

**ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO
EXTENSIÓN LATACUNGA**



**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA**

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR DE ENERGÍA ELÉCTRICA
DIGITAL CON CONEXIÓN INALÁMBRICA A UN COMPUTADOR, PARA EL
LABORATORIO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS”

ORTIZ BONILLA JOSÉ LUIS

Tesis presentada como requisito previo a la obtención del
título de:

INGENIERO ELECTROMECAÁNICO

**Año
2013**

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA

CERTIFICACIÓN

ING. MARCO SINGAÑA (DIRECTOR).

ING. MARCELO SILVA (CODIRECTOR).

CERTIFICAN:

Que el trabajo titulado “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR DE ENERGÍA ELÉCTRICA DIGITAL CON CONEXIÓN INALÁMBRICA A UN COMPUTADOR, PARA EL LABORATORIO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS” realizado por los Señor ORTIZ BONILLA JOSÉ LUIS ha sido guiado y revisado periódicamente y cumple normas estatutarias establecidas por la ESPE, en el Reglamento de Estudiantes de la Escuela Politécnica del Ejército.

Debido a que constituye un trabajo de excelente contenido científico que coadyuvará a la aplicación de conocimientos y al desarrollo profesional, se recomienda su publicación.

Ing.Marco Singaña

DIRECTOR DE PROYECTO

Ing.Marcelo Silva

CODIRECTOR DE PROYECTO

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo: **ORTIZ BONILLA JOSÉ LUIS**

DECLARO QUE:

El proyecto de grado “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR DE ENERGÍA ELÉCTRICA DIGITAL CON CONEXIÓN INALÁMBRICA A UN COMPUTADOR, PARA EL LABORATORIO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS” ha sido desarrollado con base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros, conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía.

Consecuentemente este trabajo es de mi autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, verdad y alcance científico del proyecto de grado en mención.

Latacunga, 29 de abril del 2013

ORTIZ BONILLA JOSÉ LUIS

CI: N° 0502656499

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA

AUTORIZACIÓN DE PUBLICACIÓN

Yo: **ORTIZ BONILLA JOSÉ LUIS**

Autorizo

A la Escuela Politécnica del Ejército, la publicación en Biblioteca Virtual y/o revista de la institución mi trabajo “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR DE ENERGÍA ELÉCTRICA DIGITAL CON CONEXIÓN INALÁMBRICA A UN COMPUTADOR, PARA EL LABORATORIO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Latacunga, 29 de abril del 2013

ORTIZ BONILLA JOSÉ LUIS

CI: N° 0502656499

AGRADECIMIENTO

Agradezco primeramente a Dios y a Cristo, que por su infinita gracia, me encuentro culminando una de mis mayores metas, después de tanto sacrificio y lucha constante.

Mi agradecimiento especial a mi amada esposa y mi amada hija, mis Adrianitas, por haber dado el significado de amor incondicional a mi vida y por estar conmigo en las buenas y en las malas. Gracias por compartir la lucha diaria y darme el aliento que necesito todos los días para dar mi mejor esfuerzo. Las Amo.

A mis amados padres, Elvia y Luis, por haber fomentado en mí, las mejores cualidades de una buena persona con amor y apoyo incondicional. Gracias por haberme brindado lo mejor de ustedes y por haber luchado por hacerme un hombre de bien.

A mi mamita hermosa, mi mamita Zoilita, por ser uno de los pilares fundamentales en mi vida, quien con su amor y sabiduría, me supo guiar por los senderos oscuros y poner en mi corazón la gracias de la humildad y la lucha perseverante.

A mis amados hermanitos, Javi y Vivi, con todo mi corazón les agradezco por haber compartido conmigo muchos años de felicidad, le agradezco a Dios por haberme permitido crecer junto ustedes. Los amo y siempre estaré a su lado mis chiquitos.

A toda mi familia y mis seres queridos, quienes siempre han estado en los momentos difíciles de mi vida.

A todos mis maestros, que ahora los considero mis amigos, por haber compartido su conocimiento científico y su amistad en todos éstos años.

DEDICATORIA

¿A quién, sino a ti?

El presente trabajo te lo dedico a ti mi Dios y Cristo señor, por darme el don de la vida y por tanta felicidad, alegría, bendición y amor para mí y todos mis seres amados.

RESUMEN

La introducción y continua mejora de elementos digitales en dispositivos, que antes se consideraban íntegramente analógicos, han causado una revolución en los diversos campos de los sistemas electrónicos. Dichos cambios han logrado integrar sistemas que, hasta hace unos años, no se consideraban dentro de la misma área temática. El presente proyecto de tesis busca ampliar la aplicación de la electrónica digital fusionando el área de Electricidad con la de Comunicaciones y desarrollando un Sistema de control digital basado en la tecnología del microcontrolador dsPIC30F4013.

Con dicha aplicación, será la etapa principal y básica de un sistema mayor, encargado de la medición digital de energía eléctrica trifásica en media y baja tensión, con un bajo porcentaje de error que permita la comunicación remota en tiempo real de los parámetros eléctricos sensados (Voltaje RMS, Corriente RMS, Potencia Activa, Potencia Reactiva, Potencia aparente, entre otros), hacia un computador de la red.

La tesis comprenderá el desarrollo del sistema de control con la lógica adecuada para procesamiento futuro de medición y comunicación; contando con etapas de ingreso de datos, preprocesamiento, control, visualización, comunicación y expansiones para mejoras futuras.

ABSTRACT

The introduction and continuous improvement of digital elements in devices that were once considered entire analog, caused a revolution in the various fields of electronic system. These changes have integrated system that, until recently, were not considered within the same thematic area. This thesis seek to extend the application of digital electronics area merging with the Communications Electrical and developing a digital control system based on dsPIC30F4013 microcontroller technology.

With this application, will be the main and basic stage of a larger system, responsible for digital measurement of three-phase power and low voltage, with a low error rate that allows real-time remote communication of the sensed electrical parameters (RMS voltage, RMS Current, Active Power, Reactive Power, Apparent Power, etc), to a computer network.

The thesis will include the development of control system with the appropriate logic for measuring future processing and communication, relying in data entry steps, preprocessing, control, visualization, communication and expansion for future improvements

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO I: GENERALIDADES

Generalidades.....	1
Objetivo Final.....	1
Objetivos Específicos.....	1
1.1. Justificación e Importancia.....	2
1.2. Medidores Eléctricos.....	3
1.2.1. Tipos de medidores.....	4
1.2.2. Aplicación de los medidores.....	17
1.3. Sensores.....	18
1.3.1. Sensores de corriente.....	19
1.3.2. Sensores de Voltaje.....	23
1.3.3. Aplicaciones.....	25
1.4. Microcontroladores.....	26
1.4.1. Características de los microcontroladores.....	26
1.4.2. Descripción de los microcontroladores.....	27
1.4.3. Aplicaciones.....	37
1.5. Interfaz de comunicación.....	38
1.5.1. USB.....	38
1.5.2. Características de la interfaz de comunicación.....	38
1.5.3. Descripción de la interfaz de comunicación.....	39
1.5.4. Aplicaciones.....	39
1.6. Comunicación inalámbrica.....	40

1.6.1. Protocolo Zig-bee.....	40
1.6.2. Aplicaciones Zig-bee.....	41

CAPÍTULO II: DISEÑO DEL SISTEMA

2.1. Descripción del medidor electrónico.....	43
2.2. Diseño del sistema electrónico del medidor.....	45
2.2.1. Requerimientos.....	46
2.2.2. Diagrama de bloques.....	46
2.2.3. Diseño de las etapas del circuito electrónico.....	47
2.3. Diagrama del Software de adquisición de datos.....	57

CAPÍTULO 3: SELECCIÓN, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN

3.1. Selección, descripción y características de los dispositivos.....	59
3.1.1. Transformadores reductores de voltaje 127/9Vca.....	59
3.1.2. Shunt de corriente de baja resistencia.....	60
3.1.3. Regulador de voltaje positivo LM317.....	61
3.1.4. Regulador Shunt ajustable LM431.....	62
3.1.5. Sensor de temperatura LM35.....	63
3.1.6. Regulador variable LM78L05.....	64
3.1.7. Amplificador operacional AD822.....	66
3.1.8. Optoacoplador 6N135.....	67
3.1.9. Microcontrolador dsPIC30F4013.....	68
3.1.10. Dispositivo de comunicación inalámbrica Zig-bee.....	70

3.2. Implementación del sistema.....	73
3.2.1. Implementación del circuito básico.....	73
3.2.2. Diseño del circuito en Ares.....	74
3.2.3. Implementación del circuito final del medidor de energía.....	74
3.2.4. Implementación del sistema de comunicación inalámbrica.....	76
3.2.5. Implementación del software de adquisición de datos.....	78
3.2.6. Implementación final del proyecto.....	81
3.4. Programación de los microcontroladores.....	82
3.5. Configuración del sistema de comunicación inalámbrica.....	85
3.5.1. Configuración de PC.....	85
3.5.2. Rango de pruebas.....	86
3.5.3. Terminal.....	86
3.5.4. Configuración de MODEM.....	87
CAPÍTULO IV: PRUEBAS Y RESULTADOS.	
4.1. Pruebas funcionales del medidor de energía eléctrica.....	88
4.2. Validación de datos.....	91
4.3. Análisis Financiero.....	94
CAPÍTULO V: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	
5.1. Conclusiones.....	96
5.2. Recomendaciones.....	98
Bibliografía.....	100
Anexos.....	102

ÍNDICE DE GRÁFICOS

CAPÍTULO I: GENERALIDADES.

Figura 1.1: Mecanismo de un medidor con magneto permanente.....	4
Figura 1.2: Mecanismo básico de un instrumento dinamométrico.....	5
Figura 1.3: Mecanismo básico de un medidor de hierro móvil.....	6
Figura 1.4: Diagrama básico de un medidor digital.....	7
Figura 1.5: Medidor de Potencia Activa y Analógica.....	10
Figura 1.6: Diagrama equivalente del medidor de potencia activa.....	10
Figura 1.7: Gráfica de las señales de potencia activa.....	12
Figura 1.8: Triángulo de potencias.....	13
Figura 1.9: Diagrama de equivalencia del filtro pasa bajos.....	14
Figura 1.10: Conexión de un medidor del tipo monofásico.....	16
Figura 1.11: Conexión de un medidor del tipo trifásico.....	17
Figura 1.12: Conexión de un medidor del tipo trifásico y neutro.....	17
Figura 1.13: Tipos de sensores corriente Shunt.....	20
Figura 1.14: Diferentes tipos de transformadores de corriente.....	21
Figura 1.15: Sensores de efecto Hall	21
Figura 1.16: Modelo de la bobina Rogowski.....	22
Figura 1.17: Sensores de corriente tipo Rogowski.....	23
Figura 1.18: Transformador reductor de voltaje.....	23
Figura 1.19: Diagrama eléctrico de un transformador de voltaje.....	24
Figura 1.20: Tipos de transformadores de voltaje.....	24
Figura 1.21: Transformadores de voltaje de alta tensión.....	25

Figura 1.22: La arquitectura Harvard del microcontrolador.....	28
Figura 1.23: Configuración del puerto USB.....	38
Figura 1.24: Diferentes tipos de puertos USB.....	40
Figura 1.25: Elemento Zig-Bee.....	41
Figura 1.26: Comunicación mediante protocolo Zig-Bee.....	41
Figura 1.27: Tecnología en 2.4 Ghz.....	42

CAPÍTULO II: DISEÑO DEL SISTEMA

Figura 2.1: Sistema de monitoreo de energía eléctrica.....	45
Figura 2.2: Diagrama de bloques del sistema.....	47
Figura 2.3: Diseño virtual del transformador de voltaje.....	48
Figura 2.4: Diseño virtual del transformador de corriente.....	48
Figura 2.5: Adquisición de las señales de voltaje.....	49
Figura 2.6: Conversor análogo digital y voltaje de referencia.....	50
Figura 2.7: Fuente para los dsPIC30F4013.....	50
Figura 2.8: Fuente para los amplificadores operacionales.....	51
Figura 2.9: Arreglo para el acondicionamiento de voltaje.....	52
Figura 2.10: Arreglo para el acondicionamiento de la carga.....	52
Figura 2.11: Arreglo para acondicionamiento de corriente.....	52
Figura 2.12: Arreglo de capacitares como filtro y estabilizador.....	53
Figura 2.13: Arreglo para los microcontroladores esclavos.....	53
Figura 2.14: Arreglo para la fuente del microcontrolador maestro.....	54
Figura 2.15: Arreglo para optoacopladores.....	54

Figura 2.16: Arreglo para el microcontrolador Maestro.....	55
Figura 2.17: Arreglo y disposición de pines de la pantalla LCD.....	56
Figura 2.18: Arreglo y disposición de pines del módulo Zig-Bee.....	56
Figura 2.19: Diseño de la configuración de comunicaciones.....	57
Figura 2.20: Diseño de visualización de datos adquiridos.....	58
Figura 2.21: Diseño de graficación de datos adquiridos.....	58
Figura 3.1: Diagrama eléctrico del transformador reductor de voltaje....	60
Figura 3.2: Resistencia Shunt.....	60
Figura 3.3: Configuración de pines del LM317.....	61
Figura 3.4: Diagrama esquemático del LM317.....	61
Figura 3.5: Configuración de pines del LM431.....	62
Figura 3.6: Diagrama esquemático del LM431.....	63
Figura 3.7: Configuración de pines del LM35.....	64
Figura 3.8: Diagrama esquemático del LM35.....	64
Figura 3.9: Configuración de pines del LM78L05.....	65
Figura 3.10: Diagrama esquemático del LM78L05.....	65
Figura 3.11: Disposición interna del amplificador AD822.....	67
Figura 3.12: Disposición interna del optoacoplador 6N135.....	67
Figura 3.13: Configuración de pines del dsPIC30F4013.....	69
Figura 3.14: Diagrama de bloques del dsPIC30F4013.....	69
Figura 3.15: Conexión típica usando Zig-bee.....	71
Figura 3.16: Configuración de pines del dispositivo Zig.bee.....	72
Figura 3.17: Elementos del dispositivo Zig-bee.....	72

Figura 3.18: Correspondencia de Buffer del Zig-bee.....	73
Figura 3.19: Implementación del circuito en el panel de prueba.....	73
Figura 3.20: Diseño Virtual de la placa del medidor de energía.....	74
Figura 3.21: Implementación de la placa final del medidor de energía...75	
Figura 3.22: Instalación del dispositivo inalámbrico.....	76
Figura 3.23: Instalación del controlador del dispositivo inalámbrico.....	77
Figura 3.24: Asignación del puerto de comunicación para el Zig-Bee....	77
Figura 3.25: Puerto de comunicación del dispositivo Zig.Bee.....	78
Figura 3.26: Diagrama de flujo del software de adquisición de datos.....	79
Figura 3.27: Adquisición y adecuación de datos principales.....	80
Figura 3.28: Programación de cálculos para las Potencias.....	81
Figura 3.29: Implementación final del proyecto.....	81
Figura 3.30: Diagrama de flujo de los microcontroladores esclavos.....	83
Figura 3.31: Diagrama de flujo del microcontrolador Maestro.....	84
Figura 3.32: Opción PC Setting.....	85
Figura 3.33: Opción Range Test.....	86
Figura 3.34: Opción Terminal.....	87
Figura 3.35: Opción MODEM Configuration.....	87
Figura 4.1: Pruebas funcionales del proyecto desarrollado.....	88
Figura 4.2: Visualización de datos en el software desarrollado.....	89
Figura 4.3: Visualización de datos numéricos.....	89
Figura 4.4: Visualización de datos mostrados en la pantalla LCD.....	90
Figura 4.5: Analizador trifásico de energía eléctrica.....	90

Figura 4.6: Datos obtenidos en el medidor de energía eléctrica.....	91
Figura 4.7: Datos obtenidos en el analizador de energía eléctrica.....	91
Figura 4.8: Comparación en los costos de los equipos.....	95

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Porcentaje de error de la Potencia Activa.....	92
Tabla 2: Porcentaje de error de la Potencia Reactiva.....	92
Tabla 3: Porcentaje de error de la Potencia Aparente.....	93
Tabla 4: Porcentaje de error del factor de Potencia.....	93
Tabla 5: Cotización de dispositivos y elementos electrónicos.....	94
Tabla 6: Comparación de costos de medidores eléctricos.....	95

CAPÍTULO 1

GENERALIDADES

En la actualidad la energía eléctrica es uno de los principales factores que rige la vida moderna y los sistemas de medición de energía juegan un papel preponderante en la relación económica entre las Empresas Generadoras, Transmisoras y Distribuidoras de Energía y los Consumidores. Por ello deben verificarse en forma periódica mediante sistemas conformados por equipos de inyección de corriente y tensión y medidores de energía patrones.

La aplicación más importante de los instrumentos es como contadores o medidores de energía.

OBJETIVO FINAL

Diseñar e implementar un medidor electrónico de energía eléctrica con conexión Inalámbrica a un computador para el Laboratorio de Máquinas Eléctricas.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS:

- Diseñar y Construir medidor de Energía Eléctrica.
- Registrar las variables eléctricas.
- Adaptar este sistema en forma inalámbrica
- Facilitar la visualización de las variables eléctricas en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas.

1.1. JUSTIFICACIÓN E IMPORTANCIA

La necesidad de realizar este proyecto es primordial por cuanto la ESPE-L ha seguido creciendo en el ámbito institucional y científico; es por esto que este proyecto está basado en la implementación de nueva tecnología al laboratorio con el fin de lograr precisión en el análisis de las variables requeridas de Energía Eléctrica.

La ESPE-L como una institución de renombre a nivel nacional debe cumplir con todas las normas establecidas para su funcionamiento; por tanto con este proyecto se realizará un análisis de los datos eléctricos del laboratorio de Máquinas Eléctricas y por consiguiente se obtendrá una ayuda adicional para la obtención de dichos datos tanto para el instructor del laboratorio, así como también para los estudiantes.

Al finalizar el proyecto se contará con un sistema de medición preciso en cuanto a los parámetros Eléctricos que se requiere conocer en función de la Energía Eléctrica consumida, así como también aportar con el avance científico de implementación de un sistema de instrumentación y obtención de los datos mencionados por medio del sistema de conexión inalámbrico a una PC en donde se realizará un programa que analizará todos estos parámetros.

1.2. MEDIDORES ELÉCTRICOS¹.

Un sistema de medición de parámetros eléctricos es aquel capaz de registrar todas aquellas variables eléctricas de interés que en determinado momento proporcionen información para establecer el comportamiento de un sistema de potencia.

El contar con un sistema de medición permanente lleva a los usuarios tarde o temprano a lograr mejoras en el sistema eléctrico y a la obtención de ahorros de energía sustentados en una base real de comparación.

El contador o medidor de consumo eléctrico es un dispositivo que mide el consumo de energía eléctrica de un circuito o un servicio eléctrico, siendo ésta la aplicación usual.

Existen medidores electromecánicos y electrónicos. Los medidores electromecánicos utilizan bobinados de corriente y de tensión para crear corrientes parásitas en un disco que, bajo la influencia de los campos magnéticos, produce un giro que mueve las agujas de la carátula. Los medidores electrónicos utilizan convertidores analógico-digitales para hacer la conversión. Las tensiones máximas que soportan los medidores eléctricos son de aproximadamente 600 voltios y las corrientes máximas pueden ser de hasta 200 amperios. Cuando las tensiones y las corrientes exceden estos límites se requieren transformadores de medición de tensión y de corriente. Se utilizan factores de conversión para calcular el consumo en dichos casos. Existe una clasificación de los medidores eléctricos dependiendo de sus características.

¹ www.monografias.com/trabajos...electricas/redes-electricas.pdf

1.2.1. TIPOS DE MEDIDORES.²

1. MECANISMOS INDICADORES

A) Instrumentos de magneto permanente y bobina móvil.

En la Figura 1.1 se puede apreciar un sistema móvil de este tipo, usualmente llamado Instrumento D'Arsonval. Utiliza una bobina que termina en un par de resortes antagónicos en espiral, a través de los cuales circula la corriente a medir. La bobina está dentro del campo magnético casi homogéneo que produce un imán permanente y se desplaza con un movimiento giratorio. El ángulo de rotación es proporcional a la corriente que circula por la bobina. Una aguja, indica la posición de éste sobre una escala calibrada en términos de corriente o voltaje. Este mecanismo indicador solo responde a la corriente continua y presenta una calibración casi lineal. El "shunt" magnético, que altera la intensidad del campo, se emplea para la calibración.

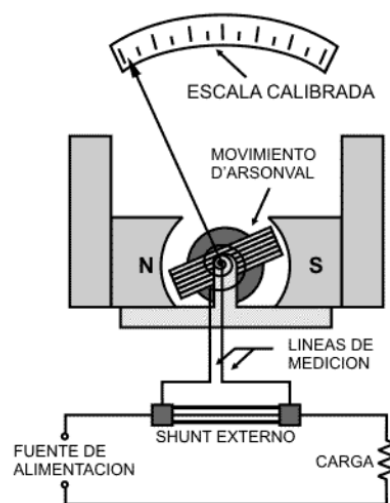


Figura 1.1: Mecanismo de un medidor con magneto permanente.

² www.monografias.com/trabajos-pdf4/redes-electricas/redes-electricas.pdf

B) Instrumentos electrodinámicos.

Un instrumento dinamométrico es muy similar al sistema D'Arsonval pero en lugar de utilizar un imán permanente posee una bobina móvil que gira en el campo establecido por la corriente de una bobina de campo que la rodea, tal y como se observa en la Figura 1.2. La escala de estos dispositivos tiene una relación cuadrática: el momento de torsión es proporcional al producto de los amperios - vuelta de la bobina móvil y los amperios - vuelta de la bobina de campo. La conexión de las bobinas de campo y de la bobina móvil en serie brinda la respuesta en términos del cuadrado de la corriente, haciendo del dinamómetro un instrumento de lectura RMS para corriente o voltaje.

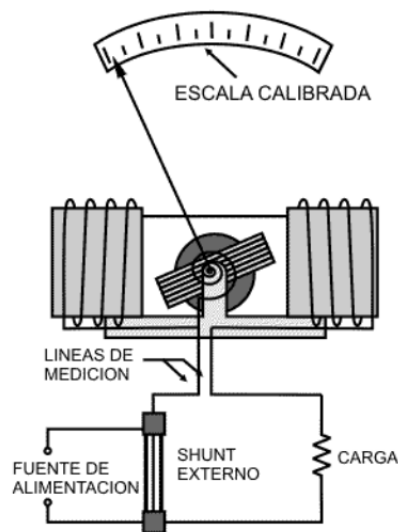


Figura 1.2: Mecanismo básico de un instrumento dinamométrico.

C) Instrumentos de hierro móvil.

Este tipo de instrumentos en la Figura 1.3 se emplean ampliamente a frecuencias de la red. Operan por medio de la corriente en la bobina que rodea dos aletas magnéticas, una fija y una que puede rotar de modo que aumente el espaciado entre ellas. La corriente en la bobina ocasiona que las aletas se magnetizen de manera similar y que de esa forma se repelan entre si. El momento de torsión producido por la aleta

móvil es proporcional al cuadrado de la corriente y es independiente de su polaridad. Esto brinda las bases para la operación de CA y para la indicación RMS mediante una escala adecuada.

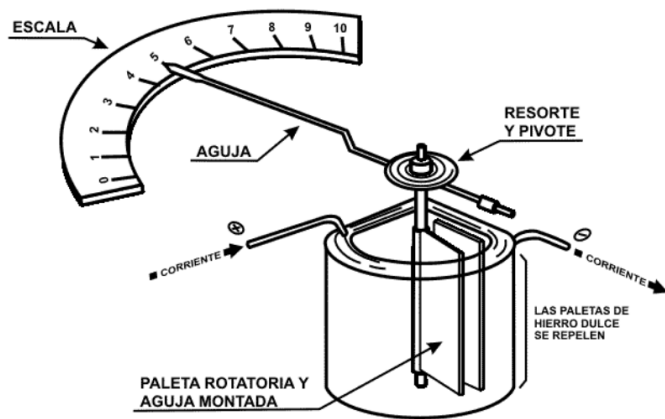


Figura 1.3: Mecanismo básico de un medidor de hierro móvil.

D) Instrumentos digitales multifuncionales.

Un instrumento digital multifuncional es un dispositivo electrónico que puede hacer mediciones de voltaje, corriente y/o resistencia; esto lo consigue al convertir la señal de entrada analógica en una representación digital, la cual puede ser muestreada como una lectura digital por el instrumento.

Los avances en la tecnología han hecho que los instrumentos digitales puedan ser capaces de obtener una gran precisión en la medición de voltajes, corrientes y resistencias alrededor de su rango de trabajo.

Las señales de entradas analógicas AC son convertidas a señales equivalentes digitales mediante transductores de entrada llamados Conversores Analógicos Digitales (ADC); luego, dichos valores digitales ingresan a un módulo de control dentro del equipo de medición el cual se encarga de procesar los datos ingresados y dar como resultado un valor que será equivalente al voltaje, corriente o potencia, según sea el algoritmo de control del dispositivo de medición.

En la Figura 1.4 se presenta el diagrama básico de un medidor digital.

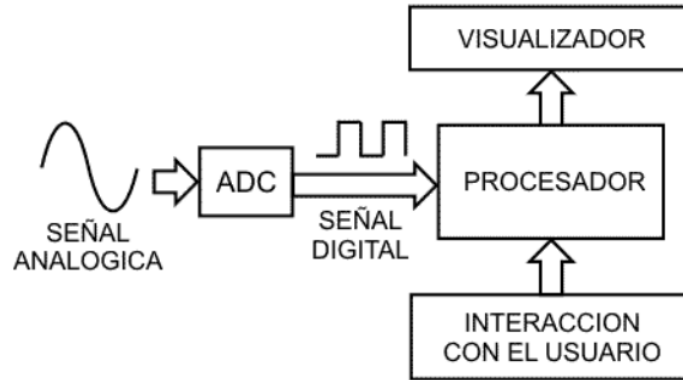


Figura1.4: Diagrama básico de un medidor digital.

2. INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN POR METODOLOGÍA.

A) Medidores de voltaje y corriente rms analógica.

Para medir los valores RMS tanto de voltaje como de corriente de manera analógica, los instrumentos de medición son esencialmente electromecánicos. Aprovechan el par útil generado por la interacción entre la corriente que circula por un bobinado interno del instrumento y el campo magnético existente en el ambiente donde se encuentra dicho bobinado. Este movimiento producido por el torque generado, movimiento de D`arsonval, es usado para producir la deflexión de la aguja del instrumento.

B) Medidores de voltaje y corriente rms digital.

La metodología para calcular el voltaje o la corriente RMS de forma digital sigue la misma lógica de funcionamiento, solo diferenciadas por el tipo de señal de entrada.

Para calcular el valor RMS, los instrumentos digitales utilizan dos métodos que se pueden definir como el método teórico y el método del filtro pasa-bajos:

i. Método teórico.

Consiste en aplicar el conocimiento teórico de la definición RMS, de ese modo el cálculo de una señal variable en el tiempo será:

$$F_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} f^2(t) dt}$$

Ecuación 1.1

Si la señal ha sido muestreada previamente, es decir se han tomado pequeños valores en ciertos periodos de tiempo, los cuales poseen una frecuencia de muestreo mucho mayor que la frecuencia de la señal variable en el tiempo, la definición vendría a ser:

$$F_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f^2[n]}$$

Ecuación 1.2

ii. Método del filtro pasa-bajos

Es un método práctico para el cálculo del valor RMS y consiste en partir de una señal muestreada como la presentada en la Ecuación 1.3:

$$f(t) = f_{max} \cdot \sin wt$$

Ecuación 1.3

Sea:

donde:

$$f(t) = \sqrt{2} \cdot F_{RMS} \cdot \sin wt$$

$$F_{RMS} = \frac{f_{max}}{\sqrt{2}}$$

Entonces, elevando al cuadrado la señal muestreada:

$$f^2(t) = 2 \cdot F_{RMS}^2 \cdot \sin^2 wt$$

Considerando la razón trigonométrica:

$$2 \cdot \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) = 1 - \cos \alpha$$

$$f^2(t) = F_{RMS}^2 - F_{RMS}^2 \cdot \cos 2\omega t \quad \text{Ecuación 1.4}$$

La Ecuación 1.4 posee dos partes: una constante en el tiempo con el valor cuadrático del RMS (DC) que es el valor deseado y la otra parte variable en el tiempo (AC) que contiene una señal cosenoidal no deseada. Para eliminar el valor no deseado, se aplica un Filtro Pasa Bajos (FPB) con una frecuencia de corte menor a la frecuencia de la señal AC.

Luego del filtro pasa bajos:

$$f^2(t) = F_{RMS}^2$$

Finalmente se obtiene la raíz cuadrada y de ese modo el valor RMS de la señal.

Luego de la raíz cuadrada:

$$f(t) = F_{RMS} \quad \text{Ecuación 1.5}$$

C) Medidores de potencia activa analógica.

Este tipo de medidores se basan en rotores de discos, los cuales operan bajo el principio del electromagnetismo.

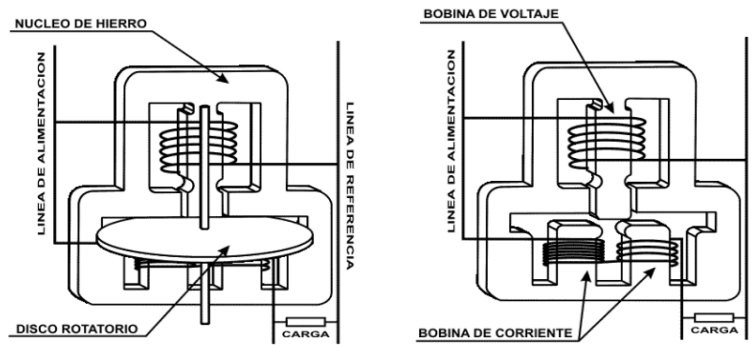


Figura 1.5: Medidor de Potencia Activa Analógica.

Las características esenciales se muestran en la Figura 1.5, el medidor posee una bobina de voltaje conectada en paralelo con las cargas, un par de bobinas de corriente conectadas en serie y un disco de aluminio gira libremente entre los polos. El devanado de la bobina de voltaje tiene muchas vueltas y es altamente inductivo, de modo que el flujo del voltaje aplicado está retrasado en casi 90° , mientras que los flujos en los polos de corriente, están en fase con la corriente.

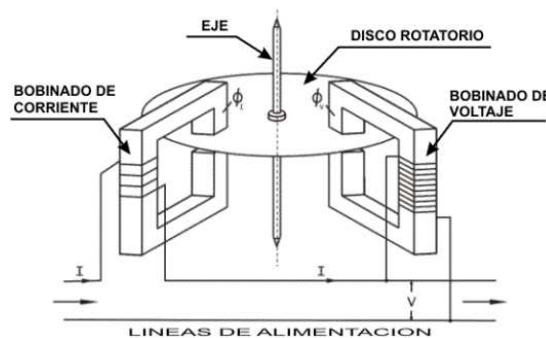


Figura 1.6: Diagrama equivalente del medidor de potencia activa.

Según la intensidad de corriente que circule por el bobinado de corriente y según el voltaje que exista entre los bornes del bobinado de voltaje, se generaran dos flujos en el núcleo, que a su vez inducirán corrientes de Foucault en el disco, las cuales conjuntamente con los dos flujos y gobernados por la Ley de Lenz, producirán un momento de torsión (torque) que finalmente ocasionará que el disco-rotor de aluminio gire en una dirección. La cantidad de vueltas que de el disco será la cantidad de Potencia Activa consumida (Figura 1.6).

D) Medidores de potencia activa digital.

Para el cálculo digital, se debe considerar un paso previo para muestrear y convertir a datos binarios los valores de las señales analógicas de voltaje y corriente. Al igual que la lógica del cálculo RMS digital, los instrumentos usan dos métodos: el método teórico y el método del filtro pasa-bajos.

i. Método teórico:

La definición para el cálculo de la potencia activa se expresa de la siguiente manera:

$$P_{\text{activa}} = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p(t) = VRMS \times IRMS = V_{RMS} \times I_{RMS} - V_{RMS} \times I_{RMS} \times \cos(2\omega t)$$

Teóricamente, la potencia activa será la parte de la ecuación que no contiene componentes en frecuencia, es decir la parte DC del producto entre corriente y voltaje.

ii. Método del filtro pasa - bajos:

Este resulta el método más práctico. Para su demostración:

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V_{RMS} \cdot \sin(\omega t) \quad \text{Ecuación 1.6}$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I_{RMS} \cdot \sin(\omega t) \quad \text{Ecuación 1.7}$$

Por definición teórica se multiplican ambas ecuaciones. (1.6 y 1.7)

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

$$p(t) = V_{RMS} \cdot I_{RMS} - V_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos(2\omega t) \quad \text{Ecuación 1.8}$$

Graficando la ecuación 1.8 en función del tiempo, se obtiene la Figura 1.7.

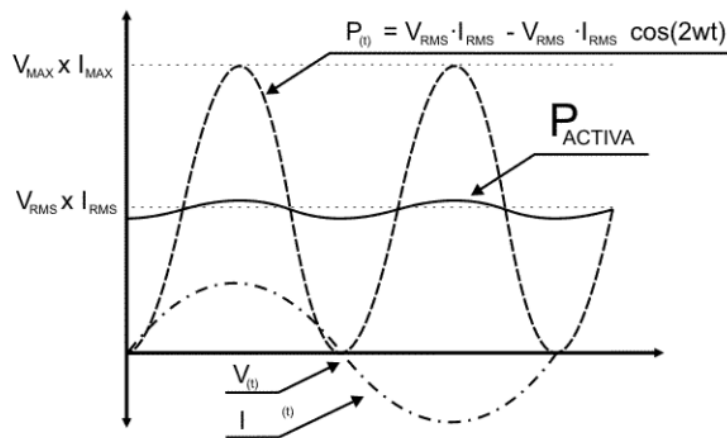


Figura 1.7: Gráfica de las señales de la potencia activa.

La Potencia activa será la componente DC de la señal $p(t)$ de la ecuación 1.8. Para eliminar la componente en AC de la ecuación, y por ende hallar el valor de la potencia activa, de manera práctica se aplica un Filtro Pasa Bajos (FPB) con frecuencia de corte menor a la frecuencia de la componente en AC.

$$P(t) = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad \text{Ecuación 1.9}$$

E) Medidores de potencia reactiva analógica.

Por lo general son medidores de potencia activa ordinarios en los que la bobina de corriente se inserta en serie con la carga de la manera usual, en tanto que la bobina de voltaje se arregla para recibir un voltaje en cuadratura con el voltaje de la carga.

F) Medidores de potencia reactiva digital.

La implementación digital de la potencia reactiva se torna compleja en un sistema electrónico y más aún a un costo razonable, pues requiere un dedicado procesamiento digital de señales (DSP, por sus siglas en

inglés) para el desarrollo de la transformada de Hilbert con el objetivo de hallar la constante de la condición de 90° por cada frecuencia. Ante esta dificultad, se han desarrollado diversas soluciones:

i. Método del triángulo de potencia

Este método está basado en el uso de las tres energías: aparente, activa y reactiva (Figura1.8).

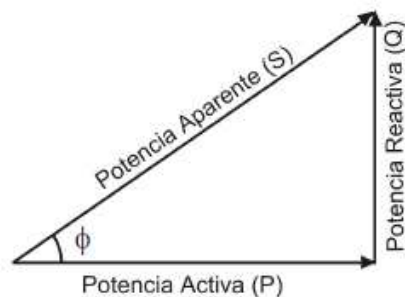


Figura1.8: Triángulo de potencias.

Para hallar el valor de la potencia reactiva, se puede aplicar la relación pitagórica.

$$P_{\text{reactiva}} = \sqrt{P_{\text{aparente}}^2 - P_{\text{activa}}^2}$$

Ecuación 1.10

Este método otorga excelentes resultados con formas de onda puramente sinusoidales (ideales), pero notables errores aparecen ante la presencia de armónicos, lo cual lo vuelve ineficiente ante señales reales, además se requeriría conocer previamente los valores de Potencia Activa y Reactiva.

ii. Método del retardo de tiempo con filtro pasa bajos.

Un retardo de tiempo es introducido para mover una de las formas de onda en 90° de la frecuencia fundamental y finalmente multiplicar las dos formas de onda.

$$\text{Energía Reactiva} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i \left(t + \frac{T}{4} \right) dt$$

Ecuación 1.11

Donde T es el periodo de la frecuencia fundamental.

Este método puede ser implementado por el retraso de muestreo de una de las entradas en un número de ciclos igual a un cuarto de ciclo de la frecuencia fundamental. Pero mediante el uso de un filtro pasa bajos, de manera similar se consigue un desfase de 90° (Figura1.9).

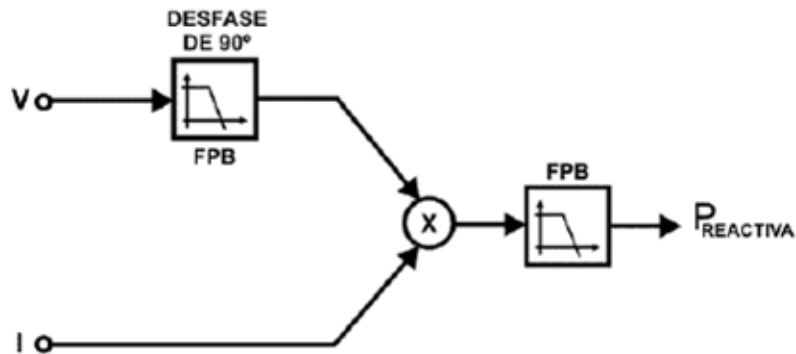


Figura1.9: Diagrama de equivalencia del filtro pasa bajos.

Si la frecuencia de corte del filtro pasa bajos es mucho menor que la frecuencia fundamental, esta solución realiza un movimiento de fase de 90° en toda frecuencia mayor a la frecuencia fundamental; y al hacer esto realiza una atenuación de esta frecuencia en 20dB/década. Esta solución es susceptible a la variación de la frecuencia de línea, pero con una compensación de la atenuación de la ganancia con la frecuencia de línea puede reducir el efecto desfavorable en el cálculo.

En la Figura 1.9 el segundo FPB se encuentra para eliminar cualquier inserción de ruido en la medición.

G) Medidores de potencia aparente analógica.

Es posible calcular la energía aparente si el factor de potencia es constante (fdp) a partir de los valores de Watts-hora (P) y Var-hora (Q):

$$var\ hora = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad \text{Ecuación 1.12}$$

Sin embargo, si el fdp no es constante, este método puede producir errores. Se han propuesto diversos dispositivos para la medición directa de la energía aparente. En una clase están aquellos en los que el fdp del medidor se hace más o menos igual al fdp de línea, esto se logra insertando un miembro móvil en la estructura del polo de la bobina de voltaje, que desplaza el flujo resultante cuando cambia el fdp de línea. En otra, se emplea autotransformadores con los elementos de voltaje para obtener un fdp en el medidor, cercano al fdp de línea, se logra una exactitud de casi 1% con fdp que varían de la unidad hasta el 40%. Otra clase surge de la suma vectorial de las energías activa y reactiva, se efectúa ya sea por medios electromagnéticos o electromecánicos, muchos de ellos muy ingeniosos.

H) Medidores de potencia aparente digital.

Para el cálculo de la potencia aparente se utiliza la siguiente ecuación:

$$S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad \text{Ecuación 1.13}$$

Para ello se hace referencia al método que permitió obtener el valor RMS en la Ecuación 1.5. Esto es, hallar el valor RMS tanto para la señal de voltaje como de la corriente y finalmente se obtiene el producto de ambos valores RMS, como lo expresa la Ecuación 1.13.

3. INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN POR APLICACIÓN. ³

A) Medidores Monofásicos.

Son medidores que son diseñados para calcular el consumo de parámetros eléctricos en un sistema de distribución monofásico de 2 hilos (1 Fase y un Neutro) (Figura1.10).

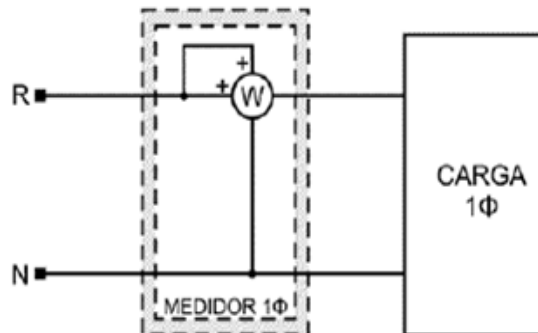


Figura1.10: Conexión de un medidor del tipo monofásico.

B) Medidores Trifásicos.

Hace referencia a los medidores que son diseñados para calcular el consumo de parámetros eléctricos en un sistema de distribución trifásico de 3 hilos (2 Fases y un Neutro) (Figura1.11), y de 4 hilos (3 Fases y un Neutro) (Figura1.12).

³ <http://es.scribd.com/doc/6698105/Aparatos-Para-Mediciones-Electricas>

<http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/10963/fichero/Archivos%252F03+Contadores+de+Energ%C3%A9tica.pdf>

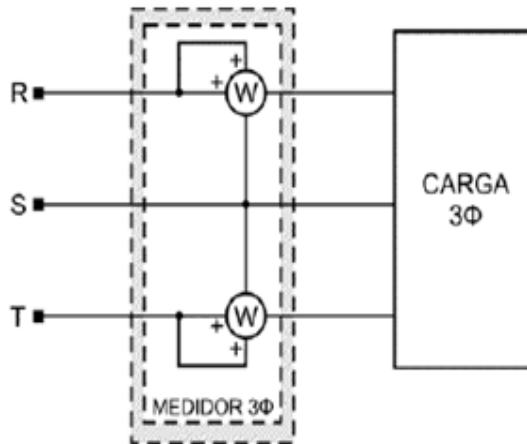


Figura 1.11: Conexión de un medidor del tipo trifásico.

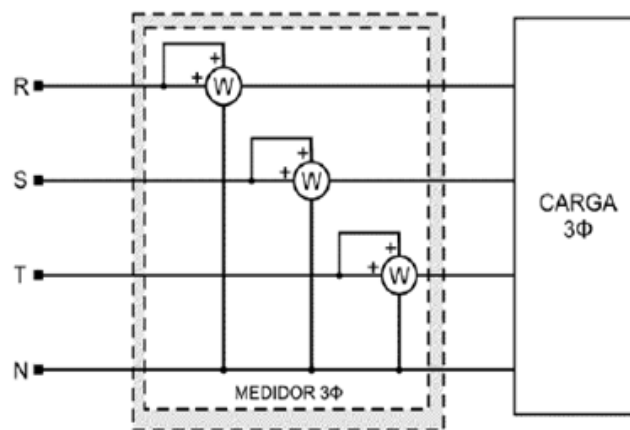


Figura 1.12: Conexión de un medidor del tipo trifásico y neutro.

1.2.2. APLICACIÓN DE LOS MEDIDORES.⁴

Algunas de las aplicaciones dentro de los sistemas de medición de parámetros eléctricos son las siguientes:

- Identificar aquellas cargas que contribuyen en mayor medida al consumo de energía, demanda máxima y/o bajo factor de potencia.
- Determinar la eficiencia con la que se utiliza la energía eléctrica en una empresa.

⁴ www.frm.utn.edu.ar/medidase1/teoria/Unidad%209_ver1.pdf

- Calcular los índices energéticos y compararlos con los niveles recomendados.
- Distribuir costos (facturación interna).
- Detección de problemas relacionados con regulación y desbalance de voltaje.
- Identificar procesos en los que se sub utilicen motores.
- Identificar procesos en los cuales la utilización de motores de alta eficiencia y/o variadores de velocidad representan un ahorro significativo de energía.
- Determinar el estado de los bancos de capacitores.
- Establecer el nivel de carga de transformadores y alimentadores.
- Determinar los kVAr necesarios para la corrección óptima del factor de potencia.

Un sistema de medición de parámetros eléctricos es aquel capaz de registrar todas aquellas variables eléctricas de interés que en determinado momento proporcionen información para establecer el comportamiento de un sistema de potencia.

El contar con un sistema de medición permanente lleva a los usuarios tarde o temprano a lograr mejoras en el sistema eléctrico y a la obtención de ahorros de energía sustentados en una base real de comparación.

1.3. SENSORES.⁵

En años recientes se ha producido un incremento rápido en la participación de mercado por parte de los medidores de energía de estado sólido.

⁵<http://profesores.elo.utfsm.cl/~agv/elo326/1s07/projects/TheoSoto/presentacion1.ppt#261,6>, Componentes del Sistema:

Decenas de millones de medidores de estado sólido son instalados anualmente por todo el mundo. Los medidores modernos de energía de estado sólido contienen elementos sensores tanto de voltaje como de corriente. La lectura del voltaje se consigue típicamente al dividir el voltaje de la línea por medio de un divisor con resistencias o un transformador de potencial cuando se necesita aislamiento de la línea. Sin embargo, la lectura de la corriente es un problema más difícil. No solamente el sensor de corriente exige un rango de medición mucho mayor, sino que éste también necesita manipular un rango de frecuencias mucho más amplio dado el alto contenido de armónicas en la onda de corriente.

1.3.1. SENSORES DE CORRIENTE.⁶

A) Shunt de Corriente de baja resistencia.

El shunt de corriente de baja resistencia es la solución de más bajo costo actualmente disponible y ofrece una lectura sencilla con excelente precisión (Figura 1.13). Un modelo de este aparato es una resistencia. Cuando se estén practicando mediciones de corriente de alta precisión, se debe tener en cuenta la inductancia parásita del shunt y aunque ésta afecta la magnitud de la impedancia a frecuencias relativamente altas, su efecto sobre la fase a las frecuencias de la línea es suficiente para causar un error notable a bajo factor de potencia. Un desfase de 0.1° llevará a un error de aproximadamente 0.3% a un factor de potencia de 0.5.

El bajo costo y la alta confiabilidad hacen del shunt de corriente de baja resistencia una solución para la medición de corriente.

⁶ <http://es.scribd.com/doc/71225213/Sensores-de-Corriente>



Figura 1.13: Tipos de sensores de corriente Shunt.

B) Transformador de Corriente.

El Transformador de corriente (TC) usa el principio de un transformador para convertir la corriente primaria a una corriente secundaria más pequeña (Figura1.14).

El Transformador de corriente es común entre los medidores de energía de estado sólido de alta corriente; es un aparato pasivo que no necesita circuitos adicionales de control. Adicionalmente, el TC puede medir corrientes muy altas y consumir poca potencia, sin embargo, el material ferrítico usado en el núcleo se puede saturar cuando la corriente primaria es muy alta o cuando hay un componente importante de DC en la corriente. Una vez magnetizado, el núcleo contendrá histéresis y su precisión se degradará a menos que éste se desmagnetice de nuevo.



Figura 1.14: Diferentes tipos de transformadores de corriente.

C) Sensor de Efecto Hall.

Existen dos tipos principales de sensores de Efecto Hall, anillo abierto (open-loop) y anillo cerrado (closed-loop). El segundo ofrece mejor precisión y rangos dinámicos más amplios pero a un costo mayor, y la mayoría de los sensores de Efecto Hall que se encuentran en medidores de energía usan el diseño anillo abierto para lograr costos más bajos. El sensor de Efecto Hall tiene una excelente respuesta a la frecuencia y está capacitado para medir corrientes muy altas. Sin embargo, las desventajas incluyen un resultado con alta deriva por temperatura y la necesidad de circuitos externos de control; la cual, adicionados al relativo alto costo, hacen de los sensores de Efecto Hall dispositivos especiales comparados con los TC.



Figura 1.15: Sensores de efecto Hall.

D) Bobina de Rogowski.

Consiste en una bobina de cable en forma de hélice, alrededor de una circunferencia, como un toroide, pero con núcleo de aire, y las dos terminales están cercanas entre sí. Una vez que se tiene ésta, la bobina se cierra alrededor del cable conductor que transporta la corriente que se quiere medir. Dado que el voltaje inducido en la bobina es proporcional a la velocidad con la que varía la corriente que se mide en el cable, o a su derivada temporal, la salida obtenida en la bobina de Rogowski es usualmente conectada a un dispositivo integrador para obtener la señal proporcional a la corriente.

Un modelo sencillo de la bobina Rogowski es un inductor con inductancia mutua con la corriente primaria, como se muestra en la Figura 1.16.

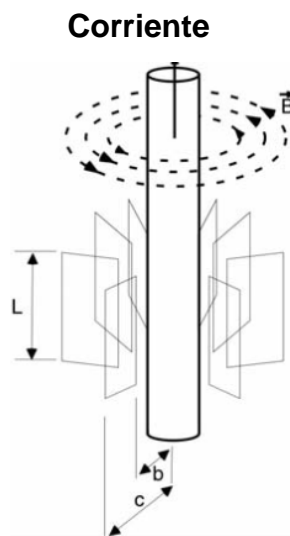


Figura 1.16: Modelo de la bobina Rogowski.

En la Figura 1.17 se presenta la apariencia física de los sensores de corriente de tipo Rogowski.



Figura 1.17: Sensores de corriente tipo Rogoski.

1.3.2. SENSORES DE VOLTAJE.

El transformador esta basado en los fenómenos de inducción electromagnética. Consta de un núcleo de chapas magnéticas, al que rodean dos devanados, denominados primario y secundario.

Al conectar el devanado primario a una red de c.a. se establece un flujo alterno en el circuito magnético que, a su vez, inducirá la fuerza electromotriz en el o los devanados secundarios.

En la Figura 1.18 se muestra un ejemplo de un transformador reductor de voltaje y en la Figura 1.19 se muestra un el diagrama eléctrico típico de un transformador de voltaje.

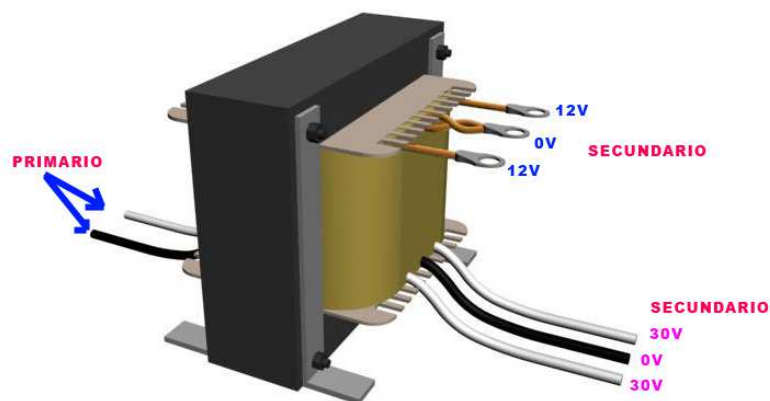


Figura 1.18: Transformador reductor de voltaje.

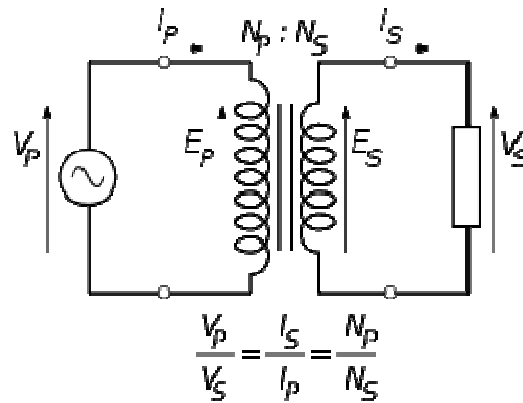


Figura 1.19: Diagrama eléctrico de un transformador de voltaje.

En la industria se utilizan transformadores de voltaje que tienen doble devanado de transformación, siendo su principal utilidad la de brindar diferentes relaciones de transformación con el objeto de realizar medidas y protección a equipos de distribución eléctrica. En la Figura 1.20 se muestra un ejemplo de los diferentes tipos de transformadores de voltaje.



Figura 1.20: Tipos de transformadores de voltaje.

En la figura 1.21 se muestran los transformadores de medida de alta tensión utilizados en subestaciones eléctricas.

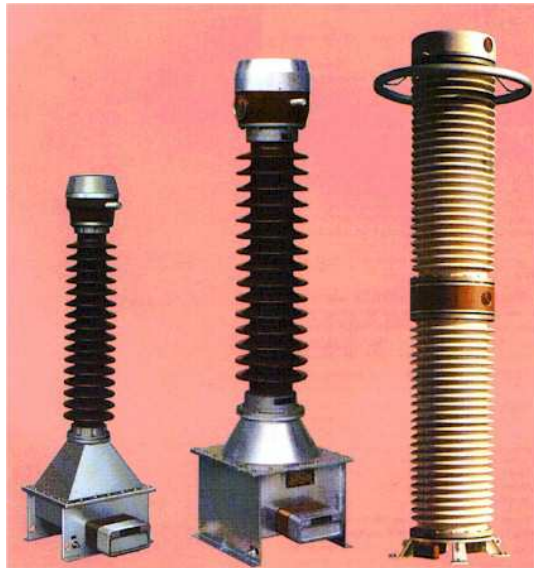


Figura 1.21: Transformadores de voltaje de alta tensión.

1.3.3. APLICACIONES.

- Adquisición de señales analógicas para procesos digitales de medición de potencia.
- Medidores de energía digital, los cuales no sólo se encargan de realizar la medición, sino también los cálculos de calidad de energía.
- Celdas de media tensión y baja tensión, en las cuales los transformadores de corriente y voltaje, cumplen un valor muy importante, que son los de realizar la medida y protección de los equipos y líneas de transmisión de energía eléctrica.
- Se utilizan como elementos de adaptación de la instrumentación industrial.

1.4. MICROCONTROLADORES.⁷

Los microcontroladores están conquistando el mundo. Están presentes en nuestro trabajo, en nuestra casa y en nuestra vida, en general. Se pueden encontrar controlando el funcionamiento de los ratones y teclados de los computadores, en los teléfonos, en los hornos microondas y los televisores de nuestro hogar. El nacimiento del siglo XXI será testigo de la conquista masiva de estos diminutos computadores, que gobernarán la mayor parte de los aparatos que fabricar y usaremos los humanos.

1.4.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS MICROCONTROLADORES.

Un microcontrolador es un circuito integrado de alta escala de integración que incorpora la mayor parte de los elementos que configuran un controlador.

Un microcontrolador dispone normalmente de los siguientes componentes:

- Procesador o UCP (Unidad Central de Proceso).
- Memoria RAM para Contener los datos.
- Memoria para el programa tipo ROM/PROM/EPROM.
- Líneas de E/S para comunicarse con el exterior.
- Diversos módulos para el control de periféricos (temporizadores, Puertas Serie y Paralelo, CAD: Conversores Analógico/Digital, CDA: Conversores Digital/Analógico, etc.).
- Generador de impulsos de reloj que sincronizan el funcionamiento de todo el sistema.

⁷ es.wikipedia.org/wiki/Microcontrolador

Los dispositivos que para su regulación incorporan un microcontrolador, brindan las siguientes ventajas:

- Aumento de prestaciones: un mayor control sobre un determinado elemento representa una mejora considerable en el mismo.
- Aumento de la fiabilidad: al reemplazar el microcontrolador por un elevado número de elementos disminuye el riesgo de averías y se precisan menos ajustes.
- Reducción del tamaño en el producto acabado: La integración del microcontrolador en un chip disminuye el volumen, la mano de obra y los stocks.
- Mayor flexibilidad: las características de control están programadas por lo que su modificación sólo necesita cambios en el programa de instrucciones.

El microcontrolador es en definitiva un circuito integrado que incluye los componentes de un computador. Debido a su reducido tamaño es posible montar el controlador en el propio dispositivo al que gobierna. En este caso el controlador recibe el nombre de controlador empotrado (embedded controller).

1.4.2. DESCRIPCIÓN DE LOS MICROCONTROLADORES.

A) ARQUITECTURA BÁSICA

Aunque inicialmente todos los microcontroladores adoptaron la arquitectura clásica de Von Neumann, en el momento presente se impone la arquitectura Harvard. La arquitectura de Von Neumann se caracteriza por disponer de una sola memoria principal donde se almacenan datos e instrucciones de forma indistinta. A dicha memoria se accede a través de un sistema de buses único (direcciones, datos y control).

La arquitectura Harvard (Figura 1.22) dispone de dos memorias independientes una, que contiene sólo instrucciones y otra, sólo datos.

Ambas disponen de sus respectivos sistemas de buses de acceso y es posible realizar operaciones de acceso (lectura o escritura) simultáneamente en ambas memorias.

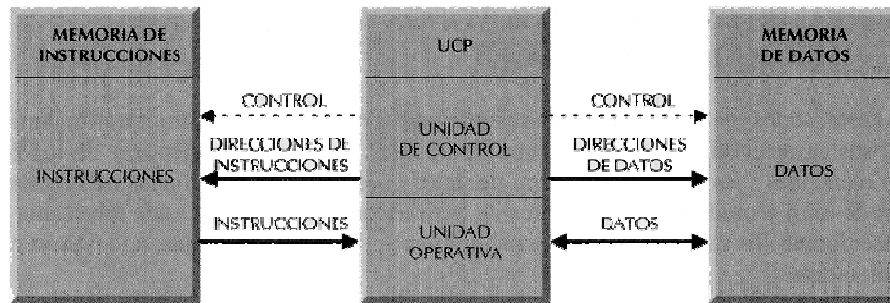


Figura 1.22: La arquitectura Harvard del microcontrolador.

B) EL PROCESADOR O UCP

Es el elemento más importante del microcontrolador y determina sus principales características, tanto a nivel hardware como software.

Se encarga de direccionar la memoria de instrucciones, recibir el código OP de la instrucción en curso, su decodificación y la ejecución de la operación que implica la instrucción, así como la búsqueda de los operandos y el almacenamiento del resultado.

Existen tres orientaciones en cuanto a la arquitectura y funcionalidad de los procesadores actuales.

- **CISC.-** Un gran número de procesadores usados en los microcontroladores están basados en la filosofía CISC (Computadores de Juego de Instrucciones Complejo). Disponen de más de 80 instrucciones máquina en su repertorio, algunas de las cuales son muy sofisticadas y potentes, requiriendo muchos ciclos para su ejecución.

Una ventaja de los procesadores CISC es que ofrecen al programador instrucciones complejas que actúan como macros.

- **RISC.-** Tanto la industria de los computadores comerciales como la de los microcontroladores están decantándose hacia la filosofía RISC (Computadores de Juego de Instrucciones Reducido). En estos procesadores el repertorio de instrucciones máquina es muy reducido y las instrucciones son simples y, generalmente, se ejecutan en un ciclo.

La sencillez y rapidez de las instrucciones permiten optimizar el hardware y el software del procesador.

- **SISC.-** En los microcontroladores destinados a aplicaciones muy concretas, el juego de instrucciones, además de ser reducido, es "específico", o sea, las instrucciones se adaptan a las necesidades de la aplicación prevista. Esta filosofía se ha bautizado con el nombre de SISC (Computadores de Juego de Instrucciones Específico).

C) MEMORIA

En los microcontroladores la memoria de instrucciones y datos está integrada en el propio chip. Una parte debe ser no volátil, tipo ROM, y se destina a contener el programa de instrucciones que gobierna la aplicación. Otra parte de memoria será tipo RAM, volátil, y se destina a guardar las variables y los datos.

Hay dos peculiaridades que diferencian a los microcontroladores de los computadores personales:

No existen sistemas de almacenamiento masivo como disco duro o disquetes.

Como el microcontrolador sólo se destina a una tarea en la memoria ROM, sólo hay que almacenar un único programa de trabajo.

Los tipos de memoria de los microcontroladores son los siguientes:

i. RAM

En estos dispositivos es de poca capacidad pues sólo debe contener las variables y los cambios de información que se produzcan en el transcurso del programa. Por otra parte, como sólo existe un programa activo, no se requiere guardar una copia del mismo en la RAM pues se ejecuta directamente desde la ROM.

Los usuarios de computadores personales están habituados a manejar Megabytes de memoria, pero, los diseñadores con microcontroladores trabajan con capacidades de ROM comprendidas entre 512 bytes y 8 k bytes y de RAM comprendidas entre 20 y 512 bytes.

Según el tipo de memoria ROM que dispongan los microcontroladores, la aplicación y utilización de los mismos es diferente. Se describen las cinco versiones de memoria no volátil que se pueden encontrar en los microcontroladores del mercado.

ii. ROM con máscara

Es una memoria no volátil de sólo lectura cuyo contenido se graba durante la fabricación del chip. El elevado coste del diseño de la máscara sólo hace aconsejable el empleo de los microcontroladores con este tipo de memoria cuando se precisan cantidades superiores a varios miles de unidades.

iii. OTP

El microcontrolador contiene una memoria no volátil de sólo lectura "programable una sola vez" por el usuario. OTP (One Time Programmable). Es el usuario quien puede escribir el programa en el chip mediante un sencillo grabador controlado por un programa desde un PC.

La versión OTP es recomendable cuando es muy corto el ciclo de diseño del producto, o bien, en la construcción de prototipos y series muy pequeñas.

Tanto en este tipo de memoria como en la EPROM, se suele usar la encriptación mediante fusibles para proteger el código contenido.

iv. EPROM

Los microcontroladores que disponen de memoria EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory) pueden borrarse y grabarse muchas veces. La grabación se realiza, como en el caso de los OTP, con un grabador gobernado desde un PC. Si, posteriormente, se desea borrar el contenido, disponen de una ventana de cristal en su superficie por la que se somete a la EPROM a rayos ultravioleta durante varios minutos. Las cápsulas son de material cerámico y son más caros que los microcontroladores con memoria OTP que están hechos con material plástico.

v. EEPROM

Se trata de memorias de sólo lectura, programables y borrables eléctricamente EEPROM (Electrical Erasable Programmable Read Only Memory). Tanto la programación como el borrado, se realizan eléctricamente desde el propio grabador y bajo el control programado de un PC. Es muy cómoda y rápida la operación de grabado y la de borrado. No disponen de ventana de cristal en la superficie.

Los microcontroladores dotados de memoria EEPROM una vez instalados en el circuito, pueden grabarse y borrarse cuantas veces se quiera sin ser retirados de dicho circuito. Para ello se usan "grabadores en circuito" que confieren una gran flexibilidad y rapidez a la hora de realizar modificaciones en el programa de trabajo.

El número de veces que puede grabarse y borrarse una memoria EEPROM es finito, por lo que no es recomendable una reprogramación continua, son muy idóneos para la enseñanza y la Ingeniería de diseño.

Se va extendiendo en los fabricantes la tendencia de incluir una pequeña zona de memoria EEPROM en los circuitos programables para guardar y

modificar cómodamente una serie de parámetros que adecuan el dispositivo a las condiciones del entorno.

vi. FLASH

Se trata de una memoria no volátil, de bajo consumo, que se puede escribir y borrar. Funciona como una ROM y una RAM pero consume menos y es más pequeña.

A diferencia de la ROM, la memoria FLASH es programable en el circuito. Es más rápida y de mayor densidad que la EEPROM.

La alternativa FLASH está recomendada frente a la EEPROM cuando se precisa gran cantidad de memoria de programa no volátil. Es más veloz y tolera más ciclos de escritura/borrado.

Las memorias EEPROM y FLASH son muy útiles al permitir que los microcontroladores que las incorporan puedan ser reprogramados "en circuito", es decir, sin tener que sacar el circuito integrado de la tarjeta. Así, un dispositivo con este tipo de memoria incorporado al control del motor de un automóvil permite que pueda modificarse el programa durante la rutina de mantenimiento periódico, compensando los desgastes y otros factores tales como la compresión, la instalación de nuevas piezas, etc. La reprogramación del microcontrolador puede convertirse en una labor rutinaria dentro de la puesta a punto.

D) RECURSOS FUNDAMENTALES⁸

i. Puertas de entrada y de salida.

La principal utilidad de los pines que posee la cápsula que contiene un microcontrolador es soportar las líneas de E/S que comunican al computador interno con los periféricos exteriores.

⁸ <http://perso.wanadoo.es/pictob/microcr.htm>

Según los controladores de periféricos que posea cada modelo de microcontrolador, las líneas de E/S se destinan a proporcionar el soporte a las señales de entrada, salida y control.

ii. Reloj Principal

Todos los microcontroladores disponen de un circuito oscilador que genera una onda cuadrada de alta frecuencia, que configura los impulsos de reloj usados en la sincronización de todas las operaciones del sistema.

Generalmente, el circuito de reloj está incorporado en el microcontrolador y sólo se necesitan unos pocos componentes exteriores para seleccionar y estabilizar la frecuencia de trabajo. Dichos componentes suelen consistir en un cristal de cuarzo junto a elementos pasivos o bien un resonador cerámico o una red R-C.

Aumentar la frecuencia de reloj supone disminuir el tiempo en que se ejecutan las instrucciones, pero lleva aparejado un incremento del consumo de energía.

E) RECURSOS ESPECIALES

Cada fabricante oferta numerosas versiones de una arquitectura básica de microcontrolador. En algunas amplía las capacidades de las memorias, en otras incorpora nuevos recursos, en otras reduce las prestaciones al mínimo para aplicaciones muy simples, etc. La labor del diseñador es encontrar el modelo mínimo que satisfaga todos los requerimientos de su aplicación. Los principales recursos específicos que incorporan los microcontroladores son:

- Temporizadores o "Timers".
- Perro guardián o "Watchdog".
- Protección ante fallo de alimentación o "Brownout".
- Estado de reposo o de bajo consumo.

- Conversor A/D.
- Conversor D/A.
- Comparador analógico.
- Modulador de anchura de impulsos o PWM.
- Puertas de E/S digitales.
- Puertas de comunicación.

i. Temporizadores o "Timers".

Se emplean para controlar periodos de tiempo (temporizadores) y para llevar la cuenta de acontecimientos que suceden en el exterior (contadores).

Para la medida de tiempos se carga un registro con el valor adecuado y a continuación dicho valor se va incrementando o decrementando al ritmo de los impulsos de reloj o algún múltiplo hasta que se desborde y llegue a 0, momento en el que se produce un aviso.

Cuando se desean contar acontecimientos que se materializan por cambios de nivel o flancos en alguna de las patitas del microcontrolador, el mencionado registro se va incrementando o decrementando al ritmo de dichos impulsos.

ii. Perro guardián o "WATCHDOG"

Cuando el computador personal se bloquea por un fallo del software u otra causa, se pulsa el botón del reset y se reinicializa el sistema. Pero un microcontrolador funciona sin el control de un supervisor y de forma continuada las 24 horas del día. El Perro guardián consiste en un temporizador que, cuando se desborda y pasa por 0, provoca un reset automáticamente en el sistema.

Se debe diseñar el programa de trabajo que controla la tarea de forma que refresque o inicialice al perro guardián antes de que provoque el

reset. Si falla el programa o se bloquea, no se refrescará al perro guardián y, al completar su temporización, "ladrará y ladrará" hasta provocar el reset.

iii. Protección ante fallo de alimentación o "BROWNOUT"

Se trata de un circuito que resetea al microcontrolador cuando el voltaje de alimentación (VDD) es inferior a un voltaje mínimo ("brownout"). Mientras el voltaje de alimentación sea inferior al de brownout el dispositivo se mantiene reseteado, comenzando a funcionar normalmente cuando sobrepasa dicho valor.

iii. Estado de reposo ó de bajo consumo

Son abundantes las situaciones reales de trabajo en que el microcontrolador debe esperar, sin hacer nada, a que se produzca algún acontecimiento externo que le ponga de nuevo en funcionamiento. Para ahorrar energía, (factor clave en los aparatos portátiles), los microcontroladores disponen de una instrucción especial (SLEEP en los PIC), que les pasa al estado de reposo o de bajo consumo, en el cual los requerimientos de potencia son mínimos. En dicho estado se detiene el reloj principal y se "congelan" sus circuitos asociados, quedando sumido en un profundo "sueño" el microcontrolador. Al activarse una interrupción ocasionada por el acontecimiento esperado, el microcontrolador se despierta y reanuda su trabajo.

iv. Conversor A/D (CAD)

Los microcontroladores que incorporan un Conversor A/D (Analógico/Digital) pueden procesar señales analógicas, tan abundantes en las aplicaciones. Suelen disponer de un multiplexor que permite aplicar a la entrada del CAD diversas señales analógicas desde los pines del circuito integrado.

v. Conversor D/A (CDA)

Transforma los datos digitales obtenidos del procesamiento del computador en su correspondiente señal analógica que envía al exterior por una de los pines de la cápsula. Existen muchos actuadores que trabajan con señales analógicas.

vi. Comparador analógico

Algunos modelos de microcontroladores disponen internamente de un Amplificador Operacional que actúa como comparador entre una señal fija de referencia y otra variable que se aplica por una de los pines de la cápsula. La salida del comparador proporciona un nivel lógico 1 ó 0 según una señal sea mayor o menor que la otra.

También hay modelos de microcontroladores con un módulo de tensión de referencia que proporciona diversas tensiones de referencia que se pueden aplicar en los comparadores.

VII. Modulador de anchura de impulsos o PWM.

Son circuitos que proporcionan en su salida impulsos de anchura variable, que se ofrecen al exterior a través de los pines del encapsulado.

viii. Puertos de E/S digitales

Todos los microcontroladores destinan algunos de sus pines a soportar líneas de E/S digitales. Por lo general, estas líneas se agrupan de ocho en ocho formando Puertos.

Las líneas digitales de los Puertos pueden configurarse como Entrada o como Salida cargando un 1 ó un 0 en el bit correspondiente de un registro destinado a su configuración.

ix. Puertos de comunicación

Con objeto de dotar al microcontrolador de la posibilidad de comunicarse con otros dispositivos externos, otros buses de microprocesadores, buses de sistemas, buses de redes y poder adaptarlos con otros elementos bajo otras normas y protocolos. Algunos modelos disponen de recursos que permiten directamente esta tarea, entre los que destacan:

- **UART.-** Adaptador de comunicación serie asíncrona.
- **USART.-** Adaptador de comunicación serie síncrona y asíncrona

Puerta paralela esclava para poder conectarse con los buses de otros microprocesadores.

- **USB (Universal Serial Bus).-** Es un moderno bus serie para los PC.
- **Bus I²C.-** Es un interfaz serie de dos hilos desarrollado por Philips.
- **CAN (Controller Area Network).-** Para permitir la adaptación con redes de conexión multiplexado desarrollado conjuntamente por Bosch e Intel para el cableado de dispositivos en automóviles.

1.4.3. APLICACIONES.

Cada vez existen más recursos que incorpora un microcontrolador con el fin de aumentar sustancialmente sus prestaciones, reducir su tamaño y coste, mejorar su fiabilidad y disminuir el consumo.

Los microcontroladores están siendo empleados en multitud de sistemas presentes en la vida diaria, como pueden ser juguetes, horno microondas, frigoríficos, televisores, computadoras, impresoras, módems, el sistema de arranque de un carro, etc. Estos pequeños microcontroladores podrían comunicarse entre ellos y con un procesador central, probablemente más potente, para compartir la información y coordinar sus acciones; como de hecho, ocurre ya habitualmente con el PC.

1.5. INTERFAZ DE COMUNICACIÓN.⁹

1.5.1. USB

El USB soporta periféricos de baja y media velocidad. Empleando dos velocidades para la transmisión de datos, de 1.5 y 12 Mbps, se consigue una utilización más eficiente de sus recursos. Los periféricos de baja velocidad tales como teclados, ratones, joysticks, y otros periféricos para juegos, no requieren 12 Mbps. Empleando para ellos 1,5 Mbps, se puede dedicar más recursos del sistema a periféricos tales como monitores, impresoras, módems, scanner, equipos de audio, que precisan de velocidades más altas para transmitir mayor volumen de datos o datos cuya dependencia temporal es más estricta .

1.5.2. CARACTERÍSTICAS DE LA INTERFAZ DE COMUNICACIÓN.

La principal característica es la multiplicación por 10 de la velocidad de transferencia, que pasa de los 480 Mbps a los 4,8 Gbps (600 MB/s). Otra de las características de este puerto es su "regla de inteligencia": los dispositivos que se activan y después de un momento quedan inactivas, pasan inmediatamente a un estado de bajo consumo.

En la Figura 1.23 se presenta la configuración del puerto USB.

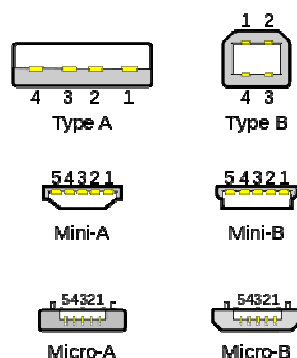


Figura 1.23: Configuración del puerto USB

⁹ <ftp://ftp.campbellsci.com/pub/csl/outgoing/es/leaflets/comms.pdf>

1.5.3. DESCRIPCIÓN DE LA INTERFAZ DE COMUNICACIÓN.

USB fue diseñado para estandarizar la conexión de periféricos, como mouse, teclados, joysticks, escáneres, cámaras digitales, teléfonos móviles, reproductores multimedia, impresoras, dispositivos multifuncionales, sistemas de adquisición de datos, módems, tarjetas de red, tarjetas de sonido, tarjetas sintonizadoras de televisión y grabadora de DVD externa, discos duros externos y disquetera externas. Su éxito ha sido total, habiendo desplazado a conectores como el puerto serie, puerto paralelo, puerto de juegos, Apple Desktop Bus o PS/2 a mercados-nicho o a la consideración de dispositivos obsoletos a eliminar de los modernos ordenadores, pues muchos de ellos pueden sustituirse por dispositivos USB que implementen esos conectores.

1.5.4. APLICACIONES.

Su campo de aplicación se extiende en la actualidad a cualquier dispositivo electrónico o con componentes, desde los automóviles (las radios de automóvil modernas van convirtiéndose en reproductores multimedia con conector USB o iPod) a los reproductores de Blu-ray Disc o los modernos juguetes como Pleo. Se han implementado variaciones para su uso industrial e incluso militar. Pero en donde más se nota su influencia es en los smartphones (Europa ha creado una norma por la que todos los móviles deberán venir con un cargador microUSB), tabletas, PDAs y videoconsolas, donde ha reemplazado a conectores propietarios casi por completo.

En la Figura 1.24 se presentan diferentes tipos de puertos USB.

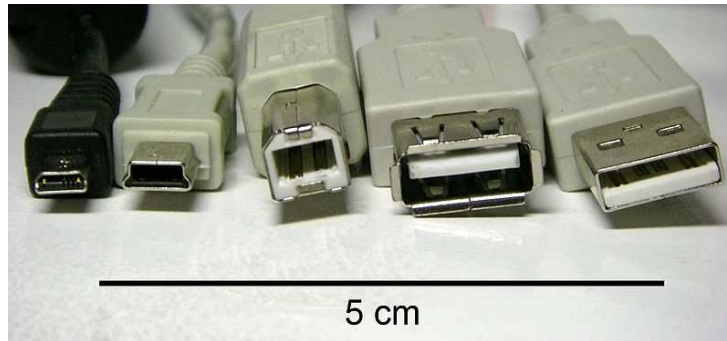


Figura 1.24: Diferentes tipos de puertos USB

1.6. COMUNICACIÓN INALÁMBRICA.

1.6.1. PROTOCOLO ZIG-BEE¹⁰

Zig.Bee es el nombre de la especificación de un conjunto de protocolos de alto nivel de comunicación inalámbrica para su utilización con radiodifusión digital de bajo consumo, basada en el estándar IEEE 802.15.4 de redes inalámbricas de área personal (*wireless personal area network*, WPAN). Su objetivo son las aplicaciones que requieren comunicaciones seguras con baja tasa de envío de datos y maximización de la vida útil de sus baterías.

En principio, el ámbito donde se asume que esta tecnología cobre más fuerza es en domótica. La razón de ello son diversas características que lo diferencian de otras tecnologías:

- Su bajo consumo.
- Su topología de red en malla.
- Su fácil integración (se pueden fabricar nodos con muy poca electrónica).

En la Figura 1.25 se presenta un elemento Zig-Bee.

¹⁰ rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/1109/7/Informe_ZigBee.pdf



Figura 1.25: Elemento Zig-Bee.

1.6.2. APLICACIONES ZIG-BEE

Aplicaciones que requieren comunicaciones seguras con baja tasa de envío de datos y maximización de la vida útil de sus baterías. ZigBee utiliza la banda ISM para usos industriales, científicos y médicos; en concreto, 868 MHz en Europa, 915 en Estados Unidos y 2,4 GHz en todo el mundo. Tiene un velocidad de hasta 250 kbps, mientras que en Bluetooth es de hasta 1 Mbps.

En la Figura 1.26 se presenta una comunicación mediante protocolo Zig-Bee.

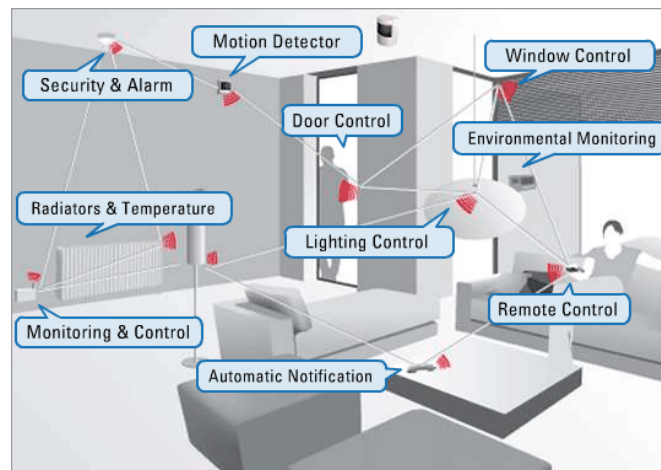


Figura 1.26: Comunicación mediante protocolo Zig-Bee.

ZigBee opera en las bandas libres de 2.4Ghz, 858Mhz para Europa y 915Mhz para Estados Unidos. En la siguiente Figura se puede ver el espectro de ocupación en las bandas del protocolo 802 (incluyendo ZigBee).

En la Figura 1.27 se representa la tecnología en 2.4 Ghz.

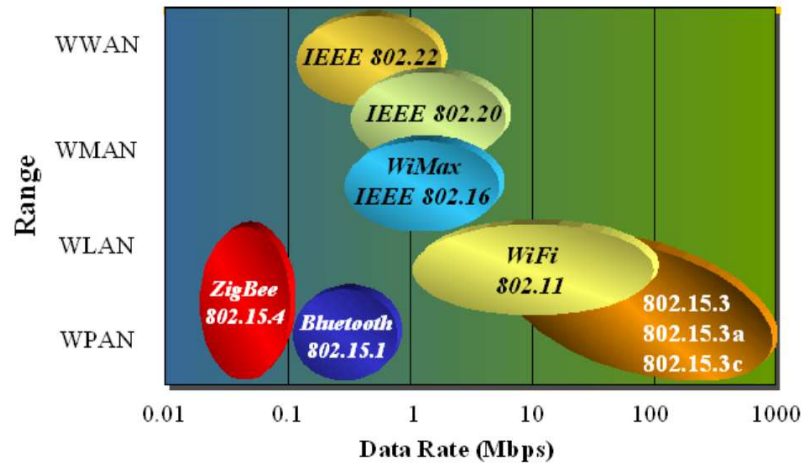


Figura 1.27: Tecnología en 2.4 Ghz

CAPÍTULO 2

DISEÑO DEL SISTEMA

2.1. DESCRIPCIÓN DEL MEDIDOR ELECTRÓNICO

Históricamente, la medición de la energía eléctrica consumida por un determinado usuario fue y sigue siendo en muchos casos, el medidor electromecánico o instrumento electrodinámico. No obstante, en la actualidad está siendo reemplazado lentamente por dispositivos electrónicos que ofrecen mayor seguridad, eficiencia y flexibilidad para la medición de diferentes parámetros, y no solamente de energía.

Estos equipos poseen memoria no volátil para almacenar datos referidos al comportamiento del sistema, que permiten realizar un seguimiento del mismo.

También están adaptados para implementar un sistema de energía prepaga, que tienen bastante aceptación por parte de los distribuidores, porque permite un mejor control por fraude o hurto de energía. Para poder distinguir los medidores en cuanto a su propósito, se los puede agrupar de la manera siguiente:

- 1) Considerando el sistema de la red a través de la cual se utiliza la energía: *medidores monofásicos y trifásicos* (para tres y cuatro conductores). Considerando el tipo de receptor cuyo funcionamiento influye en la tarifa: medidores de energía activa, reactiva ó aparente.
- 2) Considerando el horario de utilización y la máxima carga de corta duración: medidores de tarifa múltiple y de demanda máxima. Existen diferentes tipos de medidores que pueden pertenecer a uno o varios de estos grupos.

A pesar del constante desarrollo que han tenido los medidores electromecánicos en las últimas décadas, los medidores electrónicos o de estado sólido están abarcando el mercado porque no sólo realizan la misma función que los anteriores, sino que no cuentan con partes

móviles o electromecánicas, evitando el error por desgastes y deformaciones. Tienen más prestaciones porque miden energía activa, reactiva y aparente, la demanda máxima, doble y multi-tarifa. Miden la tensión de línea, la corriente que está circulando, el factor de potencia, y otras características de la red, que determinan un parámetro global denominado calidad de energía. Actualmente hay una gran variedad de este tipo de medidores, cada uno con características diferentes, que permiten cubrir prácticamente todas las necesidades en cuanto a medición paramétrica se refiere. De todas maneras hay que tener en cuenta todo lo referido a medidores electromecánicos, como son errores, márgenes para un buen funcionamiento, y sobre todo las reglamentaciones. Casi todas las firmas presentes en el mercado dedicadas al desarrollo de contadores electromecánicos incluyen en sus avances a los electrónicos, dada la gran versatilidad que presentan los mismos, y por ser la tendencia actual.

En este trabajo se ha desarrollado un sistema para medir energía eléctrica empleando dispositivos electrónicos de última generación, de una manera rápida y confiable. Los componentes empleados permiten una gran flexibilidad de desarrollo que facilitan que el prototipo sea permanentemente mejorado sin ulteriores inversiones. Las grandes compañías internacionales que desarrollan sistemas electrónicos de medición de energía utilizan circuitos integrados del mismo tipo que los presentados en este proyecto, como Analog Devices, Cirrus Logic, CR Magnetics y Microchip.

En la Figura 2.1 se presenta el diagrama del sistema de monitoreo de energía eléctrica que se desarrollará en el presente proyecto.

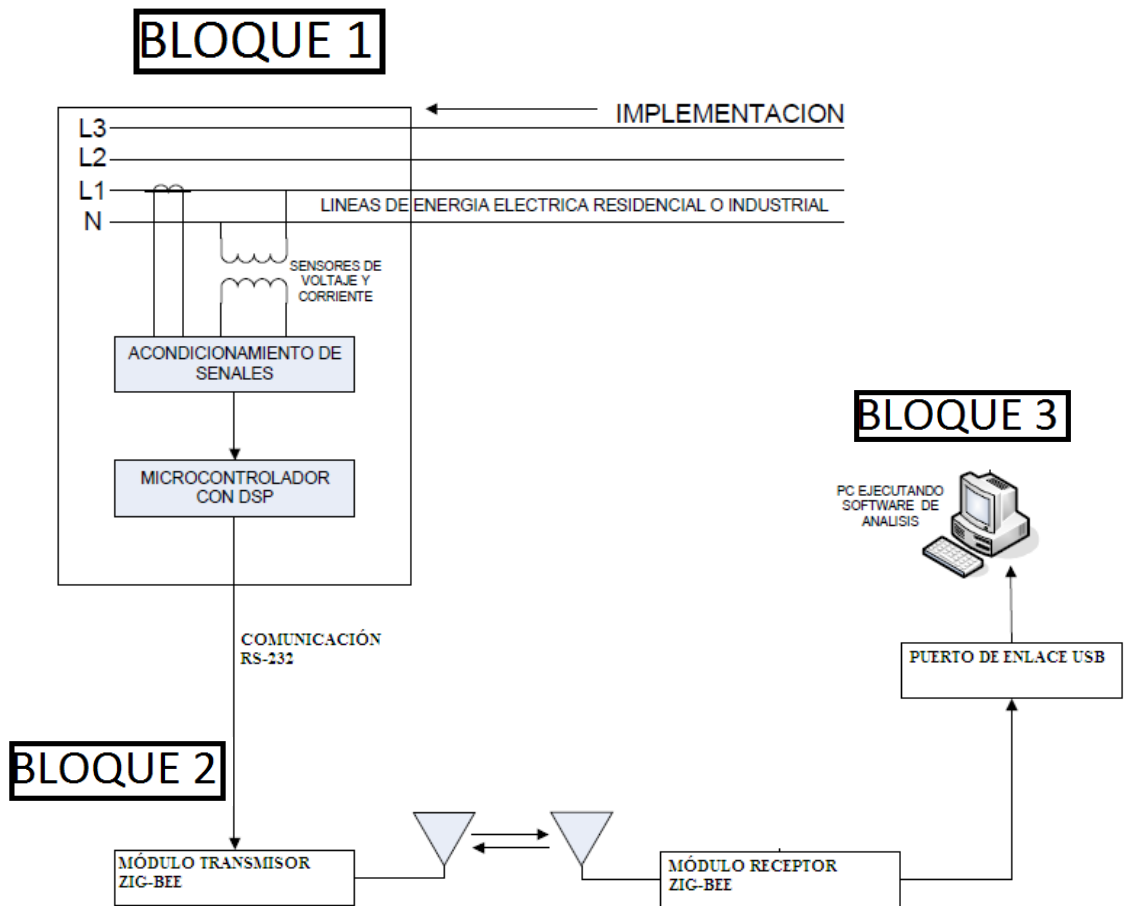


Figura 2.1: Sistema de monitoreo de energía eléctrica.

Donde:

BLOQUE 1: Etapa de implementación del diseño electrónico del medidor de energía eléctrica.

BLOQUE 2: Etapa de comunicación inalámbrica XBee.

BLOQUE 3: Etapa de adquisición de datos en Labview.

2.2. DISEÑO DEL SISTEMA ELECTRÓNICO DEL MEDIDOR

Luego de analizar las respectivas tecnologías para medición de parámetros eléctricos presentadas, la alternativa adecuada a los requerimientos del sistema de control resulta ser la tecnología digital que permite la mejor adaptación entre módulos y la capacidad necesaria para realizar el procesamiento matemático.

Además, es importante señalar que el equipo de medición trifásica de parámetros eléctricos comprende dos partes básicas: El Acondicionamiento de datos y el Sistema de control digital, siendo esta última la más importante por ser el núcleo del equipo.

Como se observa en la Figura 2.1, la unión del Equipo de medición trifásica con la Interfaz remota da origen a un Sistema mayor de medición trifásica de parámetros eléctricos, conformando de esta manera un Punto de Medición y control que tiene todo Sistema EEM¹¹.

2.2.1. REQUERIMIENTOS.

Se requiere construir un sistema electrónico de medición, que permita monitorear las características eléctricas de las líneas de energía, usando elementos electrónicos que permitan acondicionar las señales de corriente, voltaje y ángulo de desfase entre las mismas, las cuales serán analizadas por microcontroladores por cada fase que estarán actuando como esclavos y luego enviando las señales adquiridas a un microcontrolador maestro, que se encargará de realizar los cálculos de Potencias, Voltajes y demás datos necesarios. Una vez que el microcontrolador master realice las operaciones programadas, se encargará de enviar los datos a la pantalla LCD y al módulo de comunicación inalámbrica Zig-Bee para la parte de comunicaciones.

2.2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES.

En la Figura 2.2. se puede apreciar el diagrama de bloques diseñado para la elaboración del proyecto, el cuál presenta las diferentes etapas de diseño y construcción del medidor de energía eléctrica que fueron los siguientes:

- Etapa de adquisición de datos.
- Fuente regulada de alimentación y voltajes de referencia.
- Etapa de acondicionamiento de señal.
- Etapa de adquisición de datos.

¹¹ Sistema Eléctrico Electrónico de Medición.

- Etapa de comunicación.
- Etapa de despliegue de datos y herramientas de análisis.

En la Figura 2.2 se representa un diagrama de bloques de sistema.

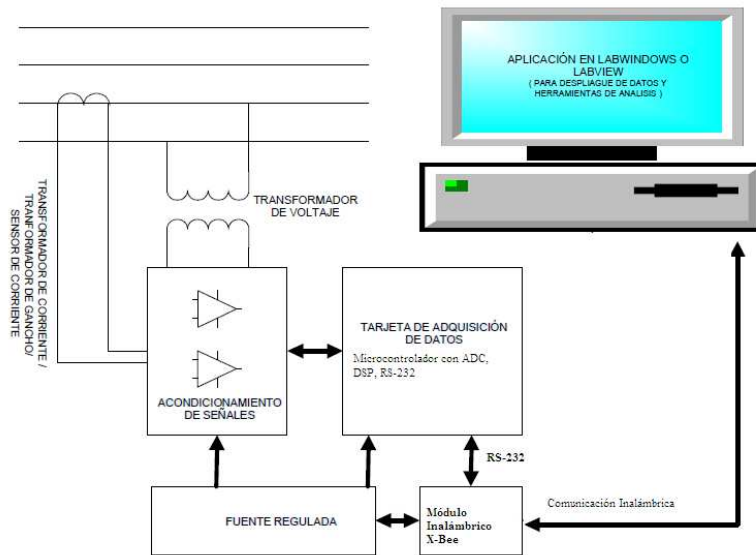


Figura 2.2: Diagrama de bloques del sistema.

2.2.3. DISEÑO DE LAS ETAPAS DEL CIRCUITO ELECTRÓNICO.

A) SENSOR DE VOLTAJE.

En la Figura 2.3 se muestra el diagrama virtual del diseño del software PROTEUS, de uno de los transformadores que permitirán obtener la señal de voltaje, la cual es uno de los parámetros necesarios para los cálculos de potencia. Para éste fin se seleccionó un transformador reductor de voltaje comercial marca GE, que opera con una entrada de 127V RMS de CA a 60Hz, con una capacidad de corriente de salida de 500mA y 9VCA, y derivación central.

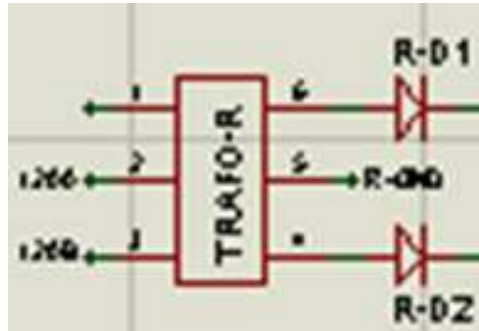


Figura 2.3: Diseño virtual del transformador de voltaje.

B) SENSOR DE CORRIENTE (SHUNT DE CORRIENTE).

El shunt de corriente de baja resistencia es la solución de más bajo costo actualmente disponible y ofrece una lectura sencilla con excelente precisión. Un modelo de este aparato es una resistencia.

El bajo costo y la alta confiabilidad hacen del shunt de corriente de baja resistencia una solución popular para la medición de corriente.

Por motivos de diseño, se adaptó un alambre entre las entradas de fuente y las salidas a carga con una resistencia de valor conocido de 0.31 ohms, las cuáles permiten obtener un valor de corriente aproximado de 430A.

En la Figura 2.4 se representa la resistencia Shunt para la adquisición de señales de corriente.

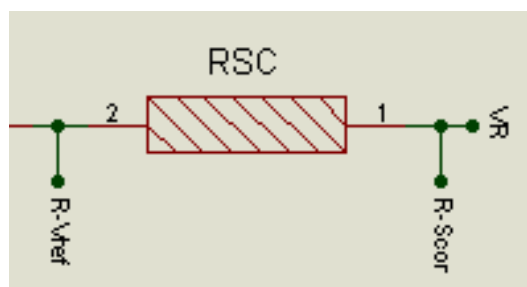


Figura 2.4: Diseño virtual del transformador de corriente.

C) REGULADOR DE TENSIÓN LM 317

Para su empleo solo requiere dos resistencias exteriores para conseguir el valor de salida. De hecho, la línea de carga y regulación es mejor que en los reguladores fijos. Además de las mejores características respecto a los reguladores fijos, dispone de protección por limitación de corriente y exceso de temperatura, siendo funcional la protección por sobrecarga incluso si el terminal de regulación está desconectado. Normalmente no necesita condensadores mientras esté a menos de 15 centímetros de los filtros de alimentación.

En la Figura 2.5 se representa la adquisición de las señales de voltaje

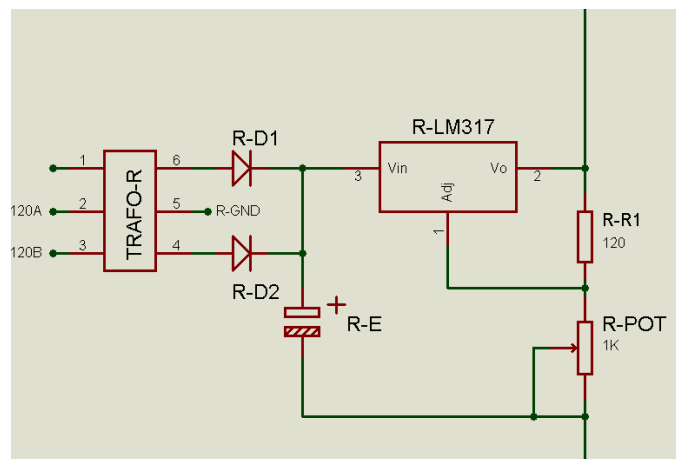


Figura 2.5: Adquisición de las señales de voltaje.

D) CONVERTOR ANÁLOGO DIGITAL Y VOLTAJE DE REFERENCIA.

Se utiliza los circuitos integrados LM431 el cual permite regular las corrientes altas que pasan por el circuito y el LM35 para el control de temperatura del mismo.

En la Figura 2.6 se encuentra representado un convertor análogo digital y voltaje de referencia.

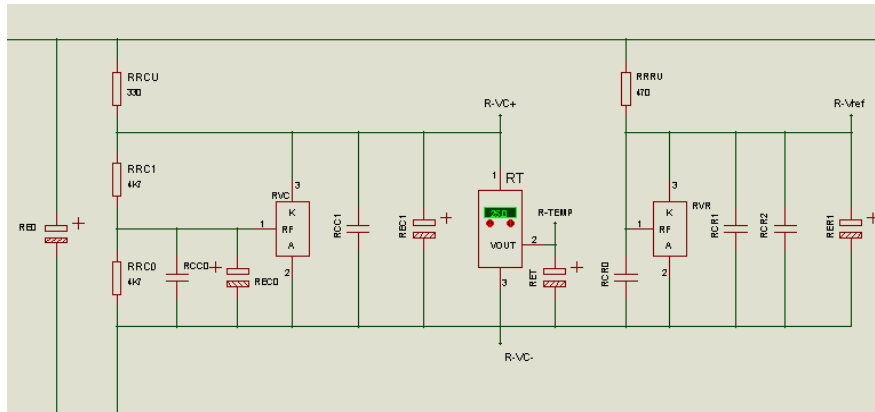


Figura 2.6: Conversor análogo digital y voltaje de referencia.

E) FUENTE PARA LOS dsPIC30F4013 ESCLAVOS.

Se realiza el diseño para la alimentación del Microcontrolador dsPIC30F4013, utilizando el circuito integrado LM78L05, el cuál permitirá obtener una mejora en la impedancia de salida y dejando las corrientes bajas en reposo.

En la Figura 2.7 se se representa la fuente para los dsPIC30F4013.

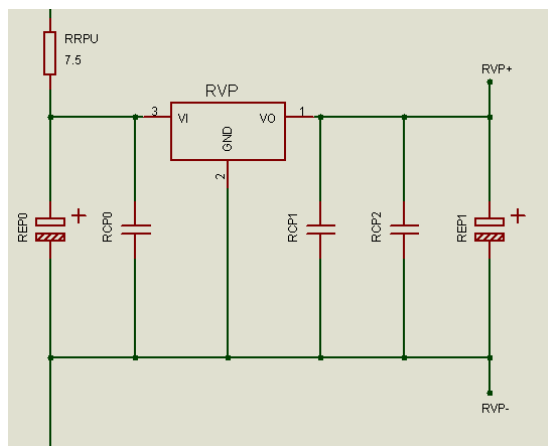


Figura 2.7: Fuente para los dsPIC30F4013

F) FUENTE PARA LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Se utiliza el circuito integrado LM431 para regular las corrientes altas que pasan por el circuito.

En la Figura 2.8 se encuentra la fuente para los amplificadores operacionales.

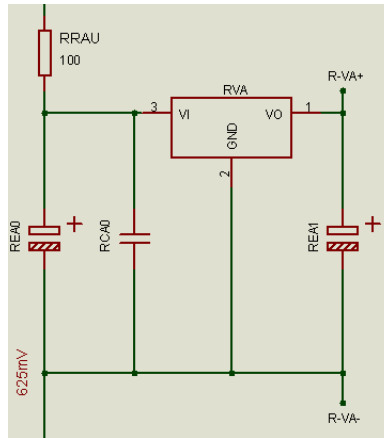


Figura 2.8: Fuente para los amplificadores operacionales.

G) ETAPA DE PRE-PROCESAMIENTO DE DATOS

i. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

El pre-procesador de parámetros eléctricos se encarga de recibir la señal analógica acondicionada de la red, digitalizarla, evaluarla y procesarla para convertirla en un dato que pueda ser entendido por un microcontrolador. El tipo de pre-procesador dependerá en gran parte de las características de la red eléctrica a la cual se requiera conectar el dispositivo, para ello el pre-procesador podrá ser del tipo monofásico o trifásico.

ii. AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Se ha escogido el amplificador operacional AD822 para convertir la señal de salida del transformador, a una señal DC con componente alterno (Señal alterna montada en un nivel de DC), usando valores típicos de las resistencias. El siguiente arreglo es utilizado para las tres fases.

En la figura 2.9 se representa el arreglo para acondicionamiento de Voltaje.

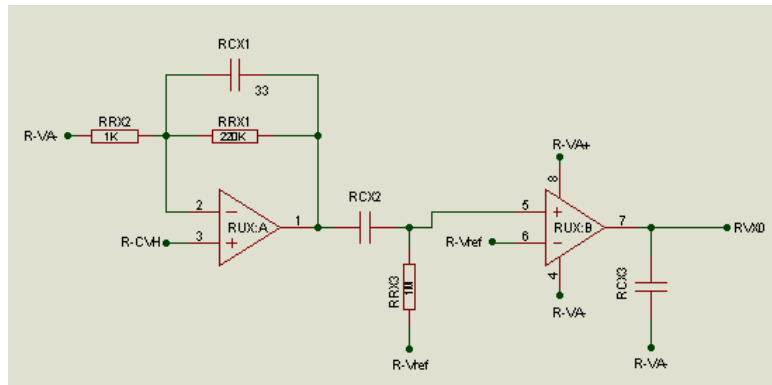


Figura 2.9: Arreglo para el acondicionamiento de Voltaje.

En la Figura 2.10 se encuentra el arreglo para acondicionamiento de la carga.

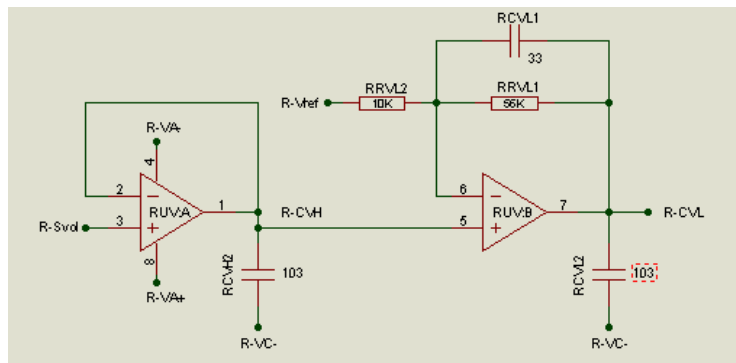


Figura 2.10: Arreglo para el acondicionamiento de la carga.

En la Figura 2.11 se encuentra representado el arreglo para acondicionamiento de Corriente.

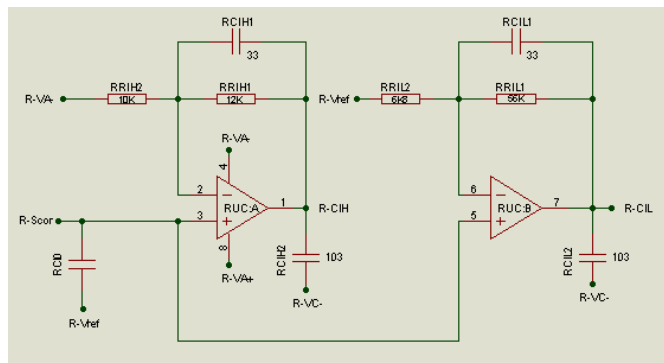


Figura 2.11: Arreglo para acondicionamiento de corriente.

En la Figura 2.12 se encuentra representado el arreglo de capacitores como filtro y estabilizador de señal.

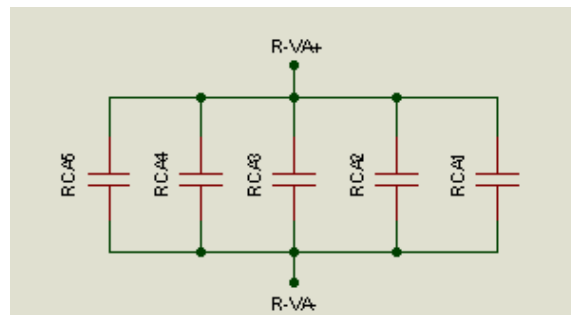


Figura 2.12: Arreglo de capacitares como filtro y estabilizador.

iii. ADQUISICIÓN DE DATOS MEDIANTE dsPIC30F4013.

Se procede a realizar el arreglo indicado en la Figura 2.13, recomendado por el fabricante, y a realizar la disposición de pines, los cuales deben estar correctamente dispuestos en las entradas de los conversores análogo-digitales. El presente diseño se lo debe hacer para las tres fases.

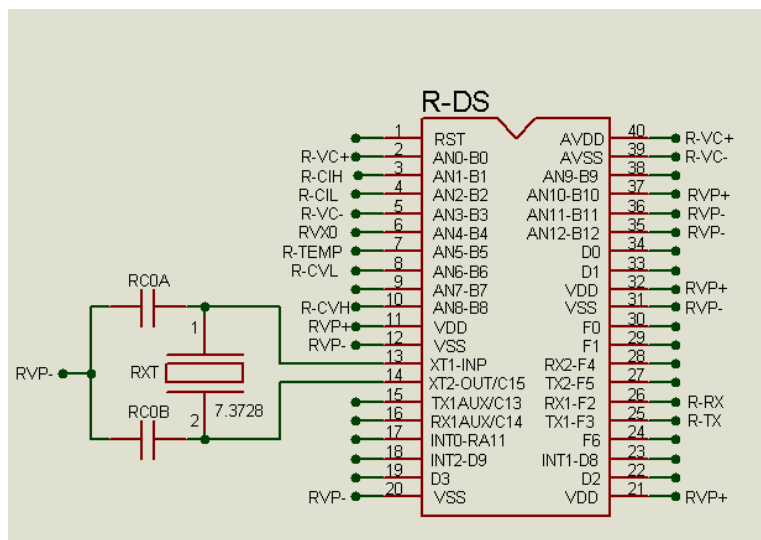


Figura 2.13: Arreglo para los microcontroladores esclavos.

iv. FUENTE PARA EL MICROCONTROLADOR MAESTRO, OPTOACOPLADORES Y DISPOSITIVO INALÁMBRICO ZIG-BEE.

Se realiza un arreglo similar para las etapas anteriores, utilizando los circuitos integrados LM317, LM431, a 9V dc.

En la Figura 2.14 se encuentra la fuente para circuito Maestro.

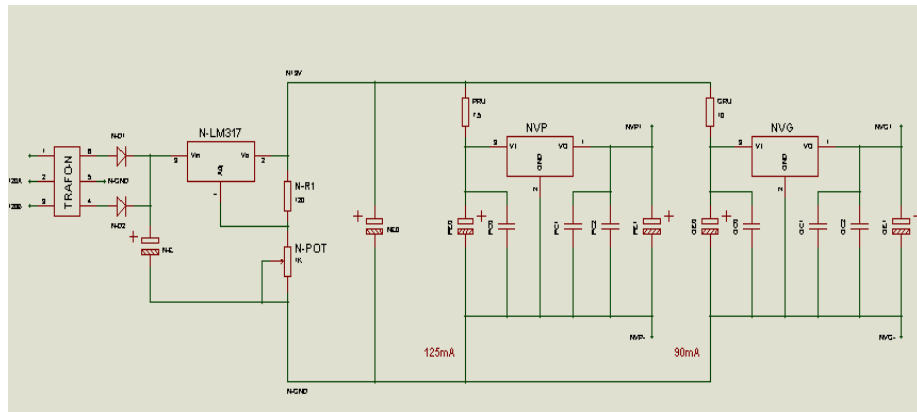


Figura 2.14: Arreglo para la fuente del microcontrolador Maestro.

v. OPTOACOPLADORES.

Se utilizó dos opto acopladores en forma de emisor y receptor de señales entre el microcontrolador maestro y los microcontroladores esclavos, para la parte de comunicación entre los mismos.

En la Figura 2.15 se encuentra representado el arreglo para los acopladores.

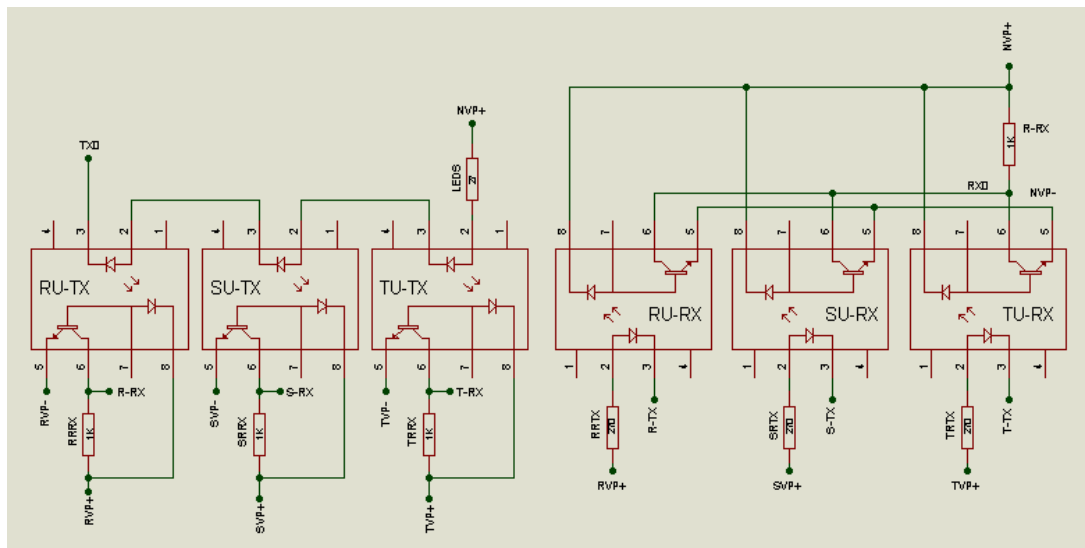


Figura 2.15: Arreglo para opto acopladores.

vi. MICRONTROLADOR MAESTRO.

Para el microcontrolador maestro, se procede a realizar el arreglo recomendado por el fabricante con valores de elementos típicos, él será el encargado de llamar a los demás microcontroladores esclavos a

enviar datos. En el microcontrolador maestro se realizarán los cálculos de Energía que se necesita, además será el encargado de enviar a graficar en la pantalla LCD y enviar los datos al dispositivo de comunicación inalámbrica Zig-Bee.

En la Figura 2.16 se encuentra representado el arreglo del microcontrolador Maestro.

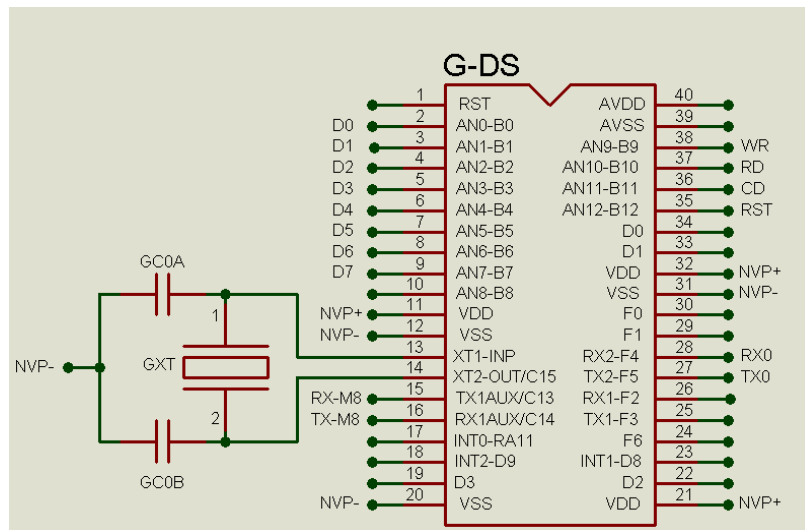


Figura 2.16: Arreglo del microcontrolador Maestro.

vii. PANTALLA LCD

Para la parte de visualización se ha elegido una pantalla LCD de 128x64, puesto que los datos necesarios a visualizar son varios y se necesita el espacio suficiente para poder obtener los valores de las variables.

En la Figura 2.17 se encuentra representado el Arreglo y disposición de pines de la pantalla LCD.

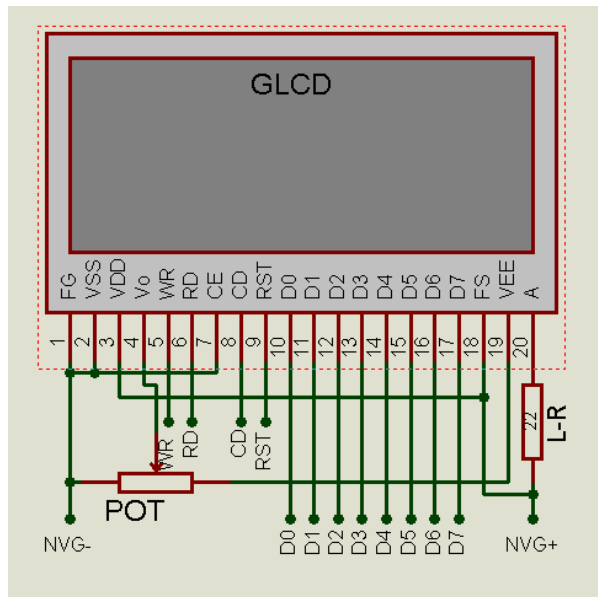


Figura 2.17: Arreglo y disposición de pines de la pantalla LCD.

viii. MÓDULO ZIG-BEE DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA.

Para la parte de comunicación inalámbrica, se ha escogido el módulo de comunicación inalámbrica de protocolo Zig-Bee, por cuanto, para la implementación se necesita la menor cantidad de variación en los resultados, y este dispositivo presenta muchas condiciones de confiabilidad, además que es un protocolo fácil de usar puesto que la comunicación entre emisor receptor y computador son automáticos, el computador reconoce el dispositivo de recepción en uno de los puertos USB.

En la Figura 2.18 se encuentra el arreglo y disposición de pines del módulo Zig-Bee.

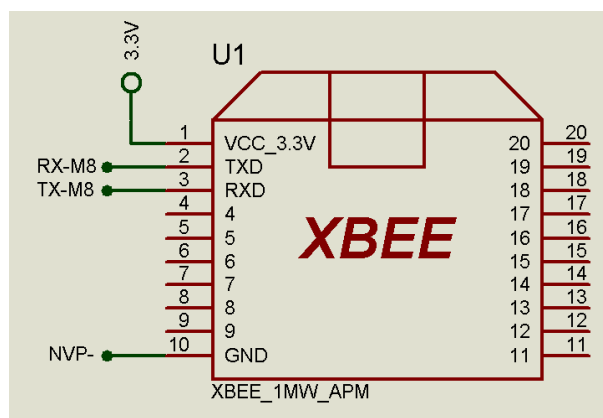


Figura 2.18: Arreglo y disposición de pines del módulo Zig-Bee.

2.3. DIAGRAMA DEL SOFTWARE DE ADQUISICIÓN DE DATOS.

Para el diseño del diagrama del software de adquisición de datos se eligió el programa LABVIEW 2010, por ser una herramienta fácil de programar y que posee un controlador indispensable para este proyecto que es el firmware VISA, el cual reconoce para el programa de adquisición de datos la entrada del puerto USB que está comunicado con el módulo de comunicación inalámbrica de recepción del protocolo Zig-Bee.

La pantalla de adquisición de datos consta de los siguientes elementos de visualización:

Etapa de presentación y visualización de opciones de configuración en las cuales se puede elegir el puerto a ser utilizado, la velocidad de comunicación y los contadores de entrada y salida de la adquisición de datos.

Adicionalmente en la Figura 2.19 se observa una de las opciones de graficación de las señales de corriente.

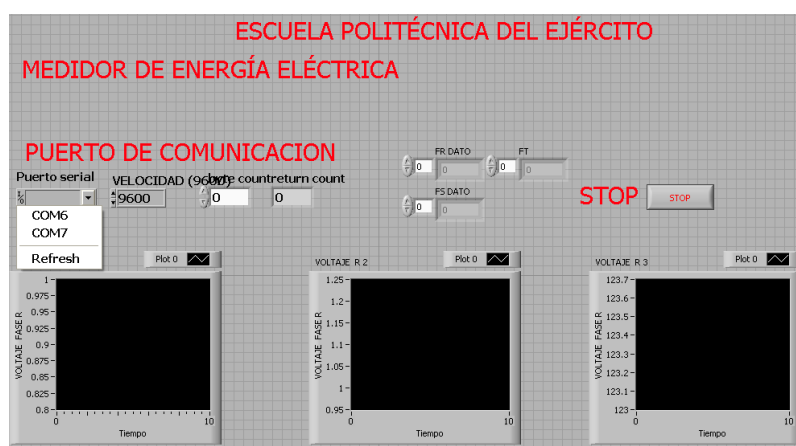


Figura 2.19: Diseño de la configuración de comunicaciones.

En la Figura 2.20 se puede apreciar el diseño de visualización de los datos de entrada los cuales son Voltaje, corriente, ángulo de desfase, factor de potencia de cada fase y los valores de Potencia Activa, Reactiva y Aparente.

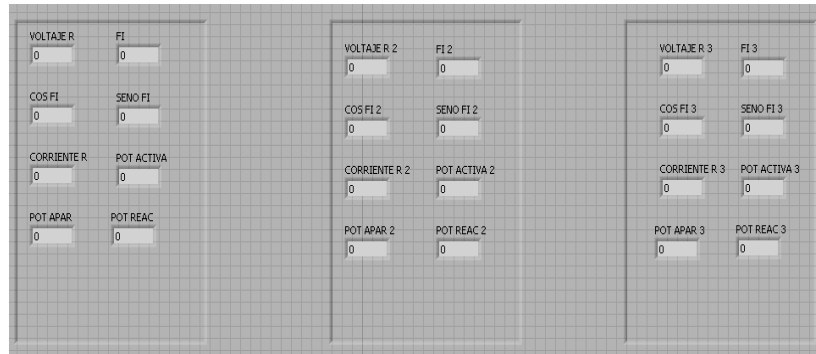


Figura 2.20: Diseño de visualización de datos adquiridos.

En la Figura 2.20. Se puede apreciar la etapa de visualización gráfica de las potencias Activa, Reactiva y Aparente lograda mediante la programación de diagramas de bloques del software LABVIEW.

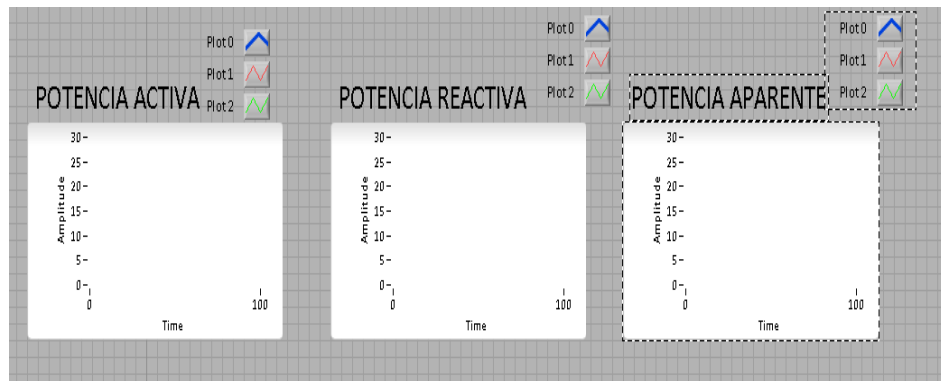


Figura 2.21: Diseño de graficación de datos adquiridos.

CAPÍTULO 3

SELECCIÓN, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN.

3.1. SELECCIÓN, DESCRIPCIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE LOS DISPOSITIVOS.

Para el presente proyecto se ha requerido la utilización de algunos dispositivos electrónicos existentes en el mercado ya que por su bajo costo y disponibilidad han permitido la experimentación del medidor electrónico de comunicación inalámbrica.

3.1.1. TRANSFORMADORES REDUCTORES DE VOLTAJE 127/9Vca¹²

Es indispensable para obtener el desfase entre la corriente y el voltaje, para el cálculo de la potencia activa y reactiva.

Además se puede utilizar este mismo transformador como una fuente para el circuito.

Se optó por éste tipo de dispositivo, por ser un elemento de bajo costo y que presenta sin duda uno de los parámetros que se necesita medir para el cálculo de potencias, que es la muestra de voltaje necesario para la etapa de adquisición de datos.

El voltaje que se necesita para el trabajo con dispositivos electrónicos es de valor bajo y el transformador antes mencionado permite obtener la señal requerida.

La Figura 3.1 muestra el diagrama eléctrico del transformador de voltaje.

¹² <http://www.espaciodelconocimiento.com/08%20EB%20CAPITULO%20VI.pdf>

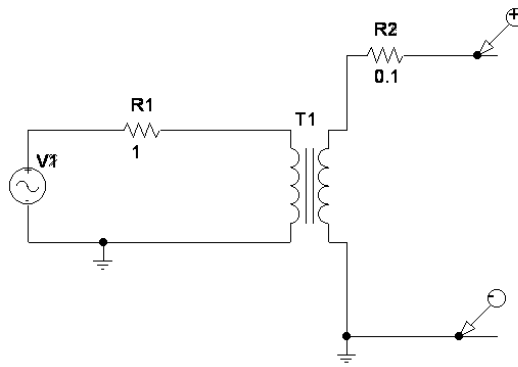


Figura 3.1: Diagrama eléctrico del transformador reductor de voltaje.

3.1.2. SHUNT DE CORRIENTE DE BAJA RESISTENCIA¹³

El shunt es una carga resistiva a través de la cual se deriva una corriente eléctrica. Generalmente la resistencia de un shunt es conocida con precisión y es utilizada para determinar la intensidad de corriente eléctrica que fluye a través de esta carga, mediante la medición de la diferencia de tensión o voltaje a través de ella, valiéndose de ello de la ley de Ohm ($I = V/R$).

La Figura 3.2 muestra el diagrama típico de conexión de una resistencia Shunt, el cual permitirá la adquisición de la variable de corriente para los cálculos necesarios de Potencias.

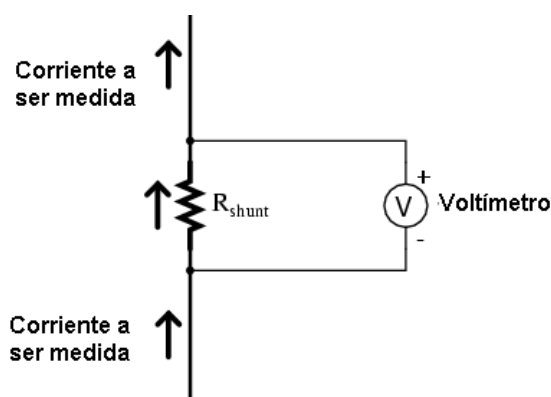


Figura 3.2: Resistencia Shunt.

¹³ [http://es.wikipedia.org/wiki/Shunt_\(electr%C3%B3nica\)](http://es.wikipedia.org/wiki/Shunt_(electr%C3%B3nica))

3.1.3. REGULADOR DE VOLTAJE POSITIVO LM317¹⁴

El dispositivo LM317 es un regulador de voltaje positivo ajustable de tres terminales, capaz de administrar más de 1.5 A sobre una salida de voltaje de rango 1.25 V a 37 V. Es excepcionalmente fácil de usar y requiere solamente dos resistencias externas para calibrar el voltaje de salida. Por otra parte, la línea y regulación de la carga son mejores que los estándares reguladores fijos.

En la Figura 3.3 se encuentra representada la configuración de pines.

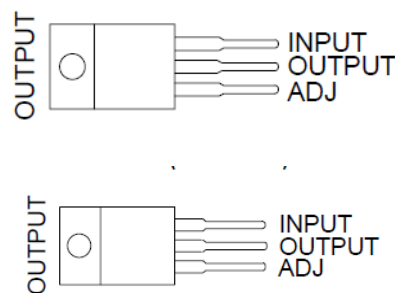


Figura 3.3: Configuración de pines del LM317

En la Figura 3.4 se encuentra representado el diagrama esquemático del circuito integrado LM317.

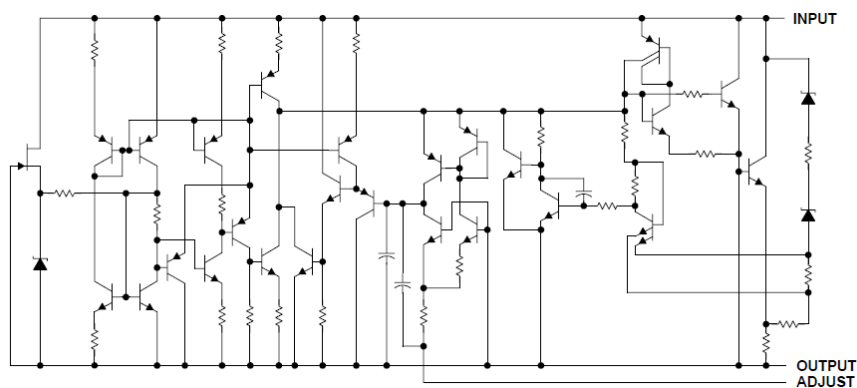


Figura 3.4: Diagrama esquemático del LM317.

¹⁴ http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/L/M/3/1/LM317.shtml

3.1.4. REGULADOR SHUNT AJUSTABLE LM 431¹⁵

El regulador ajustable LM431 es un dispositivo con estabilidad térmica específica sobre aplicado en el área automotriz y rangos de temperatura comercial. El voltaje de salida puede ser calibrado a cualquier valor entre V_{ref} (aproximadamente 2.5V) y 36V con dos resistencias externas. Este dispositivo tiene una impedancia típica de 0.2 ohms. El circuito de salida activo provee unas características de arranque excelentes, haciendo de este dispositivo un reemplazo de los diodos Zener en muchas aplicaciones como regulaciones en placa, fuentes de energía ajustables y fuentes de alimentación conmutadas. Su características de operación están en los rangos de -40°C hasta los $+85^{\circ}\text{C}$.

Presentaciones:

- Coeficiente en el rango de temperatura: 30ppm/ $^{\circ}\text{C}$.
- Impedancia de salida típica 0.2 Ω .
- Capacidad de corriente: 1mA a 100mA.
- Salida de ruido baja.
- Salida ajustable de voltaje: V_{ref} to 36V.

En la Figura 3.5 se encuentra representado la configuración de pines.

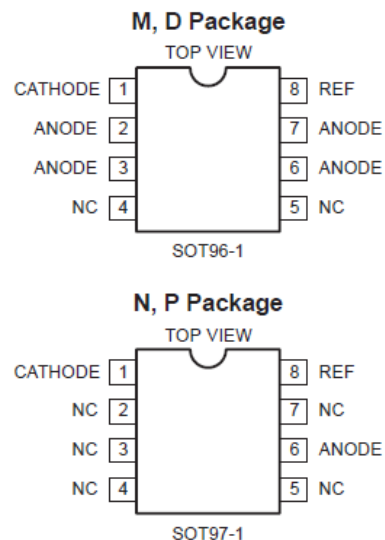


Figura 3.5: Configuración de pines del LM431

¹⁵ http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/M/4/3/LM431.shtml

En la Figura 3.6 se encuentra representada el diagrama esquemático.

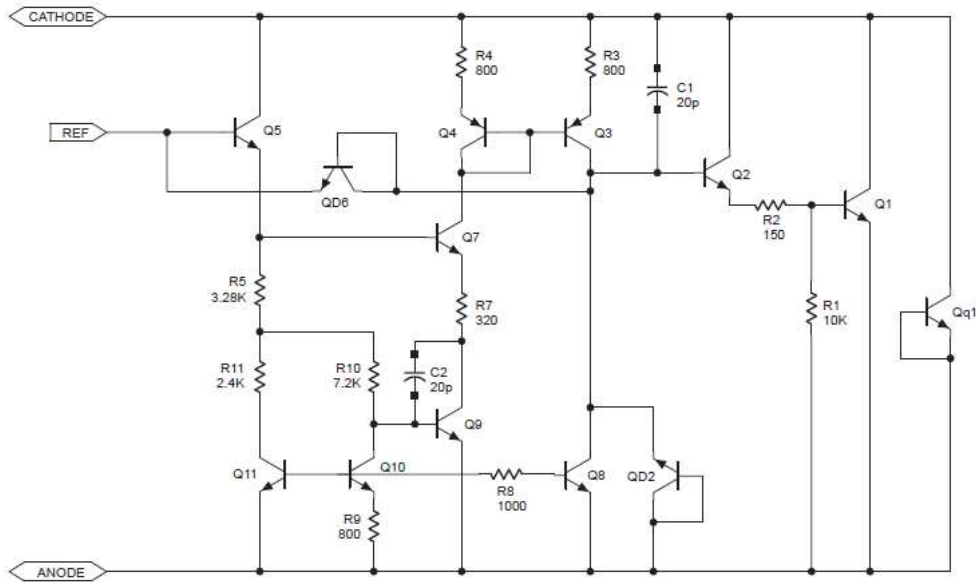


Figura 3.6: Diagrama esquemático del LM431

3.1.5. SENSOR DE TEMPERATURA LM35¹⁶

El dispositivo LM35 es un circuito integrado con sensor de temperatura, el cuál el voltaje de salida es proporcionalmente lineal a los grados de temperatura Celcius ($^{\circ}\text{C}$). El LM35 no requiere ninguna calibración externa. La baja impedancia de salida, salida lineal y la precisa calibración inherente, hacen que la lectura de la interface de salida sea especialmente fácil. Este dispositivo puede ser usado con fuentes de energía simples o con fuentes positivas o negativas. El LM35 está diseñado para operar entre los -55°C a $+150^{\circ}\text{C}$.

En la Figura 3.7 se encuentra representado la configuración de pines.

¹⁶ <https://www.national.com/ds/LM/LM35.pdf>

El voltaje disponible para el dispositivo, puede hacerlo útil en sistemas lógicos, instrumentación, HiFi y otros equipos electrónicos de estado sólido.

Como se puede observar en la Figura 3.9, este dispositivo está formado de 8 pines, cada uno con una función específica

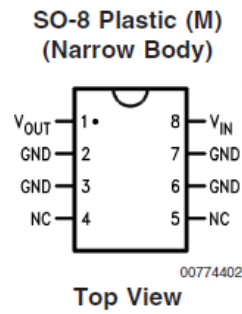


Figura 3.9: Configuración de pines del LM78L05.

En la Figura 3.10 se encuentra representado el diagrama esquemático.

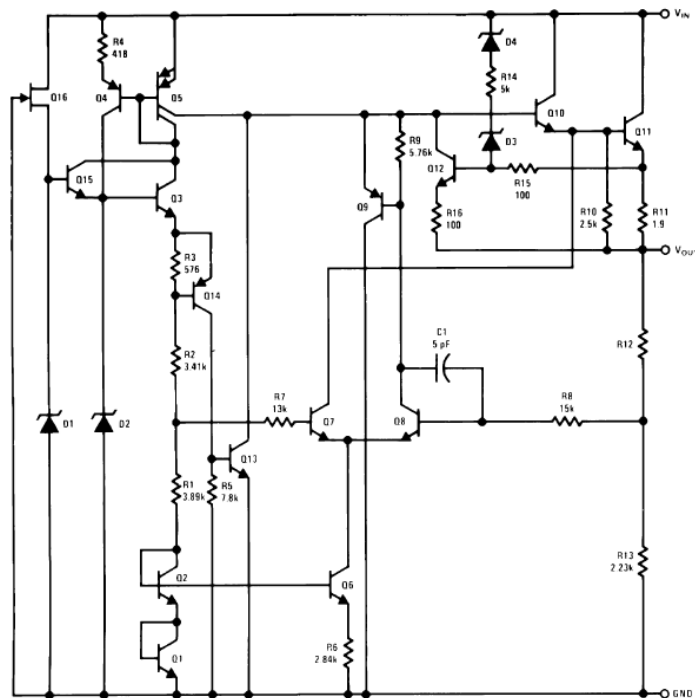


Figura 3.10: Diagrama esquemático del LM78L05

3.1.7. AMPLIFICADOR OPERACIONAL AD822¹⁸

El AD822 es un amplificador operacional de doble precisión, bajo voltaje de entrada FET, que puede operar desde una fuente simple de 5V a 30V o doble alimentación de $\pm 2.5V$ a $\pm 15V$. Tiene capacidad de una verdadera alimentación simple, con un rango de entrada de voltaje extendido por debajo del polo negativo, permitiendo al AD822 acomodar señales de entrada de voltaje por debajo de la tierra en el modo de alimentación simple. Los voltajes de salida oscilan dentro de los 10 mV por cada polo, permitiendo un máximo rango dinámico de salida.

El AD822 maneja arriba de los 350pF de capacidad directa de carga como un seguidor y suministra una salida de corriente mínima de 15mA. Esto permite al amplificador manejar un amplio rango de condiciones de carga. Esta combinación de ac y dc presentada, más la sobresaliente capacidad de manejo de carga, resulta en un excepcional y versátil amplificador de alimentación simple. El AD822 está disponible en dos tipos de presentaciones. El tipo A y el tipo B son clasificados en el rango de temperatura industrial de $-40^{\circ}C$ a $+85^{\circ}C$.

Entre sus aplicaciones se puede nombrar.

- Energización de baterías en instrumentos de precisión.
- Foto diodos preamplificados.
- Filtros activos de sistemas de adquisición de datos de 12 bits a 14 bits.
- Instrumentación médica.
- Bajos voltajes referenciales y reguladores.

En la Figura 3.11 se encuentra representado la disposición interna del amplificador operacional AD822.

¹⁸ http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD822.pdf

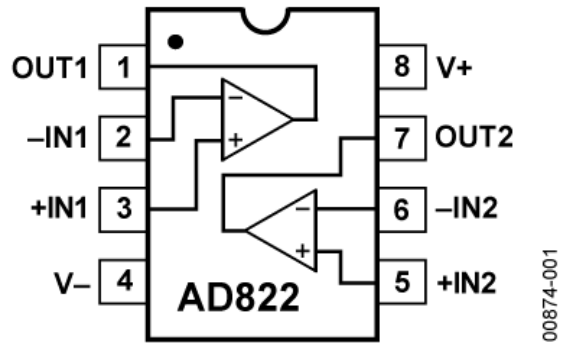


Figura 3.11: Disposición interna del amplificador AD822.

3.1.8. OPTOACOPLADOR 6N135¹⁹

El optoacoplador 6N135 es un dispositivo el cual funciona con un diodo emisor infrarrojo, ópticamente acoplado a un transistor foto detector de alta velocidad. Una conexión por separado para el fotodiodo y la salida del transistor colector, aumenta la velocidad por varios ordenes de magnitud sobre los acoplamientos convencional de fototransistores por reducir la capacitancia de la base-colector de la entrada del transistor.

En la Figura 3.12 se encuentra representada la disposición interna del optoacoplador 6N135.

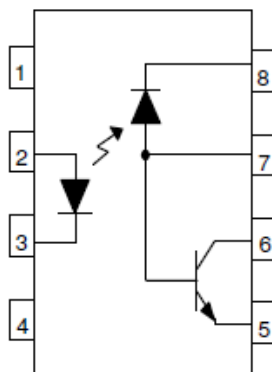


Figura 3.12: Disposición interna del optoacoplador 6N135.

¹⁹ http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD822.pdf

3.1.9. MICROCONTROLADOR dsPIC30F4013²⁰

Un Microcontrolador es un circuito integrado o más comúnmente llamado chip, que cumple las funciones de cerebro de cualquier aplicación, y es responsable del buen funcionamiento del circuito que gobierna. Como todo cerebro, este chip tiene que procesar alguna información que tiene en su memoria y de esta manera decidir qué hacer. A esta información que debe tener el chip se le llama software o programa de aplicación.

Microchip, el líder mundial de los microcontroladores de 8 bits, ha desarrollado los DSC (Controladores Digitales de Señal), que son una combinación de microcontroladores clásicos con los recursos básicos de los DSP (Procesador Digital de Señal). De esta forma los DSC ocupan el nivel intermedio entre los MCU y los DSP. En la actualidad ya se comercializan más de 50 modelos.

A continuación se mencionan las características más relevantes del microcontrolador dsPIC30F4013.

- arquitectura harvard modificada
- 84 instrucciones básicas
- ancho de instrucciones de 24 bits
- Ancho de datos de 16 bits.
- Almacenamiento 48 kbytes en su memoria de programa
- RAM de 2 kbytes y una EEPROM de 1 kbyte
- Velocidad de operación de 30 MIPS
- 33 fuentes de interrupción
- 16 registros de trabajo de 16 bits

²⁰ ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70138c.pdf

- 2 acumuladores de 40 bits.

En la Figura 3.13 se encuentra representado la configuración del microcontrolador dsPIC30F4013.

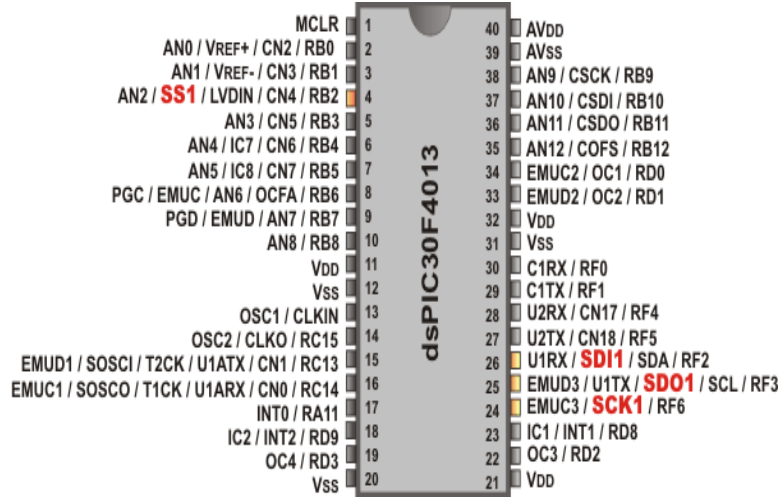


Figura 3.13: Configuración de pines del microcontrolador dsPIC30F4013

En la Figura 3.14 se encuentra representado el diagrama de bloques del microcontrolador dsPIC30F4013.

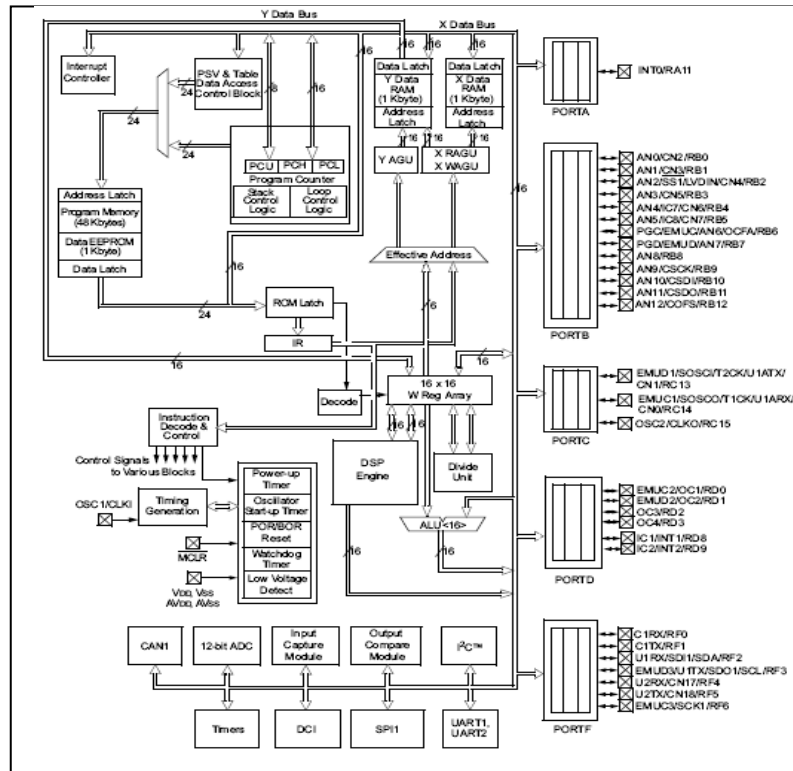


Figura 3.14: Diagrama de bloques del dsPIC30F4013

3.1.10. DISPOSITIVO DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA ZIG-BEE²¹

Zig-bee es un protocolo de comunicaciones inalámbrico basado en el estándar de comunicaciones para redes inalámbricas IEEE_802.15.4. Las comunicaciones Zig-bee se realizan en la banda libre de 2.4GHz. A diferencia de bluetooth, este protocolo no utiliza FHSS (Frequency hopping), sino que realiza las comunicaciones a través de una única frecuencia, es decir, de un canal. Normalmente puede escogerse un canal de entre 16 posibles. El alcance depende de la potencia de transmisión del dispositivo así como también del tipo de antenas utilizadas (cerámicas, dipolos y otros) El alcance normal con antena dipolo en línea vista es de aproximadamente (tomando como ejemplo el caso de MaxStream, en la versión de 1mW de potencia) de 100m y en interiores de unos 30m. La velocidad de transmisión de datos de una red Zigbee es de hasta 256kbps. Una red Zigbee la pueden formar, teóricamente, hasta 65535 equipos, es decir, el protocolo está preparado para poder controlar en la misma red esta cantidad enorme de dispositivos.

Entre las necesidades que satisface el módulo se encuentran:

- Bajo costo.
- Ultra-bajo consumo de potencia.
- Uso de bandas de radio libres y sin necesidad de licencias.
- Instalación barata y simple.
- Redes flexibles y extensibles.

²¹ <https://forja.rediris.es/docman/view.php/720/.../Tutorial%20XBee.pdf>

El uso del protocolo Zig-Bee va desde reemplazar un cable por una comunicación serial inalámbrica, hasta el desarrollo de configuraciones punto a punto, multipunto, peer-to-peer (todos los nodos conectados entre sí) o redes complejas de sensores. Una conexión típica, donde se observa que cada módulo Xbee posee algún tipo de sensor, el cual entrega los datos para ser enviados a través de la red a un centro que administre la información.

En la Figura 3.15 se encuentra representada la conexión típica usando Zig-Bee.



Figura 3.15: Conexión típica usando Zig-Bee

En la Figura 3.16 se encuentra representada la configuración de pines del dispositivo de comunicación inalámbrica.

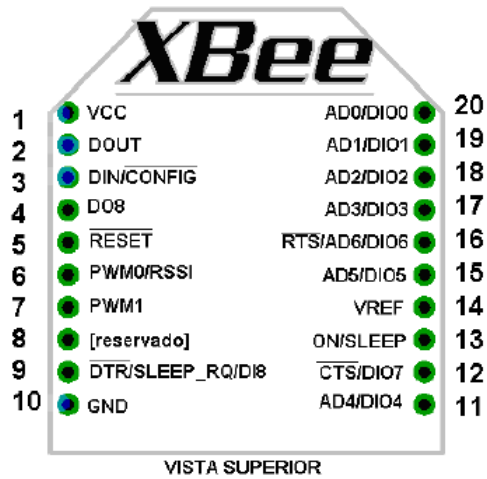


Figura 3.16: Configuración de pines del dispositivo Zig-Bee

En la Figura 3.17 se observan los elementos del Zig-Bee. El Chip de la antena en la parte superior, el conector para la antena RF, y el conector para una antena integrada Whip.

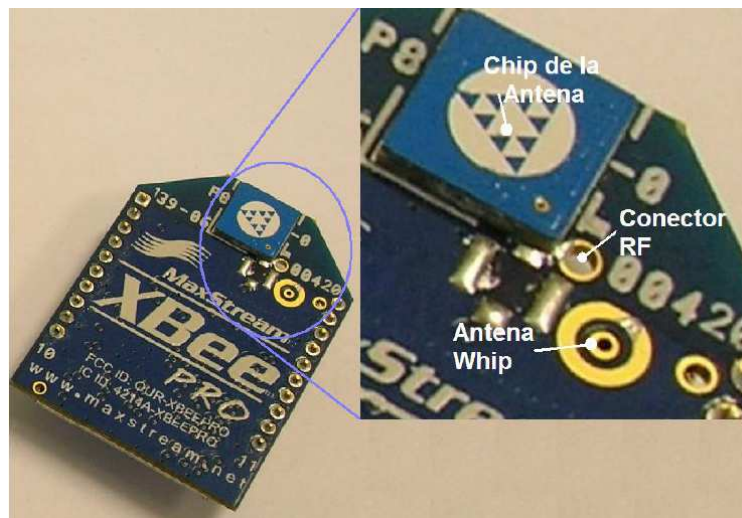


Figura 3.17: Elementos del dispositivo Zig-Bee.

En la Figura 3.18 se encuentra representada la correspondencia de Buffer.

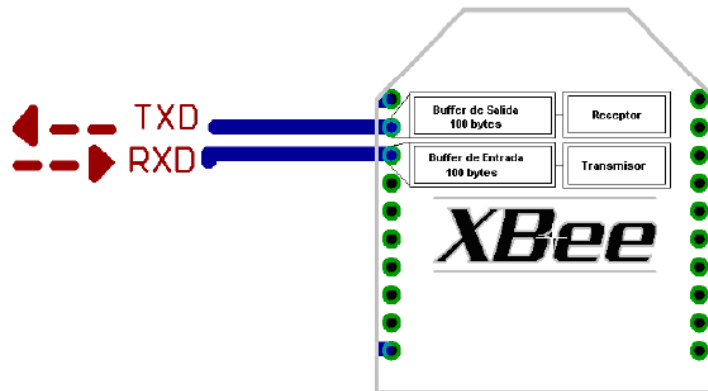


Figura 3.18: Correspondencia de Buffer del Zig-Bee.

3.2. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA.

3.2.1. IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO BÁSICO.

Para la implementación del circuito básico del sistema de adquisición de datos, se propuso construir el diseño de prueba en un panel board de ejercicio, en donde se realizó las conexiones de los dispositivos electrónicos. En la Figura 3.19, se puede apreciar a continuación el circuito experimental que se elaboró para la etapa de adecuación de voltajes de alimentación y referencia, pre-procesamiento de datos, acondicionamiento de señal y comunicación.

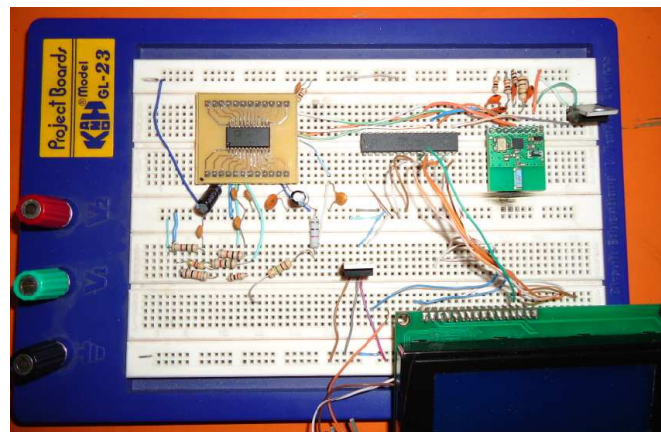


Figura 3.19: Implementación del circuito en el panel de prueba.

3.2.2. DISEÑO DEL CIRCUITO EN ARES.

El programa ARES es un software de diseño electrónico que procesa el diseño realizado en el programa PROTEUS para la construcción de la placa final con sus respectivas conexiones entre elementos eléctricos y electrónicos, el cual nos servirá para poder construir físicamente el diseño final del proyecto.

En la Figura 3.20, se muestra el circuito final en 2D y 3D, del diseño final del medidor de energía.

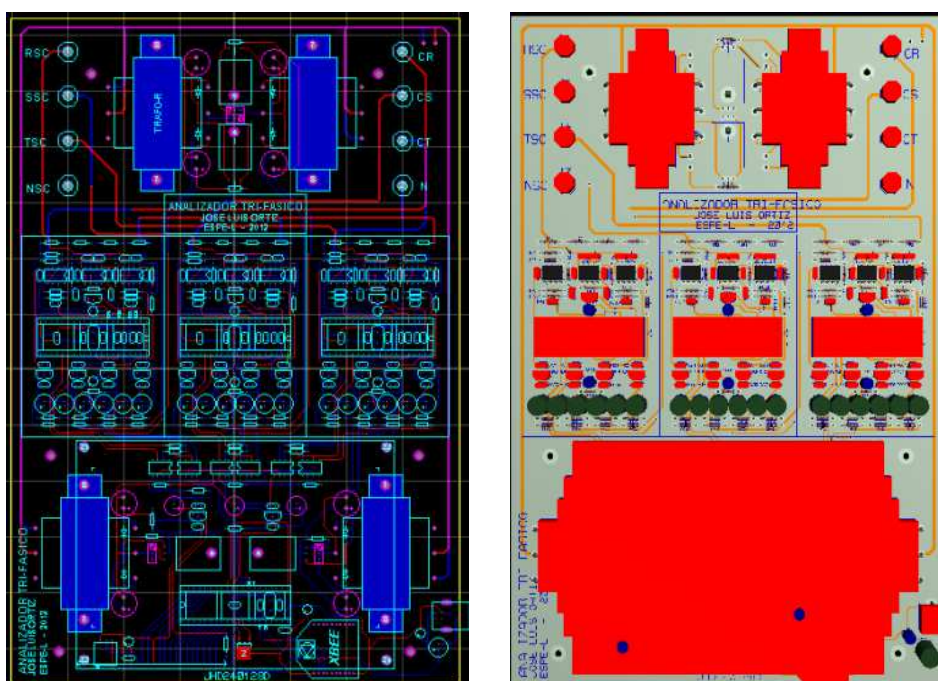


Figura 3.20: Diseño virtual de la placa del medidor de energía.

3.2.3. IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO FINAL DEL MEDIDOR DE ENERGÍA.

La placa final del medidor de energía es adaptada de igual manera que en el diseño propuesto en el programa de diseño electrónico PROTEUS y ARES. En la Figura 3.21, se aprecia la configuración final de la placa

de la etapa de medición eléctrica y sus diferentes etapas de construcción.

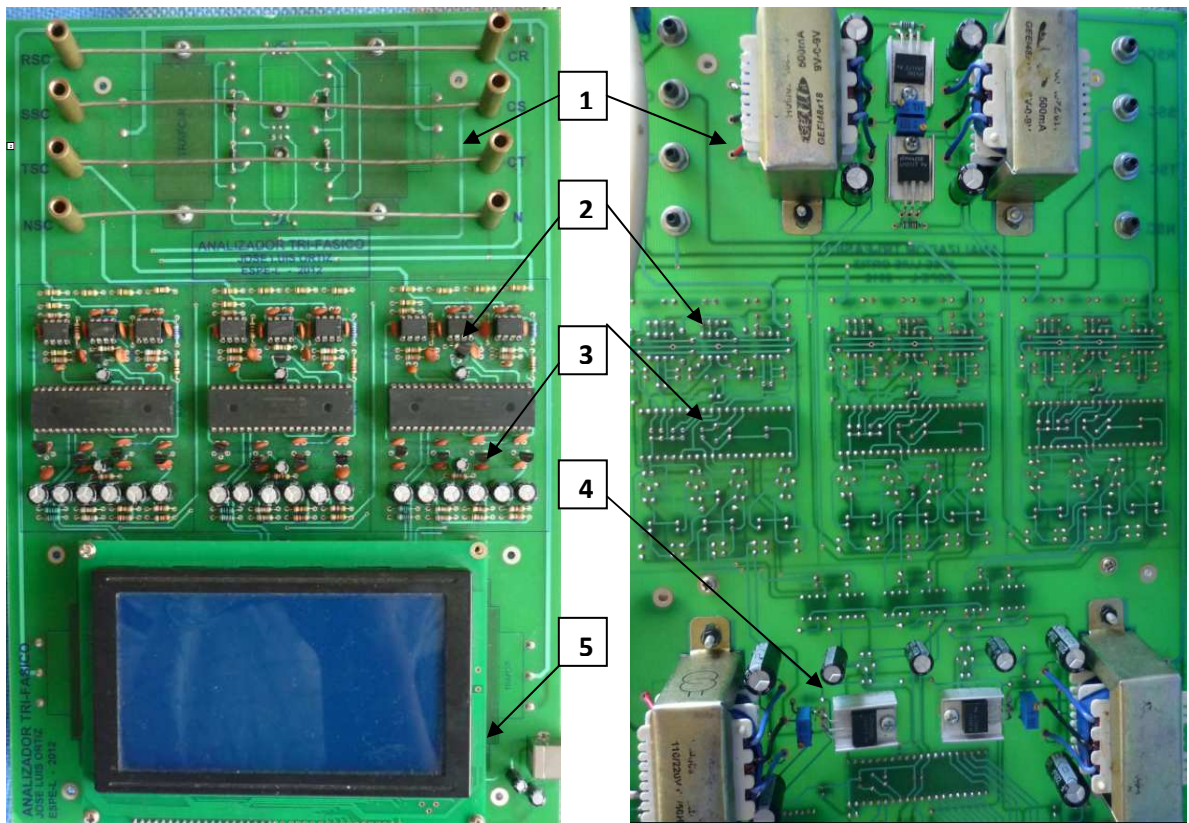


Figura 3.21: Implementación de la placa final del medidor de energía.

Donde:

- 1.- Etapa de adquisición de datos de voltaje, corriente de línea y carga.
- 2.- Etapa de adecuación de voltajes de fuente y voltajes de referencia.
- 3.- Etapa de conversión análoga digital y preparación previa de las señales.
- 4.- Etapa de comunicación entre microcontroladores esclavos y maestro. Cálculos de datos de calidad de energía.
- 5.- Visualización de datos entregados por microcontrolador maestro.

3.2.4. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA.

La implementación del sistema de comunicación inalámbrica se realiza inicialmente, instalando el controlador del dispositivo de recepción de datos Zig-Bee. Esto consiste en habilitar la conexión entre los puertos de comunicación del computador y el módulo de recepción de datos del dispositivo Zig-Bee.

Para realizar la comunicación mencionada se procede a instalar el controlador del módulo de comunicación inalámbrica (Figura 3.22).

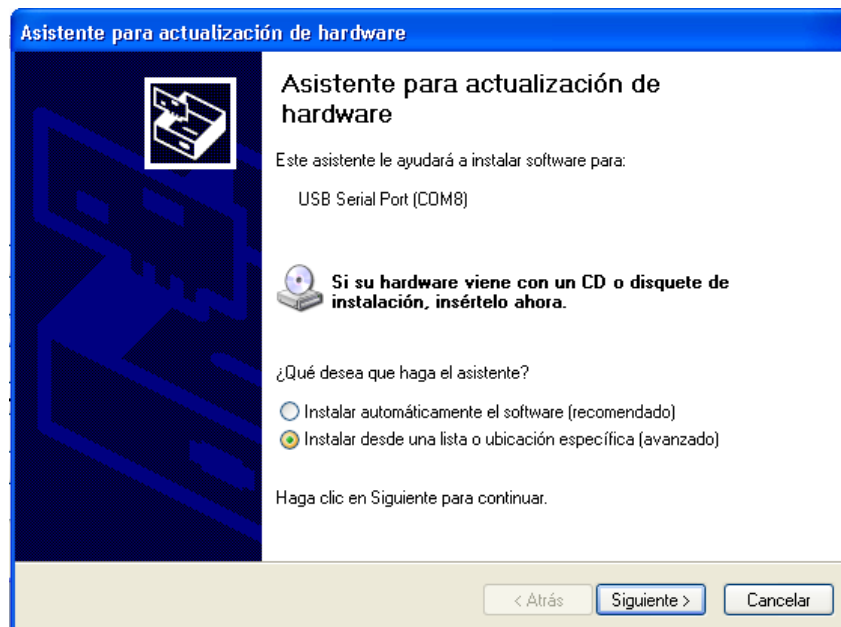


Figura 3.22: Instalación del dispositivo inalámbrico.

Se realiza la instalación de los controladores del dispositivo de comunicación inalámbrica, para lograr la comunicación con el computador. La carpeta de instalación asignada se la denomina CDM20814 (Figura 3.23).

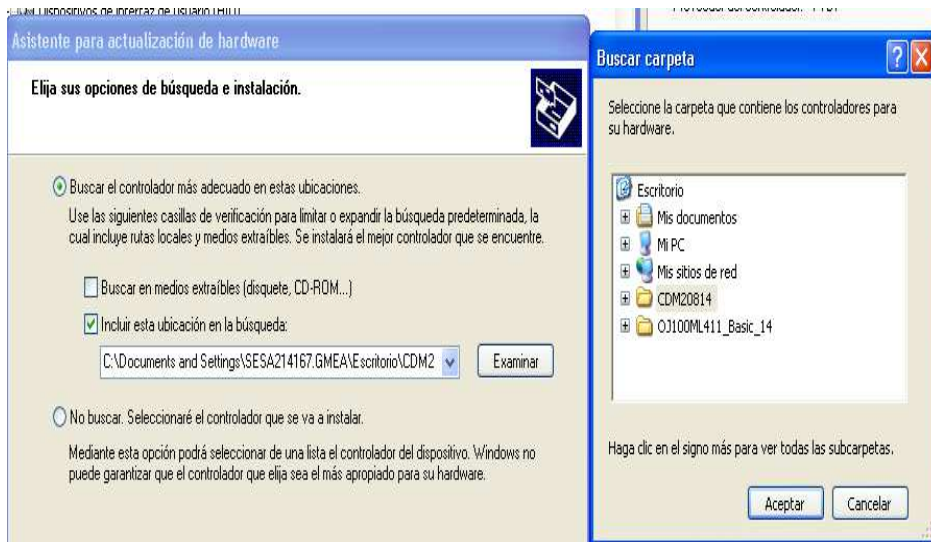


Figura 3.23: Instalación del controlador del dispositivo inalámbrico.

Una vez instalado los controladores, se crea automáticamente el puerto para el dispositivo Zig-Bee (Figura 3.24) tanto en el administrador de dispositivos como en el software de adquisición de datos.

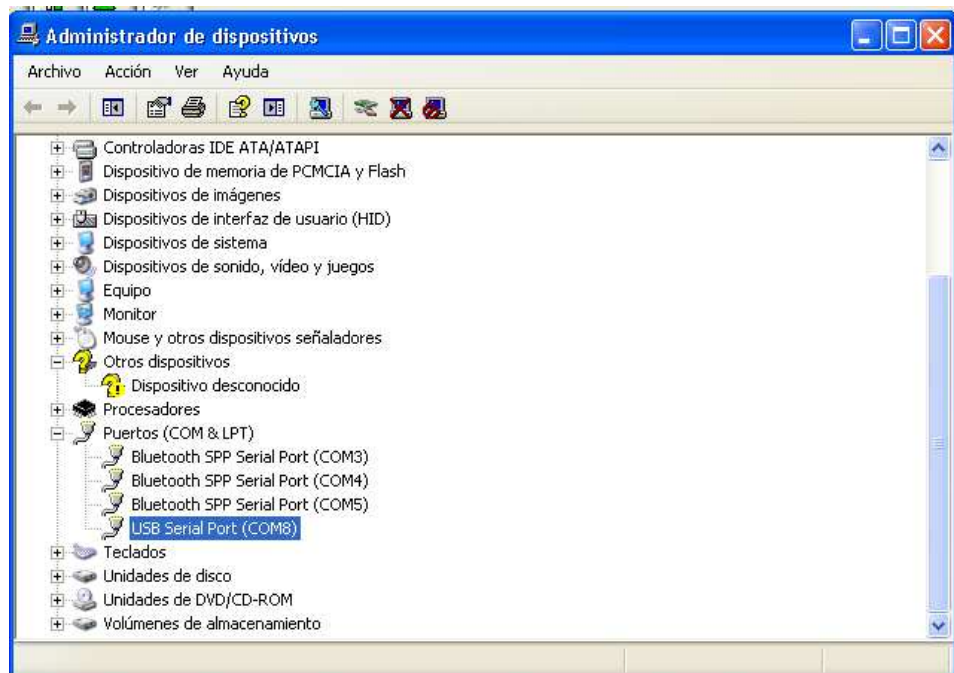


Figura 3.24: Asignación del puerto de comunicación para Zig-Bee.

En la Figura 3.25 se puede observar el Reconocimiento del puerto del dispositivo Zig-Bee en el software de adquisición de Datos.

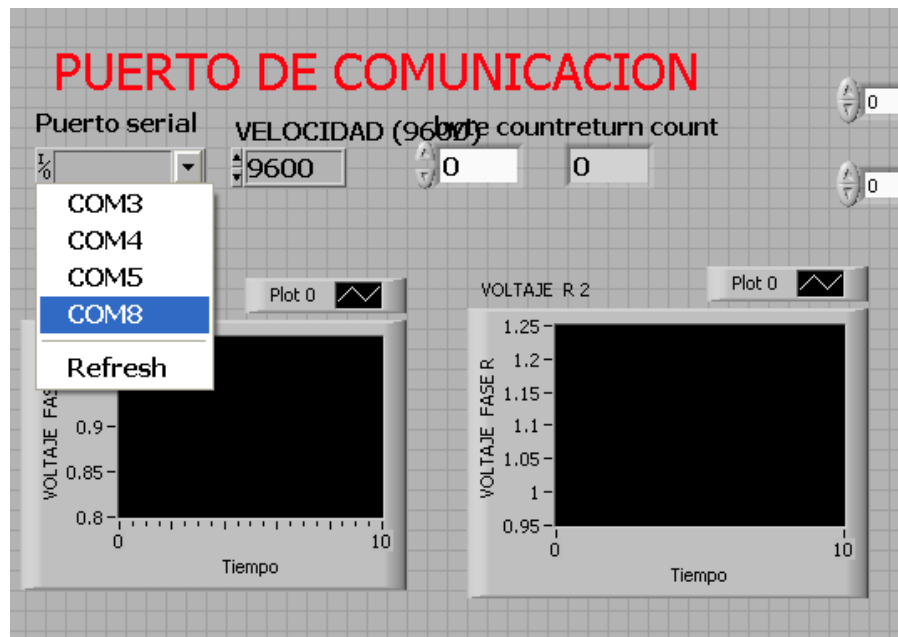


Figura 3.25: Puerto de comunicación del dispositivo Zig-Bee.

3.2.5. IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE DE ADQUISICIÓN DE DATOS.

La programación del software de adquisición de datos se realizó en el programa LABVIEW 2010, en el cual se reciben los datos enviados desde el módulo Zig-Bee emisor, al módulo Zig-Bee receptor, el cual está conectado al un puerto de comunicación serial – USB que envía los datos al puerto VISA de comunicación para que mediante programación en el software se realice los cálculos de Potencias, los cuales se rigen a las ecuaciones matemáticas propuestas en el Capítulo I.

Se realiza la implementación y diseño del software con herramientas propias del programa, el cuál permite realizar los cálculos de una manera lógica y confiable.

En la Figura 3.26 se presenta el diagrama de flujo con el cuál se diseñó la programación en la plataforma virtual Labview.

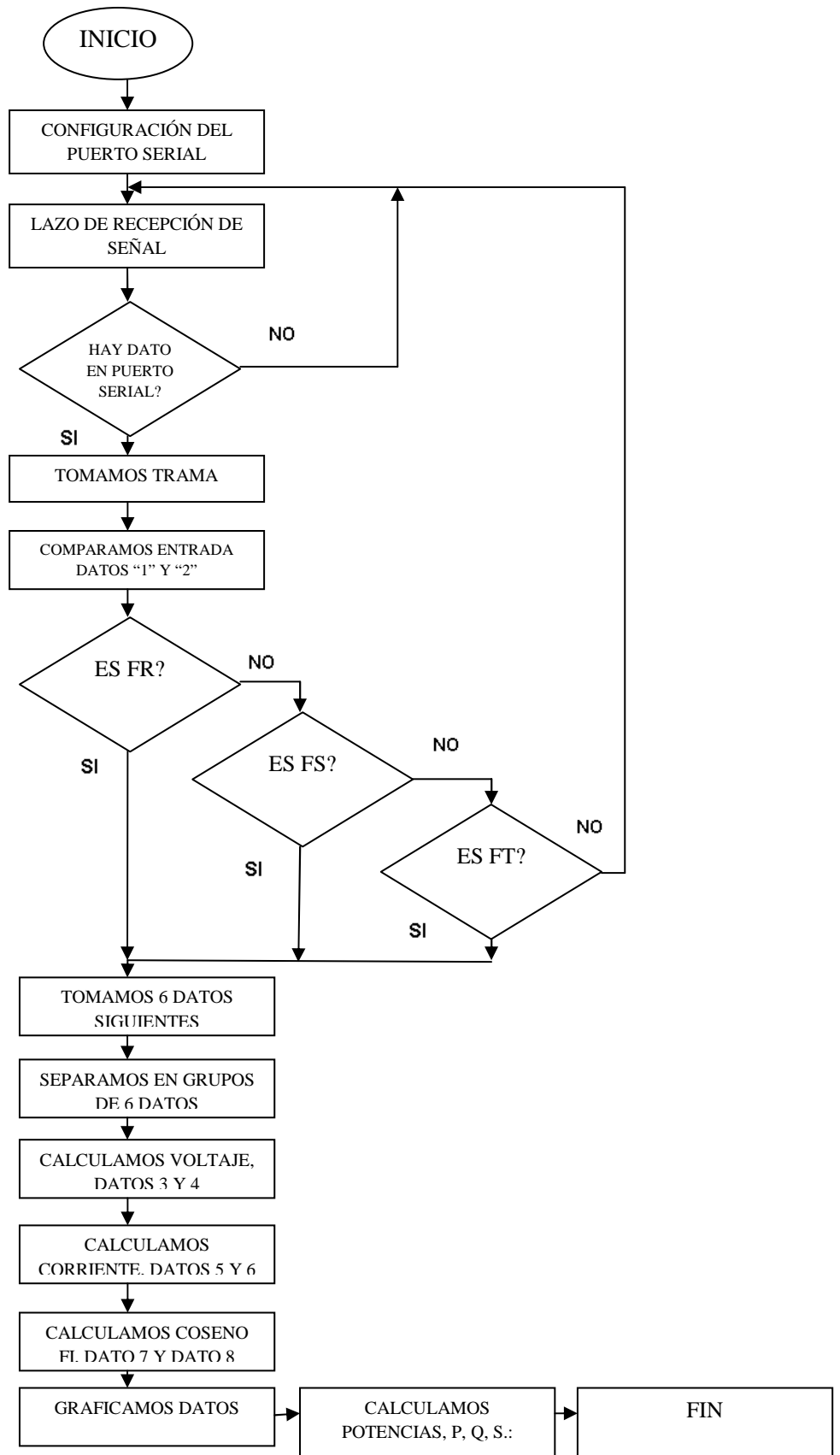


FIGURA 3.26: Diagrama de flujo del software de adquisición de datos.

En la Figura 3.27 se presenta la programación mediante diagramas de bloques del sistema de adquisición de datos y su respectiva evaluación de las tres fases para poder obtener los datos de voltaje, corriente y coseno del ángulo de desfase entre los mismos, datos que son la base principal de los cálculos de las variables solicitadas.

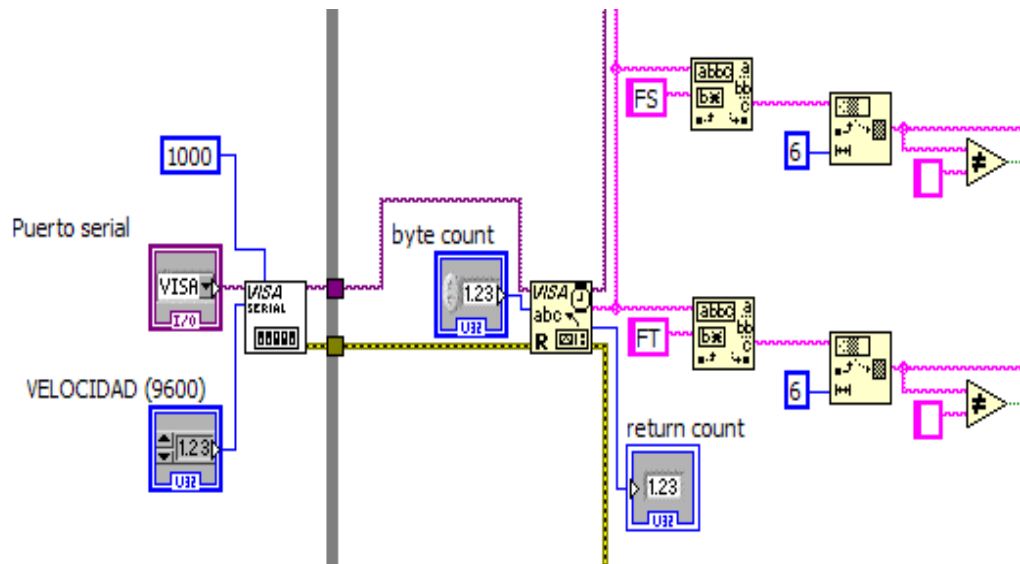


Figura 3.27: Adquisición y adecuación de datos principales.

En la Figura 3.28 se observa la programación de los datos de voltaje, corriente y coseno del ángulo de desfase para la realización de los respectivos cálculos de Potencias, se observa además la adecuación de los datos obtenidos para su respectiva visualización y graficación en la pantalla del software de adquisición de datos. La presente programación se realiza de manera idéntica para las otras dos fases.

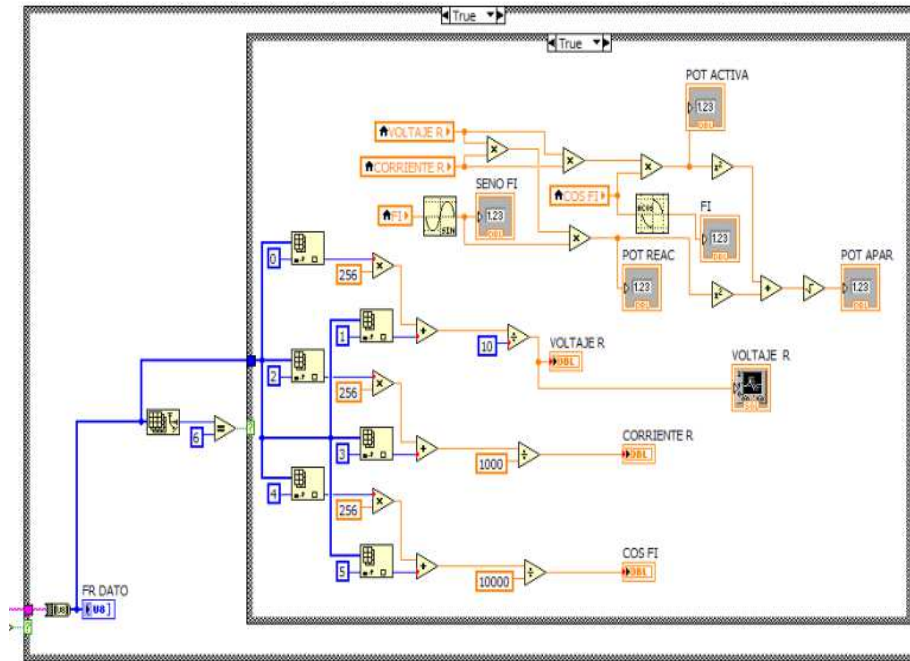


Figura 3.28: Programación de cálculos para las Potencias.

3.2.6 IMPLEMENTACIÓN FINAL DEL PROYECTO.

En la Figura 3.29. Se presenta el medidor de energía eléctrica finalizado en su totalidad, el cuál se encuentra enlazado inalámbricamente con el computador, mediante los dispositivos de comunicación Zig-Bee. A continuación se muestran las partes que conforman el medidor de energía eléctrica digital con conexión inalámbrica a un computador.

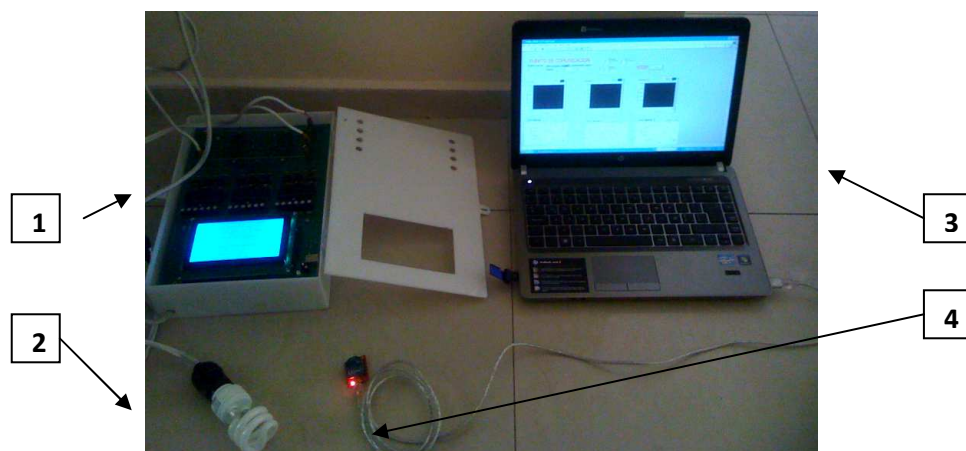


Figura 3.29. Implementación final del proyecto.

Donde:

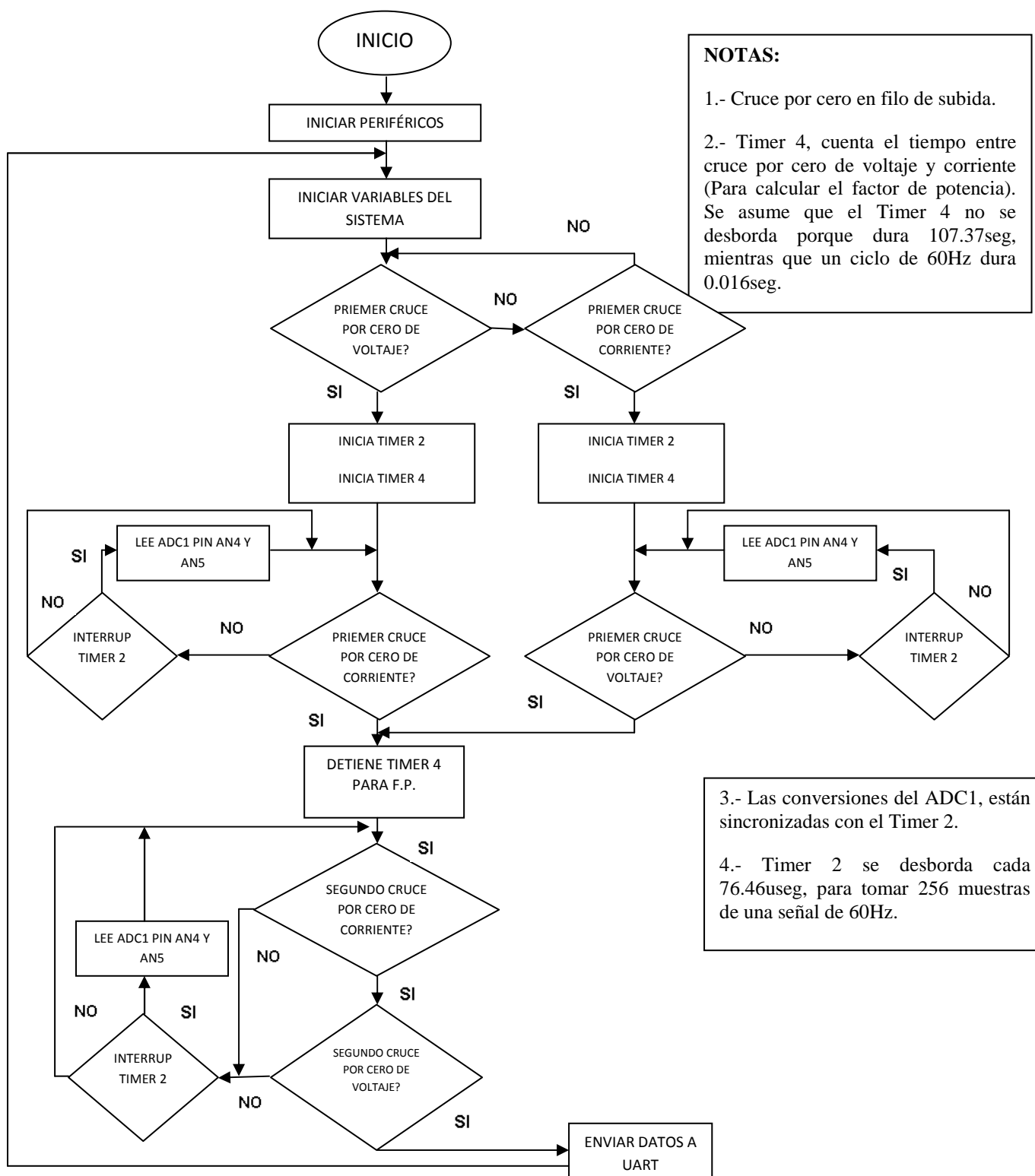
- 1.- Medidor de energía eléctrica digital.
- 2.- Carga
- 3.- Computador.
- 4.- Módulo de comunicación inalámbrica Zig-Bee

3.4. PROGRAMACIÓN DE LOS MICROCONTROLADORES.

Para la implementación del proyecto se realizó la programación de cuatro microcontroladores; un microcontrolador para cada fase, los cuales llevan la misma programación y un microcontrolador central, el cual se encarga de la adquisición de datos de los microcontroladores de fases.

En las siguientes Figuras, se presenta el Diagrama de Flujo del procesamiento de datos para los diferentes Microcontroladores.

A) DIAGRAMA DE FLUJO DE LA LÓGICA DE PROGRAMACIÓN DE LOS MICROCONTROLADORES DE CADA FASE.



NOTAS:

- 1.- Cruce por cero en filo de subida.
- 2.- Timer 4, cuenta el tiempo entre cruce por cero de voltaje y corriente (Para calcular el factor de potencia). Se asume que el Timer 4 no se desborda porque dura 107.37seg, mientras que un ciclo de 60Hz dura 0.016seg.

- 3.- Las conversiones del ADC1, están sincronizadas con el Timer 2.
- 4.- Timer 2 se desborda cada 76.46useg, para tomar 256 muestras de una señal de 60Hz.

Figura 3.30: Diagrama de flujo de los microcontroladores esclavos.

B) DIAGRAMA DE FLUJO DE LA LÓGICA DE PROGRAMACIÓN DE EL MICROCONTROLADOR MAESTRO.

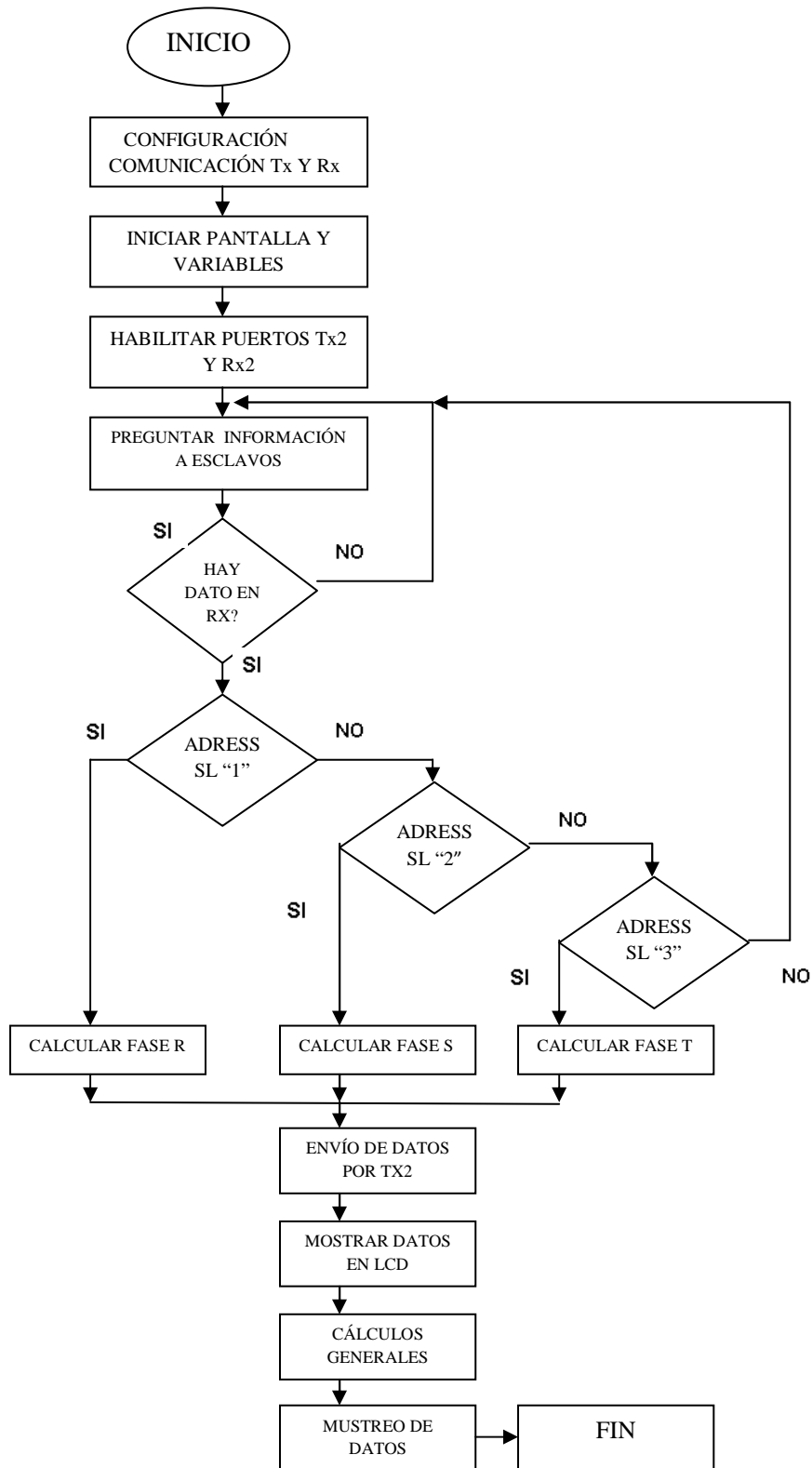


Figura 3.31: Diagrama de flujo del microcontrolador Maestro

3.5. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA.

SOFTWARE X-CTU PARA COMANDOS

Si bien es cierto que es posible utilizar Hyperteminal de Windows para configurar un módulo XBEE, existe un programa llamado X-CTU, el cual permite realizar estas operaciones de manera más natural, fácil y rápida. El ejecutable se puede encontrar en la página de MCI ingeniería²² o en la página oficial de XBEE6²³. Al correr el programa se observa lo siguiente:

3.5.1. CONFIGURACIÓN DE PC.

En la pestaña llamada PC Settings (Figura 3.32) es posible configurar el número y la velocidad del puerto serial, así como la paridad, entre otras cosas. Además permite configurar opciones más generales para los comandos AT, como el signo elegido para salir del modo de comandos, que por defecto corresponde al signo + (2B en hexadecimal).

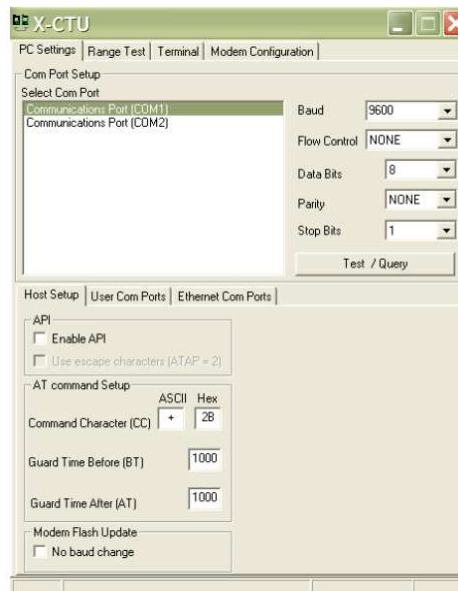


Figura 3.32: Opción “PC Settings.”

²² www.olimex.cl

²³ www.digi.com

3.5.2. RANGO DE PRUEBAS.

En la pestaña Range Test (Figura 3.33), es posible enviar una cadena de datos de cualquier tipo para probar el rango de alcance de la señal. Esto genera automáticamente datos y los envía por el módulo, de tal forma que permite verificar cuales datos llegan buenos y cuales no, y a partir de esa estadística determinar el rango o alcance de la señal.

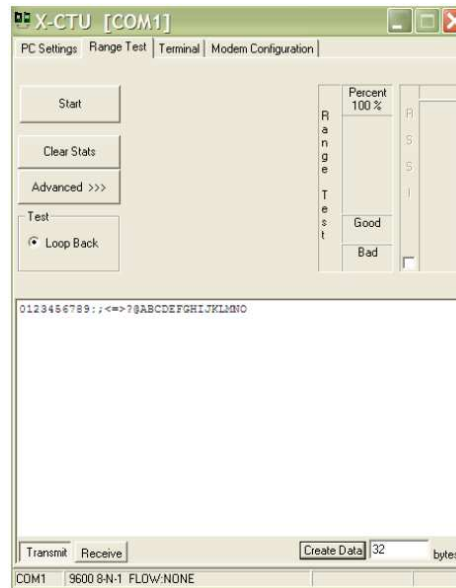


Figura 3.33: Opción “Range Test”.

3.5.3. TERMINAL.

En la pestaña de Terminal (Figura 3.34), el funcionamiento es idéntico al del Hyperterminal.



Figura 3.34: Opción “Terminal”.

3.5.4. CONFIGURACION DE MODEM.

Esta pestaña de MODEM Configuration (Figura 3.35), permite leer, guardar o cargar cierta configuración predeterminada. Permite ver cómo está configurado cada modem, cambiar alguna característica, guardarla o cargarla de una previamente guardada.



Figura 3.35: Opción “MODEM Configuration”.

CAPÍTULO IV

PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1. PRUEBAS FUNCIONALES DEL MEDIDOR DE ENERGÍA ELÉCTRICA.

Para las pruebas de funcionamiento del proyecto se realiza la experiencia en Laboratorio de Máquinas Eléctricas utilizando como carga un motor trifásico jaula de ardilla.

La conexión eléctrica que se utiliza para el experimento funcional es trifásica colocando el medidor de energía en serie con la fuente y la carga, comunicándose después, inalámbricamente con el computador por medio del protocolo de la interface de comunicación Zig-Bee (Figura 4.1).



Figura 4.1: Pruebas funcionales del proyecto desarrollado.

En la Figura 4.2 se muestra las señales de voltaje y corriente con respecto al tiempo, en las pantallas gráficas del software desarrollado el cual se lo puede calibrar por el usuario o se puede configurar para que adquiera las formas de onda automáticamente.



PUERTO DE COMUNICACION

Puerto serial VELOCIDAD (9600) num count

9600 0

STOP STOP

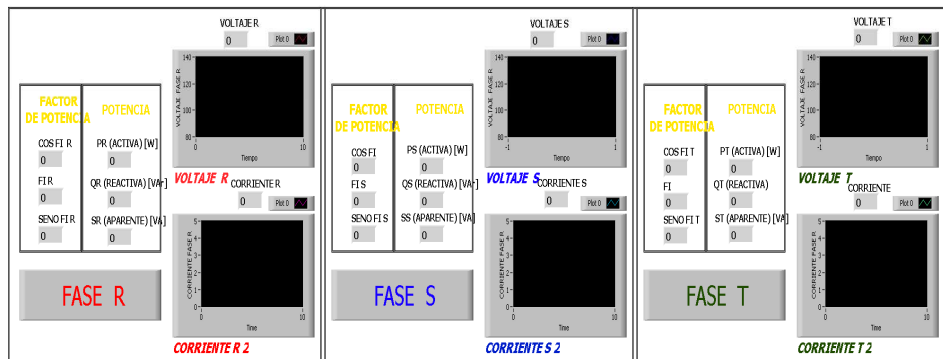


Figura 4.2: Visualización de datos en el software desarrollado.

En la Figura 4.3 se puede apreciar los bloques de adquisición de datos numéricos de los parámetros a medir de las tres fases.

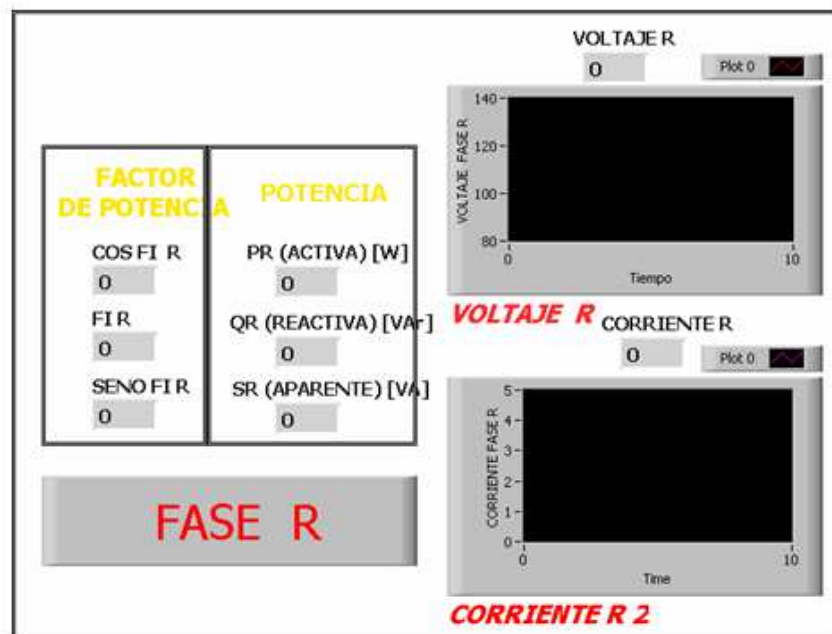


Figura 4.3: Visualización de datos numéricos.

En la Figura 4.4 se pueden observar los valores mostrados en la pantalla LCD del medidor de energía eléctrica el cual muestra los cálculos realizados por el microcontrolador Maestro en base a la programación interna diseñada para fines del proyecto.

MAG.	R-N	S-N	T-N	UNI.
U _{Ph-C}	120.9	121.2	121.1	U
U _{Ph-S}	1.552	1.620	1.552	A
Ph ₉	0.667	0.673	0.692	o
	-48.1	-47.6	-46.1	
U _{Ph-S}	187.6	196.3	187.9	UA
	123.2	132.2	130.1	W
	139.6	144.9	135.3	UAR
URS	209.6 U	Stot	571.8	UA
UST	209.8 U	Ptot	387.5	W
UTR	209.5 U	Qtot	419.8	VARs
<<frec.= 59.939 Hz>>				

Figura 4.4: Visualización de datos mostrados en la pantalla LCD.

En la Figura 4.5 se muestra el dispositivo que se tomó como patrón de medición para la verificación y validación de los datos adquiridos por el proyecto desarrollado, el cual es un analizador de energía de la marca AEMC modelo 3945, obteniendo los siguientes resultados.



Figura 4.5: Analizador trifásico de energía eléctrica

4.2. VALIDACION DE DATOS.

Mediante la experiencia realiza en el laboratorio, se logra verificar que los datos del patrón de medida tiene un margen de error de menos del 5% como se muestra en la Figura 4.6.

MAG.	R-N	S-N	T-N	UNI.
U =	121.7	123.4	121.5	V
I =	1.588	1.627	1.543	A
Cos =	0.682	0.710	0.708	
Ang =	-46.9	-44.7	-44.9	o
S =	193.2	200.7	187.4	VA
P =	131.8	142.6	132.6	W
Q =	141.0	141.1	132.2	VAR
URS =	212.2 U	Stot =	581.3	VA
UST =	212.0 U	Ptot =	407.0	W
UTR =	210.6 U	Qtot =	414.3	VARs
<<frec.= 59.979 Hz>>				

Figura 4.6: Datos obtenidos en el medidor de energía eléctrica.

En la Figura 4.7, se observa los datos obtenidos en el analizador de energía eléctrico.

	①	②	③
W	+130.1	+137.4	+129.6
Wh	0000000	0000000	0000000
VAR	€141.0	€141.9	€141.6
VARh	€0000000	€0000000	€0000000
	‡0000000	‡0000000	‡0000000
VA	191.8	197.6	192.0
VAh	0000000	0000000	0000000

Figura 4.7: Datos obtenidos en el analizador de energía eléctrica.

En las siguientes tablas se presenta la comparación de datos para la fase 1 de las potencias y factor de potencia y se calculó el error experimental utilizando la siguiente ecuación²⁴ matemática:

$$E_{r\%} = \frac{\Delta x}{x_0} * 100 \quad \text{Ecuación 1.14}$$

Tabla 1: Porcentaje de error de la Potencia Activa

POTENCIA ACTIVA	VALOR MEDIDO	VALOR PATRON	% DE ERROR
m1	131.8	130.1	-1.31
m2	132.1	130.6	-1.15
m3	132	129.9	-1.62
m4	132.3	129.7	-2.00
m5	131.7	130.2	-1.15
m6	131.5	129.8	-1.31
m7	130.7	129.9	-0.62
m8	130.6	129.8	-0.62
m9	130.5	129.9	-0.46
		Promedio Error	-1.14

Tabla 2: Porcentaje de error de la Potencia Reactiva

POTENCIA REACTIVA	VALOR MEDIDO	VALOR PATRON	% DE ERROR
m1	141.1	141	-0.07
m2	141.4	141.7	0.21
m3	141.1	140.7	-0.28
m4	141.5	140.5	-0.71
m5	142.3	140.6	-1.21
m6	142.1	141.2	-0.64
m7	141.9	140.6	-0.92
m8	141.3	140.4	-0.64
m9	141.1	140.8	-0.21
		Promedio Error	-0.50

²⁴ <http://html.rincondelvago.com/medicion-y-propagacion-de-errores.html>

Tabla 3: Porcentaje de error de la Potencia Aparente

POTENCIA APARENTE	VALOR MEDIDO	VALOR PATRON	% DE ERROR
m1	193.2	191.8	-0.73
m2	193.6	192.7	-0.47
m3	193.3	191.4	-0.99
m4	193.8	191.2	-1.36
m5	193.9	192.1	-0.94
m6	192.9	192.4	-0.26
m7	192.4	191.6	-0.42
m8	192.1	191.5	-0.31
m9	192.3	191.6	-0.37
		Promedio Error	-0.65

Tabla 4: Porcentaje de error del factor de Potencia

FACTOR DE POTENCIA	VALOR MEDIDO	VALOR PATRON	% DE ERROR
m1	0.644	0.639	-0.78
m2	0.64	0.64	0.00
m3	0.642	0.638	-0.63
m4	0.643	0.637	-0.94
m5	0.641	0.639	-0.31
m6	0.644	0.638	-0.94
m7	0.643	0.637	-0.94
m8	0.642	0.636	-0.94
m9	0.642	0.638	-0.63
		Promedio Error	-0.68

Según los datos obtenidos y los errores calculados, el medidor de energía eléctrica digital tiene un margen de error menor al 1%, lo que garantiza disponer un equipo con resultados satisfactorios.

4.3. ANÁLISIS FINANCIERO

Se realizó un análisis de costos en base al prototipo desarrollado y se comparó con algunos equipos comerciales. A pesar que el presente proyecto es un prototipo que a futuro puede ser objeto de mejoras, en base a los resultados obtenidos de diversos estudios se pudo constatar que el proyecto de Iniciación Científica posee buenos resultados ante productos comerciales y su desarrollo no va a conllevar la utilización de productos costosos.

Tabla 5: Cotización de dispositivos y elementos electrónicos.

ITEMS			
DESCRIPCIÓN	CANT.	P. UNIT.	P. TOTAL
Sensores Hall corriente 1-50A	4	50,00	200,00
Sensores corriente 1-5A - ACS752	4	35,00	140,00
Transformador reductor 120Vac - 12Vdc	1	5,60	5,60
Transformador reductor 120Vac - 24Vdc	1	9,50	9,50
Cables comunicación RS232	2	8,50	17,00
ADE7758 - C.I. Medidor trifásico	5	20,74	103,70
ATMEGA168	3	10,50	31,50
ATMEGA324	2	11,90	23,80
Cristales 10Mhz	2	0,60	1,20
Cristales 11.0592Mhz	2	0,60	1,20
Modulo Comm Inalámbricos Xbee	2	35,00	70,00
Explorador Xbee USB	2	37,00	74,00
Programador ATMEL AVR	1	29,50	29,50
Cable comm USB - RS232	2	11,50	23,00
Diodos, transistores, semiconduc.	1	10,00	10,00
Resistencias, potenciómetros	1	10,00	10,00
Capacitores	1	5,00	5,00
Otros (borneras, zocalos, regletas)	1	15,00	15,00
Circuitos impresos primera prueba	1	80,00	80,00
Circuitos impresos segunda prueba	1	85,00	85,00
Circuitos impresos doble lado final	1	400,00	400,00
Diseño de circuitos impresos (x hora)	10	20,00	200,00
		SUBTOTAL	1535,00
		%12 IVA	184,200
		TOTAL	1719,200

Tabla 6: Comparación de equipos medidores de parámetros eléctricos.

	ION 7550	Reliable Power Meters Multipoint 1949	9610 Power Quality Meter	OD4110	Prototipo
FABRICANTE	Schneider Electric	Fluke	Siemens	ABB	JLOB
TIPO DE SEÑAL	Trifásico	Monofásico – Trifásico	Trifásico	Trifásico	Trifásico
MEDICIÓN DE VOLTAJE	Si	Si	Si	Si	Si
MEDICIÓN DE CORRIENTE	Si	Si	Si	Si	Si
CÁLCULO DE POTENCIAS	Activa, Reactiva y Aparente	Activa, Reactiva y Aparente	Activa	Activa	Activa, Reactiva y Aparente
ANALIZADOR DE ENERGÍA	Sobre-voltajes Sobre-corrientes	Armónicos	Armónicos Desfase de red	No	No
TIPO DE COMUNICACIÓN	Ethernet	Ethernet RS-485	Ethernet RS-485	No	Protocolo Zig-Bee
COSTO (\$)	5,300.00	6,200.00	4,700.00	600.00	1,719.20

En la figura 4.8 se muestra el gráfico en un diagrama de columnas donde se indica la comparación en los costos de equipos existentes en el mercado y el prototipo presentado del Medidor de Energía Eléctrico Digital.

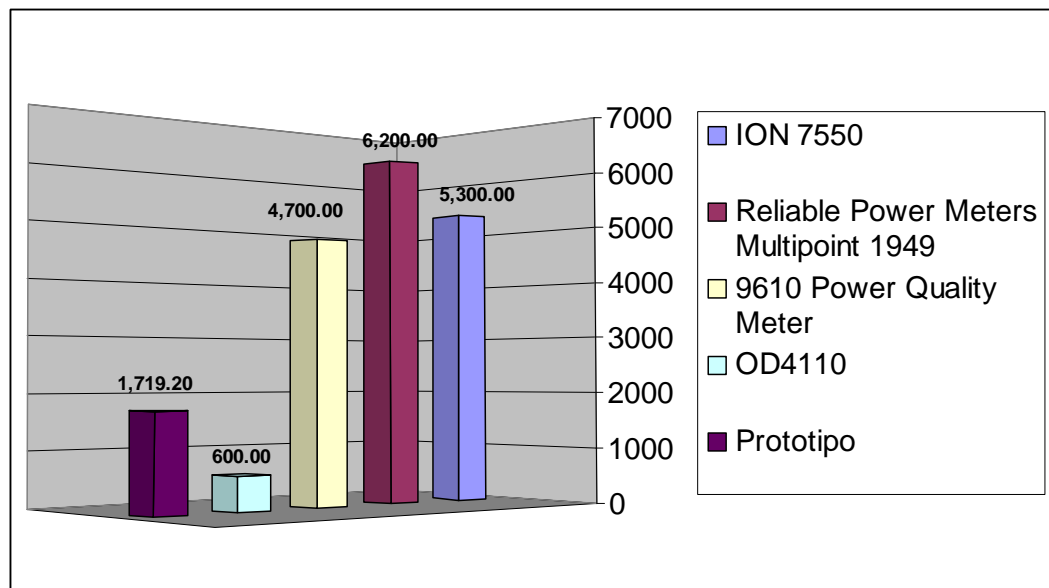


Figura 4.8: Comparación en los costos de los equipos

CAPÍTULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

5.1. CONCLUSIONES:

De la presente investigación se desprende una serie de conclusiones relevantes no tan solo enfocadas en temas de medición de parámetros eléctricos y comunicaciones, sino que permiten reflexionar sobre situaciones, planteamientos, que en un principio no eran trascendentales y que finalmente afectaron la forma de ejecutar el trabajo, mostrando así una forma de afrontar proyectos futuros como Ingeniero Electromecánico.

- En el presente trabajo se logró proponer un sistema de medición requerido con comunicación inalámbrica a un computador, con lo cual se cumple el objetivo de esta tesis de grado.
- Se ha logrado obtener un proyecto en el cual se pueden adquirir datos confiables puesto que en los experimentos realizados con el patrón de medida, los resultados llegaron a ser satisfactorios.
- 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 requiere resolver problemas de control electrónico relacionados con la línea de energía.
- La plataforma de diseño que se elaboró tanto para la placa del medidor de energía eléctrica, como para la adquisición de datos, es un diseño en el cual se pueden lograr experimentar con

implementaciones de acuerdo a la necesidad del Laboratorio de Máquinas Eléctricas.

- La comunicación que se implementó en el diseño, el cual fue el protocolo Zig-Bee, es un medio de comunicación muy confiable, puesto que los datos enviados no presentan pérdidas en la recepción y se logró obtener una comunicación inalámbrica con un margen de error mínimo.
- La adecuación de comunicación serial que se implementó fue satisfactoria para su diseño, ya que se pudieron obtener datos independientes desde los microcontroladores esclavos, hasta el microcontrolador maestro, permitiendo así, que los datos no se mezclen y produzca un margen elevado de error o cálculos que no se apeguen a la realidad.
- El medidor de energía eléctrica presentó muchas dificultades en la etapa de programación del código fuente, puesto que los cálculos para la obtención de los resultados cumplen con rigurosas ecuaciones matemáticas y es muy difícil adecuarlas en el software de programación
- Sin duda alguna, la culminación del presente proyecto es un logro para su diseñador pues se termina una etapa de arduo trabajo y de mucho tiempo de investigación científica para realizarlo.

5.2. RECOMENDACIONES:

- El presente proyecto se presenta como un prototipo totalmente funcional, el cual podría ser modificado para futuras aplicaciones en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas.
- En el presente proyecto se presentaron muchos inconvenientes en la parte de programación puesto que se debe tener mucho cuidado con la lógica ya que variables no definidas pueden afectar a la programación.
- Se debe elegir con cuidado los dispositivos electrónicos a utilizar especialmente el microcontrolador ya que es muy importante reconocer las bondades de dichos dispositivos.
- Es necesario la auto preparación para poder adquirir los conocimientos suficientes y realizar proyectos electrónicos de tal magnitud, puesto que los dispositivos que se presentan a menudo con mayor rapidez de actualización adquieren mayor grado de complejidad en su ingeniería.
- Se recomienda utilizar el software que puedan tener accesibilidad con el sistema actual del computador en el cual se trabaje ya que los Firmwares de los mismos, se actualizan periódicamente y cada vez más rápido.
- Se recomienda la manipulación precisa y delicada de los dispositivos electrónicos, ya que si no se los trata con cuidado se echan a perder y se convierten en un problema a la hora de presentarse un error en el diseño.
- En el mercado actual existen un número elevado de fabricantes de dispositivos electrónicos, sin embargo se recomienda que se utilicen

los dispositivos de marcas conocidas y de renombre, ya que su construcción es más minuciosa y su versatilidad ayuda mucho al momento de realizar cualquier proyecto electrónico.

- Los sensores que existen en el mercado actual, son dispositivos electrónicos variados y abundantes, sin embargo se recomienda la utilización de marcas confiables que vayan acorde con el diseño propuesto, ya que no todos los tipos de sensores que existen, cumplen con las mismas características y no se apegarían a un diseño específico.
- Para la comunicación inalámbrica es recomendable utilizar un protocolo conocido y fácil de usar, pues ya que es la parte final del proyecto, no es propicio encontrar una barrera más en la implementación y estudio de un protocolo de difíciles prestaciones
- El protocolo de comunicaciones VISA debe ser correctamente instalado en el software Labview puesto que si no se tiene una versión que se acople al computador, la comunicación serial entre los dispositivos no se va a poder realizar.

BIBLIOGRAFÍA:

- Ogata, Katsushiko, "Ingeniería de Control Moderno" Cuarta Edición, 2005, Prentice Hall.
- Paul Horowitz/Winfield Hill, "The Art of electronics", Segunda Edición 2006, Cambridge University Press.
- Emmanuel C. Ifeachor/Barrie W. Jervis, "Digital signal Processing", Segunda Edición, 2002, Prentice Hall.
- Robert F. Coughlin/Friederick F. Driscoll, "Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales", Cuarta Edición, Prentice Hall.
- "Microcontrollers and Digital Signal Controllers 16 Catalog", Microchip Technology Inc, 2007, DC01032C.
- Steven Chapra / Raymond P. Canale, "Métodos Numéricos para Ingenieros", Tercera Edición, 2001, Mac Graw Hill.
- David E. Johnson / John L. Hilburn, "Análisis básicos de circuitos eléctricos", Cuarta Edición 1991, Prentice Hall.
- Muhammad H. Rashid, "Electrónica de potencia, circuitos dispositivos y aplicaciones", Segunda Edición, Prentice Hall.
- Ronald J. Tocci, "Sistemas Digitales, Principios y aplicaciones", Quinta Edición, Prentice Hall.
- "Dspic30F Family Data Sheet, High Performance, Microchip Technology 2005.

- Robert L. Boylestad / Louis Nashelsky, “Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos”, Octava Edición, Editorial Pearson Educación.
- The Mathworks – Accelerating the pace of Engineering and Science, 2005 – Serial Port Interface Standard.
- Procobre, “Confiabilidad de Sistemas Eléctricos”
http://www.procobreperu.org/c_confiabelec.pdf
- Energy Commision, “Energy Commission History”.
<http://www.a2gov.org/PublicServices/SystemsPlanning/Energy/EnergyCommissionHistory.html>

ANEXOS

ANEXOS:

Anexo A1: Manual del Usuario.

Anexo A2: Hojas de datos de dispositivos Electrónicos

Anexo A3: Código fuente de programación de los microcontroladores.

Anexo A4: Diseño Electrónico.

Anexo A5: Proforma de compra de equipos.

ANEXO A1	MANUAL DE USUARIO DEL MEDIDOR DE ENERGÍA JLOB	2
-----------------	--	----------

Tabla de Contenidos

Introducción

Panel Frontal

Dimensiones

Conexiones

Comunicaciones

Programa de Adquisición de Datos

ANEXO A1	MANUAL DE USUARIO DEL MEDIDOR DE ENERGÍA JLOB	3
-----------------	--	----------

Introducción

Este manual explica como usar el Medidor de Energía Eléctrica Digital con Conexión Inalámbrica a un Computador.

El medidor de Energía Eléctrica modelo JLOB, es un medidor monofásico y trifásico que proporciona medidas de Energía Eléctrica, es decir, nos mostrará las medidas de los parámetros más significativos de Energía como son:

- Voltaje (Fase-Fase y Fase-Neutro)
- Corriente de Fase
- Ángulo de desfase (Corriente vs Voltaje)
- Factor de Potencia
- Potencia Activa
- Potencia Reactiva
- Potencia Aparente
- Frecuencia

Los datos técnicos del medidor (parámetros máximos de alimentación) son:

- $V_{\text{máx}} = 240 \text{ V}$ (Monofásico y Trifásico).
- $I_{\text{máx}} = 10 \text{ A}$

Los valores descritos en éste manual no deberán ser sobrepasados, ya que el equipo puede sufrir daños

Panel Frontal

El Medidor de Energía Eléctrica tiene un display LCD de 128x64 puntos que muestra los siguientes datos de calidad de Energía:

The LCD display shows the following data:

MAG.	R-N	S-N	T-N	UNT
U	121.1	121.9	121.3	U
I	1.64	1.74	1.55	A
Cos	0.682	0.689	0.719	
Ang	-46.9	-46.4	-44.7	o
S	199.4	212.2	200.7	VA
P	136.0	146.3	142.5	W
Q	145.5	153.6	141.1	VAR
URS	210.4 U	Stot	612.3	VA
UST	210.6 U	Ptot	424.7	W
UTR	209.9 U	Qtot	440.2	VARs

At the bottom of the display, it shows: <<frec. = 59.933 Hz>>

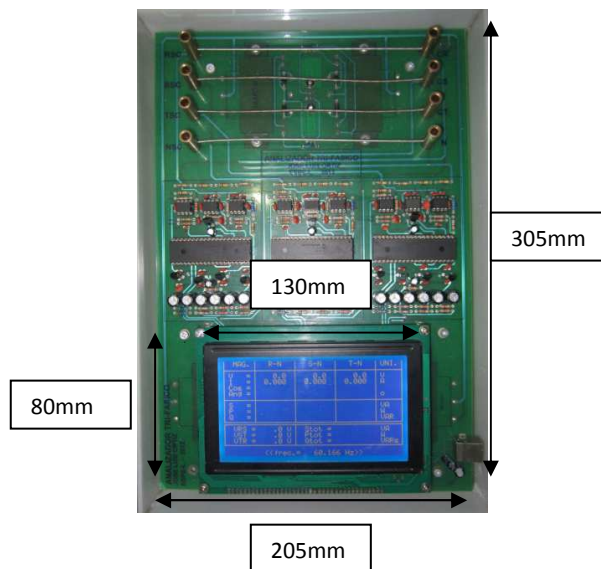
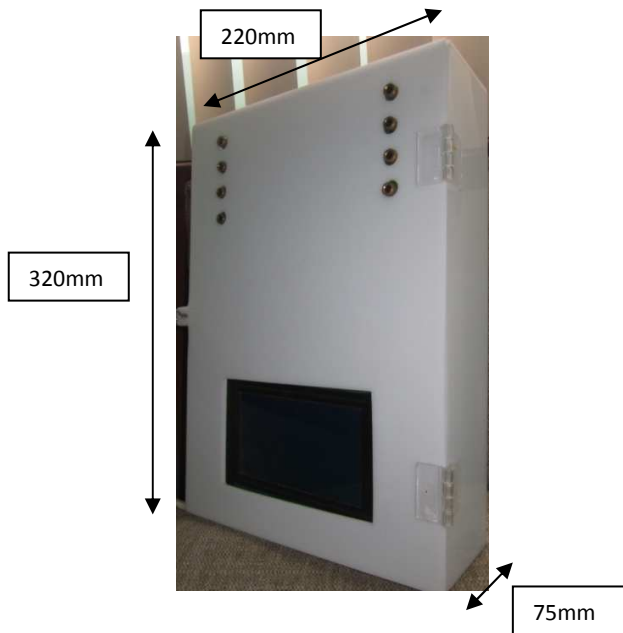
Callouts from the image:

- Corriente, factor de potencia y ángulo de desfase. (points to I, Cos, Ang)
- Potencias de Fases (points to S, P, Q)
- Voltajes Fase-Fase (points to URS, UST, UTR)
- Voltajes Fase - Neutro (points to U, I)
- Unidades (points to UNT)
- Sumatorias de Potencias (points to Stot, Ptot, Qtot)

ANEXO A1	MANUAL DE USUARIO DEL MEDIDOR DE ENERGÍA JLOB	5
----------	--	---

DIMENSIONES:

Dimensiones del Medidor de Energía Eléctrica con la carcasa de protección.

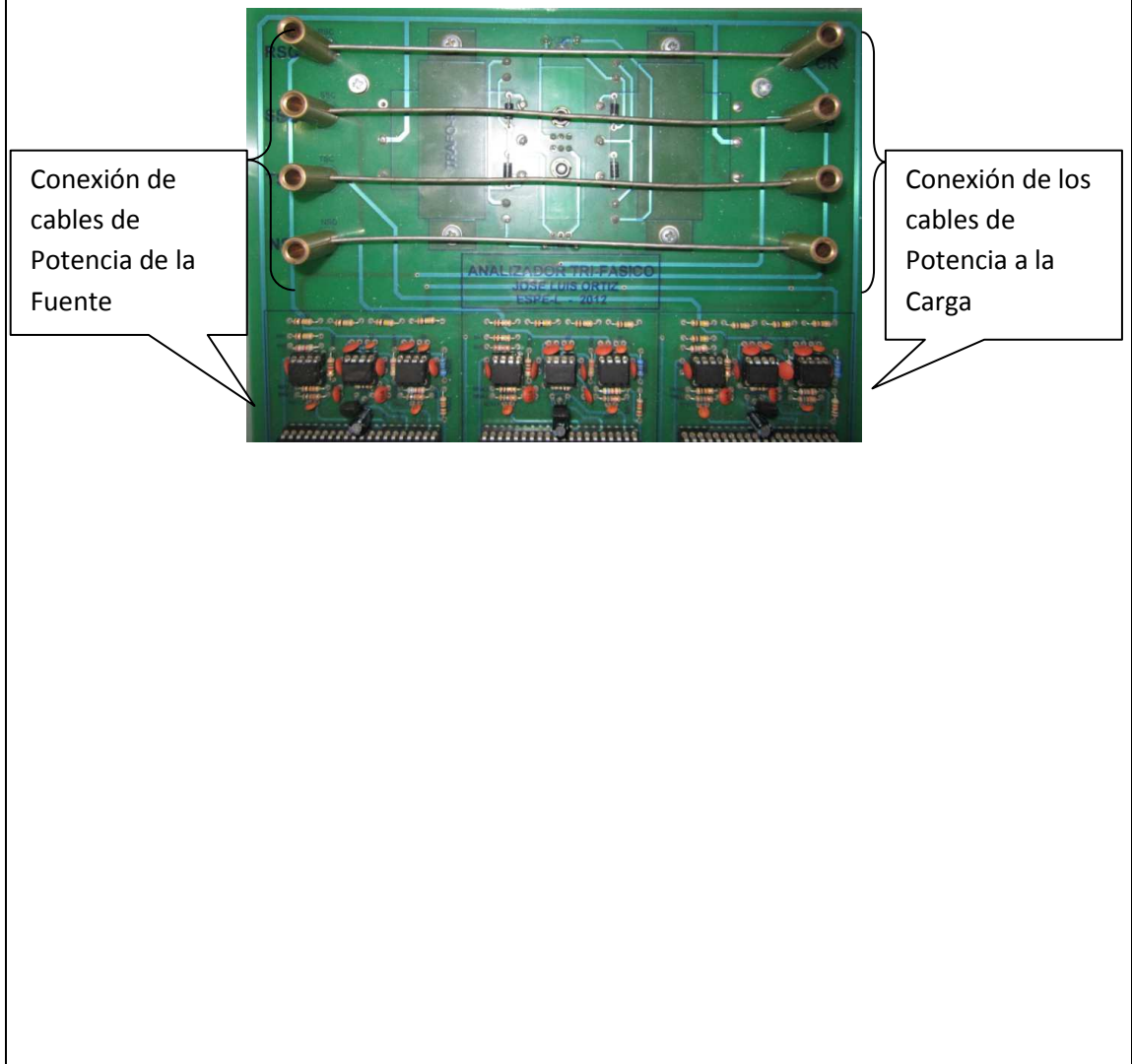


ANEXO A1	MANUAL DE USUARIO DEL MEDIDOR DE ENERGÍA JLOB	8
----------	--	---

CONEXIONES:

El Medidor de Energía Eléctrica aplica un sistema muy fácil de usar y de instalar el cual a nivel mundial se lo denomina Plug&Play.

El dispositivo necesita solamente de las conexiones de entrada de la fuente y de salidas a la carga.



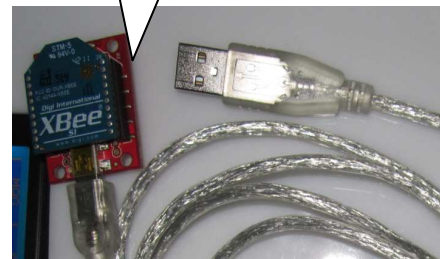
COMUNICACIONES:

Para la comunicación inalámbrica, el dispositivo inalámbrico Zig-Bee emisor se encuentra instalado en placa y el dispositivo receptor está dispuesto a un cable de comunicación USB (Universal Serial Bus) al computador, el cual permitirá enviar la información al computador y así poder obtener los datos en el Software diseñado para la visualización y adquisición de datos.

Zig-Bee emisor dispuesto en placa.

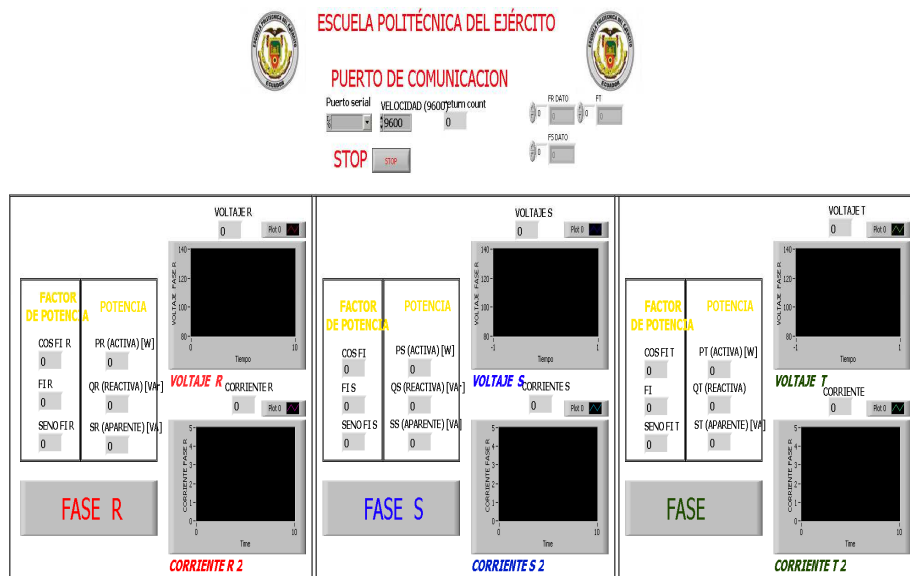


Zig- Bee receptor acoplado a cable de comunicación USB



PROGRAMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

El software de adquisición de datos es un modelo de software abierto en el cual se puede continuar la ampliación de la programación y bases de datos si es el caso requerido por el usuario. En el modelo presentado se puede adquirir los mismos datos que en la pantalla LCD del Medidor de Energía, la diferencia es que el software nos permite monitorear a distancia mediante la comunicación inalámbrica las medidas de Calidad de Energía.





February 25, 2011

LM117/LM317A/LM317

3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as

the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

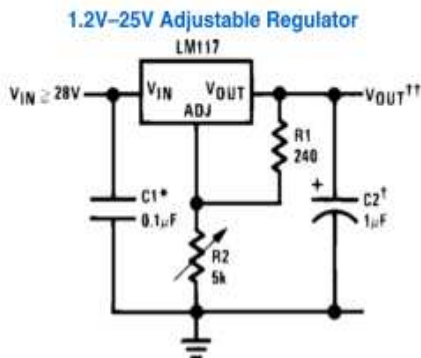
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P+ Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications



906301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

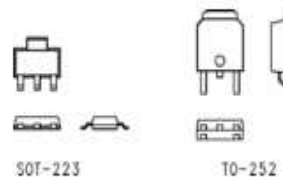
†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1μF to 1000μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

LM117/LM317A/LM317 Package Options

Part Number	Suffix	Package	Output Current
LM117, LM317	K	TO-3	1.5A
LM317A, LM317	T	TO-220	1.5A
LM317	S	TO-263	1.5A
LM317A, LM317	EMP	SOT-223	1.0A
LM117, LM317A, LM317	H	TO-39	0.5A
LM117	E	LCC	0.5A
LM317A, LM317	MDT	TO-252	0.5A

SOT-223 vs. TO-252 (D-Pak) Packages



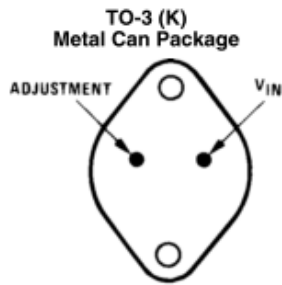
SOT-223

TO-252

906354

Scale 1:1

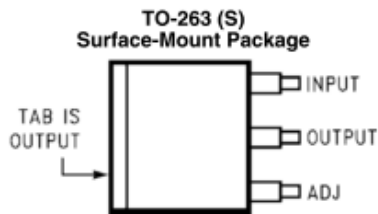
Connection Diagrams



CASE IS OUTPUT

906330

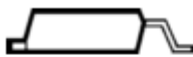
Bottom View
Steel Package
NS Package Number K02A or K02C



Top View

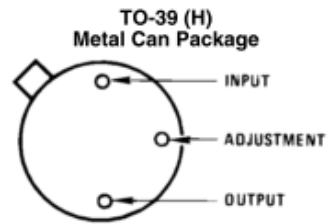
906335

TO-263 (S)
Surface-Mount Package



906336

Side View
NS Package Number TS3B

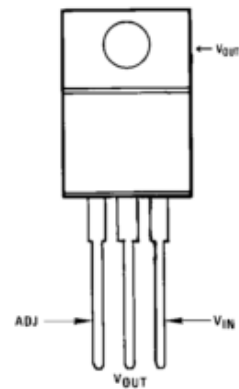


CASE IS OUTPUT

906331

Bottom View
NS Package Number H03A

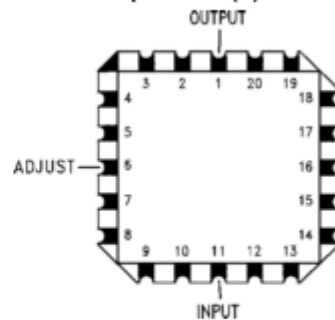
TO-220 (T)
Plastic Package



906332

Front View
NS Package Number T03B

Ceramic Leadless
Chip Carrier (E)



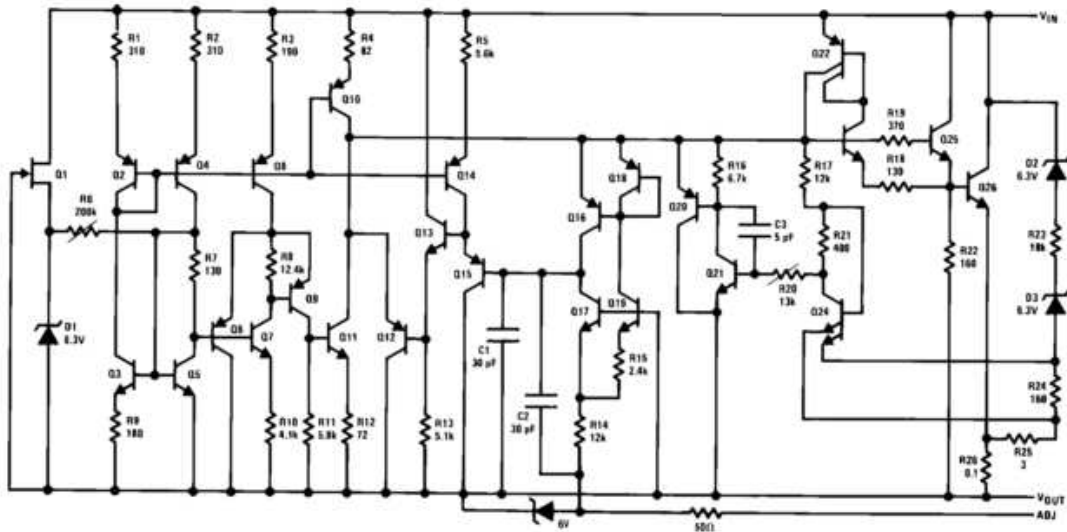
906334

Top View
NS Package Number E20A

ANEXO A2	CIRCUITO INTEGRADO LM317	3																																																																																							
<p>Absolute Maximum Ratings (Note 1)</p> <p>If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.</p> <table border="0"> <tr> <td>Power Dissipation</td> <td>Internally Limited</td> </tr> <tr> <td>Input-Output Voltage Differential</td> <td>+40V, -0.3V</td> </tr> <tr> <td>Storage Temperature</td> <td>-65°C to +150°C</td> </tr> <tr> <td>Lead Temperature</td> <td></td> </tr> <tr> <td> Metal Package (Soldering, 10 seconds)</td> <td>300°C</td> </tr> <tr> <td> Plastic Package (Soldering, 4 seconds)</td> <td>260°C</td> </tr> <tr> <td>ESD Tolerance (Note 5)</td> <td>3 kV</td> </tr> </table>		Power Dissipation	Internally Limited	Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V	Storage Temperature	-65°C to +150°C	Lead Temperature		Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C	Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C	ESD Tolerance (Note 5)	3 kV	<p>Operating Temperature Range</p> <table border="0"> <tr> <td>LM117</td> <td>-55°C ≤ T_J ≤ +150°C</td> </tr> <tr> <td>LM317A</td> <td>-40°C ≤ T_J ≤ +125°C</td> </tr> <tr> <td>LM317</td> <td>0°C ≤ T_J ≤ +125°C</td> </tr> </table> <p>Preconditioning</p> <table border="0"> <tr> <td>Thermal Limit Burn-In</td> <td>All Devices 100%</td> </tr> </table>	LM117	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C	LM317A	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C	LM317	0°C ≤ T _J ≤ +125°C	Thermal Limit Burn-In	All Devices 100%																																																																	
Power Dissipation	Internally Limited																																																																																								
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V																																																																																								
Storage Temperature	-65°C to +150°C																																																																																								
Lead Temperature																																																																																									
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C																																																																																								
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C																																																																																								
ESD Tolerance (Note 5)	3 kV																																																																																								
LM117	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C																																																																																								
LM317A	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C																																																																																								
LM317	0°C ≤ T _J ≤ +125°C																																																																																								
Thermal Limit Burn-In	All Devices 100%																																																																																								
<p>LM117 Electrical Characteristics (Note 3)</p> <p>Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with boldface type apply over full Operating Range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA.</p>																																																																																									
<table border="1"> <thead> <tr> <th rowspan="2">Parameter</th> <th rowspan="2">Conditions</th> <th colspan="2">LM117 (No</th> </tr> <tr> <th>Min</th> <th>Typ</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Reference Voltage</td> <td>3V ≤ (V_{IN} - V_{OUT}) ≤ 40V, 10 mA ≤ I_{OUT} ≤ I_{MAX} (Note 3)</td> <td>1.20</td> <td>1.25</td> </tr> <tr> <td>Line Regulation</td> <td>3V ≤ (V_{IN} - V_{OUT}) ≤ 40V (Note 4)</td> <td></td> <td>0.01 0.02</td> </tr> <tr> <td>Load Regulation</td> <td>10 mA ≤ I_{OUT} ≤ I_{MAX} (Note 3, Note 4)</td> <td></td> <td>0.1 0.3</td> </tr> <tr> <td>Thermal Regulation</td> <td>20 ms Pulse</td> <td></td> <td>0.03</td> </tr> <tr> <td>Adjustment Pin Current</td> <td></td> <td></td> <td>50</td> </tr> <tr> <td>Adjustment Pin Current Change</td> <td>10 mA ≤ I_{OUT} ≤ I_{MAX} (Note 3) 3V ≤ (V_{IN} - V_{OUT}) ≤ 40V</td> <td></td> <td>0.2</td> </tr> <tr> <td>Temperature Stability</td> <td>T_{MIN} ≤ T_J ≤ T_{MAX}</td> <td></td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>Minimum Load Current</td> <td>(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V</td> <td></td> <td>3.5</td> </tr> <tr> <td rowspan="2">Current Limit</td> <td>(V_{IN} - V_{OUT}) ≤ 15V K Package</td> <td>1.5</td> <td>2.2</td> </tr> <tr> <td>H, E Package</td> <td>0.5</td> <td>0.8</td> </tr> <tr> <td rowspan="2"></td> <td>(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V K Package</td> <td>0.3</td> <td>0.4</td> </tr> <tr> <td>H, E Package</td> <td>0.15</td> <td>0.20</td> </tr> <tr> <td>RMS Output Noise, % of V_{OUT}</td> <td>10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz</td> <td></td> <td>0.003</td> </tr> <tr> <td rowspan="2">Ripple Rejection Ratio</td> <td>V_{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C_{ADJ} = 0 μF</td> <td></td> <td>65</td> </tr> <tr> <td>V_{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C_{ADJ} = 10 μF</td> <td>66</td> <td>80</td> </tr> <tr> <td>Long-Term Stability</td> <td>T_J = 125°C, 1000 hrs</td> <td></td> <td>0.3</td> </tr> <tr> <td rowspan="3">Thermal Resistance, θ_{JC} Junction-to-Case</td> <td>K (TO-3) Package</td> <td></td> <td>2</td> </tr> <tr> <td>H (TO-39) Package</td> <td></td> <td>21</td> </tr> <tr> <td>E (LCC) Package</td> <td></td> <td>12</td> </tr> <tr> <td rowspan="3">Thermal Resistance, θ_{JA} Junction-to-Ambient (No Heat Sink)</td> <td>K (TO-3) Package</td> <td></td> <td>39</td> </tr> <tr> <td>H (TO-39) Package</td> <td></td> <td>186</td> </tr> <tr> <td>E (LCC) Package</td> <td></td> <td>88</td> </tr> </tbody> </table>			Parameter	Conditions	LM117 (No		Min	Typ	Reference Voltage	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 3)	1.20	1.25	Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)		0.01 0.02	Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 3, Note 4)		0.1 0.3	Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	Adjustment Pin Current			50	Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 3) 3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V		0.2	Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _J ≤ T _{MAX}		1	Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V		3.5	Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 15V K Package	1.5	2.2	H, E Package	0.5	0.8		(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V K Package	0.3	0.4	H, E Package	0.15	0.20	RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003	Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	80	Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	Thermal Resistance, θ _{JC} Junction-to-Case	K (TO-3) Package		2	H (TO-39) Package		21	E (LCC) Package		12	Thermal Resistance, θ _{JA} Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K (TO-3) Package		39	H (TO-39) Package		186	E (LCC) Package		88
Parameter	Conditions	LM117 (No																																																																																							
		Min	Typ																																																																																						
Reference Voltage	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 3)	1.20	1.25																																																																																						
Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)		0.01 0.02																																																																																						
Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 3, Note 4)		0.1 0.3																																																																																						
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03																																																																																						
Adjustment Pin Current			50																																																																																						
Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 3) 3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V		0.2																																																																																						
Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _J ≤ T _{MAX}		1																																																																																						
Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V		3.5																																																																																						
Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 15V K Package	1.5	2.2																																																																																						
	H, E Package	0.5	0.8																																																																																						
	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V K Package	0.3	0.4																																																																																						
	H, E Package	0.15	0.20																																																																																						
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003																																																																																						
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65																																																																																						
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	80																																																																																						
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3																																																																																						
Thermal Resistance, θ _{JC} Junction-to-Case	K (TO-3) Package		2																																																																																						
	H (TO-39) Package		21																																																																																						
	E (LCC) Package		12																																																																																						
Thermal Resistance, θ _{JA} Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K (TO-3) Package		39																																																																																						
	H (TO-39) Package		186																																																																																						
	E (LCC) Package		88																																																																																						

ANEXO A2	CIRCUITO INTEGRADO LM317	4													
LM317A and LM317 Electrical Characteristics (Note 3)															
Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range . Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.															
Parameter	Conditions	<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="3">LM317A</th> <th colspan="3">LM317</th> <th rowspan="2">Units</th> </tr> <tr> <th>Min</th> <th>Typ</th> <th>Max</th> <th>Min</th> <th>Typ</th> <th>Max</th> </tr> </thead> </table>	LM317A			LM317			Units	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
LM317A			LM317			Units									
Min	Typ	Max	Min	Typ	Max										
Reference Voltage		1.238 1.250 1.262 - 1.25 - V													
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 3)	1.225 1.250 1.270 1.20 1.25 1.30 V													
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)	0.005 0.01 0.01 0.04 0.01 0.02 0.02 0.07 %/V													
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 3, Note 4)	0.1 0.5 0.1 0.5 0.3 1 0.3 1.5 %													
Thermal Regulation	20 ms Pulse	0.04 0.07 0.04 0.07 %/W													
Adjustment Pin Current		50 100 50 100 μA													
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 3) $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$	0.2 5 0.2 5 μA													
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$	1 1 %													
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$	3.5 10 3.5 10 mA													
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, S Packages EMP, T Packages H, MDT Packages	- - - 1.5 2.2 3.4 1.5 2.2 3.4 0.5 0.8 1.8 0.5 0.8 1.8 A													
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, S Packages EMP, T Packages H, MDT Packages	- - 0.15 0.40 0.112 0.30 0.112 0.30 0.075 0.20 0.075 0.20 A													
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$	0.003 0.003 %													
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$	65 65 dB													
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$	66 80 66 80 dB													
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs	0.3 1 0.3 1 %													
Thermal Resistance, θ_{JC} Junction-to-Case	K (TO-3) Package T (TO-220) Package S (TO-263) Package EMP (SOT-223) Package H (TO-39) Package MDT (TO-252) Package	- 2 4 4 - 4 23.5 23.5 21 21 12 12													
Thermal Resistance, θ_{JA} Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K (TO-3) Package T (TO-220) Package S (TO-263) Package (Note 6) EMP (SOT-223) Package (Note 6) H (TO-39) Package MDT (TO-252) Package (Note 6)	- 39 50 50 - 50 140 140 186 186 103 103													

Schematic Diagram



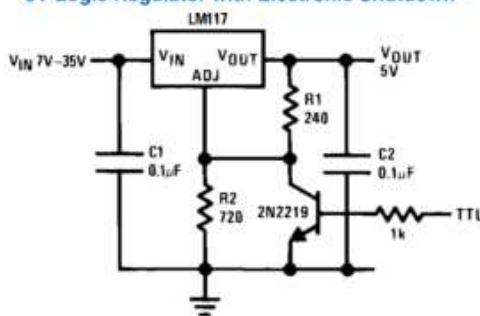
906308

Typical Applications

†Solid tantalum

*Discharges C1 if output is shorted to ground

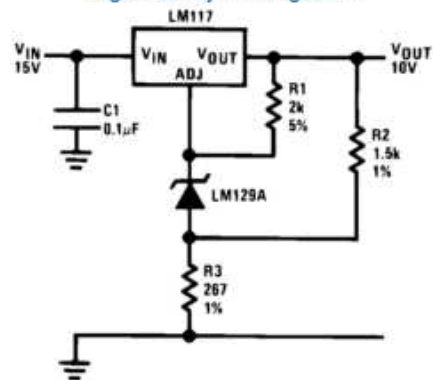
5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*



906309

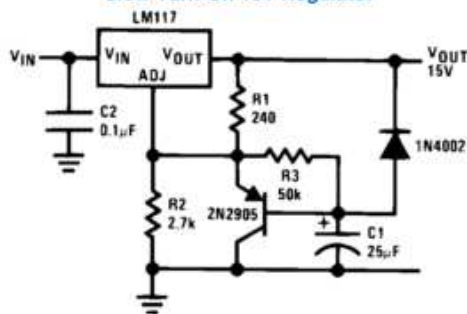
*Min. output \cong 1.2V

High Stability 10V Regulator

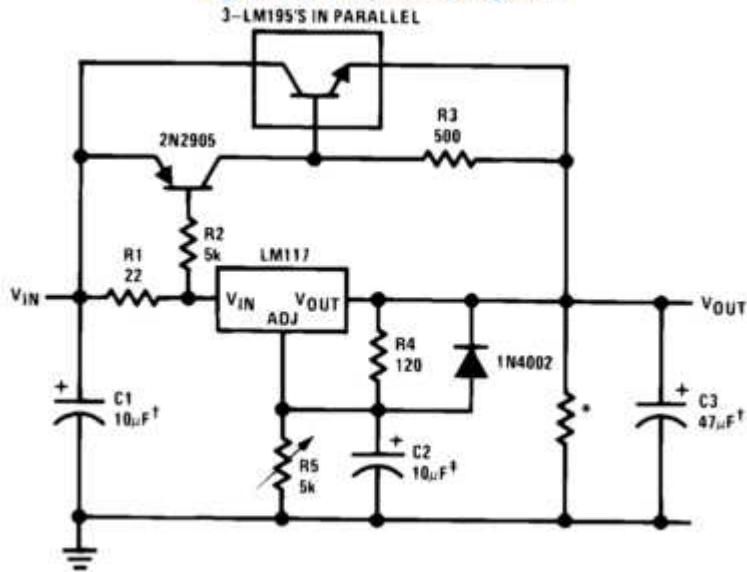


906311

Slow Turn-On 15V Regulator



High Current Adjustable Regulator



906312

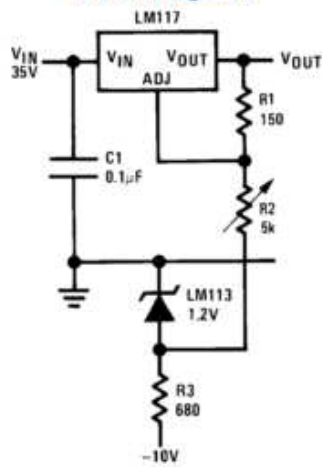
906312

‡Optional—improves ripple rejection

†Solid tantalum

*Minimum load current = 30 mA

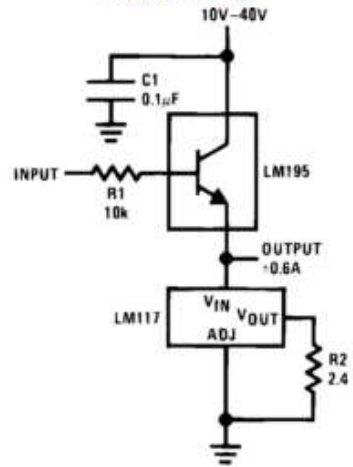
0 to 30V Regulator



906313

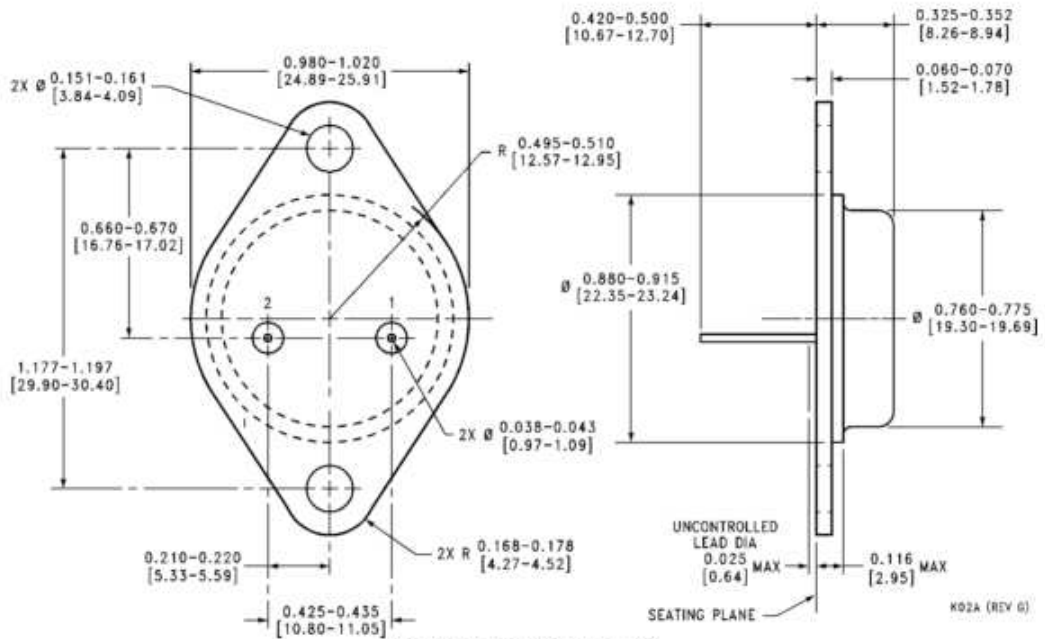
Full output current not available at high input-output voltages.

Power Follower

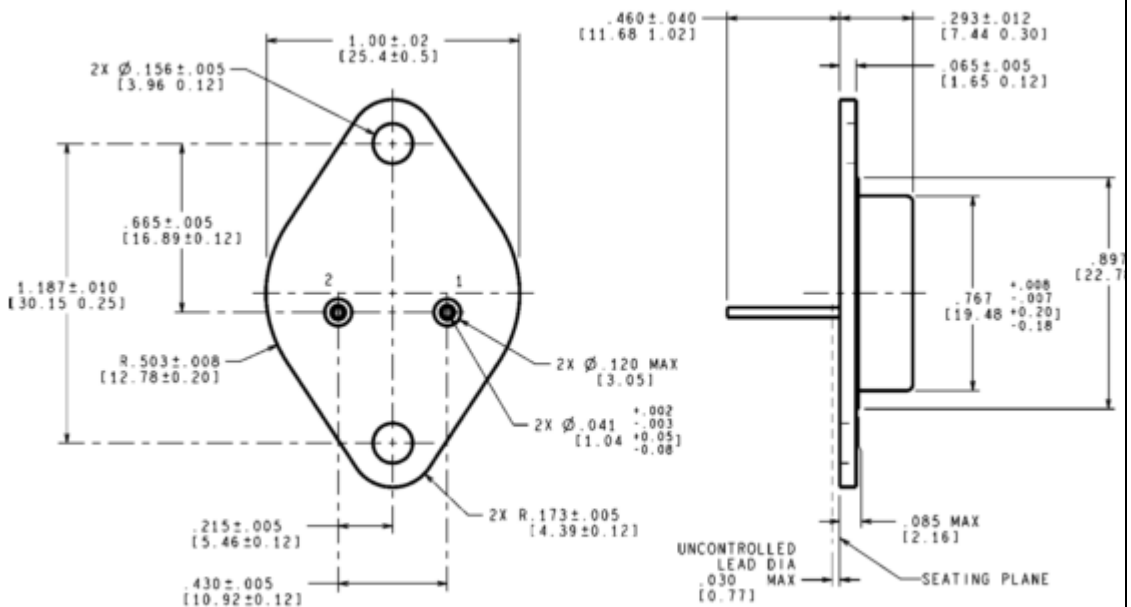


906314

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

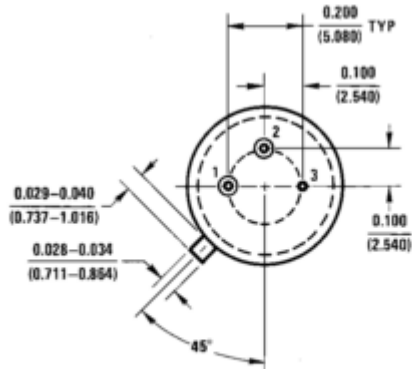
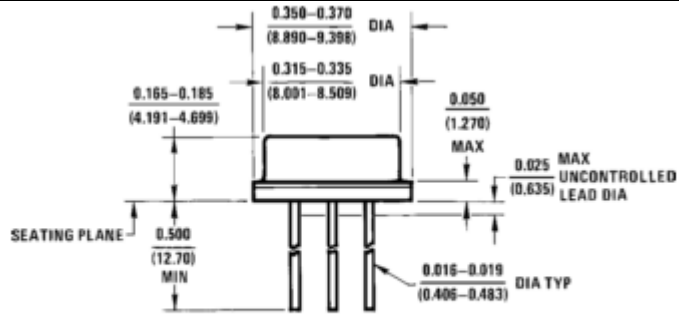


**TO-3 Metal Can Package (K)
NS Package Number K02A**

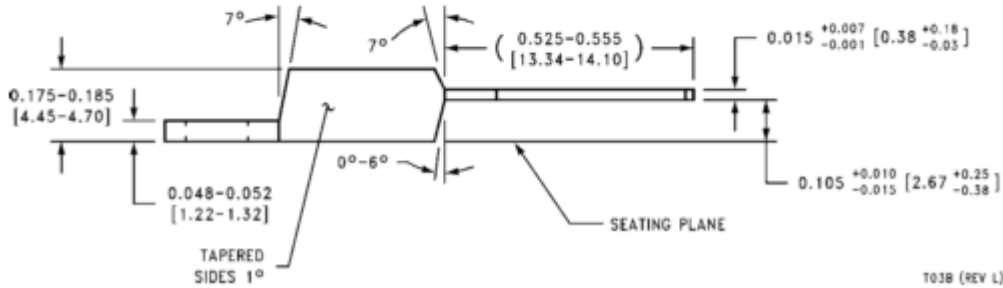
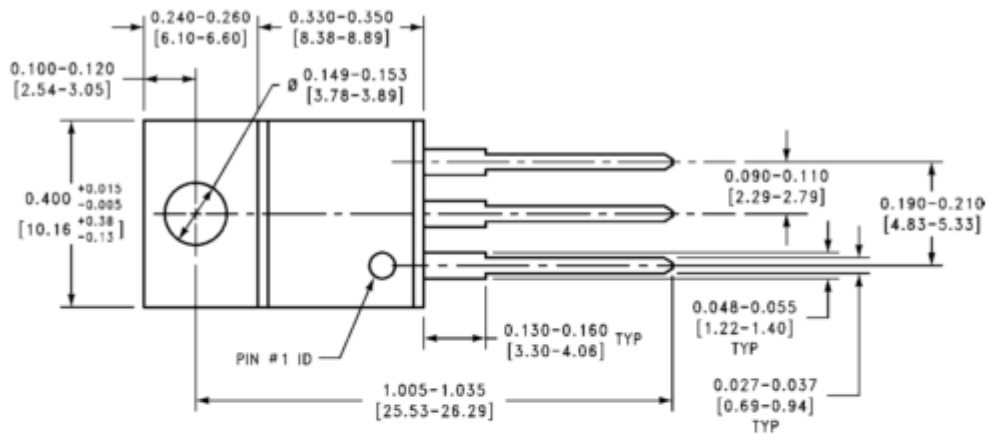


**CONTROLLING DIMENSION IS INCH
VALUES IN [] ARE MILLIMETERS**

**MIL-PRF-38535
CONFIGURATION CONTROL**



TO-39 Metal Can Package (H)
NS Package Number H03A



3-Lead TO-220 (T)
NS Package Number T03B

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC

DESCRIPTION

The TL431 and TL431A are 3-terminal adjustable shunt regulators with specified thermal stability over applicable automotive and commercial temperature ranges. The output voltage may be set to any value between V_{REF} (approximately 2.5V) and 36V with two external resistors (see Figure 4). These devices have a typical output impedance of 0.2Ω . Active output circuitry provides a very sharp turn-on characteristic, making these devices excellent replacements for zener diodes in many applications like on-board regulation, adjustable power supplies and switching power supplies.

The TL431C and TL431AC are characterized for operation from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$; the TL431I and TL431AI are characterized for operation from -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

FEATURES

- Equivalent full-range temperature coefficient: 30ppm/ $^{\circ}\text{C}$
- 0.2Ω typical output impedance
- Sink current capability: 1mA to 100mA
- Low output noise
- Adjustable output voltage: V_{REF} to 36V

PIN CONFIGURATIONS

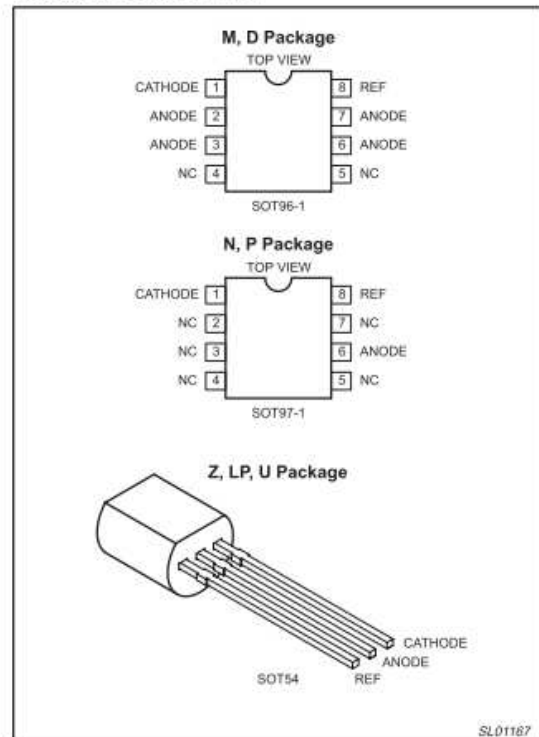


Figure 1. Pin Configuration

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V_{KA}	Cathode voltage (see Note 1)	37	V
	Continuous cathode current range	-100 to +150	mA
	Reference input current range	0.05 to 10	mA
T_{amb}	Operating free-air temperature range	0 to +70	$^{\circ}\text{C}$
	C suffix	-40 to +85	$^{\circ}\text{C}$
	I suffix		
T_{STG}	Temperature storage range	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
	Lead temperature 1.6mm (1/16 in.) from case for 10 sec: D or P pkgs	260	$^{\circ}\text{C}$
	Lead temperature 1.6mm (1/16 in.) from case for 60 sec: LP pkg	300	$^{\circ}\text{C}$

NOTE:

1. Voltage values are with respect to the anode terminal unless otherwise noted.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	MIN	MAX	UNITS
V_{KA}	Cathode voltage	V_{REF}	36	V
I_K	Cathode current	1	100	mA

Table 1. Dissipation Rating Table – Free-Air Temperature

Package	Derating Factor Above $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$	$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ Power Rating	$T_{amb} = 70^{\circ}\text{C}$ Power Rating	$T_{amb} = 85^{\circ}\text{C}$ Power Rating
D	5.8mW/ $^{\circ}\text{C}$	725mW	464mW	429mW
LP	6.2mW/ $^{\circ}\text{C}$	775mW	496mW	403mW

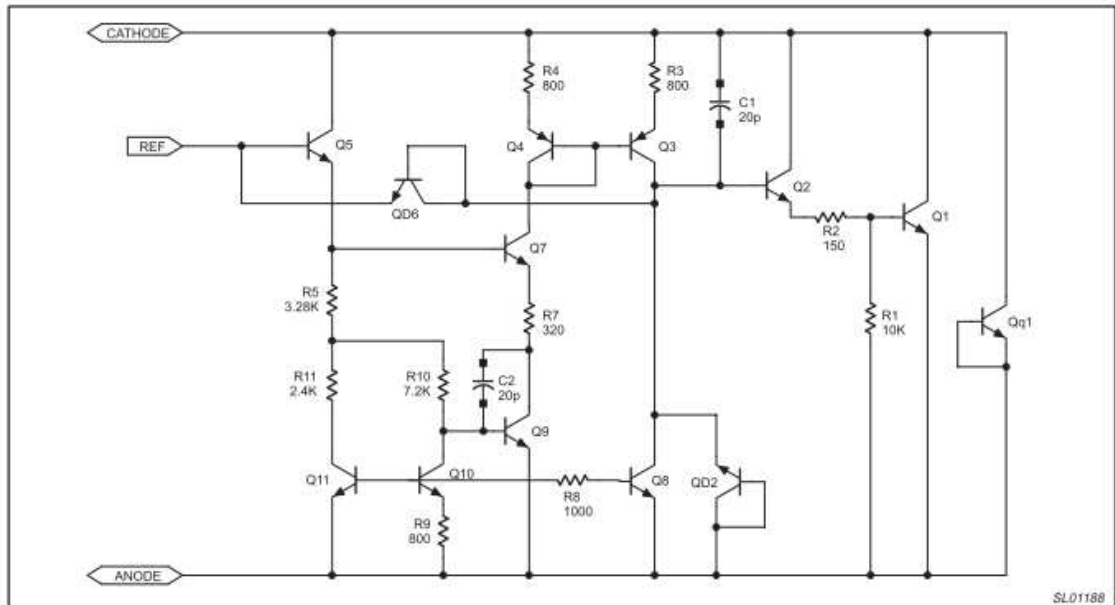


Figure 2. Equivalent Schematic

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

25°C free-air temperature, unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CKT	TEST CONDITIONS	LIMITS			
				TL431AC			TL431
				MIN	TYP	MAX	MIN
V_{REF}	Reference input voltage	Fig. 3	$V_{KA} = V_{REF}$, $I_K = 10\text{mA}$	2470	2495	2520	2440
$V_{REF(\text{dev})}$	Deviation of reference input voltage over full temperature range ³	Fig. 3	$V_{KA} = V_{REF}$, $I_K = 10\text{mA}$, $T_{\text{amb}} = \text{full range}^2$		4	15	
$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{KA}}$	Ratio of change in reference input voltage to the change in cathode voltage	Fig. 4	$I_K = 10\text{mA}$	$\Delta V_{KA} = 10\text{V} - V_{REF}$	-1.4	-2.7	
				$\Delta V_{KA} = 36\text{V} - 10\text{V}$	-1	-2	
I_{REF}	Reference input current	Fig. 4	$I_K = 10\text{mA}$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = \infty$		2	4	
$I_{REF(\text{dev})}$	Deviation of reference input current over full temperature range ³	Fig. 4	$I_K = 10\text{mA}$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = \infty$, $T_{\text{amb}} = \text{full range}^2$		0.8	1.2	
I_{MIN}	Minimum cathode current for regulation	Fig. 3	$V_{KA} = V_{REF}$		0.4	0.6	
I_{OFF}	Off-state cathode current	Fig. 5	$V_{KA} = 36\text{V}$, $V_{REF} = 0$		0.1	0.5	
$ Z_{KA} $	Dynamic impedance ⁴	Fig. 3	$V_{KA} = V_{REF}$, $I_K = 1\text{mA}$ to 100mA , $f \leq 1\text{kHz}$		0.2	0.5	

αV_{REF} can be positive or negative depending on whether minimum V_{REF} or maximum V_{REF} , respectively, occurs at the lower temperature. Example: Max $V_{REF} = 2496\text{mV}$ at 30°C , Min $V_{REF} = 2492\text{mV}$ at 0°C , $V_{REF} = 2495\text{mV}$ at 25°C , $\text{DTA} = 70^\circ\text{C}$ for TL431C.

$$|\alpha V_{REF}| = \frac{\left(\frac{4\text{mV}}{2495\text{mV}}\right) \cdot 10^6}{70^\circ\text{C}} = 23\text{ppm}/^\circ\text{C}$$

Because minimum V_{REF} occurs at the lower temperature, the coefficient is positive.

4. The dynamic impedance is defined as: $|Z_{KA}| = \frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_K}$

When the device is operating with two external resistors, (see Figure xx), the total dynamic impedance of the circuit is given by:

$$|Z'| = \frac{\Delta V}{\Delta I} = |Z_{KA}| \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

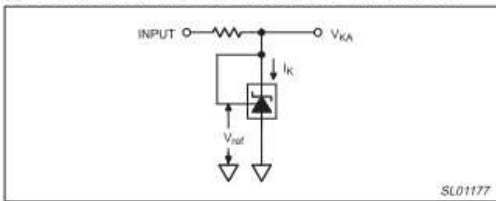


Figure 3. Test Circuit for $V_{KA} = V_{ref}$

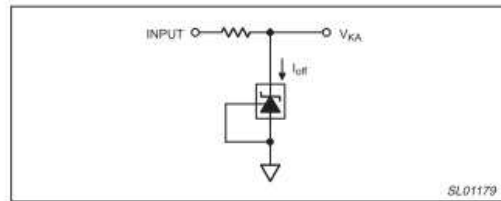


Figure 5. Test Circuit for I_{off}

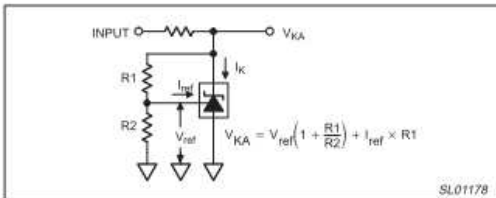
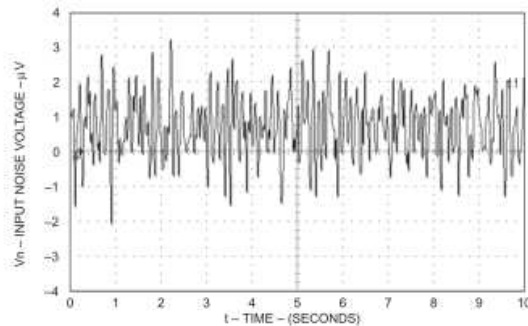
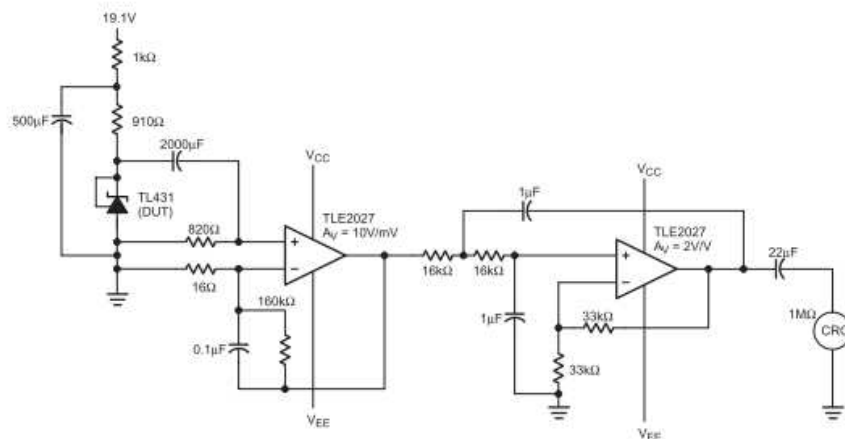


Figure 4. Test Circuit for $V_{KA} > V_{ref}$



Equivalent Input Noise Voltage Over a 10-Second Period



Test Circuit

SL01174

TYPICAL APPLICATIONS

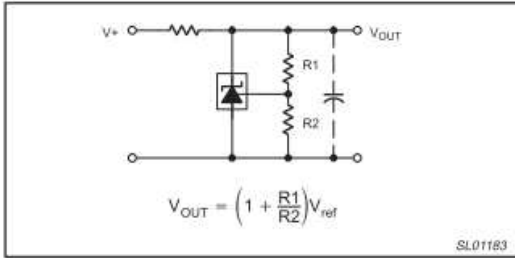


Figure 18. Shunt Regulator

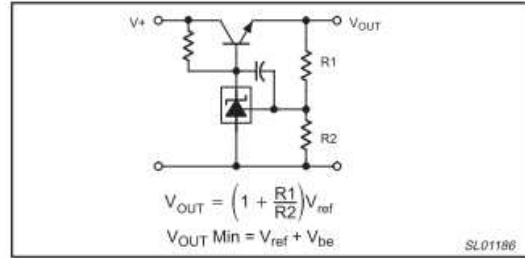


Figure 21. Series Pass Regulator

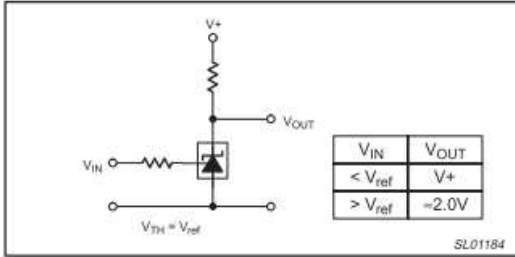


Figure 19. Single-Supply Comparator with Temperature-Compensated Threshold

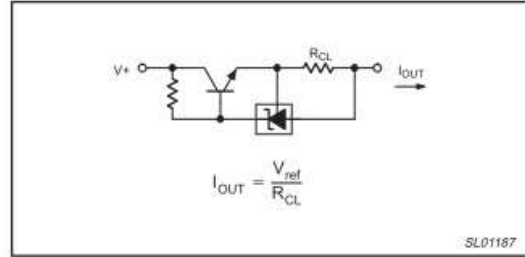


Figure 22. Constant Current Source

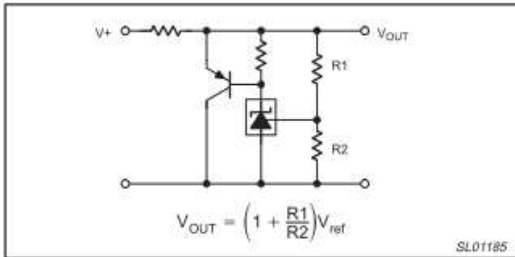


Figure 20. High Current Shunt Regulator

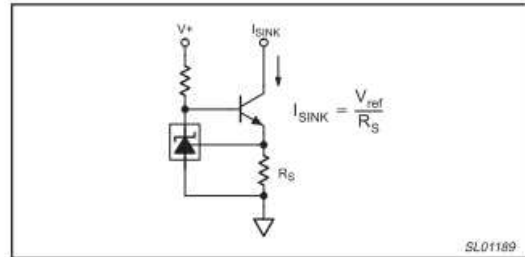
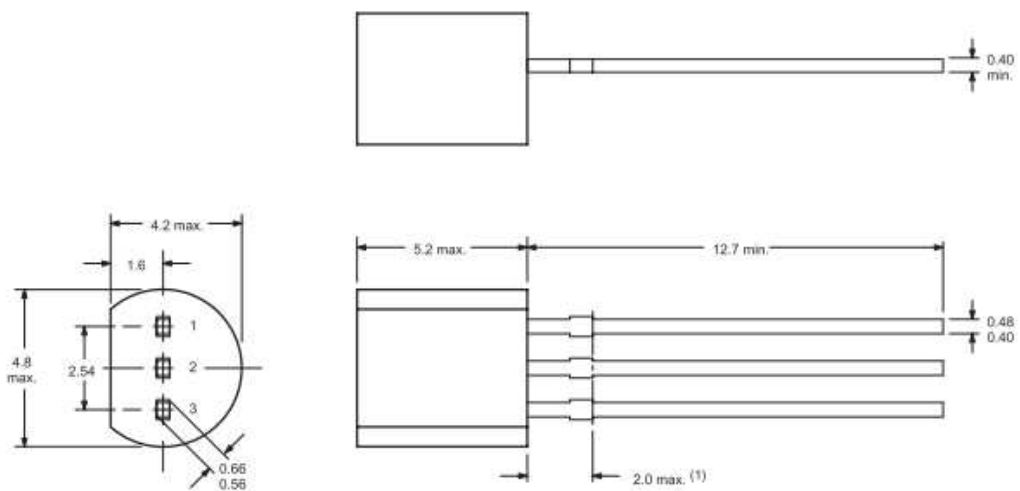


Figure 23. Constant Current Sink



Dimensions in mm.

(1) Terminal dimensions within this zone are uncontrolled to allow for flow of plastic and terminal irregularities.

SL01191



November 2000

LM35

Precision Centigrade Temperature Sensors

General Description

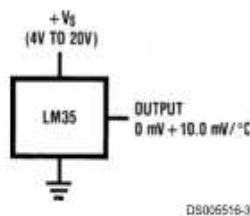
The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over linear temperature sensors calibrated in ° Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of $\pm 1/4^\circ\text{C}$ at room temperature and $\pm 3/4^\circ\text{C}$ over a full -55 to $+150^\circ\text{C}$ temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only $60\ \mu\text{A}$ from its supply, it has very low self-heating, less than 0.1°C in still air. The LM35 is rated to operate over a -55° to $+150^\circ\text{C}$ temperature range, while the LM35C is rated for a -40° to $+110^\circ\text{C}$ range (-10° with improved accuracy). The LM35 series is available pack-

aged in hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D are also available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D is also available in an 8-lead surface mount small outline package and a plastic TO-220 package.

Features

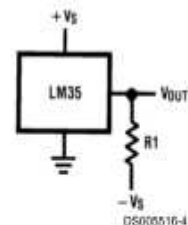
- Calibrated directly in ° Celsius (Centigrade)
- Linear + 10.0 mV/°C scale factor
- 0.5°C accuracy guaranteeable (at +25°C)
- Rated for full -55° to $+150^\circ\text{C}$ range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to 30 volts
- Less than $60\ \mu\text{A}$ current drain
- Low self-heating, 0.08°C in still air
- Nonlinearity only $\pm 1/4^\circ\text{C}$ typical
- Low impedance output, $0.1\ \Omega$ for 1 mA load

Typical Applications



DS005516-3

FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor
($+2^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$)

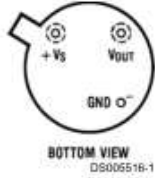


Choose $R_1 = -V_S/50\ \mu\text{A}$
 $V_{\text{OUT}} = +1,500\ \text{mV}$ at $+150^\circ\text{C}$
 $= +250\ \text{mV}$ at $+25^\circ\text{C}$
 $= -550\ \text{mV}$ at -55°C

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

Connection Diagrams

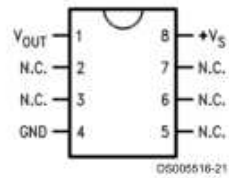
**TO-46
Metal Can Package***



*Case is connected to negative pin (GND)

Order Number LM35H, LM35AH, LM35CH, LM35CAH or LM35DH
See NS Package Number H03H

**SO-8
Small Outline Molded Package**



N.C. = No Connection

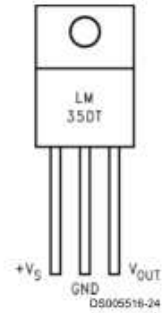
Top View
Order Number LM35DM
See NS Package Number M08A

**TO-92
Plastic Package**



Order Number LM35CZ, LM35CAZ or LM35DZ
See NS Package Number Z03A

**TO-220
Plastic Package***



*Tab is connected to the negative pin (GND).

Note: The LM35DT pinout is different than the discontinued LM35DP.

Order Number LM35DT
See NS Package Number TA03F

ANEXO A2	CIRCUITO INTEGRADO LM35	16
-----------------	--------------------------------	-----------

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+35V to -0.2V
Output Voltage	+6V to -1.0V
Output Current	10 mA
Storage Temp.:	
TO-46 Package,	-60°C to +180°C
TO-92 Package,	-60°C to +150°C
SO-8 Package,	-65°C to +150°C
TO-220 Package,	-65°C to +150°C
Lead Temp.:	
TO-46 Package, (Soldering, 10 seconds)	300°C

TO-92 and TO-220 Package, (Soldering, 10 seconds)	260°C
SO Package (Note 12)	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2500V
Specified Operating Temperature Range: T_{MIN} to T_{MAX} (Note 2)	
LM35, LM35A	-55°C to +150°C
LM35C, LM35CA	-40°C to +110°C
LM35D	0°C to +100°C

Electrical Characteristics

(Notes 1, 6)

Parameter	Conditions	LM35A			LM35CA			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.2	± 0.5		± 0.2	± 0.5		°C
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.3			± 0.3		± 1.0	°C
	$T_A = T_{MAX}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		°C
	$T_A = T_{MIN}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4		± 1.5	°C
Nonlinearity (Note 8)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.18		± 0.35	± 0.15		± 0.3	°C
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	+10.0	+9.9, +10.1		+10.0		+9.9, +10.1	mV/°C
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1$ mA	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		mV/mA
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.5		± 3.0	± 0.5		± 3.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.05		± 0.01	± 0.05		mV/V
	$4V \leq V_S \leq 30V$	± 0.02		± 0.1	± 0.02		± 0.1	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5V, +25^\circ\text{C}$	56	67		56	67		µA
	$V_S = +5V$	105		131	91		114	µA
	$V_S = +30V, +25^\circ\text{C}$	56.2	68		56.2	68		µA
	$V_S = +30V$	105.5		133	91.5		116	µA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4V \leq V_S \leq 30V, +25^\circ\text{C}$	0.2	1.0		0.2	1.0		µA
	$4V \leq V_S \leq 30V$	0.5		2.0	0.5		2.0	µA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		+0.39		+0.5	+0.39		+0.5	µA/°C
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of <i>Figure 1</i> , $I_L = 0$	+1.5		+2.0	+1.5		+2.0	°C
Long Term Stability	$T_J = T_{MAX}$, for 1000 hours	± 0.08			± 0.08			°C

Electrical Characteristics

(Notes 1, 6)

Parameter	Conditions	LM35			LM35C, LM35D			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy, LM35, LM35C (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		$^\circ\text{C}$
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.5			± 0.5		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$	± 0.8	± 1.5		± 0.8		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$	± 0.8		± 1.5	± 0.8		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Accuracy, LM35D (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$				± 0.6	± 1.5		$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Nonlinearity (Note 8)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.3		± 0.5	± 0.2		± 0.5	$^\circ\text{C}$
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	+10.0	+9.8, +10.2		+10.0		+9.8, +10.2	mV/ $^\circ\text{C}$
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1$ mA	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 2.0		± 0.4	± 2.0		mV/mA
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.5		± 5.0	± 0.5		± 5.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.1		± 0.01	± 0.1		mV/V
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	± 0.02		± 0.2	± 0.02		± 0.2	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5\text{V}, +25^\circ\text{C}$	56	80		56	80		μA
	$V_S = +5\text{V}$	105		158	91		138	μA
	$V_S = +30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	56.2	82		56.2	82		μA
	$V_S = +30\text{V}$	105.5		161	91.5		141	μA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	0.2	2.0		0.2	2.0		μA
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	0.5		3.0	0.5		3.0	μA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		+0.39		+0.7	+0.39		+0.7	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of Figure 1, $I_L = 0$	+1.5		+2.0	+1.5		+2.0	$^\circ\text{C}$
Long Term Stability	$T_J = T_{\text{MAX}}$, for 1000 hours		± 0.08			± 0.08		

Note 1: Unless otherwise noted, these specifications apply: $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM35 and LM35A; $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +110^\circ\text{C}$ for the LM35C; $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +100^\circ\text{C}$ for the LM35D. $V_S = +5\text{Vdc}$ and $I_{\text{LOAD}} = 50 \mu\text{A}$, in the circuit of Figure 2. These specifications also apply from $+2^\circ\text{C}$ to T_{MAX} in the circuit of Figure 1. Specifications in **boldface** apply over the full rated temperature range.

Note 2: Thermal resistance of the TO-46 package is $400^\circ\text{C}/\text{W}$, junction to ambient, and $24^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case. Thermal resistance of the TO-18 package is $180^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the small outline molded package is $220^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the TO-9 package is $90^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. For additional thermal resistance information see table in the Applications section.

Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output due to hysteresis are computed by multiplying the internal dissipation by the thermal resistance.

Note 4: Tested Limits are guaranteed and 100% tested in production.

Note 5: Design Limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits calculate outgoing quality levels.

Note 6: Specifications in **boldface** apply over the full rated temperature range.

Note 7: Accuracy is defined as the error between the output voltage and $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ times the device's case temperature, at specified conditions and temperature (expressed in $^\circ\text{C}$).

Note 8: Nonlinearity is defined as the deviation of the output-voltage-versus-temperature curve from the best-fit straight line, over the device's temperature range.

Note 9: Quiescent current is defined in the circuit of Figure 1.

Note 10: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply to the device beyond its rated operating conditions. See Note 1.

Note 11: Human body model, 100 pF discharged through a $1.5 \text{ k}\Omega$ resistor.

Note 12: See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" or the section titled "Surface Mount" found in the Semiconductor Linear Data Book for other methods of soldering surface mount devices.



April 2006

LM78LXX Series 3-Terminal Positive Regulators

General Description

The LM78LXX series of three terminal positive regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. When used as a zener diode/resistor combination replacement, the LM78LXX usually results in an effective output impedance improvement of two orders of magnitude, and lower quiescent current. These regulators can provide local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow the LM78LXX to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment.

The LM78LXX is available in the plastic TO-92 (Z) package, the plastic SO-8 (M) package and a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology. With adequate heat sinking the regulator can deliver 100mA output current. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistors is provided to limit inter-

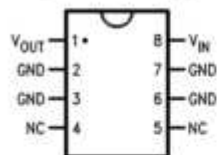
nal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Features

- LM78L05 in micro SMD package
- Output voltage tolerances of $\pm 5\%$ over the temperature range
- Output current of 100mA
- Internal thermal overload protection
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in plastic TO-92 and plastic SO-8 low profile packages
- No external components
- Output voltages of 5.0V, 6.2V, 8.2V, 9.0V, 12V, 15V
- See AN-1112 for micro SMD considerations

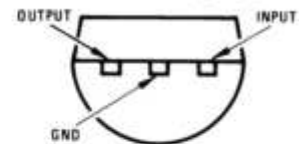
Connection Diagrams

SO-8 Plastic (M)
(Narrow Body)



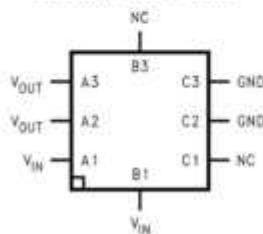
Top View
00774402

(TO-92)
Plastic Package (Z)



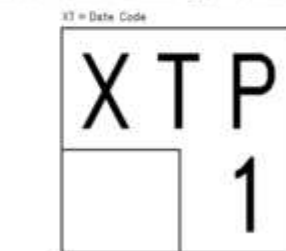
Bottom View
00774403

8-Bump micro SMD



Top View
(Bump Side Down)
00774424

micro SMD Marking Orientation



Pin A1 Corner
Pin A1 is identified by lower left corner with respect to the text.

Top View
00774433

ANEXO A2	CIRCUITO INTEGRADO LM78L05	21																								
<p>Absolute Maximum Ratings (Note 1) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.</p> <table border="0"> <tr> <td>Power Dissipation (Note 5)</td> <td>Internally Limited</td> <td>Operating Junction Temperature</td> <td></td> </tr> <tr> <td>Input Voltage</td> <td>35V</td> <td>SO-8, TO-92</td> <td>0°C to 125°C</td> </tr> <tr> <td>Storage Temperature</td> <td>-65°C to +150°C</td> <td>micro SMD</td> <td>-40°C to 85°C</td> </tr> <tr> <td>ESD Susceptibility (Note 2)</td> <td>1kV</td> <td>Soldering Information</td> <td></td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>Infrared or Convection (20 sec.)</td> <td>235°C</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>Wave Soldering (10 sec.)</td> <td>260°C (lead time)</td> </tr> </table>			Power Dissipation (Note 5)	Internally Limited	Operating Junction Temperature		Input Voltage	35V	SO-8, TO-92	0°C to 125°C	Storage Temperature	-65°C to +150°C	micro SMD	-40°C to 85°C	ESD Susceptibility (Note 2)	1kV	Soldering Information				Infrared or Convection (20 sec.)	235°C			Wave Soldering (10 sec.)	260°C (lead time)
Power Dissipation (Note 5)	Internally Limited	Operating Junction Temperature																								
Input Voltage	35V	SO-8, TO-92	0°C to 125°C																							
Storage Temperature	-65°C to +150°C	micro SMD	-40°C to 85°C																							
ESD Susceptibility (Note 2)	1kV	Soldering Information																								
		Infrared or Convection (20 sec.)	235°C																							
		Wave Soldering (10 sec.)	260°C (lead time)																							
<p>LM78LXX Electrical Characteristics Limits in standard typeface are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, Bold typeface applies over 0°C to 125°C for SO-8 and TO-92 packages, and -40°C to 85°C for micro SMD package. Limits are guaranteed by production testing or correlation techniques using standard Statistical Quality Control (SQC) methods. Unless otherwise specified: $I_O = 40\text{mA}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$.</p>																										
<p>LM78L05 Unless otherwise specified, $V_{IN} = 10\text{V}$</p>																										
<p>LM78L05 Unless otherwise specified, $V_{IN} = 10\text{V}$</p>																										
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ																						
V_O	Output Voltage		4.8	5																						
		$7\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$ $1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$ (Note 3)	4.75																							
		$1\text{mA} \leq I_O \leq 70\text{mA}$ (Note 3)	4.75																							
ΔV_O	Line Regulation	$7\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		18																						
		$8\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		10																						
ΔV_O	Load Regulation	$1\text{mA} \leq I_O \leq 100\text{mA}$		20																						
		$1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$		5																						
I_Q	Quiescent Current			3																						
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$8\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$																								
		$1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$																								
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ (Note 4)		40																						
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$ $8\text{V} \leq V_{IN} \leq 16\text{V}$	47	62																						
I_{PK}	Peak Output Current			140																						
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5\text{mA}$		-0.65																						
$V_{IN}(\text{Min})$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			6.7																						
θ_{JA}	Thermal Resistance (8-Bump micro SMD)			230.9																						

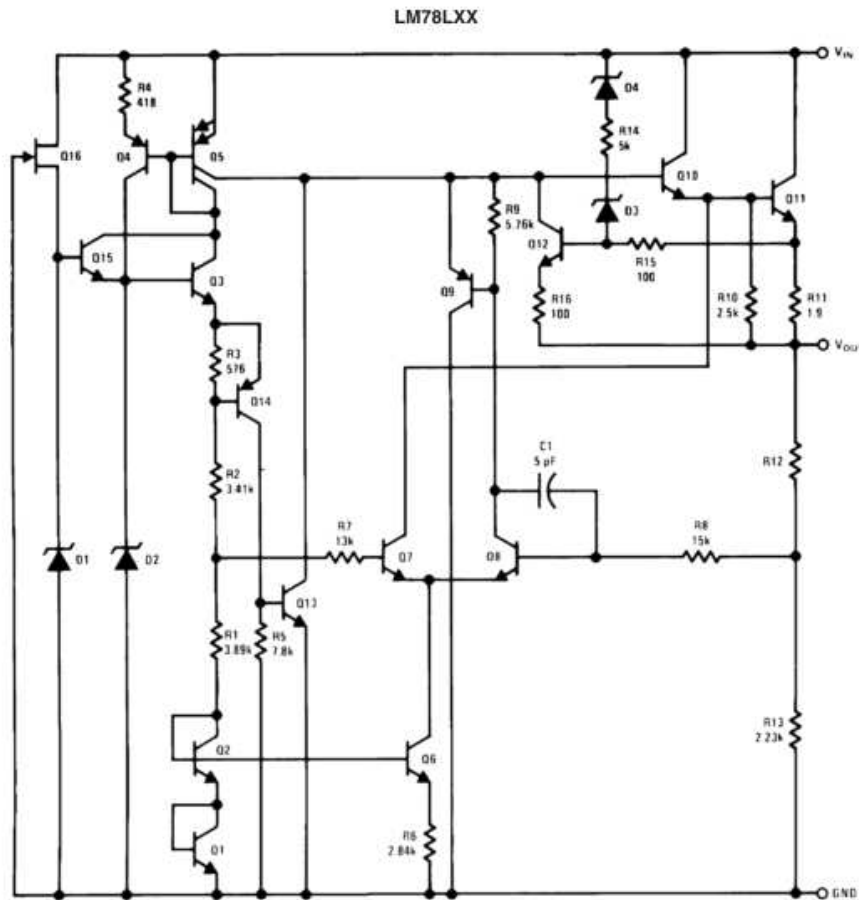
LM78LXX Electrical Characteristics Limits in standard typeface are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, **Bold typeface applies over 0°C to 125°C for SO-8 and TO-92 packages, and -40°C to 85°C for micro SMD package.** Limits are guaranteed by production testing or correlation techniques using standard Statistical Quality Control (SQC) methods. Unless otherwise specified: $I_O = 40\text{mA}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$. (Continued)

LM78L62AC (Continued)

Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12\text{V}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ΔV_O	Line Regulation	$8.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		65	175	mV
		$9\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		55	125	
ΔV_O	Load Regulation	$1\text{mA} \leq I_O \leq 100\text{mA}$		13	80	mV
		$1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$		6	40	
I_O	Quiescent Current			2	5.5	mA
ΔI_O	Quiescent Current Change	$8\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$ $1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$			1.5 0.1	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ (Note 4)		50		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$ $10\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	40	46		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5\text{mA}$		-0.75		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
$V_{IN}(\text{Min})$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			7.9		V

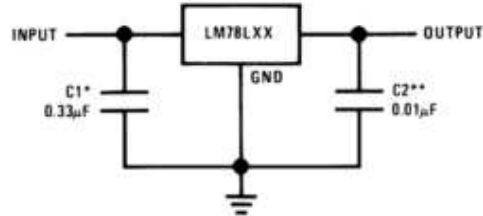
Equivalent Circuit



00774407

Typical Applications

Fixed Output Regulator

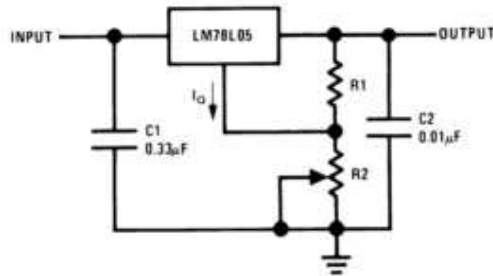


00774408

*Required if the regulator is located more than 3" from the power supply filter.

**See (Note 4) in the electrical characteristics table.

Adjustable Output Regulator



00774409

$$V_{OUT} = 5V + (5V/R1 + I_Q) R2$$

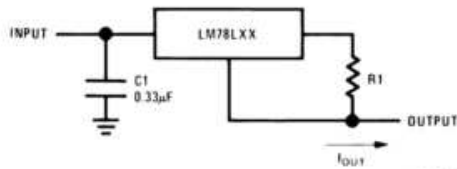
$$5V/R1 > 3 I_Q, \text{ load regulation } (L_r) = [(R1 + R2)/R1] (L_r \text{ of LM78L05})$$

$$V_{OUT} = 5V + (5V/R1 + I_Q) R2$$

$$5V/R1 > 3 I_Q, \text{ load regulation } (L_r) = [(R1 + R2)/R1] (L_r \text{ of LM78L05})$$

00774410

Current Regulator

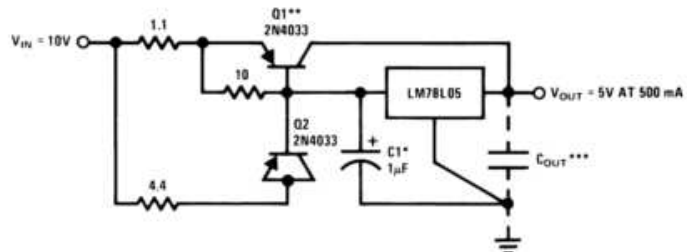


00774410

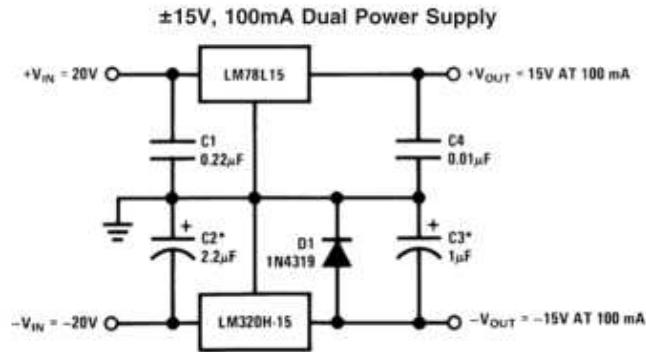
$$I_{OUT} = (V_{OUT}/R1) + I_Q$$

$$> I_Q = 1.5\text{mA over line and load changes}$$

5V, 500mA Regulator with Short Circuit Protection

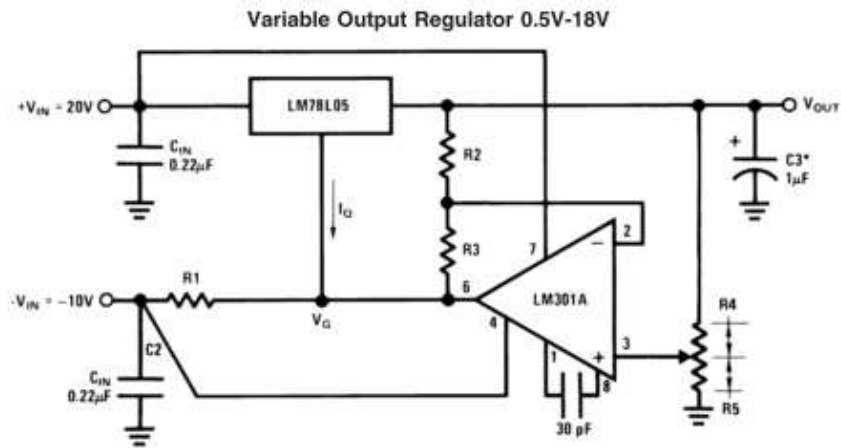


Typical Applications (Continued)



00774412

*Solid tantalum.

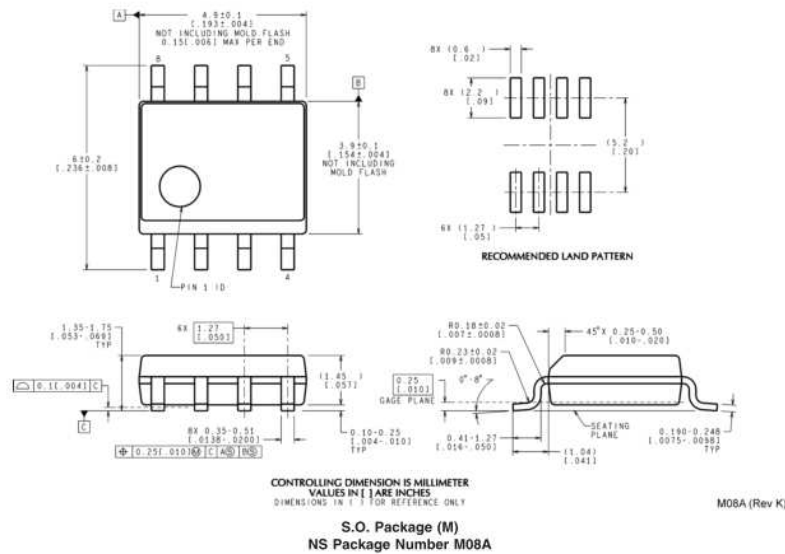


00774413

*Solid tantalum.

$V_{OUT} = V_G + 5V$, $R1 = (-V_{IN}/I_Q \text{ LM78L05})$
 $V_{OUT} = 5V (R2/R4)$ for $(R2 + R3) = (R4 + R5)$
 A 0.5V output will correspond to $(R2/R4) = 0.1$ $(R3/R4) = 0.9$

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)





Single-Supply, Rail-to-Rail Low Power FET-Input Op Amp

AD822

FEATURES

True single-supply operation

- Output swings rail-to-rail
- Input voltage range extends below ground
- Single-supply capability from 5 V to 30 V
- Dual-supply capability from ± 2.5 V to ± 15 V

High load drive

- Capacitive load drive of 350 pF, $G = +1$
- Minimum output current of 15 mA

Excellent ac performance for low power

- 800 μ A maximum quiescent current per amplifier
- Unity-gain bandwidth: 1.8 MHz
- Slew rate of 3 V/ μ s

Good dc performance

- 800 μ V maximum input offset voltage
- 2 μ V/ $^{\circ}$ C typical offset voltage drift
- 25 pA maximum input bias current

Low noise

- 13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 10 kHz
- No phase inversion

APPLICATIONS

- Battery-powered precision instrumentation
- Photodiode preamps
- Active filters
- 12-bit to 14-bit data acquisition systems
- Medical instrumentation
- Low power references and regulators

The AD822 drives up to 350 pF of direct capacitive load as a follower and provides a minimum output current of 15 mA. This allows the amplifier to handle a wide range of load conditions. Its combination of ac and dc performance, plus the outstanding load drive capability, results in an exceptionally versatile amplifier for the single-supply user.

The AD822 is available in two performance grades. The A grade and B grade are rated over the industrial temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

The AD822 is offered in three varieties of 8-lead packages: PDIP, MSOP, and SOIC_N.

CONNECTION DIAGRAM

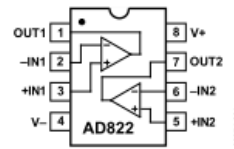


Figure 1. 8-Lead PDIP (N Suffix);
8-Lead MSOP (RM Suffix);
and 8-Lead SOIC_N (R Suffix)

GENERAL DESCRIPTION

The AD822 is a dual precision, low power FET input op amp that can operate from a single supply of 5 V to 30 V or dual supplies of ± 2.5 V to ± 15 V. It has true single-supply capability with an input voltage range extending below the negative rail, allowing the AD822 to accommodate input signals below ground in the single-supply mode. Output voltage swing extends to within 10 mV of each rail, providing the maximum output dynamic range.

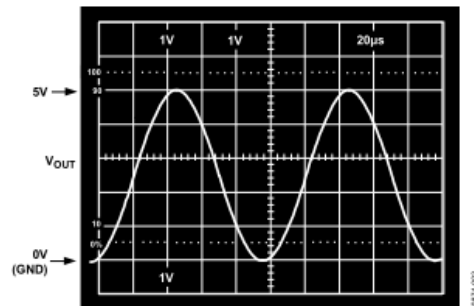
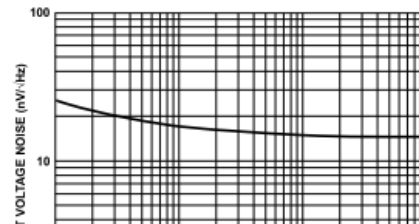


Figure 3. Gain-of-2 Amplifier; $V_s = 5$ V, 0 V,
 $V_w = 2.5$ V Sine Centered at 1.25 V, $R_L = 100 \Omega$

SPECIFICATIONS

$V_S = 0\text{ V}$, 5 V @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_{OUT} = 0.2\text{ V}$, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	A Grade			B Grade			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DC PERFORMANCE								
Initial Offset			0.1	0.8		0.1	0.4	mV
Maximum Offset Over Temperature			0.5	1.2		0.5	0.9	mV
Offset Drift			2			2		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$V_{CM} = 0\text{ V to }4\text{ V}$		2	25		2	10	pA
At T_{MAX}			0.5	5		0.5	2.5	nA
Input Offset Current			2	20		2	10	pA
At T_{MAX}			0.5			0.5		nA
Open-Loop Gain	$V_{OUT} = 0.2\text{ V to }4\text{ V}$							
	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	500	1000		500	1000		V/mV
T_{MIN} to T_{MAX}		400			400			V/mV
	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	80	150		80	150		V/mV
T_{MIN} to T_{MAX}		80			80			V/mV
	$R_L = 1\text{ k}\Omega$	15	30		15	30		V/mV
T_{MIN} to T_{MAX}		10			10			V/mV
NOISE/HARMONIC PERFORMANCE								
Input Voltage Noise								
f = 0.1 Hz to 10 Hz			2			2		$\mu\text{V p-p}$
f = 10 Hz			25			25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 100 Hz			21			21		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 1 kHz			16			16		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 10 kHz			13			13		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Current Noise								
f = 0.1 Hz to 10 Hz			18			18		fA p-p
f = 1 kHz			0.8			0.8		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Harmonic Distortion	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to 2.5 V							
f = 10 kHz	$V_{OUT} = 0.25\text{ V to }4.75\text{ V}$		-93			-93		dB
DYNAMIC PERFORMANCE								
Unity-Gain Frequency			1.8			1.8		MHz
Full Power Response	$V_{OUT\text{ p-p}} = 4.5\text{ V}$		210			210		kHz
Slew Rate			3			3		V/ μs
Settling Time								
To 0.1%	$V_{OUT} = 0.2\text{ V to }4.5\text{ V}$		1.4			1.4		μs
To 0.01%	$V_{OUT} = 0.2\text{ V to }4.5\text{ V}$		1.8			1.8		μs
MATCHING CHARACTERISTICS								
Initial Offset				1.0			0.5	mV
Maximum Offset Over Temperature				1.6			1.3	mV
Offset Drift			3			3		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				20			10	pA
Crosstalk @ f = 1 kHz	$R_L = 5\text{ k}\Omega$		-130			-130		dB
Crosstalk @ f = 100 kHz	$R_L = 5\text{ k}\Omega$		-93			-93		dB
INPUT CHARACTERISTICS								
Input Voltage Range ¹ , T_{MIN} to T_{MAX}		-0.2		+4	-0.2		+4	V
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	$V_{CM} = 0\text{ V to }2\text{ V}$	66	80		69	80		dB
T_{MIN} to T_{MAX}	$V_{CM} = 0\text{ V to }2\text{ V}$	66			66			dB

ANEXO A2	AMPLIFICADOR OPERACIONAL AD822	27
-----------------	---------------------------------------	-----------

Parameter	Conditions	A Grade			B Grade			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Impedance								
Differential			10 ¹³	0.5		10 ¹³	0.5	Ω pF
Common Mode			10 ¹³	2.8		10 ¹³	2.8	Ω pF
OUTPUT CHARACTERISTICS								
Output Saturation Voltage ²								
$V_{OL} - V_{EE}$ T_{MIN} to T_{MAX}	$I_{SINK} = 20 \mu A$		5	7		5	7	mV
$V_{CC} - V_{OH}$ T_{MIN} to T_{MAX}	$I_{SOURCE} = 20 \mu A$		10	14		10	14	mV
$V_{OL} - V_{EE}$ T_{MIN} to T_{MAX}	$I_{SINK} = 2 mA$		40	55		40	55	mV
$V_{CC} - V_{OH}$ T_{MIN} to T_{MAX}	$I_{SOURCE} = 2 mA$		80	110		80	110	mV
$V_{OL} - V_{EE}$ T_{MIN} to T_{MAX}	$I_{SINK} = 15 mA$		300	500		300	500	mV
$V_{CC} - V_{OH}$ T_{MIN} to T_{MAX}	$I_{SOURCE} = 15 mA$		800	1500		800	1500	mV
Operating Output Current T_{MIN} to T_{MAX}		15			15			mA
Capacitive Load Drive			350			350		pF
POWER SUPPLY								
Quiescent Current, T_{MIN} to T_{MAX}	$V_+ = 5 V$ to $15 V$		1.24	1.6		1.24	1.6	mA
Power Supply Rejection T_{MIN} to T_{MAX}		66	80		70	80		dB
		66			70			dB

¹ This is a functional specification. Amplifier bandwidth decreases when the input common-mode voltage is driven in the range ($V_+ - 1 V$) to V_+ . Common-mode error voltage is typically less than 5 mV with the common-mode voltage set at 1 V below the positive supply.

² $V_{OL} - V_{EE}$ is defined as the difference between the lowest possible output voltage (V_{OL}) and the negative voltage supply rail (V_{EE}). $V_{CC} - V_{OH}$ is defined as the difference between the highest possible output voltage (V_{OH}) and the positive supply voltage (V_{CC}).

$V_S = \pm 5 V$ @ $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = 0 V$, $V_{OUT} = 0 V$, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	A Grade			B Grade			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DC PERFORMANCE								
Initial Offset			0.1	0.8		0.1	0.4	mV
Maximum Offset Over Temperature			0.5	1.5		0.5	1	mV
Offset Drift			2			2		$\mu V/^\circ C$
Input Bias Current	$V_{CM} = -5 V$ to $+4 V$		2	25		2	10	pA
At T_{MAX}			0.5	5		0.5	2.5	nA
Input Offset Current			2	20		2	10	pA
At T_{MAX}			0.5			0.5		nA
Open-Loop Gain	$V_{OUT} = -4 V$ to $+4 V$							
T_{MIN} to T_{MAX}	$R_L = 100 k\Omega$	400	1000		400	1000		V/mV
		400			400			V/mV
T_{MIN} to T_{MAX}	$R_L = 10 k\Omega$	80	150		80	150		V/mV
		80			80			V/mV
T_{MIN} to T_{MAX}	$R_L = 1 k\Omega$	20	30		20	30		V/mV
		10			10			V/mV
NOISE/HARMONIC PERFORMANCE								
Input Voltage Noise								
$f = 0.1 Hz$ to $10 Hz$			2			2		μV p-p
$f = 10 Hz$			25			25		nV/ \sqrt{Hz}
$f = 100 Hz$			21			21		nV/ \sqrt{Hz}
$f = 1 kHz$			16			16		nV/ \sqrt{Hz}
$f = 10 kHz$			13			13		nV/ \sqrt{Hz}
Input Current Noise								
$f = 0.1 Hz$ to $10 Hz$			18			18		fA p-p
$f = 1 kHz$			0.8			0.8		fA/ \sqrt{Hz}
Harmonic Distortion	$R_L = 10 k\Omega$							
$f = 10 kHz$	$V_{OUT} = \pm 4.5 V$		-93			-93		dB

ANEXO A2		AMPLIFICADOR OPERACIONAL AD822				28		
DYNAMIC PERFORMANCE								
Unity-Gain Frequency			1.9		1.9		MHz	
Full Power Response	$V_{OUT\ p-p} = 9\text{ V}$		105		105		kHz	
Slew Rate			3		3		V/ μs	
Settling Time								
to 0.1%	$V_{OUT} = 0\text{ V to } \pm 4.5\text{ V}$		1.4		1.4		μs	
to 0.01%	$V_{OUT} = 0\text{ V to } \pm 4.5\text{ V}$		1.8		1.8		μs	
MATCHING CHARACTERISTICS								
Initial Offset			1.0		0.5		mV	
Maximum Offset Over Temperature			3		2		mV	
Offset Drift			3		3		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Input Bias Current			25		10		pA	
Crosstalk @ f = 1 kHz	$R_L = 5\text{ k}\Omega$		-130		-130		dB	
Crosstalk @ f = 100 kHz	$R_L = 5\text{ k}\Omega$		-93		-93		dB	
INPUT CHARACTERISTICS								
Input Voltage Range ¹ , T_{MIN} to T_{MAX}		-5.2		+4	-5.2		+4	V
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	$V_{CM} = -5\text{ V to } +2\text{ V}$	66	80		69	80		dB
	$V_{CM} = -5\text{ V to } +2\text{ V}$	66			66			dB
Input Impedance								
Differential			$10^{13} 0.5$		$10^{13} 0.5$			ΩpF
Common Mode			$10^{13} 2.8$		$10^{13} 2.8$			ΩpF
OUTPUT CHARACTERISTICS								
Parameter	Conditions	A Grade			B Grade			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT CHARACTERISTICS								
Output Saturation Voltage ²								
$V_{OL} - V_{EE}$	$I_{SINK} = 20\ \mu\text{A}$	5		7	5		7	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				10			10	mV
$V_{CC} - V_{OH}$	$I_{SOURCE} = 20\ \mu\text{A}$	10		14	10		14	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				20			20	mV
$V_{OL} - V_{EE}$	$I_{SINK} = 2\text{ mA}$	40		55	40		55	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				80			80	mV
$V_{CC} - V_{OH}$	$I_{SOURCE} = 2\text{ mA}$	80		110	80		110	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				160			160	mV
$V_{OL} - V_{EE}$	$I_{SINK} = 15\text{ mA}$	300		500	300		500	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				1000			1000	mV
$V_{CC} - V_{OH}$	$I_{SOURCE} = 15\text{ mA}$	800		1500	800		1500	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				1900			1900	mV
Operating Output Current		15			15			mA
T_{MIN} to T_{MAX}		12			12			mA
Capacitive Load Drive			350			350		pF
POWER SUPPLY								
Quiescent Current, T_{MIN} to T_{MAX}			1.3	1.6		1.3	1.6	mA
Power Supply Rejection	$V_{SY} = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$	66	80		70	80		dB
T_{MIN} to T_{MAX}		66			70			dB
¹ This is a functional specification. Amplifier bandwidth decreases when the input common-mode voltage is driven in the range ($V_+ - 1\text{ V}$) to V_+ . Common-mode error voltage is typically less than 5 mV with the common-mode voltage set at 1 V below the positive supply. ² $V_{OL} - V_{EE}$ is defined as the difference between the lowest possible output voltage (V_{OL}) and the negative voltage supply rail (V_{EE}). $V_{CC} - V_{OH}$ is defined as the difference between the highest possible output voltage (V_{OH}) and the positive supply voltage (V_{CC}).								

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 4.

Parameter	Rating
Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation	
8-Lead PDIP (N)	Observe derating curves
8-Lead SOIC_N (R)	Observe derating curves
8-Lead MSOP (RM)	Observe derating curves
Input Voltage ¹	((V+) + 0.2 V) to ((V-) - 20 V)
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage	±30 V
Storage Temperature Range (N)	-65°C to +125°C
Storage Temperature Range (R, RM)	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
A Grade and B Grade	-40°C to +85°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	260°C

¹ See the Input Characteristics section.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

THERMAL RESISTANCE

θ_{JA} is specified for the worst-case conditions, that is, a device soldered in a circuit board for surface-mount packages.

Table 5. Thermal Resistance

Package Type	θ_{JA}	Unit
8-lead PDIP (N)	90	°C/W
8-lead SOIC_N (R)	160	°C/W
8-lead MSOP (RM)	190	°C/W

MAXIMUM POWER DISSIPATION

The maximum power that can be safely dissipated by the AD822 is limited by the associated rise in junction temperature. For plastic packages, the maximum safe junction temperature is 145°C. If these maximums are exceeded momentarily, proper circuit operation is restored as soon as the die temperature is reduced. Leaving the device in the overheated condition for an extended period can result in device burnout. To ensure proper operation, it is important to observe the derating curves shown in Figure 27.

While the AD822 is internally short-circuit protected, this may not be sufficient to guarantee that the maximum junction temperature is not exceeded under all conditions. With power supplies ±12 V (or less) at an ambient temperature of 25°C or less, if the output node is shorted to a supply rail, then the amplifier is not destroyed, even if this condition persists for an extended period.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

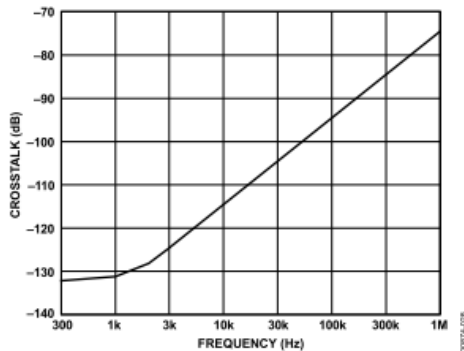


Figure 28. Crosstalk vs. Frequency

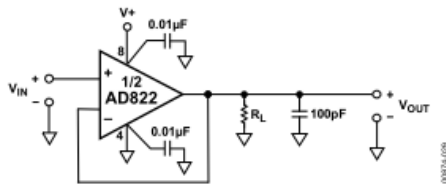


Figure 29. Unity-Gain Follower

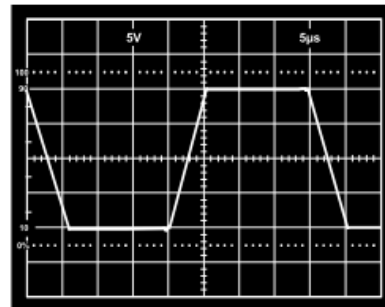


Figure 32. Large Signal Response Unity-Gain Follower; $V_S = \pm 15$ V, $R_L = 10$ k Ω

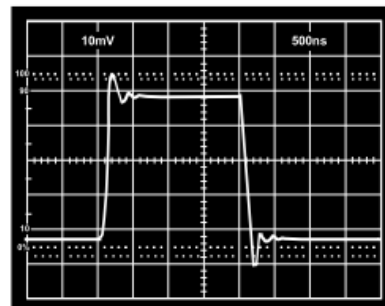


Figure 33. Small Signal Response Unity-Gain Follower; $V_S = \pm 15$ V, $R_L = 10$ k Ω

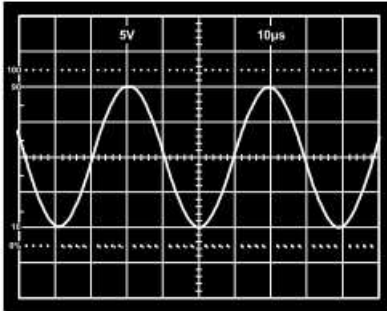


Figure 30. 20 V p-p, 25 kHz Sine Wave Input; Unity-Gain Follower; $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 600\ \Omega$

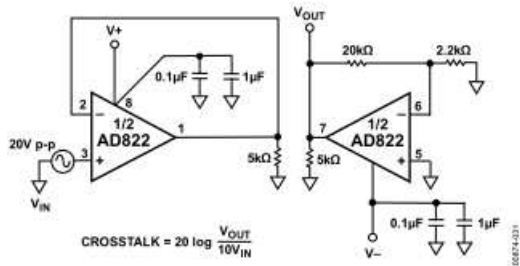


Figure 31. Crosstalk Test Circuit

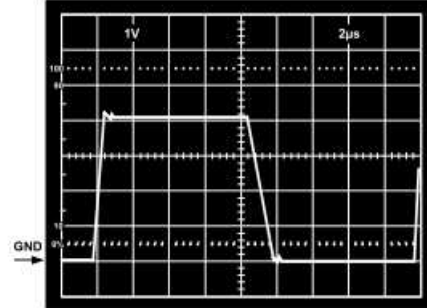


Figure 34. $V_S = 5\text{ V}$, 0 V ; Unity-Gain Follower Response to 0 V to 4 V Step

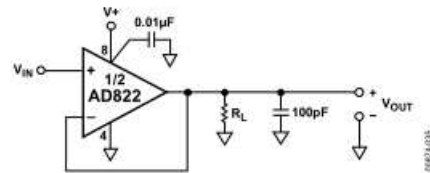


Figure 35. Unity-Gain Follower

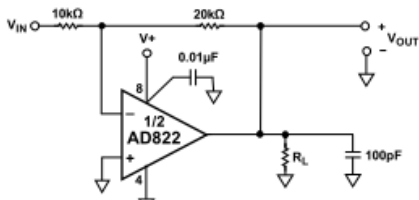


Figure 36. Gain-of-Two Inverter

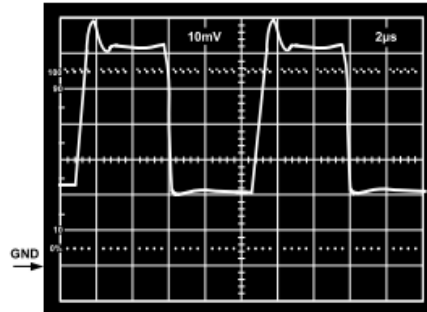


Figure 39. $V_S = 5\text{ V}$, 0 V ; Gain-of-2 Inverter Response to 20 mV Step, Centered 20 mV Below Ground, $R_L = 10\text{ k}\Omega$

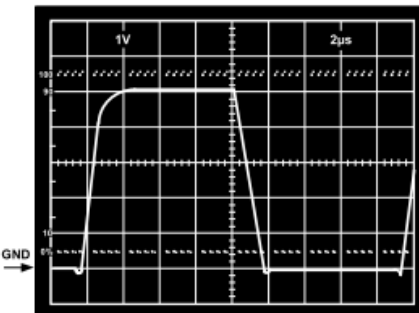


Figure 37. $V_S = 5\text{ V}$, 0 V ; Unity-Gain Follower Response to 0 V to 5 V Step

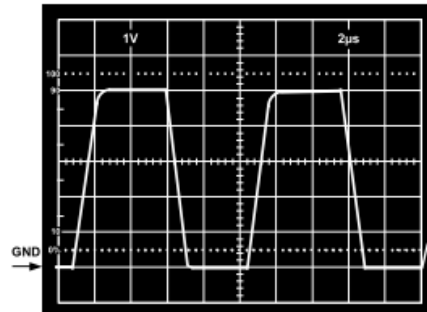


Figure 40. $V_S = 5\text{ V}$, 0 V ; Gain-of-2 Inverter Response to 2.5 V Step, Centered -1.25 V Below Ground, $R_L = 10\text{ k}\Omega$

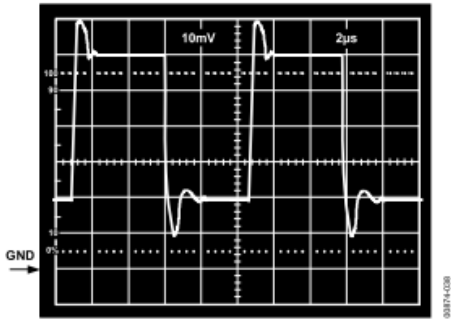


Figure 38. $V_S = 5\text{ V}$, 0 V ; Unity-Gain Follower Response to 40 mV Step, Centered 40 mV above Ground, $R_L = 10\text{ k}\Omega$

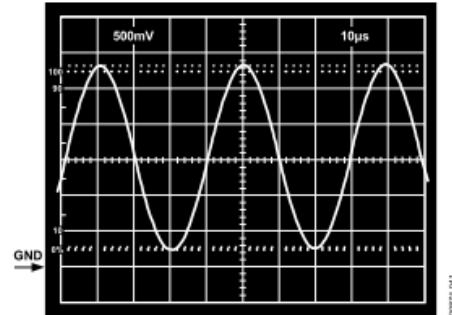
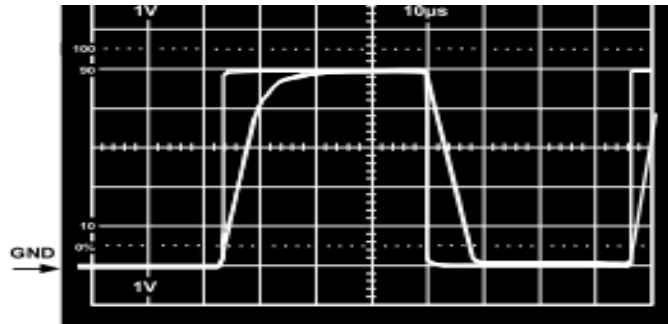
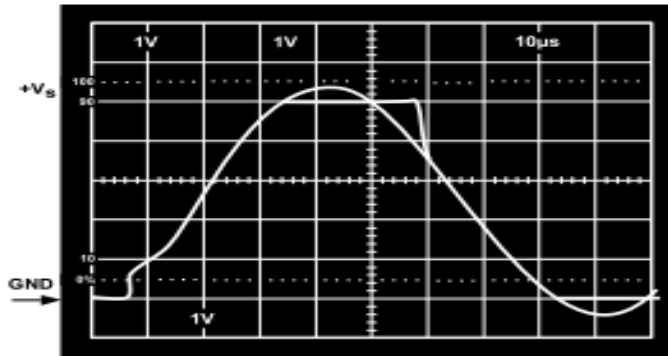


Figure 41. $V_S = 3\text{ V}$, 0 V ; Gain-of-2 Inverter, $V_W = 1.25\text{ V}$, 25 kHz , Sine Wave Centered at -0.75 V , $R_L = 600\ \Omega$



(a)



(b)

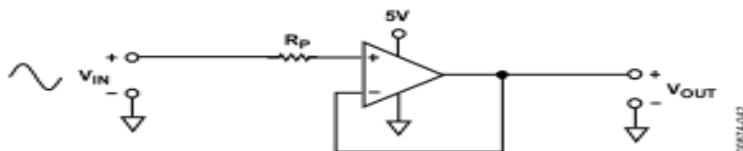


Figure 42. (a) Response with $R_P = 0$; V_{IN} from 0 V to $+V_S$
 (b) $V_{IN} = 0\text{ V}$ to $+V_S + 200\text{ mV}$
 $V_{OUT} = 0\text{ V}$ to $+V_S$
 $R_P = 49.9\text{ k}\Omega$

APPLICATIONS INFORMATION

INPUT CHARACTERISTICS

In the AD822, N-channel JFETs are used to provide a low offset, low noise, high impedance input stage. Minimum input common-mode voltage extends from 0.2 V below $-V_S$ to 1 V less than $+V_S$. Driving the input voltage closer to the positive rail causes a loss of amplifier bandwidth (as can be seen by comparing the large signal responses shown in Figure 34 and Figure 37) and increased common-mode voltage error as illustrated in Figure 20.

The AD822 does not exhibit phase reversal for input voltages up to and including $+V_S$. Figure 42 shows the response of an AD822 voltage follower to a 0 V to 5 V ($+V_S$) square wave input. The input and output are superimposed. The output tracks the input up to $+V_S$ without phase reversal. The reduced bandwidth above a 4 V input causes the rounding of the output waveform. For input voltages greater than $+V_S$, a resistor in series with the AD822 noninverting input prevents phase reversal, at the expense of greater input voltage noise. This is illustrated in Figure 42.

Because the input stage uses N-channel JFETs, input current during normal operation is negative; the current flows out from the input terminals. If the input voltage is driven more positive than $+V_S - 0.4$ V, then the input current reverses direction as internal device junctions become forward biased. This is illustrated in Figure 7.

A current limiting resistor should be used in series with the input of the AD822 if there is a possibility of the input voltage exceeding the positive supply by more than 300 mV, or if an input voltage is applied to the AD822 when $+V_S$ or $-V_S = 0$ V. The amplifier is damaged if left in that condition for more than 10 seconds. A 1 k Ω resistor allows the amplifier to withstand up to 10 V of continuous overvoltage and increases the input voltage noise by a negligible amount.

Input voltages less than $-V_S$ are a completely different story. The amplifier can safely withstand input voltages 20 V below the negative supply voltage if the total voltage from the positive supply to the input terminal is less than 36 V. In addition, the input stage typically maintains picoampere (pA) level input currents across that input voltage range.

The AD822 is designed for 13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ wideband input voltage noise and maintains low noise performance to low frequencies (refer to Figure 14). This noise performance, along with the AD822 low input current and current noise, means that the AD822 contributes negligible noise for applications with source resistances greater than 10 k Ω and signal bandwidths greater than 1 kHz. This is illustrated in Figure 43.

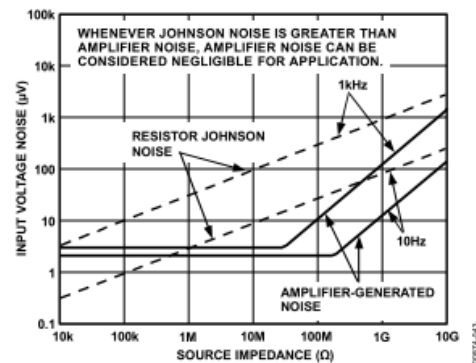


Figure 43. Total Noise vs. Source Impedance

OUTPUT CHARACTERISTICS

The AD822 unique bipolar rail-to-rail output stage swings within 5 mV of the negative supply and 10 mV of the positive supply with no external resistive load. The approximate output saturation resistance of the AD822 is 40 Ω sourcing and 20 Ω sinking, which can be used to estimate output saturation voltage when driving heavier current loads. For instance, when sourcing 5 mA, the saturation voltage to the positive supply rail is 200 mV; when sinking 5 mA, the saturation voltage to the negative rail is 100 mV.

The open-loop gain characteristic of the amplifier changes as a function of resistive load, as shown in Figure 10 to Figure 13. For load resistances over 20 k Ω , the AD822 input error voltage is virtually unchanged until the output voltage is driven to 180 mV of either supply.

If the AD822 output is overdriven so that either of the output devices are saturated, the amplifier recovers within 2 μs of its input returning to the linear operating region of the amplifier.

Direct capacitive loads interact with the effective output impedance of the amplifier to form an additional pole in the amplifier feedback loop, which can cause excessive peaking on the pulse response or loss of stability. The worst case occurs when the amplifier is used as a unity-gain follower. Figure 44 shows the AD822 pulse response as a unity-gain follower driving 350 pF. This amount of overshoot indicates approximately 20° of phase margin—the system is stable, but nearing the edge. Configurations with less loop gain, and as a result less loop bandwidth, are much less sensitive to capacitance load effects.

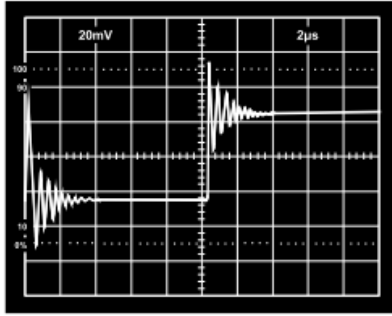


Figure 44. Small Signal Response of AD822 as Unity-Gain Follower Driving 350 pF

Figure 45 is a plot of noise gain vs. capacitive load that results in a 20° phase margin for the AD822. Noise gain is the inverse of the feedback attenuation factor provided by the feedback network in use.

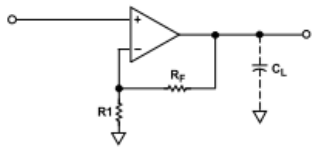
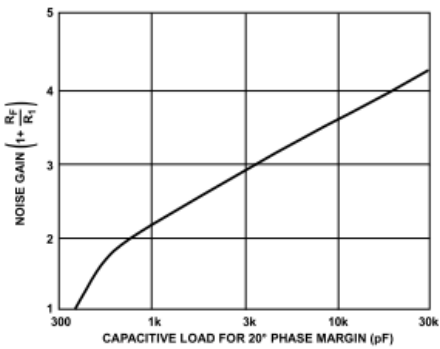
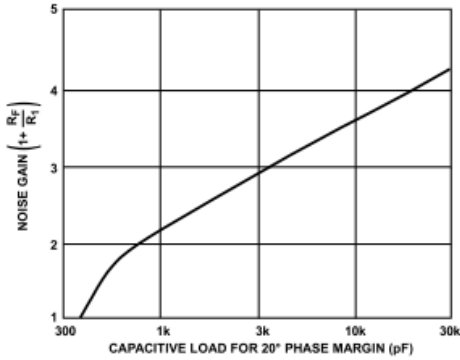


Figure 45. Noise Gain vs. Capacitive Load Tolerance

Figure 46 shows a method for extending capacitance load drive capability for a unity-gain follower. With these component values, the circuit drives 5000 pF with a 10% overshoot.

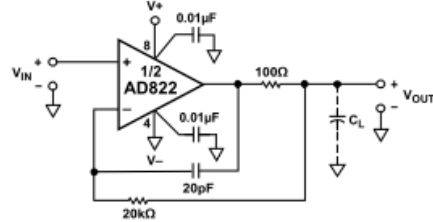
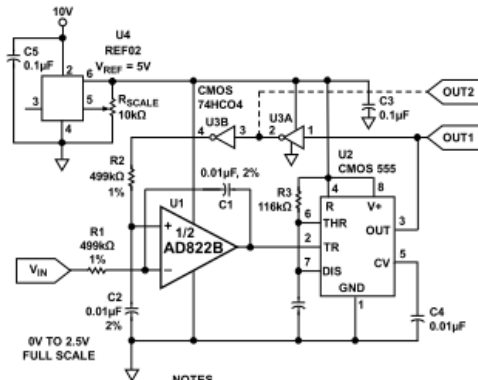


Figure 46. Extending Unity-Gain Follower Capacitive Load Capability Beyond 350 pF

SINGLE-SUPPLY VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER

The circuit shown in Figure 47 uses the AD822 to drive a low power timer that produces a stable pulse of width t_1 . The positive going output pulse is integrated by R1 and C1 and used as one input to the AD822 that is connected as a differential integrator. The other input (nonloading) is the unknown voltage, V_{IN} . The AD822 output drives the timer trigger input, closing the overall feedback loop.

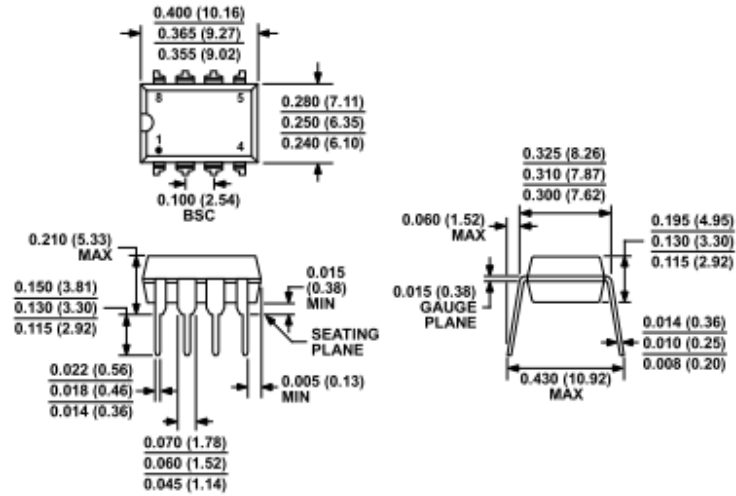


- NOTES
- $f_{OUT} = V_{IN}/(V_{REF} \cdot t_1)$, $t_1 = 1.1 \cdot R_3 \cdot C_6$, $f_c = 25\text{kHz}$ AS SHOWN.
 - $R_3 = 1\%$ METAL FILM $<50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ TC.
 - $R_{SCALE} = 10\%$ 20T FILM $<100\text{ppm}/^\circ\text{C}$ TC.
 - $t_1 = 33\mu\text{s}$ FOR $f_{OUT} = 20\text{kHz}$ @ $V_{IN} = 2.0\text{V}$.

Figure 47. Single-Supply Voltage-to-Frequency Converter

Typical AD822 bias currents of 2 pA allow MΩ range source impedances with negligible dc errors. Linearity errors on the order of 0.01% full scale can be achieved with this circuit. This performance is obtained with a 5 V single supply that delivers less than 1 mA to the entire circuit.

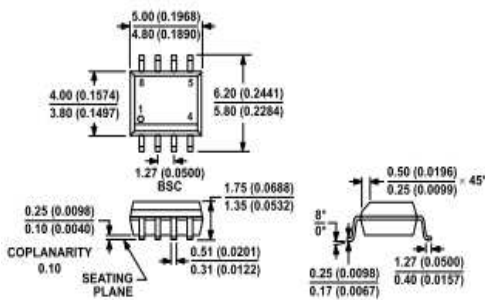
OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-001
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN. CORNER LEADS MAY BE CONFIGURED AS WHOLE OR HALF LEADS.

Figure 51. 8-Lead Plastic Dual In-Line Package (PDIP) Narrow Body (N-8)
 Dimensions shown in inches and (millimeters)

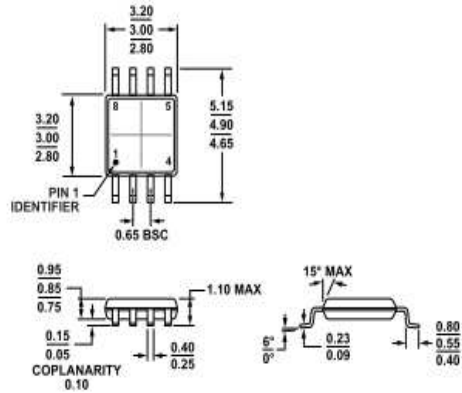
070904-A



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 52. 8-Lead Standard Small Outline Package (SOIC_N) Narrow Body (R-8)
 Dimensions shown in millimeters and (inches)

070904-A



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA
 Figure 53. 8-Lead Mini Small Outline Package (MSOP) (RM-8)
 Dimensions shown in millimeters

070904-B

ANEXO A2	OPTOACOPLADOR 6N135	35
----------	---------------------	----

EVERLIGHT

8 PIN DIP HIGH SPEED 1Mbit/s TRANSISTOR PHOTOCOUPLER

**6N135 6N136
EL450X series**

Features

- High speed 1Mbit/s
- High isolation voltage between input and output (Viso=5000 Vrms)
- Guaranteed performance from 0°C to 70°C
- Wide operating temperature range of -55°C to 100°C
- Pb free and RoHS compliant
- UL approved (No. 214129)
- VDE approved (No. 132249)
- SEMKO approved
- NEMKO approved
- DEMKO approved
- FIMKO approved
- CSA approved (No. 2037145)



Description

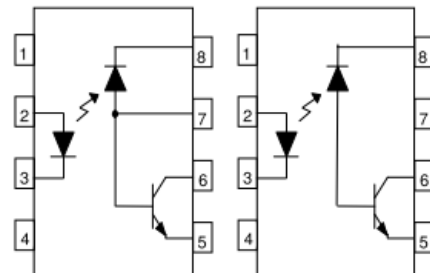
The 6N135, 6N136, EL4502 and EL4503 devices each consist of an infrared emitting diode, optically coupled to a high speed photo detector transistor. A separate connection for the photodiode bias and output-transistor collector increase the speed by several orders of magnitude over conventional phototransistor couplers by reducing the base-collector capacitance of the input transistor.

The devices are packaged in an 8-pin DIP package and available in wide-lead spacing and SMD option.

Applications

- Line receivers
- Telecommunication equipments
- Power transistor isolation in motor drives
- Replacement for low speed phototransistor photo couplers
- Feedback loop in switch-mode power supplies
- Home appliances
- High speed logic ground isolation

Schematic



6N135 / 6N136

EL4502 / EL4503

Pin Configuration

1. No Connection
2. Anode
3. Cathode
4. No Connection
5. Gnd
6. Vout
7. V_B
8. V_{CC}

Pin Configuration

1. No Connection
2. Anode
3. Cathode
4. No Connection
5. Gnd
6. Vout
7. No Connection
8. V_{CC}

ANEXO A2	OPTOACOPLADOR 6N135	36
----------	---------------------	----

EVERLIGHT

**8 PIN DIP HIGH SPEED 1Mbit/s TRANSISTOR
PHOTOCOUPLER**

**6N135 6N136
EL450X series**

Absolute Maximum Ratings (T_a=25°C)

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I _F	25	mA
	Peak forward current (50% duty, 1ms P.W)	I _{FP}	50	mA
	Peak transient current (≤1μs P.W,300pps)	I _{Ftrans}	1	A
	Reverse voltage	V _R	5	V
	Power dissipation	P _{IN}	45	mW
Output	Power dissipation	P _O	100	mW
	Emitter-Base reverse voltage	6N135 6N136 V _{EBR}	5	V
	Base current	6N135 6N136 I _B	5	mA
	Average Output current	I _{O(AVG)}	8	mA
	Peak Output current	I _{O(PK)}	16	mA
	Output voltage	V _O	-0.5 to 20	V
	Supply voltage	V _{CC}	-0.5 to 30	V
Isolation voltage ^{*1}		V _{ISO}	5000	V rms
Operating temperature		T _{OPR}	-55 ~ +100	°C
Storage temperature		T _{STG}	-55 ~ +125	°C
Soldering temperature ^{*2}		T _{SOL}	260	°C

Notes

*1 AC for 1 minute, R.H.= 40 ~ 60% R.H. In this test, pins 1, 2, 3, 4 are shorted together, and pins 5, 6, 7, 8 are shorted together.

*2 For 10 seconds.

EVERLIGHT**8 PIN DIP HIGH SPEED 1Mbit/s TRANSISTOR
PHOTOCOUPLER****6N135 6N136
EL450X series****Electrical Characteristics (T_A=0 to 70°C unless specified otherwise)****Input**

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Unit	Conditions
Forward voltage	V _F	-	1.45	1.8	V	I _F = 16mA
Reverse Voltage	V _R	5.0	-	-	V	I _R = 10μA
Temperature coefficient of forward voltage	ΔV _F /ΔT _A	-	-1.9	-	mV/°C	I _F = 16mA

Output

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Unit	Conditions
Logic High Output Current	I _{OH}	-	0.001	0.5	μA	I _F =0mA, V _O =V _{CC} =5.5V, T _A =25°C
		-	0.01	1		I _F =0mA, V _O =V _{CC} =15V, T _A =25°C
		-	-	50		I _F =0mA, V _O =V _{CC} =15V
Logic Low Supply Current	I _{CCL}	-	140	200	μA	I _F =16mA, V _O =Open, V _{CC} =15V
Logic High Supply Current	I _{CCH}	-	0.01	1	μA	I _F =0mA, V _O =Open, V _{CC} =15V, T _A =25°C

Transfer Characteristics (T_A=0 to 70°C unless specified otherwise)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Unit	Conditions
Current Transfer Ratio	6N135	7	-	50	%	I _F = 16mA, V _O = 0.4V, V _{CC} =4.5V, T _A =25°C
	6N136 EL4502 EL4503	19	-	50		
	6N135	5	-	-		
	6N136 EL4502 EL4503	15	-	-		
Logic Low Output Voltage	6N135	-	0.18	0.4	V	I _F = 16mA, I _O = 1.1mA, V _{CC} =4.5V, T _A =25°C
	6N136 EL4502 EL4503	-	0.25	0.4		
	6N135	-	-	0.5		
	6N136 EL4502 EL4503	-	-	0.5		

ANEXO A2	OPTOACOPLADOR 6N135	38
----------	---------------------	----

EVERLIGHT

**8 PIN DIP HIGH SPEED 1Mbit/s TRANSISTOR
PHOTOCOUPLER**

**6N135 6N136
EL450X series**

Absolute Maximum Ratings (T_a=25°C)

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I _F	25	mA
	Peak forward current (50% duty, 1ms P.W)	I _{FP}	50	mA
	Peak transient current (≤1μs P.W,300pps)	I _{Ftrans}	1	A
	Reverse voltage	V _R	5	V
	Power dissipation	P _{IN}	45	mW
Output	Power dissipation	P _O	100	mW
	Emitter-Base reverse voltage	6N135 6N136 V _{EBR}	5	V
	Base current	6N135 6N136 I _B	5	mA
	Average Output current	I _{O(AVG)}	8	mA
	Peak Output current	I _{O(PK)}	16	mA
	Output voltage	V _O	-0.5 to 20	V
	Supply voltage	V _{CC}	-0.5 to 30	V
Isolation voltage ^{*1}		V _{ISO}	5000	V rms
Operating temperature		T _{OPR}	-55 ~ +100	°C
Storage temperature		T _{STG}	-55 ~ +125	°C
Soldering temperature ^{*2}		T _{SOL}	260	°C

Notes

*1 AC for 1 minute, R.H.= 40 ~ 60% R.H. In this test, pins 1, 2, 3, 4 are shorted together, and pins 5, 6, 7, 8 are shorted together.

*2 For 10 seconds.

Electrical Characteristics ($T_A=0$ to 70°C unless specified otherwise)**Input**

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Unit	Conditions
Forward voltage	V_F	-	1.45	1.8	V	$I_F = 16\text{mA}$
Reverse Voltage	V_R	5.0	-	-	V	$I_R = 10\mu\text{A}$
Temperature coefficient of forward voltage	$\Delta V_F/\Delta T_A$	-	-1.9	-	mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 16\text{mA}$

Output

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Unit	Conditions
Logic High Output Current	I_{OH}	-	0.001	0.5	μA	$I_F=0\text{mA}$, $V_O=V_{CC}=5.5\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$
		-	0.01	1		$I_F=0\text{mA}$, $V_O=V_{CC}=15\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$
		-	-	50		$I_F=0\text{mA}$, $V_O=V_{CC}=15\text{V}$
Logic Low Supply Current	I_{CCL}	-	140	200	μA	$I_F=16\text{mA}$, $V_O=\text{Open}$, $V_{CC}=15\text{V}$
Logic High Supply Current	I_{CCH}	-	0.01	1	μA	$I_F=0\text{mA}$, $V_O=\text{Open}$, $V_{CC}=15\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$
		-	-	2		$I_F=0\text{mA}$, $V_O=\text{Open}$, $V_{CC}=15\text{V}$

* Typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ **Transfer Characteristics ($T_A=0$ to 70°C unless specified otherwise)**

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Unit	Conditions
Current Transfer Ratio	6N135	7	-	50	%	$I_F = 16\text{mA}$, $V_O = 0.4\text{V}$, $V_{CC}=4.5\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$
	6N136 EL4502 EL4503	19	-	50		
	6N135	5	-	-		
	6N136 EL4502 EL4503	15	-	-		
Logic Low Output Voltage	6N135	-	0.18	0.4	V	$I_F = 16\text{mA}$, $I_O = 1.1\text{mA}$, $V_{CC}=4.5\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$
	6N136 EL4502 EL4503	-	0.25	0.4		
	6N135	-	-	0.5		
	6N136 EL4502 EL4503	-	-	0.5		

Switching Characteristics ($T_A=0$ to 70°C unless specified otherwise, $I_F=16\text{mA}$, $V_{CC}=5\text{V}$)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Unit	Conditions
Propagation Delay Time to Logic Low (Fig.8)	6N135	-	0.35	1.5	μs	$R_L=4.1\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
			-	-		2.0
	6N136 EL4502 EL4503	-	0.35	0.8		$R_L=1.9\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
			-	-		1.0
Propagation Delay Time to Logic High (Fig.8)	6N135	-	0.5	1.5	μs	$R_L=4.1\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
			-	-		2.0
	6N136 EL4502 EL4503	-	0.3	0.8		$R_L=1.9\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
			-	-		1.0
Common Mode Transient Immunity at Logic High (Fig.9) ³	6N135	1,000	-	-	$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_F = 0\text{mA}$, $V_{CM}=10\text{Vp-p}$, $R_L=4.1\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
	6N136 EL4502	1,000	-	-		$I_F = 0\text{mA}$, $V_{CM}=10\text{Vp-p}$, $R_L=1.9\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
	EL4503	15000	20000	-		$I_F = 0\text{mA}$, $V_{CM}=1500\text{Vp-p}$, $R_L=1.9\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
Common Mode Transient Immunity at Logic Low (Fig.9) ³	6N135	1,000	-	-	$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_F = 16\text{mA}$, $V_{CM}=10\text{Vp-p}$, $R_L=4.1\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
	6N136 EL4502	1,000	-	-		$I_F = 16\text{mA}$, $V_{CM}=10\text{Vp-p}$, $R_L=1.9\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$
	EL4503	15000	20000	-		$I_F = 0\text{mA}$, $V_{CM}=1500\text{Vp-p}$, $R_L=1.9\text{K}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$

* Typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Figure 8 Switching Time Test Circuit & Waveform

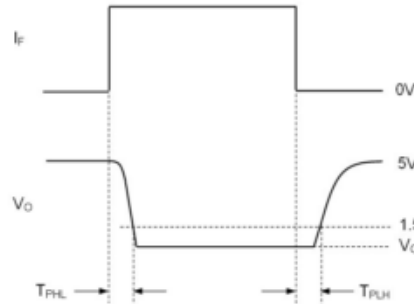
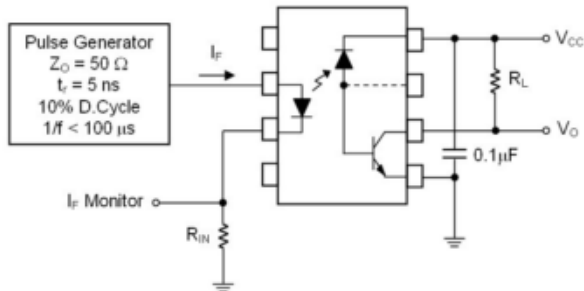
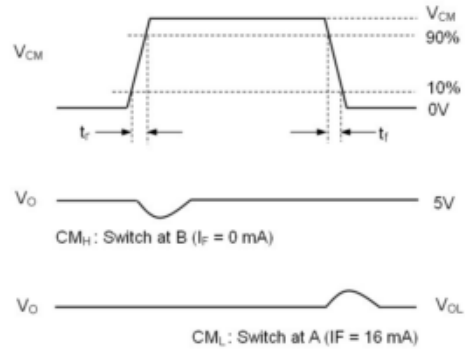
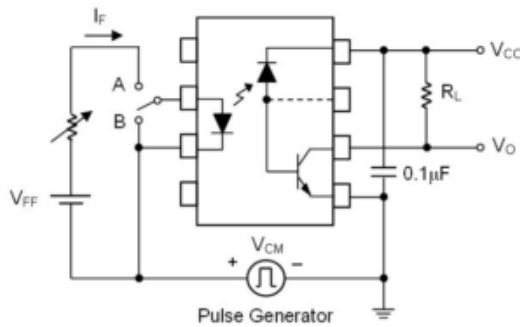
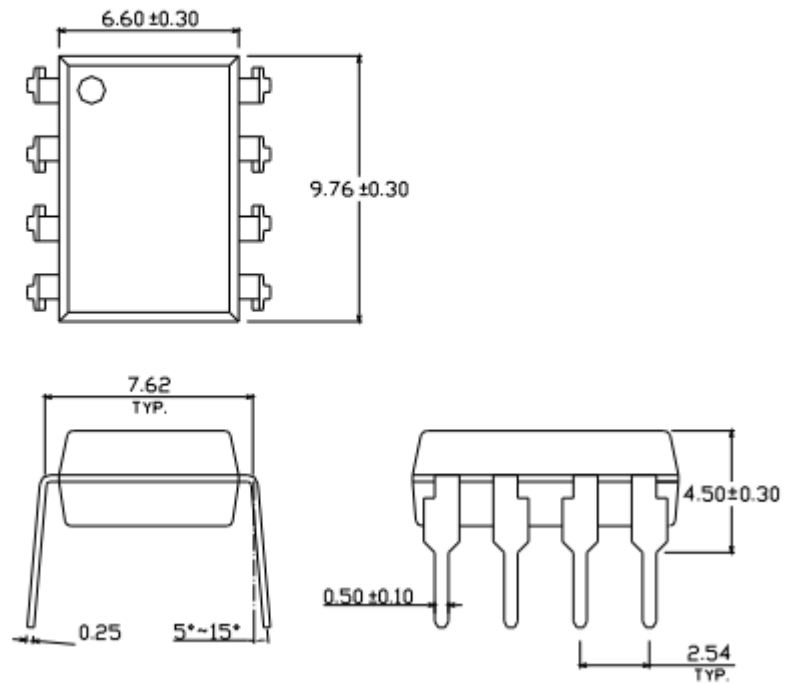
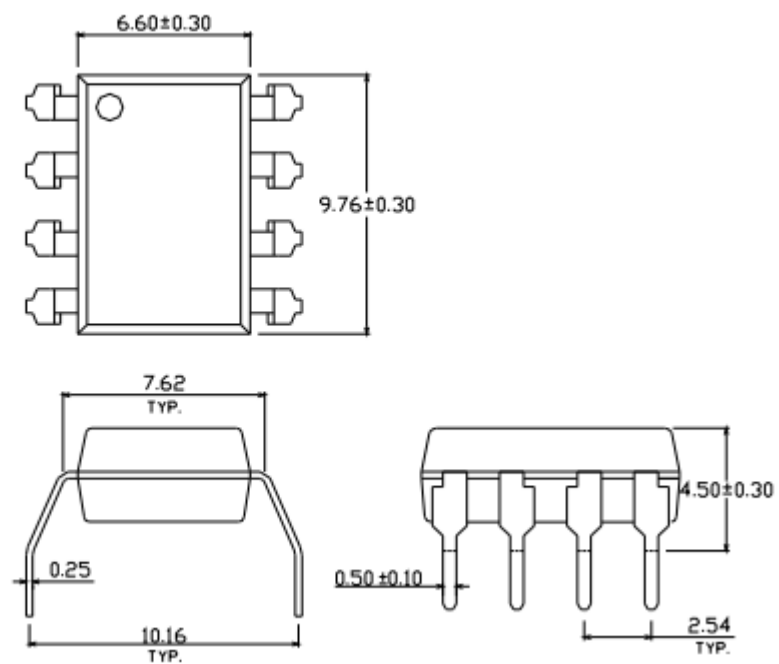


Figure 9 Transient Immunity Test Circuit &



Package Drawing
(Dimensions in mm)**Standard DIP Type****Option M Type**



dsPIC30F3014, dsPIC30F4013
Data Sheet

High-Performance
Digital Signal Controllers



dsPIC30F3014/4013

dsPIC30F3014/4013 High-Performance Digital Signal Controllers

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the *dsPIC30F Family Reference Manual* (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the *dsPIC30F Programmer's Reference Manual* (DS70030).

High-Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture
- Flexible addressing modes
- 84 base instructions
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- Up to 48 Kbytes on-chip Flash program space
- 2 Kbytes of on-chip data RAM
- 1 Kbyte of non-volatile data EEPROM
- 16 x 16-bit working register array
- Up to 30 MIPs operation:
 - DC to 40 MHz external clock input
 - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- Up to 33 interrupt sources:
 - 8 user selectable priority levels
 - 3 external interrupt sources
 - 4 processor traps

DSP Features:

- Dual data fetch
- Modulo and Bit-reversed modes
- Two 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single cycle hardware fractional/integer multiplier
- All DSP instructions are single cycle
 - Multiply-Accumulate (MAC) operation
- Single cycle ± 16 shift

Peripheral Features:

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Up to five 16-bit timers/counters; optionally pair up 16-bit timers into 32-bit timer modules
- Up to four 16-bit Capture input functions
- Up to four 16-bit Compare/PWM output functions
- Data Converter Interface (DCI) supports common audio Codec protocols, including I²S and AC'97
- 3-wire SPI™ module (supports 4 Frame modes)
- I²C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- Up to two addressable UART modules with FIFO buffers
- CAN bus module compliant with CAN 2.0B standard

Analog Features:

- 12-bit Analog-to-Digital Converter (A/D) with:
 - 100 Ksps conversion rate
 - Up to 13 input channels
 - Conversion available during Sleep and Idle
- Programmable Low Voltage Detection (PLVD)
- Programmable Brown-out Detection and Reset generation

Special Microcontroller Features:

- Enhanced Flash program memory:
 - 10,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 100K (typical)
- Data EEPROM memory:
 - 100,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 1M (typical)
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Flexible Watchdog Timer (WDT) with on-chip low power RC oscillator for reliable operation
- Fail-Safe Clock Monitor operation:
 - Detects clock failure and switches to on-chip low power RC oscillator

dsPIC30F3014/4013

Special Microcontroller Features (Cont.):

- Programmable code protection
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
- Selectable Power Management modes:
 - Sleep, Idle and Alternate Clock modes

CMOS Technology:

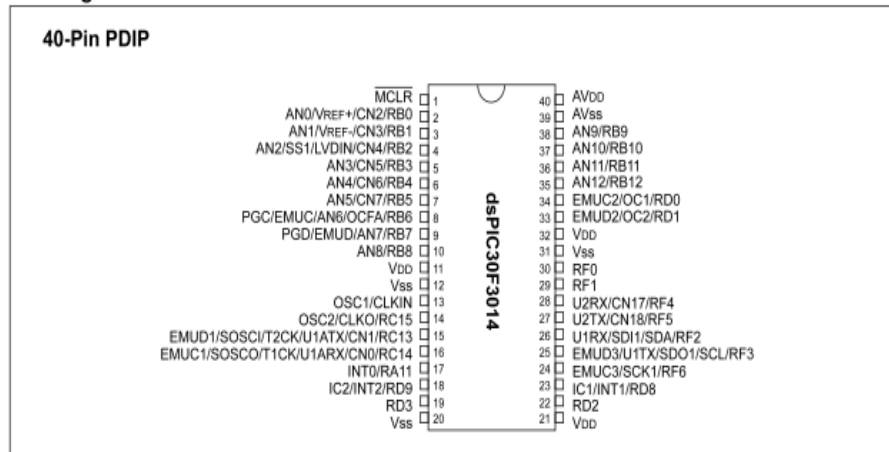
- Low power, high speed Flash technology
- Wide operating voltage range (2.5V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption

dsPIC30F3014/4013 Controller Family

Device	Pins	Program Memory		SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Codec Interface	A/D 12-bit 100 Ksps	UART	SPI™	I²C™	CAN
		Bytes	Instructions											
dsPIC30F3014	40/44	24K	8K	2048	1024	3	2	2	-	13 ch	2	1	1	0
dsPIC30F4013	40/44	48K	16K	2048	1024	5	4	4	AC'97, I²S	13 ch	2	1	1	1

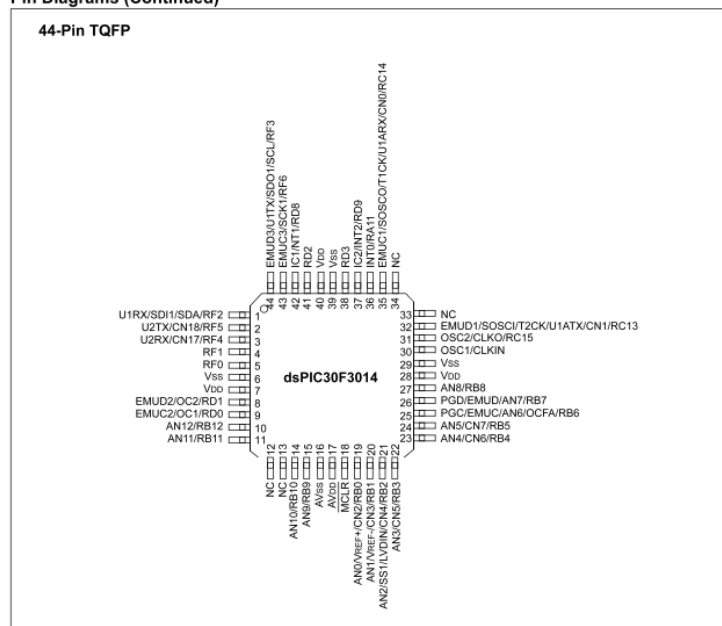
Pin Diagrams

40-Pin PDIP



Pin Diagrams (Continued)

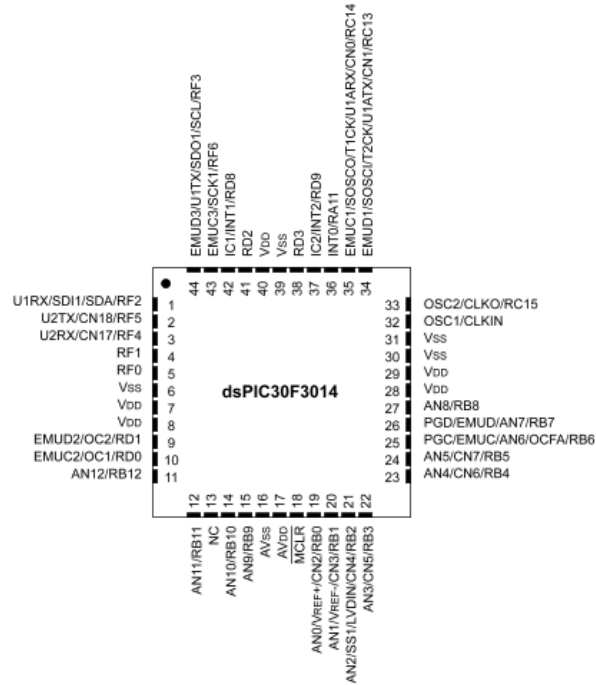
44-Pin TQFP



Note: For descriptions of individual pins, see Section 1.0.

Pin Diagrams (Continued)

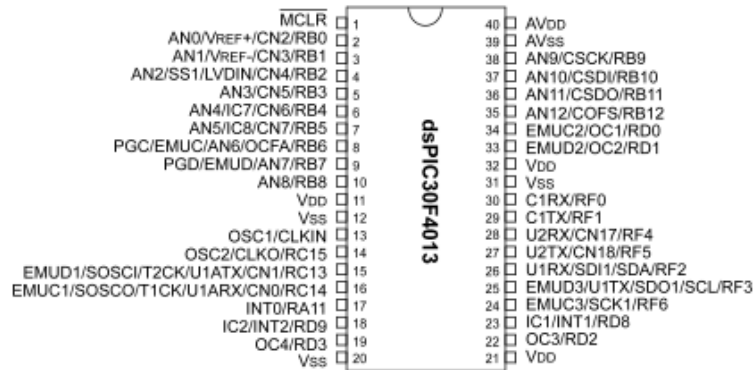
44-Pin QFN

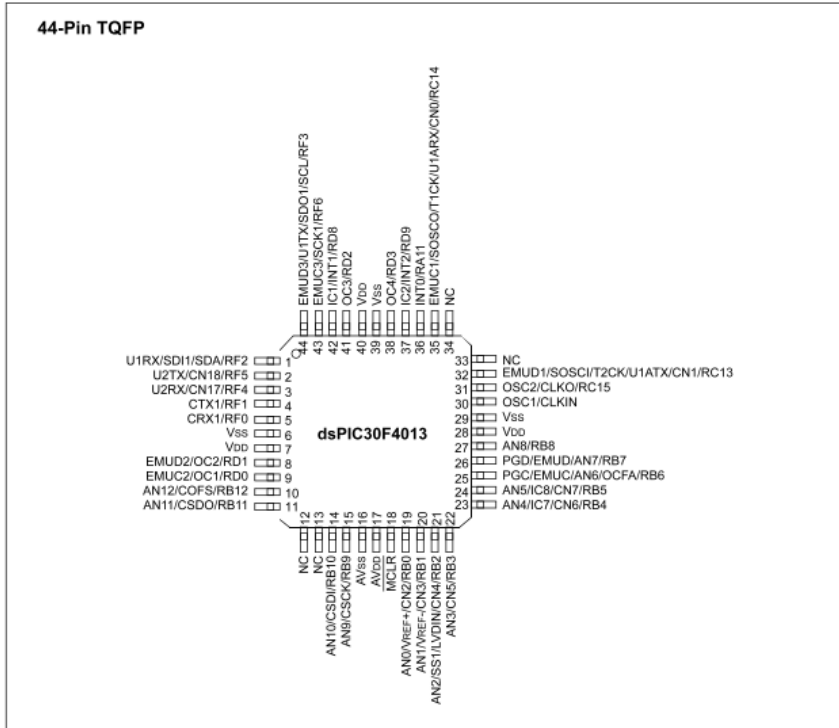


Note: For descriptions of individual pins, see Section 1.0.

Pin Diagrams (Continued)

40-Pin PDIP





Pin Diagrams (Continued)

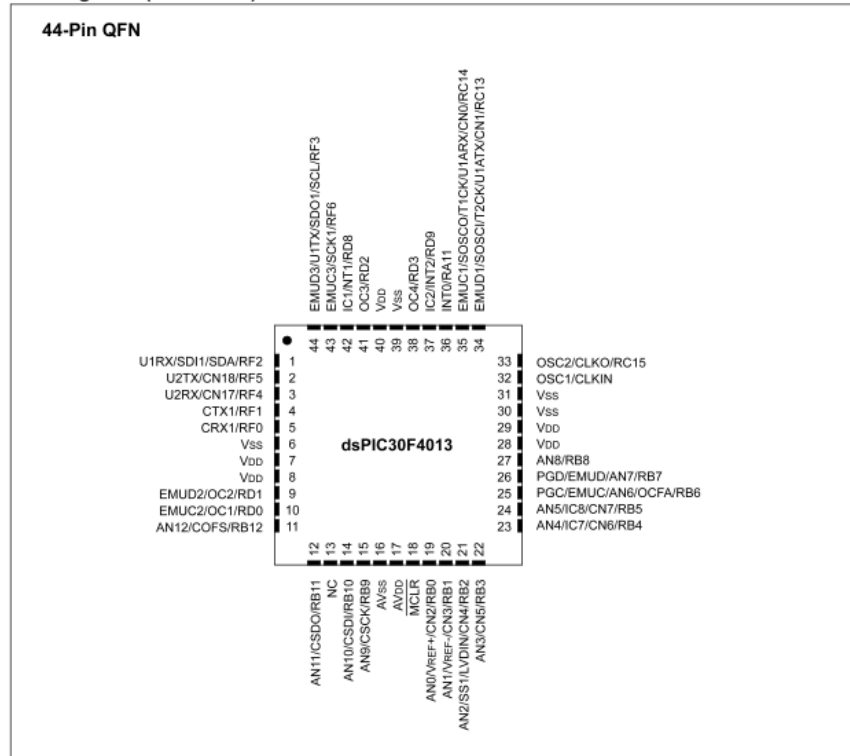


FIGURE 1-1: dsPIC30F3014 BLOCK DIAGRAM

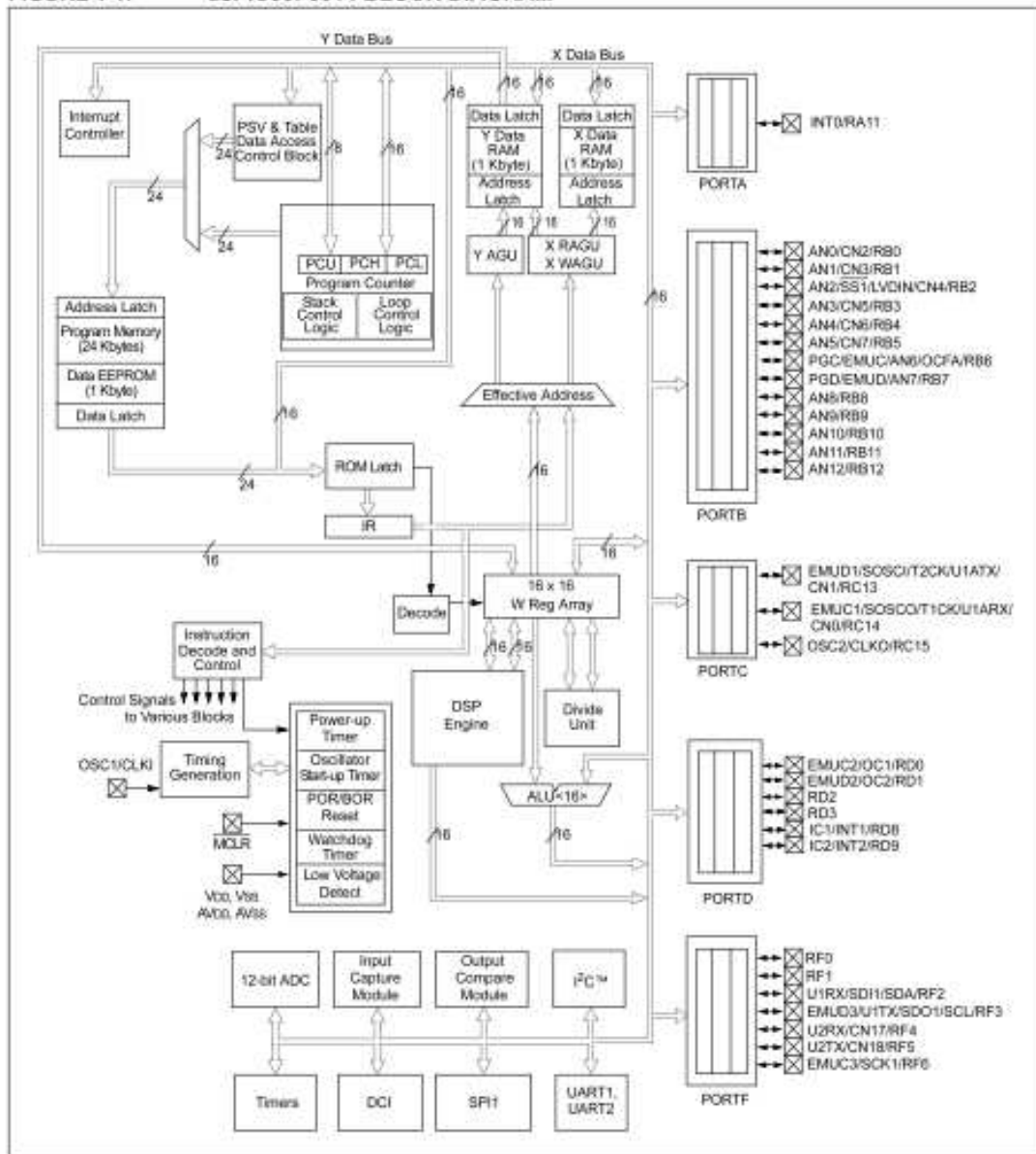


FIGURE 1-2: dsPIC30F4013 BLOCK DIAGRAM

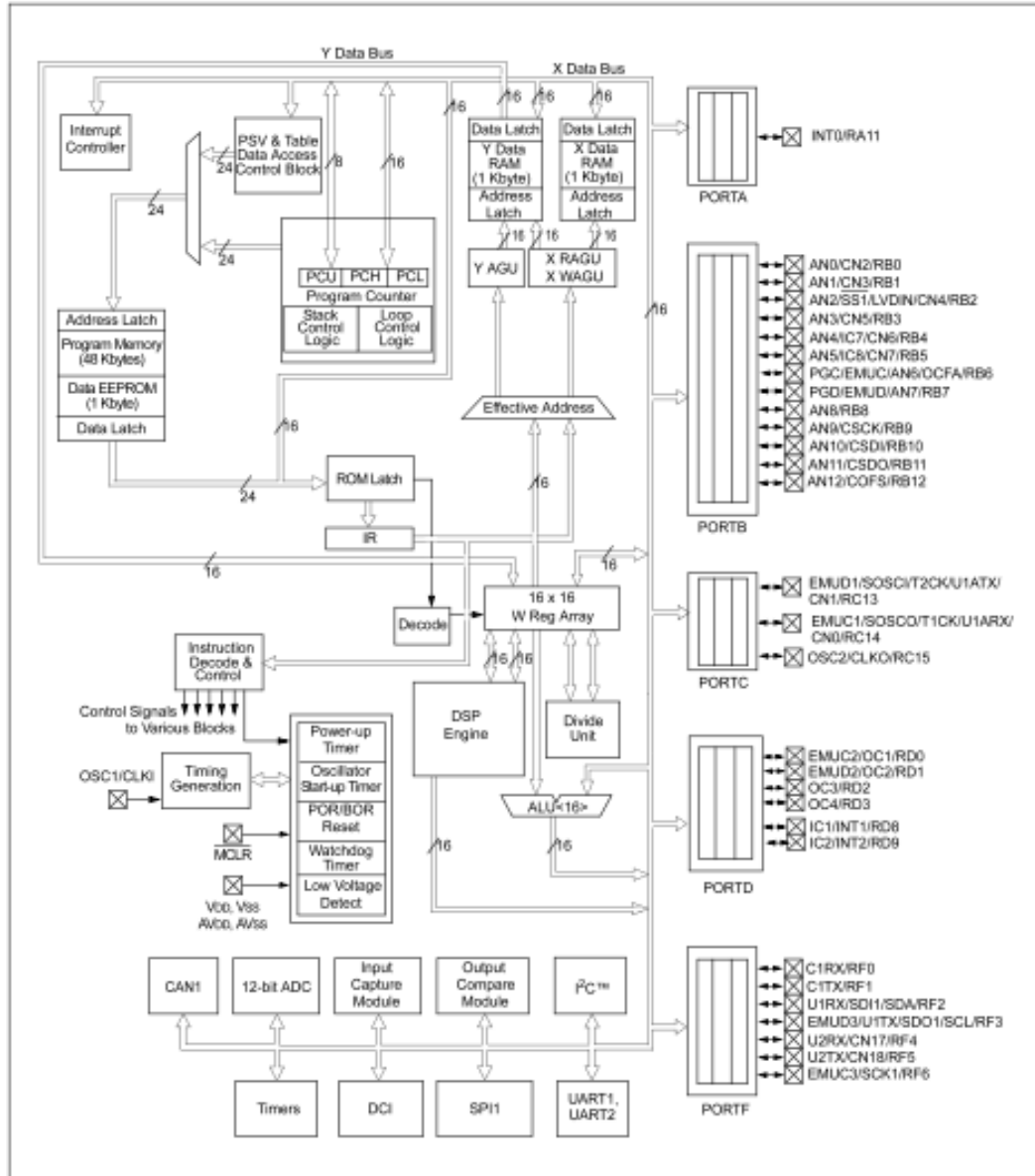


Table 1-1 provides a brief description of device I/O pinouts and the functions that may be multiplexed to a port pin. Multiple functions may exist on one port pin. When multiplexing occurs, the peripheral module's functional requirements may force an override of the data direction of the port pin.

TABLE 1-1: PINOUT I/O DESCRIPTIONS

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
AN0-AN12	I	Analog	Analog input channels. AN6 and AN7 are also used for device programming data and clock inputs, respectively.
AVDD	P	P	Positive supply for analog module.
AVSS	P	P	Ground reference for analog module.
CLKI	I	ST/CMOS	External clock source input. Always associated with OSC1 pin function.
CLKO	O	—	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-CN7, CN17-CN18	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.
CSCK	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	I	ST	CAN1 Bus Receive pin.
C1TX	O	—	CAN1 Bus Transmit pin.
EMUD	I/O	ST	ICD Primary Communication Channel data input/output pin.
EMUC	I/O	ST	ICD Primary Communication Channel clock input/output pin.
EMUD1	I/O	ST	ICD Secondary Communication Channel data input/output pin.
EMUC1	I/O	ST	ICD Secondary Communication Channel clock input/output pin.
EMUD2	I/O	ST	ICD Tertiary Communication Channel data input/output pin.
EMUC2	I/O	ST	ICD Tertiary Communication Channel clock input/output pin.
EMUD3	I/O	ST	ICD Quaternary Communication Channel data input/output pin.
EMUC3	I/O	ST	ICD Quaternary Communication Channel clock input/output pin.
IC1, IC2, IC7, IC8	I	ST	Capture inputs 1, 2, 7 and 8.
INT0	I	ST	External interrupt 0.
INT1	I	ST	External interrupt 1.
INT2	I	ST	External interrupt 2.
LVDIN	I	Analog	Low Voltage Detect Reference Voltage input pin.
MCLR	I/P	ST	Master Clear (Reset) input or programming voltage input. This pin is an active low Reset to the device.
OCFA	I	ST	Compare Fault A input (for Compare channels 1, 2, 3 and 4).
OC1-OC4	O	—	Compare outputs 1 through 4.
OSC1	I	ST/CMOS	Oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise.
OSC2	I/O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes.
PGD	I/O	ST	In-Circuit Serial Programming data input/output pin.
PGC	I	ST	In-Circuit Serial Programming clock input pin.

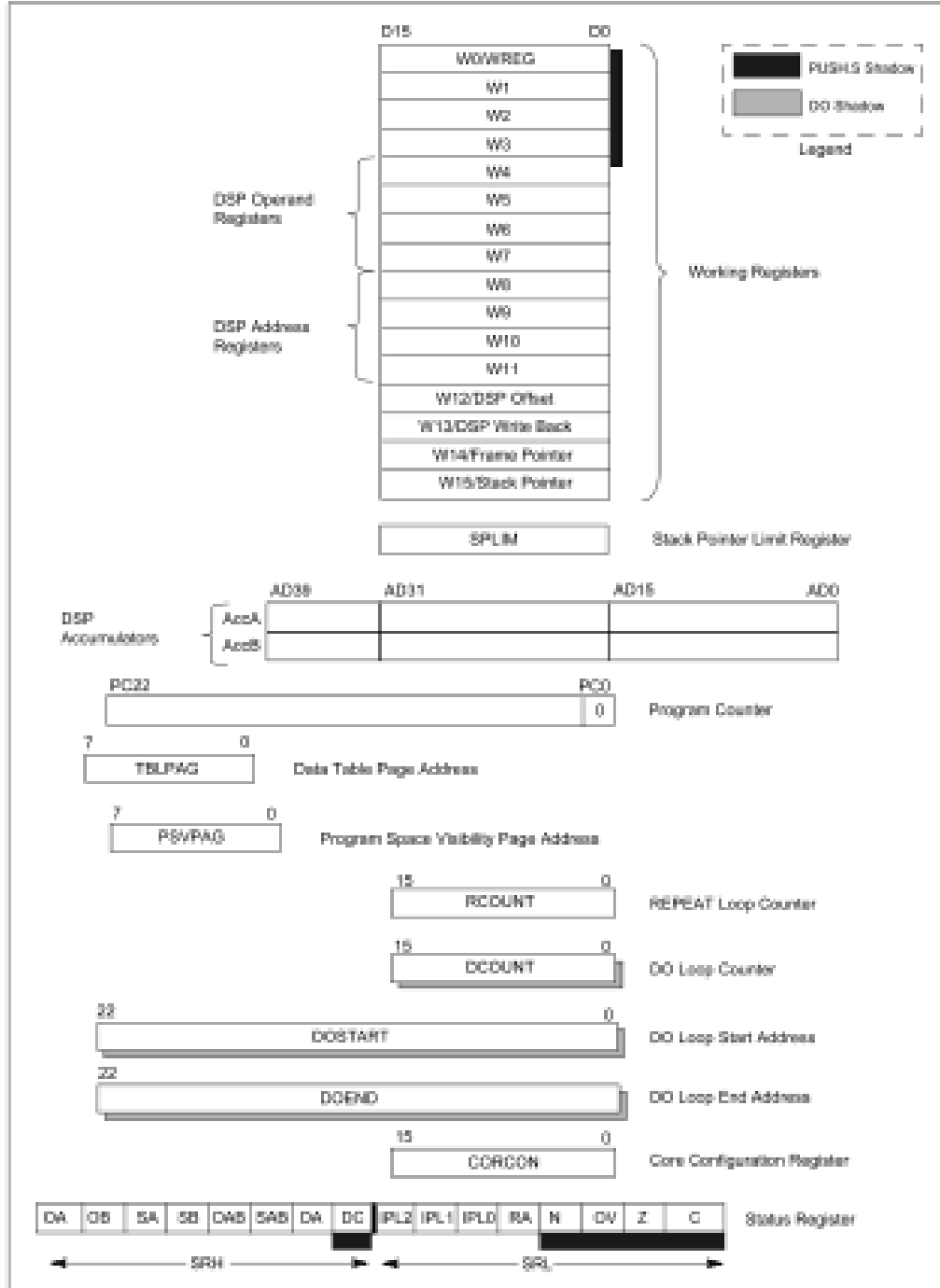
Legend: CMOS = CMOS compatible input or output Analog = Analog input
 ST = Schmitt Trigger input with CMOS levels O = Output
 I = Input P = Power

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

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
RA11	I/O	ST	PORTA is a bidirectional I/O port.
RB0-RB12	I/O	ST	PORTB is a bidirectional I/O port.
RC13-RC15	I/O	ST	PORTC is a bidirectional I/O port.
RD0-RD3, RD8, RD9	I/O	ST	PORTD is a bidirectional I/O port.
RF0-RF5	I/O	ST	PORTF is a bidirectional I/O port.
SCK1	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for SPI1.
SDI1	I	ST	SPI1 Data In.
SDO1	O	—	SPI1 Data Out.
SS1	I	ST	SPI1 Slave Synchronization.
SCL	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for I ² C.
SDA	I/O	ST	Synchronous serial data input/output for I ² C.
SOSCO	O	—	32 kHz low power oscillator crystal output.
SOSCI	I	ST/CMOS	32 kHz low power oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise.
T1CK	I	ST	Timer1 external clock input.
T2CK	I	ST	Timer2 external clock input.
U1RX	I	ST	UART1 Receive.
U1TX	O	—	UART1 Transmit.
U1ARX	I	ST	UART1 Alternate Receive.
U1ATX	O	—	UART1 Alternate Transmit.
VDD	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.
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

FIGURE 3-1: PROGRAMMER'S MODEL



2.3 Divide Support

The dsPIC devices feature a 16/16-bit signed fractional divide operation, as well as 32/16-bit and 16/16-bit signed and unsigned integer divide operations, in the form of single instruction iterative divides. The following instructions and data sizes are supported:

1. DIVF - 16/16 signed fractional divide
2. DIV.sd - 32/16 signed divide
3. DIV.ud - 32/16 unsigned divide
4. DIV.sw - 16/16 signed divide
5. DIV.uw - 16/16 unsigned divide

The 16/16 divides are similar to the 32/16 (same number of iterations), but the dividend is either zero-extended or sign-extended during the first iteration.

The divide instructions must be executed within a REPEAT loop. Any other form of execution (e.g., a series of discrete divide instructions) will not function correctly because the instruction flow depends on RCOUNT. The divide instruction does not automatically set up the RCOUNT value and it must, therefore, be explicitly and correctly specified in the REPEAT instruction as shown in Table 2-1 (REPEAT will execute the target instruction {operand value+1} times). The REPEAT loop count must be setup for 18 iterations of the DIV/DIVF instruction. Thus, a complete divide operation requires 19 cycles.

Note: The divide flow is interruptible. However, the user needs to save the context as appropriate.

TABLE 2-1: DIVIDE INSTRUCTIONS

Instruction	Function
DIVF	Signed fractional divide: $Wm/Wn \rightarrow W0$; Rem $\rightarrow W1$
DIV.sd	Signed divide: $(Wm+1:Wm)/Wn \rightarrow W0$; Rem $\rightarrow W1$
DIV.sw or DIV.s	Signed divide: $Wm/Wn \rightarrow W0$; Rem $\rightarrow W1$
DIV.ud	Unsigned divide: $(Wm+1:Wm)/Wn \rightarrow W0$; Rem $\rightarrow W1$
DIV.uw or DIV.u	Unsigned divide: $Wm/Wn \rightarrow W0$; Rem $\rightarrow W1$

2.4 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 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 dsPIC30F 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 has various options selected through various bits in the CPU Core Configuration 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).

Note: For CORCON layout, see Table 4-2.

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

TABLE 2-2: DSP INSTRUCTION SUMMARY

Instruction	Algebraic Operation	ACC WB?
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
MOVSAC	No change in A	Yes
MPY	$A = x * y$	No
MPY.N	$A = -x * y$	No
MSC	$A = A - x * y$	Yes

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DE LOS MICROCONTROLADORES DE FASES	1
<pre> ANALIZADOR TRIFÁSICO V.1.0 program An3F_uBasic_4013_dFases symbol VX0 = PortB.4 symbol TEM = 5 ' VX0 y temperatura.. symbol VLC = 6 symbol VHC = 8 symbol ILC = 2 symbol IHC = 1 ' Canales análogos.. symbol IRx = IEC0.9 symbol FRx = IFS0.9 symbol BRx = U1STA.0 symbol VRx = U1STA.1 symbol BTx = U1STA.8 ' Banderas del UART. symbol T2ON = T2CON.15 symbol T3IF = IFS0.7 ' Band. del TIMER3.. Symbol adr = absolute . dim BX0 as byte adr 0x0C00 Vch as byte adr 0x0C01 Ich as byte adr 0x0C02 Vad as byte adr 0x0C03 Iad as byte adr 0x0C04 RxB as byte adr 0x0C05 B0Rx as byte adr 0x0C06 B1Rx as byte adr 0x0C07 B2Rx as byte adr 0x0C08 B3Rx as byte adr 0x0C09 . dim Waux as word adr 0x0C20 Nm as word adr 0x0C22 Tnow as word adr 0x0C24 WSig as word adr 0x0C26 W0Tx as word adr 0x0C28 W1Tx as word adr 0x0C2A W2Tx as word adr 0x0C2C W3Tx as word adr 0x0C2E dim Vins as float adr 0x0C40 Iins as float adr 0x0C44 Vcua as float adr 0x0C48 Vrms as float adr 0x0C4C Vxm as float adr 0x0C50 Imed as float adr 0x0C54 Icu as float adr 0x0C58 Irms as float adr 0x0C5C Ixm as float adr 0x0C60 Ptot as float adr 0x0C64 Spot as float adr 0x0C68 Ppot as float adr 0x0C6C CosF as float adr 0x0C70 Vmed as float adr 0x0C74 dim Vant as integer adr 0x0CA0 Vcen as integer adr 0x0CA2 Vact as integer adr 0x0CA4 dim Rstr as string [4] adr 0x0CB0 sub procedure CLEARWDT ' SUB CLEARWDT asm CLRWDT end asm </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DE LOS MICROCONTROLADORES DE FASES	2
<pre> end sub sub procedure GrabaEEPROM(Dim Direccion, Dato as Longword) ' GrabaEEPROM Direccion = \$7FFC00 + Direccion Eeprom_Write(Direccion, Dato) while(NVMCON.15 <> 0) nop wend end sub sub function CAD(Dim Canal as byte) as word ' VAD ADCHS = Canal adcon1.1 = 1 delay_us (2) adcon1.1 = 0 while adcon1.0 = 0 wend RESULT = adcbuf0 end sub sub procedure GetRx org 0x26 CLEARWDT IRx = 0 FRx = 0 B0Rx = U1RxReg memset(@Rstr + 0, B0Rx, 1) B1Rx = U1RxReg memset(@Rstr + 1, B1Rx, 1) B2Rx = U1RxReg memset(@Rstr + 2, B2Rx, 1) B3Rx = U1RxReg memset(@Rstr + 3, B3Rx, 1) Delay_ms (5) while BRx=1 RxB = U1RxReg wend VRx = 0 ' Limpieza del buffer e int de Rx habilitada..... if StrnCmp(Rstr, "Dat", 3) = 0 then if (PortB.10 and (B3Rx="R")) or (PortB.11 and (B3Rx="S")) or (PortB.12 and (B3Rx="T")) then W0Tx = Word(Vrms) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DE LOS MICROCONTROLADORES DE FASES	3
<pre> W0Tx.15 = Vch.0 Uart1_Write_Char(hi(W0Tx)) Uart1_Write_Char(lo(W0Tx)) W1Tx = Word(Irms) W1Tx.15 = Ich.0 Uart1_Write_Char(hi(W1Tx)) Uart1_Write_Char(lo(W1Tx)) while BTx = 1 wend delay_ms(4) ' W2Tx = Word(10000.0 * CosF) if CosF < 1.0 then If Iins > Imed then W2Tx.15 = 1 end if '-' If Iins < Imed then W2Tx.14 = 1 end if '+' end if Uart1_Write_Char(hi(W2Tx)) Uart1_Write_Char(lo(W2Tx)) W3Tx = Nm ' Uart1_Write_Char(hi(W3Tx)) Uart1_Write_Char(lo(W3Tx)) while BTx = 1 wend delay_ms(4) Uart1_Write_Char(hi(TMR3)) Uart1_Write_Char(lo(TMR3)) Uart1_Write_Char(hi(TMR2)) Uart1_Write_Char(lo(TMR2)) while BTx = 1 wend delay_ms(4) end if end if ' if StrnCmp(Rstr, "KV", 2) = 0 then ' Calibración de voltaje..... VXm = Float(0x100 * word(B2Rx) + B3Rx) / Vrms VXm = VXm * Float(Eeprom_Read(\$7FFC00 + 2 * Vch)) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DE LOS MICROCONTROLADORES DE FASES	4
<pre> GrabaEEPROM (2 * Vch, Word(VXm)) delay_ms(500) end if if StrnCmp(Rstr, "KI", 2) = 0 then ' Calibración de corriente..... IXm = Float(0x100 * word(B2Rx) + B3Rx) / Irms IXm = IXm * Float(Eeprom_Read(\$7FFC04 + 2 * Ich)) GrabaEEPROM (0x4 + 2 * Ich, Word(IXm)) delay_ms(500) end if end sub , XX XX main: Delay_ms (500) if Eeprom_Read(\$7FFC00) = \$FFFF then GrabaEEPROM (\$00, 5000) GrabaEEPROM (\$02, 30000) GrabaEEPROM (\$04, 16000) GrabaEEPROM (\$06, 50000) GrabaEEPROM (\$10, 0000) GrabaEEPROM (\$12, 0000) GrabaEEPROM (\$14, 0000) GrabaEEPROM (\$16, 0000) GrabaEEPROM (\$20, 0000) GrabaEEPROM (\$22, 0000) GrabaEEPROM (\$24, 0000) GrabaEEPROM (\$26, 0000) end if PR2 = \$8000 PR3 = \$70 T2CON = \$0008 T3IF = 0 ' 0.5s, 1:1, 32 bits... adpcfg = \$1C10 trisa = \$FFFF trisb = \$FFFF trisc = \$FFFF trisd = \$FFF0 Uart1_init(9600) U1mode.10 = 0 U1Sta.7 = 1 U1Sta.6 = 1 IRx = 0 VRx = 0 while BRx = 1 RxB = U1RxReg wend ADCON1 = \$8000 ADCON2 = \$0000 ADCON3 = \$1010 Delay_ms (100) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DE LOS MICROCONTROLADORES DE FASES	5
<pre> Inicio: CLEARWDT 'REVISO SI EXISTE VX0... IRx = 1 IRx = 0 for BX0 = 0 to 1 TMR2 = 0 TMR3 = 0 T3IF = 0 T2ON = 1 while VX0 = BX0.0 if T3IF = 1 then T2ON = 0 Vrms = 0x0 Irms = 0x0 CosF = 0x0 WSig = 0x0 Goto Inicio end if wend next BX0 CLEARWDT Vch = 0 Vad = VLC Ich = 0 Iad = ILC while VX0 = 0 wend while VX0 = 1 wend for BX0 = 0 to 15 while VX0 = BX0.0 Waux = CAD(Vad) if (Waux > 4025) or (Waux < 75) then Vch = 1 Vad = VHC end if Waux = CAD(Iad) if (Waux > 4025) or (Waux < 75) then Ich = 1 Iad = IHC end if wend next BX0 </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DE LOS MICROCONTROLADORES DE FASES	6
<pre> Tnow = 0 .TEMPERATURA..... for BX0 = 1 to 100 Tnow = Tnow + CAD(TEM) next BX0 Tnow = (Tnow + 50) / 100 CLEARWDT Nm = 0 Ptot = 0 Vmed = 0 Imed = 0 Vcua = 0 Icua = 0 T2ON = 0 TMR2 = 0 TMR3 = 0 while VX0 = 0 wend while VX0 = 1 wend T2ON = 1 for BX0 = 0 to 7 while VX0 = BX0.0 Nm = Nm + 1 Vins = Float(CAD(Vad)) Vcua = Vcua + Vins * Vins Iins = Float(CAD(Iad)) Icua = Icua + Iins * Iins wend next BX0 while VX0 = 0 wend while VX0 = 1 wend T2ON = 0 CLEARWDT </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DE LOS MICROCONTROLADORES DE FASES	7
<pre> Vrms = Sqrt(Vcua - (Vmed * Vmed)) Irms = Sqrt(Icua - (Imed * Imed)) Ppot = Fabs (Ptot - (Vmed * Imed)) Spot = Vrms * Irms CLEARWDT CosF = (Ppot / Spot) + 0.0005 if CosF > 1.0 then CosF = 1.0 Ppot = Spot end if Vrms = (Float(Eeprom_Read(\$7FFC00 + 2 * Vch)) / 10000.0) * Vrms Irms = (Float(Eeprom_Read(\$7FFC04 + 2 * Ich)) / 10000.0) * Irms if Irms < 15.0 then Irms = 0 Ppot = 0 Spot = 0 CosF = 0 end if ' 6. Signo del ángulo..... Vcen = Integer(Vmed) Vact = 4096 do Vant = Vact Iins = Float(CAD(ILC)) delay_us(50) Vact = integer(CAD(VLC)) loop until (Vact > Vant) and (Vact > Vcen) Goto inicio end. </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	8
<pre> program An3F_uBasic_4013_Central include __Lib_T6963CConst symbol IntRx1=IEC0.9 symbol BanRx1=IFS0.9 symbol HayDatRx1=U1STA.0 symbol VRx1=U1STA.1 symbol IntRx2=IEC1.8 symbol BanRx2=IFS1.8 symbol HayDatRx2=U2STA.0 symbol VRx2=U2STA.1 symbol TION=T1CON.15 symbol T1IE=IEC0.3 symbol T1IF=IFS0.3 symbol ModText = 0x80 symbol ModGraf = %1000 Dim SigF as byte[3] ' absolute 0xC00 VchF as byte[3] ' absolute 0xC03 IchF as byte[3] ' absolute 0xC06 TacF as word[3] ' absolute 0xC09 Nx as Byte ' absolute 0xC0C B3Rx1 as Byte ' absolute 0xC0D B2Rx1 as Byte ' absolute 0xC0E B1Rx1 as Byte ' absolute 0xC0F B0Rx1 as Byte ' absolute 0xC10 BAux as Byte ' absolute 0xC11 BChT as Byte ' absolute 0xC12 Dim Vrms as word[3] ' absolute 0xC20 Irms as word[3] ' absolute 0xC26 CosF as word[3] ' absolute 0xC2C AngF as word[3] ' absolute 0xC32 </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	9
<pre> Spot as word[3] ' absolute 0xC38 Ppot as word[3] ' absolute 0xC3E Qpot as word[3] ' absolute 0xC44 VLin as word[3] ' absolute 0xC4A Ptot as word[3] ' absolute 0xC50 HFre as word ' absolute 0xC56 LFre as word ' absolute 0xC58 WKon as word ' absolute 0xC5A WHRx2 as word ' absolute 0xC5C WLRx2 as word ' absolute 0xC5E dim Faux as float ' absolute 0xC80 fa as float ' absolute 0xC84 fb as float ' absolute 0xC88 dim StrD10 as string [10] 'absolute 0xCA0 StrD6 as string [6] 'absolute 0xCB0 StrD5 as string [5] 'absolute 0xCC0 StrD4 as string [4] 'absolute 0xCD0 StrD3 as string [3] 'absolute 0xCE0 StrD1 as string [1] 'absolute 0xCF0 dim frec as longword </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	10
<pre> sub procedure CLEARWDT ' CLEARWDT asm CLRWDT end asm end sub sub procedure GrabaEEPROM(Dim Direccion, Dato as Longword) ' GrabaEEPROM Direccion = \$7FFC00 + Direccion Eeprom_Write(Direccion, Dato) while(NVMCON.15 <> 0) nop wend end sub sub function LeeEEPROM(dim Direccion as longword) as word ' LeeEEPROM Direccion = \$7FFC00 + Direccion Result = Eeprom_Read(Direccion) end sub '----- ' COMUNICACION UART1, DScentral con los otros 3 DSs sub procedure GetRx1 org 0x26 CLEARWDT IntRx1 = 0 BanRx1 = 0 B0Rx1 = U1RxReg memset(@StrD4 + 0, B0Rx1, 1) B1Rx1 = U1RxReg memset(@StrD4 + 1, B1Rx1, 1) B2Rx1 = U1RxReg memset(@StrD4 + 2, B2Rx1, 1) B3Rx1 = U1RxReg memset(@StrD4 + 3, B3Rx1, 1) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	11
<pre> Delay_ms (3) while HayDatRx1 = 1 BAux = Uart1_Read_char() wend ' Clean buffer VRx1 = 0 T6963C_write_text(StrD4, 0, 15, ModText) ' envia al PC los datos de cada fase if StrnCmp(StrD4, "GDat", 4) = 0 then for Nx = 0 to 2 Uart1_Write_Char(hi(Vrms[Nx])) Uart1_Write_Char(lo(Vrms[Nx])) Uart1_Write_Char(hi(Irms[Nx])) Uart1_Write_Char(lo(Irms[Nx])) Uart1_Write_Char(hi(CosF[Nx])) Uart1_Write_Char(lo(CosF[Nx])) Uart1_Write_Char(SigF[Nx]) next Nx Uart1_Write_Char(hi(HFre)) Uart1_Write_Char(lo(HFre)) Uart1_Write_Char(hi(LFre)) Uart1_Write_Char(lo(LFre)) end if ' envia al PC los datos necesarios para la calibración (6 bytes) if StrnCmp(StrD4, "GCal", 4) = 0 then BChT.0 = VchF[0].0 BChT.1 = IchF[0].0 BChT.2 = VchF[1].0 BChT.3 = IchF[1].0 BChT.4 = VchF[2].0 BChT.5 = IchF[2].0 BChT.6 = 0 BChT.7 = 0 Uart1_Write_Char(hi(Vrms[0])) Uart1_Write_Char(lo(Vrms[0])) Uart1_Write_Char(hi(Irms[0])) Uart1_Write_Char(lo(Irms[0])) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	12
<pre> Uart1_Write_Char(Lo(TacF[0])) Uart1_Write_Char(BChT) end if ' calibración..... if StrnCmp(StrD4, "KV", 2) = 0 then Vrms[0] = (Vrms[0] + B2Rx1) - B3Rx1 memset(@StrD4 + 2, hi(Vrms[0]), 1) memset(@StrD4 + 3, lo(Vrms[0]), 1) Uart2_Write_Text(StrD4) delay_ms(1500) end if if StrnCmp(StrD4, "KI", 2) = 0 then Irms[0] = (Irms[0] + B2Rx1) - B3Rx1 memset(@StrD4 + 2, hi(Irms[0]), 1) memset(@StrD4 + 3, lo(Irms[0]), 1) Uart2_Write_Text(StrD4) delay_ms(1500) end if ' se identifica frente al PC (reenvia 4 bytes) if StrnCmp(StrD4, "Hi3F", 4) = 0 then Uart1_Write_text("HiPC") end if end sub ' COMUNICACION UART2, con los tres DS30F4013. sub procedure GetRx2 org 0x44 BanRx2 = 0 IntRx2 = 0 </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	13
<pre> WHRx2 = 0x100 * U2RxReg + U2RxReg WLRx2 = 0x100 * U2RxReg + U2RxReg delay_ms (3) while HayDatRx2 = 1 BAux = Uart2_Read_char() wend ' Limpieza del buffer e int de Rx habilitada VRx2 = 0 end sub '----- sub procedure LeerDatos(Dim Fn as byte, Dim Byref CodStr as string [4]) CLEARWDT SigF[Fn] = 0 IchF[Fn] = 0 VchF[Fn] = 0 BanRx2 = 0 while HayDatRx2 = 1 BAux = U2RxReg wend TMR1 = 0 T1ON = 1 T1IF = 0 Uart2_Write_Text(CodStr) while BanRx2 = 0 if T1IF = 1 then T1ON = 0 T1IF = 0 Goto OutLeerDatos end if </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	14
<pre> wend while BanRx2 = 0 wend IntRx2 = 1 Vrms[Fn] = WHRx2 VChF[Fn].0 = Vrms[Fn].15 Vrms[Fn].15 = 0 Irms[Fn] = WLRx2 IChF[Fn].0 = Irms[Fn].15 Irms[Fn].15 = 0 while BanRx2 = 0 wend IntRx2 = 1 CosF[Fn] = WHRx2 SigF[Fn].1 = CosF[Fn].15 CosF[Fn].15 = 0 SigF[Fn].0 = CosF[Fn].14 CosF[Fn].14 = 0 TacF[Fn] = WLRx2 while BanRx2 = 0 wend IntRx2 = 1 if Fn = 0 then HFre = WHRx2 LFre = WLRx2 Faux = Float(0x10000) * Float(WHRx2) + Float(WLRx2) Faux = Faux / 1000.0 end if OutLeerDatos: end sub ' ----- sub procedure PrmDatos(Dim Fn as byte) CLEARWDT ' Imprimo el voltaje y corriente (restricción si la corriente es cero..... WordToStr(Vrms[Fn], StrD5) Memmove (@StrD5, @StrD5 + 1, 3) Memset (@StrD5 + 3, ".", 1) if Vrms[Fn] < 10 then Memset (@StrD5 + 2, "0", 1) end if T6963C_write_text(StrD5, 9 + (9 * Fn), 2, ModText) WordToStrWithZeros(Irms[Fn], StrD5) Memmove (@StrD5, @StrD5 + 1, 1) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	15
<pre> Memset (@StrD5 + 1, ".", 1) T6963C_write_text(StrD5, 9 + (9 * Fn), 3, ModText) If Irms[Fn] = 0 then for Baux = 4 to 9 T6963C_write_text(" ", 8 + (9 * Fn), Baux, ModText)' next BAux for Baux = 11 to 13 T6963C_write_text(" ", 26, BAux, ModText) next BAux Goto OutPrnDatos end if ' Imprimo el CosF, el ángulo con el signo..... WordToStrWithZeros(Word(Float(CosF[Fn]) / 10.0), StrD5) MemMove (@StrD5, @StrD5 + 1, 1) Memset (@StrD5 + 1, ".", 1) T6963C_write_text(StrD5, 9 + (9 * Fn), 4, ModText) AngF[Fn] = Word(572.9578 * Acos (Float(cosf[Fn])/10000.0)) WordToStr(AngF[Fn], StrD5) MemMove (@StrD5 + 1, @StrD5 + 2, 2) Memset (@StrD5 + 3, ".", 1) if SigF[Fn] = 2 then memset (@StrD5, "-", 1) end if if SigF[Fn] = 1 then memset (@StrD5, "+", 1) end if if AngF[Fn] < 10 then memset (@StrD5 + 2, "0", 1) end if T6963C_write_text(StrD5, 9 + (9 * Fn), 5, ModText) ' Imprimo la potencia aparente..... </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	16
<pre> Spot[Fn] = Word((Float(Vrms[Fn]) * float(Irms[Fn])) / 1000.0) Ppot[Fn] = Word(Float(Spot[Fn]) * (float(CosF[Fn]) / 10000.0)) Qpot[Fn] = Word(Float(Spot[Fn]) * Sin(Float(AngF[Fn])/572.957)) IntToStr(Integer(Spot[Fn]), StrD6) memmove (@StrD6 , @StrD6 + 1, 4) Memset (@StrD6 + 4, ".", 1) if Spot[Fn] < 10 then memset (@StrD6 + 3, "0", 1) end if T6963C_write_text(StrD6, 8 + (9 * Fn), 7, ModText) IntToStr(Integer(Ppot[Fn]), StrD6) memmove (@StrD6 , @StrD6 + 1, 4) Memset (@StrD6 + 4, ".", 1) if Ppot[Fn] < 10 then memset (@StrD6 + 3, "0", 1) end if T6963C_write_text(StrD6, 8 + (9 * Fn), 8, ModText) IntToStr(Integer(Qpot[Fn]), StrD6) memmove (@StrD6 , @StrD6 + 1, 4) Memset (@StrD6 + 4, ".", 1) if Qpot[Fn] < 10 then memset (@StrD6 + 3, "0", 1) end if T6963C_write_text(StrD6, 8 + (9 * Fn), 9, ModText) ' Imprimo las potencias totales y los voltajes de línea..... if Fn = 2 then Ptot[0] = Spot[0] + Spot[1] + Spot[2] Ptot[1] = Ppot[0] + Ppot[1] + Ppot[2] Ptot[2] = Qpot[0] + Qpot[1] + Qpot[2] For BAux = 0 to 2 IntToStr(Integer(Ptot[BAux]), StrD6) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	17
<pre> memmove (@StrD6 , @StrD6 + 1, 4) Memset (@StrD6 + 4, ".", 1) if Ptot[BAux] < 10 then memset (@StrD6 + 3, "0", 1) end if T6963C_write_text(StrD6, 26, BAux + 11, ModText) next BAux end if OutPrnDatos: WordToStr(VLin[Fn], StrD5) memmove (@StrD5, @StrD5 + 1 , 3) memset (@StrD5 + 3, ".", 1) T6963C_write_text(StrD5, 8, 11 + Fn, ModText) ' Canales..... ' ByteToStr(VchF[Fn], StrD3) memmove (@StrD1, @StrD3 + 2, 1) T6963C_write_text(StrD1, 36 + Fn, 2, ModText) ' ByteToStr(IchF[Fn], StrD3) memmove (@StrD1, @StrD3 + 2, 1) T6963C_write_text(StrD1, 36 + Fn, 3, ModText) ' Frecuencia... ' Faux = (73728000.0) / Faux ' Frec = Longword(Faux) LongWordToStr(Longword(100000000.0 / Faux), StrD10) 'LongWordToStr(Frec, StrD10) memmove (@StrD10, @StrD10 + 1 , 6) memset (@StrD10 + 6, ".", 1) memset (@StrD10, "=", 1) T6963C_write_text(StrD10, 16, 15, ModText) ' WordToStr(TacF[1], StrD5) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	18
-----------------	---	-----------

```

        ' T6963C_write_text(StrD5, 0, 15, ModText)

end sub

PROGRAMA PRINCIPAL

MAIN:  delay_ms(500)

        CLEARWDT

        AdpCfg = 0xFFFF

        uart2_init(9600)          u2sta.7 = 1 u2sta.6 = 1 IntRx2 = 0 BanRx2 = 0 VRx2 = 0

        while HayDatRx2 = 1 Baux = U2RxReg wend

        ' .....

REINI: T1CON = $0030  T1IE = 0  PR1 = 7200  T1IF = 0  T1ON = 0          ' T1, Esc=256, 0,25s

        T6963C_Init(240,128,6, PORTB, PORTB, 9,10,11,12)

        T6963C_SetGrPanel (0)      T6963C_graphics(1)

        T6963C_SetTxtPanel(0)     T6963C_text(1)

        ' .....

        StrD10 = "      "

        StrD6 = "      "

        StrD5 = "      "

        StrD4 = "      "

        StrD3 = "      "

        StrD1 = "      "

        Wkon = 0

        ' .....

Inicio: CLEARWDT

```

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	19
<pre> ' Uart2_Write_Text("AAAA") T6963C_write_text(" MAG. R-N S-N T-N UNI", 1, 0, ModText) T6963C_write_text("V =", 1, 2, ModText) T6963C_write_text("V", 35, 2, ModText) T6963C_write_text("I =", 1, 3, ModText) T6963C_write_text("A", 35, 3, ModText) T6963C_write_text("Cos =", 1, 4, ModText) T6963C_write_text(" ", 35, 4, ModText) T6963C_write_text("Ang =", 1, 5, ModText) T6963C_write_text("o", 35, 5, ModText) T6963C_write_text("S =", 1, 7, ModText) T6963C_write_text("VA", 35, 7, ModText) T6963C_write_text("P =", 1, 8, ModText) T6963C_write_text("W", 35, 8, ModText) T6963C_write_text("Q =", 1, 9, ModText) T6963C_write_text("VAR", 35, 9, ModText) ' T6963C_LINE (0, 12, 239, 12, ModGraf) ' Línea bajo de R-N, S-N, T-N..... T6963C_LINE (0, 52, 239, 52, ModGraf) ' Línea bajo Ang..... T6963C_LINE (0, 82, 239, 82, ModGraf) ' Línea bajo de Q..... T6963C_LINE (0, 0, 0, 82, ModGraf) ' Líneas verticales 1..... T6963C_LINE (42, 0, 42, 82, ModGraf) '2..... T6963C_LINE (96, 0, 96, 82, ModGraf) '3..... T6963C_LINE (150, 0, 150, 82, ModGraf) '4..... T6963C_LINE (204, 0, 204, 82, ModGraf) '5..... T6963C_LINE (239, 0, 239, 82, ModGraf) '6..... ' T6963C_write_text("VRS =", 2, 11, ModText) T6963C_write_text("V", 14, 11, ModText) T6963C_write_text("Stot =", 18, 11, ModText) T6963C_write_text("VA", 35, 11, ModText) T6963C_write_text("VST =", 2, 12, ModText) T6963C_write_text("V", 14, 12, ModText) T6963C_write_text("Ptot =", 18, 12, ModText) T6963C_write_text("W", 35, 12, ModText) </pre>		

ANEXO A3	CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR MAESTRO	20
<pre> T6963C_write_text("VTR =", 2, 13, ModText) T6963C_write_text("V", 14, 13, ModText) T6963C_write_text("Qtot =", 18, 13, ModText) T6963C_write_text("VARs", 35, 13, ModText) T6963C_write_text("<<frec.", 9, 15, ModText) T6963C_write_text("Hz>>", 27, 15, ModText) T6963C_Rectangle (0, 85, 239, 113, ModGraf) T6963C_LINE (96, 85, 96, 113, ModGraf) '..... LeerDatos(0, "DatR") LeerDatos(1, "DatS") LeerDatos(2, "DatT") fa = Float(Vrms[0]) fb = Float(Vrms[1]) VLin[0] = Word(Sqrt (Pow(fa,2.0) + Pow(fb,2.0) + fa * fb)) fa = Float(Vrms[1]) fb = Float(Vrms[2]) VLin[1] = Word(Sqrt (Pow(fa,2.0) + Pow(fb,2.0) + fa * fb)) fa = Float(Vrms[2]) fb = Float(Vrms[0]) VLin[2] = Word(Sqrt (Pow(fa,2.0) + Pow(fb,2.0) + fa * fb)) PrnDatos(0) PrnDatos(1) PrnDatos(2) WKon = WKon + 1 'wordtostr(Wkon, StrD5) T6963C_write_text(StrD5, 34, 15, ModText) If WKon >= 500 then GOTO REINI end if Goto Inicio end. </pre>		

