

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y
ELÉCTRICA
UNIDAD CULHUACÁN

“Control Moderno aplicado a Máquinas Eléctricas
Rotatorias y a Sistemas Automatizados”

TESINA

Que para obtener el Título de:
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

Tema:

“Diseño de un sistema de monitoreo electrónico de parámetros eléctricos de una
línea monofásica usando el DSPIC33FJ256GP710-I ”

Registro del Seminario: FNS5122005/04/2006

Presenta:

Felipe Cortés Ávila

Objetivo:

Diseño de un sistema de electrónico monitoreo de parámetros eléctricos
como son factor de potencia, corriente voltaje y armónicas de una línea
de alimentación monofásica residencial usando un controlador de
señales digitales

Capítulo I. Introducción al tema de investigación

Capítulo II. Desarrollo Teórico.

Capítulo III. Planteamiento del problema

Capítulo IV. Implementación y resultados

Capítulo V. Conclusiones.

Asesores:

M. en C. Lázaro Eduardo Castillo Barrera

M. en C. Guillermo Trinidad Sánchez.

Ing. Edgar Maya Pérez



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD CULHUACÁN**

TRABAJO DE SEMINARIO DE TITULACIÓN

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

EN EL SEMINARIO:

**“CONTROL MODERNO APLICADO A MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATORIAS Y A
SISTEMAS AUTOMATIZADOS”**

REG: FNS5122005/04/2006

PRESENTA:

FELIPE CORTÉS AVILA

TEMA:

**“Diseño de un sistema de monitoreo electrónico de parámetros eléctricos de una línea monofásica
usando el DSPIC33FJ256GP710-I ”**

**M. EN C. LÁZARO EDUARDO
ASESOR**

**M EN C. GUILLERMO TRINIDAD
SÁNCHEZ
ASESOR**

**CASTILLO ING. EDGAR MAYA PÉREZ
ASESOR**

MÉXICO D.F. A 27 DE MAYO DE 2007

ÍNDICE

1	CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.....	5
1.1	OBJETIVO	5
1.2	JUSTIFICACIÓN	5
1.3	ESTADO DEL ARTE.....	5
1.3.1	MONITOR INALÁMBRICO “POWER COST MONITOR”	5
1.3.2	MEDIDOR “KILL A WATT™ “	6
1.3.3	“GRABADOR DIGITAL AMPROBE DM-II PRO”.....	7
1.4	ALCANCE.....	8
1.5	ESTRUCTURA	9
2	CAPÍTULO II. DESARROLLO TEÓRICO.....	10
2.1	PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES DIGITALES (DSP).....	10
2.2	CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES (DSC)	11
2.3	CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL.....	11
2.4	TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER.....	12
2.5	TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER	13
2.6	FUNDAMENTOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES.....	14
2.7	FACTOR DE POTENCIA (PF O F.D.P.).....	22
3	CAPÍTULO III PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA (Y POSIBLES SOLUCIONES).....	34
3.1	REQUERIMIENTOS.....	34
3.2	DIAGRAMA A BLOQUES	34
3.3	SENSORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE ALTERNA	35
3.3.1	SENSOR DE VOLTAJE:	35
3.3.2	SENSOR DE CORRIENTE.....	35
3.4	MÓDULO DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.....	35
3.4.1	ACONDICIONADOR DE VOLTAJE.....	35
3.4.2	ACONDICIONADOR DE CORRIENTE	37
3.5	MICROCONTROLADOR Y TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	37
3.5.1	CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL DSC dsPIC33FJ256GP710	38
3.5.2	TARJETA DE DESARROLLO EXPLORER 16.....	39
4	CAPITULO IV IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS	41
4.1	SISTEMA DE DESARROLLO.....	41
4.2	ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.....	42
4.3	PROGRAMA PARA LA TARJETA DE DESARROLLO (FIRMWARE)	42
4.4	PROGRAMA PARA AMBIENTE WINDOWS	42
5	CONCLUSIONES	44
6	BIBLIOGRAFÍA	45
7	APÉNDICE	47
7.1	ESQUEMÁTICO:	47
7.2	APLICACIÓN PARA WINDOWS	48
7.2.1	ADC MONITOR.C	48
7.3	DIAGRAMA DE FLUJO Y CÓDIGO PARA DSPIC33FJ256-710.....	51
	CÓDIGO FUENTE:.....	52
7.4	HOJAS DE DATOS.....	56
7.4.1	MANUAL DE LA TARJETA DE DESARROLLO EXPLORER 16.....	56
7.4.2	ESPECIFICACIÓN DEL DSPIC33FJ256GP710.....	65

1 CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN

1.1 OBJETIVO

Diseño de un sistema de monitoreo electrónico de parámetros eléctricos como son factor de potencia, corriente, voltaje y armónicas de una línea de alimentación monofásica residencial usando el controlador de señales digitales DSPIC33FJ256GP710-I incluido en la tarjeta de evaluación Explorer 16 de Microchip

1.2 JUSTIFICACIÓN

El uso de medidores electrónicos de energía ha aumentado en los últimos años. Esto es debido a sus dos principales ventajas sobre diseños electromecánicos tradicionales: precisión mejorada y un conjunto de nuevas características.

La tecnología de microcontroladores permite a los ingenieros diseñar y construir medidores que son competitivos en precio con los dispositivos tradicionales, manteniendo la precisión requerida por las normas vigentes para aplicaciones domésticas. Los microcontroladores también permiten la fácil incorporación de nuevas características como la medición de la demanda de voltaje, corriente RMS y la demanda pico, como lo requiere la compañía de luz. [6]

El monitoreo del consumo de energía eléctrica esta cobrando interés gracias al incremento constante en el consumo en el ambiente comercial, industrial y el hogar, y gracias a la limitada capacidad de los actuales sistemas de generación para abastecer la actual demanda, lo cual encarece el costo de la energía eléctrica.

Esto obliga a tener sistemas inteligentes de mínimo consumo que sean capaces de identificar equipos que hacen un uso ineficiente de la energía eléctrica, y con ello tomar decisiones como son el hacer reemplazos o reparaciones, así como crear conciencia en los usuarios a demandar equipos eléctricamente eficientes al adquirir nuevos equipos

1.3 ESTADO DEL ARTE

1.3.1 MONITOR INALÁMBRICO “POWER COST MONITOR”

Weems Creek ofrece el equipo llamado Wireless Whole House Power Cost Monitor (monitor inalámbrico del costo de la energía para toda la casa) el cual muestra en una pantalla el consumo de energía eléctrica en Kilowatts y el costo. Estudios han demostrado que la retroalimentación en tiempo real, acerca del consumo de energía contribuye reducir el consumo en un 10% ó 20%.

El sistema consiste en 2 unidades funcionales: Una unidad de detección o sensor y la unidad de despliegue. Una unidad de detección o sensor va montada en el medidor de la compañía de luz por medio de un anillo, y puede instalarse alrededor del cristal del medidor sin necesidad de hacer

modificaciones al medidor. La unidad de despliegue se coloca en el interior de la casa, y recibe señales inalámbricas del transmisor integrado a la unidad de detección, con la información del consumo, así como la hora y la temperatura de la unidad de detección. El rango del alcance del sistema es de 30 metros. [14]



Figura 1.3.1.1 Componentes del sistema de Monitoreo de Weems Creek

1.3.2 MEDIDOR “KILL A WATT”

La empresa P3 International produce un módulo de medición de consumo de energía eléctrica, el cual registra en una pantalla de cristal líquido los siguiente parámetros: Calidad del voltaje, corriente, frecuencia, factor de potencia, consumo de energía y calcula el costo. Se agrega hoja de datos en el anexo.



Figura 1.3.2.1 Medidor de Consumo de Energía de P3 Intenational

1.3.3 “GRABADOR DIGITAL AMPROBE DM-II PRO”

AMPROBE produce un equipo de monitoreo de la calidad de líneas de energía eléctrica A.C. monofásica y trifásica (estrella o delta), el cual es capaz de almacenar los datos capturados hasta por 6 meses. Algunas características importantes son: Voltaje de 0~600VAC, corriente 1000 amperes, medición de potencia activa, reactiva y aparente, rango de factor de potencia de 0 ~ 1.0



Figura 1.3.3.1 Equipo de medición de AMPROBE DM-II PRO

1.4 ALCANCE

En la presente tesina se pretende desarrollar una sistema de monitoreo de parámetros de la línea eléctrica residencial que posteriormente pueda formar parte de un sistema de monitoreo inalámbrico de energía.

En el siguiente diagrama a bloques se observan las partes que conforman un sistema de monitoreo remoto de energía eléctrica.

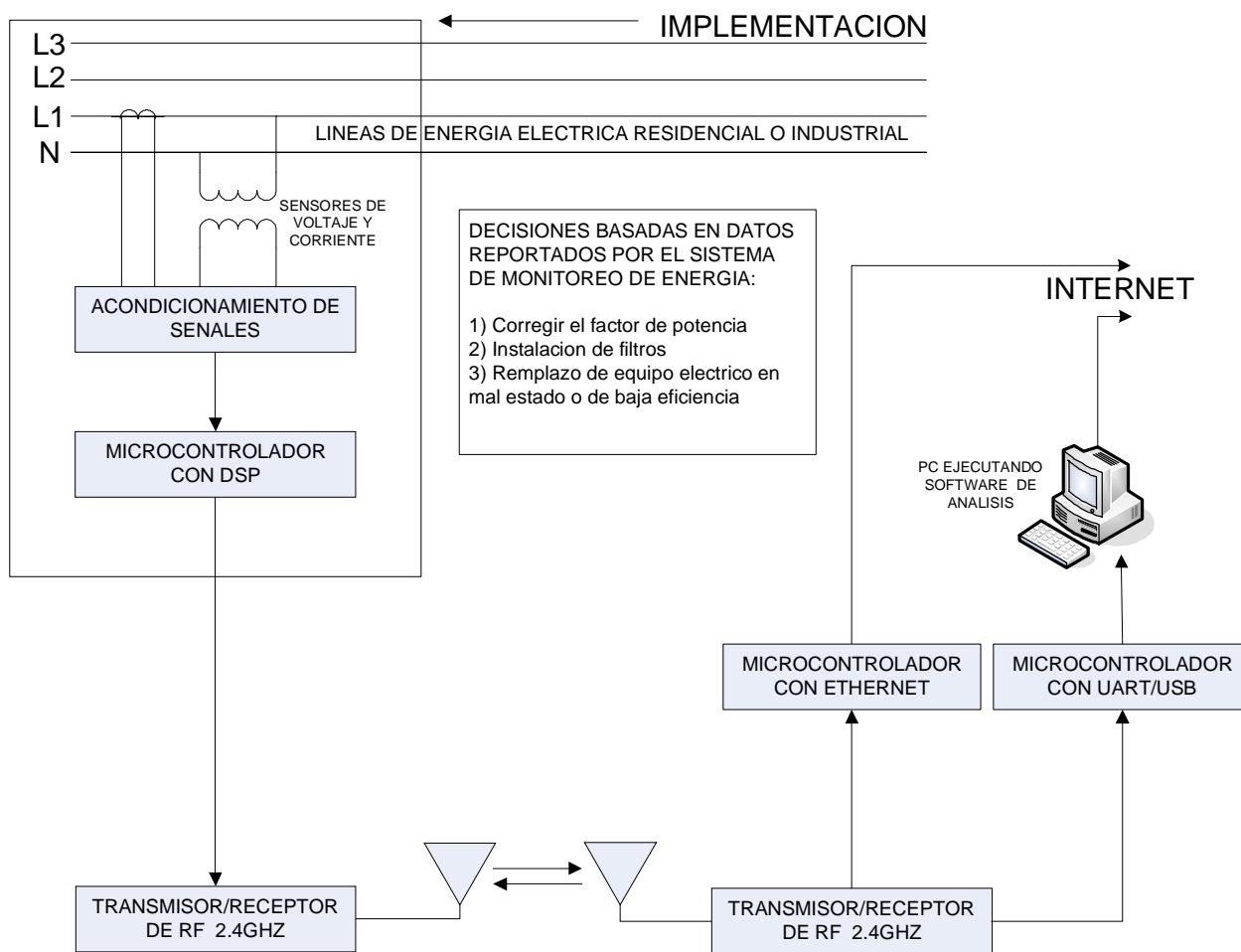


Figura 1.4.1 Ejemplo de un sistema de monitoreo inalámbrico de energía eléctrica

En el presente trabajo se desarrollan los bloques que se indican en el recuadro marcado como IMPLEMENTACIÓN como se indica a continuación:

§ **SENSORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE:** formado por un transformador de corriente y uno de voltaje

- § ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES: Circuito con amplificadores operaciones para convertir la señal alterna tomada de los transformadores a una señal de DC con ciertas condiciones de amplitud.
- § DSP: Se usará la tarjeta de desarrollo de Microchip EXPLORER 16, que incluye el microcontrolador DSPIC33FJ256GP710-I.
- § DISPOSITIVO DE DESPLIEGUE: Se utilizará una PC para desplegar la información de la medición. Los datos se enviarán desde el DSPIC33FJ256GP710-I a la PC por medio del puerto serial.
- § SOFTWARE DE ANÁLISIS: Se realizará un programa para ambiente Windows utilizando Labwindows CVI para desplegar datos más detallados como distorsión armónica de la señal de voltaje y corriente, el cual tomará los datos del puerto serial.

1.5 ESTRUCTURA

El presente trabajo está estructurado de la siguiente manera:

- § Capítulo 1: Explica el objetivo del presente trabajo, así como la justificación, estado del arte del tema a desarrollar, y alcance.
- § Capítulo 2 : Se desarrollan temas relacionados con el presente trabajo como son conceptos del factor de potencia y método de medición, Transformada Rápida de Fourier, DSP y amplificadores operacionales.
- § Capítulo 3: Se plantea en detalle los requerimientos del sistema a desarrollar, así como algunas posibilidades de solución.
- § Capítulo 4: Se describe el sistema de medición completo, así como los resultados obtenidos.
- § Capítulo 5: Se da una conclusión general sobre el proyecto desarrollado.
- § Bibliografía.
- § Apéndice: Se incluyen algunas hojas de datos sobre los componentes empleados para la implementación física de proyecto, así como el listado del código fuente del programa para ambiente Windows y el programa para el microcontrolador.

2 CAPÍTULO II. DESARROLLO TEÓRICO

2.1 PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES DIGITALES (DSP)

Los sistemas DSP son caracterizados por la operación en tiempo real, con énfasis en alto porcentaje de datos transferidos, y el uso de algoritmos que requiere operaciones aritméticas intensas, suma y multiplicación o multiplicación-acumulación. Esto lleva un pesado movimiento de datos a través del procesador. [3]

Las arquitecturas estándar de los microprocesadores son independientes de la característica DSP y esto ha conducido al desarrollo de un nuevo tipo de procesador cuya arquitectura y serie de instrucciones son adaptadas a las operaciones DSP. El nuevo procesador o chip DSP tiene características que incluyen lo siguiente:

- § Multiplicador integrado que permita multiplicaciones rápidas. Los DSPs más recientes incorporan instrucciones de multiplicación-acumulación de un solo ciclo. Y tienen varios multiplicadores trabajando en paralelo.
- § Memoria de datos y programa con buses separados de acuerdo a la arquitectura Harvard, lo cual permite apuntar a la instrucción y ejecutarla simultáneamente.
- § Ahorro de ciclos de máquina las instrucciones de bifurcación y bucle. Por ejemplo, las siguientes instrucciones del DSP de Texas Instruments “TMS320C25” reduce de manera significativa el número de ciclos y tamaño del programa para un filtro digital.

RPTK N ; repetir la siguiente instrucción N veces

MACD ; mover la información en la memoria, multiplicar y acumular con retardo.

- § Alta velocidad, por ejemplo el mismo DSP de TI utilice un reloj de 40MHZ y tiene un ciclo de 100 nsec.

DSPs más recientes son más rápidos y más versátiles. Algunos en la actualidad soportan operaciones de punto flotante, e incorporan características encontradas en microprocesadores estándar, tal como línea serial, espacio de memoria extendido, temporizadores e interrupciones multinivel,

Los DSPs se utilizan, entre otras, en las siguientes aplicaciones:

- § **Telefonía Celular:** Codificación de voz y canal, procesamiento de voz y datos, manejo de consumo de energía
- § **Automotriz:** Audio digital, radio digital, sistemas de comunicación personal, suspensiones activas.
- § **Computadoras personales:** tarjetas de audio, almacenamiento y recuperación de datos, corrección y conciliación de error, multimedia, módems, teléfonos para internet, música y video.
- § **Electrónica médica:** monitores de cuidado intensivo rayos X digitales, analizadores EEG, monitores cardiacos, procesamiento de imágenes médicas.
- § **Industrial:** control de motores, transformadores.
- § **Digital audio:** audio estéreo envolvente , equalización de audio y mezclado.
- § **Teléfono digital:** generación y decodificación de DTMF, sintetizador de voz, contestadora automática.

2.2 CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES (DSC)

Microchip define los controladores de señales digitales como circuitos integrados que combinan la funcionalidad de un microcontrolador y un DSP en una sola unidad, lo cual permite agregar el potencial de las características de un DSP en aplicaciones empotradas que actualmente usan únicamente microcontroladores. Como ejemplo de estos dispositivos, Microchip maneja las familias de DSCs dsPIC30F para aplicaciones de 5V a 30 MIPS (mega instrucciones por segundo), y dsPIC33F para aplicaciones de 3.3V a 40 MIPS. [15]

2.3 CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL

Un convertidor A/D (ADC) toma un voltaje de entrada analógico y después de cierto tiempo produce un código de salida digital que representa la entrada analógica. El proceso de conversión A/D es generalmente más complejo y largo que el proceso D/A, y se han creado y utilizado muchos métodos. Examinaremos varios de estos métodos, aunque nunca se llegue a necesitar diseñar o construir convertidores A/D (en la actualidad existen muchos circuitos integrados que realizan esta función). Las técnicas que se utilizan ofrecen una perspectiva de qué factores determinan el rendimiento de un convertidor A/D.

Varios tipos importantes de ADC utilizan un convertidor D/A (DAC) como parte de sus circuitos. La temporización para realizar la operación la proporciona la señal de reloj de entrada. La unidad de control contiene los circuitos lógicos para generar la secuencia adecuada de operaciones en respuesta al comando de INICIO, el cual comienza el proceso de conversión. El comparador con amplificador operacional tiene dos entradas analógicas y una salida digital que intercambia estados, según la entrada sea mayor o menor.

Una de las versiones más sencillas de ADC es el convertidor ADC de rampa digital, el cual incluye los siguientes componentes: un contador digital, un DAC, un comparador analógico, y compuerta lógica de control. El principio de funcionamiento consiste en hacer una comparación del voltaje análogo a medir contra un voltaje conocido dado por el DAC. El voltaje conocido dado por el DAC es una rampa de voltaje, el cual aumenta linealmente desde un valor inicial hasta igualar al voltaje a medir. Una vez que los voltaje de la rampa y el voltaje a medir son iguales, se produce una señal indicando el fin de la conversión. El valor de voltaje digital es el valor del contador que controla al DAC, en el momento en que los voltajes se igualan. En este tipo de convertidor, el tiempo de conversión depende del valor del voltaje a medir.

El convertidor de aproximaciones sucesivas es uno de los tipos de convertidores más utilizados, con circuitos más complicados que el convertidor ADC de rampa digital. En este tipo de convertidor, el tiempo de conversión es fijo y no depende del valor del voltaje a medir.[12]

Para que cualquier algoritmo de DSP pueda ser realizado, la señal debe estar en forma digital. Muchas señales en la naturaleza son análogas, y por lo tanto requieren pasar por un proceso de conversión análogo-digital, lo cual involucra los siguientes pasos:

§ La señal limitada en banda es muestreada, convirtiendo la señal análoga en una señal discreta en tiempo y continua en amplitud.

- § La amplitud de cada muestra de señal es cuantificada, es decir, se le asigna uno de los 2^B niveles, donde B es el número de bits utilizados para representar una muestra en el convertidor análogo-digital.
- § Los niveles de amplitud discreta se codifican o representan por medio de palabras binarias de B bits de longitud.
- § La señal de entrada análoga es continua en tiempo y amplitud.
- § La señal muestreada es continua en amplitud, pero solo definida en tiempos discretos en el tiempo. Por lo tanto la señal es cero, excepto en instantes iguales a $t=nT$ (instantes de muestreo)
- § La señal digital, $x(n)$ ($n=0,1,\dots$) existe solo en instantes discretos en tiempo, y en cada punto solo puede tener uno de los 2^B valores disponibles.

Este proceso se ilustra en la siguiente figura:

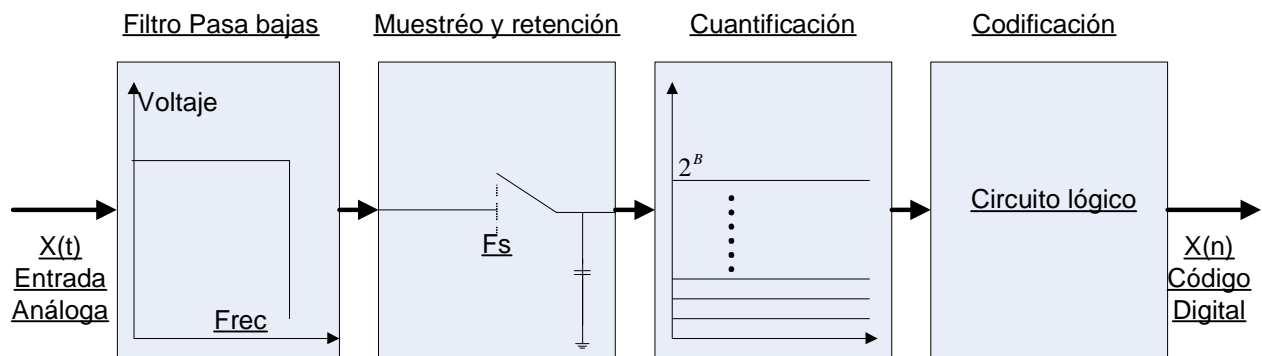


Figura 2.2.1 Representación gráfica de un Proceso de conversión Análogo-Digital

[3]

2.4 TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

Las transformadas discretas permiten la conversión de señales discretas en el tiempo a su representación en el dominio de la frecuencia, y viceversa. El espectro de una señal se obtiene al descomponer una señal por sus componentes en frecuencia usando la transformada discreta. Conocer el espectro de una señal es extremadamente útil, por ejemplo, para determinar el ancho de banda requerido para transmitir una señal. El cambio de dominio del tiempo a la frecuencia y viceversa es necesario en muchas aplicaciones con DSP, lo cual permite la implementación de algoritmos más eficientemente como son filtros digitales, convolución y correlación.

Existen muchas transformadas, pero la Transformada Discreta de Fourier es la más utilizada, y se define como:

$$X(K) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W^{nk} \text{ en donde } W = e^{-2\pi j / N} \quad \text{Ecuación 2.4.1}$$

2.5 TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER

La redundancia computacional para calcular la Transformada Discreta de Fourier permite reducir el número de cálculos necesarios, lo cual reduce el tiempo de procesamiento en el sistema que este ejecutando el cálculo. Por ejemplo, para una TDF de 1024 puntos, el número de cálculos requeridos se puede reducir 204.8 veces. Los algoritmos que permiten realizar esta simplificación se conocen como “ Transformada Rápida de Fourier” (TRF o FFT en inglés)

Cuando el algoritmo se aplica en el dominio del tiempo se denomina TRF por decimación en tiempo. El primer algoritmo de decimación en tiempo que se implementó fue el Cooley y Turkey (1965). La decimación se refiere a la reducción significativa en el número de cálculos realizados a los datos en el dominio del tiempo. El ahorro computacional incrementa en una proporción dada por la siguiente fórmula.

$$N^2 - (N/2) \log_2 N \quad \text{Ecuación 2.5.1} \\ [3]$$

La TRF tiene muchas aplicaciones en ingeniería que van desde el análisis vibratorio hasta el procesamiento de señales. La amplitud y espectro de fase proporcionan un medio para discernir la estructura fundamental de las señales aleatorias aparentes de manera similar el análisis del espectro de potencia se puede desarrollar a partir de la TRF

El espectro de potencia se deriva del análisis de la potencia de salida de sistemas eléctricos. En términos matemáticos la potencia de una señal periódica en el dominio del tiempo se puede definir como:

$$P = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f^2(t) dt \quad \text{Ecuación 2.5.2}$$

ahora, otra forma de buscar en esta información es expresándola en el dominio de la frecuencia al calcular la potencia asociada con cada una de las componentes de la frecuencia. Esta información se puede entonces desplegar como un *espectro de potencia*, una gráfica de la potencia contra la frecuencia.

Si la serie de Fourier para $f(t)$ es

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_n e^{ik\omega t} \quad \text{Ecuación 2.5.3}$$

se cumple la siguiente relación:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f^2(t) dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |F_k|^2 \quad \text{Ecuación 2.5.4}$$

De esta forma, la potencia en $f(t)$ se puede determinar al sumar los cuadrados de los coeficientes de Fourier; es decir, las potencias asociadas con las componentes de frecuencia individual.

Esta representación de la armónica real simple consiste en ambos componentes de la frecuencia en $\pm k\omega_0$. También sabemos que los coeficientes positivo y negativo son iguales. Por tanto, la potencia en $f_k(t)$, la k -ésima armónica real de $f(t)$ es

$$p_k = 2 |F_k|^2 \quad \text{Ecuación 2.5.5}$$

El espectro de potencia es la gráfica de p_k como una función de la frecuencia $k\omega_0$ [5]

2.6 FUNDAMENTOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Un amplificador operacional es un amplificador de muy alta ganancia que cuenta con una impedancia de entrada muy alta (por lo general de algunos mega ohms) y con una impedancia de salida baja (menor a 100Ω). El circuito básico se construye mediante el empleo de un amplificador diferencial que tenga dos entradas (de signo positivo y de signo negativo) y al menos una salida. En la figura 2.6.1 se muestra una unidad op-amp básica.

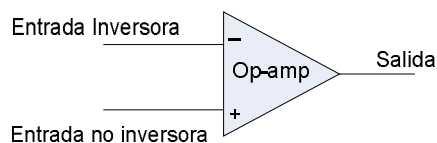


Fig 2.6.1 Amplificador operacional básico

Conforme a lo establecido con anterioridad, la entrada de signo positivo (+) produce una salida que se encuentra en fase con la señal aplicada, mientras que una entrada en la entrada de signo negativo (-) ocasiona una salida con la polaridad opuesta. El circuito equivalente de ac del op-amp se presenta en la figura 2.6.2a. Como se muestra, la señal de entrada aplicada entre las terminales de entrada observa una impedancia de entrada R_i que, por lo general, es muy alta. El voltaje de salida se muestra como la ganancia del amplificador multiplicada por la señal de entrada tomada a través de una impedancia R_o , que comúnmente es muy baja. Un circuito op-amp ideal, como el que se muestra en la figura 2.6.2b, tendría una impedancia de entrada infinita, una impedancia de salida cero y una ganancia de voltaje infinita.

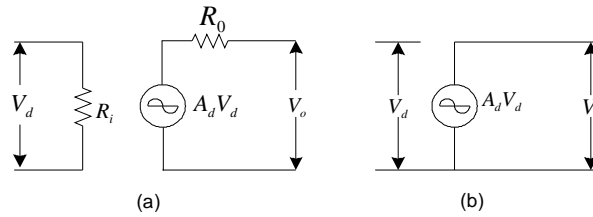


Fig 2.6.2 Equivalente de ac de un circuito op-amp: (a) práctico; (b) ideal.

Op-amp básico

En la figura 2.6.3, se muestra la conexión del circuito básico mediante el uso de un op-amp. El circuito mostrado, presenta una operación similar a la de un multiplicador de ganancia constante. Una señal de entrada V_1 , se aplica a través del resistor R_1 a la entrada de signo negativo. Luego, la salida se conecta de regreso a la misma entrada de signo negativo a través del resistor R_f . La entrada con el signo positivo se conecta a tierra. Dado que la señal V_1 básicamente se aplica a la entrada de signo negativo, la salida resultante será opuesta en fase a la señal de entrada.

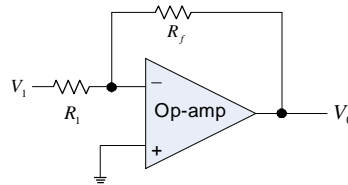


Fig 2.6.3 Conexión básica de un op-amp

La figura 2.6.4a muestra el reemplazo del op-amp por su circuito equivalente de ac. Si utiliza el circuito equivalente ideal del op-amp, y se reemplaza R_i mediante una resistencia infinita y R_o por una resistencia cero, el circuito equivalente de ac sería el mostrado en la figura 2.6.4b. Después el circuito se vuelve a dibujar, como se ilustra en la figura 2.6.4c, a partir de donde se comienza con el análisis.

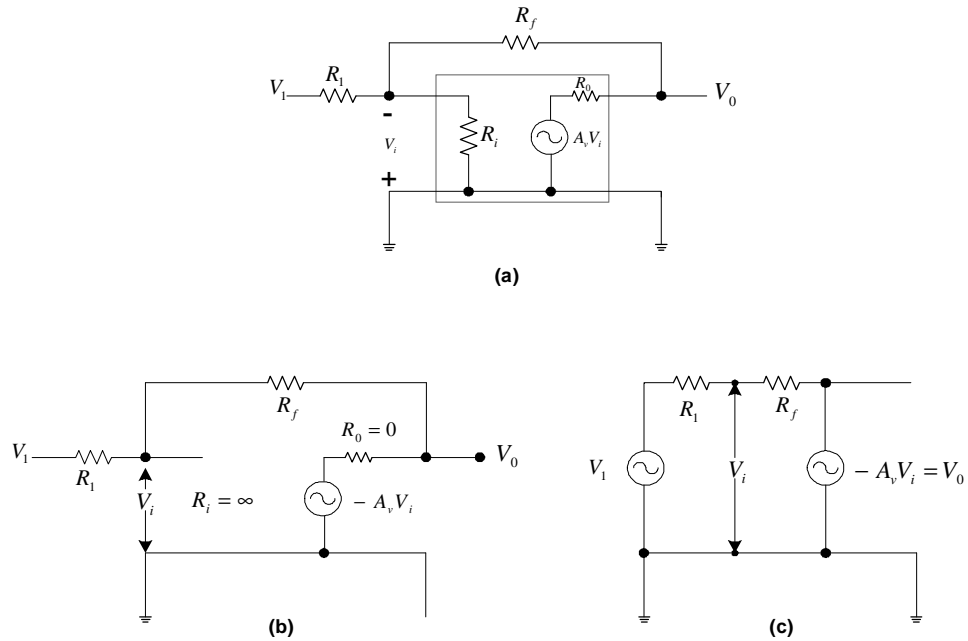


Fig 2.6.4 Operación del op-amp como multiplicador de ganancia constante: (a) circuito equivalente de ac del op-amp; (b) circuito equivalente ideal del op-amp; (c) circuito equivalente redibujado.

Mediante la superposición, se puede resolver para el voltaje V_i en términos de los componentes debidos a cada una de las fuentes. Para la fuente V_1 solamente ($-A_v V_i$ se hace cero),

$$V_{i_1} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} V_1 \quad \text{Ecuación 2.6.1}$$

Para la fuente $-A_v V_i$ solamente (V_1 se hace cero),

$$V_{i_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} (-A_v V_i) \quad \text{Ecuación 2.6.2}$$

El voltaje total V_i será entonces

$$V_i = V_{i_1} + V_{i_2} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} (-A_v V_i) \quad \text{Ecuación 2.6.3}$$

a partir del cual se puede obtener V_i como

$$V_i = \frac{R_f}{R_f + (1 + A_v) R_1} V_1 \quad \text{Ecuación 2.6.4}$$

Si $A_v \gg 1$ y $A_v R_1 \gg R_f$, como sucede por lo general, entonces

$$V_i = \frac{R_f}{A_v R_1} V_1 \quad \text{Ecuación 2.6.5}$$

Al resolver para V_o / V_i , se obtiene

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-A_v V_i}{V_i} = \frac{-A_v R_f V_1}{V_i A_v R_1} = -\frac{R_f}{R_1} \frac{V_1}{V_i} \quad \text{Ecuación 2.6.6}$$

de forma que

$$\frac{V_o}{V_1} = -\frac{R_f}{R_1} \quad \text{Ecuación 2.6.7}$$

El resultado de la ecuación anterior, muestra que la relación del voltaje de salida total al voltaje de entrada total depende únicamente de los valores de los resistores R_1 y R_f , siempre y cuando A_v sea muy grande.

Ganancia unitaria

Si $R_f = R_1$, la ganancia es

$$\text{ganancia de voltaje} = -\frac{R_f}{R_1} = -1 \quad \text{Ecuación 2.6.8}$$

por lo que el circuito proporciona una ganancia de voltaje unitaria con una inversión de 180° en la fase. Si R_f es exactamente igual a R_1 , la ganancia de voltaje será exactamente igual a 1.

Ganancia de magnitud constante

Si R_f es múltiplo de R_1 , la ganancia total del amplificador será una constante. Por ejemplo, si $R_f = 10 R_1$, entonces

$$\text{ganancia de voltaje} = -\frac{R_f}{R_1} = -10 \quad \text{Ecuación 2.6.9}$$

con lo que el circuito proporcionará una ganancia de voltaje de exactamente 10 junto con una inversión de 180° en la fase de la señal de entrada. Si se seleccionan valores precisos de resistores para R_f y R_1 , es posible obtener un intervalo amplio de ganancias, y esta será tan precisa como

lo sean los resistores empleados y solamente se afectará ligeramente por la temperatura y otros factores del circuito.

Tierra virtual

El voltaje de salida se encuentra limitado por el voltaje de entrada suministrado que, por lo regular, es de unos cuantos volts. Como se estableció antes, las ganancias de voltaje son muy altas. Por ejemplo, si $V_o = -10V$ y $A_v = 20,000$, entonces el voltaje de entrada sería de

$$V_i = \frac{-V_o}{A_v} = \frac{10V}{20,000} = 0.5mV \quad \text{Ecuación 2.6.10}$$

Si el circuito cuenta con una ganancia total (V_o/V_i) de, digamos, 1, el valor de V_i sería entonces de 10V. en comparación con todos los demás voltajes de entrada y de salida, el valor de V_i es entonces pequeño y podrá ser considerado como 0 V.

Observe que aunque $V_i \approx 0$ V, no es exactamente 0 V. (El voltaje de salida será de unos cuantos voltios debido a la muy pequeña entrada V_i multiplicada por una ganancia A_v muy grande). El hecho de que $V_i \approx 0$ V lleva al concepto de que en la entrada del amplificador existe un corto circuito virtual o tierra virtual.

El concepto de corto virtual implica que a pesar de que el voltaje sea aproximado a 0 V, no existirá corriente a través de la entrada del amplificador hacia tierra. En la figura 2.6.5 se representa el concepto de tierra virtual. La línea gruesa se utiliza para indicar que podemos considerar que existe un corto con $V_i \approx 0$ V pero que este es un corto virtual por lo que no existe corriente que vaya del corto a tierra. La corriente solamente pasa por los resistores R_1 y R_f como se muestra.

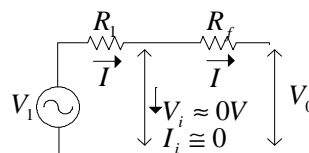


Fig 2.6.5 Tierra virtual en un OP-AMP

Mediante el concepto de tierra virtual es posible escribir ecuaciones para la corriente I como sigue:

$$I = \frac{V_1}{R_1} = -\frac{V_o}{R_f} \quad \text{Ecuación 2.6.11}$$

la cual puede resolverse para V_o/V_1 :

$$\frac{V_o}{V_1} = -\frac{R_f}{R_1} \quad \text{Ecuación 2.6.12}$$

El concepto de tierra virtual, que depende de que A_v sea muy grande, permite una solución sencilla para determinar la ganancia de voltaje total. Es necesario entender que aunque el circuito de la figura 2.6.5 no es físicamente correcto, permite un medio sencillo para determinar la ganancia de voltaje total.

CIRCUITOS PRÁCTICOS CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Es posible conectar el op-amp en un gran número de circuitos para proporcionar diversas características de operación. En esta sección se cubren algunas de las conexiones de circuitos más comunes.

Amplificador inversor

El circuito amplificador con ganancia constante que se utiliza más comúnmente es el amplificador inversor, que se muestra en la figura 2.6.6

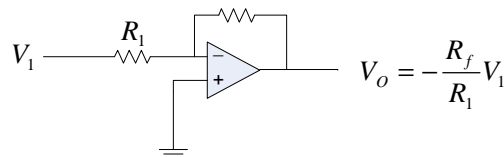


Fig 2.6.6 Multiplicador inversor de ganancia constante

La salida se obtiene al multiplicar la entrada por una ganancia fija o constante, establecida por el resistor de entrada (R_1) y por el resistor de retroalimentación (R_f) (esta salida también se

invierte a partir de la entrada) mediante la ecuación $\frac{V_o}{V_1} = -\frac{R_f}{R_1}$ podemos escribir

$$V_o = -\frac{R_f}{R_1} V_1 \quad \text{Ecuación 2.6.13}$$

Amplificador no inversor

La conexión de la figura 2.6.7a muestra un circuito op-amp que funciona como un amplificador no inversor o multiplicador de ganancia constante. Es necesario observar que la conexión del amplificador inversor es generalmente la más utilizada, ya que cuenta con una mejor estabilidad de frecuencia. Para determinar la ganancia de voltaje del circuito, se puede utilizar la representación equivalente que se muestra en la figura 2.6.7b.

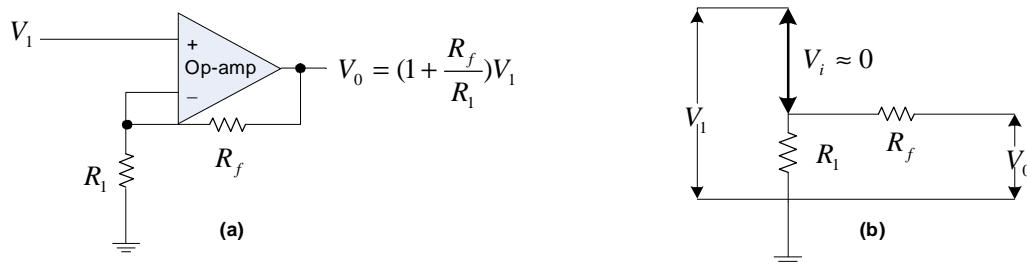


Fig 2.6.7 Multiplicador no inversor de ganancia constante

Observe que el voltaje a través de R_1 es V_1 dado que $V_i \approx 0$ V. Este debe ser igual al voltaje de salida, a través de un divisor de voltaje de R_1 y R_f , de forma que

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_o \quad \text{Ecuación 2.6.14}$$

la cual da por resultado

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad \text{Ecuación 2.6.15}$$

Seguidor unitario

El circuito seguidor unitario, como el que aparece en la figura 2.6.8a, proporciona una ganancia unitaria (1) sin inversión de polaridad o fase. A partir del circuito equivalente (ver figura 2.6.8b) queda claro que $V_o = V_1$ y que la salida tiene la misma polaridad y magnitud que la entrada. El circuito opera como un circuito emisor, o fuente-seguidor, excepto que la ganancia es exactamente unitaria.

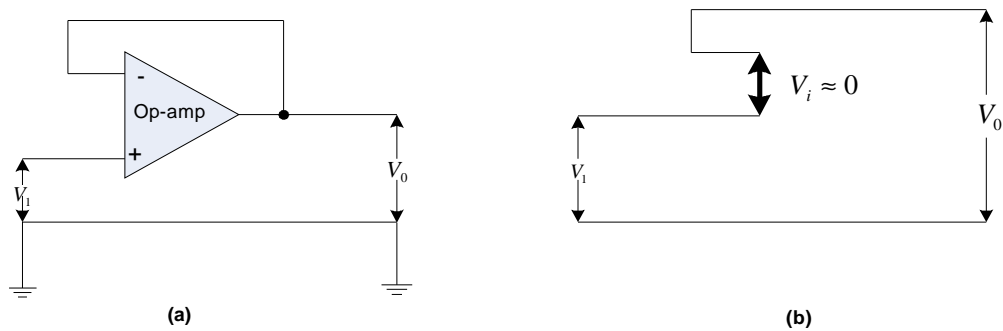


Fig 2.6.8 (a) Seguidor unitario; (b) circuito equivalente de tierra virtual.

Amplificador sumador

Es probable que el circuito de op-amp más utilizado sea el circuito amplificador sumador que se muestra en la figura 2.6.9a. El circuito muestra un circuito amplificador sumador de tres entradas, el cual proporciona un medio para sumar de forma algebraica tres voltajes, cada uno multiplicado por un factor de ganancia constante. Mediante la representación equivalente que se muestra en la figura 2.6.9b,

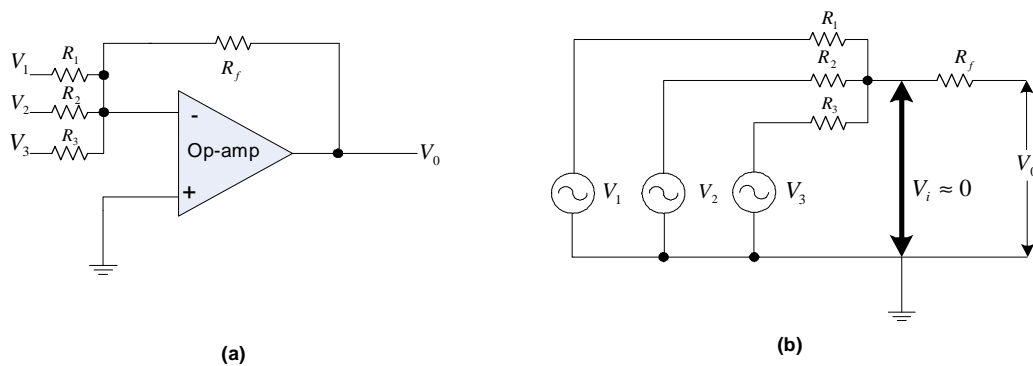


Fig 2.6.9 (a) Amplificador sumador; (b) circuito equivalente de tierra virtual.

el voltaje de salida puede expresarse en términos de las entradas como

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2 + \frac{R_f}{R_3}V_3\right) \quad \text{Ecuación 2.6.16}$$

En otras palabras, cada entrada suma un voltaje a la salida multiplicada por su multiplicador de ganancia constante separado. Si se utilizan mas entradas, cada una de ellas añadirá un componente adicional a la salida. [13]

2.7 FACTOR DE POTENCIA (PF O F.D.P.)

La potencia instantánea entregada a cualquier elemento de un circuito esta dada el producto $P = VI$, donde P = potencia en watts, V es voltaje en voltios, e I es la corriente en amperes.

Sin embargo, en circuitos reactivos que incluyen inductancias o capacitancias, V e I no son proporcionales y no se pueden multiplicar directamente $V \times I$ para determinar la potencia. [2]

La potencia media entregada a una carga en estado permanente de ca, esta data por la fórmula siguiente:

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos q \quad \text{Ecuación 2.7.1}$$

Así la potencia es igual al producto del voltaje rms, la corriente rms y el coseno del ángulo entre los fasores de voltaje y de corriente. En la práctica, la corriente y el voltaje rms se miden con facilidad y su producto, $V_{rms} I_{rms}$ se denomina *potencia aparente*. La potencia aparente por lo común se menciona en términos de sus unidades, los voltamperes (VA) o los kilovoltamperes (kVA), con el objeto de evitar confundirla con la unidad de potencia media que es el watt. Es evidente que la potencia media nunca será mayor que la potencia aparente.

La relación entre la potencia media y la potencia aparente se conoce como el *factor de potencia*. De modo que si denotamos al factor de potencia mediante pf , entonces en el caso sinusoidal

$$pf = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} = \cos q \quad \text{Ecuación 2.7.2}$$

el cual, por supuesto, es adimensional. El ángulo q , en este caso, se identifica a menudo como el *ángulo del pf*. También lo identificamos como el ángulo de la impedancia Z de la carga.

En el caso de cargas puramente resistivas, el voltaje y la corriente están en fase. Por tanto, $q = 0$, $pf = 1$ y las potencias media y aparente son iguales. También puede existir un factor de potencia unitario ($pf = 1$) en cargas que contienen inductores y capacitores si las reactancias de estos elementos son tales que se cancelan entre si. Ajustar la reactancia de las cargas para obtener aunque sea aproximadamente esta condición es muy importante en sistemas de potencia eléctrica.

En una carga puramente reactiva, $q = \pm 90^\circ$, $pf = 0$ y la potencia media es cero. En este caso, la carga equivalente es una inductancia ($q = 90^\circ$) o una capacitancia ($q = -90^\circ$) y la corriente y el voltaje tienen una diferencia de fase de 90° .

Una carga para la cual $-90^\circ < q < 0$ es equivalente a una combinación RC , en tanto que si tiene $0 < q < 90^\circ$ es una combinación equivalente RL . Puesto que $\cos q = \cos(-q)$ es evidente que el pf de una carga RC que tenga $q = -q_1$, donde $0 < q_1 < 90^\circ$, es igual al de una carga RL con $q = q_1$. Para evitar la dificultad de identificar tales cargas, el pf se caracteriza como de *adelanto* o de *atraso*, según este *la fase de la corriente con respecto a la del voltaje*. Por tanto, una carga RC tiene un pf de adelanto y una carga RL tiene un pf de atraso. Por ejemplo, la conexión en serie de un resistor de $100-\Omega$ y un inductor de 0.1 H a 60 Hz tiene una $\mathbf{Z} = 100 + j37.7 = 106.9 \angle 20.66^\circ \Omega$ y tiene un pf de $\cos 20.66^\circ = 0.936$ de atraso.

En la práctica, el factor de potencia de una carga es muy importante. En instalaciones industriales, por ejemplo, la carga puede requerir de miles de watts para operar y el factor de potencia afecta en gran medida la facturación por consumo de energía eléctrica. Supóngase que una fresadora consume 100 kW de una línea a 220 -V rms. A un pf de 0.85 en atraso, vemos que la corriente rms en la fresadora es V rms. A un pf de 0.85 en atraso, vemos que la corriente rms en la fresadora es

$$I_{rms} = \frac{P}{V_{rms} pf} = \frac{10^5}{(220)(0.85)} = 534.8A \quad \text{Ecuación 2.7.3}$$

lo que significa que la potencia aparente suministrada es

$$V_{rms} I_{rms} = (220)(534.8) \text{ VA} = 117.66 \text{ kVA} \quad \text{Ecuación 2.7.4}$$

Supóngase ahora que por algún medio el pf se incrementa a 0.95 en atraso. Entonces,

$$I_{rms} = \frac{10^5}{(220)(0.95)} = 478.5 \text{ A} \quad \text{Ecuación 2.7.5}$$

y la potencia aparente se reduce a

$$V_{rms} I_{rms} = 105.3 \text{ kVA} \quad \text{Ecuación 2.7.6}$$

Comparando el último caso con el primero, vemos que la I_{rms} se redujo en 56.3 A (10.5%). Por tanto, la planta generadora debe generar una corriente mayor en el caso del bajo pf . Puesto que las líneas de transmisión que suministran la potencia tienen resistencia, el generador debe producir una mayor potencia media para suministrar los 100 kW a la carga. Si la resistencia es de 0.1Ω por ejemplo, entonces la potencia generada por la fuente debe ser

$$P_g = 10^5 + 0.1 I_{rms}^2 \quad \text{Ecuación 2.7.7}$$

Por tanto, encontramos

$$P_g = 128.6 \text{ kW}, \quad pf = 0.85 \quad \text{Ecuación 2.7.8}$$

$$= 122.9 \text{ kW}, \quad pf = 0.95 \quad \text{Ecuación 2.7.9}$$

lo cual requiere que la planta generadora produzca 5.7 kW (4.64%) más de potencia para abastecer la carga de bajo pf . Es por esta razón que las compañías suministradoras de potencia eléctrica requieren la existencia de pf superiores, digamos, a 0.85 e imponen penalidades a los grandes usuarios industriales que no lo alcanzan.

Veamos ahora un método para la corrección del factor de potencia de una carga que tenga una impedancia.

$$\mathbf{Z} = R + jX \quad \text{Ecuación 2.7.10}$$

Podemos alterar el factor de potencia conectando una impedancia Z_1 en paralelo con \mathbf{Z} , como se muestra en la figura 2.7.1.

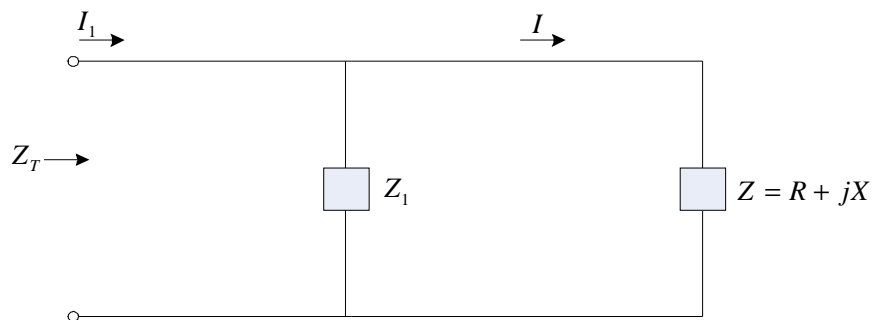


Fig 2.7.1 Circuito para corregir el factor de potencia

En esta conexión, es obvio que el voltaje de la carga no cambia. Puesto que \mathbf{Z} esta fija, \mathbf{I} no cambia y la potencia entregada a la carga no se afecta. La corriente \mathbf{I}_1 suministrada por el generador, sin embargo, si cambia.

Definimos la impedancia de la combinación en paralelo por

$$\mathbf{Z}_T = \frac{\mathbf{Z}\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_1} \quad \text{Ecuación 2.7.11}$$

En general, seleccionamos \mathbf{Z}_1 de modo que 1) \mathbf{Z}_1 absorba una potencia media igual a cero, y 2) \mathbf{Z}_T satisfaga el factor de potencia deseado $pf = PF$. La primera condición requiere que \mathbf{Z}_1 sea puramente reactiva. Es decir,

$$\mathbf{Z}_1 = jX_1 \quad \text{Ecuación 2.7.12}$$

La segunda condición requiere que

$$\cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} Z_T}{\text{Re} Z_T} \right) \right] = PF \quad \text{Ecuación 2.7.13}$$

Sustituyendo Z_T en términos de R , X y X_1 en esta ecuación, encontramos que

$$X_1 = \frac{R^2 + X^2}{R \tan(\cos^{-1} PF) - X} \quad \text{Ecuación 2.7.14}$$

donde observamos que $\tan(\cos^{-1} PF)$ es positiva si el PF esta en atraso y negativa si el PF esta en adelanto.

POTENCIA COMPLEJA

Introduciremos ahora una *potencia compleja* en el estado permanente de ca, la cual es muy útil para determinar y corregir factores de potencia asociados con cargas interconectadas. Comencemos definiendo fasores rms para voltajes y corrientes sinusoidales en general. Las representaciones fasoriales de (12.7) y (12.8) son

$$\mathbf{V} = V_m e^{jf} \quad \text{Ecuación 2.7.15}$$

$$\mathbf{I} = I_m e^{j(f-q)} \quad \text{Ecuación 2.7.16}$$

Los fasores rms de estas cantidades se definen como

$$\mathbf{V}_{rms} = \frac{V}{\sqrt{2}} = V_{rms} e^{jf} \quad \text{Ecuación 2.7.17}$$

$$\mathbf{I}_{rms} = \frac{I}{\sqrt{2}} = I_{rms} e^{j(f-q)} \quad \text{Ecuación 2.7.18}$$

Consideremos ahora la potencia media siguiente $P = V_{rms} I_{rms} \cos q$. Usando la fórmula de Euler podemos escribir

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos q = \text{Re}(V_{rms} I_{rms} e^{jq}) \quad \text{Ecuación 2.7.19}$$

A continuación, por inspección de

$$\mathbf{V}_{rms} = \frac{V}{\sqrt{2}} = V_{rms} e^{jf} \quad \text{Ecuación 2.7.20}$$

$$\mathbf{I}_{rms} = \frac{I}{\sqrt{2}} = I_{rms} e^{j(f-q)} \quad \text{Ecuación 2.7.21}$$

vemos que

$$\mathbf{V}_{rms} I_{rms}^* = V_{rms} I_{rms} e^{jq} \quad \text{Ecuación 2.7.22}$$

donde \mathbf{I}_{rms}^* es el complejo conjugado de \mathbf{I}_{rms} . Así,

$$P = \text{Re} (V_{rms} I_{rms}^*) \quad \text{Ecuación 2.7.23}$$

y el producto $V_{rms} I_{rms}^*$ es una potencia compleja cuya parte real es la potencia media. Denotando esta potencia compleja mediante \mathbf{S} , tenemos

$$\mathbf{S} = V_{rms} I_{rms}^* = P + jQ \quad \text{Ecuación 2.7.24}$$

donde Q es la *potencia reactiva*. Dimensionalmente P y Q tienen las mismas unidades; sin embargo, la unidad de Q se define como el *var* (voltampere reactivo) para distinguirlo del watt. La magnitud de la potencia compleja es

$$|S| = |V_{rms} I_{rms}^*| = |V_{rms}| |I_{rms}^*| = V_{rms} I_{rms} \quad \text{Ecuación 2.7.25}$$

la cual, por supuesto, es igual a la potencia aparente.

Por $\mathbf{S} = V_{rms} I_{rms}^* = P + jQ$ vemos que

$$Q = \text{Im}(\mathbf{S}) = V_{rms} I_{rms} \sin \phi \quad \text{Ecuación 2.7.26}$$

En una impedancia \mathbf{Z} , sabemos que $\sin \phi = (\text{Im } \mathbf{Z}) / |\mathbf{Z}|$, así que

$$Q = V_{rms} I_{rms} \frac{\text{Im } \mathbf{Z}}{|\mathbf{Z}|} \quad \text{Ecuación 2.7.27}$$

Por tanto, puesto que $V_{rms} / |\mathbf{Z}| = I_{rms}$, vemos que

$$Q = I_{rms}^2 \text{Im } \mathbf{Z} \quad \text{Ecuación 2.7.28}$$

$$= V_{rms}^2 \frac{\text{Im } \mathbf{Z}}{|\mathbf{Z}|^2} \quad \text{Ecuación 2.7.29}$$

En la figura 2.7.2 se muestra un diagrama fasorial de \mathbf{V}_{rms} e \mathbf{I}_{rms} .

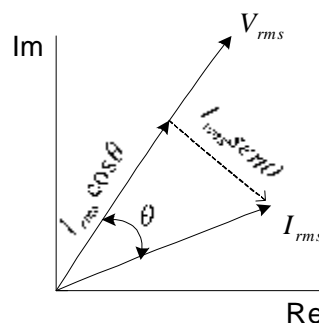


Fig 2.7.2 Diagrama fasorial de $V_{rms} e I_{rms}$

Vemos que el vector de corriente se puede resolver en dos componentes $I_{rms} \cos \phi$ e $I_{rms} \sin \phi$. La componente $I_{rms} \cos \phi$ está en fase con V_{rms} y produce la potencia real P. En contraste, $I_{rms} \sin \phi$ está 90° fuera de fase con respecto a V_{rms} , y causa la potencia reactiva Q. Puesto que $I_{rms} \sin \phi$ está 90° fuera de fase con V_{rms} , se le llama la *componente en cuadratura* de I_{rms} . En consecuencia, a la potencia reactiva a veces se le llama *potencia en cuadratura*.

Con frecuencia conviene ver la potencia compleja en términos de un diagrama tal como el de la figura 2.7.3. Es evidente que para una carga inductiva (*pf* en atraso), $0 < \phi < 90^\circ$, Q es positiva y S queda en el primer cuadrante. En una carga capacitiva (*pf* en adelanto), $-90^\circ \leq \phi < 0$, Q es negativa y S queda en el cuarto cuadrante.

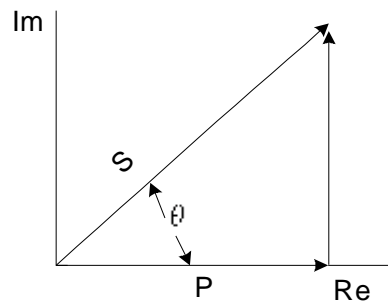


Fig 2.7.3 Diagrama de potencia compleja

Una carga que tenga un factor de potencia unitario requiere que $Q = 0$ puesto que $\phi = 0$. En general, vemos que

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{P}\right) \quad \text{Ecuación 2.7.30}$$

Consideremos ahora la potencia compleja asociada con una carga que consta de dos impedancias Z_1 y Z_2 , como se muestra en la figura 2.7.4. La potencia compleja entregada a la impedancia combinada es

$$S = V_{rms} I_{rms}^* = V_{rms} (I_{1rms} + I_{2rms})^* \quad \text{Ecuación 2.7.31}$$

$$= V_{rms} I_{1rms}^* + V_{rms} I_{2rms}^* \quad \text{Ecuación 2.7.32}$$

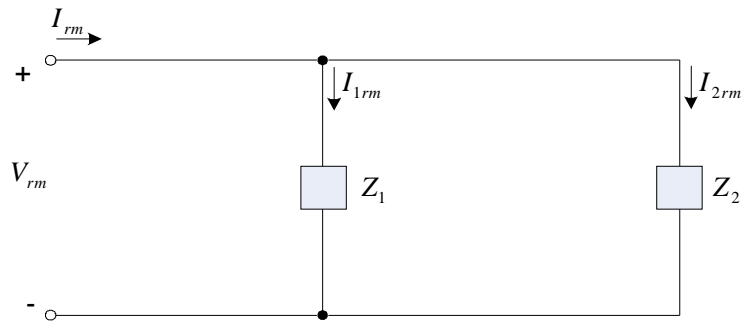


Fig 2.7.4 Carga consistente de Z_1 y Z_2 en paralelo.

Por tanto, la potencia compleja entregada por la fuente a las cargas interconectadas es la suma de la entregada a cada carga individual, y es así como la potencia compleja se conserva. Esta declaración es válida sin importar cuántas cargas individuales se tienen ni cómo están interconectadas, porque esto depende sólo de las leyes de Kirchoff y de la definición de potencia compleja. Este principio se conoce como *conservación de la potencia compleja*.

La conservación de la potencia compleja puede usarse como una forma directa de corrección del factor de potencia. Como ejemplo, consideremos el circuito de la figura 2.7.1 una vez más. La potencia compleja de la carga Z sin corregir es

$$S = P + jQ \quad \text{Ecuación 2.7.33}$$

Conectando una reactancia pura Z_1 en paralelo con Z resulta en una potencia compleja de Z_1 de

$$S_1 = jQ_1 \quad \text{Ecuación 2.7.34}$$

Por tanto, por la conservación de la potencia compleja tenemos

$$S_T = S + S_1 \quad \text{Ecuación 2.7.35}$$

$$= P + j(Q + Q_1) \quad \text{Ecuación 2.7.36}$$

Es evidente que la adición de Z_1 no afecta la potencia media P entregada a la carga. Sin embargo, sí afecta la potencia reactiva neta. Podemos, por tanto, seleccionar Q_1 para obtener nuestro factor de potencia deseado, el cual casi todas las veces será aumentado. Esto causa una reducción de corriente requerida para producir P , como ya se explicó.

[7]

Se define **factor de potencia**, f.d.p., de un circuito de corriente alterna, como la relación entre la potencia activa, P , y la potencia aparente, S , o bien como el coseno del ángulo que forman los

fasores de la intensidad y el voltaje, designándose en este caso como $\cos\phi$, siendo ϕ el valor de dicho ángulo. De acuerdo con el triángulo de potencias de la siguiente figura:

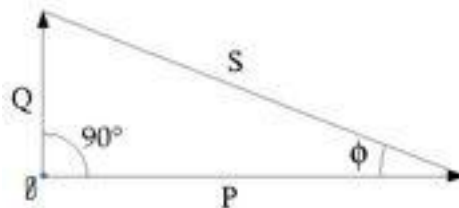


Fig. 2.7.5 Triángulo de potencias.

$$f.d.p. \equiv \cos \phi = \frac{P}{S}$$

Ecuación 2.7.37

El dispositivo utilizado para medir el f.d.p. se denomina cosímetro.

INFLUENCIA DEL TIPO DE CARGAS

El valor del f.d.p. viene determinado por el tipo de cargas conectadas en una instalación. De acuerdo con su definición, el factor de potencia es adimensional y solamente puede tomar valores entre 0 y 1. En un circuito resistivo puro recorrido por una corriente alterna, la intensidad y la tensión están en fase ($\phi=0$), esto es, cambian de polaridad en el mismo instante en cada ciclo, siendo por lo tanto el factor de potencia la unidad. Por otro lado, en un circuito reactivo puro, la intensidad y la tensión están en cuadratura ($\phi=90^\circ$) siendo nulo el valor del f.d.p.

En la práctica los circuitos no pueden ser puramente resistivos ni reactivos, observándose desfases, más o menos significativos, entre las formas de onda de la corriente y el voltaje. Así, si el f.d.p. está cercano a la unidad, se dirá que es un circuito fuertemente resistivo por lo que su f.d.p. es alto, mientras que si está cercano a cero que es fuertemente reactivo y su f.d.p. es bajo. Cuando el circuito sea de carácter inductivo, caso más común, se hablará de un f.d.p. en retraso, mientras que se dice en adelanto cuando lo es de carácter capacitivo.

Las cargas inductivas, tales como transformadores, motores de inducción y, en general, cualquier tipo de inductancia (tal como las que acompañan a las lámparas fluorescentes) generan potencia reactiva con la intensidad *retrasada* respecto a la tensión.

Las cargas capacitivas, tales como bancos de condensadores o cables enterrados, generan potencia reactiva con la intensidad *adelantada* respecto a la tensión.

MEJORA DEL FACTOR DE POTENCIA

A menudo es posible ajustar el factor de potencia de un sistema a un valor muy próximo a la unidad. Esta práctica es conocida como *mejora o corrección del factor de potencia* y se realiza

mediante la conexión a través de conmutadores, en general automáticos, de bancos de condensadores o de inductores. Por ejemplo, el efecto inductivo de las cargas de motores puede ser corregido localmente mediante la conexión de condensadores. En determinadas ocasiones pueden instalarse motores Síncronos con los que se puede inyectar potencia capacitiva o reactiva con tan solo variar la corriente de excitación del motor.

Las pérdidas de energía en las líneas de transporte de energía eléctrica aumentan con el incremento de la intensidad. Como se ha comprobado, cuanto más bajo sea el f.d.p. de una carga, se requiere más corriente para conseguir la misma cantidad de energía útil. Por tanto, como ya se ha comentado, las compañías suministradoras de electricidad, para conseguir una mayor eficiencia de su red, requieren que los usuarios, especialmente aquellos que utilizan grandes potencias, mantengan los factores de potencia de sus respectivas cargas dentro de límites especificados, estando sujetos, de lo contrario, a pagos adicionales por energía reactiva.

La mejora del factor de potencia debe ser realizada de una forma cuidadosa con objeto de mantenerlo lo más alto posible, pero sin llegar nunca a la unidad, ya que en este caso se produce el fenómeno de la resonancia que puede dar lugar a la aparición de tensiones o intensidades peligrosas para la red. Es por ello que en los casos de grandes variaciones en la composición de la carga es preferible que la corrección se realice por medios automáticos.

Supongamos una instalación de tipo inductivo cuyas potencias P, Q y S forman el triángulo de la figura 2.7.5. Si se desea mejorar el $\cos\varphi$ a otro mejor $\cos\varphi'$, sin variar la potencia activa P, se deberán conectar un banco de condensadores en paralelo a la entrada de la instalación para generar una potencia reactiva Q_c de signo contrario al de Q, para así obtener una potencia reactiva final Q_f . Analíticamente:

$$Q_c = Q - Q_f \quad \text{Ecuación 2.7.42}$$

Por un lado

$$Q = IV \sin \varphi = IV \cos \varphi \tan \varphi = P \tan \varphi \quad \text{Ecuación 2.7.43}$$

y análogamente

$$Q_f = P \tan \varphi' \quad \text{Ecuación 2.7.44}$$

Por otro lado

$$Q_c = I^2 X_c = \left(\frac{V}{X_c}\right)^2 X_c = \frac{V^2}{X_c} = V^2 \omega C \quad \text{Ecuación 2.7.45}$$

donde ω es la pulsación y C la capacidad de la batería de condensadores que permitirá la mejora del f.d.p. al valor deseado. Sustituyendo en la primera igualdad,

$$V^2 \omega C = P(\tan \varphi - \tan \varphi') \quad \text{Ecuación 2.7.46}$$

de donde

$$C = \frac{P(\tan \varphi - \tan \varphi')}{V^2 \omega}$$

Ecuación 2.7.47

COMPONENTES NO SENOIDALES

En los circuitos que tienen solamente corrientes y voltajes sinusoidales, el efecto del factor de potencia se presenta solamente como la diferencia en fase entre la corriente y el voltaje. Esto es menos conocido como "factor de potencia de desplazamiento". El concepto se puede generalizar a una distorsión total, o a un verdadero factor de potencia donde la potencia aparente incluye todos los componentes armónicos. Esto es de importancia en los sistemas de energía prácticos que contienen cargas no lineales tales como rectificadores, algunas formas de iluminación eléctrica, hornos de arco voltaico, equipos de soldadura y otros dispositivos.

Un ejemplo particularmente importante son los millones de computadores personales que típicamente incorporan fuentes de alimentación conmutadas con salidas cuyo rango de potencia va desde 150W hasta 500W. Históricamente, éstas fuentes de alimentación de muy bajo costo incorporan un simple rectificador de onda completa que conduce sólo cuando el voltaje instantáneo excede el voltaje de los capacitores de entrada. Esto conduce a razones muy altas entre las corrientes pico y promedio, lo que también lleva a una distorsión en el f.d.p. y a consideraciones posiblemente serias acerca de la fase y la carga neutral.

Agencias de regulación tales como la EC (en Estados Unidos) han establecido límites en los armónicos como un método de mejorar el f.d.p.. Disminuir el costo de los componentes ha acelerado la aceptación e implementación de dos métodos diferentes. Normalmente, esto se hace ya sea agregando un inductor en serie (llamado PFC pasivo) o con la adición de un convertidor elevador que fuerza a una onda sinusoidal (llamado PFC activo). Por ejemplo, los SMPS con PFC pasivos pueden lograr un f.d.p. de 0.7...0.75, los SMPS con PFC activo -- hasta 0.99, mientras que los SMPS sin ninguna corrección del f.d.p. tienen valores alrededor de 0.55..0.65 solamente.

Para cumplir con el estándar de corriente de los Estados Unidos EN61000-3-2 todas las fuentes conmutadas con potencia de salida mayor de 75W tienen que incluir como mínimo un PFC pasivo.

Un multímetro típico dará resultados incorrectos cuando trata de medir la corriente AC que pasa por una carga que requiera corriente no-sinusoidal y luego calcule el f.d.p. Debe usarse un multímetro con RMS verdadero para medir las corrientes y voltajes RMS reales (y por tanto la potencia aparente). Para medir la potencia real o la reactiva, debe usarse un vatímetro diseñado para trabajar adecuadamente con corrientes no sinusoidales

MEDIDOR DE FACTOR DE POTENCIA

Los medidores de factor de potencia están destinados a la medición del factor de potencia en redes monofásicas o trifásicas, con cargas uniformes o desiguales.



Fig 2.7.6 EJEMPLO DE UN MEDIDOR DEL FACTOR DE POTENCIA

MEDICION DE POTENCIA MEDIA

Un *wáttmetro* es un dispositivo que mide la potencia media entregada a una carga. Contiene una *bobina de potencial* o de *voltaje*, de alta resistencia, rotatoria, conectada en paralelo con la carga y una *bobina de corriente*, fija, de baja resistencia, conectada en serie con la carga. El dispositivo tiene cuatro terminales, un par para conectar cada bobina. En la siguiente figura se muestra una conexión típica.

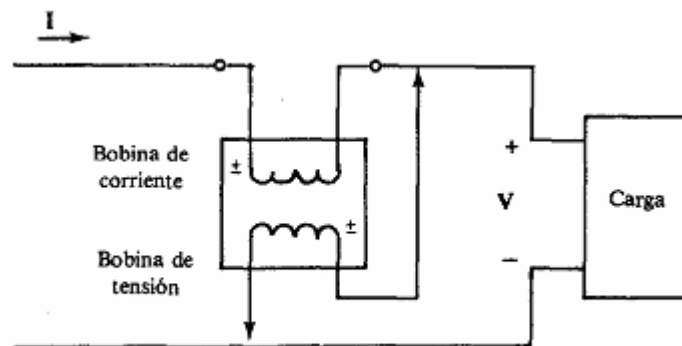


Fig 2.7.7 Conexión típica de un wáttmetro.

Vemos que la bobina de corriente responde a la corriente de la carga, en tanto que la bobina de voltaje responde al voltaje de la carga. En frecuencias de unos pocos hertz, el movimiento del medidor responde a la potencia media. Idealmente, el voltaje a través de la bobina de corriente y la corriente en la bobina de voltaje tienen valores de cero, de modo que la presencia del medidor no afecta la medición de la potencia.

Una terminal en cada una de las bobinas está marcada con +/- de modo que si la corriente entra por la terminal +/- de la bobina de corriente y la terminal +/- de la bobina de voltaje es positiva con respecto a su otra terminal, entonces el medidor da una lectura positiva. En la figura anterior, esto corresponde a la carga absorbiendo potencia. Si las conexiones de las terminales de la bobina de corriente o de la bobina de voltaje (pero no de ambas) se invierte, se obtiene una lectura negativa. La mayoría de los medidores no pueden dar lecturas negativas o hacia la parte inferior

de la escala (la manecilla simplemente reposa sobre el limitador de la parte inferior de la escala). Así tal lectura requiere que se inviertan las conexiones de una de las bobinas, usualmente de la bobina de voltaje. Invertiendo las conexiones de ambas bobinas no se afecta la lectura.

El vatímetro de la figura anterior, representado por el rectángulo y las dos bobinas, está conectado para leer

$$\mathbf{P} = |\mathbf{V}| \cdot |\mathbf{I}| \cos \mathbf{q} \qquad \text{Ecuación 2.7.48}$$

donde \mathbf{V} e \mathbf{I} son los que se indican y \mathbf{q} es el ángulo entre \mathbf{V} e \mathbf{I} (o en forma equivalente, el ángulo de la impedancia de carga). Esta, por supuesto, es la potencia entregada a la carga.

Se dispone de otros tipos de medidores para medir la potencia aparente y la potencia reactiva. Un medidor de *potencia aparente* o *voltampérmetro* simplemente mide el producto de la corriente rms y el voltaje rms. El *vármetro*, por otra parte, mide la potencia reactiva.[7]

3 CAPÍTULO III PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA (Y SOLUCIONES)

POSIBLES

3.1 REQUERIMIENTOS

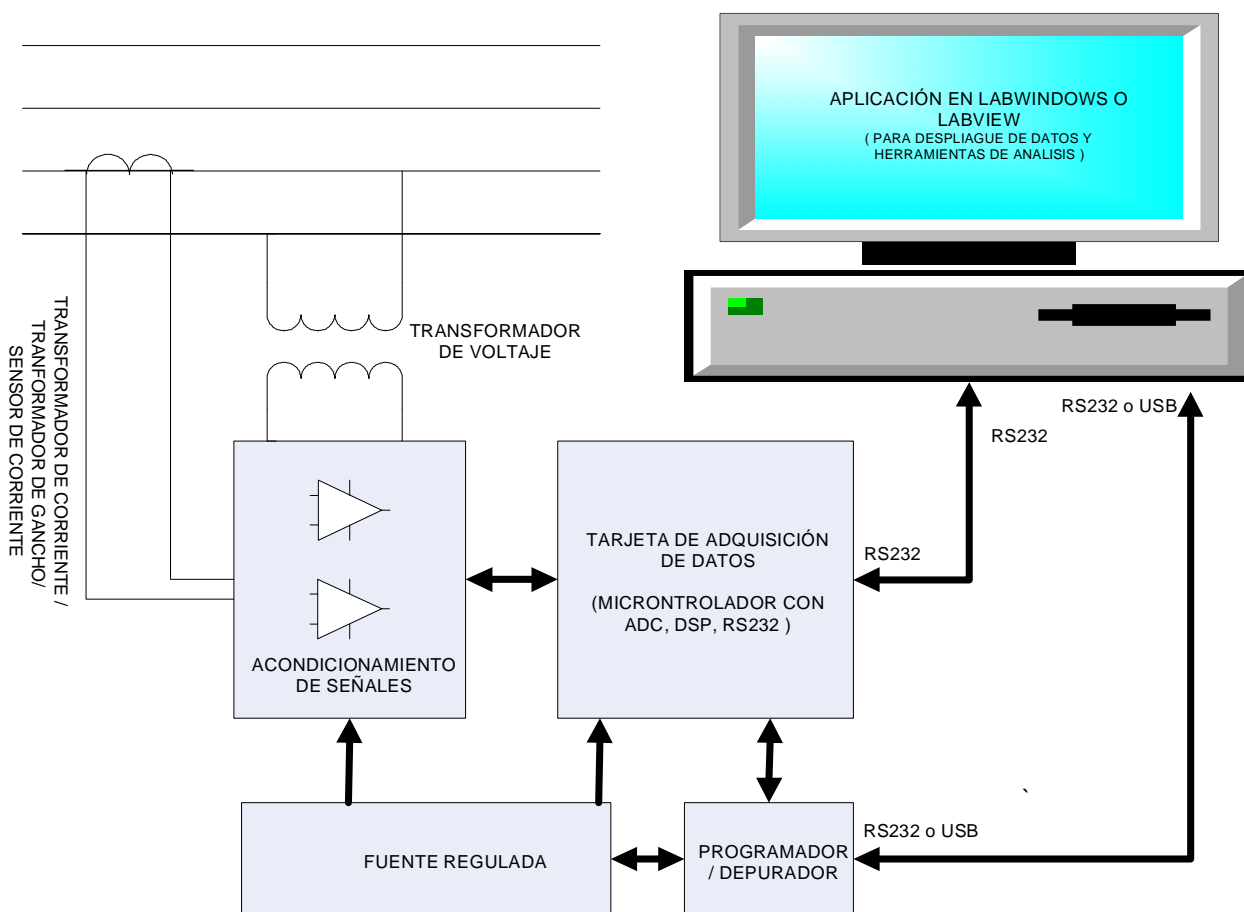
Se requiere construir un sistema de electrónico medición que permita monitorear las características eléctricas de las líneas de energía residencial usando algún microcontrolador del cual exista una tarjeta desarrollo para facilitar la implementación. El sistema deberá enviar las mediciones a una computadora personal desde la cual se puedan analizar los datos usando un programa de aplicación para ambiente MS WINDOWS.

Los parámetros a medir son los siguientes:

- § Voltaje RMS
- § Corriente RMS
- § Distorsión armónica total de corriente y voltaje
- § Gráficas de corriente instantáneo, voltaje instantáneo, y composición armónica
- § Factor de potencia

3.2 DIAGRAMA A BLOQUES

En base a los requerimientos descritos se propone el siguiente diagrama a bloques:



3.3 *SENSORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE ALTERNA*

Se optó por usar transformadores como sensores de corriente y voltaje para tener un aislamiento eléctrico entre la línea de corriente alterna y el sistema electrónico.

3.3.1 *SENSOR DE VOLTAJE:*

Se seleccionó un transformador reductor de voltaje comercial marca Steren modelo TR06-500, que opera con una entrada de 127 V RMS de CA a 60 HZ con una capacidad de corriente de salida de 500 mA a 6 VCA , y derivación central.

3.3.2 *SENSOR DE CORRIENTE*

Se seleccionó una punta de prueba de corriente tipo gancho marca BEL MERIT, modelo AP250 la cual entrega 1mV RMS de voltaje por cada ampere de corriente sensado. Además soporta 1000A máximos con un voltaje de salida máximo de 1 VAC.

3.4 *MÓDULO DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES*

3.4.1 *ACONDICIONADOR DE VOLTAJE*

El transformador seleccionado tiene una derivación central en la cual entrega voltaje típico de 3.4 VAC (4.8 VPP) cuando la señal de entrada es 127VAC (relación de transformación 37:1)

Se propuso el siguiente circuito con amplificadores operacionales para convertir la señal de salida del transformador a una señal de DC con componente alterno (señal alterna montada en un nivel de DC) usando valores típicos para las resistencias

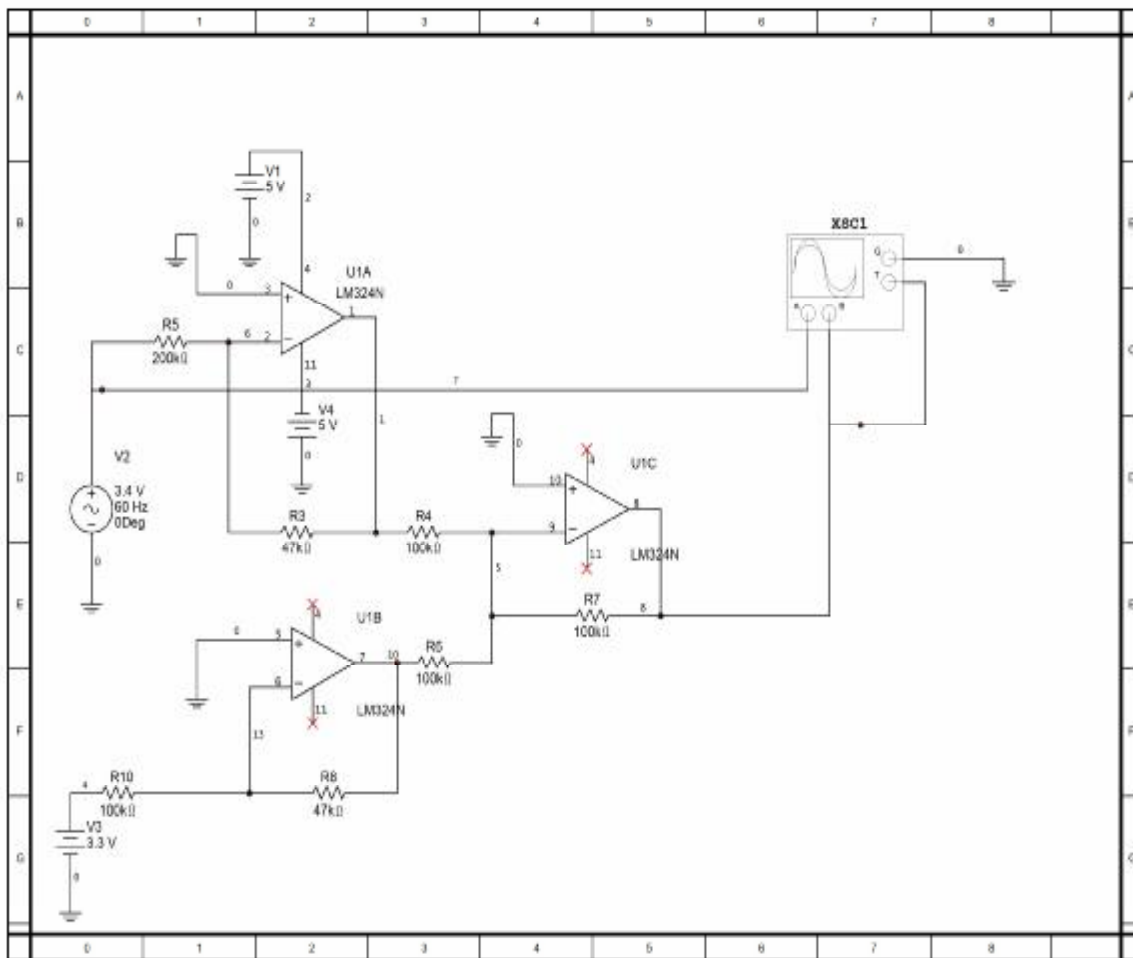


Figura 3.4.1.1 Simulación del acondicionador de señal de voltaje

El circuito se simuló en Electronic Workbench Multisim 8 y se obtuvo el siguiente resultado:

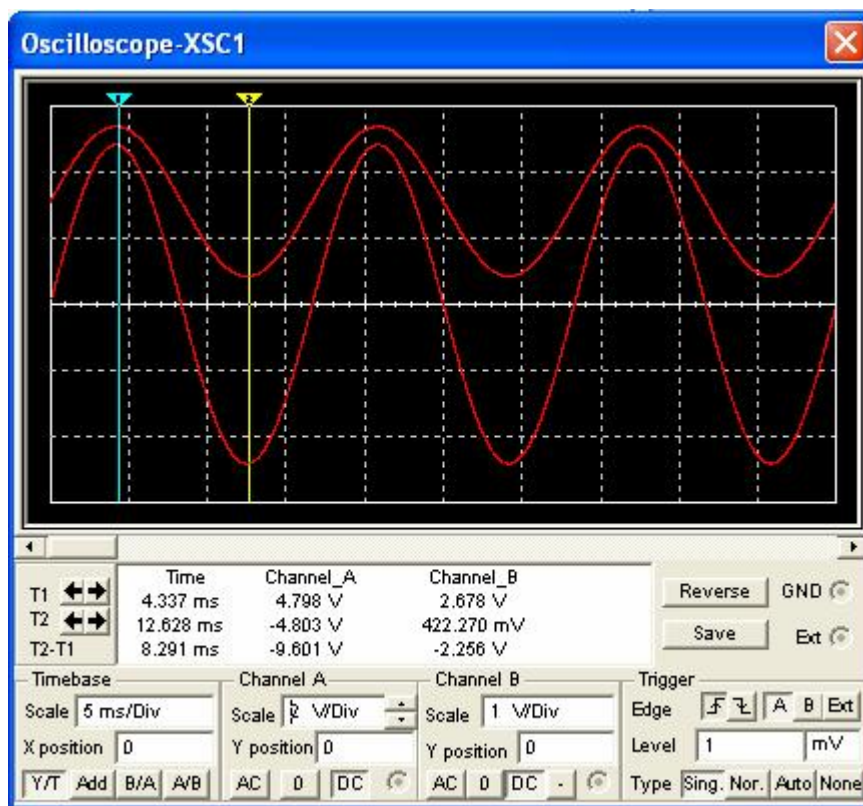


Figura 3.4.1.2 Simulación del acondicionador de señal de voltaje

En la figura anterior, T1 representa la señal de entrada al circuito de acondicionamiento, y T2 representa la señal salida, la cual tiene el comportamiento esperado.

En la implementación se tomó la decisión de reemplazar las resistencias R3 y R8 por potenciómetros para poder ajustar el nivel voltaje pico-pico a 2.5 VPP y el nivel de DC de la señal de salida a 1.5 VDC, cuando la entrada de voltaje es la línea de AC, (típicamente 127 VAC).

3.4.2 ACONDICIONADOR DE CORRIENTE

Se propuso un circuito similar al acondicionador de voltaje, y se simuló igualmente en Electronic Workbench Multisim 8. Ver el esquemático completo en el apéndice anexo.

3.5 MICROCONTROLADOR Y TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Se requiere una tarjeta de adquisición de datos que incluya un microcontrolador con ADCs, de 10 ó 12 bits de resolución y bus serial para transferir datos a la PC. Para futuras implementaciones es deseable que incluya un reloj de tiempo real para cálculo de consumo de energía, así como funciones de DSP para realizar el cálculo de operaciones como la transformada rápida de Fourier, para la estimación de armónicas en el mismo módulo de adquisición.

En el mercado se encontraron los siguientes sistemas de desarrollo que cumplen con los requerimientos para esta aplicación:

- § Freescale: Freescale vende el kit 56F8300 DEVELOPERS START MC56F8300DSK por 89 dólares el cual incluye una tarjeta de desarrollo, una fuente de poder, una licencia de Codewarrior limitada .
- § Texas Instruments: Ofrece el kit de desarrollo LF2401A eZdsp DSK para el microcontrolador con DSP de 16 bits TMS320LF2401A. Incluye el ambiente de desarrollo Code Composer por un precio de 595 dólares.
- § Microchip: Ofrece una tarjeta de desarrollo EXPLORER 16 , la cual incluye un DSPIC33 que es un microcontrolador de 16 bits con funciones de DSP. El kit de desarrollo incluye el compilador de C. El programador que se puede usar con esta solución es el ICD2 de Microchip. El costo de estas 2 herramientas es de 300 Dlls.

Finalmente se escogió la tarjeta de desarrollo EXPLORER 16 de Microchip la cual incluye el DSPIC33FJ256GP710-I, debido a que esta solución incluye un Compilador C, el cual no limita el tamaño de memoria de programa del usuario, y solo desactiva las opciones de optimización de código después de 2 meses, cuando expira la licencia. Además, la herramienta de programación ICD2 y el compilador de C están integrados de tal manera que permiten usar estas herramientas con la mayoría de los microcontroladores PICs de 8 y 16 bits de Microchip, en comparación con las demás plataformas.

3.5.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL DSC dsPIC33FJ256GP710

A continuación se mencionan las características más relevantes del circuito integrado dsPIC33FJ256GP710

1. Rango de operación:
 - a. DC – 40 MHZ (40 MIPS @ 3.0~3.6 V -40° C ~85° C)
2. Unidad de procesamiento DSC
 - a. Arquitectura Harvard modificada
 - b. Conjunto de de instrucciones optimizadas en compilador C
 - c. Datos de 16 bits
 - d. Instrucciones de datos de 24 bits
 - e. Memoria de programa con 4M instrucciones de direccionamiento
 - f. Memoria de datos de 64 KBytes
 - g. 83 instrucciones base, en su mayoría de un ciclo de instrucción de palabra
 - h. 2 acumuladores de 40 bits con opciones de redondeo y saturación
 - i. Modos de direccionamiento flexibles y potentes tipo indirecto, módulo y bit invertido
 - j. Pila de software
 - k. Multiplicaciones de 16x16 bits enteras/fraccionales
 - l. Divisiones de 32/16 y 16/16 bits
 - m. Multiplicación - suma de un solo ciclo
 - n. Corrimientos de hasta +/- 16 bits, para datos de hasta 40 bits de longitud.

3. Acceso Directo a memoria (DMA)
 - a. DMA de 8 canales en hardware
 - b. Transferencia de datos entre la RAM y un periférico mientras el CPU esta procesando código.
 - c. Memoria de respaldo de 2 KB para datos transferidos por medio de DMA
 - d. La mayoría de los periféricos soportan DMA
4. Controlador de interrupciones
 - a. Tiempo de operación de 5 ciclos
 - b. 117 vectores de interrupciones
 - c. 67 fuentes de interrupción, 5 interrupciones externas
 - d. 7 niveles de prioridad programables
 - e. 5 excepciones de procesador
5. Puertos de E/S
 - a. 85 pines de E/S digitales programables
 - b. Función de despertador en 24 pines
 - c. Soportan hasta 5 VDC
 - d. 4 mA de drenado ó fuente
6. RAM y Flash
 - a. Memoria de programa de hasta 256Kbytes
 - b. SRAM de datos de hasta 30Kbytes, incluyendo 2Kbytes de memoria de DMA
7. Manejo del Sistema
 - a. Opciones de reloj flexibles :
 - i. Reloj externo, cristal, resonador, resonador interno RC
 - ii. PLL integrado (phase lock loop ó bucle de fase amarrada)
 - b. Temporizador de encendido
 - c. Temporizador de arranque.
 - d. Temporizador tipo perro guardián (watchdog)
 - e. Monitor de falla en reloj
 - f. Varias fuentes de reset
8. Manejo de Energía
 - a. Regulador de voltaje de 2.5VDC
 - b. Intercambio en tiempo real para fuentes de reloj
 - c. Modos de bajo consumo de energía con tiempos cortos de despertador
9. Convertidores Análogo Digitales
 - a. 2 ADC de 10 o 12 bits
 - b. Velocidad de conversión de 2.2MSPS a 10 bits ó 1 MSPS a 12 bits
 - c. 32 canales
 - d. Conversión es posible en estado de bajo consumo (sleep ó dormir).

[10]

3.5.2 TARJETA DE DESAROLLO EXPLORER 16

La figura 3.5.2.1 muestra las partes que integran la tarjeta de desarrollo EXPLORER 16

1. Conector para módulo PIM de 100 pines que es compatible con todos módulos PIM de Microchip para los dispositivos PIC24F/24H/dsPIC33F
2. Entrada de 9 VDC

3. Indicador de energía
4. Puerto RS232
5. Sensor de temperatura análogo
6. Puerto USB para comunicaciones y programación / depuración de dispositivos
7. Conector estándar de 6 cables ICD para conectar a un sistema de depuración/ programación MPLAB ICD 2
8. Interruptor de selección del módulo PIN instalado
9. LCD de 2 líneas 16 caracteres
10. Espacio en tarjeta para instalar un LCD gráfico
11. Botones de RESET y funciones definidas por el usuario
12. Potenciómetro para entrada análoga
13. 8 indicadores luminosos
14. Multiplexores de puerto serial
15. EEPROM serial
16. Cristales independientes de precisión para el microcontrolador (8MHZ) y Reloj de tiempo real (32.768 KHz)
17. Espacio para ensamble de circuitos del usuario
18. Base para tarjeta PCTAIL Plus
19. Interfase de 6 pines para programador PICKit2
20. Espacio para instalar conector JTAG

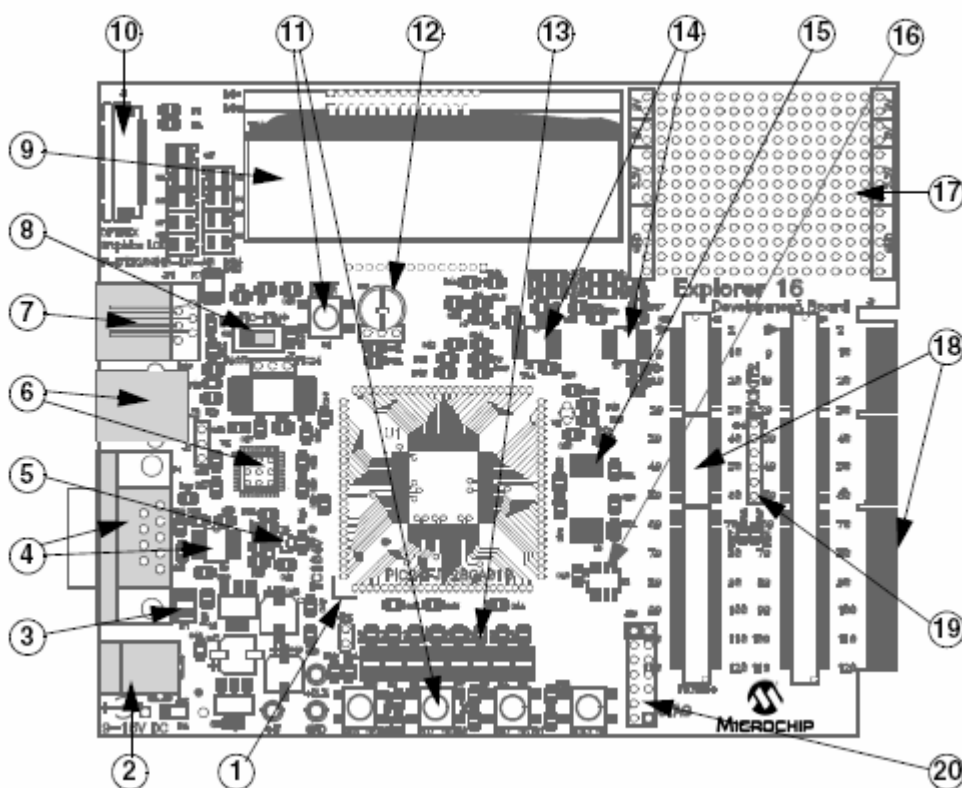


Fig 3.5.2.1 Tarjeta de desarrollo Explorer 16

4 CAPITULO IV IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS

4.1 SISTEMA DE DESARROLLO

En la siguiente figura se muestran los componentes del sistema de desarrollo:

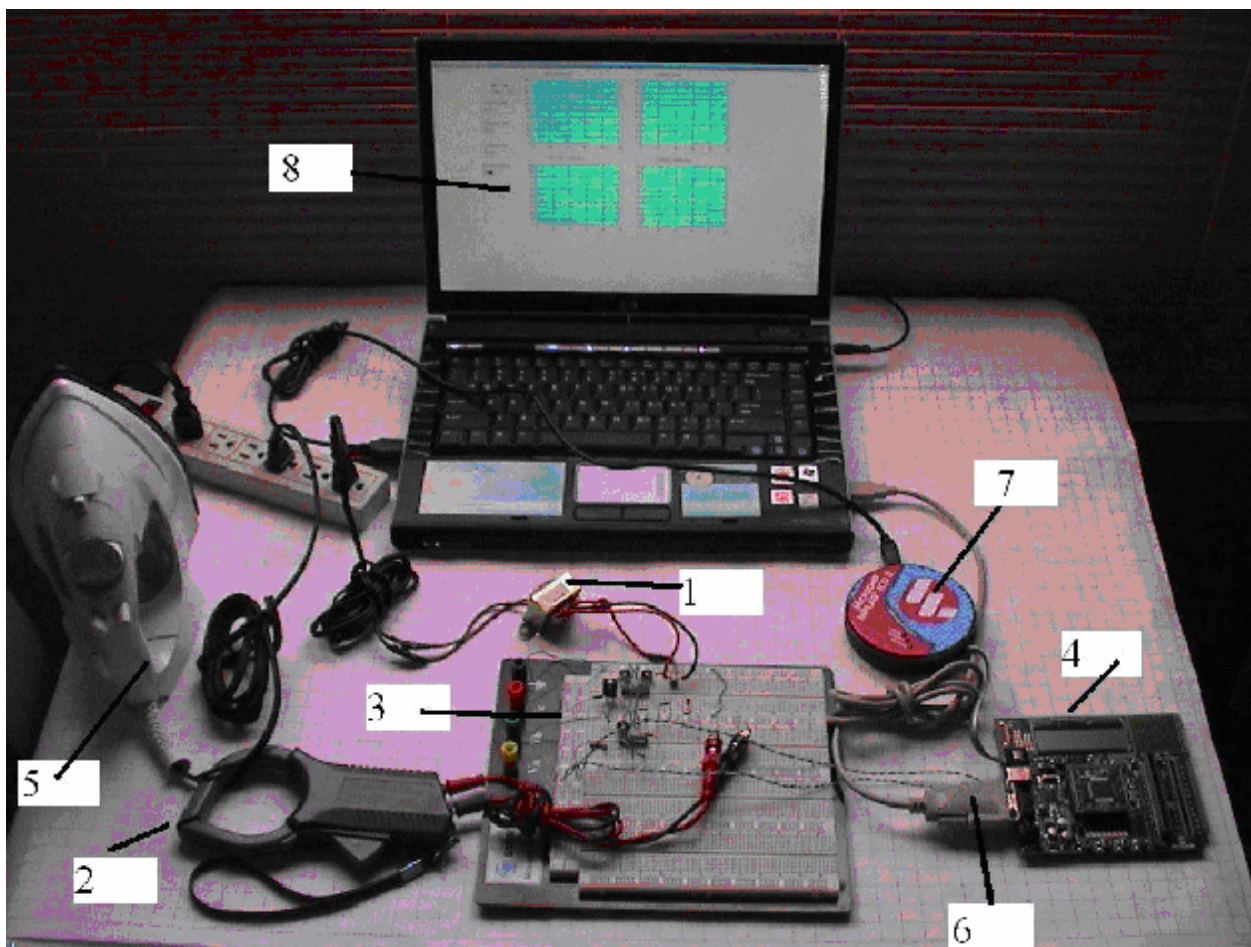


Figura 4.1.1 Componentes del sistema de desarrollo

1. Transformador de voltaje Steren TR06-500
2. Transformador de corriente BELMERIT AP250
3. Circuito de Acondicionamiento de señales
4. Tarjeta de desarrollo Explorer 16 de Microchip
5. Plancha (carga de prueba) y Motor de AC (no aparece en foto)
6. Puerto serial para PC
7. Programador / depurador ICD2 de Microchip
8. PC corriendo el programa de análisis

4.2 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

El acondicionador de voltaje se conectó a la línea de AC y se ajustó para tener una señal de salida con un nivel de DC = 1.5, con un voltaje pico a pico de 2.5 VDC

El acondicionador de corriente se ajustó de la misma manera que el acondicionador de voltaje.

4.3 PROGRAMA PARA LA TARJETA DE DESARROLLO (FIRMWARE)

El programa fue desarrollado en el ambiente MPLAB IDE 7.5 que incluye el compilador de C para microcontroladores DSPIC33

El software realizado para la tarjeta de desarrollo permite enviar datos hexadecimales al puerto serial de la tarjeta. La configuración de los periféricos de la tarjeta se menciona a continuación:

- Reloj PLL con oscilador de 40 MHz
- Lectura Analógica digital:
 - ADC1
 - Canal 0
 - Entradas analógicas AN4 y AN5
 - Resolución 10 bits
- Puerto serial
 - UART2
 - 9600 bps, paridad ninguna, bits de paro 1
- Puertos de entrada habilitados para detectar el cruce por cero del voltaje y corriente
 - INT1
 - INT2

El código fuente y diagrama de flujo se incluye en el anexo.

4.4 PROGRAMA PARA AMBIENTE WINDOWS

El programa fue realizado en Labwindows CVI versión 5.5. El listado se muestra en el anexo

El programa corre en una PC con las siguientes características:

- § Windows XP
- § 256MB de RAM
- § Espacio libre de disco duro de 20MB
- § Puerto serial con la siguiente configuración

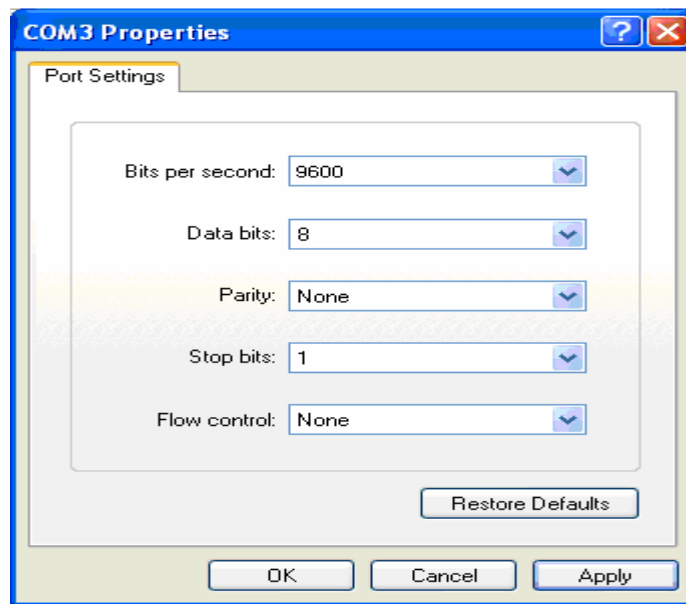


Figura 4.4.1 Configuración del puerto serial

A continuación se muestra la pantalla del programa desarrollado.

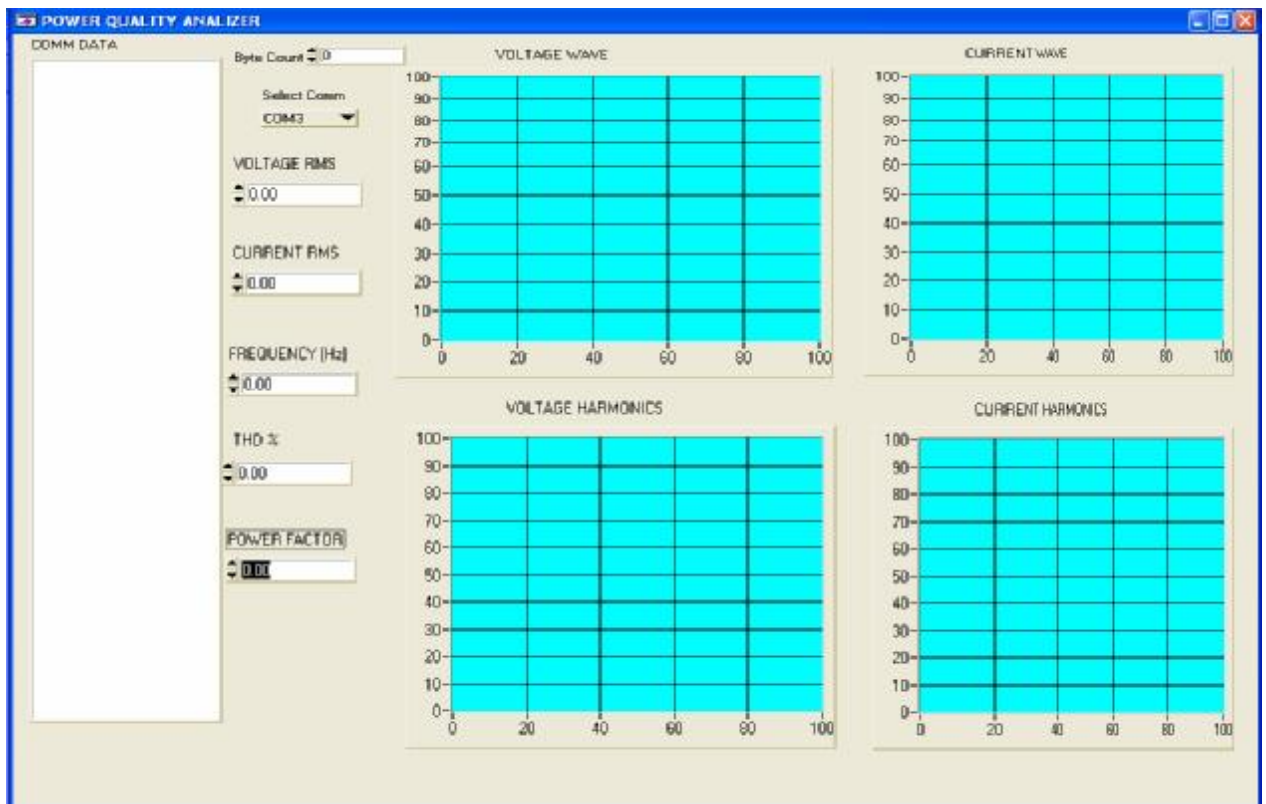


Figura 4.4.2 Pantalla del programa para ambiente Windows.

El programa despliega en gráficas los datos capturados por el puerto serial.

5 CONCLUSIONES

El sistema de medición propuesto se implementó de manera parcial ya que quedó pendiente la integración de las 3 etapas en que se dividió: 1) Acondicionamiento de señales 2) Adquisición de datos (conversión analógica- digital) , 3) Análisis de datos en la PC

En cada etapa implementada se requieren modificaciones para poder integrar el sistema de medición completo

En el presente trabajo se logró proponer un diseño para el sistema de medición requerido, con lo cual se cumple el objetivo de la presente tesina.

El presente trabajo permitió explorar las etapas de un sistema electrónico de medición de parámetros eléctricos de líneas residenciales monofásicas.

El sistema de medición propuesto es compacto , y al ser electrónico es más versátil que los sistemas de medición electromecánicos.

Las etapas de software y hardware desarrolladas en el presente trabajo pueden ser utilizadas como plataforma para trabajos futuros en los que se requieran resolver problemas de control electrónico relacionados con la línea de energía residencial.

El sistema se puede escalar para hacer mediciones trifásicas con las modificaciones pertinentes.

6 BIBLIOGRAFÍA

[1]

OGATA, KATSUSHIKO,
“Ingeniería de Control Moderno”
4a Edición, 2005
Prentice Hall
ISBN 84-205-3678-4

[2]

PAUL HOROWITZ / WINFIELD HILL
”The Art of electronics”
SECOND EDITION
2a Edición 2006
Cambridge University Press
ISBN 13 978-0-521-37095-0

[3]

EMMANUEL C. IFEACHOR/ BARRIE W. JERVIS
“Digital signal Processing”
2a edición, 2002
Prentice Hall
ISBN 0201-59619-9

[4]

ROBERT F COUGHLIN/FRIEDERICK F. DRISCOLL
“Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales”
4a Edición
Prentice Hall
ISBN 968-880-284-0

[5]

STEVEN C CHAPRA/ RAYMOND P. CANALE
“Métodos Numéricos para Ingenieros”
Tercera Edición, 2001
Mac Graw Hill
ISBN 970-10-2008-1

[6]

Sandip Chattopadhyay
Application Note AN939 “Designing Energy Meters with the PIC16F873A”
Rev 2005 DS00939A
Microchip Technology Inc.

[7]

David E Johnson/ John L. Hilburn
“Análisis básicos de circuitos eléctricos”
Cuarta Edición 1991
Prentice Hall

ISBN 968-880-229-8

[8]

Muhammad H. Rashid
“Electrónica de potencia , circuitos dispositivos y aplicaciones”
Segunda Edición
Prentice Hall
ISBN 968-880-586-6

[9]

“Explorer 16 Development Board User’s Guide DS51589A”
Microchip Technology 2005

[10]

“ DSPIC33F Family Data Sheet , High Performance , 16 bit Digital Signal Controllers”
Microchip Technology 2005.

[11]

Application Note AN1965 “ Designing Indirect Power Factor Correction Using 56F800/E”
Microchip Technology 2005.

[12]

Ronald J. Tocci
“Sistemas Digitales, Principios y aplicaciones”
5a edición.
Prentice Hall
ISBN 968-880-219-0

[13]

ROBERT L. BOYLESTAD / LOUIS NASHELSKY
“Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos”
8a edición.
Editorial Pearson Educación
ISBN 970-26-0436-2

[14]

“POWER COST MONITOR USER MANUAL”
Blue Line Innovations Inc.

[15]

“Microcontrollers and Digital Signal Controllers 16 Catalog”
Microchip Technology Inc , 2007 , DC01032C

7 APÉNDICE

7.1 ESQUEMÁTICO:

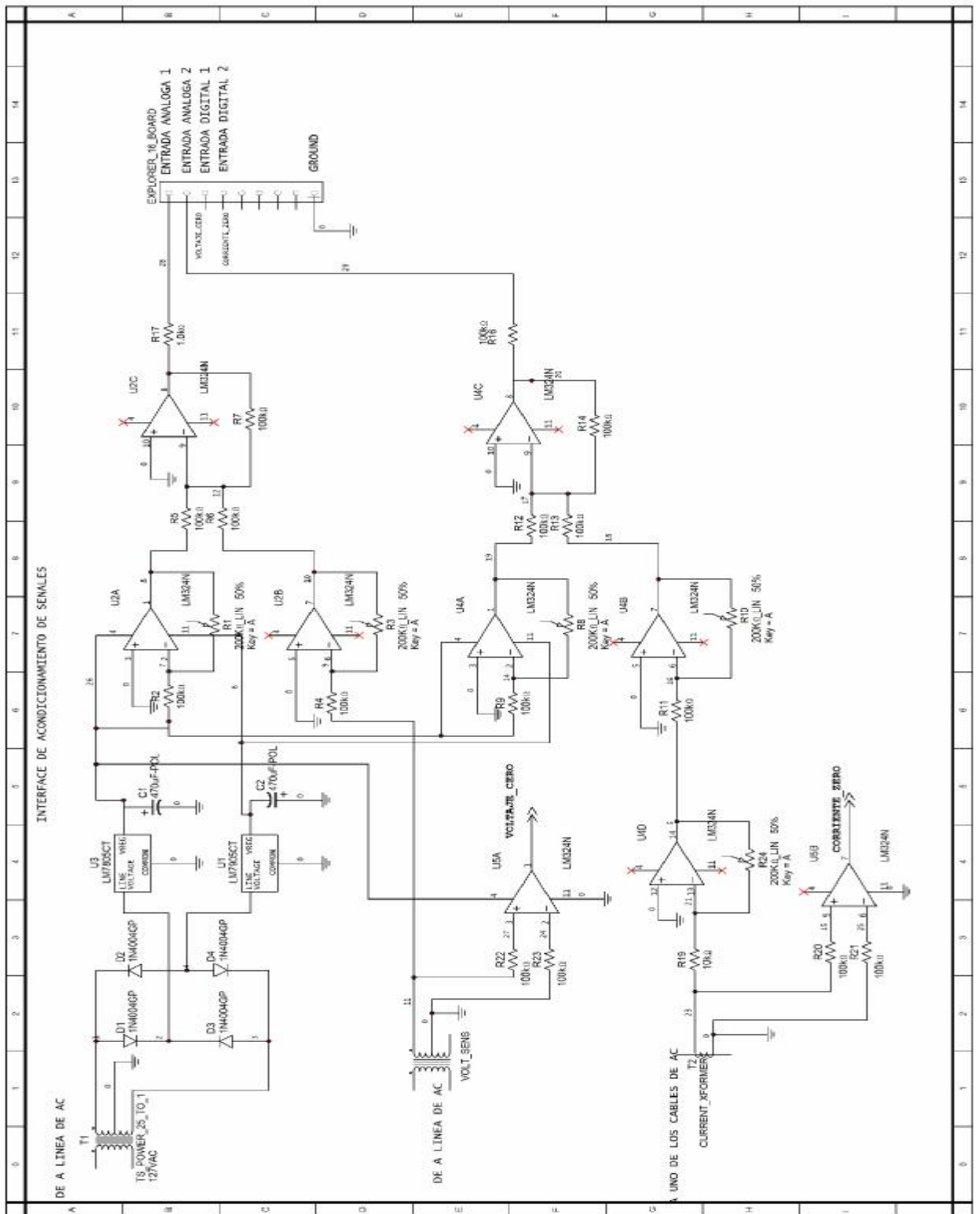


Figura 7.1.1 Esquemático del sistema de medición.

7.2 APLICACIÓN PARA WINDOWS

El proyecto esta formado por los siguientes archivos:

- § ADCMONITOR.C: Contiene el código desarrollado para la aplicación
- § ADCMONITOR.UIR: Contiene la interface gráfica.
- § ADCMONITOR.H: Archivo generador por Labwindows
- § ADCMONITOR.PRJ: Es el archivo proyecto

7.2.1 CÓDIGO: ADC MONITOR.C

```
#include <rs232.h>
#include <ansi_c.h>
#include <cvirte.h>
#include <userint.h>
#include "ADCuir.h"
static int panel;
void SearchComms(void);
void PlotWords(void);

int UserCom,value,ComSize;

unsigned char GlobalBuffer[10000];
int main (int argc, char *argv[])
{
    if (InitCVIRTE (0, argv, 0) == 0)
        return -1; /* out of memory */
    if ((panel = LoadPanel (0, "ADCuir.uir", PANEL)) < 0)
        return -1;
    SearchComms();

    DisplayPanel (panel);
    RunUserInterface ();
    DiscardPanel (panel);
    return 0;
}

int CVICALLBACK CVIMainPanel (int panel, int event, void *callbackData,
int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_GOT_FOCUS:
            break;
        case EVENT_LOST_FOCUS:
            break;
        case EVENT_CLOSE:
            QuitUserInterface (0);
            break;
    }
    return 0;
}

int RawData[1000];
void SearchComms(void)
{
    int SysCommHandle,status;
    char buffer[100];
    int com,comcount=0;
    for (com=1;com<=10;com++)
    {
        status = OpenComConfig (com, NULL, 9600, 0, 8, 1, 4096, 4096);
        if ( status == 0)
            { sprintf(buffer,"COM%i",com);
              InsertListItem (panel, PANEL_COMS, -1, buffer, com);
              comcount++;
              FlushInQ(comcount);
            }
    }
    if (comcount==0)
        { MessagePopup("No Comm Found","The application can not run");
          QuitUserInterface(0);
        }
}

int CVICALLBACK CVISelectComm (int panel, int control, int event,
void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
```



```

        {
        case EVENT_COMMIT:
            GetCtrlVal(panel,PANEL_COMS,&value);
            UserCom = value;
            SetCtrlAttribute (panel, PANEL_TIMER, ATTR_ENABLED, 1);
            break;
        }
        return 0;
    }
}

// Recovers RS232 Buffer.
void RefreshTimer(void)
{
    int size,counter;

    size = GetInQLen (UserCom);
    if (size > 4096 ) {MessagePopup("Buffer Small", "You will Lose Bytes"); }
    for (counter =0;counter<size; counter++)
    {
        GlobalBuffer[ counter ] = ComRdByte (UserCom);

    }
    GlobalBuffer[size]='\0';
    SetCtrlVal(panel,PANEL_COMDATA, GlobalBuffer);
    ComSize = size;
    PlotWords();
    if(size>0)
    {
        SetCtrlVal(panel,PANEL_BYTECOUNT, size);
    }
}

unsigned int ADCWords[4096]; // supports ever size
/*
void PlotWords(void)
{
    int counter;
    for (counter =0;counter<ComSize/2; counter+=2)
    {
        ADCWords[ counter ] = GlobalBuffer[ counter ];
        ADCWords[ counter ] = (ADCWords[ counter ]<<8) | GlobalBuffer[counter+1] ;
    }
    PlotWaveform (panel, PANEL_VOLTAGEWAVE, ADCWords, ComSize, VAL_INTEGER, 1.0, 0.0, 0.0, 1.0, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE,
        VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
}

*/
void PlotWords(void)
{
    int counter;

    for (counter =0;counter<ComSize; counter++)
    {
        ADCWords[ counter ] = GlobalBuffer[ counter ];
        // ADCWords[ counter ] = (ADCWords[ counter ]<<8) | GlobalBuffer[counter+1] ;
    }
    PlotWaveform (panel, PANEL_VOLTAGEWAVE, ADCWords, ComSize, VAL_INTEGER, 1.0, 0.0, 0.0, 1.0, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE,
        VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
}

int CVICALLBACK CVTimer (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_TIMER_TICK:
            RefreshTimer();
            break;
    }
    return 0;
}

double Values [300];
int MAXSAMPLES = 300;

// Calculates RMS values for voltage and current.
double RMS_Calculator(double *Values, double samples)
{
    int count;
    double RMS =0;

    for (count =0; count<samples & count<MAXSAMPLES; count++)
    {
        RMS += pow ( Values[count] ,2);
    }

    RMS =sqrt ( RMS /samples );
    return RMS;
}

// Uses ADC sample rate and number of samples to calculate Frequency
double ADCSamplingPeriod ;
double FrequencyCalculator(double ADCSamplingPeriod,int samples )
{
    double period,Frequency;
    period = ADCSamplingPeriod * (double) samples;
    Frequency = 1/ period;
    return Frequency;
}

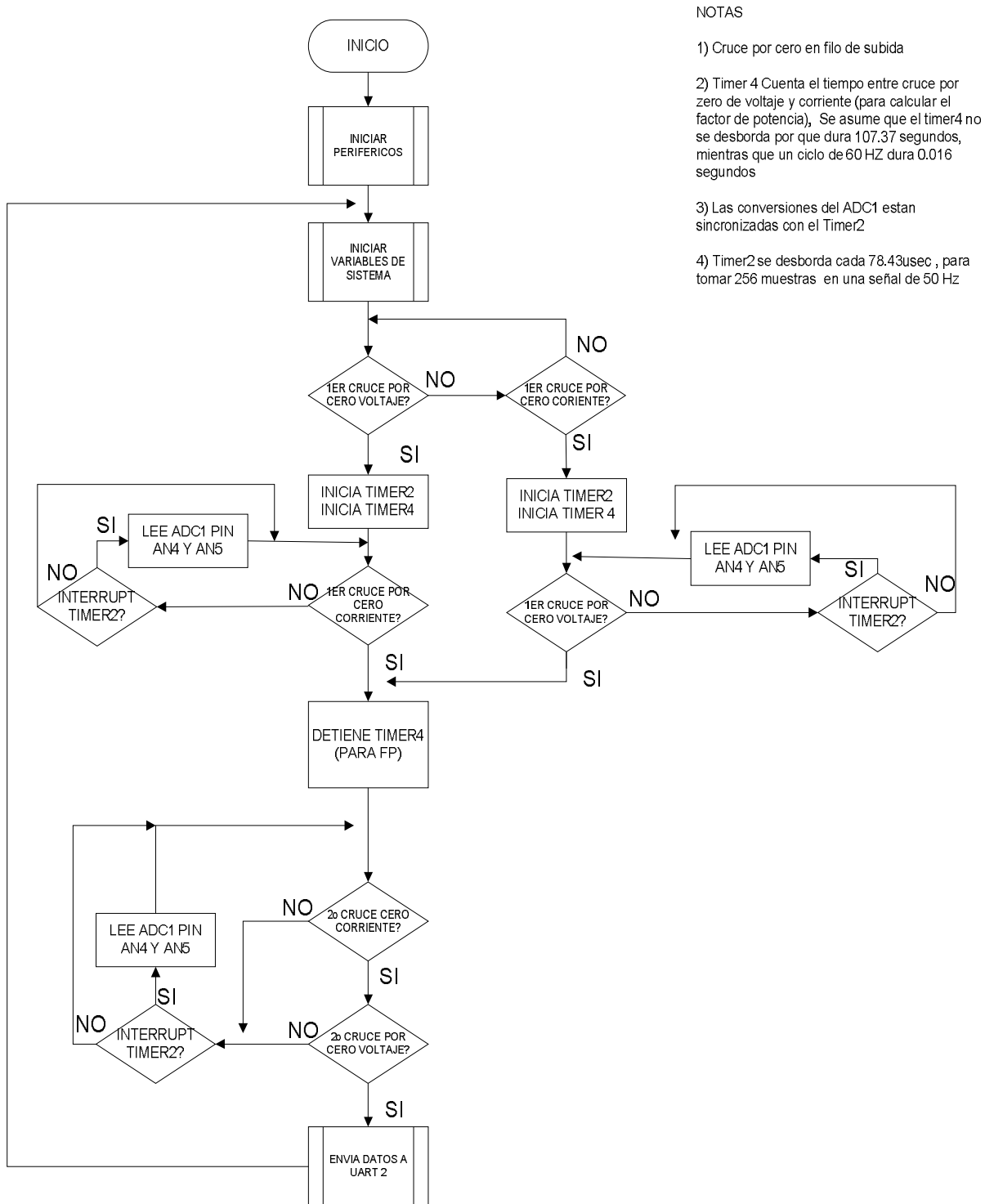
//1) THD = (V2^2+V3^2+V4^2+...VN^2)/(V1^2)
//2) THD = (P2+P3+P4+...+PN)/P1

```

```
//3) THD = sqrt(V2^2+V3^2+V4^2+...VN^2)/V1  
  
double THD(double *harmonics ,int points)  
{ double thd=0;  
  int count;  
    for (count=0 ; count<points; count++)  
      {  
        thd = harmonics[count];  
      }  
  thd = thd /points ;  
  return thd;  
}
```

7.3 DIAGRAMA DE FLUJO Y CÓDIGO PARA DSPIC33FJ256-710

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA PARA MICROCONTROLADOR DSPIC33FJ256GP710



NOTAS

- 1) Cruce por cero en filo de subida
- 2) Timer 4 Cuenta el tiempo entre cruce por zero de voltaje y corriente (para calcular el factor de potencia), Se asume que el timer4 no se desborda por que dura 107.37 segundos, mientras que un ciclo de 60 HZ dura 0.016 segundos
- 3) Las conversiones del ADC1 estan sincronizadas con el Timer2
- 4) Timer2 se desborda cada 78.43usec , para tomar 256 muestras en una señal de 50 Hz

Figura 7.3.1 Diagrama de Flujo para sistema de microcontrolador DSPIC33FJ256-710

CÓDIGO FUENTE:

```
#include "p33FJ256GP710.h"

#define FCY 4000000
#define BAUDRATE 9600
#define BRGVAL ((FCY/BAUDRATE)/16)-1
#define VOLT_DISABLED 0x00
#define VOLT_STARTED 0x01
#define VOLT_STOPPED 0x02
#define CURR_DISABLED 0
#define CURR_STARTED 1
#define CURR_STOPPED 2

#define NONE_FIRST 0
#define VOLTAGE_FIRST 1
#define CURRENT_FIRST 2
#define READ_ADC 1
#define STOP_ADC 0
#define YES 1
#define NO 0

_FOSCSEL(FNOSC_PRIPLL); // Primary (XT, HS, EC) Oscillator with PLL
_FOSC(FCKSM_CSDCMD & OSCIOFNC_OFF & POSCMD_XT); // Clock Switching and Fail Safe Clock Monitor is disabled
_FWDT(FWDTEN_OFF); // Watchdog Timer Enabled/disabled by user software

// (LPRC can be disabled by clearing SWDTEN bit in RCON register)

void InitOscillator(void);
void InitTimer2(void);
void InitExternalInt1(void);
void InitExternalInt2(void);
void InitADC(void);
void InitUart(void);
void SendToUart(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _U2TXInterrupt(void);
void GetADC1_AN4(void);
void GetADC1_AN5(void);
void TakeSignalSample(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _INT1Interrupt(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _INT2Interrupt(void);
volatile int temp;
int adc_lcd_update, ADCValue;
int SampleCount = 0; // AN4Count = 0, AN5Count = 0;
int Timer2flag = 0;
int VoltStatus = VOLT_DISABLED, CurrStatus = CURR_DISABLED;
int Phase = NONE_FIRST;
int DoIReadADC = 0;
int FirstVoltageCount = 0;
int LastVoltageCount = 0;
int FirstCurrentCount = 0;
int LastCurrentCount = 0;
int SamplingDone = 0;
int SamplingCounter = 0;

int VoltageData[600];
int CurrentData[600];
char buffer[10];

int main(void)
{ int counter;

  InitOscillator();
  InitTimer2();
  InitExternalInt1();
  InitExternalInt2();
  InitADC();
  InitUart();

  /* set LEDs (D3-D10/RA0-RA7) drive state low */
  LATA = 0xFF00;
  /* set LED pins (D3-D10/RA0-RA7) as outputs */
  TRISA = 0xFF00;
  PORTA = PORTA|0x00FF;
  PORTA = PORTA&0xFF00;
  VoltStatus = VOLT_DISABLED;
  CurrStatus = CURR_DISABLED;
  LastVoltageCount = 0;
  LastCurrentCount = 0;

//TESTUART

//init
U2MODEbits.STSEL = 0; // 1-stop bit
U2MODEbits.PDSEL = 0; // No Parity, 8-data bits
U2MODEbits.ABAUD = 0; // Autobaud Disabled
U2MODEbits.BRGH = 0; // Low Speed mode
U2BRG = BRGVAL; // BAUD Rate Setting for 9600
U2STAbits.UTXISEL0 = 1; // Interrupt when all transmit is complete
U2STAbits.UTXISEL1 = 0; //
IEC1bits.U2TXIE = 1; // Enable UART Tx interrupt
U2MODEbits.UARTEN = 1; // Enable UART
U2STAbits.UTXEN = 1; // Enable UART Tx
// 33 ~ 126
```

```

for(counter=0;counter<4160;counter++)
{ Nop();
}

strcpy (buffer," VOLT ");//4 DUMMY CHARS
for (counter =0;counter<8;counter++)
{
    U2TXREG = (unsigned char) buffer [counter];
    while(U2STAbits.UTXBF == 1 ); // WAIT BYTE TRANSMIT TO SHIFT REGISTER
}
for (counter =0;counter<256;counter++)
{
    U2TXREG = (unsigned char)counter;
    while(U2STAbits.UTXBF == 1 ); // WAIT BYTE TRANSMIT TO SHIFT REGISTER
}
strcpy (buffer," END ");//4 DUMMY CHARS
for (counter =0;counter<8;counter++)
{
    U2TXREG = (unsigned char) buffer [counter];
    while(U2STAbits.UTXBF == 1 ); // WAIT BYTE TRANSMIT TO SHIFT REGISTER
}

for (counter =0;counter<255;counter++)
{
    U2TXREG = (unsigned char)counter;
    while(U2STAbits.UTXBF == 1 ); // WAIT BYTE TRANSMIT TO SHIFT REGISTER
}
for (counter =0;counter<255;counter++)
{
    U2TXREG = (unsigned char)counter;
    while(U2STAbits.UTXBF == 1 ); // WAIT BYTE TRANSMIT TO SHIFT REGISTER
}

//TESTUART DONE

while (SamplingCounter<600)
{
    if (DoIReadADC == YES) // SAMPLES VOLTAGE AND CURRENT SIGNAL
    {
        TakeSignalSample(); //Reads ADC1 both signals.
    }
}

SendToUart();

}

void InitUart(void)
{

}

void SendToUart(void)
{
int counter;
U2STAbits.UTXEN = 1; // Enable UART Tx
for (counter =0;counter<SamplingCounter;counter++)
{
    U2TXREG = VoltageData[counter];
    while(U2STAbits.TRMT==0 ); // WAIT BYTE TRANSMIT TO SHIFT REGISTER
}

for (counter =0;counter<SamplingCounter;counter++)
{
    U2TXREG = CurrentData[counter];
    while(U2STAbits.TRMT==0 ); // WAIT BYTE TRANSMIT TO SHIFT REGISTER
}
}

void __attribute__((__interrupt__)) _U2TXInterrupt(void)
{
IFS1bits.U2TXIF = 0; // clear TX interrupt flag
// U1TXREG = 'a'; // Transmit one character
}

void InitOscillator(void)
{
// Configure Oscillator to operate the device at 40Mhz
// Fosc= Fin*M/(N1*N2), Fcy=Fosc/2
// Fcy = systemclock = 20MHZ
// Fosc= 8M*40(2*2)=80Mhz for 8M input clock // M=40
    PLLFBD=38; // N1=2
    CLKDIVbits.PLLPOST=0; // N2=2
    CLKDIVbits.PLLPRE=0; // Tune FRC oscillator, if FRC is used
    OSCTUN=0;

    RCONbits.SWDTEN=0; /* Disable Watch Dog Timer*/

    while(OSCCONbits.LOCK!=1) {}; /* Wait for PLL to lock*/
}

```

```

}

void InitTimer2(void)
{
    T2CONbits.TON =0; // DISABLE TIMER FOR CONFIG
    IFS0bits.T2IF = 0; // T2 INTERRUPT FLAG RESET
    TMR2 = 0x0000; // RESET TIMER VALUE

    T2CONbits.T32 =0; // 16 BIT MODE TIMER (32 BIT DISABLED)
    T2CONbits.TCKPS =0b00; // PRESCALER =1;
    T2CONbits.TCS =0; // CLOCK SOURCE = FCY = 40 MHZ
    T2CONbits.TGATE =0; // GATED MODE IS NOT NECESSARY BECAUSE DIRECT FCY COUNT NECESSARY
    PR2 = 0x0C40; // LOADS THE COUNT ON T2 FOR 78.43 uSecs OVERFLOW
    // TO SAMPLE 50 HZ SIGNAL @ 256 POINT PER CYCLE

    IEC0bits.T2IE =0x01; // ENABLE T2 INTERRUPT ON TIMER OVERFLOW.
    IPC1bits.T2IP =0x01; // INTERRUPT PRIORITY TIMER 2
}

void __attribute__((__interrupt__,__shadow__)) _T2Interrupt(void)
{
    DoIReadADC = YES;
    Timer2flag = (~Timer2flag)&0x1;
    if (Timer2flag==0) PORTA = PORTA & 0xFF00;
    else PORTA = PORTA|0x00FF;
    IFS0bits.T2IF = 0;
}

void __attribute__((__interrupt__,__shadow__)) _T4Interrupt(void)
{
}

void InitExternallnt1(void)
{
    AD1PCFGHbits.PCFG20 = 1; // PIN INT2 DIGITAL INPUT
    INTCON2bits.INT1EP =0; // EXTERNAL INTERRUPT ON RISING EDGE ON INT1
    IEC1bits.INT1IE=1; // ENABLE INTERRUPT INT1;
    IFS1bits.INT1IF = 0; /*Reset INT1 interrupt flag*/
}

void InitExternallnt2(void)
{
    AD1PCFGHbits.PCFG21 = 1; // PIN INT2 DIGITAL INPUT
    INTCON2bits.INT2EP =0; // EXTERNAL INTERRUPT ENABLED ON RISING EDGE ON INT2
    IEC1bits.INT2IE=1; // ENABLE INTERRUPT INT2;
    IFS1bits.INT2IF = 0; /*Reset INT2 interrupt flag*/
}

// VOLTAGE SIGNAL SAMPLING START/STOP
void __attribute__((__interrupt__)) _INT1Interrupt(void)
{
    switch ( VoltStatus )
    {
        case VOLT_DISABLED: // START TIMER2 TO SYNCRONIZE ADC READINGS

            VoltStatus = VOLT_STARTED;
            FirstVoltageCount = SamplingCounter;
            if ( CurrStatus == CURR_DISABLED )
            {
                T2CONbits.TON = 1; // ENABLE SAMPLING TIMER2
                T4CONbits.TON =1; // ENABLED TIMER4 32 BITS TO TRACK DISTANCE BETWEEN RISING EDGES
                DoIReadADC =YES; // TAKE FIRST ADC SAMPLE IMMEDIATELY
                Phase = VOLTAGE_FIRST;
            }
            if (CurrStatus == CURR_STARTED) // STOP PHASE TIMER
            {
                T4CONbits.TON =0; // ENABLED TIMER4 32 BITS TO TRACK DISTANCE BETWEEN RISING EDGES
            }

            break;

        case VOLT_STARTED: // THE TIMER2 IS STOPPED ON SECOND RISING EDGE OF VOLTAGE.
            VoltStatus = VOLT_STOPPED;
            LastVoltageCount = SamplingCounter;
            if ( CurrStatus == CURR_STOPPED ) // STOP SAMPLING TIMER2 IF
            {
                T2CONbits.TON =0; // DISABLED TIMER2 IF
                SamplingDone = 1;
            }

            break;
    }
    IFS1bits.INT1IF = 0; //Clear the INT1 interrupt flag or else
    //the CPU will keep vectoring back to the ISR
}

// CURRENT SIGNAL SAMPLING START/STOP
void __attribute__((__interrupt__)) _INT2Interrupt(void)
{
    switch(CurrStatus)

```

```

    {
        case CURR_DISABLED: // START TIMER2 TO SYNCHRONIZE ADC READINGS

            CurrStatus = CURR_STARTED;
            FirstCurrentCount = SamplingCounter;
            if ( VoltStatus == CURR_DISABLED )
            {
                T2CONbits.TON = 1; // ENABLE SAMPLING TIMER2
                T4CONbits.TON = 1; // ENABLED TIMER4 32 BITS TO TRACK DISTANCE BETWEEN RISING EDGES
                DoIReadADC = YES; // TAKE FIRST ADC SAMPLE IMMEDIATELY
                Phase = CURRENT_FIRST;
            }

            if ( VoltStatus == VOLT_STARTED ) // STOP PHASE TIMER
            {
                T4CONbits.TON = 0; // ENABLED TIMER4 32 BITS TO TRACK DISTANCE BETWEEN RISING EDGES
            }

            break;
        case CURR_STARTED: // THE TIMER2 IS STOPPED ON SECOND RISING EDGE OF VOLTAGE.
            CurrStatus = CURR_STOPPED;
            LastCurrentCount = SamplingCounter;
            if ( VoltStatus == VOLT_STOPPED ) // STOP SAMPLING TIMER2 IF
            {
                T2CONbits.TON = 0; // DISABLED TIMER2 IF
                SamplingDone = 1;
            }

            break;
    }
    IFS1bits.INT2IF = 0; //Clear the INT2 interrupt flag or else the CPU will keep vectoring back to the ISR
}

// READS ANALOG CHANNELS AN4 Y AN5 USING ADC1
void TakeSignalSample (void)
{
    GetADC1_AN4();
    GetADC1_AN5();
    // AFTER READING AN4 AND AN5 DO THE FOLLOWING
    SamplingCounter++;
    DoIReadADC = NO;
}

void GetADC1_AN4(void)
{
    AD1CHS0 = 0x0004; // Connect RB2/AN2 as CH0 input ..
    AD1CSSL = 0x0004; // SCAN CHANNEL SELECTION
    AD1CON1bits.ADON = 1; // turn ADC ON
    AD1CON1bits.SAMP = 1; // start sampling ...
    while (!AD1CON1bits.DONE); // conversion done?
    CurrentData[ SamplingCounter ] = ADC1BUF0; // yes then get ADC value
    //AN4Count++;
    AD1CON1bits.ADON = 0; // turn ADC OFF
    AD1CON1bits.SAMP = 0; // STOP sampling ..
}

void GetADC1_AN5(void)
{
    AD1CHS0 = 0x0005; // Connect RB2/AN2 as CH0 input ..
    AD1CSSL = 0x0005; // SCAN CHANNEL SELECTION
    AD1CON1bits.ADON = 1; // turn ADC ON
    AD1CON1bits.SAMP = 1; // start sampling ...
    while (!AD1CON1bits.DONE); // conversion done?
    VoltageData[ SamplingCounter ] = ADC1BUF0; // yes then get ADC value
    //AN5Count++;
    AD1CON1bits.ADON = 0; // turn ADC OFF
    AD1CON1bits.SAMP = 0; // STOP sampling ..
}

// CONVERTS AN4 and AN5 CONVERSION
// ONE CHANNEL; MANUAL SAMPLE START; CONVERSION START BY TAD

void InitADC(void)
{
    AD1PCFGLbits.PCFG4 = 0; // PIN AN4 ANALOG INPUT
    AD1PCFGLbits.PCFG5 = 0; // PIN AN5 ANALOG INPUT
    //ADC OFF; ADC ON IN IDLE;DMA SCATTER;10 BIT;INTEGER FORMAT;
    //AUTOCONVERT MODE; SEQUENCE SAMPLING; ADC HOLD; CONVERSION NOT DONE
    AD1CON1 = 0x00E0;
    // SAMPLE AN4 TO CHANNEL 0 ADC1; CONFIG INPUTS FOR MUX A MUX B
    AD1CHS0 = 0x0004;
    // SELECT INPUTS TO BE SCANNED ON ALTERNATE CONVERSION MODE
    AD1CSSL = 0x0004;
    // CLOCK DERIVED FROM FCY;SAMPLING TIME = 31TAD; TAD = 75 nsec = [ADCS+1 = 3 ]*(TCY=25 nsec)
    // NOTE:31TAD+12TAD=41TAD = 41*(75usec)= 3.225usecs PER SAMPLE
    AD1CON3 = 0x1F02;
    //ADC REF VOLT AVVD-AVSS;NO SCAN INPUTS;CH 0;INPUT4>CH0>ADC1>SAMPLEA
    AD1CON2 = 0;
}

```

7.4 HOJAS DE DATOS

7.4.1 MANUAL DE LA TARJETA DE DESARROLLO EXPLORER 16



EXPLORER 16 DEVELOPMENT BOARD USER'S GUIDE

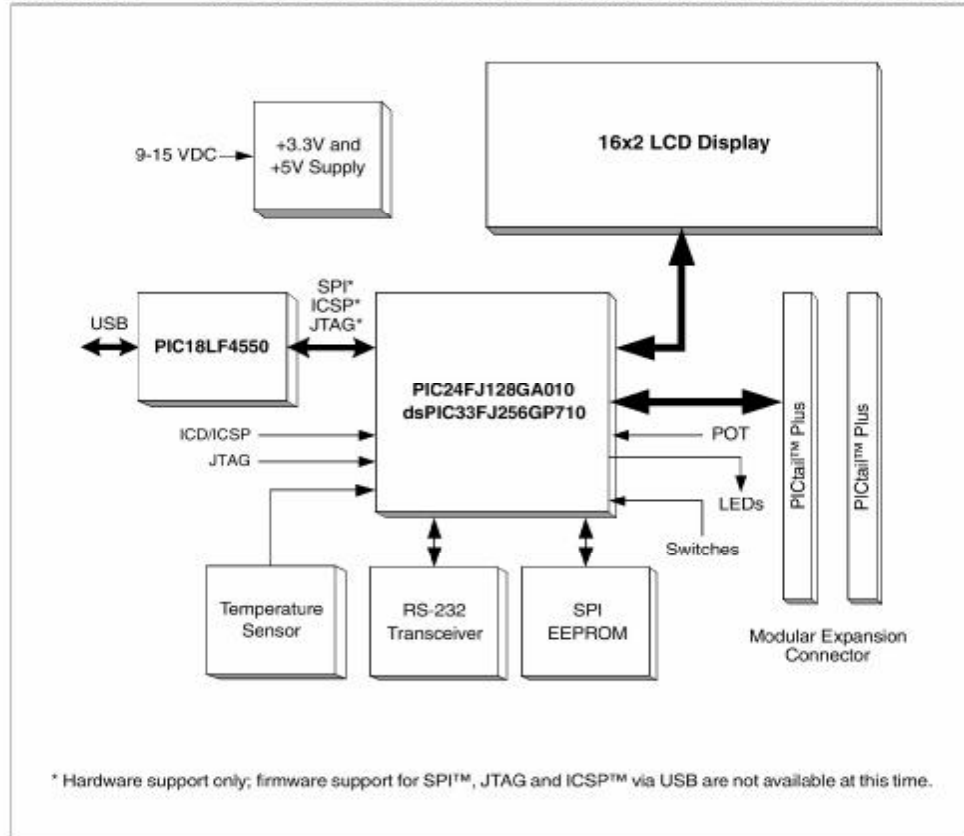
Appendix A. Explorer 16 Development Board Schematics

A.1 INTRODUCTION

This section provides detailed technical information on the Explorer 16 board.

A.2 DEVELOPMENT BOARD BLOCK DIAGRAM

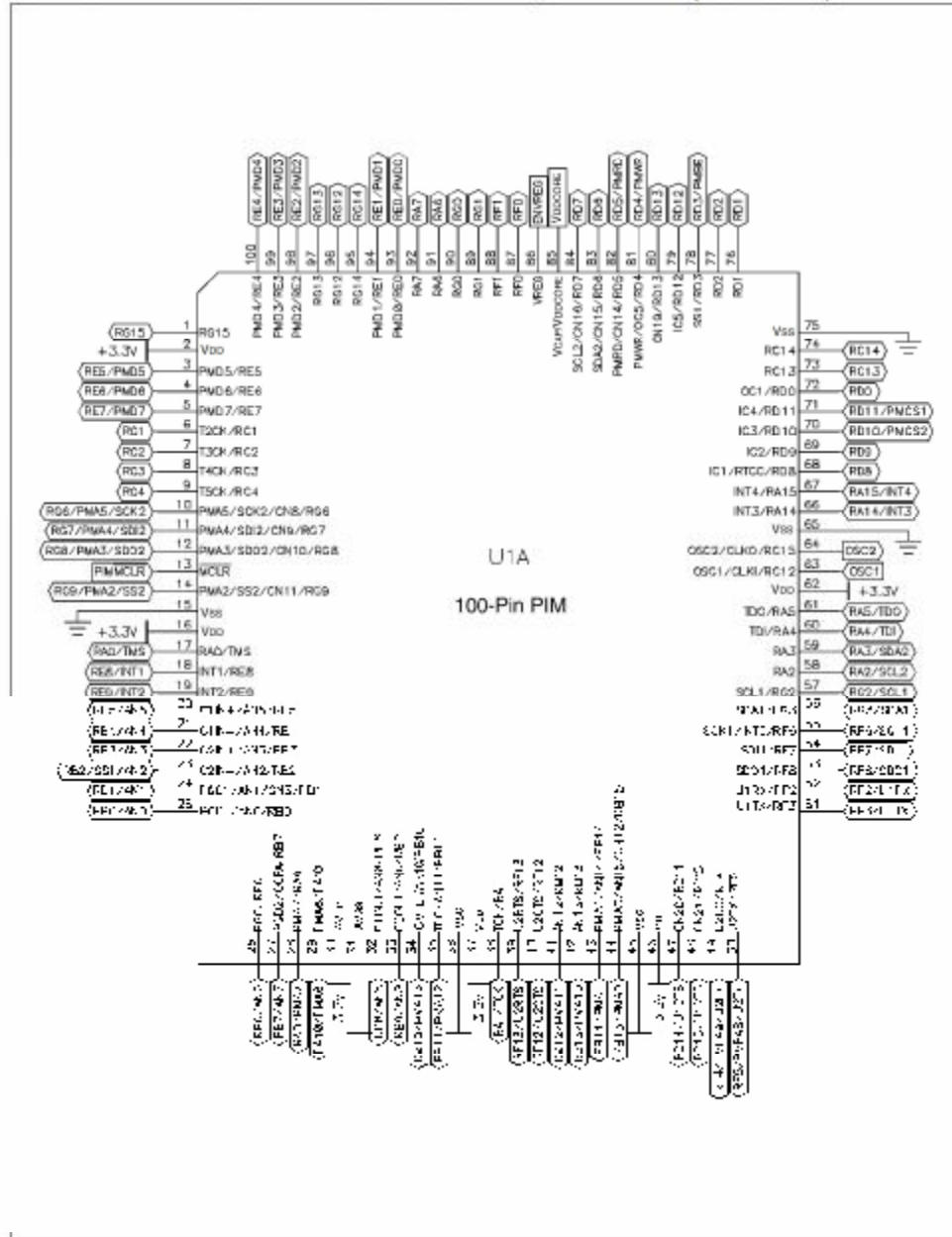
FIGURE A-1: HIGH-LEVEL BLOCK DIAGRAM OF THE EXPLORER 16 DEVELOPMENT BOARD



Explorer 16 Development Board Schematics

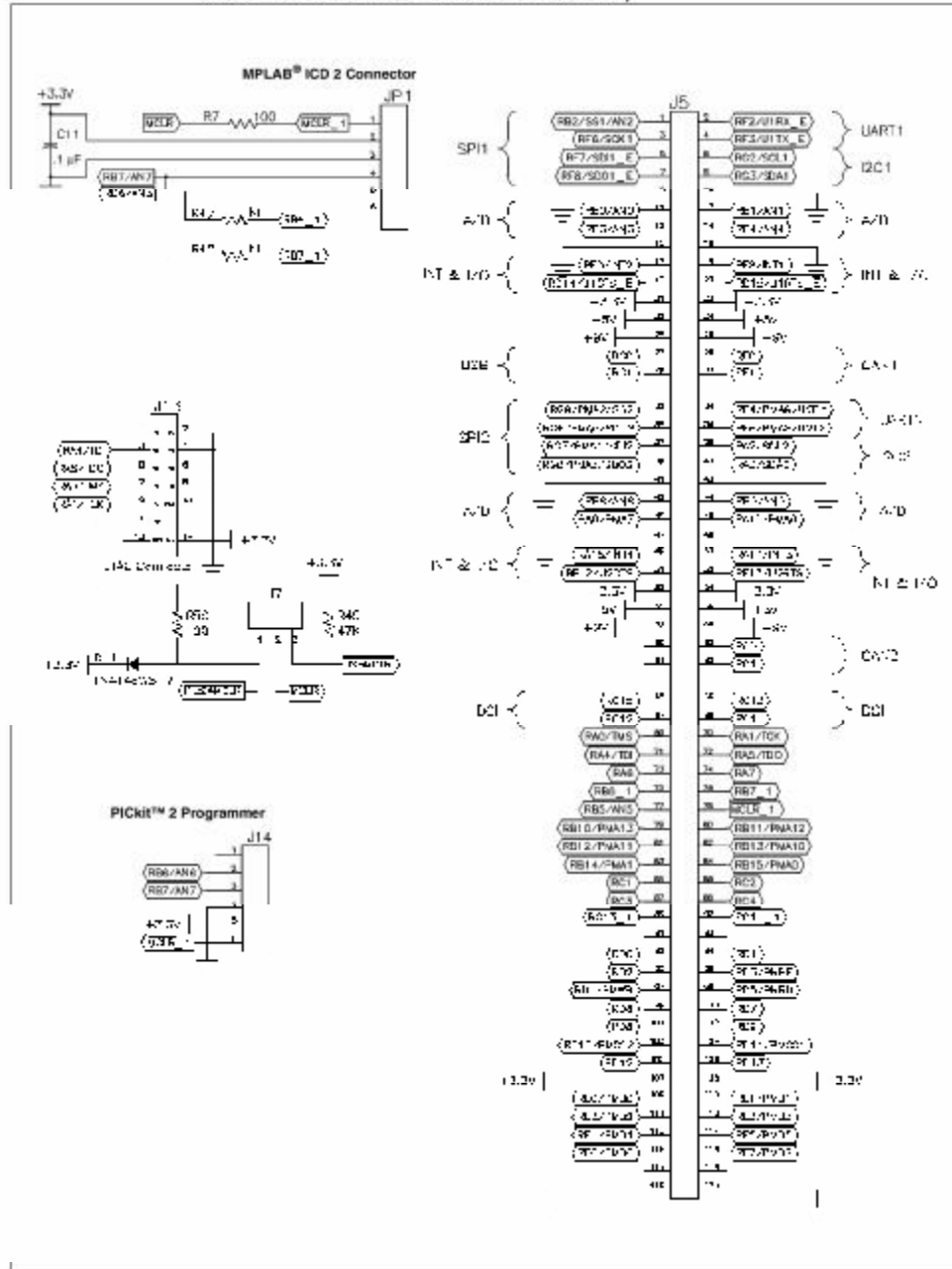
A.3 DEVELOPMENT BOARD SCHEMATICS

FIGURE A-2: EXPLORER 16 BOARD SCHEMATIC, SHEET 1 OF 8 (PIM SOCKET)



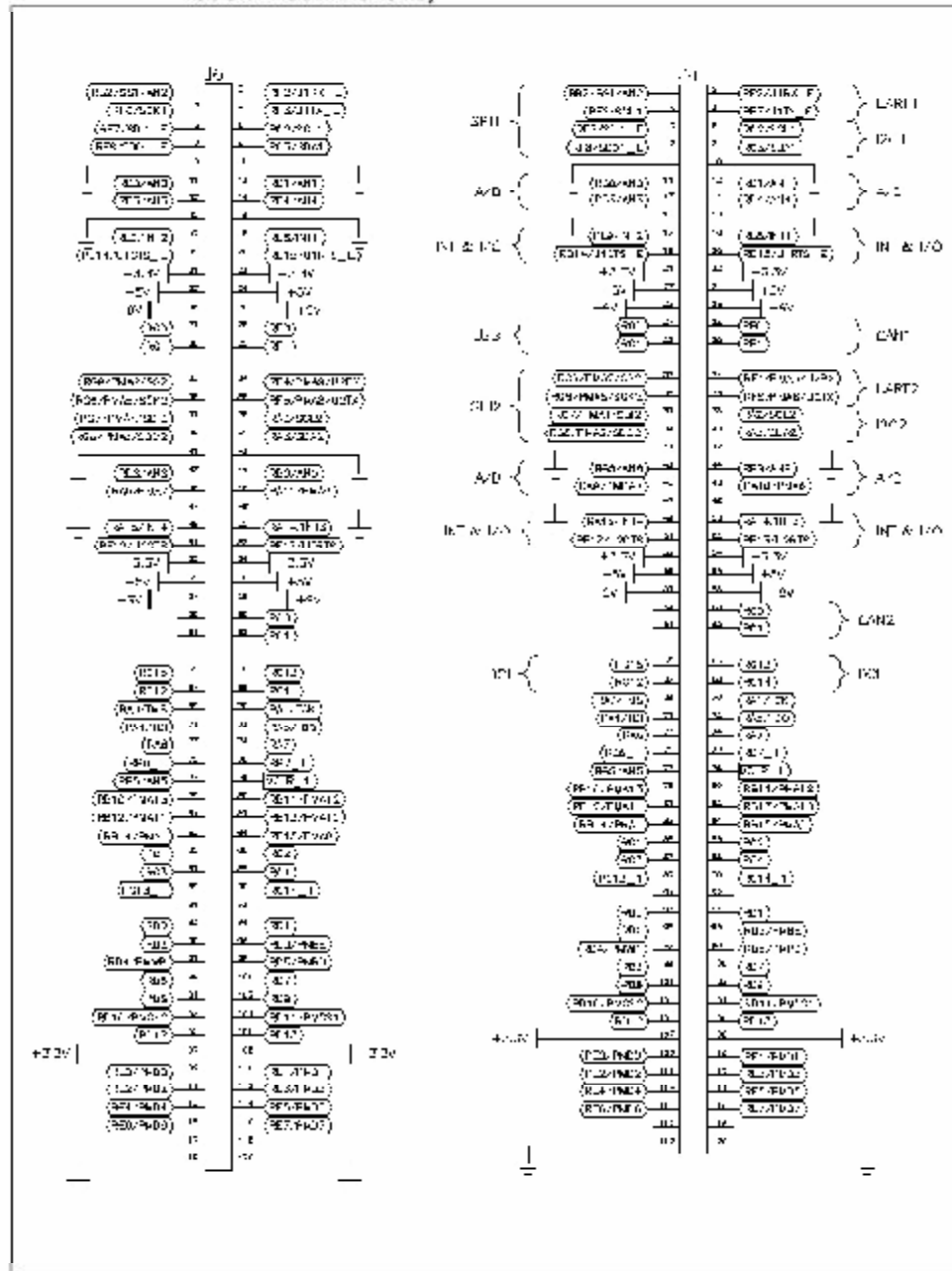
Explorer 16 Development Board Schematics

FIGURE A-4: EXPLORER 16 BOARD SCHEMATIC, SHEET 3 OF 8 (MPLAB® ICD 2, JTAG, PICKIT™ 2 AND PICTail™ Plus CONNECTORS)



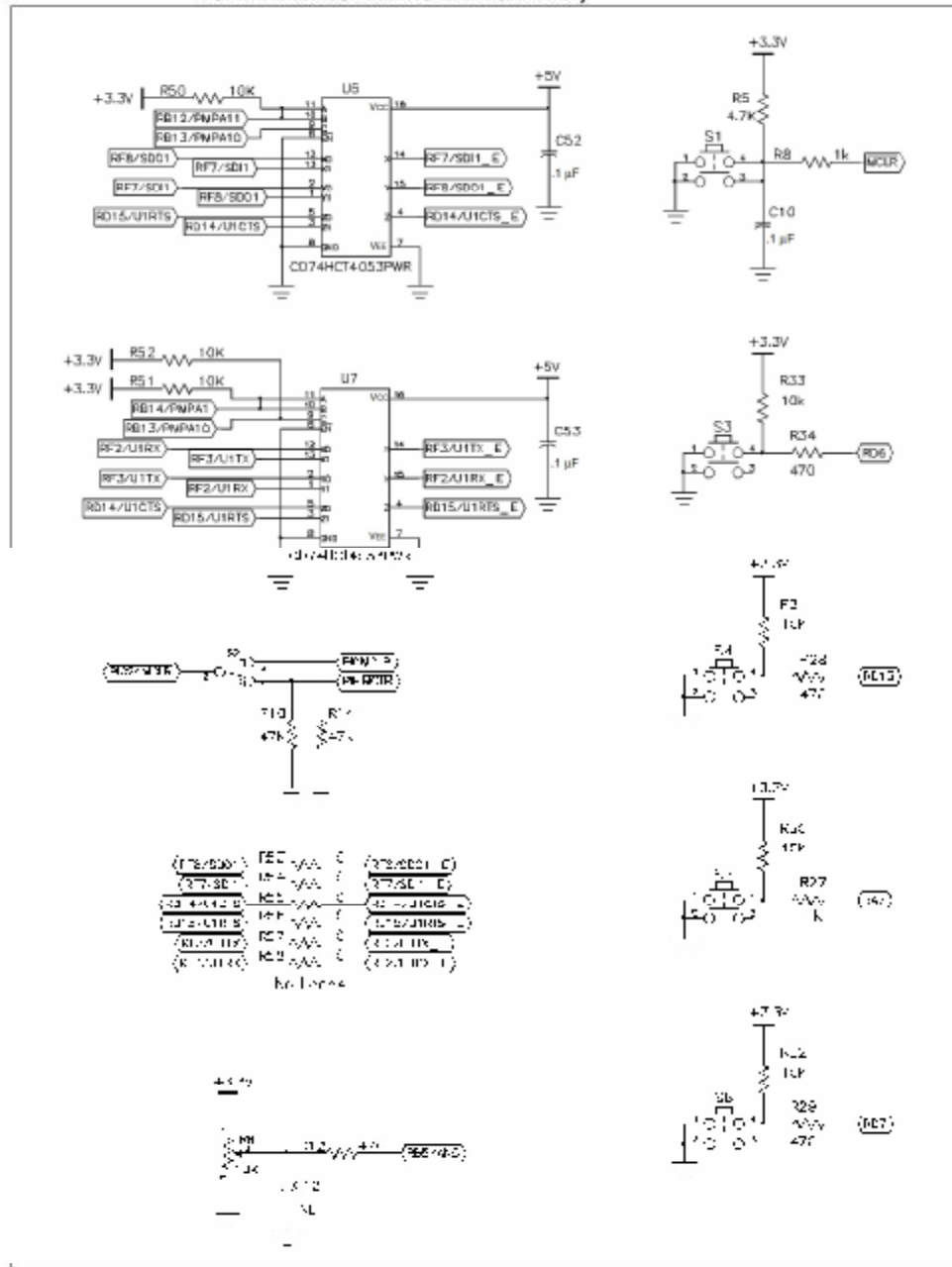
Explorer 16 Development Board User's Guide

FIGURE A-5: EXPLORER 16 BOARD SCHEMATIC, SHEET 4 OF 8 (PICtail™ PLUS EDGE AND SOCKET CONNECTORS)



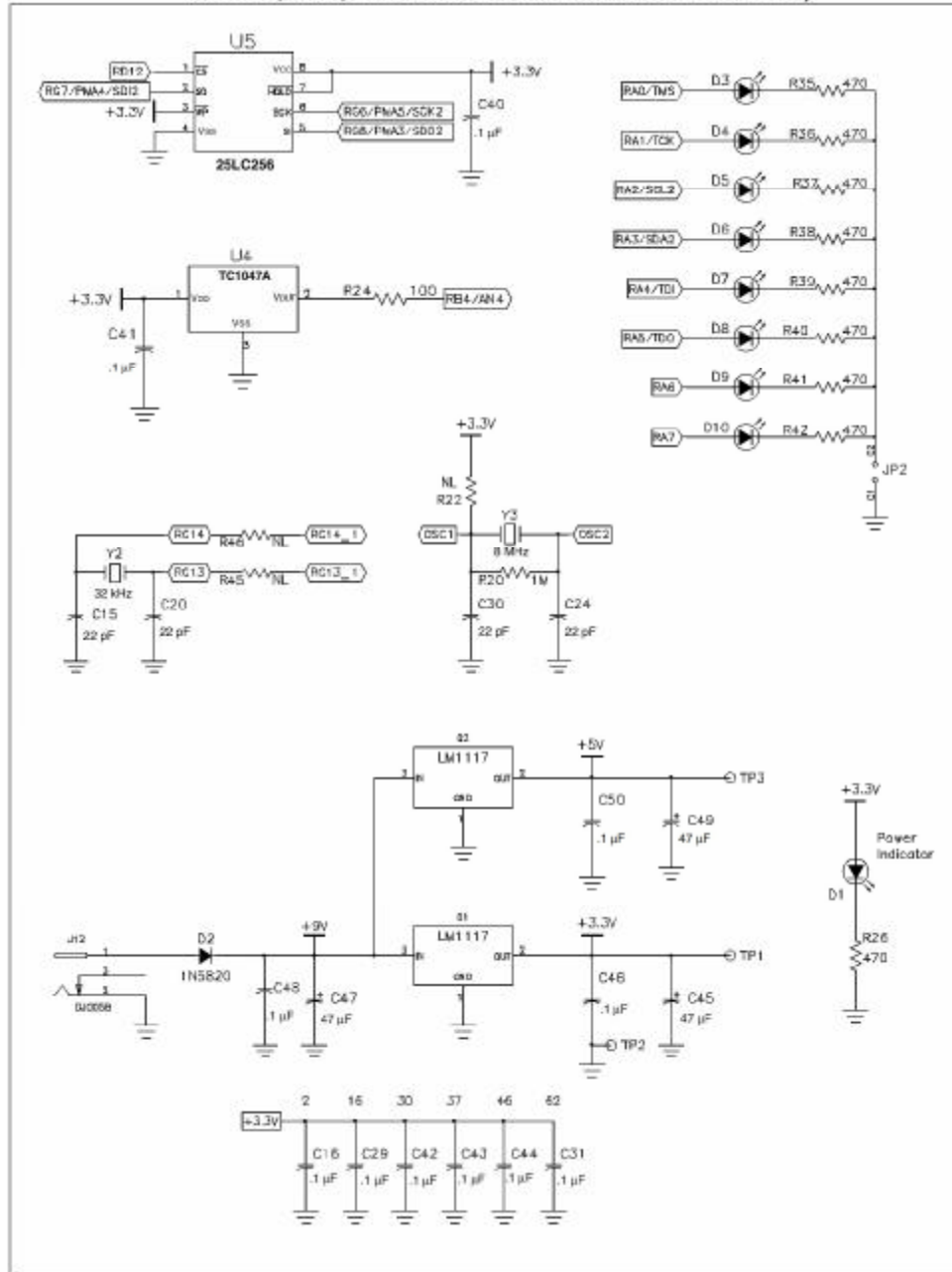
Explorer 16 Development Board Schematics

FIGURE A-6: EXPLORER 16 BOARD SCHEMATIC, SHEET 5 OF 8 (SWITCHES, MULTIPLEXERS AND POTENTIOMETER)



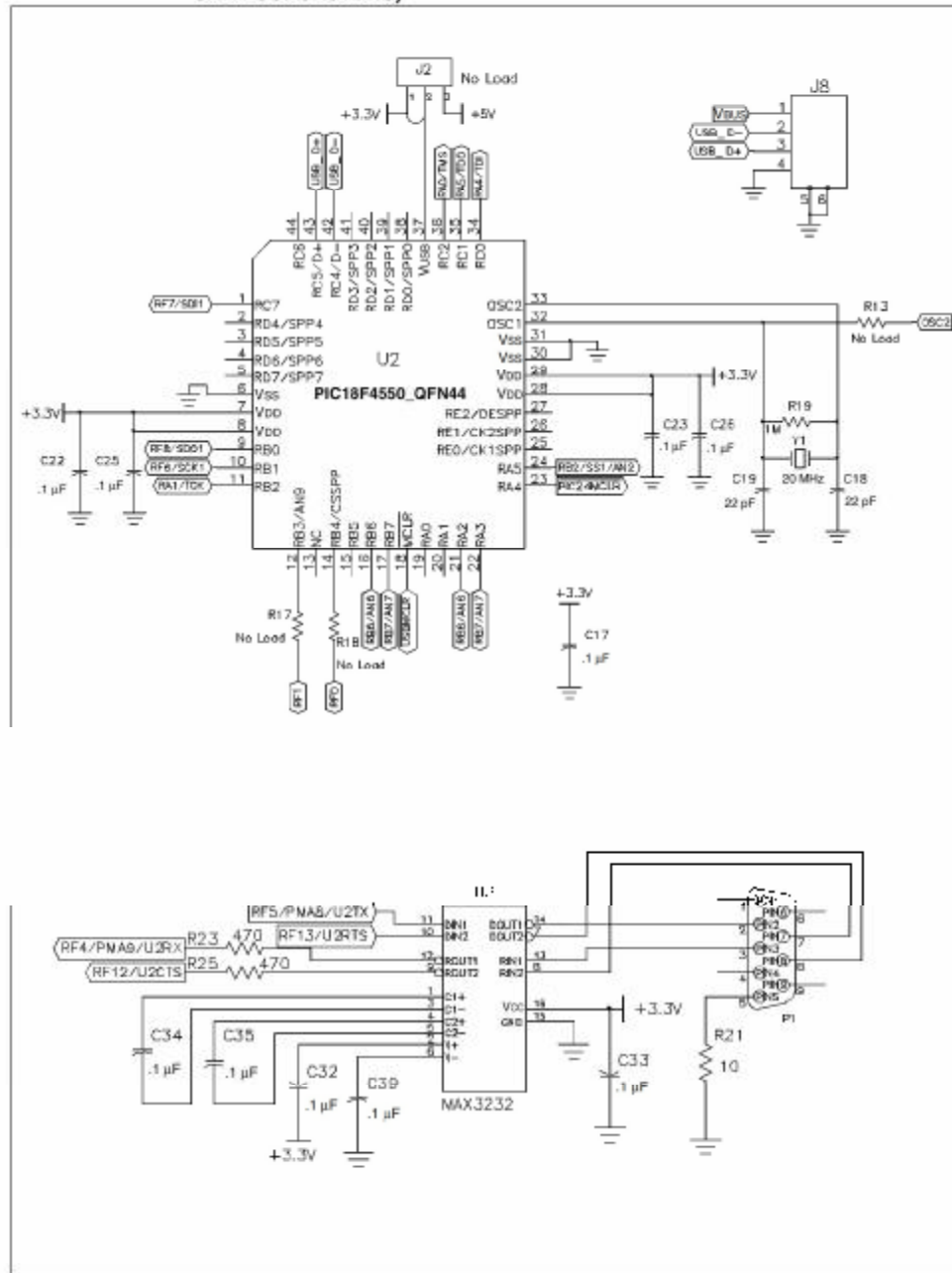
Explorer 16 Development Board User's Guide

FIGURE A-7: EXPLORER 16 BOARD SCHEMATIC, SHEET 6 OF 8 (EEPROM, TEMPERATURE SENSOR, LEDs, OSCILLATOR CIRCUITS AND POWER SUPPLY)



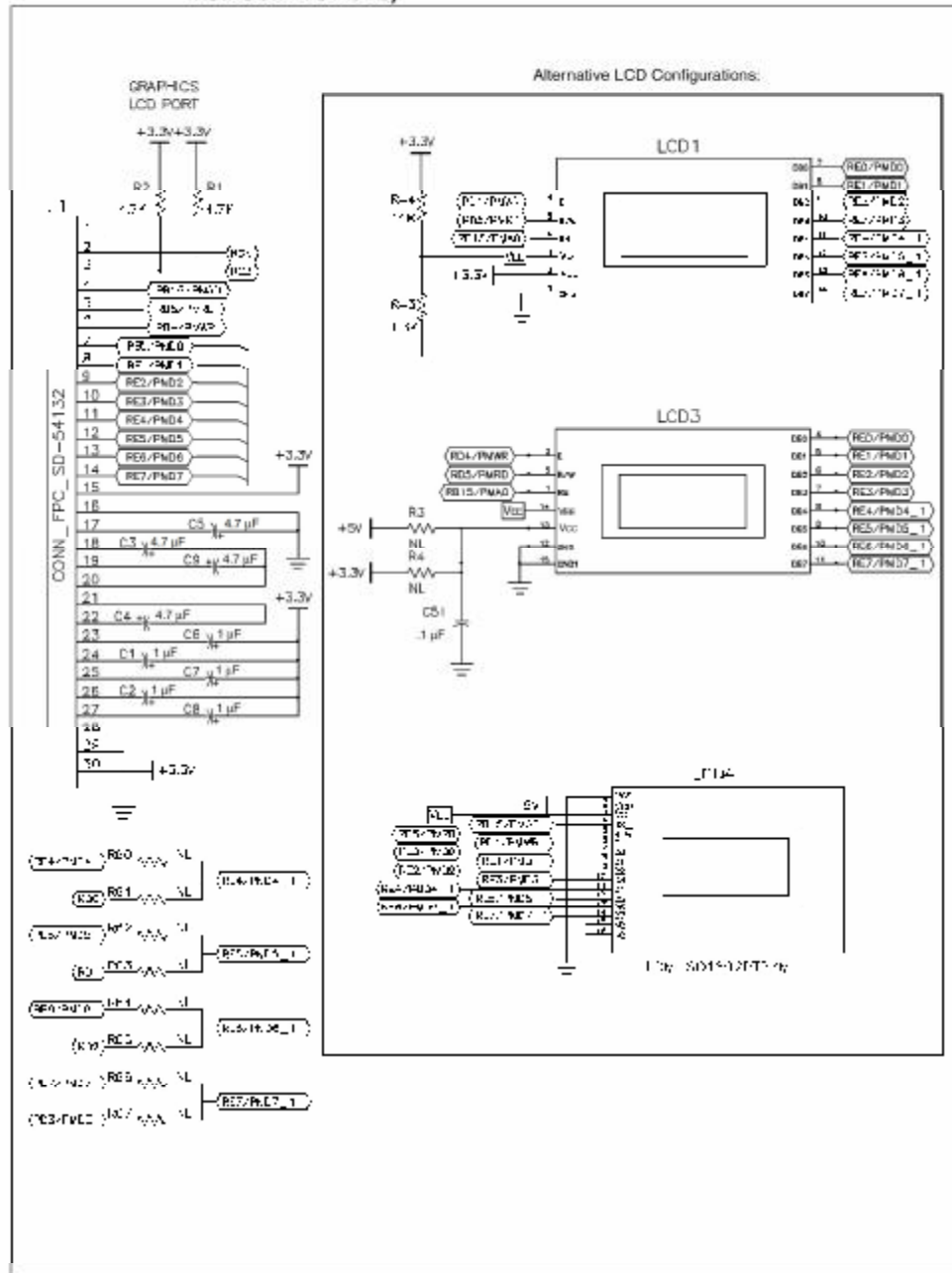
Explorer 16 Development Board Schematics

FIGURE A-8: EXPLORER 16 BOARD SCHEMATIC, SHEET 7 OF 8 (USB AND UART SUBSYSTEMS)



Explorer 16 Development Board User's Guide

FIGURE A-9: EXPLORER 16 BOARD SCHEMATIC, SHEET 8 OF 8 (LCDs AND OPTIONAL LCD CONNECTIONS)

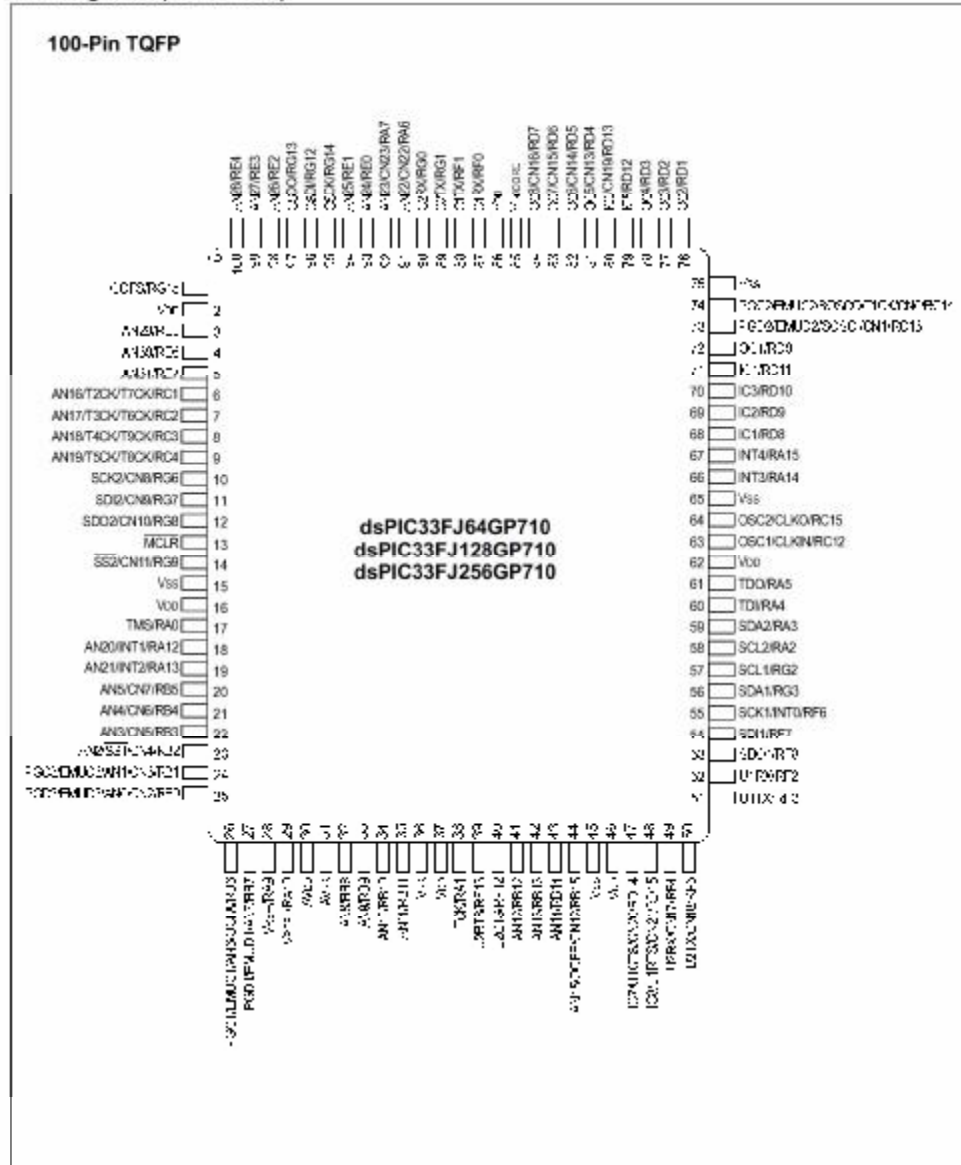




**dsPIC33F Family
Data Sheet**

High-Performance, 16-Bit
Digital Signal Controllers

Pin Diagrams (Continued)



dsPIC33F

FIGURE 1-1: dsPIC33F GENERAL BLOCK DIAGRAM

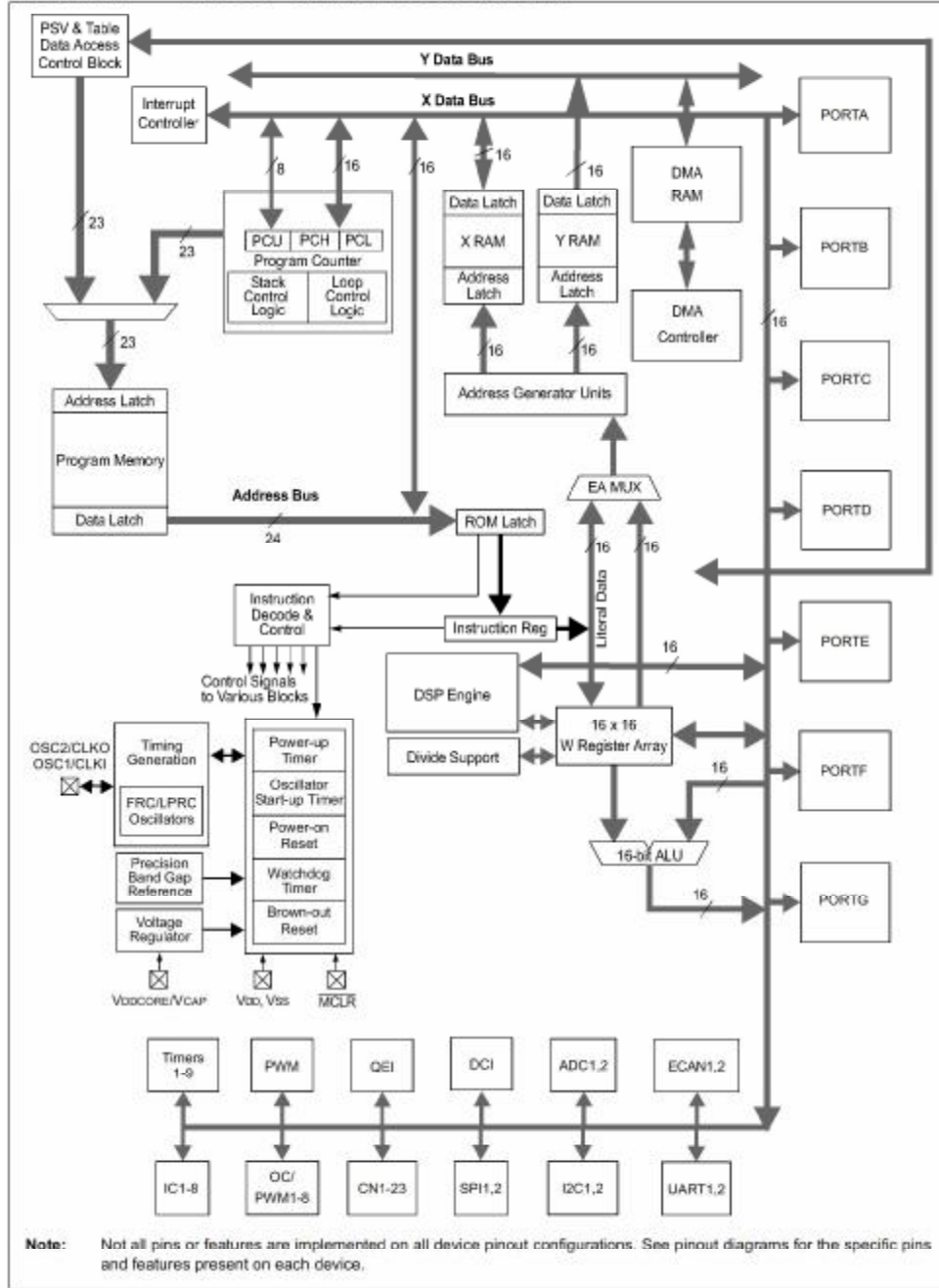


TABLE 1-1: PINOUT I/O DESCRIPTIONS

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
AN0-AN31	I	Analog	Analog input channels.
AVDD	P	P	Positive supply for analog modules.
AVSS	P	P	Ground reference for analog modules.
CLKI CLKO	I O	ST/CMOS —	External clock source input. Always associated with OSC1 pin function. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes. Always associated with OSC2 pin function.
CN0-CN23	I	ST	Input change notification inputs. Can be software programmed for internal weak pull-ups on all inputs.
COFS	I/O	ST	Data Converter Interface frame synchronization pin.
CCLK	I/O	ST	Data Converter Interface serial clock input/output pin.
CSDI	I	ST	Data Converter Interface serial data input pin.
CSDO	O	—	Data Converter Interface serial data output pin.
C1RX C1TX C2RX C2TX	I O I O	ST — ST —	ECAN1 bus receive pin. ECAN1 bus transmit pin. ECAN2 bus receive pin. ECAN2 bus transmit pin.
PGD1/EMUD1 PGC1/EMUC1 PGD2/EMUD2 PGC2/EMUC2 PGD3/EMUD3 PGC3/EMUC3	I/O I I/O I I/O I	ST ST ST ST ST ST	Data I/O pin for programming/debugging communication channel 1. Clock input pin for programming/debugging communication channel 1. Data I/O pin for programming/debugging communication channel 2. Clock input pin for programming/debugging communication channel 2. Data I/O pin for programming/debugging communication channel 3. Clock input pin for programming/debugging communication channel 3.
IC1-IC8	I	ST	Capture inputs 1 through 8.
INDX QEA	I I	ST ST	Quadrature Encoder Index Pulse input. Quadrature Encoder Phase A input in QEI mode.
QEB	I	ST	Quadrature Encoder Phase A input in QEI mode.
UPDN	O	CMOS	Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode. Position Up/Down Counter Direction State.
INT0 INT1 INT2 INT3 INT4	I I I I I	ST ST ST ST ST	External interrupt 0. External interrupt 1. External interrupt 2. External interrupt 3. External interrupt 4.
FLTA FLTB PWM1L PWM1H PWM2L PWM2H PWM3L PWM3H PWM4L PWM4H	I I O O O O O O O O	ST ST — — — — — — — —	PWM Fault A input. PWM Fault B input. PWM 1 low output. PWM 1 high output. PWM 2 low output. PWM 2 high output. PWM 3 low output. PWM 3 high output. PWM 4 low output. PWM 4 high output.
MCLR	I/P	ST	Master Clear (Reset) input. This pin is an active-low Reset to the device.
OCFA OCFB OC1-OC8	I I O	ST ST —	Compare Fault A input (for Compare Channels 1, 2, 3 and 4). Compare Fault B input (for Compare Channels 5, 6, 7 and 8). Compare outputs 1 through 8.
OSC1 OSC2	I I/O	ST/CMOS —	Oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes.

Legend: CMOS = CMOS compatible input or output; Analog = Analog input
ST = Schmitt Trigger input with CMOS levels; O = Output; I = Input; P = Power

dsPIC33F

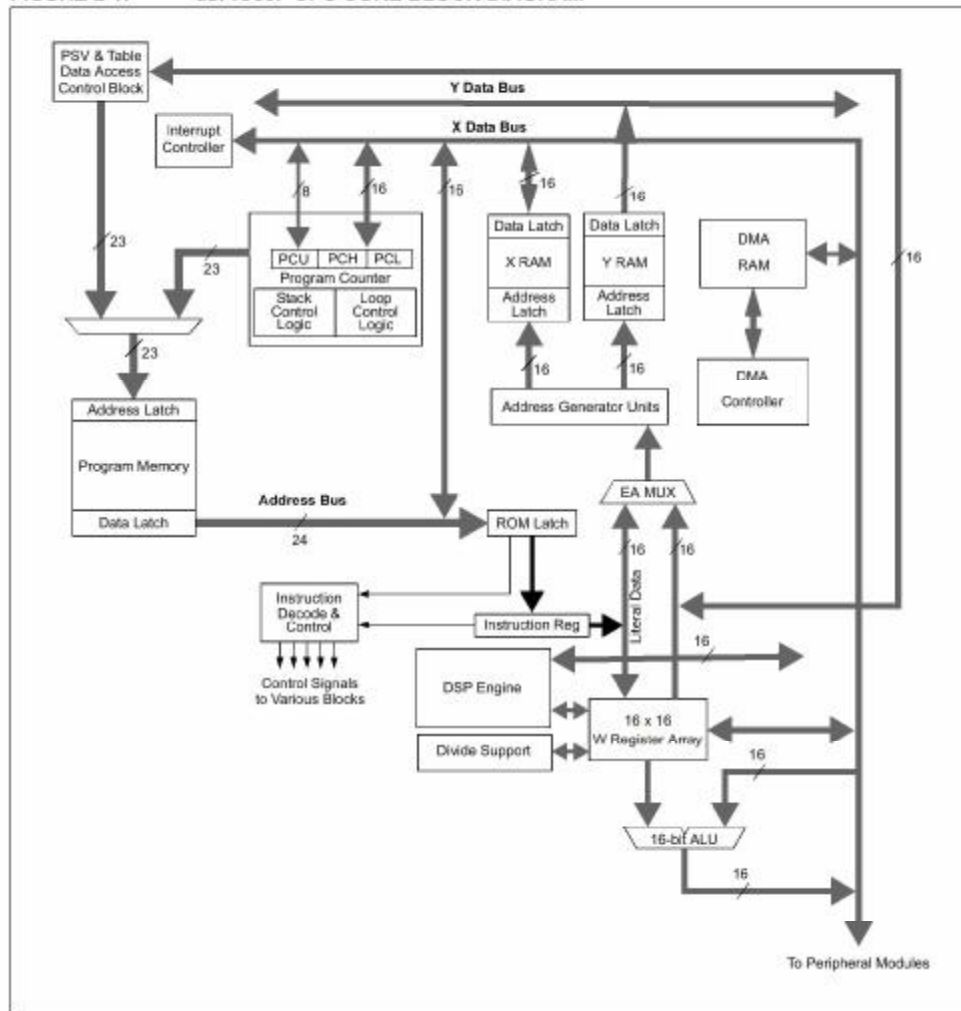
TABLE 1-1: PINOUT I/O DESCRIPTIONS (CONTINUED)

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
RA0-RA7 RA9-RA10 RA12-RA15	I/O I/O I/O	ST ST ST	PORTA is a bidirectional I/O port.
RB0-RB15	I/O	ST	PORTB is a bidirectional I/O port.
RC1-RC4 RC12-RC15	I/O I/O	ST ST	PORTC is a bidirectional I/O port.
RD0-RD15	I/O	ST	PORTD is a bidirectional I/O port.
RE0-RE9	I/O	ST	PORTE is a bidirectional I/O port.
RF0-RF8 RF12-RF13	I/O I/O	ST ST	PORTF is a bidirectional I/O port.
RG0-RG3 RG6-RG9 RG12-RG15	I/O I/O I/O	ST ST ST	PORTG is a bidirectional I/O port.
SCK1 SDI1 SDO1 SS1 SCK2 SDI2 SDO2 SS2	I/O I O I/O I/O I O I/O	ST ST — ST ST ST — ST	Synchronous serial clock input/output for SPI1. SPI1 data in. SPI1 data out. SPI1 slave synchronization or frame pulse I/O. Synchronous serial clock input/output for SPI2. SPI2 data in. SPI2 data out. SPI2 slave synchronization or frame pulse I/O.
SCL1 SDA1 SCL2 SDA2	I/O I/O I/O I/O	ST ST ST ST	Synchronous serial clock input/output for I2C1. Synchronous serial data input/output for I2C1. Synchronous serial clock input/output for I2C2. Synchronous serial data input/output for I2C2.
SOSCI SOSCO	I O	ST/CMOS —	32.768 kHz low-power oscillator crystal input; CMOS otherwise. 32.768 kHz low-power oscillator crystal output.
TMS TCK TDI TDO	I I I O	ST ST ST —	JTAG Test mode select pin. JTAG test clock input pin. JTAG test data input pin. JTAG test data output pin.
T1CK T2CK T3CK T4CK T5CK T6CK T7CK T8CK T9CK	I I I I I I I I I	ST ST ST ST ST ST ST ST ST	Timer1 external clock input. Timer2 external clock input. Timer3 external clock input. Timer4 external clock input. Timer5 external clock input. Timer6 external clock input. Timer7 external clock input. Timer8 external clock input. Timer9 external clock input.
U1CTS U1RTS U1RX U1TX U2CTS U2RTS U2RX U2TX	I O I O I O I O	ST — ST — ST — ST —	UART1 clear to send. UART1 ready to send. UART1 receive. UART1 transmit. UART2 clear to send. UART2 ready to send. UART2 receive. UART2 transmit.
VDD	P	—	Positive supply for peripheral logic and I/O pins.
VDDCORE	P	—	CPU logic filter capacitor connection.
VSS	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VREF+	I	Analog	Analog voltage reference (high) input.
VREF-	I	Analog	Analog voltage reference (low) input.

Legend: CMOS = CMOS compatible input or output; Analog = Analog input
ST = Schmitt Trigger input with CMOS levels; O = Output; I = Input; P = Power

dsPIC33F

FIGURE 2-1: dsPIC33F CPU CORE BLOCK DIAGRAM



2.5 Arithmetic Logic Unit (ALU)

The dsPIC33F ALU is 16 bits wide and is capable of addition, subtraction, bit shifts and logic operations. Unless otherwise mentioned, arithmetic operations are 2's complement in nature. Depending on the operation, the ALU may affect the values of the Carry (C), Zero (Z), Negative (N), Overflow (OV) and Digit Carry (DC) Status bits in the SR register. The C and DC Status bits operate as Borrow and Digit Borrow bits, respectively, for subtraction operations.

The ALU can perform 8-bit or 16-bit operations, depending on the mode of the instruction that is used. Data for the ALU operation can come from the W register array, or data memory, depending on the addressing mode of the instruction. Likewise, output data from the ALU can be written to the W register array or a data memory location.

Refer to the "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual" (DS70157) for information on the SR bits affected by each instruction.

The dsPIC33F CPU incorporates hardware support for both multiplication and division. This includes a dedicated hardware multiplier and support hardware for 16-bit-divisor division.

2.5.1 MULTIPLIER

Using the high-speed 17-bit x 17-bit multiplier of the DSP engine, the ALU supports unsigned, signed or mixed-sign operation in several MCU multiplication modes:

1. 16-bit x 16-bit signed
2. 16-bit x 16-bit unsigned
3. 16-bit signed x 5-bit (literal) unsigned
4. 16-bit unsigned x 16-bit unsigned
5. 16-bit unsigned x 5-bit (literal) unsigned
6. 16-bit unsigned x 16-bit signed
7. 8-bit unsigned x 8-bit unsigned

2.5.2 DIVIDER

The divide block supports 32-bit/16-bit and 16-bit/16-bit signed and unsigned integer divide operations with the following data sizes:

1. 32-bit signed/16-bit signed divide
2. 32-bit unsigned/16-bit unsigned divide
3. 16-bit signed/16-bit signed divide
4. 16-bit unsigned/16-bit unsigned divide

The quotient for all divide instructions ends up in W0 and the remainder in W1. 16-bit signed and unsigned DIV instructions can specify any W register for both the 16-bit divisor (Wn) and any W register (aligned) pair (W(m + 1):Wm) for the 32-bit dividend. The divide algorithm takes one cycle per bit of divisor, so both 32-bit/16-bit and 16-bit/16-bit instructions take the same number of cycles to execute.

2.6 DSP Engine

The DSP engine consists of a high-speed, 17-bit x 17-bit multiplier, a barrel shifter and a 40-bit adder/subtractor (with two target accumulators, round and saturation logic).

The dsPIC33F is a single-cycle, instruction flow architecture; therefore, concurrent operation of the DSP engine with MCU instruction flow is not possible. However, some MCU ALU and DSP engine resources may be used concurrently by the same instruction (e.g., ED, EDAC).

The DSP engine also has the capability to perform inherent accumulator-to-accumulator operations which require no additional data. These instructions are ADD, SUB and NEG.

The DSP engine has various options selected through various bits in the CPU Core Control register (CORCON), as listed below:

1. Fractional or integer DSP multiply (IF).
2. Signed or unsigned DSP multiply (US).
3. Conventional or convergent rounding (RND).
4. Automatic saturation on/off for AccA (SATA).
5. Automatic saturation on/off for AccB (SATB).
6. Automatic saturation on/off for writes to data memory (SATDW).
7. Accumulator Saturation mode selection (ACCSAT).

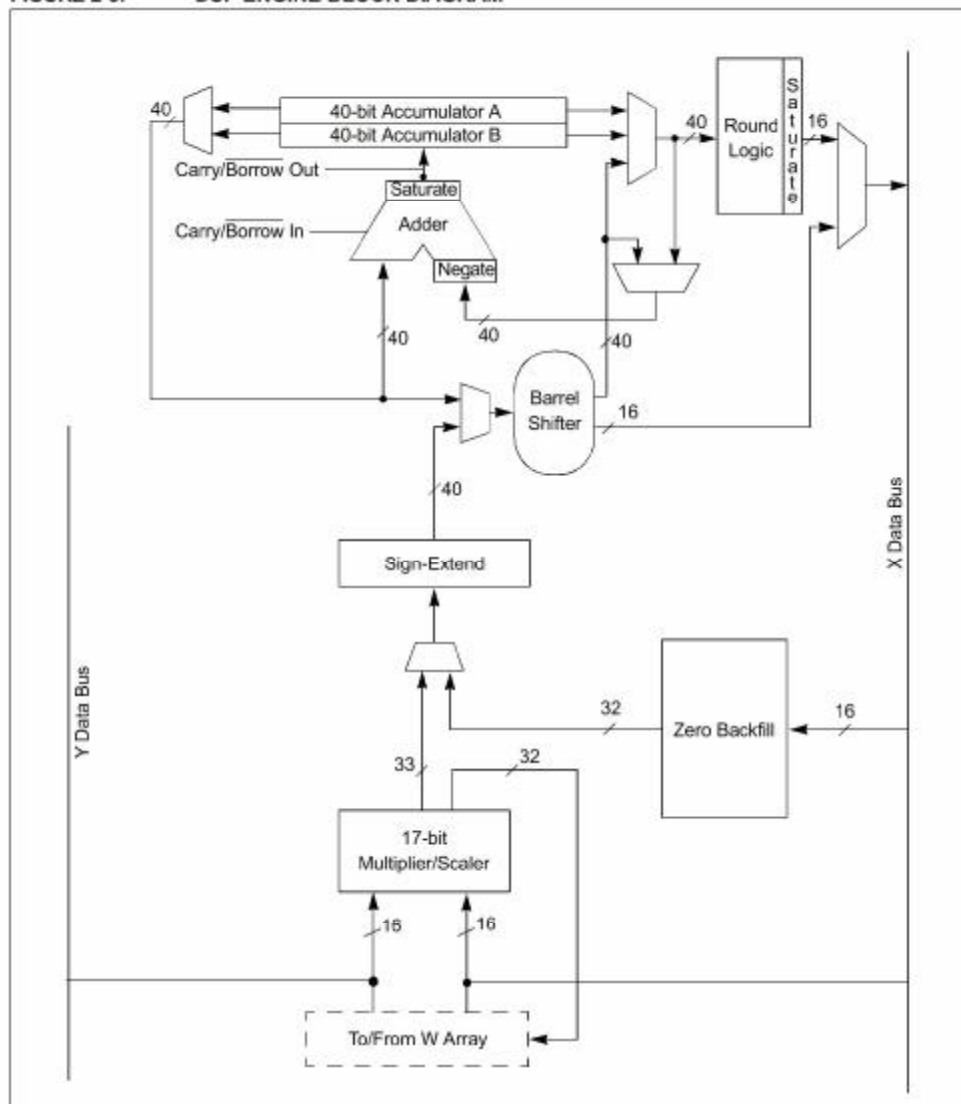
A block diagram of the DSP engine is shown in Figure 2-3.

TABLE 2-1: DSP INSTRUCTIONS SUMMARY

Instruction	Algebraic Operation	ACC Write Back
CLR	$A = 0$	Yes
ED	$A = (x - y)^2$	No
EDAC	$A = A + (x - y)^2$	No
MAC	$A = A + (x * y)$	Yes
MAC	$A = A + x^2$	No
MOVSAAC	No change in A	Yes
MPY	$A = x * y$	No
MPY	$A = x^2$	No
MPY.N	$A = -x * y$	No
MSC	$A = A - x * y$	Yes

dsPIC33F

FIGURE 2-3: DSP ENGINE BLOCK DIAGRAM



8.0 OSCILLATOR CONFIGURATION

Note: This data sheet summarizes the features of this group of dsPIC33F devices. It is not intended to be a comprehensive reference source. To complement the information in this data sheet, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046).

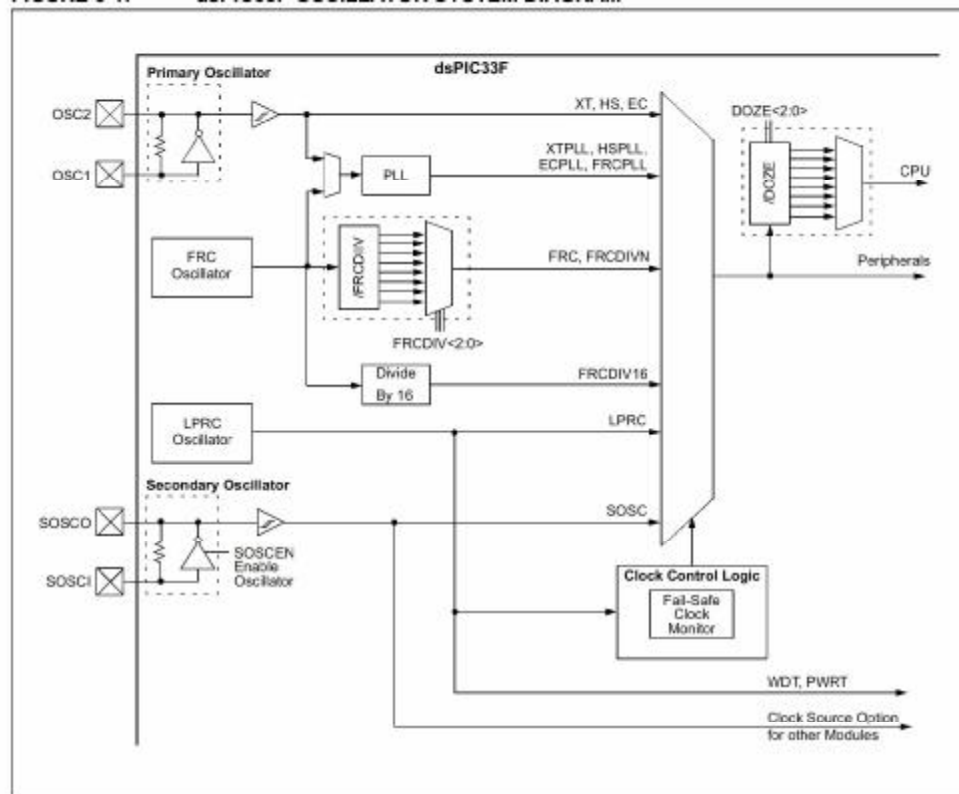
The dsPIC33F oscillator system provides:

- Various external and internal oscillator options as clock sources
- An on-chip PLL to scale the internal operating frequency to the required system clock frequency

- The internal FRC oscillator can also be used with the PLL, thereby allowing full-speed operation without any external clock generation hardware
- Clock switching between various clock sources
- Programmable clock postscaler for system power savings
- A Fail-Safe Clock Monitor (FSCM) that detects clock failure and takes fail-safe measures
- A Clock Control register (OSCCON)
- Nonvolatile Configuration bits for main oscillator selection.

A simplified diagram of the oscillator system is shown in Figure 8-1.

FIGURE 8-1: dsPIC33F OSCILLATOR SYSTEM DIAGRAM



22.0 10-BIT/12-BIT ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER (ADC)

Note: This data sheet summarizes the features of this group of dsPIC33F devices. It is not intended to be a comprehensive reference source. To complement the information in this data sheet, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046).

The dsPIC33F devices have up to 32 ADC input channels. These devices also have up to 2 ADC modules (ADCx, where x = 1 or 2), each with its own set of Special Function Registers.

The AD12B bit (ADxCON1<10>) allows each of the ADC modules to be configured by the user as either a 10-bit, 4-sample/hold ADC (default configuration) or a 12-bit, 1-sample/hold ADC.

Note: The ADC module needs to be disabled before modifying the AD12B bit.

22.1 Key Features

The 10-bit ADC configuration has the following key features:

- Successive Approximation (SAR) conversion
- Conversion speeds of up to 1.1 Msps
- Up to 32 analog input pins
- External voltage reference input pins
- Simultaneous sampling of up to four analog input pins
- Automatic Channel Scan mode
- Selectable conversion trigger source
- Selectable Buffer Fill modes
- Four result alignment options (signed/unsigned, fractional/integer)
- Operation during CPU Sleep and Idle modes

The 12-bit ADC configuration supports all the above features, except:

- In the 12-bit configuration, conversion speeds of up to 500 ksp/s are supported
- There is only 1 sample/hold amplifier in the 12-bit configuration, so simultaneous sampling of multiple channels is not supported.

Depending on the particular device pinout, the ADC can have up to 32 analog input pins, designated AN0 through AN31. In addition, there are two analog input pins for external voltage reference connections. These voltage reference inputs may be shared with other analog input pins. The actual number of analog input pins and external voltage reference input configuration will depend on the specific device. Refer to the device data sheet for further details.

A block diagram of the ADC is shown in Figure 22-1.

22.2 ADC Initialization

The following configuration steps should be performed.

1. Configure the ADC module:
 - a) Select port pins as analog inputs (ADxPCFGH<15:0> or ADxPCFGL<15:0>)
 - b) Select voltage reference source to match expected range on analog inputs (ADxCON2<15:13>)
 - c) Select the analog conversion clock to match desired data rate with processor clock (ADxCON3<5:0>)
 - d) Determine how many S/H channels will be used (ADxCON2<9:8> and ADxPCFGH<15:0> or ADxPCFGL<15:0>)
 - e) Select the appropriate sample/conversion sequence (ADxCON1<7:5> and ADxCON3<12:8>)
 - f) Select how conversion results are presented in the buffer (ADxCON1<9:8>)
 - g) Turn on ADC module (ADxCON1<15>)
2. Configure ADC interrupt (if required):
 - a) Clear the ADxIF bit
 - b) Select ADC interrupt priority

22.3 ADC and DMA

If more than one conversion result needs to be buffered before triggering an interrupt, DMA data transfers can be used. Both ADC1 and ADC2 can trigger a DMA data transfer. If ADC1 or ADC2 is selected as the DMA IRQ source, a DMA transfer occurs when the AD1IF or AD2IF bit gets set as a result of an ADC1 or ADC2 sample conversion sequence.

The SMP1<3:0> bits (ADxCON2<5:2>) are used to select how often the DMA RAM buffer pointer is incremented.

The ADDMABM bit (ADxCON1<12>) determines how the conversion results are filled in the DMA RAM buffer area being used for ADC. If this bit is set, DMA buffers are written in the order of conversion. The module will provide an address to the DMA channel that is the same as the address used for the non-DMA stand-alone buffer. If the ADDMABM bit is cleared, then DMA buffers are written in Scatter/Gather mode. The module will provide a scatter/gather address to the DMA channel, based on the index of the analog input and the size of the DMA buffer.

dsPIC33F

FIGURE 22-1: ADC1 MODULE BLOCK DIAGRAM

