

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería Electrónica



**Sistema automatizado de calibración de cronómetros y relojes mediante la
medición de la frecuencia de operación del oscilador interno**

**Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en
Electrónica con el grado académico de Licenciatura**

Johnny Jiménez Jiménez

Cartago, Febrero de 2009

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA

ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

PROYECTO DE GRADUACIÓN

TRIBUNAL EVALUADOR

Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal



Ing. William Marín Moreno

Profesor lector



Ing. Néstor Hernández Hostaller

Profesor lector



TEC
Instituto Tecnológico de Costa Rica
Escuela de Ingeniería Electrónica



Ing. Miguel Hernández Rivera

Profesor asesor

Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica

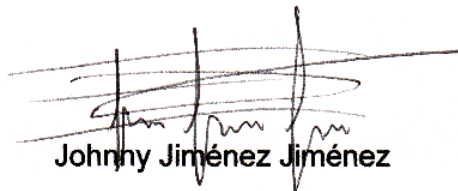
Cartago, 09 de marzo de 2009

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.

Cartago, 25 de febrero de 2009

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Johnny Jiménez Jiménez', is written over a series of horizontal lines. The signature is somewhat stylized and overlaps the lines.

Johnny Jiménez Jiménez

Céd: 1-1192-0969

Resumen

Este proyecto fue desarrollado en el Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas del Instituto Costarricense de Electricidad (ICE). El mismo consiste en la implementación de un sistema electrónico que permite hacer uso de un nuevo procedimiento para brindar servicios de calibración de cronómetros y relojes digitales para clientes, tanto de la Institución como a usuarios externos.

El actual procedimiento de calibración consiste en obtener la desviación de tiempo del cronómetro o reloj con respecto de un patrón nacional mediante la medición de un mismo intervalo de tiempo durante cinco días. Este procedimiento es considerado por el personal del laboratorio como ineficiente; pues se requiere de la intervención de un metrólogo en la toma de mediciones, lo que provoca un aumento en la incertidumbre de medición. Además, la resolución del objeto tiene efecto directo en tal incertidumbre de medición.

El sistema implementado utiliza un novedoso procedimiento de calibración que es más eficiente. El sistema se basa en la medición de la frecuencia del oscilador de cuarzo que la mayoría de los cronómetros y relojes digitales utilizan como la base de tiempo. Estos osciladores tienen un campo eléctrico asociado con la frecuencia de oscilación. Se produce una señal a partir de la inducción del campo eléctrico generado por el cronómetro mediante la implementación de un sistema basado en placas paralelas. La señal obtenida se depura por medio del tratamiento electrónico y se obtiene la frecuencia del oscilador.

Con la medición de la frecuencia se determina la desviación de tiempo respecto a un patrón de tiempo que presenta el objeto a calibrar. Mediante el uso del sistema en la calibración de un cronómetro se reduce el tiempo de calibración, se anula la dependencia de la resolución del objeto a calibrar y se reduce la incertidumbre de medición, pues se elimina el error por reacción manual presentado por el método anterior.

Palabras clave: Calibración; Cronómetro; Oscilador de cuarzo; Trazabilidad; Incertidumbre; Desviación.

Abstract

This project was developed in Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas of Instituto Costarricense de Electricidad (ICE). It consists in implementing an electronic system that makes use of a new procedure to provide calibration services for digital timers and stopwatches for customers of both the institution and to outside users.

The current calibration procedure is to obtain the deviation of time the stopwatch or clock with respect to a national standard measuring a range of time five days. This procedure is considered by the laboratory personnel as inefficient, because it requires the intervention of metrology in making measurements, causing an increase in measurement uncertainty. Furthermore, the resolution of the object has such a direct effect on measurement uncertainty.

The system uses a novel calibration procedure that is more efficient. The system is based on measuring the frequency of the quartz oscillator that most of the digital clocks and timers used as the source of time. These oscillators have an electric field associated with the frequency of oscillation. It produces a signal from the induction electric field generated by the stopwatch by implementing a system based on parallel plates. The signal obtained is purified by means of electronic and obtained the frequency of the oscillator.

By measuring the frequency deviation is determined from time compared to a standard time that presents the object to calibrate. Using the system in the calibration of a timer reduces the calibration time, annulling the dependence of the resolution of the object to calibrate and reduce the measurement uncertainty, since it eliminates the error introduced by manual reaction by the above method.

Keywords: Calibration; Stopwatch; Quartz oscillator; Traceability; Uncertainty; Deviation.

Dedicatoria

A Dios Todopoderoso por brindarme entendimiento, sabiduría y fortaleza en situaciones adversas de la vida. Además por ayudarme a concluir mis estudios. A mi querida familia, por brindarme su apoyo incondicional, sacrificio, entendimiento y palabras de aliento que me motivaron a seguir adelante.

Agradecimiento

A Ing. Blanca Isabel Castro Blanco que invirtió parte de su tiempo en consejos sobre el proyecto, además al Sr. Walter Mora, por sus acertadas orientaciones en el proyecto.

Al Dr. Harold Sánchez, Director del Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas por abrirme las puertas y depositar su confianza en mi persona para realizar el Proyecto de Graduación. Además por aportar su vasta experiencia en orientaciones y a la vez por comprenderme en las situaciones especiales que tuve durante la realización del proyecto.

ÍNDICE GENERAL

Capítulo 1: Introducción	1
1.1 Entorno de proyecto	1
1.2 Descripción del departamento	2
1.3 Métodos de calibración reconocidos internacionalmente	2
1.3.1 Método de comparación directa	3
1.3.2 Método de comparación mediante el uso de un contador	4
1.3.3 Método medición de la base de tiempo	5
1.4 Descripción del procedimiento utilizado por el laboratorio	5
1.5 Problema existente e importancia de su solución	6
1.6 Requerimientos de la empresa	7
1.7 Solución propuesta	8
1.8 Meta y objetivos	10
1.8.1 Meta	10
1.8.2 Objetivo general	11
1.8.3 Objetivos específicos	11
Capítulo 2: Fundamentos teóricos utilizados en la solución del problema	12
2.1 Descripción de los principales principios físicos y electrónicos relacionados con la solución del problema	12
2.1.1 La jaula de Faraday	12
2.1.2 El condensador de placas paralelas	14
2.1.3 El cronómetro digital	16
2.1.4 Filtros activos	19
2.1.5 El PLL (“Phase Locked Loop”)	30
2.1.6 Modulador AM	35
2.1.7 Transformada de Fourier de un tren de impulsos	36

Capítulo 3: Procedimiento metodológico	40
3.1 Procedimiento metodológico	40
Capítulo 4: Descripción del diseño de la solución	48
4.1 Explicación del sistema	48
4.2 Descripción detallada del hardware	50
4.2.1 Receptor de campo eléctrico del oscilador interno	50
4.2.2 Depurador de señal y acoplador de impedancias	54
4.2.3 Contador de frecuencias Agilent 53181A	68
4.2.4 Protocolo de comunicación GPIB	70
4.3 Descripción detallada del software	73
4.3.1 Módulo contador	74
4.3.2 Módulo escritura de datos en un archivo Excel	77
4.3.3 Estructura del software final	79
Capítulo 5: Análisis de resultados	88
5.1 Jaula de Faraday y Receptor de campo eléctrico	88
5.2 Depurador de señal y acoplador de impedancias	96
5.3 Pruebas de desempeño del sistema	105
5.4 Resultados de calibraciones de cronómetros	111
Capítulo 6: Conclusiones y recomendaciones	119
Bibliografía	122
Apéndices y anexos	126
Apéndice A.1: Glosario	126
Apéndice A.2: Fórmulas	127
Anexo B.1 Aspectos más relevantes del Circuito Integrado NE567	132

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Receptor de radio de onda corta.	3
Figura 1.2 Sistema de medición de tiempo.	4
Figura 1.3 Esquema general del sistema.	8
Figura 1.4 Proceso de comunicación entre la computadora y el contador de frecuencias.	10
Figura 2.1 Ilustración de los factores de atenuación en un blindaje.	13
Figura 2.2 Incidencia de ondas sobre diferentes tipos de blindajes. a) Blindaje cerrado. b) Blindaje agujerado.	14
Figura 2.3 Diagrama de un condensador.	14
Figura 2.4 Esquema del funcionamiento del cronómetro digital.	16
Figura 2.5 Cortes que puede tener un cristal de cuarzo.	17
Figura 2.6 Variación de la frecuencia de resonancia a partir de los ángulos de corte y la temperatura.	18
Figura 2.7 Comportamiento típico de osciladores de cuarzo a una frecuencia de 32 768 Hz.	19
Figura 2.8 Respuesta en frecuencia de un filtro de Butterworth de varios órdenes de magnitud.	20
Figura 2.9 Cascada de filtros dependiendo del orden de magnitud.	20
Figura 2.10 Respuesta típica del filtro de Tschebyscheff.	22
Figura 2.11 Comparación entre respuestas en frecuencia para filtros de cuarto orden.	23
Figura 2.12 Filtro paso-bajo de segundo orden de ganancia unitaria.	23
Figura 2.13 Circuito filtro paso-alto.	25
Figura 2.14 Circuito filtro paso-banda.	26
Figura 2.15 Diagrama de bloques de la configuración del multiplicador del factor Q.	28
Figura 2.16 Filtro paso-banda con multiplicador del factor de calidad.	29
Figura 2.17 Esquema básico del PLL.	30
Figura 2.18 Transición de enganche de un PLL.	32

Figura 2.19	Rangos de frecuencia de captura y mantenimiento.	33
Figura 2.20	Diagrama de bloques del circuito integrado NE567.	34
Figura 2.21	Espectros de frecuencia de las señales moduladora y modulada.	36
Figura 2.22	Modulador AM.	36
Figura 2.23	Tren de impulsos.	37
Figura 2.24	Un pulso temporal.	37
Figura 2.25	Tres pulsos desplazados por T_0 .	38
Figura 2.26	Espectros de frecuencia de diferentes cantidades de pares de pulsos.	39
Figura 3.1	Esquema de conexión del sintetizador	47
Figura 4.1	Método de medición de la frecuencia	49
Figura 4.2	Diagrama del receptor de campo eléctrico.	50
Figura 4.3	Condensador de placas paralelas.	51
Figura 4.4	Blindaje metálico utilizado.	51
Figura 4.5	Una de las placas conductoras fabricadas para la inducción de campo.	52
Figura 4.6	Preamplificador diferencial.	53
Figura 4.7	Diagrama de bloques del depurador y adaptador de señal.	55
Figura 4.8	Red Snubber.	56
Figura 4.9	Amplificador inversor.	58
Figura 4.10	Circuito limitador de tensión.	59
Figura 4.11	Esquema del filtro.	61
Figura 4.12	Circuito filtro paso-bajo.	62
Figura 4.13	Circuito filtro paso-alto.	63
Figura 4.14	Circuito multiplicador del factor de calidad del filtro paso-banda.	64
Figura 4.15	Configuración del PLL.	65
Figura 4.16	Acoplador de impedancias.	66
Figura 4.17	Vista del diseño del módulo depurador y acondicionador de señal en circuito impreso.	67
Figura 4.18	Vista superior del módulo depurador de señal y acoplador de impedancias.	68

Figura 4.19 Contador de frecuencias Agilent 53181A.	68
Figura 4.20 Vista frontal del oscilador de cesio.	69
Figura 4.21 Conexiones de sistemas GPIB. a) Distribución lineal. b) Distribución en estrella.	71
Figura 4.22 Conectores GPIB. a) Distribución de pines. b) Aspecto físico.	72
Figura 4.23 Adaptador GPIB-USB tipo B.	73
Figura 4.24 Estructura de programación en GPIB.	74
Figura 4.25 Diagrama de flujo del módulo contador.	76
Figura 4.26 Diagrama de flujo del módulo escritura de datos en un archivo Excel.	78
Figura 4.27 Diagrama de flujo del software.	80
Figura 4.28 Interfaz de usuario.	81
Figura 4.29 Estructura del cálculo de incertidumbre de medición.	84
Figura 4.30 Diagrama bloque de segundo nivel del módulo de distribución de probabilidad inversa t-student.	86
Figura 5.1 Señal generada por el condensador de placas paralelas cuando el blindaje estuvo abierto.	88
Figura 5.2 Señal generada por el condensador de placas paralelas cuando el blindaje estuvo cerrado.	89
Figura 5.3 Cronómetro utilizado en el diseño de la etapa del filtrado	90
Figura 5.4 Señal inducida en las placas paralelas al colocarse el cronómetro del laboratorio en el condensador.	90
Figura 5.5 Fotografía de la salida del pre-amplificador al colocarse el cronómetro del laboratorio en el condensador.	91
Figura 5.6 Señal generada a partir del reloj digital.	91
Figura 5.7 La misma señal generada a partir del reloj digital con menor escala de tensión.	92
Figura 5.8 Espectro desplazado de frecuencia de la señal del cronómetro centrado en la frecuencia de 90 KHz y un SPAM de 124.5 KHz.	94
Figura 5.9 Espectro desplazado de frecuencia de la señal del cronómetro tomado en dos ocasiones.	95

Figura 5.10 Espectro desplazado de frecuencia centrado en la frecuencia de la señal de interés.	96
Figura 5.11 Salida del limitador de tensión.	97
Figura 5.12 Respuesta experimental en frecuencia del filtro paso-bajo.	98
Figura 5.13 Respuesta experimental en frecuencia del filtro paso-alto.	100
Figura 5.14 Respuesta en frecuencia del filtro paso-banda con multiplicador de Q.	102
Figura 5.15 Respuesta en frecuencia del filtro paso-alto.	103
Figura 5.16 Salidas del filtro y receptor de ondas.	104
Figura 5.17 Salidas del filtro y PLL.	105
Figura 5.18 Gráfico de frecuencias para la prueba de la frecuencia de referencia a $V_{\text{sinetizador}}=150 \mu\text{V}$.	107
Figura 5.19 Tendencia de la frecuencia obtenida por el sistema a $V_{\text{sinetizador}}=250 \mu\text{V}$.	109
Figura 5.20 Tendencia de la frecuencia al conectar el sintetizador al contador en forma directa.	110
Figura 5.21 Tendencia de la frecuencia del oscilador interno del cronómetro del laboratorio.	112
Figura 5.22 Tendencia de frecuencias promedio de otras calibraciones del cronómetro del laboratorio.	113
Figura 5.23 Parte del reporte de calibración del cronómetro del laboratorio.	117

ÍNDICE TABLAS

Tabla 1.1 Estabilidad para diferentes tipos de cristal usados en los osciladores	1
Tabla 1.2 Comparación entre métodos de calibración.	5
Tabla 5.1 Registro de mediciones de amplitud en el filtro paso-bajo a diferentes frecuencias.	98
Tabla 5.2 Registro de mediciones de amplitud en el filtro paso-alto a diferentes frecuencias.	100
Tabla 5.3 Registro de mediciones de amplitud en el filtro paso-banda con multiplicador de Q.	101
Tabla 5.4 Registro de mediciones de amplitud para la etapa de todo el filtrado.	103
Tabla 5.5 Registro de mediciones de frecuencia a $V_{\text{sinetizador}}=150 \mu\text{V}$.	106
Tabla 5.6 Registro de mediciones de frecuencia a $V_{\text{sinetizador}}=250 \mu\text{V}$.	108
Tabla 5.7 Datos sobre la medición de la frecuencia del sintetizador de forma directa.	110
Tabla 5.8 Algunas mediciones de frecuencia del oscilador interno del cronómetro del laboratorio.	112
Tabla 5.9 Resultados de otras calibraciones del cronómetro del laboratorio mediante el método manual.	113
Tabla 5.10 Comparación de frecuencias de los métodos utilizados en la calibración.	114
Tabla 5.11 Incertidumbres asociadas a los métodos de calibración de cronómetros utilizados en el laboratorio.	115
Tabla 5.12 Algunas mediciones de frecuencia del oscilador interno de un cronómetro Control Company	116
Tabla 5.13 Cuadro comparativo de las incertidumbres involucradas de los métodos de calibración para el cronómetro del laboratorio.	118
Tabla 5.14 Cuadro comparativo de las incertidumbres de medición de los métodos de calibración para el cronómetro del laboratorio.	118

Capítulo 1: Introducción

1.1 Entorno de proyecto

Desde la antigüedad, el ser humano se ha preocupado por medir el tiempo. Los primeros dispositivos que se diseñaron para cuantificar el tiempo corresponden a los relojes de sol y arena, pero con los avances tecnológicos se construyeron instrumentos mecánicos más complejos que utilizaban los principios del péndulo. En los años de 1930 I. Isaac Rabi (Premio Nobel de Física en 1940) propuso el principio de usar transiciones de energía en átomos como referencia para construir patrones de referencia de tiempo y frecuencia. Este principio tiene su aplicación en los relojes atómicos y así se inicia la era de los relojes electrónicos.

La estructura de un reloj o cronómetro electrónico se basa en un generador de frecuencia u oscilador. De allí que la precisión del dispositivo depende del oscilador. Estos osciladores pueden estar constituidos por diferentes tipos de cristales como pueden ser cuarzo, cesio o rubidio. En la Tabla 1.1 se muestran los nombres de los cristales usados en los osciladores y la desviación de tiempo en un día.

Tabla 1.1 Estabilidad para diferentes tipos de cristal usados en los osciladores

Cristal	Cuarzo	Rubidio	Cesio
Estabilidad(24 horas)	50us	100ns	0.1ps

En los años cercanos a 1967 se establece mediante la Resolución 1 de la 13° Conferencia General de Pesos y Medidas al segundo como la unidad básica para medición del tiempo del Sistema Internacional (SI) como:

“Un segundo es la duración de 9 192 631 770 ciclos de la radiación asociada a la transición entre los dos niveles hiperfinos del estado fundamental del Isótopo 133 del átomo de Cesio (^{133}Cs)” [27].

La mayoría de los cronómetros digitales poseen una pantalla de cristal líquido que visualiza la medición del intervalo de tiempo mediante dígitos. La mínima cantidad que se puede visualizar corresponde a un múltiplo del segundo y concierne a la resolución del objeto. Típicamente se puede encontrar resoluciones como un segundo, décimas de segundo o centésimas de segundo.

Los cronómetros poseen diferentes funciones para manipular la medición del intervalo de tiempo. Algunas de las funciones que pueden tener los cronómetros corresponden a la inicialización de los dígitos en la pantalla en cero, inicio del conteo regresivo a partir de una cantidad previamente establecida, la pausa del conteo del tiempo en la pantalla con la posibilidad de no interrumpir tal conteo de forma interna. Esta es una función muy versátil, ya que permite la lectura de la medición en el momento de la pausa sin que se detenga la medición.

1.2 Descripción del departamento

El Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas (LMVE) es un departamento adjunto al ICE, el cual inicia sus labores en marzo de 1997. Entre sus principales actividades está la de innovar y aplicar patrones primarios de medición a magnitudes físicas asociadas a la electricidad e infocomunicación con el fin de mantener la trazabilidad con el Sistema Internacional de Unidades (SI).

El laboratorio ha participado en comparaciones internacionales dentro del Sistema Interamericano de Metrología (SIM). Recientemente el Ente Costarricense de Acreditación (ECA) ha acreditado al Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas como laboratorio primario a nivel nacional.

1.3 Métodos de calibración reconocidos internacionalmente

El método de calibración por medio de la medición de la frecuencia de los osciladores internos corresponde a uno de los tres métodos conocidos por laboratorios internacionales como el NIST y el CENAM [29].

1.3.1 Método de comparación directa

Consiste en realizar la comparación de un intervalo de tiempo obtenido tanto del cronómetro como de un radio de onda corta o un teléfono utilizado como referencia, como el que se muestra en la Figura 1.1 [29]. El radio o teléfono posee características de trazabilidad, pues recibe una señal de audio proveniente de un instituto internacional de metrología. Algunos institutos internacionales que ofrecen esta señal son CENAM, NIST, USNO, NRC [29].



Figura 1.1 Receptor de radio de onda corta.

Este método de comparación presenta varias ventajas como la facilidad de utilización, poca cantidad de equipo para la calibración y se puede usar en todo tipo de cronómetros; ya sea mecánico o digital. Por otro lado, las desventajas que presenta corresponden a la intervención constante y precisa de un metrólogo al escuchar el tono e ir paralizando la pantalla y el alto grado de incertidumbre por la reacción manual del usuario (en el rango de 250 ms). Para disminuir la incertidumbre se deben hacer mediciones por tiempos muy prolongados [29], lo que requiere de más de 2 días para la calibración del aparato.

1.3.2 Método de comparación mediante el uso de un contador

Este método es similar al descrito anteriormente, solo que se utiliza como referencia un sistema de medición de tiempo trazable al Patrón Nacional de Tiempo, al utilizar la frecuencia de un patrón primario.

Un sistema de medición de tiempo se muestra en la Figura 1.2. El sintetizador de frecuencia recibe una señal del patrón de referencia que utiliza como base de tiempo, el cual genera una señal con una frecuencia ajustable que es recibida por el contador. En general los contadores de frecuencia tienen una función que permite contar los ciclos de una señal de referencia y mostrarlo en pantalla. De esta forma el operador puede seleccionar la frecuencia del sintetizador de acuerdo a la resolución del cronómetro para tener un conteo de tiempo. Este tiempo es el que se compara con el tiempo mostrado por el cronómetro en una calibración.

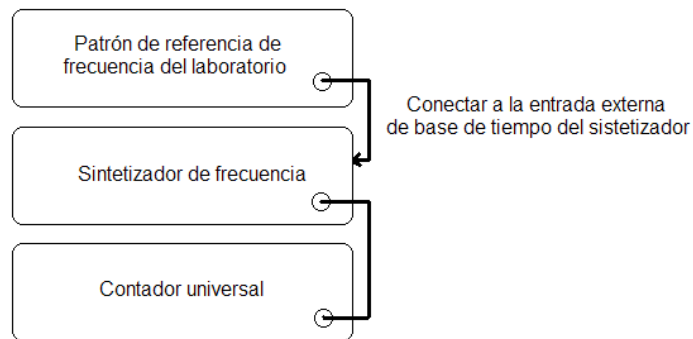


Figura 1.2 Sistema de medición de tiempo.

Una de las ventajas del mencionado procedimiento, corresponde a una manipulación menos tediosa de los equipos en comparación al método anterior y una desventaja corresponde a una mayor utilización de equipo.

1.3.3 Método medición de la base de tiempo

Este método consiste en obtener una señal con la frecuencia del oscilador interno del cronómetro. Este procedimiento se puede implementar mediante dos formas: por medio de un sistema de inducción u otro de tipo acústico.

El sistema de inducción es aquel en el que se hace uso de un receptor de ondas electromagnéticas para inducir una corriente con la misma frecuencia de la base de tiempo del oscilador. En el sistema de tipo acústico se hace uso de principios mecánicos al utilizarse un sensor ultrasónico para detectar vibraciones generadas por el oscilador de cuarzo.

Como se observa, los otros dos métodos presentan desventajas principalmente en la incertidumbre debido a la reacción humana. Esta incertidumbre se minimiza al implementar un método en el que la intervención del metrólogo sea mínima como el de la medición de la base de tiempo. En la Tabla 1.2 [29] se muestra un cuadro que compara los tres métodos según el NIST.

Tabla 1.2 Comparación entre métodos de calibración.

Aspectos	Directo	Uso de funciones del contador	Medición de la base de tiempo
Requerimientos de equipo	Bien	El mejor	El mejor
Rapidez	Bueno	Bien	El mejor
Incertidumbre	Bueno	Bueno	Bien
Aplicabilidad	Bueno	Bien	El mejor

1.4 Descripción del procedimiento utilizado por el laboratorio

El Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas realiza calibraciones de cronómetros por medio del método manual de comparación en tiempo entre el cronómetro y un patrón de referencia, el cual corresponde a un reloj atómico de cesio, establecido internacionalmente como la referencia para la unidad de tiempo.

Este método consiste en utilizar el cronómetro a calibrar y un patrón para medir un mismo intervalo de tiempo de forma simultánea, paralizando de forma manual e instantánea el conteo de tiempo en la pantalla del objeto sin detener la

medición del tiempo internamente. El patrón no se detiene, sino que se hace la lectura visual de su estado instantáneo, luego se realiza el registro de las lecturas. Este proceso se realiza máximo durante cinco días, con cuatro lecturas periódicas por día en los primeros cuatro días y cinco lecturas continuas cada minuto el último día. Al final del proceso, se puede determinar el tiempo que el cronómetro atrasó o adelantó con respecto al patrón en la medición.

Con las lecturas de las mediciones registradas según el procedimiento, se obtiene la desviación porcentual de tiempo y la incertidumbre de medición. Mediante la desviación se calcula el tiempo de corrimiento que tendría el cronómetro en un día. Con las desviaciones e incertidumbre obtenidas anteriormente, se emite al cliente un certificado de calibración.

1.5 Problema existente e importancia de su solución

Generalidades

El procedimiento utilizado en el laboratorio requiere la intervención de un ser humano que manipule los instrumentos, por lo que involucra una adición de incertidumbre en las mediciones debido al error asociado a la reacción humana, lo que implica que siempre habrá una diferencia de tiempo entre la manipulación de los dispositivos. Esto conlleva a que el laboratorio pueda perder imagen a nivel internacional al utilizar procedimientos de calibración con incertidumbres que se pueden minimizar. Por otro lado, se necesita de la atención de un metrólogo de forma estricta que manipule los instrumentos en forma periódica para realizar las lecturas, en lugar de atender procedimientos de mayor atención en otros servicios que ofrece el laboratorio.

Además no se puede visualizar la tendencia de las mediciones obtenidas y la desviación del intervalo de tiempo del dispositivo con respecto al oscilador de cesio. Dichos datos se registran en un documento en el que no se tiene la opción de realizar gráficas de forma instantánea que permitan observar dicha tendencia.

Síntesis del problema

El problema radica en que el proceso de calibración y certificación de cronómetros mediante el método de comparación manual es ineficiente, pues involucra la participación de un operario que realice las mediciones y por tanto, introduce una mayor incertidumbre por la reacción humana. Además existe una gran dependencia de la resolución del objeto en la determinación de la incertidumbre de medición, pues las mediciones se hacen mediante la lectura del tiempo mostrado en la pantalla.

1.6 Requerimientos de la empresa

La empresa requiere un sistema que permita aplicar un nuevo procedimiento para la calibración de cronómetros que mejore la incertidumbre de medición que presenta el método por comparación de tiempo. A la vez se requiere que este sistema realice la calibración de cronómetros de forma automatizada y que se realice en un tiempo menor a los cinco días que se llevaba con el procedimiento manual. Por otro lado, se requiere de un programa que sea capaz de controlar un contador de frecuencias tanto en su inicialización como en la toma de mediciones, además del registro de las mediciones, obtención de incertidumbre, desviación del cronómetro y datos relacionados con el cronómetro a calibrar en un formulario previamente establecido.

En el Laboratorio de Tiempo y Frecuencia de Superintendencia de Industria y Comercio de Colombia, se desarrolló un sistema basado en la inducción de campo eléctrico en placas paralelas que genera los osciladores de cuarzo y la utilización de una celda metálica para atenuar interferencias externas al cronómetro. Mediante el sistema, se obtiene una señal con impulsos con una frecuencia múltiplo de la frecuencia nominal del oscilador, que es la que se manipula para obtener la desviación de tiempo.

1.7 Solución propuesta

Se proyecta implementar un sistema que permita cambiar el sistema actual de calibración de cronómetros mediante la comparación de un intervalo de tiempo a un sistema de calibración automatizado comparando la frecuencia de oscilación del oscilador interno del cronómetro con la frecuencia de un patrón del oscilador de cesio.

Se pretende con este sistema mejorar las ineficiencias que presenta el método manual, tales como:

- Mejorar la incertidumbre de medición al reducir las fuentes de incertidumbre que mayor error incorporan al proceso de medición actual.
- Disminuir el tiempo de calibración del objeto.
- Mejorar la aplicabilidad del procedimiento al automatizar el proceso de medición, para que la intervención periódica del metrólogo sea menor y menos tediosa.
- Anular la dependencia de la resolución del cronómetro en la incertidumbre de medición.

La Figura 1.3 muestra el esquema de la solución proyectada.

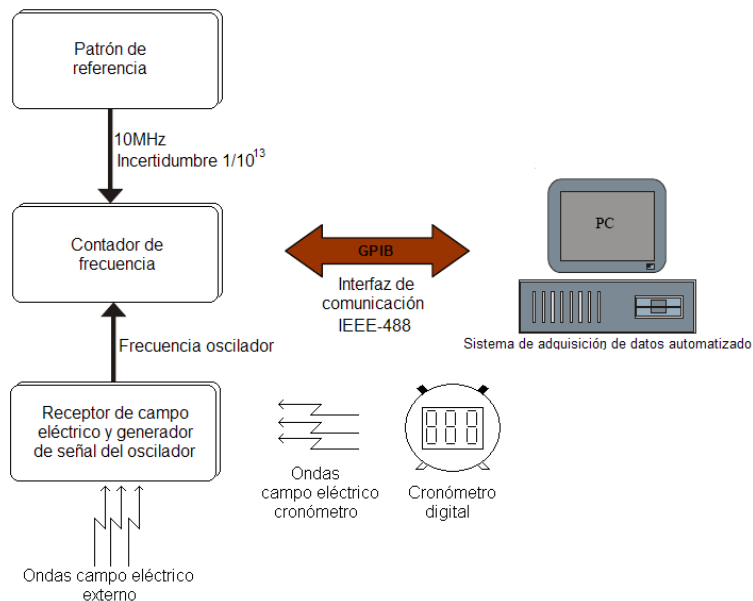


Figura 1.3 Esquema general del sistema.

El sistema se basa en obtener una señal eléctrica con una potencia superior al nivel de ruido que contenga la componente de frecuencia del oscilador interno, por medio de un receptor de ondas eléctricas. Esta señal se obtiene minimizando en la mayor medida posible la interferencia de dispositivos externos (equipos situados alrededor, lámparas fluorescentes, ruido de 60 Hz en la línea de alimentación, entre otros) mediante el uso de una celda metálica que utiliza el principio de la jaula de Faraday. Los osciladores de cuarzo tienen la propiedad de ser de un material piezoeléctrico, por lo que existe un campo eléctrico implicado en el circuito interno de los cronómetros. Este campo es el que se pretende captar y generar una señal con frecuencias involucradas con el circuito interno del cronómetro. La señal eléctrica luego es debidamente depurada para minimizar las componentes de frecuencia diferentes del oscilador interno.

Posteriormente la señal es analizada mediante un contador de frecuencia, cuya función es comparar la frecuencia del oscilador con una frecuencia patrón establecido en el laboratorio; el cual procede del oscilador de cesio a una frecuencia de 10 MHz. Este oscilador cuenta con trazabilidad de parte del SIM; lo que implica que la incertidumbre de su frecuencia de 10 MHz es baja (10^{-13}), la cual se considera despreciable. Además el contador de frecuencia posee una incertidumbre de $3.5 \cdot 10^{-10}$ si utiliza como referencia el oscilador interno. Esto da trazabilidad en el proceso de medición.

Las comparaciones de las frecuencias en el contador de frecuencias deben ser procesadas y enviadas a la computadora por medio de un adaptador GPIB ("General Purpose Interface Bus"), el cual es la interface entre el contador de frecuencias y la computadora. El proceso de comunicación a nivel lógico entre el software utilizado (LabVIEW o Matlab) y el contador de frecuencia se muestra en la Figura 1.4.

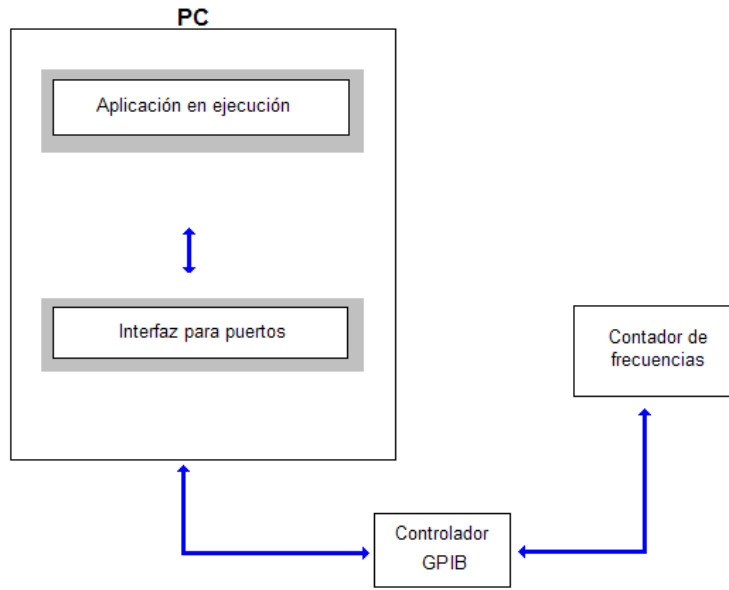


Figura 1.4 Proceso de comunicación entre la computadora y el contador de frecuencias.

Se desarrolla una aplicación que controle el contador de frecuencia y que adquiera las lecturas que el usuario desee, las cuales llevan asociadas la fecha y la hora a las cuales son tomadas. También la aplicación obtiene la frecuencia promedio y la incertidumbre del objeto a calibrar. Por otro lado, estas mediciones se muestran en una interfaz gráfica mediante tablas y gráficos. Además dichos datos tienen la posibilidad de ser almacenados en una base de datos en archivos de Excel (puesto que es el formato establecido en el laboratorio para los reportes de calibración) para cada equipo a calibrar y contar con la posibilidad de generar e imprimir un reporte de calibración.

1.8 Meta y objetivos

1.8.1 Meta

Obtener un procedimiento automatizado de calibración de cronómetros.

1.8.2 Objetivo general

Utilizar la electrónica para la implementación de un procedimiento automatizado que obtenga la frecuencia de oscilación del oscilador interno de cronómetros y relojes para su calibración.

1.8.3 Objetivos específicos

- 1) Desarrollar un sistema de detección de ondas eléctricas generadas en los osciladores internos de cronómetros y relojes.
- 2) Desarrollar un sistema de control electrónico que permita adaptar la señal eléctrica generada a partir de las ondas eléctricas para su muestreo de frecuencia.
- 3) Establecer un método de comparación de la frecuencia de oscilación de los osciladores internos de cronómetros y relojes de acuerdo con un patrón de referencia en el laboratorio.
- 4) Implementar una interfaz que permita la comunicación entre el contador de frecuencia y una computadora.
- 5) Diseñar una rutina programada que permita el modo adquisición de mediciones; ya sea definida por el usuario o en forma automática, así como el despliegue de las lecturas de las mediciones. Además que cuente con la posibilidad de almacenar tales lecturas en una base de datos y pueda en un eventual caso de petición de usuario generar reportes de calibración.

Capítulo 2: Fundamentos teóricos utilizados en la solución del problema

2.1 Descripción de los principales principios físicos y electrónicos relacionados con la solución del problema

2.1.1 La jaula de Faraday

La jaula de Faraday consiste en un blindaje metálico que minimiza en su interior el efecto de algún campo exterior. Un blindaje sirve tanto para no dejar salir los campos encerrados por él como para evitar entrar campos externos en su interior. La atenuación que produce una superficie del blindaje es considerada por tres factores [36]:

- a) La energía de la onda incidente es reflejada por la superficie del blindaje debido al desacople de impedancias entre el medio y la vecindad del metal.

- b) La energía de la onda que cruza la superficie del metal se atenúa al pasar a través del blindaje.

- c) La energía de la onda que alcanza la cara opuesta del metal encuentra otro desacople de impedancias entre el blindaje y el medio ambiente, por lo que es reflejada dentro del blindaje.

Los factores mencionados anteriormente se muestran en la Figura 2.1 [36].

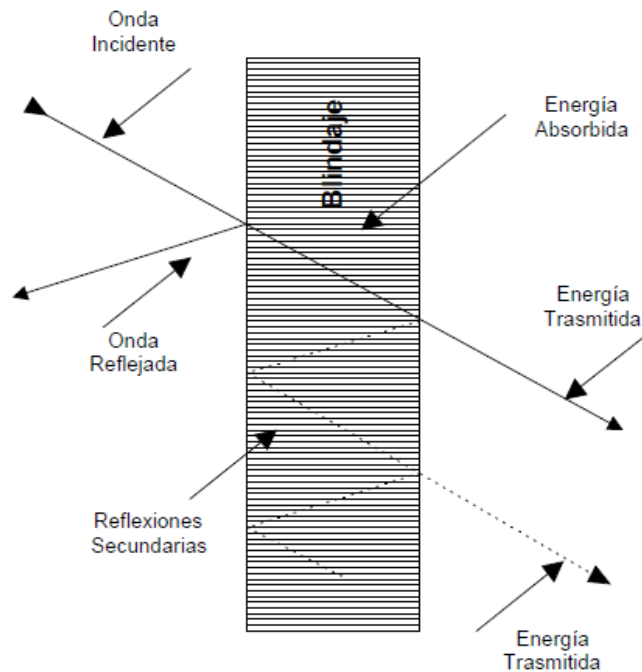


Figura 2.1 Ilustración de los factores de atenuación en un blindaje.

Los metales utilizados para atenuar campos eléctricos son los buenos conductores, tales como el aluminio o el cobre. De este modo, cuando la caja conductora se encuentra expuesta a las ondas de campo eléctrico, esta se polariza quedando cargado de manera positiva en el mismo sentido del campo externo y de forma negativa en la dirección contraria. Esta distribución de cargas eléctricas en la superficie externa de la caja produce un campo eléctrico igual en magnitud al campo eléctrico externo pero con dirección opuesta, por lo que la suma de los campos en el interior del blindaje se vuelve casi nula.

Efecto de las aperturas en los blindajes

Es usual utilizar aperturas en los blindajes para ventilación y otros requisitos como la visualización del interior. El problema de utilizar blindajes agujerados es que pierde efectividad en la atenuación de las señales, ya que por esos agujeros las ondas pueden pasar, como se muestra en la Figura 2.2 [36]. El descenso de la efectividad depende principalmente de la máxima dimensión lineal de la ranura y no del área.

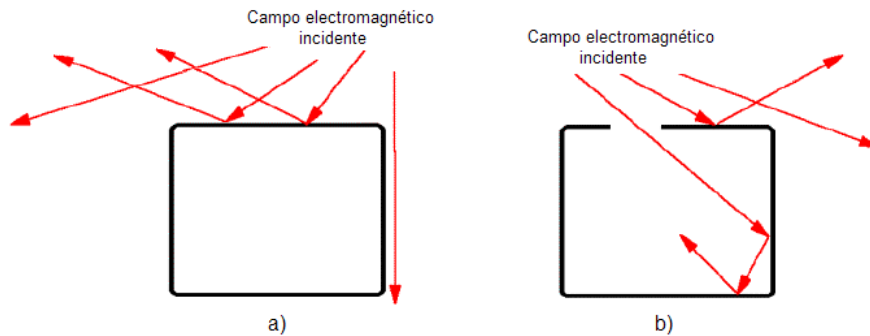


Figura 2.2 Incidencia de ondas sobre diferentes tipos de blindajes. a) Blindaje cerrado. b) Blindaje agujerado.

2.1.2 El condensador de placas paralelas

El condensador de placas paralelas consiste de un par de planos conductores colocados de forma paralela, en el que una placa se carga positivamente y la otra placa se carga negativamente como se muestra en la Figura 2.3. Existe un campo eléctrico que va desde el plano cargado positivamente al plano cargado negativamente incidente en forma perpendicular, puesto que al aplicar la ley de Gauss la distribución de cargas en el plano conductor se relaciona a un campo eléctrico normal a la superficie.

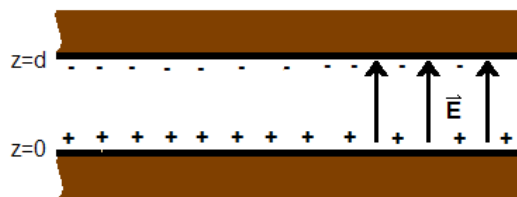


Figura 2.3 Diagrama de un condensador.

Para lograr uniformidad de los campos eléctricos es recomendable que las dimensiones lineales del área de los planos sea mucho mayor que la distancia de separación entre los planos.

De esta forma se define la energía almacenada en un condensador según la ecuación 2.1

$$W_E = \frac{1}{2} \int_{vol} \epsilon E^2 dv \quad (2.1)$$

Al realizar la integración:

$$W_E = \frac{1}{2} \int_0^S \int_0^d \epsilon E^2 dz dS = \frac{1}{2} \epsilon E^2 S d \quad (2.2)$$

Como el dieléctrico es aire:

$$W_E = \frac{1}{2} \epsilon_0 E^2 S d \quad (2.3)$$

La ecuación 2.3 indica que si se aplica una energía al condensador, este la almacena en forma de campo eléctrico. Ahora bien, la forma dual en un condensador, es que si se aplica un campo eléctrico entre las placas, se almacenaría energía en el condensador, la cual es la que interesa para extraer una señal relacionada con el oscilador del cronómetro a partir del campo eléctrico.

La inducción en las placas se debe a las corrientes de desplazamiento que se generan al haber una variación del campo eléctrico con el tiempo. Matemáticamente se demuestra mediante las ecuaciones de Maxwell [7] una relación entre la densidad de corriente de desplazamiento y la densidad de flujo eléctrico correspondiente a la ecuación 2.4.

$$\vec{J}_d = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Donde \vec{D} corresponde a la densidad de flujo eléctrico y se relaciona con el campo eléctrico mediante la ecuación 2.5.

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (2.5)$$

En la cual, \vec{P} es cero, puesto que el material entre las placas no corresponde a un dieléctrico, sino aire, por lo que no hay polarización del medio. De esta forma la densidad de corriente corresponde a la ecuación 2.6.

$$\vec{J}_d = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \frac{\partial(\epsilon_0 \vec{E})}{\partial t} = \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.6)$$

2.1.3 El cronómetro digital

Los cronómetros digitales consisten en dispositivos medidores de intervalos de tiempo. Un cronómetro digital está compuesto principalmente por un oscilador que corresponde al dispositivo que proporciona la base de tiempo, divisores de frecuencia que permiten dividir la frecuencia del oscilador a valores como 1 Hz, 10 Hz, entre otros, para la operación de otros circuitos que se encargan de la manipulación y presentación de dígitos en la pantalla. El principio de funcionamiento se muestra en la Figura 2.4.

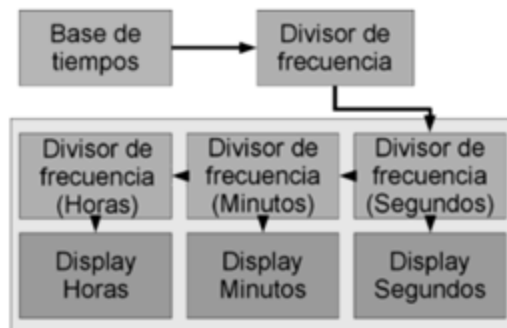


Figura 2.4 Esquema del funcionamiento del cronómetro digital.

La mayoría de los cronómetros utilizan osciladores de cristal de cuarzo, que operan a una frecuencia de oscilación de 32 768 Hz (2^{15} Hz). Esta frecuencia está establecida en este valor para que los divisores de frecuencia sean simples de implementar con tamaños reducidos y de bajo consumo de potencia. Lo anterior se debe a que los divisores están constituidos por contadores, por lo que es

necesario que el valor de la frecuencia sea compatible a la base de numeración binaria.

Los cristales de cuarzo son de material piezo-eléctrico, el cual tiene la propiedad de convertir las vibraciones mecánicas en oscilaciones de tensión de la misma frecuencia. En algunos materiales de cuarzo, se halla que aplicando un campo eléctrico al cristal según la dirección, produce una deformación mecánica en forma normal a la dirección del campo, por lo que al haber una deformación, se produce una diferencia de potencial.

Otra propiedad del cuarzo es que su frecuencia de resonancia depende de la forma y el tamaño de los cortes que haya tenido. Las placas son recortadas en ciertas orientaciones con respecto del eje natural de los cristales. En la Figura 2.5 [34] se muestra los tipos de corte que puede tener este material, en el que el corte AT es el más popular.

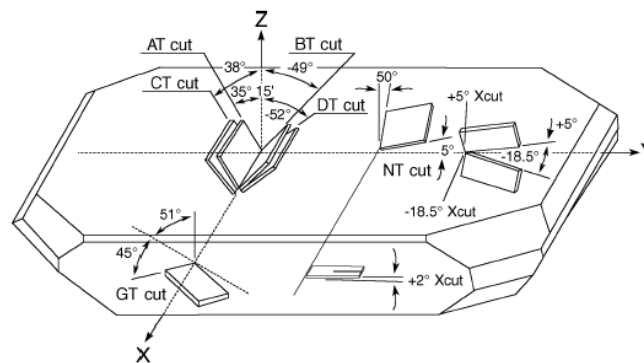


Figura 2.5 Cortes que puede tener un cristal de cuarzo.

La frecuencia de resonancia de cuarzo es muy estable ante variaciones de temperatura, como se muestra en la Figura 2.6 [35] para diferentes ángulos del corte AT, razón que lo hace ideal para usar como base de tiempo en cronómetros por las diferentes temperaturas a las que pueden estar expuestos.

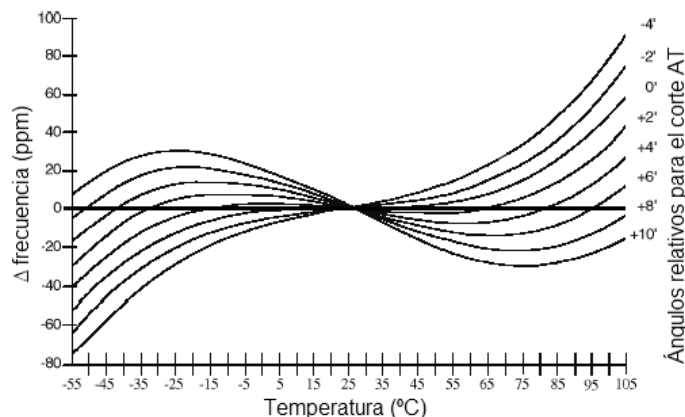


Figura 2.6 Variación de la frecuencia de resonancia a partir de los ángulos de corte y la temperatura.

En los cronómetros, los osciladores de cuarzo son alimentados por un campo eléctrico oscilante a una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia del cristal generado por un circuito externo. De este modo el cristal vibra y produce una señal que retroalimenta el circuito, minimizándose de esta forma las desviaciones de frecuencia que puede presentar con respecto a su frecuencia de resonancia por la retroalimentación, por lo que el cristal cumple un papel de regulador y estabilizador de la frecuencia. Típicamente algunos fabricantes certifican sus cronómetros con 20 segundos de adelanto o atraso en un mes. El NIST en el año del 2001 realizó mediciones sobre la base de tiempo de 300 cronómetros. En su gran mayoría los cronómetros resultaron tener osciladores de cuarzo a una frecuencia de 32 768 Hz. El comportamiento de los cronómetros se muestra en la Figura 2.7 [29], en el que se puede notar que la mayoría de los cronómetros adelantan 0.5 segundos por día o 15 segundos por mes.

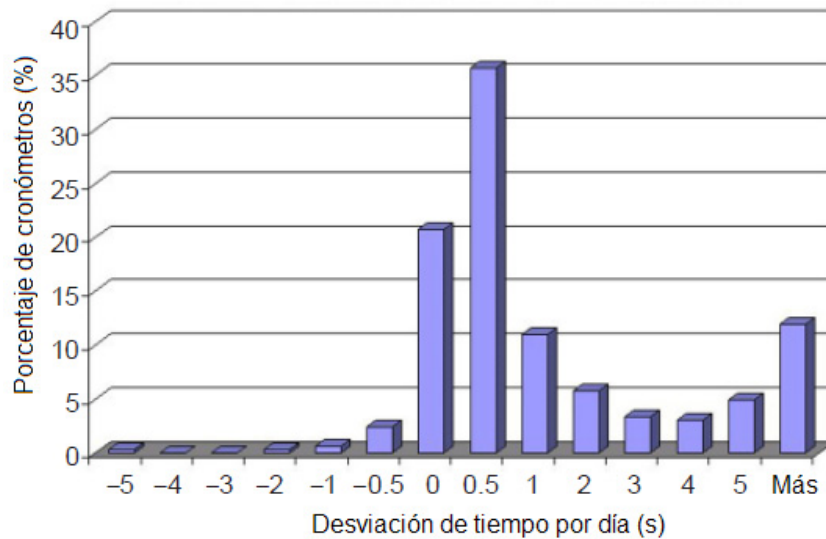


Figura 2.7 Comportamiento típico de osciladores de cuarzo a una frecuencia de 32 768 Hz.

2.1.4 Filtros activos

Los filtros activos corresponden a circuitos basados en elementos activos que permiten una selección de señales con frecuencias de interés al manipular sus amplitudes. Este tipo de filtros se usan principalmente en bajas frecuencias (1 Hz a 1 MHz), puesto que el uso de filtros LRC supone inductancias con valores relativamente altos provocando el uso de inductancias muy grandes. Los filtros LRC se usan en altas frecuencias.

La tasa de cambio de la ganancia con respecto a la frecuencia en la banda de rechazo es definida en parte por el orden de magnitud de los filtros como se observa en la Figura 2.8 [19] y corresponde a la selectividad (K). La selectividad expresa la pendiente de los cortes y se haya definida de acuerdo a las frecuencias de corte.

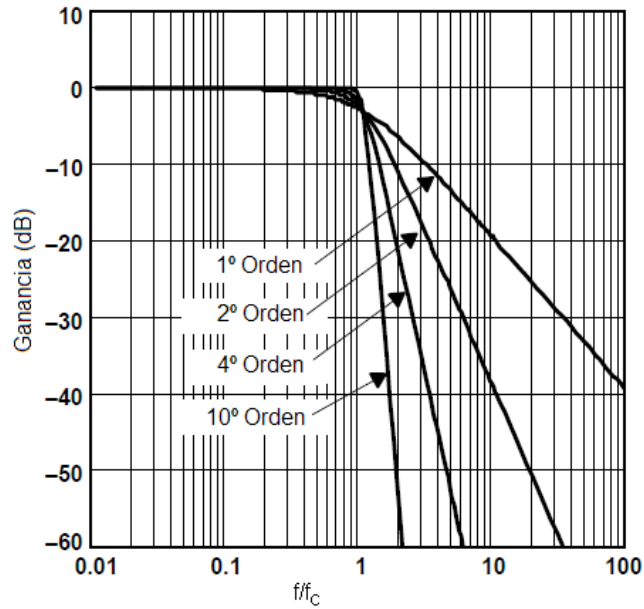


Figura 2.8 Respuesta en frecuencia de un filtro de Butterworth de varios órdenes de magnitud.

Existen dos tipos de filtros: los de primer orden y los de segundo orden. Los filtros de 1° orden poseen la característica de tener un polo en el lugar de las raíces, mientras que los de 2° orden poseen dos polos. Para implementar filtros de un mayor orden de magnitud, se usa combinaciones en cascada de los de primer y segundo orden tal y como se muestra en la Figura 2.9.

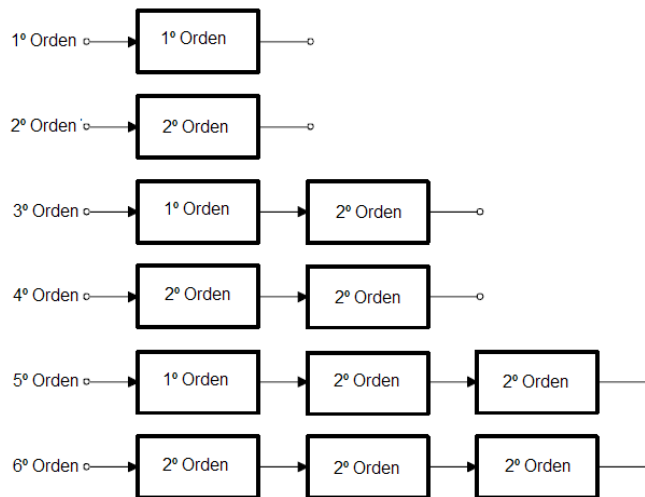


Figura 2.9 Cascada de filtros dependiendo del orden de magnitud.

La función de transferencia normalizada de un filtro paso bajo de orden “n” corresponde a la ecuación 2.7.

$$H(p) = \begin{cases} \frac{A_0}{(1+\alpha p)(1+2m_1 p+m_1 q_1 p^2)(1+2m_2 p+m_2 q_2 p^2)\dots\left(1+2m_{\frac{n-1}{2}} p+m_{\frac{n-1}{2}} q_{\frac{n-1}{2}} p^2\right)}, & n \text{ es impar} \\ \frac{A_0}{(1+2m_1 p+m_1 q_1 p^2)(1+2m_2 p+m_2 q_2 p^2)\dots\left(1+2m_{\frac{n}{2}} p+m_{\frac{n}{2}} q_{\frac{n}{2}} p^2\right)}, & n \text{ es par} \end{cases} \quad (2.7)$$

La normalización corresponde a:

$$p = \frac{s}{\omega_C} \quad (2.8)$$

Según la ecuación 2.7, se puede notar la existencia de los coeficientes “m” y “q” en el denominador. Estos valores son definidos mediante tablas ya establecidas en la literatura [1] y definen las características del filtro de acuerdo con la posición de los polos en el lugar de las raíces. Estos tipos de coeficientes son definidos básicamente en tres esquemas de respuesta: Butterworth, Tschebyscheff y Bessel.

Filtro de Butterworth

El filtro de Butterworth posee la característica de mantener una igualdad de ganancia para todas las frecuencias involucradas en la banda de paso, pero tiene el inconveniente que se necesita un filtro de un grado de magnitud elevado para tener una banda de transición más pequeña como se muestra en la Figura 2.8, por lo que se necesita de muchos elementos de circuitos para implementarlo.

Filtro de Tschebyscheff

Este tipo de filtro se caracteriza por poseer un rizado en la banda de paso, por lo que la ganancia no es igual para todas las frecuencias de la banda pasante. La ventaja de este tipo de filtro es que es más selectivo en comparación al filtro de

Butterworth de un mismo orden. La respuesta típica de este filtro se muestra en la Figura 2.10 [19]. Estos filtros son utilizados en bancos de filtros en donde la frecuencia de la señal es más importante que la constancia de la amplificación.

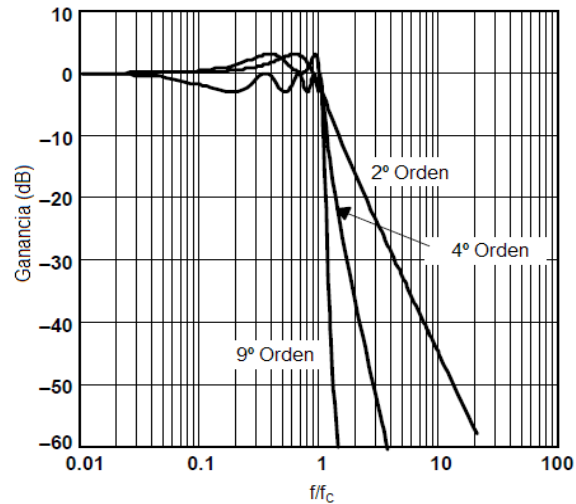


Figura 2.10 Respuesta típica del filtro de Tschebyscheff.

Filtro de Bessel

Los filtros de Bessel poseen la característica principal de poseer una respuesta de fase lineal para cierta banda de frecuencias, por lo que presenta un retraso de grupo constante. En su respuesta en frecuencia, la selectividad del filtro es más pobre que un filtro de Tschebyscheff y no posee una buena linealidad en la ganancia para la banda pasante como los filtros de Butterworth. Estas características se pueden observar en la Figura 2.11 [19].

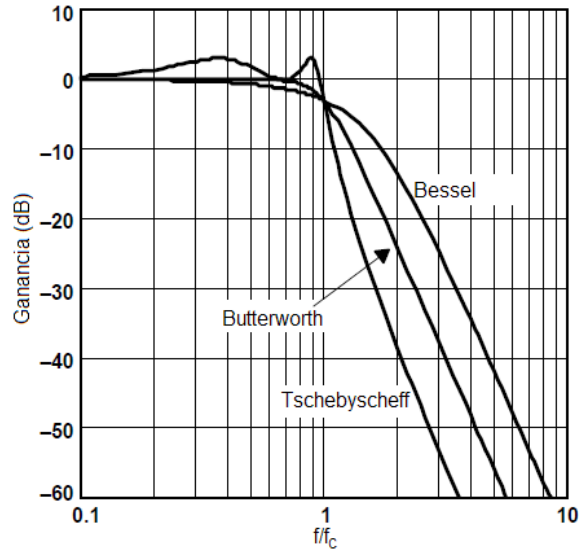


Figura 2.11 Comparación entre respuestas en frecuencia para filtros de cuarto orden.

Los filtros se clasifican a la vez según el rango de frecuencias que interesa seleccionar. Los filtros utilizados son:

Filtro paso bajo

Este filtro tiene la particularidad de seleccionar las frecuencias menores a una frecuencia de corte. El circuito utilizado se muestra en la Figura 2.12, que corresponde a un filtro de orden 2 que usa la topología Sallen-Key de realimentación positiva.

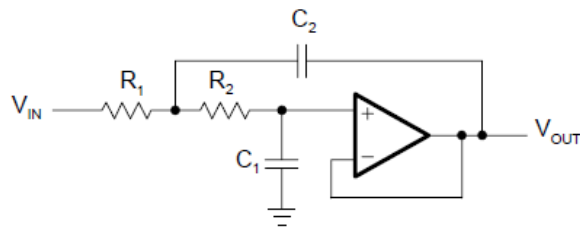


Figura 2.12 Filtro paso-bajo de segundo orden de ganancia unitaria.

Las ecuaciones de diseño se muestran a continuación:

$$C_2 = q * C_0 \quad (2.9)$$

$$C_1 = m * C_0 \quad (2.10)$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_c R_0} \quad (2.11)$$

$$R_1 = R_2 = R_0 \quad (2.12)$$

Existe una configuración semejante al filtro paso bajo, el cual conlleva un amplificador no inversor, con el que se puede aumentar la potencia de la señal. El problema de este circuito es que los elementos pasivos involucrados en la amplificación desmejoran la sensibilidad de los componentes, ya que a una mayor sensibilidad se requiere que las tolerancias de los componentes sean menores. La función de transferencia del filtro corresponde a la ecuación 2.13.

$$H(s) = \frac{1}{1 + C_1(R_1 + R_2)s + R_1R_2C_1C_2s^2} \quad (2.13)$$

Filtro paso-alto

El filtro de paso-alto se caracteriza por seleccionar las señales con frecuencias mayores a la frecuencia de corte. Este filtro es análogo del filtro paso-bajo, puesto que basta con intercambiar las resistencias por condensadores y viceversa para cambiar el filtro. Este circuito cumple con características muy similares al filtro paso-bajo en cuanto a la amplificación con respecto de la sensibilidad, por lo que se utiliza la configuración de ganancia unitaria. El circuito utilizado corresponde a la Figura 2.13.

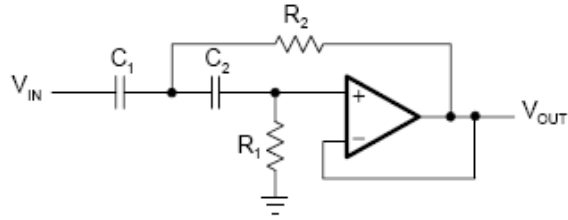


Figura 2.13 Circuito filtro paso-alto.

La función de transferencia se muestra en la ecuación 2.14.

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)} \frac{1}{s} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{s^2}} = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2}{1 + R_2 (C_1 + C_2) s + R_1 R_2 C_1 C_2 s^2} \quad (2.14)$$

En la que se puede notar que tiene cierta analogía a la ecuación de transferencia del filtro paso-bajo, solo que se agrega un cero de orden dos en el origen. Las ecuaciones de diseño corresponden a:

$$R_0 = \frac{1}{2\pi f_c C_0} \quad (2.15)$$

$$R_1 = \frac{R_0}{m} \quad (2.16)$$

$$R_2 = \frac{R_0}{q} \quad (2.17)$$

$$C_1 = C_2 = C_0 \quad (2.18)$$

Filtro pasa-banda

Este filtro se caracteriza por seleccionar una banda específica de frecuencias. La banda de paso debe ser simétrica con las frecuencias de corte y las frecuencias de atenuación. Para esto, se debe cumplir con la ecuación 2.19.

$$f_0^2 = f_a^+ * f_a^- = f_p^+ * f_p^- \quad (2.19)$$

El ancho de banda relativo se define como la razón de la banda de frecuencias comprendidas entre las frecuencias a las cuales la ganancia ha decaído 3 dB del valor máximo entre la frecuencia central.

$$BW_R = \frac{\omega_p^+ - \omega_p^-}{\omega_0} = \frac{f_p^+ - f_p^-}{f_0} \quad (2.20)$$

El factor de calidad Q se relaciona con el porcentaje del ancho de banda según la ecuación 2.21.

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_p^+ - \omega_p^-} = \frac{f_0}{f_p^+ - f_p^-} = \frac{1}{BW_R} \quad (2.21)$$

El filtro paso-banda puede ser implementado de dos formas diferentes. Una corresponde a utilizar una combinación de los filtros paso-alto y paso-bajo uno seguido del otro; por un lado el filtro paso-bajo discrimina las frecuencias superiores a la banda pasante y el filtro paso-alto discrimina las frecuencias bajas. Este tipo de filtro se implementa cuando se tiene un factor de calidad relativamente bajo ($Q < 3$), lo que significa que se pueden implementar cuando se necesitan anchos de banda relativos mayores al 33%. Cuando se necesitan diseñar filtros paso-banda con factores de calidad altos, se usan filtros paso-banda de ancho de banda estrecho, pero no se descarta la posibilidad de acompañar a este filtro con los filtros mencionados anteriormente, ya que mejora la selectividad. El filtro de paso-banda utilizado corresponde a la topología Rauch de segundo orden mostrado en la Figura 2.14.

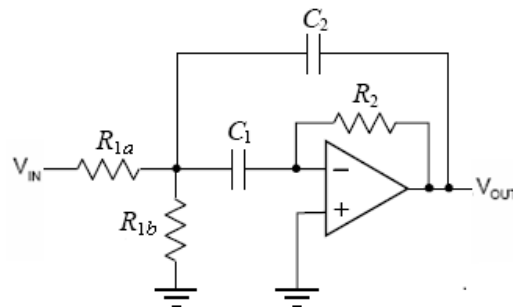


Figura 2.14 Circuito filtro paso-banda.

El circuito muestra múltiples realimentaciones y tiene la característica de poseer una cantidad mínima de componentes. Este filtro se puede implementar para factores de calidad menores que 20 en el que la ganancia de lazo abierto del amplificador a la frecuencia de resonancia debe ser excedida en $2Q^2$, puesto que para valores mayores, el filtro se vuelve inestable. La función de transferencia de este circuito tiene la forma de la ecuación 2.22.

$$H(s) = -\frac{R_2 C s}{\left(\frac{R_{1a}}{R_{1b}} + 1\right) + 2R_{1a} C s + R_{1a} R_2 C^2 s^2} \quad (2.22)$$

Las ecuaciones de diseño corresponden a:

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_r C} \quad (2.23)$$

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2A_r} \quad (2.24)$$

$$R_{1b} = \frac{R_2 / 2}{2Q^2 - A_r} \quad (2.25)$$

Multiplicador del factor Q

El multiplicador del factor Q consiste en una configuración de elementos pasivos y activos sobre un determinado filtro que permite elevar su factor de calidad. Este circuito se utiliza cuando existen limitaciones sobre el filtro. Como ejemplo se tiene el filtro paso-banda mostrado anteriormente, en el que el factor de calidad puede tener un máximo valor de 20 por una insuficiente ganancia del amplificador de lazo abierto u otras deficiencias como la proximidad a la inestabilidad.

En general, la función de transferencia del filtro paso-banda se expresa según la ecuación 2.25

$$H(s) = \frac{\frac{\omega_r}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q} s + \omega_r^2} \quad (2.25)$$

Esta función de transferencia se modifica al utilizar un amplificador en configuración de sumador como se muestra en la Figura 2.15, en el que β corresponde a un factor de atenuación que puede tomar valores entre cero y uno.

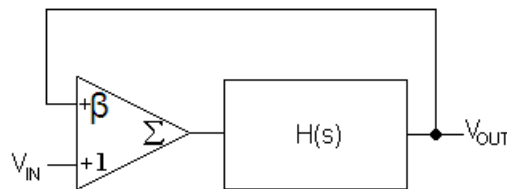


Figura 2.15 Diagrama de bloques de la configuración del multiplicador del factor Q.

De esta forma, la función de transferencia cambia a la ecuación 2.26.

$$H(s) = \frac{\frac{\omega_r}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q} s + \omega_r^2} \frac{1}{1-\beta} \quad (2.26)$$

Como se puede observar, el término que acompaña a “s” en el denominador se modifica el nuevo factor de calidad del filtro que cambia a la ecuación 2.27.

$$Q_{nuevo} = \frac{Q_{filtro}}{1-\beta} \quad (2.27)$$

Por lo que el factor de calidad del filtro se multiplica por un factor $1/(1-\beta)$. Esto quiere decir que conforme el valor de β se acerque a uno, el denominador tenderá a cero y el nuevo factor se incrementa. De esta forma, el circuito para multiplicador de factor de calidad se muestra en la Figura 2.16, donde se observa la inclusión del filtro paso-banda con su función de transferencia dentro de la

realimentación del circuito sumador inversor. Las resistencias que se incluyen dentro del sumador, son las que modifican la ganancia de resonancia y el valor de Q.

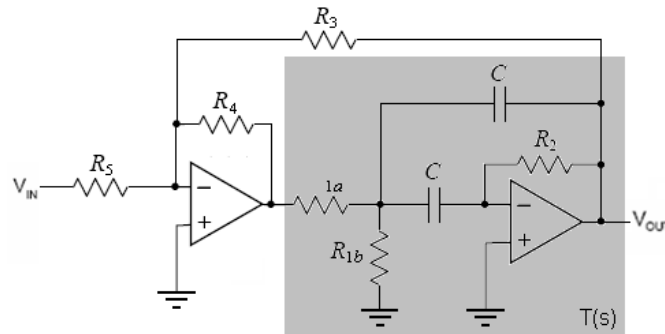


Figura 2.16 Filtro paso-banda con multiplicador del factor de calidad.

Las ecuaciones de diseño se muestran a continuación:

$$\beta = 1 - \frac{Q_{filtro}}{Q_{nuevo}} \quad (2.28)$$

$$R_3 = \frac{R}{\beta} \quad (2.29)$$

$$R_4 = R \quad (2.30)$$

$$R_5 = \frac{R}{(1 - \beta)A_r} \quad (2.31)$$

Donde “R” es un valor escogido convenientemente y “A_r” corresponde a la ganancia a la frecuencia de resonancia. Las ecuaciones para el circuito sombreado son las mismas para el filtro paso-banda de topología Rauch mencionado anteriormente.

2.1.5 El PLL (“Phase Locked Loop”)

El PLL es un circuito conformado por varios elementos electrónicos conectados en un lazo de realimentación. Su principal función corresponde a generar una señal sincronizada con la frecuencia de interés de una señal de entrada o referencia. El esquema básico se muestra en la Figura 2.17.

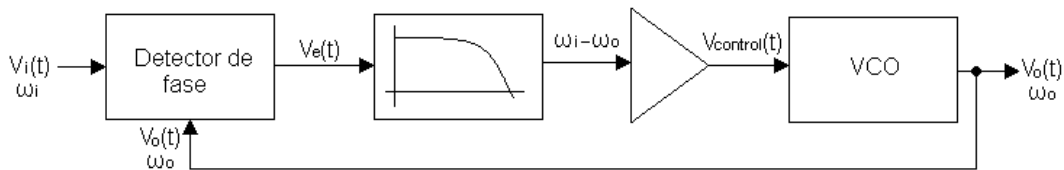


Figura 2.17 Esquema básico del PLL.

El PLL está constituido por un detector de fase, un filtro paso-bajo, un amplificador y un VCO (“Voltage Controlled Oscilador”). El detector de fase tiene como función principal detectar el desfase entre la señal de entrada y la señal del VCO y generar una señal de error proporcional a la diferencia de fase de las señales. Existen varios tipos de detectores de fase, los más conocidos son los multiplicadores y los detectores de fase digitales. Los multiplicadores son utilizados cuando las tensiones de entrada corresponden a señales cosenoidales, mientras que los detectores de fase digitales se utilizan en señales digitales.

Dentro del lazo de realimentación existe un VCO, que consiste en un oscilador controlado por voltaje. Estos osciladores tienen la particularidad de generar señales con una frecuencia controlable mediante una señal de control. En caso que no haya una señal de control, el VCO oscila a una frecuencia natural ya establecida. La estabilidad de esta frecuencia depende de muchos factores involucrados al VCO. Algunos factores corresponden a la temperatura y el ruido eléctrico.

Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento del PLL consiste en generar una señal enganchada a la señal de entrada. En un principio, si no existe una señal de entrada, el detector de fase no genera señal alguna, por lo que la señal de control del VCO es nula y provoca que el VCO oscile a la frecuencia natural. Al aplicarse una señal de entrada, el detector de fase genera la señal de error $V_e(t)$ como se muestra en la Figura 2.19 que contiene información con respecto de la diferencia de fase y frecuencia entre ambas señales de entrada. Considérese un detector de fase de tipo multiplicador, en el que se definen las señales según las ecuaciones 2.32 y 2.32.

$$V_i(t) = A * \cos(\omega_1 t) \quad (2.32)$$

$$V_o(t) = B * \cos(\omega_2 t + \varphi) \quad (2.33)$$

La función de error $V_e(t)$ del detector de fase corresponde a la ecuación 2.34.

$$V_e(t) = K * V_i(t) * V_o(t) = K * A * B * \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t + \varphi)$$
$$V_e(t) = M * \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi) \quad (2.34)$$

Donde K es una constante de proporcionalidad del detector de fase y M se define como la ecuación 2.35.

$$M = \frac{K * A * B}{2} \quad (2.35)$$

Como se puede observar, la señal de error posee varias componentes de frecuencia las cuales consiste en la diferencia y suma de las frecuencias de las señales de entrada. Es por eso que la señal de error se introduce a un filtro paso-bajo para eliminar el ruido y componentes de alta frecuencia (en este caso la suma de frecuencias) y se amplifica para introducirla como señal de control al VCO, con motivo de que este ajuste su frecuencia a tal punto que la diferencia de frecuencias entre la entrada de referencia y la salida del VCO se asemejen. En el

momento en que ambas frecuencias se vayan pareciendo, la componente de diferencia de la señal de error varía cada vez más lento puesto que esa diferencia de frecuencias se aproxima a cero. En el momento en que ambas frecuencias llegan a ser iguales, la naturaleza de la retroalimentación del PLL hace que la frecuencia de la señal de salida del VCO sea idéntica a la frecuencia de la señal de entrada lográndose el enganche. En este punto, la diferencia de frecuencias de las señales del VCO y la entrada es casi nula (“casi” debido a que se necesita una pequeña diferencia de frecuencia para mantener el VCO enganchado a la frecuencia de la señal de entrada) y se genera una componente de DC. El filtro paso-bajo permite la salida de la componente DC y se introduce al VCO para la retroalimentación y mantenimiento de su frecuencia. El comportamiento de la señal de entrada al VCO se muestra en la Figura 2.18 [18] en el momento de transición de captura.

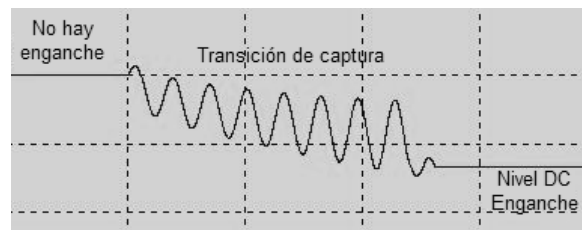


Figura 2.18 Transición de enganche de un PLL.

Banda de frecuencias de captura

La banda de frecuencias de captura corresponde a las frecuencias centradas alrededor de la frecuencia natural del VCO en las cuales el PLL puede engancharse a la señal de referencia. El rango de captura corresponde a una medida de la cercanía que debe tener la frecuencia de la señal de entrada con respecto del VCO para que se sincronice. El rango de captura está estrechamente relacionado con el ancho de banda del filtro y la ganancia de lazo cerrado, puesto que si la diferencia de frecuencias es mayor que el ancho de banda del filtro, la

componente de diferencia de la señal de error es atenuada interrumpiendo el lazo, haciendo que el VCO oscile a la frecuencia natural.

Banda de frecuencias de mantenimiento

El rango de frecuencias de mantenimiento son los valores de frecuencia alrededor de la frecuencia natural del VCO que la señal de referencia puede tomar y que el PLL pueda seguir sin descarrilarse o desengancharse. El rango de mantenimiento depende de las características propias del detector de fase y del VCO, no del filtro paso-bajas.

El rango de mantenimiento es mayor o igual que el rango de captura, nunca es menor. La Figura 2.19 muestra las bandas de captura y mantenimiento.

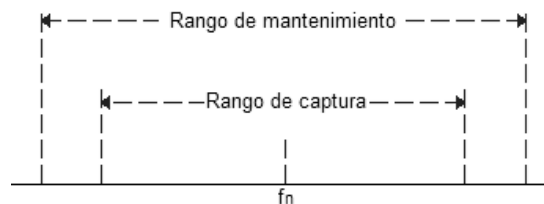


Figura 2.19 Rangos de frecuencia de captura y mantenimiento.

El filtro de paso-bajo

El filtro de paso-bajo generalmente consiste en elementos pasivos que tiene como principal función reducir el ruido y eliminar la componente de suma de frecuencias de la señal de error. Es normalmente formado por un condensador y una resistencia, aunque puede ser constituido por redes más complejas como filtros activos. Este filtro afecta el rango de frecuencias de mantenimiento mediante su ancho de banda.

El filtro reduce la sensibilidad del PLL a los pulsos de ruido de la señal de entrada que provocan variaciones en la señal de error, pues el condensador incluido retrasa las variaciones abruptas de la señal de error. Es por eso que es considerado como una memoria para periodos cortos de tiempo, manteniendo la

sincronía del VCO con la frecuencia de entrada (frecuencia promedio por periodos cortos de tiempo), aunque presente variaciones esporádicas de frecuencia.

El circuito integrado NE567

Este circuito integrado puede ser configurado como un detector de tonos o como PLL. El diagrama de bloques se muestra en la Figura 2.20.

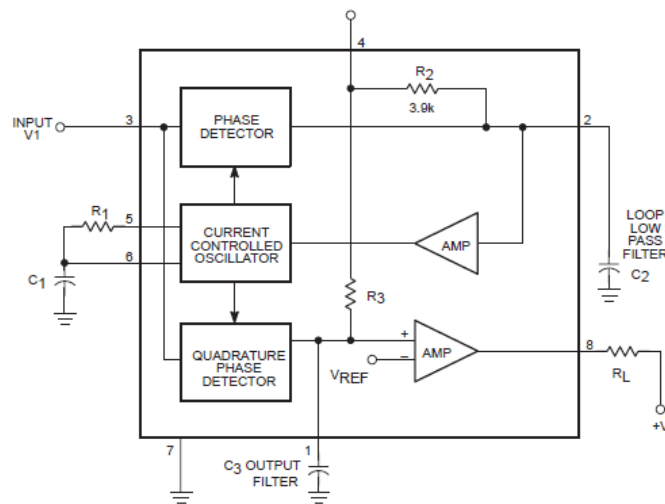


Figura 2.20 Diagrama de bloques del circuito integrado NE567.

De esta forma, el circuito está constituido por dos detectores de fase (uno en cuadratura), de tipo híbrido puesto que recibe como señal de entrada una señal cosenoidal y como señal del CCO una señal digital, además de una red de elementos pasivos para el filtro paso-bajo de lazo y un oscilador controlado por corriente, cuya frecuencia natural está gobernada por los elementos denominados como R_1 y C_1 . Las ecuaciones de diseño se presentan a continuación:

$$f_n \approx \frac{1}{1.1R_1C_1} \quad (2.36)$$

$$BW = 1070 \sqrt{\frac{V_i}{f_n C_2}} \quad (2.37)$$

Donde “BW” es el rango de frecuencias de enganche y “V_i” es la tensión RMS de la señal de entrada.

$$C_3 > C_2 \quad (2.38)$$

2.1.6 Modulador AM

El modulador AM consiste de un circuito capaz de realizar la modulación en amplitud de dos señales, las cuales son llamadas señal moduladora y señal portadora. Básicamente consiste en variar la amplitud de la señal portadora de acuerdo a las variaciones de amplitud de la señal moduladora.

Existen diferentes tipos de modulación, una de ellas corresponde a la modulación AM con portadora suprimida. Matemáticamente la modulación AM con portadora suprimida consiste en la multiplicación de una señal con cierta banda de frecuencias con otra señal de frecuencia definida, tal y como se muestra en la ecuación 2.39.

$$\phi_{AM}(t) = x(t) * \cos(\omega_c t) \quad (2.39)$$

En el espectro de frecuencias, se tiene que la señal x(t) tiene una banda de frecuencias:

$$x(t) \leftrightarrow X(\omega) \quad (2.40)$$

El espectro de frecuencias de la señal modulada es:

$$\phi_{AM}(t) = x(t) * \cos(\omega_c t) \leftrightarrow \Phi_{AM}(\omega) = \frac{1}{2}(X(\omega_c - \omega_m) + X(\omega_c + \omega_m)) \quad (2.41)$$

A nivel de espectro de frecuencia, la modulación AM realiza un desplazamiento de la banda de frecuencia de la señal moduladora a dos nuevas bandas de frecuencias. Además se da la característica que una banda es el espejo de la otra, como se muestra en la Figura 2.21.

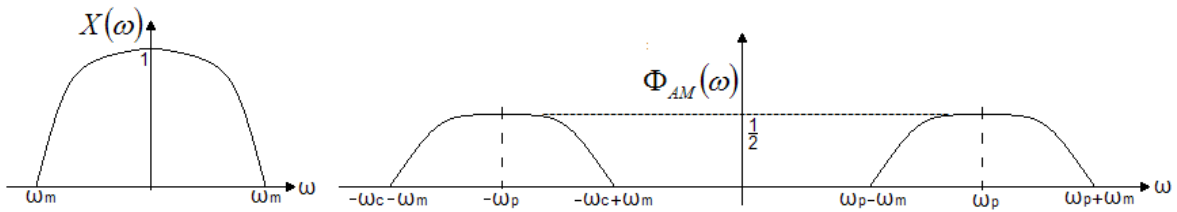


Figura 2.21 Espectros de frecuencia de las señales moduladora y modulada.

Como la modulación corresponde a una multiplicación, un multiplicador de señales analógicas se usa para la modulación AM. El circuito integrado corresponde al MC1495 que se muestra en la Figura 2.22 en modo modulador balanceado.

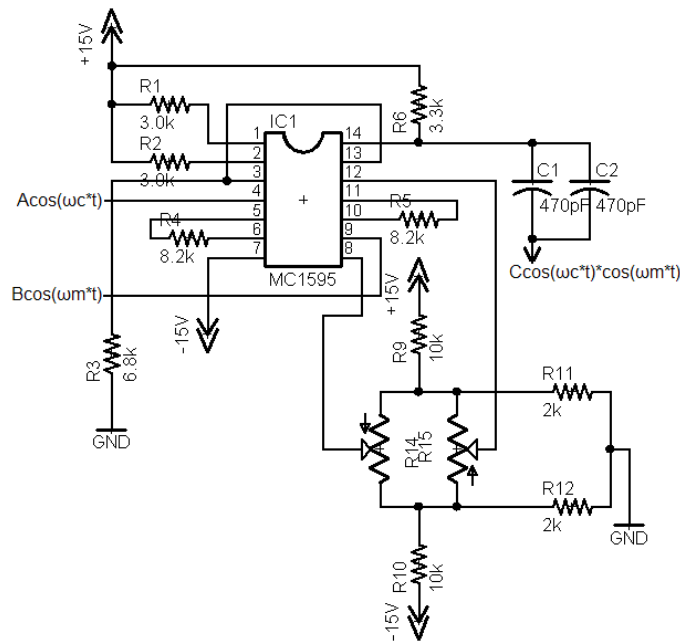


Figura 2.22 Modulador AM.

2.1.7 Transformada de Fourier de un tren de impulsos

La transformada de Fourier corresponde a una herramienta matemática muy usada para averiguar el espectro de frecuencia que puede tener una señal dependiente del tiempo. Es de gran utilidad cuando no se cuentan con instrumentos que permitan dar una idea del espectro de frecuencia de la señal de interés.

Un tren de impulsos corresponde a la función delta de Dirac que se da cada cierto periodo de tiempo de forma recurrente, como se muestra en la Figura 2.23 [13].

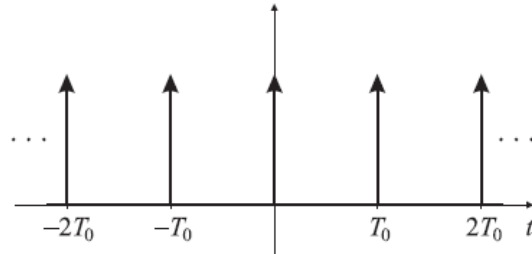


Figura 2.23 Tren de impulsos.

Interesa esbozar cual es su espectro de frecuencia. Para esto, se parte de un pulso temporal como se muestra en la Figura 2.24 [13], que tiene la ecuación 2.42 como función.

$$x_1(t) = \begin{cases} A/\tau, & |t| < \tau/2 \\ 0, & |t| > \tau/2 \end{cases} \quad (2.42)$$

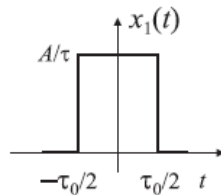


Figura 2.24 Un pulso temporal.

De esta forma, la transformada de Fourier de un pulso temporal es:

$$\begin{aligned} X(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) e^{j2\pi ft} dt = A/\tau \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{j2\pi ft} dt = \frac{A}{\tau} \frac{1}{j2\pi f} \left(e^{j2\pi f \frac{\tau}{2}} - e^{j2\pi f \frac{-\tau}{2}} \right) \\ &= \frac{A}{\tau} \frac{1}{j\pi f} j \text{sen}(\pi \tau f) = A \frac{\text{sen}(\pi \tau f)}{\pi \tau f} = A * \text{sa}(\pi \tau f) \end{aligned} \quad (2.43)$$

Una propiedad del pulso temporal es que conforme el ancho se reduce en el espacio temporal, la función “sa” se expande en el dominio de la frecuencia. Considérese ahora el caso en que se añade dos pulsos desplazados en el tiempo por T_0 como se muestra en la Figura 2.25 [13].

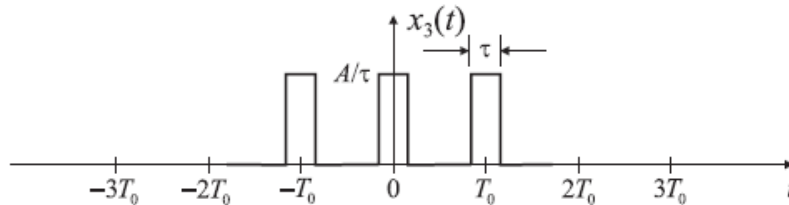


Figura 2.25 Tres pulsos desplazados por T_0 .

En este caso, se hace uso de las propiedades de la transformada de Fourier de superposición en el tiempo y de desplazamiento en el tiempo, por lo que la transformada de Fourier para tres pulsos es:

$$X_3(f) = X_1(f) + e^{j2\pi fT_0}X_1(f) + e^{-j2\pi fT_0}X_1(f)$$

$$X_3(f) = X_1(f)(1 + 2\cos(2\pi fT_0)) \quad (2.44)$$

Ahora se considera la transformada de Fourier con $2N+1$ pulsos:

$$X_{2N+1}(f) = X_1(f) * [1 + 2\sum_{k=1}^N \cos(2\pi kT_0 f)] \quad (2.45)$$

En la Figura 2.26 [13] se muestra la función para diferentes valores de pares de pulsos, en donde se puede observar el espectro de frecuencia para diferentes cantidades de pulsos rectangulares donde su ancho tienda a cero.

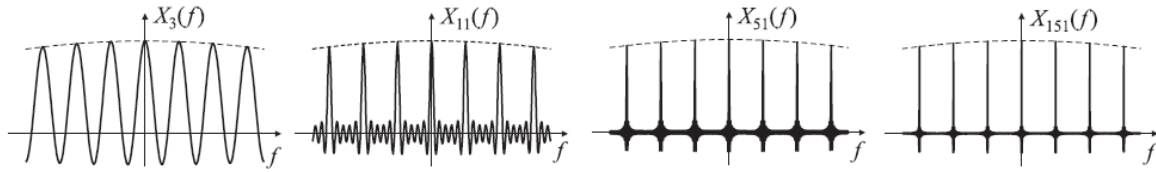


Figura 2.26 Espectros de frecuencia de diferentes cantidades de pares de pulsos.

Se puede observar que cuando “N” tiende a infinito y los anchos de pulso tiende a cero, se hace una aproximación a un tren de impulsos en el tiempo; que tiene como espectro de frecuencia un tren de impulsos con un espaciado entre cada par de impulsos un valor de frecuencia igual a la frecuencia de los impulsos en el tiempo.

Capítulo 3: Procedimiento metodológico

3.1 Procedimiento metodológico

1. Implementación del receptor de campo eléctrico.

Se realizan las primeras experiencias con un cronómetro, un par de placas metálicas de cobre de dimensiones de 10 centímetros de largo y ancho, un blindaje metálico agujerado y un osciloscopio, para obtener una forma de onda de señal que se induce en las placas relacionada al cronómetro. En esta experimentación se utiliza el osciloscopio en la escala de 10mV/div. Se coloca el cronómetro entre las placas metálicas y se introducen dentro del blindaje para minimizar la inducción de alguna señal externa al cronómetro, conectándose cada placa a la terminal del osciloscopio. Se determina que la inducción de señales externas es mayor que las del cronómetro, por lo que se opta por conseguir otro par de placas de dimensiones de 10 centímetros de ancho y 25 centímetros de largo para una mayor inducción. Además se opta utilizar un pre-amplificador diferencial con alta impedancia de entrada y una ganancia de 100, para aumentar la potencia de la señal inducida proveniente del cronómetro minimizando el efecto de señales externas, debido a la característica de ser diferencial, por lo que se aumenta únicamente la diferencia de las terminales de entrada. Además se utiliza un blindaje sin agujeros y de mayor espesor que el anterior para mejorar la atenuación de las señales externas. De este modo se corrobora el comportamiento del cronómetro mediante la observación de las formas de onda involucradas en el cronómetro.

Se implementa el sistema de recepción teniendo en consideración observaciones en anteriores intentos. Además se dejan las placas de forma que se pueda cambiar la distancia de separación dependiendo del tamaño del cronómetro.

2. Investigación sobre las frecuencias involucradas en la señal de salida del receptor.

Se hace uso de herramientas matemáticas para deducir la respuesta en frecuencia de la señal de salida con la transformada de Fourier mientras se obtiene un analizador de espectros. Se logra obtener que el espectro de frecuencias para un tren de impulsos unitarios en el tiempo corresponda a otro tren de impulsos en la frecuencia, por lo que se realiza una búsqueda de información acerca de filtros para depurar la señal del oscilador.

3. Investigación sobre filtraciones y supresores de señal.

Se aplica criterio basado en las mediciones del receptor de ondas, la determinación del espectro de frecuencias de la señal de salida del receptor de ondas y los tipos y características de los filtros para elegir una etapa de filtrado. Se elige un filtrado de Tschebyscheff de orden 3, pues se necesita de un filtro muy selectivo sin tener que implementar un circuito extenso.

Se realiza una búsqueda en Internet sobre posibles circuitos que permitan recortar señales. Debido a que la respuesta en frecuencia de un tren de impulsos da como resultado otro tren de impulsos, se implementa un limitador de tensión para limitar la potencia de los impulsos en el tiempo limitando los de la frecuencia.

Se efectúa el diseño de filtros activos y se implementan tanto a nivel de simulación en el programa Multisim como en una proto-board. Se realizan cambios de los componentes para obtener una respuesta en frecuencia deseada, debido a que los valores de los componentes calculados no corresponden a valores comerciales. Además existieron simulaciones en que la respuesta era deseable, pero al implementarlo en circuito real se hacían inestables (oscilaban a la frecuencia de corte diseñados). Esto se debe a las características del circuito integrado y principalmente la deriva de los componentes, ya que se requerían componentes con bajas tolerancias (0.5%) y los que existían en el laboratorio eran componentes con tolerancias de 5%, por lo que se implementaban los filtros y se

realizaban pruebas por tres días. En el momento en que oscilaran, se repetía el mismo procedimiento de modificación de los valores de los componentes hasta tener un comportamiento deseado.

Al efectuar las pruebas de desempeño, uno de los filtros no poseía una buena ganancia en la frecuencia de paso, por lo que se realiza una búsqueda bibliográfica de otro filtro de alta selectividad y de una ganancia mayor del anterior, el cual se halla el modelo de multiplicador Q. Se implementa y verifica su comportamiento.

4. Implementación de un modulador AM.

Para corroborar el análisis matemático del espectro de frecuencia de la señal obtenida del cronómetro, se decide conectar un analizador de espectros a la salida del pre-amplificador diferencial. Se observó que el analizador introduce ruido para frecuencias menores a 50 KHz, por lo que se decide implementar un modulador AM para desplazar la banda de la señal obtenida del cronómetro un valor dado por la frecuencia de la señal moduladora, o sea 90 KHz, de esta forma la banda queda fuera de la banda menor a 50 KHz, observándose el espectro de frecuencias.

5. Implementación del PLL.

Por medio de recomendaciones de personal del ICE, se busca implementar un PLL para minimizar el efecto de las transiciones de frecuencia que se observó en el espectro de frecuencias.

En el laboratorio se contaba con un PLL, por lo que fue necesario conseguir la hoja de datos para poder tener un criterio para su implementación. Del análisis de los datos, resulta ajustarse a las necesidades, se implementa y verifica su funcionamiento.

Cuando se implementa todo el hardware y se somete a pruebas, se ajustan algunos valores de los componentes del PLL y los filtros para obtener un mejor desempeño.

6. Implementación del adaptador de señal.

Se implementa un adaptador de señal al contador con el propósito de que no haya interferencia en la operación del PLL y que exista un acople de impedancias entre el depurador de señal y el contador.

7. Investigación del protocolo GPIB.

El protocolo cumple con el estándar IEEE 488.2, además existe un set de instrucciones llamado SCPI las cuales son divididos de acuerdo al tipo de instrumentos como contadores de frecuencia, multímetros, generadores de frecuencia, osciloscopios, entre otros. Además se obtiene información de las características eléctricas como distribución de pines, nombres de las señales, tipos de conexión, cantidad de instrumentos que se pueden conectar, entre otros.

8. Búsqueda de información de instrucciones SCPI y del estándar IEEE 488.2 para el contador de frecuencias Agilent 53181A.

Se efectúa una investigación en el manual de usuario y el manual de programación sobre el modo de operación del contador de frecuencias Agilent 53181A y las instrucciones para la inicialización y la toma de lecturas de las mediciones.

Se determinan los comandos de programación necesarios para la correcta inicialización del contador de frecuencias, para programar una impedancia de entrada de 50Ω , modo de acoplamiento DC, activación del filtro paso-banda. Se determina la configuración del contador para el muestreo de la frecuencia.

9. Se escoge el lenguaje de programación que ofrece mejores facilidades para la comunicación con el contador.

Se contaba con dos opciones de programación: Matlab y LabVIEW. Se decide utilizar LabVIEW, ya que cuenta con un ambiente de programación más amigable basado en programación gráfica y es un software especializado en procesos de control y muestreo, comunicación con instrumentos de medición, entre otros. Por otro lado, el proveedor del software brinda drivers para la comunicación mediante puerto GPIB con el contador de frecuencias Agilent 53181A.

10. Implementación de un módulo a nivel de software que permita la comunicación con el contador de frecuencias.

Se diseña un módulo que envíe instrucciones al contador y discrimine si se tiene que leer el buffer del contador y devolverlo al usuario. Mediante este módulo se realiza toda una experimentación con el contador de frecuencias en el envío de instrucciones y la recepción de resultados para observar su comportamiento y así tomar previsiones en el software final.

11. Creación de módulos que permita la escritura y el control de un archivo creado en Excel.

Se decide por módulos de manejo de Excel pues existe un formulario de calibración de cronómetros ya reglamentado y establecido en el laboratorio para la emisión de las calibraciones a los clientes. Además por necesidad del personal del laboratorio se concibe el almacenado de lecturas de mediciones en un archivo de Excel en tiempo real.

Se experimenta con LabVIEW en la ejecución del programa de Excel, apertura de un archivo de Excel, manejo de celdas y hojas, edición de tramas de las celdas, guardado en disco duro de los cambios realizados en el archivo de Excel, salida de ejecución del programa de Excel, visualización del archivo de Excel sobre el que se trabaja, impresión de un archivo de Excel, entre otros.

12. Creación del software final.

A partir de los módulos de manejo de Excel y contador de frecuencias, se crea la aplicación final que obtiene la frecuencia promedio y la desviación de frecuencia, y luego se implementa el cálculo de incertidumbre. Este software final es sometido a pruebas con el fin de depurar errores de programación e implementación de mejoras, como la adquisición de mediciones de temperatura en la cámara de recepción. Se obtienen cinco versiones de las cuales a cada una se les fue incorporando mejoras, Al final, se capacita al personal del laboratorio en el uso del software desarrollado.

13. Creación de aplicación de toma de mediciones del contador.

Mediante el módulo creado para la comunicación con el contador de frecuencias, se desarrolla una aplicación que hace que el contador tome mediciones espaciadas por un intervalo de tiempo definido por el metrólogo, además esas mediciones se almacenan en un archivo de tipo "spreadsheet" que el programa Excel puede abrir y visualizar en una interfaz de usuario los resultados en gráficos en tiempo real.

14. Búsqueda de las fuentes de incertidumbre en la medición.

Por medio de pruebas experimentales en el receptor de ondas y el circuito depurador de señal se obtiene la desviación estándar de mil muestras de frecuencias referenciadas a un patrón bajo las peores condiciones posibles obtenidas mediante la aplicación en software comentada anteriormente. Con esto se estima la incertidumbre que introduce el sistema creado en el proceso de medición.

Se hace una investigación en las normas internacionales de estimación de incertidumbre de medición del laboratorio sobre el tratamiento matemático de las incertidumbres y sobre la aplicación de distribuciones probabilísticas en la

manipulación de las incertidumbres. Los principales factores de incertidumbre son: ruido del sistema, variabilidad de mediciones, incertidumbre del oscilador de cesio y resolución de las mediciones de frecuencia. Al realizar la calibración del cronómetro por medio de la frecuencia, se estimó la incertidumbre de medición asociada al cronómetro.

15. Incorporación de las ecuaciones de estimación de la incertidumbre en el software final.

Mediante módulos de estimación de la incertidumbre, se añade al software final el cálculo de la incertidumbre de forma automatizada y la incorporación de los resultados en el formulario de calibración de cronómetros. Luego se realiza la calibración de un cronómetro del laboratorio y se compara la incertidumbre de medición que se reportó con la incertidumbre que se había calculado con las mediciones en forma manual. Se valida así la implementación del software, pues los resultados obtenidos son similares a los obtenidos de forma manual.

16. Pruebas de desempeño al sistema.

Se diseña una prueba que permite conocer las limitaciones del sistema en cuanto a recepción del campo eléctrico de un cronómetro y desviación de frecuencia máxima. Como no se conoce la intensidad de campo eléctrico emitido por un cronómetro y además se necesita de un patrón de frecuencia con desviación conocida, se decide simular una antena conectada a un sintetizador de frecuencia como un cronómetro; tal y como se muestra en la Figura 3.1.

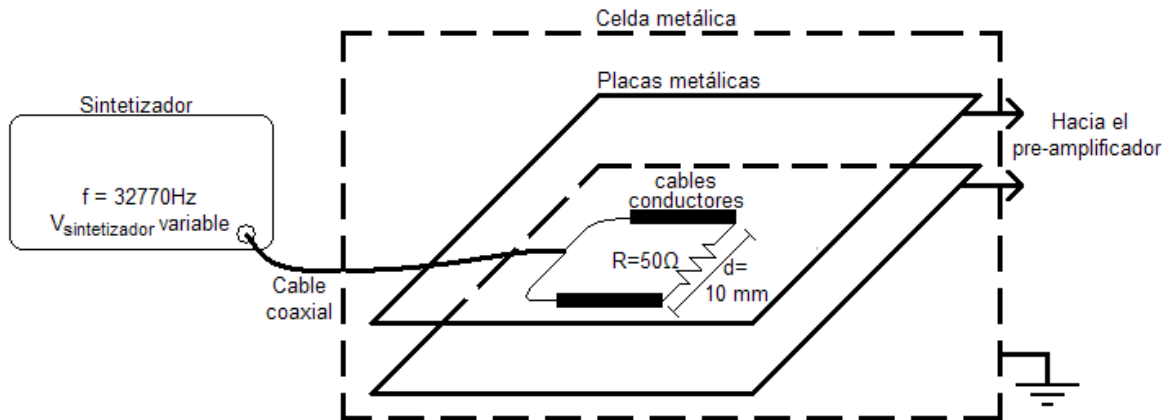


Figura 3.1 Esquema de conexión del sintetizador

De este modo, se sintoniza una frecuencia de 32770 Hz para simular la frecuencia del oscilador interno y se varía la tensión de salida del sintetizador para cambiar la intensidad de campo eléctrico. Así, al variar la intensidad del campo, se conoce la tensión mínima a la que el sistema puede reconocer la señal de un cronómetro para su calibración y obtener la desviación máxima de frecuencia que el sistema introduce en la señal en el límite.

Capítulo 4: Descripción del diseño de la solución

4.1 Explicación del sistema

Como se mencionó anteriormente, existen dos formas de medir la frecuencia de operación del oscilador interno, las cuales son por medio del efecto inductivo y el método acústico. No se elige el método acústico, debido a que hay costos en la adquisición del sensor ultrasónico en el exterior y el tiempo que se tardaría en importarlo. Además las vibraciones debidas a otros equipos tienen que ser nulas y en el caso del laboratorio se cuenta con un dispositivo de aire acondicionado y tránsito vehicular cercano que genera muchas vibraciones, por lo que no sería idóneo si se implementara el método acústico.

Por otro lado, el laboratorio se encuentra dentro de un blindaje metálico que minimiza el efecto de campos electromagnéticos externos en el interior a tal punto que casi no hay enlace entre los celulares y las radio-bases. Esto se debe a que en algunas calibraciones de equipos se necesita que la interferencia de campos externos sea mínima, lo que favorece implementar el procedimiento que usa el efecto inductivo.

El diseño de la solución final se presenta en el diagrama de bloques de la Figura 4.1. El sistema está conformado por un receptor de campo eléctrico, el cual tiene como principal función generar una señal eléctrica a partir de la recepción del campo eléctrico generado por la circuitería del cronómetro y su oscilador interno. Esta señal lleva información de las formas de onda y las frecuencias involucradas en los cronómetros. Por otro lado, el receptor atenúa la interferencia del campo eléctrico del exterior del cronómetro por medio del blindaje.

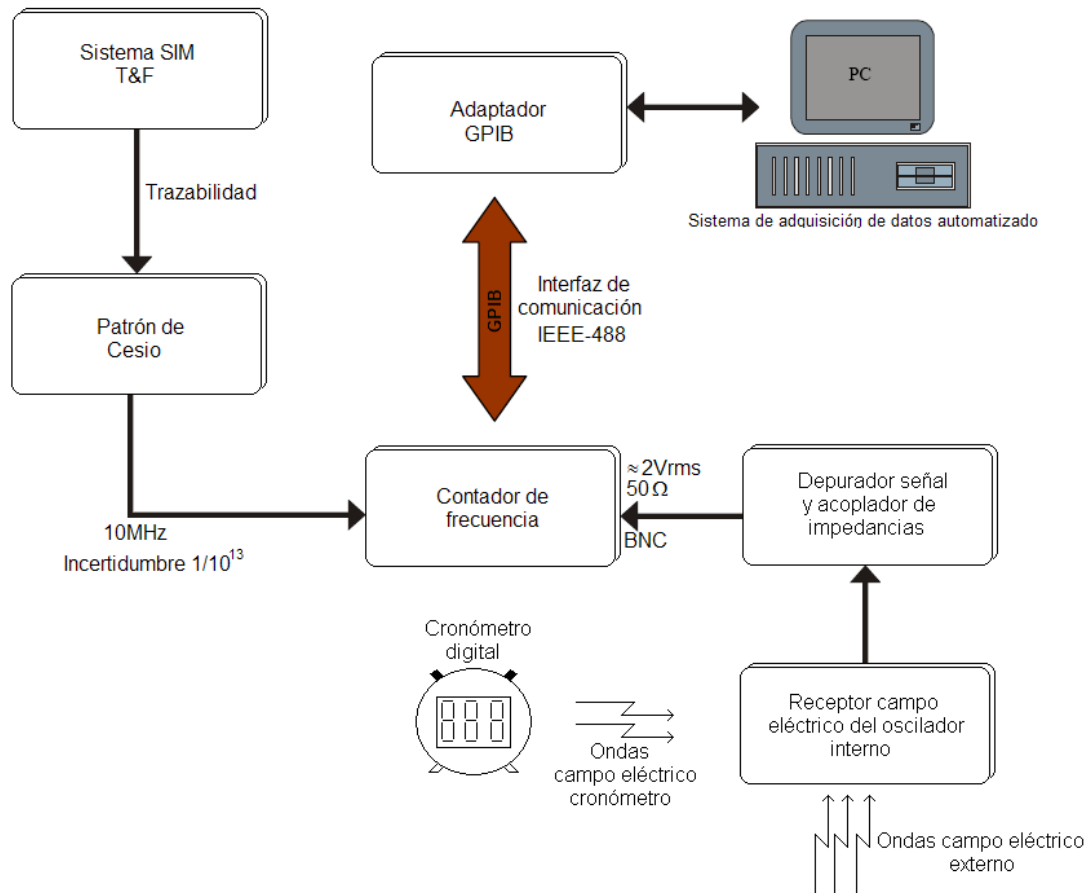


Figura 4.1 Método de medición de la frecuencia

La salida del receptor de ondas se conecta al módulo llamado “Depurador de señal y acoplador de impedancias”. Este módulo tiene como función depurar la señal generada en el receptor de campo que está asociada al oscilador interno del cronómetro, atenuando otras componentes de frecuencia involucradas a la circuitería del cronómetro y minimizando el efecto del ruido generado en la recepción del campo eléctrico. Además, este módulo adapta la señal después de la depuración para que haya compatibilidad con el contador de frecuencias y permita una óptima medición de la frecuencia, de modo que el contador no afecte la operación normal del circuito y que haya un adecuado acople de impedancia a 50 ohm para evitar reflexión de señales.

Se puede observar en la Figura 4.1 un contador de frecuencias que tiene la función de medir la frecuencia de la señal generada por el depurador de señal, el

cual posee un patrón de referencia interno de cuarzo de 10 MHz, pero se usa la referencia externa generada por el oscilador de cesio, que cuenta con trazabilidad por medio del sistema SIM de Tiempo y frecuencia. Este contador es controlado por un adaptador GPIB que a la vez es gobernado por una computadora tipo PC. En la PC se cuenta con un sistema automatizado de adquisición de datos y control general sobre las calibraciones de cronómetros.

4.2 Descripción detallada del hardware

A continuación se presenta la descripción detallada de cada módulo involucrado en la solución del problema.

4.2.1 Receptor de campo eléctrico del oscilador interno

El receptor de campo eléctrico hace uso del efecto capacitivo, utilizándose el modelo del condensador de placas paralelas para inducir una pequeña corriente en las superficies conductoras debido a las variaciones de campo eléctrico generado por el cronómetro. El esquema se muestra en la Figura 4.2. Además se hace uso del principio de la jaula de Faraday para minimizar el efecto de inducción de campo eléctricos externos utilizando un blindaje metálico.

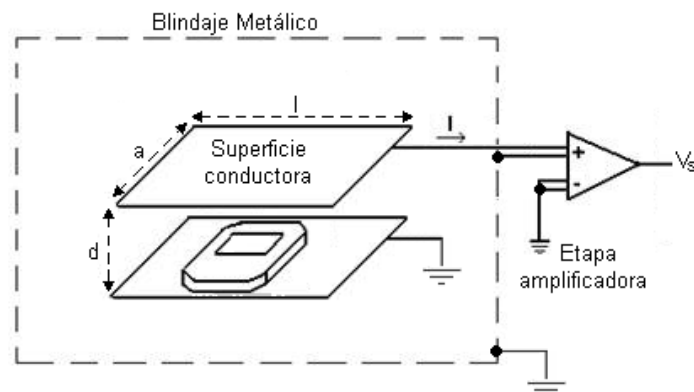


Figura 4.2 Diagrama del receptor de campo eléctrico.

La Figura 4.3 muestra la cámara de recepción de ondas final.



Figura 4.3 Condensador de placas paralelas.

El blindaje metálico correspondiente a la jaula de Faraday consiste de un viejo filtro de resonancia para microondas que se encontraba desechado dentro del ICE, el cual se muestra en la Figura 4.4.

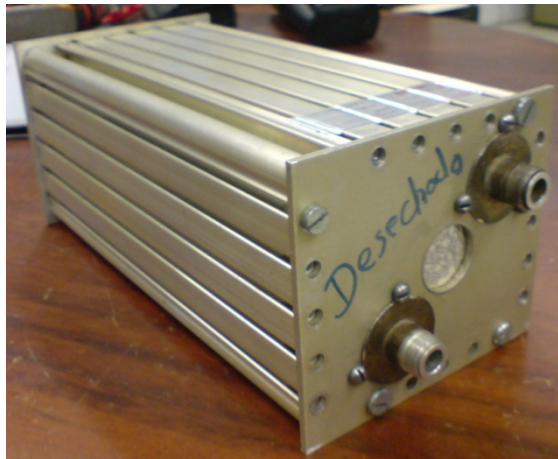


Figura 4.4 Blindaje metálico utilizado.

Este filtro por dentro tiene ranuras con las que se puede variar la distancia de separación “d” según el tamaño del cronómetro, esto se puede observar en la Figura 4.3. Como las dimensiones de las placas conductoras deben ser mayores que la distancia de separación, se fabricaron placas conductoras a partir de superficies para hacer circuitos impresos de cobre con el mayor largo y ancho

posible (25 cm x 10 cm) de modo que cupieran dentro del filtro. Una de las placas se puede observar en la Figura 4.5. Para que no haya contacto entre las superficies se cubre con un material aislante en los bordes de las placas conductoras. Por otro lado se hace una conexión entre las placas y conectores aislados del blindaje metálico para que haya una mayor facilidad de conexión de los instrumentos y facilidad de cierre de la tapa.

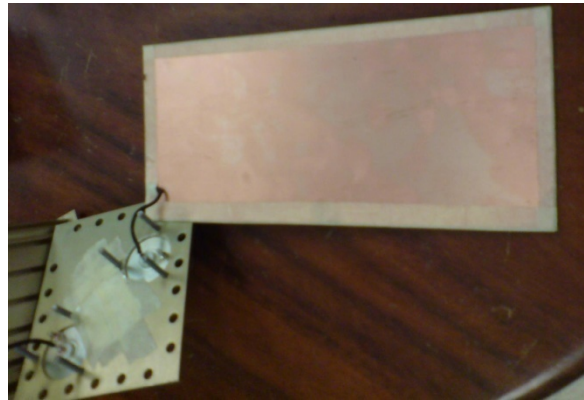


Figura 4.5 Una de las placas conductoras fabricadas para la inducción de campo.

Además del condensador de placas paralelas, se agrega una etapa de amplificación de la señal, puesto que la señal que se induce es muy baja para su tratamiento. Para esto, se hace uso de un amplificador diferencial con características de bajo nivel de ruido para no afectar la señal inducida y alta impedancia de entrada. Por otro lado se requiere que el amplificador sea diferencial, de modo que si hay una infiltración de algún campo eléctrico dentro del blindaje y se induzca en ambas entradas del amplificador, por ser diferencial, se dé una resta de los campos inducidos en ambas entradas minimizando cualquier efecto de la interferencia externa. El amplificador diferencial que se utiliza es el modelo ADA400A de Tektronix, que se muestra en la Figura 4.6, el cual es recomendado para investigaciones biomédicas, diseño en señales de audio, aplicaciones en medicina y análisis mecánico.



Figura 4.6 Preamplificador diferencial.

Este pre-amplificador diferencial posee varias características, entre las más importantes son:

- Ganancia ajustable de valores -10 dB, 0 dB, 10 dB y 20 dB.
- Filtro paso-bajo con frecuencias de corte de 100 Hz, 3 KHz, 100 KHz y mayor a 1 MHz.
- Posibilidad de ajuste de nivel de la diferencia de las señales de entrada.
- Alta impedancia del orden de $10^{12} \Omega$ para ganancias de 10 dB y 20 dB.
- Tipos de acoples de AC, DC y GND.
- Ruido aleatorio menor o igual a $10 \mu V_{RMS}$ para la ganancia de 20 dB.

El pre-amplificador posee un tipo de conexión llamado “TEKPROBE” que se muestra en la Figura 4.6 encerrado en un círculo de color rojo, el cual consiste de

un cable y una terminal que lleva la salida del pre-amplificador y la entrada de alimentación, útil para usar en osciloscopios digitales de la misma marca. Como el pre-amplificador no se usa para conexión con un osciloscopio, es necesario utilizar una fuente de alimentación con este tipo de terminal. La fuente de alimentación corresponde al dispositivo que se señala en la Figura 4.6.

El modo de configuración que se utiliza es:

- Ganancia de 20 dB pues es el máximo nivel de ganancia.
- Frecuencia de corte del filtro paso-bajo de 100 kHz debido a que la frecuencia de interés es de 32 768 Hz.
- Entrada positiva: acoplamiento DC.
- Entrada negativa: acoplamiento GND; para “aterrizar” el blindaje metálico y una de las placas.

4.2.2 Depurador de señal y acoplador de impedancias

El depurador de señal y acoplador de impedancias es un circuito que se divide en las etapas que se muestran en la Figura 4.7. Las etapas del depurador se diseñan de acuerdo a las observaciones de las formas de onda y el espectro de frecuencias en la señal del receptor de campo. A continuación se describen cada etapa del depurador:

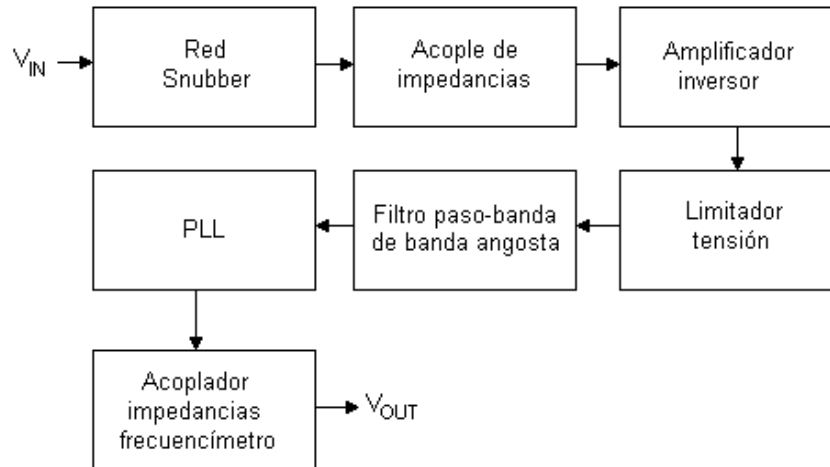


Figura 4.7 Diagrama de bloques del depurador y adaptador de señal.

a) **Red Snubber**

La red Snubber consiste de un circuito RC conectado en paralelo a la línea de entrada. Se implementa esta red debido a que se observó picos de tensión en la señal de salida del receptor de ondas en lapsos muy pequeños de tiempo. Este circuito es muy utilizado en electrónica de potencia para minimizar los “dv/dt” en algunos semiconductores como los triacs o los tiristores, por lo que se implementa para amortiguar variaciones bruscas de tensión en el circuito. Estas redes actúan como El circuito se diseña haciendo un equilibrio entre la amplitud de la señal de interés y la amortización de los transitorios de tensión, puesto que conforme se minimice los transitorios de tensión, la señal de interés es más atenuada.

En la señal de salida del receptor de ondas cuando se tenía uno de los cronómetros bajo prueba se observó en el peor de los casos que se daba una tensión de 0.1 V durante 10 μ s y que el nivel de la señal fue de 10 mV, por lo que se tiene:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{0.1V}{10\mu s}$$

$$V_s = 10mV$$

Se elige la resistencia de la red de Snubber en un valor de $100\ \Omega$ que en general es de un valor bajo y se estima la resistencia de entrada de la siguiente etapa en un valor de $1\ \text{K}\Omega$, por lo que:

$$R_s = 100\ \Omega$$

$$R = 1\ \text{k}\Omega$$

El valor del condensador se obtiene mediante la siguiente relación de la red de Snubber:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{0.632 * R * V_s}{C_s * (R + R_s)} \quad (5.1)$$

Despejando C_s :

$$C_s = \frac{0.632 * R * V_s}{\frac{dV}{dt} * (R + R_s)} = \frac{0.632 * 1\ \text{K}\Omega * 10\ \text{mV}}{\frac{0.1\ \text{V}}{10\ \mu\text{s}} * (1\ \text{K}\Omega + 100\ \Omega)} = 574\ \text{nF}$$

Por disponibilidad de componentes, se elige un valor para el condensador de Snubber de $300\ \text{nF}$, que consiste en dos condensadores de $150\ \text{nF}$ conectados en paralelo. El circuito final se muestra en la Figura 4.8.

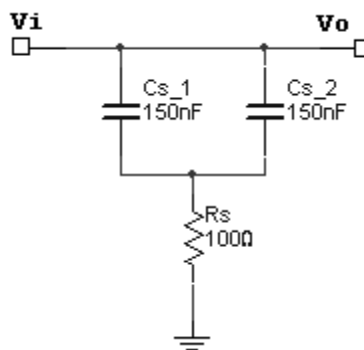


Figura 4.8 Red Snubber.

b) Acople de impedancias

Este circuito tiene el propósito de hacer un acople de impedancias entre el cable coaxial conectado entre el pre-amplificador diferencial y el amplificador inversor evitando de esta manera reflexiones de señales. Consiste de un condensador conectado en serie, el cual también tiene como función eliminar la componente DC y ruido de 60 Hz que se induce en el cable. Para obtener el valor del condensador se tiene la siguiente expresión:

$$X_C \ll Z_o \quad (5.2)$$

Donde X_C es la impedancia del condensador y Z_o corresponde a la impedancia de entrada de la siguiente etapa. De este modo:

$$X_C \leq \frac{Z_o}{20}$$

Utilizando la ecuación de la impedancia del condensador:

$$\frac{1}{2\pi f C} \leq \frac{Z_o}{20} \Rightarrow C \leq \frac{20}{2\pi f * Z_o}$$

Como se estima que la impedancia de entrada de la etapa del Amplificador Inversor es de 1 K Ω :

$$C \leq \frac{20}{2 * \pi * 32768 \text{ Hz} * 1 \text{ K}\Omega} = 97.14 \text{ nF}$$

De esta forma se elige un condensador de 10 nF.

c) Amplificador inversor

El amplificador inversor se muestra en la Figura 4.9. Es necesaria la implementación de este circuito debido a que no todos los cronómetros emiten igual radiación, por lo que el metrólogo cuenta con la posibilidad de ajustar la sensibilidad a la potencia de la señal mediante el potenciómetro que se muestra en la figura. Además para la siguiente etapa es necesario regular la amplitud de la señal de interés a un valor menor a 0.7 V (si es posible).

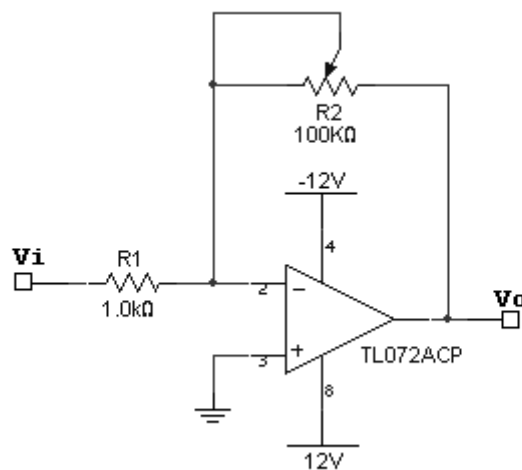


Figura 4.9 Amplificador inversor.

El circuito integrado que se utiliza corresponde al TL072A, el cual tiene dos amplificadores construidos a base de transistores JFET caracterizados por ser de bajo ruido y alta ganancia en lazo abierto.

La ganancia del amplificador está dado por:

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.3)$$

Por lo que la máxima ganancia posible es:

$$|G_{\max}| = \frac{100K\Omega}{1K\Omega} = 100$$

La resistencia de entrada del amplificador es dada por R_1 , por lo que se establece el valor de esta resistencia en $1K\Omega$ para cumplir con lo supuesto en los anteriores módulos.

d) Limitador de tensión

Este circuito tiene la función de limitar la potencia de los picos de tensión de la señal de entrada. El circuito funciona de modo que si la tensión de entrada sobrepasa el rango entre $0.7V$ y $-0.7V$, por la acción de los diodos la señal es recortada a la tensión de conducción del diodo. El circuito se muestra en la Figura 4.10.

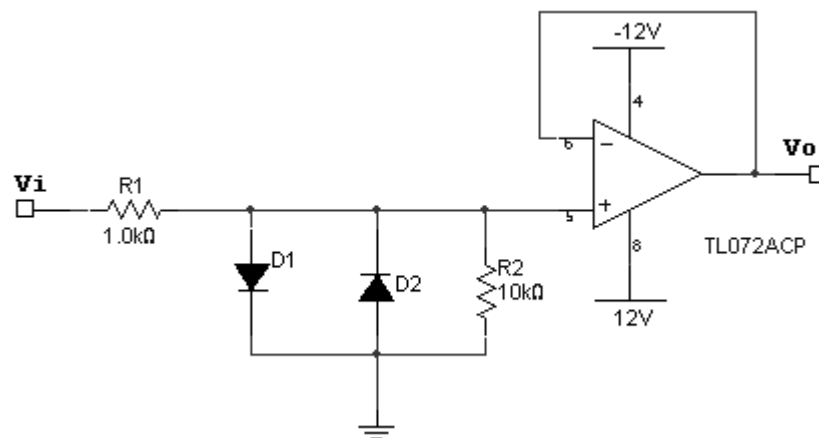


Figura 4.10 Circuito limitador de tensión.

Este circuito se implementa para equiparar la amplitud de la señal de interés con respecto de la amplitud de los picos de tensión, mediante la regulación del potenciómetro del amplificador inversor. Esto aumenta la potencia de la señal de interés con respecto de la potencia del tren de impulsos en el dominio de la frecuencia.

Se incorpora la resistencia R_1 para limitar la corriente del amplificador cuando alguno de los diodos entra en conducción. Por otra parte, se incluye un amplificador en modo seguidor de tensión para que la impedancia R_2 no interfiera con la siguiente etapa de filtrado.

e) Filtro paso-banda de banda angosta

El diseño de este filtro se basa en el filtro de Tschebyscheff, debido a que es el más selectivo de los tipos de filtros para un determinado orden, lo que implica que con una cantidad menor de componentes se puede lograr la misma selectividad que los otros tipos. Como la frecuencia de interés es de 32 768 Hz, se establece esta frecuencia como la frecuencia central de la banda pasante. Por otro lado se define los siguientes parámetros de diseño:

$$f_0 = 32768Hz$$

$$f_p^- = 32000Hz$$

$$f_p^+ = 33500Hz$$

$$f_a^- = 31300Hz$$

$$f_a^+ = 34300Hz$$

$$A_{\max} = 1dB$$

$$A_{\min} = 40dB$$

De este modo la selectividad es:

$$K = \frac{33500Hz - 32000Hz}{34300Hz - 31300Hz} = 0.5$$

$$\Rightarrow \frac{1}{K} = 2$$

El ancho de banda relativo es:

$$BW_R = \frac{f_p^+ - f_p^-}{f_0} = \frac{33500\text{Hz} - 32000\text{Hz}}{32768\text{Hz}} * 100 \approx 5\%$$

De los ábacos de obtención del orden de los filtros, teniendo en cuenta los datos $A_{\max} = 1 \text{ dB}$ a $A_{\min} = 40 \text{ dB}$, se obtiene para $1/K = 2$ un filtro de tercer orden. El esquema del circuito se establece en la Figura 4.11, en el que se tienen filtros paso-bajo y filtro paso-alto de segundo orden para formar un filtro paso-banda y un filtro paso-banda de ancho de banda angosta para mejorar la selectividad.

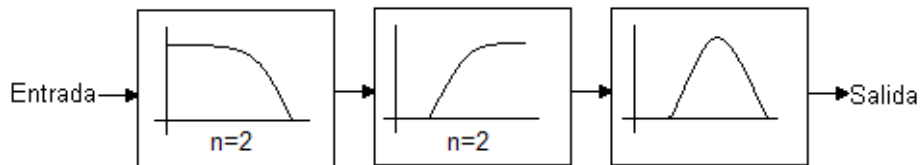


Figura 4.11 Esquema del filtro.

Filtro paso-bajo

El amplificador que se utiliza corresponde al circuito integrado LM741 por su disponibilidad en el laboratorio. Teniéndose como referencia el orden del filtro igual a 3, un ancho de banda del 10 % y una ondulación de 0.1 dB, se obtiene de los ábacos los siguientes coeficientes de Tschebyscheff para el filtro:

$$m = 0.0227$$

$$q = 38.9188$$

De esta forma se definen los valores para los componentes. El valor de R_0 se elige de forma arbitraria.

$$R_0 = R_1 = R_2 = 2.7\text{k}\Omega$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_c R_0} = \frac{1}{2 * \pi * 32768 * 2.7\text{k}\Omega} = 1.7989\text{nF}$$

$$C_1 = m * C_0 = 0.0227 * 1.7989\text{nF} = 40.835\text{pF}$$

$$C_2 = q * C_0 = 38.9188 * 1.7989nF = 70.011nF$$

Como se puede observar, es difícil conseguir condensadores con esos valores o incluso hacer combinaciones de ellos. Mediante simulaciones y verificación de la respuesta en frecuencia, se implementa el circuito de la Figura 4.12.

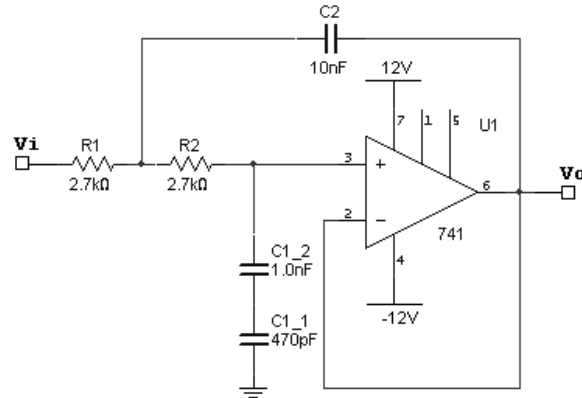


Figura 4.12 Circuito filtro paso-bajo.

Filtro paso-alto

Los mismos coeficientes que se utilizaron en el filtro paso-bajo se usan para estimar los componentes de este filtro. De esta forma los valores de los componentes son:

$$C_0 = C_1 = C_2 = 2.2nF$$

$$R_0 = \frac{1}{2\pi f_c C_0} = \frac{1}{2\pi * 32768Hz * 2.2nF} = 2.2077K\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_0}{m} = \frac{2.2077K\Omega}{0.0227} = 97.25K\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_0}{q} = \frac{2.2077K\Omega}{38.9188} = 56.726\Omega$$

De la misma forma que se observó en el filtro anterior, no existen componentes o combinaciones con esos valores. Por otro lado se utiliza el circuito integrado TL072A como amplificador, que tiene una mayor ganancia de lazo

abierto e introduce menos ruido. Se implementa el circuito en simulaciones y circuito real modificando los valores de los componentes hasta obtener una respuesta en frecuencia deseada. El circuito se muestra en la Figura 4.13.

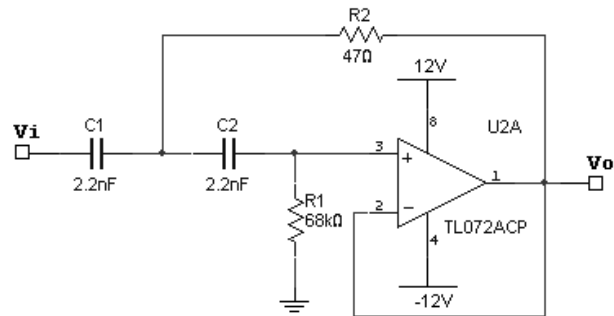


Figura 4.13 Circuito filtro paso-alto.

Filtro paso-banda de banda angosta con multiplicador de Q

El filtro de banda angosta correspondió en un primer plano al circuito paso-banda, pero como se necesita un ancho de banda relativo aproximado del 10% podría hacer que el filtro tenga características de inestabilidad. Por lo anterior se implementa el filtro con multiplicador de Q para elevar el factor de calidad y por ende reducir el ancho de banda sin que sea inestable.

Los parámetros de diseño son:

$$f_0 = 32768\text{Hz}$$

$$BW = 500\text{Hz}$$

$$Q_{\text{filtro}} = 10$$

$$C = 2.2\text{nF}$$

$$A_r = 1$$

De esta forma los valores de los componentes se calculan:

$$Q_{\text{total}} = \frac{f_0}{BW} = \frac{32768\text{Hz}}{500\text{Hz}} = 65.536$$

$$R_2 = \frac{Q_{filtro}}{\pi * f_0 C} = \frac{10}{\pi * 32768 \text{Hz} * 2.2 \text{nF}} = 44.15 \text{K}\Omega$$

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2} = 22.07 \text{K}\Omega$$

$$R_{1b} = \frac{R_{1a}}{2Q_{filtro}^2 - 1} = \frac{22.07 \text{K}\Omega}{2 * 10^2 - 1} = 111 \Omega$$

$$\beta = 1 - \frac{Q_{filtro}}{Q_{total}} = 1 - \frac{10}{65.536} = 0.847412$$

$$R_4 = 10 \text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_4}{\beta} = \frac{10 \text{K}\Omega}{0.847412} = 11.8 \text{K}\Omega$$

$$R_5 = \frac{R_4}{(1 - \beta)A_r} = \frac{10 \text{K}\Omega}{(1 - 0.847412)} = 65.5 \text{K}\Omega$$

El circuito final se muestra en la Figura 4.14, la cual se implementan las resistencias R_5 y R_{1b_2} como potenciómetros para realizar los ajustes manuales de ganancia y frecuencia central respectivamente.

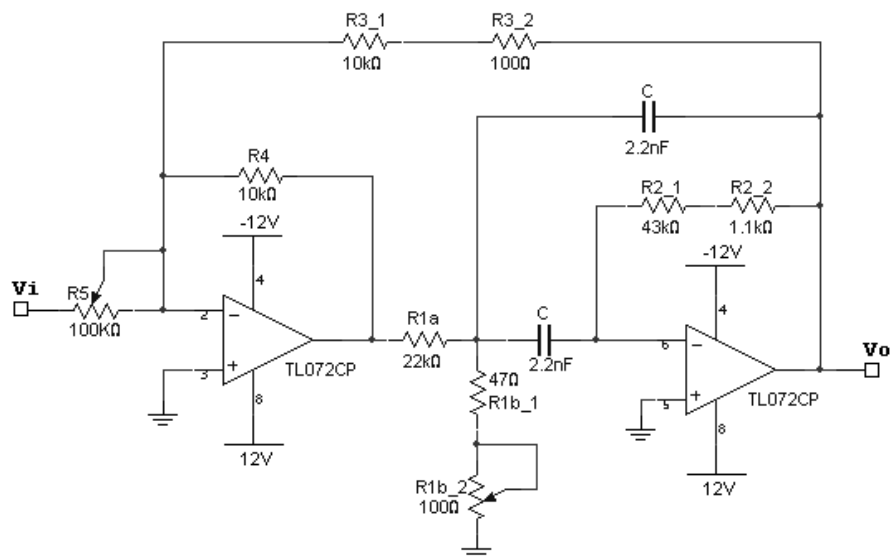


Figura 4.14 Circuito multiplicador del factor de calidad del filtro paso-banda.

f) PLL

El PLL se implementa con el propósito de neutralizar las variaciones de tensión en la salida de los filtros, además que disminuye el efecto del ruido en la señal de salida. Por otro lado, minimiza el efecto de los transitorios de frecuencia debido al tren de impulsos en el dominio de la frecuencia. El circuito se muestra en la Figura 4.15, en el que se utiliza el circuito integrado NE567 en configuración de PLL.

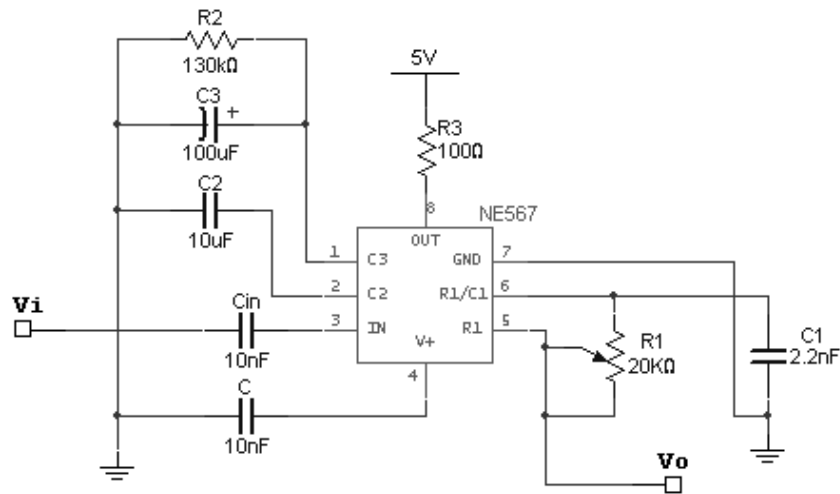


Figura 4.15 Configuración del PLL.

Los valores de R_3 , R_2 , C_{in} y C son valores recomendados por el fabricante. R_2 se puede conectar a 5 V ó 0 V de acuerdo a si se requiere poca sensibilidad o alta sensibilidad de la tensión de entrada respectivamente según el fabricante. Se selecciona alta sensibilidad, ya que se necesita que el PLL se pueda enganchar a señales muy bajas. R_1 y C_1 se obtienen de la siguiente manera:

Despejando R_1 de la ecuación 3.36:

$$R_1 = \frac{1}{1.1 * f_n C_1}$$

C_1 se selecciona arbitrariamente y la frecuencia natural del PLL en 33 KHz:

$$C_1 = 2.2nF$$

$$R_1 = \frac{1}{1.1 * 33KHz * 2.2nF} = 12.61K\Omega$$

Por lo que se selecciona un potenciómetro de 20 KΩ para realizar ajustes manuales.

El valor de C_2 se selecciona con el motivo de seleccionar la menor banda de enganche posible alrededor de la frecuencia natural. Se selecciona un valor de 10 μF.

C_3 determina la inmunidad a los transitorios de frecuencia. Conforme C_3 sea mayor, el PLL es más inmune a las transiciones esporádicas, pero tiene la desventaja que hay un mayor tiempo para que el PLL enganche. Las hojas de datos del fabricante expresa que $C_3 \gg C_2$, por lo que se selecciona un valor para C_3 de 100 μF.

g) Acoplador de impedancias del contador de frecuencias

Este circuito consiste de un seguidor de tensión y una resistencia en serie de 50 Ω como se muestra en la Figura 4.16.

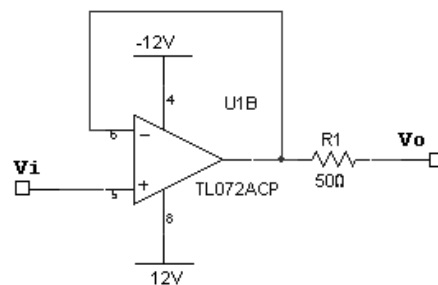


Figura 4.16 Acoplador de impedancias.

El circuito realiza un acople de impedancias con el contador configurado para tener una resistencia de entrada de 50 Ω, por lo que evita reflexiones de señal. Además es necesario la implementación de un seguidor de tensión para

evitar el cambio de la frecuencia natural del PLL y así impedir el desenganche de la señal dada por el filtrado.

El módulo de depurador de señal y acoplador de impedancias es montado en un circuito impreso para minimizar capacitancias parásitas que existen en la proto-board y el efecto del ruido. El diseño se puede observar en la Figura 4.17. Además se agregaron componentes como condensadores en la entrada de alimentación para disminuir el efecto de señales de alta frecuencia. Por otro lado se incluyen conectores tipo BNC y fusibles en la entrada de alimentación. Este circuito se acondiciona y se implementa en un chasis de CD-ROM (material de desecho reciclado) como se muestra en la Figura 4.18.

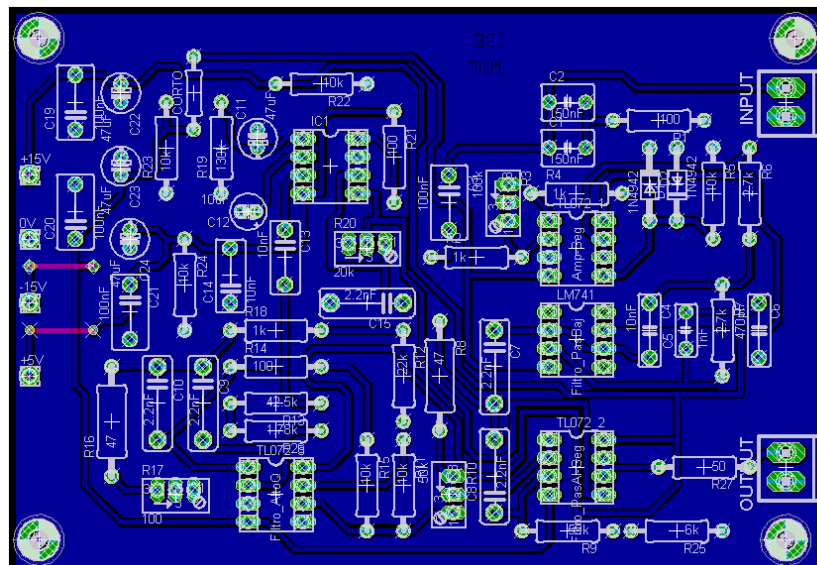


Figura 4.17 Vista del diseño del módulo depurador y acondicionador de señal en circuito impreso.

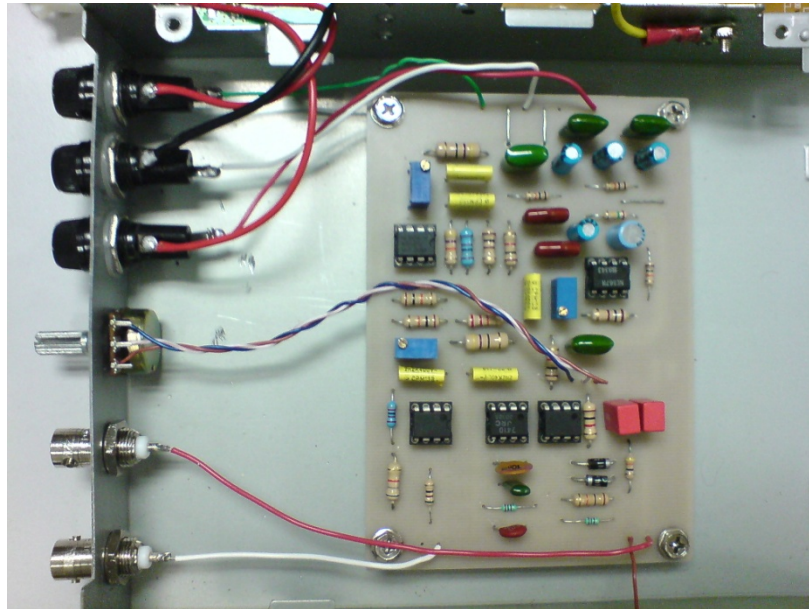


Figura 4.18 Vista superior del módulo depurador de señal y acoplador de impedancias.

4.2.3 Contador de frecuencias Agilent 53181A

El contador de frecuencias o frecuencímetro es un instrumento que cuenta con características muy útiles en el proceso de medición de una señal.

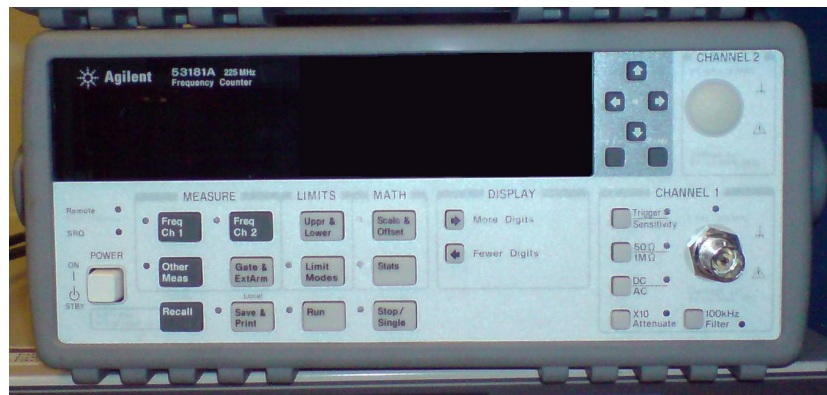


Figura 4.19 Contador de frecuencias Agilent 53181A.

Este instrumento puede mostrar características específicas de la señal como la frecuencia, el periodo, el nivel más alto y más bajo de tensión. Además tiene la capacidad de mostrar hasta 11 dígitos de la variable en medición, por lo que lo hace apto para realizar mediciones con muy baja incertidumbre. Este

instrumento necesita de una señal de referencia para realizar la medición en la señal de interés. Esta referencia puede ser interna, como la señal procedente de un oscilador de cuarzo que posee internamente o una señal externa, como la señal de 10 MHz del oscilador de cesio mostrado en la Figura 4.20.



Figura 4.20 Vista frontal del oscilador de cesio.

El instrumento al ser activado, detecta si existe una señal en la entrada de referencia y automáticamente la utiliza para realizar mediciones. En caso de no haber una señal en la entrada externa, utiliza la señal de su oscilador de cuarzo como referencia.

Este instrumento cuenta con dos puertos de entrada y salida, las cuales corresponden a GPIB y RS-232. La interfaz GPIB es utilizada para la comunicación bidireccional del instrumento con otros instrumentos o un controlador general de la conexión, que generalmente es una computadora tipo PC. El puerto RS-232 es normalmente utilizado para la conexión con una impresora utilizada para imprimir resultados de mediciones.

El instrumento cuenta con diferentes configuraciones para la señal de entrada, las cuales pueden ser controladas desde el panel frontal o mediante el envío de instrucciones por el puerto (el panel se desactiva excepto el botón de encendido). Estas configuraciones corresponden al nivel de disparo ("TRIGGER"), impedancia de entrada, tipo de acople, nivel de atenuación, activación o desactivación del filtro paso-bajo y el tiempo de medición de la señal para la emisión del resultado ("GATE TIME").

4.2.4 Protocolo de comunicación GPIB

El protocolo de comunicación GPIB (“General Purpose Interface Bus”) consiste de un estándar de interconexión en instrumentos de medición y una computadora. Estos instrumentos pueden ser osciloscopios, multímetros, frecuencímetros, generadores de funciones, entre otros. En 1965 fue creado por la compañía Hewlett-Packard como un puerto para la comunicación de la computadora y sus instrumentos, el cual fue nombrado en primera instancia como HP-IB, pero debido a ciertas características como su alta velocidad de transferencia de información de 8 MB/s se populariza. Como muchos fabricantes de instrumentos empezaron a implementar este puerto en sus instrumentos de forma dispersa, surgieron problemas de compatibilidad al realizar conexiones entre instrumentos de diferentes marcas. Para mitigar el problema se toma un acuerdo entre varios fabricantes en estandarizarlo en el protocolo GPIB en 1975 (IEEE 488.1) en cuanto a características eléctricas y mecánicas. En 1987 se realiza una segunda estandarización (IEEE 488.2) enfocándose en la programación del bus.

Estructura de un sistema GPIB

La estructura de un sistema GPIB consiste de la conexión de varios instrumentos de medición y un controlador general (normalmente la tarjeta del controlador GPIB de la computadora) a un único bus de datos. En este tipo de sistema, existe un grado de libertad en la configuración topológica del bus, basándose en configuraciones lineales y en estrella como se muestran en la Figura 4.21 [23].

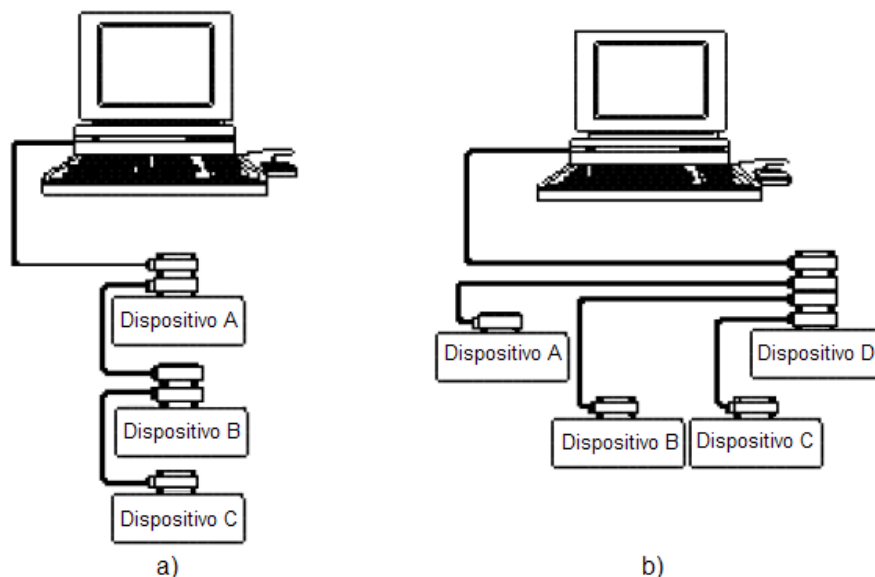


Figura 4.21 Conexiones de sistemas GPIB. a) Distribución lineal. b) Distribución en estrella.

Cada instrumento debe tener un dirección GPIB para poderse comunicar y puede tomar diferentes posiciones como emisor (“talker”) o receptor (“listener”), de igual manera el controlador tiene una dirección. En este tipo de sistemas, para la comunicación entre un instrumento y otro, el controlador general tiene la función de fiscalizar el flujo de información sobre el bus, de modo que si un instrumento necesita emitir algún dato a otro instrumento, debe solicitar la autorización al controlador. El controlador verifica si es posible comunicarse con el otro instrumento y de ser posible, otorga el permiso al emisor para realizar el enlace con el instrumento receptor. La comunicación entre un instrumento y un controlador es más sencilla debido a que el controlador solo necesita la dirección del instrumento y es más directa.

Los conectores y cables típicos del puerto GPIB se muestran en la Figura 4.22 [23], El bus de datos GPIB consta de 8 bits en paralelo y se utiliza lógica negativa en niveles TTL (verdadero si la tensión es menor a 0.8 V y falso si la tensión es mayor a 2 V).

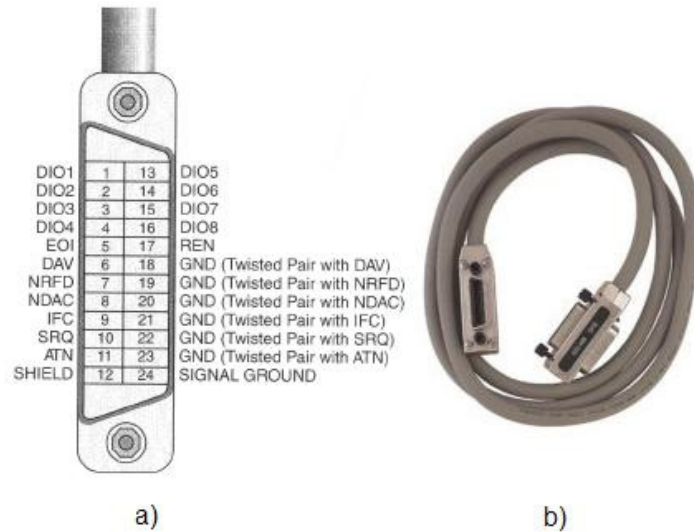


Figura 4.22 Conectores GPIB. a) Distribución de pines. b) Aspecto físico.

El bus se constituye de 24 pines, repartidos de la siguiente forma:

- 5 líneas para control en la transmisión de comandos (ATN, IFC, REN, SRQ y EOI).
- 3 líneas para el control asíncrono de la comunicación (NRFD, NDAC y NRDAV).
- 8 líneas para la transmisión de datos (DIO1-DIO8).
- El resto corresponden a tierras de las diferentes líneas.

Para un buen desempeño en el funcionamiento de un sistema GPIB, se tienen las siguientes reglas:

- Máxima cantidad de 15 dispositivos conectados en un mismo bus.
- Separación máxima de 4 m entre dos dispositivos y separación promedio menor a 2 m en todo el sistema.
- Longitud del sistema no debe exceder 20 metros.

La mayoría de las computadoras no poseen puerto GPIB debido a que es casi exclusivo para control de instrumentos. Por el contrario, casi todas las

computadoras poseen puertos USB debido a que es la interfaz más utilizada para comunicación con periféricos. Este adaptador permite realizar el control sobre cualquier instrumento dotado del puerto GPIB a partir de cualquier computadora que cuente con puerto USB. El adaptador se muestra en la Figura 4.23. Este adaptador permite la conexión simultánea de hasta 127 dispositivos en un solo puerto, con una velocidad de transferencia de datos de 60 MB/s.



Figura 4.23 Adaptador GPIB-USB tipo B.

4.3 Descripción detallada del software

El software fue desarrollado en el lenguaje de programación LabVIEW de National Instruments. LabVIEW es una plataforma basada en programación gráfica, por lo que la estructura de programas se basa en elementos llamados “Instrumentos Virtuales”, lo que permite una fácil visualización y síntesis de la programación. LabVIEW permite diseñar programas con interfaces de usuario mediante una consola interactiva enlazada con el software creado. Este lenguaje es especializado para el desarrollo de software en sistemas de control, instrumentación y adquisición de datos. LabVIEW a la vez tiene herramientas compatibles con otros programas de otras áreas de aplicación como Matlab y Excel. También posee una gran integración con hardware, como tarjetas de medición, adquisición y procesamiento de datos.

Como el lenguaje de programación se basa en la implementación de instrumentos virtuales, la realización del software se basa en el diseño modular, en donde cada módulo se refiere a un instrumento virtual. De esta forma, se diseñan módulos o instrumentos virtuales con funciones específicas y se integran en el software final. A continuación se presentan los módulos más importantes en el software.

4.3.1 Módulo contador

Este módulo tiene la función de realizar el enlace entre el programa principal y el contador de frecuencia. La estructura de programación sobre un sistema GPIB se muestra en la Figura 4.24.

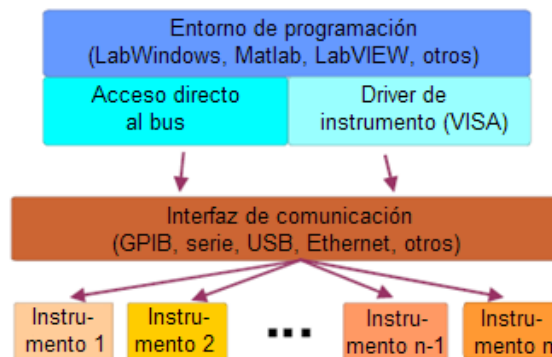


Figura 4.24 Estructura de programación en GPIB.

De este modo, el entorno de programación realiza el enlace con el instrumento a través de drivers del instrumento. Estos drivers se encargan del manejo, configuración y comunicación sobre el puerto de una forma transparente ante el programador. El control sobre los drivers se realiza mediante instancias e instrucciones de alto nivel. En el caso de LabVIEW, el driver que se utiliza es estandarizado, el cual corresponde a VISA (“Virtual Instruments Software Architecture”), un convenio entre Agilent y National Instruments para acceder a los instrumentos de la misma forma independientemente de la interfaz física desde el lenguaje de programación. La forma de realizar la instancia al instrumento, es mediante su dirección GPIB, sin embargo mediante el lenguaje de programación

se puede asignar un alias alfanumérico más descriptivo para una mayor facilidad de manipulación.

Las entradas de este módulo son:

- Dirección GPIB del instrumento.
- Instrucción a enviar al instrumento.

Las salidas del módulo son:

- Lectura del Buffer del instrumento.
- Conversión numérica del instrumento
- Errores presentados en la comunicación.

El diagrama de flujo del módulo contador se muestra en la Figura 4.25.

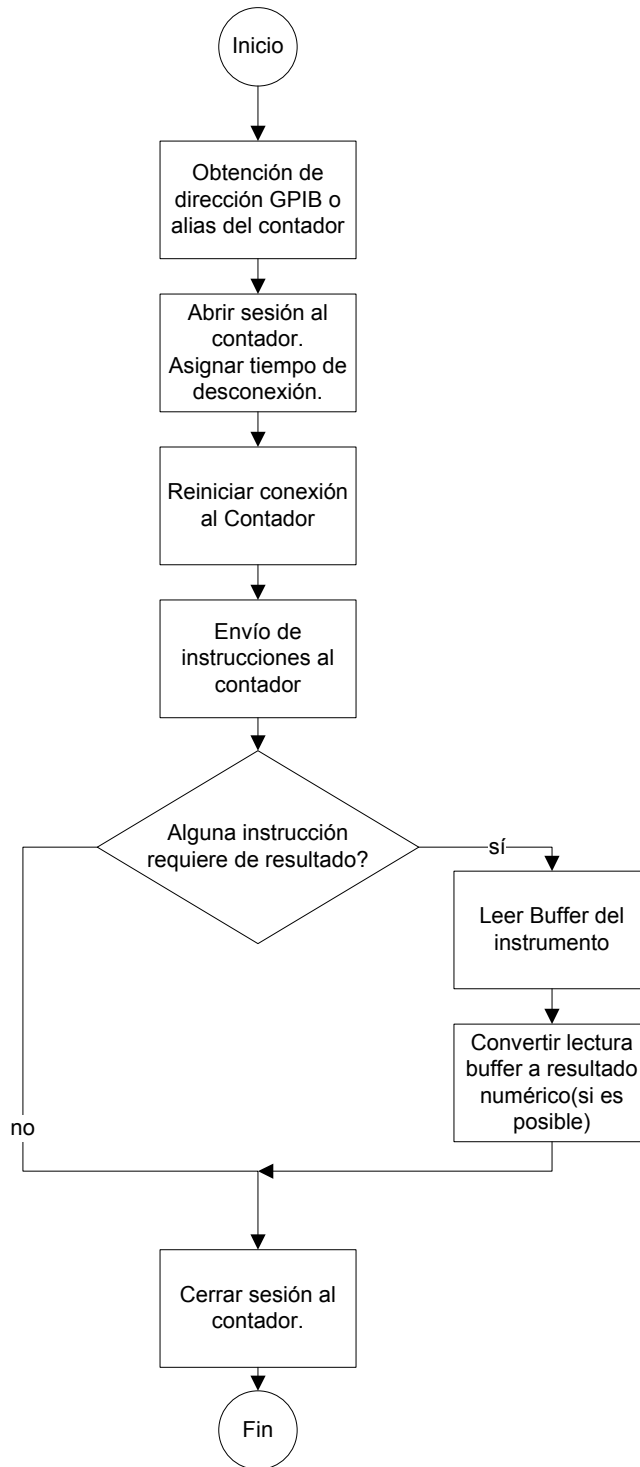


Figura 4.25 Diagrama de flujo del módulo contador.

El usuario selecciona el instrumento mediante la dirección GPIB o el alias. La dirección GPIB del contador de frecuencias por defecto es la dirección 3, pero

se le asigna dentro del programa el alias "Agilent_53181A". Luego se abre la sesión VISA al instrumento y se pone un tiempo de desconexión de 10 000 ms. Se envía al contador instrucciones de control del estándar IEEE-488.1 para que inicialice la conexión de modo que reciba instrucciones de operación y envíe resultados si la instrucción lo requiere. De este modo, si la instrucción posee un símbolo "?", es que se requiere de un resultado, por lo que se lee el buffer del puerto GPIB del contador. En caso de que se requiera un valor numérico, es necesario convertir la lectura del buffer a un número, ya que la lectura del buffer corresponde a una cadena de caracteres.

4.3.2 Módulo escritura de datos en un archivo Excel

LabVIEW posee herramientas que permite realizar el control sobre un archivo creado por Excel. El contorno de programación posee un control llamado ActiveX utilizado para manipular programas de computadora desde LabVIEW de forma automatizada. Esto permite realizar la manipulación de datos y mediciones del cronómetro sobre una plantilla creada para emitir sus calibraciones.

Las entradas al módulo son las correspondientes:

- Visibilidad (en caso que se desee la visibilidad del archivo Excel).
- Dirección y nombre del archivo de Excel.
- Número de hoja a modificar.
- Arreglo de celdas a modificar.
- Arreglo de datos a introducir en las celdas.
- Tarea de salida: guardar cambios y cerrar Excel ó guardar cambios y dejar Excel en ejecución.

La única salida corresponde a errores en la ejecución del módulo. El diagrama de flujo se muestra en la Figura 4.26.

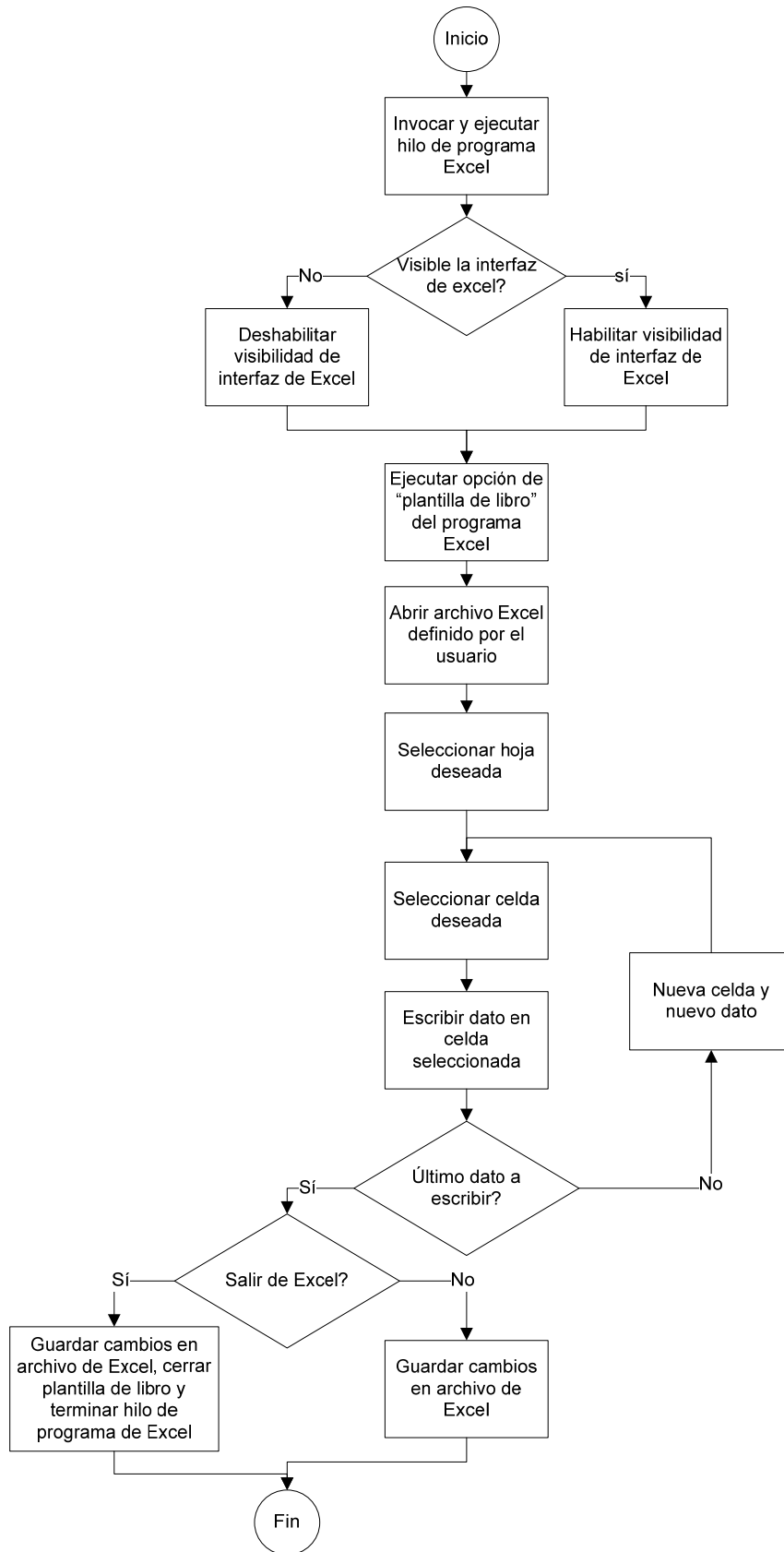


Figura 4.26 Diagrama de flujo del módulo escritura de datos en un archivo Excel.

Este módulo recibe la dirección y el nombre del archivo del archivo Excel que se requiere modificar. En este punto, se ejecuta el programa Excel como un hilo de programa en el sistema operativo y se abre el archivo especificado mediante los comandos de ActiveX integrados en LabVIEW. Luego se selecciona la hoja deseada. El módulo recibe por otro lado dos arreglos, uno de datos y otro de celdas, en las que se requiere escribir los datos, por lo que después de seleccionar la hoja se seleccionan cada una de las celdas y se escriben los datos. Luego se guardan los cambios del archivo en el disco duro y se termina el hilo de programa Excel si se requiere.

Por otro lado, el módulo es dividido en sub-módulos, ya que en otra sección del programa principal se necesitan guardar datos de forma reiterada. Al utilizarse este módulo para guardar mediciones, se tendría que ejecutar todo el programa de forma reiterada, por lo que se tendría que hacer muchos accesos al disco duro de forma innecesaria, lo que haría un pésimo uso de recursos de la computadora. En cambio al utilizar la división en sub-módulos, se ejecutan de forma repetida únicamente los sub-módulos que guardan los datos en las celdas seleccionadas y una única vez los sub-módulos de ejecución y salidas del hilo de programa y guardado de cambios del archivo al disco duro.

4.3.3 Estructura del software final

La aplicación está dividida en cinco grandes bloques que se relacionan según el diagrama de flujo que se muestra en la Figura 4.27, las cuales son:

- Adquisición de información acerca del cronómetro.
- Inicialización del contador de frecuencias.
- Toma de mediciones y cálculos de desviación de frecuencia, frecuencia promedio e incertidumbre de medición.
- Visualización del informe de calibración.
- Impresión del informe de calibración.

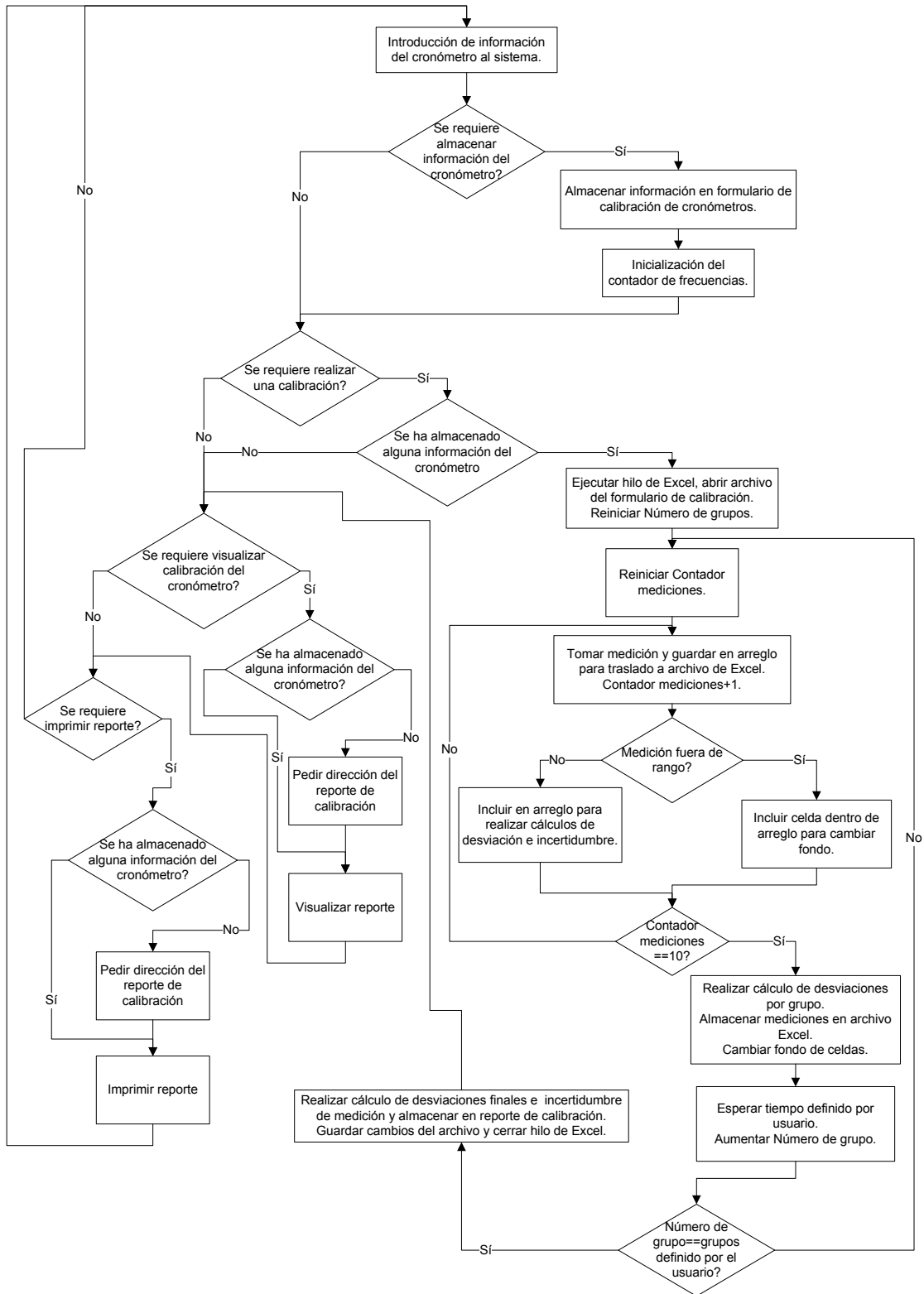


Figura 4.27 Diagrama de flujo del software.

archivo Excel” y habilita la inicialización del contador de frecuencias y la calibración del cronómetro.

4.3.3.2 Inicialización del contador de frecuencias

En este bloque se inicializa el contador de frecuencias al enviar instrucciones mediante el módulo “Contador”. Los comandos corresponden al set de instrucciones de tipo SCPI, las cuales se utilizan según el tipo de instrumento. Se pueden enviar más de una instrucción en una sesión de comunicación; la separación de las instrucciones se realizan por medio del punto y coma (;). A continuación se explica el significado de cada una de las instrucciones que se utilizaron:

- 1- :INPut:COUPling AC. Modo de acoplamiento en la entrada de tipo AC.
- 2- INPut:ATTenuation 1. Atenuación en la entrada de 1X.
- 3- :INPut:FILTer ON. Habilitar el filtro paso-bajo de frecuencia de corte de 100 KHz.
- 4- :EVENT:LEVel:AUTO ON. Nivel de disparo en configuración automática.
- 5- FREQUency:ARM:STOP:TIMer 3 s. Visualización de la frecuencia en la pantalla cada 3 s.
- 6- INPut:IMPedance 50 OHM. Configuración en la impedancia de entrada de 50 Ω .

4.3.3.3 Toma de mediciones y cálculos de desviación de frecuencia, frecuencia promedio e incertidumbre de medición

Este bloque está compuesto por tres partes, las cuales se presentan a continuación:

Preparación del archivo de Excel

En esta parte se prepara el archivo de Excel para guardar las mediciones y los cálculos. Esto se hace para ejecutar una vez el hilo del programa Excel, cargar a memoria RAM el archivo el formulario de calibración de cronómetros y dejarlo listo para la inclusión de mediciones cada vez que se toma un grupo de 10 mediciones. Se hace uso de los sub-módulos mencionados del módulo “Escritura de datos en un archivo Excel”.

Toma de mediciones y cálculo de frecuencia promedio y desviaciones

En esta sección se realiza una cantidad definida de grupos de muestras. Cada grupo está conformado por 10 mediciones de frecuencia. La cantidad de grupos es un número que puede elegir el usuario o dejarlo indefinidamente. En caso de dejarlo de forma indefinida, se elige una cantidad de 65 536 grupos, debido a que es la máxima cantidad de filas de datos que puede almacenar un archivo de Excel.

La medición se obtiene al enviar la instrucción “:measure:freq? 32768 HZ,1e-6 HZ”, por medio del módulo “Contador”. Esta instrucción le indica al contador que la frecuencia a medir está alrededor de 32 768 Hz y que la resolución del resultado es de 1×10^{-6} Hz. Al obtenerse el resultado, se examina que la máxima desviación de frecuencia sea de ± 0.5 Hz. Si el valor no está dentro del rango (entre 32 767.5 Hz y 32 768.5 Hz) el resultado no se toma en cuenta en el cálculo final pero si se guarda en las mediciones en el reporte. Estos valores se pueden presentar por variaciones inesperadas en las lecturas de frecuencia y es evidente que se deben a desenganches del circuito PLL por algún ruido o bajo nivel de la señal. Además se guarda la celda del resultado en un arreglo que determina las celdas a cambiar de fondo como prevención al metrólogo. Conforme se tomen nuevas mediciones, se grafican en la interfaz de usuario los valores de frecuencia por grupo y las desviaciones de cada grupo. Además cada vez que se obtenga un grupo de frecuencias, se obtiene la fecha y la hora de la computadora

para guardarlos en el reporte de calibración junto al grupo. También se calculan la desviación de frecuencia, frecuencia promedio y tiempo de atraso o adelanto en 24 horas con todas las frecuencias acumuladas.

Cálculo de incertidumbre de medición

El cálculo de la incertidumbre de medición se obtiene a partir de las diferentes incertidumbres que están presentes en la medición. Esta sección del cálculo de incertidumbres se implementa a partir de módulos como se muestra en la Figura 4.29.

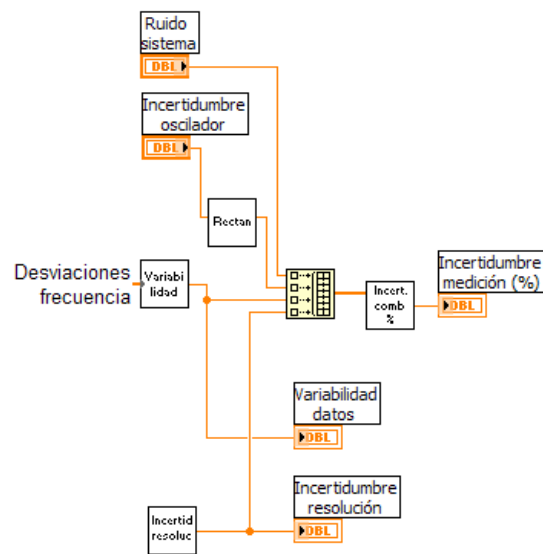


Figura 4.29 Estructura del cálculo de incertidumbre de medición.

A continuación se describen los módulos utilizados.

Rectan

Este módulo tiene la función de convertir la especificación dada por el fabricante del oscilador de cesio como una distribución uniforme o rectangular (+/- un valor especificado) en una incertidumbre de medición, dividiendo el valor de la distribución uniforme entre raíz cuadrada de 3.

Incertidumbre de resolución

Este módulo posee la característica de obtener la incertidumbre a partir de la resolución de las mediciones de frecuencia (el dígito menos significativo del dato generado por el contador de frecuencia) a través de la distribución de probabilidad rectangular.

Variabilidad

Este módulo obtiene la variabilidad de las mediciones a partir de su desviación estándar. Para esto se utiliza el arreglo de las desviaciones de frecuencia y la ecuación A.7 del apartado Apéndices. Según la ecuación, la variabilidad depende del factor de distribución inversa de T-Student, por usarse un número limitado de muestras. Este factor se obtiene a partir del módulo que se muestra en la Figura 4.30. Como se puede observar, el factor se obtiene a partir de una tabla de valores [1] que dependen de los grados de libertad de las mediciones. Si la cantidad de muestras del arreglo se encuentra entre dos valores de los grados de libertad de la tabla, se toma el factor de acuerdo al menor grado de libertad.

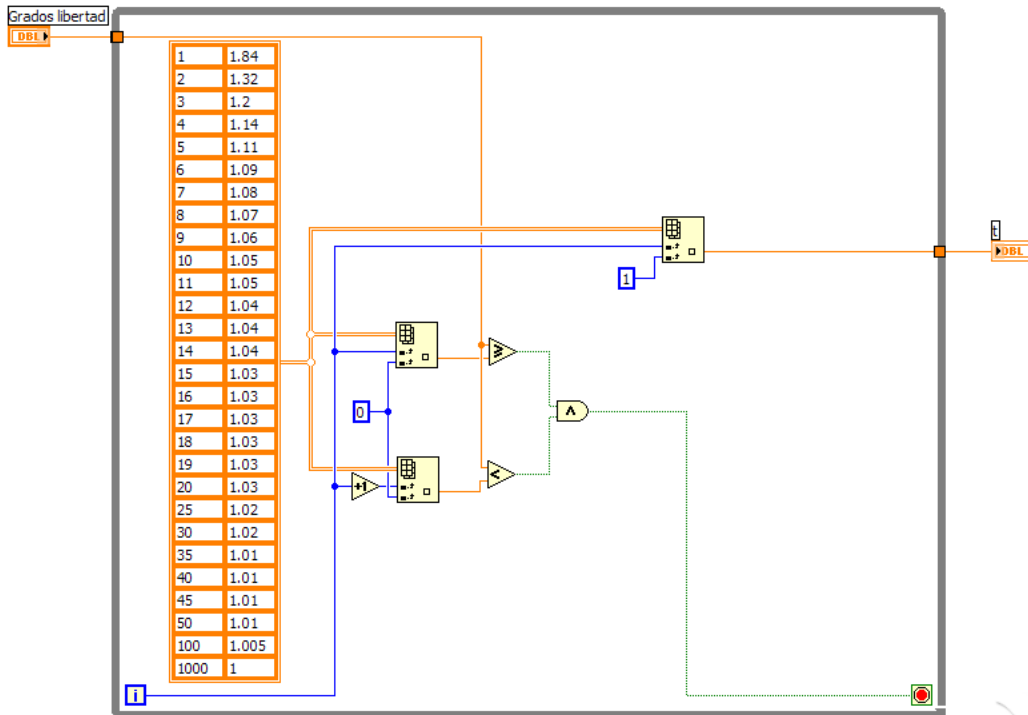


Figura 4.30 Diagrama bloque de segundo nivel del módulo de distribución de probabilidad inversa t-student.

Incertidumbre compuesta

Este módulo obtiene la incertidumbre de medición al obtener la incertidumbre compuesta a partir de las incertidumbres parciales, como la raíz cuadrada de la suma de las componentes al cuadrado, extendida a un 95.45 % de nivel de confianza.

4.3.3.4 Visualización del reporte de calibración

Este bloque se ejecuta al oprimir el botón llamado “Generar Reporte” en la interfaz de usuario. De este modo, se ejecutan los sub-módulos mencionados en “Escritura de datos en un archivo Excel” de “Ejecutar Excel” con la visibilidad activa y “Abrir Excel” para abrir el reporte.

4.3.3.5 Impresión del reporte de calibración

Este módulo envía el reporte de calibración a una impresora predeterminada. Este módulo hace uso de la función de impresión de Excel a través del control ActiveX. De este modo su entrada corresponde al archivo de Excel que desea imprimir y su salida corresponde a los errores presentados en la impresión.

Capítulo 5: Análisis de resultados

5.1 Jaula de Faraday y Receptor de campo eléctrico

El blindaje metálico del receptor de campo eléctrico sirve como jaula de Faraday atenuando las señales de campo eléctrico externo al blindaje en la inducción de las placas paralelas. Para verificar su funcionamiento, se realizan dos pruebas: una consiste en verificar la señal que se induce en las placas paralelas estando el blindaje abierto y la otra cuando está cerrado, sin ningún objeto en medio de ellas. Para esto se conecta la entrada del pre-amplificador diferencial a los conectores del blindaje y la salida a un osciloscopio. La Figura 5.1 muestra la fotografía de la pantalla del osciloscopio cuando el blindaje estuvo abierto, mientras que la Figura 5.2 muestra la imagen de la pantalla del osciloscopio cuando el blindaje estuvo cerrado.

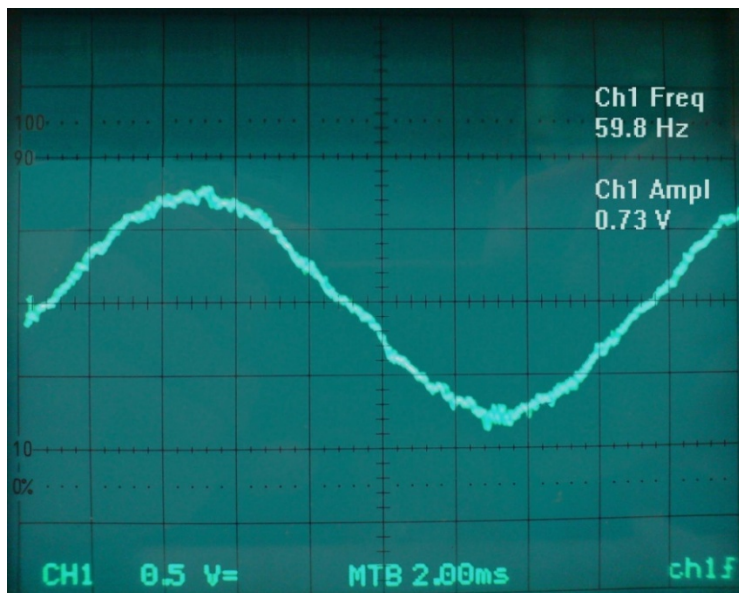


Figura 5.1 Señal generada por el condensador de placas paralelas cuando el blindaje estuvo abierto.

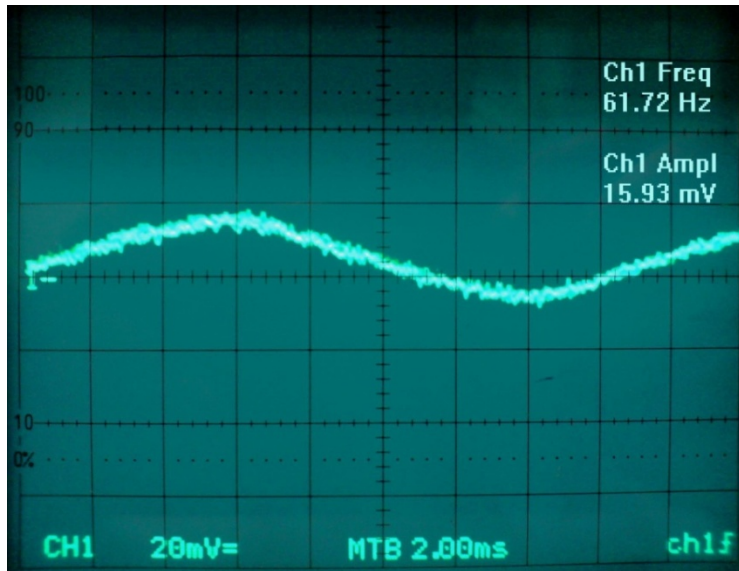


Figura 5.2 Señal generada por el condensador de placas paralelas cuando el blindaje estuvo cerrado.

Se puede observar en ambas figuras, que se da la inducción de señales externas a la jaula, solo que la señal con mayor potencia corresponde a la que posee la frecuencia de 60 Hz, puesto que las otras señales se presentan como armónicas que forman pequeñas variaciones de tensión (rizado) sobre la onda de frecuencia de 60 Hz. El blindaje al estar abierto, la amplitud de la señal de 60 Hz en la salida del amplificador es de 0.73 V, mientras que si el blindaje se cierra, la amplitud baja a 15.93 mV. La atenuación que realiza la jaula, por lo menos para la señal de 60 Hz, se obtiene como:

$$Att_{abs} = \frac{0.73V}{15.93mV} = 45.82$$

$$Att_{dB} = 20 * \log(45.82) = 33.22dB$$

Lo que implica que el blindaje metálico sí atenúa las señales externas, pues la potencia de la señal de 60 Hz se disminuye en 33.222 dB.

Por otro lado, se realizaron experimentaciones con un cronómetro del laboratorio y un reloj digital. Estas experimentaciones se realizan para obtener las señales relacionadas con el campo eléctrico que se induce en las placas y de esta

forma tomar consideraciones del diseño de la etapa del filtrado. Los dispositivos utilizados se muestran en la Figura 5.3.

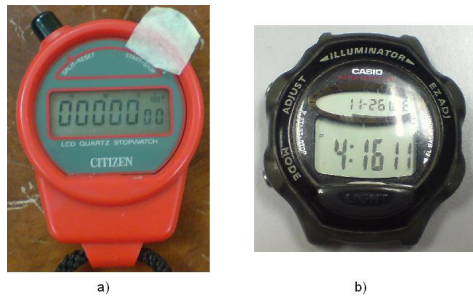


Figura 5.3 Cronómetro utilizado en el diseño de la etapa del filtrado

En la Figura 5.4 se muestra la señal de salida del amplificador al colocarse el cronómetro en medio de las placas conductoras.

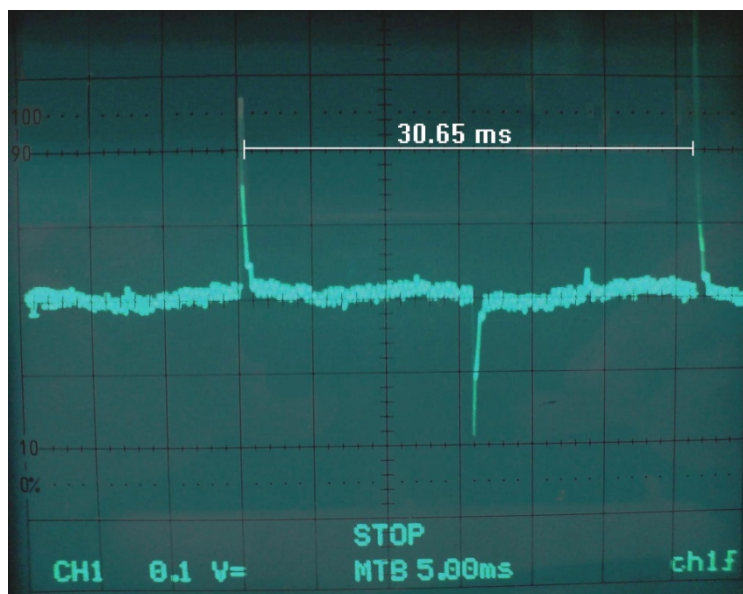


Figura 5.4 Señal inducida en las placas paralelas al colocarse el cronómetro del laboratorio en el condensador.

En la Figura 5.5 se muestra la misma señal, solo que a una escala de tensión de 20 mV/div y tiempo de 1 ms/div.

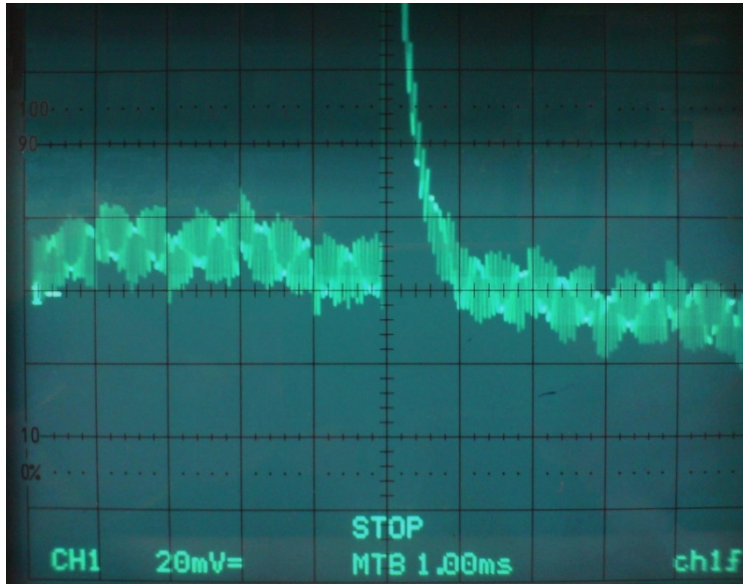


Figura 5.5 Fotografía de la salida del pre-amplificador al colocarse el cronómetro del laboratorio en el condensador.

Las Figuras 5.6 y 5.7 corresponden a señales que se generaron al colocar el reloj digital en medio de las placas.



Figura 5.6 Señal generada a partir del reloj digital.

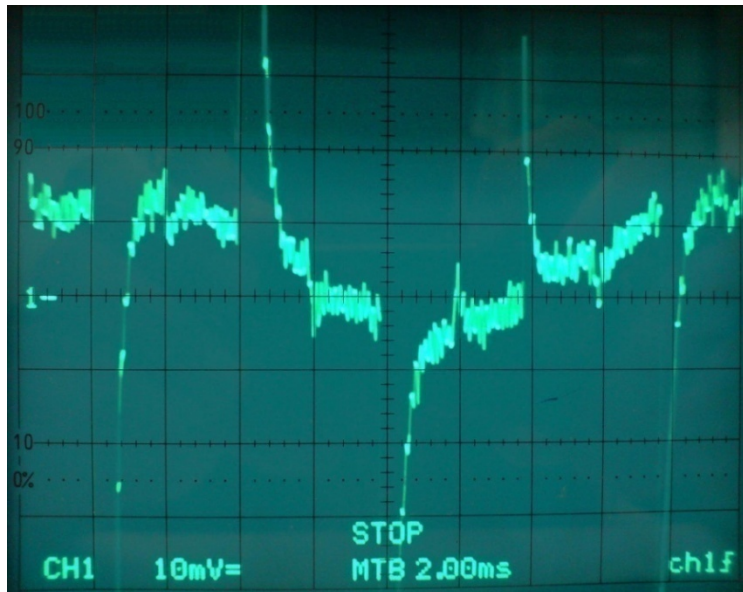


Figura 5.7 La misma señal generada a partir del reloj digital con menor escala de tensión.

La constitución de los circuitos implementados en los relojes y cronómetros está basada en divisores digitales de frecuencia como contadores. Lo anterior implica que las señales presentes corresponden a señales digitales, o sea, la señal permanece constante en un valor de tensión perteneciente a un estado falso o verdadero según la lógica utilizada y después de un periodo de tiempo, cambia bruscamente a otro valor de voltaje. Esto se puede evidenciar en las Figuras 5.4 y 5.6 mediante los impulsos bruscos de tensión, ya que la señal que se obtiene de las placas corresponde a la derivada del campo eléctrico con respecto del tiempo originado por el cronómetro (ver ecuación 2.6). La derivada de una señal constante en el tiempo corresponde a un valor nulo según la definición de la derivada. Sin embargo cuando se da el cambio de un estado a otro, el voltaje varía de forma brusca en un corto lapso de tiempo, por lo que en el momento del cambio, la señal inducida corresponde a la pendiente de la señal. Es por eso que los impulsos se dan de forma alterna, puesto que las señales digitales cambian de estado en forma alterna, cambiando la polaridad de la pendiente. A la vez se pueden observar impulsos de menor amplitud y de diferente frecuencia. Estos corresponden a señales digitales de menor potencia en otros contadores que se inducen bajo el principio mencionado anteriormente.

Para el caso de la señal inducida debido al campo eléctrico del oscilador de cuarzo, esta corresponde a una señal senoidal. Como la derivada de una señal senoidal variante en el tiempo corresponde a otra señal senoidal desfasada en el tiempo sin variar su frecuencia, se induce en las placas tal señal, que se evidencia en un rizado que se muestra en las Figura 5.5 cuando no se da el impulso. Lo anterior también se puede verificar en el rizado de la Figura 5.7, solo que la señal inducida es de menor intensidad, por lo que aparece como un rizado sobre la señal de 60 Hz que se induce de los campos externos. Una consecuencia directa que se puede apreciar en tales figuras, es que la intensidad del campo eléctrico no es igual para todos los cronómetros, ya que pueden contener un blindaje metálico con características diferentes como espesor y tipo de material que no permita radiación hacia el exterior.

Además del tipo de blindaje, las frecuencias de la señal compuesta por los impulsos generados por el reloj y el cronómetro son diferentes. En la Figura 5.4, el periodo de la señal constituida por los impulsos de mayor amplitud para el cronómetro del laboratorio es 30.65 ms, por lo que su frecuencia es:

$$f_{\text{cronómetro}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{30.65\text{ms}} = 32.62\text{Hz}$$

En forma análoga para el reloj digital, el periodo de los impulsos de mayor potencia en la Figura 5.6 es de 7.86 ms, por lo que la frecuencia del reloj es:

$$f_{\text{reloj}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{7.86\text{ms}} = 127.22\text{Hz}$$

Lo anterior demuestra que existe libertad de diseño en la fabricación de los circuitos de estos dispositivos, pero se evidencia una cierta estandarización en el uso de un oscilador de cuarzo como patrón de tiempo para el circuito. La diferencia de frecuencias en el cronómetro y el reloj fue la que originó el uso de filtros para medir directamente la frecuencia del oscilador interno y no la frecuencia de los impulsos; que es múltiplo de la frecuencia del oscilador.

Para observar el espectro de frecuencia que posee la señal del cronómetro, se utiliza el circuito modulador AM. Como señal portadora se introduce una señal senoidal de 90 KHz con una amplitud de 1 V. El espectro de frecuencia se aprecia en la Figura 5.8.

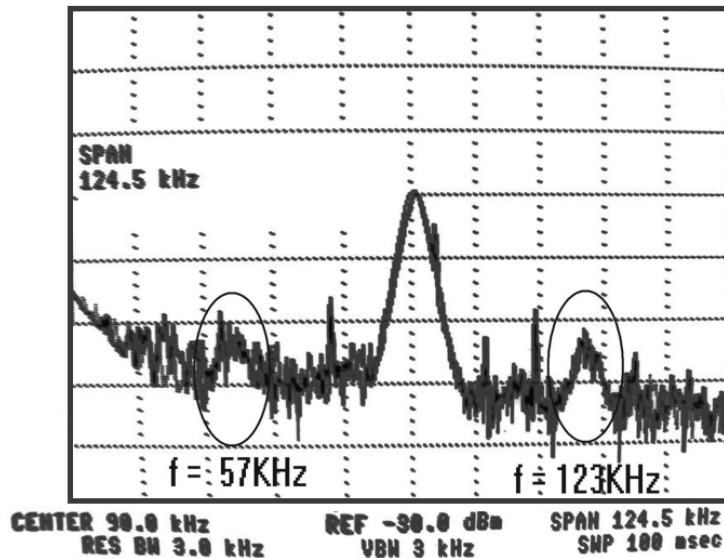


Figura 5.8 Espectro desplazado de frecuencia de la señal del cronómetro centrado en la frecuencia de 90 KHz y un SPAM de 124.5 KHz.

Según la modulación AM, el espectro de frecuencia de la señal se desplaza en 90 KHz y se disminuye su potencia en un 70.7 % de la banda original, además se observa que se genera un espejo de la banda de frecuencia de la señal moduladora cuyo punto de unión se da en la frecuencia de la señal portadora, solo que para frecuencias menores a 52.65 KHz se observa que la potencia aumenta debido al ruido que introduce el analizador de espectros. Además se observa la existencia de dos pequeños lóbulos encerrados en círculos pertenecientes a las frecuencias de 57 KHz y 123 KHz alrededor de la frecuencia de 90 KHz. La frecuencia de esta señal antes de la etapa de modulación se obtiene sumando y restando la frecuencia de la señal portadora con las frecuencias de la señal modulada:

$$f_{\text{lóbulo_derecho}} = 123\text{kHz} - 90\text{kHz} = 33\text{kHz}$$

$$f_{\text{lóbulo_izquierdo}} = 90\text{kHz} - 57\text{kHz} = 33\text{kHz}$$

Estos valores de frecuencia indican la existencia de una señal con frecuencia aproximada de 33 KHz correspondiente a la señal del oscilador interno, cuya frecuencia nominal es de 32768 Hz, desplazada 90 KHz.

En la Figura 5.9 se muestra el mismo espectro pero con un acercamiento respecto de la Figura 5.8, la cual tiene un SPAN de 10 KHz. Se puede observar un tren de impulsos que se predijeron mediante la transformada de Fourier, solo que se desplazan hacia frecuencias mayores. Se puede notar que los impulsos no se encuentran en la misma posición como lo muestran los puntos indicados.

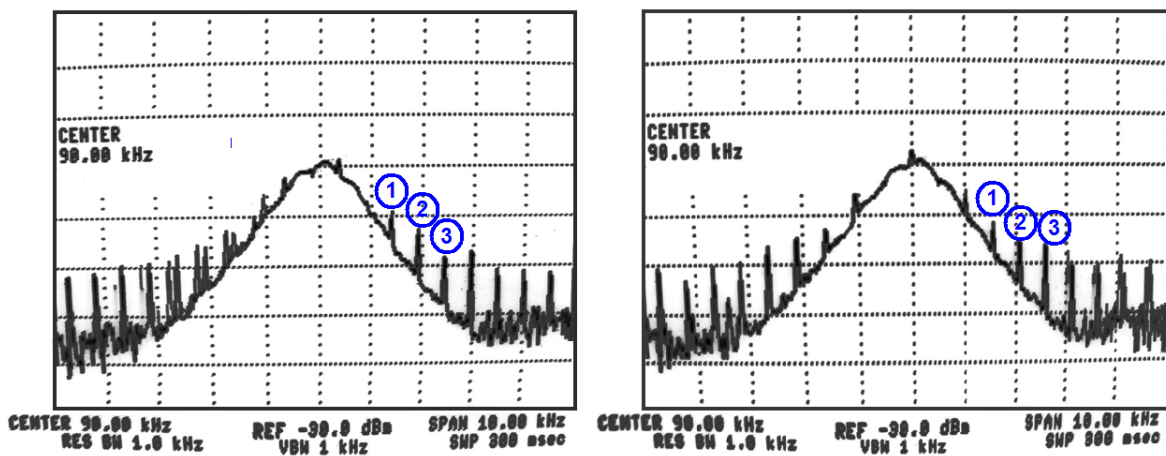


Figura 5.9 Espectro desplazado de frecuencia de la señal del cronómetro tomado en dos ocasiones.

En la Figura 5.10 se muestra el espectro de frecuencia centrado en la frecuencia de 122.770 KHz, la cual corresponde a la frecuencia de 32 768 Hz desplazada 90 KHz y disminuida su potencia en 3dBm. Se puede ver que la potencia de la señal es de -84.32 dBm con referencia a -30 dBm y que es mayor que el nivel de ruido. Además se puede identificar la presencia de impulsos de frecuencia, solo que poseen una menor potencia que los que se apreciaron para bajas frecuencias como en la Figura 5.9. Según el análisis de Fourier, los impulsos se pueden tratar como pulsos cuyo ancho tiende a cero teóricamente. En la práctica, los impulsos se comportan como pulsos con anchos reducidos, por lo que la envolvente de los impulsos de frecuencia que corresponde a la función “sa” no es tan ancha en todo el dominio de la frecuencia como se dispuso en la teoría, por lo que la potencia de los impulsos tiende a disminuir para frecuencias altas.

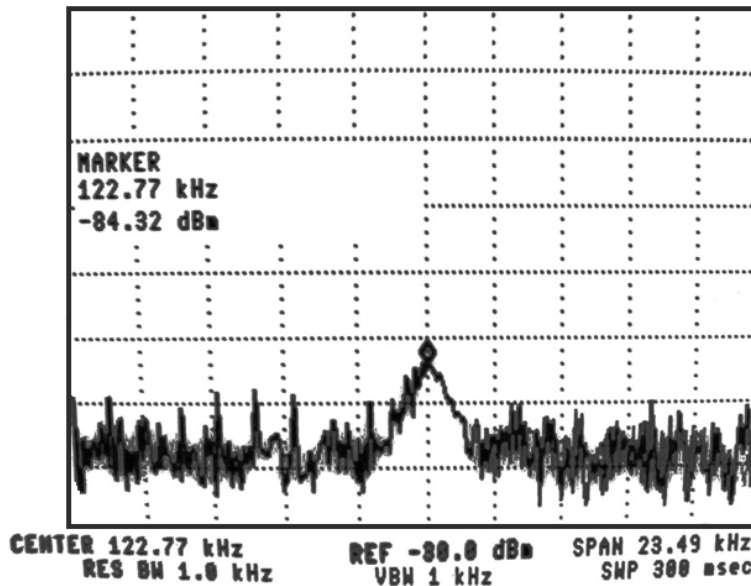


Figura 5.10 Espectro desplazado de frecuencia centrado en la frecuencia de la señal de interés.

5.2 Depurador de señal y acoplador de impedancias

Limitador de tensión

Como parte de la señal que se induce en las placas corresponden a impulsos de tensión, se realiza el análisis de Fourier que arroja un tren de impulsos con envolvente de función “sa” en la frecuencia. Si se limita los impulsos de tensión en el dominio del tiempo, se limitan los impulsos en el dominio de la frecuencia. De allí el motivo de implementar un limitador de tensión, para recortar los impulsos de tensión en el tiempo reduciendo la potencia de los impulsos en la frecuencia. Además al recortar los impulsos, su ancho aumenta, por lo que la envolvente de los impulsos en el tiempo tiende a hacerse angosto, limitando aún más los impulsos para frecuencias altas.

En la Figura 5.11 se muestra la salida del limitador de tensión al aumentar la potencia de la señal generada por el receptor de ondas mediante el amplificador inversor.

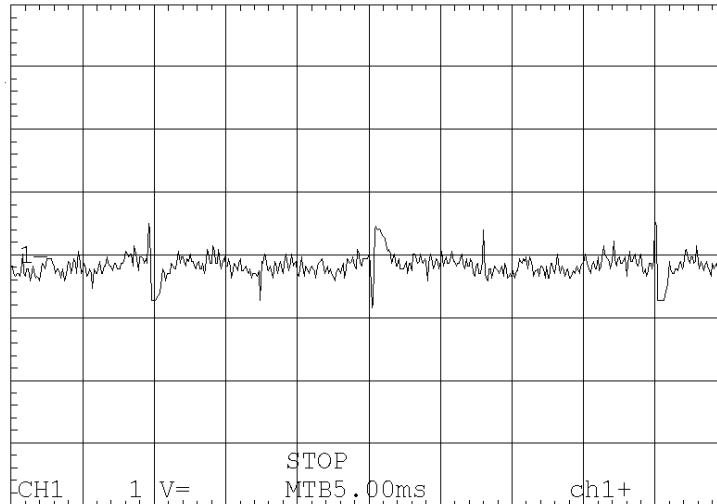


Figura 5.11 Salida del limitador de tensión.

Se puede notar el recorte del impulso y el aumento del rizado comparado con la Figura 5.4, por lo que la amplitud de los impulsos tiende a equipararse con la del rizado. Además se puede observar la aparición de otros impulsos que equiparan su amplitud con los impulsos recortados, caso contrario a la señal obtenida del receptor de ondas. Una consecuencia de implementar el limitador de tensión es que si se aumenta la potencia de la señal del rizado a tal punto que su amplitud sobrepase la tensión de recorte de los diodos (0.7 V), se recortará la señal de interés, produciendo armónicas en la frecuencia no deseables y la degradación de la frecuencia del oscilador.

Filtro paso banda de banda angosta y PLL

Después de la etapa del limitador de tensión se diseña un filtro paso banda, constituido por filtros de diferentes tipos. Para obtener su respuesta en frecuencia, se introduce una señal en su entrada a diferentes frecuencias y se obtiene la amplitud de la señal de salida. En la Tabla 5.1 se presentan algunas mediciones finales del filtro paso-bajo con una amplitud de la señal de entrada de 0.2 V.

Tabla 5.1 Registro de mediciones de amplitud en el filtro paso-bajo a diferentes frecuencias.

f (Hz)	Vp (V)	Ganancia (dB)
308	0.200	0.000
504	0.202	0.086
1000	0.198	-0.087
7760	0.205	0.214
10600	0.214	0.588
18600	0.249	1.903
20000	0.265	2.444
27500	0.382	5.621
29300	0.422	6.475
31200	0.458	7.187
32400	0.486	7.712
33400	0.478	7.568
36100	0.470	7.421
37700	0.438	6.799
41800	0.326	4.230
45100	0.255	2.110
50000	0.182	-0.843
60000	0.100	-6.021
75000	0.062	-10.243
100000	0.029	-16.848
156250	0.011	-24.883

En la Figura 5.12 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo a partir de las mediciones.

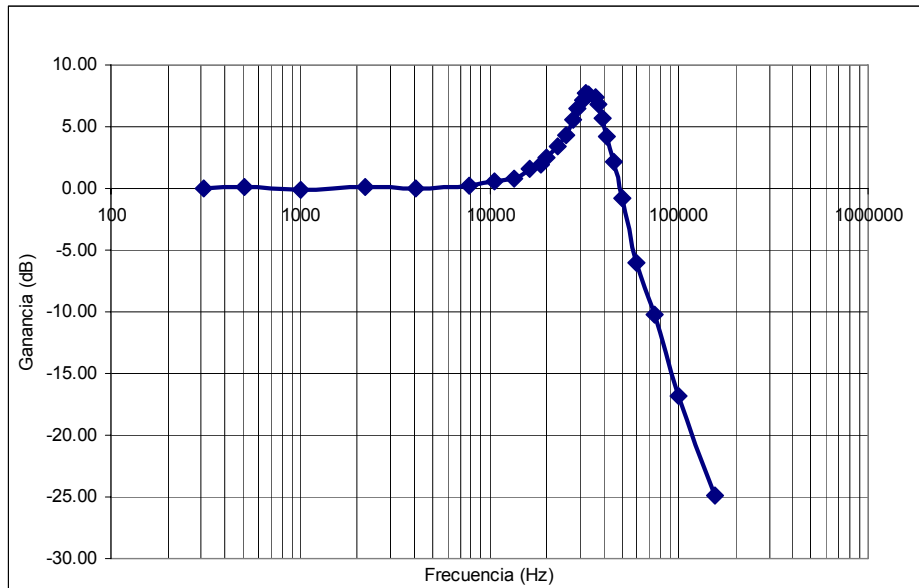


Figura 5.12 Respuesta experimental en frecuencia del filtro paso-bajo.

En la Figura 5.12 se puede verificar que la respuesta en frecuencia efectivamente corresponde a un filtro paso bajo, en la cual se nota un pico de ganancia máxima. El diseño del filtro se realiza para que ese pico máximo de ganancia sea en una frecuencia cercana a 32 768 Hz. En la Tabla 5.1 se puede observar que el máximo valor de ganancia del filtro se da entre las frecuencias de 32.4 KHz y 33.4 KHz, banda en la cual se encuentra la frecuencia nominal.

En la Tabla 5.2 se muestran parte de las mediciones del filtro paso-alto y en la Figura 5.13 se muestra la respuesta en frecuencia a partir de todas mediciones al introducir una señal con una amplitud de 0.2 V.

Tabla 5.2 Registro de mediciones de amplitud en el filtro paso-alto a diferentes frecuencias.

f (Hz)	Vp(mV)	Ganancia (dB)
500	8.25	-27.692
1000	14.8	-22.645
5100	16.7	-21.553
11000	20.3	-19.892
14300	31.3	-16.124
17300	42.8	-13.402
20700	63	-10.034
22700	84	-7.535
24400	118	-4.583
25300	146	-2.734
26600	169	-1.463
27400	198	-0.109
27900	225	1.023
28900	277	2.829
30000	385	5.689
30800	473	7.467
31500	600	9.542
32000	730	11.246
32200	895	13.016
33000	955	13.579
34300	860	12.669
34400	745	11.423
35900	600	9.542
38400	375	5.46
42100	260	2.279

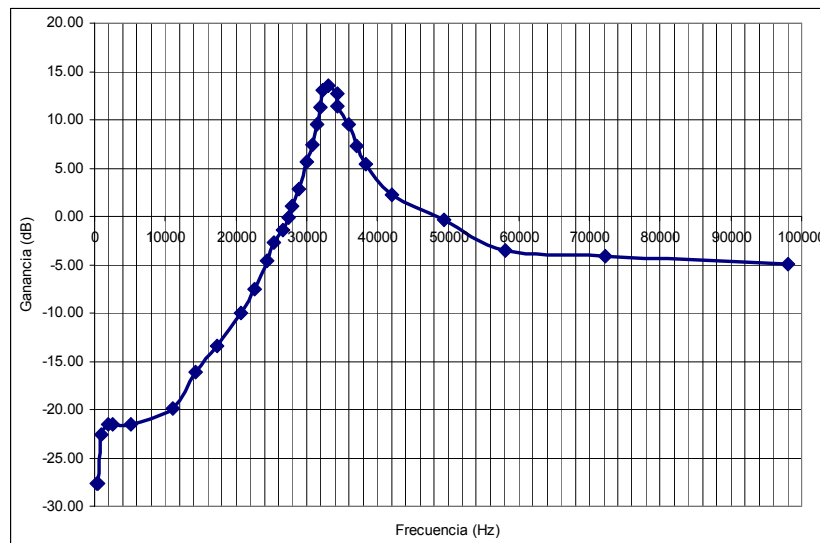


Figura 5.13 Respuesta experimental en frecuencia del filtro paso-alto.

Se puede observar en la Figura 5.13 que se da un filtrado de las señales con baja frecuencia. Se puede notar la existencia de un pico de ganancia por encima de 0dB característico de los filtros activos de segundo orden. En la Tabla 5.2 se puede observar que la máxima ganancia es de 13.579 dB y la frecuencia a la que se da esta ganancia corresponde a 33 KHz, un valor cercano a 32 768 Hz, por lo que el filtro además del filtrado aumenta la potencia de la señal de oscilador en 13.579 dB.

En la Tabla 5.3 se muestran parte de las mediciones realizadas al filtro multiplicador del factor de calidad para una señal de entrada de 0.52 Vpp. La Figura 5.14 muestra la respuesta del filtro.

Tabla 5.3 Registro de mediciones de amplitud en el filtro paso-banda con multiplicador de Q.

f (Hz)	Vp(mV)	Ganancia (dB)
10000	0.01	-32.76
20000	0.02	-27.97
30000	0.08	-15.76
31000	0.13	-11.99
32000	0.27	-5.7
32100	0.3	-4.78
32200	0.33	-3.86
32300	0.37	-2.91
32400	0.42	-1.78
32450	0.44	-1.29
32500	0.47	-0.85
32550	0.48	-0.58
32600	0.5	-0.15
32650	0.52	0.08
32700	0.53	0.27
32750	0.53	0.27
32800	0.53	0.2
32850	0.52	0.13
32900	0.5	-0.15
33000	0.47	-0.72
33100	0.42	-1.78
33500	0.28	-5.17
40000	0.04	-21.51
50000	0.02	-26.97
60000	0.02	-27.97
80000	0.02	-30.28
90000	0.01	-31.22

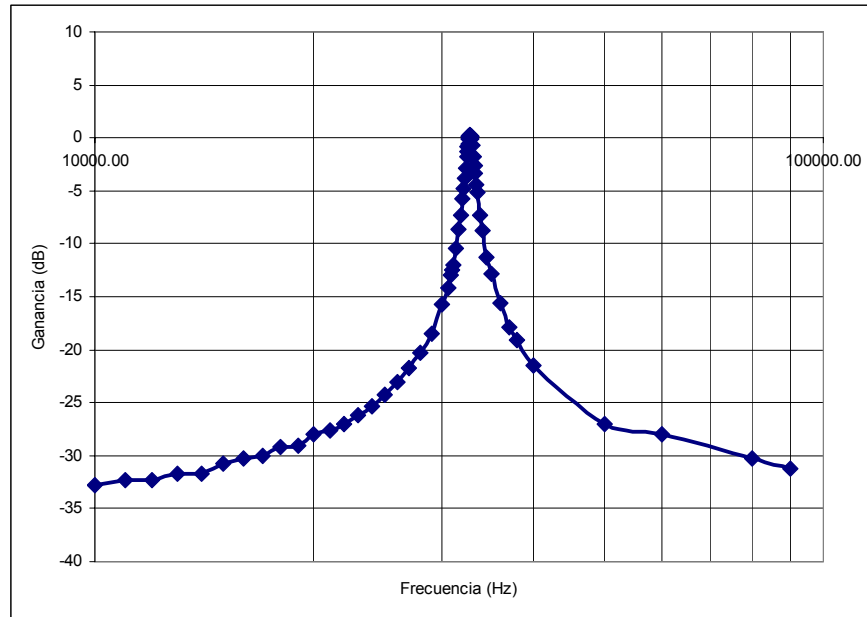


Figura 5.14 Respuesta en frecuencia del filtro paso-banda con multiplicador de Q.

A partir de la Tabla 5.3 y la Figura 5.14, se puede observar que las frecuencias de corte cuando la potencia ha decaído en 3dB, son aproximadamente 32.3 KHz y 33.4 KHz, mientras que la frecuencia central corresponde a 32.75 KHz por lo que el ancho de banda relativo es:

$$BW_{\%} = \frac{33400\text{Hz} - 32300\text{Hz}}{32750\text{Hz}} * 100 = 3.36\%$$

El factor de calidad Q es:

$$Q_{\text{paso-banda}} = \frac{1}{BW_R} = \frac{32750\text{Hz}}{33400\text{Hz} - 32300\text{Hz}} = 29.77$$

En la Tabla 5.4 se muestran parte de las mediciones realizadas para todo el filtrado cuando se introduce una señal de amplitud de 545 mVpp en la entrada del filtro paso-bajo. En la Figura 5.15 se muestra la respuesta en frecuencia de todo el filtrado.

Tabla 5.4 Registro de mediciones de amplitud para la etapa de todo el filtrado.

f(Hz)	Vpp(V)	Ganancia(dB)
10000	0.01	-33.14
30000	0.65	1.56
32000	2.84	14.34
32300	4.01	17.33
32500	5.13	19.47
32600	5.55	20.27
32700	5.72	20.42
32800	5.63	20.28
32900	5.30	19.76
33000	4.63	18.58
33500	2.65	13.74
34000	1.72	9.98
40000	0.14	-11.81

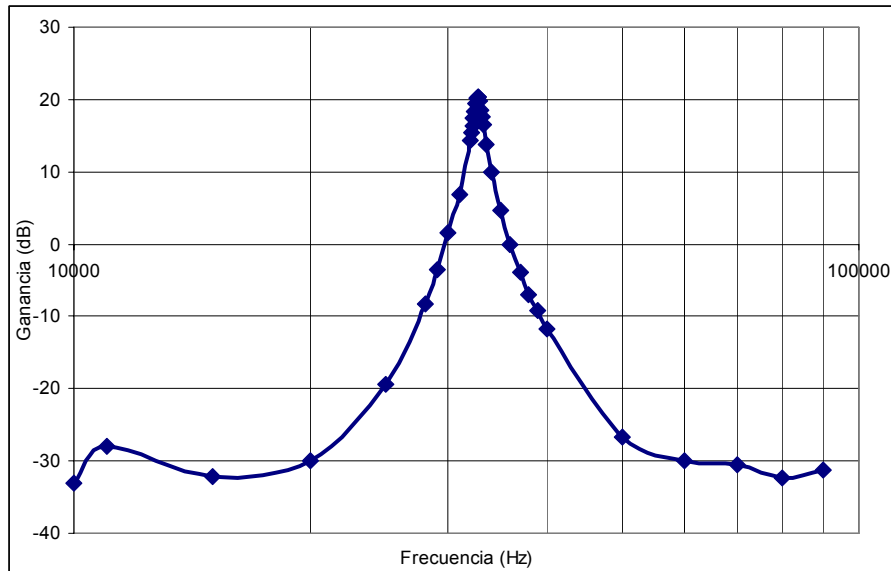


Figura 5.15 Respuesta en frecuencia del filtro paso-alto.

De este modo, las frecuencias de corte a partir de la Tabla 5.4 son 32.3KHz y 33.1 KHz. La frecuencia central corresponde a 32.7 KHz. El ancho de banda relativo para todo el filtro corresponde a:

$$BW_{\%} = \frac{33.1KHz - 32.3Hz}{32.7Hz} * 100 = 2.45\%$$

El factor de calidad corresponde a:

$$Q_{total} = \frac{1}{BW_R} = \frac{32.7\text{KHz}}{33.1\text{KHz} - 32.3\text{KHz}} = 40.87$$

Como se puede observar, la inclusión de los filtros paso-alto y paso-bajo aumentó el factor de calidad del filtro con multiplicador de Q de 29.77 a 40.87, por lo que aumenta la selectividad disminuyendo el ancho de banda relativo de 3.36% a 2.45%. Además se aumenta la potencia de la banda a un valor máximo de 20.42 dB en comparación a 0 dB que presentó el filtros con multiplicador de Q. El valor de Q aumentó en:

$$Aumento = \left[1 - \left(\frac{Q_{Total}}{Q_{paso-banda}} \right) \right] * 100 = \left[1 - \left(\frac{40.87}{29.77} \right) \right] * 100 = 37.29\%$$

Ahora se observa la Figura 5.16 que corresponde a la salida de los filtros cuando se conecta el receptor de campo en la entrada con el cronómetro bajo prueba.

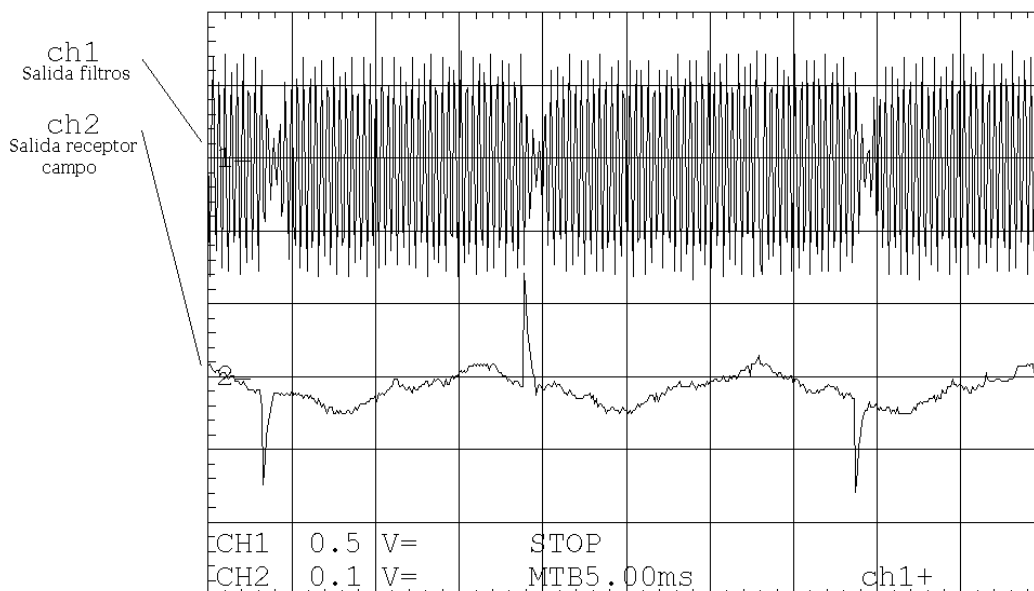


Figura 5.16 Salidas del filtro y receptor de ondas.

Como se puede observar, la señal de salida del filtro disminuye de amplitud en el momento que se dan los impulsos. Esto da otra de las razones para implementar el PLL, ya que posee alta inmunidad a los cambios de amplitud y es muy poco afectado por cambios esporádicos de frecuencia, según los impulsos de frecuencia que se desplazan por la banda de frecuencias en el espectro. En la Figura 5.17 se puede observar las salidas del PLL y los filtros.

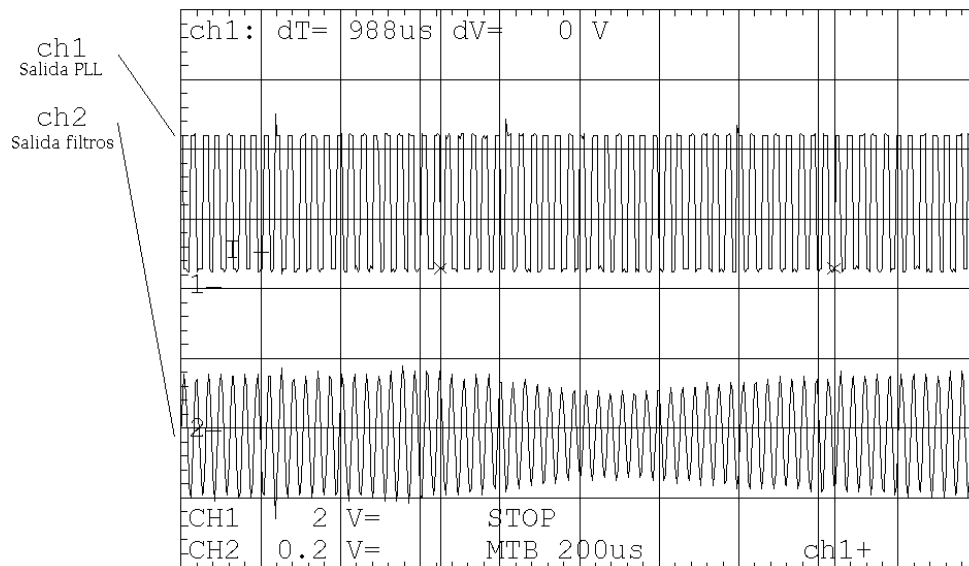


Figura 5.17 Salidas del filtro y PLL.

Se puede observar en la Figura 5.17 que la señal de salida del PLL corresponde a una señal digital, puesto que el PLL corresponde a un circuito con comparador de fase de tipo híbrido. Además se observa que el PLL tiene inmunidad ante los cambios de la amplitud de la señal de entrada, ya que su salida no se afectó ante las variaciones de amplitud de la señal de la salida de los filtros.

5.3 Pruebas de desempeño del sistema

Una de las pruebas que se realiza al circuito junto con el receptor de campo corresponde a utilizar un patrón de frecuencia mediante una antena conectada a un sintetizador, en el cual se varía su amplitud para conocer los valores límites de reconocimiento de la señal por parte del sistema y el incertidumbre que introduce

el sistema en las mediciones. Se fija la frecuencia de salida del sintetizador en 32.77 KHz y se varía la amplitud desde 1 Vp hasta el mínimo valor posible al que el circuito pueda filtrar y generar una señal con la misma frecuencia. Para esto, se aumenta la potencia del amplificador de entrada y la ganancia del filtro con multiplicador de Q al máximo.

La primera prueba se realiza con una tensión de salida del sintetizador de 150 μ V. En la Tabla 5.5 se muestran parte de las mediciones de frecuencia.

Tabla 5.5 Registro de mediciones de frecuencia a $V_{\text{sintetizador}}=150 \mu\text{V}$.

N° Medición	Fecha	Hora	Frecuencia (Hz)
1	29/10/2008	04:47:05 PM	32770.003407
2	29/10/2008	04:47:09 PM	32769.997443
3	29/10/2008	04:47:19 PM	32769.998738
12	29/10/2008	04:48:49 PM	32769.999928
13	29/10/2008	04:48:59 PM	32770.597971
14	29/10/2008	04:49:09 PM	32769.997507
15	29/10/2008	04:49:19 PM	32770.955592
16	29/10/2008	04:49:29 PM	32770.003285
17	29/10/2008	04:49:39 PM	32770.002471
390	29/10/2008	05:51:49 PM	32769.996017
391	29/10/2008	05:51:59 PM	32770.171525
392	29/10/2008	05:52:09 PM	32770.001910
393	29/10/2008	05:52:19 PM	32770.094528

La Figura 5.18 muestra el gráfico de las mediciones de frecuencia para una tensión del sintetizador de 150 μ V.

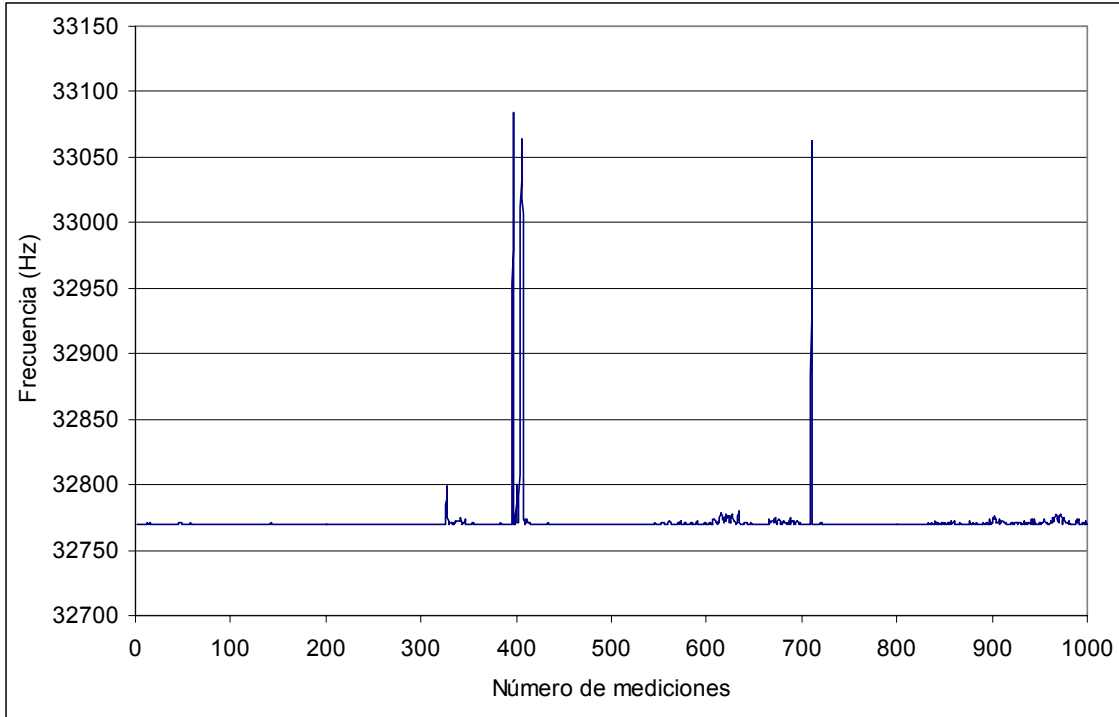


Figura 5.18 Gráfico de frecuencias para la prueba de la frecuencia de referencia a $V_{\text{sintetizador}}=150 \mu\text{V}$.

En la Tabla 5.5 se muestran las mediciones que se obtuvieron con el contador, las cuales tienen seis decimales tal y como se especifica en la instrucción “:measure:freq? 32768 HZ,1e-6 HZ” utilizado en la comunicación con el contador. Esto quiere decir que el contador realizó las mediciones de acuerdo a las funciones que involucraba la instrucción, por lo que sí se estableció la comunicación con el contador cumpliendo con los estándares IEEE-488 y SCPI en la toma de mediciones.

Como se puede observar en la Figura 5.18 existen valores de frecuencia que se alejan de 32.77 KHz, el PLL tiende a desengancharse de la señal generada por los filtros y en ocasiones regresa a la frecuencia natural del oscilador (33 KHz aproximadamente), por lo que para esta tensión del sintetizador, el sistema no es funcional en forma total, aunque para un rango de mediciones, permite esbozar la frecuencia de interés, puesto que se sigue cierta tendencia a la frecuencia del sintetizador.

La otra prueba corresponde a aumentar la señal del sintetizador a 250 μV . En la Tabla 5.6 se muestran parte de las mediciones realizadas para la tensión del sintetizador de 250 μV .

Tabla 5.6 Registro de mediciones de frecuencia a $V_{\text{sintetizador}}=250 \mu\text{V}$.

Medición	Fecha	Hora	Frecuencia (Hz)
1	31/10/2008	11:40:09 AM	32769.998307
2	31/10/2008	11:40:12 AM	32770.001800
3	31/10/2008	11:40:16 AM	32769.998764
4	31/10/2008	11:40:19 AM	32770.001228
5	31/10/2008	11:40:22 AM	32770.000477
6	31/10/2008	11:40:26 AM	32769.997319
7	31/10/2008	11:40:29 AM	32769.998145
8	31/10/2008	11:40:33 AM	32770.000994
9	31/10/2008	11:40:36 AM	32769.997273
10	31/10/2008	11:40:39 AM	32769.998688
11	31/10/2008	11:40:43 AM	32769.999988
12	31/10/2008	11:40:46 AM	32769.999252
13	31/10/2008	11:40:50 AM	32769.999834
14	31/10/2008	11:40:53 AM	32769.999259
15	31/10/2008	11:40:56 AM	32770.003138
16	31/10/2008	11:41:00 AM	32769.999301
17	31/10/2008	11:41:03 AM	32770.001227

La Figura 5.19 muestra el gráfico de las mediciones de frecuencia para una tensión del sintetizador de 250 μV .

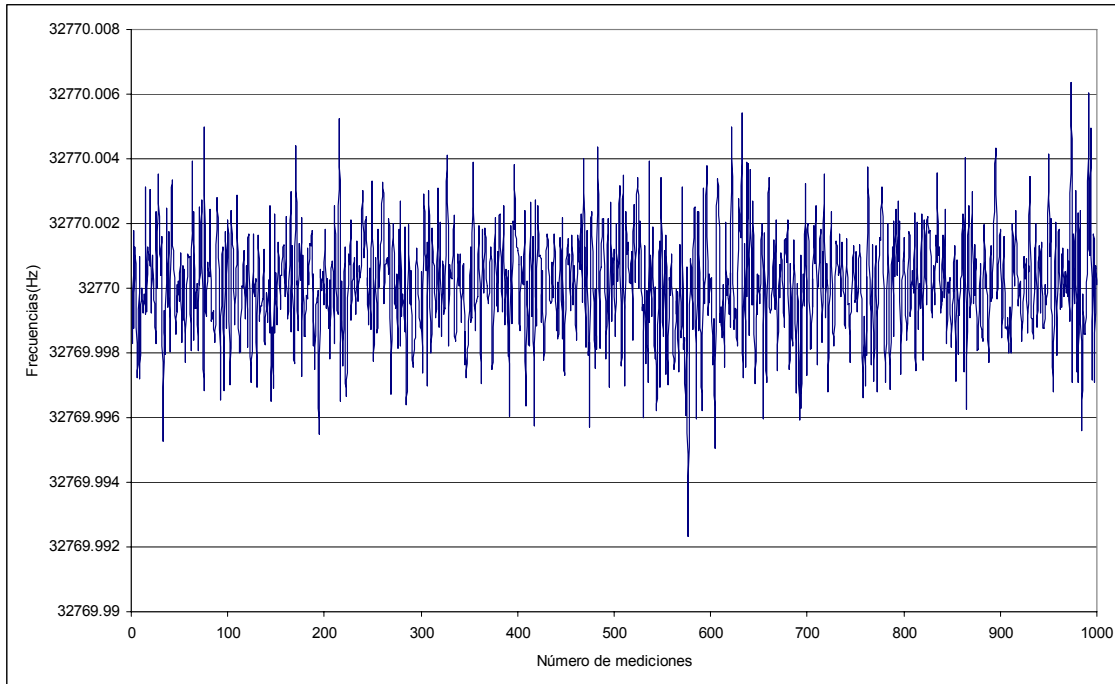


Figura 5.19 Tendencia de la frecuencia obtenida por el sistema a $V_{\text{sintetizador}}=250 \mu\text{V}$.

De este modo, la frecuencia promedio, la desviación de frecuencia promedio y la desviación estándar son:

$$Frecuencia\ promedio = 32770.000084419\text{Hz}$$

$$Desviación\ de\ frecuencia\ promedio = 8.4419 \times 10^{-5}\text{Hz}$$

$$Desviación\ estándar = 0.001730161\text{Hz}$$

Como se puede observar en la Figura 5.21, el PLL permanece enganchado en las 1000 mediciones que se realizaron a una frecuencia cercana de 32.77 KHz. La frecuencia promedio se desvía en un $2.57 \times 10^{-7} \%$ del valor de 32.77 KHz, por lo que el sistema es funcional para la tensión de 250 μV cuando se tiene enganche.

Otra prueba correspondió a obtener la desviación de frecuencias que introduce el sintetizador, oscilador de cesio y contador de frecuencias a la medición. Para esto, se conectó el sintetizador directamente al contador de frecuencias mediante un cable coaxial y se obtuvo 1000 muestras de frecuencias.

En la Tabla 5.7 se tienen algunas muestras y la Figura 5.20 muestra la tendencia de la medición de la frecuencia.

Tabla 5.7 Datos sobre la medición de la frecuencia del sintetizador de forma directa.

N° Medición	Fecha	Hora	Frecuencia (Hz)
1	23/10/2008	04:38:05 PM	32769.999463
2	23/10/2008	04:38:12 PM	32769.999801
3	23/10/2008	04:38:22 PM	32770.000418
4	23/10/2008	04:38:32 PM	32769.999932
5	23/10/2008	04:38:42 PM	32770.000368
6	23/10/2008	04:38:52 PM	32770.000005
7	23/10/2008	04:39:02 PM	32769.999556
8	23/10/2008	04:39:12 PM	32769.999453
9	23/10/2008	04:39:22 PM	32770.000306
10	23/10/2008	04:39:32 PM	32769.999029
11	23/10/2008	04:39:42 PM	32769.999589
12	23/10/2008	04:39:52 PM	32769.999844
13	23/10/2008	04:40:02 PM	32769.999678
14	23/10/2008	04:40:12 PM	32770.000611
15	23/10/2008	04:40:22 PM	32770.000460
16	23/10/2008	04:40:32 PM	32770.000142
17	23/10/2008	04:40:42 PM	32770.000250

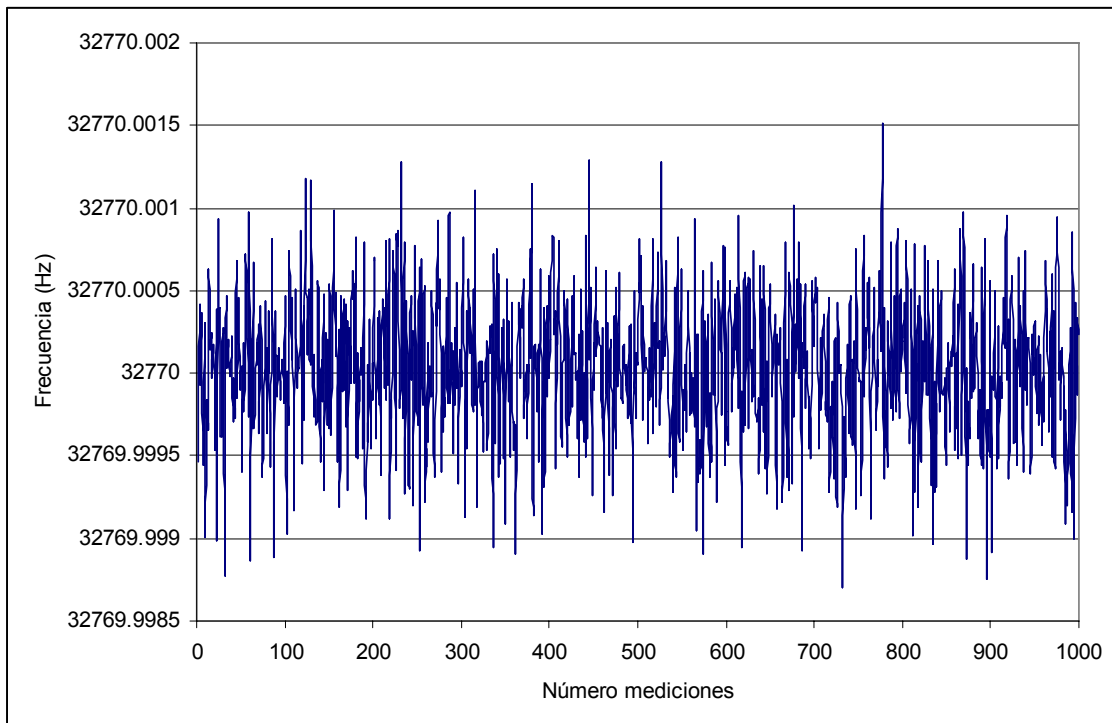


Figura 5.20 Tendencia de la frecuencia al conectar el sintetizador al contador en forma directa.

Así, la frecuencia promedio, la desviación de frecuencia promedio y la desviación estándar para la prueba de conexión directa son:

$$\begin{aligned} \text{Frecuencia promedio} &= 32770.000028567\text{Hz} \\ \text{Desviación de frecuencia promedio} &= 2.8567 \times 10^{-5}\text{Hz} \\ \text{Desviación estándar} &= 0.000441038\text{Hz} \end{aligned}$$

Como las incertidumbres de una medición está compuesta por las incertidumbres que introduce cada una de las partes, la desviación de frecuencia que se debe al circuito creado se calcula como:

$$DE_{\text{circuito}} = \sqrt{DE_{\text{total}}^2 - DE_{\text{directo}}^2} = \sqrt{0.001730161^2 - 0.000441038^2} = 0.001673004\text{Hz}$$

El dato obtenido anteriormente es muy importante ya que corresponde a la mayor incertidumbre de medición que introduce el circuito al realizar la calibración de un cronómetro en forma experimental cuando existe enganche de señal.

5.4 Resultados de calibraciones de cronómetros

Se realizó la medición de la frecuencia del oscilador interno del cronómetro del laboratorio mediante el nuevo procedimiento al colocarlo dentro del condensador. Luego se ajustó el potenciómetro que regula la sensibilidad del amplificador en la entrada del circuito hasta que el PLL enganchara a la señal externa. En la Tabla 5.8 se presentan parte de las mediciones de frecuencia y la Figura 5.21 muestra la gráfica de todas las mediciones hechas, las cuales se realizaron desde el 03 de noviembre del año 2008 desde 03:20:48 PM hasta 08:07:07 PM con un tiempo de muestreo de 3 segundos.

Tabla 5.8 Algunas mediciones de frecuencia del oscilador interno del cronómetro del laboratorio.

Nº Medición	Fecha	Hora	Frecuencia (Hz)
1	03/11/2008	03:20:48 PM	32768.136548
2	03/11/2008	03:20:52 PM	32768.136238
3	03/11/2008	03:20:55 PM	32768.136405
4	03/11/2008	03:20:59 PM	32768.136371
5	03/11/2008	03:21:02 PM	32768.136395
6	03/11/2008	03:21:06 PM	32768.136481
7	03/11/2008	03:21:09 PM	32768.136448
8	03/11/2008	03:21:13 PM	32768.136400
9	03/11/2008	03:21:16 PM	32768.136328
10	03/11/2008	03:21:20 PM	32768.136401

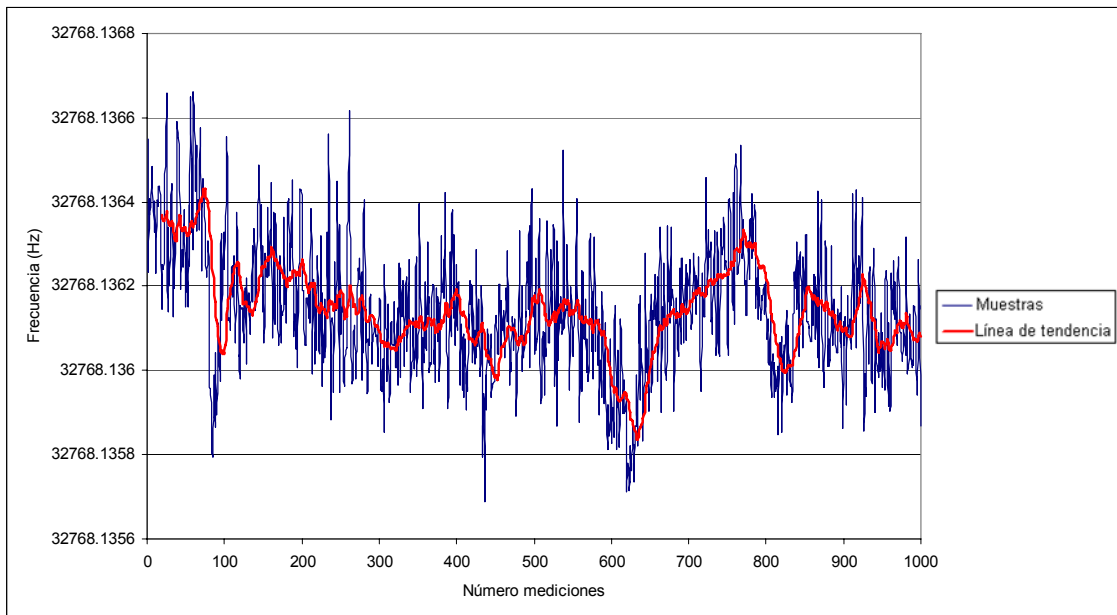


Figura 5.21 Tendencia de la frecuencia del oscilador interno del cronómetro del laboratorio.

Los resultados de la calibración que se obtienen de las mediciones mediante el método de inducción para el oscilador del cronómetro son:

$$\begin{aligned}
 \text{Frecuencia promedio} &= 32768.1358265467\text{Hz} \\
 \text{Desviación estandar} &= 3.2855 \times 10^{-4}\text{Hz} \\
 \text{Desviación de frecuencia} &= 0.1358265467\text{Hz} \\
 \text{Desviación medida final} &= 4.14509725 \times 10^{-4}\% \\
 \text{Desviación final} &= 0.358136403 \text{ segundos en 24h}
 \end{aligned}$$

Se puede observar que este método puede dar a conocer el valor de la frecuencia (y por consiguiente la desviación medida final) en unas cuantas horas, mientras que el método manual se necesitan mínimo cinco días. Se puede observar en la Figura 5.21 que la frecuencia tiene una especie de deriva además del ruido que inserta el circuito, o sea que la frecuencia tiende a variar para periodos de tiempo de días. Por lo anterior es importante informar en el reporte de calibración la fecha y la hora en que se realizan las mediciones. Para corroborar que el oscilador efectivamente posee una deriva de frecuencia, se puede observar la Tabla 5.9 y la Figura 5.22, que muestran resultados relevantes de la calibración del cronómetro mediante el método manual en fechas anteriores.

Tabla 5.9 Resultados de otras calibraciones del cronómetro del laboratorio mediante el método manual.

Fecha	Desviación medida final (%)	Frecuencia promedio (Hz)	Desviación medida final (s en 24 h)
2007-12-18	0.00045	32768.14908	0.39308406
2008-01-07	0.00044	32768.14349	0.37834745
2008-01-17	0.00041	32768.13477	0.3553637
2008-02-08	0.00047	32768.15352	0.40480088
2008-03-04	0.00046	32768.15019	0.39601155
2008-04-10	0.00044	32768.14502	0.38238787
2008-05-27	0.00043	32768.13993	0.36896587
2008-07-04	0.00042	32768.13752	0.36260438

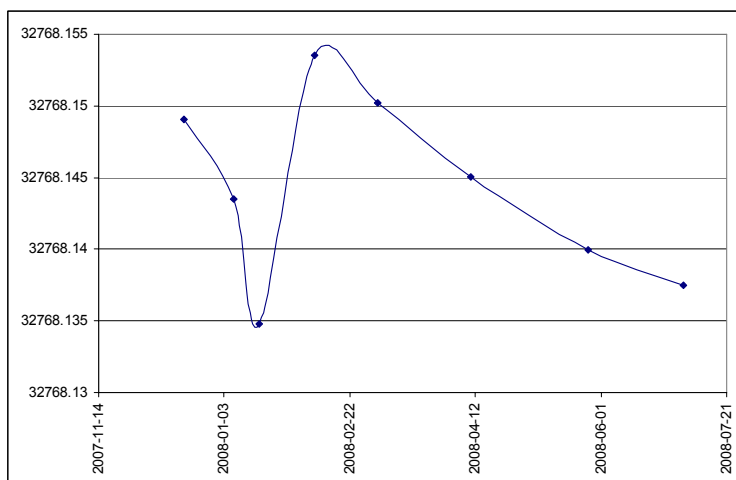


Figura 5.22 Tendencia de frecuencias promedio de otras calibraciones del cronómetro del laboratorio.

Si se observa la Figura 5.22, la frecuencia promedio obtenida para cada calibración es diferente, manteniéndose constante solo en las décimas de frecuencia, por lo que es válida la deriva que presentó las mediciones de frecuencia mediante el método de inducción.

Al observar los resultados obtenidos por el método de inducción se puede verificar que la frecuencia promedio obtenida está dentro del rango de las reportadas por el método manual al observar la Tabla 5.10. El porcentaje de error de las frecuencias está en el rango de -0.0000032091% hasta 0.0000438368% .

Tabla 5.10 Comparación de frecuencias de los métodos utilizados en la calibración.

Frecuencia método manual(Hz)	Frecuencia método inductivo (Hz)	Porcentaje de error (Hz)
32768.1491	32768.1358	0.0000404485
32768.1435		0.0000233923
32768.1348		-0.0000032091
32768.1535		0.0000540096
32768.1502		0.0000438368
32768.145		0.0000280687
32768.1399		0.0000125341
32768.1375		0.0000051712

Como la especialidad de la metrología corresponde a dar resultados con incertidumbre asociada, se realiza una búsqueda de los focos de incertidumbre involucrados en las mediciones. Las fuentes de incertidumbre para este sistema corresponde a:

- Variabilidad de las mediciones.
- Resolución de las mediciones de la frecuencia.
- Ruido introducido por el oscilador de cesio.
- Ruido introducido por el circuito diseñado.

Se descarta el ruido introducido por el contador, ya que las especificaciones del fabricante explican que cuando el contador tiene una señal externa como referencia, únicamente se usa la incertidumbre del oscilador. En la Tabla 5.11 se muestran las incertidumbres que se asocian a los dos métodos.

Tabla 5.11 Incertidumbres asociadas a los métodos de calibración de cronómetros utilizados en el laboratorio.

Método inductivo	Método manual
Variabilidad de las mediciones	Variabilidad de las mediciones
Resolución de las mediciones de la frecuencia	Resolución del cronómetro
Ruido introducido por el oscilador de cesio	Base de tiempo
Ruido introducido por el circuito diseñado	Reacción manual

Mediante el método de indicción, se mejora la variabilidad de las mediciones. Según la ecuación A.7 del apartado Apéndices, entre mayor sea el número de mediciones, menor es la variabilidad. Otra mejora que se da corresponde a la resolución. En el método inductivo la incertidumbre por resolución siempre es igual para todos los cronómetros pues depende de la resolución del contador de frecuencia, mientras que en el método manual la resolución del cronómetro interfiere en la incertidumbre. Un caso particular correspondió a un cronómetro marca Control Company que se calibró con el método manual. Resulta ser que durante los cinco días el cronómetro no atrasó ni adelanto con respecto al patrón de tiempo, puesto que la incertidumbre por resolución era muy alta (la resolución del cronómetro era de 1 s). En el momento se estaba desarrollando el nuevo procedimiento y se utiliza para realizar pruebas. Las mediciones de la frecuencia del oscilador se presentan en la Tabla 5.12.

Tabla 5.12 Algunas mediciones de frecuencia del oscilador interno de un cronómetro

Control Company

N° Medición	Fecha	Hora	Frecuencia (Hz)
1	13/10/2008	02:23:32 PM	32767.981425
2	13/10/2008	02:23:36 PM	32767.984182
3	13/10/2008	02:23:44 PM	32767.982187
4	13/10/2008	02:23:54 PM	32767.982459
5	13/10/2008	02:24:04 PM	32767.982685
6	13/10/2008	02:24:14 PM	32767.980662
7	13/10/2008	02:24:24 PM	32767.980291
8	13/10/2008	02:24:34 PM	32767.980114
9	13/10/2008	02:24:44 PM	32767.982392
10	13/10/2008	02:24:54 PM	32767.981939
11	13/10/2008	02:25:04 PM	32767.979360
12	13/10/2008	02:25:14 PM	32767.982829
13	13/10/2008	02:25:24 PM	32767.981857
14	13/10/2008	02:25:34 PM	32767.981364
15	13/10/2008	02:25:44 PM	32767.982401
16	13/10/2008	02:25:54 PM	32767.984193
17	13/10/2008	02:26:04 PM	32767.981335
18	13/10/2008	02:26:14 PM	32767.982213
19	13/10/2008	02:26:24 PM	32767.979130
20	13/10/2008	02:26:34 PM	32767.981422
21	13/10/2008	02:26:44 PM	32767.983075
22	13/10/2008	02:26:54 PM	32767.981347
23	13/10/2008	02:27:04 PM	32767.982711
24	13/10/2008	02:27:14 PM	32767.982820
25	13/10/2008	02:27:24 PM	32767.981662

Los resultados de la calibración del cronómetro Control Company son:

$$Frecuencia\ promedio = 32767.9818422Hz$$

$$Desviación\ estándar = 1.2681 \times 10^{-3} Hz$$

$$Desviación\ de\ frecuencia = -0.0181578Hz$$

$$Desviación\ medida\ final = -5.54132 \times 10^{-5} \%$$

$$Desviación\ final = -0.047877012\ segundos\ en\ 24h$$

Como se puede observar, el cronómetro atrasaba 0.047877012 segundos en un día, por lo que en cinco días no se podría observar nada. Mediante estos datos, se puede predecir cuánto tiempo se llevaría la calibración para notar la diferencia de un segundo, aplicando la regla de tres:

$$\frac{1 \text{ día}}{0.047877012 \text{ s}} = \frac{x \text{ días}}{1 \text{ s}} \Rightarrow x \text{ días} = \frac{1 \text{ s} * 1 \text{ día}}{0.047877012 \text{ s}} = 20.88685078 \text{ días}$$

Lo que quiere decir que se podría notar la diferencia de un segundo entre el cronómetro y el patrón de referencia en aproximadamente 21 días para finalizar la calibración manual, mientras que con el nuevo método la calibración se realiza en unos cuantos minutos. Lo anterior implica que se disminuye el tiempo de calibración y no se depende de la resolución del cronómetro en el método inductivo.

Volviendo a la calibración del cronómetro del laboratorio, en la Figura 5.23 se muestra parte de un reporte de calibración en un documento de Excel realizado por el software diseñado, en donde se muestran las incertidumbres involucradas al proceso de medición.


 INSTITUTO COSTARRICENSE DE ELECTRICIDAD LABORATORIO METROLOGICO DE VARIABLES ELECTRICAS REPORTE DE CALIBRACION	
Propietario: LMVE	Página: 2 de 2
Identificación: ???????	Reporte Número: ???????
Descripción: Cronómetro	
Marca: Citizen	
Modelo: ???????	
Serie No: ????????	
Dirección del Propietario: San Pedro Montes de Oca	
Resolución del Cronómetro: 0.01 s	
Desviación medida final (%)	0.00039 s en 24 h: 0.34
Incertidumbre de la medición (%)	0.0000102
-Ultima Línea-	
Realizado por: Johnny Jiménez Jiménez Fecha de recepción: 19-Nov-08 Fecha de calibración: 19-Nov-08 Fecha de emisión: 20-Nov-08 Temperatura: 22.4 grado Celsius Humedad relativa: 47% Por ciento Voltaje de red: 110 Volt Reporte número: ??????	
Componentes de incertidumbre de la medición Ruido oscilador: =1E-13*RAIZ(3) 5.7735E-14 Hz/Hz Ruido del sistema: 1.6730E-03 Hz Variabilidad de mediciones =desv est/raiz(n) 1.8512E-05 Hz Resolución del contador: =Resolución/2/raiz(3) 2.8868E-07 Hz Incertidumbre de la medición %: =2*RAIZ((Ruido oscilador)*2+(Ruido sistema)*2+(Variabilidad de mediciones)*2+(Resolución del objeto)*2*(100/Frecuencia nominal oscilador interno))	
Desviación medida final (%): =100*(PROMEDIO(desviaciones de cada muestra)/Frecuencia nominal oscilador s en 24 h: =(Desviación medida final (%)/100)*24*60*60	

Figura 5.23 Parte del reporte de calibración del cronómetro del laboratorio.

Mediante los módulos en el software que calculan la incertidumbre se obtiene las incertidumbres involucradas del método inductivo en la calibración del cronómetro del laboratorio mostradas en la Figura 5.23 y se comparan con las incertidumbres del método manual en la Tabla 5.13. En la Tabla 5.14 se muestran las incertidumbres de medición.

Tabla 5.13 Cuadro comparativo de las incertidumbres involucradas de los métodos de calibración para el cronómetro del laboratorio.

Fuente incertidumbre	Incertidumbre (%)	
	Método manual	Método inductivo
Resolución del objeto o contador	1.091977×10^{-6}	8.809662×10^{-10}
Base de tiempo	5.7735×10^{-14}	5.7735×10^{-14}
Ruido de sistema	0	5.10559×10^{-6}
Reacción manual	3.860723×10^{-5}	0
Variabilidad de mediciones	1.517397×10^{-5}	5.649414×10^{-8}

Tabla 5.14 Cuadro comparativo de las incertidumbres de medición de los métodos de calibración para el cronómetro del laboratorio.

Incertidumbre de medición (%)	
Método manual	Método inductivo
8.2993×10^{-5}	1.0212×10^{-5}

En la Tabla 5.13 se puede corroborar que la incertidumbre por resolución baja de 1.091977×10^{-6} % en el método manual a 8.809662×10^{-10} % en el método inductivo. Además la incertidumbre por resolución disminuye de 1.091977×10^{-6} % en el método manual a 8.809662×10^{-10} en el método inductivo. Por otro lado la incertidumbre por reacción manual se elimina, pero el sistema introduce una incertidumbre de 5.10559×10^{-6} % en las mediciones. Esta incertidumbre corresponde a la desviación estándar obtenida al realizar pruebas con una antena dentro del condensador y un sintetizador de señal como señal de referencia.

En la Tabla 5.14 se puede notar que la incertidumbre por medición es menor para el método inductivo que en el método manual, lo que implica una mejora de:

$$Mejora = 1 - \frac{U_{Inductivo}}{U_{Manual}} = \left(1 - \frac{1.0212 \times 10^{-5}}{8.2993 \times 10^{-5}} \right) * 100 = 87.6956\%$$

Capítulo 6: Conclusiones y recomendaciones

Conclusiones

1. La utilización de un blindaje metálico en la inducción de una señal debido al campo generado por un cronómetro minimizó el efecto de campos externos no deseados al cronómetro.
2. Mediante el uso del efecto capacitivo en la construcción de un prototipo receptor de campo eléctrico es posible obtener una señal con información acerca de las señales que se generan dentro de un cronómetro como la forma de ondas y las frecuencias.
3. Con el uso de la modulación AM fue posible observar el espectro de frecuencias de la señal generada por el receptor de campo eléctrico.
4. El uso de un limitador de tensión posibilita disminuir la potencia de los impulsos de tensión con respecto de la potencia de la señal obtenida del oscilador del cronómetro.
5. La implementación de filtros paso-bajo y paso-alto antes de la etapa del filtro paso-banda con multiplicador de Q permitió elevar el factor de calidad en un 37.29 % teniéndose como resultado un filtro con menor ancho de banda.
6. La utilización de un PLL mejoró la obtención de la señal del oscilador interno ante variaciones de amplitud de la señal de la etapa del filtrado y transiciones esporádicas de frecuencia.
7. La realización de pruebas con una antena que emitiera ondas con una frecuencia patrón en extremas condiciones permitió obtener la

incertidumbre introducida por el circuito para la calibración de cronómetros de 1.673004×10^{-3} Hz.

8. La frecuencia de los osciladores de cuarzo empleado en cronómetros y relojes digitales posee una deriva en el tiempo.
9. La utilización del módulo contador permitió establecer la comunicación con el contador de frecuencias para realizar mediciones de forma automatizada de la señal del oscilador interno de cronómetros.
10. La calibración de cronómetros por medio del método inductivo requiere un menor tiempo de calibración que el método manual.
11. El método inductivo en la calibración de cronómetros hace que la incertidumbre por resolución sea independiente de la resolución del cronómetro, contrario al método manual.
12. La calibración del cronómetro del laboratorio por medio del método inductivo permitió mejorar la incertidumbre de medición en un 87.6956 % la incertidumbre obtenida mediante el método manual.

Recomendaciones

1. Para una mejora del diseño de los filtros implementados, se puede sustituir los componentes utilizados por otros con tolerancias menores. Lo anterior para que los ajustes sean más precisos pensando en las especificaciones que se requieren como las frecuencias de corte.

2. Para la protección y seguridad del sistema, será necesario el uso de equipo de protección contra sobretensiones y sistemas alimentación alternativas como UPS.
3. Para una inserción de menos ruido, será necesaria la implementación de una fuente de alimentación con poco ruido en la salida. La fuente de alimentación que se utiliza corresponde a una fuente de computadora, las cuales por ser conmutadas introducen pequeños rizados de tensión a la alimentación de los circuitos integrados que se introduce en la medición.
4. Para lograr una automatización más efectiva, puede implementarse un sistema realimentado que ajuste la sensibilidad del amplificador inversor en la entrada de la etapa del filtrado a tal punto que el PLL pueda engancharse y que la señal de interés no sea recortada por el limitador de tensión, sin que el metrólogo tenga que hacer el ajuste manualmente mediante el potenciómetro.
5. Para disminuir la incertidumbre por el ruido del sistema se puede implementar un sistema que genere una interrupción al contador de frecuencias en el momento en que se dan los impulsos. Esto para indicarle al contador o la computadora que no realice muestreo en el momento de los impulsos.
6. Se puede crear un sistema que realice las mediciones de frecuencia de los impulsos, ya que deben ser múltiplos de la frecuencia del oscilador, considerando que existe libertad de diseño en los cronómetros, por lo que el sistema es efectivo con cronómetros cuyas frecuencias sean conocidas.

BLIBLIOGRAFÍA

[1] Williams, A. B.; Taylor ,F. J. Electronic Filter Design Handbook, 2ª ed., McGraw-Hill, Estados Unidos, 1988.

[2] Schilling, D. Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados, 3ª ed., McGraw-Hill, Madrid, 2000.

[3] Coughlin, R.; Driscoll, F. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, 5ª ed., Prentice Hall Hispanoamericana, México, 1999.

[4] Fiore, J. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales: teoría y aplicación, 1ª ed., Thomson, Madrid, 2002.

[5] Keithley. Low level measurements handbook, 4ª ed., Keithley Instruments Inc., Estados Unidos, 1993.

[6] Tomasi, W. Sistemas de comunicaciones electrónicas, 2ª ed., Prentice Hall Hispanoamericana, México, 1996.

[7] Hayt, W. H. Teoría electromagnética, 2ª ed., McGraw-Hill, México, 1991.

[8] Brennan, P. V. Phase-locked loops principles and practice, McGraw-Hill, Estados Unidos, 1996.

[9] Agilent Technologies. Guía de programación del Contador de Frecuencias Agilent 53181A, 2ª ed., Agilent Technologies Inc., Estados Unidos, 1999.

[10] Agilent Technologies. Guía de operación del Contador de Frecuencias Agilent 53181A, 1ª ed., Agilent Technologies Inc., Estados Unidos, 2003.

[11] Modulación en amplitud, sitio Web: www.ie.itcr.ac.cr/marin/telematica/tcd/

EIS/2.ModulaciondeAmplitud.pdf visitado el miércoles 10 de septiembre del 2008.

[12] Técnicas de diseño en filtros activos, sitio Web: <http://ece-www.colorado.edu/~mcleod/teaching/Circuits2250/Extras/TI%20Active%20Filter%20Design%20App%20Note.pdf> visitado el viernes 31 de octubre de 2008.

[13] Análisis en Fourier, sitio Web: <http://www.ingelec.uns.edu.ar/pds2803/Materiales/Cap02/02-Cap02-01-Historia.pdf> visitado el martes 19 de agosto del 2008.

[14] Base de tiempos patrón, sitio Web: http://www.fortunecity.es/felices/barcelona/146/3ds/tutores/base_de_tiempos.html visitado el miércoles 14 de mayo del 2008.

[15] Guía técnica de trazabilidad e incertidumbre en la metrología de tiempo y frecuencia, sitio Web: http://www.ema.org.mx/descargas/guias_tecnicas/calibracion_caracterizacion/TiempoFrecuenciav01.pdf visitado el miércoles 14 de mayo de 2008.

[16] Relojes de cuarzo, sitio Web: <http://supercurioso.blogspot.com/2006/11/como-funcionan-los-relojes-de-cuarzo.html> visitado el 5 de agosto del 2008.

[17] Corrientes de desplazamiento, sitio Web: www.rinconsolidario.org/david/descargas/practica2-campos.pdf.gz visitado el miércoles 12 de noviembre del 2008.

[18] Principio de funcionamiento del PLL, sitio Web: <http://www.fortunecity.es/felices/barcelona/146/3ds/tutores/cronometro.html> visitado el jueves 20 de noviembre del 2008.

[19] Filtros activos, sitio Web: <http://profesores.usfq.edu.ec/nelsonh/instrumen>

[tacion/filtros-t.pdf](#) visitado el martes 5 de agosto del 2008.

[20] Síntesis de filtros activos, sitio Web: http://www.tsc.uvigo.es/BIO/Docencia/SCEE/Clases/Clase_12.pdf visitado el 05 de agosto del 2008.

[21] Cristal de cuarzo, sitio Web: <http://www.alan.melia.btinternet.co.uk/freqmeas.htm> visitado el martes 11 de noviembre del 2008.

[22] Protocolo GPIB, sitio Web: http://es.wikipedia.org/wiki/IEEE_488 visitado el martes 5 de agosto del 2008.

[23] Tutorial de GPIB, sitio Web: <http://www.hit.bme.hu/~papay/edu/GPIB/tutor.htm> visitado el jueves 07 de agosto del 2008.

[24] Guía para la estimación de la incertidumbre de medición, sitio Web: http://www.ing.unrc.edu.ar/materias/mediciones/archivos/teoricos/guia_para_estimar_la_incertidumbre_de_la_medicion-cenam.pdf visitado el martes 04 de noviembre del 2008.

[25] La jaula de Faraday, sitio Web: es.wikipedia.org/wiki/Caja_Faraday visitado el jueves 13 de noviembre.

[26] Funcionamiento del PLL, sitio Web: http://js_source/adframe07.html visitado el viernes 22 de agosto del 2008

[27] Conceptos sobre metrología, sitio Web: http://www.science.oas.org/OEA_GTZ/LIBROS/METROLOGIA/metrolo.htm visitado el martes 05 de agosto del 2008.

[28] Requerimientos técnicos y legales en mediciones de tiempo y frecuencia, sitio Web: <http://tf.nist.gov/timefreq/general/pdf/2125.pdf> visitado el martes 4 de noviembre del 2008.

[29] Calibraciones en relojes y cronómetros, sitio Web: <http://tf.nist.gov/general/pdf/1930.pdf> visitado el lunes 01 de septiembre del 2008.

[30] Red de Snubber, sitio Web: <http://www.galeon.com/konnan2001/SCR.HTML> visitado el 18 de septiembre del 2008.

[31] Corrientes de desplazamiento, sitio Web: <http://petra.euitio.uniovi.es/docencia/cursos/primero/fisica/Tema%2009%20Conducci%F3n%20el%E9ctrica.doc> visitado el jueves 28 de agosto del 2008.

[32] Cristales de cuarzo, sitio Web: www.electronica2000.com/temas/cristales.htm visitado el jueves 16 de octubre del 2008.

[33] El cuarzo, sitio Web: es.wikipedia.org/wiki/Cuarzo visitado el jueves 16 de octubre del 2008.

[34] Osciladores de cristal de cuarzo, sitio Web: <http://huarpe.com/electronica/osc/oscilador-xtal.html> visitado jueves 16 de octubre del 2008.

[35] Piezoelectricidad, sitio Web: www.fisicarecreativa.com/informes/infor_ondas/piezoelectr96.pdf visitado el jueves 16 de octubre del 2008.

[36] La compatibilidad electromagnética en el diseño de los equipos electrónicos, sitio web: http://www.cec.cubaindustria.cu/contenido/jornadaVII/3_3.pdf visitado el jueves 16 de octubre del 2008.

APÉNDICES Y ANEXOS

Apéndice A.1: Glosario

Calibración. Consiste de un procedimiento establecido bajo condiciones específicas para dar a conocer la relación entre las magnitudes indicados por el dispositivo o instrumento y un sistema de referencia del laboratorio.

Trazabilidad. Es la característica del resultado de una medición o un sistema de referencia dentro del laboratorio que les permite estar vinculados a referencias de niveles superiores ya sea estándares nacionales o internacionales, mediante una cadena de comparación ininterrumpida.

Frecuencia nominal. En un valor conocido de la frecuencia de oscilación de un cristal de cuarzo empleado como base de tiempo en un cronómetro. Un valor típico es 32 768 Hz.

Incertidumbre de medición. Corresponde a un término que caracteriza la dispersión de los valores que pueden ser atribuidos al mensurando.

Variabilidad. Dispersión de las mediciones por causas no controlables por el laboratorio.

LMVE. Siglas del Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas. Laboratorio Primario acreditado por el Ente Costarricense de Acreditación perteneciente al ICE. Laboratorio con funciones de mantener los patrones nacionales en electricidad e infocomunicaciones y realizar calibraciones de equipos de medición con trazabilidad al Sistema Internacional de Unidades de Medida.

NIST. Siglas del National Institute of Standards and Technology. Instituto metrológico nacional de Estados Unidos, laboratorio que ofrece servicios de calibración en

equipos para electromagnetismo, radiación óptica o termodinámica, tiempo y frecuencia.

CENAM. Siglas del Centro Nacional de Metrología de México. Instituto metrológico nacional de México, laboratorio que ofrece servicios de metrología como ofrecer una señal de referencia para calibración de cronómetros de forma manual.

USNO. Siglas de United States Naval Observatory.

NRC. Siglas del National Research Council de Canadá. Instituto metrológico nacional de Canadá.

SIM. Siglas del Sistema Interamericano de Metrología. Organización metrológica a nivel americano.

GPS. Sistema de posicionamiento global mediante satélites.

LACOMET. Laboratorio Costarricense de Metrología.

Apéndice A.2: Fórmulas

Cálculo del porcentaje de error en las mediciones

$$\%error = \frac{valor_no\ min\ al - valor_experimental}{valor_no\ min\ al} * 100 \quad (\mathbf{A.1})$$

Cálculo del promedio de frecuencia

Si la frecuencia se determina por “n” mediciones, la frecuencia promedio se obtiene por:

$$\bar{f} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n f_j \quad (\text{A.2})$$

Cálculo de la desviación de frecuencia

La desviación de frecuencia se obtiene a partir de la frecuencia promedio y la frecuencia nominal como:

$$\Delta f = \bar{f} - f_{\text{nominal}} \quad (\text{A.3})$$

Cálculo del porcentaje desviación medida final de un cronómetro

$$\% \text{ _Desviación _final} = \frac{\Delta f}{f_{\text{nominal}}} * 100 \quad (\text{A.4})$$

Cálculo de la desviación final de un cronómetro en un día

$$\text{Desviación _final _en _segundos} = \frac{\% \text{ _Desviación _final}}{100} * 60s * 60 \frac{\text{min}}{h} * 24 \frac{h}{\text{día}} \quad (\text{A.5})$$

Cálculo de la desviación estándar experimental

Para una cantidad “n” de mediciones de frecuencias “f_j”:

$$s(f) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (f_j - \bar{f})^2} \quad (\text{A.6})$$

Incertidumbre por variabilidad de mediciones

Corresponde a la incertidumbre estándar de la media en una repetición de mediciones sobre una misma variable bajo condiciones controladas. Evalúa otras

fuentes de incertidumbre como la reproducibilidad y las encontradas a partir de la regresión lineal. La variabilidad se estima en este método como:

$$U_v = \frac{s(f)}{\sqrt{n}} * t_p(\nu) = t_p(\nu) * \frac{1}{\sqrt{n}} \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (f_j - \bar{f})^2} \quad (\text{A.7})$$

Frecuentemente los valores de las mediciones corresponden a una distribución normal. En caso en que se tengan pocas mediciones, las mediciones siguen una distribución de probabilidad llamada t de Student, por lo que se amplía el intervalo. La variable $t_p(\nu)$ corresponde al factor de la distribución de probabilidad t de Student e indica los límites del intervalo correspondiente al nivel de confianza p de la distribución. En el laboratorio, el nivel de confianza para esta incertidumbre siempre se toma en 68 % (1 sigma), mientras que ν corresponde al grado de libertad que depende del número de repeticiones sobre la variable. Para este tipo de mediciones, se tiene que:

$$\nu = n - 1 \quad (\text{A.8})$$

En general cuanto mayor sea la cantidad de mediciones, la distribución t de Student se asemeja a la distribución normal, por lo que $t_p(\nu)$ se aproxima a 1.

Incertidumbre por resolución

La resolución corresponde a la menor magnitud que puede expresar un instrumento digital sobre la variable en cuestión. En este caso, existe una incertidumbre por la resolución del instrumento. La incertidumbre por resolución corresponde a una distribución de probabilidad rectangular, puesto que el resultado de la medición de la variable puede tomar cualquier valor dentro del intervalo de resolución. La incertidumbre equivalente para un nivel de confianza de 68% se obtiene como:

$$U_r = \frac{\text{Resolución}_{\text{Medición}}}{2 * \sqrt{3}} \quad (\text{A.9})$$

Incertidumbre por especificaciones del instrumento

La incertidumbre por la especificación del instrumento se calcula de acuerdo al semi-intervalo de variación que el fabricante especifica y corresponde a una distribución de probabilidad rectangular. La incertidumbre equivalente para un nivel de confianza de 68% se obtiene como:

$$U_{\text{Es-ins}} = \frac{\text{Semi-intervalo}}{\sqrt{3}} \quad (\text{A.10})$$

Incertidumbre combinada

La incertidumbre combinada corresponde a aquella debido a “n” fuentes de incertidumbre. Se calcula como:

$$U_{\text{comb}} = \sqrt{\sum_{j=1}^n U_j^2} \quad (\text{A.11})$$

Incertidumbre de medición

La incertidumbre de medición se expresa en término de la incertidumbre expandida, la cual tiene como ecuación:

$$U_{\text{medición}} = U_C * t_p(v) \quad (\text{A.12})$$

En el laboratorio se usa dar la incertidumbre de medición a un nivel de confianza del 95.45 % para aproximar la distribución t de Student a la distribución normal. En este caso, para una cantidad de mediciones mayor a 100, el valor de

$t_p(\nu)$ toma un valor de 2. En este caso la incertidumbre de medición se presenta como:

$$U_{\text{medición}} = 2 * U_C \quad (\mathbf{A.13})$$

Anexo B.1 Aspectos más relevantes del Circuito Integrado NE567

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

DESCRIPTION

The NE567/SE567 tone and frequency decoder is a highly stable phase-locked loop with synchronous AM lock detection and power output circuitry. Its primary function is to drive a load whenever a sustained frequency within its detection band is present at the self-biased input. The bandwidth center frequency and output delay are independently determined by means of four external components.

PIN CONFIGURATION

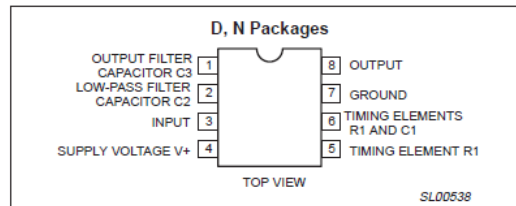


Figure 1. Pin configuration

FEATURES

- Wide frequency range (0.01 Hz to 500 kHz)
- High stability of center frequency
- Independently controllable bandwidth (up to 14%)
- High out-band signal and noise rejection
- Logic-compatible output with 100 mA current sinking capability
- Inherent immunity to false signals
- Frequency adjustment over a 20-to-1 range with an external resistor

APPLICATIONS

- Touch-Tone® decoding
- Carrier current remote controls
- Ultrasonic controls (remote TV, etc.)
- Communications paging
- Frequency monitoring and control
- Wireless intercom
- Precision oscillator

BLOCK DIAGRAM

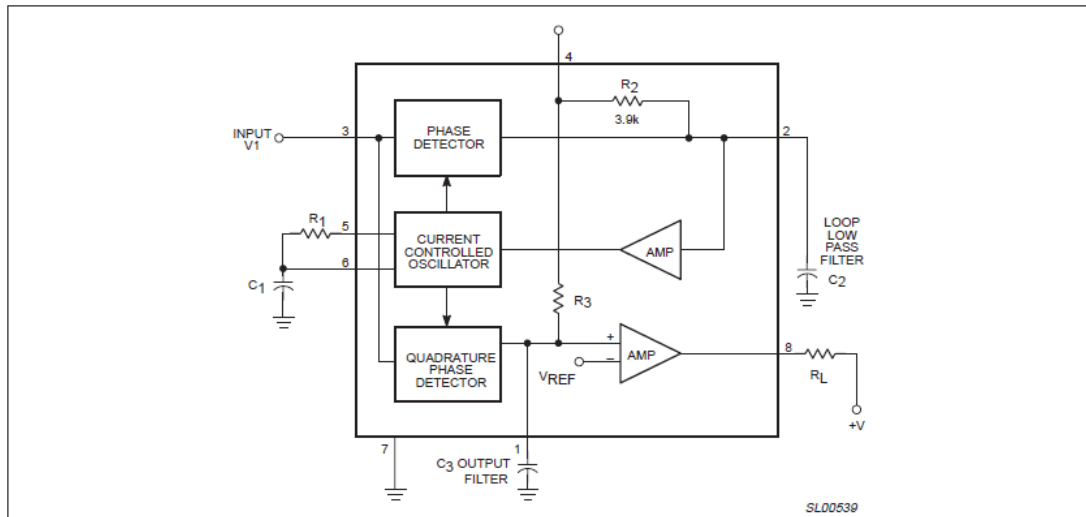


Figure 2. Block Diagram

®Touch-Tone is a registered trademark of AT&T.