDIDOR LCR PKT 2150 .....	126
4.9.4.1 Descripción General .....	126
4.9.4.2 Características principales .....	126
4.9.4.3 Rangos de medición.....	126
4.9.4.4 Precisión .....	127
4.9.4.5 Frecuencia de prueba .....	127
4.9.4.6 Precio final del instrumento.....	127
4.9.4.7 Comparación técnica .....	127
4.10 COSTOS DE IMPLEMENTACIÓN DEL INSTRUMENTO PROTOTIPO .....	128

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	129
5.1 CONCLUSIONES.....	129
5.1 RECOMENDACIONES .....	131
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	132
LIBROS .....	132
DOCUMENTOS .....	132
INTERNET.....	132
ANEXOS .....	134
ANEXO N° 1 .....	135
ANEXO N° 2 .....	142
ANEXO N° 3 .....	148
ANEXO N° 4 .....	155
ANEXO N° 5 .....	163

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. 1: Rango de frecuencias de operación de los métodos de medición de impedancias.....	1
Tabla 1. 2: Tipos de capacitores, rango de operación y rango máximo de voltaje a Vcc .....	15
Tabla 1. 3: Ecuaciones admitancia e impedancia. ....	29
Tabla 3. 1: Niveles de voltaje respecto a los niveles de polarización para 3,3 V... ..	57
Tabla 3. 2: Selección de voltaje en el registro de control.....	65
Tabla 3. 3: Compensación de fase .....	76
Tabla 3. 4: Tabla de registros del AD5933 .....	77
Tabla 3. 5: Tabla de función de los 4 bits más significativos del registro de control .....	78
Tabla 3. 6: Tabla de función de los bits restantes del registro de control .....	79
Tabla 3. 7: Tabla de función de los bits del registro de número de incrementos... ..	83
Tabla 3. 8: Tabla de función de los bits del número de ciclos de tiempo .....	85
Tabla 3. 9: Tabla de función de los bits del número de ciclos de tiempo .....	86
Tabla 3. 10: Tabla de abreviaciones de sentencias para configuración.....	89
Tabla 3. 11: Tabla de comando del usuario .....	90
Tabla 4. 1: Rango de operación de métodos utilizados en el instrumento prototipo .....	113
Tabla 4. 2: Valores obtenidos para inductores con el dispositivo Instek LCR 819 .....	115
Tabla 4. 3: Valores obtenidos para inductores con el instrumento prototipo .....	116
Tabla 4. 4: Tabla de errores del valor de la inductancia .....	117
Tabla 4. 5: Tabla de errores del valor del factor de calidad (Q).....	118
Tabla 4. 6: Valores obtenidos para capacitores con el instrumento prototipo a una frecuencia de prueba de 50 kHz .....	118
Tabla 4. 7: Tabla de errores de los valores de capacitancia .....	119
Tabla 4. 8: Tabla de precios del instrumento prototipo .....	128

## ÍNDICE DE GRÁFICOS

Figura 1. 1: Circuito para realizar medición de impedancias con el método del puente .....	2
Figura 1. 2: Circuito para realizar medición de impedancias con el método de resonancia.....	2
Figura 1. 3: Circuito para realizar medición de impedancias con el método I-V (Corriente-voltaje).....	3
Figura 1. 4: Circuitos para realizar medición de impedancias con el método RF I-V (Corriente-voltaje en radiofrecuencia) .....	4
Figura 1. 5: Circuito para realizar medición de impedancias con el método de análisis de redes .....	5
Figura 1. 6: Circuito para realizar medición de impedancias con el método del puente auto-balanceado .....	5
Figura 1. 7: Circuitos para realizar medición de impedancias con el método de detección de fase.....	7
Figura 1. 8: Diagrama fasorial de una resistencia.....	11
Figura 1. 9: Circuito de un capacitor equivalente resistencia.....	13
Figura 1. 10: Respuesta de Frecuencia de un capacitor.....	13
Figura 1. 11: Diagrama cartesiano de las tensiones y corriente en un capacitor ..	18
Figura 1. 12: Diagrama fasorial de un capacitor.....	18
Figura 1. 13: Circuitos equivalentes de un capacitor en CA.....	20
Figura 1. 14: Partes del inductor .....	20
Figura 1. 15: Diagrama cartesiano de las tensiones y corriente en un inductor ....	27
Figura 1. 16: Circuitos equivalentes de un inductor en CA.....	28
Figura 1. 17: Modelados de la impedancia (modelo serie) y de la admitancia (modelo paralelo).....	29
Figura 1. 18: Plano de medida de la impedancia y de la admitancia, donde se aprecia geoméricamente el carácter real de los componentes, a partir de los ángulos $\theta$ y $\varphi$ .....	30
Figura 1. 19: Modelo equivalente completo de un capacitor .....	31
Figura 1. 20: Modelo equivalente de una resistencia de carbón .....	37

Figura 1. 21: Evolución de una impedancia en un capacitor.....	38
Figura 1. 22: Modelo equivalente de un capacitor. ....	39
Figura 1. 23: Impedancia de un capacitor en un medidor LCR.....	40
Figura 1. 24: Influencia de la señal de test sobre los capacitores de montaje superficial.....	40
Figura 1. 25: Circuitos equivalentes .....	41
Figura 3. 1: Diagrama de bloques resumido .....	55
Figura 3. 2: Perfil de la impedancia en función de la frecuencia .....	56
Figura 3. 3: Circuito AD5933 etapa de transmisión .....	58
Figura 3. 4: Circuito AD5933 etapa de recepción.....	63
Figura 3. 5: Visualización de la impedancia usando un solo punto de cálculo para el factor de ganancia .....	68
Figura 3. 6: Visualización de la impedancia usando dos puntos de cálculo para el factor de ganancia .....	69
Figura 3. 7: Sistema de ganancia de voltaje .....	71
Figura 3. 8: Respuesta de fase del sistema vs fase capacitiva .....	74
Figura 3. 9: Respuesta de fase de un capacitor .....	75
Figura 3. 10. Diagrama de configuración de tiempos.....	87
Figura 3. 11: Diagrama de escritura en la dirección de un registro.....	91
Figura 3. 12: Diagrama de configuración de un puntero de direcciones.....	91
Figura 3. 13: Diagrama de configuración del bloque de escritura .....	92
Figura 3. 14: Diagrama de lectura de un byte en la dirección de un registro .....	93
Figura 3. 15: Diagrama de configuración del bloque de lectura.....	94
Figura 3. 16: Diagrama de un multivibrador astable (RC).....	106
Figura 3. 17: Diagrama de un multivibrador astable (RC).....	107
Figura 3. 18: Diagrama de un oscilador básico (LC) .....	109
Figura 4. 1: Instrumento de medición de impedancias Instek LCR 819 .....	114
Figura 4. 2: Medidor LCR 819. ....	120
Figura 4. 3: Medidor LCR-9073 .....	122
Figura 4. 4: Medidor PKT 2155 .....	124
Figura 4. 5: Medidor PKT 2150 .....	126

## RESUMEN

El motivo para realizar el presente proyecto es aplicar los conocimientos de software y hardware adquiridos durante el estudio de nuestra carrera, que se emplean actualmente en países de primer mundo.

Se usa el integrado AD5933, para realizar el método de medición de impedancias con puente auto-balanceado. Opera mediante interface I<sup>2</sup>C, y es un circuito programable, tanto para lectura o escritura de datos.

Para poder operar con el instrumento prototipo en los límites del rango dispuesto en el plan del proyecto de titulación y obtener medidas de capacitancia e inductancia, utilizamos compuertas de alta velocidad en conjunto con impedancias conocidas, para aplicar el método de resonancia.

EL presente documento está conformado por cinco capítulos e incluye la sección de anexos. En el primer capítulo se analiza de forma resumida los métodos de medición de impedancias más usados para diseñar instrumentos de medición de impedancias, contiene también un análisis detallado de los componentes a ser medidos, incluyendo el desarrollo matemático de impedancias y admitancias, como demás factores a ser visualizados por nuestro instrumento prototipo, como son el factor de calidad "Q" en inductores y factor de disipación "D" en capacitores.

En el segundo capítulo se enumera las ventajas y desventajas de utilizar los métodos descritos en el primer capítulo, así como la comparación entre estos. En este capítulo se determina el o los métodos a ser utilizados, como también un breve resumen de los circuitos integrados que vamos a utilizar en cada uno de los métodos.

En el tercer capítulo se describe detalladamente el funcionamiento del AD5933, que es el circuito integrado que nos permite mediante programación realizar

mediciones de impedancias tanto para inductores como capacitores. Debido a que este circuito integrado maneja la interfaz de comunicación I<sup>2</sup>C, resumimos el funcionamiento de esta interfaz, y su correcta utilización en la programación del AD5933. Cada uno de los registros de direcciones que utiliza el AD5933 está descrito en este capítulo. Diseñamos y analizamos de forma resumida el método de resonancia y su circuitería. Se incluye diagramas de flujo para la programación, y los diagramas circuitales.

En el cuarto capítulo se realizan los cálculos de errores, como también una comparación técnica y de costos con equipos de similares características existentes en el mercado.

En el quinto capítulo se presentan las conclusiones y recomendaciones que se obtienen de este proyecto.

Finalmente en los anexos se incluye el código fuente que se utiliza en la programación, los diagramas circuitales del instrumento prototipo y los datasheets de las compuertas de alta velocidad.

## PRESENTACIÓN

Puesto que en nuestro país no podemos encontrar dispositivos de alta tecnología, nuestra finalidad es que exista un documento en el cual se puedan guiar otros estudiantes o profesionales, para poder adquirir estos dispositivos o manipularlos de forma correcta a nivel de software y hardware.

El microcontrolador utilizado en el presente proyecto es el ATMEGA 16, y la programación se la realizó en el programa BASCOM AVR, lo que podría ayudar significativamente a las personas que posteriormente utilicen este proyecto para fines de ayuda técnica.

Utilizamos como medio de visualización de datos un LCD 20x4, muy común en mercado, para simplificar programación y circuitería.

Para vincular todas las etapas del diseño del instrumento prototipo, se ha desarrollado el software y hardware necesario, añadiendo inclusive alternativas de uso, como es el caso del circuito integrado AD5933, cuyo funcionamiento es totalmente programable.

El instrumento tiene dos entradas, en las cuales van colocados los componentes a ser medidos, una para inductores y otra para capacitores, incluyendo un entrada adicional para medir resistencias de muy bajo y alto valor.

Debido a que los rangos de operación son extensos, hemos optado por el diseño de dos métodos de medición de impedancias, para lo cual se cuenta con circuitos independientes, los cuales son escogidos por el usuario dependiendo del rango de operación que se deba operar dependiendo del dispositivo de prueba que se quiera medir.

El instrumento propotipo puesto a prueba tiene una alta precisión, por lo que se lo puede considerar como un instrumento de calibración de elementos pasivos.

# CAPÍTULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

## 1.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se analizará los diferentes métodos de medición de impedancias, sus características principales, rango de operación y su circuitería. Se incluirá un resumen detallado de conceptos referentes a los componentes pasivos a ser analizados, características, comportamiento, etc. Además se realizará un estudio matemático acerca de la impedancia y la admitancia

## 1.2 CIRCUITOS Y DESCRIPCIÓN DE MÉTODOS DE MEDICIÓN DE IMPEDANCIA

Existen varios métodos de medición para elegir, a la hora de medir impedancias, cada uno de ellos tiene ventajas y desventajas. Se debe tener en cuenta las necesidades de medición y condiciones, y luego elegir el método más apropiado, teniendo en cuenta factores tales como la frecuencia de operación, rango de medición, precisión en las mediciones, y la facilidad de operación.

Las técnicas de medida empleadas por los medidores LCR es su mayoría dependen del intervalo de las frecuencias de interés, mostrados en la Tabla 1.1.

MÉTODO	Desde	Hasta
Puente	0 Hz	300 MHz
Resonancia	10 KHZ	70 MHz
I-V (Corriente-voltaje)	10 KHZ	100 MHz
RFI-V (Corriente-voltaje en radiofrecuencia)	1 MHz	3 GHz
Análisis de redes	300 KHz	inf.
Puente Auto-Balanceado	20 Hz	110 MHz

Tabla 1. 1: Rango de frecuencias de operación de los métodos de medición de impedancias<sup>1</sup>

<sup>1</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjjgdr/ElectronicsInstrumElectronicsInstrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/ElectronicsInstrumElectronicsInstrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág. 9

### 1.2.1 MÉTODO DEL PUENTE

Por su facilidad de implementación y su mayor intervalo de aplicabilidad, el puente de alterna es la técnica más usada para el diseño de circuitos medidores de impedancia, como lo muestra la figura 1.1.

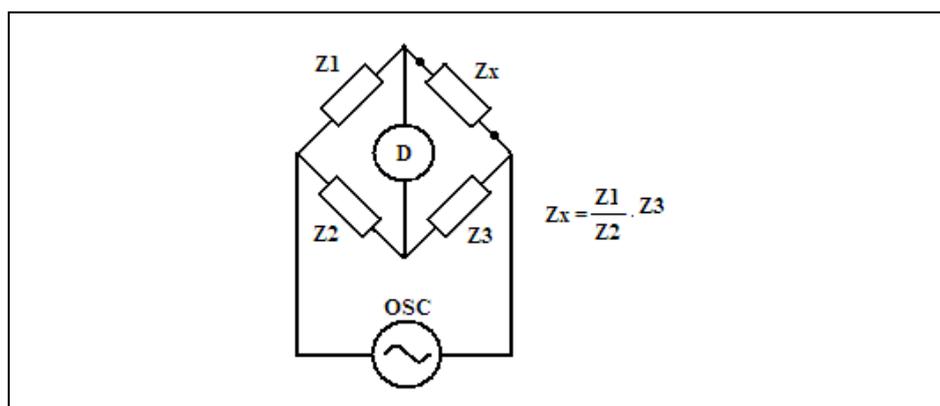


Figura 1. 1: Circuito para realizar medición de impedancias con el método del puente<sup>2</sup>

Cuando no fluye corriente a través del detector D, el valor de la impedancia desconocida  $Z_x$ , puede ser obtenida por la relación de los otros elementos del puente. Varios tipos de circuitos de puente, emplean combinaciones de inductores, capacitores y resistencias, y son usados para diferentes aplicaciones.

### 1.2.2 MÉTODO DE RESONANCIA

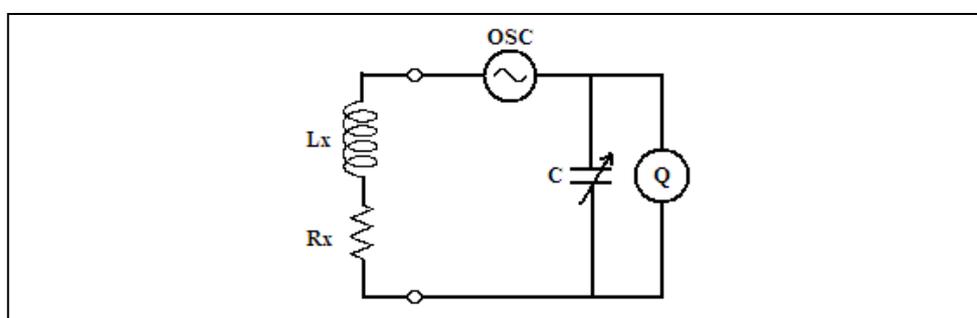


Figura 1. 2: Circuito para realizar medición de impedancias con el método de resonancia<sup>3</sup>

<sup>2</sup> <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>, Sección 2.1

<sup>3</sup> <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>, Sección 2.1

Cuando un circuito se ajusta a resonancia mediante el ajuste de un capacitor de sintonía C, los valores desconocidos  $L_x$  y  $R_x$ , el valor de C, y el valor de Q se obtienen a partir de la frecuencia de prueba; el factor Q se mide directamente con un voltímetro colocado a través del capacitor de ajuste.

Debido a que la pérdida es muy baja del circuito de medición, se pueden medir valores de Q tan altos como 1000. Aparte de la conexión directa que se muestra, conexiones en serie y en paralelo están disponibles para una amplia gama de mediciones de impedancia.

### 1.2.3 METODO I-V (CORRIENTE-VOLTAJE)

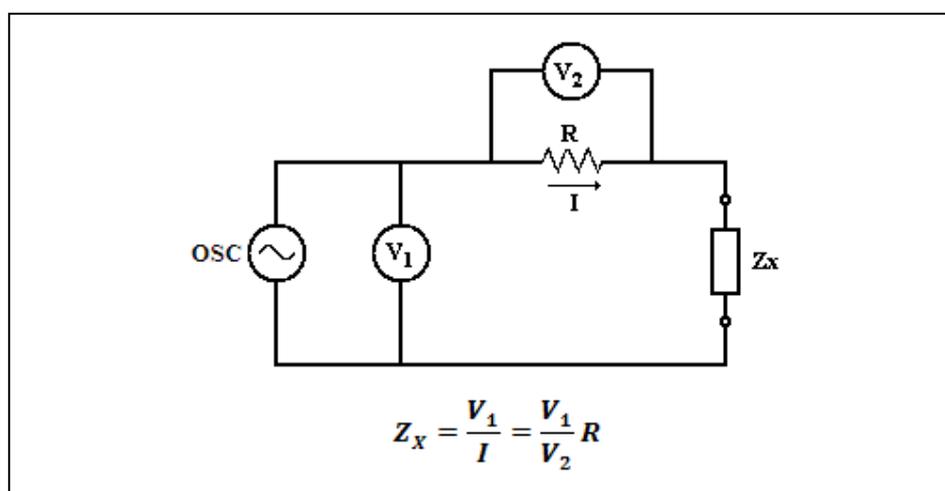


Figura 1. 3: Circuito para realizar medición de impedancias con el método I-V (Corriente-voltaje)<sup>4</sup>.

Este circuito consta de una impedancia  $Z_x$  desconocida que se calcula a partir de los voltajes medidos y los valores de corriente. La corriente se calcula utilizando la medida del voltaje a través de una resistencia de precisión conocida de bajo valor.

En la práctica se utiliza un transformador de baja pérdida en lugar de la resistencia R para evitar los efectos causados por la colocación de una resistencia

<sup>4</sup> <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>, Sección 2.2

de bajo valor en el circuito. El transformador, sin embargo, limita la parte baja del rango de frecuencia de aplicación.

#### 1.2.4 MÉTODO RF I-V (CORRIENTE-VOLTAJE EN RADIOFRECUENCIA)

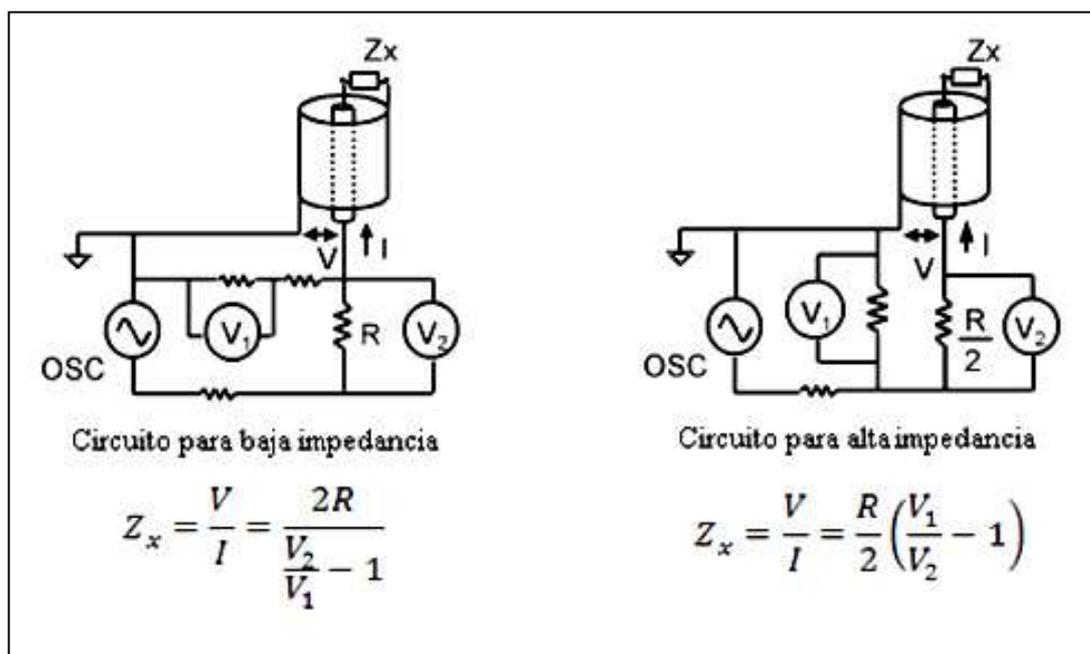


Figura 1. 4: Circuitos para realizar medición de impedancias con el método RF I-V (Corriente-voltaje en radiofrecuencia)<sup>5</sup>

Mientras que el método de medición de corriente-voltaje en radiofrecuencia se basa en el mismo principio que el método corriente-voltaje, se configura de una manera diferente con una impedancia de circuito de medición específica (50  $\Omega$ ) y un puerto de precisión de prueba con cable coaxial para operar a frecuencias más altas. Hay dos tipos de voltímetros y disposiciones disponibles para este circuito, que se adaptan para mediciones de baja y alta impedancia.

La impedancia del dispositivo bajo prueba (DUT) se obtiene del voltaje medido y los valores de corriente, como se ilustra en la figura 1.4. La corriente que fluye a través del DUT se calcula a partir de la medición del voltaje a través de una resistencia baja \$R\$ de valor conocido. En la práctica, un transformador de baja pérdida se utiliza en lugar de la resistencia de bajo valor. El transformador limita la parte baja del rango de frecuencia de aplicación.

<sup>5</sup> <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>, Sección 2.2

### 1.2.5 MÉTODO DE ANÁLISIS DE REDES

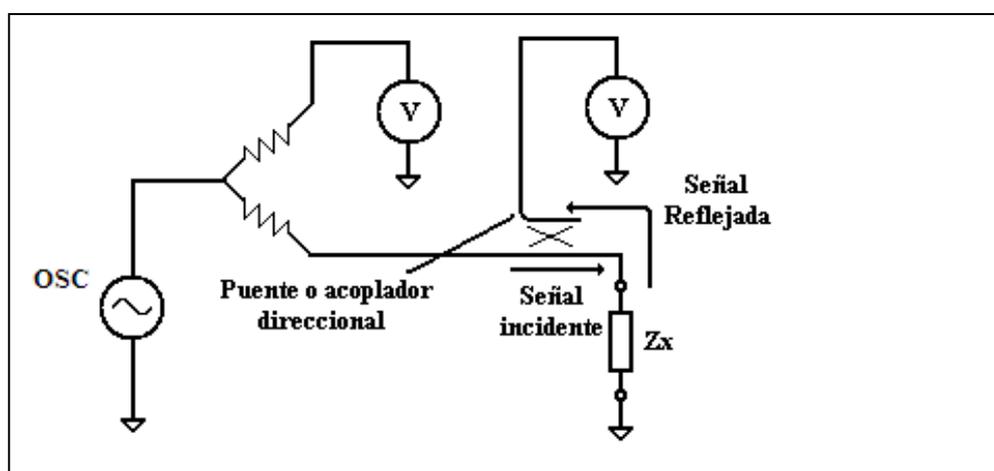


Figura 1. 5: Circuito para realizar medición de impedancias con el método de análisis de redes<sup>6</sup>

El coeficiente de reflexión se obtiene midiendo la relación entre una señal incidente y su señal reflejada del sistema. Un acoplador direccional o el puente se utilizan para detectar la señal reflejada y un analizador de red se utiliza para alimentar y medir las señales. Dado que este método mide la reflexión en el DUT (dispositivo bajo prueba), es utilizable en el rango de frecuencia más alto.

### 1.2.6 MÉTODO DEL PUENTE AUTO-BALANCEADO

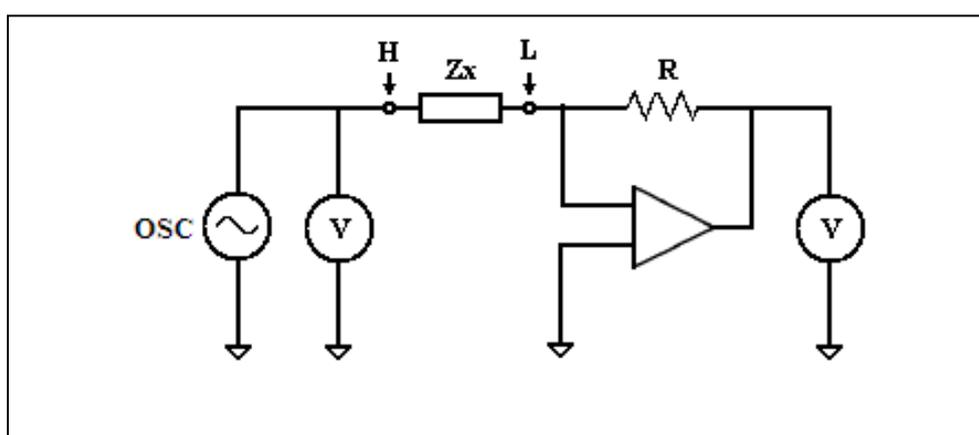


Figura 1. 6: Circuito para realizar medición de impedancias con el método del puente auto-balanceado<sup>7</sup>

<sup>6</sup> <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>, Sección 2.2

<sup>7</sup> <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>, Sección 2.3

La corriente que fluye a través del DUT (dispositivo bajo prueba), también fluye a través de la resistencia R. El potencial del punto "L" se mantiene en cero voltios (a lo que se lo denomina "tierra virtual"), debido a que la corriente a través de R se equilibra con la corriente del DUT por el funcionamiento del amplificador convertidor I-V.

La impedancia de DUT (dispositivo bajo prueba) se calcula mediante la medición de voltaje en el terminal de alta (punto "H") y el voltaje medido en la resistencia R.

En la práctica, la configuración del puente auto-balanceado es diferente para cada tipo de instrumento. Generalmente los medidores LCR, trabajan en un rango de baja frecuencia por lo general por debajo de 100 kHz, emplean un amplificador operacional simple para su convertidor I-V. Este tipo de instrumentos tienen una desventaja en lo que refiere a precisión al operar en frecuencias altas, debido al desempeño limitado del amplificador.

El ancho de banda de los medidores LCR y los analizadores de impedancia emplean un convertidor I-V (corriente-voltaje), que consiste en un sofisticado detector null, un detector de fase, un integrador (filtro de lazo) y un modulador vectorial para asegurar una alta precisión para una amplia gama de frecuencias de más de 1 MHz. Este tipo de instrumento puede llegar a una frecuencia máxima de 110 MHz.

### **1.2.7 MEDIDORES DE L Y C MEDIANTE DETECTORES DE FASE**

En la figura 1.7 se muestran tres métodos de medida de la impedancia basados en la medida de la fase.

- a) Método Primario
- b) Muestreo en una resistencia
- c) Desplazamiento de fase

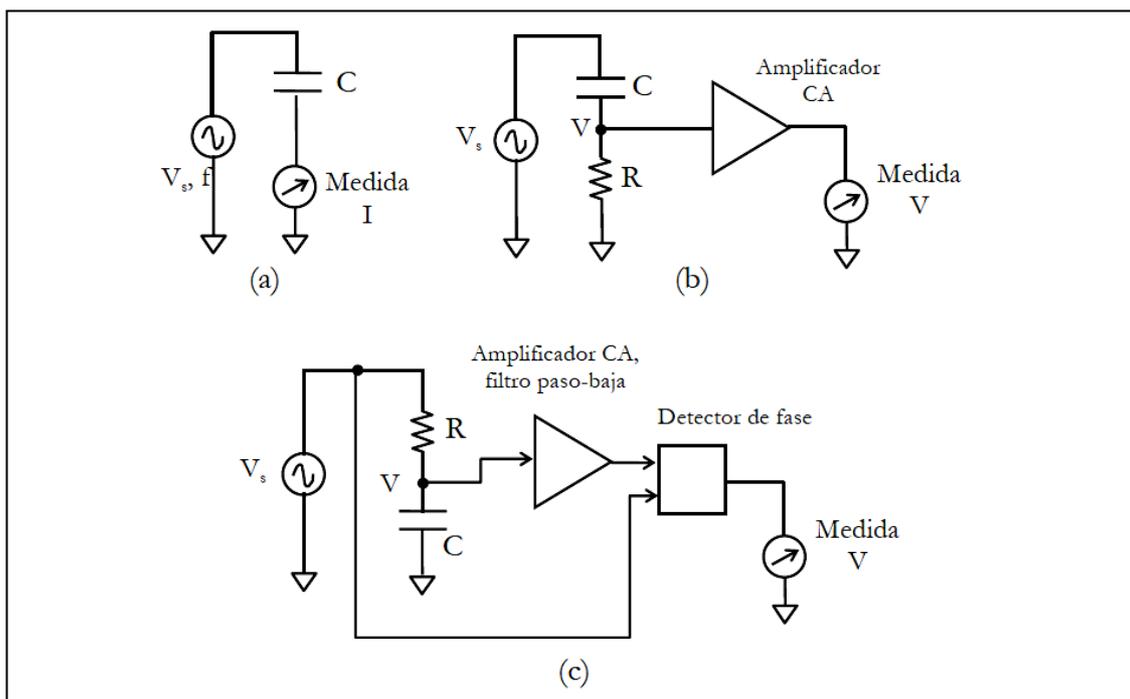


Figura 1. 7: Circuitos para realizar medición de impedancias con el método de detección de fase<sup>8</sup>

En la Figura 1.7 a) se muestra un método sencillo que consiste en aplicar un voltaje y medir la corriente en la misma malla. Si se aplica un voltaje  $V_s$  y una frecuencia  $f$ , la intensidad que circula por el capacitor viene dada por:

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

Ec. 1.1

Este medidor está calibrado con capacitores, debido a la relación lineal que existe entre capacitancia y corriente. Aunque parece útil, en realidad es poco práctico. En efecto, entre los capacitores comúnmente usados en la industria existen los de unidades o decenas de picofaradios, con tensiones de trabajo menores de 25 V. El problema está en la frecuencia de trabajo. No se cuenta con dispositivos de medición de corrientes con frecuencias en radiofrecuencia.

Como ejemplo, el caso de un capacitor de 10 pF, para un valor típico de corriente de 10 mA y un voltaje de trabajo de 10 V se tendría una frecuencia de:

<sup>8</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág. 11

$$I_c = \frac{V_s}{X_c} = V_s (2\pi f C) \leftrightarrow 100 \times 10^{-3} = 10 \times (2\pi f \times 10 \times 10^{-12}) \rightarrow f \cong 1.59 \times 10^8 \text{ Hz}$$

Esta frecuencia es de muy alto valor (radiofrecuencia), en la que los capacitores se comportan como bobinas; además aparecen resistencias de disipación y otros efectos parásitos. Por lo tanto, se deben emplear corrientes pequeñas para medir capacitancias, y en la industria se conoce que solo existen dispositivos de magnitud de corriente elevada.

En la figura 1.7 b) se presenta un método alternativo en el que el amplificador proporciona la ganancia necesaria y así se puede trabajar con pequeñas corrientes. El voltaje en la resistencia viene dada por:

$$V = \frac{RV_s}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2}} \quad \text{Ec. 1.2}$$

El voltaje V está en función de la capacitancia C, y el resto de los parámetros se los considera constantes. La escala debe calibrarse de forma no lineal. El método suele emplearse a altas frecuencias de varios MHz. La dificultad es mantener la ganancia del amplificador a tan alta frecuencia (sabemos que la ganancia disminuye con la frecuencia).

La alternativa aparece en la Figura 1.7 c), que consiste en medir el desfase entre el voltaje aplicado y el voltaje del capacitor. El ángulo de desfase viene dado por:

$$\theta = \arctan\left(\frac{R}{X_c}\right) = \arctan(2\pi f RC) \quad \text{Ec. 1.3}$$

Se puede calibrar este medidor en capacidad, ya que el ángulo es proporcional a la capacidad. La calibración no es lineal y es por consiguiente, poco útil.

## 1.3 CARACTERÍSTICAS DE RESISTENCIAS, CAPACITORES E INDUCTORES

### 1.3.1 RESISTENCIAS

La resistencia eléctrica se define como la medida de su oposición al paso de la corriente eléctrica. La unidad de la resistencia en el Sistema Internacional de Unidades es el ohmio ( $\Omega$ ). Su cantidad recíproca es la conductancia, cuya unidad viene dada en Siemens.

Para la mayoría de materiales y condiciones, la resistencia eléctrica depende de la corriente eléctrica que pasa a través de un material y del voltaje en los terminales de este. Por lo tanto un material que permanece a una determinada temperatura tendría un valor de resistencia constante.

Según el valor de la magnitud de la resistencia de un material, los materiales pueden ser clasificados como conductores, aislantes y semiconductores. Existen además ciertos materiales que en determinadas condiciones de temperatura, aparece un fenómeno denominado superconductividad, donde el valor de la resistencia es prácticamente cero.

#### 1.3.1.1 Comportamientos ideales y reales

Una resistencia ideal es un elemento pasivo que disipa energía calorífica según la ley de Joule. Ésta también establece una relación de proporcionalidad entre la intensidad de corriente que la atraviesa y el voltaje medible entre sus extremos, relación conocida como ley de Ohm:

$$u(t) = R \cdot i(t)$$

Ec. 1.4

Donde  $i(t)$  es la intensidad de corriente que atraviesa la resistencia de valor  $R$  y  $u(t)$  es la diferencia de potencial. En general, una resistencia real podrá tener diferente comportamiento en función del tipo de corriente que circule por ella.

### 1.3.1.2 Comportamiento en corriente continua

Cuando se analiza el comportamiento de una resistencia real en corriente continua, esta se comporta prácticamente de la misma forma como si fuera ideal, esto es, transformando la energía eléctrica en energía en forma de calor por el efecto Joule.

### 1.3.1.3 Comportamiento en corriente alterna

En el caso que se aplique corriente alterna, a bajas frecuencias se observa que una resistencia real se comportará de forma muy similar a como lo haría en corriente continua, haciendo despreciables sus diferencias. El comportamiento es diferente en altas frecuencias, puesto que el valor de resistencia aumenta en la medida en la que aumenta la frecuencia aplicada, lo que se explica fundamentalmente por los efectos inductivos que producen los materiales que conforman la resistencia real.

Por ejemplo, la característica inductiva en una resistencia de carbón proviene de los propios terminales de conexión del dispositivo mientras que en una resistencia de tipo bobinado se incrementan por el devanado de hilo resistivo alrededor del soporte cerámico, además de aparecer una cierta componente capacitiva si la frecuencia es especialmente elevada. En estos casos, para eliminar estos efectos espurios se utiliza en la práctica resistencias de montaje superficial.

Consideremos una resistencia  $R$ , a la que se aplica un voltaje senoidal:

$$u(t) = V_0 \cdot \text{sen}(\omega t + \beta)$$

Ec. 1.5

De acuerdo con la ley de Ohm circulará una corriente alterna de valor:

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} = I_0 \cdot \text{sen}(\omega t + \beta) \quad \text{Ec. 1.6}$$

Donde  $I_0 = V_0/R$ . Para la corriente, se obtiene una función senoidal que está en fase con el voltaje aplicado (Figura 1.8).

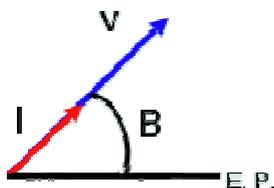


Figura 1. 8: Diagrama fasorial de una resistencia<sup>9</sup>

Si se representa el valor eficaz de la corriente obtenida en forma polar:

$$\underline{\vec{I}} = I / \beta \quad \text{Ec. 1.7}$$

Y operando matemáticamente:

$$\underline{\vec{I}} = \frac{V}{R} / \beta = \frac{V / \beta}{R / \Omega^0} \quad \text{Ec. 1.8}$$

Se concluye que en los circuitos de corriente alterna, la resistencia tiene una magnitud compleja con parte real y sin parte imaginaria, cuya representación binómica y polar serán:

$$\underline{\vec{R}} = R + 0j = R / \Omega^0 \quad \text{Ec. 1.9}$$

### 1.3.2 CAPACITORES

Un capacitor es un dispositivo que sirve para almacenar carga y energía. Está construido por dos placas conductoras paralelas enfrentadas y separadas por un material dieléctrico (aislante), idealmente este dieléctrico no tiene carga libre.

El valor de capacidad  $C$  viene determinado por el producto de un factor geométrico  $G$  y la constante dieléctrica  $\epsilon$  que a su vez depende del material

<sup>9</sup> [http://es.wikipedia.org/wiki/Resistencia\\_electrica](http://es.wikipedia.org/wiki/Resistencia_electrica)

dieléctrico. Se suele referir a la constante dieléctrica del material con respecto a la del vacío  $\epsilon = \epsilon_r * \epsilon_0$  donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa, característica del material dieléctrico, y  $\epsilon_0 = 8.854 * 10^{-14} \text{F/cm}$ , la constante dieléctrica del vacío.

Para un capacitor plano, el factor geométrico es el área de las placas enfrentadas S, dividida por la distancia entre ellas d, donde  $G = \frac{S}{d}$ .

A los capacitores se los nombra según el tipo de dieléctrico del que están elaborados, capacitores de plástico, cerámicos, etc. El valor de la constante dieléctrica  $\epsilon$  depende de la composición del dieléctrico, temperatura de trabajo T, de la frecuencia f, de el voltaje aplicado V, de la calidad del mismo, y en muchos dieléctricos de la dirección geométrica elegida.

Los dieléctricos que se usan en los capacitores, suponen uniformidad de comportamiento en cualquier dirección (isotropía) y sólo se habla de un valor de  $\epsilon_r$ , aunque debe tenerse en cuenta la cantidad de carga libre, que a pesar de ser baja puede afectar en gran medida el comportamiento del capacitor.

### 1.3.2.1 Características

#### 1.3.2.1.1 Capacidad

La capacidad se define como la relación que existe entre la carga eléctrica almacenada y el voltaje aplicado, se mide en Faradios [F], y su valor suele darse comercialmente en condiciones previamente determinadas, generalmente para 25°C y 10.000 Hz y en capacitores electrolíticos a frecuencias de 100Hz o 120 Hz.

#### 1.3.2.1.2 Voltaje

Este parámetro indica el voltaje máximo al que puede operar un capacitor, el cual nunca debe estar por debajo de los requerimientos del equipo o circuito donde va conectado.

### 1.3.2.1.3 Frecuencia

Este parámetro es muy determinante en el correcto funcionamiento de los capacitores electrolíticos, debido a que la ESR (resistencia equivalente serie) y la ESL (inductancia equivalente serie), van a ser considerables a determinadas frecuencias.

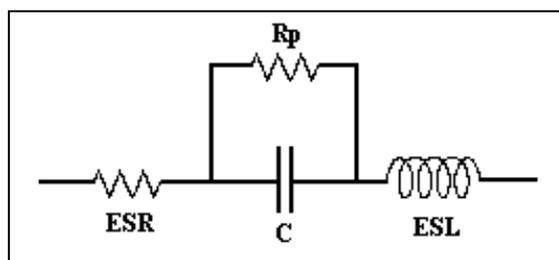


Figura 1. 9: Circuito de un capacitor equivalente resistencia<sup>10</sup>  
En aplicaciones a frecuencias de 40khz a 200khz se necesitan capacitores electrolíticos con bajo factor de autoresonancia.

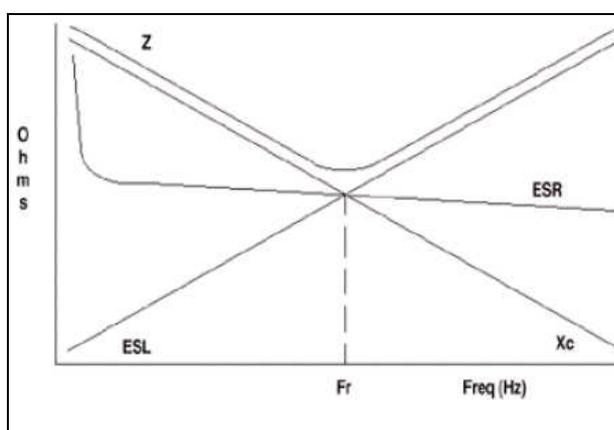


Figura 1. 10: Respuesta de Frecuencia de un capacitor<sup>11</sup>

### 1.3.2.1.4 Tolerancia

Como en todos los componentes físicos que podemos encontrar en el mercado, en los capacitores el valor especificado en faradios no es exacto, varía en un intervalo dado, esta variación se conoce como tolerancia y se maneja como un porcentaje del valor del capacitor. Citando un ejemplo, la tolerancia de un

<sup>10</sup> www.ecnmag.com • ECN • February 2001

<sup>11</sup> www.ecnmag.com • ECN • February 2001

capacitor cerámico es generalmente del 10%, es decir, para un capacitor de 10pF, este podría tener una capacitancia real entre 9pF y 11pF

#### 1.3.2.1.5 *Coeficiente de temperatura*

Debido a que los capacitores están sujetos a variaciones de valor con los cambios de la temperatura, se han fabricado algunos capacitores con coeficientes específicos de temperatura y se usan para la compensación térmica.

El coeficiente de temperatura, se expresa como el cambio de capacidad por grado centígrado de temperatura. En general se expresa en partes por millón por grado Celsius (ppm/°C). Puede ser positivo (P precede al coeficiente), negativo (N) o cero (NPO).

#### 1.3.2.1.6 *Dieléctrico o aislante*

El dieléctrico tiene como función aumentar la capacidad del capacitor. Los diferentes materiales que se utilizan como dieléctricos tienen diferentes grados de permitividad, que es la capacidad para el establecimiento de un campo eléctrico, mientras mayor sea la permitividad, mayor es la capacidad del capacitor.

La capacidad de un capacitor está dada por la fórmula:  $C = \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}$ , donde:

C = capacidad

$\epsilon_r$  = permitividad

A = área entre placas

d = separación entre las placas

#### 1.3.2.1.7 *Tensión nominal*

El voltaje nominal Vn es el máximo valor de voltaje en continua (DC) que se puede aplicar al capacitor hasta un límite de temperatura específico.

### 1.3.2.1.8 Tensión de ruptura de un capacitor

Es el voltaje máximo e instantáneo que se puede aplicar a los terminales del capacitor de forma continua en condiciones de temperatura de especificación. Si se sobrepasa, el dieléctrico se puede perforar provocando un corto circuito. En la Tabla 1.2 se muestra un rango de valores del voltaje de ruptura:

Condensador		Armadura	Rango de valores	Rango de V máx a Vcc
Tipo	Dieléctrico			
Mica	Mica	Aluminio o deposito de plata	2 pF a 22 nF	250 - 4000 V.
Papel	Papel parafinado	Aluminio	1 nF a 10 uF	250 - 1000 V.
Styroflex	Poliestireno	Aluminio	10 pF a 4.7 nF	25 - 63 V.
			4.7 uF a 22 nF	160 - 630 V.
Poliester	Poliester	Aluminio	4.7 nF a 1.5 uF	100 - 160 V.
			1 nF a 470 nF	400 - 1000 V.
Poliester metalizado	Poliester	Aluminio depositado al vacío	47 nF a 10 uF	63 - 100 V.
			10 nF a 2.2 uF	250 - 400 V.
			10 nF a 470 nF	630 - 1000 V.
Policarbonato metalizado	Policarbonato	Aluminio depositado al vacío	47 nF a 10 uF	63 - 100 V.
			10 nF a 2.2 uF	250 - 400 V.
			10 nF a 470 nF	630 - 1000 V.
Cerámico (grupo 1)	Cerámica	Depósito de plata	0.56 pF a 560 pF	63 - 100 V.
			0.47 pF a 330 pF	250 - 500 V.
Cerámico (grupo 2)	Titanato de Bario	Depósito de plata	4.7 nF a 470 nF	15 - 50 V.
			220 pF a 22 nF	63 - 100 V.
			100pF a 10 nF	250 - 500 V.
			470 pF a 10 nF	1000 V.
Electrolítico de aluminio	Oxido de Aluminio	Aluminio	100 a 10,000 uF	4 - 10 V
			2.2 a 4700 uF	16 - 40 V.
			0.47 a 2200 uF	63 - 160 V.
			2.2 a 220 uF	200 - 450 V.
Electrolítico de tantalio	Oxido de tantalio	Positivo: Tantalio	2.2 a 100 uF	3 - 10 V
		Negativo: Metalizado	220 nF a 22 uF	16 a 40 V

Tabla 1. 2: Tipos de capacitores, rango de operación y rango máximo de voltaje a  $V_{cc}$ <sup>12</sup>

<sup>12</sup> Sonia Linio Bragado, Universidad Técnica de Madrid

### 1.3.2.1.9 Fugas

Permite estimar el comportamiento del capacitor en continua (DC) a distintas temperaturas. Se debe tener en cuenta que la temperatura dentro de un equipo puede ser muy superior a la temperatura ambiente, lo que se debe considerar al momento de elegir el componente. Puede haber distintos tipos de fugas, que dependen del número de portadores libres.

#### 1.3.2.1.9.1 Resistencia de aislamiento ( $\Omega$ ).

Se suele dar de forma grafica y se define como la relación entre el voltaje de DC aplicado y la corriente DC  $I_f$ . Se expresa las fugas con las siguientes constantes  $R_i(T)$ , para el comportamiento lineal de las fugas.

#### 1.3.2.1.9.2 Constante de tiempo de autodescarga (s).

La constante de tiempo de autodescarga  $\tau$  (T), es el producto de la resistencia de aislamiento  $R_i$  por el valor (nominal) de la capacidad.

$$\tau(T) = R_i(T) \cdot C$$

Ec. 1.10

Este parámetro permite evaluar la capacidad de los capacitores para retener la carga almacenada en los bornes en circuito abierto, ya que supone una dependencia exponencial en la evolución de carga almacenada en función del tiempo.

#### 1.3.2.1.9.3 Corriente de fugas ( $\mu A$ ).

Es la intensidad de corriente en continua ( $I_f$ ), que circula por el capacitor a determinadas condiciones específicas. La dependencia de la corriente para otras condiciones se da normalmente en forma gráfica en función del voltaje aplicado y la temperatura.

### 1.3.2.2 Comportamientos ideal y real

El capacitor ideal puede definirse a partir de la siguiente ecuación diferencial:

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$$

Ec. 1.11

Donde C es la capacitancia, u(t) es el voltaje aplicado a sus terminales e i(t) la corriente resultante que circula por el mismo.

### 1.3.2.3 Comportamiento en corriente continua

Un capacitor real en corriente continua se comporta prácticamente como uno ideal, es decir, como un circuito abierto. Esto es así en estado permanente ya que en estado transitorio al conectar o desconectar un circuito con capacitor, suceden fenómenos eléctricos transitorios que inciden sobre la carga presentada en sus bornes.

### 1.3.2.4 Comportamiento en corriente alterna

En corriente alterna, un capacitor ideal ofrece una resistencia al paso de la corriente (parte real del capacitor), que recibe el nombre de reactancia capacitiva  $X_C$ , cuyo valor viene dado por el inverso del producto de dos veces la constante  $\pi$  por la frecuencia ( $\omega = 2\pi f$ ) y multiplicado por la capacidad, C:

$$X_C = \frac{1}{j\omega C}$$

Ec. 1.12

Si la frecuencia angular se expresa en radianes por segundo (rad/s) y la capacidad en faradios (F), la reactancia resultará en ohmios.

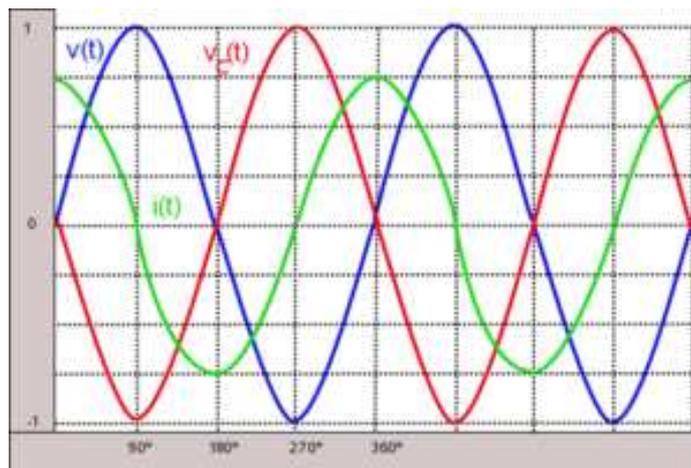


Figura 1. 11: Diagrama cartesiano de las tensiones y corriente en un capacitor<sup>13</sup>

Al ingresar un voltaje senoidal  $v(t)$  a un capacitor circulará una corriente  $i(t)$ , también senoidal, que lo cargará, originando en sus bornes una caída de tensión,  $-V_c(t)$ , cuyo valor absoluto puede demostrarse que es igual al de  $v(t)$ .

Al decir que por el capacitor "circula" una corriente, se debe puntualizar que, en realidad, dicha corriente nunca atraviesa su dieléctrico. Lo que sucede es que el capacitor se carga y descarga al ritmo de la frecuencia de  $v(t)$ , por lo que la corriente circula externamente entre sus armaduras.

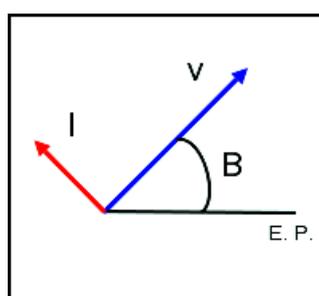


Figura 1. 12: Diagrama fasorial de un capacitor<sup>14</sup>

El fenómeno físico del comportamiento del capacitor en corriente alterna se puede observar en la Figura 1.10. Entre los  $0^\circ$  y los  $90^\circ$   $i(t)$  va disminuyendo desde su valor máximo positivo a medida que aumenta su tensión de carga  $v_c(t)$ , llegando a ser nula cuando alcanza el valor máximo negativo a los  $90^\circ$ , puesto que la suma de tensiones es cero ( $V_c(t) + V(t) = 0$ ) en ese momento.

<sup>13</sup> <http://es.wikipedia.org/wiki/Capacitor>

<sup>14</sup> <http://es.wikipedia.org/wiki/Capacitor>

Entre los  $90^\circ$  y los  $180^\circ$   $V(t)$  disminuye, y el capacitor comienza a descargarse, disminuyendo por lo tanto  $V_c(t)$ . En los  $180^\circ$  el capacitor está completamente descargado, alcanzando  $i(t)$  su valor máximo negativo. De los  $180^\circ$  a los  $360^\circ$  el razonamiento es similar al anterior.

De todo lo anterior se deduce que la corriente queda adelantada  $90^\circ$  con respecto al voltaje aplicado. Considerando, por lo tanto, un voltaje alterno de valor:

$$u(t) = V_0 \cdot \text{sen}(\omega t + \beta) \quad \text{Ec. 1.13}$$

De acuerdo con la ley de Ohm circulará una corriente alterna, adelantada  $90^\circ$  respecto al voltaje aplicado, de valor:

$$i(t) = i_0 \cdot \text{sen}(\omega t + \beta + 90^\circ) \quad \text{Ec. 1.14}$$

Donde  $I_0 = \frac{V_0}{X_C}$ . Si se representa el valor eficaz de la corriente obtenida en forma polar:

$$\vec{I} = I \quad \text{Ec. 1.15}$$

Y operando matemáticamente:

$$\vec{I} = \frac{V}{X_C} \quad \text{Ec. 1.16}$$

Por lo tanto, en los circuitos de corriente alterna, un capacitor ideal tiene una magnitud compleja sin parte real y parte imaginaria negativa:

$$\vec{X}_C = 0 - X_C j = X_C \underline{-90} \quad \text{Ec. 1.17}$$

A continuación en la Figura 1.11 se muestran los modelos en serie de un capacitor, Figura 1.13 a), y el modelo en paralelo de un capacitor Figura 1.13 b) en corriente alterna.

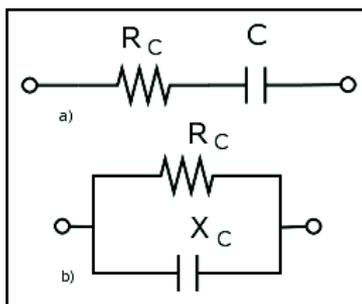


Figura 1. 13: Circuitos equivalentes de un capacitor en CA<sup>15</sup>

### 1.3.3 INDUCTORES

Los inductores o bobinas son elementos lineales y pasivos formados por varias vueltas o espiras de alambre de cobre enrolladas entre sí o sobre un núcleo de hierro, ferrita o aire que pueden almacenar y liberar energía basándose en fenómenos relacionados con campos magnéticos.

#### 1.3.3.1 Partes del inductor

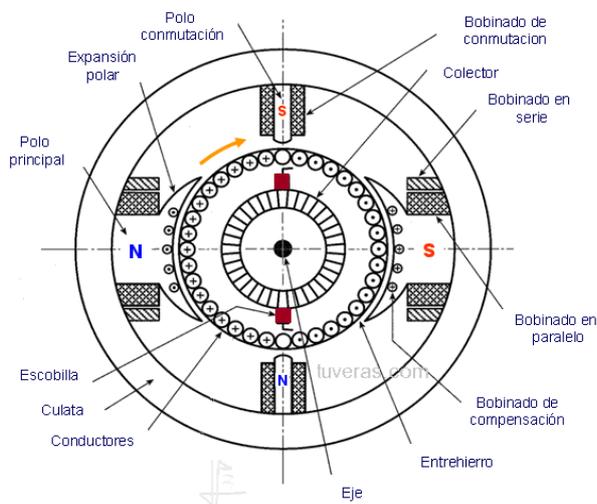


Figura 1. 14: Partes del inductor<sup>16</sup>

- Cabeza polar: Es la parte del circuito magnético situada entre la culata y el entrehierro, incluyendo el núcleo y la expansión polar.
- Núcleo: Es la parte del circuito magnético rodeada por el devanado inductor.

<sup>15</sup> <http://es.wikipedia.org/wiki/Capacitor>

<sup>16</sup> [http://www.taringa.net/posts/ciencia-educacion/7730429/\\_Que-son-los-Imanes-Eamp\\_-los-Dinamos\\_-\\_cortito\\_.html](http://www.taringa.net/posts/ciencia-educacion/7730429/_Que-son-los-Imanes-Eamp_-los-Dinamos_-_cortito_.html)

- Devanado inductor: Es el conjunto de espiras que tienen como función producir el flujo magnético, al ser recorrido por la corriente eléctrica.
- Expansión polar: Es la parte de la pieza polar próxima al inducido y que bordea al entrehierro.
- Polo auxiliar o de conmutación: Es un polo magnético suplementario, provisto o no, de devanados y destinado a mejorar la conmutación. Suelen emplearse en las máquinas de mediana y gran potencia.
- Culata: Es una pieza de sustancia ferromagnética, no rodeada por devanados, y destinada a unir los polos de la máquina.

### **1.3.3.2 Clasificación**

Según el núcleo:

- Núcleo de aire: el devanado se realiza sobre un soporte de material no magnético (fibra, plástico.). En los casos donde no se utiliza soporte, la bobina queda conformada sólo debido a la rigidez mecánica del conductor.
- Núcleo de hierro: como tiene mayor permeabilidad que el aire (10 a 100), aumenta el valor de la inductancia. Sin embargo, sólo se emplea en bajas frecuencias porque a altas frecuencias las pérdidas son elevadas.
- Núcleo de ferrita: las ferritas son óxidos de metales magnéticos, de alta permeabilidad (10 a 10000) que además son dieléctricos.

### **1.3.3.3 Características**

#### *1.3.3.3.1 Capacidad parásita entre bornes*

Estos valores de capacitancia tienen influencia al trabajar en alta frecuencia porque puede hacer que el inductor se comporte como un cortocircuito, debido a su baja resistencia.

#### *1.3.3.3.2 Resistencia de aislamiento entre espiras*

Si se supera el voltaje máximo entre terminales, se perfora el aislante del hilo conductor, lo que conlleva a perder la continuidad en la bobina, produciendo errores en la construcción del bobinado.

#### 1.3.3.3.3 $Q$ (factor de calidad)

Se define como la relación entre la reactancia inductiva y la resistencia óhmica del inductor  $Q = \frac{2\pi fL}{R}$ . Mientras menor es el valor de la resistencia en la bobina mayor

es el valor de  $Q$ . Según la fórmula,  $Q$  tendría que aumentar con la frecuencia, sin embargo no es así, debido al aumento progresivo de la resistencia.

Los fabricantes informan sobre el  $Q$  del inductor a la frecuencia de trabajo o bien presentan curvas de  $Q(f)$ . Los  $Q$  de inductores para aplicaciones de radiofrecuencia oscilan entre 50 y 200.

#### 1.3.3.3.4 Corriente máxima

La corriente máxima viene dada por las limitaciones físicas del hilo conductor, como es su diámetro, tipo de material, resistencia y máxima disipación de potencia.

#### 1.3.3.3.5 Interferencia

Los campos magnéticos de los inductores pueden afectar el comportamiento del resto de los componentes del circuito, especialmente los campos magnéticos de otros inductores.

La proximidad de dos inductores puede dar origen a una inductancia mutua que causará efectos no deseados.

#### 1.3.3.3.6 Energía almacenada

La bobina almacena energía eléctrica en forma de campo magnético cuando aumenta la intensidad de corriente, devolviéndola cuando ésta disminuye.

$$\varepsilon = \frac{1}{2} LI^2$$

Ec. 1.18

#### 1.3.3.3.7 Campo eléctrico

Se desarrolla cuando la corriente fluye en un conductor. Para un solenoide largo en el cual la distancia entre uno de sus extremos al centro es mucho mayor que el radio, el campo magnético se lo calcula mediante la ecuación 1.19.

$$B = \mu_0 \cdot n \cdot I$$

Ec. 1.19

#### 1.3.3.3.8 Auto-inductancia

La auto-inductancia se crea cuando se incrementa la corriente y el flujo magnético aumenta. Un incremento en el flujo magnético genera un voltaje en el alambre o el devanado con una polaridad que se opone al cambio de flujo, como se lo indica en la ecuación 1.20.

$$L = \frac{\phi_m}{I} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot n^2 \cdot A \cdot l$$

Ec. 1.20

El inductor tiene la propiedad de oponerse a cualquier variación de polaridad, de la corriente que lo atraviesa. Esta propiedad se llama inductancia. Cuando una corriente atraviesa un conductor, un campo magnético es creado. Las líneas de fuerza del campo magnético se expanden empezando en el centro del conductor y alejándose, pasando primero por el conductor mismo y después por el aire.

Mientras estas líneas de fuerza están todavía en el conductor, se genera una fuerza electromotriz (fem) en el conductor mismo. El voltaje generado tiene una dirección opuesta a la dirección de la corriente, por ello dicha fuerza se llama Fuerza contraelectromotriz (fcem)

### 1.3.3.3.9 Fuerza electromotriz autoinducida

Un cambio en la intensidad de corriente dará como resultado una variación del campo magnético y, lo que provoca un cambio en el flujo que está atravesando el circuito. De acuerdo con la Ley de Faraday, un cambio del flujo, origina una fuerza electromotriz autoinducida. Esta fuerza electromotriz, de acuerdo con la Ley de Lenz, se opondrá a la causa que lo origina, esto es, la variación de la corriente eléctrica, por ello suele recibir el nombre de fuerza contraelectromotriz.

$$E = -\frac{d\phi}{dt} = -L \frac{di}{dt} \quad \text{Ec. 1.21}$$

Este efecto causa que en el conductor se evite (temporalmente) que se alcance el máximo valor de corriente. Cuando, eventualmente, la variación de la corriente desaparece (valor constante), las líneas de fuerza ya no se expandirán y la fuerza contraelectromotriz desaparece.

Cuando la corriente empieza a fluir por el conductor, las líneas de fuerza del campo magnético empiezan a expandirse rápidamente, logrando, con esto, que se cree una fuerza contraelectromotriz grande. En este momento la fuerza contraelectromotriz prácticamente se iguala a la fuente de tensión aplicada. Así, las tensiones de la fuente y la de la fuerza contraelectromotriz casi se cancelan y el flujo de corriente es pequeño.

Cuando después de un tiempo las líneas de campo magnético alcanzan su valor máximo, la fuerza contraelectromotriz deja de ser generada y la única fuerza electromotriz es la de la fuente. En este momento en el circuito circula la corriente máxima debido a que no hay oposición de la inductancia.

Esta propiedad de oponerse a los cambios de corriente autoinduciendo una fuerza electromotriz en sentido opuesto (fuerza contraelectromotriz) se llama inductancia. La unidad de la inductancia es el henrio y se representa por la letra "L".

En un Inductor o bobina, se denomina inductancia ( $L$ ) a la relación entre el flujo y la intensidad ( $I$ )

El flujo que aparece en esta definición es producido por la corriente  $I$  exclusivamente. No deben incluirse flujos producidos por otras corrientes ni por imanes situados cerca, ni por ondas electromagnéticas.

Desgraciadamente, esta definición es de poca utilidad porque no sabemos medir el flujo alrededor de un conductor. Lo único que sabemos medir son las variaciones del flujo y eso sólo a través del voltaje  $V$  inducido en el conductor por la variación del flujo. Con ello llegamos a una definición de inductancia equivalente, pero definida en base a las cantidades que sabemos medir, esto es, la corriente, el tiempo y el voltaje:

El signo de el voltaje y de la corriente son los siguientes: si la corriente que entra por un terminal del conductor, y que va hacia el otro extremo aumenta, dicho extremo es positivo con respecto a la opuesta. La inductancia siempre es positiva, salvo en ciertos circuitos electrónicos especialmente concebidos para simular inductancias negativas.

De acuerdo con el Sistema Internacional de Medidas, si el flujo se expresa en webers y la intensidad en amperios, el valor de la inductancia vendrá en henrios (H).

Los valores de inductancia prácticos van de unas décimas de nH para un conductor de 1 milímetro de largo hasta varias decenas de miles de Henrios para bobinas hechas de miles de vueltas alrededor de núcleos ferromagnéticos.

#### *1.3.3.3.10 Valor de la inductancia*

El valor de la inductancia viene determinado exclusivamente por las características geométricas de la bobina y por la permeabilidad magnética del espacio donde se encuentra. Así, para un solenoide, la inductancia, de acuerdo con las ecuaciones de Maxwell, viene determinada por:

$$L = \frac{\mu(N^2 A)}{l} \quad \text{Ec. 1.22}$$

Donde,  $\mu$  es la permeabilidad absoluta del núcleo,  $N$  es el número de espiras,  $A$  es el área de la sección transversal del bobinado y  $l$  es la longitud de las líneas de flujo.

El cálculo de la inductancia ( $L$ ) es bastante complicado a no ser que la bobina sea toroidal y aún así, resulta difícil si el núcleo presenta distintas permeabilidades en función de la intensidad que circule por la misma. En este caso, la determinación de la inductancia se realiza a partir de las curvas de imantación.

#### 1.3.3.4 Comportamiento ideal

La bobina ideal puede definirse a partir de la siguiente ecuación:

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Ec. 1.23}$$

Donde:  $L$  es la inductancia,  $u(t)$  es la diferencia de potencial,  $i(t)$  es la intensidad resultante que circula.

#### 1.3.3.5 Comportamiento de un inductor en corriente continua

Una bobina ideal en CC se comporta como un cortocircuito (conductor ideal) mientras que la real se comporta como una resistencia cuyo valor  $R_L$  será el de su devanado. Esto es así en régimen permanente ya que en régimen transitorio, esto es, al conectar o desconectar un circuito con bobina, suceden fenómenos electromagnéticos que inciden sobre la corriente.

#### 1.3.3.6 Comportamiento de un inductor en corriente alterna

En corriente alterna, una bobina ideal ofrece una resistencia al paso de la corriente que recibe el nombre de reactancia inductiva,  $X_L$ , cuyo valor viene dado por el producto de la frecuencia angular por la inductancia.

$$X_L = \omega \cdot L$$

**Ec. 1.24**

Al conectar un voltaje senoidal  $v(t)$  a una bobina aparecerá una corriente  $i(t)$ , por lo que aparecerá una fuerza contraelectromotriz,  $-e(t)$ , cuyo valor absoluto puede demostrarse que es igual al de  $v(t)$ . Por tanto, cuando la corriente  $i(t)$  aumenta,  $e(t)$  disminuye para contrarrestar dicho aumento; análogamente, cuando  $i(t)$  disminuye,  $e(t)$  aumenta para oponerse a dicha disminución.

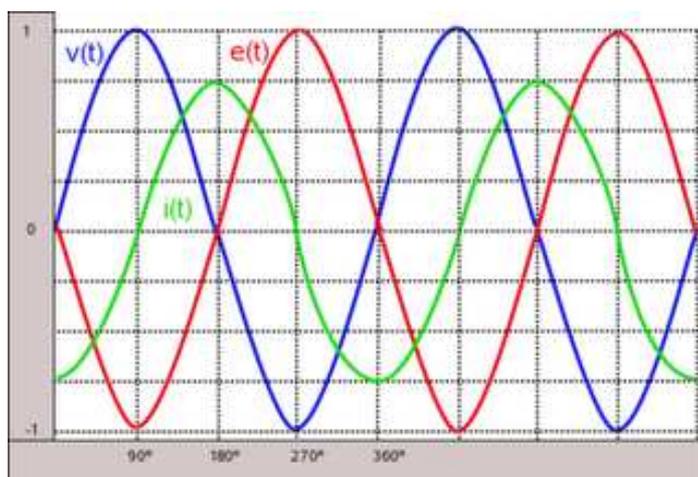


Figura 1. 15: Diagrama cartesiano de las tensiones y corriente en un inductor<sup>17</sup>

Por lo tanto, en los circuitos de corriente alterna, una bobina ideal se puede asimilar a una magnitud compleja sin parte real y parte imaginaria positiva:

$$\vec{X}_L = 0 + X_L \cdot j = X_L / 90^\circ$$

**Ec. 1.25**

En la bobina real, habrá que tener en cuenta la resistencia de su bobinado,  $R_L$ , que puede ser su circuito equivalente o modelo, el que aparece en la figura 12b) o 12c) dependiendo del tipo de bobina o frecuencia de funcionamiento, aunque para análisis más precisos pueden utilizarse modelos más complejos que los anteriores.

<sup>17</sup> <http://es.wikipedia.org/wiki/Inductor>

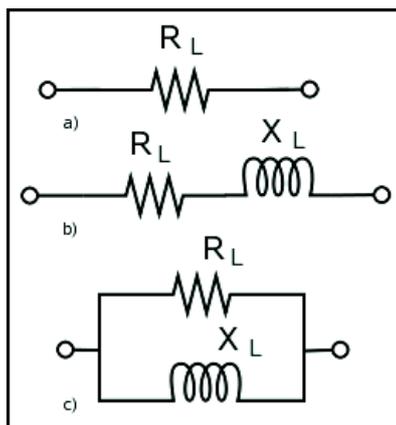


Figura 1. 16: Circuitos equivalentes de un inductor en CA<sup>18</sup>

## 1.4 IMPEDANCIA Y ADMITANCIA

### 1.4.1 CONCEPTO

La impedancia es la oposición que experimenta un dispositivo o circuito eléctrico o electrónico a la circulación de una corriente eléctrica periódica.

Todos los materiales que podemos encontrar en la naturaleza presentan impedancia. Por consiguiente, nos valemos de la variación de la impedancia para estudiar la evolución o los cambios de las propiedades de los materiales.

### 1.4.2 DEFINICIÓN DE MODELOS

Al medir la impedancia deben considerarse dos situaciones. En primer lugar que las pruebas se realizan en corriente alterna para describir matemáticamente los modelos de impedancia y admitancia, en comparación de un test de prueba en DC, denominado también test estático, en consecuencia, se deben considerar la amplitud y frecuencia en este test. En segundo lugar, se pueden considerar dos modelos, el modelo serie y el modelo paralelo. En el primer caso se habla de impedancia y en el segundo de admitancia. Los modelos responden a las expresiones que siguen:

<sup>18</sup> <http://es.wikipedia.org/wiki/Inductor>

Ecuación de un modelo de impedancia	Ecuación de un modelo de admitancia
$Z(j\omega) = R + jX(\omega)$ <b>Ec. 1.26</b>	$Y(j\omega) = G + jB(\omega)$ <b>Ec. 1.27</b>

Tabla 1. 3: Ecuaciones admitancia e impedancia.

Definiendo que  $Y = \frac{1}{Z}$ .

Se debe considerar que al medir la impedancia y la admitancia existen diversas fuentes de error, generalmente asociadas al modelo del componente, la matriz de test (valores verdadero, efectivo e indicado) y el instrumento de medida (errores de medida).

A continuación se muestra en la figura 1.17 el modelo serie utilizado para impedancias y el modelo paralelo utilizado para admitancias:

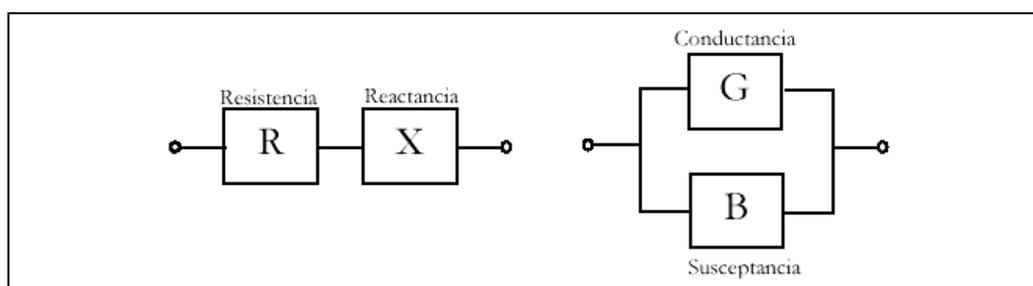


Figura 1. 17: Modelados de la impedancia (modelo serie) y de la admitancia (modelo paralelo)<sup>19</sup>

Los planos de medida de la impedancia y de la admitancia se muestran en la figura 1.15, y se puede apreciar los distintos modelos y los ángulos que determinan la desviación del componente respecto del modelo resistivo y conductivo puro. El radio-vector asociado a un componente ideal coincide con la dirección de un eje.

Por ejemplo, si consideramos el plano de la impedancia, la parte real de la impedancia es la resistencia, y la imaginaria se denomina reactancia. Los capacitores reales se encuentran normalmente en el cuadrante inferior, mientras que las bobinas en el cuadrante superior.

<sup>19</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.2

Los capacitores ideales se encuentran en el semi-eje imaginario negativo, y las bobinas idéales en el semi-eje imaginario positivo. Cuanto más ideal es un capacitor o una bobina, menor es su parte resistiva y por consiguiente el ángulo estará próximo a  $-90^\circ$  y a  $90^\circ$ , respectivamente.

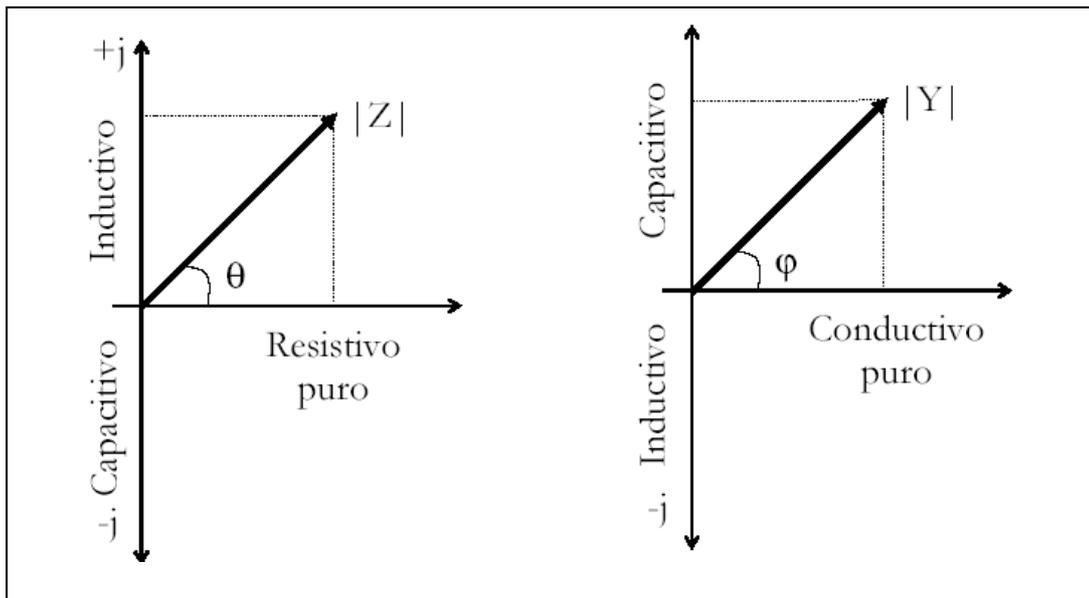


Figura 1. 18: Plano de medida de la impedancia y de la admitancia, donde se aprecia geoméricamente el carácter real de los componentes, a partir de los ángulos  $\theta$  y  $\varphi$ <sup>20</sup>

Se puede determinar que los fasores son:

$$\theta = \arctan\left(\frac{X}{R}\right) \quad \text{Ec. 1.28}$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{B}{G}\right) \quad \text{Ec 1.29}$$

A partir de estas definiciones se consideran los parámetros que cuantifican la cercanía de que tan ideal se comporta un componente, y que a menudo son objeto de mediciones directas e indirectas.

<sup>20</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.2

### 1.4.3 PARÁMETROS

#### 1.4.3.1 Factores de calidad y factor de disipación

Al realizar mediciones sobre componentes, los errores que se comenten dependen en buena parte de factores asociados al propio componente, que son:

- Frecuencia de la señal de test.
- Nivel (amplitud) de la señal de test.
- DC bias: punto de operación (tensiones y corrientes).
- Entorno o medio ambiente (temperatura, humedad, etc.).

No hay componentes ideales en la práctica, debido a que poseen parásitos que se cuantifican en relación a su modelo equivalente y las limitaciones en frecuencia, determinadas a su vez por la calidad del proceso de fabricación y de los materiales empleados.

La figura 1.19 muestra el modelo real de un capacitor. El diseño y la calidad de su material determinan la presencia de parásitos. Existe una inductancia no deseada debida a los terminales o hilos de conexión (además su resistencia serie). El resto de los parámetros, salvo C, modelan el dieléctrico del capacitor.

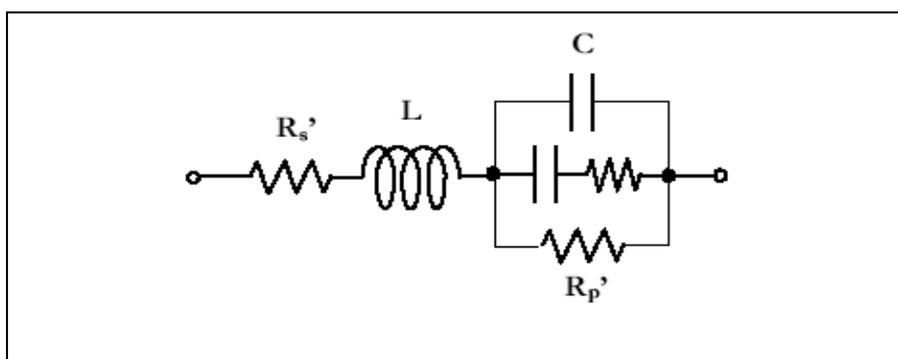


Figura 1. 19: Modelo equivalente completo de un capacitor<sup>21</sup>

<sup>21</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.3

Ahora se cuantifica la no idealidad de los componentes mediante sus parámetros y sus modelos. El factor de calidad  $Q$ , representa las características no ideales del componente; cuanto mayor es  $Q$ , mejor o más ideal es el componente.  $Q$  se mide en general para bobinas y  $D$  (factor de disipación) para capacitores.

#### 1.4.3.1.1 Definiciones

El factor de calidad de una admitancia se define como la relación o cociente entre el promedio de la energía que almacena un componente y el promedio de la energía que disipa durante ese mismo tiempo de medida. Donde podemos obtener:

$$Q = \frac{\text{Energía Almacenada}}{\text{Energía Disipada}}$$

$$Q = \tan\theta = \frac{|X_s|}{R_s} \quad \text{Ec. 1.30}$$

Cuanto mejor es el componente menor es su parte resistiva, menos energía disipa, por ejemplo cuanto más pura es una bobina menor es la resistencia serie del modelo. En consecuencia, mayor será su factor de calidad. Esta definición es originaria de los modelos serie.

Para los capacitores se suele utilizar la definición de factor de disipación, definido como el inverso del factor de calidad. Por ejemplo, considerando un modelo paralelo de un capacitor (resistencia en paralelo con un capacitor ideal), se tiene la siguiente expresión del factor de disipación:

$$D \equiv \frac{1}{Q} = \cot\theta$$

$$D \equiv \frac{G}{|B|}$$

$$D \equiv \frac{1}{\overline{R_p}} \cdot \frac{1}{w \cdot C_p}$$

$$D \equiv \frac{1}{w \cdot R_p \cdot C_p}$$

Ec. 1.31

Donde:  $R_p$  = Resistencia modelo paralelo y  $C_p$  = Capacitancia modelo paralelo

Este valor tiene en general un valor más pequeño mientras menos pérdidas tenga el componente. Si las pérdidas del dieléctrico son pequeñas,  $R_p$  es elevada (no fluye corriente entre las dos placas). Como alternativa al factor de disipación se emplea a menudo el factor de potencia, que se define según:

$$FP = \cos\theta$$

$$FP = \frac{R}{|Z|}$$

$$FP = \frac{D}{\sqrt{1 + D^2}}$$

Ec. 1.32

Los medidores de impedancia suelen medir los parámetros anteriores para una frecuencia de test fija o para toda una banda de frecuencias, dependiendo del modelo. También permiten que el usuario introduzca la frecuencia de test.

#### 1.4.4 MODELOS EQUIVALENTES SERIE Y PARALELO

El instrumento selecciona el modelo empleado considerando que el modelo más adecuado es aquel que rige para un mayor margen de frecuencias. La elección se centra en discernir si se emplea el modelo serie o el paralelo.

La conversión entre modelos es inmediata si se consideran las definiciones de impedancia y de admitancia:

$$Z(j\omega) = R + jX(\omega); \quad Y(j\omega) = G + jB(\omega)$$

Donde:  $R$  = Resistencia,  $X$  = Reactancia,  $G$  = Conductancia y  $B$  = Susceptancia

Al desarrollar la primera expresión, para la impedancia serie:

$$\begin{aligned}
 Z(j\omega) &= \frac{1}{Y(j\omega)} \\
 Z(j\omega) &= \frac{1}{G + jB(\omega)} \\
 Z(j\omega) &= \frac{1}{G + jB(\omega)} \cdot \frac{(G - jB)}{(G - jB)} \\
 Z(j\omega) &= \frac{G - jB}{(G^2 + B^2)} \\
 Z(j\omega) &= \frac{G}{(G^2 + B^2)} - j \frac{B}{(G^2 + B^2)}
 \end{aligned}$$

Por lo tanto:

$$R = \frac{G}{(G^2 + B^2)}; \quad X = -\frac{B}{(G^2 + B^2)}$$

Ec. 1.33

Comparando con el modelo en paralelo:

$$\begin{aligned}
 Y(j\omega) &= \frac{1}{Z(j\omega)} \\
 Y(j\omega) &= \frac{1}{R + jX(\omega)} \\
 Y(j\omega) &= \frac{1}{R + jX(\omega)} \cdot \frac{(R - jX)}{(R - jX)} \\
 Z(j\omega) &= \frac{R - jX}{(R^2 + X^2)} \\
 Z(j\omega) &= \frac{R}{(R^2 + X^2)} - j \frac{X}{(R^2 + X^2)}
 \end{aligned}$$

Por lo tanto:

$$G = \frac{R}{(R^2 + X^2)}; \quad B = -\frac{X}{(R^2 + X^2)}$$

Ec. 1.34

La relación entre los parámetros de los modelos serie y paralelo se establece a partir del factor de disipación,  $D$ , y del factor de calidad  $Q$ ; todo ello depende de si el modelo involucrado es un capacitor o una bobina.

En caso de considerar la comparación entre los modelos serie y paralelo de un componente constituido por un capacitor y una resistencia, la relación entre parámetros viene dada por el factor de disipación.

En efecto, tenemos, para los modelos serie y paralelo, su impedancia y su admitancia, respectivamente.

Considerando el modelo serie, donde  $R_s$  y  $C_s$  es la resistencia y capacitancia en modelo serie respectivamente, se obtiene las siguientes ecuaciones:

$$Z(j\omega) = R + jX$$

$$Z(j\omega) = R_s - j \frac{1}{\omega C_s}$$

Ec. 1.35

Y a partir de un modelo paralelo se obtiene las ecuaciones mostradas a continuación, donde  $R_p$  y  $C_p$  es la resistencia y capacitancia en modelo paralelo respectivamente:

$$Y(j\omega) = G + jB$$

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p$$

Ec. 1.36

Los factores de disipación de ambos modelos coinciden pues este factor es una característica del componente, con independencia del modelo seleccionado. Por ello, no se emplea el subíndice al distinguir a continuación entre modelos.

El factor de disipación del modelo serie resulta ser por definición:

$$D = \frac{1}{Q}$$

$$D = \frac{R_s}{|X|}$$

$$D = \frac{R_s}{\frac{1}{wC_s}}$$

$$D = wR_sC_s$$

Ec.1.37

y el factor de disipación del modelo paralelo es:

$$D = \frac{1}{Q}$$

$$D = \frac{G}{|B|}$$

$$D = \frac{\frac{1}{R_p}}{wC_p}$$

$$D = \frac{1}{wR_pC_p}$$

Ec.1.38

Considerando las conversiones entre modelos, por simplicidad se tiene:

$$R = \frac{G}{(G^2 + B^2)}; \quad X = -\frac{G}{(G^2 + B^2)}$$

$$R = R_s = \frac{\frac{1}{R_p}}{\left(\frac{1}{R_p}\right)^2 + (wC_p)^2}$$

$$R_s = \frac{R_p}{1 + (wR_pC_p)^2}$$

$$R_s = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{1}{D}\right)^2}$$

$$R_s = R_p \cdot \frac{D^2}{1 + D^2}$$

Ec. 1.39

A partir de esta expresión es fácil observar que cuando el factor de disipación es cero la resistencia del modelo serie es cero y la resistencia del modelo paralelo es infinita. Para obtener la relación entre capacidades se procede de forma similar, obteniéndose la relación entre las capacidades de ambos modelos.

$$C_s = (1 + D^2) \cdot C_p \quad \text{Ec. 1.40}$$

En los capacitores de alta calidad, el factor de disipación (D) es muy pequeño y se verifica que las capacidades de ambos modelos son muy parecidas:  $C_s \approx C_p$

Si se considera un modelo de inductor y resistencia es fácil demostrar que para factores de calidad muy elevados la inducción del modelo serie es muy parecida a la del modelo paralelo,  $L_s \approx L_p$

### 1.4.5 MODELOS REALES DE COMPONENTES

Los medidores de impedancia a menudo pueden calcular el ESR (Equivalent Series Resistance) de un componente. En efecto, para ilustrar el caso consideremos en primer lugar el modelo equivalente de una resistencia de carbón, mostrado en la figura 1.18. En ella, el parámetro C es la capacidad de los granos de carbón, R es la resistencia que se desea y L la inducción de los contactos.

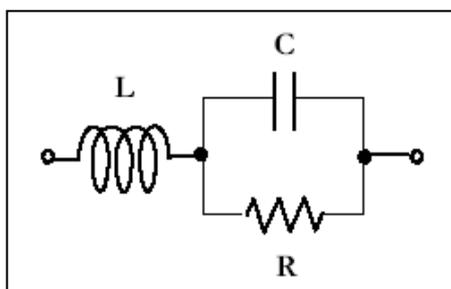


Figura 1. 20: Modelo equivalente de una resistencia de carbón<sup>22</sup>

La impedancia de esta asociación resulta:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} + j \left( \omega L - \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R^2} \right)$$

<sup>22</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.6

$$Z(j\omega) = ESR + jX$$

Ec. 1.41

Debe observarse que el ESR depende de la frecuencia en un doble sentido. Por una parte, existe una dependencia directa con la frecuencia porque la variable pulsación “ $\omega$ ” figura en la expresión. Por otra, R depende de la frecuencia. Es importante calcular la frecuencia a la que se anula esta parte reactiva y ver qué forma adopta la impedancia a esta “frecuencia de resonancia”.

También se observa la presencia de una parte reactiva que contribuye a la introducción de desfases en circuitos donde se incorporen estos componentes.

El modelo del capacitor es incluso más ilustrativo con vistas a mostrar la frecuencia de resonancia. Esto lo vamos a hacer partiendo del modelo del capacitor simplificado y con la ayuda de la figura 1.21. El modelo a estudiar es el de la figura 1.22.

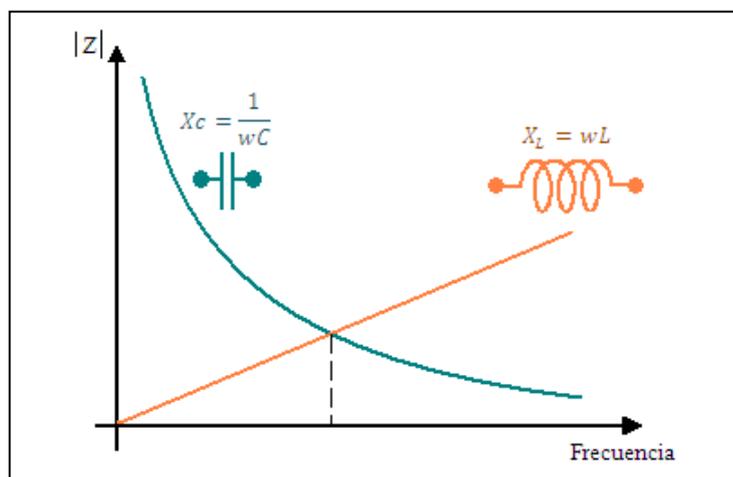


Figura 1. 21: Evolución de una impedancia en un capacitor<sup>23</sup>

Se observa en la Figura 1.19 un comportamiento capacitivo puro a bajas frecuencias, inductivo puro a altas frecuencias y resistivo puro sólo a la frecuencia de resonancia.

<sup>23</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.7

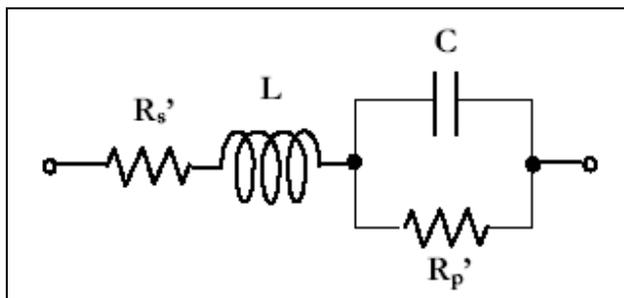


Figura 1. 22: Modelo equivalente de un capacitor<sup>24</sup>.

En este caso, se comprueba fácilmente:

$$Z(j\omega) = \left( \frac{R_p'}{1 + \omega^2 C^2 R_p'^2} + R_s' \right) + j \left( \omega L - \frac{\omega R_p'^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R_p'^2} \right)$$

$$Z(j\omega) = ESR + jX$$

Ec 1.42

Obteniéndose una frecuencia de resonancia (resistencia serie nula) de:

$$\omega_R = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{C^2 R_p'^2}}$$

Ec. 1.43

Cuando la resistencia del modelo paralelo tiende a infinito la pulsación de resonancia (frecuencia angular) es la típica de un modelo LC. Experimentalmente se observa la dependencia en un gráfico semejante al de la Figura 1.20, que simula la visualización en un medidor LCR.

Se observa en esta figura la evolución de la impedancia hacia capacitiva pura (desfase de  $-90^\circ$ ) a bajas frecuencias, o hacia inductiva pura (desfase de  $90^\circ$ ) a frecuencias elevadas. Además, a la frecuencia de resonancia la impedancia es mínima.

<sup>24</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.7

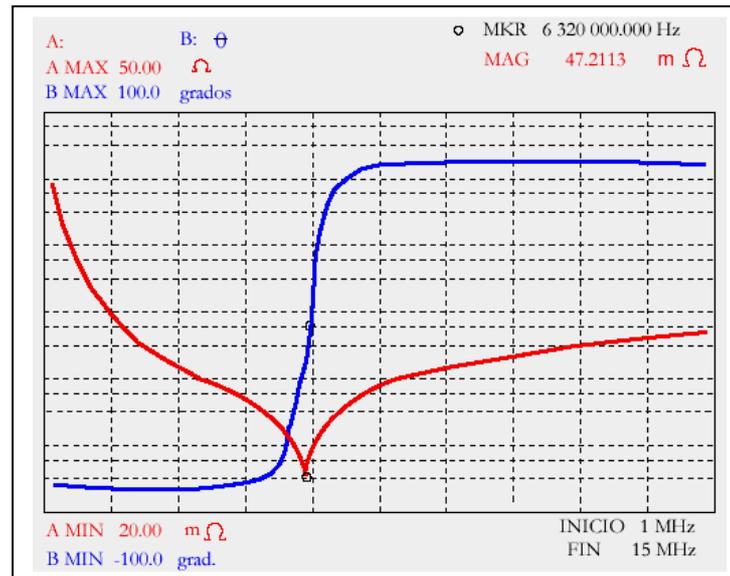


Figura 1. 23: Impedancia de un capacitor en un medidor LCR<sup>25</sup>

#### 1.4.6 DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS PUESTOS A PRUEBA

Al medir un componente se hace una prueba con corriente continua y alterna que alteran la medida introduciendo fuentes de error. La figura 1.24 muestra el ejemplo de la medida con capacitores de montaje superficial (SMD; Surface Mounted Device), los cuales presentan mejores características funcionales, en comparación con dispositivos de montaje normal.

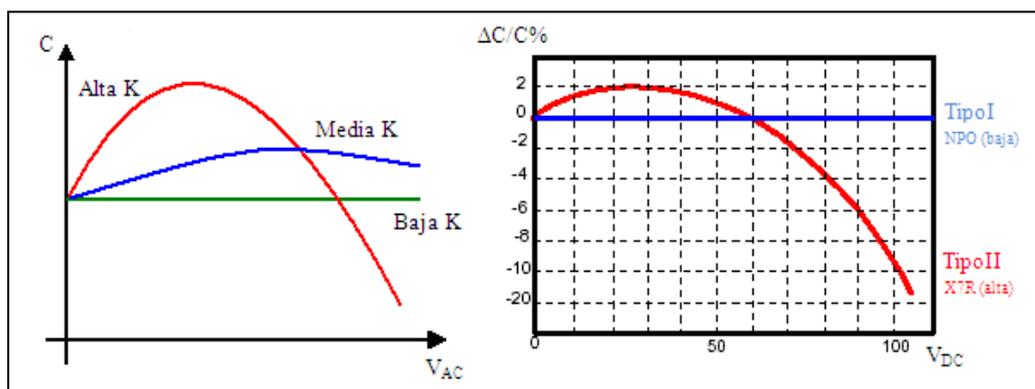


Figura 1. 24: Influencia de la señal de test sobre los capacitores de montaje superficial

<sup>25</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.7

La desventaja de trabajar con una alta constante dieléctrica es que estos dispositivos SMD son muy afectados por las condiciones del test al que son expuestos, sin embargo con ellos se consigue gran capacidad por unidad de volumen.

Por otra parte, cuando un componente se conecta para ser medido hay que considerar las diferencias entre el valor verdadero o ideal, el efectivo (con sus parásitos) y el indicado por el instrumento (que incluye el modelo equivalente de la matriz de test).

Los modelos antes descritos se muestran en la figura 1.25, donde se visualiza los modelos: verdadero, efectivo y real.

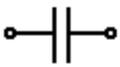
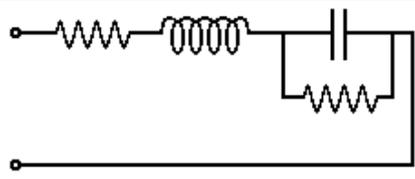
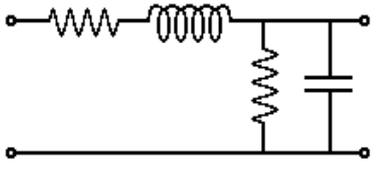
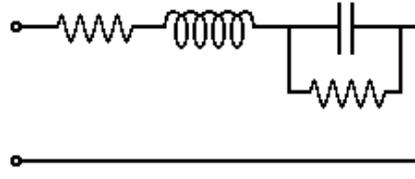
MODELO	MATRIZ TEST	DISPOSITIVO REAL
Verdadero		
Efectivo		
Indicado		

Figura 1. 25: Circuitos equivalentes<sup>26</sup>

El propósito de un medidor LCR es hacer que el valor efectivo sea lo más parecido al indicado.

<sup>26</sup> [http://www2.uca.es/grup-invest/instrument\\_electro/ppjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files/temas/T4\\_med\\_imp\\_por.pdf](http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T4_med_imp_por.pdf), Pág.9

## **CAPÍTULO 2. ANÁLISIS COMPARATIVO DE CIRCUITOS MEDIDORES DE IMPEDANCIA**

### **2.1 INTRODUCCIÓN**

En el presente capítulo se realizará una revisión de los factores de discrepancia entre medidas de impedancia, como también las ventajas y desventajas que tienen cada uno de los métodos de medición de impedancia. Se escogerá además el método a ser utilizado dependiendo de las características funcionales del mismo, así como también de la facilidad de su uso e implementación.

Se analizará también los circuitos integrados que forman parte de nuestro instrumento, como son sus características físicas y funcionales, diversas aplicaciones y métodos de programación

### **2.2 CAUSAS DE DISCREPANCIA EN LAS MEDICIONES DE IMPEDANCIA**

#### **2.2.1 FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE PRUEBA**

Es la frecuencia exacta a la cual se va a medir un componente, y afecta directamente a su valor medido. Por lo tanto se debe escoger valores de frecuencia precisos, para obtener valores de impedancia cercanos a los valores reales del componente..

#### **2.2.2 NIVEL DE LA SEÑAL DE PRUEBA**

Otro punto a considerar, es el nivel de la señal de prueba que se necesita al momento de hacer mediciones con el instrumento prototipo, si los niveles de señal que se obtiene con cualquier método utilizado es muy bajo, por le orden de los microvoltios, la señal puede ser confundida con el ruido del sistema, por lo tanto si amplificamos nuestra señal, se amplificará al igual el ruido.

Una opción es diseñar circuitos acopladores de impedancia, filtros de señal diseñados a una frecuencia específica para evitar armónicos, y amplificadores de señal para obtener niveles de señal apropiados para realizar una medición.

Otra alternativa es utilizar componentes con prestaciones adecuadas para nuestro diseño, como el caso de circuitos integrados de alta velocidad, y la implementación del instrumento prototipo con dispositivos de montaje superficial, para eliminar errores de medidas debido a la circuitería del sistema.

### **2.2.3 CONDICIONES AMBIENTALES**

La temperatura es un factor primordial en la medición de impedancias, debido a que todo dispositivo tiene diferentes valores de resistencia y reactancia dependiendo de la temperatura a la cual opera.

Otro factor de error en las medidas se debe a la humedad ambiental, pero en el dispositivo no se la considerará como un factor de error, debido a que en nuestra ciudad no existe un alto nivel de humedad.

## **2.3 COMPARACIÓN ENTRE MÉTODOS DE MEDICIÓN DE IMPEDANCIAS**

Los principales factores al momento de comparar métodos de medición de impedancias son: la frecuencia en la que opera cada uno de ellos, el rango de impedancias a ser medidas, rango de medición de los dispositivos, exactitud que se requiere en la medición, condiciones eléctricas para efectuar las pruebas, el número de parámetros que puede medir con cada método, las características físicas del dispositivo a ser medido y la facilidad de implementación.

Cada método será diferenciado según los beneficios o desventajas que tiene con respecto a los factores expuestos anteriormente.

### **2.3.1 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DEL PUENTE**

El método del puente es el método más empleado para la medición de impedancias. Tiene un rango de operación idealmente de 0 Hz a 300 MHz, es de muy fácil implementación y existen varios métodos de puente modificados que añaden precisión a las mediciones, como es el puente de Wien, el puente de Maxwell-Wien y modificaciones de ambos.

#### **2.3.1.1 Ventajas del método del puente**

- El método del puente tiene una alta precisión en las medidas, típicamente de 0,1% en circuitos diseñados por fabricantes de equipos profesionales de medición de impedancias.
- Tiene un amplio rango de frecuencia para medir impedancias con el uso de circuitos que utilizan varias configuraciones tipo puente.
- El costo de implementación de estos circuitos es bajo en comparación con otros métodos que utilizan circuitos adicionales que se requiere para compensar impedancias.
- El método de puente auto-balanceado se deriva de este método.

#### **2.3.1.2 Desventajas del método del puente**

- Una de las principales desventajas es el balanceo manual que se tiene que hacer a estos circuitos para obtener lecturas confiables.
- Otra desventaja es que cada circuito implementado opera en una banda estrecha de frecuencia.

### **2.3.2 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DEL PUENTE AUTO-BALANCEADO**

Este método es el más utilizado en lo que refiere a la precisión que se quiere obtener en las medidas, que llega a tener una precisión de alrededor el 0.05%, tiene un muy buen rango de medición de frecuencia, desde 20Hz a los 110MHz.

Debido a la robustez de la circuitería de este método y la automatización para realizar un balanceo de carga, se prefiere trabajar con un puente auto-balanceado en lugar de un circuito puente simple, disminuyendo su rango de operación de frecuencia.

#### **2.3.2.1 Ventajas del método del puente auto-balanceado**

- Posee un rango de frecuencias de operación tanto para LF (bajas frecuencias), como también para HF (altas frecuencias), añadiendo una circuitería adicional.
- Tiene una gran variedad de condiciones para efectuar pruebas, lo que permite obtener una mayor cantidad de parámetros de medición en comparación con otros métodos.
- A diferencia del método de puente sin balanceo, este método tiene una alta precisión en un amplio rango de medición de impedancias. Por lo tanto no es necesario hacer varios circuitos para operar en una banda más amplia de frecuencias.
- Fabricantes de equipos profesionales de medida utilizan este método para la implementación de sus equipos medidores de impedancia, al igual para el diseño de dispositivos de puesta a tierra.
- Es fácil de implementar

### **2.3.2.1 Desventajas del método del puente auto-balanceado**

- Este método del puente auto-balanceado tiene una desventaja al momento de operar en altas frecuencias, debido a las limitaciones de funcionamiento del amplificador operacional utilizado como convertidor I-V.
- Se tiene que compensar las limitaciones del amplificador convertidor, utilizando un detector null, un detector de fase, un integrador y un modulador vectorial, para asegurar la precisión en las medidas en frecuencias mayores a 1 MHz.

### **2.3.3 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO I-V**

El método I-V tiene un rango de frecuencias de operación desde los 10kHz hasta los 100MHz, y se basa en una comparación entre las fases de las dos señales, corriente y voltaje, determinando así el valor de la componente imaginaria de la impedancia, al igual lo hace con la amplitud de ambas señales para determinar la componente real de la impedancia del dispositivo a ser medido.

#### **2.3.3.1 Ventajas del método I-V**

- Opera en frecuencias medias entre 10kHz y 110MHz, tiene una buena exactitud y un rango de medición moderado. Es fácil de usar.
- Al igual que dispositivos que usan el método de puente auto-balanceado, este circuito tiene la capacidad de trabajar como un dispositivo de medición de puesta a tierra.

#### **2.3.3.2 Desventajas del método I-V**

- Una desventaja a considerar en este método es el limitado rango de frecuencias de operación debido al transformador utilizado en el sondeo de las señales de corriente y voltaje.

### **2.3.4 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO RF I-V**

Debido a que las frecuencias a las cuales trabaja el método de RF I-V son muy altas, su implementación es compleja, puesto que a estas frecuencias los componentes pasivos al igual que las líneas de conexión presentan impedancias parásitas, debido a esto se requiere circuitos de compensación de impedancia cuya función es disminuir la impedancia a valores lo más cercanos a cero. Su rango de operación es desde 1 MHz hasta los 3 GHz.

#### **2.3.4.1 Ventajas del método RF I-V**

- Este método al trabajar en altas frecuencias llega a tener una considerable precisión en las medidas, alrededor del 1%, esto se debe a que trabaja con una impedancia de circuito de medición específica ( $50 \Omega$ ) y un puerto de precisión de prueba con cable coaxial.
- Una ventaja significativa es la capacidad de operar en una extensa banda en frecuencias altas, teniendo una mayor exactitud en mediciones operando a frecuencias superiores a los 100 MHz.

#### **2.3.4.2 Desventajas del método RF I-V**

- En este método necesariamente se requiere trabajar con dispositivos de montaje superficial para eliminar los efectos espurios generadas por los alambres de conexión de los elementos en la circuitería.
- El dispositivo a ser medido debe estar necesariamente conectado a tierra, lo que requiere adaptar acopladores de impedancia para que el valor de impedancia total del circuito no se altere con los valores de las medidas de los componentes a ser probados.
- Es complicado su diseño e implementación.

### **2.3.5 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DE RESONANCIA**

El método de resonancia, es el más fácil de diseñarlo y construirlo puesto que no requiere la utilización de dispositivos electrónicos sofisticados, esto se debe a que para su implementación se utilizan simplemente osciladores. El problema más común se presenta cuando se requiere selectividad para la toma de medidas de un componente, como es el caso de las bobinas con factor de calidad muy bajo. Teniendo en cuenta que mientras un factor calidad es más alto se obtiene mayor selectividad y el componente al momento de entrar en resonancia muestra la frecuencia precisa a la cual opera, con factores de calidad bajos los valores de las mediciones resultarían poco precisos.

#### **2.3.5.1 Ventajas del método de resonancia**

- Su principal ventaja es la simplicidad en su circuitería, y se puede obtener mediciones precisas con elementos que tengan un factor de calidad (Q) alto y valores de factor de disipación (D) bajos.
- Tiene una buena exactitud en las medidas, pero con un rango limitado de valores de inductancia y capacitancia.
- Existen dos métodos de resonancia, uno vectorial y otro escalar, los cuales pueden ser utilizados dependiendo de la experiencia del usuario. El método vectorial es más fácil de usar.

#### **2.3.5.2 Desventajas del método de resonancia**

- Con elementos que tengan un factor de calidad bajo, las mediciones resultan poco fiables.
- En este método se necesita utilizar capacitores de referencia, para la medición de inductores, y en el caso de medición de capacitores, se utilizan resistencia de referencia

### **2.3.6 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MÉTODO DE ANÁLISIS DE REDES**

Debido a que el método de análisis de redes requiere de un analizador de red para alimentar y medir las señales, incidente y reflejada, para obtener el coeficiente de reflexión, resulta difícil y poco económica la implementación de este método, puesto que la precisión en las medidas depende directamente del instrumento utilizado para analizar la red, y debido a que opera a frecuencias superiores a 300 kHz su circuitería tendría a complicarse al momento de elevar la frecuencia a la cual opera exitosamente este método.

#### **2.3.6.1 Ventajas del método de análisis de redes**

- Se puede trabajar con frecuencias superiores a los 100 kHz, pero lo recomendable es operar con frecuencias por encima de los 300 kHz, para obtener una precisión moderada.
- Se puede mejorar la exactitud en las mediciones si se trabaja con frecuencias superiores a los 1.8 MHz.

#### **2.3.6.2 Desventajas del método de análisis de redes**

- A diferencia de otros métodos que su implementación es mucho más simple, este método tiene una exactitud moderada siendo más complicado su diseño.
- Este método tiene un rango de medición de impedancia limitado, y la impedancia del sistema debe necesariamente acoplarse para tener un valor lo más cercano a 50  $\Omega$ .

## **2.4 SELECCIÓN DEL MÉTODO PARA MEDIR IMPEDANCIAS**

Para nuestro proyecto se ha escogido dos métodos para el diseño y construcción del instrumento prototipo, el método del puente auto-balanceado y el método de resonancia.

### **2.4.1 CIRCUITO INTEGRADO UTILIZADO PARA EL DISEÑO DEL MÉTODO DE PUENTE AUTO-BALANCEADO**

Para el diseño e implementación del instrumento prototipo contamos con un circuito integrado capaz de medir de forma directa impedancias mediante la programación del integrado AD5933.

Las características fundamentales del circuito AD5933 al igual que sus prestaciones se las resume en la siguiente sección.

#### **2.4.1.1 Circuito integrado AD5933**

##### *2.4.1.1.1 Características*

El AD5933 ofrece un voltaje de excitación de salida pico-pico programable, a una frecuencia máxima de 100 kHz, frecuencia a la cual el instrumento prototipo cumpliría con el rango dispuesto en las especificaciones del proyecto en conjunto con el diseño del método de resonancia.

Este dispositivo tiene la capacidad de realizar un barrido de frecuencia mediante programación con la interface I<sup>2</sup>C. Para ello se requiere almacenar una frecuencia inicial, saltos de frecuencia y el número de saltos mediante el uso de registros programables.

Se obtiene una resolución de frecuencia de 27 bits, lo que equivale a una resolución menor a 0,1 Hz, lo que nos permite visualizar las medidas obtenidas por el circuito en un punto específico de la curva de resonancia.

El integrado AD5933 permite medir un rango de impedancias de  $1\text{k}\Omega$  hasta  $10\text{M}\Omega$ , lo que resulta beneficioso al momento de medir elementos de alta impedancia como es el caso de los capacitores. Adicionalmente este integrado tiene la ventaja de trabajar con impedancias de  $100\Omega$  hasta  $1\text{k}\Omega$  mediante la implementación de una circuitería externa.

Para medir su temperatura interna se dispone de un sensor de temperatura que incluye un completo sistema de reloj interno con la opción de añadir un reloj externo con el uso de un cristal.

En lo que respecta a la medición de la parte imaginaria de la impedancia, este dispositivo tiene la capacidad de medir directamente la fase de la impedancia conectada a su entrada. Las medidas que resultan de este circuito tienen un error de máximo 0,5%. El voltaje de alimentación para el AD5933 va desde los 2.7 V hasta un máximo de 5.5 V.

Este integrado puede operar a una temperatura mínima de  $-40^\circ\text{C}$  hasta una máxima de  $125^\circ\text{C}$ , lo que lo hace apto para trabajar en condiciones de temperatura extremas y ayuda a desarrollar una amplia gama de aplicaciones.

#### *2.4.1.1.2 Descripción general*

El circuito integrado AD5933 ofrece un completo sistema convertidor de impedancias de alta precisión, que contiene internamente un generador de frecuencias de 12 bits, y permite generar un millón de muestras por segundo, al igual posee un convertidor análogo digital (ADC).

El generador de frecuencia interno permite ser excitado con una frecuencia conocida introduciendo una impedancia externa compleja. La señal que se obtiene de respuesta de la impedancia es muestreada por el ADC y mediante la transformada de Fourier (DFT) discreta, la señal es resuelta por un procesador de señales discretas (DSP).

El algoritmo de DTF devuelve la palabra de datos de la parte real (R) e imaginaria (I) en cada frecuencia de salida.

Una vez calibrado el integrado, la magnitud y fase de la impedancia en cada punto de frecuencia a lo largo del barrido es fácilmente calculada. Este procedimiento se lo hace usando el contenido de los registros de los datos que almacenan la parte imaginaria y real de la impedancia desconocida, por lo tanto es imprescindible el uso de la interface I<sup>2</sup>C para poder comunicar las medidas de impedancia del AD5933 al microcontrolador, el cual es el encargado de realizar la visualización los mismos.

## **2.4.2 CIRCUITOS INTEGRADOS UTILIZADOS PARA EL DISEÑO DEL MÉTODO DE RESONANCIA.**

### **2.4.2.1 Circuito resonante mediante el uso de compuertas lógicas de alta velocidad.**

Mediante la implementación del método de resonancia, el instrumento prototipo es capaz de medir los valores extremos dispuestos en el plan del proyecto; en el caso de inductores se alcanza a medir valores por debajo de 1 uH, y para el caso de capacitores valores por encima de 2.2 nF.

Para la implementación del método mencionado, se cuenta con compuertas lógicas de alta velocidad, cuya función es la de ser usadas como osciladores.

#### *2.4.2.1.1 Compuertas lógicas de alta velocidad 74HC04, 74HC32 y 74HC4040.*

#### *2.4.2.1.2 Características*

Las compuertas 74HC constan en la familia CMOS de circuitos integrados digitales. La serie 74HC son los CMOS de alta velocidad, tienen un aumento de 10 veces la velocidad de conmutación.

Los voltajes de alimentación en la familia CMOS tiene un rango muy amplio, estos valores van de 3 a 15 V para los 4000 y los 74C, y de 2 a 6 V para los 74HC y 74HCT.

Cuando las salidas CMOS manejan solo entradas CMOS, los niveles de voltaje de la salida pueden estar muy cercanos a 0V para el estado bajo, y a VDD para el estado alto.

$$V_{OL(max)} = 0 \text{ V}$$

$$V_{OH(min)} = VDD$$

$$V_{IL(max)} = 30\%VDD$$

$$V_{IH(min)} = 70\% VDD$$

Los márgenes de ruido se pueden determinar a partir de los valores anteriores y se tiene que son de alrededor 1.5 V. Esto ayuda a que nuestro instrumento prototipo opere con valores más adecuados de voltaje, en comparación con voltajes en los que opera las compuertas TTL, debido a que los dispositivos CMOS pueden ser utilizados en medios con mucho más ruido. Los márgenes de ruido pueden hacerse despreciables si aumentamos el valor de VDD.

En lo que refiere a la disipación de potencia, se tiene un consumo de potencia de 2.5 nW con un VDD = 5 V y cuando VDD = 10 V la potencia consumida aumenta a sólo 10 nW. Sin embargo tenemos que la disipación de potencia será baja mientras se trabaje con corriente directa. La potencia crece en proporción con la frecuencia a la cual se esté operando con la compuerta. Una compuerta CMOS tiene la misma potencia de disipación en promedio con un 74LS en frecuencia alrededor de 2 a 3 Mhz.

Debido a que los dispositivos CMOS tienen una resistencia de entrada muy grande ( $10^{12} \Omega$ ) no se consume corriente. Pero debido a su capacitancia de entrada existe una limitación en el número de entradas CMOS que se pueden manejar con una sola salida CMOS. Por lo tanto, el factor de carga de CMOS depende del máximo retardo permisible en la propagación, generalmente este de

factor de carga es de 50 para bajas frecuencias, para altas frecuencias el factor de carga disminuye.

Hay que considerar siempre, que las entradas CMOS nunca deben dejarse desconectadas, todas tienen que estar conectadas a un nivel fijo de voltaje, esto se debe a que los CMOS al igual que los MOS, son muy susceptibles a cargas electrostáticas y ruido que podrían dañar los dispositivos.

## CAPÍTULO 3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL INSTRUMENTO DE MEDIDA

### 3.1 INTRODUCCIÓN

La microelectrónica en la actualidad a miniaturizado componentes pasivos y activos, como son: capacitores, inductores, resistencias, diodos, transistores, etc., para aumentar la densidad de componentes en las placas del circuito impreso y así obtener circuitos complejos en espacios reducidos .

Los capacitores e inductores miniatura no tienen ningún tipo de numeración por lo que es necesario tener un instrumento de medida para conocer su valor. En el campo de la electrónica en alta frecuencia es necesario construir inductores y calibrar capacitores variables, siendo imprescindible contar con un equipo que permita determinar los parámetros de los mismos.

### 3.2 FUNDAMENTOS TÉCNICOS PARA LA PROGRAMACIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO AD5933

#### 3.2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL

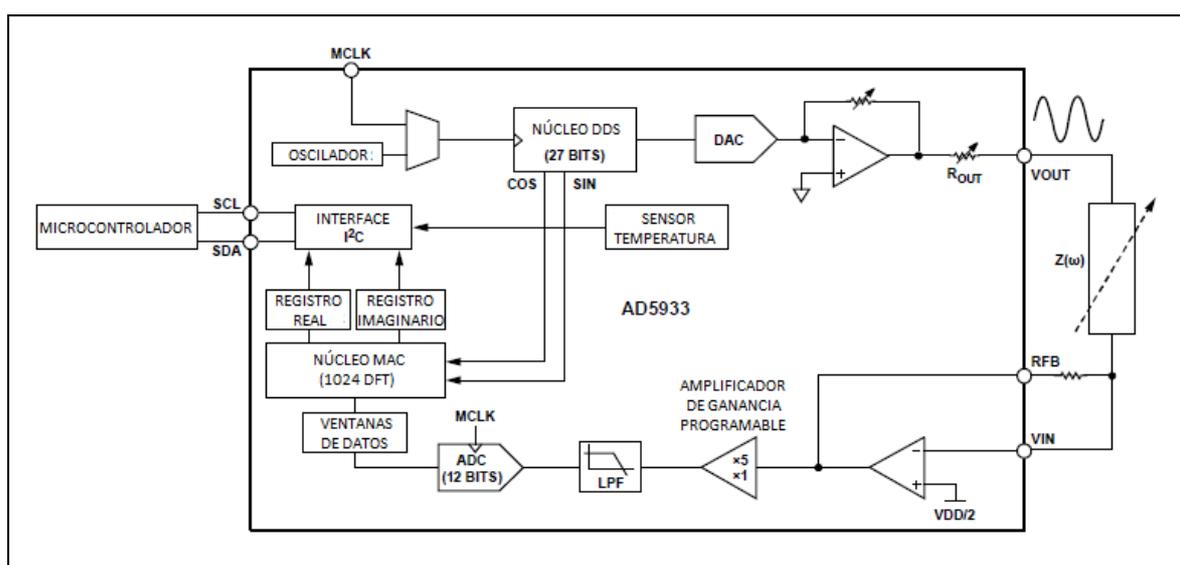


Figura 3. 1: Diagrama de bloques resumido<sup>27</sup>

<sup>27</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.2 PARÁMETROS TÉCNICOS Y FORMULACIÓN MATEMÁTICA UTILIZADA PARA DISEÑO DE SOFTWARE DEL AD5933

Los datos de la magnitud y fase de la transformada rápida de Fourier FFT (Fast Fourier Transform) son calculadas usando las siguientes ecuaciones:

$$\text{Magnitud} = \sqrt{R^2 + I^2} \quad \text{Ec. 3.1}$$

$$\text{Fase} = \tan^{-1} \left( \frac{I}{R} \right) \quad \text{Ec. 3.2}$$

Para caracterizar el perfil de la impedancia en función de la frecuencia  $Z(\omega)$ , se requiere un barrido de frecuencia, como se muestra en la siguiente figura:

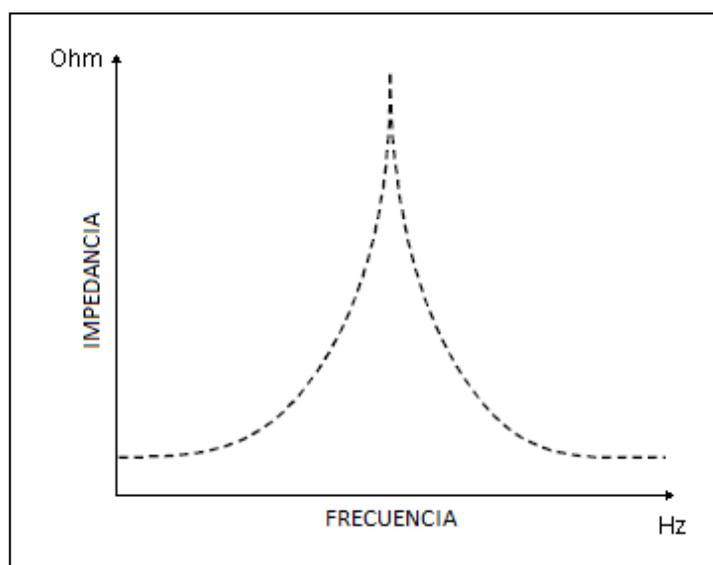


Figura 3. 2: Perfil de la impedancia en función de la frecuencia<sup>28</sup>

El integrado AD5933 permite realizar un barrido de frecuencia, definiendo una frecuencia de inicio, una resolución de frecuencia, y un número de puntos en el barrido. Adicionalmente, se tiene la opción de programar el valor pico-pico de la señal sinusoidal de salida la cual va a excitar la impedancia desconocida conectada entre los pines VOUT y VIN.

<sup>28</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

En la Tabla 3.1 se puede observar cuatro posibles valores de voltajes de salida pico-pico y sus correspondientes niveles de polarización en cada rango con el uso de un voltaje de polarización de 3,3 V. Así tenemos los siguientes parámetros para una alimentación en este circuito de 5 V.

$$\text{Voltaje de excitación a la salida para Rango 1} = 1,98 \cdot \frac{5}{3,3} = 3 \text{ Vp-p}$$

$$\text{Voltaje de polarización (DC) para Rango 1} = 1,48 \cdot \frac{5}{3,3} = 2,24 \text{ Vp-p}$$

Rango	Voltaje de excitación a la salida	Nivel de polarización a la salida (DC)
1	1,98 Vp-p	1,48 V
2	0,97 Vp-p	0,76 V
3	383 mVp-p	0,31 V
4	198 mVp-p	0,173 V

Tabla 3. 1: Niveles de voltaje respecto a los niveles de polarización para 3,3 V<sup>29</sup>

Se debe considerar que la señal de excitación para la etapa de transmisión se obtiene internamente mediante un DDS(Direct Digital Synthesis), el cual permite una alta resolución de señal.

En la etapa de recepción se recibe la señal de corriente que circula por la impedancia a ser medida, y mediante un proceso de análisis de la señal se digitaliza el resultado.

Empleando un circuito conversor corriente-voltaje, filtros antialiasing y un conversor análogo-digital se puede procesar la señal adquirida y así obtener los valores de la parte real e imaginaria de la FFT que genera la impedancia desconocida. La señal de reloj para el DDS puede ser generada de manera externa en el pin MCLK (pin 8), o en caso contrario es generada por el reloj interno del integrado.

<sup>29</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.2.1 Etapa de transmisión

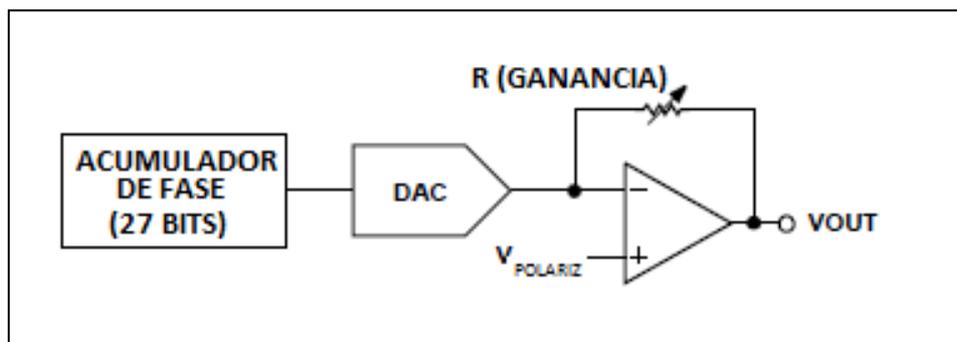


Figura 3. 3: Circuito AD5933 etapa de transmisión<sup>30</sup>

Como se puede observar en la Figura 3.3, la etapa de transmisión está conformada por un acumulador de fase (DDS), el mismo que provee la señal de excitación a una determinada frecuencia, un convertidor digital análogo (DAC), y un amplificador operacional.

A la entrada de este acumulador de fase se colocan los datos de frecuencia inicial almacenados en los registros 0x82, 0x83 y 0x84.

Estos tres registros constan de 1 byte para cada uno de ellos, los cuales van a ser analizados posteriormente en el presente capítulo.

Como el acumulador de fase ofrece 27 bits de resolución, los bits más significativos se configuran internamente en cero, y el resto corresponden a los 24 bits de los registros de frecuencia inicial.

El AD5933 tiene una resolución de frecuencia por debajo de 0,1 Hz, la cual se obtiene programando los registros correspondientes a la resolución de frecuencia, datos que se representan en una palabra de 24 bits, en los registros de direcciones 85, 86 y 87, que corresponden al registro de incremento de frecuencia.

<sup>30</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.2.1.1 Análisis de la frecuencia de inicio

La frecuencia de inicio es un valor en binario que consta de 24 bits, los cuales se programan en la RAM interna del AD5933 mediante el uso de los registros 0x82, 0x83 y 0x84.

El código para el almacenamiento de estos registros viene dado por la fórmula que se muestra a continuación:

$$\text{Código de la frecuencia inicial} = \left( \frac{\text{Frecuencia de inicio requerida}}{\frac{MCLK}{4}} \right) \cdot 2^{27}$$

Ec. 3.3

Se puede obtener valores de frecuencia hasta los 100 kHz y se utiliza la ecuación 3.3 para obtener los 24 bits necesarios para el ingreso de la frecuencia inicial requerida por el programador.

En el siguiente ejemplo se supone una frecuencia de inicio requerida de 30 kHz, y trabajando con una señal de reloj conectada al pin MCLK de 16 MHz se obtiene:

$$\text{Código de la frecuencia inicial} = \left( \frac{30 \times 10^3 \text{ Hz}}{\frac{16 \times 10^6 \text{ Hz}}{4}} \right) \cdot 2^{27}$$

$$\text{Código de la frecuencia inicial} = (7,5 \times 10^{-3}) \cdot 2^{27}$$

$$\text{Código de la frecuencia inicial} = 1006632$$

Sin tomar en cuenta los decimales, su valor hexadecimal es:

$$\text{Código de la frecuencia inicial} = 0F5C28$$

El paso siguiente es almacenar los valores de 8 bits a las direcciones de sus respectivos registros. El valor 0F va al registro 82, el valor 5C va al registro 83 y el valor 28 va al registro 84, mediante la interfaz I<sup>2</sup>C.

### 3.2.2.1.2 Incremento de frecuencia

El incremento de frecuencia está representado en una palabra de 24 bits, la cual es almacenada en las direcciones de los registros 85, 86 y 87. El código requerido se lo muestra a continuación:

$$\text{Código incremento de frecuencia} = \left( \frac{\text{Incremento de frecuencia requerido}}{\frac{MCLK}{4}} \right) \cdot 2^{27}$$

Ec. 3.4

En el código expuesto en la fórmula anterior, si el usuario quiere que el barrido de frecuencia tenga un incremento de frecuencia de 10 Hz, y dispone de una señal de reloj de 16 MHz conectada previamente al pin MCLK, el código que se necesita para la programación está dado por:

$$\text{Código incremento de frecuencia} = \left( \frac{10Hz}{\frac{16 \times 10^6 Hz}{4}} \right) \cdot 2^{27}$$

$$\text{Código incremento de frecuencia} = (2,5 \times 10^{-6}) \cdot 2^{27}$$

$$\text{Código incremento de frecuencia} = 335$$

Sin tomar en cuenta la parte decimal, su valor hexadecimal es:

$$\text{Código incremento de frecuencia} = 00014F$$

El usuario debe programar el valor 00 en la dirección del registro 85, el valor 01 en la dirección del registro 86, y el valor 4F en la dirección del registro 87.

### 3.2.2.1.3 *Número de incrementos*

El número de incrementos viene dado en una palabra de 9 bits, la cual representa el número de incrementos de frecuencia en un barrido. Estos bits se programan en la memoria RAM, en la dirección de los registros 88 y 89. El máximo valor de los incrementos es 511.

No se requiere una fórmula para programar este valor, por ejemplo si se desean 200 puntos en un barrido, este valor equivale en hexadecimal a 00C8, por lo tanto se programa el valor 00 en la dirección del registro 88 y el valor C8 en la dirección del registro 89. Dado que se tiene 16 bits en los dos registros, los primeros 5 bits están configurados en cero por defecto.

Una vez que los tres parámetros han sido configurados, se inicia el barrido mediante la emisión de un comando de barrido de la frecuencia de inicio al registro de control el cual tiene direcciones de registro 80 y 81.

Teniendo en cuenta una secuencia de 8 bits desde D7, D6, ..., D0, cuando el bit D2 del registro de estado está activo en 1 (dirección 8F) indica que se ha completado las medidas de frecuencia para cada punto del barrido.

El resultado de las mediciones se encuentra en dos grupos de registros, el primero con direcciones de registro 94 y 95, los cuales almacenan la parte real de la impedancia, y las direcciones de registro 96 y 97, que almacenan la parte imaginaria de la impedancia.

Estos registros deben ser leídos, antes de emitirse el comando de incremento de frecuencia al registro de control, el cual da la orden de medir el siguiente punto de barrido.

Existe la alternativa de repetir todas las mediciones en cada incremento de frecuencia, con la emisión del comando de repetición de frecuencia al registro de

control, y el objetivo esta acción es permitir al usuario leer el promedio de las medidas que se van almacenando sucesivamente.

Cuando el barrido de frecuencia se ha completado para todos los puntos de frecuencia, el bit D3 del registro de estado se activa, y una vez que este bit es activado los demás incrementos son deshabilitados.

#### *3.2.2.1.4 Secuencia del comando de barrido de frecuencia*

Para realizar un barrido de frecuencia se deben seguir los siguientes pasos:

- 1) **Entrar al modo en espera (Standby):** Antes de emitir un comando de inicio de barrido de frecuencia, el dispositivo debe estar ubicado en modo en espera. Esto se lo hace mediante la emisión del comando de modo en espera al registro de control con direcciones 80 y 81.

En este modo, los pines VOUT y VIN están conectados internamente a tierra, por lo cual no existiría un voltaje de polarización en la impedancia externa, o entre la impedancia y tierra.

- 2) **Entrar al modo de inicio:** Por lo general en circuitos con alto Q, se requiere un largo tiempo para alcanzar un estado estacionario. Para facilitar las medidas de tales impedancias, este modo permite al usuario tener el control completo de los requerimientos de tiempo de establecimiento antes de entrar al modo de inicio de barrido de frecuencia, donde se lleva a cabo las mediciones de impedancia.
- 3) **Entrar al modo de inicio de barrido de frecuencia:** El usuario puede entrar a este mediante la emisión del comando de inicio de barrido de frecuencia al registro de control. En este modo el ADC comienza a medir después de que el número programado de ciclos de tiempo de establecimiento haya transcurrido. El usuario puede programar un número entero de ciclos de frecuencia de salida (ciclos de tiempo de

establecimiento) en la dirección del registro 8A y del registro 8B, antes de comenzar la medición para cada punto de frecuencia.

La señal de salida del DDS (Sintetizador Digital Directo) pasa a través de una etapa de ganancia programable para generar los cuatro rangos de señales de excitación de salida pico-pico, cuyos valores se encuentran en la Tabla 3.1.

El voltaje de excitación de salida pico-pico es seleccionado en el registro de control con los bits D10 y D9, y se encuentra disponible en el pin VOUT.

### 3.2.2.2 Etapa de recepción

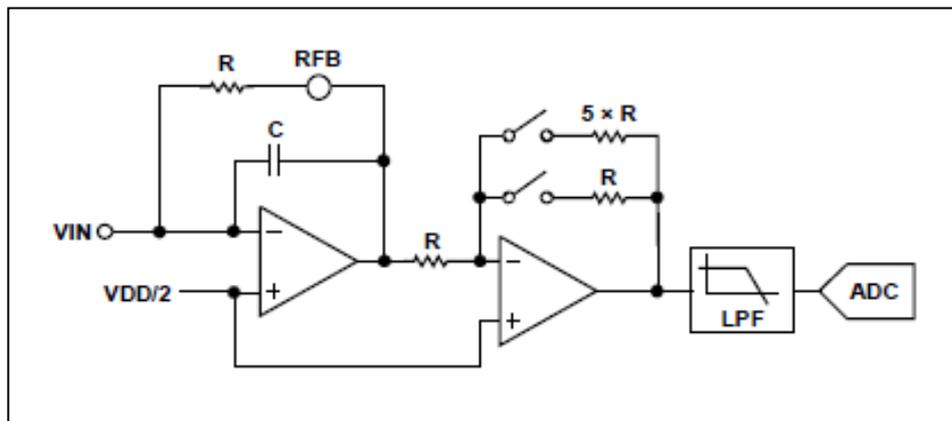


Figura 3. 4: Circuito AD5933 etapa de recepción<sup>31</sup>

Los elementos que están comprendidos en la etapa de recepción como se muestra en la figura 3.4, son un convertor corriente a voltaje seguido por un amplificador de ganancia programable (PGA), un filtro antialiasing y un convertor análogo digital (ADC).

Como se lo enuncio anteriormente, la impedancia desconocida debe ser colocada entre los pines VIN y VOUT. En la primera etapa que consta de un amplificador corriente a voltaje existe un voltaje en el pin VIN que es una tierra virtual con una componente DC igual  $VDD/2$ . Por lo tanto se deduce que la señal de corriente que fluye a través de la impedancia, desarrolla una señal de voltaje en la salida del amplificador corriente a voltaje.

<sup>31</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

La ganancia del conversor corriente a voltaje es determinada mediante una resistencia de retroalimentación conectada entre los pines 4 (RFB) y 5 (VIN), la cual es seleccionada por el usuario.

Es importante colocar un valor adecuado de resistencia de retroalimentación debido a que esta en conjunto con la etapa del PGA (amplificador de ganancia programable), mantienen la linealidad del rango en el cual opera el ADC de 0 V hasta el valor de VDD.

El PGA (amplificador de ganancia programable) permite al usuario poder manejar una ganancia en el amplificador corriente a voltaje de 1 o 5. Esta ganancia se la puede controlar con el bit D8, en el registro de control. La señal pasa por un filtro pasabajos, para luego ser presentada en 12 bits por medio del ADC.

Los datos digitales que brinda el ADC pasan al núcleo DSP (procesador de señales digitales), donde se realiza la transformada de Fourier discreta a los datos de la muestra.

### **3.2.2.3 Cálculo de la impedancia**

#### *3.2.2.3.1 Cálculo de la magnitud*

El valor de la impedancia para cada punto de frecuencia es calculado según la transformada de Fourier discreta es ese punto la Ecuación 3.1.

$$\text{Magnitud} = \sqrt{R^2 + I^2}$$

El valor de R representa la parte real de la impedancia desconocida, y se encuentra almacenada en la dirección de los registros 94 y 95, y el valor de I representa la parte imaginaria de la impedancia que se encuentra guardada en la dirección de los registros 96 y 97

Se puede citar un ejemplo de cálculo, si tenemos los valores de los registros que almacenan la parte real e imaginaria de la impedancia en forma hexadecimal tenemos lo siguiente:

Registro del valor real: 038B, en forma decimal tendría el valor de 907

Registro del valor imaginario: 0204, en forma decimal tendría el valor de 516

Donde se deduce que la magnitud sería calculada así:

$$\text{Magnitud} = \sqrt{(907)^2 + (516)^2} = 1043,506$$

Para convertir este número a un valor real de impedancia, este debe ser multiplicado por un factor de ganancia, que es dependiente de la escala que estemos usando de resistencia RB. El factor de ganancia es calculado durante la calibración del dispositivo con una impedancia conocida conectada entre los pines VIN y VOUT.

Una vez calculado el factor de ganancia, se podrá calcular el valor de la impedancia desconocida.

#### 3.2.2.3.2 Cálculo del factor de ganancia

Se debe seleccionar un voltaje de excitación a la salida, el cual se lo define con el manejo de los bits D10 y D9 en la dirección del registro 80, como se lo indica en la siguiente tabla:

D10	D9	Rango No.	Rango de voltajes de salida
0	0	1	2.0 Vp-p
0	1	4	200 mVp-p
1	0	3	400 mVp-p
1	1	2	1.0 Vp-p

Tabla 3. 2: Selección de voltaje en el registro de control<sup>32</sup>

<sup>32</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

El siguiente paso es escoger la impedancia con la cual se calibrará al circuito, que debe ser una resistencia de valores por encima de 1 k $\Omega$ . Después se decide el valor de la ganancia del PGA, cuyo valor puede ser uno o cinco, y se lo configura con el bit D8 en la dirección del registro 80, el cual es cero para una ganancia de 5, y para una ganancia de 1, el valor de este bit es uno.

Posterior a esto se procede a escoger la resistencia que ofrece la ganancia al convertidor de corriente a voltaje, que debe ser de igual valor que la resistencia de calibración.

Por último se escoge un valor de la frecuencia de calibración para el circuito, la cual debe tener un valor igual o inferior a 100 kHz.

A continuación se presenta un ejemplo para poder visualizar el cálculo del factor de ganancia, para posteriormente poder calcular el valor real de impedancia.

Voltaje de excitación de salida = 2Vp-p

Resistencia de calibración = 200 k $\Omega$

Ganancia del PGA = 1

Resistencia de ganancia del amplificador corriente a voltaje = 200 k $\Omega$

Frecuencia de calibración = 30 kHz

Revisamos el contenido de las direcciones de los registros 94, 95, 96 y 97, de donde extraemos los valores de la parte real e imaginaria de impedancia, y se obtiene:

Registro del valor real: F064, en forma decimal tendría el valor de -3996

Registro del valor imaginario: 227E, en forma decimal tendría el valor de 8830

$$\text{Magnitud} = \sqrt{(-3996)^2 + (8830)^2} = 9692,11$$

Con este valor de magnitud podemos calcular el factor de ganancia con la siguiente ecuación:

$$\text{Factor de ganancia} = \frac{1}{\text{Resistencia de calibración} \times \text{Magnitud}} \quad \text{Ec. 3.5}$$

$$\text{Factor de ganancia} = \frac{1}{200k\Omega \times 9692,11}$$

$$\text{Factor de ganancia} = 515,82 \times 10^{-12}$$

### 3.2.2.3.3 Cálculo de la impedancia con factor de ganancia

Para presentar el cálculo de una impedancia desconocida, tomamos como impedancia una resistencia de valor conocido de 510 kΩ, la cual ingresa al sistema y nos da los siguientes datos en las direcciones de los registro de los valores de la parte real e imaginaria de la impedancia como se muestra a continuación:

Registro del valor real: FA3F, en forma decimal tendría el valor de -1473

Registro del valor imaginario: 0DB3, en forma decimal tendría el valor de 3507

$$\text{Magnitud} = \sqrt{(-1473)^2 + (3507)^2} = 3802,86$$

Con este valor de magnitud ya es posible calcular el valor de la impedancia la cual sería:

$$\text{Impedancia} = \frac{1}{\text{Factor de ganancia} \times \text{Magnitud}} \quad \text{Ec. 3.6}$$

$$\text{Impedancia} = \frac{1}{515,82 \times 10^{-12} \times 3802,86}$$

$$\text{Impedancia} = 509,79\Omega$$

Con este valor de impedancia se tendría un error aproximado de 0,0417%.

#### 3.2.2.3.4 Variación del factor de ganancia con respecto a la frecuencia

Debido a que el AD5033 tiene una respuesta de frecuencia finita, el factor de ganancia también muestra una variación con respecto a la frecuencia. Esta variación en el factor de ganancia da como resultado un error en el cálculo de la impedancia sobre un rango de frecuencias.

La Figura 3.5 muestra el perfil de la impedancia graficada, tomando en cuenta un solo punto de medición con el factor de ganancia. Para minimizar este error, el barrido debería ser limitado al más pequeño rango de frecuencia como sea posible.

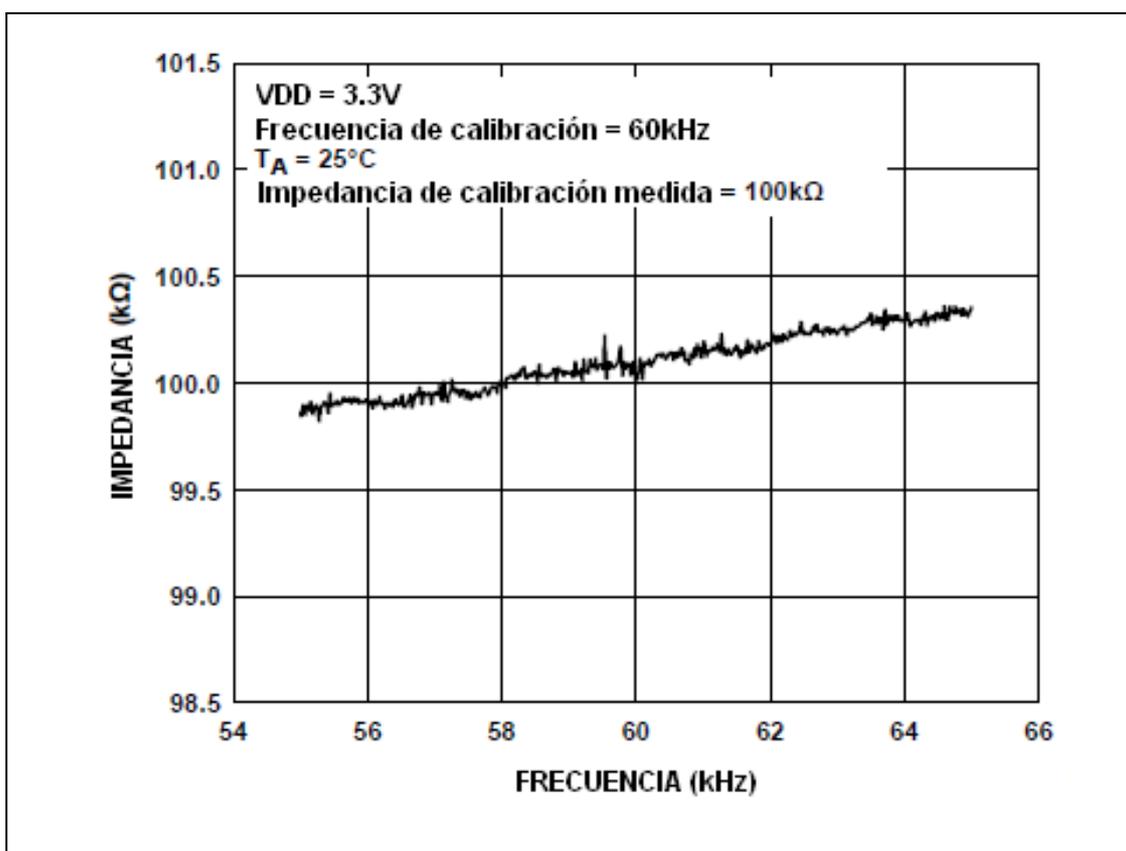


Figura 3. 5: Visualización de la impedancia usando un solo punto de cálculo para el factor de ganancia<sup>33</sup>

<sup>33</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.2.3.5 Calibración con dos puntos para el cálculo del factor de ganancia

Existe una alternativa para mejorar los resultados obtenidos de las mediciones, disminuyendo significativamente errores, y es asumiendo que la variación de la frecuencia es lineal y ajustando el factor de ganancia tomando en cuenta dos puntos para la calibración.

La Figura 3.6 muestra de forma clara, como la impedancia se mantiene relativamente constante, utilizando en lugar de un solo punto de calibración, dos puntos de calibración para el cálculo del factor de ganancia.

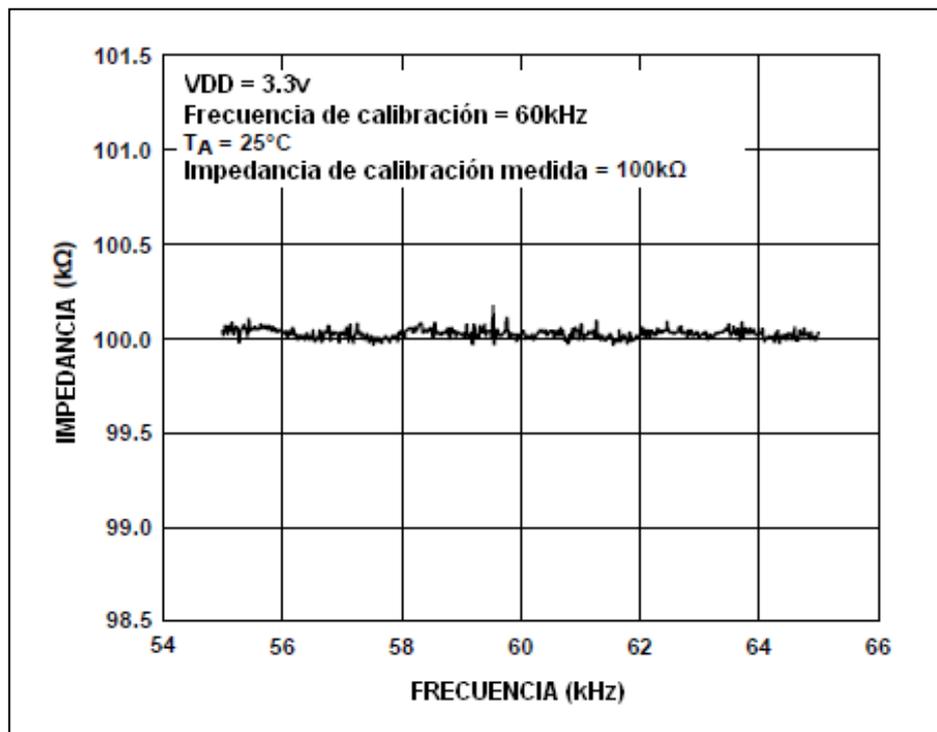


Figura 3. 6: Visualización de la impedancia usando dos puntos de cálculo para el factor de ganancia<sup>34</sup>

### 3.2.2.3.6 Cálculo del factor de ganancia con dos puntos de calibración

Se presenta un ejemplo para poder entender el cálculo del factor de ganancia dado dos puntos de frecuencia de calibración.

Voltaje de excitación de salida = 2 Vp-p

<sup>34</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

Resistencia de calibración = 100 k $\Omega$

Ganancia del PGA = 1

Voltaje de alimentación = 3.3 V

Resistencia de ganancia del amplificador corriente a voltaje = 100 k $\Omega$

Frecuencias de calibración = 55 kHz y 65 kHz

Ahora como resultado tenemos dos valores de factor de ganancia calculados a 55 kHz y a 65 kHz.

El factor de ganancia calculado a 55 kHz es  $1.031224 \times 10^{-9}$

El factor de ganancia calculado a 65 kHz es  $1.035682 \times 10^{-9}$

La diferencia entre ambos valores de factor de ganancia ( $\Delta G$ ) calculado con dos frecuencias distintas es  $4.458 \times 10^{-12}$

Ancho de frecuencia de barrido ( $\Delta F$ ) = 10 kHz

Finalmente se calcula el factor de ganancia requerido a 60 kHz como se muestra a continuación:

$$\left( \frac{4.458 \times 10^{-12}}{10 \text{ kHz}} \cdot 5 \text{ kHz} \right) + 1.031224 \times 10^{-9}$$

El factor de ganancia requerido es  $1.033453 \times 10^{-9}$ . El cálculo de la impedancia se lo hace normalmente como se indicó anteriormente.

### 3.2.2.3.7 Configuración del factor de ganancia

Cuando se calcula el factor de ganancia es importante considerar que en la etapa de recepción nos encontremos en la región lineal, por lo tanto se debe tener presente que los valores de: rango de la señal de excitación, la resistencia de ganancia del conversor corriente a voltaje, y la ganancia del PGA, son factores de calibración primordiales, que determinan en correcto funcionamiento del AD5933.

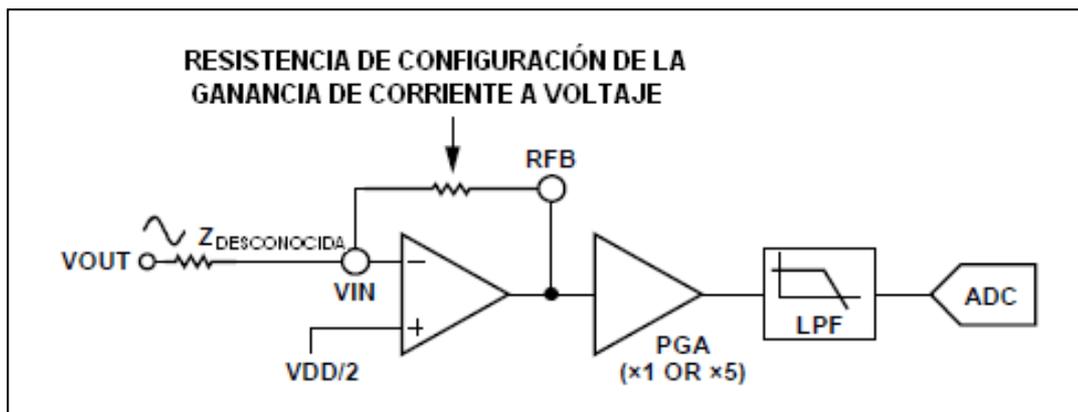


Figura 3. 7: Sistema de ganancia de voltaje<sup>35</sup>

La ganancia del sistema mostrada en la figura 3.7 está dada por el siguiente cálculo, en la ecuación 3.7:

$$\text{Rango excitación voltaje de salida} = \frac{\text{Resist. de config. ganancia}}{Z_{DESCONOCIDA}} \cdot \text{Ganancia PGA}$$

Ec. 3.7

Para el ejemplo expuesto anteriormente tenemos el siguiente sistema de configuración:

Voltaje de excitación de salida = 2 Vp-p

Resistencia de configuración de ganancia = 200 kΩ

Impedancia desconocida = 200 kΩ

Ganancia del PGA = 1

El voltaje pico-pico presentado a la entrada del ADC es de 2 Vp-p. Sin embargo, si la ganancia del PGA se hubiera escogido de 5, el voltaje saturaría el ADC, provocando errores en las mediciones o un daño físico permanente del circuito integrado. Por ello, se requiere precisión al momento de escoger el voltaje de excitación de salida, en conjunto con el valor de la ganancia del PGA.

<sup>35</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.2.3.8 Recálculo del factor de ganancia

El factor de ganancia puede ser nuevamente calculado si cambia uno o algunos de los siguientes parámetros:

- Resistencia de configuración de ganancia de corriente a voltaje.
- Voltaje de excitación a la salida
- Ganancia del PGA.

### 3.2.2.4 Medición de la fase de una impedancia

El AD5933 es un integrado que nos permite separar la parte real e imaginaria de una impedancia, y como se menciono antes, las direcciones de los registros 94 y 95 guardan la componente real de la impedancia, y las direcciones de los registros de direcciones 96 y 97 guardan la componente imaginaria de la impedancia, previamente realizado el barrido de frecuencia para la medida de impedancia.

Sin embargo el valor real de resistencia y reactancia de la impedancia desconocida se calcula mediante el factor de ganancia, y no representan los valores de los registros 94, 95, 96 y 97.

Por lo tanto el usuario debe calibrar el sistema del AD5933 con un rango de impedancias conocidas, para determinar el factor de ganancia antes de realizar cualquier medición.

Después de realizar estos procesos, definimos la fase de la impedancia con la ecuación 3.2:

$$Fase(rads) = \tan^{-1} \left( \frac{I}{R} \right) \quad \text{Ec 3.8}$$

La fase definida por la ecuación anterior representa el cambio de fase introducido por la señal de salida del DDS a través de amplificadores internos en el lado de transmisión y recepción, de los filtros pasa-bajos y por la impedancia conectada en los pines VIN y VOUT.

Para nuestro instrumento prototipo, nos interesa obtener el valor de la magnitud de la impedancia al igual que su fase, por lo tanto nos concentraremos en el siguiente proceso para obtener el valor imaginario de la impedancia que consta de dos pasos.

El primer paso involucra el cálculo de fase que realiza el AD5933. El sistema de medición de fase puede ser calculado colocando una resistencia a través de los pines VIN y VOUT, y calculando la fase con la ecuación 3.8, después de cada medición en un punto de frecuencia.

Una vez que el sistema ha sido calibrado usando una resistencia adecuada, el segundo paso requiere calcular la fase en una impedancia desconocida colocada en los pines VIN y VOUT y recalculando la nueva fase usando la ecuación 3.2.

La fase de la impedancia desconocida ( $Z\emptyset$ ) es dada por la siguiente ecuación:

$$Z(\emptyset) = (\Phi_{desconocida} - \nabla_{sistema})$$

Ec. 3.9

Donde:

- $\nabla_{sistema}$  es la fase de él sistema con una resistencia de calibración conectada entre los pines VIN y VOUT.
- $\Phi_{desconocida}$  es la fase del sistema con la impedancia desconocida conectada entre los pines VIN y VOUT.
- $Z\emptyset$  es la fase del sistema en común, que es en realidad la impedancia de fase.

En un capacitor la señal de excitación de la corriente se adelanta en fase a la señal de excitación de voltaje, con un ángulo de  $-90$  grados. Entonces, existe un corrimiento de fase aproximado de  $-90$  grados entre la medida de respuesta de fase del sistema con una resistencia y la medida de respuesta de fase del sistema con una impedancia capacitiva.

Si el usuario quiere determinar el ángulo de fase de la impedancia capacitiva ( $Z\emptyset$ ), el usuario tiene que primero determinar la respuesta de fase del sistema ( $\nabla$ sistema) y substrair ésta desde el cálculo de fase con el capacitor conectado entre los pines VOUT y VIN ( $\Phi$ desconocida).

A continuación se presenta la respuesta de fase del sistema calculada usando una resistencia de calibración del sistema cuyo valor es  $220\text{k}\Omega$  ( $R_{FB}=220\text{k}\Omega$ ), y se configura una ganancia para el PGA de 1, y se repite la medición con una impedancia capacitiva de  $10\text{ pF}$ , lo que se muestra en la Figura 3.8:

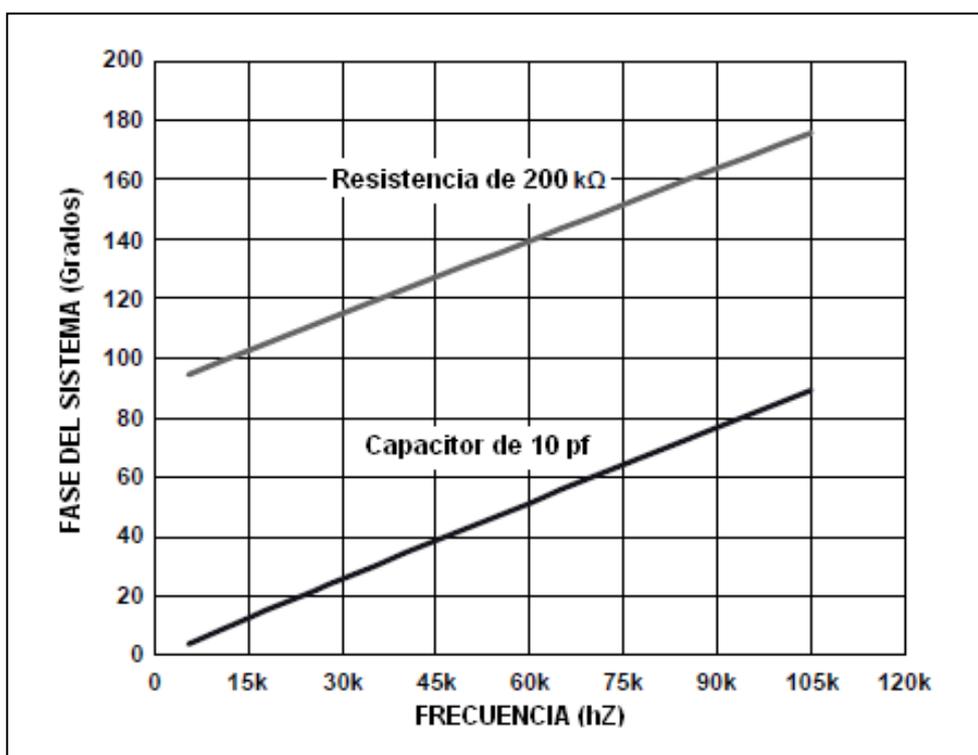


Figura 3. 8: Respuesta de fase del sistema vs fase capacitiva<sup>36</sup>

<sup>36</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

La diferencia de fase ( $Z\emptyset$ ), entre la respuesta de fase de un capacitor y la respuesta de fase del sistema usando una resistencia, viene ser la fase de la impedancia del capacitor,  $Z\emptyset$ , esto se visualiza en la siguiente figura:

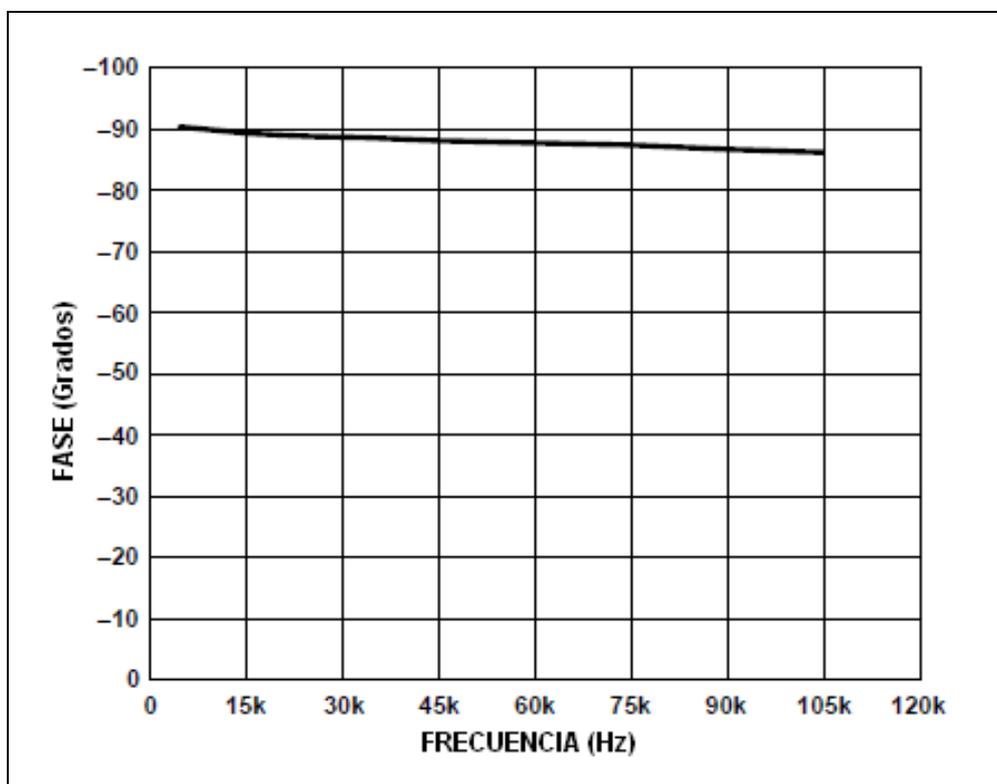


Figura 3. 9: Respuesta de fase de un capacitor<sup>37</sup>

La función arco tangente devuelve el valor correcto del ángulo de fase, pero solo cuando el signo de los valores real e imaginario son positivos, esto se debe a que al interpretar estos valores como coordenadas, estas se encontrarían en el primer cuadrante.

El ángulo de fase se forma con respecto al eje positivo de las x, y en sentido antihorario, por lo tanto si tenemos una componente real negativa, y una componente imaginaria positiva, estaremos ubicados en el segundo cuadrante, por lo que aplicando la fórmula de la cotangente nos da como resultado un ángulo negativo, el cual estará ubicado en el cuarto cuadrante y no en el segundo como es en realidad, por lo tanto el ángulo estaría desfasado 180°.

<sup>37</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

Al igual cuando se tiene componentes real e imaginaria negativas, la cotangente nos da un ángulo entre  $0^\circ$  y  $90^\circ$ , por lo cual se deduce que está desfasado igual que el anterior caso  $180^\circ$ .

Y por último si tenemos una componente real positiva y una imaginaria positiva, el ángulo si estaría localizado en el cuadrante correcto, es decir desfasado un ángulo de  $360^\circ$ ; este desfase es necesario añadirlo para obtener el ángulo correcto positivo. En la tabla 2.3 se muestra un resumen de lo anterior.

Real	Imaginario	Cuadrante	Ángulo de fase
Positivo	Positivo	Primero	$\tan^{-1}\left(\frac{I}{R}\right) \cdot \frac{180^\circ}{\pi}$
Positivo	Negativo	Segundo	$180^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{I}{R}\right) \cdot \frac{180^\circ}{\pi}$
Negativo	Negativo	Tercero	$180^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{I}{R}\right) \cdot \frac{180^\circ}{\pi}$
Positivo	Negativo	Cuarto	$360^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{I}{R}\right) \cdot \frac{180^\circ}{\pi}$

Tabla 3. 3: Compensación de fase

Una vez que la magnitud de la impedancia  $|Z|$  y la fase de impedancia  $Z\emptyset$  han sido calculadas, es posible determinar la magnitud de la componente real o parte resistiva de la impedancia y la parte imaginaria o reactiva de la impedancia desconocida, con el uso de las siguientes ecuaciones.

$$\text{Componente real: } |Z_{REAL}| = |Z| \cdot \cos(Z\emptyset) \quad \text{Ec. 3.9}$$

$$\text{Componente imaginaria: } |Z_{IMAG}| = |Z| \cdot \text{sen}(Z\emptyset) \quad \text{Ec. 3.10}$$

### 3.2.3 PROGRAMACIÓN DE REGISTROS DEL AD5933

#### 3.2.3.1 Tabla de registros

Registro	Nombre	Bits de registro	Función
0x80	Control	D15 D8	Lectura/Escritura
0x81		D7 a D0	Lectura/Escritura
0x82	Frecuencia de inicio	D23 aD16	Lectura/Escritura
0x83		D15 D8	Lectura/Escritura
0x84		D7 a D0	Lectura/Escritura
0x85	Incremento de frecuencia	D23 aD16	Lectura/Escritura
0x86		D15 D8	Lectura/Escritura
0x87		D7 a D0	Lectura/Escritura
0x88	Número de incrementos	D15 D8	Lectura/Escritura
0x89		D7 a D0	Lectura/Escritura
0x8A	Número de configuración de ciclos de tiempo	D15 D8	Lectura/Escritura
0x8B		D7 a D0	Lectura/Escritura
0x8F	Estatus	D7 a D0	Sólo lectura
0x92	Datos de temperatura	D15 D8	Sólo lectura
0x93		D7 a D0	Sólo lectura
0x94	Dato Real	D15 D8	Sólo lectura
0x95		D7 a D0	Sólo lectura
0x96	Dato Imaginario	D15 D8	Sólo lectura
0x97		D7 a D0	Sólo lectura

Tabla 3. 4: Tabla de registros del AD5933<sup>38</sup>

#### 3.2.3.2 Registro de control (Registro 80 y 81)

El AD5933 tiene un registro de control de 16 bits, el cual es usado para controlar los modos de configuración. El valor por defecto de este registro en valor hexadecimal es A000, que son 16 bits colocados desde el bit más significativo

<sup>38</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

D15 hasta el menos significativo el D0, los cuales comunican un reset al AD5933 cuando éste se enciende.

Los cuatro bits más significativos del registro de control son decodificados para proporcionar funciones de control, como proporcionar al sistema un barrido de frecuencia, ejecutar al sistema en modo apagado, y otras funciones que se definen en la siguiente tabla:

D15	D14	D13	D12	Función
0	0	0	0	Sin operación
0	0	0	1	Iniciar medición con una frecuencia inicial
0	0	1	0	Barrido de frecuencia inicial
0	0	1	1	Incrementos de frecuencia
0	1	0	0	Repetir frecuencia
1	0	0	0	Sin operación
1	0	0	1	Medición de temperatura
1	0	1	0	Modo apagado
1	0	1	1	Modo en espera
1	1	0	0	Sin operación
1	1	0	1	Sin operación

Tabla 3. 5: Tabla de función de los 4 bits más significativos del registro de control<sup>39</sup>

Cada función se emplea en un momento dado en la programación del sistema, por lo cual cada una será explicada en el orden de su uso.

El usuario puede optar por escribir solo en la dirección del registro 80 y no alterar los valores del registro 81. Se debe tener en cuenta que el registro de control no debe ser escrito como parte de un comando de escritura en bloque.

El registro de control también permite al usuario programar el voltaje de excitación del sistema, cuya programación nos sirvió para calcular el factor de ganancia (ver Tabla 3.2) y configurar el sistema de reloj.

<sup>39</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

Se debe considerar que al ejecutar un comando de reset en el registro de control, este no elimina los valores programados asociados con el barrido, que involucra la programación de frecuencia inicial, número de incrementos y los incrementos de frecuencia.

Después que se ha ejecutado un comando reset, un comando de arranque en la frecuencia de inicio debe ser emitido al registro de control para reiniciar la secuencia de barrido de frecuencia.

Debemos definir también los bits restantes del registro de control, lo cual se lo muestra en la tabla 3.6.

<b>Bits</b>	<b>Descripción</b>
D11	Sin operación
D8	Ganancia del PGA, 0=x5, 1=x1
D7	Reservado, configurado en 0
D6	Reservado, configurado en 0
D5	Reservado, configurado en 0
D4	Reset
D3	Reloj de sistema interno, configurar en 0 Reloj de sistema externo, configurar en 1
D2	Reservado, configurado en 0
D1	Reservado, configurado en 0
D0	Reservado, configurado en 0

Tabla 3. 6: Tabla de función de los bits restantes del registro de control<sup>40</sup>

### 3.2.3.3 Decodificación del registro de control

#### 3.2.3.3.1 Iniciar con frecuencia inicial

Este comando programa el DDS con una frecuencia de inicio por un tiempo indefinido. Este comando es usado para excitar la impedancia desconocida

<sup>40</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

inicialmente. Cuando la impedancia desconocida es colocada, el usuario debe comenzar el barrido de frecuencia con un comando de barrido de frecuencia inicial.

#### *3.2.3.3.2 Barrido de frecuencia inicial*

En este modo el ADC comienza la medición después de que el número de ciclos de tiempo configurado ha transcurrido.

El usuario debe programar un número entero de ciclos de frecuencia de salida (configuración de ciclos de tiempo) en las direcciones de los registros 8A y 8B, antes de comenzar una medición en cada punto de frecuencia.

#### *3.2.3.3.3 Incremento de frecuencia*

El comando de incremento de frecuencia es utilizado para pasar al siguiente punto de frecuencia en el barrido. Esto sucede generalmente cuando los datos de la etapa anterior han sido transferidos y verificados por el procesador de señales digitales (DSP). Cuando el AD5933 recibe este comando, éste espera que transcurra el número programado de configuración de ciclos de tiempo antes de iniciar el proceso de conversión del ADC.

#### *3.2.3.3.4 Repetición de frecuencia*

El AD5933 tiene la facilidad de repetir la medición en el punto de frecuencia inicial utilizado en ese momento por el sistema, mediante la emisión de un comando de repetición de frecuencia al registro de control.

Este proceso tiene la ventaja de poder realizar un promedio en las medidas leídas sucesivamente en un mismo punto de frecuencia.

#### *3.2.3.3.5 Medición de temperatura*

Al momento de emitir un comando de medición de temperatura al registro de control, se realiza una lectura de la temperatura interna del dispositivo, el cual no debe estar encendido.

Este comando enciende el integrado, luego toma la lectura de temperatura y luego lo apaga nuevamente. Los valores de temperatura se almacenan en 14 bits, en las direcciones de los registros 92 y 93..

#### *3.2.3.3.6 Modo de apagado*

El modo en el que se encuentra inicialmente el AD5933 es en modo apagado. El registro de control contiene el código hexadecimal A000, y en este modo internamente los pines VIN y VOUT se encuentran conectados a tierra.

#### *3.2.3.3.7 Modo en espera*

En este modo se enciende la parte de operación general del sistema, y al igual que en el modo de apagado los pines VIN y VOUT están conectados internamente a tierra.

#### *3.2.3.3.8 Rango de voltaje de salida*

El rango de voltaje de excitación de salida permite al usuario determinar el voltaje específico que existe entre los pines VIN y VOUT

#### *3.2.3.3.9 Ganancia del PGA (Amplificador de ganancia programable)*

La ganancia del PGA permite al usuario amplificar la señal de respuesta en el ADC, por un factor de 1 o 5 veces.

#### 3.2.3.3.10 *Reset*

Este comando permite al usuario interrumpir un barrido de frecuencia. La información contenida en los registros que almacenan los datos de frecuencia inicial, número de incrementos y el incremento de frecuencia no son sobrescritos. Una inicialización con un comando de inicio de frecuencia es requerido para reiniciar los comandos secuenciales de barrido de frecuencia.

#### **3.2.3.4 Registro de frecuencia inicial (Registros 82, 83 y 84)**

El valor por defecto del registro que almacena la frecuencia de inicio que contiene 24 bits desde D23 hasta D0 no son reiniciados al momento de iniciar el sistema. Después de un comando reset, el contenido de este registro tampoco se reestablece.

El registro de frecuencia inicial contiene una palabra de 24 bits la cual representa en forma digital, la frecuencia donde se da inicio al barrido de frecuencia. Por ejemplo si un usuario desea iniciar un barrido con una frecuencia inicial de 30kHz, usando el reloj interno de 16 MHz, se debería programar la dirección del registro 82 con un valor hexadecimal de 5C, la dirección del registro 83 con el valor hexadecimal 28 y la dirección del registro 84 con el valor hexadecimal 84.

#### **3.2.3.5 Registro de incremento de frecuencia (Registros 85, 86 y 87)**

Al igual que el registro de frecuencia inicial, el valor por defecto de este registro que contiene 24 bits desde D23 hasta D0 no son reiniciados al momento de iniciar el sistema. Después de un comando reset, el contenido de este registro tampoco se reestablece.

El registro de incremento de frecuencia está representado por 24 bits los cuales indican que la frecuencia va incrementando consecutivamente a lo largo de un barrido. Por ejemplo, si el usuario requiere pasos de 10 Hz usando un reloj de 16 MHz, el usuario debe programar el valor hexadecimal 00 en la dirección del

registro 85, el valor en hexadecimal 01 en la dirección del registro 86 y el valor en hexadecimal 4F en la dirección del registro 87.

### 3.2.3.6 Registro del número de incrementos (Registros 88 y 89)

El valor almacenado en este registro que contiene 9 bits, desde D8 hasta D0 no son reiniciados al momento de encender el dispositivo. Después de un comando reset, el contenido de este registro tampoco se reestablece.

Se resume en la Tabla 3.7, la descripción de los bits a ser configurados en este registro.

Registro	Bits	Descripción	Función	Formato
0x88	D15 al D9	Sin utilidad	Lectura o escritura	Número entero guardado en formato binario
	D8	Número de incrementos	Lectura o escritura	
0x89	D7 al D0	Número de incrementos	Lectura o escritura	Número entero guardado en binario

Tabla 3. 7: Tabla de función de los bits del registro de número de incrementos<sup>41</sup>

Este registro determina el número de puntos de frecuencia dispuestos para realizar el barrido para la medición de impedancia. Los bits D15 hasta el D9 no se los toma en cuenta, ya que no tiene funcionalidad, sea que tenga un cero o un uno.

Este registro en conjunto con el registro de frecuencia inicial y el registro de incremento de frecuencia, determinan las componentes esenciales para realizar el barrido de frecuencia. El máximo número de incrementos que pueden ser programados llegan a un valor de 511.

<sup>41</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.3.7 Registro de configuración de los números de ciclos de tiempo (Registros 8A y 8B).

El valor por defecto de este registro que contiene 11 bits desde el más significativo D10 hasta el menos dignificativo D0 no son reiniciados al momento de iniciar el sistema. Después de un comando reset, el contenido de este registro tampoco se reestablece.

Los valores del número de ciclos de configuración de tiempo determinan el retardo entre los comandos de barrido de frecuencia inicial, incremento de frecuencia o repetición de frecuencia, y además determina cuando comienza a realizar la conversión el ADC.

El valor programado en el registro del número de ciclos de tiempo puede ser incrementado por un factor de dos o cuatro, dependiendo del estado de los bits D10 y D9.

Los cinco bits más significativos, desde el bit D15 hasta el D11, no son tomados en cuenta. El máximo número de ciclos de salida que pueden ser programados es  $511 \times 4 = 2044$  ciclos.

Considerando una señal de excitación de 30 kHz, el máxmno retardo entre la programación de esta frecuencia y el tiempo que esta señal es muestreada por el ADC es  $511 \times 4 \times 33.33 \text{ us} = 68.13 \text{ ms}$ .

El ADC toma 1024 muestras, y el resultado es guardado como un dato real e imaginario, en la dirección de registro 94 al 97. El proceso de conversión toma aproximadamente 1 ms usando una frecuencia de reloj de 16 MHz.

La tabla 3.8 muestra los bits utilizados para la configuración del número de ciclos de tiempo, y su funcionalidad.

Registro	Bits	Descripción	Función	Formato		
0x8A	D15 al D11	Sin utilidad	Lectura o escritura	Número entero guardado en formato binario		
		D10 al D9			Código de 2 bits	
	D8	D10			D9	Descripción
		0			0	Por defecto
		0			1	Nº ciclos x 2
		1			0	Reservado
1	1	Nº ciclos x 4				
Bit MSB del Nº de ciclos de tiempo						
0x8B	D7 al D0	Número de ciclos de tiempo	Lectura o escritura	Número entero guardado en formato binario		

Tabla 3. 8: Tabla de función de los bits del número de ciclos de tiempo<sup>42</sup>

### 3.2.3.8 Registro de estado (Registro 8F)

El registro de estado es usado para confirmar que la prueba de una medición particular ha sido completada exitosamente. Cada uno de los bits desde D7 hasta D0, indican el estado de una funcionalidad específica del AD5933.

Los bits D0 y desde el bit D4 hasta el D7, no son tomados en cuenta en este registro.

El estado del bit D1 indica el estado de la medida de impedancia en un punto específico de frecuencia. Este bit se establece cuando el AD5933 ha completado la medición de impedancia en un punto de frecuencia en el que en ese instante se está realizando la medición. Este bit indica que existen datos válidos de la parte real e imaginaria de la impedancia en las direcciones de los registros 94 hasta el 97.

<sup>42</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

El bit D1 reinicia su estado cuando se receipta cualquiera de los comandos de inicio de barrido frecuencia, incremento de frecuencia repetición de frecuencia o reset. Y este también reinicia su estado, cuando se reinicia o cuando se enciende el dispositivo.

El bit D2 se activa cuando todos los incrementos que se han configurado han sido completados. Este bit reinicia su estado cuando recibe un comando reset o cuando se enciende el sistema.

La tabla 7 muestra un resumen de los bits activos en el registro de estado con su respectiva función.

Palabra de control	Función
0000 0001	Medida de temperatura válida
0000 0010	Datos real/imaginario válidos
0000 0100	Barrido de frecuencia completo
0000 1000	Reservado
0001 0000	Reservado
0010 0000	Reservado
0100 0000	Reservado
1000 0000	Reservado

Tabla 3. 9: Tabla de función de los bits del número de ciclos de tiempo<sup>43</sup>

#### 3.2.3.8.1 Medida de temperatura válida

La palabra de control de medida de temperatura válida es activada cuando una conversión de temperatura se completa, indicando que un dato de temperatura válido está disponible para leerlo en las direcciones de los registros 92 y 93.

Este registro se reestablece cuando una medición se lleva a cabo como resultado de la emisión de un comando para medir temperatura usando los registros de control 80 y 81.

### 3.2.4 INTERFACE SERIAL (I<sup>2</sup>C)

<sup>43</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

El control del AD5933 se lleva a cabo a través del protocolo de interfaz serial I<sup>2</sup>C, y está conectado a este bus serial como un dispositivo esclavo, bajo el control de un dispositivo maestro.

El AD5933 tiene una dirección como esclavo en un bus serial de 7 bits. Cuando el dispositivo está encendido, tiene una dirección predeterminada igual a 0001101, en hexadecimal 0x0D.

### 3.2.4.1 Configuración general de tiempos con la interface I<sup>2</sup>C

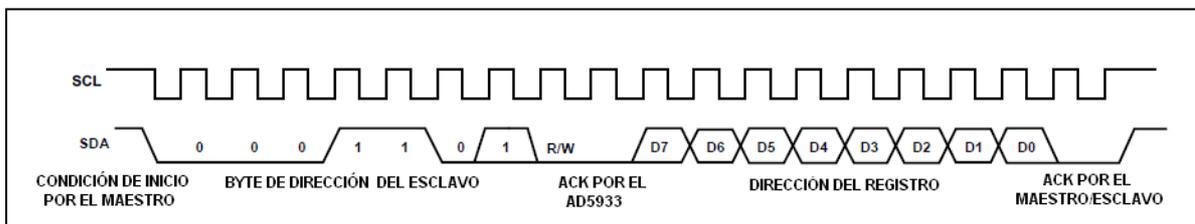


Figura 3. 10. Diagrama de configuración de tiempos<sup>44</sup>

La figura 3.10 muestra el diagrama de tiempos para operaciones generales de lectura y escritura usando la interface I<sup>2</sup>C.

Como se puede observar en la figura 3.10, el maestro inicia la transferencia de datos para establecer una condición de inicio dada por una transición de estados lógicos de alto a bajo en la línea de datos SDA, y la línea de reloj serial SCL permanece en un estado alto, lo que indica que se producirá a continuación un flujo de datos.

El esclavo responde a la condición inicial y cambia los siguientes 8 bits, que consisten en 7 bits que indican la dirección del esclavo más un octavo bit R/W que indica la dirección de la transferencia de datos, es decir, indica si los datos serán escritos o leídos desde el dispositivo esclavo, con un bit igual a cero para escritura y un bit igual a 1 para lectura (R=1/W=0)

<sup>44</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

El dispositivo esclavo envía una línea de datos en bajo, durante un corto periodo antes del noveno pulso de reloj, que es un bit de confirmación ACK, y lo mantiene en bajo durante un periodo de pulso de reloj. Los demás dispositivos en el bus permanecen inactivos mientras el dispositivo seleccionado espera por un dato a ser leído o escrito desde el AD5933.

Si el bit R/W es 0, el maestro escribe al dispositivo esclavo. Si el bit R/W es 1, el maestro lee desde el dispositivo esclavo. Los datos se envían a través del bus serial en una secuencia de nueve pulsos de reloj, los cuales están compuestos de ocho bits de datos y 1 bit de confirmación ACK, el cual puede ser recibido del dispositivo maestro o del esclavo.

El dispositivo esclavo puede entender dos posibles situaciones, que exista una instrucción para esperar un bloque de escritura, o el otro caso una dirección de registro, donde se almacenarán los datos.

Debido a que la información solo puede viajar en un solo sentido, si estamos leyendo información de un registro, no podremos escribir en otro, o realizar acciones similares en las que se envía información en ambos sentidos.

Antes de realizar una operación de lectura, es necesario realizar una operación de escritura para informar al dispositivo esclavo el tipo de lectura que puede esperar y/o la dirección desde donde los datos van a ser leídos. Cuando todos los bytes de datos han sido leídos o escritos, se ejecuta una condición de parada. En el modo de escritura, el maestro envía una línea de datos en alto durante el décimo byte para confirmar una condición de parada.

En modo de lectura, el dispositivo maestro envía una línea de datos en cero lógico al SDA, antes del noveno pulso de reloj, pero el dispositivo esclavo no envía estos datos en bajo. Esto se lo conoce como una no confirmación o NACK.

El maestro toma luego la línea de datos en cero lógico durante un corto periodo antes del décimo pulso de reloj, luego envía datos en alto durante el décimo pulso de reloj para confirmar una condición de parada.

### 3.2.4.2 Configuración para escritura y lectura del AD5933

Las especificaciones de la interfaz I<sup>2</sup>C definen muchos diferentes protocolos para diferentes tipos de operaciones de lectura y escritura. La siguiente tabla muestra abreviaciones para las configuraciones de programación.

Abreviación	Condición
S	Inicio
P	Parada
R	Lectura
W	Escritura
A	ACK (Confirmación)
Ā	NACK (Confirmación Negada)
	Byte de escritura / Byte de lectura

Tabla 3. 10: Tabla de abreviaciones de sentencias para configuración<sup>45</sup>

### 3.2.4.3 Códigos de comando para el usuario

Los códigos de comando mostrados en la tabla 9 son usados por la interfaz para indicar si la información que sigue al código de programación es de lectura o escritura.

Código de comando	Nombre del código	Descripción del código
1010 0000	Bloque de lectura	Este comando es usado cuando se escriben múltiples bytes en la RAM; ver la sección de bloque de escritura.

<sup>45</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

1010 0001	Bloque de escritura	Este comando es usado cuando se leen múltiples bytes en la memoria RAM; ver la sección de bloque de lectura.
1011 0000	Puntero de dirección	Este comando permite al usuario localizar un puntero de dirección en cualquier ubicación de la memoria. Los datos contienen la dirección de los registros donde el puntero debe ser direccionado.

Tabla 3. 11: Tabla de comando del usuario<sup>46</sup>

#### 3.2.4.4 Configuración del byte de comando de escritura.

En esta operación, el dispositivo maestro envía un byte de datos al dispositivo esclavo. El byte de escritura puede ser un byte que permita escribir una dirección de registro, o puede funcionar como una operación de comandos. A continuación se indica la secuencia que se debe seguir para configurar el byte de escritura para escribir datos en la dirección de cualquier registro que pueda almacenarlos.

- 1) El dispositivo maestro confirma una condición de inicio en el SDA.
- 2) El maestro envía los 7 bits de la dirección del esclavo seguido por un bit de escritura ( $W=0$ )
- 3) El dispositivo esclavo responde con una confirmación (ACK) en el SDA.
- 4) El dispositivo maestro envía una dirección de registro.
- 5) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 6) El maestro envía un byte de datos.
- 7) El esclavo envía una confirmación (ACK) en el SDA.
- 8) El maestro envía un condición de parada al SDA para finalizar la transacción.

La siguiente figura muestra el esquema de lo antes mencionado

<sup>46</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933



Figura 3. 11: Diagrama de escritura en la dirección de un registro<sup>47</sup>

Este protocolo que es usado para configurar un byte de escritura, es también usado para configurar un puntero de direcciones como se lo indica en la figura 1.12, el cual se lo usa para una posterior lectura de un solo byte, sea del mismo registro o de un bloque de escritura o lectura, a partir de una dirección específica.

Para configurar un puntero de direcciones se aplica la siguientes procedimientos:

- 1) El dispositivo maestro confirma una condición de inicio en el SDA.
- 2) El maestro envía los 7 bits de la dirección del esclavo seguido por un bit de escritura (W=0)
- 3) El dispositivo esclavo responde con una confirmación (ACK) en el SDA.
- 4) El maestro envía el código del comando del puntero (Ver tabla 16)
- 5) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 6) El maestro envía un byte de datos (A la dirección del resgistro donde se ha apuntado en puntero)
- 7) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 8) El maestro envía un condición de parada al SDA para finalizar la transacción.

La figura 3.12 permite visualizar de manera gráfica lo antes descrito.



Figura 3. 12: Diagrama de configuración de un puntero de direcciones<sup>48</sup>

<sup>47</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

<sup>48</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.4.5 Bloque de escritura

En esta operación, el dispositivo maestro escribe un bloque de datos al dispositivo esclavo como se lo muestra en la figura 3.13.

La dirección inicial de un bloque de escritura debe ser previamente establecida, en el caso del AD5933 esto se lo hace configurando un puntero para establecer la dirección del registro.

- 1) El dispositivo maestro confirma una condición de inicio en el SDA.
- 2) El maestro envía los 7 bits de la dirección del esclavo seguido por un bit de escritura (W=0)
- 3) El dispositivo esclavo responde con una confirmación (ACK) en el SDA.
- 4) El maestro envía un comando de 8 bits de código (1010 0000), que le dice al esclavo que debe esperar un bloque de escritura.
- 5) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 6) El maestro envía un byte de datos que le dice al dispositivo esclavo el número de bytes de datos que le va a ser enviado.
- 7) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 8) El maestro envía los bytes de datos
- 9) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA, después que recibir cada byte de datos.
- 10) El maestro envía un condición de parada al SDA para finalizar la transacción.

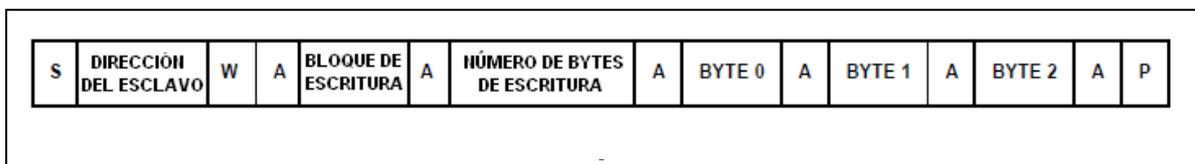


Figura 3. 13: Diagrama de configuración del bloque de escritura<sup>49</sup>

<sup>49</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.4.6 Operaciones de lectura

El AD5933 utiliza dos tipos de protocolo I<sup>2</sup>C, mediante un byte de recepción o un bloque de lectura.

#### 3.2.4.6.1 Byte de recepción

En el AD5933, el protocolo del byte de recepción es utilizado para leer un solo byte desde una dirección de algún registro, cuya dirección ha sido previamente establecida por un puntero de direcciones.

En esta operación el dispositivo maestro emite un solo byte desde el dispositivo esclavo como se indica a continuación:

- 1) El dispositivo maestro confirma una condición de inicio en el SDA.
- 2) El maestro envía los 7 bits de la dirección del esclavo seguido por un bit de lectura (R=1)
- 3) El dispositivo esclavo responde con una confirmación (ACK) en el SDA.
- 4) El maestro recibe un byte de datos.
- 5) El maestro envía una confirmación NACK (el esclavo necesita verificar que el maestro ha recibido el byte)
- 6) El maestro envía un condición de parada al SDA para finalizar la transacción.

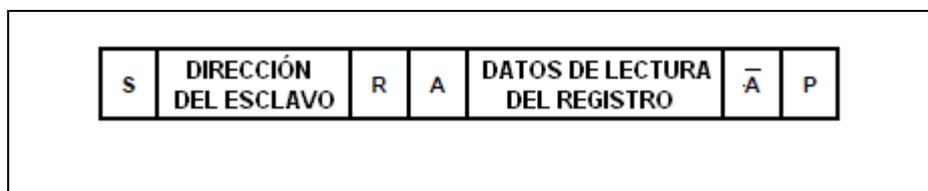


Figura 3. 14: Diagrama de lectura de un byte en la dirección de un registro<sup>50</sup>

<sup>50</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### 3.2.4.6.2 Bloque de lectura

En esta operación, el dispositivo maestro lee un bloque de datos desde un dispositivo esclavo, como se muestra en la figura 3.15. La dirección de inicio debe haber sido establecida previamente, configurando el puntero de direcciones.

- 1) El dispositivo maestro confirma una condición de inicio en el SDA.
- 2) El maestro envía los 7 bits de la dirección del esclavo seguido por un bit de lectura (R=1)
- 3) El dispositivo esclavo responde con una confirmación (ACK) en el SDA.
- 4) El maestro envía un comando de 8 bits de código (1010 0001), que le dice al esclavo que debe esperar un bloque de lectura.
- 5) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 6) El maestro envía un byte de conteo de datos, que le dice al esclavo cuantos bytes de datos esperar.
- 7) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 8) El maestro confirma una repetición de condición inicial en el SDA. Esto es requerido para establecer el bit de lectura en 1.
- 9) El maestro envía los 7 bits de dirección del esclavo seguido por un bit de lectura (R=1)
- 10) El esclavo envía una confirmación (ACK) al SDA.
- 11) El maestro recibe los bytes de datos.
- 12) El maestro envía una confirmación (ACK) al SDA después de cada byte de datos recibido.
- 13) Una no confirmación NACK es generada después del último byte para señalar el final de la lectura.
- 14) El maestro envía un condición de parada al SDA para finalizar la transacción.

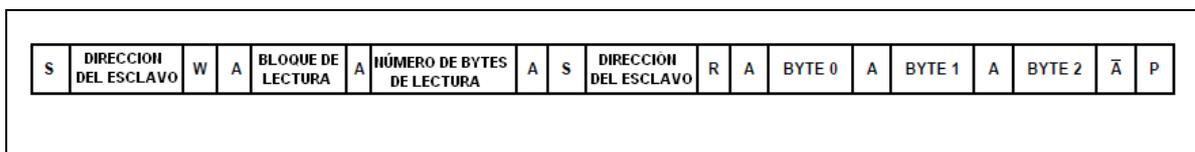


Figura 3. 15: Diagrama de configuración del bloque de lectura<sup>51</sup>

<sup>51</sup> Analog Devices, Datasheet AD5933

### **3.3 DISEÑO DE SOFTWARE PARA EL DISEÑO DE UN INDUCTÓMETRO UTILIZANDO EL INTEGRADO AD5933**

El primer paso para realizar el diseño del software para el AD5933, es programar los registros de la frecuencia de inicio, los incrementos de frecuencia, la cantidad de incrementos de frecuencia. Adicionalmente, se debe programar los números de ciclos de frecuencia, para lo cual se requiere realizar varias pruebas con distintos valores, y así calibrar correctamente al dispositivo.

#### **3.3.1 FRECUENCIA DE INICIO**

La frecuencia de inicio es un valor que consta de seis bytes, los cuales son almacenados en las direcciones de los registros 82, 83 y 84.

En el caso del inductómetro, utilizamos una frecuencia de operación de 100 kHz, la cual se encuentra en el límite superior de operación del AD5033. Esta frecuencia es escogida en función de los componentes a ser analizados, y como vamos en este caso a operar con inductores, la frecuencia debe ser mucho mayor que si se trabaja con capacitores, debido a su mayor frecuencia de resonancia.

El valor de 100 kHz, es un valor decimal que lo debemos convertir a un valor hexadecimal, para poder ubicarlo en las direcciones de los registros correspondientes.

Valor decimal: 100000

Valor hexadecimal: 0186A0

Los dos primeros valores hexadecimales (01), se los escribe en la dirección del registros 82, el tercer y cuarto valor (86), se escribe en la dirección del registro 83, y por último el quinto y sexto valor (A0), se escribe en la dirección del registro 84.

En el caso del programa utilizado en nuestro instrumento prototipo, existe la opción de programar directamente cualquier frecuencia, puesto que los valores son convertidos mediante instrucciones a su correspondiente valor hexadecimal, y colocados directamente mediante variables, en las direcciones de los registros 82, 83 y 84.

### 3.3.2 INCREMENTOS DE FRECUENCIA

Debido a que se desea trabajar con una frecuencia única, no deberían existir los valores de incremento de frecuencia, pero debido a que necesitamos evitar errores de escritura en los registros, fijamos los incrementos de frecuencia en pasos de 1 Hz,

Entonces se desea que el barrido de frecuencia tenga un incremento de frecuencia de 1 Hz, y utilizando la señal de reloj interna del AD5933 que es de 16 MHz, el código de programación utilizado es el siguiente:

$$\text{Código incremento de frecuencia} = \left( \frac{1\text{Hz}}{\frac{16 \times 10^6 \text{Hz}}{4}} \right) \cdot 2^{27}$$

$$\text{Código incremento de frecuencia} = (2,5 \times 10^{-5}) \cdot 2^{27}$$

Aproximando a un valor entero se obtiene:

$$\text{Código incremento de frecuencia} \approx 34$$

Teniendo un valor hexadecimal de:

$$\text{Código incremento de frecuencia} = 000022$$

Se programa el valor 00 en la dirección del registro 85, el valor 00 en la dirección del registro 86, y el valor 22 en la dirección del registro 87.

### **3.3.3 NÚMERO DE INCREMENTOS**

Ya que no se necesita la realización de un barrido de frecuencia, puesto que no estamos analizando la respuesta de frecuencia de los dispositivos a ser medidos, se programa un valor muy bajo de incrementos, para que no se altere el valor de la frecuencia inicial. Se escoge 5 incrementos de frecuencia.

Entonces se programa el valor 00 en la dirección del registro 88 y el valor 05 en la dirección del registro 89.

### **3.3.4 CONFIGURACIÓN DE LOS NÚMEROS DE CICLOS DE TIEMPO**

El número de ciclos de tiempo, va desde el valor de 1 hasta 511, con la opción de la multiplicación de estos por dos o por cuatro, obteniendo un valor máximo de números de ciclos de tiempo de 2044.

Debido a que el número de ciclos impone el retardo entre las sentencias de los comandos de configuración y la conversión de datos en el ADC, se debe escoger un valor pequeño, para aumentar la velocidad de procesamiento de los datos previamente almacenados.

Escoger este valor requiere precisión al momento de programar, por lo que se realizó varias pruebas con diferentes valores, teniendo en cuenta valores máximos y mínimos, colocando el valor 00 en la dirección del registro 8A y el valor 0F en la dirección del registro 8B.

Este valor da como resultado un total de 15 ciclos de tiempo, valor que redujo al máximo los errores referidos al retardo de transmisión interna de datos, obteniendo medidas de alta precisión.

La consecuencia de programar un valor arbitrario de ciclos de tiempo, da como resultado una notoria fluctuación en la lectura de los datos, lo cual produce errores en las medidas.

### **3.3.5 REPETICIÓN DE FRECUENCIA**

Con los valores almacenados en los registros de frecuencia de inicio, la cual fue de 100000 kHz, el incremento de frecuencia que fue de 1 Hz y el número de incrementos de frecuencia igual a 5, se obtiene un barrido desde los 100000 Hz hasta 100005 Hz, frecuencias de valor muy parecido que nos asegura resultados próximos y confiables.

Debido a que se hizo un barrido muy corto, para simular estar operando a una frecuencia fija, las medición deben llevarse a cabo cíclicamente, lo que se logra mediante la repetición de la frecuencia, es decir, cuando se acaba el barrido a los 100005Hz comienza inmediatamente otro barrido desde los 100000 Hz y permanece así hasta cambiar de dispositivo a ser medido, o hasta apagar el equipo.

Este comando se lo programa en el registro de control, con los valores dispuestos en la tabla 3.4, del presente capítulo.

### **3.3.6 CALIBRACIÓN DE LA RESISTENCIA DE REFERENCIA EN EL AD5933 PARA PROGRAMAR UN INDUCTÓMETRO**

Es de suma importancia colocar un valor de resistencia adecuado para la medición de inductores, debido a que la resistencia en los inductores idealmente es de cero. El límite inferior de impedancia que se puede colocar en el AD5933, es de 1 k $\Omega$ , por lo que se ha colococado una resistencia de calibración de 2,2 k $\Omega$ , para evitar trabajar en los límites de operación del intergrado.

Para calibrar mediante software esta resistencia de 2,2 k $\Omega$ , se debe colocar en la posición del dispositivo de prueba, es decir entre los pines VIN y VOUT, una resistencia de igual valor. Con el valor que se obtiene de la resistencia medida como si fuera un dispositivo a medir, vemos que tiene un valor de impedancia de alrededor 323.7  $\Omega$ , valor el cual debe ser colocado como una constante para las mediciones matemáticas asociadas con el factor de ganancia.

Explicando de una forma más concreta, el factor de ganancia es igual al inverso de la multiplicación del valor real de la resistencia multiplicado por el valor de impedancia medida de la misma. Dichos cálculos se los presenté en la sección del cálculo del factor de ganancia, cuyas fórmulas son:

$$\text{Factor de ganancia} = \frac{1}{\text{Resistencia de calibración} \times \text{Magnitud}}$$

$$\text{Factor de ganancia} = \frac{1}{2,2\text{kHz} \times 323,7}$$

$$\text{Factor de ganancia} = 1,4 \times 10^{-6}$$

Posteriormente, se obtiene el valor de la impedancia que es igual al inverso del valor de la magnitud de la impedancia de cualquier valor de inductancia medida entre los pines VIN y VOUT, multiplicado por el factor de ganancia; utilizando la ecuación 3.6, tenemos:

$$\text{Impedancia} = \frac{1}{\text{Factor de ganancia} \times \text{Magnitud}}$$

$$\text{Impedancia} = \frac{1}{1,4 \times 10^{-6} \times \text{Magnitud}}$$

### 3.3.7 ANÁLISIS DE IMPEDANCIAS INDUCTIVAS

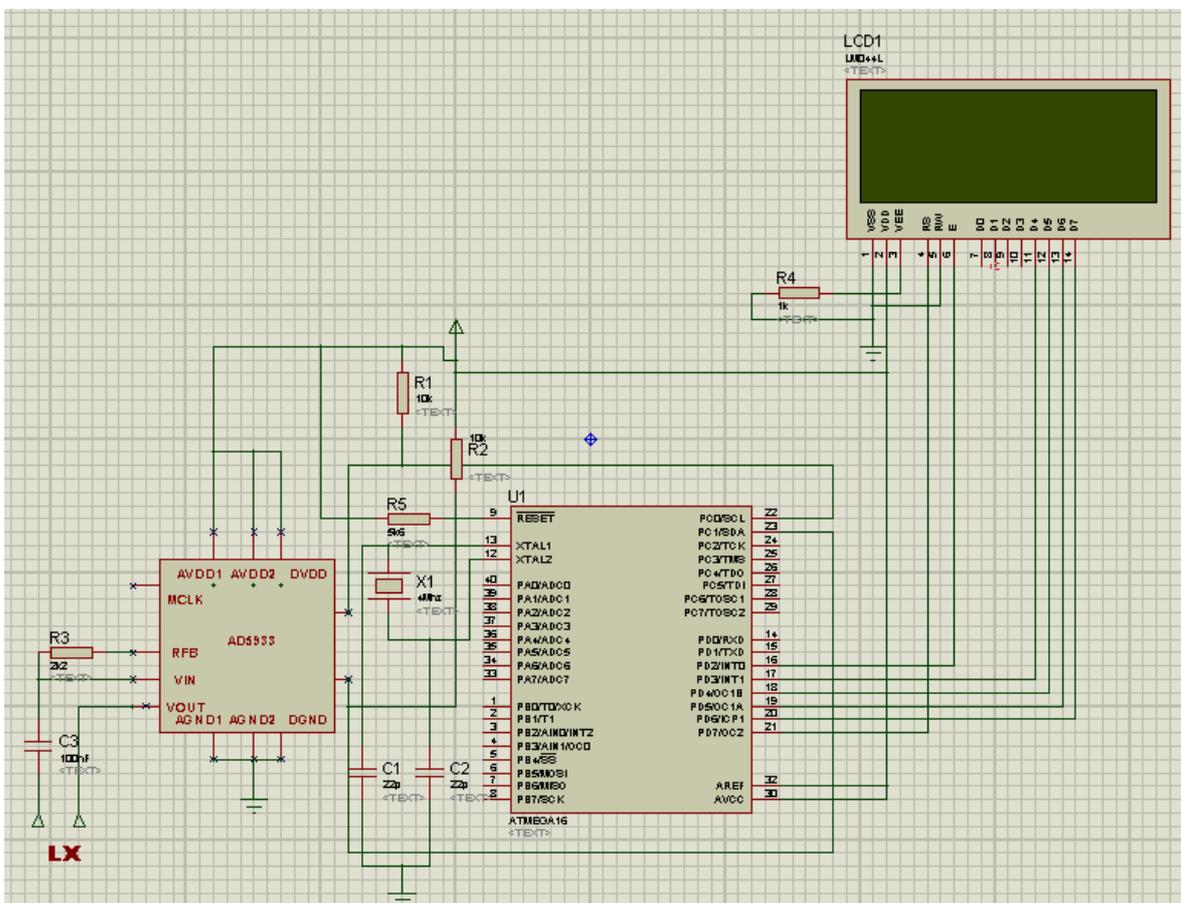
Puesto que con el integrado AD5933 no es posible medir directamente impedancias inductivas, ya que opera con frecuencias desde 1kHz hasta los 10 MHz, y los inductores idealmente tienen parte resistiva nula, sería imposible la medición directa de estos dispositivos.

Se debe acoplar un capacitor de impedancia conocida colocado en serie con la inductancia entre los pines VIN y VOUT. Esto provoca un desbalance de impedancia tanto en el inductor como en el capacitor.

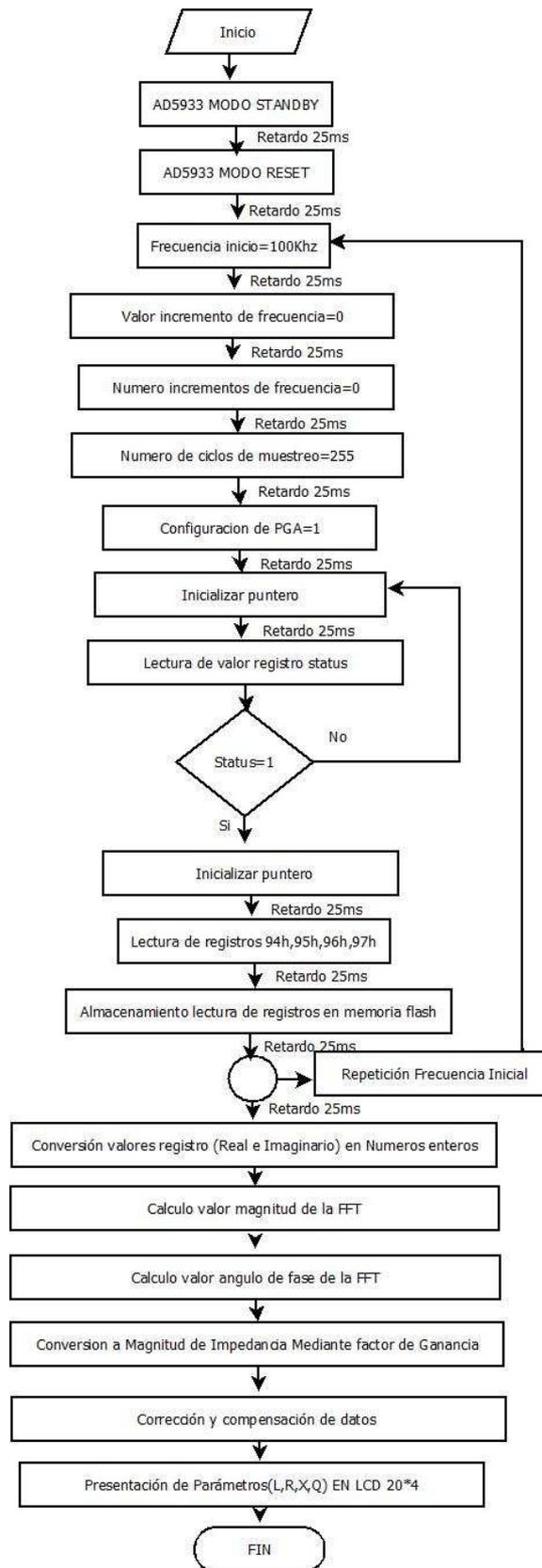
Idealmente la resta entre las partes reales e imaginarias del conjunto de capacitor e inductor, menos la impedancia capacitiva conocida, daría como resultado el valor de la impedancia inductiva.

En la práctica este proceso es funcional, pero se necesita utilizar algoritmos matemáticos para poder compensar el modelo que se está utilizando, y así obtener resultados reales y con la menor cantidad de error.

### 3.3.8 ESQUEMA INDUCTÓMETRO (LRXQ)



### 3.3.8 DIAGRAMA DE FLUJO INDUCTÓMETRO (LRXQ)



### 3.4 DISEÑO DE SOFTWARE PARA EL DISEÑO DE UN CAPACÍMETRO UTILIZANDO EL INTEGRADO AD5933

Al igual que en el diseño del inductómetro, en el capacímetro se debe programar los registros de la frecuencia de inicio, los incrementos de frecuencia, la cantidad de incrementos de frecuencia y los números de ciclos de frecuencia.

#### 3.4.1 FRECUENCIA DE INICIO

Para el capacímetro se utiliza una frecuencia de operación de 50 kHz, este valor se lo convierte a un valor hexadecimal, y se tiene:

Valor decimal: 50000

Valor hexadecimal: 00C350

Los dos primeros valores hexadecimales (00), se los escribe en la dirección del registros 82, el tercer y cuarto valor (C3), se escribe en la dirección del registro 83, y por último el quinto y sexto valor (50), se escribe en la dirección del registro 84.

#### 3.4.2 INCREMENTOS DE FRECUENCIA

Programamos un incremento de frecuencia de 1 Hz, y utilizando la señal de reloj de 16 MHz, el código de programación utilizado en la ecuación 3.4 da como resultado:

$$\text{Código incremento de frecuencia} = \left( \frac{1\text{Hz}}{\frac{16 \times 10^6 \text{Hz}}{4}} \right) \cdot 2^{27}$$

Teniendo un valor hexadecimal de:

$$\text{Código incremento de frecuencia} = 000022$$

Se programa el valor 00 en la dirección del registro 85, el valor 00 en la dirección del registro 86, y el valor 22 en la dirección del registro 87.

### **3.4.3 NÚMERO DE INCREMENTOS**

Escogemos al igual que en el inductómetro 5 incrementos de frecuencia. Programamos el valor 00 en la dirección del registro 88, el valor 05 en la dirección del registro 89.

### **3.4.4 CONFIGURACIÓN DE LOS NÚMEROS DE CICLOS DE TIEMPO**

El número de ciclos de tiempo programado para el inductómetro es un valor que nos da un alto nivel de estabilidad en las mediciones, por lo tanto, se programa el mismo valor 00 en la dirección del registro 8A y el valor 0F en la dirección del registro 8B. Este valor da como resultado un total de 15 ciclos de tiempo.

### **3.4.5 REPETICIÓN DE FRECUENCIA**

Con los valores almacenados en los registros de frecuencia de inicio, la cual es de 50 kHz, el incremento de frecuencia que fue de 1 Hz y el número de incrementos de frecuencia igual a 5, se obtiene un barrido desde los 50000 Hz a los 50005 Hz, frecuencias que nos asegura resultados confiables. Se requiere al igual que en el inductómetro, repetir la frecuencia para que el circuito entre en un lazo de repetición que simula estar a una frecuencia fija de 50 kHz.

### **3.4.6 CALIBRACIÓN DE LA RESISTENCIA DE REFERENCIA**

Se ha colococado una resistencia de calibración de 2,2 k $\Omega$ , y el proceso de calibración es el mismo que en el caso del diseño del inductómetro, colocamos una resistencia de 10 k $\Omega$  entre los pines VIN y VOUT, para obtener su valor, y con él hallar el factor de ganancia, como se indica a continuación.

$$\text{Factor de ganancia} = \frac{1}{\text{Resistencia de calibración} \times \text{Magnitud}}$$

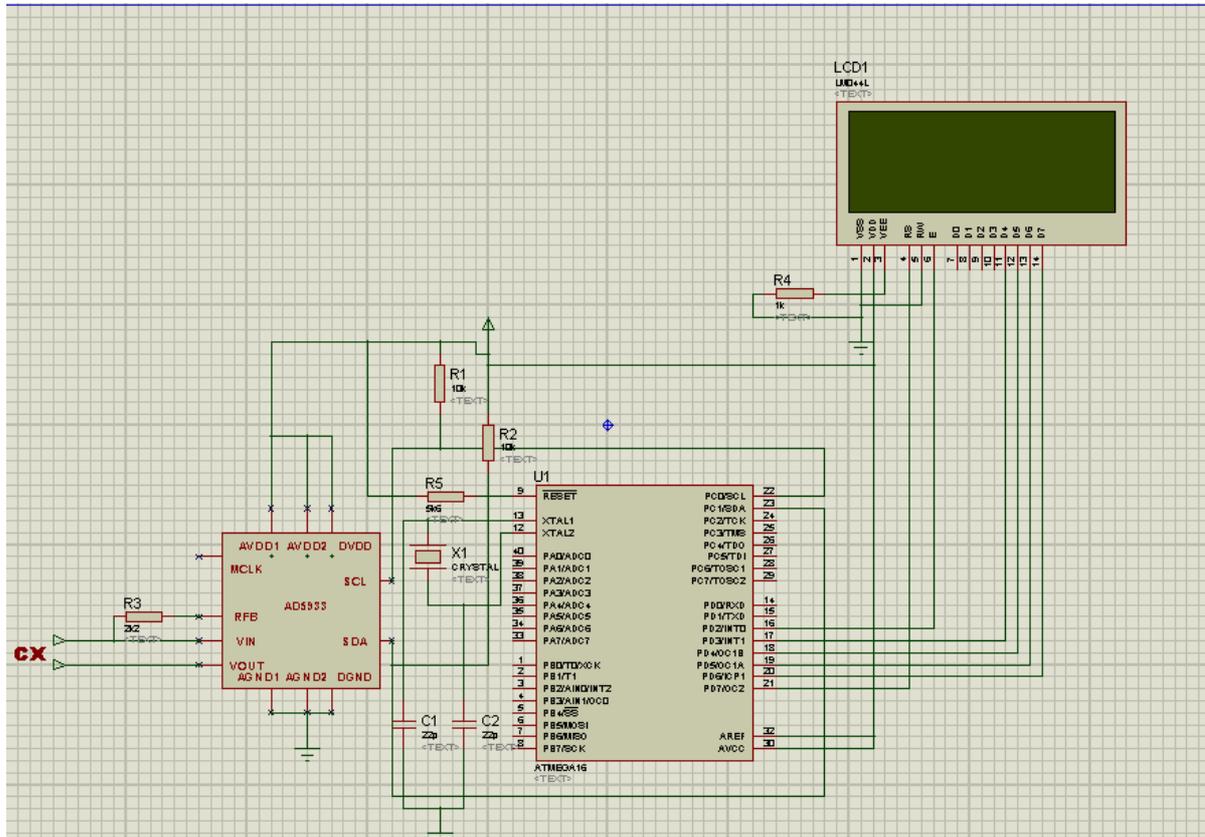
$$\text{Factor de ganancia} = \frac{1}{2.2\text{kHz} \times 9380} = 4.85 \times 10^{-8}$$

La impedancia es igual al inverso del valor de la magnitud de la impedancia de cualquier valor de inductancia medida entre los pines VIN y VOUT, multiplicado por el factor de ganancia, y utilizando la ecuación 3.6, tenemos:

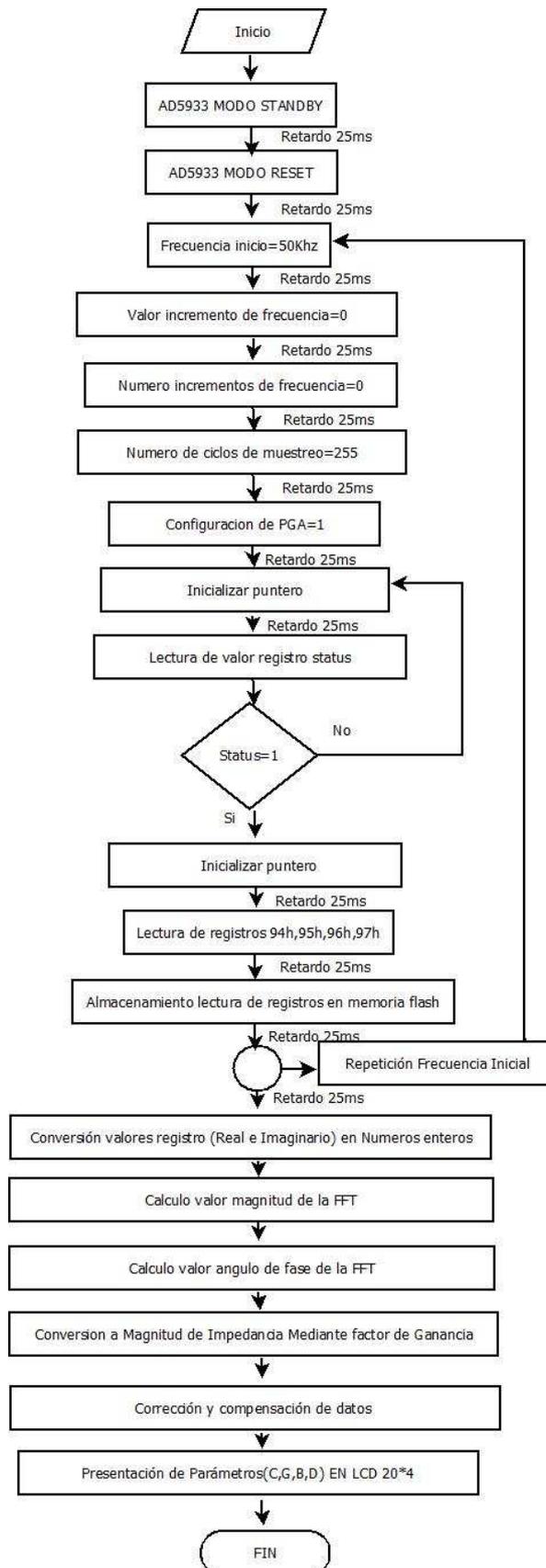
$$\text{Impedancia} = \frac{1}{\text{Factor de ganancia} \times \text{Magnitud}}$$

$$\text{Impedancia} = \frac{1}{4.85 \times 10^{-8} \times \text{Magnitud}}$$

### 3.4.7 ESQUEMA DEL CAPACIMETRO (CGBD)



### 3.4.8 DIAGRAMA DE FLUJO CAPACIMETRO(CGBD)



### 3.5 DISEÑO DEL CAPACÍMETRO MEDIANTE MÉTODO DE RESONANCIA

Este diseño se fundamenta en la utilización de un oscilador con la compuerta lógica CMOS NOT, y la frecuencia utilizada por esta compuerta depende de los valores de realimentación de los capacitores y resistencias colocadas como se muestra la figura 3.16. Los valores obtenidos del circuito serán enviados al microcontrolador, que es el encargado de resolver ecuaciones matemáticas y dar como resultado la visualización del valor de capacitancia en un LCD.

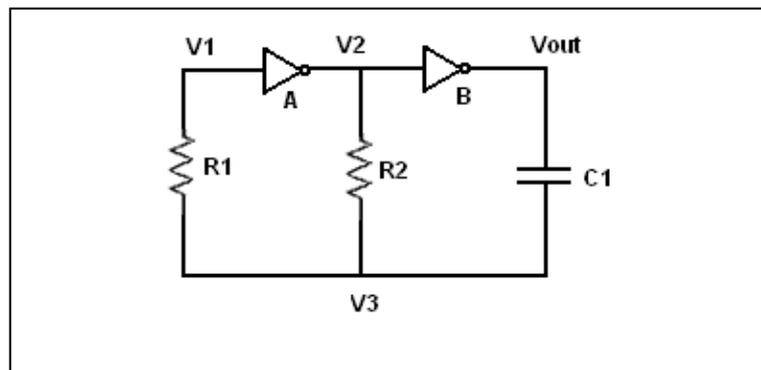


Figura 3. 16: Diagrama de un multivibrador astable (RC)<sup>52</sup>

El funcionamiento del circuito multivibrador astable mostrado en el figura 3.16, se lo muestra a continuación

$$R1 \gg R2$$

Sea  $V1 = 1_L$  (condición inicial al conectar el circuito)

$V2 = 0_L$  (acción compuerta inversora)

$Vout = 1_L$  (acción compuerta inversora)

El capacitor C1 se carga de forma exponencial a través de R2 y el voltaje V3 va a tender a VDD (5 V) exponencialmente.

$V1 = V3$  (la impedancia de los circuito es alta y la corriente a través de R1 es casi nula)

<sup>52</sup> [http://elektron.uw.hu/elektro/PIC/LCF\\_meter/LCF.pdf](http://elektron.uw.hu/elektro/PIC/LCF_meter/LCF.pdf)

Cuando  $V_3 = V_t$  (voltaje limite inferior para nivel lógico alto) la compuerta A conmuta a nivel  $0_L$  y la compuerta B conmuta a nivel  $1_L$ .

$V_3 = V_t + V_{DD}$  (la variación de voltaje en el capacitor no es instantánea)

$V_3$  empieza a descargarse de manera exponencial a través de R hasta que  $V_3=0$ .

En el diseño prototipo se tiene que  $R_1 = 10R_2$ .

Considerando  $V_t = V_{dd}/2$  (En la práctica este valor de  $V_t$  puede variar entre un 30% y 70%)

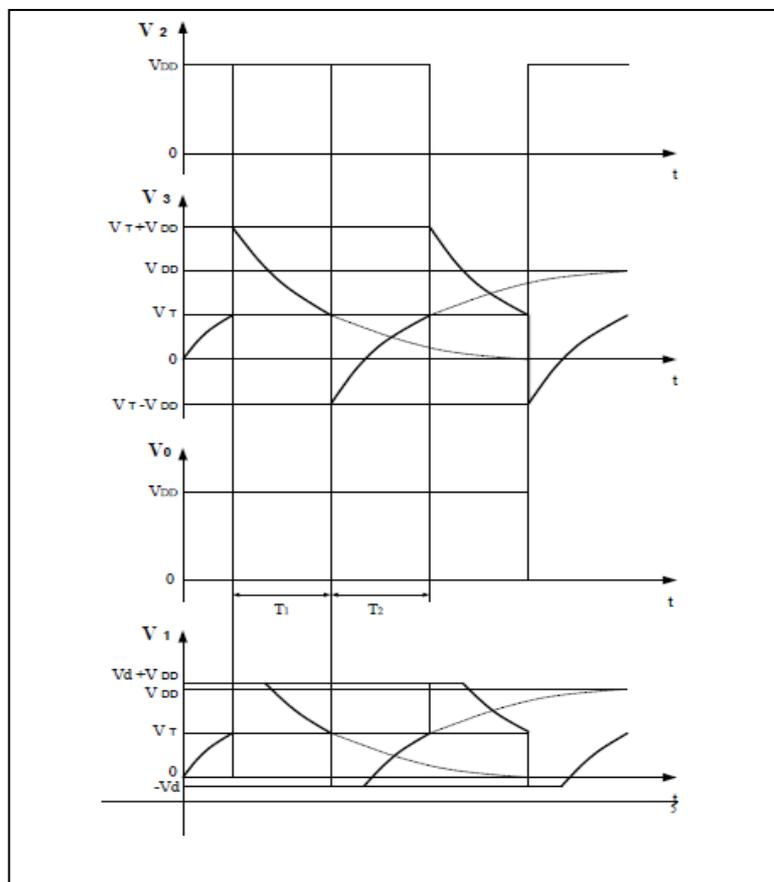


Figura 3. 17: Diagrama de un multivibrador astable (RC)<sup>53</sup>

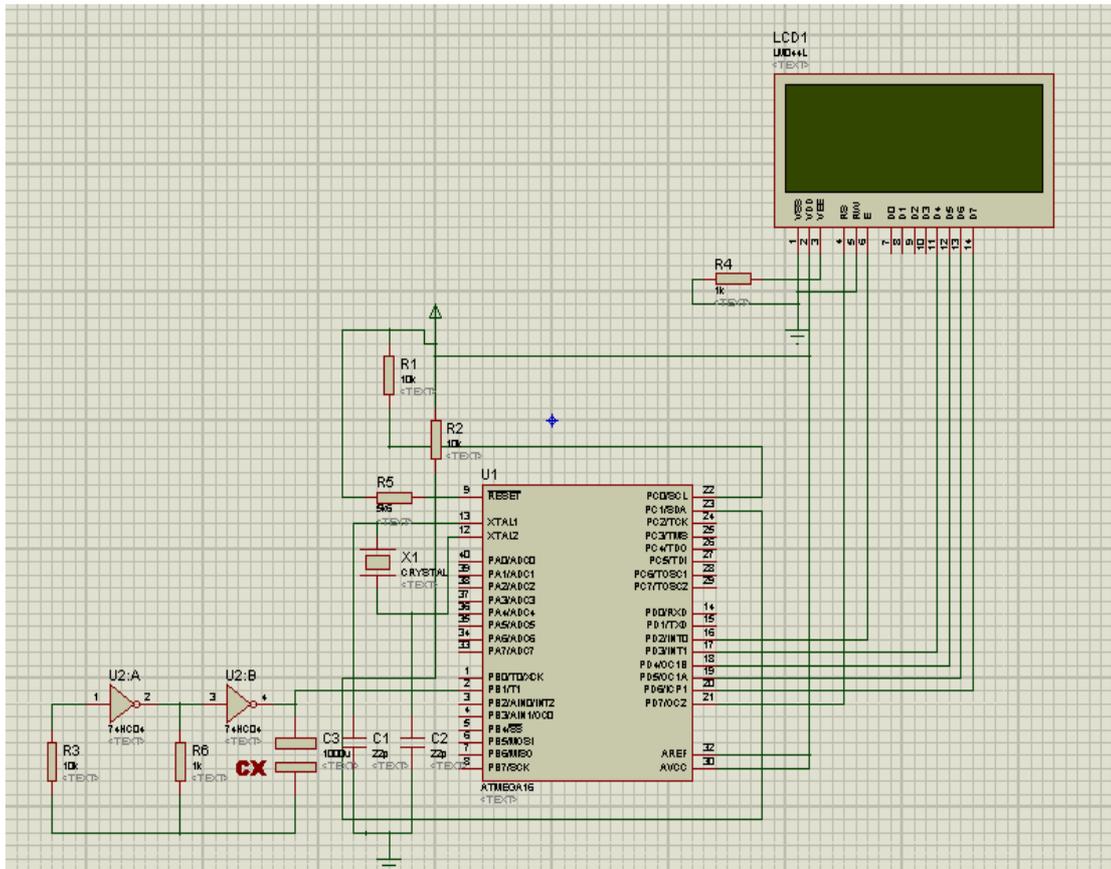
Donde

$$T = \pi RC$$

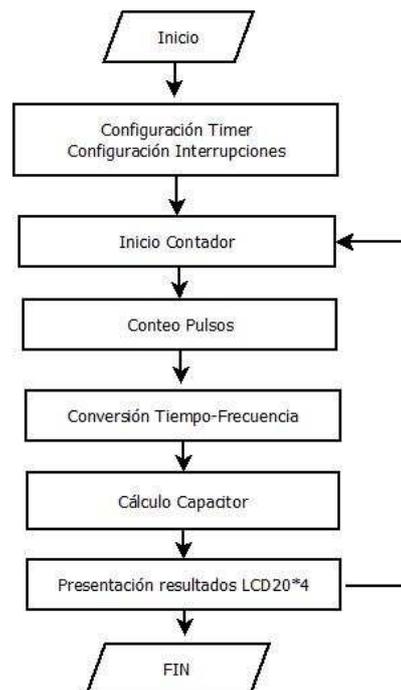
Ec 3.11

<sup>53</sup> [http://www.circuitoselectronicos.org/2009/01/funcionamiento-del-circuito-integrado\\_05.html](http://www.circuitoselectronicos.org/2009/01/funcionamiento-del-circuito-integrado_05.html)

### 3.5.1 ESQUEMA DEL CAPACÍMETRO CON CIRCUITO RESONANTE



### 3.5.2 DIAGRAMA DE FLUJO DEL CAPACÍMETRO CON CIRCUITO RESONANTE



### 3.6 DISEÑO DEL INDUCTÓMETRO MEDIANTE MÉTODO DE RESONANCIA

Este diseño es basado en el uso de un oscilador, el cual es implementado a partir de compuertas lógicas CMOS NOT, y la respuesta de frecuencia de estas compuertas dependen de los valores de realimentación de los capacitores e inductores colocadas en diversas disposiciones que posteriormente se explicarán en esta sección del presente capítulo.

El principio de este método de medición de inductancias se basa en la adquisición del valor de la frecuencia de oscilación y el valor de inductancia de un componente desconocido, a partir de una impedancia conocida colocada en los osciladores antes descritos.

Mediante el uso de un microcontrolador ATMEGA16 que nos permita resolver ecuaciones y conectandolo en un LCD (20x4), podemos visualizar las mediciones del circuito oscilador, que son la frecuencia de oscilación y el valor de la inductancia de un componente desconocido, el cual se muestra en la figura 3.18

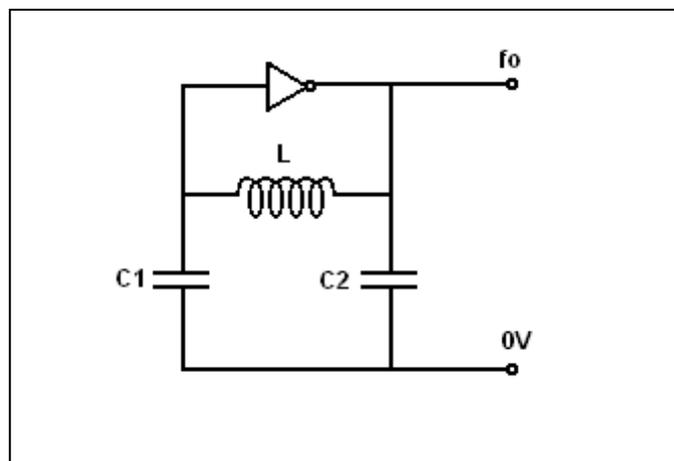


Figura 3. 18: Diagrama de un oscilador básico (LC)<sup>54</sup>

Para calcular el valor de la capacitancia equivalente, tenemos una disposición en serie de ambos capacitores, por lo cual obtenemos la siguiente ecuación:

<sup>54</sup> [http://elektron.uw.hu/elektro/PIC/LCF\\_meter/LCF.pdf](http://elektron.uw.hu/elektro/PIC/LCF_meter/LCF.pdf)

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2}$$

$$C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$$

Ec. 3.12

Donde C1 y C2, son valores dispuestos por el usuario con valores conocidos; estos capacitores deben tener una baja tolerancia, para disminuir errores de instrumentación.

El valor de la frecuencia de oscilación se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

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

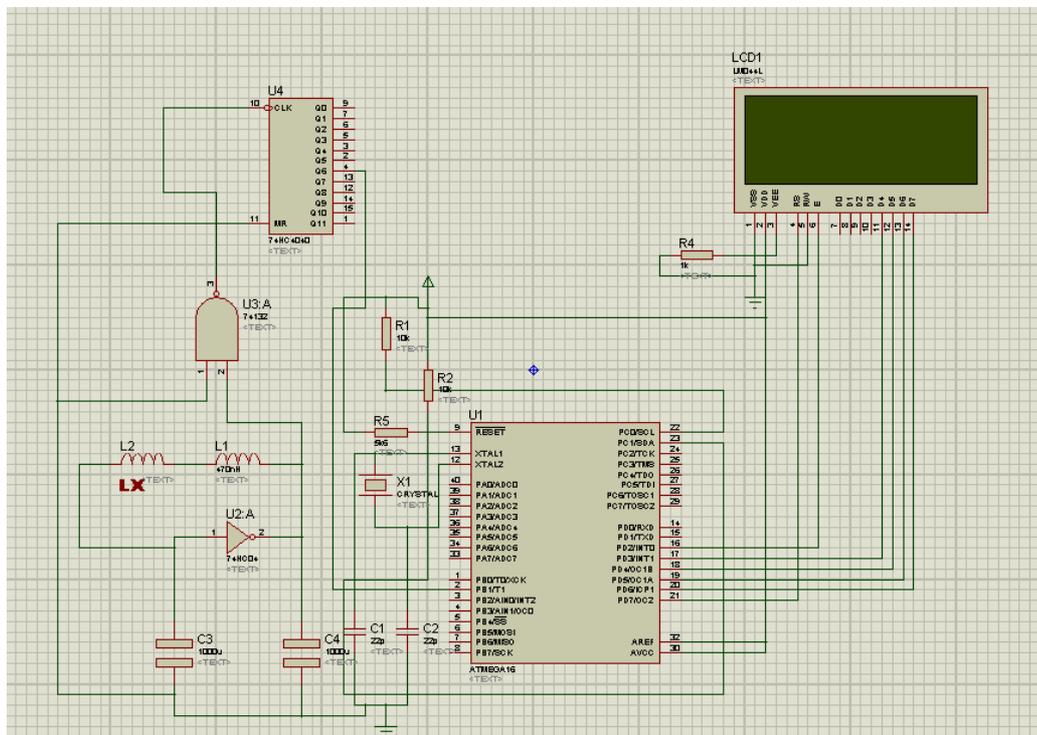
Ec. 3.13

De las variables que constan en esta ecuación, el valor de C se lo determina por medio de la ecuación 3.11, el valor de frecuencia de oscilación se lo obtiene, o bien con un osciloscopio en el caso de hacer pruebas o con la programación de un frecuencímetro en el microcontrolador, y el valor de L, es la medida de la inductancia desconocida colocada por el usuario, como indica el circuito de figura 3.16. Por lo tanto, se despeja el valor de la inductancia, y se obtiene la siguiente ecuación:

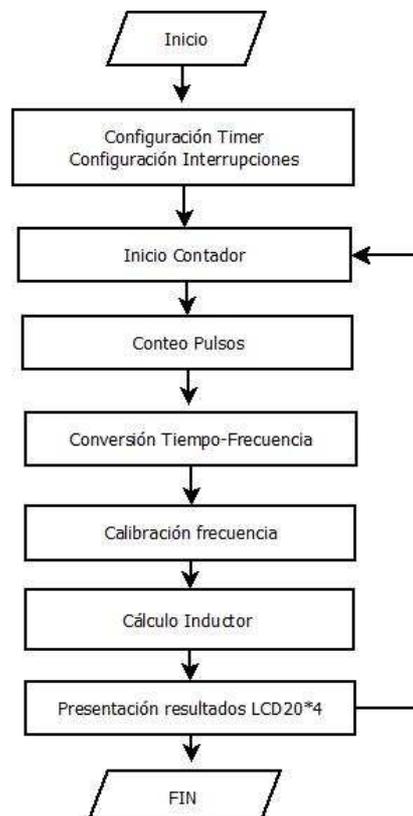
$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_o}\right)^2}{C}$$

Ec. 3.14

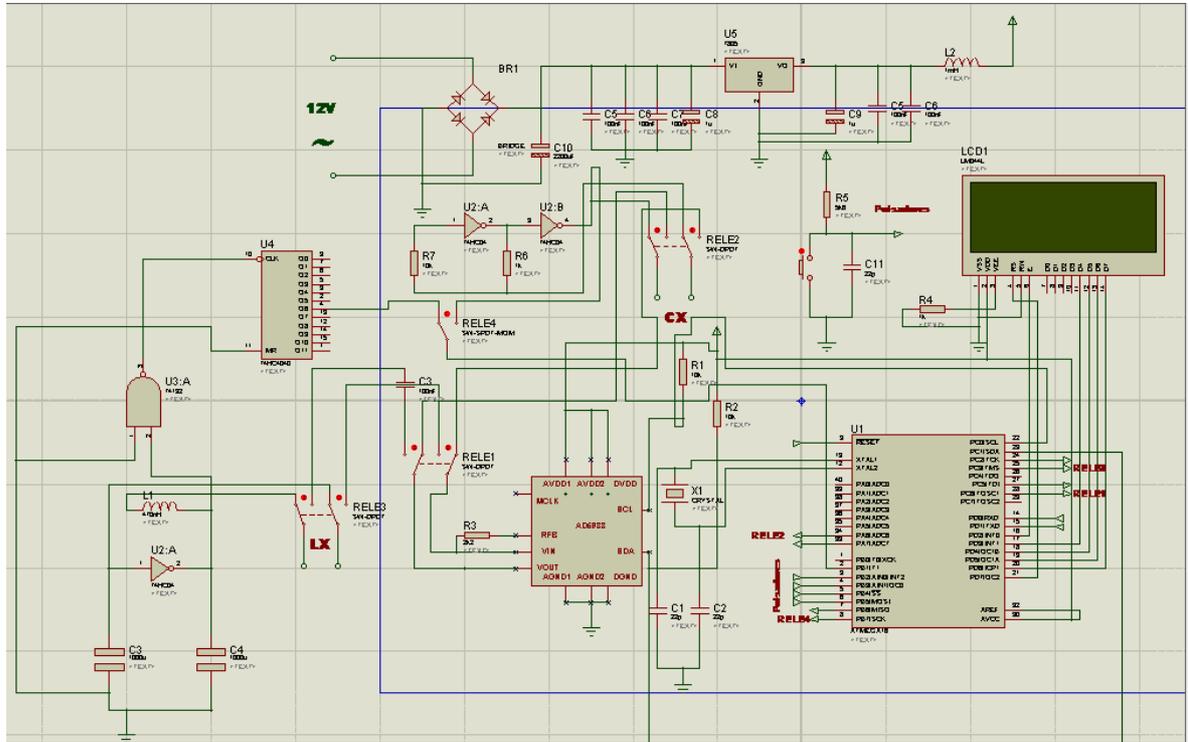
### 3.6.1 ESQUEMA DEL INDUCTÓMETRO CON CIRCUITO RESONANTE



### 3.6.2 DIAGRAMA DE FLUJO INDUCTÓMETRO CON CIRCUITO RESONANTE



### 3.7 ESQUEMA INSTRUMENTO PROTOTIPO



## CAPÍTULO 4. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

### 4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentarán los resultados de las mediciones del instrumento prototipo, en comparación con los datos obtenidos con el equipo de medición de impedancias Instek LCR 819.

Se incluye en este capítulo un estudio de costos de implementación del instrumento prototipo, y se realizará una comparación con otros equipos de similares características existentes en el mercado.

### 4.2 RANGO DE OPERACIÓN CON MÉTODO DE PUENTE AUTO-BALANCEADO Y CON EL MÉTODO DE RESONANCIA

	MÉTODO DEL PUENTE AUTO-BALANCEADO	MÉTODO DE RESONANCIA
<b>INDUCTORES</b>		
50 nH – 1uH		X
1uH - infinito	X	X
<b>CAPACITORES</b>		
1pF – 2.2 nF	X	X
2.2 nF - infinito		X

Tabla 4. 1: Rango de operación de métodos utilizados en el instrumento prototipo<sup>55</sup>

Para cumplir con los valores de capacitancia e inductancia dispuestos en nuestro plan de proyecto de titulación, hemos diseñado el equipo mediante dos métodos de medición de impedancia, y los valores en los cuales opera cada uno de ellos se encuentran en la tabla 4.1

<sup>55</sup> Elaborada por los autores

### 4.3 MEDIDOR DE IMPEDANCIAS INSTEK LCR 819



Figura 4. 1: Instrumento de medición de impedancias Instek LCR 819<sup>56</sup>

#### 4.3.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES

Debido a que las mediciones que se ha tomado de este dispositivo, las asumiremos como reales para realizar el análisis de errores, por ello es fundamental conocer las características principales de este instrumento, las cuales se las presenta a continuación:

- Rango de operación desde los 12 Hz hasta los 100 kHz.
- Precisión en las mediciones de 0.05 %
- Modos de prueba; R / Q, C / D, C / R, L / Q
- Opciones de valor absoluto, valor promedio, y valor promedio porcentual.
- Pantalla LCD de matriz 240 X 128 puntos
- Condición de prueba y resultado de la prueba se muestra en la pantalla de forma simultánea.
- Medición de resistencias entre 0.00001  $\Omega$  hasta 99999  $\Omega$ .
- Rango de medición de capacitancias entre 0.00001 pF hasta 99999uF
- Rango de medición de inductancias entre 0.00001 mH hasta 99999 H
- Medición de factor de calidad entre 0.00001 hasta 9999

<sup>56</sup> <http://www.testequipmentdepot.com/instek/meters/lcr819-817.htm?gclid=OeD5tXQxK0C FRF V7 AaddGaDAw>

#### 4.4 DATOS OBTENIDOS DE INDUCTORES CON EL EQUIPO DE MEDICIÓN DE IMPEDANCIAS LCR 819.

Con el dispositivo LCR 819, se tomaron medidas de 13 diferentes valores de inductancias entre 1uH y 100mH, con su respectivo factor de calidad. La frecuencia de prueba del equipo fue de 100 kHz, y los datos se muestran a continuación.

	Valor marcado de inductancia	Valor medido	Factor de calidad (Q)
<b>Elemento patronado</b>	1 uH	1 uH	48
	1 uH	1,08 uH	4
	4,7 uH	4,3 uH	10
	10 uH	9,1 uH	10
	22 uH	17 uH	14
	82 uH	74 uH	23
	100 uH	86 uH	25
	220 uH	196 uH	25
	1000 uH	814 uH	29
	1000 uH	810 uH	57
<b>Elemento patronado</b>	2500 uH	2530 uH	254
<b>Elemento patronado</b>	10000 uH	10500 uH	263
	100000 uH	100000 uH	294

Tabla 4. 2: Valores obtenidos para inductores con el dispositivo Instek LCR 819<sup>57</sup>

#### 4.5 DATOS OBTENIDOS DE INDUCTORES CON EL INSTRUMENTO PROTOTIPO.

Para fines de comparación de medidas entre el equipo de medición de impedancias LCR 819, se ha tomado mediciones con el instrumento prototipo con

<sup>57</sup> Elaborado por los autores

los mismos 13 inductores medidos a 100kHz, cuyos valores se los muestra en la tabla 4.3

	Valor marcado de inductancia		Valor medido		Factor de calidad calculado (Q)
<b>Elemento patronado</b>	1	uH	1,00	uH	48,01
	1	uH	1,12	uH	4,19
	4,7	uH	4,32	uH	9,75
	10	uH	9,13	uH	10,10
	22	uH	17,38	uH	14,18
	82	uH	74,15	uH	24,24
	100	uH	86,35	uH	24,89
	220	uH	201,35	uH	25,21
	1000	uH	822,00	uH	47,02
	1000	uH	812,17	uH	45,68
<b>Elemento patronado</b>	2500	uH	2524,64	uH	254,07
<b>Elemento patronado</b>	10000	uH	10471,86	uH	262,15
	100000	uH	100124,65	uH	34,92

Tabla 4. 3: Valores obtenidos para inductores con el instrumento prototipo<sup>58</sup>

## 4.6 ERRORES DE MEDICIÓN PARA INDUCTORES

Se asume que los valores reales para realizar los cálculos de errores se los ha tomado del equipo LCR 819, y los valores medidos son tomados del instrumento prototipo diseñado en este proyecto de titulación.

Para el cálculo de errores absolutos y errores absolutos porcentuales entre las dos medidas tenemos las siguientes ecuaciones:

$$E_{\text{absoluto}} = \frac{\text{Valor medido} - \text{Valor real}}{\text{Valor medido}} \quad \text{Ec. 4.1}$$

$$E_{\text{absoluto}} (\%) = \frac{\text{Valor medido} - \text{Valor real}}{\text{Valor medido}} \cdot 100 \quad \text{Ec. 4.2}$$

<sup>58</sup> Elaborado por los autores

En la siguiente tabla se indica los errores de las medidas para el caso de inductores medidos con el instrumento prototipo en comparación con valores reales.

Los errores de las mediciones pueden variar dependiendo de la temperatura ambiental a la cual se esté realizando las mediciones, puesto que el comportamiento de los dispositivos varía según la temperatura a la cual sean medidos.

	Valor marcado de inductancia	Valor medido	Valor real	Error Absoluto	Error Absoluto (%)
<b>Elem. Patrón</b>	1 uH	1,00 uH	1,00 uH	0,00	0,45%
	1 uH	1,12 uH	1,08 uH	0,03	3,21%
	4,7 uH	4,32 uH	4,30 uH	0,00	0,37%
	10 uH	9,13 uH	9,10 uH	0,00	0,36%
	22 uH	17,38 uH	17,00 uH	0,02	2,17%
	82 uH	74,15 uH	74,00 uH	0,00	0,20%
	100 uH	86,35 uH	86,00 uH	0,00	0,41%
	220 uH	201,35 uH	196,00 uH	0,03	2,66%
	1000 uH	822,00 uH	814,00 uH	0,01	0,97%
	1000 uH	812,17 uH	810,00 uH	0,00	0,27%
<b>Elem. Patrón</b>	2500 uH	2524,64 uH	2530,00 uH	0,00	0,21%
<b>Elem. Patrón</b>	10000 uH	10471,86 uH	10500,00 uH	0,00	0,27%
	100000 uH	100124,65 uH	100000,00 uH	0,00	0,12%

Tabla 4. 4: Tabla de errores del valor de la inductancia<sup>59</sup>

Los errores que se muestran en las mediciones de los valores del factor de calidad se muestran en la tabla 4.5, los cuales muestran el error absoluto y el error relativo porcentual.

<sup>59</sup> Elaborado por los autores

	Valor marcado de inductancia		Factor de Calidad medido		Factor de Calidad real		Error Absoluto	Error Absoluto (%)
<b>Elem. Patrón</b>	1	uH	48,01	uH	48,00	uH	0,00	0,02%
	1	uH	4,19	uH	4,00	uH	0,04	4,45%
	4,7	uH	9,75	uH	10,00	uH	0,03	2,55%
	10	uH	10,10	uH	10,00	uH	0,01	0,99%
	22	uH	14,18	uH	14,00	uH	0,01	1,26%
	82	uH	24,24	uH	23,00	uH	0,05	5,12%
	100	uH	24,89	uH	25,00	uH	0,00	0,44%
	220	uH	25,21	uH	25,00	uH	0,01	0,83%
	1000	uH	47,02	uH	29,00	uH	0,38	38,32%
	1000	uH	45,68	uH	57,00	uH	0,25	24,79%
<b>Elem. Patrón</b>	2500	uH	254,07	uH	254,00	uH	0,00	0,03%
<b>Elem. Patrón</b>	10000	uH	262,15	uH	263,00	uH	0,00	0,32%
	100000	uH	34,92	uH	35,00	uH	0,00	0,22%

Tabla 4. 5: Tabla de errores del valor del factor de calidad (Q)<sup>60</sup>

#### 4.7 DATOS OBTENIDOS DE CAPACITORES CON EL INSTRUMENTO PROTOTIPO.

Valor marcado de capacitancia		Valor medido		Factor de Disipación
10	pF	10	pF	0,00714
22	pF	22	pF	0,0074
27	pF	28	pF	0,0062
33	pF	34	pF	0,0058
39	pF	39	pF	0,0054
45	pF	45	pF	0,0057
47	pF	48	pF	0,0049
100	pF	95	pF	0,0048
100	pF	93	pF	0,0046
220	pF	224	pF	0,0044
390	pF	391	pF	0,0046
470	pF	520	pF	0,0037
680	pF	703	pF	0,0045
1000	pF	1004	pF	0,0048
2200	pF	2046	pF	0,0058

Tabla 4. 6: Valores obtenidos para capacitores con el instrumento prototipo a una frecuencia de prueba de 50 kHz<sup>61</sup><sup>60</sup> Elaborado por los autores<sup>61</sup> Elaborado por los autores

## 4.8 ERRORES DE MEDICIÓN PARA CAPACITORES

Los valores de capacitancia que se han considerado como reales, se asumirá que son los impuestos por el fabricante. La tabla 4.7 muestra el cálculo de errores para medidas de capacitancia.

Valor marcado de capacitancia		Valor medido		Error Absoluto	Error Absoluto (%)
10	pF	10,32	pF	0,031	3,10%
22	pF	21,86	pF	0,006	0,64%
27	pF	28,12	pF	0,040	3,98%
33	pF	33,94	pF	0,028	2,77%
39	pF	39,09	pF	0,002	0,23%
45	pF	44,32	pF	0,015	1,53%
47	pF	48,21	pF	0,025	2,51%
100	pF	95,86	pF	0,043	4,32%
100	pF	93,43	pF	0,070	7,03%
220	pF	223,59	pF	0,016	1,61%
390	pF	391,32	pF	0,003	0,34%
470	pF	519,23	pF	0,095	9,48%
680	pF	703,06	pF	0,033	3,28%
1000	pF	1004,08	pF	0,004	0,41%
2200	pF	2046,39	pF	0,075	7,51%

Tabla 4. 7: Tabla de errores de los valores de capacitancia<sup>62</sup>

<sup>62</sup> Elaborado por los autores

## 4.9 CARACTERÍSTICAS DE EQUIPOS MEDIDORES DE IMPEDANCIA EXISTENTES EN EL MERCADO

### 4.9.1 MEDIDOR LCR-819



Figura 4. 2: Medidor LCR 819<sup>63</sup>.

#### 4.9.1.1 Descripción General

El equipo digital LCR-819 es usado para mediciones precisas de resistencias, capacitores e inductores. La pantalla LCD 240 x 128 puntos proporciona un amplio espacio de visualización para dos elementos de medición o los parámetros de configuración. Todos los modos de prueba son capaces de medir los factores complementarios, tales como,  $I / Q$ ,  $C / D$ ,  $C / R$  y  $L / P$ . El LCR-821 también contiene medidas precisas de resistencia como una combinación de valor absoluto y el ángulo de fase. Para una mejor visualización se utiliza el software para PC propietario basado en Windows y se puede acceder a través del terminal RS-232C.

#### 4.9.1.2 Características principales

- Modos de prueba:  $R / Q$ ,  $C / D$ ,  $C / R$ ,  $L / Q$ ,  $Z / \theta$ ,  $L / R$
- Pantalla LCD de matriz: 240 x 128 puntos
- Muestra condición y resultado de la prueba simultáneamente

<sup>63</sup> <http://www.testequipmentdepot.com/instek/meters/lcr819-817.htm?gclid=COeD5tXQxK0CFRFV7AoddGaDAw>

- Interfaz RS-232C (LCR-821/819/817/816) / Handler (LCR-829/827/826)

#### **4.9.1.3 Rangos de medición**

Inductividad (L)

Desde 0.00001 mH hasta 99 H

Capacidad (C)

Desde 0.00001 pF hasta 99 mF

Resistencia (R)

Desde 0 .00001  $\Omega$  hasta 99999 k $\Omega$

#### **4.9.1.4 Precisión**

Inductividad

De 0,05% a 0,1%

Capacidad

De 0,05% a 0,1%

Resistencia

De 0,05% a 0,1%

#### **4.9.1.5 Frecuencia de prueba**

Inductividad: 12 Hz a 100 kHz

Capacidad: 12 Hz a 100 kHz

#### **4.8.1.6 Precio final del instrumento**

1850 dólares incluido IVA

#### **4.9.1.7 Comparación técnica**

Este equipo, tiene la capacidad de realizar mediciones a distintas frecuencias de prueba, en comparación al instrumento prototipo diseñado en el proyecto de titulación que realiza las mediciones a una frecuencia fija de 100 kHz.

## 4.9.2 MEDIDOR LCR-9073



Figura 4. 3: Medidor LCR-9073<sup>64</sup>

### 4.9.2.1 Descripción General

El medidor LCR proporciona mediciones precisas de resistencias, condensadores y bobinas desmontadas por separado, cuenta con la función de prueba de diodos y control de paso. Con la ayuda de la interfaz RS-232 transmite los valores de medición a un computador.

Recupera los valores máximo y mínimo de cualquier medición, posee una tecla de puesta a cero para evitar impedancias parásitas y una tecla para comprobar la precisión de los componentes a medir según lo establecido.

### 4.9.2.2 Características principales

- Interfaz RS-232 para transmitir los valores de medición a un computador.
- Pantalla LCD de 3½ posiciones
- Selección de rango manual o automática

### 4.9.2.3 Rangos de medición

Inductividad (L)

---

<sup>64</sup> <http://www.pce-iberica.es/medidor-detalles-tecnicos/instrumento-de-electricidad/medidor-lcr-9073.htm>

2 / 20 / 200 mH 2 / 20 H

Capacidad (C)

2 / 20 / 200 nF 2 / 20 / 200 / 1000  $\mu$ F

Resistencia (R)

200  $\Omega$  2 / 20 / 200 / 2000 k $\Omega$  20 M $\Omega$

#### **4.9.2.4 Precisión**

Inductividad

$\pm 2$  % +2 dgts (hasta 200 mH),  $\pm 5$  % +1 dgt

Capacidad

$\pm 2$  % +2 dgts (hasta 200  $\mu$ F),  $\pm 3$  % +2 dgts

Resistencia

$\pm 0,8$  % + 1 dgt (hasta 2000 k $\Omega$ ),  $\pm 1,5$  % + 2 dgts

#### **4.9.2.5 Frecuencia de prueba**

Inductividad: 250 Hz

Capacidad: 250 / 50 / 5 Hz

#### **4.9.2.6 Precio final del instrumento**

153 dólares incluido IVA

#### **4.9.2.7 Comparación técnica**

Este dispositivo no mide factor Q y factor de disipación D

### **4.9.3 MEDIDOR LCR PKT 2155**



#### **4.9.3.3 Rangos de medición**

R: 0,1 hasta 20  $\Omega$

C: 0,003 pF hasta 16 mF

L: 0,003  $\mu$ H hasta 16 H

D: 0,000 hasta 9999 rango del indicador

Q: 0,000 hasta 9999 rango del indicador

#### **4.9.3.4 Precisión**

Inductividad

0.05%

Capacidad

0.05%

Resistencia

0.05%

#### **4.9.3.5 Frecuencia de prueba**

100, 120 Hz

1, 10, 100, 200 kHz

#### **4.9.3.6 Precio final del instrumento**

1791 dólares incluido IVA

#### **4.9.3.7 Comparación técnica**

Opera con un rango de frecuencia hasta 200 kHz. Realiza mediciones con modelos en serie y paralelo, tanto para inductores como para capacitores.

#### 4.9.4 MEDIDOR LCR PKT 2150



Figura 4. 5: Medidor PKT 2150<sup>66</sup>

##### 4.9.4.1 Descripción General

El medidor LCR es un dispositivo portátil de gran precisión que determina la inductividad, la capacidad y la resistencia, con una frecuencia de prueba de hasta 100 kHz. El medidor LCR tiene una precisión de 0,2 %. Ofrece la posibilidad de selección de rango manual o automática, 5 frecuencias de pruebas (100 / 120 Hz 1 / 10 kHz 100 kHz) y 4 tensiones de pruebas 50 / 25 mVeff / 1 Veff y 1 V DC sólo para mediciones de resistencias. Las frecuencias y las tensiones de prueba se pueden seleccionar sin limitación de rangos. Los componentes pueden medirse en serie o en paralelo; la selección del tipo de medición más común se produce automáticamente, aunque puede ser modificada de modo manual.

##### 4.9.4.2 Características principales

Funciones de medición: Z, L, C, DCR, ESR, D, Q,  $\theta$

##### 4.9.4.3 Rangos de medición

(Z) 0,001  $\Omega$  hasta 9999 M $\Omega$

(L) 0,001  $\mu$ H hasta 9999 H

<sup>66</sup> [http://www.pce-instruments.com/chile/index.php/cat/c548\\_Medidores-LCR-PKT-2150.html](http://www.pce-instruments.com/chile/index.php/cat/c548_Medidores-LCR-PKT-2150.html)

- (C) 0,001 pF hasta 9999 F
- (DCR) 0,001  $\Omega$  hasta 9999 M $\Omega$
- (ESR) 0,001  $\Omega$  hasta 9999  $\Omega$
- (D) 0,001 hasta 9999
- ( $\theta$ ) -180  $^{\circ}$ C hasta + 180  $^{\circ}$ C

#### **4.9.4.4 Precisión**

Inductividad

0.2%

Capacidad

0.2%

Resistencia

0.2%

#### **4.9.4.5 Frecuencia de prueba**

120 Hz, 1kHz, 10kHz y 100 kHz.

#### **4.9.4.6 Precio final del instrumento**

1524 dólares incluido IVA

#### **4.9.4.7 Comparación técnica**

Este equipo permite realizar test de prueba de componentes a distintas frecuencias, tiene la posibilidad de medir impedancias con 4 valores distintos de voltaje.

#### 4.10 COSTOS DE IMPLEMENTACIÓN DEL INSTRUMENTO PROTOTIPO

<b>COMPONENTES</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Precio Unitario</b>	<b>Precio total</b>
AD5933	1	10,50	10.50
74HC04	1	2,45	2.45
74HC132	1	2,45	2.45
74HC4040	1	2,80	2.80
Atmega 16	1	5,50	5.50
LCD 20x4	1	10,00	10.00
Reles Panasonic SMD/Latch	4	1,00	4.00
Componentes SMD	1	2,00	2.00
Placa fibra de vidrio con pintura	1	3,00	3.00
Transformador 12 V - 500 mA	1	3,25	3.25
LM 7805	1	0,50	0.50
Pulsadores	4	0.40	1.60
Componentes pasivos	1	0,70	0.70
Caja para montar el dispositivo	1	12,00	12.00
<b>TOTAL:</b>			<b>60.75</b>

Tabla 4. 8: Tabla de precios del instrumento prototipo<sup>67</sup>

---

<sup>67</sup> Elaborado por los autores

## **CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **5.1 CONCLUSIONES**

El presente proyecto está enfocado para ser un texto guía de diseño de instrumentos que requieran herramientas avanzadas a nivel de software y hardware, por ello se ha diseñado en etapas el diseño total del proyecto de titulación, indicando de forma amigable y concisa cada una de ellas.

Este documento complementa de buena forma los conocimientos que se ha adquirido a lo largo de nuestra carrera universitaria con los conocimientos que un ingeniero debe saber para desenvolverse en cualquier ámbito laboral, puesto que en él se presenta las bases cognoscitivas fundamentales de nuestra carrera, que es manejar, comprender y elaborar dispositivos electrónicos de alta tecnología.

La elaboración del software del instrumento prototipo ayudó a comprender las interfaces de comunicación entre circuitos integrados, como también la adaptación de los mismos a una aplicación específica que no ha sido desarrollada en nuestro país.

El instrumento prototipo, al igual que otros equipos de similares características que existen en el mercado, miden elementos capacitivos, inductivos o resistivos desmontados afuera de un circuito.

Los dispositivos SMD presentan menor tolerancia, baja vulnerabilidad al ruido, capacitancias e inductancias parásitas mínimas en comparación con los elementos convencionales, lo que reduce significativamente los errores de medición, con la ventaja de tener un menor costo en comparación a encapsulados comunes.

En la medición de impedancias es importante tener un excelente contacto entre los terminales del instrumento de medida y el dispositivo desconocido porque este factor podría influir considerablemente en la precisión de la medición.

Es necesario mantener un voltaje estable, debido a que podría existir corrimiento de frecuencia en las oscilaciones y tendríamos una lectura errónea.

El contacto de los terminales del dispositivo a medir con los del instrumento es determinante en la medida.

El equipo de medición podría generar interferencias con artefactos como televisión o radios al estar próximos, en especial cuando se está trabajando en resonancia.

Los dispositivos SMD presentan menor tolerancia, baja vulnerabilidad al ruido, capacitancias e inductancias parásitas mínimas en comparación con los elementos convencionales, lo que reduce significativamente los errores de medición, con la ventaja de tener un menor costo en comparación a encapsulados comunes.

Las bobinas planas son las más estables, por lo que estas se emplean en circuitos de alta frecuencia, además de permitir miniaturización de los circuitos.

En la calibración de los trimers (capacitores variables) se tiene una medida errónea cuando empleamos una herramienta metálica.

Para analizar el estado de los capacitores electrolíticos se mide la resistencia serie equivalente empleando un oscilador que opera entre 50kHz y 100kHz.

Las bobinas con núcleo de hierro presentan un bajo factor de calidad a diferencia de las bobinas con núcleos de aire o ferrita.

Las borneras para el circuito resonante deben estar muy cercanas a la placa del circuito impreso y unidas con cable sólido, para evitar corrimientos de frecuencia.

## 5.1 RECOMENDACIONES

Para el correcto funcionamiento del instrumento prototipo, se debe leer detenidamente el manual de usuario, el cual indica el correcto uso que se debe hacer al dispositivo, para que este entregue medidas confiables.

La temperatura ambiental es un factor que puede influir en las mediciones, ya que en pruebas realizadas en laboratorio se obtuvo diferentes valores de impedancia a distintas temperaturas, por ello se realizó la calibración del dispositivo a una temperatura promedio de 20 °C.

Al momento de hacer mediciones con el instrumento prototipo, se debe tener cuidado en no conectar inductores en las borneras que exclusivamente son para capacitores, debido a que una bobina tiene una parte resistiva muy baja y puede dañar el dispositivo.

Como un futuro proyecto utilizando lo expuesto en este proyecto de titulación, se sugiere realizar mediciones de capacitores polarizados, ya que nuestro instrumento prototipo no cuenta con esta opción, además se puede realizar un barrido de frecuencia en las mediciones, y cambiar la frecuencia de prueba para distintas mediciones.

Para proteger la placa de circuito impreso contra la oxidación y deterioro de las pistas, no es recomendable el uso de barniz antiestático debido a que este podría afectar el funcionamiento del circuito. Se recomienda estañar las pistas o utilizar pintura UV para circuitos impresos.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

### LIBROS

1. BARSOUKOV, E., MACDONALD, J.R Impedance Spectroscopy, Theory, Experiment, and Applications. Ed. John Wiley & Sons. New Jersey, 2005.
2. BOLTON, W., Electrical and Electronic measurement and testing, Ed. Marcombo. Barcelona, 1995.
3. TRIETLY, HARRY, L., Transducers in Mechanical and Electronic Design, Ed. CRC Press, 1984.
4. PALLÁS ARENY, RAMÓN, Instrumentos electrónicos básicos, Ed. Marcombo. Barcelona, (2006).

### DOCUMENTOS

1. OKADA, K., SEKINO, T., Impedance Measurement Handbook, Ed. Agilent Technologies Co. Ltd. Dic. 2003.
2. KENNETH A. KUHN , A Simple Circuit for Measuring Complex Impedance, 2002

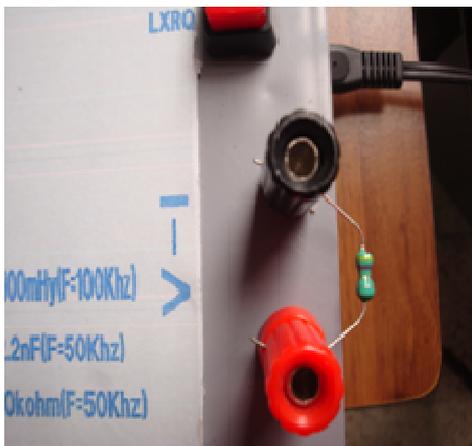
### INTERNET

1. <http://www.agilent.com/>
2. <http://www.egr.msu.edu/~kempel/ECE435/Impedance.pdf>
3. [http://cappels.org/dproj/1kzhimeter/1\\_KHz\\_Inductance\\_Meter.html](http://cappels.org/dproj/1kzhimeter/1_KHz_Inductance_Meter.html)

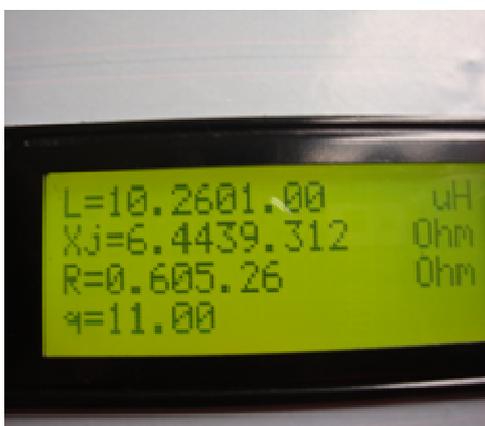
4. [http://www2.uca.es/grupinvest/instrument\\_electro/ppjjgdr/Electronics\\_Instrum/Electronics\\_Instrum\\_Files](http://www2.uca.es/grupinvest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files)
5. <http://www.pce-iberica.es/medidor-detalles-tecnicos/instrumento-de-electricidad-/medidor-lcr-2150.htm>
6. [http://www.idm-instrumentos.es/index.php?option=com\\_content&view=article&id=163:medidores-de-impedancia-lcr&catid=43:medidores-de-impedancialcr&Itemid](http://www.idm-instrumentos.es/index.php?option=com_content&view=article&id=163:medidores-de-impedancia-lcr&catid=43:medidores-de-impedancialcr&Itemid)
7. <http://www.inele.ufro.cl/bmonteci/semic/apuntes/capacitores/capacitores.htm>
8. <http://www.fortunecity.com/campus/graphic/470/Capacitor.html>
9. <http://www.weg.net/ec/Productos-y-Servicios/Automatizacion/Capacitores-y-Correccion-del-Factor-de-Potencia>
10. <http://www.mitecnologico.com/Main/InductoresEInductancia>
11. [http://www.walter-fendt.de/ph14s/combrlc\\_s.htm](http://www.walter-fendt.de/ph14s/combrlc_s.htm)
12. [http://www.unicrom.com/Tut\\_bobina.asp](http://www.unicrom.com/Tut_bobina.asp)

## **ANEXOS**

**ANEXO N° 1**  
**FOTOS DEL EQUIPO**



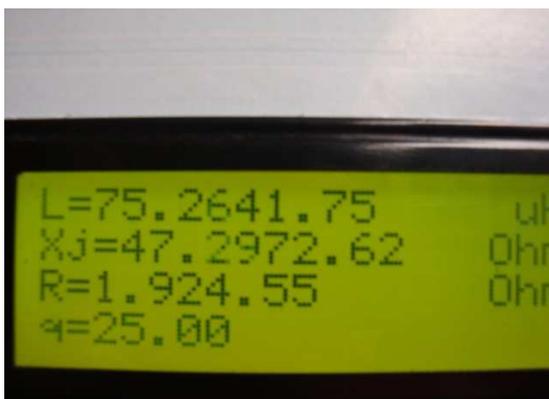
### Medición Inductor 4.7uHy



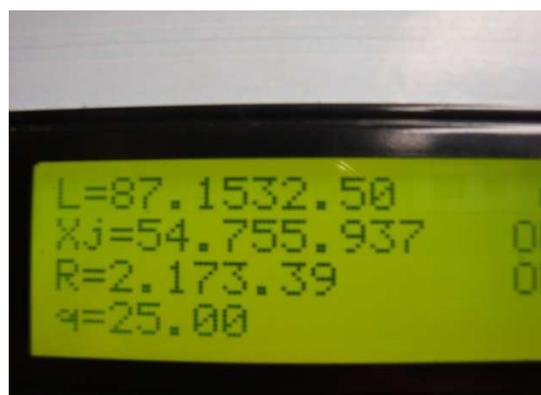
### Medición Inductor 10uHy



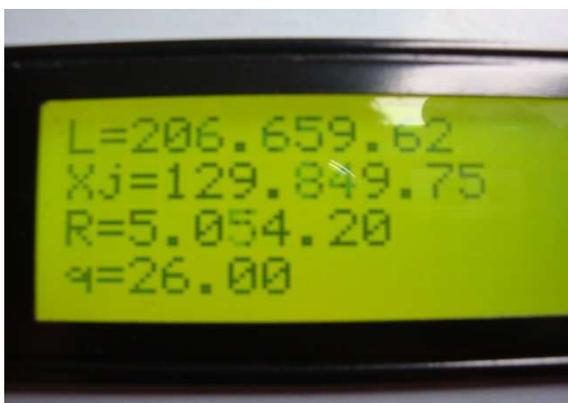
### Medición Inductor 22uHy



**Medición Inductor 82uHy**



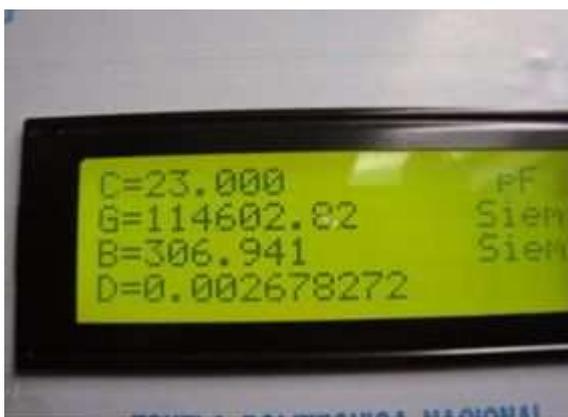
**Medición Inductor 100uHy**



**Medición Inductor 220uHy**



**Medición Inductor 1mHy**



**Medición capacitor 22pF**



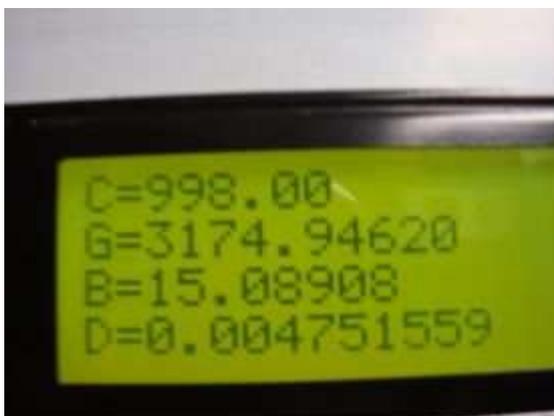
**Medición capacitor 27pF**



**Medición capacitor 100pF**



**Medición capacitor 220pF**



**Medición capacitor 1000pF**



**Medición capacitor 2200pF**



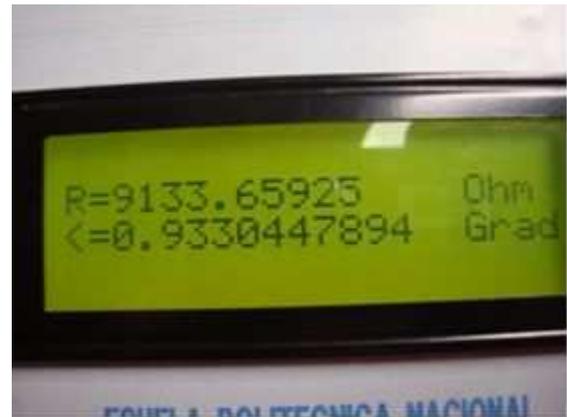
**Medición resistencia 1500Ω**



**Medición resistencia 4700Ω**



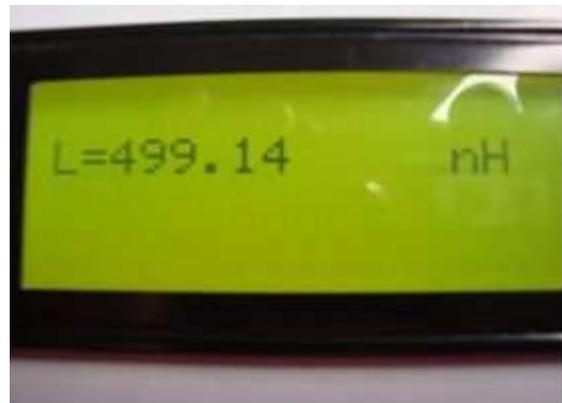
**Medición resistencia 5600 $\Omega$**



**Medición resistencia 10000 $\Omega$**



**Medición Inductor 34nH**



**Medición Inductor 470nH**



**Medición Inductor 1000nH**



**Medición Inductor 2200nH**



**Medición Inductor 4700nHy**



**Medición Inductor 10000nHy**



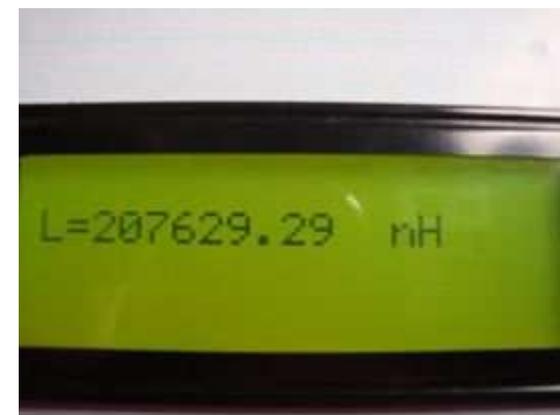
**Medición Inductor 22000nHy**



**Medición Inductor 82000nHy**



**Medición Inductor 100000nHy**



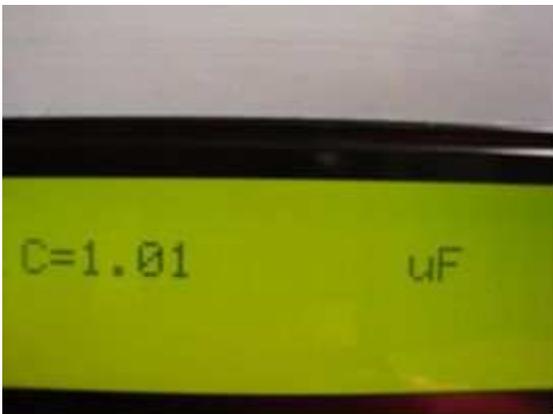
**Medición Inductor 220000nHy**



**Medición capacitor 2.2nF**



**Medición Inductor 6.8nF**



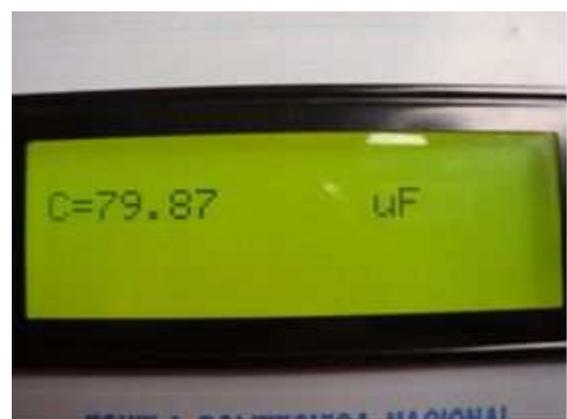
**Medición Inductor 1uF**



**Medición Inductor 2.2uF**



**Medición Inductor 33uF**



**Medición Inductor 100uF**

**ANEXO N° 2**  
**COMPUERTA 74HC04**

**INTEGRATED CIRCUITS**

# DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines

## **74HC/HCT04** Hex inverter

Product specification  
File under Integrated Circuits, IC06

September 1993

**Philips**  
Semiconductors



# PHILIPS

**Hex inverter****74HC/HCT04****FEATURES**

- Output capability: standard
- I<sub>CC</sub> category: SSI

**GENERAL DESCRIPTION**

The 74HC/HCT04 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A. The 74HC/HCT04 provide six inverting buffers.

**QUICK REFERENCE DATA**

GND = 0 V; T<sub>amb</sub> = 25 °C; t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 6 ns

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t <sub>PHL</sub> / t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	C <sub>L</sub> = 15 pF; V <sub>CC</sub> = 5 V	7	8	ns
C <sub>I</sub>	input capacitance		3.5	3.5	pF
C <sub>PD</sub>	power dissipation capacitance per gate	notes 1 and 2	21	24	pF

**Notes**

1. C<sub>PD</sub> is used to determine the dynamic power dissipation (P<sub>D</sub> in μW):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

f<sub>i</sub> = input frequency in MHz

f<sub>o</sub> = output frequency in MHz

∑ (C<sub>L</sub> × V<sub>CC</sub><sup>2</sup> × f<sub>o</sub>) = sum of outputs

C<sub>L</sub> = output load capacitance in pF

V<sub>CC</sub> = supply voltage in V

2. For HC the condition is V<sub>I</sub> = GND to V<sub>CC</sub>  
For HCT the condition is V<sub>I</sub> = GND to V<sub>CC</sub> - 1.5 V

**ORDERING INFORMATION**

See *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information"*.

Hex inverter

74HC/HCT04

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1, 3, 5, 9, 11, 13	1A to 6A	data inputs
2, 4, 6, 8, 10, 12	1Y to 6Y	data outputs
7	GND	ground (0 V)
14	V <sub>CC</sub>	positive supply voltage

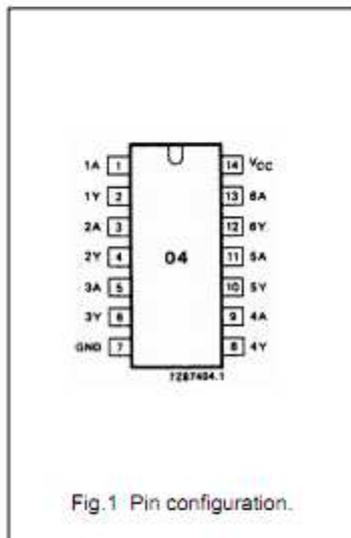


Fig. 1 Pin configuration.

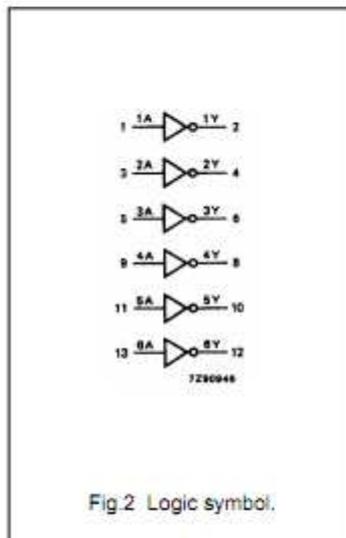


Fig. 2 Logic symbol.

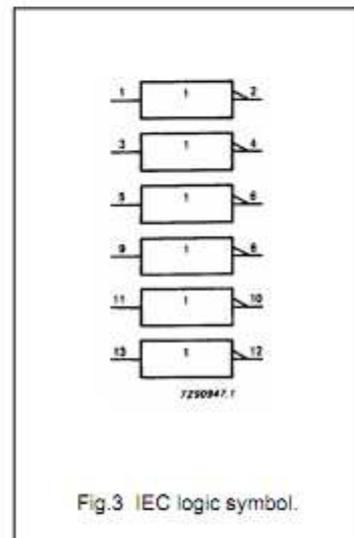


Fig. 3 IEC logic symbol.

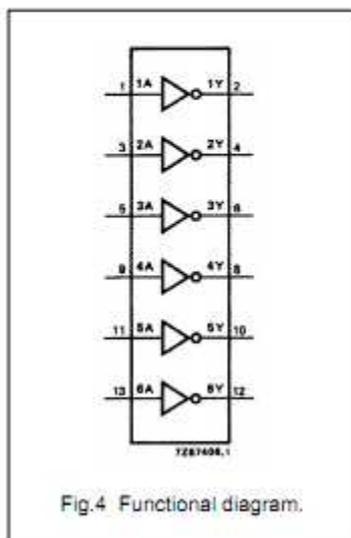


Fig. 4 Functional diagram.

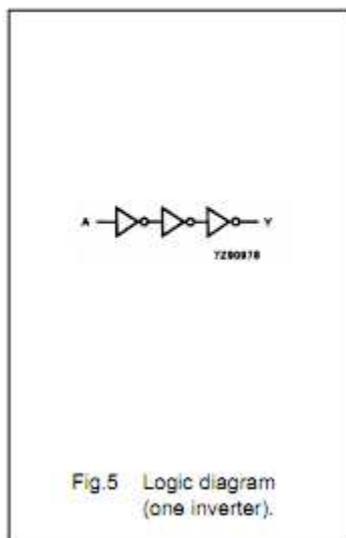


Fig. 5 Logic diagram (one inverter).

FUNCTION TABLE

INPUT	OUTPUT
nA	nY
L	H
H	L

Notes

- H = HIGH voltage level  
L = LOW voltage level

## Hex inverter

## 74HC/HCT04

**DC CHARACTERISTICS FOR 74HC**

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard

I<sub>CC</sub> category: SSI

**AC CHARACTERISTICS FOR 74HC**

GND = 0 V; t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 6 ns; C<sub>L</sub> = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T <sub>amb</sub> (°C)							UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC								V <sub>CC</sub> (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.			
t <sub>PHL</sub> / t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY		25 9 7	85 17 14		105 21 18		130 26 22	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.6
t <sub>THL</sub> / t <sub>TLH</sub>	output transition time		19 7 6	75 15 13		95 19 16		110 22 19	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.6

## Hex inverter

## 74HC/HCT04

**DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT**

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard

I<sub>CC</sub> category: SSI

**Note to HCT types**

The value of additional quiescent supply current ( $\Delta I_{CC}$ ) for a unit load of 1 is given in the family specifications.

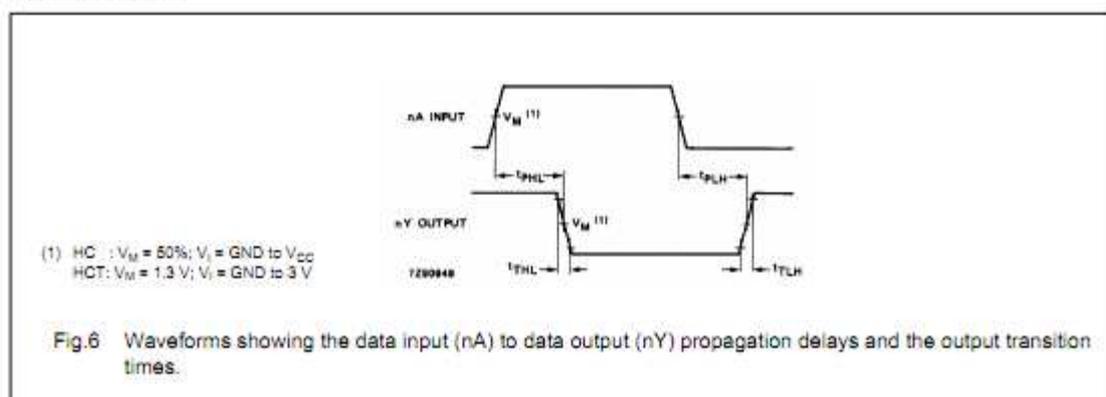
To determine  $\Delta I_{CC}$  per unit, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
nA	1.20

**AC CHARACTERISTICS FOR 74HC**

GND = 0 V;  $t_r = t_f = 6$  ns;  $C_L = 50$  pF

SYMBOL	PARAMETER	T <sub>amb</sub> (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									V <sub>CC</sub> (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
t <sub>PHL</sub> / t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY		10	19		24		29	ns	4.5	Fig.6	
t <sub>THL</sub> / t <sub>TLH</sub>	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.6	

**AC WAVEFORMS****PACKAGE OUTLINES**

See *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines"*.

**ANEXO N° 3**  
**COMPUERTA 74HC32**

**INTEGRATED CIRCUITS**

# DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines

## **74HC/HCT32** Quad 2-input OR gate

Product specification  
File under Integrated Circuits, IC06

December 1990

## Quad 2-input OR gate

## 74HC/HCT32

## FEATURES

- Output capability: standard
- I<sub>CC</sub> category: SSI

## GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT32 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT32 provide the 2-input OR function.

## QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T<sub>amb</sub> = 25 °C; t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 6 ns

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t <sub>PHL</sub> / t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA, nB to nY	C <sub>L</sub> = 15 pF; V <sub>CC</sub> = 5 V	6	9	ns
C <sub>i</sub>	input capacitance		3.5	3.5	pF
C <sub>PD</sub>	power dissipation capacitance per gate	notes 1 and 2	16	28	pF

## Notes

1. C<sub>PD</sub> is used to determine the dynamic power dissipation (P<sub>D</sub> in μW):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

f<sub>i</sub> = input frequency in MHz

f<sub>o</sub> = output frequency in MHz

∑ (C<sub>L</sub> × V<sub>CC</sub><sup>2</sup> × f<sub>o</sub>) = sum of outputs

C<sub>L</sub> = output load capacitance in pF

V<sub>CC</sub> = supply voltage in V

2. For HC the condition is V<sub>I</sub> = GND to V<sub>CC</sub>  
For HCT the condition is V<sub>I</sub> = GND to V<sub>CC</sub> - 1.5 V

## ORDERING INFORMATION

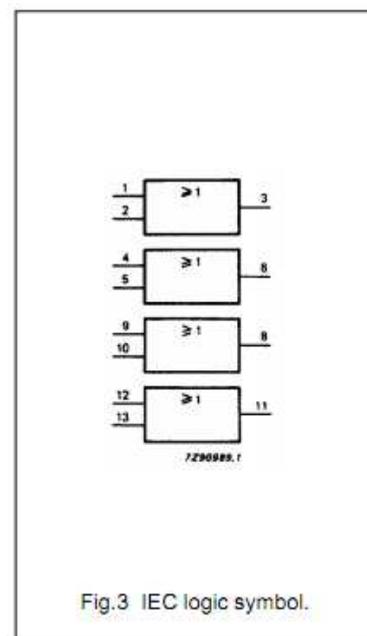
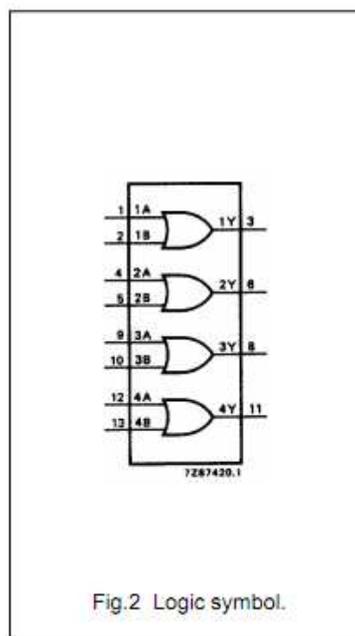
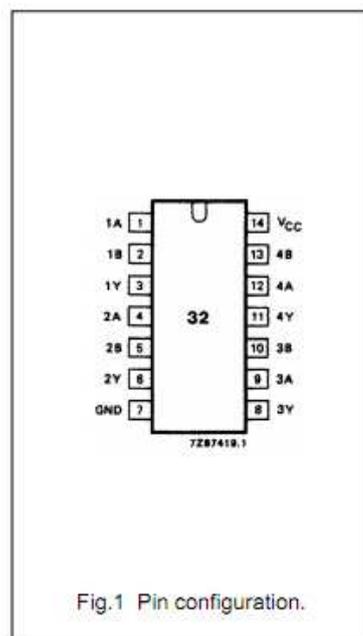
See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information".

## Quad 2-input OR gate

74HC/HCT32

## PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1, 4, 9, 12	1A to 4A	data inputs
2, 5, 10, 13	1B to 4B	data inputs
3, 6, 8, 11	1Y to 4Y	data outputs
7	GND	ground (0 V)
14	V <sub>CC</sub>	positive supply voltage



Quad 2-input OR gate

74HC/HCT32

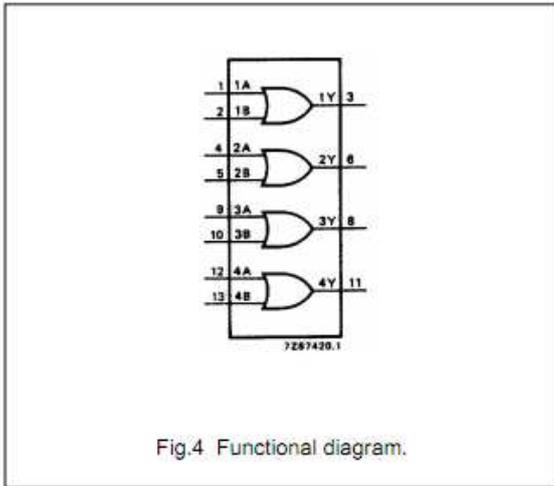


Fig.4 Functional diagram.

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUT
nA	nB	nY
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

Notes

1. H = HIGH voltage level  
L = LOW voltage level

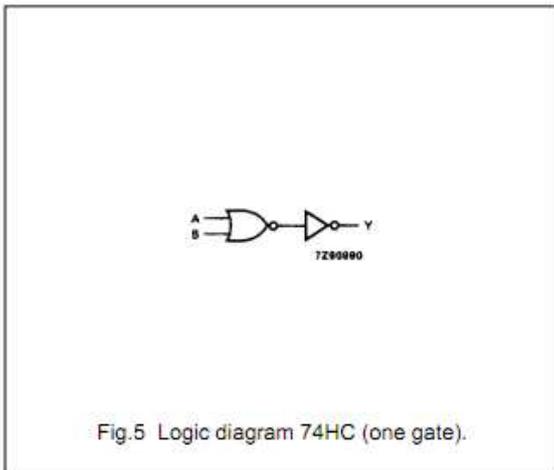


Fig.5 Logic diagram 74HC (one gate).

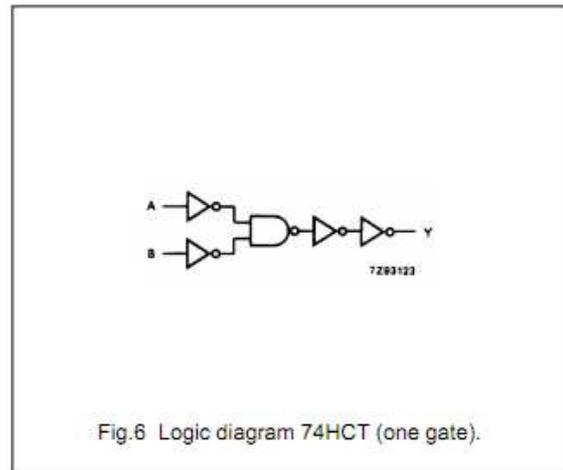


Fig.6 Logic diagram 74HCT (one gate).

## Quad 2-input OR gate

## 74HC/HCT32

**DC CHARACTERISTICS FOR 74HC**

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard.

$I_{CC}$  category: SSI

**AC CHARACTERISTICS FOR 74HC**

GND = 0 V;  $t_r = t_f = 6$  ns;  $C_L = 50$  pF

SYMBOL	PARAMETER	$T_{amb}$ (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									$V_{CC}$ (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
$t_{PHL}/t_{PLH}$	propagation delay nA, nB to nY		22 8 6	90 18 15		115 23 20		135 27 23	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7	
$t_{THL}/t_{TLH}$	output transition time		19 7 6	75 15 13		95 19 16		110 22 19	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7	

**DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT**

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard.

$I_{CC}$  category: SSI

**Note to HCT types**

The value of additional quiescent supply current ( $\Delta I_{CC}$ ) for a unit load of 1 is given in the family specifications. To determine  $\Delta I_{CC}$  per input, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
nA, nB	1.20

**AC CHARACTERISTICS FOR 74HCT**

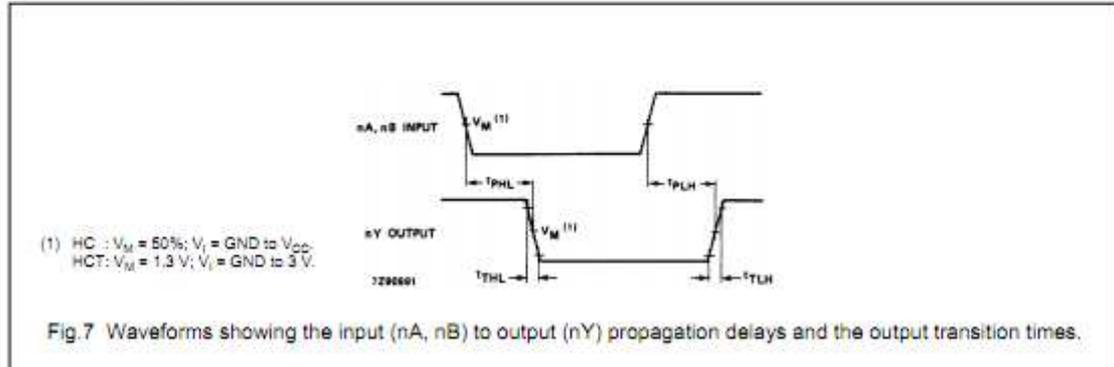
GND = 0 V;  $t_r = t_f = 6$  ns;  $C_L = 50$  pF

SYMBOL	PARAMETER	$T_{amb}$ (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									$V_{CC}$ (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
$t_{PHL}/t_{PLH}$	propagation delay nA, nB to nY		11	24		30		36	ns	4.5	Fig.7	
$t_{THL}/t_{TLH}$	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.7	

## Quad 2-input OR gate

74HC/HCT32

## AC WAVEFORMS



## PACKAGE OUTLINES

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines".

**ANEXO N° 4**  
**COMPUERTA 74HC4040**

**INTEGRATED CIRCUITS**

# DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines

## **74HC/HCT4040**

12-stage binary ripple counter

Product specification  
File under Integrated Circuits, IC06

December 1990

## 12-stage binary ripple counter

## 74HC/HCT4040

## FEATURES

- Output capability: standard
- $I_{CC}$  category: MSI

## GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT4040 are high-speed SI-gate CMOS devices and are pin compatible with "4040" of the "4000B" series. They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT4040 are 12-stage binary ripple counters with a clock input ( $\overline{CP}$ ), an overriding asynchronous master reset input (MR) and twelve parallel outputs

( $Q_0$  to  $Q_{11}$ ). The counter advances on the HIGH-to-LOW transition of  $\overline{CP}$ .

A HIGH on MR clears all counter stages and forces all outputs LOW, independent of the state of  $\overline{CP}$ .

Each counter stage is a static toggle flip-flop.

## APPLICATIONS

- Frequency dividing circuits
- Time delay circuits
- Control counters

## QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V;  $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ;  $t_r = t_f = 6\text{ ns}$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
$t_{PHL}/t_{PLH}$	propagation delay $\overline{CP}$ to $Q_0$	$C_L = 15\text{ pF}$ ; $V_{CC} = 5\text{ V}$	14	16	ns
	$Q_n$ to $Q_{n+1}$		8	8	ns
$f_{max}$	maximum clock frequency		90	79	MHz
$C_i$	input capacitance		3.5	3.5	pF
$C_{PD}$	power dissipation capacitance per package	notes 1 and 2	20	20	pF

## Notes

1.  $C_{PD}$  is used to determine the dynamic power dissipation ( $P_D$  in  $\mu\text{W}$ ):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

$f_i$  = input frequency in MHz

$f_o$  = output frequency in MHz

$\sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$  = sum of outputs

$C_L$  = output load capacitance in pF

$V_{CC}$  = supply voltage in V

2. For HC the condition is  $V_i = \text{GND to } V_{CC}$   
For HCT the condition is  $V_i = \text{GND to } V_{CC} - 1.5\text{ V}$

## ORDERING INFORMATION

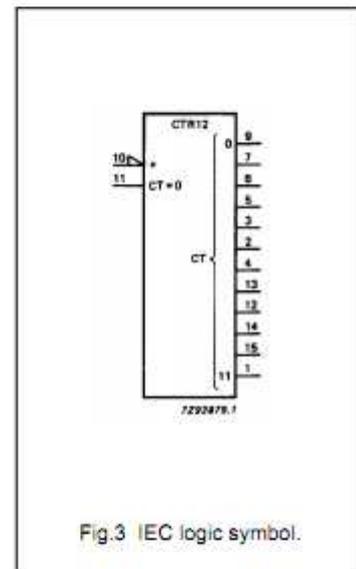
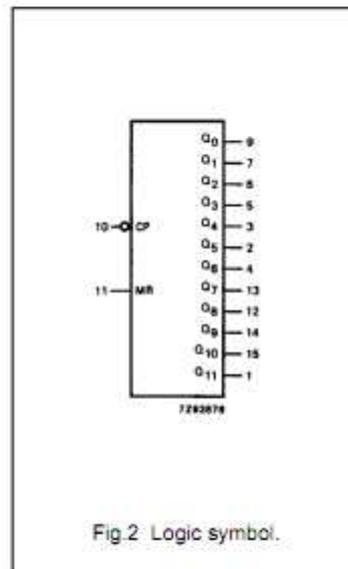
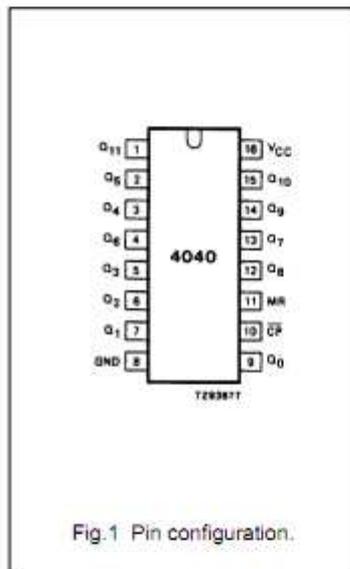
See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information".

## 12-stage binary ripple counter

74HC/HCT4040

## PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
8	GND	ground (0 V)
9, 7, 6, 5, 3, 2, 4, 13, 12, 14, 15, 1	Q <sub>0</sub> to Q <sub>11</sub>	parallel outputs
10	$\overline{CP}$	clock input (HIGH-to-LOW, edge-triggered)
11	MR	master reset input (active HIGH)
16	V <sub>CC</sub>	positive supply voltage



12-stage binary ripple counter

74HC/HCT4040

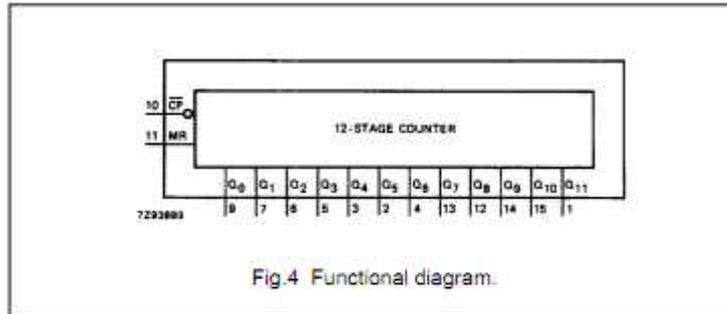


Fig. 4 Functional diagram.

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUTS
$\overline{CP}$	MR	$Q_n$
↑	L	no change
↓	L	count
X	H	L

Notes

- H = HIGH voltage level  
L = LOW voltage level  
X = don't care  
↑ = LOW-to-HIGH clock transition  
↓ = HIGH-to-LOW clock transition

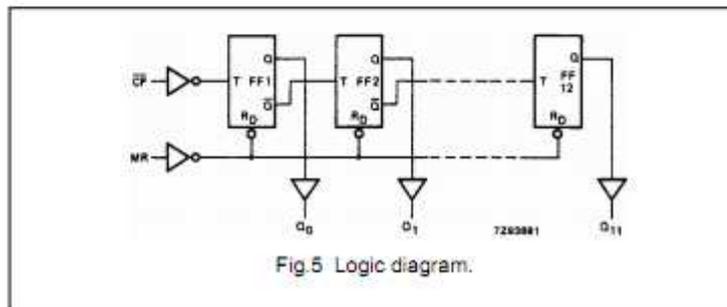


Fig. 5 Logic diagram.

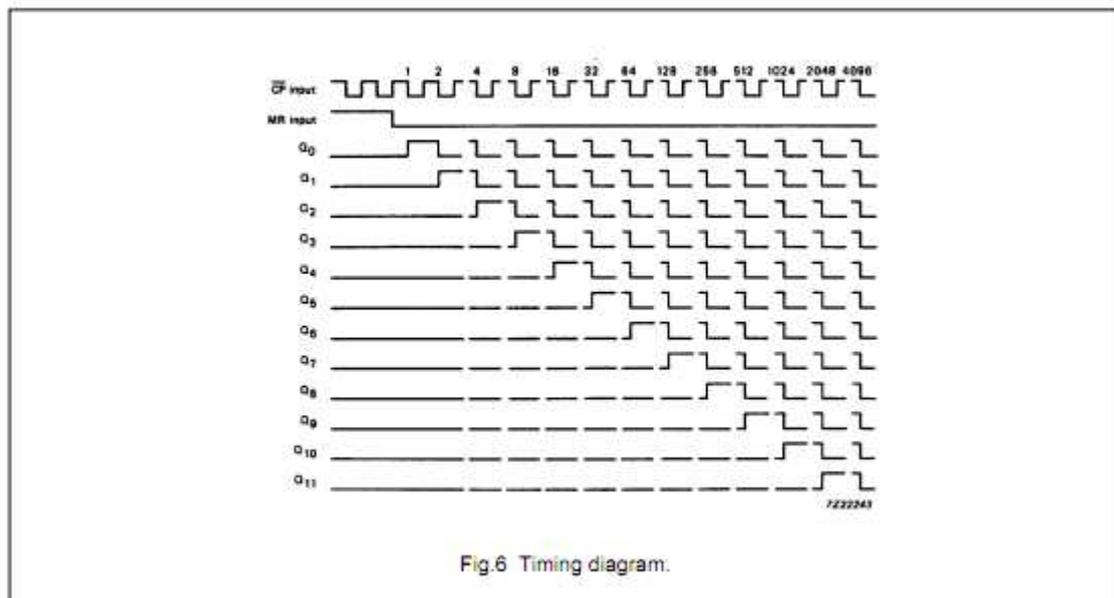


Fig. 6 Timing diagram.

## 12-stage binary ripple counter

## 74HC/HCT4040

## DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard

I<sub>CC</sub> category: MSI

## AC CHARACTERISTICS FOR 74HC

GND = 0 V; t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 6 ns; C<sub>L</sub> = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T <sub>amb</sub> (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC							V <sub>CC</sub> (V)	WAVEFORMS	
		-25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
t <sub>PHL</sub> / t <sub>PLH</sub>	propagation delay CP to Q <sub>0</sub>		47 17 14	150 30 26		190 38 33		225 45 38	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t <sub>PHL</sub> / t <sub>PLH</sub>	propagation delay Q <sub>n</sub> to Q <sub>n+1</sub>		28 10 8	100 20 17		125 25 21		150 30 26	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t <sub>PHL</sub>	propagation delay MR to Q <sub>n</sub>		61 22 18	185 37 31		230 46 39		280 56 48	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t <sub>THL</sub> / t <sub>TLH</sub>	output transition time		19 7 6	75 15 13		95 19 16		110 22 19	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t <sub>W</sub>	clock pulse width HIGH or LOW	80 16 14	14 5 4		100 20 17		120 24 20		ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t <sub>W</sub>	master reset pulse width; HIGH	80 16 14	22 8 6		100 20 17		120 24 20		ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t <sub>rem</sub>	removal time MR to CP	50 10 9	8 3 2		65 13 11		75 15 13		ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
f <sub>max</sub>	maximum clock pulse frequency	6.0 30 35	27 82 98		4.8 24 28		4.0 20 24		MHz	2.0 4.5 6.0	Fig.7

## 12-stage binary ripple counter

## 74HC/HCT4040

**DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT**

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard

$I_{CC}$  category: MSI

**Note to HCT types**

The value of additional quiescent supply current ( $\Delta I_{CC}$ ) for a unit load of 1 is given in the family specifications.

To determine  $\Delta I_{CC}$  per input, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
CP	0.85
MR	1.10

**AC CHARACTERISTICS FOR 74HCT**

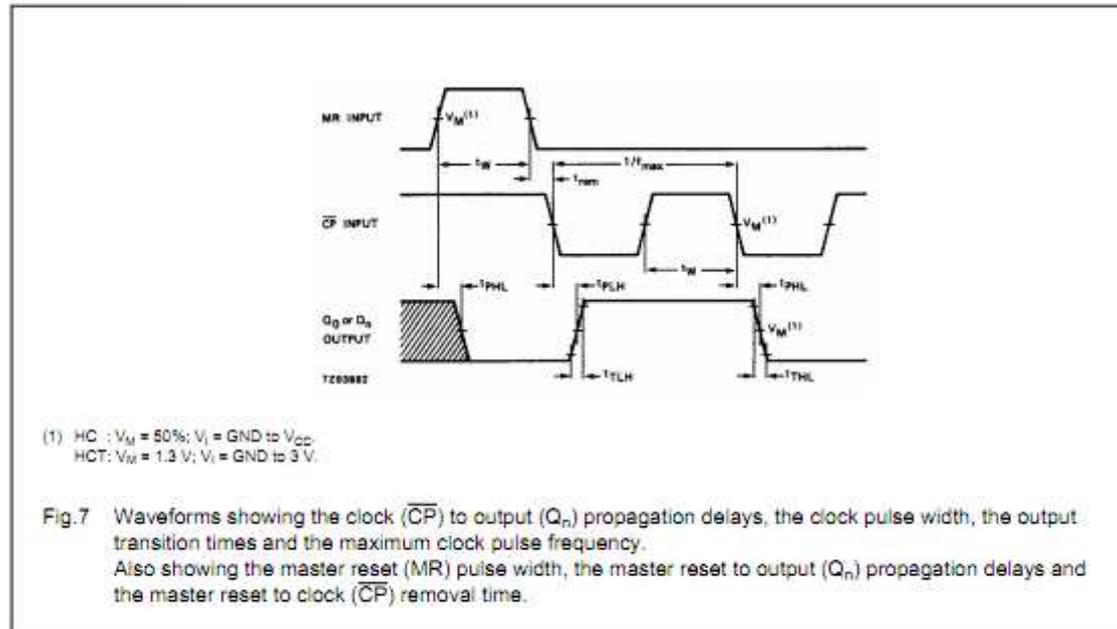
GND = 0 V;  $t_r = t_f = 6$  ns;  $C_L = 50$  pF

SYMBOL	PARAMETER	$T_{amb}$ (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									$V_{CC}$ (V)	WAVEFORMS
		-25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
$t_{PHL}/t_{PLH}$	propagation delay CP to $Q_0$		19	40		50		60	ns	4.5	Fig.7	
$t_{PHL}/t_{PLH}$	propagation delay $Q_n$ to $Q_{n+1}$		10	20		25		30	ns	4.5	Fig.7	
$t_{PHL}$	propagation delay MR to $Q_n$		23	45		56		68	ns	4.5	Fig.7	
$t_{THL}/t_{TLH}$	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.7	
$t_W$	clock pulse width HIGH or LOW	16	7		20		24		ns	4.5	Fig.7	
$t_W$	master reset pulse width; HIGH	16	6		20		24		ns	4.5	Fig.7	
$t_{rem}$	removal time MR to CP	10	2		13		15		ns	4.5	Fig.7	
$f_{max}$	maximum clock pulse frequency	30	72		24		20		MHz	4.5	Fig.7	

## 12-stage binary ripple counter

74HC/HCT4040

## AC WAVEFORMS



## PACKAGE OUTLINES

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines".

**ANEXO N° 5**  
**CIRCUITO IMPRESO**

## DISEÑO DE LA PLACA DEL INSTRUMENTO

