



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

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

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

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

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

Respeto hacia si mismo y hacia los demás.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE DETECCIÓN DE ARMÓNICOS EN LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN ELÉCTRICA

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

JUAN CARLOS OBREGÓN VALENCIA
jcarlosobregonval@gmail.com

DIRECTOR: Msc. NELSON SOTOMAYOR
nsotomayor@hotmail.com

Quito, Febrero 2009

DECLARACIÓN

Yo, Juan Carlos Obregón Valencia, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

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

Juan Carlos Obregón Valencia

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Juan Carlos Obregón Valencia, bajo mi supervisión.

Ing. Nelson Sotomayor, MSc.
DIRECTOR DEL PROYECTO

CONTENIDO

RESUMEN	i
PRESENTACIÓN	ii
CAPITULO 1 GENERALIDADES.....	1
1.1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.2 ANALIZADORES DE ARMÓNICOS COMERCIALES	2
1.2.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES	3
1.2.2 APLICACIONES.....	6
1.3 LA TRANSFORMADA DE FOURIER	7
1.3.1 LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT).....	8
1.3.2 LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (FFT).....	15
1.3.2.1 MÉTODO DE ORDENACIÓN DE TABLAS MEDIANTE INVERSIÓN DE BIT DE ACARREO O “BIT-REVERSED”	20
1.3.2.2 ALGORITMO RADIX-2 DE DECIMACIÓN EN TIEMPO PARA EL CÁLCULO DE LA FFT	22
1.3.2.3 ALGORITMO RADIX-2 DE DECIMACIÓN EN FRECUENCIA PARA EL CÁLCULO DE LA FFT	29
CAPITULO 2 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO	35
2.1 INTRODUCCIÓN AL PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES	35
2.1.1 VENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES	36
2.2 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL ANALIZADOR DE ARMÓNICOS CONSTRUIDO	38
2.3 REDUCCIÓN DE AMPLITUD Y DESACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS DE LA SEÑAL DE ENTRADA	39
2.4 AISLAMIENTO ELÉCTRICO DE LA SEÑAL DE VOLTAJE DE ENTRADA	42
2.4.1 DISEÑO DE LAS FUENTES NECESARIAS PARA EL AISLAMIENTO ELÉCTRICO.....	44
2.5 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL AISLADA	47
2.5.1 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE DE LA PINZA AMPERIMÉTRICA	48

2.6	DETECCIÓN DE CRUCE POR CERO.....	50
2.7	CONVERSIÓN ANALÓGICA/DIGITAL.....	52
2.7.1	MUESTREO	52
2.7.2	CUANTIFICACIÓN	56
2.7.3	CODIFICACIÓN	56
2.8	EL dsPIC30F4013: HARDWARE	57
2.8.1	RECURSOS UTILIZADOS	59
2.9	INTERFAZ GRÁFICA DE USUARIO.....	61
2.9.1	LCD GRÁFICO CON CONTROLADOR T6963C.....	62
2.9.2	PANTALLA TÁCTIL	65
2.9.2.1	PANTALLA TÁCTIL RESISTIVA	66
	CAPITULO 3 DESARROLLO DEL PROGRAMA DE CONTROL.....	70
3.1	INTRODUCCION AL LENGUAJE DE PROGRAMACION mikroC_dsPIC ...	71
3.2	ARQUITECTURA DEL PROGRAMA DE CONTROL DEL dsPIC30F4013..	75
3.2.1	FUNCIÓN PRINCIPAL (MAIN).....	76
3.2.2	FUNCIÓN PARA CALIBRACIÓN DE LA PANTALLA TÁCTIL	79
3.2.3	FUNCIÓN PARA LA ADQUISICIÓN DE DATOS DE LAS SEÑALES DE ENTRADA	80
3.2.4	FUNCIÓN PARA DESPLEGAR LAS SEÑALES DE ENTRADA EN UN GRÁFICO TIPO OSCILOSCOPIO	81
3.2.5	FUNCIÓN PARA EL CÁLCULO DE LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (FFT)	83
3.2.6	FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT COMO UN GRÁFICO DE BARRAS (ESPECTRO DE FRECUENCIA)	85
3.2.7	FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT EN VALORES PORCENTUALES	86
3.2.8	FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DEL ANÁLISIS DE LOS DATOS DE LA FFT (CÁLCULO DEL CONTENIDO ARMÓNICO TOTAL THD%)	88
3.3	DIAGRAMAS DE FLUJO	90
3.3.1	FUNCIÓN PRINCIPAL (MAIN).....	90
3.3.2	FUNCIÓN PARA CALIBRACIÓN DE LA PANTALLA TÁCTIL	91
3.3.3	FUNCIÓN PARA LA ADQUISICIÓN DE DATOS DE LAS SEÑALES DE ENTRADA	92

3.3.4 FUNCIÓN PARA DESPLEGAR LAS SEÑALES DE ENTRADA EN UN GRÁFICO TIPO OSCILOSCOPIO	93
3.3.5 FUNCIÓN PARA EL CÁLCULO DE LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (FFT)	94
3.3.6 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT COMO UN GRÁFICO DE BARRAS (ESPECTRO DE FRECUENCIA)	95
3.3.7 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT EN VALORES PORCENTUALES	96
3.3.8 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DEL ANÁLISIS DE LOS DATOS DE LA FFT (CÁLCULO DEL CONTENIDO ARMÓNICO TOTAL THD%)	98
CAPITULO 4 PRUEBAS Y RESULTADOS.....	99
4.1. MEDICIÓN DE VOLTAJE, NIVELES DE ARMÓNICOS Y THD% DE LA RED ELÉCTRICA DE 220V.....	100
4.2. MEDICIÓN DE VOLTAJE, NIVELES DE ARMÓNICOS Y THD% DE LA RED ELÉCTRICA DE 120V.....	103
4.3. MEDICIÓN DE CORRIENTE, NIVELES DE ARMÓNICOS Y THD% PRODUCIDOS POR UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE 6 PULSOS EN LA RED DE 220V.....	106
4.4. LISTA DE ELEMENTOS Y COSTO.....	109
4.5. CARACTERÍSTICAS DEL EQUIPO CONSTRUIDO.....	111
CAPITULO 5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	115
ANEXOS.....	118

RESUMEN

El presente trabajo tiene como objetivo diseñar e implementar un sistema basado en un controlador digital de señales (DSC) dsPIC de Microchip que permita realizar el análisis y presentación de armónicos contenidos en la línea de alimentación eléctrica. Se podrá medir los diferentes niveles de voltajes y corrientes armónicos presentes en la línea de alimentación, por lo que primero se tomarán las mediciones en la línea, se las aislará del circuito analizador de armónicos y se las acondicionará a los niveles adecuados para que puedan ingresar al conversor análogo/digital del dsPIC y puedan convertirse en datos digitales para su respectivo procesamiento.

Una vez que se han digitalizado las señales bajo estudio, se las almacenará en una tabla en la memoria del dsPIC para que se pueda aplicar la transformada discreta de Fourier (DFT) al reordenar las direcciones de dicha tabla de datos iniciales en una tabla de resultados de acuerdo al “método de la mariposa” que se controla con el direccionamiento por inversión de acarreo. Este procedimiento crea un ordenamiento que facilita el posterior cálculo de la DFT al intercambiar los bits del puntero de direcciones entorno al punto central de dicha dirección, con lo que el resultado es la “imagen espejo” de dicha dirección.

Obtenida la transformada discreta de Fourier (DFT), en un LCD gráfico de pantalla táctil se podrá visualizar mediante un gráfico de barras el espectro de frecuencias de las señales analizadas, es decir, los niveles de voltajes y corrientes armónicas presentes en la línea de alimentación eléctrica bajo estudio, obteniéndose una presentación similar a la observada en cualquier analizador de armónicos comercial, así como también los valores del contenido armónico total (THD) tanto de voltaje como de corriente, lo cual se podrá seleccionar mediante el teclado táctil de la pantalla del LCD gráfico.

PRESENTACIÓN

El análisis del contenido armónico presente en las señales de voltaje y corriente de la red de energía eléctrica se vuelve indispensable para tomar acciones que permitan reducir dichos niveles de distorsión ubicando los puntos generadores de distorsión armónica para el correcto diseño de filtros con el fin de prevenir los daños a equipos conectados a estos puntos.

Este proyecto busca desarrollar un dispositivo analizador de armónicos de bajo costo que permita realizar estas mediciones de distorsión armónica de voltaje y corriente en la red eléctrica usando un Controlador Digital de Señales (DSC por sus siglas en inglés) dsPIC de la Microchip, en el cual se implementa la Transformada Rápida de Fourier (FFT) para el análisis de señales, y un LCD gráfico con pantalla táctil en el que se visualizan los datos del analizador a través de una interfaz gráfica amigable con el usuario que permite acceder a las opciones del usuario con el toque de la pantalla.

Con el fin de alcanzar el objetivo establecido se analizará en el Capítulo 1 los componentes generales de un sistema analizador de armónicos comercial para comprender el funcionamiento que debe tener este tipo de dispositivos. Además, se analizará brevemente los fundamentos matemáticos para implementar el algoritmo de cálculo de la FFT en un sistema microprocesador como el DSC usado en este proyecto.

Las señales de voltaje y corriente provenientes de la red eléctrica requieren de un acondicionamiento previo antes de ingresar al conversor A/D del dsPIC para su conversión en datos digitales que posteriormente son analizados con la FFT y presentados en el LCD gráfico de pantalla táctil por medio de una interfaz gráfica fácil de ser utilizada por cualquier usuario; todos los diseños empleados en el desarrollo del dispositivo y las características principales del LCD gráfico de pantalla táctil serán analizados en el Capítulo 2.

El programa de control del dsPIC se encarga de realizar la adquisición de las señales de voltaje y corriente a través del conversor A/D y digitalizarlas de manera de analizar estos datos con la FFT y obtener los niveles de contenido armónico presentes en dichas señales.

Una vez realizado este análisis se procede a mostrar los resultados en una interfaz gráfica similar a la usada en los dispositivos comerciales de análisis de armónicos usando un LCD gráfico de pantalla táctil manejado con una pantalla táctil; en el Capítulo 3 se da una breve explicación del lenguaje de programación mikro_C para dsPIC usado en la programación del microprocesador y se describe el programa principal junto con las funciones empleadas en el manejo del dispositivo, además se presentarán los diagramas de flujo de cada una de ellas.

Se realizarán pruebas del funcionamiento del prototipo usando el analizador de armónicos comercial Fluke 41B como un dispositivo patrón para contrastar los datos obtenidos con el prototipo y verificar la validez de los niveles de armónicos calculados, estas pruebas junto con los resultados obtenidos serán presentados en el Capítulo 4.

Al final se presenta en el Capítulo 5 las Conclusiones y Recomendaciones generadas en el desarrollo del presente proyecto.

CAPITULO 1

GENERALIDADES

1.1 INTRODUCCIÓN

Mediante el presente proyecto se pretende diseñar y construir un analizador de los niveles de armónicos presentes en la línea de alimentación eléctrica de bajo costo, para lo cual se va a utilizar un controlador digital de señales (DSC) dsPIC de Microchip que permita realizar el procesamiento digital de señales de voltaje y corriente utilizando para ello la transformada discreta de Fourier (DFT) implementada en el dsPIC que permite identificar los niveles de armónicos contenidos en las señales analizadas al obtenerse el espectro de frecuencias de dichas señales.

Una vez que se hayan procesado estos datos se los podrá visualizar en un LCD gráfico de pantalla táctil de 240 x 128 píxeles de resolución para tener una adecuada y ordenada presentación de los diferente niveles de armónicos a distintas frecuencias y de la medición del contenido armónico total (THD) presente en la línea, tanto de la señal de voltaje como de la de corriente, similar a la de un analizador de armónicos comercial.

Adicionalmente, se tendrá la opción de visualizar la forma de onda de las señales bajo análisis, tanto de corriente como de voltaje, así como los parámetros correspondientes a valores máximos y RMS de cada forma de onda, se tendrá la capacidad de estimar el valor de factor de potencia, potencia activa, reactiva, aparente y de distorsión del sistema cuando se introduzcan simultáneamente las señales de corriente y voltaje.

El manejo de un LCD gráfico de pantalla táctil se presenta como una alternativa al uso de un teclado matricial convencional para seleccionar las instrucciones que permitan operar al analizador de armónicos, de manera que utilizando

simplemente los dedos se puedan seleccionar las opciones desplegadas en el formato de presentación del LCD gráfico de pantalla táctil.

1.2 ANALIZADORES DE ARMÓNICOS COMERCIALES

Uno de los inconvenientes que se afronta al analizar los sistemas eléctricos de potencia se relaciona con el hecho de tomar los datos necesarios que permitan verificar la eficiencia en la transmisión y distribución de la energía eléctrica, además de requerir una confiable medición del consumo de energía tanto para instalaciones industriales, comerciales y residenciales.

Con el transcurrir de los años y la creciente utilización de sistemas electrónicos basados en convertidores estáticos de estado sólido en instalaciones industriales, comerciales y residenciales, se enfrentó el reto de hacer el monitoreo de los sistemas de distribución tomando en cuenta la distorsión presente en las formas de onda de las señales de voltaje y corriente debido a las conmutaciones que los elementos semiconductores generaban; pues se necesitaban hacer esfuerzos para controlar los armónicos de corriente dentro de los límites permitidos en la industria mediante equipo capaz de monitorear esta distorsión en las subestaciones de distribución.

Uno de los problemas que se presenta cuando un consumidor genera una considerable distorsión armónica es que ésta puede afectar a los consumidores adyacentes a esa fuente, puesto que todo ese grupo de clientes pueden considerarse como contribuyentes a la contaminación de armónicos en la red, lo cual dificulta la correcta localización de la fuente de armónicos especialmente cuando se encuentran presentes redes resonantes. [1]

Todo esto demanda poseer un aparato de medición que sea capaz de identificar la fuente de armónicos para poder establecer las medidas pertinentes que permitan remediar el problema, como la implementación y diseño de filtros de armónicos u otros esquemas de corrección.

Aspectos que deben tomarse en cuenta para hacer el correcto análisis de un sistema de potencia que contenga contaminación de armónicos serán entonces el realizar mediciones periódicas, usar adecuados transductores y contar con un buen equipo de medición, lo cual será discutido a continuación tomando en cuenta los aspectos más importantes dentro del campo de la medición de los niveles armónicos presentes en la red eléctrica.

1.2.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES [1]

El proceso de medición de armónicos demanda que tanto el instrumento de medición, como los transductores de voltaje y corriente cumplan con ciertas características para asegurar que se obtengan muestras significativas de las señales bajo estudio, lo cual se relaciona con aspectos generales que deben tener los analizadores de armónicos comerciales como los que se menciona a continuación.

El ancho de banda de la entrada analógica de un analizador de armónicos se relaciona con el límite de la frecuencia alrededor de la cual la señal es atenuada por más de 3 dB (29.2%), recomendándose un ancho de banda de 3 ± 0.5 Hz entre los puntos de -3 dB con una atenuación mínima de 40 dB a la frecuencia de $f_h + 15$ Hz (siendo f_h la frecuencia del armónico de orden h).

Tomando en cuenta esta consideración, una entrada analógica con un ancho de banda de 1.5 KHz. permite limitar la medición de armónicos hasta el armónico de orden 25 en un sistema de 60 Hz y hasta el armónico de orden 30 para sistemas de 50 Hz; lo cual permite cubrir la mayoría de frecuencias de interés en aplicaciones prácticas.

Sin embargo, considerando el criterio de Nyquist, si la señal de entrada contiene frecuencias mayores a la mitad de la frecuencia de muestreo, la señal no podrá ser interpretada adecuadamente y se requerirá que el ancho de banda de la entrada analógica sea mayor a los 3 KHz.; ya que para las corrientes armónicas menores a las de orden 65 (3.9 KHz. para 60 Hz o 3.25 KHz. para 50 Hz) la

frecuencia de muestreo debe ser de al menos el doble que el ancho de banda de entrada, o una tasa de muestreo de 8 Ksps (K muestras por segundo) para cubrir sistemas de 60 Hz y 50 Hz.

En el mercado existen una extensa cantidad de analizadores de armónicos (como el que se muestra en la Figura 1.1) que son capaces de entregar mediciones de voltaje y corriente RMS, así como de calcular la potencia activa, reactiva y aparente. Incluso hay equipos capaces de determinar la distorsión armónica presente (THD) tanto en las señales de voltaje como de corriente presentando niveles totales o individuales de armónicos, y algunos son capaces de calcular los productos V^*t e I^*t y el factor K (para el caso de transformadores).

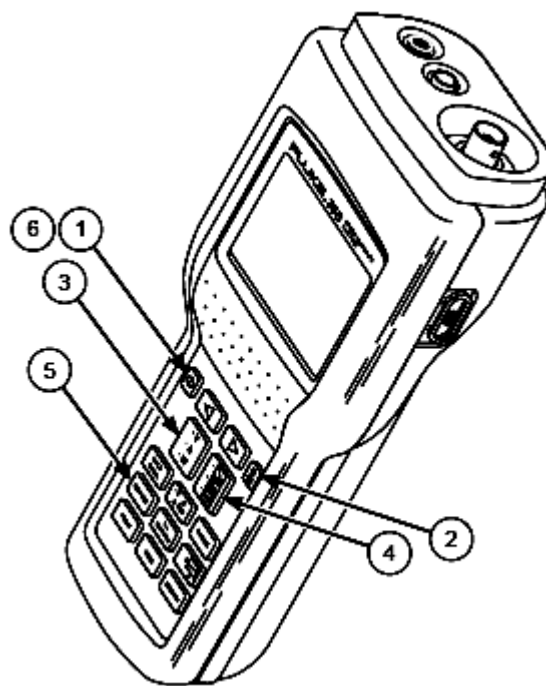


Figura 1.1 Analizador de armónicos Fluke 39/41B, tomado de [2]

Estos analizadores se encuentran en versiones tanto para monitoreo en interiores como en exteriores, siendo algunos capaces de llevar a cabo un registro de las mediciones que toman para poder luego efectuar un estudio estadístico de la fluctuación de la distorsión armónicos en los sistemas de potencia o de distribución de la energía eléctrica.

En cuanto a los transductores que utilizan los analizadores de armónicos, estos elementos son capaces de convertir los parámetros a medirse en señales de una adecuada amplitud para que puedan ser procesadas por el equipo de medición. Sin embargo, no solo es importante la amplitud de dichas señales, ya que es esencial que la respuesta en frecuencia de estos transductores tenga un apropiado ancho de banda para no producir distorsión en las señales bajo análisis, con lo que se pueden tener dos tipos de transductores a utilizarse:

- Transformadores de voltaje
- Transformadores de corriente

Dependiendo del sistema de voltaje, la configuración de la red y el tipo de carga, la señal de voltaje puede ser medida directamente a mediante un transformador de voltaje. Cuando se utiliza un transformador de voltaje la medición se la hace en el lado de bajo voltaje, sin embargo se deben realizar pruebas de la respuesta en frecuencia de dicho transductor para determinar si el ancho de banda que posee es adecuado para llevar a cabo las mediciones de armónicos.

Para el caso de la medición de corriente generalmente se utilizan transductores de corriente (como los usados en contadores de energía y medidores de potencia en subestaciones), puesto que poseen un ancho de banda de 20 Khz. con errores menores al 3%, como se muestra en la Figura 1.2.

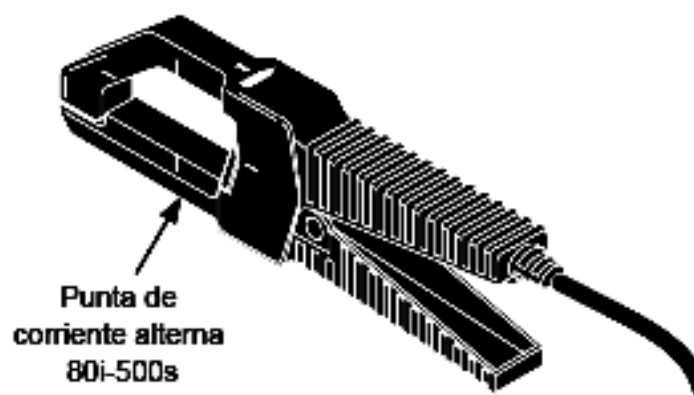


Figura 1.2 Transductor de corriente 80i-500s del Fluke 39/41B, tomado de [2]

En cuanto se refiere al tipo de cable utilizado para construir las puntas, para medición de voltaje se ocupa cable coaxial blindado cuando el punto de medición se encuentra cerca al equipo, o fibra óptica para el caso de tener distancias de decenas de metros, pues esto permite tener un adecuado aislamiento de cualquier interferencia que pueda provocar pequeños picos de amplitud en las señales bajo análisis.

En la Figura 1.3 se puede apreciar un esquema en bloques de los elementos componentes de un analizador de armónicos.

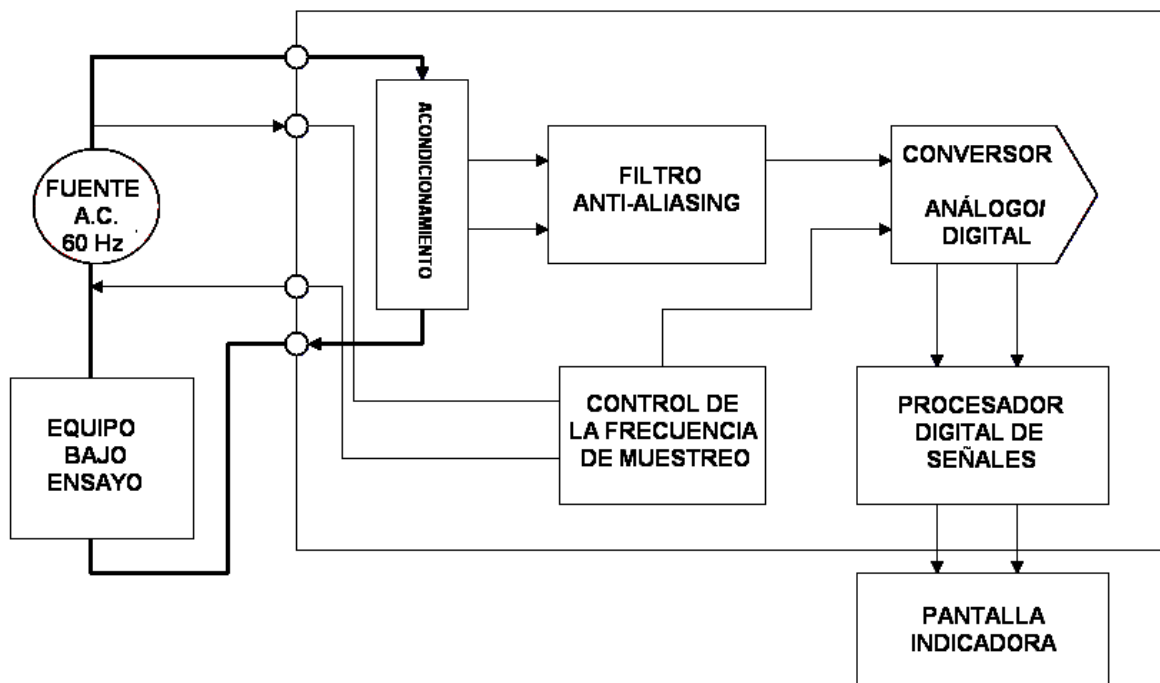


Figura 1.3 Esquema en bloques de un analizador de armónicos

1.2.2 APLICACIONES

En la industria actual se ha difundido ampliamente el uso de equipo electrónico basado en convertidores estáticos de potencia como variadores de frecuencia, ordenadores personales, fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS) y circuitos rectificadores en general, las cuales son cargas no lineales que han contribuido a contaminar con componentes armónicas de corriente a las líneas de distribución de energía eléctrica.

Este hecho ha llevado a la necesidad de tomar mediciones de estos niveles de distorsión armónica en los Puntos de Acoplamiento Común (PCC) y en los nodos donde se interconectan cargas no lineales, todo esto con el objetivo de asegurar el que no se sobrepasen los límites permitidos de emisión de armónicos donde se tienen cargas no lineales.

La precisa localización de estos puntos generadores de contaminación armónica facilita el diseño y correcta ubicación de filtros de armónicos para grandes instalaciones industriales, evitando gastos innecesarios debido a malos diseños de estos sistemas y permitiendo la verificación de la eficacia del esquema de filtrado implementado.

La medición de armónicos provee información valiosa acerca del cumplimiento de los consumidores con los estándares permitidos de contaminación armónica, pues se debe tomar en cuenta que el amplio uso de equipo electrónico de conmutación provoca que cada consumidor sea un contribuyente al problema de la distorsión armónica al crear puntos donde se provocan inconvenientes al correcto funcionamiento del equipo electrónico de los consumidores adyacentes a la fuente de armónicos, lo cual se agrava debido al constante crecimiento de las redes de distribución de energía, ante lo cual se requieren aplicar métodos de predicción y análisis como herramientas necesarias para el adecuado control de la contaminación armónica y la gestión de la calidad de la energía eléctrica en las líneas de alimentación mediante el uso de un adecuado equipo de medición como los analizadores de armónicos industriales. [1]

1.3 LA TRANSFORMADA DE FOURIER

La Transformada de Fourier es una herramienta matemática que permite efectuar la descomposición de cualquier tipo de señal representada en el dominio del tiempo (periódica o aperiódica) en función de componentes sinusoidales que proporcionan la representación en el dominio de la frecuencia de dicha señal, lo cual resulta útil en numerosas aplicaciones de procesamiento digital de señales y para el análisis y diseño de sistemas lineales invariantes en el tiempo (LTI).

Cuando se trabaja con señales periódicas, la descomposición de dicha señal se conoce como serie de Fourier; mientras que cuando se tienen señales de energía finita, la descomposición de dicha señal se conoce como transformada de Fourier. [3]

Dentro del presente proyecto se ocupará evidentemente la transformada de Fourier, pues la señal de entrada al analizador de armónicos no puede ser considerada periódica debido a que es una señal muestreada que presenta variaciones infinitesimales de una muestra respecto a otra, debido al tiempo de conversión entre muestra y muestra requerido por el conversor A/D, con lo que es conveniente asumir que no se trabaja con una señal periódica, sino más bien con una señal de energía finita, a pesar de que la frecuencia fundamental de la señal de entrada sea siempre la frecuencia de la red (60 Hz para este caso).

Por esta razón, dentro de los siguientes acápites se tratará tanto el desarrollo matemático como la implementación computacional de la transformada discreta de Fourier que es la que se utilizará en este proyecto, pues al muestrear la señal de entrada al analizador de armónicos se está discretizando dicha señal, ya que las muestras se toman a intervalos de tiempo constantes definidos por la tasa de conversión a la que trabaja el conversor A/D.

1.3.1 LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT)

La transformada discreta de Fourier (DFT) es simplemente una aplicación particular de la transformada de Fourier para cuando se trabaja con señales muestreadas a iguales intervalos de tiempo, pues la DFT se calcula sobre secuencias de longitud finita que se encuentran comprendidas dentro del intervalo temporal $0 < n < N - 1$, siendo N el número total de muestras de las que se compone la secuencia de longitud finita bajo análisis.

La DFT tiene varias aplicaciones importantes, dentro de las cuales cabe mencionar las siguientes:

- Estimación espectral de las frecuencias contenidas en señales muestreadas
- Estimación espectral y filtrado de señales contaminadas por ruido o interferencia
- Desenmascarado de tramas de datos en comunicación digital
- Identificación de la función de transferencia de sistemas lineales e invariantes en el tiempo a partir de su respuesta frecuencial

El desarrollo matemático de la transformada discreta de Fourier parte de la transformada de Fourier para señales discretas que permite describir el espectro de señales discretas de longitud infinita. La deducción de la DFT se consigue a partir de la definición de la convolución discreta entre dos señales cualesquiera $x[n]$ y $h[n]$ para un intervalo de muestreo $t_s = 1$, definida como: [4]

$$y[n] = x[n] * h[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_s[k] h_s[n - k] \quad (1.1)$$

Donde n y k son números enteros.

La convolución discreta entre dos señales se puede apreciar gráficamente de mejor manera mediante la Figura 1.5 mostrada a continuación, en la que se presentan tanto las señales muestreadas como el resultado de la convolución entre ellas.

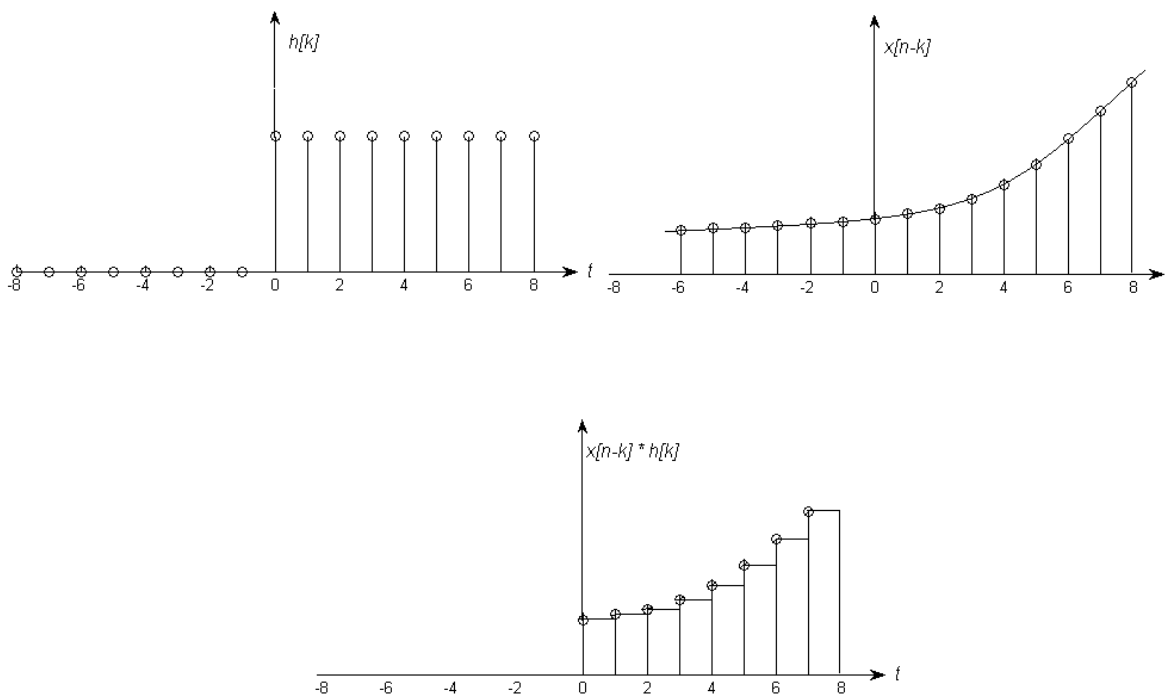


Figura 1.5 Convolución gráfica de señales

Entonces, si se tiene una señal de entrada armónica $x[n] = \exp(j2\pi kft_s)$, la respuesta ante una entrada $h[n]$ será la siguiente:

$$\begin{aligned}
 y[n] &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp[(j2\pi(n-k)ft_s)] \cdot h[k] \\
 &= \exp[(j2\pi kft_s)] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi nft_s) \cdot h[k] \\
 &= x[n] \cdot H(f)
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

Donde, $H(f)$ es la transformada de Fourier de la señal discreta $h[n]$. Hay que tener en cuenta que la función $H(f)$ es periódica debido a que $h[n]$ es una señal muestreada a intervalos iguales de tiempo.

De lo anterior se define a la transformada de Fourier de una señal discreta $x[n]$ como:

$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \exp(-j2\pi nft_s) \quad (1.3)$$

Se puede observar que en la ecuación (1.3) se tiene el problema de trabajar con series de datos de longitud infinita, lo cual dificulta la implementación de la DFT, pues la electrónica requiere que se manejen únicamente un número finito de datos discretos que además sean de una magnitud finita y cuantificable.

Debido a lo expuesto anteriormente se trata de discretizar las variables continuas y de limitar el número de muestras que se toman de las mismas mediante un conversor A/D para obtener señales digitalizadas que pueden ingresar a un procesador para su tratamiento, lo cual conlleva a la necesidad de definir a la transformada discreta de Fourier para trabajar con series de longitud finita.

Para las series de Fourier se cumple la siguiente expresión para cuando se tiene una frecuencia $f_o = 1/T$:

$$x_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_s[k] \cdot \exp(j2\pi k f_o t) \quad (1.4)$$

Donde: $X_s(k) = \frac{1}{T} \int_{\pi} x_p(t) \cdot \exp(-j2\pi k f_o t) dt$

En la ecuación anterior de $x_p(t)$ se deben tomar N muestras de la señal durante un período a intervalos de tiempo t_s para poder limitar la señal, de manera que el período se defina como $T = Nt_s$ para calcular los coeficientes de la señal $X[k]$ (la serie de Fourier discreta de la señal periódica muestreada $x_p[n]$) con la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
X[k] &= \frac{1}{Nt_s} \sum_{n=0}^{N-1} x_p[n] \cdot \exp(-j2\pi k f_o n t_s) \cdot t_s && \text{Para } k = 0,1,2,\dots,N-1 \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_p[n] \cdot \exp(-j2\pi kn / N)
\end{aligned}
\tag{1.5}$$

Por lo tanto, si se tiene una señal $x[n]$ limitada a N muestras tomadas con un intervalo de muestreo constante t_s , la transformada de Fourier para esta señal discreta se define como:

$$Xp(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \exp(-j2\pi n f t_s)
\tag{1.6}$$

Donde $Xp(f)$ es una señal conformada de N número de muestras tomadas periódicamente a una frecuencia de $1/t_s$, ante lo cual, para obtener la señal $X_T(k)$ se debe sustituir f por k/Nt_s , obteniéndose la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
X_T(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \exp[-j2\pi n k t_s / (N t_s)] \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \exp[-j2\pi n k / N]
\end{aligned}
\tag{1.7}$$

La ecuación (1.7) resultante de $X_T(k)$ es la definición de la transformada discreta de Fourier de una señal $x[n]$. Cabe notar que esta expresión es idéntica a la de la serie discreta de Fourier excepto por el término $1/N$ fuera del sumatorio.

Para comprender el cálculo de la DFT e interpretar el resultado de la misma se utilizará el ejemplo citado a continuación.

Ejemplo:

Teniendo una señal $x[n]=\{1,2,1,0\}$ de $N = 4$ muestras, el desarrollo de la DFT $X_T(k)$ estará comprendido entre el intervalo $0 < n < 3$ para los valores $k = 0, 1, 2, 3$; como sigue a continuación:

$$k = 0, X_T[0] = \sum_{n=0}^3 x[n] \cdot \exp[-j2\pi n(0)/4] = 1 + 2 + 1 + 0 = 4$$

$$k = 1, X_T[1] = \sum_{n=0}^3 x[n] \cdot \exp[-j2\pi n(1)/4] = 1 + 2\exp(-j\pi/2) + \exp(-j\pi) = -j2$$

$$k = 2, X_T[2] = \sum_{n=0}^3 x[n] \cdot \exp[-j2\pi n(2)/4] = 1 + 2\exp(-j\pi) + \exp(-j2\pi) = 0$$

$$k = 3, X_T[3] = \sum_{n=0}^3 x[n] \cdot \exp[-j2\pi n(3)/4] = 1 + 2\exp(-j3\pi/2) + \exp(-j3\pi) = j2$$

Por tanto, la DFT de $x[n]$ será $X_T(k) = \{4, -j2, 0, j2\}$.

El resultado de la DFT puede ser interpretado como los coeficientes espectrales (series de Fourier) de una señal periódica discreta cuyos muestreos coinciden con la señal $x[n]$, o como el espectro de una señal aperiódica discreta cuyos muestreos corresponden a la secuencia $x[n]$.

Tomando en cuenta lo mencionado anteriormente, se definirá a la DFT como una aproximación al espectro de frecuencias de la señal analógica muestreada original, cuya magnitud se ve influenciada por el intervalo de muestreo, mientras que su fase depende de los instantes de muestreo.

Existen varias formas de dibujar los coeficientes de la DFT de una secuencia de datos, una de ellas es indicarlos directamente mediante el módulo de la señal $X_T(k)$ respecto al índice k , pues la señal $X_T(k)$ es simétrica respecto a $N/2$, lo cual será tomado en cuenta en el presente proyecto de titulación.

Por lo tanto, para dibujar el espectro de frecuencias de una señal mediante el índice k basta con tomar en cuenta la mitad de los datos resultantes de aplicar la DFT a la secuencia de datos de la señal original, como se puede observar en la Figura 1.6.

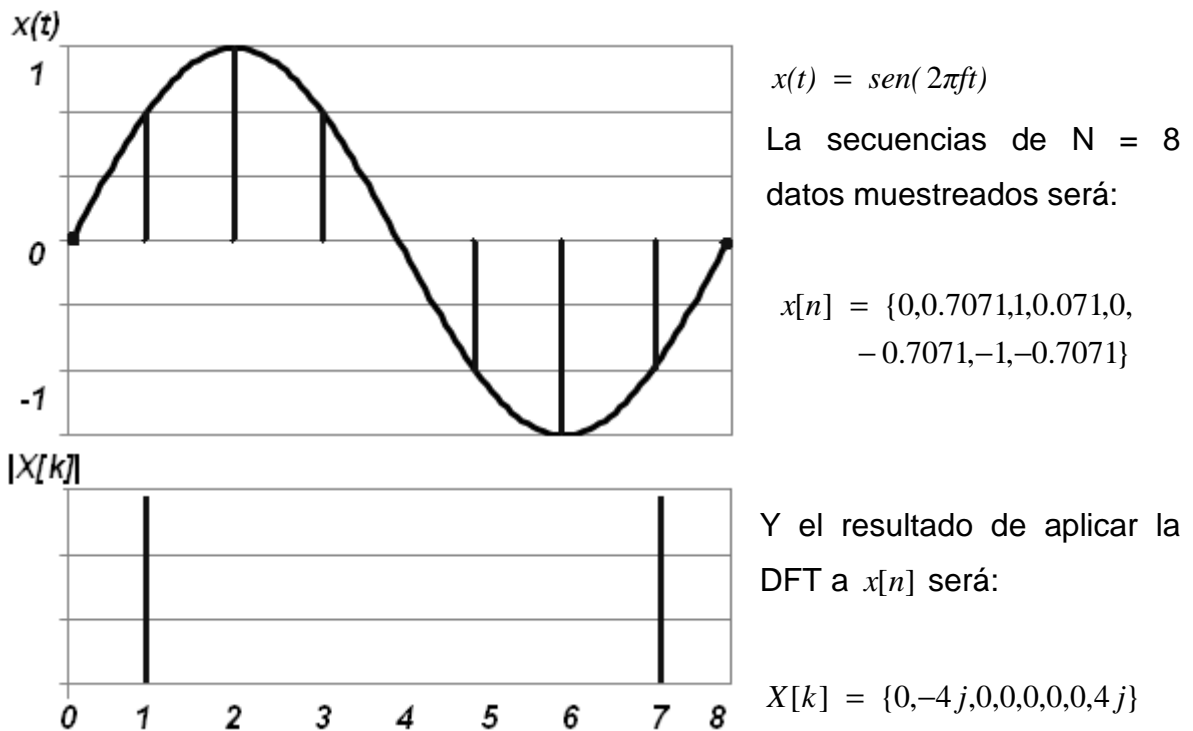


Figura 1.6 Representación gráfica de la DFT de una secuencia de datos

Hay que tener en cuenta que la máxima frecuencia detectable por la DFT será $f_s/2$ de acuerdo al teorema del muestreo de Nyquist, el cual indica que si se quiere detectar el espectro de una señal hasta una máxima frecuencia B , la frecuencia de muestreo debe ser al menos $2B$. [4]

Una regla de diseño muy útil usada en los analizadores de armónicos indica que si se requieren detectar los M primeros armónicos de una señal con un error máximo del 5%, el número de muestras que se deben tomar de dicha señal debe ser de $N = 8M$, lo cual permite que el analizador de armónicos diseñado para este proyecto de titulación sea capaz de detectar los primeros 31 armónicos presentes en las señales de voltaje y corriente de la línea de alimentación eléctrica.

1.3.2 LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (FFT) [5]

El algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) fue propuesto en el año de 1965 por Cooley y Tukey para aumentar la eficiencia del cálculo de la DFT, basándose en la idea de dividir el problema del cálculo de la DFT en dos o más subproblemas de pequeño tamaño (conocido también como el método de divide y vencerás) que se solucionan recursivamente por el mismo algoritmo, aplicando para ello condiciones de límite para terminar la recursión cuando el tamaño de los subproblemas son suficientemente pequeños, y la solución al problema original se obtiene mediante la combinación de las soluciones de los subproblemas.

En el ejemplo de cálculo de una DFT de una señal de 4 muestras realizado en el acápite anterior se puede observar que el cálculo de la DFT implica realizar operaciones tanto de suma como de multiplicación con números complejos, ya que se requerirán N^2 multiplicaciones complejas (o $4N^2$ multiplicaciones reales), y $N(N - 1)$ sumas complejas (o $2N(2N - 1)$ sumas reales), lo cual representa una alta carga de cálculos matemáticos al momento de implementar la DFT en un microcontrolador, sobre todo cuando se trabaja con una gran cantidad de datos muestreados, por lo que surge la necesidad de utilizar el algoritmo de la FFT que permite implementar la DFT de manera más eficiente en un microcontrolador o cualquier otro dispositivo de procesamiento de datos.

El algoritmo se basa en la definición de la DFT dada por la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \exp[-j2\pi nk / N] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot W_N^{nk} \end{aligned} \quad \text{Donde } W_N = \exp[-j2\pi / N]$$

(1.8)

Este algoritmo está limitado a que la longitud de la secuencia de datos $x[n]$ debe ser potencia de 2 (lo cual implica un algoritmo Radix-2), es decir, el número de muestras debe ser $N = 2^l$ y en el caso de que no sea así se deberán añadir ceros a la secuencia hasta conseguir un número potencia de 2.

El término W_N se conoce como fasor o “Twiddle Factor” y el algoritmo de la FFT aprovecha sus propiedades de periodicidad y simetría para evitar operaciones redundantes. A continuación se enumeran estas propiedades de W_N .

$$\begin{aligned} W_N^{k+N} &= W_N^k & W_N^{Nk} &= 1 \\ W_N^{k+\frac{N}{2}} &= -W_N^k & W_N^2 &= W_{\frac{N}{2}} \end{aligned}$$

(1.9)

Para comprender los beneficios de la utilización del algoritmo de la FFT se desarrollarán los términos de la ecuación correspondiente a la definición de la DFT para los términos $n=k=0,1,2,3$ y $N=4$ muestras, obteniéndose las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} X[0] &= x(0)W^0 + x(1)W^0 + x(2)W^0 + x(3)W^0 \\ X[1] &= x(0)W^0 + x(1)W^1 + x(2)W^2 + x(3)W^3 \\ X[2] &= x(0)W^0 + x(1)W^2 + x(2)W^4 + x(3)W^6 \\ X[3] &= x(0)W^0 + x(1)W^3 + x(2)W^6 + x(3)W^9 \end{aligned}$$

(1.10)

Las ecuaciones (1.10) pueden ser escritas de manera matricial de la siguiente manera al reemplazar los términos W_N por sus valores numéricos:

$$\begin{bmatrix} X[0] \\ X[1] \\ X[2] \\ X[3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^1 & W^2 & W^3 \\ 1 & W^2 & W^4 & W^6 \\ 1 & W^3 & W^6 & W^9 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix}$$

(1.11)

La ecuación matricial (1.4.11) se puede escribir simbólicamente de la forma:

$$X[k] = F \cdot x(n)$$

(1.12)

Donde F se conoce como la matriz de Fourier. De la ecuación matricial (1.11) se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 X[0] &= x(0) + x(1) + x(2) + x(3) \\
 X[1] &= x(0) - jx(1) - x(2) + jx(3) \\
 X[2] &= x(0) - x(1) + x(2) - x(3) \\
 X[3] &= x(0) + jx(1) - x(2) - jx(3)
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

Las ecuaciones (1.13) representan una DFT para $N = 4$. Se puede observar que se necesitan de 12 sumas y 4 multiplicaciones en la resolución de esta DFT, la cual puede ser representada mediante un gráfico de mariposa que se indica en la Figura 1.7 mostrada a continuación:

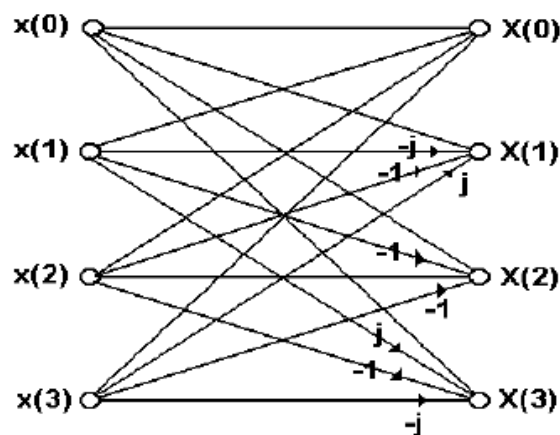


Figura 1.7 Representación gráfica de la mariposa de una DFT para $N = 4$

La ecuación matricial (1.13) puede dividirse en dos matrices como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} X[0] \\ X[1] \\ X[2] \\ X[3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -j \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix}
 \tag{1.14}$$

A su vez, la ecuación matricial (1.14) se puede dividir en dos ecuaciones matriciales como se indica a continuación:

$$\begin{bmatrix} X[0] \\ X[1] \\ X[2] \\ X[3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -j \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ x_1(2) \\ x_1(3) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ x_1(2) \\ x_1(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix}$$

(1.15)

De las ecuaciones matriciales (1.15) se pueden obtener 8 ecuaciones indicadas a continuación:

$$\begin{aligned} X[0] &= x_1(0) + x_1(2) & x_1(0) &= x(0) + x(2) \\ X[1] &= x_1(1) - jx_1(3) & x_1(1) &= x(0) - x(2) \\ X[2] &= x_1(0) - x_1(2) & x_1(2) &= x(1) + x(3) \\ X[3] &= x_1(1) + jx_1(3) & x_1(3) &= x(1) - x(3) \end{aligned}$$

(1.16)

A partir de las ecuaciones (1.16) se puede volver a graficar la mariposa de la DFT para $N = 4$, como se muestra en la Figura 1.8.

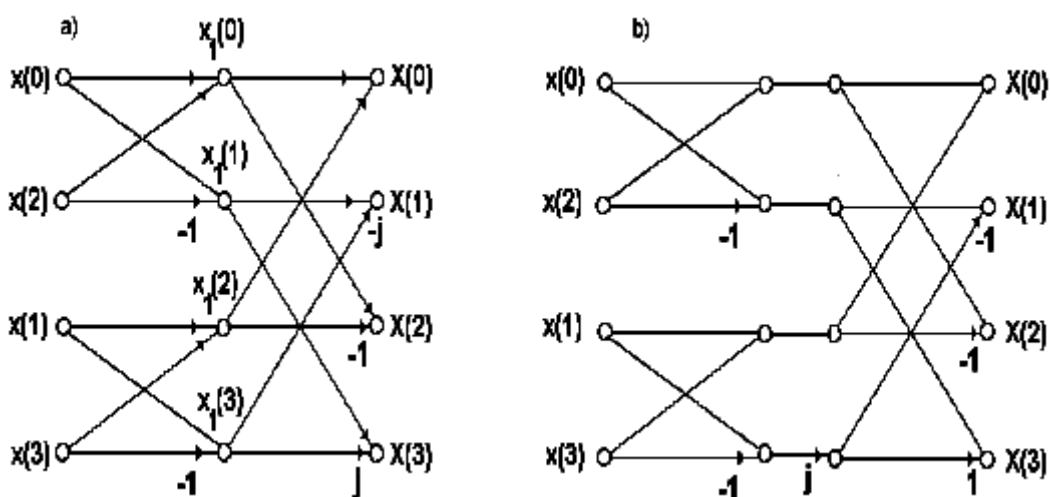


Figura 1.8 Representación gráfica de la mariposa de una DFT para $N = 4$

Como se puede observar en esta figura, en la entrada de la mariposa las primeras muestras son pares y las restantes impares, mientras que en la salida las muestras están bien ordenadas y la mariposa es más simple. Además, es notorio que para este caso se necesitan sólo 8 sumas y 2 multiplicaciones para resolver la DFT, por lo tanto, si se compara con la anterior mariposa de la DFT se economizan 6 operaciones aritméticas, incluso se puede llegar a requerir de una sola multiplicación si se arregla la mariposa como se muestra en la parte b) de la Figura 1.8 donde es necesario multiplicar con j una sola vez.

El ahorro de operaciones matemáticas que se consigue con la aplicación de la FFT respecto a la DFT de acuerdo al número de muestras N de la secuencia de datos se muestra en la Figura 1.9.

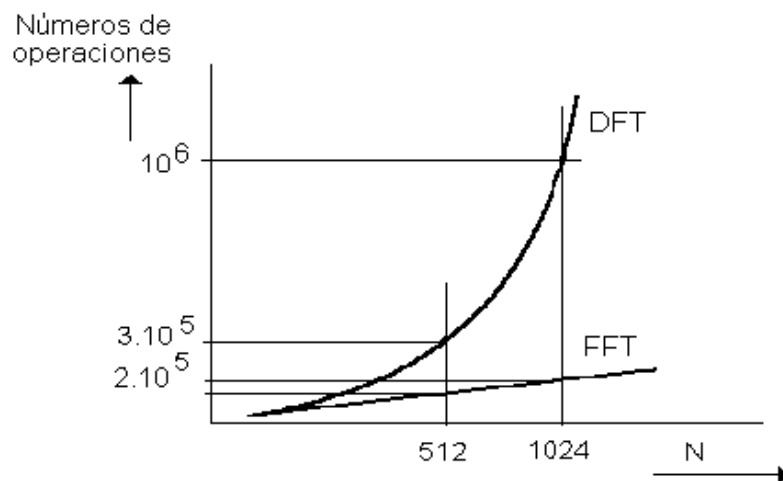


Figura 1.9 Número de operaciones necesarias para la FFT respecto a la DFT

Los algoritmos de cálculo de la FFT se clasifican de acuerdo a si el tratamiento de los datos de la señal $x[n]$ se realiza en tiempo o en frecuencia. Para el primer caso se deben reordenar las muestras de entrada de acuerdo al método “bit-reversed” y el resultado quedará ordenado correctamente, mientras que en el segundo caso se realizan los cálculos sin alterar el orden original de los datos y al final del proceso se debe realizar una reordenación “bit-reversed” de las muestras de salida. En los acápites siguientes se analizan por separado estas técnicas de cálculo de la FFT, conocidas como decimación en tiempo y decimación en frecuencia.

1.3.2.1 MÉTODO DE ORDENACIÓN DE TABLAS MEDIANTE INVERSIÓN DE BIT DE ACARREO O “BIT-REVERSED”

El ordenamiento de tablas mediante el método de inversión de bit de acarreo o método “bit-reversed” permite que los datos de una tabla de N muestras sean reordenados en base al valor de su índice de posición en la tabla (o su dirección en memoria) comprendido entre 0 y $N-1$.

Las transformadas discretas, como la Transformada Discreta de Fourier, son las que frecuentemente requieren de este tipo de reordenamiento para su implementación computacional, pues son transformadas que toman entradas discretas que se encuentran en un dominio y las convierten a otro, como por ejemplo la DFT toma entradas que están en el dominio de tiempo discreto y las transforma al dominio de la frecuencia discreta, es decir, una señal $x(t)$ la transforma a una señal $X(j\omega)$.

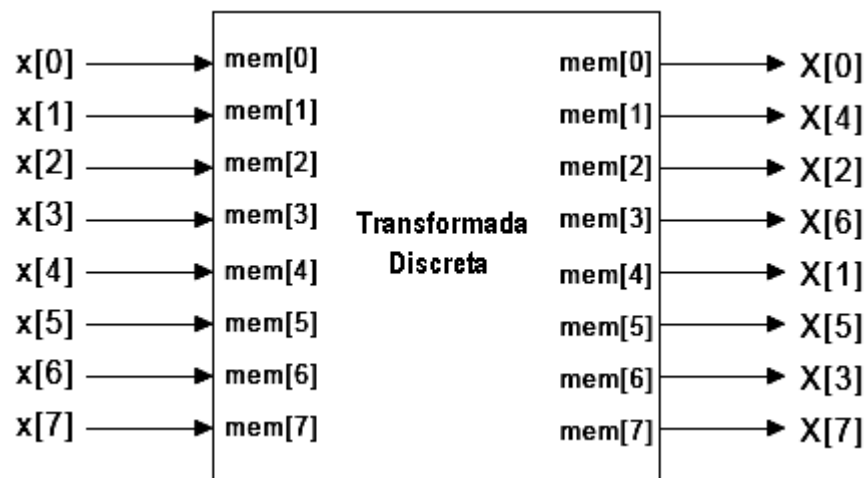
En la ejecución computacional de las transformadas discretas generalmente se ocupan las mismas posiciones de memoria tanto para las señales de entrada como las de salida, pues se sobrescriben los resultados en la tabla de datos de entrada para reducir el tamaño ocupado por los datos (espacio en memoria) y la complejidad del algoritmo.

Además, al aplicar una transformada discreta y almacenar los resultados sobre el mismo espacio de datos iniciales se reduce el tiempo de ejecución de la subrutina, aunque se debe tener en cuenta que el resultado va a estar ordenado de manera inversa o “bit-reversed”, por lo que se debe nuevamente invertir este resultado mediante la inversión por bit de acarreo para obtener la secuencia normal de ordenamiento en el resultado.

Existe una relación directa entre el ordenamiento normal de una tabla y el ordenamiento mediante inversión de bit de acarreo, pues al representar de manera binaria una posición de memoria de un dato ordenado normalmente y compararla con la de una posición de memoria de un dato ordenado de manera

inversa se puede notar que el proceso de inversión consiste en intercambiar los bits de la posición de memoria original entorno al punto central de dicha posición, con lo que el resultado es la “imagen espejo” de dicha posición.

El proceso de inversión que se muestra a continuación en la Figura 1.10 permite comprender la manera en que una serie de datos de una tabla de ocho muestras de entrada se re-ordenan al aplicarle una transformada discreta.



Formato Hexadecimal		Formato Binario	
Posición	Salida en orden "bit-reversed"	Posición	Salida en orden "bit-reversed"
mem[0]	X[0]	mem[000]	X[000]
mem[1]	X[4]	mem[001]	X[100]
mem[2]	X[2]	mem[010]	X[010]
mem[3]	X[6]	mem[011]	X[110]
mem[4]	X[1]	mem[100]	X[001]
mem[5]	X[5]	mem[101]	X[101]
mem[6]	X[3]	mem[110]	X[011]
mem[7]	X[7]	mem[111]	X[111]

Figura 1.10 Inversión mediante bit de acarreo (“bit-reversed”) de una tabla de ocho muestras de entrada al aplicarle una Transformada Discreta

Este modo de direccionamiento de datos, el cual se encuentra implementado mediante hardware en el controlador digital de señales, simplifica de manera sustancial el re-ordenamiento de datos durante la ejecución de algoritmos Radix-2 como la Transformada Rápida de Fourier Discreta que va a ser desarrollada en el dsPIC30F4013 para obtener el espectro de frecuencia de las señales de voltaje y corriente que será mostrado en la pantalla del LCD gráfico para el análisis de contenido armónico presente en la línea de alimentación eléctrica.

1.3.2.2 ALGORITMO RADIX-2 DE DECIMACIÓN EN TIEMPO PARA EL CÁLCULO DE LA FFT [5]

En el desarrollo matemático del algoritmo Radix-2 de decimación en tiempo para el cálculo de la FFT se parte de la idea de dividir un problema en subproblemas más pequeños que demandan una menor cantidad de cálculos matemáticos para hallar la FFT de una secuencia de datos $x[n]$ de N muestras, pues esta secuencia se divide en dos grupos, una subsecuencia de índices pares $2n$ y otra de índices impares $2n+1$ para tener dos DFT de $\frac{N}{2}$ puntos, que al ser combinadas forman la DFT de N puntos que se desea encontrar.

Es decir, una secuencia $x[n]$ se puede dividir en dos secuencias de índices par e impar como se indica en la siguiente ecuación:

$$x[n] = x[2n] + x[2n+1] , \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (1.17)$$

Entonces, es posible aplicar la DFT a esta secuencia de índices par e impar para obtener la siguiente ecuación:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n] \cdot W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n+1] \cdot W_N^{(2n+1)k} \quad (1.18)$$

De las propiedades del término W_N se conoce que $W_N^{k+N} = W_N^k$, por lo que se puede obtener la siguiente expresión:

$$W_{\frac{N}{2}}^{n\left(k+\frac{N}{2}\right)} = W_{\frac{N}{2}}^{nk} \quad \Rightarrow \quad X(k) = X\left(k + \frac{N}{2}\right) \quad (1.19)$$

Aplicando la propiedad de $W_N^{2k} = W_{\frac{N}{2}}^k$ a la ecuación (1.18) de la DFT se obtiene:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n+1] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{kn} \quad (1.20)$$

Designando a los términos de índice par como $X_1(k)$ y los de índice impar como $X_2(k)$ de la ecuación (1.20), se pueden reescribir las ecuaciones (1.18) y (1.19) como:

$$\begin{aligned} X(k) &= X_1(k) + W_N^k X_2(k) \\ X\left(k + \frac{N}{2}\right) &= X_1(k) + W_N^{k+\frac{N}{2}} X_2(k) \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, \frac{N}{2}-1 \end{aligned} \quad (1.21)$$

Tomando en cuenta que $W_N^{k+\frac{N}{2}} = -W_N^k$, las ecuaciones (1.21) se pueden reescribir como:

$$\begin{aligned} X(k) &= X_1(k) + W_N^k X_2(k) \\ X\left(k + \frac{N}{2}\right) &= X_1(k) - W_N^k X_2(k) \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, \frac{N}{2}-1 \end{aligned} \quad (1.22)$$

A partir de las ecuaciones (1.22) se puede dibujar una gráfica de mariposa de estas señales, las cuales requieren dos sumas y dos multiplicaciones de números complejos, como se observa en la Figura 1.11.

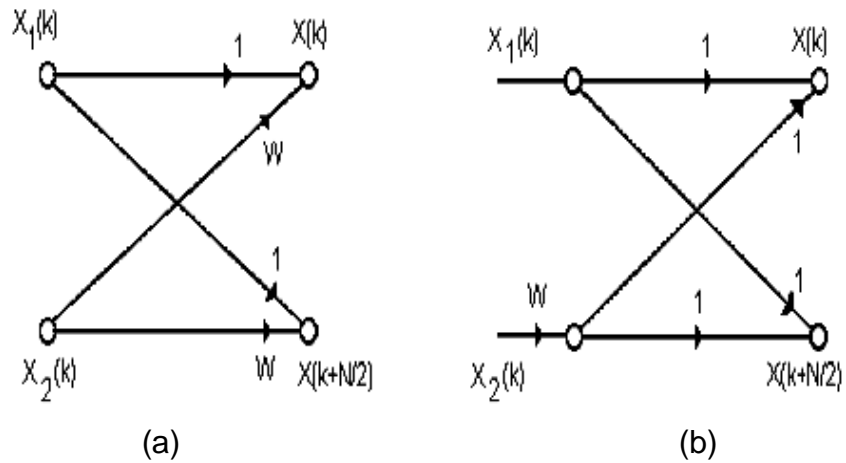


Figura 1.11 Gráfica de mariposa de la DFT

Como se observa en la gráfica anterior, la mariposa se puede simplificar para que sea necesaria una sola multiplicación, como en la Figura 1.11 (b).

El desarrollo de la FFT usando la decimación en tiempo para $N = 8$ muestras permite obtener las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 X[0] &= X_1(0) + W_8^0 X_2(0) & X[4] &= X_1(4) - W_8^0 X_2(4) \\
 X[1] &= X_1(1) + W_8^1 X_2(1) & X[5] &= X_1(5) - W_8^1 X_2(5) \\
 X[2] &= X_1(2) + W_8^2 X_2(2) & X[6] &= X_1(6) - W_8^2 X_2(6) \\
 X[3] &= X_1(3) + W_8^3 X_2(3) & X[7] &= X_1(7) - W_8^3 X_2(7)
 \end{aligned}
 \tag{1.23}$$

A partir de las ecuaciones (1.23) se obtiene el gráfico de mariposa de una DFT de 8 muestras, como se indica en la Figura 1.12 mostrada a continuación, en la que se observa que se requieren solo de $\frac{N}{2}$ multiplicaciones:

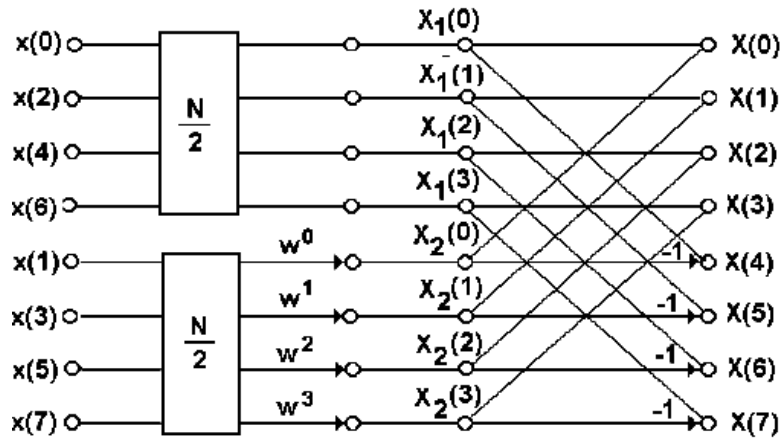


Figura 1.12 Gráfica de mariposa de la DFT de 8 puntos mediante 2 DFT de 4 puntos

Ahora, este procedimiento de separar una secuencia en subsecuencias más pequeñas se puede repetir varias veces hasta conseguirse una subsecuencia lo más pequeña y simple posible, con lo que se pueden obtener las siguientes ecuaciones al aplicar este procedimiento sobre $x_1(n)$ y $x_2(n)$ como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned}
 X_1(k) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} x_1[2n] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{2nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} x_1[2n+1] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{(2n+1)k} \\
 &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} x_1[2n] \cdot W_{\frac{N}{4}}^{nk} + W_{\frac{N}{2}}^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} x_1[2n+1] \cdot W_{\frac{N}{4}}^{nk}
 \end{aligned}
 \tag{1.24}$$

La ecuación (1.24) se puede escribir como dos ecuaciones, tanto para $X_1(k)$ y $X_2(k)$, como se observa en las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 X_1(k) &= X_{11}(k) + W_N^k X_{12}(k) \\
 X_1\left(k + \frac{N}{4}\right) &= X_{11}(k) - W_N^{2k} X_{12}(k) \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{4}-1
 \end{aligned}
 \tag{1.25}$$

$$\begin{aligned}
X_2(k) &= X_{21}(k) + W_N^k X_{22}(k) \\
X_2\left(k + \frac{N}{4}\right) &= X_{21}(k) - W_N^{2k} X_{22}(k) \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1
\end{aligned}
\tag{1.26}$$

Se puede notar que en este caso, la periodicidad es $\frac{N}{4}$.

A partir de estas ecuaciones se puede obtener la siguiente serie de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
X_1[0] &= X_{11}(0) + W_8^0 X_{12}(0) & X_2[0] &= X_{21}(0) + W_8^0 X_{22}(0) \\
X_1[1] &= X_{11}(1) + W_8^2 X_{12}(1) & X_2[1] &= X_{21}(1) + W_8^2 X_{22}(1) \\
X_1[2] &= X_{11}(0) + W_8^4 X_{12}(0) & X_2[2] &= X_{21}(0) + W_8^4 X_{22}(0) \\
X_1[3] &= X_{11}(1) + W_8^6 X_{12}(1) & X_2[3] &= X_{21}(1) + W_8^6 X_{22}(1)
\end{aligned}
\tag{1.27}$$

Pero, debido a las propiedades de W_N , se tiene que $W_8^0 = -W_8^4$ y $W_8^2 = -W_8^6$, por lo que las ecuaciones (1.27) toman la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
X_1[0] &= X_{11}(0) + W_8^0 X_{12}(0) & X_2[0] &= X_{21}(0) + W_8^0 X_{22}(0) \\
X_1[1] &= X_{11}(1) + W_8^2 X_{12}(1) & X_2[1] &= X_{21}(1) + W_8^2 X_{22}(1) \\
X_1[2] &= X_{11}(0) - W_8^0 X_{12}(0) & X_2[2] &= X_{21}(0) - W_8^0 X_{22}(0) \\
X_1[3] &= X_{11}(1) - W_8^2 X_{12}(1) & X_2[3] &= X_{21}(1) - W_8^2 X_{22}(1)
\end{aligned}
\tag{1.28}$$

Con las ecuaciones (1.28) se puede dibujar la gráfica de mariposa que se indica en la Figura 1.13.

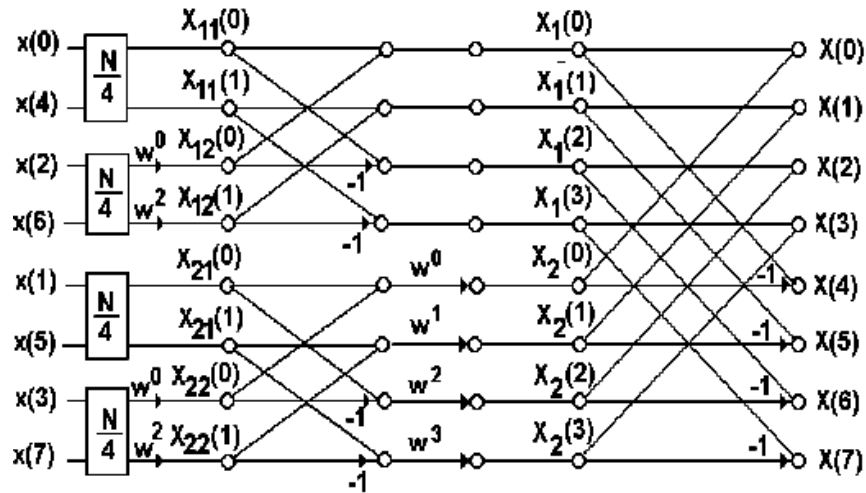


Figura 1.13 Gráfica de mariposa de 2 DFT de 4 puntos mediante 4 DFT de 2 puntos

Repitiendo el procedimiento anterior de manera recursiva se pueden obtener las siguientes ecuaciones para $x_{11}(n)$, $x_{12}(n)$, $x_{21}(n)$ y $x_{22}(n)$, y así poder simplificar aún más el cálculo de la FFT:

$$\begin{aligned}
 X_{11}(k) &= X_{111}(k) + W_N^{4k} X_{112}(k) & X_{21}(k) &= X_{121}(k) + W_N^{4k} X_{122}(k) \\
 X_{11}\left(k + \frac{N}{8}\right) &= X_{111}(k) + W_N^{4\left(k + \frac{N}{8}\right)} X_{112}(k) & X_{21}\left(k + \frac{N}{8}\right) &= X_{121}(k) + W_N^{4\left(k + \frac{N}{8}\right)} X_{122}(k) \\
 X_{12}(k) &= X_{121}(k) + W_N^{4k} X_{122}(k) & X_{22}(k) &= X_{221}(k) + W_N^{4k} X_{222}(k) \\
 X_{12}\left(k + \frac{N}{8}\right) &= X_{121}(k) + W_N^{4\left(k + \frac{N}{8}\right)} X_{122}(k) & X_{22}\left(k + \frac{N}{8}\right) &= X_{221}(k) + W_N^{4\left(k + \frac{N}{8}\right)} X_{222}(k)
 \end{aligned}
 \tag{1.29}$$

Las ecuaciones (1.29) se cumplen para $n = \frac{N}{8} - 1 = 0$

Por lo tanto, para el caso $k = 0$ se cumplen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 X_{11}[0] &= X_{111}(0) + W_8^0 X_{112}(0) & X_{21}[0] &= X_{211}(0) + W_8^0 X_{212}(0) \\
 X_{11}[1] &= X_{111}(1) + W_8^4 X_{112}(1) & X_{21}[1] &= X_{211}(1) + W_8^4 X_{212}(1) \\
 X_{12}[0] &= X_{121}(0) + W_8^0 X_{122}(0) & X_{21}[0] &= X_{221}(0) + W_8^0 X_{222}(0) \\
 X_{12}[1] &= X_{121}(1) + W_8^4 X_{122}(1) & X_{22}[1] &= X_{221}(1) + W_8^4 X_{222}(1)
 \end{aligned}
 \tag{1.30}$$

Sin embargo, debido a las propiedades de W_N , se tiene que $W_8^0 = -W_8^4 = 1$, por lo que las ecuaciones (1.30) toman la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 X_{11}[0] &= X_{111}(0) + X_{112}(0) & X_{21}[0] &= X_{211}(0) + X_{212}(0) \\
 X_{11}[1] &= X_{111}(1) - X_{112}(1) & X_{21}[1] &= X_{211}(1) + X_{212}(1) \\
 X_{12}[0] &= X_{121}(0) + X_{122}(0) & X_{21}[0] &= X_{221}(0) - X_{222}(0) \\
 X_{12}[1] &= X_{121}(1) - X_{122}(1) & X_{22}[1] &= X_{221}(1) - X_{222}(1)
 \end{aligned}
 \tag{1.31}$$

Finalmente, la DFT de 8 puntos se reduce a su mínima expresión al formar una mariposa de 4 DFT de 2 puntos, como se observa en la Figura 1.14, en la que se considera sólo la sección de la mariposa correspondiente a los términos hallados con las ecuaciones anteriores:

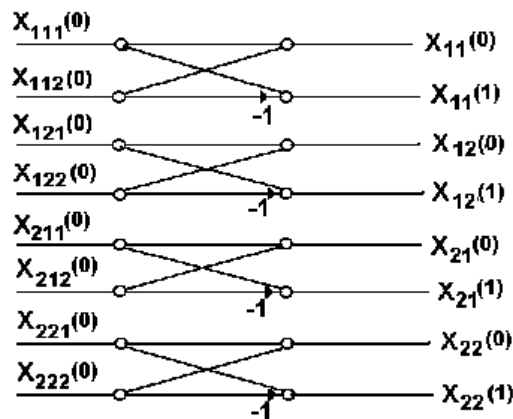


Figura 1.14 Gráfica de mariposa de la DFT de 8 puntos mediante decimación en tiempo

De la gráfica anterior se puede deducir que para el cálculo de la DFT se requieren únicamente una operación de suma y otra de substracción.

Finalmente, cabe señalar que para el algoritmo de decimación en tiempo, como se puede observar se la Figura 1.13, se deben reordenar las muestras de entrada de acuerdo al método “bit-reversed”, de manera que el resultado final quede ordenado correctamente, como se indica en la Tabla 1.1, donde se señala el cambio de la secuencia de entrada en bits:

Tabla 1.1 Cambio del orden de la secuencia de entrada en bits

	n2	n1	n0		n0	n1	n2
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	4	1	0	0
2	0	1	0	2	0	1	0
3	0	1	1	6	1	1	0
4	1	0	0	1	0	0	1
5	1	0	1	5	1	0	1
6	1	1	0	3	0	1	1
7	1	1	1	7	1	1	1

Las principales características de la decimación en tiempo de la FFT se señalan en la Tabla 1.2.

Tabla 1.2 Características de la decimación en tiempo

	Etapas 1	Etapas 2	Etapas 3	Etapas $\log_2 N$
Número de Grupos	$N/2$	$N/4$	$N/8$	1
Mariposas por Grupo	1	2	4	$N/2$
Exponentes Twiddle Factors	$(N/2)k$ $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$	$(N/4)k$ $k = 0, 1, 2, 3$	$(N/8)k$ $k = 0, 1$	k $k = 0$

1.3.2.3 ALGORITMO RADIX-2 DE DECIMACIÓN EN FRECUENCIA PARA EL CÁLCULO DE LA FFT [6]

El algoritmo de decimación en frecuencia es muy similar al algoritmo utilizado en el desarrollo de la FFT mediante la decimación en tiempo que fue analizado en el acápite anterior, pues básicamente consiste en dividir un problema en pequeños sub-problemas que demanden un cálculo más simple en cuanto a operaciones matemáticas.

En primer lugar, se divide a la FFT de una secuencia $x[n]$ de N número de muestras, en dos subsecuencias de $\frac{N}{2}$ muestras para expresar a la FFT mediante la siguiente ecuación:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[n] \cdot W_N^{nk} + \sum_{n=\frac{N}{2}}^{N-1} x[n] \cdot W_N^{nk} \quad (1.32)$$

Ahora, la ecuación (1.32) puede reescribirse de manera de limitar ambos sumatorios a un mismo intervalo, tomando en cuenta la periodicidad de la FFT y del término W_N , como en la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[n] \cdot W_N^{nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x\left[n + \frac{N}{2}\right] \cdot W_N^{\frac{N}{2}k} \cdot W_N^{nk} \\ &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[n] \cdot W_N^{nk} + W_N^{\frac{N}{2}k} \cdot \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x\left[n + \frac{N}{2}\right] \cdot W_N^{nk} \end{aligned} \quad (1.33)$$

El término $W_N^{\frac{N}{2}k}$ al ser independiente de la variable n sale fuera del sumatorio, y teniendo en cuenta que $W_N^{\frac{N}{2}k} = (\exp(-j\pi))^k = (\cos(\pi) - j\text{sen}(\pi))^k = -1$, la ecuación (1.33) puede escribirse de la siguiente manera:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x[n] + (-1)^k x\left[n + \frac{N}{2}\right] \right] \cdot W_N^{nk} \quad (1.34)$$

A la ecuación (1.34) se la puede separar en dos secuencias que representen la parte par y la impar de la FFT, como se hizo en la decimación en tiempo, para obtener una expresión para índices pares y otra para índices impares tomando en cuenta que $(-1)^k = 1$ para k par y $(-1)^k = -1$ para k impar, obteniéndose el siguiente grupo de ecuaciones para separar la FFT en parte par e impar:

$$X(2k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x[n] + x \left[n + \frac{N}{2} \right] \right] \cdot W_N^{2nk} , \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1.35)$$

$$\begin{aligned} X(2k+1) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x[n] - x \left[n + \frac{N}{2} \right] \right] \cdot W_N^{(2k+1)n} \\ &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x[n] - x \left[n + \frac{N}{2} \right] \right] \cdot W_N^n \cdot W_N^{2nk} , \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \end{aligned} \quad (1.36)$$

Nuevamente, tomando en cuenta la propiedad de $W_N^{2k} = W_{\frac{N}{2}}^k$ y aplicándola a las ecuaciones (1.35) y (1.36) de la FFT se obtiene:

$$X(2k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x[n] + x \left[n + \frac{N}{2} \right] \right] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{nk} , \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1.37)$$

$$X(2k+1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x[n] - x \left[n + \frac{N}{2} \right] \right] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{nk} \cdot W_N^n , \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1.38)$$

A partir de las ecuaciones (1.37) y (1.38) se pueden obtener el siguiente grupo de ecuaciones para k par e impar:

$$\begin{aligned} X_{11}[n] &= x[n] + x \left[n + \frac{N}{2} \right] \\ X_{12}[n] &= \left[x[n] - x \left[n + \frac{N}{2} \right] \right] \cdot W_N^n \end{aligned} \quad (1.39)$$

Si se toma en cuenta como ejemplo el trabajar con una secuencia de $N = 8$ número de muestras, se obtendrán el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 X_{11}[0] &= x[0] + x[4] & X_{12}[0] &= [x[0] + x[4]] \cdot W_8^0 \\
 X_{11}[1] &= x[1] + x[5] & X_{12}[1] &= [x[1] + x[5]] \cdot W_8^1 \\
 X_{11}[2] &= x[2] + x[6] & X_{12}[2] &= [x[2] + x[6]] \cdot W_8^2 \\
 X_{11}[3] &= x[3] + x[7] & X_{12}[3] &= [x[3] + x[7]] \cdot W_8^3
 \end{aligned}$$

(1.40)

En base a este conjunto de ecuaciones (1.40) se puede dibujar la mariposa correspondiente a una secuencia de 8 muestras que se muestra en la Figura 1.15.

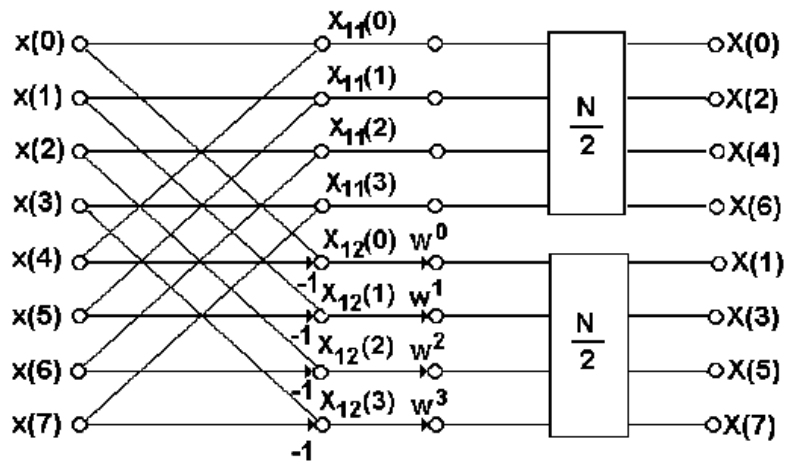


Figura 1.15 Gráfica de mariposa de la DFT de 8 puntos mediante 2 DFT de 4 puntos

De igual manera que en el algoritmo de decimación en tiempo, esta mariposa puede reducirse a su mínima expresión si se efectúan operaciones recursivas hasta conseguir mariposas que requieran un número de operaciones matemáticas y complejidad menores, con lo que se obtiene el gráfico de una mariposa para una secuencia de 8 muestras que se indica en la Figura 1.16.

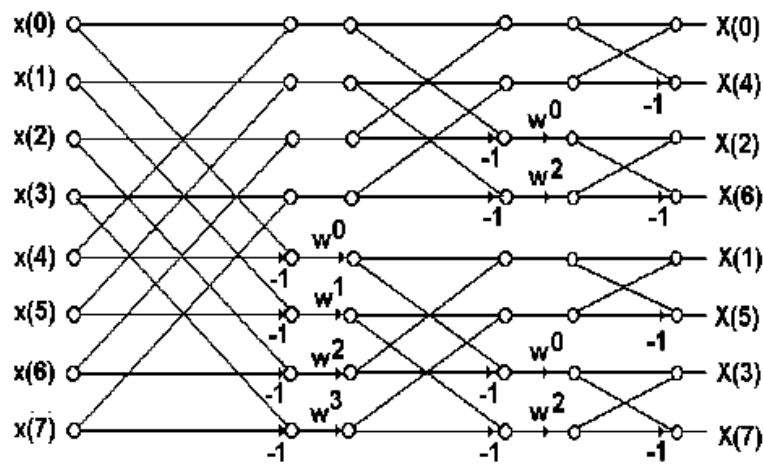


Figura 1.16 Gráfica de mariposa de la DFT de 8 puntos mediante decimación en frecuencia

En la Figura 1.16 se observa que cuando se realiza la FFT mediante el algoritmo de decimación en frecuencia no se requiere hacer un ordenamiento previo de los datos de entrada, como sucede en el algoritmo de decimación en tiempo, sino que este reordenamiento se lo debe realizar al final del cálculo de la FFT, pues en este caso son los datos de salida los que se encuentran ordenados de manera inversa, por lo que será necesario reordenarlos mediante el método de “bit-reversed” como se indica en la Tabla 1.3 para obtener la FFT en su orden natural.

Las principales características de la decimación en frecuencia de la FFT se señalan en la Tabla 1.3.

Tabla 1.3 Características de la decimación en frecuencia

	Etapas 1	Etapas 2	Etapas 3	Etapas $\log_2 N$
Número de Grupos	1	2	4	$N/2$
Mariposas por Grupo	$N/2$	$N/4$	$N/8$	1
Exponentes Twiddle Factors	k $k = 0, \dots, N/2 - 1$	$2k$ $k = 0, \dots, N/4 - 1$	$4k$ $k = 0, \dots, N/8 - 1$	$(N/2)k$ $k = 0$

De lo mencionado anteriormente se deduce que no existe una diferencia notoria entre obtener la FFT mediante decimación en tiempo o hacerlo a través de la decimación en frecuencia, pues ambos métodos siguen la misma filosofía de dividir un problema grande en subproblemas más pequeños (método divide y vencerás) que representan una menor complejidad y por ende una menor carga computacional al momento de ser implementados en un ordenador o un microcontrolador, lo cual resulta útil cuando se trabaja con dispositivos con una limitada capacidad de almacenamiento de datos en memoria como es el caso del dsPIC30F4013 utilizado en el presente proyecto de titulación.

CAPITULO 2

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

2.1 INTRODUCCIÓN AL PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES [3]

De manera general, las señales pueden ser divididas en tres categorías: señales en tiempo continuo (analógicas), señales en tiempo discreto y señales digitales; siendo las señales analógicas aquellas con las que se trabaja de manera usual por ser las más comunes.

Las señales definidas en tiempo continuo tienen un rango infinito de valores de amplitud y pueden ser procesadas, es decir, realizar sobre ellas operaciones de filtrado, ecualización, suma de señales, etc., con dispositivos electrónicos analógicos mediante elementos tanto activos como pasivos.

Las señales en tiempo discreto en cambio, son definidas únicamente dentro de un determinado grupo de instantes de tiempo, por lo que pueden representarse como una secuencia de números que tienen un rango continuo de valores de amplitud.

Mientras que, las señales digitales tienen valores discretos tanto en tiempo como en amplitud, lo cual les permite ser procesadas en microprocesadores o computadores.

Teniendo en cuenta estas diferencias entre las señales, el campo del procesamiento digital de señales se relaciona con la representación digital de señales y el uso de sistemas digitales para analizar, modificar, almacenar o extraer información de estas señales mediante hardware digital como DSP's o DSC's.

El desarrollo de los algoritmos para procesamiento digital de señales ha permitido avanzar hacia la manipulación de sistemas capaces de trabajar con aplicaciones

en tiempo real, debido también al rápido avance que ha tenido la tecnología digital capaz de soportar la implementación de algoritmos que requieren procesar una gran cantidad de operaciones a alta velocidad. Esto ha posicionado a los DSP en áreas donde se solían implementar métodos analógicos para tratar las señales, e incluso ha permitido desarrollar técnicas que eran muy difíciles o imposibles de realizarse de manera analógica.

2.1.1 VENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES [3]

Dentro de los aspectos más importantes ante los cuales se puede evaluar un sistema conformado por un DSP se pueden mencionar los siguientes:

- **Flexibilidad:** Las funciones de un sistema DSP pueden ser fácilmente modificadas o actualizadas mediante el software que se implementa en las aplicaciones específicas. El diseño de un sistema DSP puede programarse para ejecutar una gran variedad de tareas distintas mediante el desarrollo de módulos de software diferentes. Un dispositivo electrónico digital localizado en el campo puede ser fácilmente actualizado mediante dispositivos portátiles (como pendrives o flash memories) para cumplir con los nuevos requerimientos del sistema, o mejorar sus características.
- **Reproductibilidad:** La respuesta de un sistema DSP puede ser repetida de manera precisa de una unidad a otra, además, usando técnicas DSP, las señales digitales como audio y video pueden ser almacenadas, transferidas o reproducidas varias veces sin sufrir una degradación de su calidad. Por el contrario, los circuitos analógicos no conservan igual sus características incluso si son fabricados bajo especificaciones idénticas debido a las diferentes tolerancias de sus componentes analógicos.
- **Confiabilidad:** Las características de funcionamiento lógico del programa almacenado en un DSP, así como la memoria de datos del mismo, no son deteriorados drásticamente con el transcurso del tiempo o con cambios en

las condiciones ambientales donde se desarrolla el sistema DSP respecto a los cambios que sufriría un sistema puramente analógico.

- **Complejidad:** Los sistemas basados en DSP permiten desarrollar aplicaciones sofisticadas como reconocimiento de voz y compresión de imágenes para que puedan implementarse en dispositivos ultra ligeros portátiles de bajo consumo de energía. Todo esto debido a que muchos de los algoritmos de procesamiento de señales como códigos para corrección de errores, transmisión de datos, almacenamiento y compresión de datos, sólo pueden realizarse mediante un sistema DSP.

Además de las ventajas mencionadas anteriormente, la rápida evolución que ha tenido la tecnología de semiconductores para la fabricación de sistemas DSP permite obtener sistemas de bajo costo frente a muchas de las aplicaciones analógicas.

Otra importante ventaja que brindan estos sistemas es que los algoritmos para DSP pueden ser desarrollados, analizados y simulados usando lenguajes de programación de alto nivel y herramientas de desarrollo como C/C++ y MATLAB.

Tomando en cuenta todas estas características se puede concluir que un sistema DSP es relativamente sencillo de diseñar, desarrollar, analizar, simular, probar y mantener. Aunque, en contraparte, las limitaciones que puede presentar un sistema DSP son el ancho de banda de las señales que el sistema es capaz de adquirir, lo cual se limita por la tasa de muestreo y los periféricos para la conversión analógica/digital.

Además, los algoritmos DSP se implementan usando un número de bits definido con una precisión limitada y cierto rango dinámico, lo cual resulta en errores aritméticos y de cuantización, provocando que el comportamiento del sistema sea diferente del analizado teóricamente, sin embargo, a pesar de este tipo de inconvenientes siempre será posible conseguir mejores resultados que con sistemas netamente analógicos.

2.2 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL ANALIZADOR DE ARMÓNICOS CONSTRUIDO

En la construcción del analizador de armónicos se deben considerar varias etapas previas al tratamiento digital de la señal a ser analizada, pues se debe en primer lugar reducir el nivel de voltaje de la señal de entrada al dispositivo hasta niveles que puedan ser manejados de manera digital, además de acondicionar la señal de entrada para que se encuentre dentro del rango de 0 a 4V que ingresarán al conversor analógico/digital del dsPIC30F4013 (dentro de las secciones siguientes se indicarán las razones por las que se requiere este rango de voltajes) para digitalizar la señal y analizarla mediante la transformada discreta de Fourier implementada mediante software en el dsPIC, la cual permitirá tratar la señal en el dominio de la frecuencia y de esa manera presentar datos del espectro de frecuencias componentes de dicha señal de entrada.

La Figura 2.1 muestra un diagrama en bloques simplificado del tratamiento de la señal de entrada previo al procesamiento digital que será necesario para su análisis frecuencial, dentro de las secciones siguientes se indicará y analizará el diseño de cada uno de estos bloques de hardware.

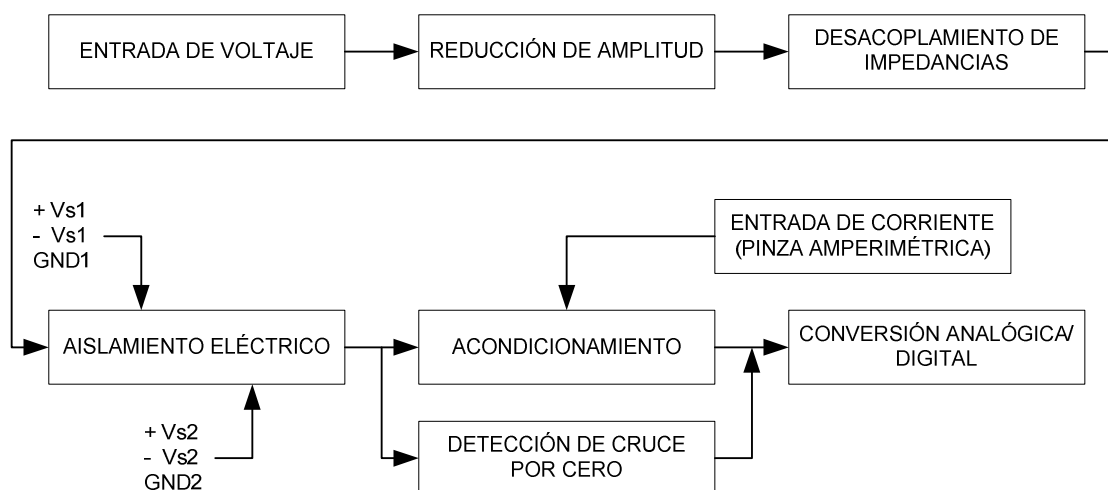


Figura 2.1 Diagrama en bloques del analizador de armónicos construido

Se debe tener en cuenta que las etapas de reducción de amplitud de la señal de entrada, desacoplamiento de impedancias y aislamiento eléctrico se utilizan únicamente para las señales de entrada de voltaje (120Vrms o 220Vrms), puesto que la señal de corriente proviene de una pinza amperimétrica que funciona en base al principio del campo magnético inducido en conductores para medir las señales de corriente y entregar una salida de 100mV/A que se ingresa directamente a una etapa de acondicionamiento de señal que será descrita en la siguiente sección.

2.3 REDUCCIÓN DE AMPLITUD Y DESACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS DE LA SEÑAL DE ENTRADA

Las señales de entrada que es capaz de aceptar el analizador de armónicos, es decir, señales de voltaje de 120Vrms o 220Vrms, deben ser reducidas a niveles de voltaje menores antes de ingresar a las etapas de desacoplamiento de impedancias y el acondicionamiento de la señal. Esta reducción de voltaje se consigue mediante un divisor de voltaje, tal como se aprecia en la Figura 2.2.

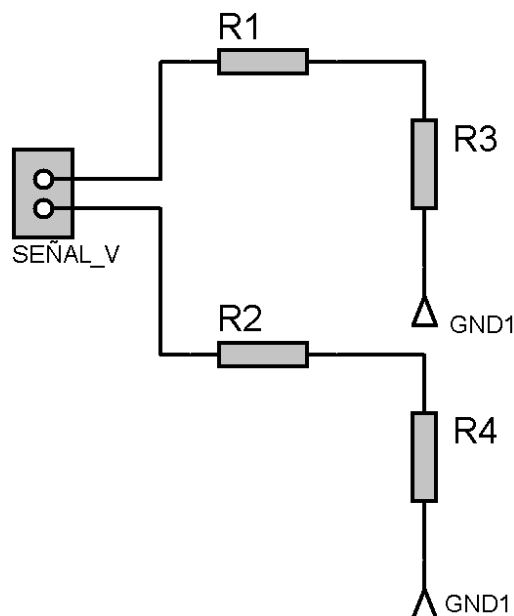


Figura 2.2 Divisor de voltaje aplicado a la señal de entrada de voltaje

Se requieren utilizar dos canales de entrada de voltaje independientes (120Vrms y 220Vrms) para reducir las dimensiones de la placa a diseñarse y evitar la

implementación de circuitos de acondicionamiento de señal independientes, lo cual aumentaría la complejidad en el diseño de los circuitos, además de demandar el uso de un canal de entrada analógico adicional del dsPIC. Cabe notar que el uso de entradas de voltaje independientes es compensado en el programa de control, donde se le pregunta al usuario del sistema que indique la señal de entrada de voltaje conectada para realizar el respectivo escalamiento.

Este divisor de voltaje cumple la relación de disminución de voltaje dada por la ecuación (2.1).

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_3}{R_1 + R_3} = V_{in} \frac{R_4}{R_2 + R_4} = 2V \quad (2.1)$$

De esta ecuación cabe notar que $R_3 = R_4$ y $R_1 = R_2$.

Para el caso de trabajar con señales de entrada con un voltaje de 120Vrms se utilizan los siguientes valores de resistencia.

$$V_{out} = 2V = (120\sqrt{2} \text{ V}) \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad \Rightarrow \quad R_1 = R_2 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 1 \text{ K}\Omega$$

Para el caso de trabajar con señales de entrada con un voltaje de 220Vrms se utilizan los siguientes valores de resistencia.

$$V_{out} = 2V = (220\sqrt{2} \text{ V}) \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad \Rightarrow \quad R_1 = R_2 = 180 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 1 \text{ K}\Omega$$

Para ambos casos, las resistencias de 100K Ω y 180K Ω respectivamente, consumen una potencia dada por la siguiente ecuación.

$$P = I^2 R = \left(\frac{V_{in}}{R_1 + R_3} \right)^2 R_1 \quad (2.2)$$

Por lo tanto, las resistencias deben respectivamente soportar la siguiente potencia:

$$P = \left(\frac{120\sqrt{2} \text{ V}}{(100 + 1.2) \text{ K}\Omega} \right)^2 100\text{K}\Omega = 0.28\text{W}$$

$$P = \left(\frac{220\sqrt{2} \text{ V}}{(180 + 1.2) \text{ K}\Omega} \right)^2 180\text{K}\Omega = 0.53\text{W}$$

Debido a este consumo de potencia en estas resistencias, se seleccionarán resistencias tanto de 100KΩ como de 180KΩ capaces de tolerar un consumo de potencia de 1W.

Una vez que se ha reducido el nivel de voltaje de la señal de entrada a una señal de salida cuyo máximo valor de voltaje es de 2V, se procede a realizar un desacoplamiento de impedancias mediante el circuito amplificador de instrumentación indicado a continuación en la Figura 2.3.

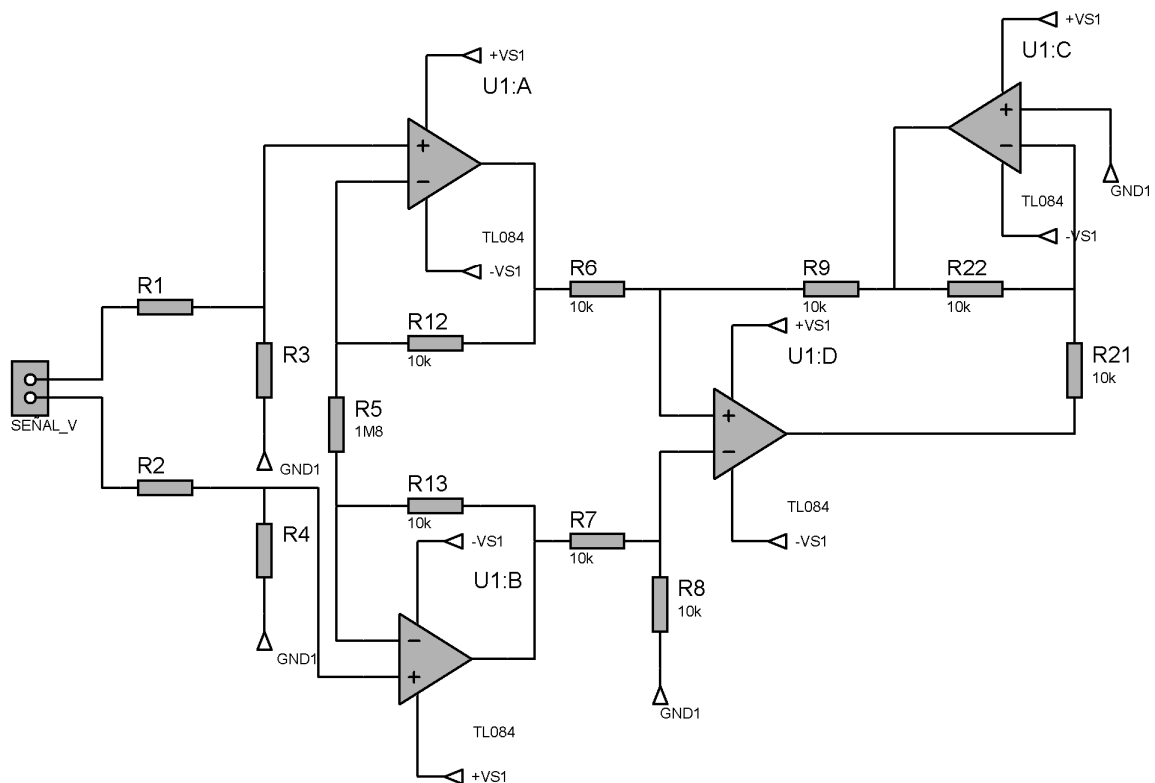


Figura 2.3 Circuito para desacoplamiento de impedancias implementado en base a un amplificador de instrumentación

Este amplificador de instrumentación posee una etapa de amplificación con ganancia unitaria para no alterar el voltaje pico de la señal de voltaje reducido y tener una señal comprendida en el rango de +2V a -2V, lo cual será ingresado a la etapa de acondicionamiento previa a la etapa de conversión analógica/digital.

La ganancia del amplificador de instrumentación después del amplificador diferencial de entrada viene dada por la siguiente ecuación.

$$K = \frac{R22}{R21} \tag{2.3}$$

Por lo tanto, para obtener una ganancia unitaria se necesitan los siguientes valores de resistencia.

$$K = 1 = \frac{R22}{R21} \Rightarrow R22 = R21 = 10K\Omega$$

2.4 AISLAMIENTO ELÉCTRICO DE LA SEÑAL DE VOLTAJE DE ENTRADA

Una vez que la señal de entrada de voltaje ha pasado por el divisor de voltaje y el amplificador de instrumentación para desacoplamiento de impedancias descrito en la sección anterior, se debe aislar eléctricamente la señal desacoplada antes de pasar a la etapa de acondicionamiento previa a la conversión analógica/digital que será implementada en el dsPIC30F4013.

La necesidad de tener un aislamiento eléctrico surge principalmente debido a razones de seguridad que permitan brindar la protección necesaria a los elementos digitales como el dsPIC ante cualquier variación imprevista de la señal de entrada de voltaje que pueda comprometer la integridad física de los elementos utilizados para el procesamiento digital de señales.

Dentro del diseño de dispositivos electrónicos se utilizan de manera regular los circuitos de aislamiento eléctrico para proteger a los circuitos digitales de control o

de adquisición de datos como los ocupados en equipos electrónicos usados para realizar análisis médicos.

Dentro de los dispositivos de aislamiento eléctrico de bajo costo se pueden encontrar a los amplificadores de aislamiento como el ISO124P que será utilizado en el analizador de armónicos para aislar las señales de voltaje de entrada (desacopladas) del circuito acondicionador de señal presente previo a la conversión A/D implementada en el dsPIC.

El ISO124P es un amplificador de aislamiento de precisión que incorpora una novedosa técnica de modulación y demodulación de ciclo de trabajo. La señal de entrada al amplificador de aislamiento se transmite digitalmente por medio de una barrera capacitiva diferencial de 2pF. Con modulación digital, las características de la barrera no afectan la integridad de la señal, brindando una excelente confiabilidad y una buena inmunidad a transitorios de alta frecuencia a través de la barrera. Los capacitores que componen esta barrera se encuentran incorporados en la estructura plástica del empaquetado del amplificador.

Este dispositivo de aislamiento no necesita de componentes externos para su operación. Dentro de sus especificaciones técnicas se tiene que posee una no linealidad máxima de 0.010% y es capaz de trabajar con señales de un ancho de banda de 50KHz, por lo cual resulta adecuado para aislar las señales de voltaje provenientes de la red de alimentación eléctrica de 60Hz.

Este integrado debe ser alimentado con fuentes aisladas dentro del rango de $\pm 4.5V$ hasta $\pm 18V$, lo cual permite que este amplificador de aislamiento pueda utilizarse en una gran cantidad de aplicaciones de control de procesos industriales como transductor aislado, aislamiento para termocuplas, RTD's, puentes para medir presión, medidores de flujo y lazos de aislamiento para señales de 4-20mA.

La Figura 2.4 indica la manera en que debe conectarse el amplificador de aislamiento para conseguir un adecuado funcionamiento del integrado ISO124P:

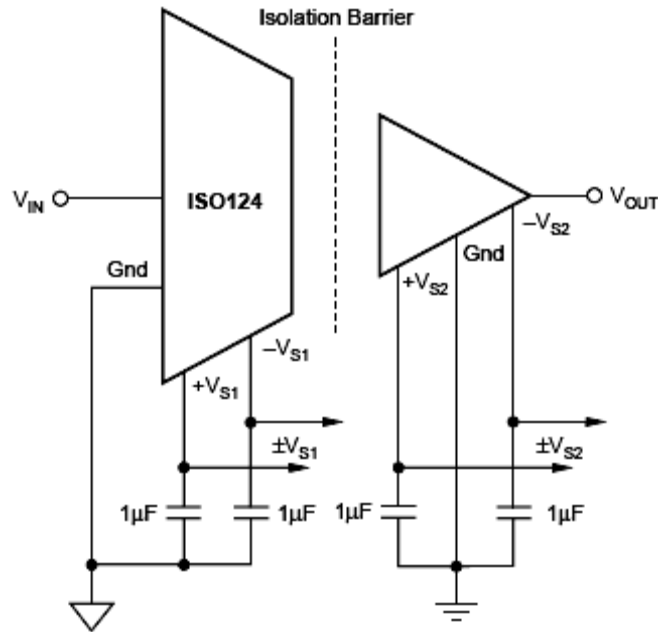


Figura 2.4 Esquema de conexión recomendado por el fabricante para el funcionamiento del amplificador de aislamiento ISO124P

En la figura anterior se puede notar que el amplificador de aislamiento requiere de dos fuentes aisladas con diferentes referencias a tierra para su funcionamiento ($\pm V_{S1}$ y $\pm V_{S2}$), las cuales deben incluirse en el diseño del analizador de armónicos como se indica en la siguiente sección.

2.4.1 DISEÑO DE LAS FUENTES NECESARIAS PARA EL AISLAMIENTO ELÉCTRICO

Como se analizó en la sección anterior, el circuito integrado ISO124P que funciona como un operacional para aislamiento requiere fuentes aisladas para su alimentación, las cuales pueden variar en el rango de $\pm 4.5V$ hasta $\pm 18V$, razón por la cual se diseñarán dos fuentes que provean a este integrado con alimentaciones aisladas de $\pm 12V$ ($\pm V_{S1}$ y $\pm V_{S2}$), más una fuente adicional de $+5V$ ($+V_{S3}$) para el circuito de acondicionamiento y la alimentación del dsPIC.

Estas fuentes serán implementadas en base los reguladores de voltaje LM7812 para obtener $+12V$, LM7912 para los $-12V$ y LM7805 para conseguir los $+5V$, como se observa en las Figuras 2.5 y 2.6.

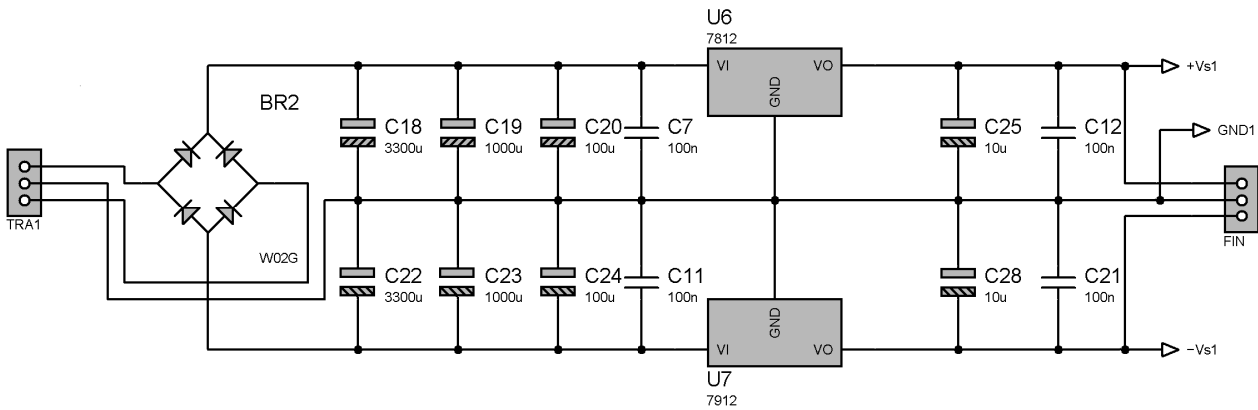


Figura 2.5 Esquema de diseño de las fuentes aisladas $\pm V_{s1}$

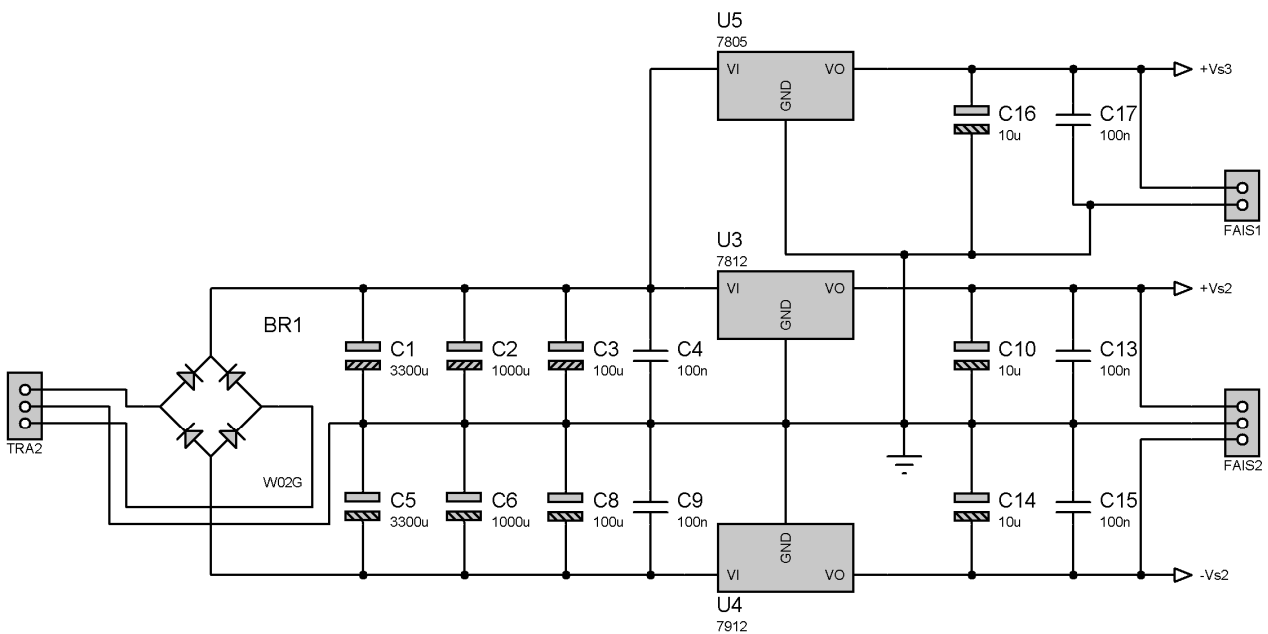


Figura 2.6 Esquema de diseño de las fuentes aisladas $\pm V_{s2}$ y $+V_{s3}$

Para el diseño de estas fuentes se toma en consideración el uso de dos transformadores cuya relación de transformación es de 120V a 12V-0V-(referencia)-12V con toma central, la cual proveerá de la referencia (tierra) necesaria para obtener cada una de las fuentes aisladas.

Como se observa en las Figuras 2.5 y 2.6, en primer lugar se toman las señales de salida de corriente alterna del transformador de relación 120V a 12V-0V (referencia)-12V y se las rectifica por medio de un puente de diodos cuya salida

positiva permitirá obtener las fuentes positivas (+12V y +5V) y su salida negativa proveerá la fuente negativa de -12V.

En la etapa de rectificación se utilizan capacitores electrolíticos de 3300uF, 1000uF y 100uF, más un capacitor cerámico de 0.01uF para filtrar las componentes de frecuencias bajas, medianas y altas respectivamente de la señal de corriente continua que se obtiene del rectificador, y de esta manera, obtener una señal sin un excesivo rizado.

Una vez que se ha rectificado y filtrado la señal de alterna para conseguir una señal de corriente continua se puede alimentar a los circuitos para regulación de voltaje (LM7812, LM7912 y LM7805) para obtener cada una de las fuentes de alimentación necesarias para las etapas de aislamiento eléctrico, alimentación del dsPIC y acondicionamiento.

Cabe notar que a la salida de cada uno de los reguladores de voltaje se necesitan colocar capacitores de 10uF (electrolítico) y 0.01uF (cerámico) para filtrar la señal y obtener voltajes de continua regulados sin un mayor rizado. El valor de los capacitores usados tanto a la entrada como a la salida de los reguladores de voltaje son los recomendados por el fabricante.

La utilización de dos transformadores en el diseño de la fuentes brinda el aislamiento necesario para obtener fuentes aisladas entre sí (es decir, fuentes con distintas referencias), puesto que las fuentes de $\pm V_{s1}$ están referidas a la tierra GND1 correspondiente a la toma central del primer transformador; mientras que las fuentes de $\pm V_{s2}$ y $+V_{s3}$ se encuentran referidas a la tierra GND2 (que será la tierra de todo el circuito de acondicionamiento y alimentación del dsPIC, por lo que en los esquemáticos siguientes será representada simplemente con el símbolo de tierra) correspondiente a la toma central del segundo transformador.

2.5 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL AISLADA

Una vez que se tiene el aislamiento eléctrico necesario entre la señal de voltaje de entrada y los elementos digitales, se ingresa la señal aislada a la etapa de acondicionamiento en la cual se acota el voltaje de la señal de entrada entre 0 y 4V, puesto que el conversor A/D del dsPIC requiere este rango de valores para efectuar una adecuada conversión digital capaz de representar a señales que varíen entre valores positivos y negativos (señales de corriente alterna, AC) debido a la interpretación que se necesita de la señal de entrada, lo cual será analizado en la sección correspondiente al conversor A/D del dsPIC30F4013.

Para la etapa de acondicionamiento se utiliza en primer lugar un seguidor de voltaje para acoplar la señal aislada con la etapa de acondicionamiento, y a continuación se ingresa la señal a un sumador inversor con ganancia de -1, lo cual permite obtener una señal acondicionada dentro del rango de 0 a 4V.

La Figura 2.7 indica el diseño de la etapa de acondicionamiento basada en un circuito sumador inversor aplicado a la señal proveniente de la etapa de aislamiento eléctrico.

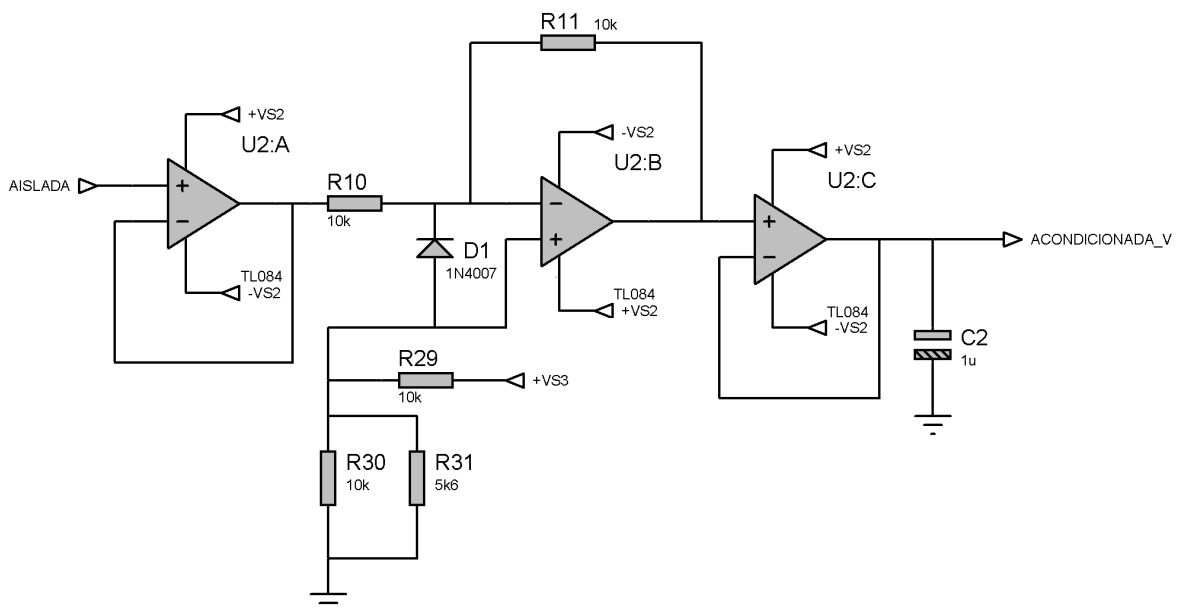


Figura 2.7 Circuito para acondicionamiento de la señal de entrada de voltaje implementado en base a un sumador inversor

La ganancia del sumador inversor viene dada por la siguiente ecuación.

$$K = -\frac{R11}{R10}$$

Por lo tanto, para obtener una ganancia de -1 se necesitan los siguientes valores de resistencia.

$$K = -1 = -\frac{R11}{R10} \Rightarrow R11 = R10 = 10K\Omega$$

(2.4)

Al pasar la señal desacoplada por el sumador inversor descrito anteriormente se consigue una señal en el rango de -2V a +2V a la cual se le suma un voltaje proveniente de un divisor de voltaje que permite regular el voltaje de la señal acondicionada hasta obtener una señal que se encuentre en el rango de 0 a 4V.

Ésta señal acondicionada ingresa directamente al conversor A/D del dsPIC para su respectivo tratamiento digital.

Cabe resaltar que todos los amplificadores operacionales utilizados para las etapas de desacoplamiento y acondicionamiento de la señal de entrada son de la familia de circuitos integrados TL084, puesto que presentan una buena característica de rechazo en modo común (CMRR) que no introduce ruido externo durante el tratamiento de la señal de entrada.

Existen etapas independientes de acondicionamiento de la señal de entrada para las señales de voltaje y de corriente.

2.5.1 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE DE LA PINZA AMPERIMÉTRICA

La señal de corriente proveniente de la pinza amperimétrica posee el aislamiento eléctrico necesario para brindar seguridad a los componentes digitales del analizador de armónicos, razón por la cual se evita pasar a ésta señal a través de

las etapas de reducción de amplitud, desacoplamiento de impedancias y aislamiento eléctrico para entrar directamente a una etapa de acondicionamiento.

En este acondicionamiento de la señal de corriente se utiliza en primer lugar un seguidor de voltaje para acoplar la señal y a continuación se la ingresa a un sumador inversor con ganancia variable mínima de -10 para obtener una señal acondicionada dentro del rango de 0 a 4V.

La Figura 2.8 indica el diseño de la etapa de acondicionamiento basada en un circuito sumador inversor aplicado a la señal proveniente de la de la pinza amperimétrica.

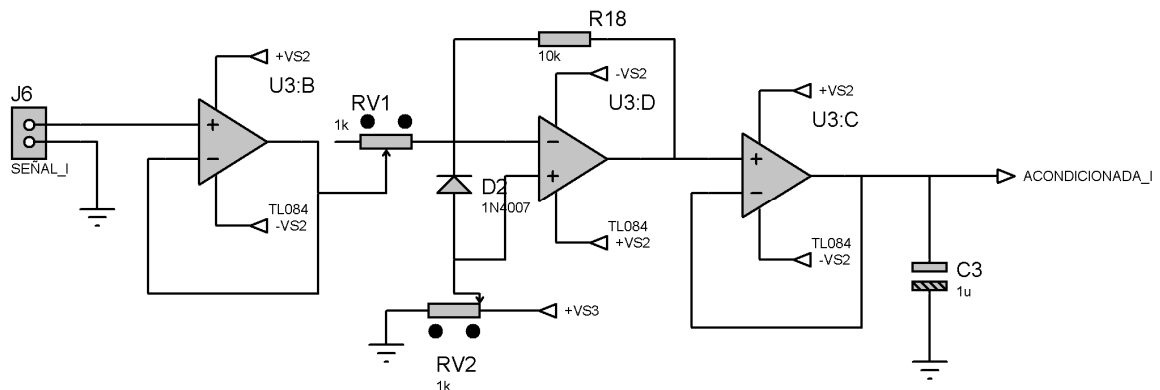


Figura 2.8 Circuito para acondicionamiento de la señal de corriente proveniente de la pinza amperimétrica implementado en base a un sumador inversor

La ganancia del sumador inversor viene dada por la siguiente ecuación.

$$K = -\frac{R18}{RV1} \tag{2.5}$$

Por lo tanto, para obtener una ganancia variable mínima de -10 se necesitan los siguientes valores de resistencia y potenciómetro.

$$K_{\min} = -10 = -\frac{R18}{RV1} \Rightarrow R18 = 10K\Omega$$

$$RV1 = 1K\Omega$$

El fin de tener una etapa de amplificación con ganancia variable mínima de -10 permite obtener una señal que se encuentre en el rango de 0 a 4V, cuyo valor de amplitud pueda regularse a través de un potenciómetro de precisión RV1 y cuya referencia pueda bajarse o subirse conforme se le suma el valor de voltaje proveniente del divisor de voltaje implementado con RV2.

La capacidad que posee la etapa de acondicionamiento de corriente para variar tanto la amplitud como la referencia de la señal de voltaje proveniente de la pinza amperimétrica, permite tener un rango considerable de corrientes con las que el analizador de armónicos puede trabajar, puesto que la pinza ofrece una relación de voltaje de salida de 100mV/A que puede ser ajustada en ésta etapa de acondicionamiento para obtenerse señales acondicionadas comprendidas en el rango de 0 a 4V para su ingreso al conversor A/D del dsPIC y su respectivo tratamiento digital.

Se debe monitorear constantemente la forma de onda proveniente de la pinza amperimétrica con el osciloscopio implementado en el programa de control del sistema de detección de armónicos para asegurarse que la relación de 100mV/A permite sensor de manera adecuada la corriente, es decir, que no se exceda el rango de 0 a 4V de la etapa de acondicionamiento previa al ingreso al conversor A/D del dsPIC, pues de lo contrario se requiere cambiar la escala de la relación de voltaje de salida de la pinza a un valor adecuado (10mV/A) para no sobrepasar el rango permitido por la etapa de acondicionamiento de la señal.

2.6 DETECCIÓN DE CRUCE POR CERO

Como se mencionó en la sección correspondiente al diagrama en bloques del analizador de armónicos, en paralelo a la etapa de acondicionamiento se implementa una detección de cruce por cero de la señal de entrada de voltaje, ya que éste será el mecanismo utilizado por el programa implementado en el dsPIC para iniciar la conversión A/D de la señal de entrada.

La detección de cruce por cero será usada en el dsPIC para verificación de un flanco ascendente que de inicio a la conversión A/D y obtener un ciclo completo de la señal de entrada de 60Hz.

La Figura 2.9 muestra el circuito implementado para detectar el cruce por cero de la señal de entrada a partir de la señal aislada.

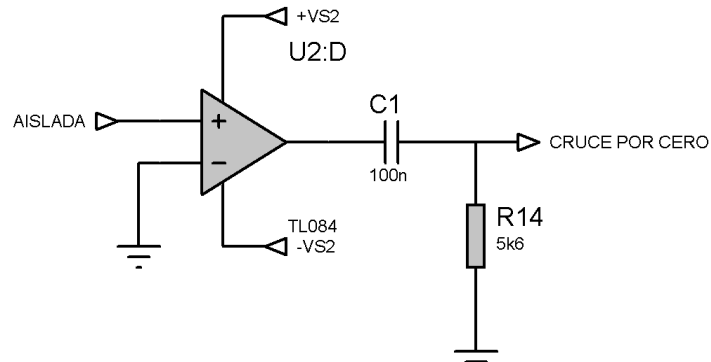


Figura 2.9 Circuito para detección de cruce por cero a partir de la señal proveniente de la etapa de aislamiento eléctrico

En la Figura 2.10 se pueden observar tanto el pulso de detección de cruce por cero obtenido como un flanco ascendente y la señal acondicionada que ingresará al convertor A/D del dsPIC. En esta figura se puede observar la forma que tendrá la señal analógica que será digitalizada en el dsPIC.

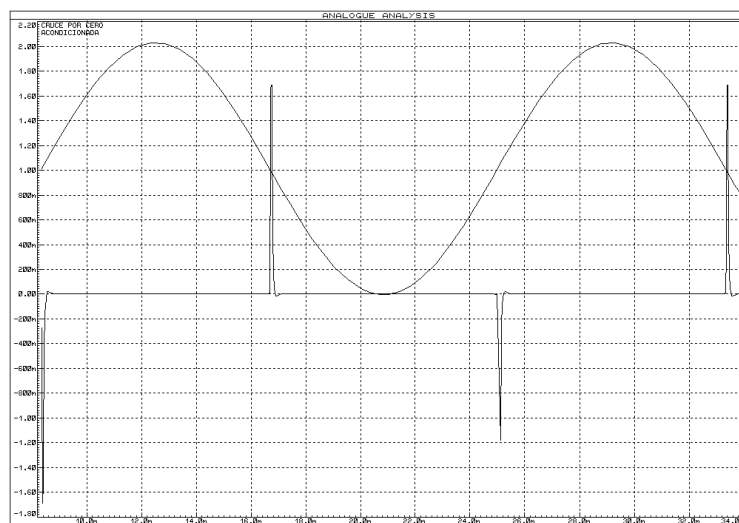


Figura 2.10 Señales de detección de cruce por cero como flanco ascendente y señal acondicionada de 0 a 4V.

2.7 CONVERSIÓN ANALÓGICA/DIGITAL[3]

La conversión analógica/digital se define como el proceso por el cual se obtiene una secuencia de muestras a partir de una señal continua. El tiempo de adquisición que transcurre entre cada una de las muestras se conoce el período de muestreo, cuyo inverso se define como frecuencia de muestreo, el cual se mantiene constante para la mayor parte de aplicaciones.

Dentro del proceso de conversión analógica/digital están presentes conceptos importantes como el muestreo, la cuantización y la codificación, los cuales serán descritos a continuación.

2.7.1 MUESTREO

Un conversor A/D permite convertir una señal analógica definida en función del tiempo $x(t)$ en una señal digital $x(n)$ que es una secuencia de valores discretos de la señal muestreada, como se muestra en la Figura 2.11.

La operación básica de muestrear se consigue mediante un circuito “muestreador-retenedor”, el cual permite mantener constante el nivel de la señal muestreada, la cual debe ser cuantificada, hasta que se tome la siguiente muestra.

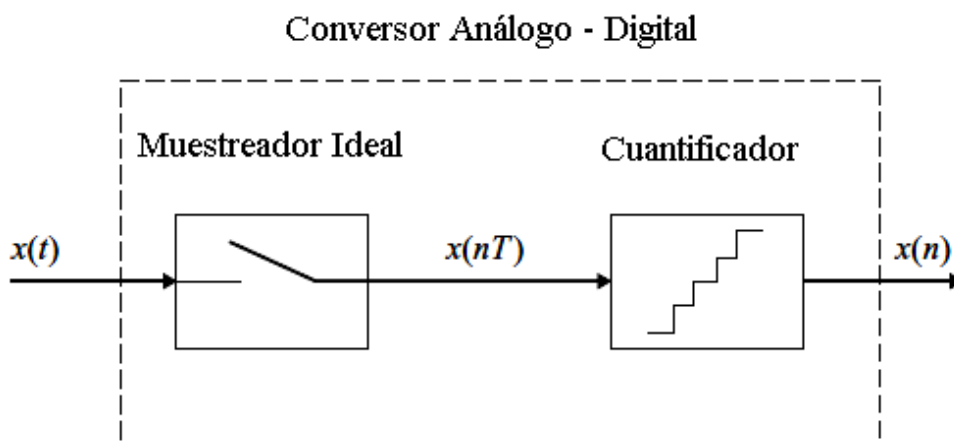


Figura 2.11 Proceso de muestreo de una señal $x(t)$

Este proceso consta de los siguientes pasos:

- La señal $x(t)$ se muestrea en instantes de tiempo uniformemente espaciados definidos como nT , siendo n un número entero positivo y T el período de muestreo de la señal en segundos. Este proceso de muestreo permite convertir una señal analógica en una señal en tiempo discreto $x(nT)$ con un rango de amplitud de valores continuos.
- La amplitud de cada muestra en tiempo discreto es cuantificada en uno de 2^B niveles posibles, siendo B el número de bits con los que el conversor A/D permite representar cada muestra. Los niveles discretos de amplitud se representan (o codifican) con diferentes palabras binarias $x(n)$ de un determinado tamaño de B bits, con la cual se obtiene una señal digitalizada.

La razón para diferenciar estos pasos es que cada uno de ellos introduce diferentes distorsiones en la señal digitalizada.

El proceso de muestreo genera *aliasing* o distorsión por solapamiento, mientras que la codificación produce ruido de cuantificación.

Un muestreador ideal se considera como *switch* que se abre y se cierra periódicamente cada T segundos. El período de muestreo se define mediante la siguiente expresión:

$$T = \frac{1}{f_s}$$

(2.6)

El valor de f_s es la frecuencia de muestreo (o tasa de muestreo) expresada en Hertzios (o ciclos por segundo). La señal intermedia $x(nT)$ es una señal en tiempo discreto con un valor continuo (un número con precisión infinita) definida

para instantes discretos nT para $n = 0, 1, 2, \dots, \infty$, como se aprecia en la Figura 2.12.

La señal analógica $x(t)$ es continua tanto en tiempo como en amplitud, mientras que la señal muestreada en tiempo discreto $x(nT)$ es continua en amplitud, pero se define solo para instantes de muestreo discretos $t = nT$.

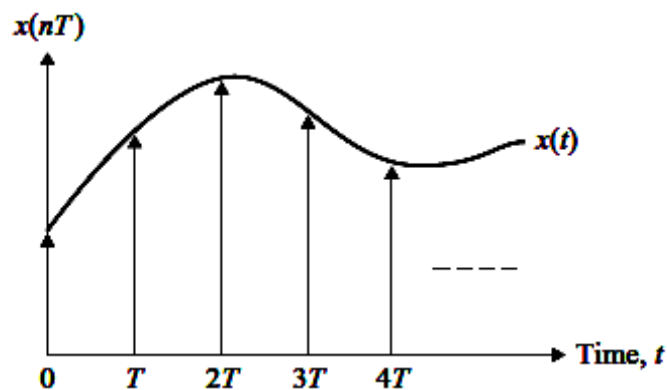


Figura 2.12 Ejemplo de una señal continua $x(t)$ y una señal discreta en el tiempo $x(nT)$

Para poder representar una señal analógica $x(t)$ mediante una señal en tiempo discreto $x(nT)$, se debe tomar en cuenta que la frecuencia con la que se toman las muestras de la señal continua debe ser al menos el doble de la máxima componente de frecuencia (f_M) presente en la señal analógica $x(t)$, lo cual se representa con la siguiente expresión:

$$f_s \geq 2f_M \tag{2.7}$$

La f_M representa el ancho de banda de la señal $x(t)$. A esta expresión se la conoce como el Teorema de muestreo de Shannon, el cual establece que cuando la frecuencia de muestreo es más grande que el doble de la máxima componente de frecuencia que contiene la señal analógica, la señal original $x(t)$ puede ser reconstruida a partir de la correspondiente señal en tiempo discreto $x(nT)$.

La tasa mínima de muestreo $f_s = 2f_M$ se conoce como la tasa de Nyquist, mientras que la frecuencia $f_N = f_s/2$ se conoce como la frecuencia de Nyquist y al intervalo de frecuencias $[-f_s/2, f_s/2]$ se conoce como el intervalo de Nyquist. Cuando una señal analógica se muestrea a una tasa de f_s , las componentes de frecuencia mayores a $f_s/2$ se reducen al intervalo de frecuencias $[0, f_s/2]$.

El teorema de muestreo asume que la señal analógica tiene un ancho de banda limitado, lo cual no resulta cierto para la mayoría de las aplicaciones en las que la señal $x(t)$ puede tener componentes de energía considerables fuera de la frecuencia más alta de interés, o incluso puede contener ruido en un amplio ancho de banda, aunque para la mayoría de casos la tasa de muestreo es predeterminada por la aplicación específica, como es el caso del analizador de armónicos realizado en el presente proyecto de titulación.

Para garantizar que el teorema de muestreo se cumpla, deben bloquearse los componentes de frecuencia que se encuentren por encima de la frecuencia de Nyquist, lo cual se consigue mediante un filtro *antialiasing*, el cual no es más que un filtro analógico pasa bajas con una frecuencia de corte definida por la siguiente ecuación:

$$f_c \leq \frac{f_s}{2}$$

(2.8)

Idealmente un filtro *antialiasing* debería remover todas las componentes de frecuencia que estén por sobre la frecuencia de Nyquist, aunque en algunas aplicaciones prácticas es preferible utilizar un filtro pasa bandas que permita remover todos los componentes de frecuencia adyacentes a la frecuencia de Nyquist, con el objetivo de evitar tener componentes indeseables de DC.

2.7.2 CUANTIFICACIÓN

Al analizar las señales muestreadas en tiempo discreto $x(nT)$, se asume que su amplitud al pasar el conversor se puede representar de manera exacta con un número infinito de bits ($B \rightarrow \infty$), lo cual no se puede conseguir en la práctica, por lo que resulta importante indicar el método de representación de señales muestreadas en tiempo mediante números binarios conformados por un número finito de bits, lo cual se conoce como proceso de cuantificación y codificación.

Como se había analizado previamente, si el tamaño de las palabras binarias con las que puede representar un valor un conversor A/D es de B bits, existen 2^B diferentes niveles que pueden ser usados para representar la amplitud de una muestra. Cuando un valor de $x(n)$ cae dentro de dos posibles valores de cuantificación, éste valor debe ser redondeado o truncado.

Cuando se realiza un redondeo, se reemplaza la amplitud de $x(n)$ por el valor que se encuentre más cercano al nivel de cuantificación, lo cual es ampliamente usado en la representación de valores analógicos; mientras que el proceso de truncamiento de una señal reemplaza la amplitud de $x(n)$ por el valor del nivel de cuantificación que se encuentre por debajo de $x(n)$.

Por lo tanto, el proceso de cuantificación permite representar el valor analógico de una muestra $x(nT)$ en tiempo discreto mediante el nivel digital más cercano que corresponderá a la señal digital $x(n)$.

2.7.3 CODIFICACIÓN

Dentro de lo descrito en el acápite anterior de la cuantificación se tiene ya la señal digital $x(n)$ que es una secuencia definida tanto en tiempo como en amplitud de manera discreta, pues los valores de amplitud tienen diferentes niveles de cuantificación de acuerdo al número de bits con los que cuenta el cuantificador.

Una vez que se tienen definidos estos niveles de cuantificación, se debe pasar a la codificación de cada uno de esos niveles, es decir, asignar un valor binario distinto a cada uno de los niveles de cuantificación. La codificación dependerá de la aplicación a desarrollar así como de los elementos de hardware con los que se disponga. En algunas aplicaciones donde estos niveles son asignados a determinados símbolos la codificación se realiza siguiendo criterios más complejos (entropía).

Por ejemplo, si se trabaja con un conversor A/D de 12 bits, como el que será utilizado en el presente proyecto de titulación, se tendrá que la codificación se la puede realizar con $2^{12} = 4096$ niveles binarios distintos de cuantificación.

Se puede concluir que la codificación y la cuantificación se relacionan de manera directa para definir la resolución que un conversor puede tener, de manera que ésta vendrá definida como la relación entre el rango de la señal que se puede aplicar al conversor dividida para la palabra binaria con la que se puede representar el valor digital de la señal, como se observa en la siguiente ecuación.

$$\text{Resolución} = \frac{\text{Rango}}{2^B}$$

2.8 EL dsPIC30F4013: HARDWARE

El dsPIC30F4013 resulta ser el más conveniente de los controladores digitales de señales que provee la Microchip debido a las características tanto de desempeño como de capacidad de memoria que presenta.

Este dsPIC posee una CPU basada en una arquitectura Harvard modificada de 16-bits de datos con un amplio set de instrucciones que incluye soporte para realizar algoritmos de procesamiento digital de señales. Esta CPU maneja palabras de instrucción de 24-bits con un campo de longitud variable de acuerdo al código de la instrucción. El contador de programa (PC) que posee es de una longitud de 24-bits y direccionable con hasta 4M x 24 bits del espacio de memoria

de programa de usuario. Un mecanismo de pre-búsqueda, ejecutable en un ciclo de instrucción, se utiliza para ayudar a mantener el correcto funcionamiento y proveer una ejecución predecible de la CPU.

Todas las instrucciones son ejecutables en un ciclo de instrucción, excepto por las instrucciones que cambian el flujo del programa, las que mueven palabras dobles y las instrucciones para manejo de tablas.

Estos dispositivos tienen 16 registros de trabajo, cada uno de 16-bits, los cuales pueden ser registros de datos o direcciones, adicionalmente el 16^{to} registro (W15) se ocupa como un puntero de pila de software para las interrupciones y las llamadas.

El set de instrucciones de los dsPIC30F cuenta con dos clases de instrucciones, unas instrucciones de funcionamiento MCU y otras de tipo DSP, las mismas que se incluyen en la misma arquitectura y se ejecutan desde una sola unidad de ejecución. Adicionalmente, este set de instrucciones incluye varios modos de direccionamiento diseñados para trabajar de manera óptima con compiladores en lenguaje C, como el compilador mikroC para dsPIC que se utilizará para diseñar el software del dsPIC.

El espacio de datos puede direccionar palabras de 32K o bytes de 64K, los cuales se dividen en dos bloques conocidos como memoria de datos X e Y, los cuales poseen su propia unidad generadora de direcciones (AGU). Las instrucciones MCU se direccionan con la AGU del espacio X, con la cual acceden a todo el mapa de memoria como si se tratara de un solo espacio lineal de datos, mientras que ciertas instrucciones DSP operan usando tanto las AGU del espacio X como del Y para soportar la lectura simultánea de datos, con lo cual se tienen direcciones particionadas distribuidas de acuerdo al modelo de dsPIC.

Los 32Kbytes superiores del espacio de la memoria de datos puede ser mapeado en el espacio de programa con cualquier de las 16K palabras de programa definidas por los 8-bits del registro PSVPAG (Program Space Visibility Page).

Además, la memoria puede ser conectada al bus de la memoria de programa en dispositivos que posean bus externo y de esta manera expandir la memoria RAM interna.

Los modos de direccionamiento que soporta la CPU son inherente (sin operando), relativo, literal, directo a memoria, directo a registros y direccionamiento indirecto a registros. Cada instrucción del dsPIC se encuentra asociada con uno o varios de los modos de direccionamiento predefinidos de acuerdo de las características de funcionamiento de la instrucción, pues al menos cada instrucción es capaz de trabajar con seis modos de direccionamiento.

2.8.1 RECURSOS UTILIZADOS

En la Tabla 2.1 se muestran los recursos utilizados del Controlador Digital de Señales dsPIC30F4013 y en la Figura 2.13 se muestra al dsPIC con los elementos básicos para su funcionamiento, así como los pines empleados para colocar los periféricos.

Tabla 2.1 Recursos utilizados

RECURSOS UTILIZADOS DEL dsPIC		
Pin del dsPIC	Nombre del pin	Función
1	MCLR	Reset
2	RB0 - AN0	DB0 - I/O dato del LCD Gráfico
3	RB1 - AN1	DB1 - I/O dato del LCD Gráfico
4	RB2 - AN2	DB2 - I/O dato del LCD Gráfico
5	RB3 - AN3	DB3 - I/O dato del LCD Gráfico
6	RB4 - AN4	DB4 - I/O dato del LCD Gráfico
7	RB5 - AN5	DB5 - I/O dato del LCD Gráfico
8	RB6 - AN6	DB6 - I/O dato del LCD Gráfico
9	RB7 - AN7	DB7 - I/O dato del LCD Gráfico
10	RB8 - AN8	Entrada analógica de voltaje
11	VDD	Alimentación de 5V
12	VSS	Tierra 0V
13	OSC1	Oscilador
14	OSC2 - RC15	Oscilador

20	VSS	Tierra 0V
21	VDD	Alimentación de 5V
23	RD8 - INT1	Entrada de detección de cruce por cero mediante flanco ascendente
27	RF5	Reset del LCD Gráfico
28	RF4	C/D del LCD Gráfico
29	RF1	/RD del LCD Gráfico
30	RF0	/WR del LCD Gráfico
31	VSS	Tierra 0V
32	VDD	Alimentación de 5V
33	RD1	Salida digital de 0V para leer pantalla táctil (X-)
34	RD0	Salida digital de 0V para leer pantalla táctil (Y-)
35	RB12 - AN12	Entrada analógica para leer pantalla táctil (X+)
36	RB11 - AN11	Entrada analógica para leer pantalla táctil (Y+)
38	RB9 - AN9	Entrada analógica de corriente
39	AVSS	Referencia de 0V para conversión A/D
40	AVDD	Referencia de 5V para conversión A/D

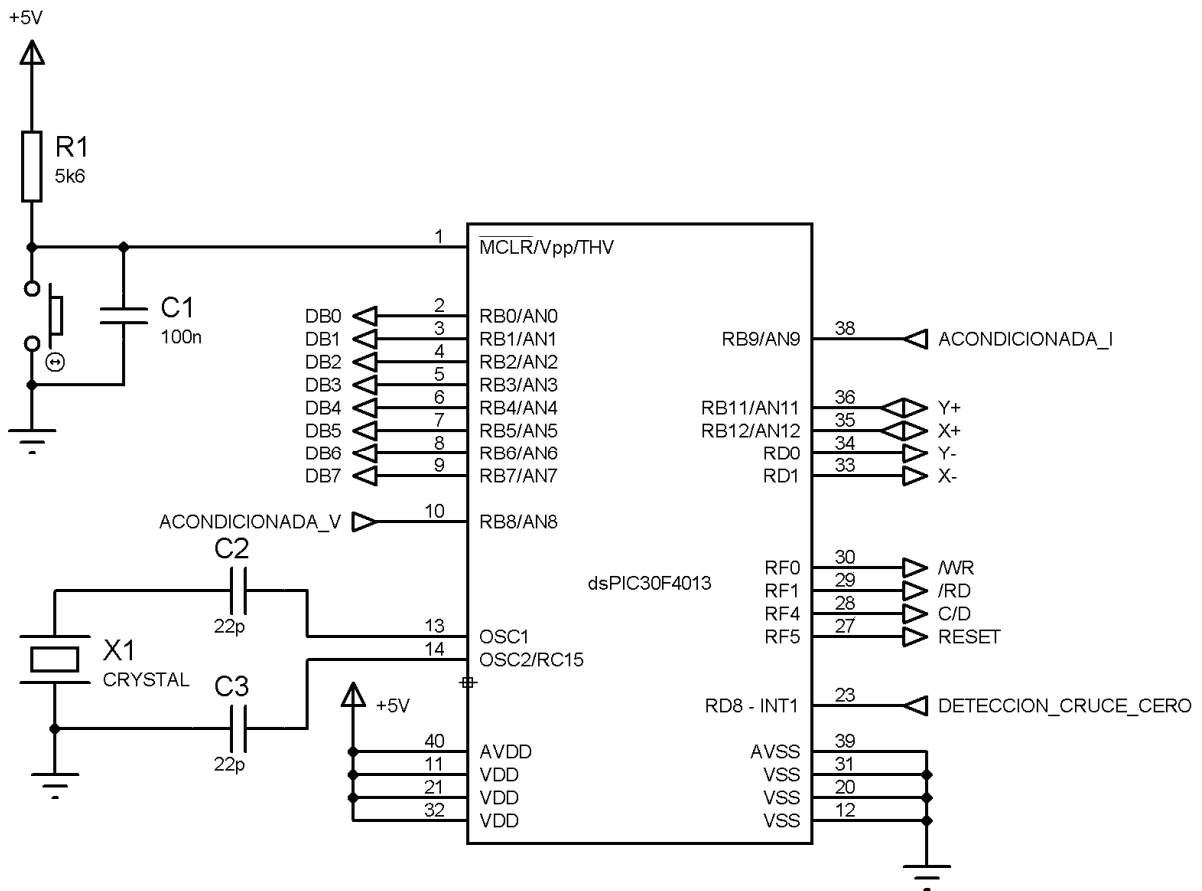


Figura 2.13 Conexiones del dsPIC30F4013

El dsPIC30F4013 recibe una señal de detección de cruce por cero en el pin 23 que es capaz de detectar flancos ascendentes o descendentes para realizar la sincronización de la adquisición de las señales de entrada de voltaje y corriente con la red de energía eléctrica, tomando como referencia la señal de voltaje.

Las señales de entrada de voltaje y corriente acondicionadas ingresan a los canales correspondientes de entrada analógicos del dsPIC ubicados en los pines 10 y 38 respectivamente para su posterior digitalización.

El pulsador conectado al pin 1 se utiliza para generar una señal de nivel cero lógico (0V) en el pin de reset del microcontrolador, usando una resistencia R1 de $5.6k\Omega$ y un capacitor C1 de $0.1\mu F$ para eliminar el rebote producido al emplear pulsadores y limitar la corriente de entrada al microcontrolador.

Los capacitores C2 y C3 de $22pF$ conectados al oscilador son los recomendados en el manual del dsPIC para el funcionamiento del microcontrolador con cristales de 10 Mhz a 20 Mhz.

Los pines 2 al 9 correspondientes al puerto B del dsPIC conforman el bus para el envío de datos hacia el LCD gráfico, mientras que los pines 27, 28, 29 y 30 se encargan del control del LCD gráfico, lo cual se explica con mayor detalle en la sección 2.9.1.

Los pines 33, 34, 35 y 36 se encargan de realizar la lectura de las coordenadas XY de los puntos de presión sobre la pantalla táctil resistiva superpuesta al LCD gráfico para el manejo de las opciones del usuario como se detalla de manera detenida en la sección 2.9.2.1.

2.9 INTERFAZ GRÁFICA DE USUARIO

El analizador de armónicos desarrollado en el presente proyecto de titulación posee una interfaz gráfica de usuario implementada a través de un LCD gráfico

monocromático de 240x128 píxeles manejado por el controlador T6963C de Toshiba para la presentación de resultados del análisis de las señales de entrada. El LCD se encuentra recubierto por una pantalla táctil que permite acceder a las diferentes opciones que presenta el sistema mediante la utilización de cualquier objeto capaz de ejercer presión sobre dicha superficie, de manera que se evita manipular al sistema mediante pulsadores o teclados que resulta un método más tradicional usado para manejo de dispositivos.

A continuación se describirá por separado tanto el LCD gráfico como la pantalla táctil para comprender el funcionamiento de cada uno de ellos.

2.9.1 LCD GRÁFICO CON CONTROLADOR T6963C

Como parte de la interfaz gráfica de usuario utilizada para la presentación de los datos provenientes del analizador de armónicos construido se hace uso de un LCD gráfico comprendido por una pantalla delgada y plana formada por una matriz de 240x128 píxeles monocromáticos colocados delante de una fuente de luz.

Este LCD gráfico con controlador T6963C de TOSHIBA posee 22 pines de conexión descritos en el anexo correspondiente a la hoja de datos del dispositivo. De estos pines, 8 corresponden a un bus de datos y 4 conforman un bus de control que son conectados directamente al dsPIC para su manejo.

La Figura 2.14 muestra un diagrama de bloques simplificado del controlador T6963C utilizado para el manejo del LCD gráfico de 240x128 píxeles.

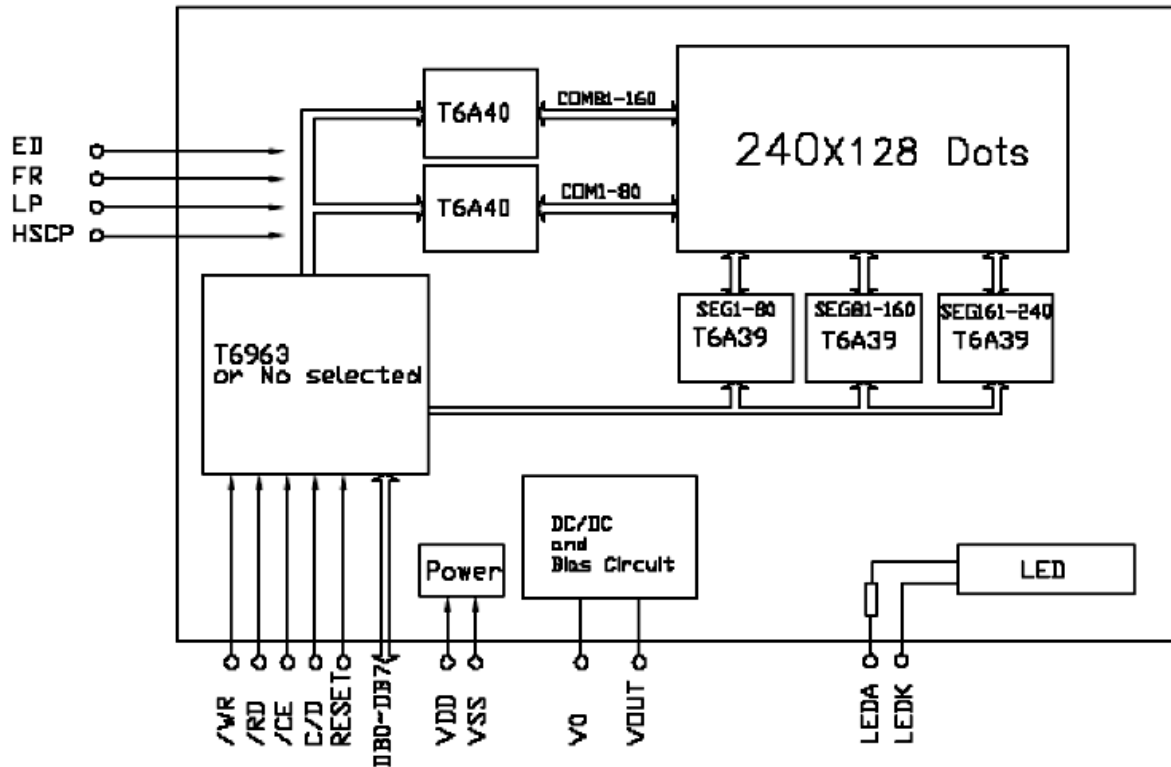


Figura 2.14 Diagrama de bloques del controlador T6963C conectado al LCD gráfico de 240x128 pixeles

En la figura anterior se puede observar que el bus de datos del LCD está comprendido por los pines DB0 – DB7, mientras que el control de la operación del dispositivo se la realiza por medio de los siguientes pines:

- WR para el control de la escritura de datos en el LCD.
- RD para el control de la lectura de datos del LCD
- CE que permite la habilitación o deshabilitación del LCD, razón por la cual será conectado permanentemente a tierra para asegurar la constante habilitación del dispositivo
- C/D para establecer si los datos enviados al LCD corresponden a una instrucción tipo dato (texto o gráfico) o si se trata de un comando (borrado de pantalla, cambio de modo de texto a modo gráfico, etc.).

Este dispositivo puede ser manejado tanto en modo gráfico como en modo de texto de acuerdo a la necesidad que se presente al momento de mostrar los datos provenientes del dsPIC, puesto que en ocasiones se requiere entremezclar datos

de texto con gráficos en una misma pantalla para obtener una interfaz amigable y comprensible para el usuario.

Además, para una mejor visualización de los datos presentados en el LCD, este dispositivo cuenta con un backlight (luz de fondo) de color blanco proveniente de un led (cuya conexión se realiza a través de los pines LEDA correspondiente al ánodo y LEDK correspondiente al cátodo del diodo respectivamente) y regulación de contraste ajustable mediante un potenciómetro externo de 10KΩ (recomendado por el fabricante) conectado entre sus pines VDD y VOUT, como se muestra en la Figura 2.15.

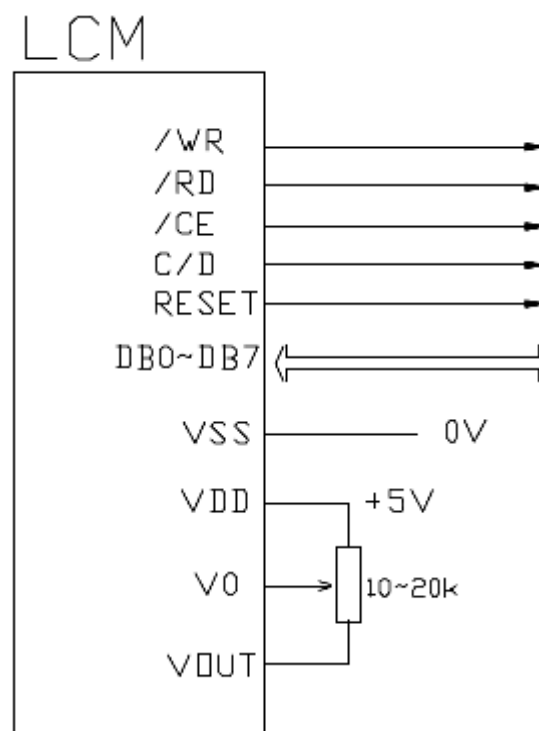


Figura 2.15 Diagrama de conexión del control de contraste del LCD gráfico

En la sección correspondiente al software de control del LCD gráfico se indica de manera más amplia la utilización del LCD en la visualización de los datos e imágenes necesarias para la presentación de las diferentes pantallas provenientes del analizador de armónicos, lo cual se lo implementa con facilidad gracias a la programación en lenguaje de alto nivel (mikroC_dsPIC) implementada en el dsPIC.

2.9.2 PANTALLA TÁCTIL [7]

Dentro de los alcances planteados en el presente proyecto de titulación se establece la utilización de una pantalla táctil como una alternativa a la tradicional ocupación de pulsadores o botones para el manejo de un dispositivo electrónico, por lo tanto es importante indicar las características presentes en la misma.

Una pantalla táctil (o touchscreen en inglés) es una pantalla que mediante un contacto directo con los dedos (o con un lápiz u otras herramientas similares no muy puntiagudas) sobre su superficie permite realizar el ingreso de datos y órdenes a cualquier tipo de dispositivo electrónico. Actualmente hay pantallas táctiles que pueden instalarse sobre una pantalla normal, como es el caso de la pantalla táctil superpuesta al LCD gráfico usado en este proyecto, y que se usa como un periférico de entrada de comandos para el manejo de las diferentes opciones y pantallas que presenta el analizador de armónicos.

Las pantallas táctiles se han popularizado desde la invención de la interfaz electrónica táctil en 1971 por el Dr. Samuel C. Hurst y han llegado a ser comunes en cajeros automáticos, teléfonos celulares inteligentes (como el iPhone) y PDAs donde se suele emplear una punta similar a la de un lápiz para manipular la interfaz gráfica de usuario e introducir datos.

Las pantallas táctiles de última generación consisten en un cristal transparente donde se sitúa una lámina que permite al usuario interactuar directamente sobre esta superficie, utilizando un proyector para lanzar la imagen sobre la pantalla de cristal.

Las pantallas táctiles son de uso común en la industria pesada y en otras situaciones, tales como exposiciones de museos donde los teclados y los ratones no permiten una interacción satisfactoria, intuitiva, rápida, o exacta del usuario con el contenido de la exposición.

A continuación se señalan a breves rasgos la tecnología de la pantalla táctil resistiva por ser la que posee el dispositivo de pantalla táctil superpuesto al LCD gráfico.

2.9.2.1 Pantalla táctil resistiva

Una pantalla táctil resistiva está formada por un panel de vidrio o acrílico revestido por varias capas de material conductor y resistivo hechos de óxido de indio (ITO), entre las cuales existe una pequeña separación, como se observa en la Figura 2.16.

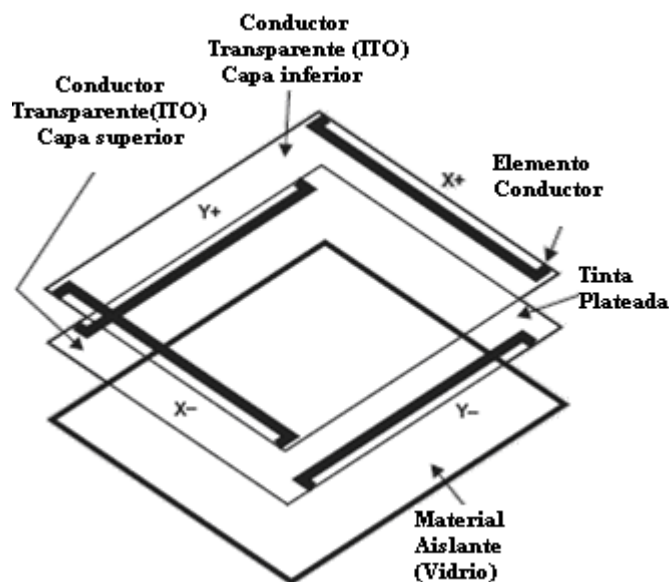


Figura 2.16 Estructura de una pantalla táctil con tecnología resistiva, tomado de [7]

Las arquitecturas más comunes presentes en las pantallas táctiles con tecnología resistiva usan configuraciones de cuatro y cinco hilos (usadas para medir la presión aplicada sobre el punto presionado) para la determinación de las coordenadas X-Y donde se ha presionado la pantalla, como se indica en la Figura 2.17.

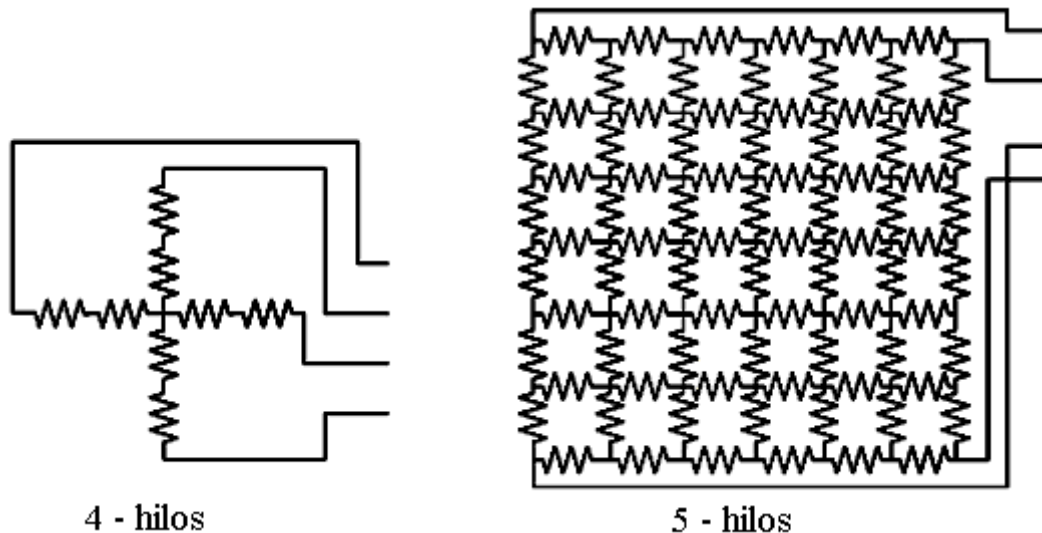


Figura 2.17 Configuraciones circuitales de pantallas táctiles resistivas de cuatro y cinco hilos

En el desarrollo del presente proyecto de titulación se utiliza una pantalla táctil resistiva de cuatro hilos debido a su facilidad de manejo y su disponibilidad en el mercado, puesto que existen modelos de LCD gráficos T6963C en los que la pantalla táctil viene ya montada, lo cual resulta beneficioso al momento de adquirir este equipo, puesto que no existe la necesidad de instalar a la pantalla táctil como un componente adicional al LCD gráfico.

Cuando algún objeto toca la superficie de la capa exterior, las dos capas conductoras entran en contacto en un punto concreto, produciéndose un cambio en la corriente eléctrica que permite a un controlador calcular la posición del punto en el que se ha tocado la pantalla midiendo la resistencia. Algunas pantallas pueden medir, aparte de las coordenadas del contacto, la presión que se ha ejercido sobre la misma.

En la determinación de las coordenadas X-Y de un punto presionado, lo cual pone en contacto las capas resistivas, sobre una pantalla táctil con arquitectura de cuatro hilos se aplica un voltaje a través de los terminales de la dirección Y de la pantalla táctil mientras se lee el voltaje presente en uno de los puntos correspondientes a la capa X.

El contacto entre capas que se produce como resultado del toque de la pantalla crea un divisor de voltaje en ese punto de presión, de manera que se puede determinar la coordenada Y del punto de contacto. Este proceso puede ser repetido aplicando voltaje en los terminales de la dirección X mientras se lee el voltaje en uno de los puntos de la capa Y para determinar la coordenada X del punto presionado.

De esta manera se puede deducir que el controlador para una pantalla táctil es un dispositivo que permite tanto aplicar voltaje a los terminales de la pantalla, como leer sus terminales mediante un conversor A/D, lo cual se implementa de manera fácil haciendo uso de los pines de entrada/salida tanto digital como analógica del dsPIC.

Las pantallas táctiles resistivas son por norma general más asequibles que las desarrolladas con otras tecnologías, pero tienen una pérdida de aproximadamente el 25% del brillo debido a las múltiples capas necesarias. Otro inconveniente que tienen es que pueden ser dañadas por objetos afilados, aunque no se ven afectadas por elementos externos como polvo o agua, razón por la que son el tipo de pantallas táctiles más usado en la actualidad.

El circuito implementado en el presente proyecto para conectar el LCD gráfico al dsPIC se muestra en la Figura 2.18.

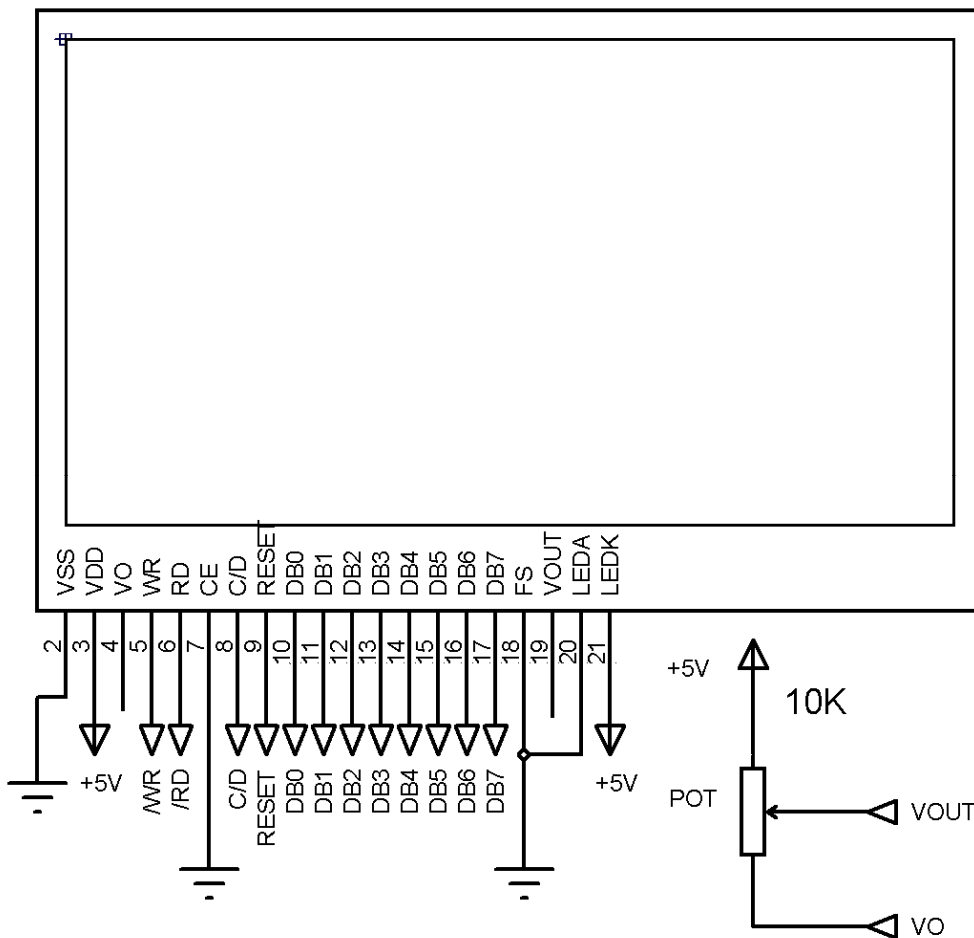
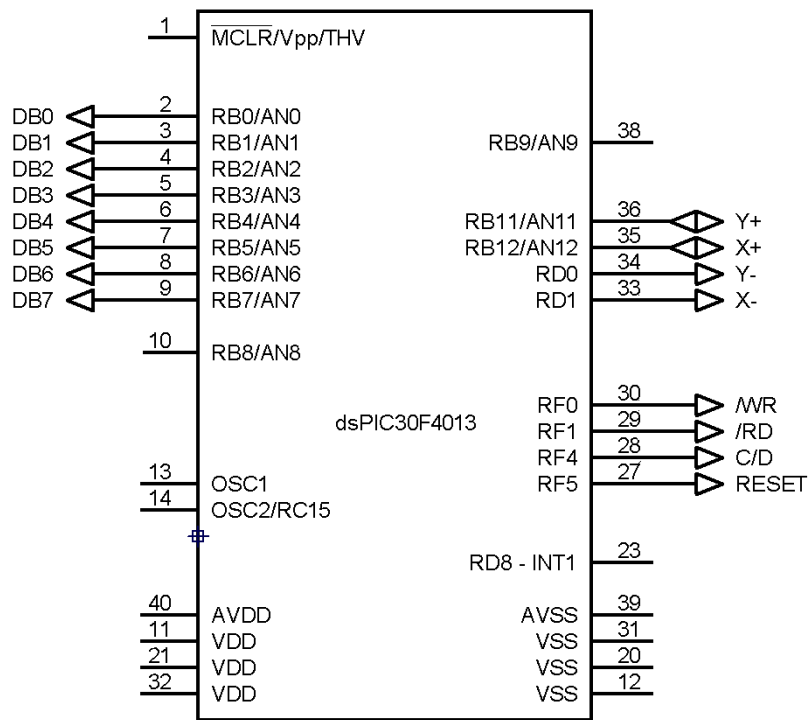


Figura 2.18 Circuito de conexión del LCD gráfico T6963C

CAPITULO 3

DESARROLLO DEL PROGRAMA DE CONTROL

El objetivo del presente capítulo es describir el funcionamiento del controlador digital de señales dsPIC30F4013 dentro del sistema de detección de armónicos, puesto que todo el tratamiento digital de las señales a analizarse mediante la técnica de la transformada discreta de Fourier se encuentra implementado dentro de este microcontrolador.

La Figura 3.1 permite indicar las señales que le sirven de entrada al microcontrolador, como las señales de voltaje acondicionadas en un rango de 0 a 5V (tanto para las entradas de 120V o 220V @ 60 Hz) y la señal de corriente proveniente de la pinza amperimétrica capaz de proporcionar una relación de 100mV/A, lo cual se acondiciona como se describió en el capítulo anterior.

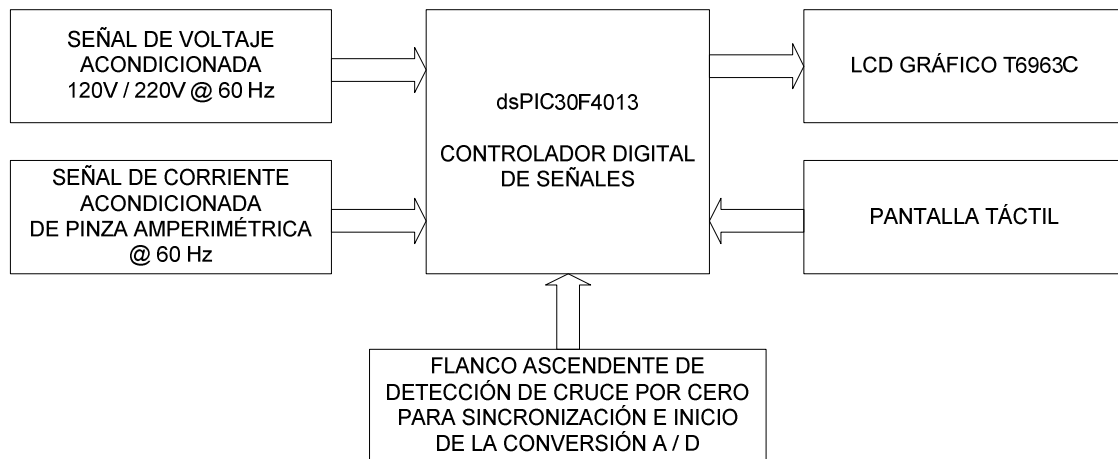


Figura 3.1 Arquitectura básica del sistema

A más de las señales de voltaje y corriente, el microcontrolador requiere una señal de flanco ascendente proporcionada por un detector de cruce por cero para iniciar el proceso de conversión A/D de las señales de entrada y de esta manera sincronizar la adquisición de datos con la red eléctrica para tener una referencia constante durante el procesamiento digital de señales y la aplicación de la FFT.

Una vez realizado el análisis de las señales de entrada, se despliegan estos datos en el LCD gráfico T6963C que permite implementar la interfaz gráfica de usuario para el manejo del sistema analizador de armónicos, puesto que este dispositivo posee una pantalla táctil (Touchscreen) con la que el usuario puede acceder a todas las funciones del sistema de manera simple y rápida con tan solo un toque sobre la pantalla.

3.1 INTRODUCCION AL LENGUAJE DE PROGRAMACION mikroC_dsPIC[8]

Para el desarrollo del programa de control se utiliza un lenguaje de programación de alto nivel basado en lenguaje C para disminuir la dificultad que representaría una programación en lenguaje ensamblador para un dsPIC, llamado mikroC_dsPIC de la compañía mikroElektronika que es un compilador avanzado y eficiente para los microcontroladores dsPIC30/33 y PIC24 de la Microchip.

Este software de programación es una poderosa herramienta con avanzadas características útiles en el desarrollo de proyectos con microcontroladores dsPIC30/33 y PIC24, capaz de proveer al programador la solución más simple posible en el desarrollo de aplicaciones para sistemas embebidos sin comprometer el tiempo de ejecución o el control debido a su eficiente algoritmo de compilación y el uso de una amplia gama de librerías para el manejo de periféricos que no aumenta de manera considerable el tamaño del programa de control respecto a una programación en lenguaje ensamblador.

Este programa permite desarrollar y visualizar aplicaciones complejas debido a las siguientes características que brinda:

- Escribir el programa en código fuente tipo lenguaje C usando un editor de código que posee asistentes de parámetros y código, indicador de sintaxis con colores de acuerdo al tipo de instrucción escrita y auto corrección.
- Permite utilizar las librerías incluidas en mikroC para un rápido desarrollo de instrucciones para adquisición de datos, manejo de memorias, displays

(como la librería para el manejo del LCD gráfico T6963C), conversión de formatos de números y datos, comunicación, entre otras características soportadas por los microcontroladores dsPIC30/33 y PIC24.

- Posee un explorador de código en el cual se puede monitorear la estructura del programa en desarrollo, las variables y funciones utilizadas.
- Inspección del flujo de programa y un depurador de la lógica de ejecución mediante un depurador integrado mikroLCD y un software de simulación para apreciar el cambio de las variables durante la ejecución del programa.
- Permite obtener un reporte gráfico y detallado del mapa de memoria RAM y ROM utilizada, estadísticas del código desarrollado y un listado de todas las rutinas creadas tanto por el usuario como las ocupadas por las diferentes librerías.

La Figura 3.2 permite indicar las diferentes opciones presentes en la pantalla del lenguaje mikroC_dsPIC para el desarrollo de aplicaciones:

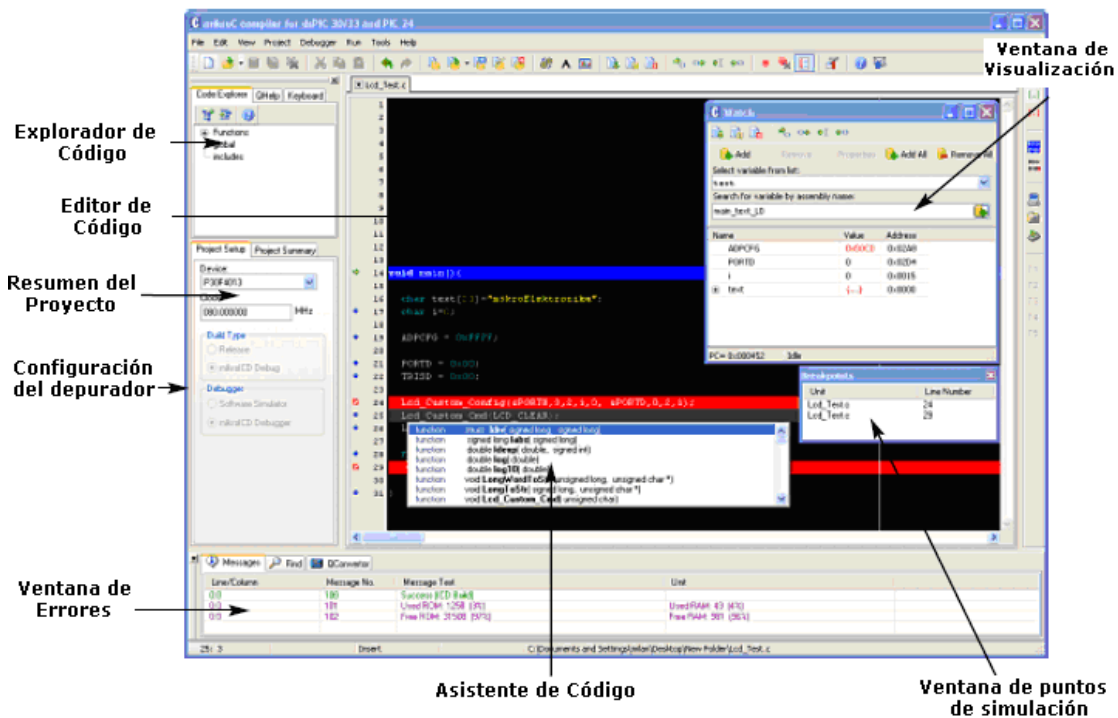


Figura 3.2 Ventana de resumen de las opciones del mikroC_dsPIC, tomado de [8]

El mikroC_dsPIC organiza el desarrollo de aplicaciones en proyectos formados por un archivo de proyecto (extensión .dpc) y uno o más archivos fuente (extensión .c) que son compilados sólo cuando forman parte de un proyecto.

Un archivo de proyecto contiene la siguiente información de la aplicación:

- Nombre del proyecto e información adicional
- Tipo y modelo del dispositivo utilizado
- Banderas del dispositivo, es decir, la palabra de configuración
- La frecuencia de reloj del dispositivo
- Lista de los archivos fuente adjuntos al proyecto

El mikroC_dsPIC permite optimizar el uso de las características del motor DSP de los microcontroladores mediante los distintos tipos de variables matemáticas capaces de definirse en el programa, las cuales son enumeradas en la siguiente Tabla 3.1 junto con los rangos que representan y el número de bytes que ocupa.

Tabla 3.1 Tipos de variables matemáticas enteras

Tipo	Tamaño en Bytes	Rango
<code>(unsigned) char</code>	1	0 .. 255
<code>signed char</code>	1	- 128 .. 127
<code>(signed) short (int)</code>	1	- 128 .. 127
<code>unsigned short (int)</code>	1	0 .. 255
<code>(signed) int</code>	2	-32768 .. 32767
<code>unsigned (int)</code>	2	0 .. 65535
<code>(signed) long (int)</code>	4	-2147483648 .. 2147483647
<code>unsigned long (int)</code>	4	0 .. 4294967295

A más de estas variables matemáticas enteras, mikroC_dsPIC permite manejar datos en punto flotante implementados con el estándar ANSI bajo la consideración del formato AN575 de 32-bits de la Microchip (IEEE 754).

La Tabla 3.2 indica los tipos de variable en punto flotante que pueden definirse.

Tabla 3.2 Tipos de variables matemáticas en punto flotante

Tipo	Tamaño en Bytes	Rango
float	4	$-1.5 * 10^{45} .. +3.4 * 10^{38}$
double	4	$-1.5 * 10^{45} .. +3.4 * 10^{38}$
long double	4	$-1.5 * 10^{45} .. +3.4 * 10^{38}$

En este punto es importante mencionar que el objetivo de este proyecto de titulación no es realizar un análisis detallado del uso del programa mikroC_dsPIC, sino simplemente usarlo como una herramienta para simplificar la programación del dsPIC30F4013, por lo que la introducción que se ha hecho hasta el momento se enfoca únicamente a resaltar las características más relevantes de este programa.

Para terminar con esta introducción se señalará la base central que conforma la programación en C que son las funciones, definidas como subprogramas que retornan un valor basándose en un determinado número de parámetros de entrada.

Cada programa debe tener una sola función externa principal (“main”) que marque el punto de ingreso y arranque del programa. Las funciones son declaradas como prototipos en archivos de cabecera estándar o provistos por el usuario, o con los archivos de programa. Las funciones tienen un vínculo externo por defecto y son accesibles desde cualquier archivo en el programa.

La sintaxis usada en la declaración de una función es la siguiente:

```
type function_name(parameter-declarator-list);
```

El nombre de la función (*function_name*) debe ser un identificador válido con el cual se puede llamar a la función. El tipo de función (*type*) representa el tipo de resultado de la función, es decir, si la función retornará un valor entero, punto flotante, estructura, etc. Cuando se tienen funciones que no retornan ningún valor se debe usar una función tipo "void".

La declaración de parámetros (*parameter-declarator-list*) dentro del paréntesis es una lista de los argumentos formales que toma la función y especifica el tipo de parámetro con el que opera la función. Si esta lista está vacía quiere decir que la función no requiere ningún tipo de argumento, lo cual es usual cuando se declaran funciones que no retornan ningún valor como la tipo "void".

3.2 ARQUITECTURA DEL PROGRAMA DE CONTROL DEL dsPIC30F4013

Las señales de voltaje y corriente acondicionadas previo a su ingreso al conversor análogo/digital de 12 bits del dsPIC30F4013 son digitalizadas a una tasa de aproximadamente 21.595ksps (mil muestras por segundo) para poder obtener un arreglo de 360 muestras durante cada período de 16.67ms (correspondientes a los 60 Hz de frecuencia de la red eléctrica).

Este arreglo de 360 muestras contiene la información suficiente de las señales de entrada como para poder analizarlas mediante la transformada discreta de Fourier y obtener el diagrama frecuencial de las componentes armónicas presentes.

Las formas de onda adquiridas por el microcontrolador son mostradas de diferentes maneras en el LCD gráfico, puesto que el sistema posee opciones en las que se dibuja completamente la forma de onda de la señal adquirida, otra en la que se indica el valor de las componentes armónicas de la señal con un gráfico

de barras (análisis espectral) y otra opción en la que se indica el valor correspondiente a cada una de las componentes armónicas en valor porcentual.

El programa implementado en el dsPIC consta de una función principal y varias funciones adicionales que permiten adquirir datos, analizarlos y desplegarlos de diferentes maneras como las señaladas en el párrafo anterior.

3.2.1 FUNCIÓN PRINCIPAL (MAIN)

En el lenguaje de programación de alto nivel mikroC_dsPIC se define a la función principal (“main”) como el punto de inicio y arranque de todo el programa, por lo que este contiene las configuraciones iniciales tanto para el módulo de conversión A/D de 12 bits del dsPIC30F4013 y el LCD gráfico T6963C con pantalla táctil.

El manejo del LCD gráfico es realizado con la librería “T6963C Graphic LCD” que permite trabajar con GLCD’s basados en un controlador TOSHIBA T6963C usado para controlar displays con una resolución de hasta 240x128 píxeles en aplicaciones de equipos móviles para medición debido a su bajo consumo de energía. Este controlador es capaz de desplegar tanto texto como gráficos y comandar toda la interfaz hacia los drivers de los displays para filas y columnas.

Antes de comenzar a utilizar el LCD se debe ejecutar su inicialización mediante la función T6963C_init que permite configurar las dimensiones del LCD (ancho y alto, que en este caso son de 240x128 píxeles), el tamaño de la fuente para el texto (el LCD soporta únicamente un tamaño de fuente de 8x8 píxeles), el puerto del microcontrolador por donde se enviarán los datos (un bus de 8 pines de un mismo puerto) y el puerto por donde se enviarán las líneas de control (un bus de 4 pines de un mismo puerto para las señales de WR, RD, C/D y RESET).

Una vez inicializado el LCD se habilita su funcionamiento para desplegar tanto texto como gráficos y luego se envía la instrucción de borrado para dejar limpia la pantalla antes de imprimir el gráfico de la carátula en la que se describe el proyecto, la cual es convertida a mapa de bits por medio del editor del

cuando el usuario accede por primera vez al sistema, puesto que con esta función se pueden calibrar los puntos de presión sobre la pantalla con los cuales el usuario y guardarlos en la memoria EEPROM para que el usuario puede acceder a las distintas opciones que presenta el sistema.

Si el usuario no presiona la pantalla, el programa despliega el gráfico correspondiente a la pantalla de menú principal en el cual se muestran las opciones del sistema.

El programa se encierra en un lazo infinito en el que lee continuamente las coordenadas XY de cualquier punto de presión sobre la pantalla hasta que se presione algún punto que permita acceder a cualquiera de estas opciones. Las coordenadas XY correspondientes a los puntos de presión para el acceso a las opciones del usuario son previamente cargados en el programa desde la memoria EEPROM, puesto que la función de calibración de pantalla almacena dichas coordenadas.

La Figura 3.4 indica la pantalla correspondiente al menú principal.

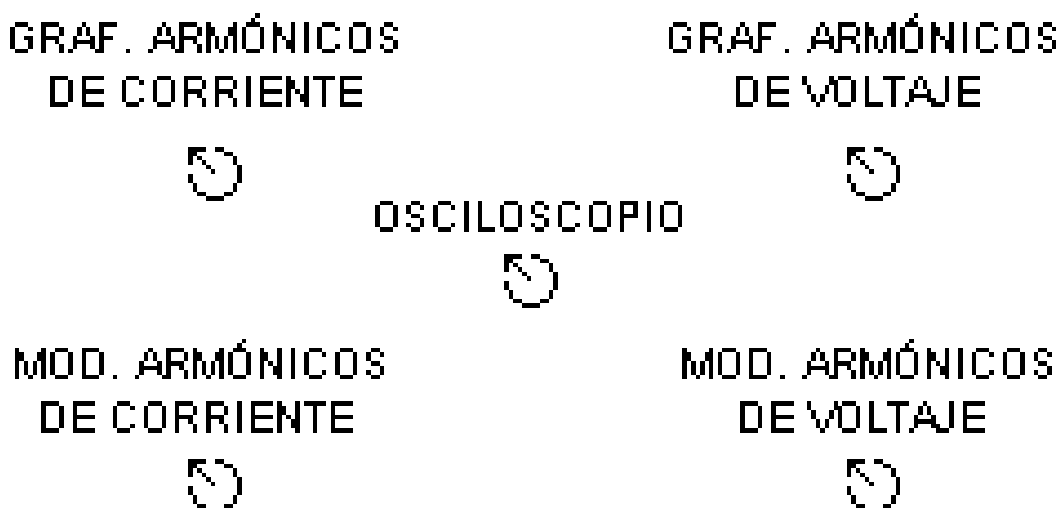


Figura 3.4 Imagen con las opciones del menú principal

3.2.2 FUNCIÓN PARA CALIBRACIÓN DE LA PANTALLA TÁCTIL

Esta función es llamada después de la presentación de la carátula cuando el usuario presiona algún punto sobre la pantalla. Cuando se accede a esta función, se despliega la pantalla indicada en la Figura 3.4 señalando de la siguiente manera a cada una de las opciones:

- P1: GRÁFICO DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE
- P2: OSCILOSCOPIO
- P3: GRÁFICO DE ARMÓNICOS DE VOLTAJE
- P4: MÓDULO DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE
- P5: MÓDULO DE ARMÓNICOS DE VOLTAJE
- EXIT: ESQUINA SUPERIOR DERECHA

Una vez que se despliegan estos indicadores de texto sobre el gráfico de la Figura 3.4, se pide al usuario que vaya presionando la pantalla de manera secuencial sobre los puntos P1, P2, P3, P4, P5 y EXIT para poder leer las coordenadas XY de estos puntos de presión.

La lectura de las coordenadas XY se realiza con la librería del mikroC_dsPIC para manejar el módulo de conversión A/D del dsPIC que permite leer cualquier pin A/D seleccionando únicamente el canal a ser leído. Los cuatro pines correspondientes a la pantalla táctil se encuentran conectados al microcontrolador de la siguiente manera:

- PIN1(Y⁻) – RD1
- PIN2(X⁻) – RD0
- PIN3(Y⁺) – RB12 (CANAL A/D NÚMERO 11)
- PIN4(X⁺) – RB11 (CANAL A/D NÚMERO 12)

La lectura de cualquier coordenada se realiza energizando una capa de la coordenada opuesta, por ejemplo poniendo un 0L (0V) en Y⁻ (RD1) y 1L (5V) en Y⁺ (RB12), mientras se lee con el conversor A/D el voltaje correspondiente a la

otra capa para obtener el valor de la coordenada en esa capa, es decir que al tener energizada la capa de la coordenada Y, se puede obtener el valor de la coordenada X si se lee el valor de voltaje en la capa X^+ conectada al pin RB11 del canal A/D número once.

Una vez que se leen las coordenadas XY de todos los puntos de presión de la pantalla, se almacena dichos datos en la memoria EEPROM del microcontrolador desde la dirección de memoria 0X7FFC00 hasta 0X7FFC16. El espacio necesario en memoria EEPROM proviene del hecho que cada punto de presión genera tanto una coordenada X como una coordenada Y que son variables de tipo entero sin signo (unsigned int) de tamaño WORD (2 bytes de acuerdo a la Tabla 3.1), razón por la cual para almacenar los seis puntos de presión necesarios para calibrar la pantalla táctil se requieren 12 variables tipo entero sin signo que requieren 24 direcciones de memoria distintos, pues cada dirección de memoria EEPROM es un espacio de 1 byte.

3.2.3 FUNCIÓN PARA LA ADQUISICIÓN DE DATOS DE LAS SEÑALES DE ENTRADA

Esta función de adquisición de datos requiere que antes de ser llamada, la función que la solicite configure el canal que debe leer para muestrear las señales de entrada, para lo cual la función que llama a la función de adquisición de datos debe configurar los bits ADCHSbits.CH0SA del registro de selección de entradas ADCHS que permite seleccionar el canal a convertir entre los trece canales de conversión A/D que posee el dsPIC30F4013, de manera que cuando se escribe la instrucción ADCHSbits.CH0SA = 8 se lee el canal ocho correspondiente al pin RB8 donde se conecta la señal de entrada de voltaje acondicionada, mientras que cuando se escribe la instrucción ADCHSbits.CH0SA = 9 se lee el canal nueve correspondiente al pin RB9 donde se conecta la señal de entrada de corriente acondicionada.

El inicio de la adquisición de datos una vez que se ha seleccionado un canal de entrada se encuentra sincronizado con la señal de entrada de voltaje.

Esta sincronización se consigue leyendo el detector de flancos del pin RD8 configurado como un detector de flanco ascendente que da inicio a la activación del módulo de conversión A/D del microcontrolador. El circuito que genera este flanco proviene del detector de cruce por cero de la señal de entrada de voltaje.

Una vez que se detecta un flanco ascendente se procede a desactivar la bandera de indicación correspondiente y se toman 360 muestras de un ciclo completo de la forma de onda de 60 Hz seleccionada, lo cual se consigue con la correcta configuración del módulo A/D y un retardo que permiten obtener una tasa de muestreo de 21.595ksps (mil muestras por segundo). Esta tasa de muestreo se consigue configurando los bits `ADCON3bits.SAMC = 21`, `ADCON3bits.ADCS = 40` y `ADCON3bits.ADRC = 0` del registro de control `ADCON3`.

Esta función de adquisición de datos permite entregarle a la función que la llamó un arreglo con 360 muestras de la señal de entrada que le haya indicado.

Cabe notar que para la adquisición de datos no se recurre a la librería del `mikroC_dsPIC` debido a que se requiere configurar manualmente todos los registros del módulo de conversión A/D del dsPIC para obtener la tasa muestreo requerida por el sistema.

3.2.4 FUNCIÓN PARA DESPLEGAR LAS SEÑALES DE ENTRADA EN UN GRÁFICO TIPO OSCILOSCOPIO

Cuando el usuario se encuentra en la función principal y presiona la opción de osciloscopio se procede a borrar la pantalla y dibujar un eje de coordenadas XY sobre el cual se va a graficar las formas de onda de las señales de entrada (tanto voltaje como corriente) sincronizadas con la señal de entrada de voltaje.

Para obtener las señales de entrada se llama a la función de adquisición de datos previa la configuración de los bits `ADCHSbits.CH0SA` que le indica el canal que debe muestrear.

Una vez que se obtiene el arreglo con las 360 muestras correspondientes a la señal de entrada seleccionada, se procede a determinar los puntos máximo y mínimo de la señal para poder dibujarla en una escala que debe mostrar tanto valores positivos como negativos, puesto que se debe recordar que la señal de entrada se acondiciona para estar comprendida entre 0V y 5V, por lo que la interpretación que le permite comprender al microcontrolador que está trabajando con señales de voltaje alterno debe ser realizada por programa.

Una vez que se determinan los puntos máximo y mínimo de la señal de entrada se procede a realizar una simple operación matemática que coloca a los datos muestreados, comprendidos entre valores enteros de 0 (0V) a 4096 (5V) debido al conversor A/D de 12 bits, en una escala de valores enteros entre -2048 y 2047 para dibujar punto a punto estos datos en el LCD gráfico usando la librería para manejo de GLCD T6936C. Estos datos son previamente cambiados a una escala de 4 a 124 para tener correspondencia con el tamaño del LCD de 240x128 píxeles al ocupar la instrucción para dibujar punto a punto en la cual se deben indicar las coordenadas XY de cada punto a dibujarse.

La resolución del conversor A/D viene dada por la siguiente fórmula:

$$\text{Resolución} = \frac{V_{\text{ref}_+} - V_{\text{ref}_-}}{2^n} \quad (3.1)$$

Por lo tanto, si la referencia positiva es la alimentación del microcontrolador (5V) y el voltaje de referencia negativo es tierra (0V), con los 12 bits del conversor A/D se tiene una resolución de:

$$\text{Resolución} = \frac{5V}{2^{12}} \quad (3.2)$$

Con esta resolución de 12mV/bit se puede comprender que para un voltaje de 5V, el conversor devolverá un valor entero de 4096.

3.2.5 FUNCIÓN PARA EL CÁLCULO DE LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (FFT)

Esta función es llamada por las opciones del usuario donde se realiza el análisis de las señales de entrada mediante la técnica de la Transformada Discreta de Fourier (FFT) que permite cambiar el dominio de las señales definidas en tiempo hacia el dominio de la frecuencia para realizar un análisis espectral de las componentes frecuenciales que componen una onda distorsionada.

Las opciones que llaman a la función FFT son aquellas donde se grafica el espectro de frecuencias de la señal de entrada mediante un gráfico de barras, en la opción donde se escribe el valor porcentual de las componentes armónicas de la señal, o cuando se analiza la señal para calcular la distorsión armónica total en porcentaje (THD%).

La implementación matemática de la FFT implica aplicar la fórmula de cálculo de la FFT que viene dada por la siguiente ecuación:

$$x_k = \sum_{i=1}^N X[i-1] * \exp\left(\frac{-j * 2 * \pi * k * (i-1)}{N}\right) \quad (3.3)$$

Donde: k = orden del armónico a calcularse
 N = número total de muestras de la señal de entrada
 i = número de elemento del arreglo de muestras de la señal de entrada
 j = factor de multiplicación imaginario

Cabe notar que la ecuación 3.3 puede ser simplificada mediante el teorema de Euler que indica la siguiente relación para una exponencial compleja:

$$\exp(-j * x) = \cos(x) - j * \sin(x) \quad (3.4)$$

Por lo tanto, la ecuación 3.3 puede escribirse de la siguiente manera:

$$x_k = \sum_{i=1}^N X[i-1] * \left[\cos\left(\frac{2 * \pi i * k * (i-1)}{N}\right) - j * \sin\left(\frac{2 * \pi i * k * (i-1)}{N}\right) \right] \quad (3.5)$$

De la ecuación 3.5 puede deducirse que el módulo de cada armónico, es decir $|x_k|$, puede calcularse mediante la siguiente ecuación:

$$|x_k|^2 = \left[\sum_{i=1}^N X[i-1] * \cos\left(\frac{2 * \pi i * k * (i-1)}{N}\right) \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^N X[i-1] * \sin\left(\frac{2 * \pi i * k * (i-1)}{N}\right) \right]^2 \quad (3.6)$$

La ecuación 3.6 puede reducirse de la siguiente manera:

$$|x_k| = \sqrt{(A_k)^2 + (B_k)^2} \quad (3.7)$$

Donde:

$$A_k = \sum_{i=1}^N X[i-1] * \cos\left(\frac{2 * \pi i * k * (i-1)}{N}\right)$$

$$B_k = \sum_{i=1}^N X[i-1] * \sin\left(\frac{2 * \pi i * k * (i-1)}{N}\right)$$

La ecuación 3.7 será implementada en el dsPIC mediante el mikroC_dsPIC que permite programar funciones sinusoidales y cosenoidales. El sumatorio requerido para determinar tanto los términos A_k como B_k se implementa fácilmente mediante un lazo de recursividad do....while en el cual se varía el número del elemento del arreglo de muestras de la señal de entrada ($i = 1, 2, \dots, 360$).

El único parámetro que debe darse a la función FFT antes de llamarla es el orden del armónico a calcularse ($k = 0, 1, 2, \dots, 31$), puesto que el arreglo de los datos muestreados de la señal de entrada ($N = 360$ muestras) ya es conformado antes de llamar a la función FFT mediante la función de adquisición de datos descrita anteriormente. En cada llamada, la función FFT devuelve el valor x_k de acuerdo al orden del armónico que se requiera calcular.

La función que llama a la función FFT debe encargarse de ir almacenando en un arreglo cada valor de x_k resultante de la llamada a la función FFT, ya que éste valor de x_k es el que va a graficarse como un espectro de frecuencias, usarse para hallar el valor porcentual correspondiente a cada armónico, o analizar la señal de entrada para calcular el THD% de la misma.

3.2.6 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT COMO UN GRÁFICO DE BARRAS (ESPECTRO DE FRECUENCIA)

Esta función es llamada cuando en el menú principal el usuario presiona uno de los puntos sobre la pantalla correspondientes al gráfico de los armónicos de voltaje o de corriente. Cuando se accede a esta función, se limpia la pantalla y se coloca una imagen de fondo con el orden de los armónicos a desplegarse en orden ascendente, es decir, desde el valor de DC (armónico de orden 0) hasta el armónico de orden 31, como se observa en la Figura 3.5 mostrada a continuación:

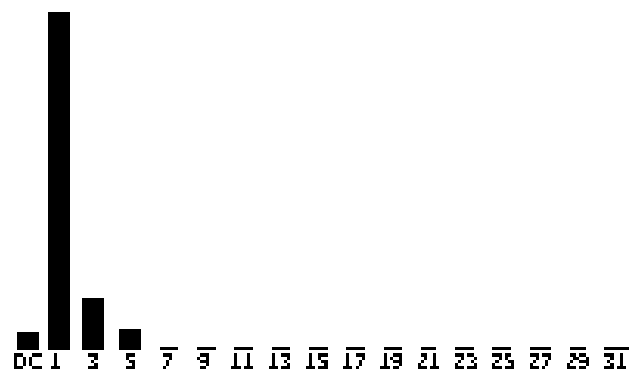


Figura 3.5 Imagen con el formato para presentación del espectro de frecuencias

En esta función se configura el conversor A/D de 12 bits del dsPIC mediante el registro de control ADCON3 como se mencionó en la función de adquisición de datos para tener una tasa de muestreo de 21.595ksps y se selecciona la señal de entrada a ser muestreada con los bits ADCHSbits.CH0SA, siendo la configuración de ADCHSbits.CH0SA = 8 cuando se lee el canal correspondiente al pin RB8 donde se conecta la señal de entrada de voltaje acondicionada, mientras que se escribe la instrucción ADCHSbits.CH0SA = 9 cuando se lee el canal del pin RB9 donde se conecta la señal de entrada de corriente acondicionada.

Una vez configurado el conversor A/D, se llama a la función de adquisición de datos para obtener un arreglo de 360 muestras de la señal de entrada que se haya seleccionado y se llama a la función de la FFT para encontrar el módulo de cada una de las componentes armónicas de la señal de entrada, desde el armónico de orden 0 (valor de DC) hasta el armónico de orden 31 que es el mayor capaz de ser detectado por el analizador de armónicos construido.

El valor proveniente de cada llamado a la función FFT, es decir cada módulo de armónico x_k , se va almacenando en un arreglo con todos los módulos de los armónicos desde el valor DC (armónico 0) hasta el armónico 31, formándose un arreglo de 32 elementos x_0, x_1, \dots, x_{31} que será desplegado mediante un gráfico de barras usando la librería del GLCD T6963C que permite dibujar rectángulos indicando las coordenadas del vértice de inicio y del vértice final del rectángulo, el cual permite obtener un gráfico en forma de barras para cada orden de los armónicos de acuerdo al módulo del mismo.

3.2.7 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT EN VALORES PORCENTUALES

Esta función es llamada cuando en el menú principal el usuario presiona uno de los puntos sobre la pantalla correspondientes a la opción para obtener el módulo de los componentes armónicos de las señales de entrada de voltaje o de corriente. Cuando se accede a esta función, se limpia la pantalla y se realiza todo el procedimiento previo para configurar el conversor A/D antes de llamar a la función de adquisición de datos que devuelve un arreglo de 360 muestras de la señal de entrada seleccionada.

Una vez que se realizan estos pasos, se llama a la función de la FFT para generar un arreglo de 32 datos correspondientes a los armónicos desde el armónico de orden 0 (valor DC) hasta el de orden 31.

En base al arreglo de 32 datos correspondiente al análisis de la señal de entrada con la Transformada Discreta de Fourier se procede a calcular el valor RMS total de la señal distorsionada que viene dado por la siguiente ecuación:

$$V_{RMS}^2 = V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_{31}^2 \quad (3.8)$$

Una vez que se calcula este valor V_{RMS} total de la forma de onda distorsionada se procede a calcular el valor porcentual de cada uno de los componentes armónicos de la señal tomando en cuenta que el valor del 100% corresponde al V_{RMS} total, es decir que cada armónico como porcentaje del V_{RMS} total se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_k \% = \frac{V_k}{V_{RMS}} * 100 \quad (3.9)$$

La ecuación 3.9 se repite para cada uno de los componentes armónicos de la señal de manera de obtenerse 32 valores porcentuales respecto al V_{RMS} total tomado como referencia. Cada uno de estos valores porcentuales se despliega en el LCD usando la librería del GLCD T6963C para escribir texto.

Se debe tomar en cuenta que el GLCD de 240x128 píxeles trabaja con un tamaño de carácter de 8x8 píxeles por lo que es capaz de proveer tan solo 16 filas de texto diferentes, por lo que se requiere presentar dos pantallas para la presentación de los 32 componentes armónicos de la señal de entrada (desde el valor DC hasta el armónico de orden 31).

Por lo tanto, en una primera pantalla se mostrará el valor porcentual de los componentes armónicos de la señal de entrada desde el armónico correspondiente al valor de DC (componente de orden 0) hasta el de orden 15, siendo necesario presionar la esquina superior derecha de la pantalla donde se despliega el texto NEXT para avanzar hacia la siguiente pantalla donde se

muestran los armónicos desde el componente de orden 16 hasta el de orden 31 para terminar de desplegar todos los componentes armónicos de la señal de entrada calculados como un porcentaje del valor V_{RMS} total.

3.2.8 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DEL ANÁLISIS DE LOS DATOS DE LA FFT (CÁLCULO DEL CONTENIDO ARMÓNICO TOTAL THD%)

Esta función es llamada cuando el usuario previamente ha accedido a cualquiera de las opciones para mostrar el gráfico de los armónicos (sea de voltaje o corriente) mediante un gráfico de barras que representa el espectro de frecuencias de la señal de entrada, para lo cual una vez que se despliega dicho espectro también se escribe en la esquina superior derecha de la pantalla el texto NEXT para avanzar a la pantalla donde se muestra el valor DC, el valor V_{RMS} total y la distorsión armónica total (THD%) de la forma de onda de la señal de entrada seleccionada.

Cuando se accede a esta función, se limpia la pantalla y se realiza todo el procedimiento previo ya descrito en la sección 3.2.6 para la configuración del conversor A/D antes de llamar a la función de adquisición de datos que devuelve un arreglo de 360 muestras de la señal de entrada seleccionada. Una vez que se realizan estos pasos, se llama a la función de la FFT para generar un arreglo de 32 datos correspondientes a los armónicos desde el armónico de orden 0 (valor de DC) hasta el de orden 31.

En base al arreglo de 32 datos correspondiente al análisis de la señal de entrada con la Transformada Discreta de Fourier se procede a calcular el valor RMS total de la señal distorsionada dado por la ecuación 3.8.

La distorsión armónica total en porcentaje (THD%) se calcula con la siguiente ecuación:

$$THD\% = \frac{V_{RMS} \text{ de las armónicas desde } 2 \text{ hasta } \infty}{V_{RMS} \text{ de la fundamental}} = \frac{\sum_{k=2}^{31} \frac{V_k}{\sqrt{2}}}{\frac{V_1}{\sqrt{2}}} * 100$$

(3.10)

El valor de DC de la señal de entrada distorsionada corresponde a la componente de orden 0 del arreglo de datos a los que se ha aplicado la función FFT.

Una vez que se han calculado el valor de DC, el VRMS total y el THD% de la forma de onda de entrada se procede a desplegar estos datos en la pantalla escribiéndolos en forma de texto junto a las correspondientes unidades en las que se mide estos parámetros.

3.3 DIAGRAMAS DE FLUJO

3.3.1 FUNCIÓN PRINCIPAL (MAIN)

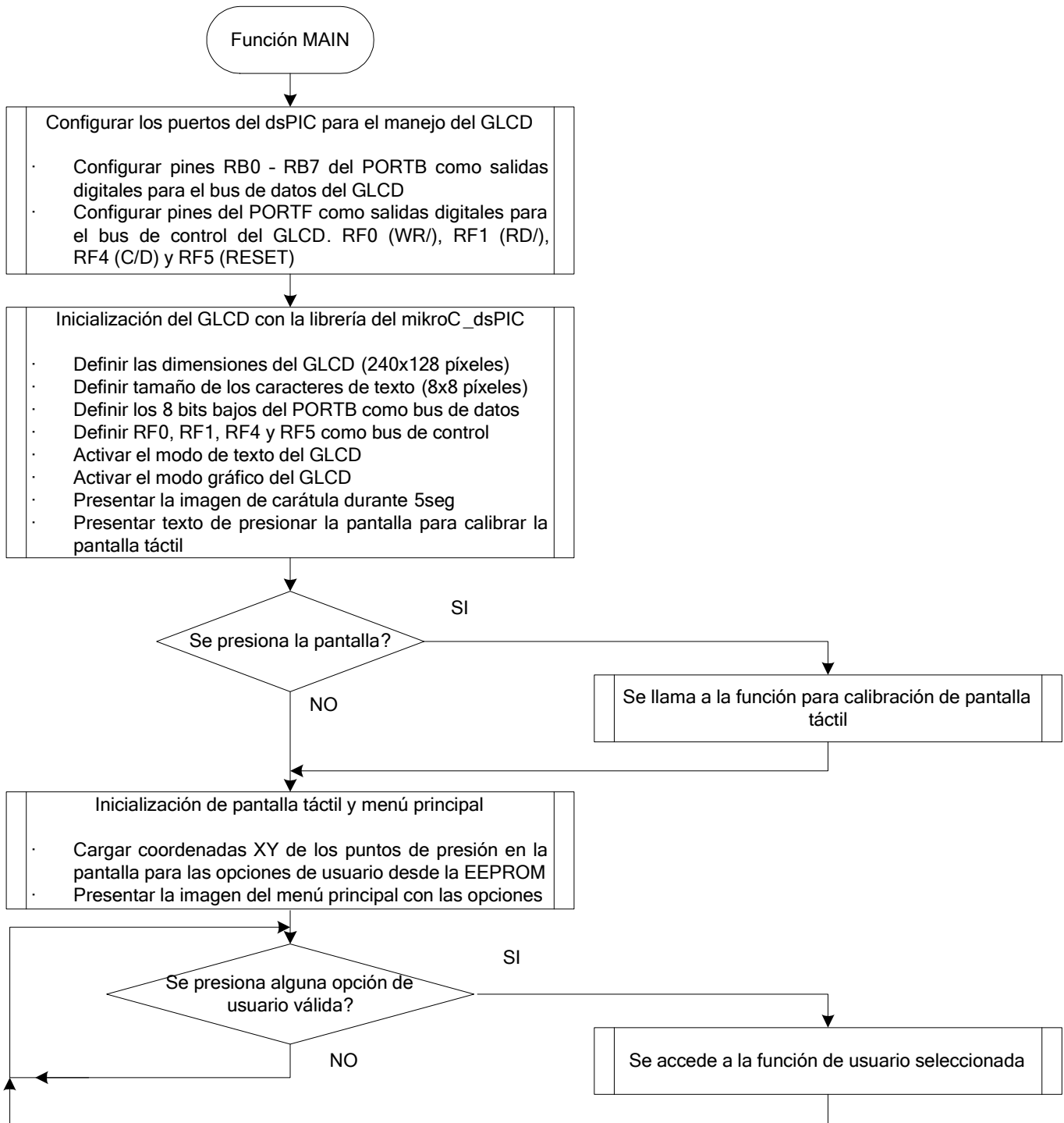


Figura 3.6 Función Principal (Main)

3.3.2 FUNCIÓN PARA CALIBRACIÓN DE LA PANTALLA TÁCTIL

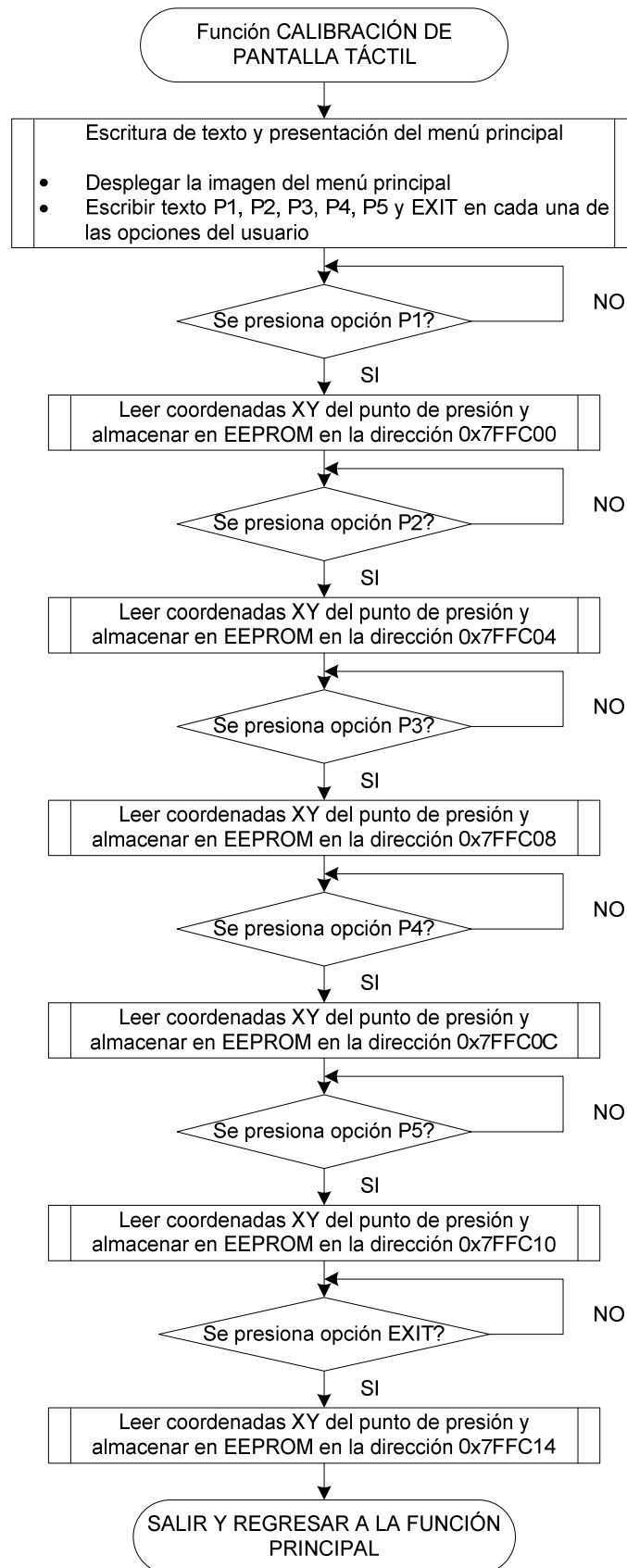


Figura 3.7 Función para Calibración de la Pantalla Táctil

3.3.3 FUNCIÓN PARA LA ADQUISICIÓN DE DATOS DE LAS SEÑALES DE ENTRADA

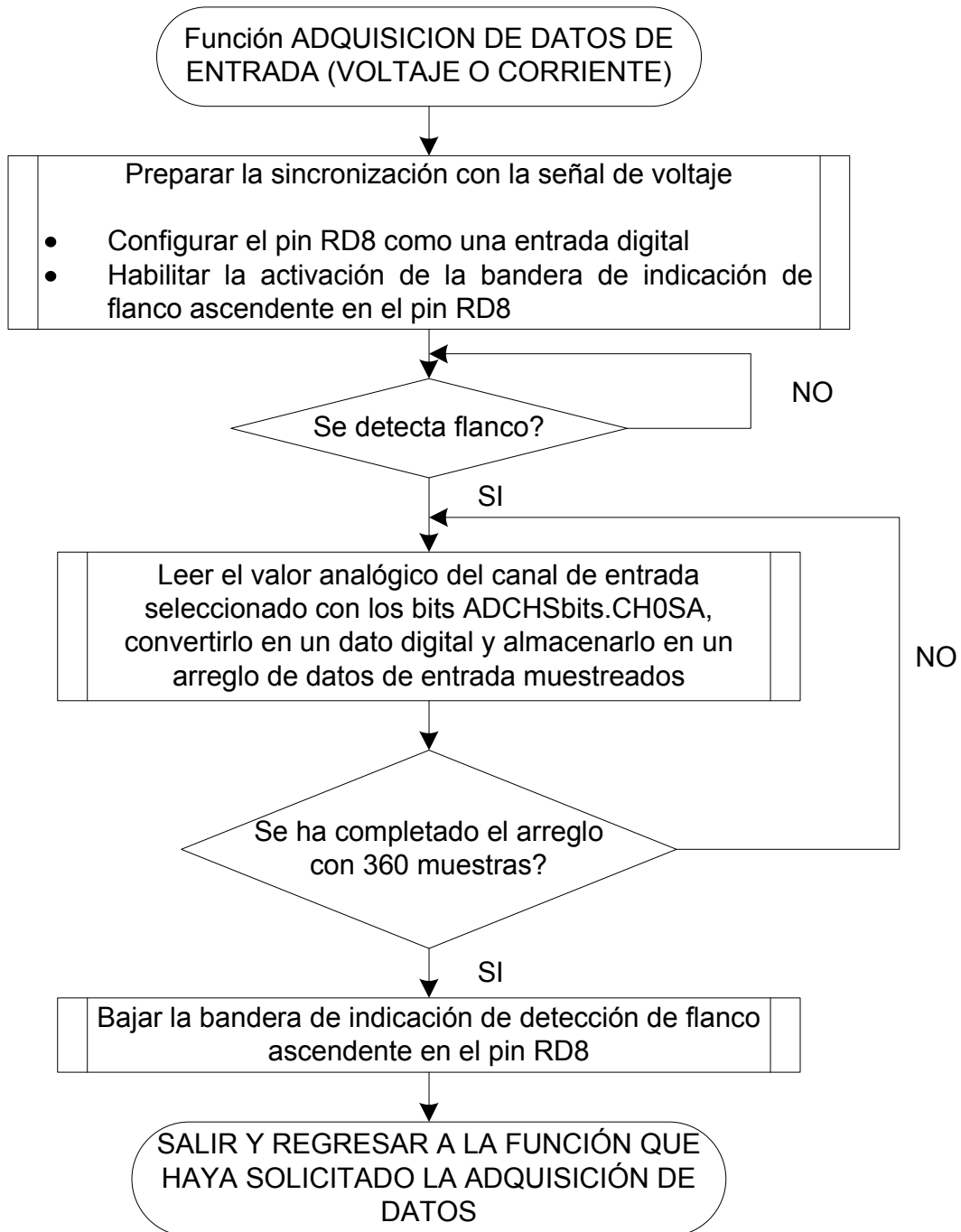


Figura 3.8 Función para la Adquisición de Datos de las Señales de Entrada

3.3.4 FUNCIÓN PARA DESPLEGAR LAS SEÑALES DE ENTRADA EN UN GRÁFICO TIPO OSCILOSCOPIO

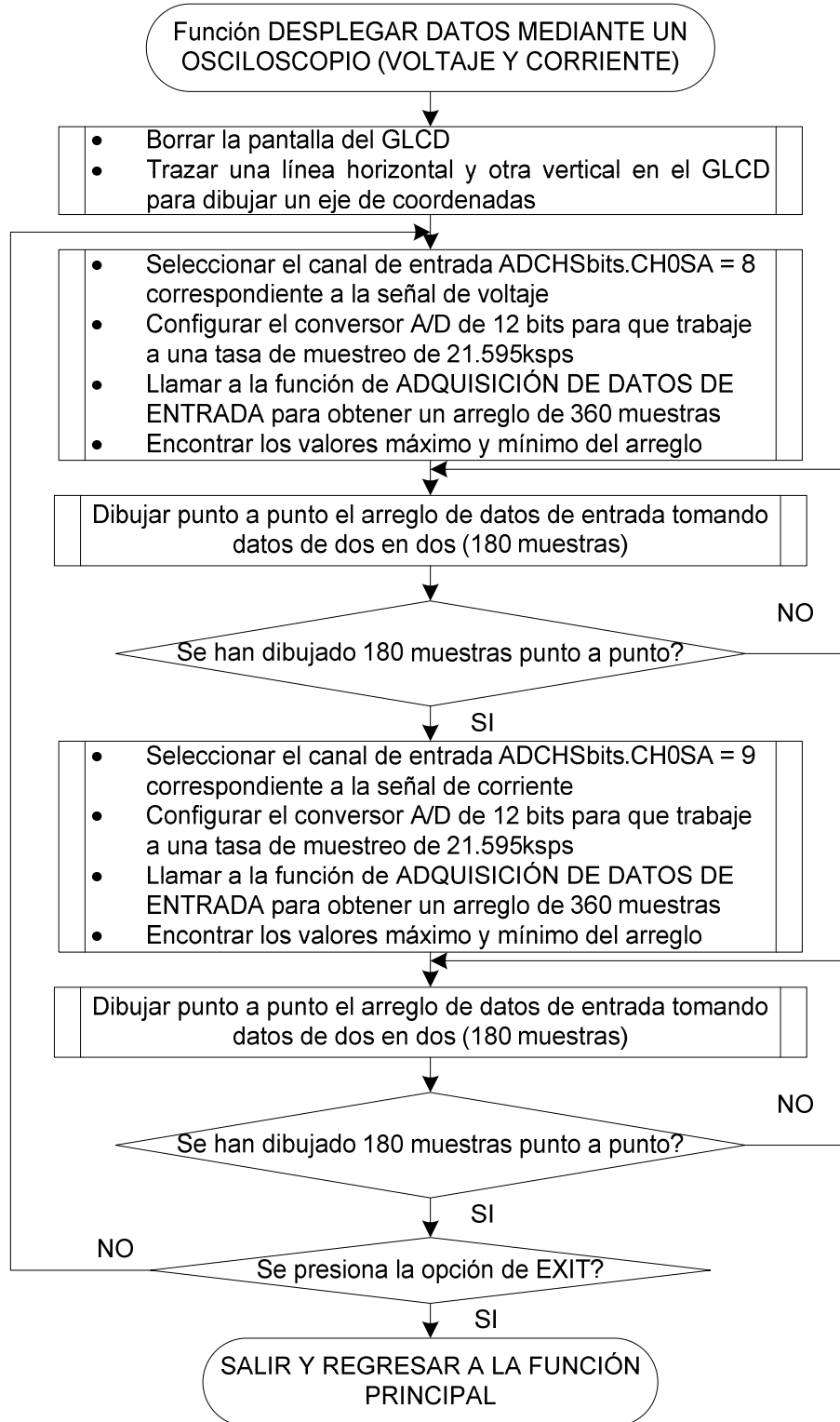
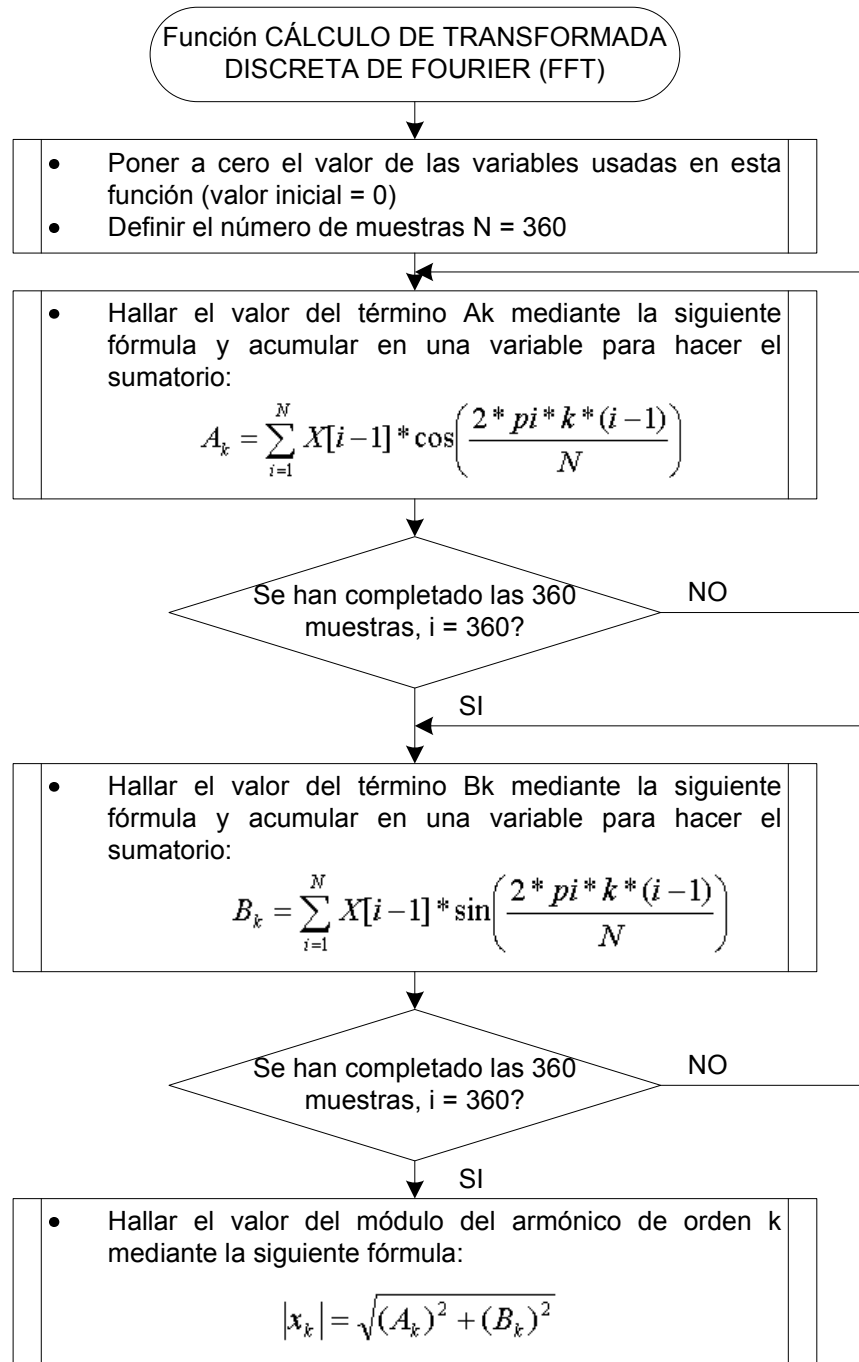


Figura 3.9 Función para Desplegar las Señales de Entrada en un Gráfico tipo Osciloscopio

3.3.5 FUNCIÓN PARA EL CÁLCULO DE LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (FFT)



NOTA: Para llamar a esta función se le debe indicar el orden del armónico a calcularse mediante la variable k

Figura 3.10 Función para el Cálculo de la Transformada Discreta de Fourier (FFT)

3.3.6 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT COMO UN GRÁFICO DE BARRAS (ESPECTRO DE FRECUENCIA)

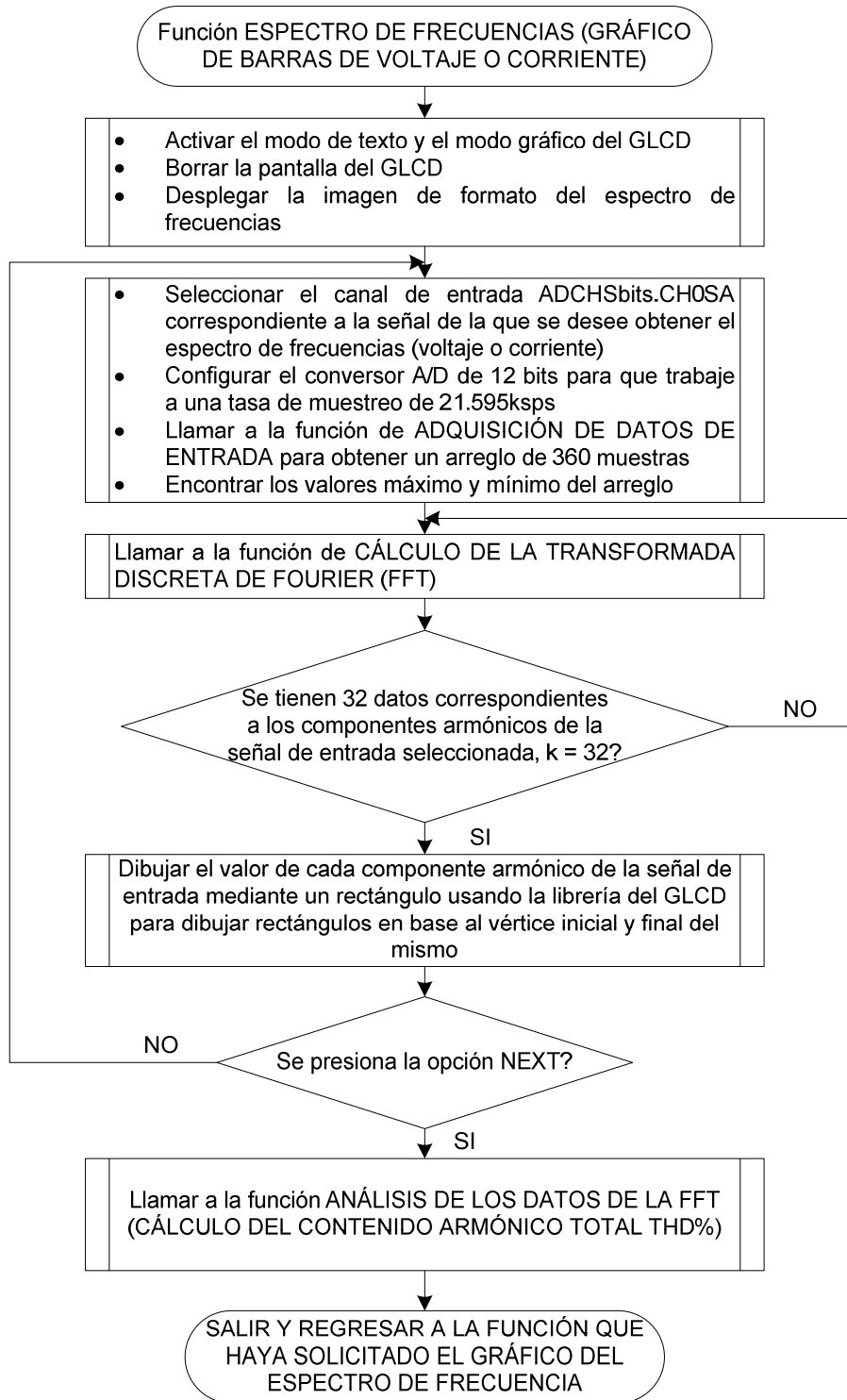


Figura 3.11 Función para el Despliegue de Datos de la FFT como un Gráfico de Barras (Espectro de Frecuencia)

3.3.7 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DE DATOS DE LA FFT EN VALORES PORCENTUALES

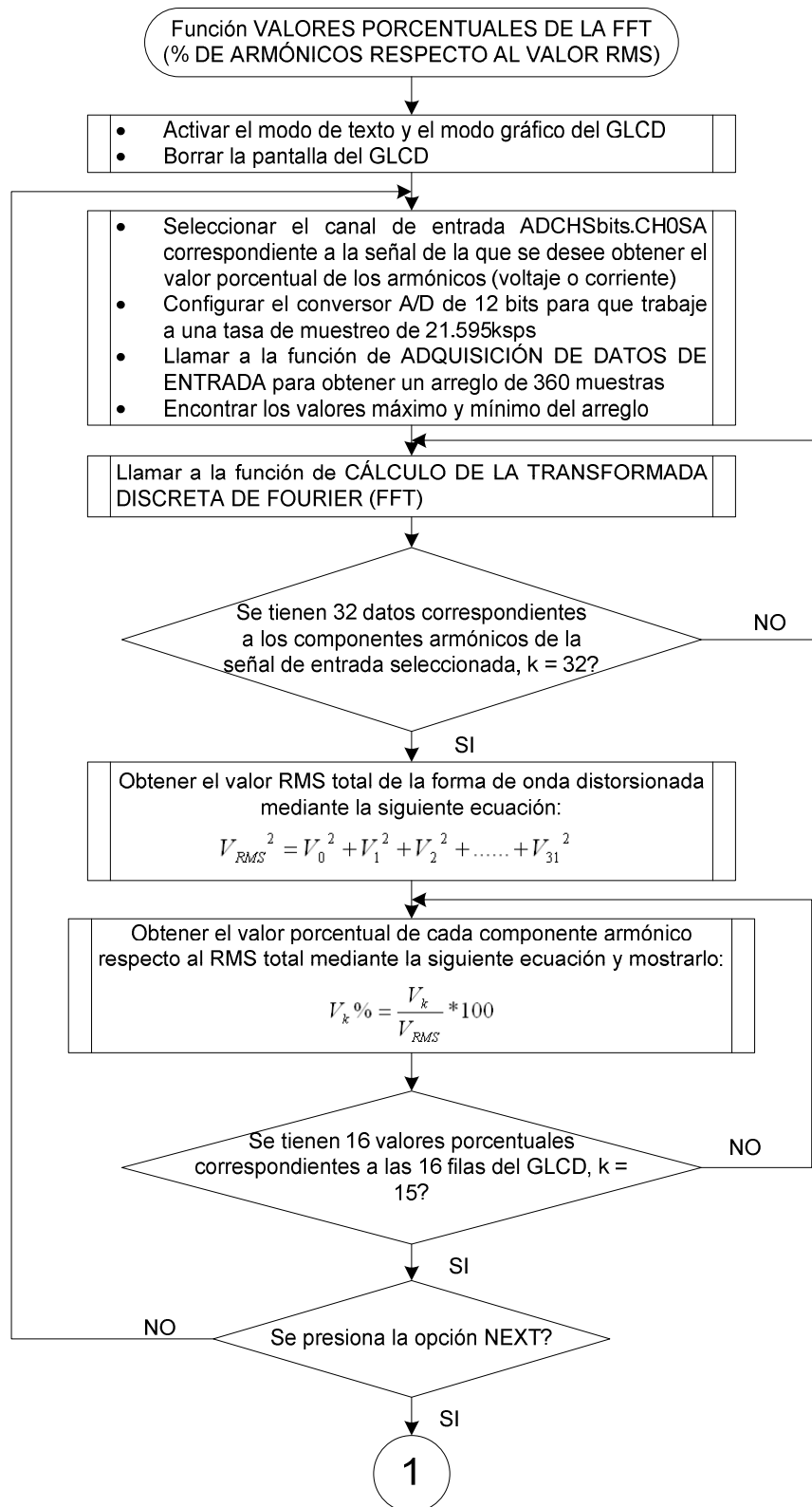


Figura 3.12 Función para el Despliegue de Datos de la FFT en Valores Porcentuales

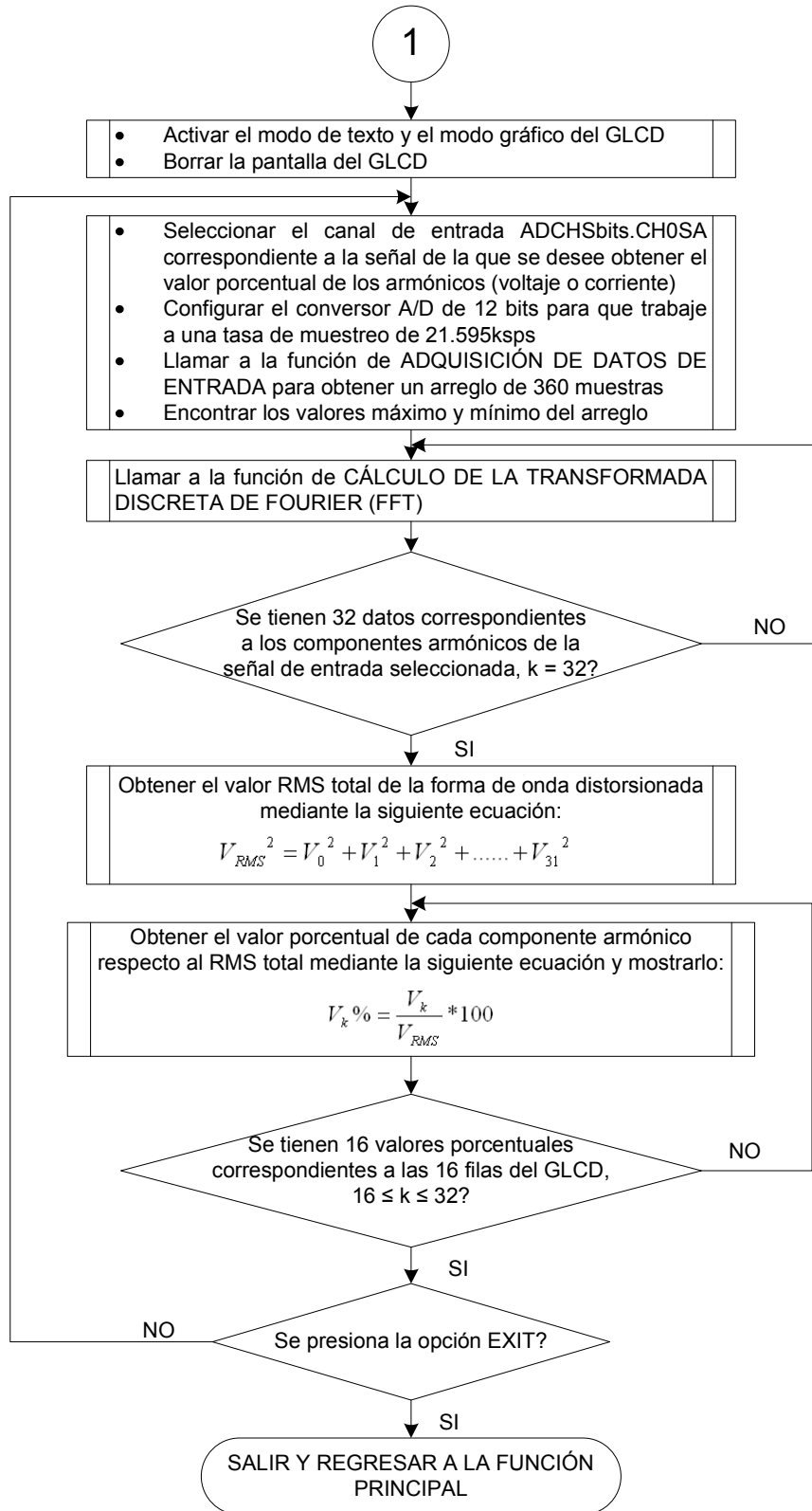
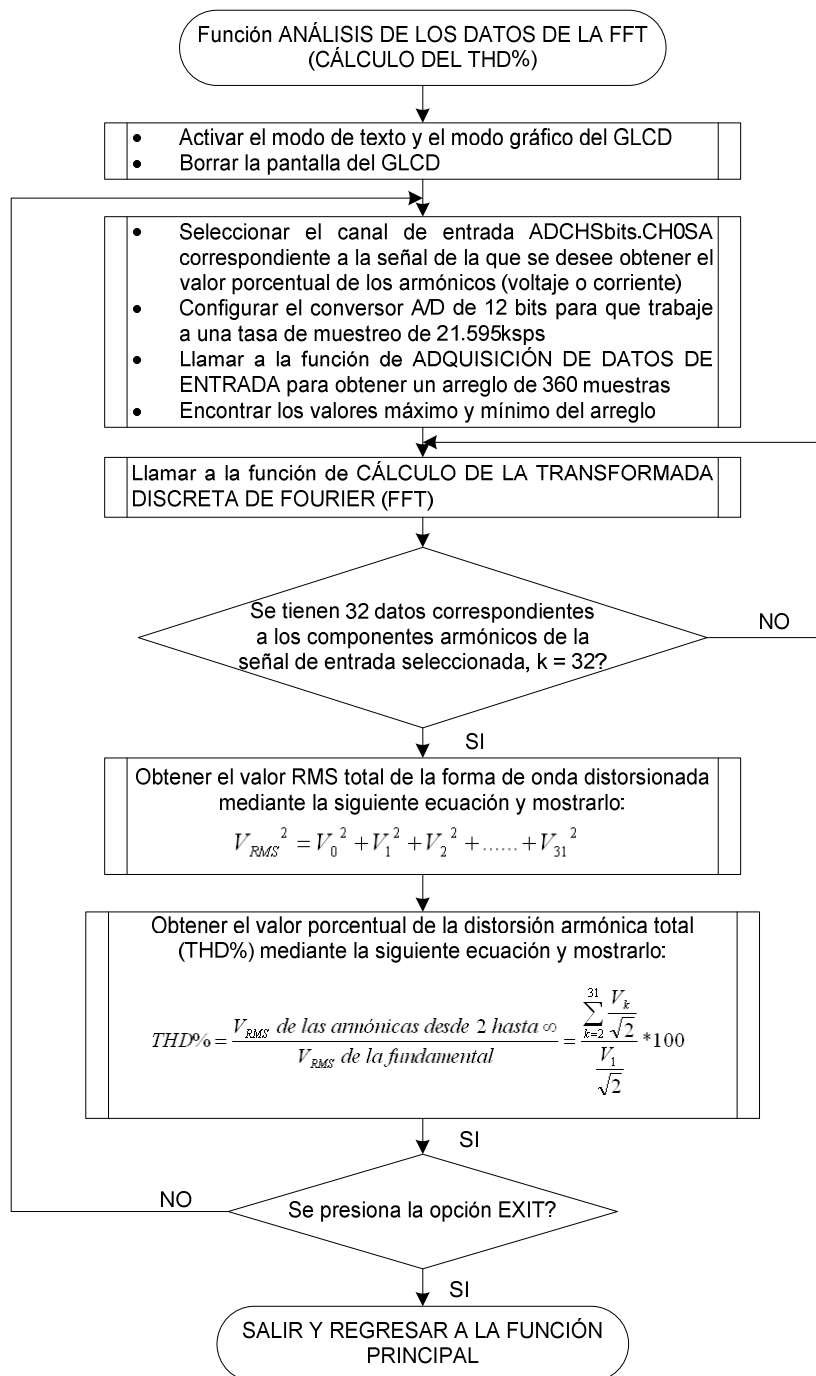


Figura 3.12 Función para el Despliegue de Datos de la FFT en Valores Porcentuales

3.3.8 FUNCIÓN PARA EL DESPLIEGUE DEL ANÁLISIS DE LOS DATOS DE LA FFT (CÁLCULO DEL CONTENIDO ARMÓNICO TOTAL THD%)



NOTA: Para llamar a esta función debe haber previamente ingresado a la función para el despliegue de datos de la FFT como un gráfico de barras (espectro)

Figura 3.13 Función para el Despliegue del Análisis de los Datos de la FFT (Cálculo del Contenido Armónico Total THD%)

CAPITULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

Con el fin de realizar las pruebas y comparar los resultados obtenidos con el prototipo construido para el análisis de los niveles de armónicos presentes en la línea de red eléctrica, se toma como medida patrón a los niveles que proporciona el analizador comercial Fluke 41B.

El prototipo construido posee tres entradas:

- Canal A para señales de voltaje de hasta 220V
- Canal B para señales de voltaje de hasta 120V
- Canal C para señales de corriente provenientes de la pinza amperimétrica 80i-110s Fluke que provee una salida de 100mV/A

Las pruebas realizadas para comprobar el adecuado funcionamiento del prototipo son las siguientes:

- Medición de voltaje, niveles de armónicos y distorsión armónica total presentes en la red eléctrica de 220V a 60Hz
- Medición de voltaje, niveles de armónicos y distorsión armónica total presentes en la red eléctrica de 120V a 60Hz
- Medición de corriente, niveles de armónicos y distorsión armónica total producidos por un Rectificador Trifásico de 6 pulsos en la red eléctrica de 220V a 60Hz

4.6. MEDICIÓN DE VOLTAJE, NIVELES DE ARMÓNICOS Y THD% DE LA RED ELÉCTRICA DE 220V

Para realizar esta prueba se utiliza el canal A del prototipo construido que permite adquirir voltajes de entrada de hasta 220V los cuales provienen de la red trifásica de 60Hz.

La Figura 4.1 muestra las formas de onda y el análisis de los armónicos presentes en esta señal de voltaje medidos con el analizador Fluke 41B.

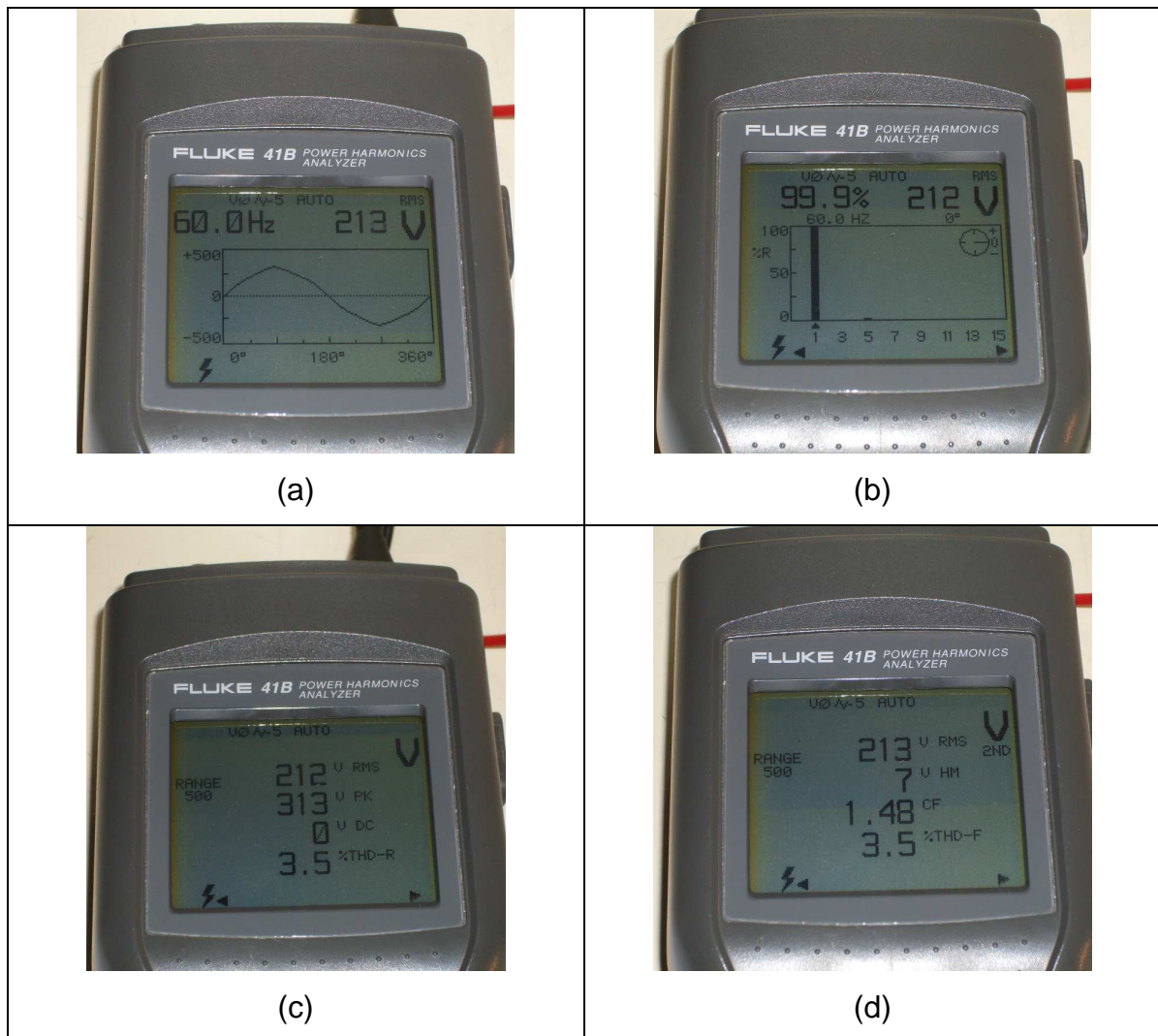


Figura 4.1 Análisis de la señal de 220V de la red de 60Hz: a) Forma de onda de la señal, b) Análisis armónico de la señal, c) y d) Valores RMS, pico y THD% de la señal de voltaje

La Figura 4.2 muestra la forma de onda de la señal adquirida por el prototipo construido.

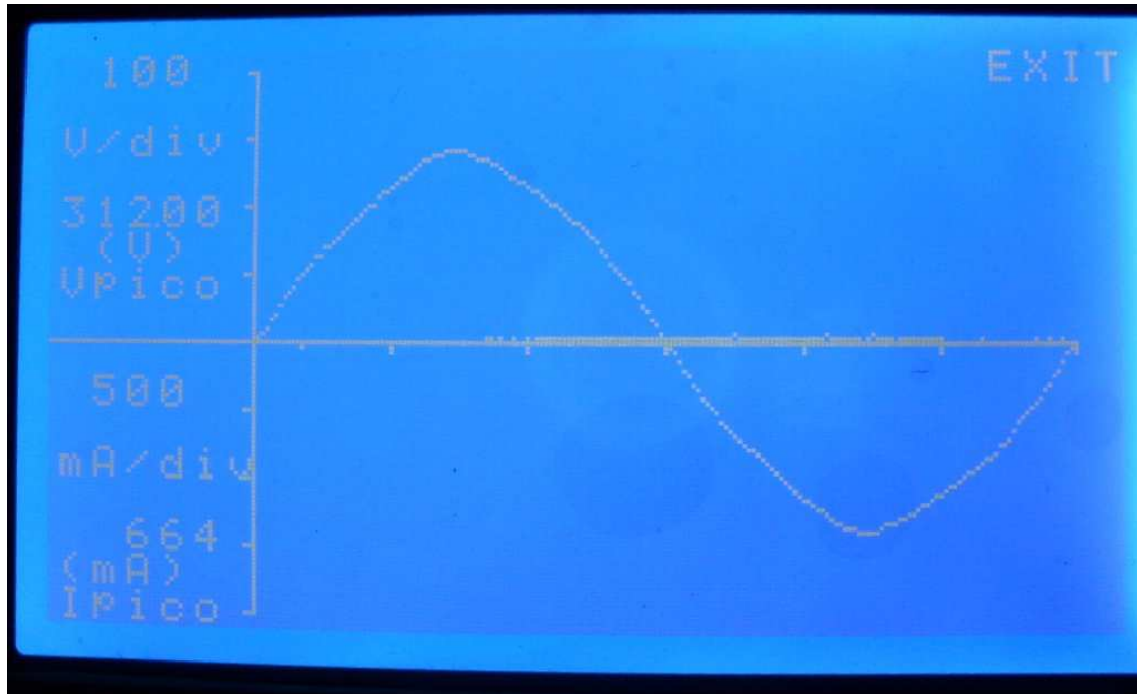


Figura 4.2 Forma de onda de la señal de voltaje de 220V obtenida por el prototipo

La Tabla 4.1 presenta los valores de niveles de armónicos obtenidos con el analizador comercial Fluke 41B y el prototipo construido.

Tabla 4.1 Errores para una entrada de voltaje de 220V

Orden del armónico	Valor real		Valor medido		Error absoluto (V)	Error relativo (%)
	(V)	(% - F)	(V)	(% - F)		
DC	0	0	0	0	0,00	0,00
1	210	99,9	210,93	99,94	0,93	0,44
3	1	0,4	0	0	1,00	100,00
5	7	3,3	6,72	3,11	0,28	4,00
7	1	0,6	1,34	0,63	0,34	34,00

Parámetro	Valor real (V)	Valor medido (V)	Error absoluto (V)	Error relativo (%)
Vrms	210	210,69	0,69	0,33
VDC	0	0	0	0,00
THD% - F	3,5	3,15	0,35	10,00
Vpico	312	311,78	0,22	0,07

La Figura 4.3 permite hacer una comparación gráfica entre los valores reales, tomando como patrón la medición realizada con el Fluke 41B, y los resultados obtenidos de la medición con el prototipo construido.



Figura 4.3 Gráfico de barras de los valores real y medido para 220V

Se puede observar de los datos obtenidos con ambos dispositivos que el voltaje RMS de la señal tiene un valor de 210V y un THD% de 3.5% en el Fluke 41B, mientras que en el prototipo muestra un valor de 210.69V y un THD% de 3.15%, teniendo una diferencia mínima entre los dos resultados.

Observando los resultados del análisis de niveles de armónicos se observa que el Fluke 41B muestra valores representativos de los armónicos de orden 3, 5 y 7 al igual que los obtenidos con el prototipo, existiendo una diferencia en cuanto a los armónicos que representan menos del 0.6% del valor RMS total de la forma de onda debido a la sensibilidad del prototipo que no puede valorar armónicos muy pequeños.

Sin embargo, para el primer armónico (fundamental) el Fluke 41B lo ubica en 99.9% y el prototipo indica un valor de 99.94%; mientras para el quinto armónico el Fluke 41B lo ubica en 3.3% y el prototipo indica un valor de 3.11% manteniéndose un error mínimo entre ambas mediciones.

4.7. MEDICIÓN DE VOLTAJE, NIVELES DE ARMÓNICOS Y THD% DE LA RED ELÉCTRICA DE 120V

Esta prueba se efectúa por medio del canal B del prototipo construido que permite adquirir voltajes de entrada de hasta 120V los cuales provienen de la red eléctrica de 60Hz.

La Figura 4.4 muestra las formas de onda y el respectivo de los armónicos presentes en esta señal de voltaje medidos con el analizador Fluke 41B.

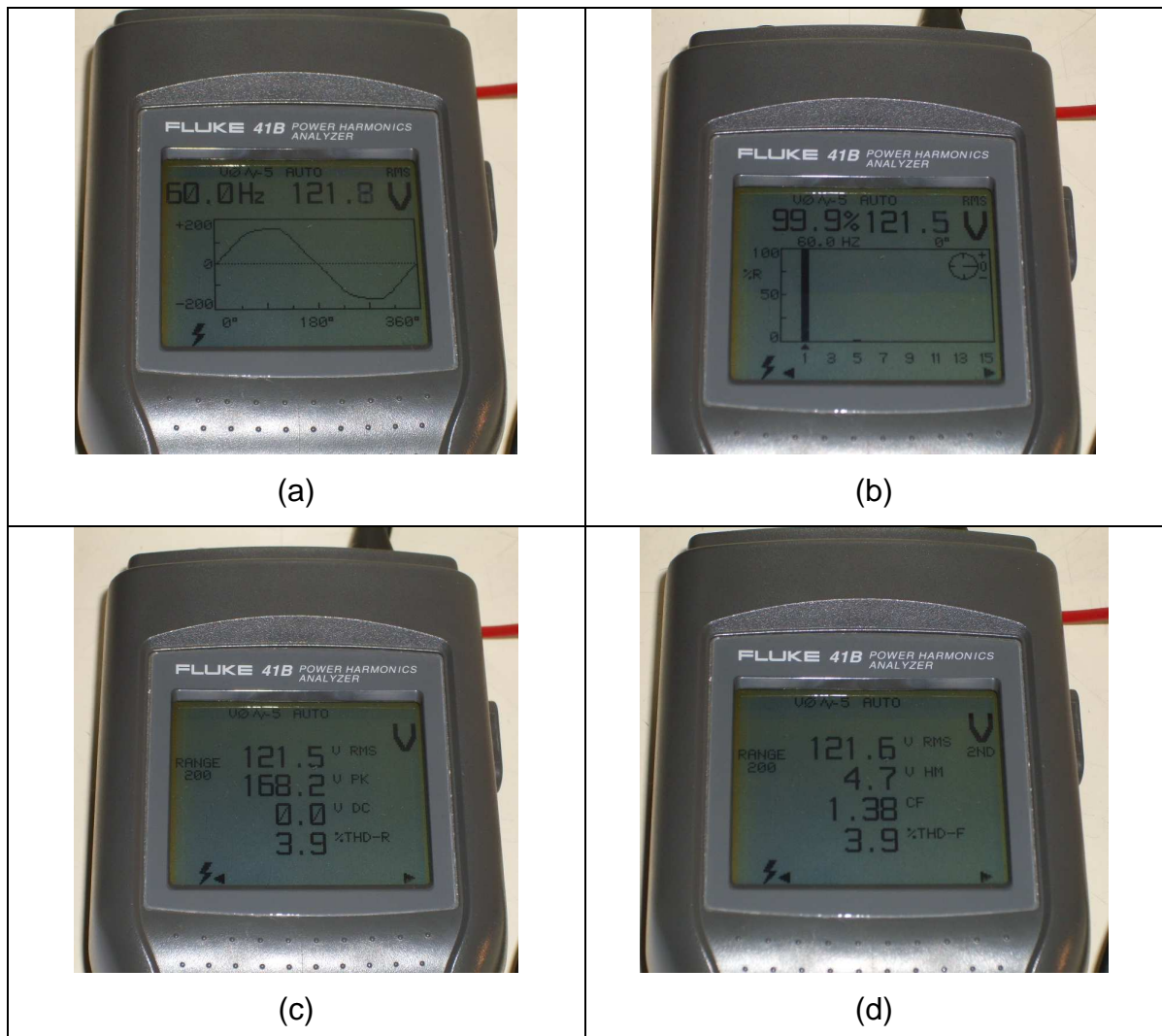


Figura 4.4 Análisis de la señal de 120V de la red de 60Hz: a) Forma de onda de la señal, b) Análisis armónico de la señal, c) y d) Valores RMS, pico y THD% de la señal de voltaje

La Figura 4.5 muestra la forma de onda de la señal adquirida por el prototipo construido.

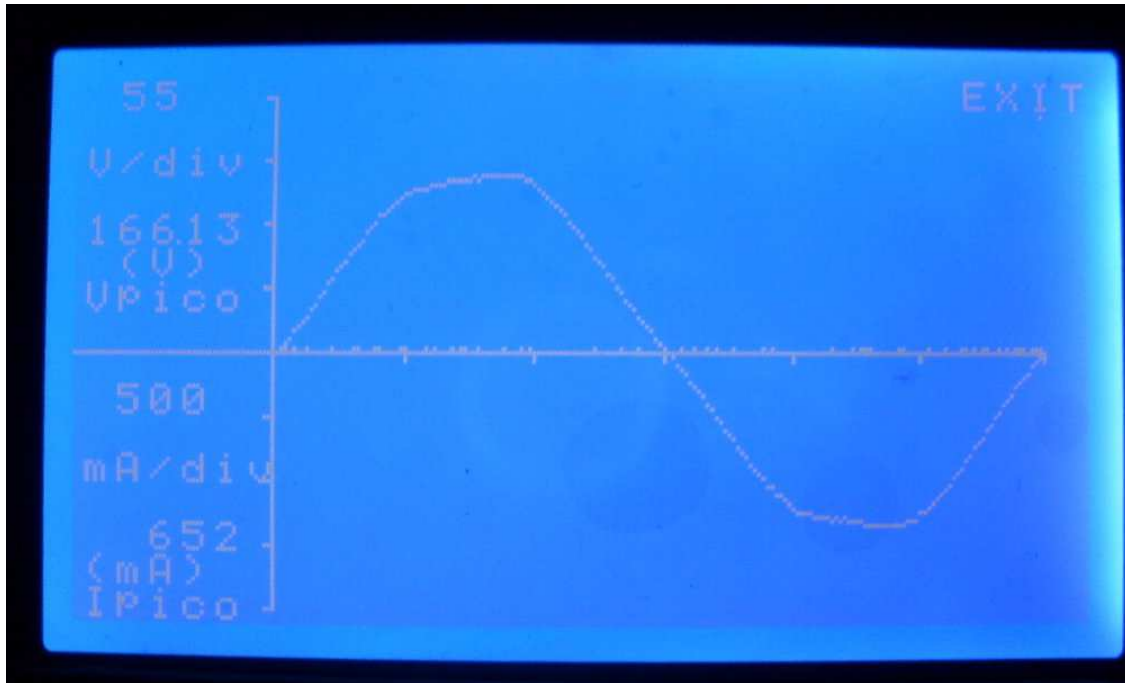


Figura 4.5 Forma de onda de la señal de voltaje de 220V obtenida por el prototipo

La Tabla 4.2 presenta el análisis los valores de niveles de armónicos obtenidos con el analizador comercial Fluke 41B y el prototipo construido.

Tabla 4.2 Errores para una entrada de voltaje de 120V

Orden del armónico	Valor real		Valor medido		Error absoluto (V)	Error relativo (%)
	(V)	(% - F)	(V)	(% - F)		
DC	0	0	0	0	0,00	0,00
1	120,7	99,9	119,75	99,92	0,95	0,79
3	1,8	1,5	1,72	1,5	0,08	4,44
5	4	3,3	4,18	3,45	0,18	4,50
7	0,8	0,7	0	0	0,80	100,00

Parámetro	Valor real (V)	Valor medido (V)	Error absoluto (V)	Error relativo (%)
Vrms	120,5	119,84	0,66	0,55
VDC	0	0	0	0,00
THD% - F	3,9	3,67	0,23	5,90
Vpico	166,7	166,66	0,04	0,02

La Figura 4.6 permite hacer una comparación gráfica entre los valores reales, tomando como patrón la medición realizada con el Fluke 41B, y los resultados obtenidos de la medición con el prototipo construido.

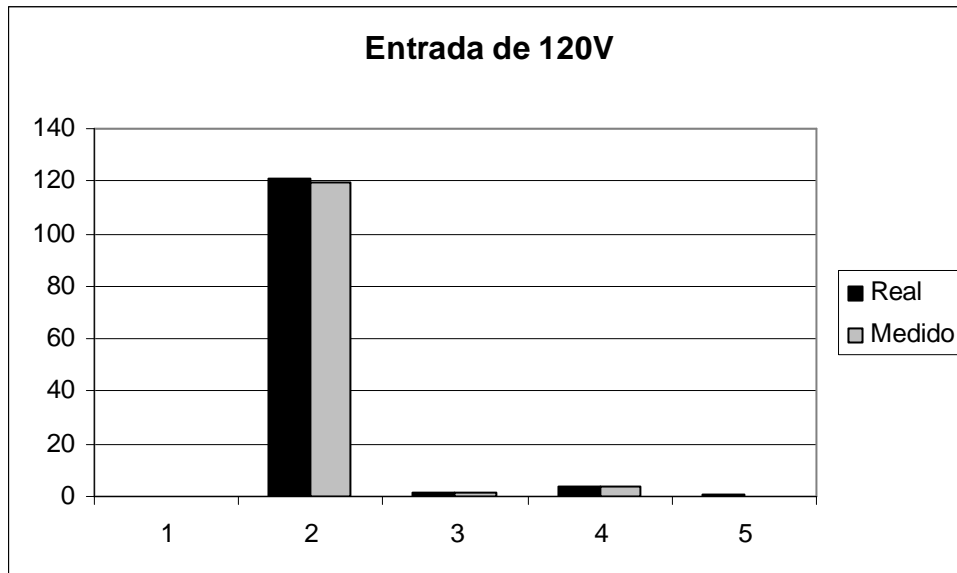


Figura 4.6 Gráfico de barras de los valores real y medido para 120V

Se puede observar de los datos obtenidos que el voltaje RMS de la señal tiene un valor de 120.5V y un THD% de 3.9% en el Fluke 41B, mientras que en el prototipo muestra un voltaje de 119.84V y un THD% de 3.67%, teniendo nuevamente una diferencia mínima entre ambos resultados.

Observando los resultados del análisis de niveles de armónicos se observa que el Fluke 41B muestra valores representativos de los armónicos de orden 3, 5 y 7 al igual que los obtenidos con el prototipo, persistiendo una diferencia en cuanto a los armónicos que representan menos del 0.6% del valor RMS total.

Sin embargo, para el primer armónico (fundamental) el Fluke 41B lo ubica en 99.9% y el prototipo indica un valor de 99.92%; mientras para el tercer armónico el Fluke 41B lo ubica en 1.5% y el prototipo indica 1.5% y para el quinto armónico el Fluke 41B lo ubica en 3.3% y el prototipo indica un valor de 3.45% manteniéndose nuevamente un error mínimo entre ambas mediciones.

4.8.MEDICIÓN DE CORRIENTE, NIVELES DE ARMÓNICOS Y THD% PRODUCIDOS POR UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE 6 PULSOS EN LA RED DE 220V

Para realizar esta prueba se utiliza el canal C del prototipo construido que permite adquirir señales de corriente provenientes de la pinza amperimétrica 80i-110s Fluke que proporciona una salida de 100mV/A.

La Figura 4.7 muestra las formas de onda y el respectivo análisis de los armónicos presentes en esta señal de corriente medidos con el analizador Fluke 41B.



Figura 4.7 Análisis de la señal de 120V de la red de 60Hz: a) Forma de onda de la señal, b) Análisis armónico de la señal, c) y d) Valores RMS, pico y THD% de la señal de voltaje

La Figura 4.8 muestra la forma de onda de la señal adquirida por el prototipo construido.

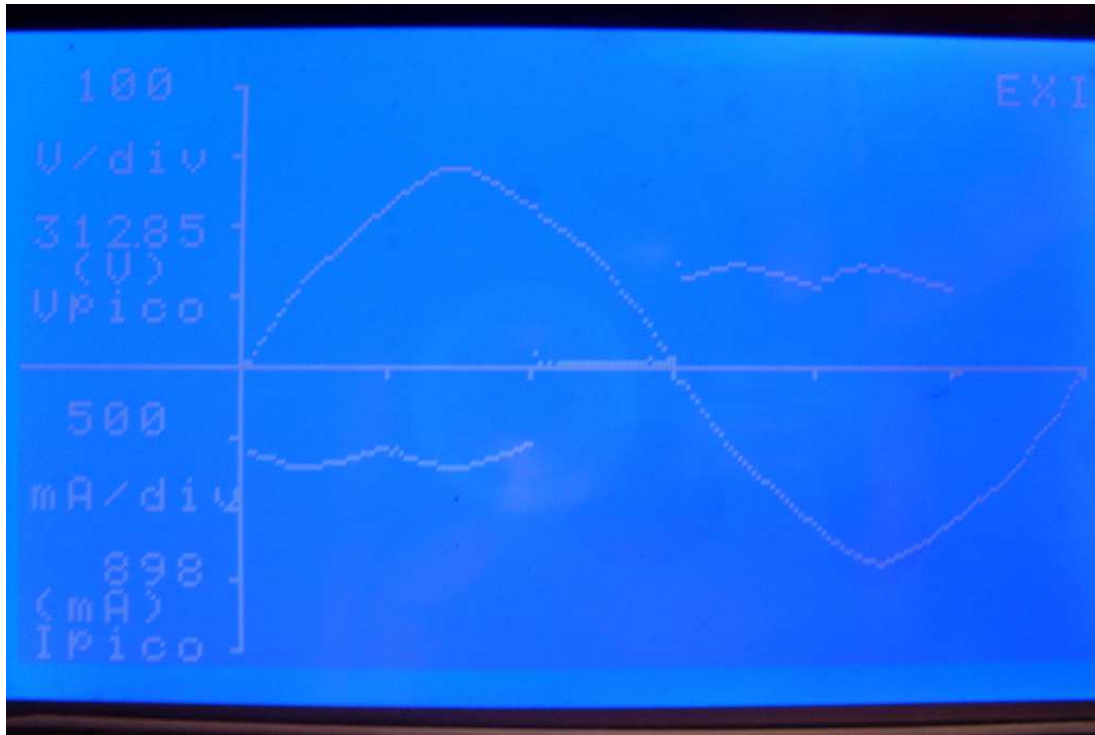


Figura 4.8 Forma de onda de la señal de voltaje de 220V obtenida por el prototipo

La Tabla 4.3 presenta los valores de niveles de armónicos obtenidos con el analizador comercial Fluke 41B y el prototipo construido.

Tabla 4.3 Errores para una entrada de corriente de línea proveniente de un Rectificador Trifásico de 6 pulsos

Orden del armónico	Valor real		Valor medido		Error absoluto (A)	Error relativo (%)
	(A)	(% - F)	(A)	(% - F)		
DC	0,06	9,4	0,02	5,2	0,04	66,67
1	0,59	95,9	0,6	95,74	0,01	1,69
5	0,14	22,9	0,14	22,65	0,00	0,00
7	0,05	9,3	0,06	9,72	0,01	20,00
11	0,05	8,6	0,05	8,44	0,00	0,00
13	0,03	5,3	0,03	5,74	0,00	0,00
17	0,03	5,3	0,03	5,32	0,00	0,00
19	0,02	3,9	0,02	4,32	0,00	0,00
23	0,02	4,1	0,02	4,04	0,00	0,00
25	0,02	3,2	0,02	2,98	0,00	0,00
29	0,02	3,3	0,01	2,98	0,01	50,00
31	0,01	2,5	0,01	2,63	0,00	0,00

Parámetro	Valor real (A)	Valor medido (A)	Error absoluto (A)	Error relativo (%)
Irms	0,63	0,62	0,01	1,59
IDC	0,06	0	0,06	100,00
THD% - F	29,6	30,08	0,48	1,62
Ipico	0,84	0,91	0,07	8,33

La Figura 4.9 permite hacer una comparación gráfica entre los valores reales, tomando como patrón la medición realizada con el Fluke 41B, y los resultados obtenidos de la medición con el prototipo construido.

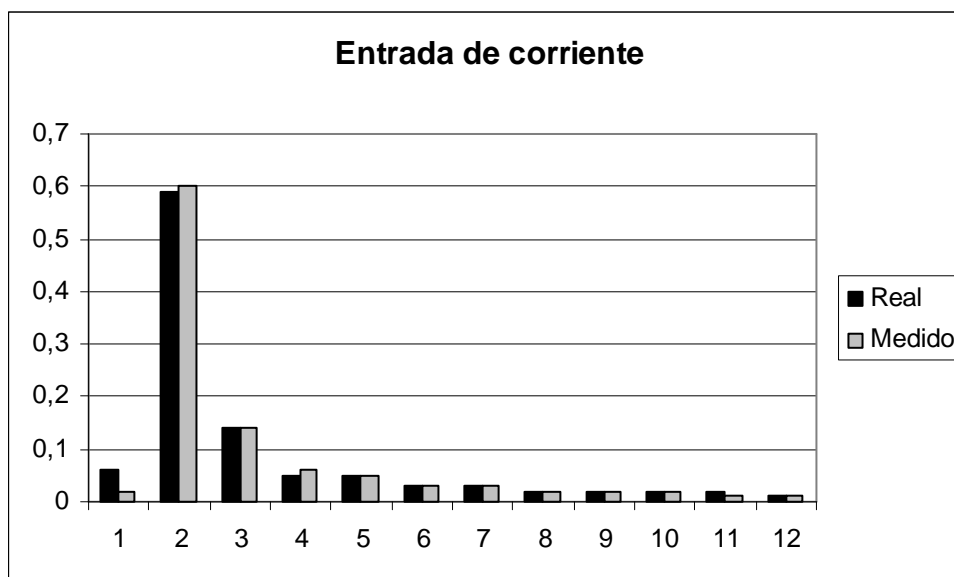


Figura 4.9 Gráfico de barras de los valores real y medido para una entrada de corriente de línea producida por un Rectificador Trifásico de 6 pulsos

En base a los resultados obtenidos se encuentra que el valor RMS de la señal en el Fluke 41B es de 0.63A, mientras que el prototipo indica 0.62A, lo cual representa una medida casi sin error, al igual que el THD% que en el caso del Fluke 41B es de 29.6% y en el prototipo es de 30.08%.

El valor de la componente fundamental es de 95.9% en el Fluke 41B, mientras que en el prototipo es de 95.74% manteniéndose una mínima diferencia entre ambas mediciones.

En cuanto a los niveles de armónicos se observa que tanto el Fluke 41B como el prototipo construido muestran niveles porcentuales representativos para los armónicos de orden 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29 y 31. Es claro que los valores porcentuales de los armónicos son muy similares entre ambos dispositivos como se aprecia en la Figura 4.9.

También se puede notar que ambos dispositivos presentan una pequeña componente de DC en sus mediciones, teniendo un valor de 9.4% en el Fluke 41B y 5.2% en el prototipo.

La diferencia notable entre este valor de DC presente en ambos dispositivos se debe a la tolerancia del circuito de entrada de acondicionamiento de la pinza amperimétrica en el prototipo, además del hecho que dicha pinza presenta una señal con cierta cantidad de ruido en su salida de 100mV/A, lo cual puede provocar ciertas desviaciones en las mediciones tanto con el Fluke 41B como con el prototipo construido.

Sin embargo, observando los resultados del análisis de niveles de armónicos se observa que el Fluke 41B muestra valores representativos de los armónicos de al igual que los obtenidos con el prototipo, persistiendo una diferencia en cuanto a los armónicos que representan menos del 0.6% del valor RMS total.

4.9. LISTA DE ELEMENTOS Y COSTO

Los elementos empleados en el desarrollo del prototipo analizador de armónicos y el costo de los mismos en dólares americanos se muestran en el Tabla 4.4.

Tabla 4.4 Lista de Elementos y Costo

Elementos	Costo Unitario	Cantidad	Total
Resistencias varios valores	0,02	23	0,46
Capacitores 100nF	0,06	17	1,02
Capacitores 1uF	0,1	4	0,4
Capacitores 22pF	0,1	2	0,2
Capacitores 10nF	0,06	6	0,36
Capacitores 3300uF	0,35	4	1,4
Capacitores 1000uF	0,25	4	1
Capacitores 100uF	0,1	4	0,4
Capacitores 10uF	0,1	5	0,5
LM7812	0,36	2	0,72
LM7912	0,45	2	0,9
LM7805	0,36	1	0,36
Puente de diodos	0,3	2	0,6
Transformador 120V a 12V	1,25	2	2,5
TL084	0,65	3	1,95
ISO124P	32	1	32
dsPIC30F4013	12,5	1	12,5
Diodo 1N4007	0,06	2	0,12
Bornera de 2	0,25	5	1,25
Bornera de 3	0,3	6	1,8
Cristal de 20Mhz	1,2	1	1,2
LCD Gráfico T6963C Touchscreen	105	1	105
Potenciómetros de precisión	0,9	3	2,7
Montaje	30	1	30
Circuito Impreso	71	1	71
Pulsador	0,25	1	0,25
Cables y Conectores	6	1	6
TOTAL			276,59

El costo total del prototipo tiene un componente adicional al costo de los elementos utilizados para su construcción que corresponde al costo de ingeniería, el cual es de \$600.00 considerando que se ha dedicado un total de 60 horas en el desarrollo e investigación necesarios para el diseño del dispositivo analizador de los niveles de armónicos presentes en la línea de alimentación de energía eléctrica construido en el presente proyecto de titulación, dando como resultado un costo total del equipo que alcanza un valor de \$876.59.

4.10. CARACTERÍSTICAS DEL EQUIPO CONSTRUIDO

En las pruebas realizadas se pudo determinar que el prototipo posee una excelente precisión en cuanto a los niveles de armónicos presentes en la línea de alimentación eléctrica tanto para señales de entrada de voltaje como de corriente.

Además, presenta valores muy aproximados a los reales (tomando como una medida real a la realizada con el Fluke 41B) en cuanto a las mediciones de valores RMS y THD% de la señal analizada.

La principal limitación del prototipo se centra en la falta de precisión que se tiene al momento de realizar mediciones de niveles de armónicos equivalentes a menos del 0.6% del valor RMS total de la señal.

Otra de las limitaciones observadas durante el desarrollo del prototipo es el acondicionamiento y la posterior digitalización de la señal de corriente proveniente de la pinza amperimétrica Fluke 80i-110s que provee una salida de 100mV/A, puesto que esta señal presenta una pequeña cantidad de ruido debido a su principio de funcionamiento que altera el análisis espectral de la señal mediante la Transformada Rápida de Fourier provocando que exista una variación en cuanto a las mediciones realizadas con el analizador comercial Fluke 41B.

Dentro de las características más relevantes que provee el prototipo se encuentra la fácil manipulación del equipo mediante una amigable interfaz gráfica de usuario implementada en base a un LCD gráfico con pantalla táctil, el cual permite un fácil acceso del usuario a cualquiera de las opciones de análisis que presenta el dispositivo, además de presentar de manera inmediata los resultados del análisis espectral en una pantalla LCD para una visualización in situ tanto de los datos obtenidos del análisis de señales mediante la FFT, como un dibujo de la forma de onda de las señales de entrada digitalizadas en un gráfico similar al que se presenta en un osciloscopio.

La Figura 4.10 indica una vista superior del prototipo en la cual se puede apreciar la presentación de datos en el LCD gráfico.



Figura 4.10 Vista desde arriba del prototipo

Las Figuras 4.11, 4.12 y 4.13 muestran vistas laterales del prototipo en las cuales se aprecian las entradas tanto de voltaje como de corriente con las que cuenta el dispositivo, además del interruptor que permite encender el equipo.

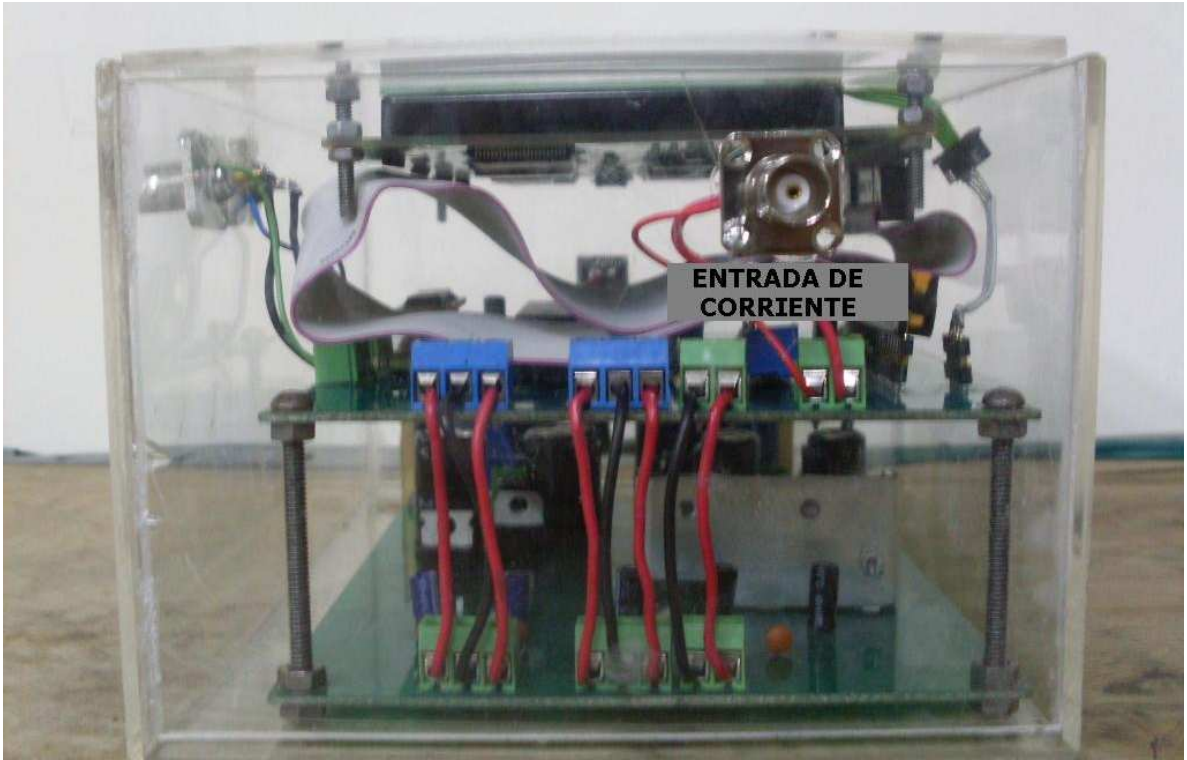


Figura 4.11 Vista lateral del prototipo con la entrada de corriente

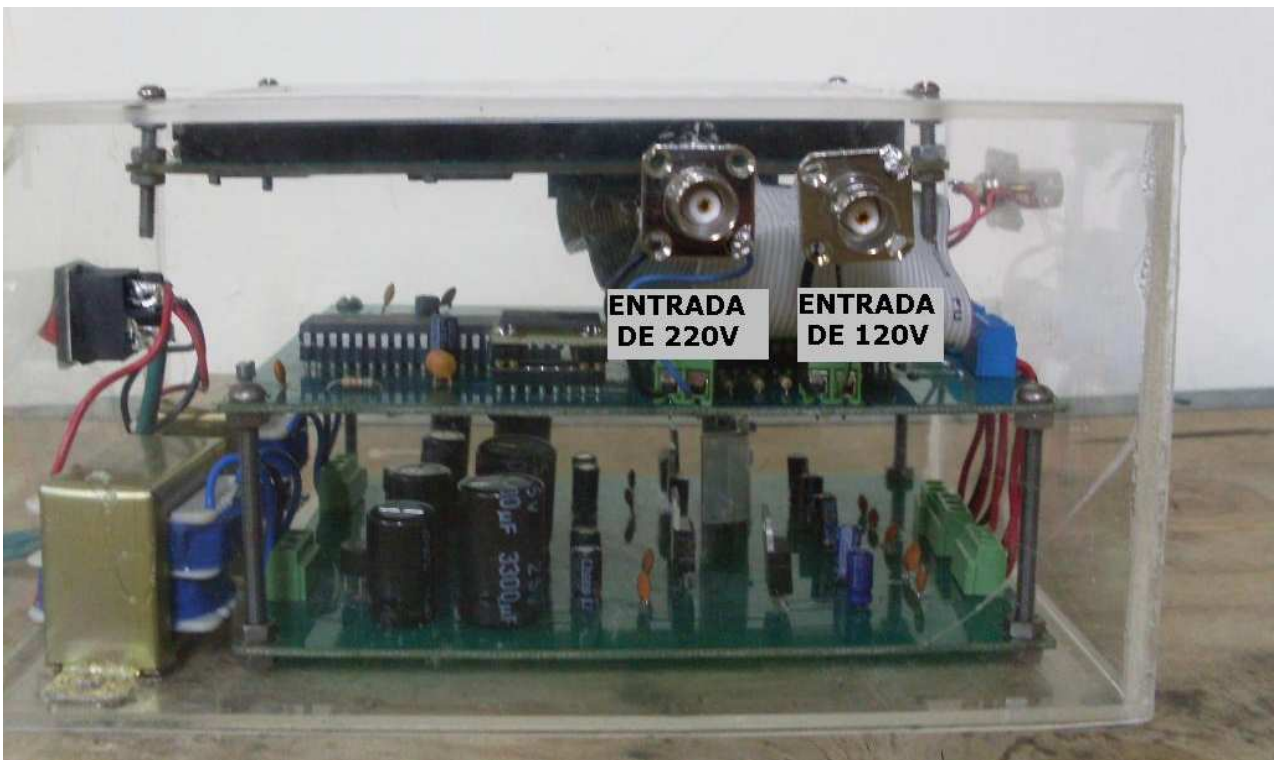


Figura 4.12 Vista lateral del prototipo con las entradas de voltaje

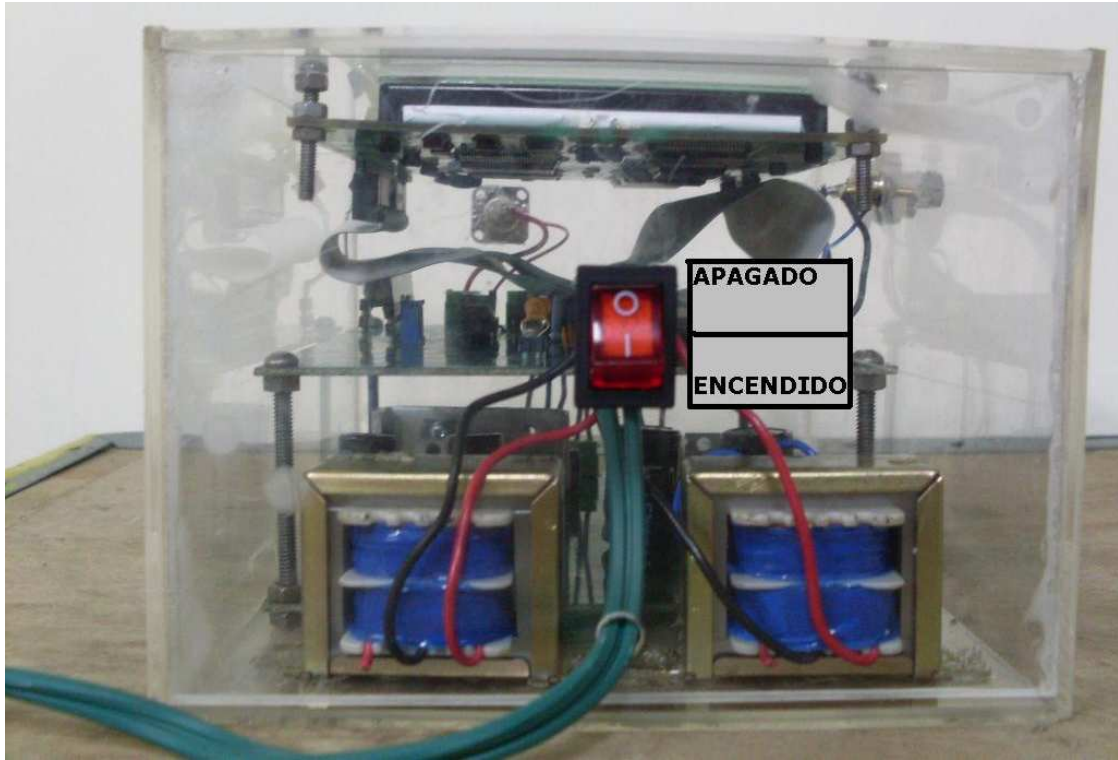


Figura 4.13 Vista lateral del prototipo con el interruptor de encendido

CAPITULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el proceso de desarrollo del prototipo analizador de armónicos y luego de realizar las pruebas respectivas se puede determinar lo siguiente:

5. CONCLUSIONES

Los objetivos planteados en este proyecto han sido cubiertos, obteniéndose un dispositivo analizador de los niveles de armónicos y distorsión armónica total presentes en la línea de alimentación eléctrica utilizando el Controlador Digital de Señales dsPIC30F4013 de Microchip, el cual permite implementar el procesamiento digital de señales necesario para el análisis de ondas distorsionadas usando la Transformada Rápida de Fourier.

El implementar el análisis de armónicos mediante la Transformada Rápida de Fourier implica el disponer de un dispositivo que permita realizar una gran cantidad de operaciones matemáticas con números complejos en el menor tiempo posible con el fin de obtener resultados en tiempo real, por lo que el dsPIC resulta una buena alternativa que cumple con estos requerimientos tanto de velocidad como de procesamiento de datos al tener un motor DSP capaz de soportar operaciones con números complejos en punto flotante al ser un microcontrolador de 16bits con un bus de 40bits para manejo de datos simultáneos al momento de realizar dichas operaciones.

El mayor problema que se tiene al realizar el tratamiento digital de señales es el acondicionamiento que debe hacerse previo a la digitalización de la señal para su análisis en el microprocesador, puesto que el proceso de conversión Análogo-Digital ya introduce un error de cuantización en la señal debido al número de bits con el que se realiza la aproximación de un valor analógico a una representación digital, por lo que la etapa de acondicionamiento debe introducir el menor ruido

posible en la señal de entrada para no aumentar de manera considerable los errores que surgen durante la etapa de digitalización, razón por la cual el uso de amplificadores operacionales con una elevada precisión mejoraría notablemente los resultados.

Al considerar que el prototipo construido se fundamenta en un Controlador Digital de Señales, se obtiene un sistema flexible capaz de adaptarse a otro algoritmo de procesamiento digital que permita realizar el análisis de armónicos, puesto que el prototipo posee todos los recursos de hardware necesarios para la adquisición de señales, por lo que el hacer uso de otro algoritmo sólo implicaría mejorar el programa de control implementado en el dsPIC.

Se debe tener en cuenta que los elementos utilizados sean capaces de trabajar en un adecuado ancho de banda que corresponda a la señal analógica bajo análisis, ya que de lo contrario no se obtendrá una adecuada respuesta del sistema en caso de ampliarse el uso del prototipo que funciona para señales de la línea de alimentación eléctrica de 60Hz.

6. RECOMENDACIONES

Considerando las pruebas realizadas hay que tomar en cuenta que para niveles de armónicos menores al 0.6% del valor RMS total de la señal, el prototipo pierde precisión debido principalmente a la atenuación que sufren estos componentes de pequeño valor durante la etapa de acondicionamiento, por lo que deberían usarse elementos de mayor precisión como amplificadores de instrumentación comerciales para mejorar la respuesta de esta etapa. El uso de este tipo de amplificadores no fue contemplado en el desarrollo del presente proyecto debido a que sería un factor de incremento en el costo del prototipo.

El desarrollo de este prototipo se realizó en base al dsPIC30F4013 debido a que es un dispositivo de uso común y fácil de encontrar, aunque no posea las mejores características en cuanto a la capacidad de memoria RAM que posee, lo cual fue una limitación de la cantidad de muestras que pueden tomarse de una señal

analógica para su análisis mediante la FFT, puesto que debido a la capacidad de memoria RAM de éste dsPIC sólo se pueden tomar 360 muestras de un período completo de 16.67ms (o 60Hz) de la señal, por lo que se debe considerar el utilizar un dsPIC de la familia dsPIC33F de Microchip que poseen una capacidad de memoria superior, y que no se consideró en el desarrollo del prototipo debido a que este microcontrolador no es comúnmente distribuido en nuestro medio.

Se debe monitorear constantemente la forma de onda proveniente de la pinza amperimétrica con el osciloscopio implementado en el programa de control del sistema de detección de armónicos para asegurarse que la relación de 100mV/A permite sensar de manera adecuada la corriente, es decir, que no se exceda el rango de 0 a 4V de la etapa de acondicionamiento previa al ingreso al conversor A/D del dsPIC, pues de lo contrario se requiere cambiar la escala de la relación de voltaje de salida de la pinza a un valor adecuado (10mV/A) para no sobrepasar el rango permitido por la etapa de acondicionamiento de la señal.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] De la Rosa, F., "Harmonics and Power Systems", Boca Raton, FL: CRC/ Taylor & Francis, 2006.
- [2] FLUKE, "Manual de uso del Fluke 39/41B", Neteherlands, 1995.
- [3] Kuo, S., "Real – Time Digital Signal Processing", England, Jhon Wiley & Sons Ltd, Second Edition, 2006.
- [4] Universidad de Navarra, "Transformada Discreta de Fourier", España, 1999.
<http://www.tecnun.com/asignaturas/tratamiento%20digital/tema6.pdf>
- [5] Castro, P., "Desarrollo de un módulo digital para el análisis espectral de señales de audio", Universidad Politécnica de Catalunya, España, 2005.
<http://upcommons.upc.edu/ocw/diposit/material/27359/27359.pdf>
- [6] MICROMEGA CORPORATION, "Fast Fourier Transforms using the FFT instruction", 2005.
<http://www.micromegacorp.com>
- [7] Holzinger, A., "Finger Instead of Mouse: Touch Screens as a means of enhancing Universal Access", Berlin, Heidelberg, 2003.
<http://en.wikipedia.org/wiki/Touchscreen#Applications>
- [8] MIKROELEKTRONIKA, "MikroC dsPIC Manual", USA, 2007.
http://74.125.45.100/translate_c?hl=en&sl=en&tl=es&u=http://www.mikroe.com/pdf/mikroc_dspic/mikroc_dspic_manual.pdf&prev=hp&usg=ALkJrh0slvIJ14sxpOqBFcs8bffhgsaIQ

ANEXO A

ESQUEMÁTICOS

ANEXO A

A.1 TARJETA DE DESACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS, AISLAMIENTO ELÉCTRICO Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES DE ENTRADA

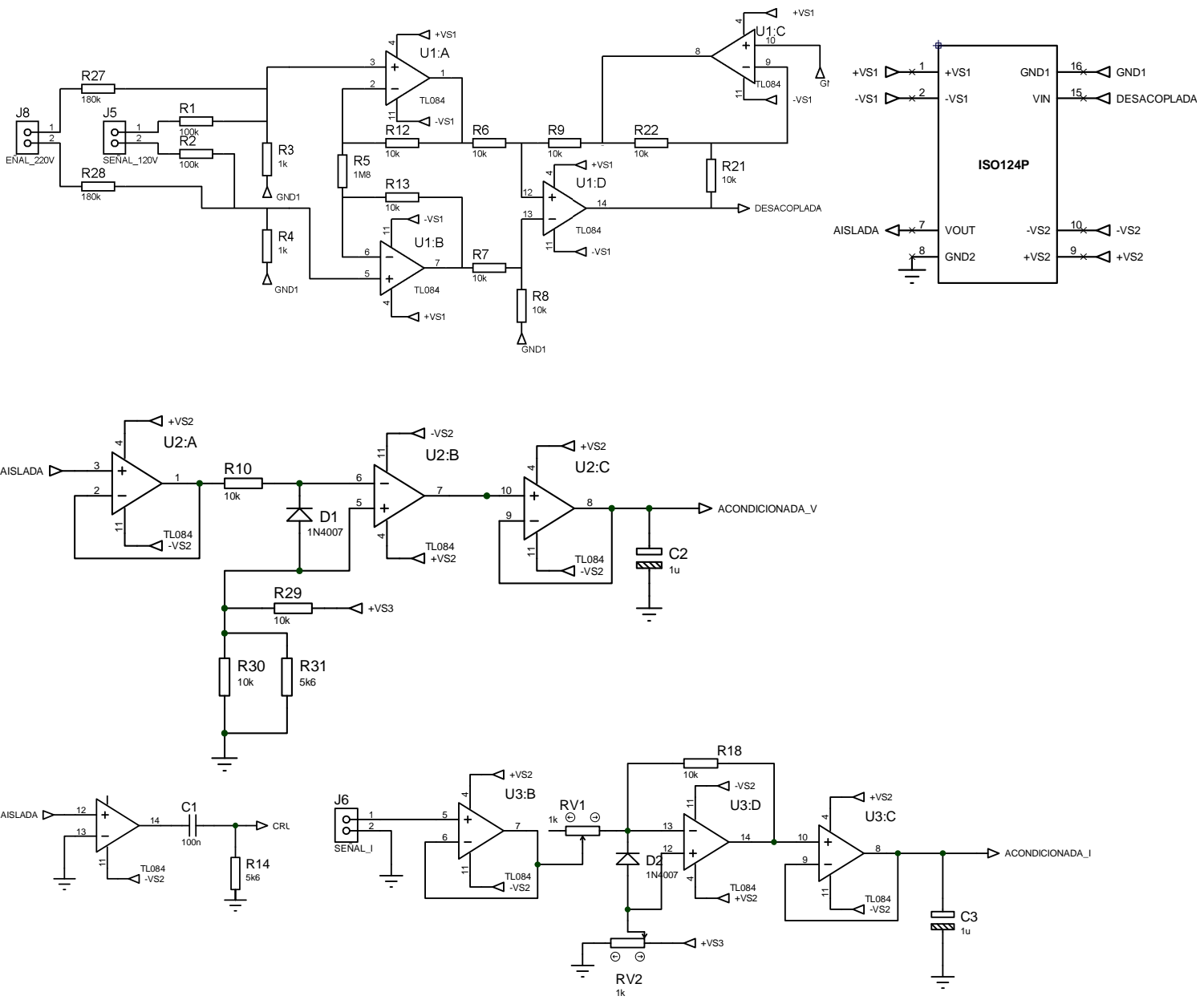


Figura A.1 Esquemático de la tarjeta de acondicionamiento

A.2 CONEXIÓN ENTRE EL dsPIC30F4013 Y EL LCD GRÁFICO T6963C TOUCHSCREEN

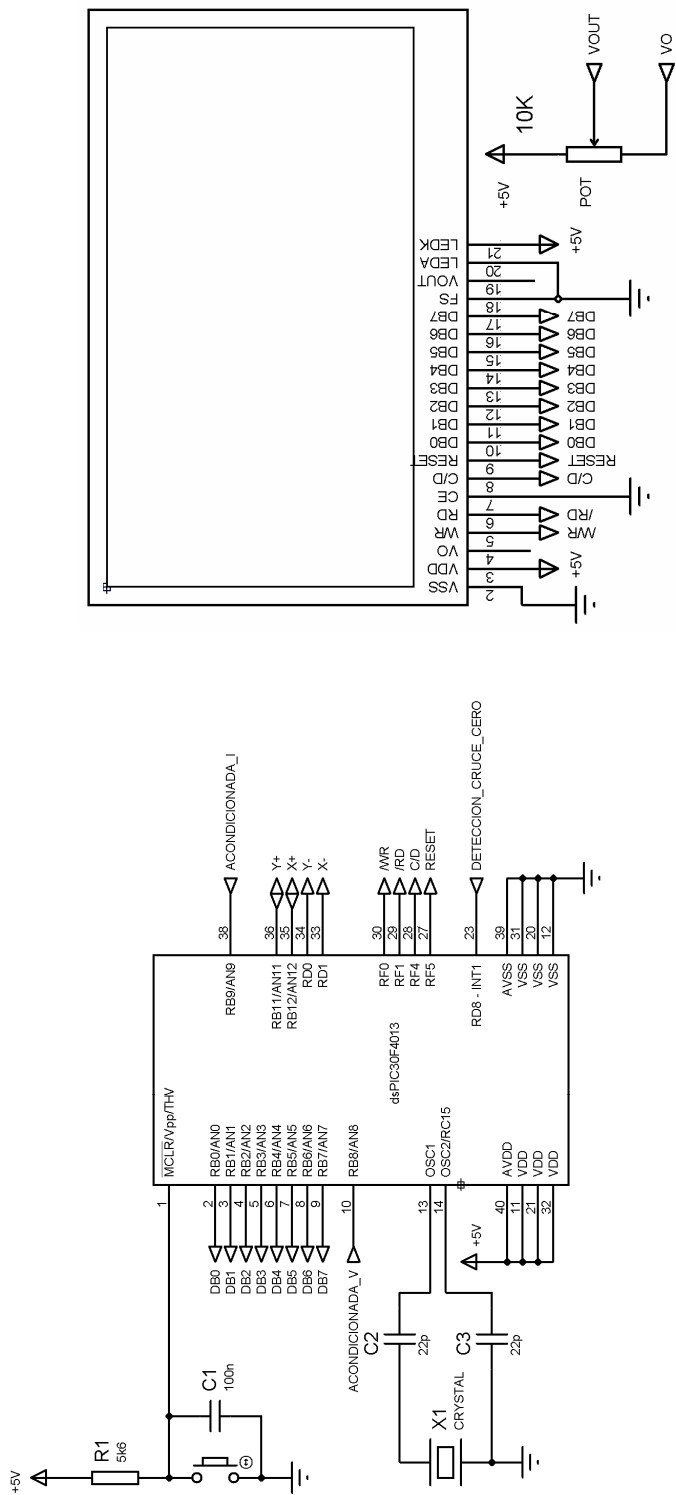


Figura A.2 Esquemático de conexiones entre el dsPIC30F4013 y el LCD gráfico

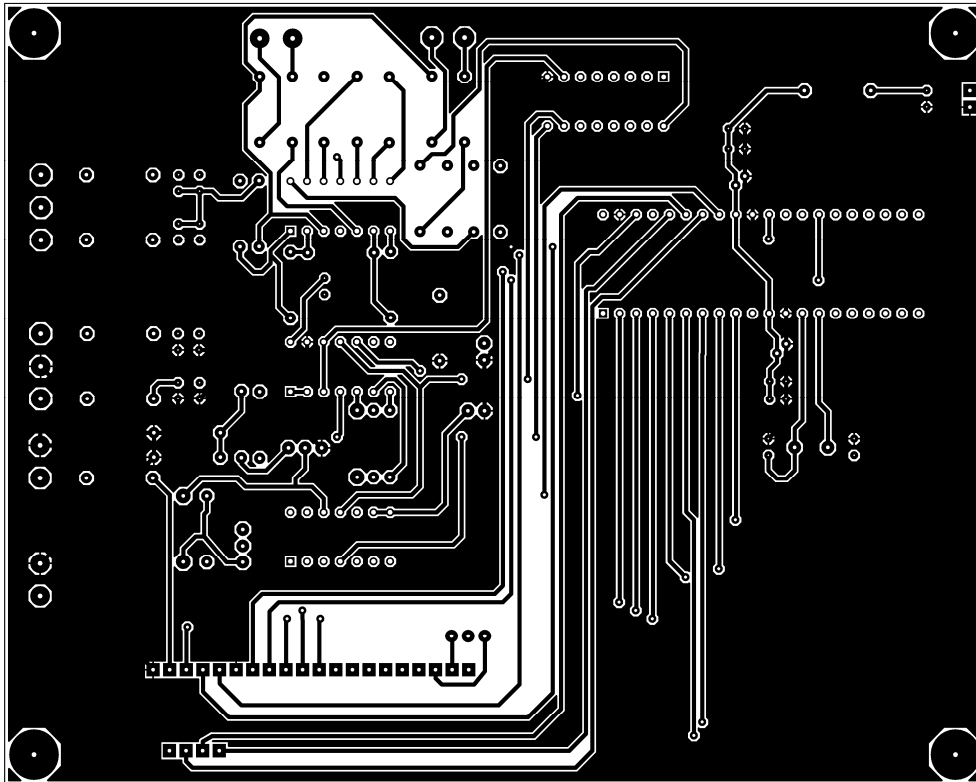


Figura A.3 Ruteado inferior de la tarjeta de acondicionamiento

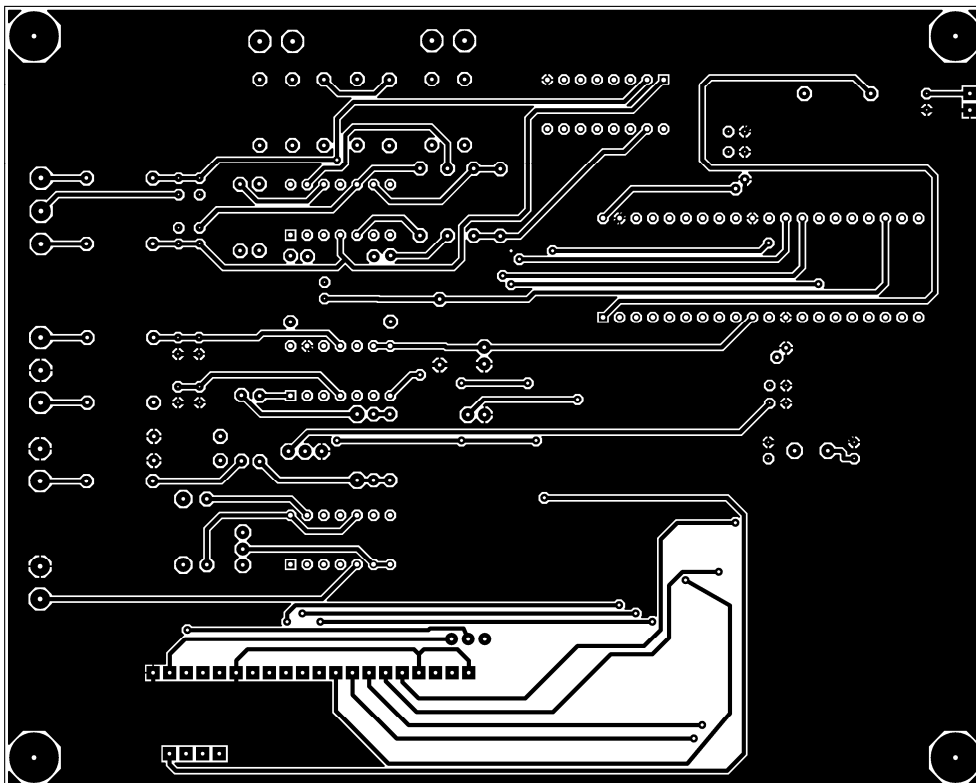


Figura A.4 Ruteado superior de la tarjeta de acondicionamiento

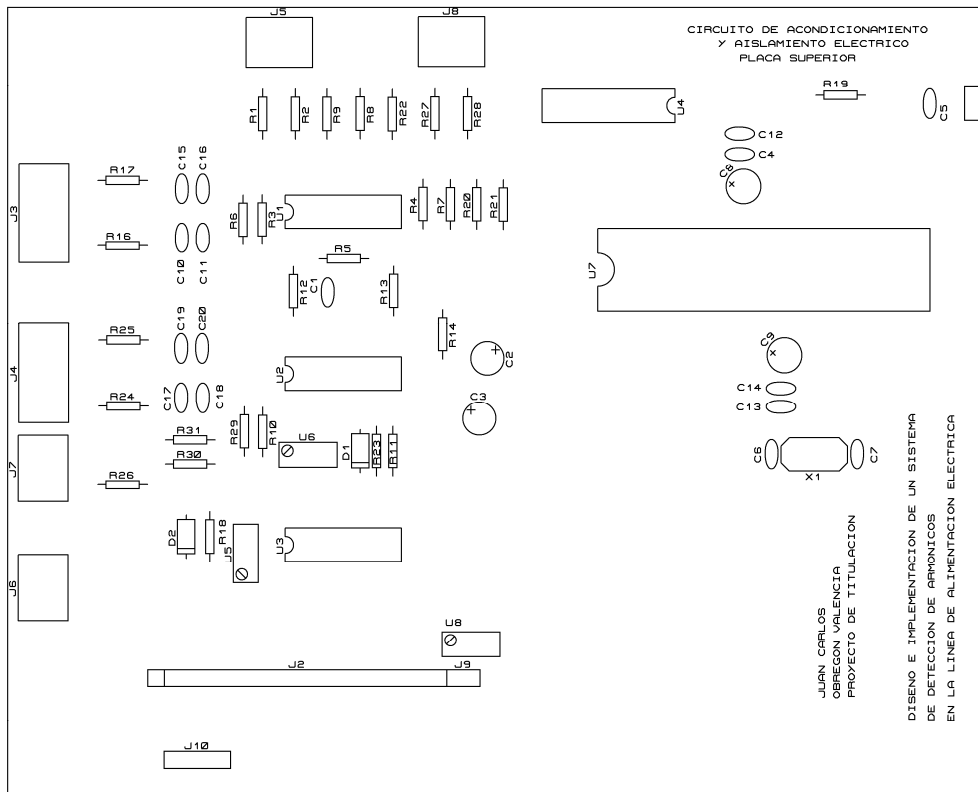


Figura A.5 Elementos de la tarjeta de acondicionamiento

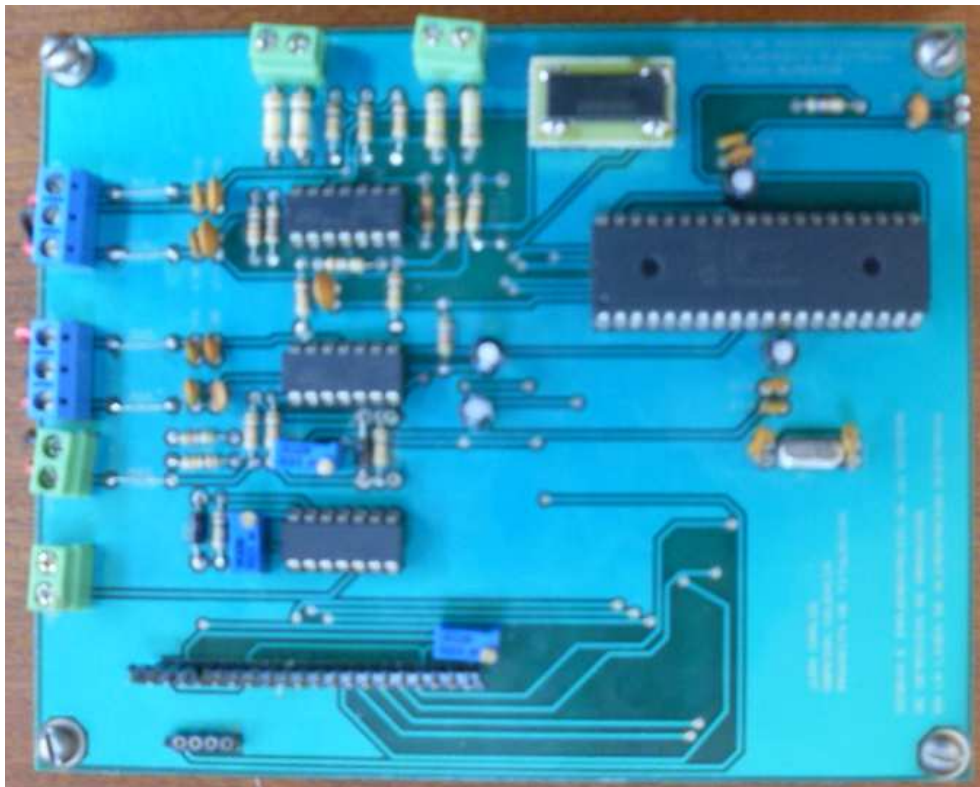


Figura A.6 Tarjeta de acondicionamiento

Tabla A.1 Lista de elementos de la tarjeta de acondicionamiento

Nombre	Elementos
R1, R2	100 K Ω
R3, R4	1 K Ω
R5	1.8 M Ω
R6-R13, R18, R21- R23, R29, R30	10 K Ω
R14, R19, R31	5.6 K Ω
R27, R28	180 K Ω
C1, C4, C5, C17, C19, C10, C14, C15	100n
C18, C20, C11, C12, C13, C16	10n
C2, C3, C8, C9	1u
C6, C7	22p
U1-U3	TL084
U4	ISO124P
U7	DsPIC30F4013
D1, D2	1N4007
U5, U6, U7	Potenciómetros 1 K Ω
J2	Header 20 pines para conexión al LCD
J3	Header 3 pines Fuente 1
J4	Header 3 pines Fuente 2
J5	Header 2 pines entrada de 120V
J6	Header 2 pines entrada de corriente
J7	Header 2 pines Fuente de +5V
J8	Header 2 pines entrada de 220V
J10	Header 4 pines para conexión al Touchscreen
X1	Cristal de 20 Mhz

A.2 TARJETA DE FUENTES

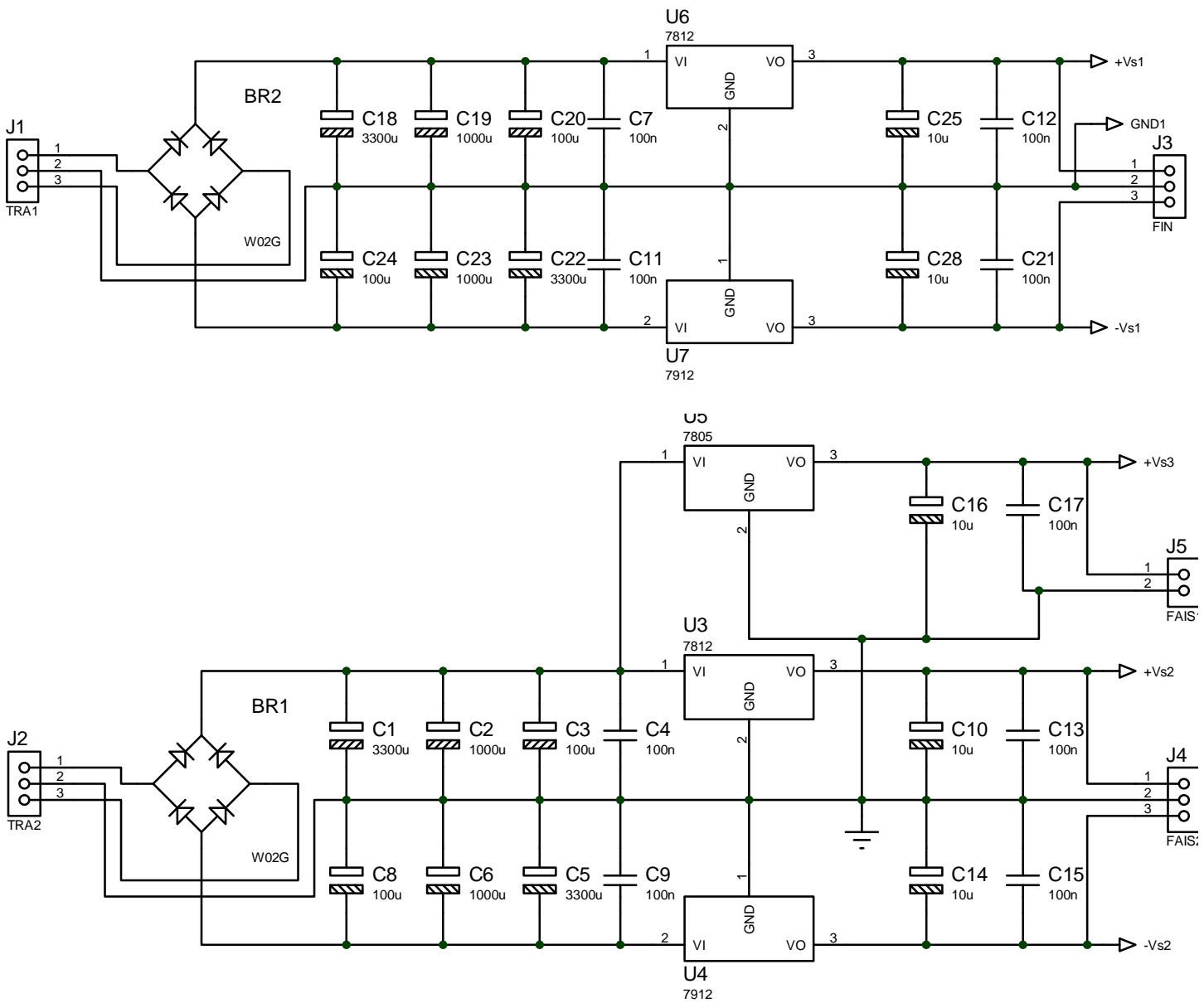


Figura A.7 Esquemático de la tarjeta de fuentes

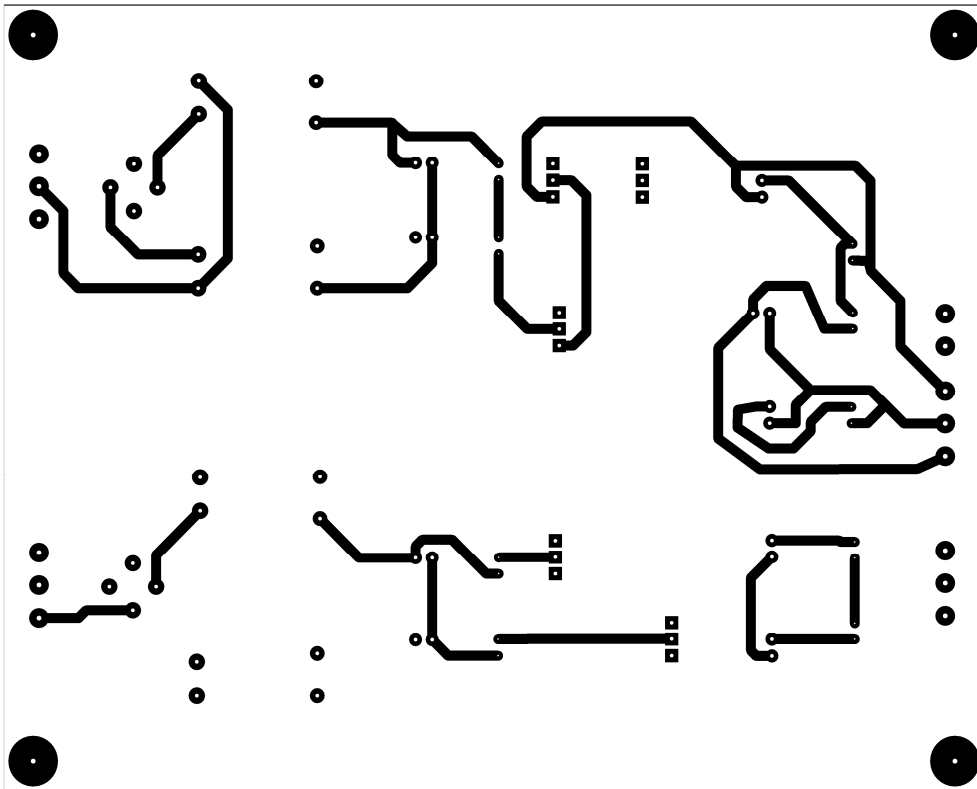


Figura A.8 Ruteado inferior de la tarjeta de fuentes

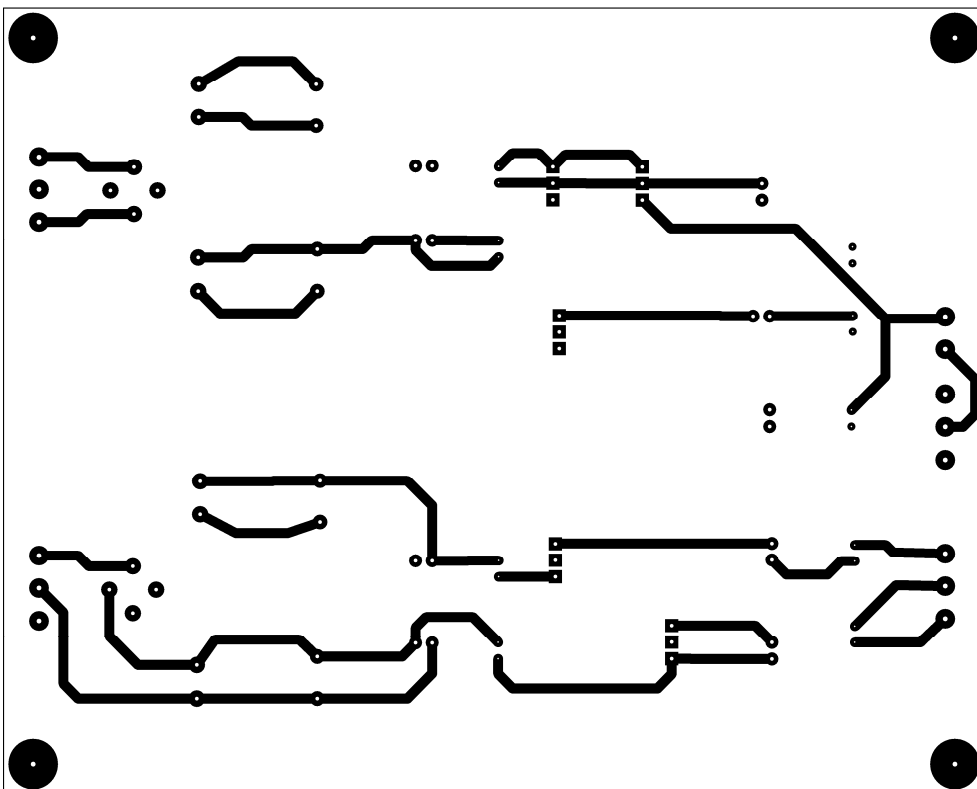


Figura A.9 Ruteado superior de la tarjeta de fuentes

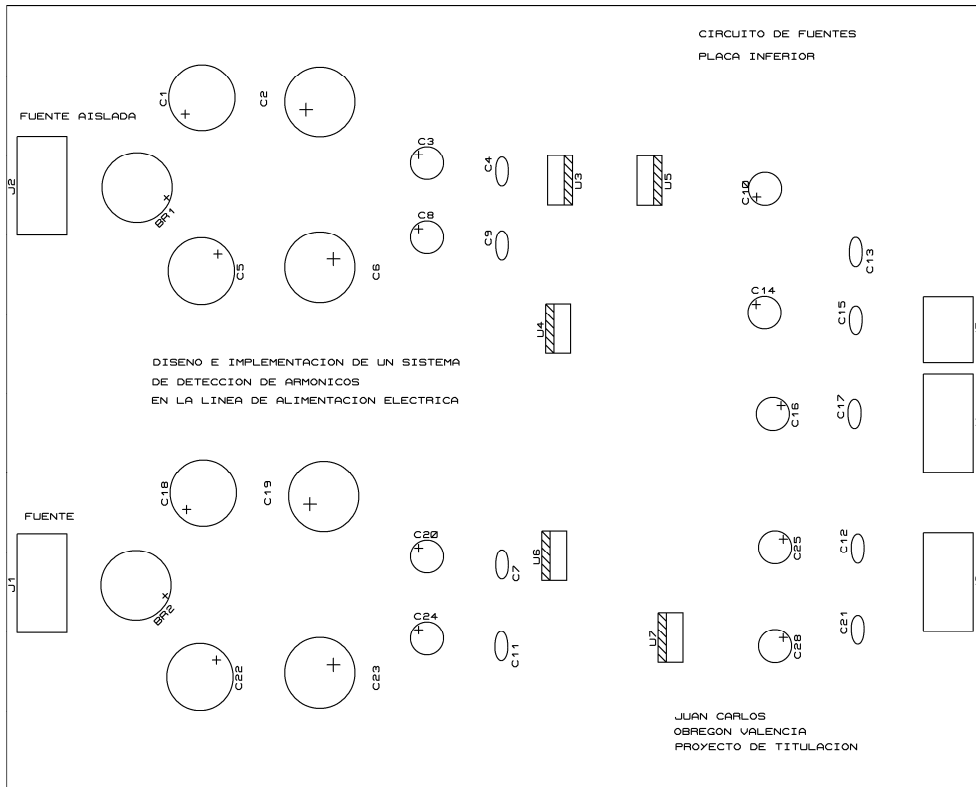


Figura A.10 Elementos de la tarjeta de fuentes

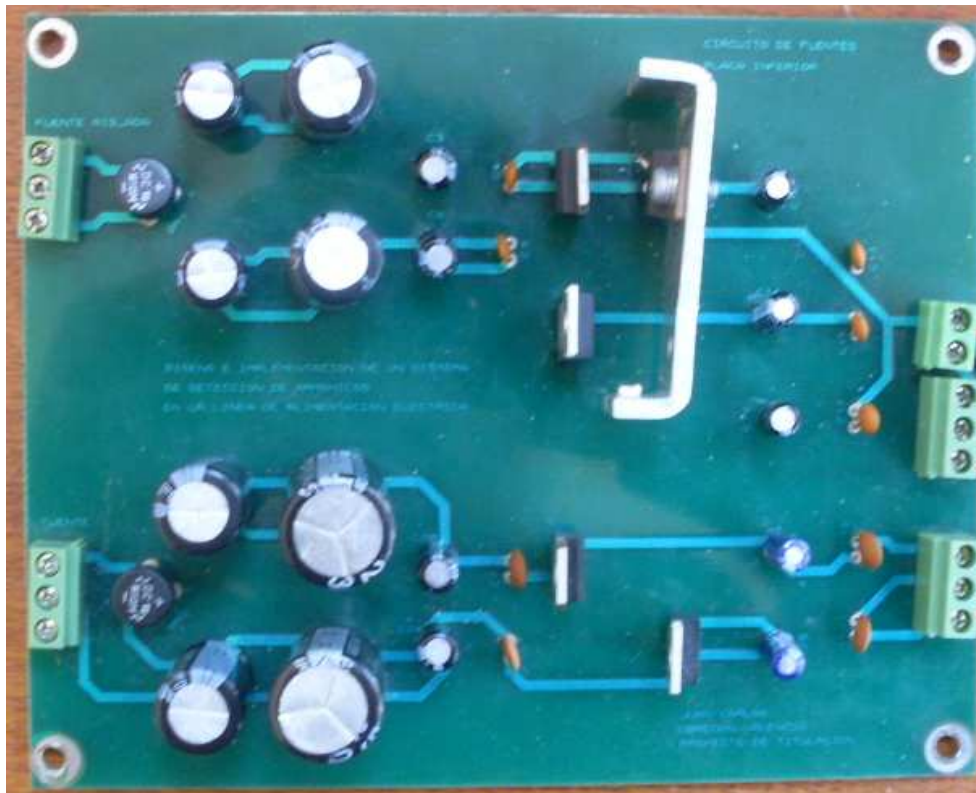


Figura A.6 Tarjeta de fuentes

Tabla A.2 Lista de elementos de la tarjeta de fuentes

Nombre	Elementos
C1, C5, C18, C22	3300 uF
C2, C6, C19, C23	1000 uF
C3, C8, C20, C24	100 uF
C4, C7, C9, C11-C13, C15, C17, C21	100 nF
C10, C14, C16, C25, C28	10 nF
U3, U6	LM7812
U4, U7	LM7912
U5	LM7805
U5, U6, U7	Potenciómetros 1 K Ω
J1	Header 3 pines Transformador 1
J2	Header 3 pines Transformador 2
J3	Header 3 pines Fuente 1
J4	Header 3 pines Fuente 2
J5	Header 2 pines Fuente +5V
BR1, BR2	Puente de diodos

ANEXO B

MANUAL DEL USUARIO

ANEXO B

MANUAL DEL USUARIO

B.1 MANEJO Y CONEXIÓN DEL EQUIPO

En esta sección del manual del usuario se indica las precauciones que deben tomarse en cuenta para realizar la conexión física del equipo antes de encenderlo, para lo cual se realiza el siguiente procedimiento:

1. Conectar el cable de alimentación del equipo a un tomacorriente que provea un voltaje de alterna de hasta 120V
2. Conectar las puntas de voltaje en sus respectivas borneras de acuerdo al voltaje con el que se esté trabajando. Tomar en cuenta que existen borneras independientes en el dispositivo para las señales de voltaje de entrada de hasta 120V y otra para una entrada de hasta 220V.
3. Conectar la pinza de corriente en su respectiva bornera de acuerdo a las especificaciones mencionadas en este proyecto de titulación, puesto que el acondicionamiento de la señal de corriente está hecho para una pinza que provea una relación de 100mV/A.
4. No conectar simultáneamente dos puntas de voltaje pues el dispositivo sólo puede analizar una señal de voltaje y de corriente de manera simultánea.

B.2 PRECAUCIONES EN EL MANEJO DE LA PANTALLA TÁCTIL

Al momento de encender el equipo por primera vez se debe acceder a la función de calibración de la pantalla táctil para poder determinar y almacenar las

coordenadas XY de los puntos de presión necesarios para acceder a las opciones del usuario en el menú principal.

Una vez que se haya usado el equipo reiteradamente no es necesario volver a acceder a la configuración de la pantalla táctil puesto que los datos de las coordenadas XY de los puntos de presión son almacenados en la memoria EEPROM del dsPIC y son cargados cada vez que se inicia el sistema.

A continuación se indican ciertas recomendaciones a considerarse al momento de calibrar la pantalla táctil:

1. Se debe acceder a esta función cuando se inicia por primera vez el sistema para poder determinar los puntos de presión necesarios para acceder a las opciones del usuario debido a que la pantalla táctil, al ser de tipo resistivo, es muy sensible a la presión que se ejerza sobre ella y varía de acuerdo al tipo de objeto con el que se ejerce la presión.
2. Al momento de calibrar la pantalla se deben seguir las instrucciones que se van indicando en el LCD gráfico y presionar únicamente los puntos señalados.
3. No se deben usar objetos muy afilados o cortopunzantes al momento de presionar la pantalla porque pueden dañarla. Se recomienda utilizar objetos con una punta suave como los dedos de las manos, esferográficos de punta redonda o cualquier otro objeto que no pueda dañar o rayar la pantalla.

B.3 MANEJO DE LA PANTALLA DE OPCIONES DEL USUARIO

Una vez que se ha accedido al menú principal de las opciones del usuario se presenta una pantalla en la que se muestran cuatro opciones distintas para el análisis de las señales de entrada tanto de voltaje como de corriente más una opción en la que se grafica la forma de onda de las señales que están siendo adquiridas por el prototipo.

Las opciones del usuario se muestran en la Figura B.1.

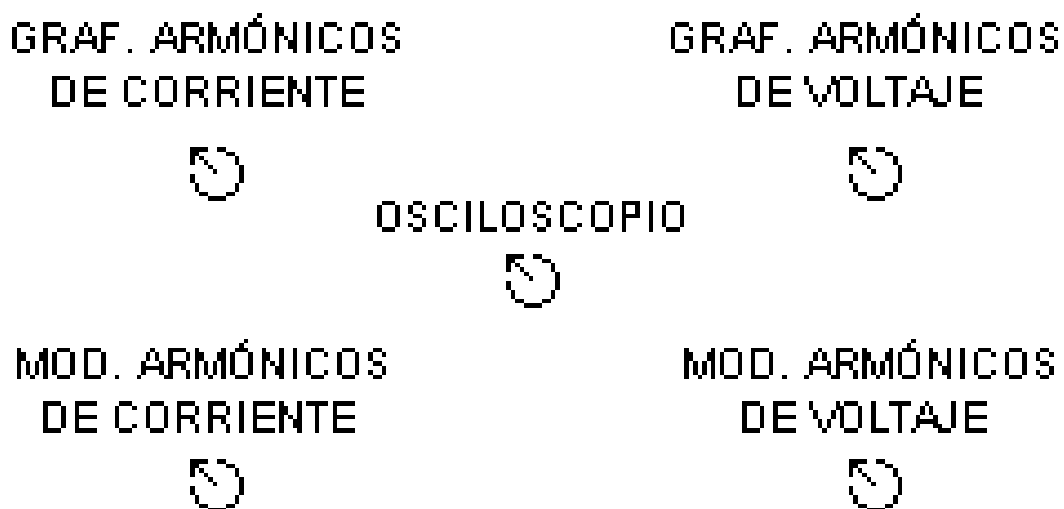


Figura B.1 Imagen con las opciones del menú principal

El acceso a cada una de estos modos de análisis de datos se lo realiza presionando sobre la marca correspondiente que distingue a cada opción. Esto es posible gracias a que cuando se calibra la pantalla táctil se determina con exactitud la posición de cada punto de presión con el cual se reconoce a cada una de las opciones de usuario.

A continuación se realiza una breve descripción de cada una de las opciones para análisis de datos.

1. GRÁFICO DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE.- En la primera pantalla de esta opción se obtiene un análisis espectral donde se muestra a cada uno de los componentes armónicos de la señal de entrada de corriente múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz mediante un gráfico de barras similar al de un analizador de armónicos comercial.

En la segunda pantalla de esta opción, a la cual se accede al presionar sobre la palabra "NEXT" escrita en la esquina superior derecha de la pantalla, se muestran los valores DC, RMS y THD% de la señal de corriente calculadas en base al análisis mediante la FFT, junto con sus respectivas unidades de medida.

- 2. GRÁFICO DE SEÑALES EN EL OSCILOSCOPIO.-** Al acceder a esta opción se le pide al usuario que seleccione el canal de entrada de voltaje que está utilizando, el canal A de 120V o el canal B de 220V, para poder escalar adecuadamente la pantalla de acuerdo al canal mediante el cual se adquiere la señal de voltaje.

Una vez que se ha indicado el canal de entrada ocupado, se dibuja un eje de coordenadas XY de amplitud y tiempo donde se hace un gráfico punto a punto en la misma pantalla tanto de las señales de entrada digitalizadas de voltaje como de la de corriente con sus respectivas escalas. En esta pantalla se muestra además los valores pico de cada una de las señales de entrada.

- 3. GRÁFICO DE ARMÓNICOS DE VOLTAJE.-** En la primera pantalla de esta opción se obtiene un análisis espectral donde se muestra a cada uno de los componentes armónicos de la señal de entrada de voltaje múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz mediante un gráfico de barras similar al de un analizador de armónicos comercial.

En la segunda pantalla de esta opción, a la cual se accede al presionar sobre la palabra "NEXT" escrita en la esquina superior derecha de la pantalla, en primer lugar se le pide al usuario que seleccione el canal de entrada de voltaje que está utilizando, el canal A de 120V o el canal B de 220V, para tomar en cuenta el factor multiplicativo que permite expresar los resultados en la escala adecuada para mostrar los valores DC, RMS y THD% de la señal de voltaje calculadas en base al análisis mediante la FFT, junto con sus respectivas unidades de medida.

- 4. MÓDULO DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE.-** En esta opción se muestra a los primeros quince componentes armónicos (desde el valor de DC hasta el armónico de orden 15) de la señal de entrada de corriente múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz expresados en porcentaje de la corriente RMS de la señal y en amperios.

En la segunda pantalla de esta opción, a la cual se accede al presionar sobre la palabra "NEXT" escrita en la esquina superior derecha de la pantalla, se muestra a los siguientes quince componentes armónicos (desde el armónico de orden 16 hasta el armónico de orden 31) de la señal de entrada de voltaje múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz expresados en porcentaje de la corriente RMS de la señal y en amperios.

5. MÓDULO DE ARMÓNICOS DE VOLTAJE.- En primer lugar se le pide al usuario que seleccione el canal de entrada de voltaje que está utilizando, el canal A de 120V o el canal B de 220V, para tomar en cuenta el factor multiplicativo que permite expresar los resultados en la escala adecuada para mostrar los porcentajes de los componentes armónicos de la señal de entrada de voltaje.

Luego de indicar la entrada de voltaje seleccionada se muestra a los primeros quince componentes armónicos (desde el valor de DC hasta el armónico de orden 15) de la señal de entrada de voltaje múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz expresados en porcentaje del voltaje RMS de la señal y en voltios.

En la segunda pantalla de esta opción, a la cual se accede al presionar sobre la palabra "NEXT" escrita en la esquina superior derecha de la pantalla, se muestra a los siguientes quince componentes armónicos (desde el armónico de orden 16 hasta el armónico de orden 31) de la señal de entrada de voltaje múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz expresados en porcentaje del voltaje RMS de la señal y en voltios.