



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO DEL
ADQUISIDOR DE DATOS TDUSB

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
INGENIERO MECATRÓNICO

P R E S E N T A :

BELIT PATRICIA
RODRÍGUEZ NAVARRETE

TUTOR:

M. EN I. ULISES MARTÍN PEÑUELAS RIVAS

México D.F. 2011



Agradecimientos

A la gran familia que me ha acompañado en este trayecto:
...a las grandes mujeres que fueron mi ejemplo a seguir...
 ...a los grandes hombres que creyeron en mí...
 ...a los amigos que son más que hermanos...
...a los compañeros de viaje que han tenido que partir...
...a las piedras del camino que me hicieron más fuerte...
...a esos amores persistentes que no me han dejado sola...
 ...al tiempo por enseñarme a esperar...
 ...al azar por permitirme todo esto y más...
 ...y a mí, ¿por qué no?

Gracias,

Índice de Contenido

AGRADECIMIENTOS	I
ÍNDICE DE CONTENIDO	II
ÍNDICE DE TABLAS Y FIGURAS	VI
PREFACIO	X

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN 1

1.1. SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS	1	
1.1.1. SENSORES		1
1.1.2. SEÑALES		2
1.1.3. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL		4
1.1.4. ESTANDARIZACIÓN DE LOS DATOS		5
1.2. TARJETA DIGITALIZADORA TDUSB	6	
1.2.1. PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS		7

CAPÍTULO 2: MÓDULO GPS 9

2.1. FUNCIONAMIENTO	11	
2.2. RECEPTORES GPS	13	
2.2.1. ETAPAS DE RADIO FRECUENCIA (RF Y FI)		14
2.2.2. DIGITALIZACIÓN		14
2.2.3. MICROPROCESADOR		14
2.3. ANTENAS	15	
2.3.1. TIPOS DE ANTENAS		16
2.4. PRECISIÓN DEL GPS	17	
2.4.1. GPS DIFERENCIAL (DGPS)		18
2.4.2. SISTEMA DE AUMENTACIÓN DE AMPLIA COBERTURA (WAAS)		18
2.5. MEDIDA DEL TIEMPO	21	
2.5.1. TIEMPO UNIVERSAL COORDINADO (UTC)		22
2.5.1.1. Hora oficial en México		23
2.5.2. TIEMPO GPS		25
2.6. PROTOCOLOS DE COMUNICACIÓN DEL GPS	25	
2.6.1. PROTOCOLO NMEA 0183		26
2.7. RECEPTOR LR9552	27	
2.7.1. ESPECIFICACIONES		27
2.7.2. CIRCUITO DEL MÓDULO GPS LR9552		28
2.7.3. LEADTEK GPS MONITOR		29
2.7.3.1. Botones		30
2.7.3.2. Ventanas secundarias		31

CAPÍTULO 3: MÓDULO DE CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL 37

3.1.	RECONSTRUCCIÓN DE LA SEÑAL	37	
3.1.1.	DISCRETIZACIÓN		37
3.1.1.1.	Anti-alias		38
3.1.2.	CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL		40
3.1.2.1.	Cuantificación		40
3.2.	PROPIEDADES DE LOS CONVERTIDORES ANALÓGICO-DIGITALES	41	
3.3.	CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL SIGMA-DELTA	46	
3.3.1.	SOBREMUESTREO		46
3.3.2.	FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR SIGMA-DELTA		48
3.4.	CONVERTIDOR LTC2440	49	
3.4.1.	DISPOSICIÓN DE TERMINALES		49
3.4.2.	FUNCIONAMIENTO		50
3.4.2.1.	Formato de-bits de salida		52
3.4.3.	CIRCUITO		54
3.4.3.1.	Referencia de Voltaje REF5050		54
3.4.3.2.	Amplificador Operacional OP07		56
3.5.	PRUEBAS	59	

CAPÍTULO 4: MÓDULO DE CONTROL 63

4.1.	MICROCONTROLADORES	63	
4.1.1.	FUNCIONES		63
4.1.2.	ARQUITECTURA		63
4.2.	MICROCONTROLADORES PIC	64	
4.2.1.	FAMILIA PIC18F		65
4.2.2.	PIC 18F4550		66
4.3.	PROTOCOLOS DE COMUNICACIÓN	68	
4.3.1.	PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN SPI		69
4.3.2.	PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN USART		72
4.3.3.	PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN USB		75
4.4.	ALGORITMOS DE LA UNIDAD DE CONTROL	81	

CAPÍTULO 5: RESULTADOS Y CONCLUSIONES 87

5.1.	RESULTADOS	87	
5.1.1.	MANUFACTURA		87
5.1.2.	COSTOS		88
5.1.3.	RUIDO		89
5.2.	APLICACIONES	90	
5.3.	CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO A FUTURO	91	

5.3.1.	MEMORIA EXTERNA	91
5.3.2.	MÓDULO GPS	92
5.3.3.	PROTOCOLO USB	93
5.3.4.	ALGORITMO DE ADQUISICIÓN	93
5.3.5.	FORMATO DE DATOS DIGITALES	94

ANEXOS 95

6.1.	COMPARATIVA DE RECEPTORES GPS	95
6.2.	ORACIONES NMEA 0183	102
6.2.1.	GGA – DATOS FIJOS DE GPS	103
6.2.2.	GLL – POSICIÓN GEOGRÁFICA: LATITUD/LONGITUD	104
6.2.3.	GSA – DOP DEL GNSS Y SATÉLITES ACTIVOS	105
6.2.4.	GSV – SATÉLITES GSV EN VISTA	105
6.2.5.	RMC – MÍNIMOS DATOS ESPECÍFICOS GNSS RECOMENDADOS	106
6.2.6.	VTG – CURSO Y VELOCIDAD	107
6.3.	VARIACIÓN DE UNIDADES EN PARÁMETROS DE IMPORTANCIA DE LOS CONVERTIDORES AD	108
6.3.1.	PORCENTAJE	108
6.3.2.	PARTES POR MILLÓN	108
6.3.3.	BITS	109
6.4.	APROXIMACIÓN NUMÉRICA POR PROMEDIOS REALIZADA POR LOS CONVERTIDORES SIGMA-DELTA	110
6.5.	DATOS OBTENIDOS EN PRUEBAS POR EL CONVERTIDOR ADED LTC2440	113
6.6.	FIRMWARE USB	116
6.6.1.	INSTALACIÓN DEL CONTROLADOR <i>TDUSB.INF</i>	122
6.7.	ANÁLISIS DE DATOS	126
6.7.1.	NOISE.M	126
6.7.2.	DATA_DISP.M	127
6.8.	DATASHEETS	129
6.8.1.	LR9552	129
6.8.2.	LTC2440	130
6.8.3.	REF5050	131
6.8.4.	PIC18F4550	132
6.8.5.	MAX233	133
6.8.6.	OP07CN	134

BIBLIOGRAFÍA 135

7.1.	MANUALES	135
7.2.	LIBROS	135
7.3.	CAPÍTULOS	137

7.4.	MEMORIAS	137
7.5.	HOJAS DE ESPECIFICACIONES	137
7.6.	DISERTACIONES	142
7.7.	INTERNET	142
7.8.	ARTÍCULOS	144
7.9.	NOTAS DE APLICACIÓN	145
7.10.	PATENTES	147
7.11.	TESIS	147

Índice de Tablas y Figuras

Fig 1.1 Características principales de una señal analógica.....	3
Fig 1.2 Características principales de una señal digital.	4
Tabla 1.1 Formato de fecha y hora de acuerdo al ISO 8601:2004.	6
Fig 1.3 Diagrama de boques de la tarjeta TDusb.	7
Fig 2.1 Configuración de satélites GPS en órbita y principales características de un satélite GPS.	9
Fig 2.2 Segmentos del GPS.....	10
Fig 2.3 Principio de funcionamiento del GPS.	12
Fig 2.4 Medición del pseudorange.	12
Fig 2.5 Diagrama de un receptor GPS.	13
Fig 2.6 Varios tipos de antenas GPS.	17
Fig 2.7 Sistema DGPS.....	18
Fig 2.8 Visión general del sistema WAAS.	19
Tabla 2.1 Valores de precisión típicos.	20
Fig 2.9 Configuración de satélites para un pobre DOP (a) y un buen DOP (b).	20
Tabla 2.2 Husos Horarios de América del Norte y su Offset UTC.	23
Fig 2.10 Husos Horarios del Territorio Mexicano.	24
Tabla 2.3 Especificaciones del módulo GPS LR9552.....	27
Tabla 2.3 Especificaciones del módulo GPS LR9552 (cont.).....	28
Fig 2.11 Circuito interno del módulo LR9552.	28
Fig 2.12 Circuito de conexión GPS-PIC.....	29
Tabla 2.7 Relación I/O del módulo GPS.....	29
Fig 2.13 Ventana principal del Leadtek GPS Monitor.	30
Tabla 2.8 Botones de la ventana principal.	30
Tabla 2.8 Botones de la ventana principal (cont.).....	31
Fig 2.14 Ventana de datos recibidos.	32
Fig 2.15 Ventana de potencia de señal.	33
Fig 2.16 Ventana de satélites rastreadores.....	34
Fig 2.17 Ventana del mensaje de navegación obtenido.	35
Fig 2.18 Parte inferior de la ventana principal.....	35

Fig 3.1 Representación del proceso de discretización.....	37
Fig 3.2 Onda senoidal original a 1 Hz discretizada a 10 Hz.	38
Fig 3.3 Onda senoidal de 1 Hz reconstruida con una frecuencia de muestreo de 10 Hz.	38
Fig 3.4 Onda senoidal de 9 Hz reconstruida con una frecuencia de muestreo de 10 Hz..	39
Fig 3.5 Onda senoidal original de 9 Hz discretizada a 10 Hz.....	39
Fig 3.6 Principio de funcionamiento de un convertidor de rampa.....	40
Fig 3.7 Mapeo del voltaje de un ADC de 3-bits y 10 V de FSR.....	42
Tabla 3.1 Propiedades de un ADC de 3-bits y 10 V de FSR.....	42
Fig 3.8 Efecto del rango dinámico en un ADC.....	44
Fig 3.9 Pérdida de resolución de un ADC por la atenuación de la señal.....	45
Fig 3.10 Efecto del sobremuestreo en el rango dinámico.	47
Fig 3.12 Diagrama de bloques de la modulación sigma-delta.....	48
Fig 3.14 Disposición de terminales del convertidor $\text{AD}\Sigma\Delta$ LTC2440.....	49
Tabla 3.2 Valores óptimos de operación del convertidor LTC2440.....	50
Tabla 3.3 Propiedades del convertidor LTC2440.....	51
Fig 3.13 Diagrama funcional de bloques del convertidor LTC2440.....	51
Fig 3.14 Diagrama de flujo del funcionamiento del convertidor $\text{AD}\Sigma\Delta$ LTC2440	52
Tabla 3.4-bits de salida del LTC2440.....	52
Tabla 3.4-bits de salida del LTC2440 (cont.).....	53
Fig 3.15 Formato de salida de datos seriales del convertidor LTC2440.	53
Fig 3.16 Referencia de Voltaje REF5050 de Texas Instruments.	54
Tabla 3.6 Descripción de terminales de la referencia de voltaje REF5050.	54
Tabla 3.5 Parámetros principales de la referencia de voltaje REF5050.....	55
Fig 3.17 Circuito de operación de la referencia de voltaje REF5050.	55
Fig 3.18 Diagrama del Amplificador Operacional OP07 de STMicroelectronics.....	56
Tabla 3.6 Propiedades del OPAMP OP07.....	56
Tabla 3.7 Descripción de terminales del OPAMP OP07.....	57
Fig 3.19 Etapa de instrumentación del convertidor LTC2440.....	57
Fig 3.21 Respuesta pasiva del convertidor LTC2440.....	59
Fig 3.22 Acondicionamiento de señal del geófono GS11-D.	60
Fig 3.23 Señal acondicionada del geófono GS11-D.	60

Fig 3.24 Prueba de obtención de datos por el convertidor LTC2440.	60
Fig 3.25 Curva de respuesta del convertidor ADΣΔ LTC2440.	61
Fig 4.1 Comparativa de arquitecturas Von Neumann y Harvard.	64
Tabla 5.1 Propiedades del microcontrolador PIC18F4550.	66
Tabla 5.1 Propiedades del microcontrolador PIC18F4550 (cont.).	67
Fig 4.2 Disposición de terminales del microcontrolador PIC18F4550.	67
Tabla 5.2 Descripción de terminales del microcontrolador PIC18F4550.	68
Fig 4.3 Conexión Maestro/Eslavo para protocolo de comunicación SPI.	69
Fig 4.4 Modo 00 del SPI.	71
Fig 4.5 Modo 01 del SPI.	71
Fig 4.6 Modo 10 del SPI.	71
Fig 4.7 Modo 11 del SPI.	71
Tabla 5.3 Descripción y características de los Modos del SPI.	71
Fig 4.8 Conector DB9 EIA232E con asignación de señales para cada terminal.	73
Fig 4.9 Transmisión de 8 bits por comunicación RS-232.	74
Fig 4.10 Disposición de terminales para el MAX233.	75
Tabla 5.4 Propiedades de MAX233.	75
Fig 4.11 Conectores USB estándar (machos).	76
Fig 4.12 Logo del protocolo USB.	76
Tabla 5.5 Características de los terminales USB.	76
Tabla 5.6 Principales unidades del protocolo USB.	77
Fig 4.13 Topología Pirámide con el protocolo USB.	78
Tabla 5.7 Clases de Dispositivos USB.	79
Fig 4.14 Codificación NRZI.	80
Fig 4.15 Proceso main.	81
Fig 3.15 Subproceso ProcessIO.	82
Fig 4.17 Subproceso RunCMD.	83
Fig 4.18 Subproceso adquirir.	85
Fig 4.19 Subproceso getCONV.	85
Fig 4.20 Módulo de control de la TDusb.	86
Fig 5.1 Módulo GPS.	87

Fig 5.2 Módulo de Conversión Analógica-Digital.....	88
Fig 5.3 Módulo de control.....	88
Fig 5.4 Obtención de ruido y espectro de potencia de la TDusb.....	89
Fig 5.5 Conector SDCard.....	92
Fig 6.1 Ubicación del Cubículo 20 del Centro de Diseño y Manufactura de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México.....	102
Tabla 6.2 Mensajes de salida del receptor GPS.....	103
Tabla 6.3 Datos GGA.	103
Tabla 6.3 Datos GGA (cont.).....	104
Tabla 6.4 Datos GLL.....	105
Tabla 6.5 Datos GSA.	105
Tabla 6.6 Datos GSV.	106
Tabla 6.6 Datos GSV (cont.).....	107
Tabla 6.7 Datos RMC	107
Tabla 6.7 Datos RMC (cont.).....	108
Tabla 6.8 Datos VTG.....	108
Tabla 6.9 Aproximación de un valor por el método del convertidor ΣD	111
Tabla 6.9 Aproximación de un valor por el método del convertidor ΣD (cont.).....	112
Tabla 6.10 Aproximación de un valor por el método del convertidor ΣD utilizando un convertidor AD de 1 bit.....	112

Prefacio

Este trabajo resume un año de investigación y desarrollo.

A partir de un análisis de los adquisidores de datos disponibles en la coordinación de Instrumentación Sísmica del Instituto de Ingeniería de la UNAM, se hizo un bosquejo inicial de un adquisidor de datos de alta resolución y alta velocidad. Con ayuda de investigaciones complementarias se logró establecer los componentes principales del instrumento: una unidad de posicionamiento tiempo-espacio, una unidad de tratamiento de señal y una unidad de control.

El primer capítulo explica de manera breve los conceptos que se irán manejando a lo largo del trabajo escrito, así como las consideraciones tomadas para el desarrollo del adquisidor.

El segundo capítulo trata exclusivamente del módulo de posicionamiento. Ya que se decidió utilizar un módulo GPS para tal efecto, se muestran sus ventajas y limitaciones, su funcionamiento y algunas pruebas realizadas al receptor.

El tercer capítulo está dedicado al tratamiento de la señal. Para la etapa analógica, que comprende del sensor al convertidor, se utilizaron instrumentaciones sencillas y fáciles de aplicar, las cuales se explican matemáticamente. La etapa digital comprende un integrado de conversión analógica-digital, seleccionado especialmente por su gran resolución y velocidad. Se muestran las configuraciones, la salida digital y el funcionamiento del convertidor utilizado. Posteriormente se muestran las pruebas correspondientes al comportamiento de ambas etapas en conjunto.

El cuarto capítulo comprende la unidad de control, representada por un microcontrolador. El algoritmo de control diseñado maneja los dos módulos descritos anteriormente y la comunicación con el usuario. Debido a la naturaleza del dispositivo, el algoritmo fue trazado cuidando los tiempos de adquisición y posicionamiento. Otra de las consideraciones más importantes que se hizo fue la implementación del protocolo USB para comunicar el adquisidor con el usuario, atendiendo a las necesidades actuales de movilidad y los estándares de los dispositivos portátiles en el mercado. No se realizó una interfaz de usuario dedicada.

El quinto capítulo resume los resultados obtenidos en las pruebas realizadas durante todo el desarrollo del adquisidor de datos. Al tratarse de un prototipo, se incluyen también consideraciones a futuro y una pequeña lista de aplicaciones sugeridas.

Por último se incluye un extenso apartado de anexos para ampliar los conocimientos de los temas tratados.

Si bien el proyecto comprendía inicialmente sólo la creación de un registrador de datos sísmicos, su aplicación a cualquier campo de estudio rebasó este objetivo inicial, permitiendo generalizar conceptos para aplicaciones posteriores.

Es por esto que el siguiente trabajo pretende ser un manual para futuros investigadores que requieran de un dispositivo portátil para adquirir datos, o futuros desarrolladores que no deseen empezar desde cero.

Capítulo 1: Introducción

Este primer capítulo tiene la finalidad de ubicar al lector dentro del mundo de sistemas de adquisición de datos. Se definirán conceptos importantes para comprender las necesidades actuales y el alcance del proyecto realizado. También se justificarán las decisiones tomadas y la orientación que se le dio al prototipo final.

1.1. Sistemas de adquisición de datos

La adquisición de datos se refiere a “la recolección de señales medibles de fuentes del mundo real y la digitalización de esas señales para almacenamiento, análisis y representación en una computadora” (Anderson et al., 2008). Esta información reunida corresponde a datos numéricos de tipo digital¹ que se analizarán (y/o almacenarán) posteriormente con una computadora. El uso de una computadora como analizador de datos permite que la adquisición sea automática², permitiendo incrementar la velocidad de recolección de datos y disminuir la cantidad de errores. También, ya que las computadoras son comunes en casas, laboratorios y oficinas, el costo de implementar un sistema de adquisición de datos resulta muy económico.

Los sistemas de adquisición de datos representan una herramienta útil para el investigador y para el ingeniero. Al primero proporciona los datos necesarios para un modelado matemático del mundo real. Para el segundo proporciona una prueba empírica para cualquier parte del proceso de diseño de un sistema³. El rápido avance de estos sistemas ha ocasionado que la única inquietud sea cómo analizar la gran cantidad de datos obtenidos, que se encuentra en el orden de varios gigabytes⁴.

Los principales parámetros a considerar en el diseño de un adquirente son: velocidad de muestreo, precisión, resolución, cantidad de datos, capacidades multitareas y opciones de visualización.

1.1.1. Sensores

Para poder utilizar un sistema electrónico de adquisición de datos, es necesario que las cantidades físicas que se desean medir (calor, presión, luminosidad, fuerza, velocidad,

1 Esto se refiere a los datos procesados por el adquirente; la información original puede ser de tipo analógico.

2 Sin necesidad de un observador humano.

3 Un adquirente de señales puede ser útil para probar una teoría, un prototipo o un producto final.

4 En realidad esto tampoco resulta un problema, ya que el uso de la computadora simplifica su análisis. El reconocimiento de información “innecesaria” dentro de una serie de datos sigue siendo un problema de tipo subjetivo que seguirá estando presente.

posición, etc.) sean convertidas a cantidades eléctricas medibles (voltaje, corriente⁵ o impedancia).

Un sensor es un transductor que como su nombre lo indica, convierte una cantidad física en otra. Particularmente son de interés aquellos que convierten cantidades físicas en cantidades eléctricas para su uso en instrumentaciones electrónicas. La descripción matemática de este proceso se puede observar en la ecuación (1.1), en donde H se conoce como la constante de transducción (o transferencia):

$$\text{Cantidad de Salida} = H \times \text{Cantidad de Entrada} \quad (1.1)$$

Ya que el sensor es la puerta de entrada al sistema de adquisición, sus propiedades son críticas para su correcto funcionamiento. Algunas de esas propiedades son la sensibilidad⁶, estabilidad, ruido, rango dinámico y linealidad. Muchas veces se considera que el sensor es inocuo al adquisidor, pero en realidad debe de ser la consideración principal ya que las características del sensor delimitan el comportamiento final del sistema.

1.1.2. Señales

Aunque un sensor convierte un fenómeno físico en una señal medible, esta señal medible puede ser de varios tipos y requerirán métodos diferentes para ser medidos. Los dos grandes grupos de señales que existen son: analógicas y digitales⁷.

Una señal analógica es una señal que puede tomar cualquier valor en cualquier momento; algunos ejemplos son voltaje, temperatura, presión, sonido y carga. La Fig 1.1 muestra una señal analógica con sus características principales:

- a. Nivel: el nivel proporciona información acerca de los límites de la señal analógica medida. Para obtenerla es importante que ésta no cambie rápidamente respecto al tiempo. La precisión de un instrumento adquisidor está determinada por qué tan bien pueda medir este nivel.
- b. Forma: algunas señales tienen formas específicas (seno, cuadrado, diente de sierra o triángulo). El cambio que presente esta señal respecto al tiempo determinará la tasa de muestreo del adquisidor. Conocer la forma de una señal también permite un análisis de valores pico, valores DC y pendientes.
- c. Frecuencia: la frecuencia es muy difícil de medir directamente, los instrumentos de visualización generalmente se usan programas para determinar información sobre ella (a través de transformadas de Fourier). Cuando la frecuencia es la información más importante

5 Un sensor con salida en corriente debe preferirse a uno de salida en voltaje debido que, al proporcionar corriente, la señal de salida no se altera por la impedancia del cableado sensor-adquisidor. Sin embargo, la mayoría de los adquirentes miden voltaje, no corriente. Aunque puede solucionarse través de una impedancia conocida (Ley de Ohm), es importante recordar mantener un mínimo cableado entre en sensor y el adquisidor de datos al usar este tipo de sensores.

6 Eficiencia de la conversión de energía.

7 Debido a las características del adquisidor discutido en este trabajo, sólo se analizarán las señales analógicas (véase el **Capítulo 3: Módulo de Conversión Analógico-Digital**).

que se desea adquirir⁸, deben considerarse la tasa de muestreo y la precisión. Comparado con el nivel, la velocidad de adquisición para obtener la frecuencia de una señal es más baja, pero debe ser lo suficientemente rápida para evitar el anti-alias⁹.

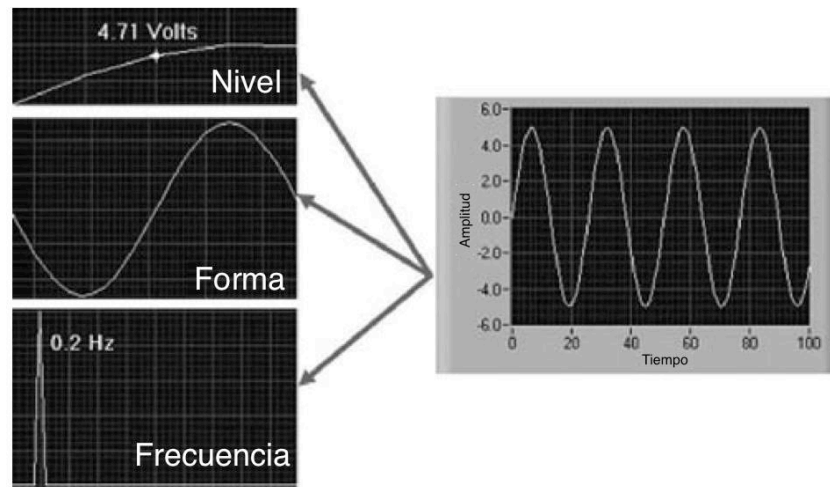


Fig 1.1 Características principales de una señal analógica¹⁰.

Las señales digitales sólo tienen dos posibles valores en el tiempo: ALTO y BAJO (o encendido y apagado). Estas señales deben cumplir con ciertas especificaciones, concretamente la lógica transistor a transistor (TTL: *Transistor-Transistor Logic*¹¹) y la TTL compatible con CMOS. La Fig 1.2 muestra las características principales de las señales digitales:

- a. Estado: se refiere a si la señal tiene un nivel ALTO o BAJO.
- b. Tasa: define cuánto cambia la señal respecto al tiempo. Se diferencia de la frecuencia ya que mide qué tanto se repite una parte de la señal, además de que la tasa puede medirse con un contador/timer. Para medir la tasa hay que recordar que un “evento” corresponde a un cambio de estado en la señal digital.

⁸ Aplicaciones como el análisis de voz, telecomunicaciones y estudios sísmicos requieren información sobre la frecuencia.

⁹ Para preservar información de forma y frecuencia, es necesario adquirir la señal a una frecuencia 10 veces mayor que la deseada. Es por esto que es muy importante conocer la frecuencia de la señal a adquirir. Véase el **Capítulo 3: Módulo de Conversión Analógica-Digital** para una mejor explicación sobre este fenómeno.

¹⁰ Tomado de (Anderson et al., 2008) p. 29-3, modificado.

¹¹ La especificación TTL determina los niveles de voltaje para los valores de ALTO y BAJO. El voltaje para el valor BAJO se encuentra entre 0~0.8V mientras que el voltaje para ALTO se encuentra entre 2~5V.

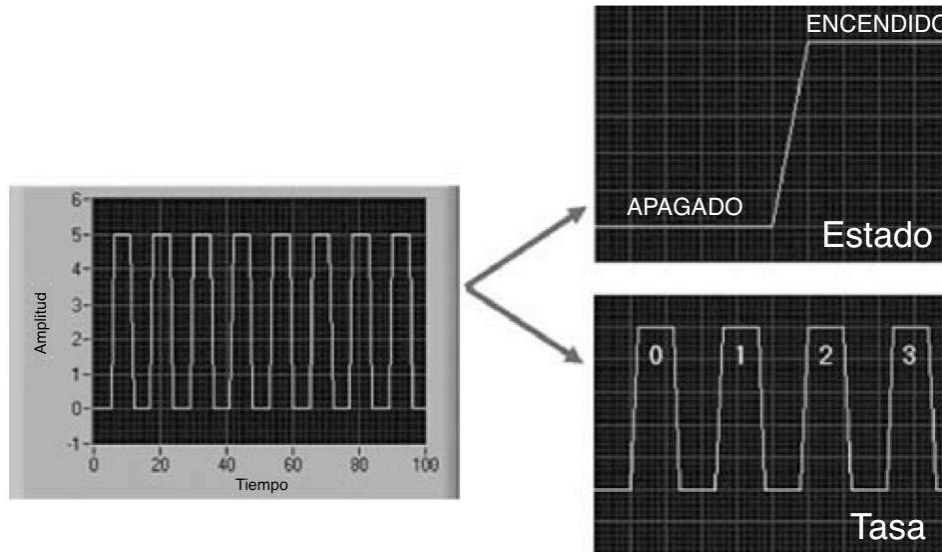


Fig 1.2 Características principales de una señal digital¹².

Generalmente cuando un adquisidor registra señales digitales, en realidad lo que realiza es una comunicación (transferencia de datos) que usualmente es bidireccional. La velocidad del adquisidor a la cual los datos pueden ser enviados/recibidos dependerá de la cantidad de datos, las características del hardware y la velocidad del equipo que se esté adquiriendo.

1.1.3. Acondicionamiento de señal

Además de conocer las propiedades y características de la señal a adquirir, es muy importante “preparar” la señal antes de registrarla.

Las señales del mundo real requieren de acondicionamiento antes de ser conectados a un sistema adquisidor de datos. Este acondicionamiento permite remover componentes no deseados (en su mayor parte ruido) de las señales analógicas o digitales.

Para las señales analógicas es importante contar con un filtro anti-alias mientras que en el uso de señales digitales es importante remover picos de señal, también mediante filtros, que impidan señales en falso. Otro factor a considerar es el asilamiento entre las señales y los circuitos, y la protección del circuito contra voltaje y corriente.

No todo el acondicionamiento se hace a favor de la seguridad del sistema; el acondicionamiento de señal también incluye operaciones como amplificación, atenuación, multiplexación, excitación y compensación de unión fría¹³.

¹² Tomado de (Anderson et al., 2008) p. 29-4, modificado.

¹³ Una unión fría es una “unión” de compensación. Se utiliza principalmente con termocopladores debido a que su característica diferencial les impide obtener temperaturas absolutas (referenciadas). El cold-junction puede tratarse de una implementación física (baño frío), un circuito integrado o un cálculo matemático hecho con interpolación polinomial.

1.1.4. Estandarización de los datos

La versatilidad de los sistemas de adquisición ha hecho posible la creación de bases de datos y redes de adquisición mundiales. Esto ha dado lugar a protocolos de estandarización para su intercambio y análisis; su importancia radica en la posibilidad de ser interpretados por investigadores en cualquier parte del mundo.

La confiabilidad de los datos obtenidos por un sistema de adquisición depende de la calibración del convertidor analógico-digital y de la correcta implementación de la etapa de instrumentación de la señal analógica.

Si bien el tratamiento (formato) que se le puede dar a una señal digital depende del programa con el que se quieren analizar los datos, han surgido nuevas tendencias que pretenden estandarizar el lenguaje con el que se registran. A continuación se mencionan dos de estos protocolos que han surgido a partir de la necesidad de intercambiar datos en la red¹⁴, ambos fueron desarrollados por W3C (*World Wide Web Consortium*):

- a. XML (*eXtensible Markup Language*): es un metalenguaje para definir la gramática de lenguajes específicos¹⁵. Como tal, se propone como una tecnología estándar que define lenguajes para poder intercambiar información de manera estructurada entre diferentes plataformas. Su principal ventaja es la de poder transformar datos en información con significado y contexto; esta estructura permite que un tercero pueda entender la información y procesarla sin importar la versión XML con la que se haya escrito.
- b. WEB semántica: es una tecnología definida como “una WEB de datos que pueden ser procesados directa e indirectamente por máquinas [computadoras]” (Herman and Feigenbaum, 2009). La parte clave de la WEB semántica es su capacidad de crear conexiones para el usuario a partir de la interpretación del significado de un dato; esto permite que se puedan compartir aplicaciones simultáneamente para hacer referencias cruzadas entre datos (archivos) y líneas de tiempo.

Para poder analizar los datos, es necesario contar también con una estampa de tiempo. La estampa de tiempo es una secuencia de caracteres marcando la fecha/hora en la cual ocurrió un evento. El formato de esta secuencia está dado por el protocolo ISO 8601.

El protocolo ISO 8601:2004 es un estándar internacional para la representación de fechas y horas. El ISO 8601 cubre las siguientes representaciones: fecha, hora del día, tiempo universal coordinado UTC, hora local con offset UTC, fecha y hora, intervalos de tiempo e intervalos recurrentes de tiempo. La Tabla 1.1 muestra las posibles representaciones de la estampa de tiempo de acuerdo al ISO 8601:

14 No se analizan a detalle estos protocolos por dos motivos: el primero es que la tarjeta presentada en este proyecto no realiza ninguna función de formato de datos digitales, y el segundo es que no existe realmente un estándar oficial de formato de archivo. Para una información más detallada sobre el uso de estos dos protocolos consúltese la bibliografía.

15 Similar al HTML. La extensibilidad se refiere a la adición de nuevas etiquetas sin tener que reescribir el protocolo.

Tipo	Representación	Consideraciones
Fecha de calendario	YYYY-MM-DD	D: día de la semana (01:lunes-07:domingo)
Fecha semanal	YYYY-ww-D	DD: día del mes (01-31)
Hora del día	hh:mm:ss	hh: número de horas completas que han pasado desde la media noche.
Fecha y hora	YYYY-MM-DDThh:mm:ss	MM: mes del año (01:enero-12:diciembre)
		mm: número de minutos completos desde el inicio de la hora
		ss: número de segundos que han pasado desde el inicio del minuto.
		T: separador de componentes de fecha y hora.
		ww: semana del año (01-52/53)
		YYYY: año

Tabla 1.1 Formato de fecha y hora de acuerdo al ISO 8601:2004.

El valor de la estampa de tiempo de un dato dependerá del tiempo del sistema de adquisición de datos en ese momento. Para que el sistema cuente con un reloj estandarizado, se utiliza el Sistema de Posicionamiento Global (GPS).

El GPS consiste de un conjunto de satélites que transmite señales que al decodificarse proporcionan información sobre la ubicación de un dispositivo en espacio y tiempo sin importar el lugar, la hora del día, la fecha o el clima local. Esta “independencia” del reloj GPS evita la calibración periódica del reloj y proporciona una estampa de tiempo con un valor estandarizado¹⁶.

1.2. Tarjeta Digitalizadora TDusb

La tarjeta adquisidora de datos realizada para este proyecto tiene como nombre clave *TDusb* (Tarjeta Digitalizadora USB).

La propuesta de una tarjeta adquisidora de datos surgió por la necesidad de contar con un registrador de datos sísmicos personalizable. Sin embargo, conforme se fue avanzando en el trabajo, el enfoque que se le dio a la tarjeta digitalizadora fue ampliándose para poderse utilizar en otro tipo de aplicaciones (no sólo el sísmico).

La tarjeta descrita a lo largo de este trabajo podría definirse como un adquisidor genérico. Esta descripción permite a cualquier investigador personalizar el sistema de acuerdo a sus necesidades (hardware y software) sin empezar “desde cero”, dedicándole más tiempo de investigación al tema mismo y no a su implementación.

¹⁶ El siguiente capítulo ahonda sobre las propiedades, manejo y ventajas del GPS.

1.2.1. Principales características

La Fig 1.3 muestra el diagrama de bloques de la tarjeta TDusb:

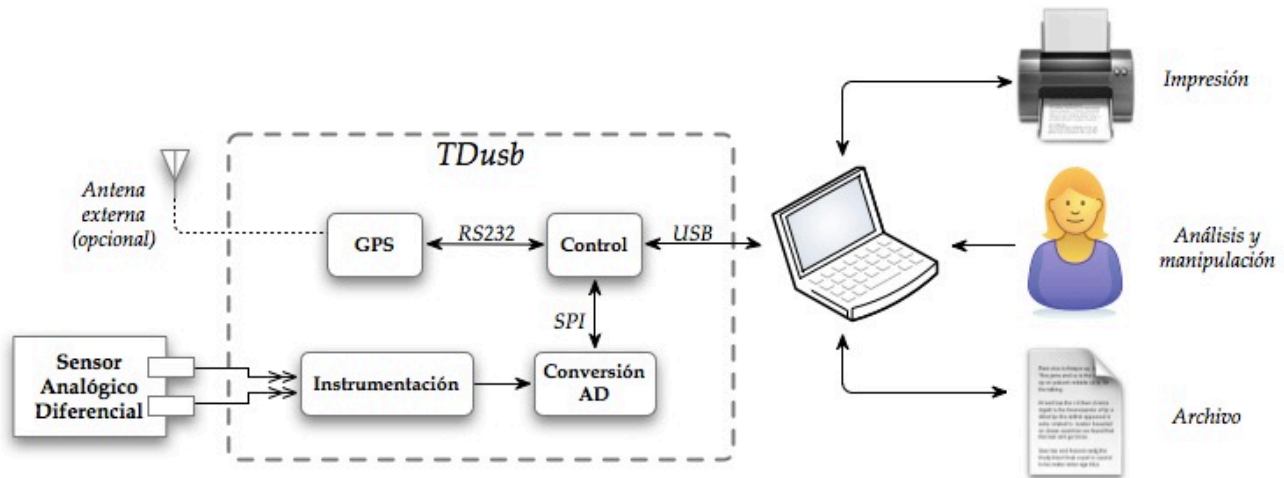


Fig 1.3 Diagrama de boques de la tarjeta TDusb.

- Módulo de GPS: proporciona el fechado y ubicación por medio del Sistema de Posicionamiento Global.
- Módulo de conversión analógica digital: contiene una etapa de instrumentación de la señal (adecuación) y una etapa de conversión analógica digital realizada por un convertidor externo de 24 bits.
- Módulo de control: está formado por un microcontrolador y su programa respectivo (software). Controla las diferentes comunicaciones que se llevan a cabo en el sistema: la comunicación serial asíncrona UART, la comunicación serial síncrona SPI y la comunicación USB clase CDC.

El siguiente capítulo trata exclusivamente del módulo GPS. En él se explicará en qué consiste el Sistema de Posicionamiento Global, su importancia, control y aplicación dentro del proyecto.

(Página dejada intencionalmente en blanco)

Capítulo 2: Módulo GPS

GPS significa *Global Positioning System* (Sistema de Posicionamiento Global) y es un sistema de navegación basado en satélites desarrollado por el Departamento de Defensa de Estados Unidos en los 70s. Inicialmente usado por los militares, fue liberado para uso comercial en los 80s, siendo declarado oficialmente que el sistema había alcanzado una total capacidad operacional el 17 de julio de 1995.

El GPS consiste de un conjunto de 24 (o más) satélites operacionales orbitando alrededor de la Tierra con una inclinación de 55° al ecuador. Para asegurar una cobertura constante éstos se encuentran acomodados de tal forma que 4 satélites se encuentren en cada uno de los 6 planos orbitales (Fig 2.1), los cuales se numeran de la A a la F. Esta geometría permite que siempre haya entre 4 y 10 satélites visibles.

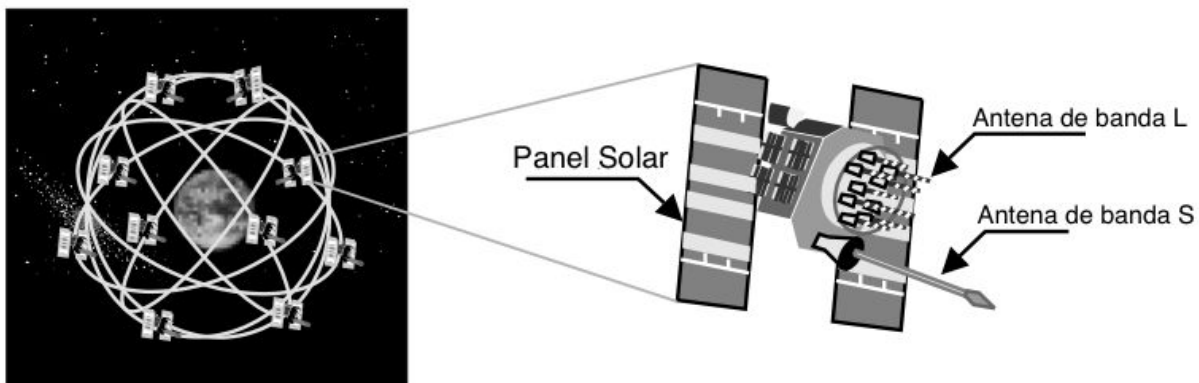


Fig 2.1 Configuración de satélites GPS en órbita y principales características de un satélite GPS¹.

Como se ha mencionado, el GPS fue desarrollado como un sistema militar, pero más tarde fue accesible al público. Sin embargo, para mantener la ventaja militar, el Departamento de Defensa estadounidense provee dos niveles de posicionamiento y sincronización GPS: el Servicio de Posicionamiento Preciso (PPS: *Precise Positioning Service*) y el Servicio de Posicionamiento Estándar (SPS: *Standar Positioning Service*).

EL PPS es el servicio más preciso. Usa uno de los códigos de transmisión GPS, el código P(Y), el cual sólo es accesible para usuarios autorizados; generalmente las fuerzas militares estadounidenses.

El SPS es menos preciso que el PPS. Usa el segundo tipo de código GPS, el código C/A, el cual es libre de cargo para usuarios en todo el mundo; tanto autorizados como no autorizados. Actualmente el nivel de precisión del SPS se acerca mucho al PPS.

¹ Tomado de (El-Rabbany, 2002) p. 2, modificado.

El sistema GPS consiste de tres segmentos que se detallan a continuación (la Fig 2.2 muestra una representación gráfica de los mismos):

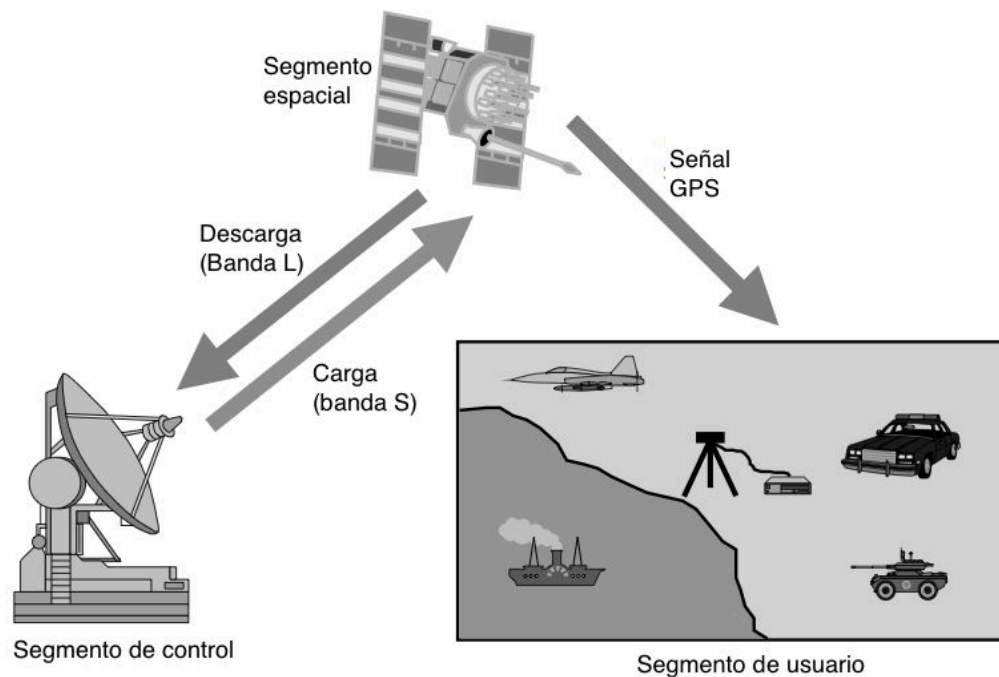


Fig 2.2 Segmentos del GPS².

- *Segmento espacial*: consiste del conjunto de 24 satélites. Cada uno de ellos emite una señal que tiene varios componentes: dos ondas senoidales (frecuencias de portador), dos códigos digitales y un mensaje de navegación. Los códigos y el mensaje de navegación se añaden a los portadores como modulaciones binarias de doble fase. Los portadores y los códigos se usan para determinar la distancia entre el receptor del usuario y los satélites.
- *Segmento de control*: consiste en una red internacional de estaciones de rastreo con una estación maestra de control (MCS: *Master Control Station*) localizada en Colorado Springs en Estados Unidos. La tarea del segmento de control es rastrear los satélites GPS para determinar y predecir consideraciones tales como la ubicación de los satélites, integridad del sistema, comportamiento de los relojes atómicos, datos atmosféricos o almanaque del satélite. Esta información es cargada a los satélites GPS mediante el vínculo de la banda S.
- *Segmento del usuario*: incluye usuarios militares y civiles. Con un receptor GPS conectado a una antena GPS, un usuario puede recibir señales GPS para determinar su posición en cualquier parte del mundo. Actualmente el GPS está disponible para cualquier usuario del mundo sin ningún cargo directo.

Otro uso del GPS es la determinación de la velocidad del usuario. El método más común para obtenerla es estimando la frecuencia Doppler de la señal GPS recibida, como resultado del

² Tomado de (El-Rabbany, 2002) p. 3, modificado.

movimiento relativo del satélite y el receptor. También se puede obtener la orientación de un cuerpo rígido con ayuda del GPS. La orientación puede ser descrita por tres ángulos de rotación de tres ejes del cuerpo respecto a un sistema de referencia y se determina equipando el cuerpo con al menos 3 receptores GPS (o un receptor especial) conectados a tres antenas. Este uso del GPS es muy común en naves marítimas y espaciales.

2.1. Funcionamiento

Cada satélite transmite una señal de radio compuesta de dos frecuencias de portador (senoidales) moduladas por dos códigos digitales y un mensaje de navegación. Las dos frecuencias son generadas a 1,575.42 MHz (portador L1) y 1,227.60 MHz (portador L2); aproximadamente 19 y 24.4 cm, respectivamente. La disponibilidad de las dos frecuencias de portador permite corregir uno de los mayores errores del GPS: el retardo ionosférico. Todos los satélites transmiten las mismas frecuencias de portador L1 y L2, pero la modulación es diferente en cada satélite para minimizar la interferencia de señal y permitir al receptor identificar cuál satélite está transmitiendo un código en particular.

Los dos códigos de modulación se llaman Adquisición/Gruesa (C/A: *Coarse Acquisition*) y Precisión (P: *Precision*). Cada código consiste de un flujo de dígitos binarios (unos y ceros), conocidos como bits o chips. Esta modulación se llama modulación de doble-fase, ya que la frecuencia del portador varía 180° cuando los valores del código cambian de cero a uno o de uno a cero. Los códigos se conocen como códigos PRN (*PseudoRandom Number*: Número Pseudo-Aleatorio) ya que parecen códigos aleatorios, aunque en realidad son generados con complejos algoritmos. En la actualidad el código C/A está modulado únicamente en el portador L1, mientras que el código P está modulado en ambos portadores L1 y L2.

El código C/A es una cadena de 1,023 dígitos binarios que se repiten cada milisegundo (1.023 Mbps), mientras que el código P es una cadena muy larga de dígitos binarios que se repite cada 266 días. Su tasa es 10 veces mayor que la del código C/A (10.23 Mbps = 2.35×10^{14} bits). El código de 266 días está dividido en 38 segmentos de 1 semana: 32 para cada uno de los satélites, el resto está reservado para otros usos.

Por otra parte, el mensaje de navegación es un flujo de datos añadido a los portadores L1 y L2 como una modulación binaria de doble fase con una tasa de 50 kbps. Ésta consiste de 25 "marcos" de 1,500 bits cada uno (37,500 bits en total), los cuales son transmitidos en 750 s (12.5 min). El mensaje de navegación contiene: coordenadas de los satélites GPS en función del tiempo, condición de la salud del satélite, corrección del reloj del satélite, almanaque del satélite y datos atmosféricos, entre otros.

La idea detrás del GPS es muy simple: si se conoce la distancia de un punto de la Tierra (receptor GPS) a tres satélites y si se conoce la posición de los satélites, entonces la posición del punto (receptor) puede ser determinada por medio de la triangulación.

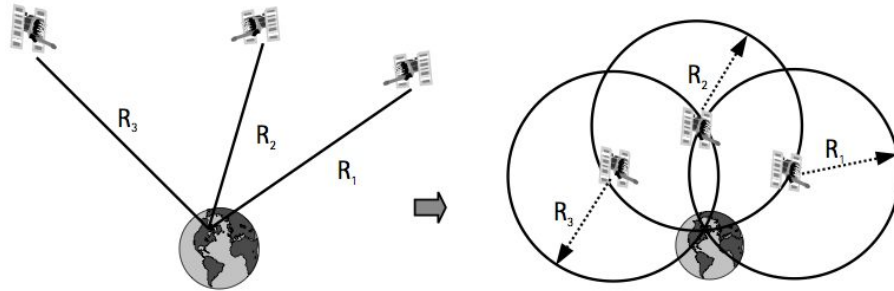


Fig 2.3 Principio de funcionamiento del GPS³.

Teóricamente, sólo tres distancias a tres satélites rastreados simultáneamente son necesarios. En este caso, el receptor se encuentra en la intersección de tres esferas: cada una con un radio equivalente a la distancia del receptor a un satélite y centrada en ese satélite en particular (Fig 2.3). Sin embargo desde el punto de vista práctico, es necesario un cuarto satélite para compensar el reloj del receptor.

La distancia entre el receptor GPS y el satélite GPS se mide a través del pseudorange⁴. El procedimiento es el siguiente:

Supongamos que el reloj del satélite y el reloj del receptor están sincronizados perfectamente entre sí. Cuando el código PRN (C/A o P) es transmitido desde el satélite, el receptor genera una réplica exacta del mismo (Fig 2.4). Después de un tiempo, equivalente al tiempo de recorrido de la señal en el espacio Δt , el código transmitido será registrado por el receptor. Comparando el código transmitido con su réplica, el receptor puede calcular el tiempo de recorrido de la señal. Multiplicando este tiempo por la velocidad de la luz (299,729,458 m/s) se obtiene la distancia entre el satélite y el receptor.

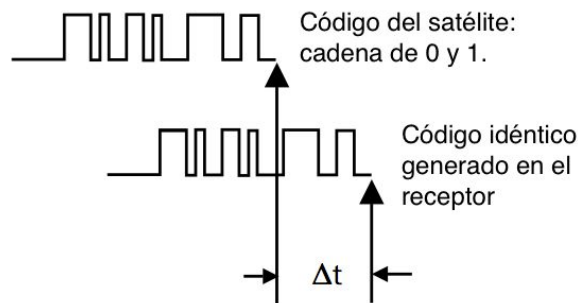


Fig 2.4 Medición del pseudorange⁵.

Desafortunadamente, ya que en realidad los relojes no están perfectamente sincronizados, el rango medido está contaminado con errores y tendencias. Es por esto que se le llama pseudorange y no rango.

³ Tomado de (El-Rabbany, 2002) p. 9.

⁴ En realidad se trata de la distancia entre la antena del receptor y la antena del satélite.

⁵ Tomado de (El-Rabbany, 2002) p. 20, modificado.

2.2. Receptores GPS

Los receptores son la parte del hardware más importante del módulo GPS. Existen cientos de modelos en el mercado con diferentes características (baterías extras, antenas externas, filtros integrados, etc.), aunque todos deben de cumplir la misma función: recolectar las señales de los satélites GPS y convertirlas en mediciones⁶.

Decodificar la señal GPS no es algo fácil. Un satélite GPS transmite una débil señal de 40 *watts* en un cono de aproximadamente 28°. Con un foco situado a casi 18,000 *km*, el cono cubre toda la tierra⁷. Al transmitir en baja potencia dentro un área tan extensa, la señal GPS es susceptible al ruido electromagnético que la rodea, es por esto que intencionalmente ocupa una frecuencia más amplia de lo que debería. Esto evita interferencias, mitiga el *multipath* y permite un rastreo no-ambiguo de los satélites.

La Fig 2.5 muestra el diagrama general de un receptor GPS, a continuación se describen brevemente las funciones de los bloques básicos.

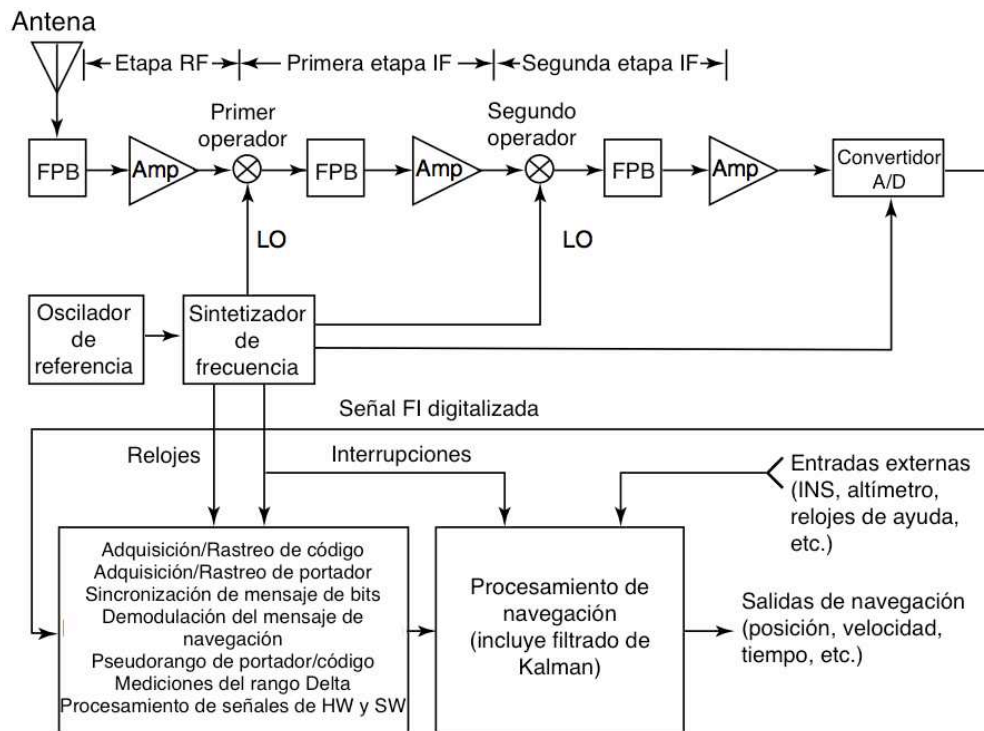


Fig 2.5 Diagrama de un receptor GPS⁸.

6 (Van Sickle, 2001) p. 91.

7 En comparación, un satélite de telecomunicaciones típico transmite una señal de mayor potencia de forma directa hacia un solo punto. Otra diferencia a considerar es que estas señales se reciben comúnmente en grandes antenas de plato, mientras que las señales GPS se reciben en pequeñas antenas externas o integradas dentro del mismo receptor.

8 Tomado de (Grewal et al., 2001) p. 81, modificado. FPB: Filtro Paso-Banda. Amp: Amplificador Operacional. FI: Frecuencia Intermedia. RF: Radio Frecuencia. INS: Inertial Navigation System. HW: HardWare. SW: SoftWare.

2.2.1. Etapas de Radio Frecuencia (RF y FI)

El primer procesamiento de la señal GPS corresponde a un filtro para reducir la interferencia; debido a que el cable coaxial atenúa la señal recibida por la antena, también se incluye un amplificador operacional que le otorga entre 35~55 *db* de ganancia.

Para poder trabajar con las señales provenientes de la antena, es necesario que éstas se encuentren en un ancho de frecuencia común. Esto se logra combinando la señal de entrada con una señal armónica generada por un oscilador de referencia interno (primer operador). En este punto se hace la medición del pseudorange.

Después, la señal pasa por otro filtro paso-banda⁹ para eliminar altas frecuencias indeseables y más ruido, magnificándose nuevamente con un amplificador operacional (OPAMP). La salida resultante se conoce como *Frecuencia Intermedia* (FI) y corresponde a la diferencia entre la frecuencia del portador, afectada por el efecto Doppler, y la frecuencia del oscilador del receptor.

La antena no discierne la información que recibe, así que ésta entra de manera simultánea en el receptor. Generalmente hay varias etapas de FI antes de que la señal sea copiada en un canal. La función de los canales es identificar y separar las señales unas de otras: extrae el código y la información del portador para cada satélite particular. Un receptor puede tener entre 3 y 60 canales físicos, el típico número es 12; un receptor con 12 canales se conoce también como un receptor paralelo.

2.2.2. Digitalización

El procesamiento digital de señales se usa para rastrear la señal de los satélites, calcular el pseudorange y demodular los 50 *bits* de transmisión de datos. Para esto, la señal es muestreada y digitalizada por un *convertidor analógico-digital* (ADC).

La mayoría de los ADC usan una cuantización de 1 *bit* debido al bajo costo que representan y la insensibilidad que presentan a cambios en niveles de voltaje. Algunos más avanzados alcanzan cuantizaciones de 1.5~3 *bits* para eliminar el *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) e interferencia en la señal. Muchos dispositivos militares usan más de 3 *bits* para extender el rango dinámico, evitando que las interferencias saturen el ADC.

2.2.3. Microprocesador

El microprocesador es el cerebro que controla el receptor, manejando el flujo de datos interno y externo. Controla los circuitos digitales que a su vez controlan el rastreo y mediciones, obtienen las efemérides y determinan la posición de los satélites, entre otras funciones. Algunos receptores tienen incluso funciones de posicionamiento diferencial que requieren un proceso más complejo de las señales recibidas.

⁹ Para código P el corte es de 20 *MHz* y para código C/A es de 2 *MHz* aproximadamente. Generalmente se utilizan filtros SAW (ver **Anexo 6.2 Comparativa de Receptores GPS**).

Otra de las funciones importantes del microprocesador es la adecuación de las señales de salida. Existe un protocolo estándar de mensajes GPS del que se hablará más adelante, pero la salida de los receptores puede ser tanto TTL como RS-232; hay incluso módulos GPS que tienen una salida directa a USB.

El tiempo de trabajo del microprocesador es rápido, ya que se espera que el receptor GPS entregue posiciones finales de manera “instantánea” en tiempo real.

2.3. Antenas

La antena de un GPS recibe las señales de los satélites. Su principal función es la conversión de ondas electromagnéticas en corrientes adecuadas para la sección RF del receptor. No hay un tipo de antena específico para un módulo GPS, pero debido a que la señal es muy débil, la eficiencia de la antena y su correcta configuración es importante.

Generalmente, las antenas para GPS tienen una polarización circular a la derecha¹⁰ y su patrón de recepción es un hemisferio para poder recibir señal de los satélites GPS en cualquier dirección acimutal¹¹, eliminando la necesidad de apuntar directamente hacia la fuente.

Respecto a la orientación de la antena, hay que recordar que la posición del centro de fase¹² del GPS se encuentra justo en la posición del final de la antena, y no en su centro físico. Esto crea un pequeño error vertical de menos de 10 *cm*. Estos errores pueden disminuirse también si se usan antenas del mismo fabricante. Algunos de ellos compensan este error de offset al recomendar la misma orientación para todas las antenas, incluso marcándolas para ser rotadas en el mismo acimutal (usualmente norte). La altura misma del dispositivo debe ser tomada en cuenta.

Debido a la corta longitud de onda de las frecuencias L1 y L2, la gran mayoría de los receptores tiene una antena integrada, aunque prácticamente todos pueden acomodar también una antena externa. La implementación de una antena externa depende de la sofisticación de la aplicación que se requiera. Estas antenas “extras” junto con los cables coaxiales (de longitud estándar de 10 y 60 *m*) específicos para un tipo de receptor, se pueden obtener con el mismo fabricante del receptor. Debido a que la pérdida en el cable es considerable (casi 1 *dB* por cada 3 *m*) a veces es necesario agregar un preamplificador de bajo ruido¹³ (antena activa).

10 Se refiere al campo electromagnético radiado por la antena. La polarización se define como la figura geométrica que traza el extremo del vector campo eléctrico a una cierta distancia de la antena al variar el tiempo. En este caso, se trata de una polarización circular con un sentido de giro del campo electromagnético hacia la derecha (dextrógiro).

11 Del cenit hasta el horizonte.

12 Contorno del campo electromagnético alrededor del centro electrónico de la antena; cuasi-esférico.

13 Generalmente tienen una ganancia de 20~40 *dB* y se alimentan directamente del cable coaxial (con filtros desacopladores adecuados para aislar la señal de la alimentación). Este amplificador sitúa el ruido de todo el sistema entre 3~4 *dB*.

2.3.1. Tipos de antenas

Antena Impresa (microstrip o de parche). Es el tipo de antena más común, utilizado generalmente en dispositivos de bajo costo. Los elementos de la antena se forman grabando el cobre de una tarjeta de circuito impreso para crear una unidad rugosa de pequeño contorno. Este tipo de antena se usa también en aplicaciones de aviación, ya que es fácil integrar la antena a la carcasa de la nave.

Antenas de domo. Este tipo de antenas se encuentra almacenada en una caja en forma de burbuja.

Antena de cuchilla. Esta antena también es común en aplicaciones de aviación, se parece a una pequeña ala sobresaliendo de su base.

Antena helicoidal (de voluta). Las antenas helicoidales contienen elementos que se encuentran repartidos en espiral a lo largo de un eje que generalmente apunta hacia el cenit. En algunos diseños, los elementos se graban en un cilindro laminado forrado de cobre para reducir costos. Las antenas helicoidales suelen ser más complejas y costosas de manufacturar que las de parche, pero tienden a ser más efectivas. Algunos dispositivos GPS utilizan este tipo de antena como una unidad articulada que puede ajustarse para apuntar directamente hacia el cielo. Una variante muy popular es la helicoidal cuadrifilar, la cual consiste de cuatro helicoidales acomodadas simétricamente alrededor de un núcleo aislante.

Antenas Choke-Ring. En algunas aplicaciones de precisión, como la topografía, las antenas *choke-ring* se usan para reducir los efectos de los componentes de las señales *multipath* que se reflejan del suelo. Estas antenas (tipo parche o helicoidal) tienen un plano de tierra que contiene una serie de canales concéntricos de un cuarto de longitud de onda de profundidad para contrarrestar las *multipath* al reducir la ganancia. También, al acortar las puntas bajas, las puntas altas tienen una gran impedancia para las frecuencias de GPS. El tamaño, peso y costo de las antenas *choke-ring* son significativamente mayores que las de diseño simple.

Antenas de arreglos en fase (direccionalidad nula). Aunque la mayoría de las aplicaciones GPS necesitan de un patrón de antena hemisférico, algunas aplicaciones militares necesitan que la antena sea capaz de insertar “nulos” en direcciones específicas para reducir el efecto de interferencias intencionales a la señal GPS. El tipo de antena que logra esto consiste de muchos elementos distribuidos en arreglos; al introducir dinámicamente de manera controlada cambios de fase en la señal de salida de cada elemento, suma después las salidas desfasadas de todos los elementos y pueden crearse “nulos” específicos en los patrones de la antena que son capaces de adaptarse, en tiempo real, a las amenazas de interferencia. No es necesario decir que este tipo de antenas son las más costosas e históricamente sólo han sido utilizadas por el ejército.

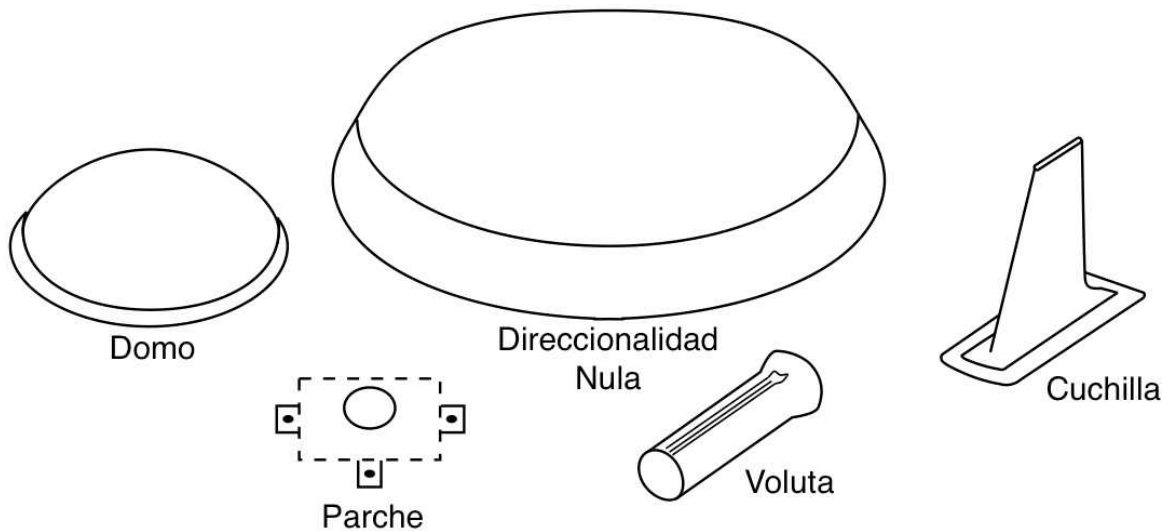


Fig 2.6 Varios tipos de antenas GPS¹⁴.

2.4. Precisión del GPS

La precisión de un GPS se refiere al grado de conformidad entre el estimado de posición, tiempo y/o velocidad de un receptor GPS y su verdadero tiempo, posición y/o velocidad respecto a un estándar constante.

Hablar de precisión para un GPS es un tema muy complejo que involucra una gran cantidad de factores; un GPS estándar para uso civil generalmente ofrece una precisión de pocos metros; la expectativa es de 20 m.

Incluso las especificaciones dadas por el fabricante pueden ser confusas, especialmente si benefician la descripción del producto. Algunos proveedores indican el valor obtenido bajo circunstancias óptimas (solo el 50% de las situaciones reales) y otros la indican bajo condiciones extremas (el 95% de las situaciones reales).

La precisión se expresa en términos que representan un porcentaje y su unidad son los metros. Los términos más comunes para representar la precisión son:

- CEP (*Circular Error Probable*): aplica sólo para precisión horizontal, expresa un nivel de confianza de 50%.
- SEP (*Spherical Error Probable*): aplica para precisión vertical y horizontal combinadas, también expresa un nivel de confianza de 50%.
- 2dRMS (o RMS): 1 RMS equivale a 1 desviación estándar, lo cual representa un nivel de confianza de 68%. 2dRMS equivale a 2RMS, lo cual representa el 95%.

¹⁴ Tomado de (Grewal et al., 2001) p. 99, modificado.

Esto significa que si un receptor reporta una precisión de 1 m RMS, las posiciones dadas por el receptor se encontrarán a una distancia de 1 m de la posición real el 68% de las veces. El 32% restante, las posiciones no se encontrarán a 1 m de la posición real.

A continuación se detallan algunos de los métodos para aumentar la precisión de un sistema GPS.

2.4.1. GPS Diferencial (DGPS)

Uno de los métodos más comunes para aumentar la precisión es el uso DGPS. Lo único que se necesita es tener un GPS fijo (base) y otro móvil. Cuando la posición de la base se conoce de manera precisa, puede enviarse una señal correctiva que es recibida y analizada en el receptor móvil. Aunque esta señal es libre de cargo, al igual que las señales GPS, aumenta el costo del receptor de onda larga, que debe estar entre las frecuencias de 283.5~325.0 kHz.

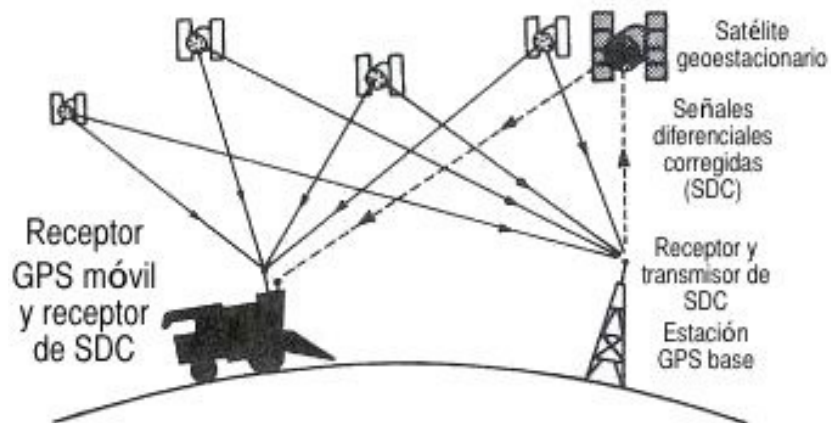


Fig 2.7 Sistema DGPS¹⁵.

2.4.2. Sistema de Aumentación de Amplia Cobertura (WAAS¹⁶)

WAAS es un método parecido al DGPS, solo que cubre un área mayor: Estados Unidos, Alaska y parte de Canadá y México (Fig 2.8). Fue creada principalmente para fines aeronáuticos comerciales.

15 Tomado de (SDView Project, 2009), modificado.

16 *Wide Area Augmentation System*. En general este tipo de sistemas es llamado SBAS (*Satellite Based Augmentation System*). Se menciona el WAAS porque cubre parte del territorio Mexicano.

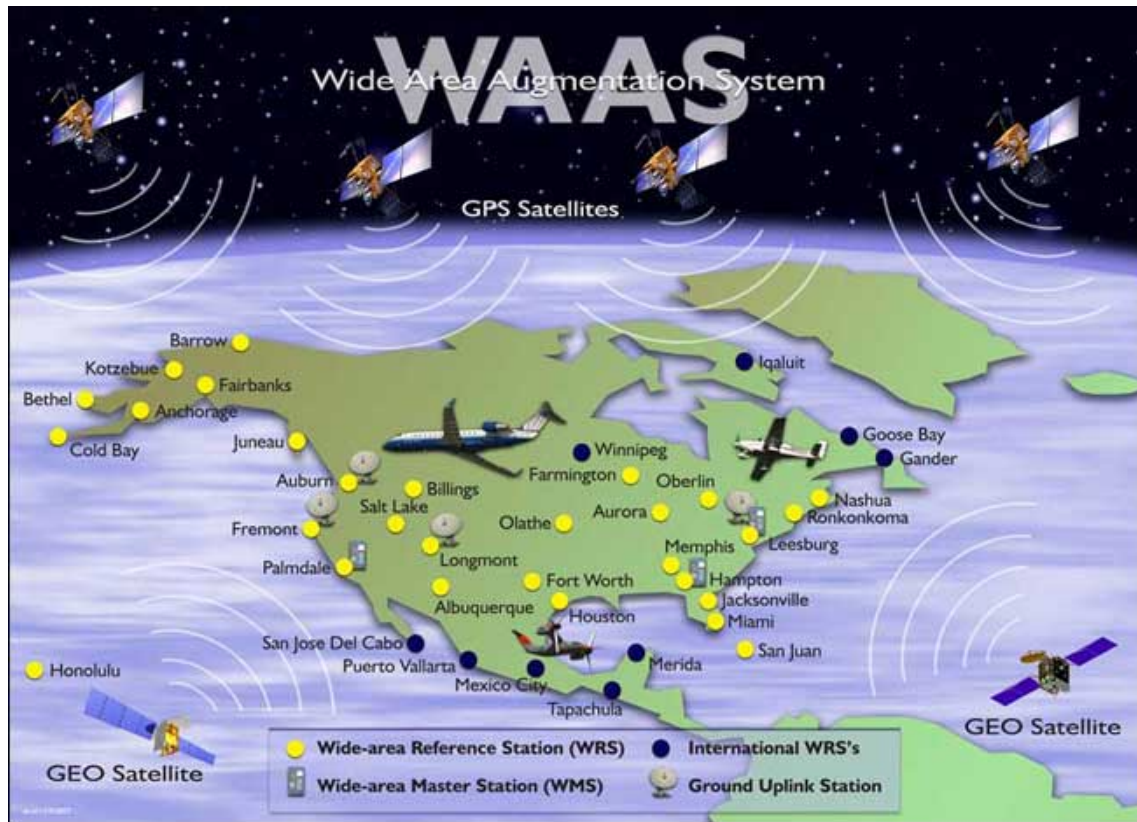


Fig 2.8 Visión general del sistema WAAS¹⁷.

Alrededor de Estados Unidos hay 25 estaciones de referencia. Los receptores GPS de estas estaciones reciben la misma señal que los GPS comunes, pero son continuamente supervisados para ser lo más precisos posibles. Al conocer su posición, las estaciones calculan el tiempo¹⁸, para comparar su cálculo con el tiempo actual y crear un factor de corrección.

Este factor de corrección se envía a dos estaciones maestras situadas en las dos costas de Estados Unidos, las cuales arman algoritmos de corrección que valoran la integridad del sistema. Por último, un mensaje de corrección se carga en los dos satélites WAAS que se encuentran en órbitas geoestacionarias.

La misión de los satélites es entonces, transmitir la información de corrección al usuario en la misma frecuencia GPS. El receptor GPS decodifica la información y la aplica a su posición actual, mejorando la precisión.

El equivalente europeo se llama EGNOS¹⁹ y algunos países más como China, Rusia, India (GAGAN) y Japón (MSAS) ya se encuentran desarrollando su propio sistema.

17 Tomado de (FAA, 2007).

18 Contrario a los GPS convencionales que utilizan el tiempo para calcular su posición.

19 *European Geostationary Navigation Overlay*. Se espera que sea sustituida por el sistema Galileo para el 2014.

La siguiente tabla muestra una comparativa de valores de precisión típicos para los métodos discutidos:

GPS normal	±15m
DGPS	±3~5m
WAAS/EGNOS	±1~3m

Tabla 2.1 Valores de precisión típicos.

Para poder hacer una descripción completa de la precisión de un GPS es necesario tomar en cuenta los siguientes datos:

- *Tiempo de ocupación*: se refiere al tiempo que requiere el GPS en una misma posición para alcanzar dicha precisión. Puede ir de un segundo a varios minutos.
- *Tipo de dato registrado* (fase o pseudorange).
- *Tipo de procesamiento* (fase o pseudorange).
- *Máximo DOP* (dilución de precisión) permitido: se refiere a la configuración de los satélites. Si los satélites están aglomerados (Fig 2.9.a), la posición triangular será menos precisa que cuando se encuentran repartidos en el cielo (Fig 2.9.b).

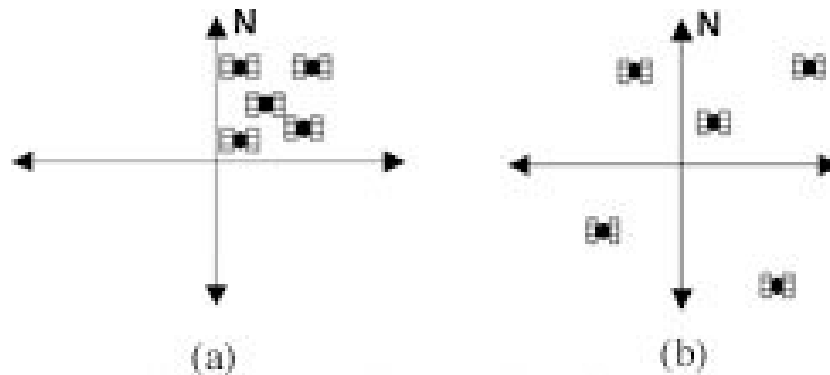


Fig 2.9 Configuración de satélites para un pobre DOP (a) y un buen DOP (b)²⁰.

- *Mínima intensidad de señal*: el ruido en la señal puede causar errores que van de 1 a 10m. Elementos como edificios o montañas interfiriendo entre los satélites y el receptor pueden causar errores de hasta 30m. También se ve afectada por las condiciones atmosféricas: la cantidad de partículas cargadas en la ionósfera así como el vapor de agua presente en la tropósfera.
- *Mínima distancia entre la base y los recibidores móviles*: sólo para DGPS.
- *Precisión horizontal contra precisión vertical*.

Debido al fondo militar del que proviene, siempre ha habido preocupación por el mal uso de las señales GPS, incluso desde antes que fuera accesible al público. La primera medida de la

²⁰ Tomado de (Stombaugh and Clement, 1999), modificado.

milicia estadounidense fue la creación de los dos códigos de modulación (C/A para la población civil y P para la milicia).

Adicionalmente, la Disponibilidad Selectiva (SA: *Selectable Availability*) fue usada para controlar la precisión de las señales GPS. La SA consiste en una degradación del código C/A de la señal GPS de hasta 100 *m* horizontal y 156 *m* vertical en los receptores civiles. Aunque la política fue removida el 2 de mayo de 2000, el Departamento de Defensa de EU se reserva el derecho de volverla a implementar cuando lo considere oportuno.

Otra restricción que sigue vigente es el Anti-Engaño (AS: *Anti-Spoofing*). Ésta se refiere a la inaccesibilidad del código P. Para evitar que el enemigo interfiera con las señales con un transmisor o “engaño” enviando un código P falso, la señal se encripta adicionalmente con un código secreto W.

A pesar de que sorpresivamente el código C/A tiene tanta precisión como el P y que el método DGPS incrementa la precisión de los receptores hasta 1.5 *m*, la desactivación del AS beneficiaría a investigadores y topógrafos que necesitan posiciones precisas para el monitoreo del movimiento de las placas tectónicas.

2.5. Medida del tiempo

La disponibilidad y operatividad del GPS depende de la existencia de una escala de tiempo exacta que sirva de base para sincronizar los tres segmentos del GPS. Debido a que la rotación de nuestro planeta no es uniforme²¹, el reloj terrestre resulta inexacto y no puede utilizarse como referencia para construir la base de tiempo del GPS. Por tanto, es necesario construir un reloj alternativo, absolutamente exacto, y diseñar un protocolo para sincronizarlo con el reloj Terrestre.

Estas son las medidas de tiempo oficiales, el UTC y el tiempo GPS se detallarán posteriormente:

- Tiempo Atómico Internacional (TAI): es una escala de tiempo continuo y constante. Su unidad es el segundo atómico, definido como una unidad del Sistema Internacional equivalente a 9,192,631,660 periodos de la radiación correspondiente a la transición entre dos niveles hiperfinos en el átomo de cesio 133.
- Tiempo Universal 0 (UT0): es la escala de tiempo generada por el día solar medio.
- Tiempo Universal 1 (UT1) es la escala de tiempo UT0 corregida por la componente rotacional inducida por el efecto de nutación²² de los polos.

²¹ De hecho, se ha comprobado que la Tierra gira cada vez más lento; el día actual es 16 *ms* más largo que hace mil años.

²² Debido a que la Tierra no es una esfera perfecta, la atracción gravitatoria del sol y la luna introducen pequeñas alteraciones en su movimiento. Este efecto cambia la orientación del eje de rotación, similar al cambio que sufre el eje de rotación de un trompo cuando va perdiendo energía. La nutación es la componente periódica de este movimiento, con un periodo de 18.6 años; la otra componente se llama precesión y tiene un periodo de 26,000 años (Salazar, 2006).

- Tiempo Universal 2 (UT2): es la escala de tiempo UT1 corregida por las variaciones periódicas y estacionales en la velocidad de rotación de la Tierra.
- Tiempo Universal Coordinado (UTC).
- Tiempo GPS.

2.5.1. Tiempo Universal Coordinado (UTC)

El UTC representa el estándar mundial de tiempo y fecha. Otros términos utilizados para referirse a él incluyen “tiempo Zulu” (UTCZ), “tiempo universal”, “tiempo civil” y “tiempo mundial”.

La denominación de Tiempo Universal Coordinado fue acuñada para eliminar la inclusión de una localización específica en un estándar internacional, así como para basar la medida del tiempo en estándares atómicos.

Este estándar reemplaza al anterior estándar conocido como *Tiempo Medio de Greenwich* (GMT). El GMT estaba basado en la posición celeste (y por lo tanto el tiempo) en el meridiano cero que atraviesa Greenwich, Inglaterra y fue el primer estándar de tiempo internacional, implementado por la Marina Real Británica y su flota mercante durante el siglo XIX.

A diferencia del GMT, el UTC no se define a partir de la posición celeste, sino a partir de relojes atómicos; tras reconciliar las diferencias observadas entre un conjunto de relojes atómicos, la *Oficina Internacional de Pesos y Medidas* (BIPM) determina la escala virtual²³ del UTC. También, debido a que la rotación de la Tierra no es uniforme y se retrasa con respecto al Tiempo Atómico, la escala UTC debe sincronizarse con la escala de UT2 añadiendo o quitando segundos de salto (*leap seconds*) a finales de junio o de diciembre, cuando resulta necesario. La puesta en circulación de los segundos de salto se determina por el *Servicio Internacional de Rotación de la Tierra* (IERS).

La escala de tiempo UTC es reconocida por el Centro Internacional de Pesos y Medidas (CIPM) como la referencia para el establecimiento de la hora en cada uno de los husos horarios internacionales. El UTC utiliza una notación de tiempo de 24 horas: la 1:00 am se expresa como 0100, un minuto después de las 1259 es 1300 y un minuto después de 2359 es 0000, el inicio de un nuevo día UTC.

Para convertir de UTC a una hora local, es necesario añadir o sustraer horas a él. Al oeste del meridiano cero y hasta la Línea Internacional de Cambio de Fecha (lo cual abarca casi toda América) es necesario sustraer horas. En la Tabla 2.2 se muestran los husos horarios de América del Norte y las horas que se necesitan sustraer para convertir de UTC a hora local.

²³ Es decir, no existe una señal física asociada a dicha escala. Esto implica que no es posible aplicar directamente el UTC en los procesos de sincronía, lo que hace necesaria la “materialización” del UTC en cada nación, a fin de utilizar dicho patrón como referencia para la generación de la hora oficial.

Huso Horario	Conversión
AST: Hora estándar del Atlántico	UTC-4
ADT: Hora de verano del Atlántico	UTC-3
EST: Tiempo estándar del Este	UTC-5
EDT: Hora de verano del Este	UTC-4
CST: Tiempo Estándar del Centro	UTC-6
CDT: Hora de verano del Centro	UTC-5
MST: Hora estándar de la Montaña	UTC-7
MDT: Hora de verano de las Montañas	UTC-6
PST: Tiempo estándar del Pacífico	UTC-8
PDT: Hora de verano del Pacífico	UTC-7
AKST: Tiempo estándar de Alaska	UTC-9
AKDT: Hora de verano de Alaska	UTC-8
HST: Hora estándar de Hawai y Aleutianas	UTC-10

Tabla 2.2 Husos Horarios de América del Norte y su Offset UTC.

Es importante recordar que el UTC también es un estándar de fecha: si nos encontramos en CST y deseamos conocer el tiempo local de un evento ocurrido a las 0400 UTC del sábado, haciendo los cálculos la conversión corresponde a las 10:00 pm del VIERNES (no del sábado).

2.5.1.1. Hora oficial en México

El 4 de junio del 2007 en el Diario Oficial de la Federación (DOF) se publicó el establecimiento del Patrón Nacional de Escalas de Tiempo, a cargo del Centro Nacional de Metrología (CENAM), el cual define el valor numérico de la Hora Oficial en los Estados Unidos Mexicanos en términos del UTC(CNM).

Por otro lado, la Ley Federal sobre de Metrología y Normalización (LFMyN) establece que el Sistema General de Unidades de Medida es el único de uso legal en el país, y que está integrado entre otras, por las unidades de medición de base o derivadas que apruebe la CIPM, o aquellas que apruebe la Secretaría de Economía.

El CENAM genera y disemina la Hora oficial en los husos horarios establecidos en la *Ley del Sistema de Horario de los Estados Unidos Mexicanos*²⁴, distribuidos en función de la posición geográfica. Así mismo, define las zonas horarias y la forma en que se relaciona la hora en cada zona con la hora UTC.

La Hora Oficial en México está definida en términos del UTC(CNM) de acuerdo a las siguientes relaciones²⁵ (la Fig 2.10 representa estas relaciones de manera gráfica):



Fig 2.10 Husos Horarios del Territorio Mexicano²⁶.

- a. Tiempo del centro = UTC(CNM) - N ; corresponde al CST y aplica para los estados de Aguascalientes, Campeche, Coahuila, Colima, Chiapas, Distrito Federal, Durango, Guanajuato, Guerrero, Hidalgo, Jalisco, Estado de México, Michoacán, Morelos, Nuevo León, Oaxaca, Puebla, Querétaro, Quintana Roo, San Luis Potosí, Tabasco, Tamaulipas, Tlaxcala, Veracruz, Yucatán y Zacatecas.
- b. Tiempo del pacífico = UTC(CNM) - (N+1) ; corresponde al PST y aplica para los estados de Baja California Sur, Chihuahua, Nayarit, Sinaloa y Sonora²⁷.

24 Vigente desde el 29 de diciembre de 2001. Última reforma publicada DOR 06-01-2010.

25 De acuerdo a la fracción IV del artículo 3 de la Ley del Sistema de Horario en los Estados Unidos Mexicanos, las islas, arrecifes y cayos quedarán comprendidos dentro del meridiano al cual corresponda su situación geográfica y de acuerdo a los instrumentos de derecho internacional aceptados.

26 Tomado de (EOZyo, 2008), modificado.

27 Sonora es el único estado de la República Mexicana que no participa en el programa del horario de verano.

- c. Tiempo del noreste = UTC(CNM) - (N+2) ; corresponde al MST y aplica para el estado de Baja California Norte.

Donde N es 6 horas para el horario de invierno y 5 horas para el horario de verano. El horario de verano se aplica el primer domingo de abril a las 2:00 horas de la mañana al último domingo de octubre a las 2:00 de la mañana. La responsabilidad de establecer el horario de verano es del H. Congreso de la Unión.

2.5.2. Tiempo GPS

Debido a que los satélites no dependen del movimiento de la Tierra, es necesario que éstos cuenten con una escala especial de tiempo independiente. Por esta razón, el *US Naval Observatory* estableció la escala denominada Tiempo GPS, cuya unidad de medida es el segundo atómico internacional. El tiempo de satélite es mantenido en cada satélite, por dos o por cuatro relojes atómicos. Los relojes de los satélites son monitoreados por el segmento de control para mantener cada reloj dentro del Tiempo GPS.

Ya que la unidad de tiempo del Tiempo GPS y el UTC es la misma, se decidió hacer las escalas coincidentes el 6 de enero de 1980 a las 00:00:00. Como en ese instante la diferencia entre el UTC y el TAI era de 19 segundos, el Tiempo GPS es equivalente al TAI menos 19 segundos; y así ha de mantenerse dado que ambas escalas son atómicas y uniformes, y por tanto, paralelas.

Como el Tiempo GPS no se modifica por los segundos de salto, la diferencia al 1 de enero de 2006 entre el Tiempo GPS y el UTC es de 14 segundos.

Como recordaremos, un receptor GPS utiliza al menos cuatro satélites para determinar el tiempo y la posición en tres dimensiones. La hora en la escala UTC se calcula en el receptor a partir del Tiempo GPS (sincronizado cada 12.5 s) usando las correcciones UTC, que son enviadas por los satélites como parte de los datos del mensaje de navegación, obteniéndose una precisión de hasta 100 ns.

2.6. Protocolos de Comunicación del GPS

Ya que cada fabricante de GPS tiene sus propios formatos para guardar las mediciones GPS, es difícil combinar datos de diferentes receptores. Un problema similar ocurre al tratar de comunicar varios dispositivos de navegación, incluyendo el GPS. Para evitar estas limitaciones, varios grupos de investigación se han dado a la tarea de desarrollar estándares de usuario. Algunos de los protocolos estándares son: RINEX, NGS-SP3, RTCM SC-104 y NMEA 0183²⁸.

²⁸ Sólo se hablará del protocolo NMEA 0183 debido a que es el protocolo usado en el proyecto.

2.6.1. Protocolo NMEA 0183

NMEA significa *National Marine Electronics Association*, es una organización electrónica estadounidense formada en 1957 por un grupo de comerciantes para fortalecer su relación con los fabricantes. En 1983, con ayuda de los fabricantes de empresas privadas y gubernamentales, la asociación adoptó el protocolo NMEA 0183 como un formato para comunicar dispositivos electrónicos marinos. El protocolo ha sido actualizado varias veces, el escrito actual es la Versión 4.0 y apareció en julio de 2002.

Los estándares NMEA 0183 son cadenas de datos transmitidos de un hablante a un escucha, donde el hablante es un dispositivo que envía datos a otros dispositivos (como un receptor GPS) y el escucha es un dispositivo que recibe datos de otro dispositivo (como una computadora conectada a un receptor GPS). A continuación se enlistan los parámetros por defecto del protocolo de comunicación NMEA 0183:

- Tasa de bits: 4,800
- Bits de datos: 8
- Paridad: ninguna
- Bits de parada: 1
- Handshake: ninguno

La cadena de datos del NMEA 0183 puede incluir información sobre la posición, fecha, profundidad del agua y otras variables. Es importante notar que las oraciones para sistemas GPS son sólo una parte del protocolo NMEA 0183; hay oraciones para giroscopios, resonadores de eco, etc. Las características globales a considerar son las siguientes:

- a. Los datos son enviados en forma de oraciones.
- b. Cada oración comienza con el signo de dinero "\$" y termina con un retorno de carro/siguiente línea <CR><LF>.
- c. El signo "\$" está seguido por un campo de 5 caracteres, generalmente en mayúsculas, que identifica al hablante (los primeros dos caracteres), tipo de dato y el formato de los campos sucesivos (los últimos tres caracteres).
- d. El último campo de cualquier oración es una suma de control²⁹, precedido por un el caracter delimitador "*".
- e. El máximo de caracteres de una oración es 82; esto es, que del signo "\$" hasta la terminación <CR><LR> hay un máximo de 79 caracteres.

²⁹ El *checksum* es una forma de control de redundancia para verificar que un dato no haya sido corrupto. El proceso consiste en sumar cada uno de los bytes a ser enviados y almacenar el valor del resultado. Posteriormente al ser recibidos se hace el mismo procedimiento y se compara con el resultado obtenido al ser enviado: si ambas concuerdan, se asume que los datos no han sido corruptos. Este método no detecta corrupciones como: cambio de orden de bytes, adición o sustracción de bytes iguales a cero o errores múltiples que se cancelen unos a otros.

2.7. Receptor LR9552

Para la tarjeta adquisidora se decidió utilizar un receptor de GPS de la marca Leadtek. El módulo GPS LR9552 es comercializado en México por AG Electrónica S.A. de C.V y por Newark México.

2.7.1. Especificaciones

Características Físicas		
Tamaño	25x25x8.9 mm	
Peso	13 g	
Configuración de la Comunicación		
Firmware	SiRF GSW3.2	
Baudaje	4800 (default), 9600, 19200, 38400 ó 57600	
Tipo de código	NMEA-0183 ASCII	
Frecuencia de salida	1 Hz	
Características de Operación		
Temperatura de operación	-30°~60° C	
Humedad	95%	
Voltaje de entrada	3.2~5 V DC	
Corriente típica	55 mA	
Voltaje de reserva de la batería	1.65~5.0 V DC	
Características de desempeño		
Precisión	Posición	10 m 2DRMS 5 m 2DRMS WAAS
	Velocidad	0.1 m/s
	Tiempo	1 μ s

Tabla 2.3 Especificaciones del módulo GPS LR9552.

Características de desempeño	
Altitud	18,000 m (máx.)
Velocidad	515 m/s (máx.)
Aceleración	4 G (máx.)
Arranque ³⁰	Caliente 1 s
	Tibio 38 s
	Frío 42 s
Readquisición	100ms
Sensitividad	Rastreo -158 dBm
	Adquisición -142 dBm

Tabla 2.3 Especificaciones del módulo GPS LR9552 (cont.).

2.7.2. Circuito del módulo GPS LR9552

El circuito interno del módulo GPS LR9552 se muestra en la Fig 2.11.:

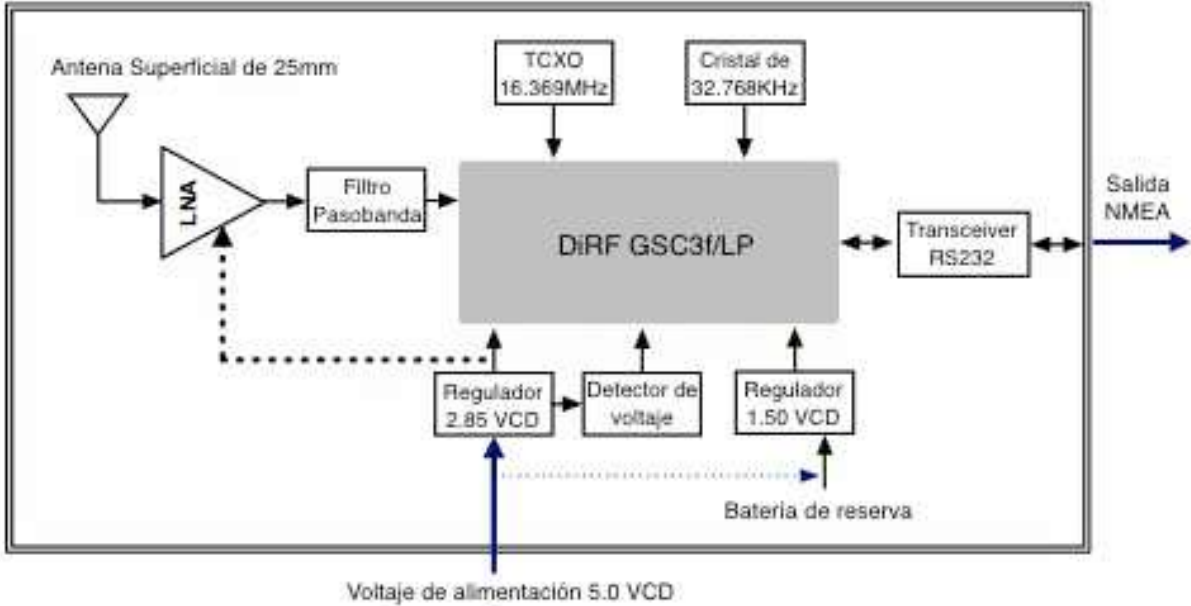


Fig 2.11 Circuito interno del módulo LR9552³¹.

30 Caliente: almanaque, posición, tiempo y efemérides válidas. Tibio: almanaque, posición y tiempo válidos. Frío: almanaque válido.

El circuito de conexión con el microcontrolador PIC se ilustra en la Fig 2.12 y la Tabla 2.4 muestra la relación I/O del mismo:

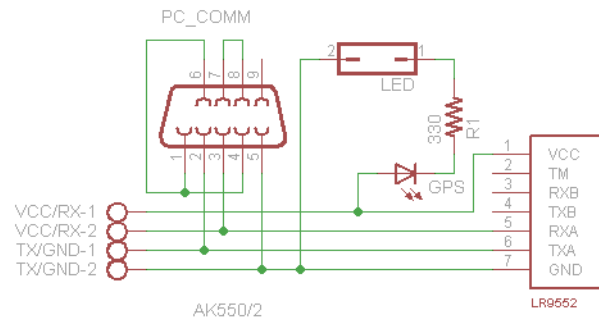


Fig 2.12 Circuito de conexión GPS-PIC.

Nombre	Tipo	Descripción
TX/GND-2	Tierra	Tierra común del circuito.
TX/GND-1	Salida	Transmisión RS232 del módulo GPS.
VCC/RX-2	Entrada	Recepción RS232 del módulo GPS.
VCC/RX-1	Alimentación	Voltaje de alimentación 3.3~5 V.

Tabla 2.7 Relación I/O del módulo GPS.

Se puede apreciar que se decidió añadir un LED para poder corroborar visualmente y de manera rápida, que la alimentación fuera la adecuada; se incluye también un jumper si no se desea utilizar esta función. Se incluyó un conector DB9 para monitorear externamente el GPS y poderlo utilizar en otras aplicaciones. Debido a que la antena está integrada junto con el módulo, se decidió conectar el módulo GPS directamente al PIC por medio de un cable de 5.0 m³².

2.7.3. Leadtek GPS Monitor

La empresa fabricante del módulo GPS LR9552 ofrece un software gratuito para poder comprobar el funcionamiento de los módulos que fabrican. El nombre del software es *Leadtek GPS Monitor* y se encuentra disponible en la versión 1.1, únicamente para Windows.

31 Tomado de (Huang, 2008), p. 17 , modificado. Éste es el circuito correspondiente al dispositivo con comunicación con RS232, para el circuito del dispositivo con comunicación TTL consulte la hoja de especificaciones correspondiente.

32 Esto es una decisión hecha únicamente por comodidad y aunque la longitud del cable no afecta la transmisión de datos (véase **Capítulo 4: Módulo de Control**), sería preferible que el módulo se encontrara más cercano al microcontrolador y se conectara una antena externa al módulo con una longitud similar.

La ventana principal se muestra en la Fig 2.13. Los botones de funciones principales y las ventanas secundarias se explican a detalle posteriormente:

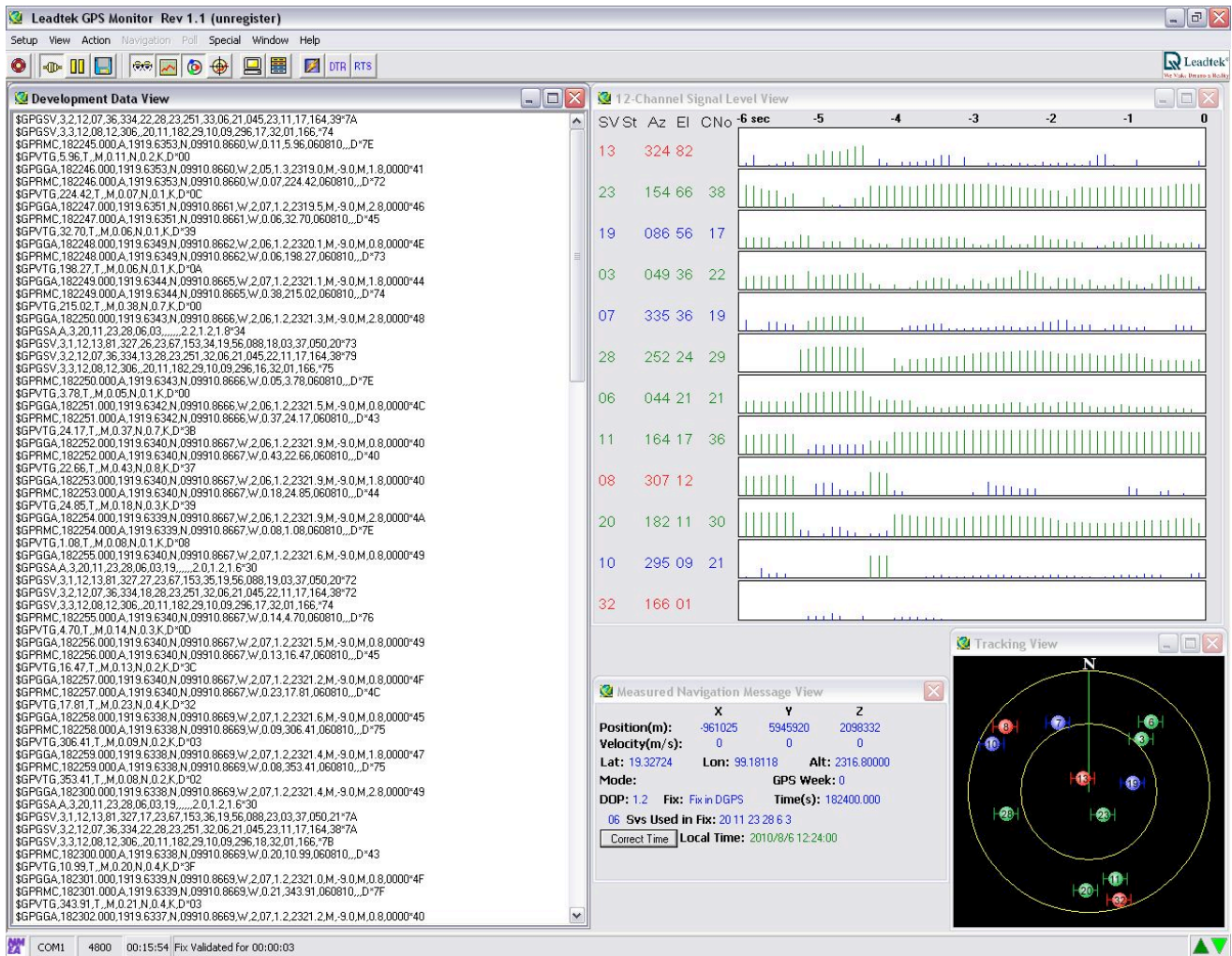


Fig 2.13 Ventana principal del Leadtek GPS Monitor.

2.7.3.1. Botones

La Tabla 2.8 muestra los botones más importantes de la ventana principal:


	<p><i>Data source setup</i></p>
<p>Apretando este botón se puede configurar la fuente de datos GPS: número de puerto, baudaje y protocolo de comunicación. Adicionalmente, muestra la lista de puertos disponibles.</p>	

Tabla 2.8 Botones de la ventana principal.








	<p><i>Connected</i></p> <p>Este botón hace la conexión al puerto designado como fuente de datos con el baudaje y protocolo configurado. Si no se ha configurado manualmente, los valores por defecto son: COMM1, 4800 baud y protocolo NMEA. Es importante conocer los parámetros correctos de la conexión, ya que no existen mensajes de error cuando no coinciden con los de módulo GPS.</p>
	<p><i>Pause</i></p> <p>Este botón pausa todas las ventanas de visualización.</p>
	<p><i>Save log file</i></p> <p>Guarda los mensajes en formato de Mensajes NMEA.</p>
	<p><i>Development Data View</i></p> <p>Permite visualizar la ventana de datos recibidos.</p>
	<p><i>Signal View</i></p> <p>Permite visualizar la ventana de la calidad de señal.</p>
	<p><i>Tracking View</i></p> <p>Permite visualizar la ventana de los satélites rastreadores.</p>
	<p><i>Auto detect protocol and baud rate</i></p> <p>Al presionarlo, el programa detecta de manera automática el protocolo de comunicación y el baudaje.</p>

Tabla 2.8 Botones de la ventana principal (cont.).

2.7.3.2. Ventanas secundarias

La ventana de datos recibidos (Fig 2.14) muestra los datos en formato ASCII que se reciben a través del puerto de comunicación. Dando *click* en el botón secundario del *Mouse*, se tienen las opciones de:

- *Clear All*: limpiar ventana.
- *Pausa*: pausa la ventana, similar al botón de pausa.
- *Max Line Count*: permite indicar el número máximo de líneas a mostrar en la ventana.
- *Save to file*: permite guardar los datos mostrados en la ventana en un archivo con terminación .txt en una dirección física del disco.



Fig 2.14 Ventana de datos recibidos.

La ventana de calidad de la señal (Fig 2.15) permite ver los canales de recepción y la potencia de la señal que se recibe en cada uno de ellos. En este caso, el receptor cuenta con 12 canales activos; el primer número que aparece es el número de satélite correspondiente. La potencia de la señal se puede graficar con barras o como una línea dando *click* con el botón secundario del *Mouse* dentro de la misma ventana.

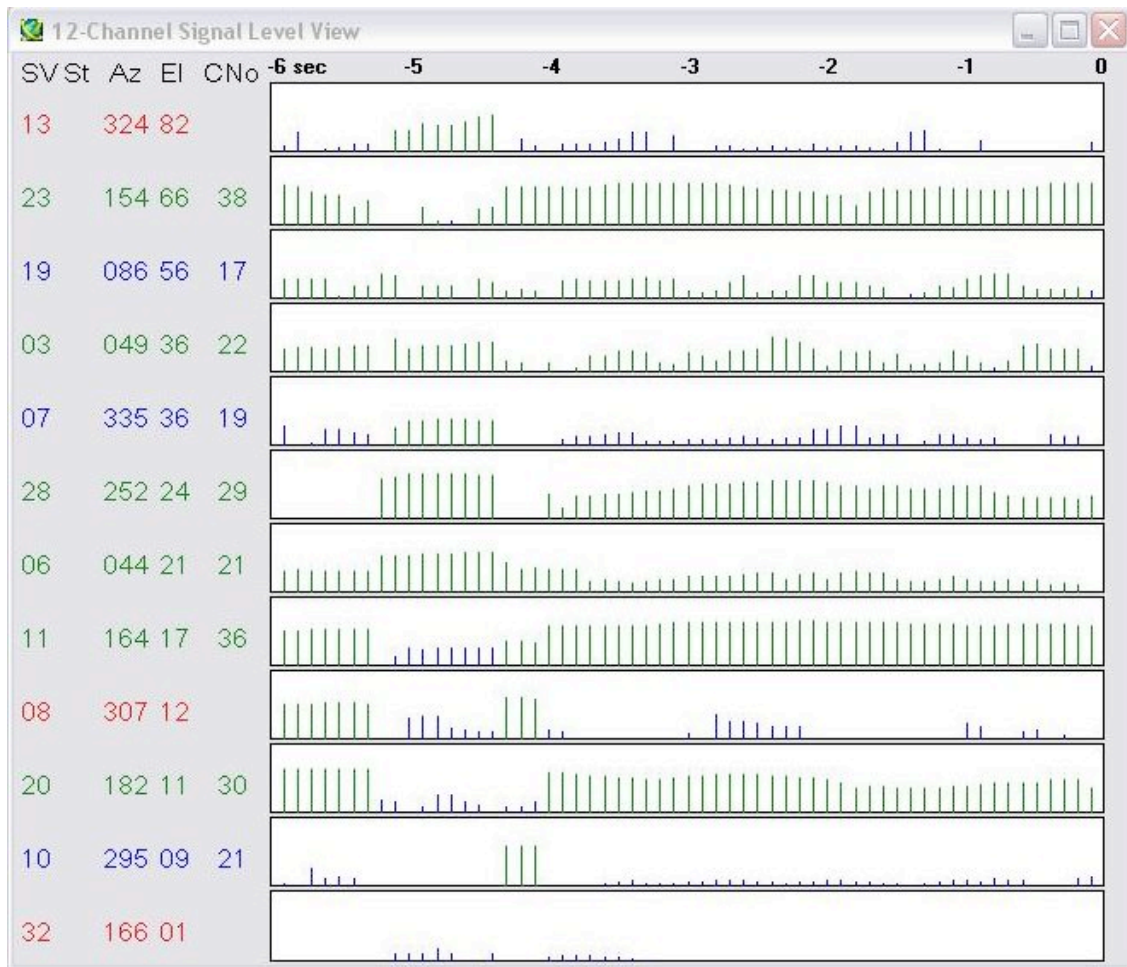


Fig 2.15 Ventana de potencia de señal.

La ventana de los satélites rastreadores (Fig 2.16) muestra de manera gráfica la disposición de los satélites cuya señal es recibida. Además de mostrar la distribución DOP, la ventana también muestra el número de satélite y la calidad de señal de acuerdo a los siguientes colores (este patrón también aplica para la ventana anterior):

- Verde: calidad óptima. Son necesarios al menos cuatro satélites con esta calidad para poder tener un valor fijo.
- Azul: calidad intermedia. Este tipo de satélites permite mantener un valor fijo de posición, siempre y cuando esta haya sido fijada en algún punto anterior (arranque tibio).

- Rojo: calidad pobre. La información proveniente de estos satélites es considerada como incorrecta y retrasa el arranque del GPS en frío.

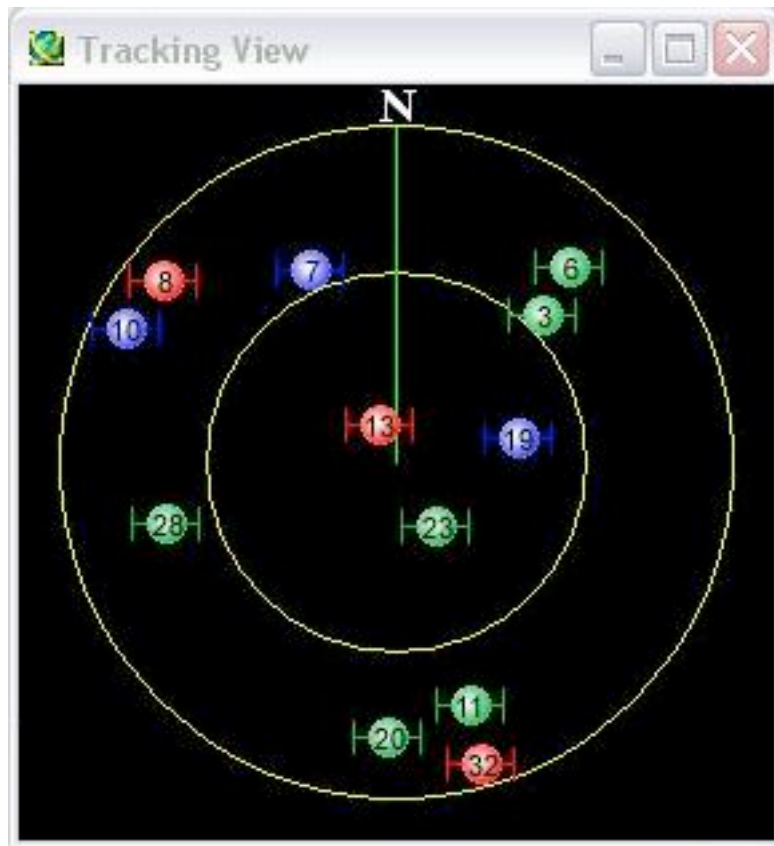


Fig 2.16 Ventana de satélites rastreadores.

Por último, la ventana del mensaje de navegación obtenido (Fig 2.17) muestra los valores interpretados del mensaje de navegación GPS obtenido. Éstos cambian en tiempo real de acuerdo a la información recibida.



Fig 2.17 Ventana del mensaje de navegación obtenido.

En la parte inferior de la ventana (Fig 2.18) se puede ver un resumen de la información de la comunicación con el módulo GPS:

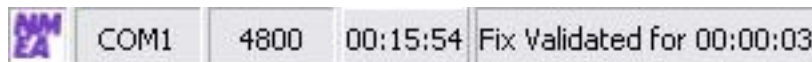


Fig 2.18 Parte inferior de la ventana principal.

El primer recuadro muestra el logo del protocolo de información utilizado (NMEA o SiRF). El segundo recuadro muestra el número de puerto en el que ocurre la comunicación. El tercer recuadro muestra el baudaje al cual ocurre la comunicación. El cuarto recuadro muestra el tiempo que lleva comunicado el programa. Por último, el quinto recuadro muestra el tiempo que le llevó al programa (y al módulo GPS) obtener valores fijos válidos.

El siguiente capítulo muestra el funcionamiento del convertidor analógico-digital. También muestra la instrumentación utilizada para la adecuación de la señal analógica y el formato digital que pasa al microcontrolador.

(Página dejada intencionalmente en blanco)

Capítulo 3: Módulo de conversión analógica-digital

Este capítulo resumirá el proceso de conversión analógica-digital de la señal de entrada del adquirente así como la instrumentación necesaria para mejorar la calidad de la señal analógica antes de ser digitalizada.

3.1. Reconstrucción de la señal

El primer paso en la digitalización de señales analógicas en digitales consiste en convertir un sistema continuo en uno discreto; es decir, reconstruir una señal analógica a partir de valores muestreados.

Esta reconstrucción requiere de dos etapas:

- Muestreo (discretización): consiste en tomar muestras discretas de un flujo de datos continuo. En este punto la muestra sigue siendo analógica.
- Conversión analógica-digital (cuantificación y codificación): estos pasos ocurren normalmente en un dispositivo especial llamado convertidor. En este punto los datos ya son digitales y discretos.

3.1.1. Discretización

La discretización puede ser vista como la modulación de una secuencia de impulsos delta que se encuentran separados por un tiempo T (equidistantes). Su recíproco, $1/T=f_{dig}$, se conoce como la frecuencia de muestreo o la frecuencia de digitalización. Una representación gráfica de este proceso se puede observar en la Fig 3.1:

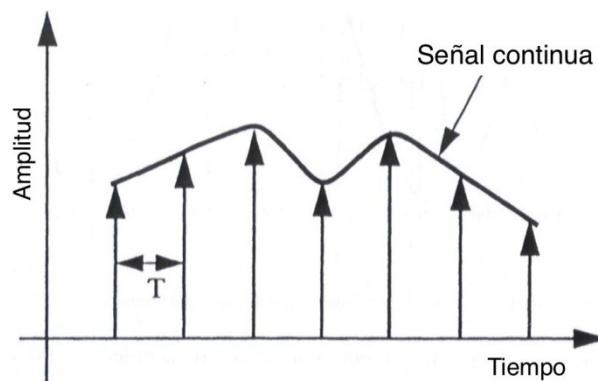


Fig 3.1 Representación del proceso de discretización¹.

¹ Tomado de (Scherbaum, 2001) p. 67, modificado.

3.1.1.1. Anti-alias

La Fig 3.2 muestra una onda de 1 Hz, que se discretiza a una frecuencia de 10 Hz; cada barra vertical representa una muestra. El espacio entre las barras corresponde al tiempo en que las muestras son tomadas a una frecuencia de muestreo, en este caso, de 10 Hz. La amplitud de las barras corresponde a la amplitud de la señal.

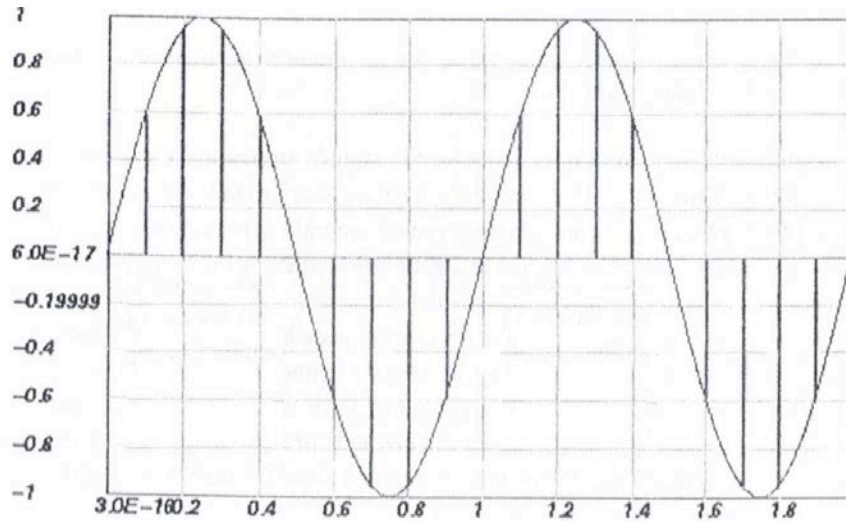


Fig 3.2 Onda senoidal original a 1 Hz discretizada a 10 Hz².

Al reconstruir estos valores de muestreo para obtener nuevamente una representación "continua" con la misma frecuencia de muestreo de 10 Hz (Fig 3.3) se puede observar que la reconstrucción es correcta.

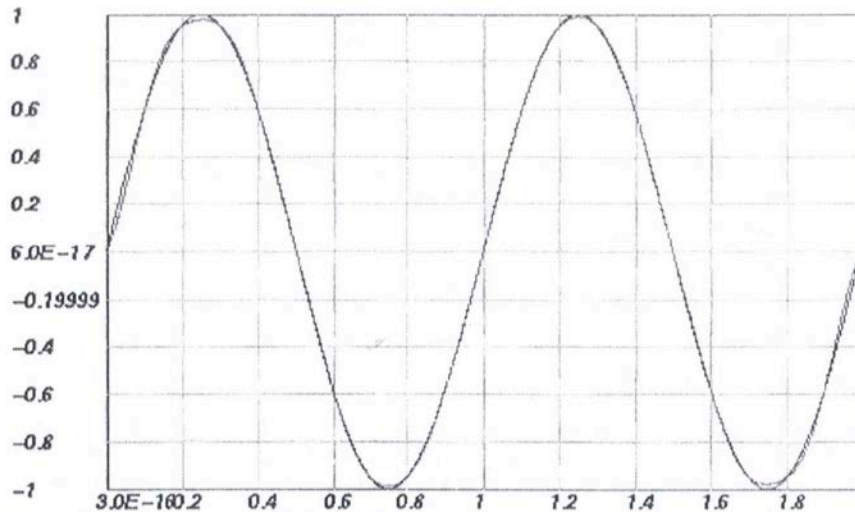


Fig 3.3 Onda senoidal de 1 Hz reconstruida con una frecuencia de muestreo de 10 Hz³.

² Tomado de (Scherbaum, 2001) p. 68.

Sin embargo, si se utiliza la misma frecuencia de muestreo de 10 Hz en una señal de 9 Hz, se obtiene la reconstrucción mostrada en la Fig 3.4

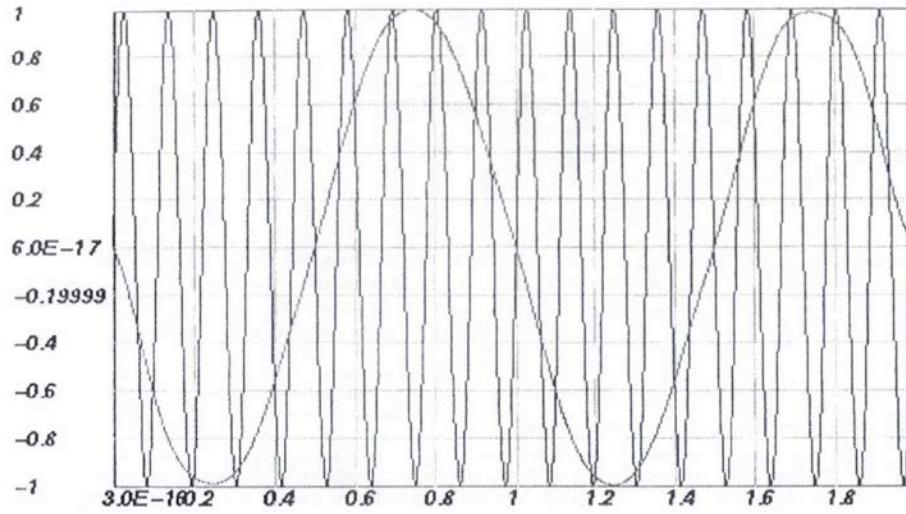


Fig 3.4 Onda senoidal de 9 Hz reconstruida con una frecuencia de muestreo de 10 Hz.⁴

Como se puede observar, la reconstrucción es completamente diferente a la original; la frecuencia de la señal reconstruida es de 1 Hz en vez de 9 Hz. Esto se conoce como *efecto alias* y la frecuencia incorrecta de la señal de salida se conoce como *frecuencia alias*.

Para entender esto, es necesario hacer un símil de la Fig 3.2. En la Fig 3.5 se observan nuevamente las barras verticales de muestreo superpuestas a la señal original.

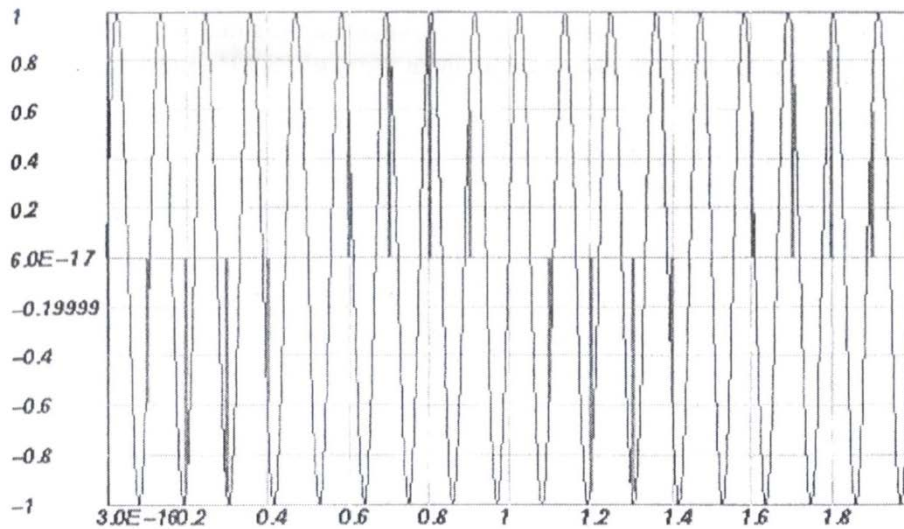


Fig 3.5 Onda senoidal original de 9 Hz discretizada a 10 Hz.⁵

3 Ibidem, p. 69.

4 Tomado de (Scherbaum, 2001) p. 70.

5 Ibidem, p. 71.

Resulta obvio que la frecuencia de muestreo es insuficiente para reconstruir la señal de manera correcta. Esto es muy importante, ya que si una señal es discretizada a una frecuencia de muestreo más baja que el contenido de su espectro, esta señal NO podrá ser reconstruida de forma única.

Esta frecuencia de anti-alias queda definida por el *Teorema de Muestreo*:

“Para poder representar de manera única una señal continua en el tiempo a través de las muestras tomadas a una frecuencia de muestreo de f_{dig} (a intervalos de tiempo a $1/f_{dig}$), es necesario que no haya energía presente en la señal en y sobre la frecuencia $f_{dig}/2$. $f_{dig}/2$ es comúnmente conocida como la *frecuencia de Nyquist*. Los componentes de la señal con energía arriba de la frecuencia de Nyquist serán mapeados por el proceso de muestreo dentro de las llamadas frecuencias alias, ubicadas en la banda de 0 a la frecuencia de Nyquist. Este efecto es conocido como el efecto alias.” (Scherbaum, 2001).

3.1.2. Conversión Analógica-Digital

Hasta este punto, se han obtenido muestras discretas del mismo valor de una señal continua. Para convertir esas muestras analógicas en una secuencia de números es necesario un proceso llamado conversión analógica-digital, que a su vez involucra dos procesos: cuantificación y codificación.

3.1.2.1. Cuantificación

A continuación se muestra un convertidor de rampa sencillo (Fig 3.6).

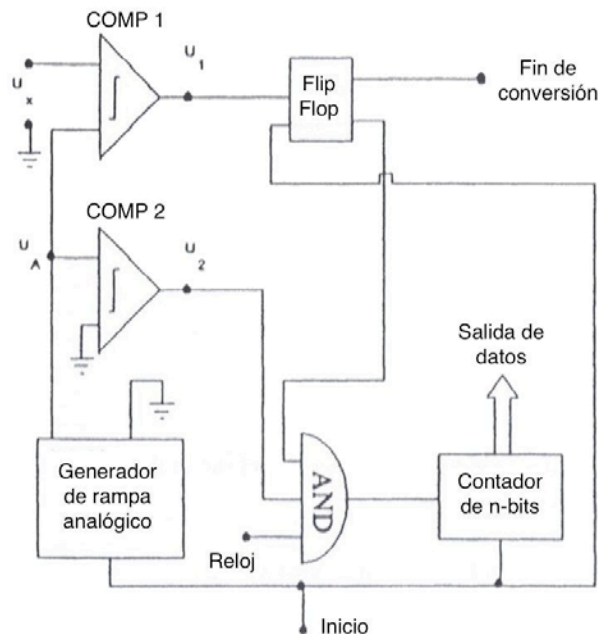


Fig 3.6 Principio de funcionamiento de un convertidor de rampa.⁶

⁶ Tomado de (Scherbaum, 2001) p. 74, modificado.

U_x representa el voltaje de entrada a convertir en un valor discreto digital⁷. Una señal de inicio empieza la conversión actual e inicia un generador de rampa analógico que produce un voltaje U_A que aumenta de manera lineal con respecto al tiempo. Este voltaje U_A es “revisado” por un comparador (*COMP 2*) que determina si es igual o más grande que $0 V$. Una vez que alcanza los $0 V$, la salida U_2 que se encuentra conectada a una compuerta lógica (*AND*) se pondrá en alto. Al ser una compuerta *AND*, la línea de salida que va hacia el *contador de n-bits* se encontrará también en alto si todas las líneas de entrada se encuentran en alto. Las otras entradas de la compuerta corresponden a un *reloj* y a un *Flip-Flop*⁸. Este *Flip-Flop* comienza su ciclo en alto, así que una vez que el voltaje U_2 indique el inicio de la conversión ($U_x > 0$), el contador recibirá un pulso cada ciclo de reloj. Todo lo que el contador hace es contar los pulsos que recibe. Ya que el contador utiliza el código binario, el valor de cada *bit* del contador representa una cantidad que varía entre 0 y $2^n - 1$.

Mientras que el voltaje U_A sigue incrementándose, un segundo comparador (*COMP 1*), compara este voltaje contra el valor de entrada U_x . Cuando $U_A \geq U_x$, *COMP 1* pone U_1 en alto, poniendo el *Flip-Flop* en bajo. A su vez, esto desactiva la compuerta evitando que el contador reciba más pulsos. En otras palabras, la conversión se detiene.

El voltaje U_x es convertido en un valor digital al contar el tiempo que le toma al generador de rampa producir un voltaje tan alto como el valor de entrada. Si el contador tiene *n-bits* de almacenamiento, el convertidor se conoce como un convertidor de *n-bits*.

Este “número” o “palabra” que se encuentra en la salida del convertidor se llama comúnmente *cuenta*.

Es importante hacer notar que este método no es el único para convertir señales analógicas en digitales⁹. Incluso, este tipo de convertidor (en su modalidad sencilla) se considera muy lento.

Un derivado de este método, el contador de aproximaciones sucesivas, permite una mejor rapidez por medio de un sofisticado circuito de control. Su ventaja radica en el hecho de que no mide todos los niveles de voltaje: primero determina si el voltaje de entrada se encuentra por arriba o por debajo de la mitad de la entrada, luego determina si se encuentra por arriba o por debajo de la mitad de la nueva escala, etc. Un típico convertidor de *16-bits* alcanza un tiempo de conversión de $20 \mu s$, lo suficientemente rápido la mayoría de las aplicaciones.

3.2. Propiedades de los convertidores analógico-digitales

De manera general, el dispositivo que convierte señales analógicas en digitales se conoce como convertidor analógico-digital (*ADC: analog-to-digital converter*)¹⁰.

⁷ Asumimos que este voltaje permanece constante durante el tiempo necesario para la conversión y que es positivo.

⁸ Oscilador biestable de dos estados: alto y bajo.

⁹ Véase (Scherbaum, 2001) p. 87.

¹⁰ Se considerará que *convertidor* se refiere a un convertidor analógico-digital.

A continuación se definirán algunas de las propiedades básicas de los convertidores. La Fig 3.7 representa el mapeo de un convertidor de 3-bits y 10 V de FSR, y la Tabla 3.1 resume sus propiedades¹¹:

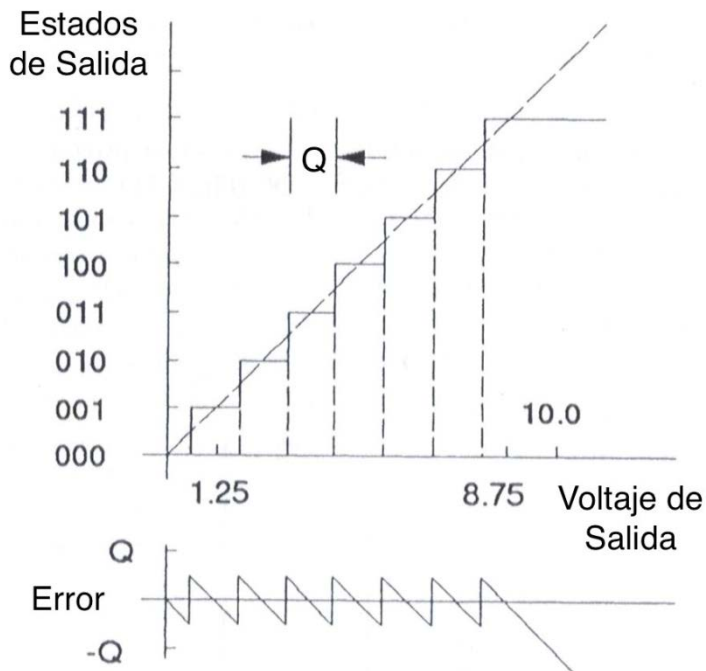


Fig 3.7 Mapeo del voltaje de un ADC de 3-bits y 10 V de FSR¹².

Propiedad	Valor
FSR	10 V, sencillo
Resolución	1.25 V
Ganancia	0.8 cuentas/V
Tasa de muestreo	50 sps*
Rango dinámico	18.06 dB
Precisión	± 0.625 V
Nivel de ruido	4 cuentas*
Tiempo de conversión	16 ms*
Diafonía	NA
No-linealidad	0.01% de FSR*
Impedancia de entrada	1 M Ω *
Offset	+0.1 μ V*

* Indica un valor arbitrario no calculable con el gráfico

Tabla 3.1 Propiedades de un ADC de 3-bits y 10 V de FSR.

Entrada máxima. También conocida como FSR (*Full-Scale Range*: rango total de escala), constituye el máximo valor de entrada del convertidor. Si se intenta convertir un valor mayor que el FSR, la salida del convertidor será la misma¹³. El FSR puede ser sencillo (entre tierra y un voltaje positivo, generalmente 2.5~10 V) o diferencial (± 2.5 ~10 V)

Resolución. Se relaciona con el mínimo voltaje de entrada que causa un cambio en la salida del ADC. Este cambio en el-bit menos significativo del contador se conoce como LSB (*Least Significant-bit*). Algunos convertidores tienen un ruido interno más alto que una cuenta, por lo que la resolución efectiva se ve limitada por el número de-bits libres de ruido. La resolución más común en convertidores de rápido muestreo de 24-bits es de 0.1 μ V con un rango de $\pm 2^4$

11 Es conveniente revisar el Anexo 6.3 Variación de unidades en parámetros de importancia de los convertidores AD para poder comprender la variación de unidades que presentan algunos parámetros.

12 Tomado de (Scherbaum, 2001) p. 77, modificado.

13 Además de que se corre el riesgo de dañar la circuitería interna del ADC.

(aunque en realidad sean cercanos al $\pm 2^{23} \approx \pm 8 \cdot 10^6$)¹⁴. Para un ADC de n -bits, podemos decir que su resolución equivale a:

$$Q = LSB = \frac{FSR}{2^n} \quad (3.1)$$

Ganancia. Se expresa como la relación entre una cuenta y su resolución expresada en volts [cuentas/V].

Tasa de muestreo. Es el número de muestras adquiridas en un segundo y se expresa en *sps* (*samples-per-second*). La mayoría de aplicaciones requiere de un rango de 1~200 *sps*, aunque algunas aplicaciones particulares utilizan tasas de más de 1000 *sps*. El desempeño del convertidor disminuye al incrementar la tasa de muestreo.

Rango dinámico. El rango dinámico se define como la razón entre la mayor (A_{max}) y la menor (A_{min}) amplitud que puede ser medida con un instrumento; generalmente se define en términos de la frecuencia o del dominio del tiempo. En ambos casos se expresa en decibeles:

$$D = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{max}}{A_{min}} \right) \quad (3.2)$$

La fórmula (3.2) puede aplicarse a señales analógicas. En el caso de las señales digitales, el rango dinámico puede expresarse como el rango de números que pueden ser representados por un número dado de *bits*, expresado en la fórmula (3.3):

$$D = 20 \log_{10}(2^n - 1) \approx n \cdot 20 \log_{10}(2) \approx n \cdot 6 \quad (3.3)$$

Es importante siempre tener en cuenta el rango dinámico para evitar saturar la salida del ADC, un efecto conocido también como “recortar” la señal (Fig 3.8):

¹⁴ En la actualidad, hay convertidores como el ADS1281 y el ADS1282 de Texas Instruments que indican tener una resolución de 31-*bits*, sin embargo, el estándar sigue siendo de 24-*bits*.

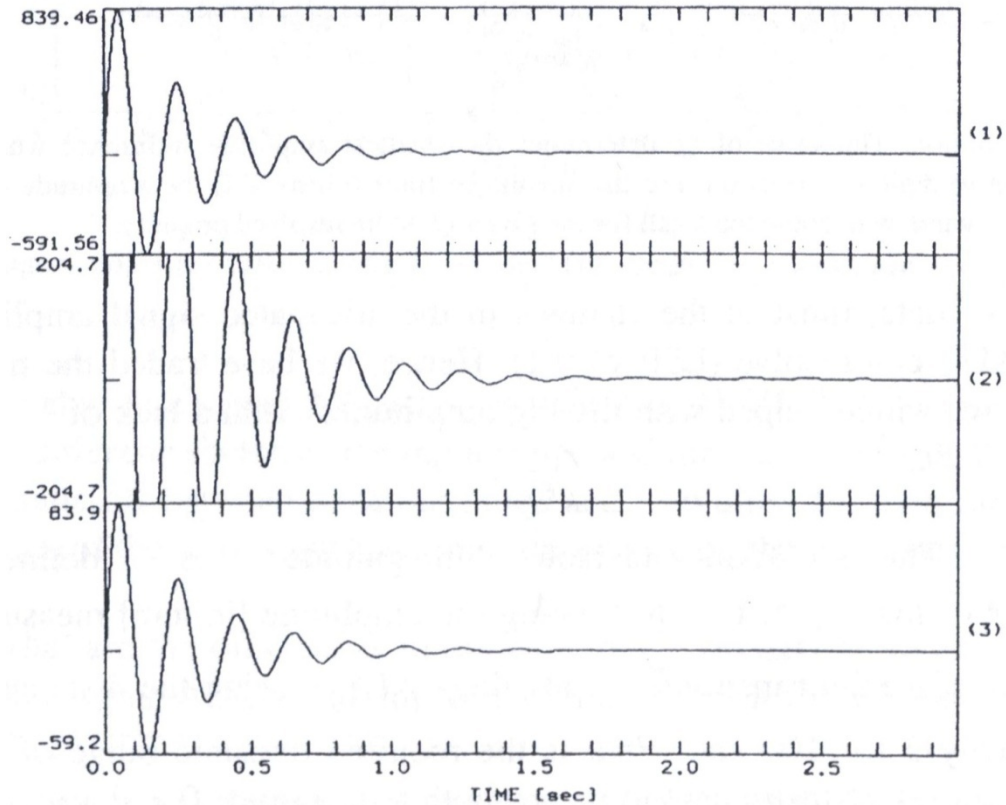


Fig 3.8 Efecto del rango dinámico en un ADC¹⁵.

El primer canal representa la señal original, mientras que el segundo muestra el resultado de saturar el ADC (muestrear valores más grandes o más pequeños que la máxima y la mínima amplitud). El tercer canal muestra una forma de evitar la saturación mediante la atenuación del canal de entrada antes de pasar por el convertidor (x10).

La atenuación de la señal debe hacerse con mucho cuidado, para evitar que las señales atenuadas tengan amplitudes bajas que el convertidor no pueda resolver¹⁶ (Fig. 3.9).

15 Tomado de (Scherbaum, 2001).

16 En otras palabras, que el ADC pierda resolución.

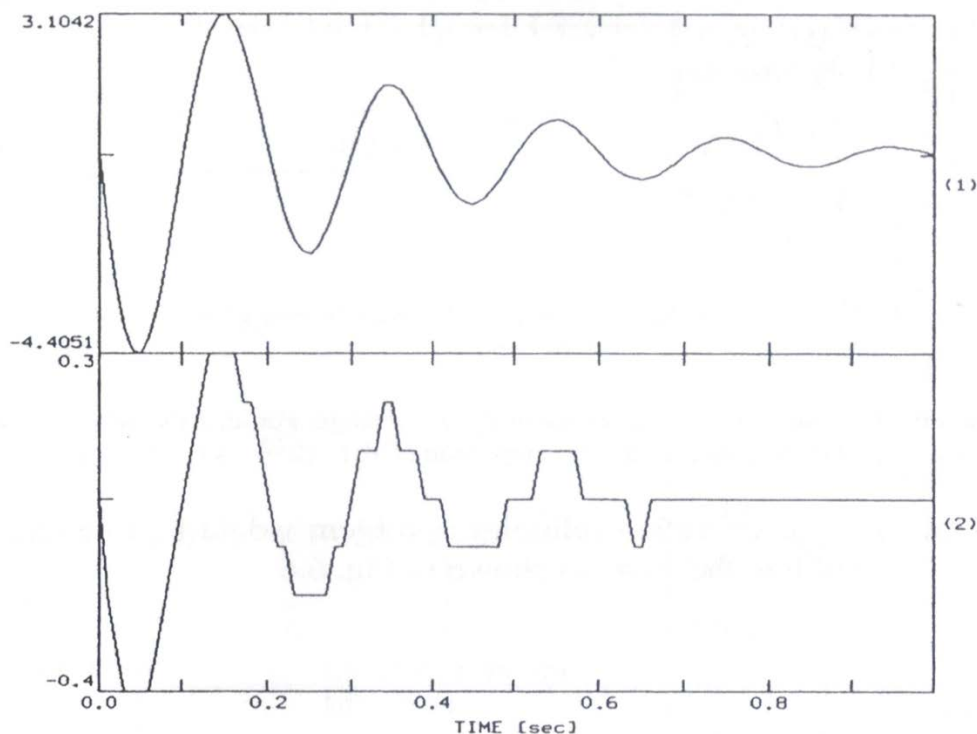


Fig 3.9 Pérdida de resolución de un ADC por la atenuación de la señal¹⁷.

Precisión. La precisión total es la medida de todas las fuentes de error. Se define como la diferencia entre el voltaje de entrada y el voltaje que representa la salida. De manera ideal (lineal), la densidad de probabilidad de error es constante en $\pm Q/2$ (Fig 3.7, gráfica inferior), lo cual también implica que existe un ruido blanco distribuido uniformemente con una varianza de $Q^2/12$ ¹⁸.

Nivel de ruido. Corresponde al número de cuentas cuando la entrada es cero. De manera ideal si el voltaje de la entrada es cero, las cuentas a la salida deberían ser cero¹⁹. El nivel de ruido se expresa como el promedio del ruido RMS medido en pruebas de muestreo. Un buen convertidor de 24-bits tiene un nivel de ruido RMS de 2 *cuentas*.

Tiempo de conversión. Es el mínimo tiempo requerido para realizar una conversión completa. Usualmente se expresa como la tasa máxima de datos o como la frecuencia de muestreo.

Diafonía. También llamada Cross-Talk (XT), se refiere al efecto que ocurre en convertidores de varios canales cuando la salida de un canal interfiere en otro canal. La diafonía se expresa en decibeles, significando qué tan bajo es el nivel en el canal vecino. Un convertidor de 24-bits tiene un amortiguamiento de 80~120 dB (aproximadamente un factor de amortiguamiento de 10,000). Ya que el nivel es aproximadamente igual en todos los canales de un mismo

¹⁷ Tomado de (Scherbaum, 2001).

¹⁸ Es decir, es válido únicamente para Q muy pequeñas y cuando la señal atraviesa diversos niveles de cuantificación entre muestras sucesivas, lo cual ocurre en convertidores de baja y mediana resolución. Este error también se conoce como error de cuantificación.

¹⁹ Lo cual, nuevamente solo ocurre en convertidores de bajo rango dinámico (entre 12~14-bits).

convertidor, la diafonía no representa un gran problema de diseño, pero no debe ser ignorada²⁰.

No-linealidad. Si la entrada analógica es una curva lineal (como el de la Fig 3.10), este parámetro es la desviación relativa de la salida del convertidor respecto al valor ideal. Se expresa en relación con el FSR²¹.

Impedancia de entrada. Expresada en ohms, idealmente debería ser de un muy alto valor para evitar influir en el sensor o cualquier otro dispositivo conectado. Un valor típico es $1\text{ M}\Omega$.

Offset. Cuando la entrada es cero, el Offset es el nivel de voltaje DC (promedio) de la salida. Se conoce también como el corrimiento DC del convertidor. El Offset está siempre presente, ya sea por acción del mismo convertidor o de los componentes conectados a éste. Aunque un pequeño Offset no representa un gran problema, todos los Offset limitan el rango dinámico de los convertidores, al saturar la conversión antes de que se llegue al FSR. La temperatura afecta al Offset con un corrimiento mínimo de $1\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

3.3. Convertidor Analógico-Digital Sigma-Delta

Los convertidores descritos hasta este punto tienen un límite práctico de 16-bits. En la actualidad, este rango no es suficiente para la creciente demanda de las aplicaciones que requieren gran precisión en los datos.

Un primer acercamiento al problema de la disminución de la resolución al aumentar el rango dinámico fue la introducción de amplificadores de ganancia programable. Cuando el nivel de la señal alcanza un porcentaje (por ejemplo 30%) del nivel de corte, la ganancia se reduce. Cuando el nivel de entrada disminuye, la ganancia se incrementa nuevamente. Este proceso puede ocurrir en diferentes etapas y al mismo tiempo que se registra la muestra, se registra también el nivel de ganancia utilizada. Aunque esta técnica fue muy útil para las primeras conversiones analógico-digitales, el método tiene una gran desventaja: la presencia de errores en los cambios de ganancia y la pérdida de resolución para señales pequeñas cuando se encuentran junto a señales grandes.

La segunda solución es el sobremuestreo (*oversampling*), que es la base del funcionamiento de los convertidores sigma-delta.

3.3.1. Sobremuestreo

El sobremuestreo consiste en muestrear una señal a una tasa más alta que la deseada, filtrarla con un filtro paso-bajo y muestrearla nuevamente a la frecuencia deseada. El visible aumento en la resolución del convertidor se debe a que el error de cuantificación de una muestra individual se promedia con el error de las muestras vecinas gracias al filtro, lo que hace que

20 Algunos convertidores utilizan un multiplexor para obtener conversiones en múltiples canales. Ya que los multiplexores analógicos tienen muchas limitaciones para su desempeño, es preferible siempre optar por convertidores que tienen sólo un digitalizador por canal.

21 Los convertidores sigma-delta no presentan este problema.

estas muestras promediadas tengan una mejor precisión y que el convertidor tenga un mejor rango dinámico.

La Fig 3.10 muestra este método a través de la gráfica de un convertidor. El primer nivel de voltaje es 0.0 V y el segundo es de 1 V. La señal de entrada es un voltaje constante de 0.3 V, a lo que corresponde una salida de cero. La señal de diente de sierra simula la combinación de esta señal de entrada y ruido.

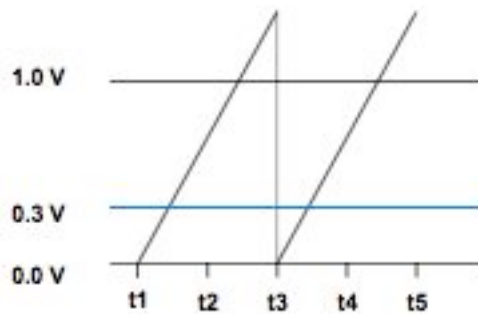


Fig 3.10 Efecto del sobremuestreo en el rango dinámico²².

Para el primer y segundo muestreo (correspondientes a t1 y t2), la salida sigue siendo 0. Sin embargo en la tercera muestra (t3) el voltaje acumulado es mayor que 1 V, por lo que la salida es 1. El promedio de estas 3 muestras es 0.33 *cuentas*, lo que constituye una mejor aproximación a la señal real. En vez de un error de ± 0.5 V ahora tenemos un error de $\pm 0.5/\sqrt{3} = \pm 0.29$ volts y hemos aumentado la resolución y el rango dinámico en un factor de $\sqrt{3}$ ²³.

Además del mejoramiento de la resolución, se pudo obtener un estimado del valor de la señal incluso cuando ésta es menor que el LSB. De hecho, 0.33 V es el mejor estimado que se puede obtener, incluso si seguimos promediando más muestras: si hacemos 10 muestras en el intervalo de t1 a t3, el promedio será de 0.3 V y el error será de $\pm 0.5/\sqrt{10} = \pm 0.16$ volts. El primer ejemplo es un sobremuestreo de factor 3 y el segundo es un factor de 10.

Aunque para el ejemplo se utilizó un ruido “constante”, en la vida real se hace la suposición de que el ruido está distribuido de manera uniforme; esto es, que de cualquier forma el 70% de las salidas digitales serían 0 y el 30% sería 1, lo cual sigue siendo un promedio de 0.3. Se puede suponer entonces que cada vez que la frecuencia de muestreo se duplica, el rango dinámico mejora en $\sqrt{2}$ (3 dB). De cualquier forma, hay que recordar que ningún circuito electrónico es ideal, por lo que la precisión no se puede compensar con el sobremuestreo más allá de los límites que presenta el convertidor.

²² Tomado de (Havskov and Alguacil, 2004), p. 95, modificado.

²³ Esta raíz proviene de la suposición de que el error de un promedio se reduce por un factor equivalente a la raíz del número de valores promediados.

3.3.2. Funcionamiento del convertidor sigma-delta

Ya que todos los convertidores digitalizan una señal en “escalones”, siempre existe la presencia de un error de cuantificación. La idea detrás de los convertidores sigma-delta ($\Sigma\Delta$) es la digitalización a bajas resoluciones para obtener un estimado de la señal, añadir el error de cuantificación a la señal original, estimar nuevamente, etc. Este lazo cerrado obtiene el valor de la señal mediante el promedio de gran número de estimados. De esta manera es posible lograr una mayor resolución con un convertidor AD de la misma forma que al hacer sobremuestreo. La mayoría de los convertidores $\Sigma\Delta$ está basado en convertidores AD de 1-bit. La Fig 3.12 muestra un diagrama de bloques de la modulación sigma-delta.

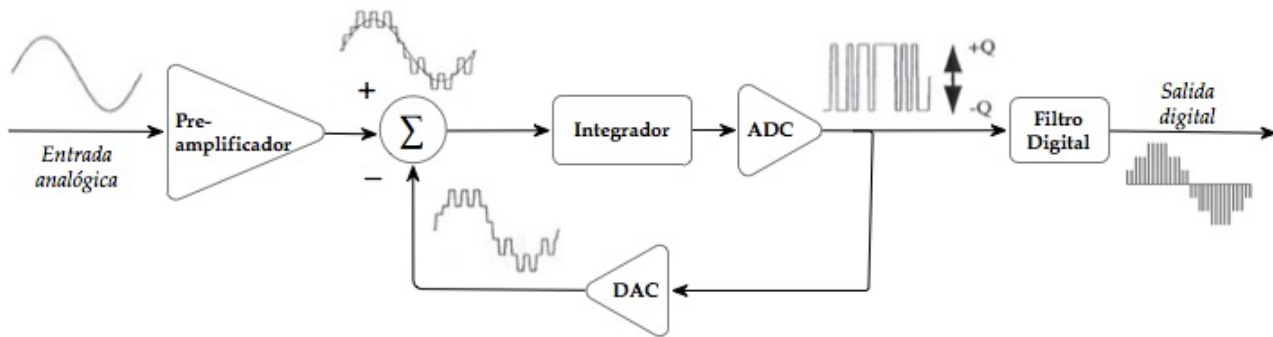


Fig 3.12 Diagrama de bloques de la modulación sigma-delta.

La señal analógica pasa por un pre-amplificador antes de entrar al lazo cerrado por un circuito sumador (amplificador diferencial). Después, atraviesa un integrador para ser digitalizado por un convertidor AD simple (1-bit). El integrador actúa como un primer filtro paso-bajo²⁴. La señal digitalizada sale a través de un filtro digital, el calcula directamente un promedio de los valores del convertidor y los re-muestra (o diezma) a una tasa de muestreo menor que la del convertidor AD. Los valores del convertidor AD también alimentan un convertidor DA (digital a analógico), el cual los convierte en una señal analógica correspondiente a la señal digitalizada para ser sustraídos de la señal original en el sumador. En la primera iteración, esta diferencia corresponde únicamente al error de cuantificación; al añadir este valor al valor digitalizado anterior, el siguiente valor a digitalizar incluirá el error de cuantificación²⁵.

Contrario al simple sobremuestreo, en la modulación $\Sigma\Delta$ el error de cuantificación ya no es independiente de la frecuencia²⁶. En el Anexo 6.4 *Aproximación numérica por promedios realizada por los convertidores Sigma-Delta* se puede ver en funcionamiento el principio utilizado por los convertidores $\Sigma\Delta$.

²⁴ Los convertidores $\Sigma\Delta$ usan en realidad un filtro de orden mayor, lo cual indica el orden del modulador.

²⁵ Para una mejor explicación sobre el funcionamiento del convertidor $\Sigma\Delta$ y la teoría sobre el mejoramiento del ruido de cuantificación, véase (Havskov and Alguacil, 2004) pp. 99-103.

²⁶ Una detallada demostración de esto se puede encontrar en (Scherbaum, 2001.) pp. 89-92.

3.4. Convertidor LTC2440

El convertidor LTC2440 es un convertidor AD $\Sigma\Delta$ de 24-bits de la marca Linear Technology. Una de las razones principales para su elección es que se trata de un dispositivo pasivo: no necesita de instrucciones en registros o buffers para lograr la conversión. Esto se traduce en mejores velocidades de conversión y hardware mínimo para su integración con otros dispositivos.

3.4.1. Disposición de terminales

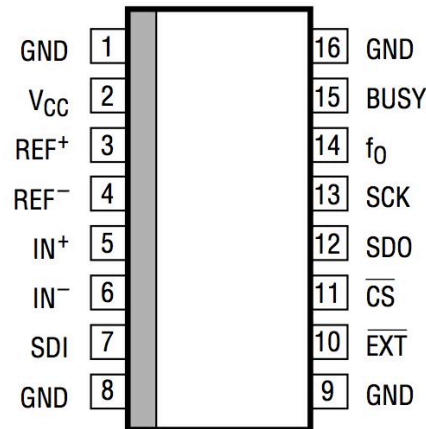


Fig 3.14 Disposición de terminales del convertidor AD $\Sigma\Delta$ LTC2440²⁷.

A continuación se detallan las funciones de cada terminal, los valores óptimos se encuentran en la Tabla 3.2:

- GND: corresponde a la tierra del dispositivo. A pesar de que internamente todas las terminales GND se encuentran conectadas entre sí, es importante que todas se conecten a tierra de manera individual.
- V_{CC}: corresponde al voltaje de alimentación (positivo respecto a tierra).
- REF⁺ y REF⁻: corresponden a la referencia diferencial de entrada.
- IN⁺ y IN⁻: corresponden a la entrada analógica diferencial a convertir.
- SDI: entrada de datos seriales. Como se dijo anteriormente, no hay instrucciones para la conversión; únicamente se puede programar la velocidad de la salida de datos. Por practicidad, esta terminal se conecta directamente a tierra, lo que selecciona una velocidad de 880 Hz.
- !EXT: selección de SCK externo. Al ser una terminal negada, tiene que estar en BAJO para seleccionar el modo de SCK externo.
- !CS: selección de dispositivo. Al ser una terminal negada, cuando se encuentra en BAJO permite la salida de datos, y cuando se encuentra en ALTO el dispositivo se encuentra en su estado de reposo.

²⁷ Tomado de (Linear Technology, 2002) p. 2.

- SDO: salida de datos seriales. Cuando el dispositivo está en reposo (!CS=ALTO) se encuentra en un estado de alta impedancia.
- SCK: reloj serial. Como el dispositivo se usa como esclavo, esta terminal es una entrada.
- f_0 : control externo de reloj interno (reloj de conversión). El reloj interno tiene un valor por omisión de 9 MHz, en esta terminal se puede conectar un reloj externo para modificar la velocidad de conversión. En nuestro caso se usa directamente el valor por omisión, así que se conecta al voltaje de alimentación (aunque conectado a tierra se obtiene el mismo efecto).
- BUSY: indicador de conversión. Cuando se encuentra en ALTO, la conversión está en proceso y cuando se encuentra en BAJO la conversión ha terminado y los datos están listos para ser transmitidos.

Parámetro	Valores óptimos
Voltaje alimentación (V_{CC} -GND)	-0.3~6 V
Entradas/Salidas A/D a GND	-0.3~ V_{CC} +0.3 V
Temperatura de operación	0~70 °C
Temperatura de soldado	300 °C (10 s)
$V_{IN}=IN^+-IN^-$	$-V_{REF}/2 \sim V_{REF}/2$
REF ⁺	0.1~ V_{CC}
REF ⁻	GND~ V_{CC} -0.1 V
V_{SCK}	BAJO<0.8 V, ALTO>2.5 V
V_{SDO}	BAJO<0.4 V, ALTO> V_{CC} -0.5 V
V_{CC}	3.5~5.5 V
I_{CC}	8 mA (operación), 8 μ V (reposo)
Ciclo de trabajo SCK	45~55%
SCK	20 MHz (máx.)

Tabla 3.2 Valores óptimos de operación del convertidor LTC2440

3.4.2. Funcionamiento

La Tabla 3.3 resume las propiedades del dispositivo.

Propiedad	Valor
FSR	$\pm 2.5 V$
Resolución	$298.0232 nV$
Ganancia	$3.3554 \times 10^6 \text{ cuentas/V}$
Tasa de muestreo	878.9 sps
Rango dinámico	143.4944 dB
Precisión	$\pm 75 \mu V$
Nivel de ruido	$2 \mu V$
Tiempo de conversión	1.13 ms
Diafonía	NA
No-linealidad	$5 \text{ ppm de } V_{REF}$
Impedancia de entrada	ND
Offset	$2.5 \mu V (20 \text{ nV}/^\circ C)$

Tabla 3.3 Propiedades del convertidor LTC2440.

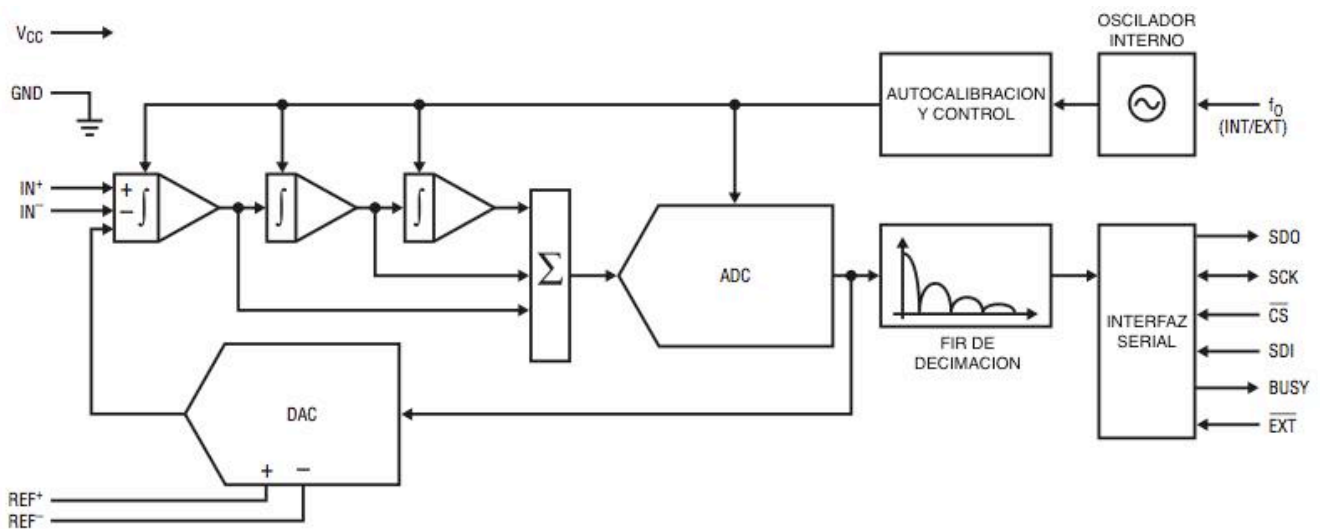


Fig 3.13 Diagrama funcional de bloques del convertidor LTC2440²⁸.

Inicialmente, el LTC2440 realiza una conversión. Una vez que termina de convertir, el dispositivo entra en un estado de reposo de bajo consumo (menor a $10 \mu A$). El convertidor permanece en este estado mientras CS se encuentre en ALTO; el resultado de la conversión se mantiene indefinidamente en un registro estático durante este tiempo.

28 Tomado de (Linear Technology, 2002) p. 9.

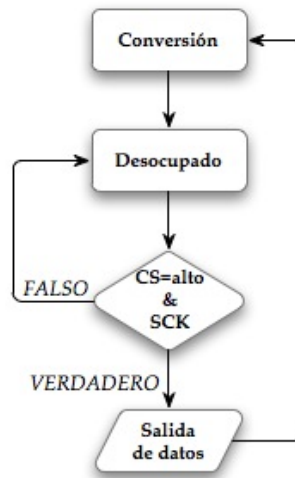


Fig 3.14 Diagrama de flujo del funcionamiento del convertidor ADEΔ LTC2440

Cuando CS se pasa a un estado BAJO, el dispositivo comienza a emitir el resultado de la conversión: este dato corresponde a la conversión ejecutada en ese momento. El resultado sale por SDO controlado por los pulsos del reloj serial (SCK); la conversión termina cuando se han leído 32-bits del convertidor o cuando CS cambia a ALTO. El convertidor realiza automáticamente otra conversión y el ciclo se repite (Fig 3.14).

Adicionalmente el dispositivo realiza autocalibraciones de Offset y FSR en cada ciclo de conversión, lo que representa mayor estabilidad respecto al tiempo, cambios en V_{CC} y variaciones de temperatura²⁹.

3.4.2.1. Formato de-bits de salida

La salida de datos del LTC2440 tiene un tamaño de 32-bits. Los primeros 3-bits muestran información sobre el estado de la conversión, los siguientes 24-bits corresponden a los-bits de conversión y los últimos 5-bits son subLSBs (pueden ser descartados sin pérdidas en la resolución). La función y los valores de los 32-bits se resumen en la Tabla 3.4:

Bit	Nombre	Valor	Significado
31	!EOC	0	Fin de conversión.
30	DMY	0	Bit Dummy (sin significado).
29	SIG	0/1	Signo de la conversión. Si $V_{IN} > 0$ SIG=ALTO Si $V_{IN} < 0$ SIG=BAJO.

Tabla 3.4-bits de salida del LTC2440.

²⁹ El fabricante recomienda su producto para funciones de multiplexado de las señales de entrada; por razones explicadas anteriormente, no se utiliza esta configuración.

Bit	Nombre	Valor	Significado
28	MSB	0/1	Bit más significativo.
27~6	-	0/1	Bits de conversión
5	LSB	0/1	Bit menos significativo.
4~0	subLSB	0/1	Bits menores al LSB.

Tabla 3.4-bits de salida del LTC2440 (cont.).

Los-bits 28 y 29 pueden servir de indicadores para saber si el valor medido se encuentra fuera del FSR (bajo o sobre el rango permitido). Cuando ambos sean iguales a 1, se ha superado el rango positivo y cuando ambos sean iguales a 0, se ha superado el rango negativo³⁰. El convertidor no sufre ningún desperfecto en estos casos (mientras V_{IN} permanezca entre $-V_{CC}$ y $+V_{CC}$) y puede obtener conversiones válidas una vez que se alcance un voltaje medible.

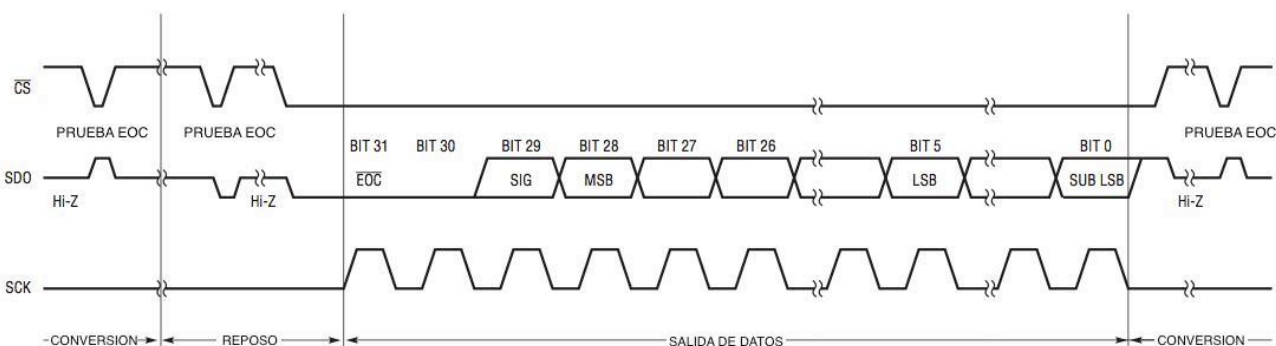


Fig 3.15 Formato de salida de datos seriales del convertidor LTC2440³¹.

El formato mostrado en la Fig 3.15 corresponde al protocolo de comunicación utilizado entre el convertidor y el microcontrolador. Esta comunicación se hace con solo 3 líneas: !CS, SDO y SCK. Como se puede observar, es necesario poner !CS en bajo antes de enviar el primer pulso de SCK³², después se envían 32 pulsos de reloj para poder “atrapar” los-bits en cada flanco de bajada. En este modo de comunicación, la línea SDO regresa a ALTO al finalizar la transmisión.

³⁰ La programación del microcontrolador hace posible esta comparación; si se cumplen alguno de los dos estados de sobre o bajo rango, se considera una conversión errónea y ésta se realiza nuevamente. Véase el **Capítulo 4: Módulo de Control**.

³¹ Tomado de (*Linear Technology*, 2002) p. 15., modificado.

³² De acuerdo a la hoja de especificaciones del convertidor, el tiempo mínimo entre CS=BAJO y el primer-bit emitido por SDO es de 25 ns. Este valor corresponde aproximadamente a 8 instrucciones del microcontrolador, las cuales se alcanzan dentro del mismo algoritmo de trabajo. En el próximo capítulo se ahondará más en este tema.

3.4.3. Circuito

A pesar de que el LTC2440 requiere de pocos componentes electrónicos para su funcionamiento, es importante mencionar los integrados que intervienen en la instrumentación entre el convertidor ADΣΔ y el sensor, ya que forman parte del circuito completo.

3.4.3.1. Referencia de Voltaje REF5050

El REF5050 es una referencia de voltaje de 5.0 V fabricada por Texas Instruments.

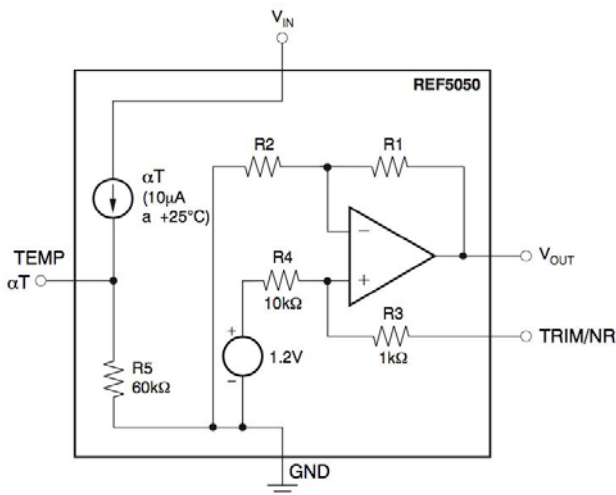


Fig 3.16 Referencia de Voltaje REF5050 de Texas Instruments³³.

Pin	Nombre	Función
1,8	DNC	Ninguna, no conectar
2	VIN	Voltaje de alimentación
3	TEMP	Mide la temperatura ³⁴
4	GND	Tierra
5	TRIM/NR	Compensador de voltaje y reductor de ruido en la salida.
6	VOUT	Voltaje de salida
7	NC	Ninguna

Tabla 3.6 Descripción de terminales de la referencia de voltaje REF5050.

Su funcionamiento corresponde al de una referencia en serie. Puede entenderse como una resistencia controlada por voltaje en la cual el voltaje de salida controla una resistencia interna entre las terminales de entrada y salida del integrado; la caída de voltaje es entonces equivalente al producto de la corriente de carga y la resistencia de control interna.

³³ Tomado de (TI, 2009) p. 9. La imagen corresponde a un diagrama simplificado.

³⁴ Puede monitorearse la temperatura utilizando la fórmula $V_{temp} = 509 \text{ mV} + 2,64 \times T(^{\circ}\text{C})$. Aunque tiene una precisión muy baja ($\pm 15^{\circ}\text{C}$), puede usarse para compensar el cambio en el coeficiente de temperatura.

Parámetros	Valor	Comentario
Precisión inicial	0.05%	Tolerancia inicial de precisión, provee un punto de partida para las demás especificaciones. En un modo continuo de operación, la precisión alcanza el mínimo de error.
Coefficiente de temperatura	3 ppm/°C	Desviación del voltaje de salida correspondiente a un cambio en la temperatura.
Temperatura de operación	-40 °C +125 °C	Cambio en el voltaje de salida por un ciclo de variación de temperatura
Regulación de línea	0.1 ppm/V	Cambio en el voltaje de salida debido a un cambio en el voltaje de entrada.
Regulación de carga	20 ppm/V	Cambio en el voltaje de salida debido a un cambio en la corriente de carga de referencia.
Corriente de alimentación	±10 mA	Varía respecto a la presencia de carga.
Ruido	15 μV _{pp} /V	-
Voltaje de operación	5.0 V +18 V	-
Tiempo para ENCENDIDO/APAGADO	200 μs	Tiempo de asentamiento del valor de la señal al encenderse el integrado.

Tabla 3.5 Parámetros principales de la referencia de voltaje REF5050.

Por último se muestra la conexión utilizada en el REF5050. En este caso, se hace uso del pin TRIM/NR, conectando un capacitor. Al combinarse con las resistencias internas del integrado, se logra un filtro paso-bajo de 10~20 Hz. Este filtro reduce el ruido de salida a la mitad aunque aumenta el tiempo de ENCENDIDO/APAGADO.

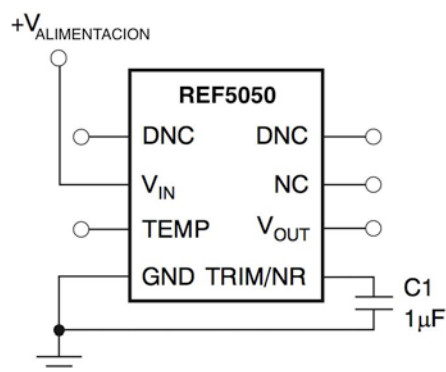


Fig 3.17 Circuito de operación de la referencia de voltaje REF5050³⁵.

35 Tomado de (TI, 2009) p 9, modificado.

3.4.3.2. Amplificador Operacional OP07

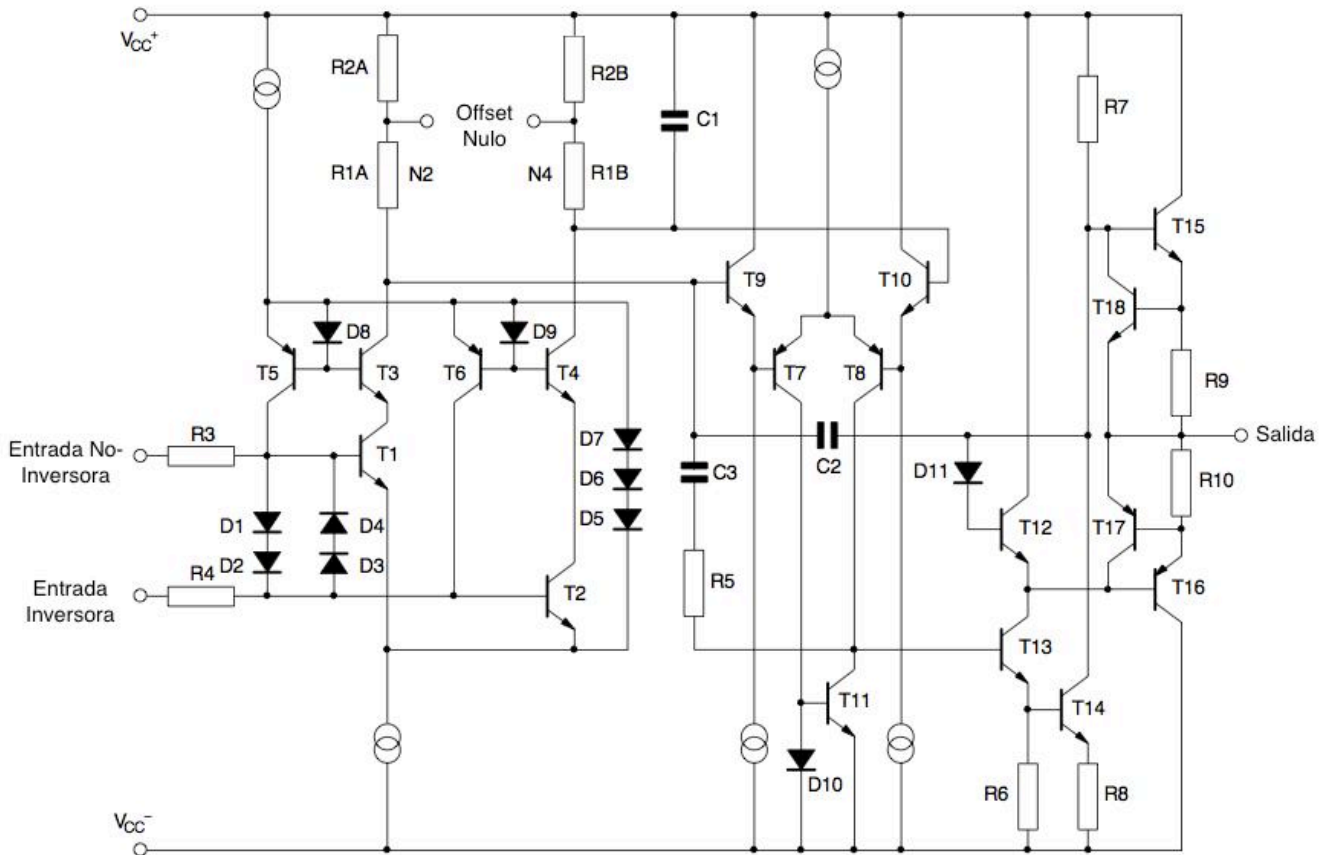


Fig 3.18 Diagrama del Amplificador Operacional OP07 de STMicroelectronics³⁶.

Propiedad	Valor
Voltaje de alimentación	$\pm 22\text{ V}$ (máx.)
Offset de entrada	$60\ \mu\text{V}$
Variación por temperatura	$0.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Resistencia en circuito abierto	$60\ \Omega$
CMR	$120\ \text{dB}$
Ganancia	$400\ \text{V/mV}$ (máx.)
Corriente de alimentación	$5\ \text{mA}$

Tabla 3.6 Propiedades del OPAMP OP07

Terminal	Descripción
1	Offset nulo 1
2	Entrada inversora
3	Entrada no-inversora
4	Voltaje de alimentación negativo
5	No conectado
6	Salida
7	Voltaje de alimentación positivo
8	Offset nulo 2

³⁶ Tomado de (STMicroelectronics, 2007) p. 2, simplificado. Este diagrama nuevamente se trata de una representación simplificada del circuito real.

El OP07 es un amplificador operacional de alta precisión con un muy bajo Offset. Al requerir muy baja corriente de alimentación y ofrecer una alta ganancia (además de su gran disponibilidad), se usa comúnmente en aplicaciones de instrumentación. En este caso en particular, se utiliza en el tratamiento de la señal, previo a la conversión analógica-digital.

El circuito final de instrumentación del convertidor LTC2440 se muestra en la Fig 3.19.

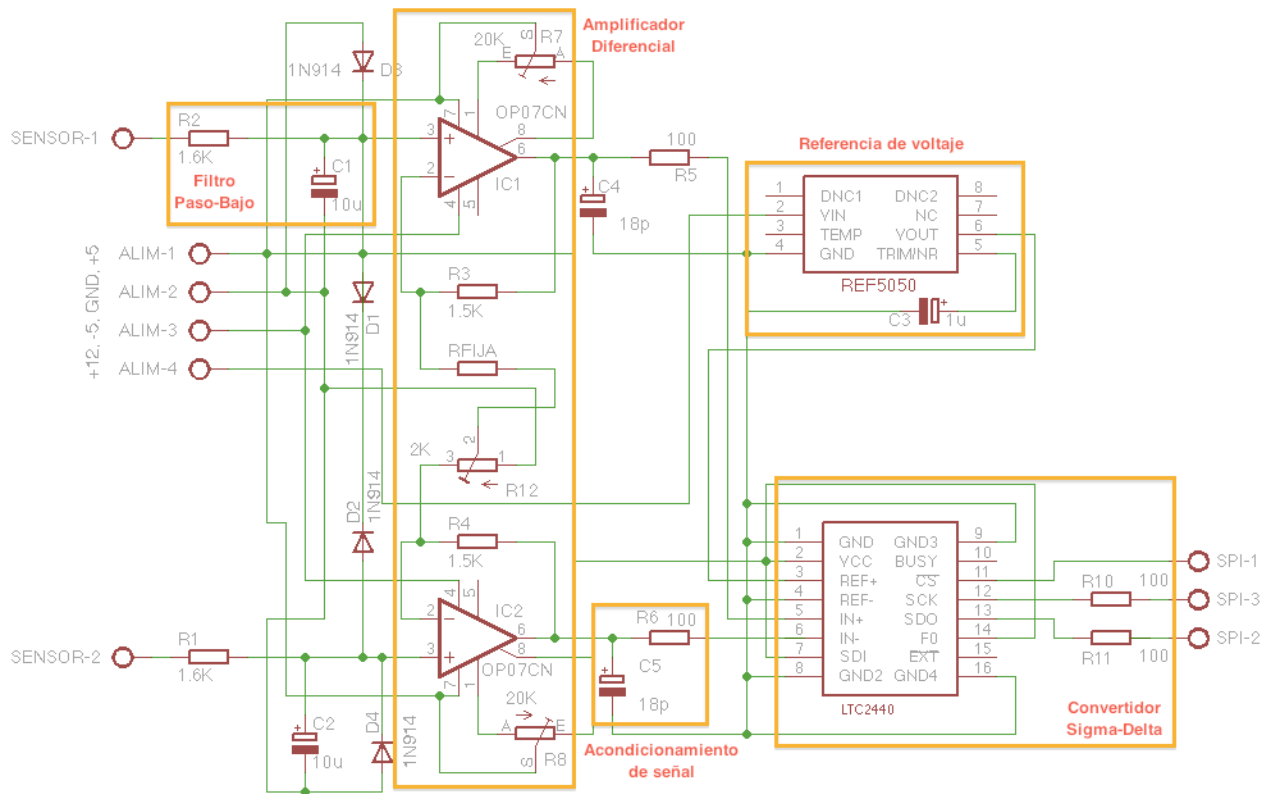


Fig 3.19 Etapa de instrumentación del convertidor LTC2440

La primera parte de la etapa de instrumentación es un filtro paso-bajo. Este filtro RC tiene la función de limitar la frecuencia proveniente del sensor, permitiendo únicamente que frecuencias menores a 10 Hz entren al circuito. Esta frecuencia se obtiene a partir de la ecuación (3.4):

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi(1.6k)(10\mu)} = 9.9472Hz \quad (3.4)$$

Después del filtro PB hay un arreglo de diodos de protección que evitan que la señal sea mayor a 5.0 V. Esta protección evita saturaciones (o daños) en los elementos posteriores, a la vez que evita la presencia de voltajes que el convertidor no puede resolver.

Ya que la señal debe amplificarse (o atenuarse) antes de ser convertida, se utiliza un amplificador diferencial³⁷ cuya ganancia se expresa en la ecuación (3.5)³⁸. La resistencia R_{FIJA} tiene la función de evitar que el Amplificador Operacional se sature y recorte nuestra señal de entrada del sensor. Para las pruebas realizadas se optó por utilizar una resistencia con valor de 100Ω ; puede utilizarse otro valor o ninguno (cerrando el circuito apropiadamente). La resistencia R_{12} tiene la función de regular la amplificación de la señal. Como no se contó con un sensor específico, se utilizó una resistencia (TRIMPOT) variable de $2k \Omega$; puede usarse una resistencia fija.

$$A = 1 + \frac{2R_3}{R_T} = 1 + \frac{2R_3}{(R_{FIJA} + R_{12})} = 1 + \frac{2(1.5k)}{(100 + [0:2k])} = [31:2.43] \quad (3.5)$$

La última sección es un circuito de acondicionamiento de señal. El capacitor y la resistencia tienen la función de ser estabilizadores de voltaje para evitar introducir ruido dentro del convertidor. El capacitor funciona como un sumidero de voltaje, mientras que la resistencia acopla la señal amplificada al convertidor sigma delta. Para conocer la frecuencia que limitará el circuito utilizamos la ecuación de carga del capacitor descrita en la ecuación (3.6):

$$q = Q_{max} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (3.6)$$

Los valores se describen en las ecuaciones siguientes:

$$\begin{aligned} \tau &= RC = (100)(18p) = 1.8ns \\ Q_{max} &= CE = (18p)(1000) = 18nF \\ q_{5V} &= CE_{5V} = (18p)(5) = 90pF \end{aligned}$$

Despejando el tiempo en la ecuación (3.6) obtenemos la ecuación (3.7):

$$t = -\tau \ln \left(1 - \frac{q}{Q_{max}}\right) \quad (3.7)$$

Sustituyendo los valores antes obtenidos en la ecuación (3.7):

$$t = -(1.8n) \ln \left(1 - \frac{90p}{18n}\right) = 9.0226ps = 110.8331GHz$$

Este alto valor de la frecuencia representa la capacidad de filtrar impulsos unitarios que no pueden resolverse con el convertidor; y más importante, que pueden dañarlo.

37 El convertidor LTC2440 puede funcionar en modo diferencial y en modo referenciado (una sola entrada). Si se utiliza la configuración de una sola entrada se recomienda utilizar un OPAMP más para crear un circuito de amplificador de instrumentación y colocar IN- en tierra (o el nivel referenciado).

38 Tomado de (Coughlin and Driscoll, 1993) pp. 214-216.

3.5. Pruebas

Para poder comprobar correctamente el funcionamiento del convertidor LTC2440 fueron necesarias tres pruebas.

La primera de ellas fue comprobar el funcionamiento pasivo del convertidor; esto es, se comprobó únicamente que al enviar pulsos a través de SCK era posible obtener una respuesta. La Fig 3.21 muestra la señal del osciloscopio durante esta prueba. En ella se puede observar la respuesta del LTC2440 en la parte superior y los pulsos de reloj en la parte inferior.

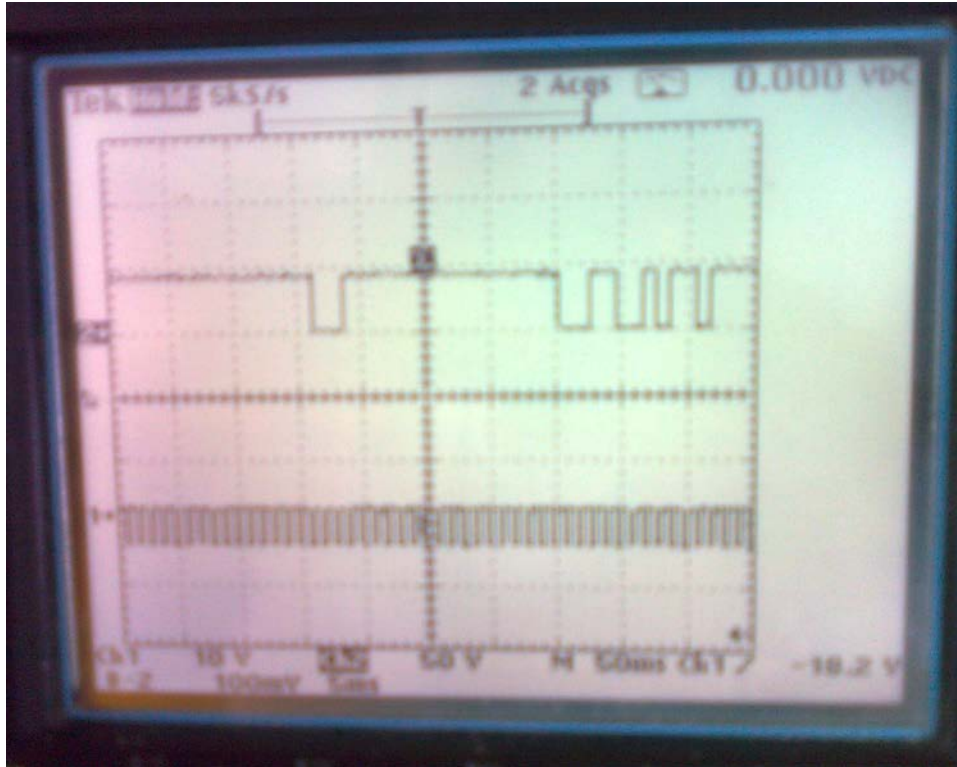


Fig 3.21 Respuesta pasiva del convertidor LTC2440.

La segunda prueba consistió en probar el acondicionamiento de señal realizado con el OP07. Se conectó el geófono GS11-D para aplicaciones sísmicas (Fig 3.22) y se obtuvo una señal de salida en el osciloscopio (Fig 3.23).

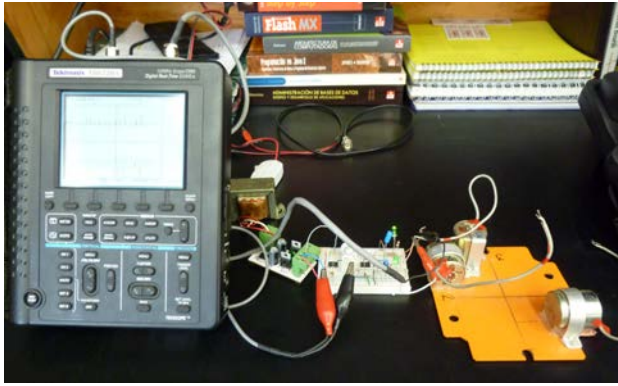


Fig 3.22 Acondicionamiento de señal del geófono GS11-D.

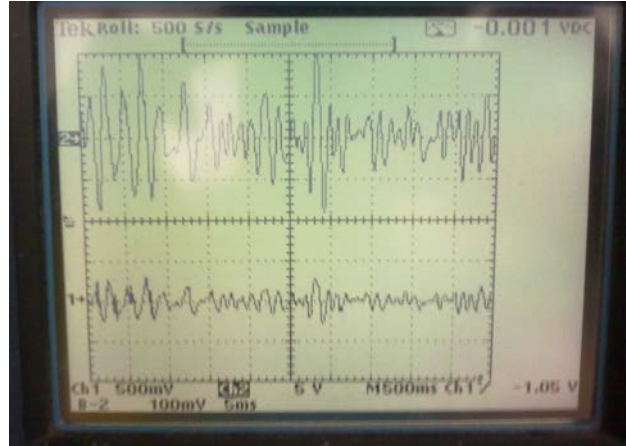


Fig 3.23 Señal acondicionada del geófono GS11-D.

La tercera prueba consistió en obtener la conversión del LTC2440 en un rango de ± 2.5 V (Fig 3.24) y compararla contra el valor real (Fig 3.25) para obtener una curva de comportamiento.

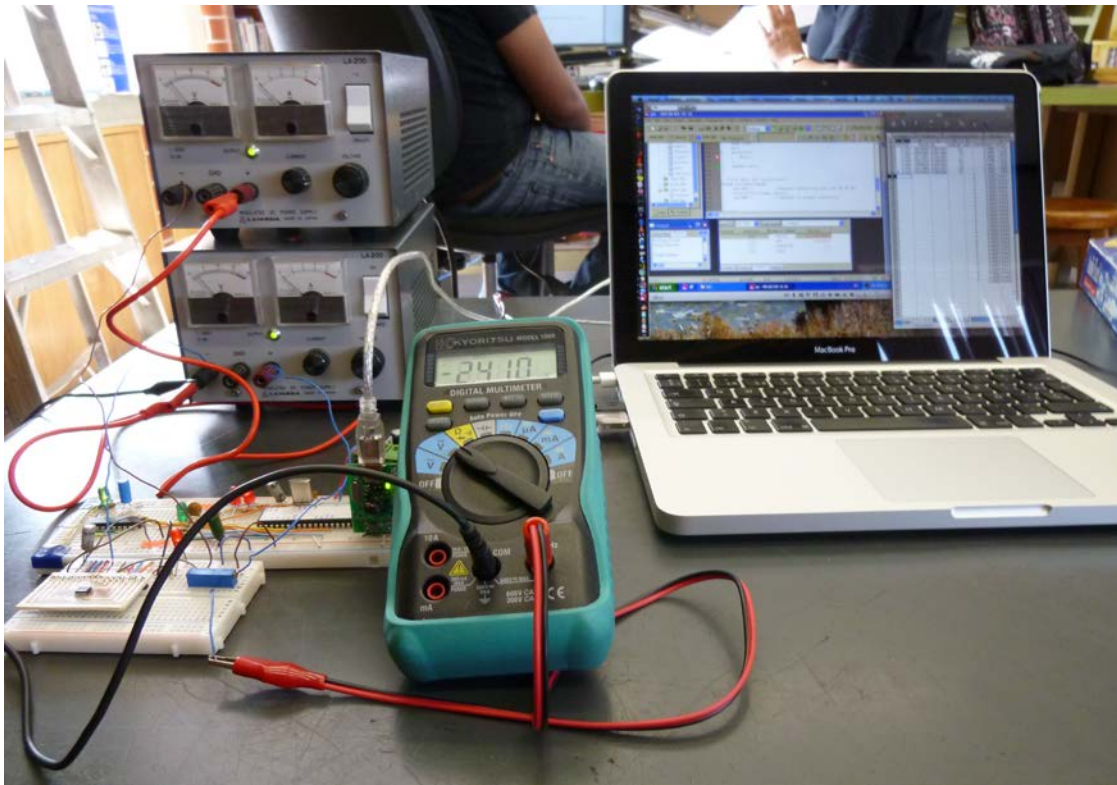


Fig 3.24 Prueba de obtención de datos por el convertidor LTC2440.

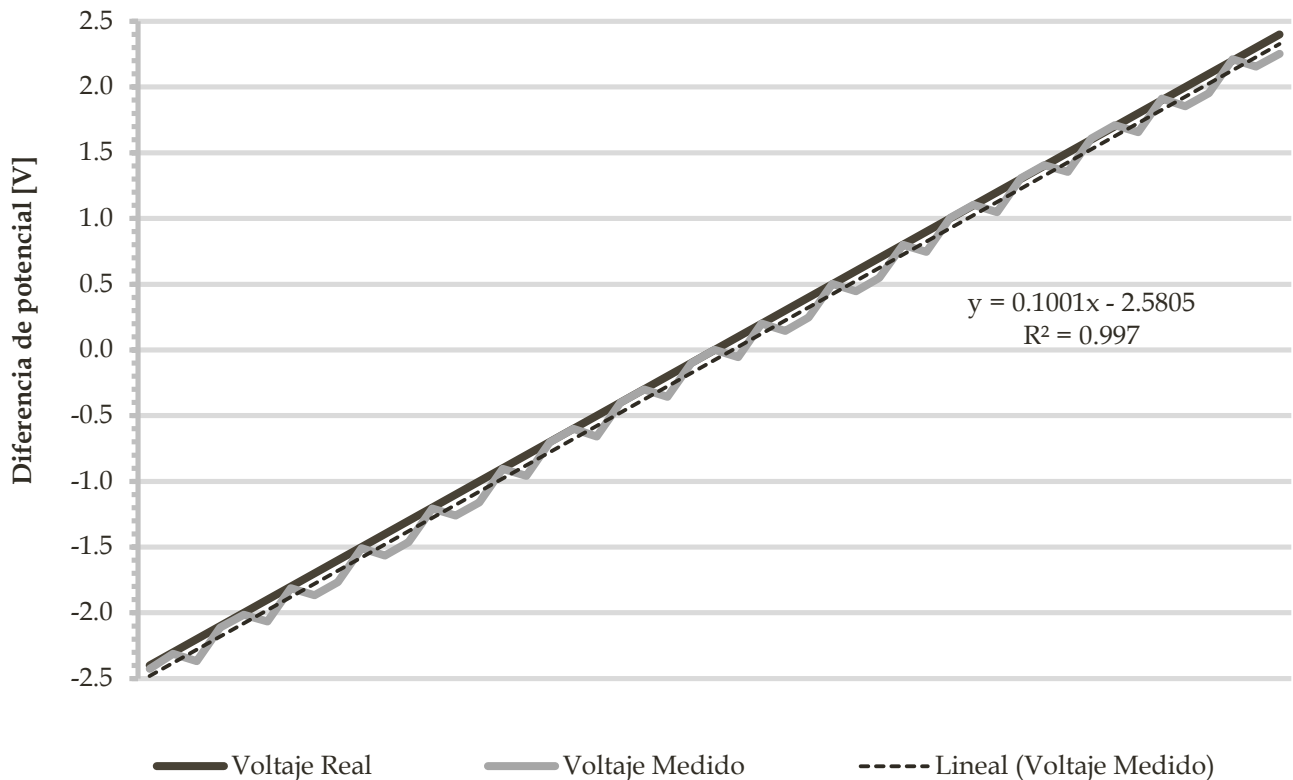


Fig 3.25 Curva de respuesta del convertidor ADΣΔ LTC2440.

Se tomaron 49 muestras en un intervalo de ± 2.5 V, correspondiente a variaciones de 0.1 V³⁹. Como método de análisis de datos lineales se decidió usar un modelo de regresión lineal. Este modelo agrega a los datos una línea de tendencia lineal (o de regresión lineal) para confirmar la fiabilidad de la nube de datos obtenida.

Es posible observar que la línea de tendencia es paralela a la línea teórica, lo que demuestra gráficamente la linealidad del convertidor. Comparando la curva real con la teórica encontramos que la desviación entre estas dos curvas corresponde a -0.0805 V. Para determinar si este valor es aceptable o no, se hizo uso de la correlación para encontrar el coeficiente R².

Este coeficiente de correlación o determinación corregida⁴⁰ muestra el porcentaje de variación de la variable dependiente (voltaje medido) respecto a la curva ajustada (línea de tendencia). El valor de este coeficiente va de 0~1, revelando el grado en el que se corresponden los valores reales a los teóricos; cuando el valor se acerca a 1, se considera que la línea de tendencia es confiable.

Como se puede observar en la Fig 3.24, la curva obtenida por el convertidor se aproxima de manera satisfactoria a la curva lineal con un R²=0.997.

³⁹ Para un listado completo de los datos obtenidos y su conversión a valores de voltaje, favor de consultar el **Anexo 6.5 Datos obtenidos en pruebas por el convertidor ADΣΔ LTC2440**.

⁴⁰ Al utilizar un valor cuadrático es posible "suavizar" las variables no-significativas en el análisis.

El siguiente capítulo trata sobre la unidad de control. La unidad de control es el elemento más importante del adquirente de datos, ya que maneja la conversión y las comunicaciones entre las unidades descritas hasta este punto y el usuario.

Capítulo 4: Módulo de Control

4.1. Microcontroladores

Podemos entender un microcontrolador como algo pequeño (*micro*) que será ocupado en aplicaciones de control (*controlador*). No es lo mismo que un microprocesador ya que no requiere de componentes externos para operar; el microcontrolador tiene todos sus componentes dentro de un único chip¹.

A pesar de que el microcontrolador tiene una memoria propia de instrucciones predeterminadas, es necesario programarlo adicionalmente para que realice las operaciones que se desean; actualmente se prefieren los lenguajes de alto nivel (BASIC o C) en vez de lenguaje ensamblador para tal efecto². La complejidad de un sistema con microcontrolador únicamente está limitada por la capacidad del chip y la función que se desea que realice.

4.1.1. Funciones

Es difícil enumerar las funciones de los microcontroladores debido a que cada fabricante tiene sus propias especificaciones y capacidades, mismas que cambian y aumentan conforme avanza la tecnología. El programa usado para programar el microcontrolador contiene instrucciones específicas para cada función y es necesario conocer qué modelos contienen las funciones necesarias para un proyecto y así evitar excederse en costos por dispositivos con funciones que no se utilizan.

En un inciso posterior, se detallan las funciones de la familia PIC18F y se ahonda en las funciones utilizadas por el PIC18F4550 en este proyecto.

4.1.2. Arquitectura

Hay dos tipos de arquitecturas comunes para microcontroladores: arquitectura Von Neumann y arquitectura Harvard (Fig 4.1)

La diferencia entre ellos es que la arquitectura Von Neumann coloca las instrucciones y datos en un mismo lugar, mientras que la arquitectura Harvard mantiene ambos separados. Esta característica de la arquitectura Harvard permite que se pueda acceder a ellos de manera simultánea, reflejándose en un mejor desempeño.

1 Aunque en realidad, el microcontrolador necesita de componentes adicionales para interactuar con el entorno y el usuario.

2 De cualquier forma el programador tiene que tomar en cuenta la complejidad del proyecto y el control que desea tener sobre las acciones realizadas para utilizar el lenguaje más óptimo. Algunas veces la elección del lenguaje de programación no depende del programador, sino del tipo (marca) de microcontrolador.

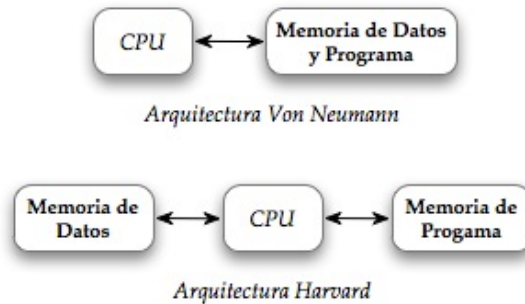


Fig 4.1 Comparativa de arquitecturas Von Neumann y Harvard.

Respecto al CPU (Unidad Central de Procesamiento), el procesador puede ser tipo RISC o tipo CISC.

El tipo CISC (*Complex Instruction Set Computer*) depende de una característica llamada microprogramación, que significa que cada instrucción es interpretada por un microprograma dentro de la memoria ROM interna del procesador. Este proceso de decodificación y ejecución requiere de varios ciclos de reloj (uno por cada microinstrucción).

En el tipo RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) se prefiere que las microinstrucciones se encuentren en una memoria externa al procesador, así las instrucciones están implantadas por hardware y se elimina el microcódigo y la decodificación de instrucciones complejas. Con velocidades de 15~60 ns para el acceso a las memorias, es posible obtener los mismos resultados al ejecutar secuencias de instrucciones simples y al emplear secuencias complejas; incluso en un menor tiempo.

4.2. Microcontroladores PIC

Los "PIC" son una familia de microcontroladores fabricados por Microchip Technology, siendo el primero de ellos el PIC1560. Aunque en un principio PIC significaba *Programmable Intelligent Computer* (Computadora Inteligente Programable) actualmente se le asocia con *Programmable Interface Controller* (Controlador de Interfaz Programable)³.

Estos microcontroladores pueden programarse de manera intuitiva en Lenguaje Ensamblador, pero existen varios compiladores disponibles siendo los más populares para lenguaje C y para lenguaje BASIC⁴. Su arquitectura está basada en la Harvard RISC.

Una de las razones por las cuales los PICs son muy populares (se venden 120 millones de unidades al año), es debido al soporte proporcionado por Microchip. Esto incluye un ambiente de desarrollo profesional llamado MPLAB que puede ser descargado del sitio de internet de Microchip de manera gratuita⁵, que incluye un ensamblador, un direccionador, un

³ De hecho, deberían de llamarse PICmicro ya que así es como está registrada la marca.

⁴ Existen compiladores para Pascal, JAL y Forth, pero no son muy comunes.

⁵ Sólo disponible para Windows, lamentablemente. Hay otras opciones de compiladores para UNIX y LINUX, pero no cuentan con el respaldo de Microchip.

debugger y un simulador. Adicionalmente, Microchip vende programadores (incluso en-circuito) de bajo costo y ofrece en su página web cientos de documentos como hojas de especificaciones, notas de aplicación y códigos muestra.

4.2.1. Familia PIC18F

La serie PIC18F se recomienda en aplicaciones que necesitan de muchas terminales, alta densidad y/o complejidad de programa. A pesar de pertenecer a la gama alta de Microchip, siguen ofreciendo una solución de bajo costo para aplicaciones complejas en lenguaje C, como un sistema operativo en tiempo real (RTOS) y protocolos de comunicación, como TCP/IP, CAN, USB o ZigBee.

Las características básicas de esta familia son:

- 77 instrucciones (funciones de librerías).
- Compatibilidad con el código PIC16⁶.
- Memoria de programa de 2 *MBytes*
- Memoria de datos de 4 *kBytes*
- Frecuencia de operación de DC~40 *MHz*.
- Multiplicador de hardware 8x8
- Interrupciones por niveles (alto y bajo)
- Instrucciones de 16 *bits* con direccionamiento de 8 *bits*.
- Hasta 2 Timers de 8 *bits* y hasta 3 Timers de 16 *bits*.
- Hasta 4 interrupciones externas.
- Capacidad de alimentación/consumo de 25 *mA*
- Hasta 5 módulos de captura/comparación/PWM
- Módulo de puerto serial maestro (SPI e I²C).
- Hasta 2 módulos USART
- Puerto paralelo esclavo (PSP)
- Convertidor AD de 10 *bits*
- Módulo de detección de bajo voltaje (LVD)
- Reinicio de encendido (POR), Timer de encendido (PWRT) y Timer de encendido de oscilador (OST).
- Watchdogtimer (WDT) con un oscilador RC interno.
- Programación en el circuito⁷.

6 La familia PIC16 se considera de gama media; un buen sustituto para aplicaciones sencillas y de funciones limitadas. Aunque algunos modelos de esta familia se están descontinuoando, siguen siendo una buena opción para estudiantes y aficionados.

7 Se refiere a la capacidad de programar el microcontrolador sin “sacarlo” del circuito o colocarlo dentro de un dispositivo programador externo.

Aunque las anteriores son características comunes a toda la familia PIC18F, existen algunos dispositivos que tienen las siguientes funciones adicionales:

- Interfaz CAN 2.0.
- Interfaz USB 2.0
- Controladores de LCD alfanuméricos y gráficos.
- Interfaz TCP/IP
- Interfaz ZigBEE
- Interfaz de control de motores.

4.2.2. PIC 18F4550

La Tabla 5.1 enumera las propiedades particulares del PIC18F4550:

Precio (aproximado)	45.00 <i>pesos</i>
Arquitectura	8 <i>bits</i>
Velocidad USB	Full Speed
Compatibilidad USB	USB 2.0
Tipo de Memoria	Flash
Memoria de programa	32 <i>KBytes</i>
Memoria EEPROM de Datos	256 <i>Bytes</i>
RAM	2048 <i>Bytes</i>
Terminales de E/S	35
Máx. Velocidad de CPU	48 <i>MHz</i>
Velocidad de CPU	12 <i>MIPS</i>
Alimentación de Voltaje única	Sí
Voltaje de desgaste (BOR)	PBOR
Detección de bajovoltaje	PLVD
Reinicio de alimentación (POR)	Sí
WatchDogTimers (WDT)	Sí
Oscilador Interno	8 <i>MHz</i> , 32 <i>kHz</i>
Comparadores	2
Canales AD	13
Resolución AD	10 <i>bits</i>
Tasa de Muestreo	100 <i>ksps</i>
Protocolos digitales de comunicación	A/E/USART MSSP(SPI/I2C)

Tabla 5.1 Propiedades del microcontrolador PIC18F4550.

LIN⁸	Sí
Módulo de Captura/Comparación/PWM	1 -CCP 1 -ECCP 10-bit PWM
Timers	1 x 8-bit 3 x 16-bit
Programación en-circuito	Sí
Debug en-circuito	Sí
Rango de Temperatura	-40 a 85 °C
Rango de Operación	2V - 5.5 V
Embalaje	40/PDIP 40/PDIP 600 mil 44/QFN 44/TQFP

Tabla 5.1 Propiedades del microcontrolador PIC18F4550 (cont.).

La Fig 4.2 muestra la disposición de terminales (para el embalaje PDIP utilizado) del PIC18F4550. La Tabla 5.2 reseña la descripción de estos terminales; ya que el embalaje elegido para pruebas cuenta con 40 pines y la mayoría de estos esta compartido entre funciones, sólo se describen aquellos utilizados en la ejecución del programa.

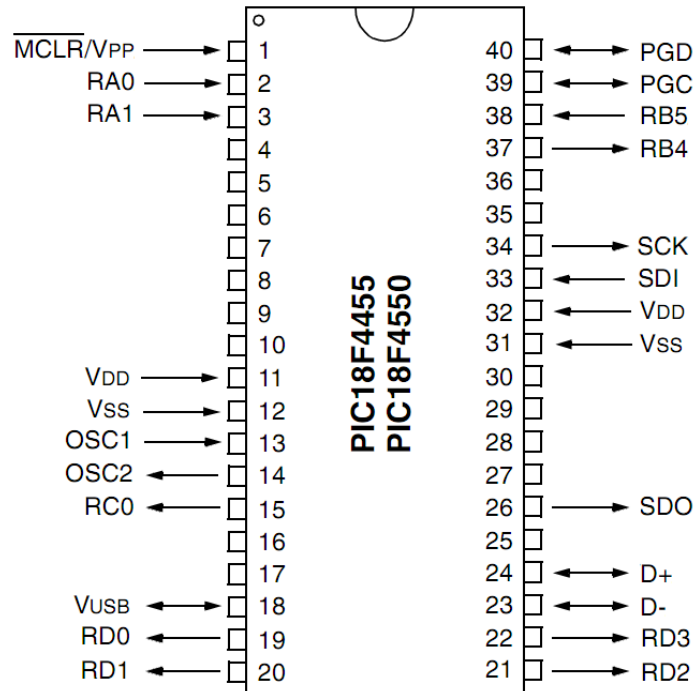


Fig 4.2 Disposición de terminales del microcontrolador PIC18F4550⁹.

⁸ LIN: *Local Interconnect Network*. Es una red local de transmisión serial de 1 maestro y hasta 16 esclavos. Es similar al CAN, pero es más limitada. Se usa mucho en la industria automotriz.

Pin	Nombre Terminal	Código en Programa	Descripción
23	D-	-	Línea USB- diferencial (E/S)
24	D+	-	Línea USB+ diferencial (E/S)
1	MCLR V _{PP}	-	<i>Master Clear</i> : entrada de reinicio Entrada de voltaje de programación (en-circuito)
13	OSC1	-	Entrada para oscilador externo (cristal)
14	OSC2	-	Salida para oscilador externo (cristal)
39	PGC	-	Terminal de reloj para la programación y depuración en-circuito.
40	PGD	-	Terminal de datos para la programación y depuración en-circuito.
2	RA0	self_power	Entrada digital, detección de alimentación de tarjeta (2~5 V)
3	RA1	usb_bus_sense	Entrada digital, detección de conexión de USB
37	RB4	-	Salida digital, línea de transmisión del UART
38	RB5	-	Entrada digital, línea de recepción del UART
15	RC0	CONV	Salida digital, habilitación de dispositivo SPI 1
20	RD1	mLED_1	Salida digital, señal 2 de estado de USB
21	RD2	mLED_2	Salida digital, señal de estado de conversión
22	RD3	mLED_3	Salida digital, señal de estado de GPS
19	RDO	mLED_4	Salida digital, señal 1 de estado de USB
24	SCK	-	Reloj síncrono serial para modo SPI
33	SDI	-	Entrada de datos SPI (MISO)
26	SDO	-	Línea de salida de datos SPI (MOSI)
11,32	V _{DD}	-	Alimentación positiva para lógica y terminales E/S
12,31	V _{SS}	-	Referencia de tierra para lógica y terminales E/S
18	V _{USB}	-	Regulador interno de salida de USB a 3.3 V.

Tabla 5.2 Descripción de terminales del microcontrolador PIC18F4550.

4.3. Protocolos de comunicación

El intercambio de información digital entre un microcontrolador y los periféricos puede ser de dos tipos:

1. Paralela: implica el envío simultáneo de la información (varios o todos los bits). Este tipo de comunicación es muy costosa debido a la necesidad de gran cantidad de cableado y conexiones (un cable por bit), además de limitar las terminales I/O utilizados por el microcontrolador y de tener un alcance muy limitado (distancia). Se considera obsoleta.
2. Serial: envía los bits del dato por separado, uno detrás del otro. Esto implica que el receptor debe de invertir el proceso y reconstruir el dato original. Este tipo de comunicación tiene un gran alcance (distancia). A su vez se divide en síncrona y asíncrona.
 - a. Síncrona: requiere de la existencia de una señal de reloj común para todos los dispositivos interconectados para sincronizarlos.
 - b. Asíncrona: hace la sincronización de dispositivos mediante banderas (software o hardware) y requiere que los dispositivos tengan su base de tiempo propia en concordancia con la base de tiempo de los otros dispositivos interconectados.

9 Tomado de (Microchip, 2006) p. 4, modificado.

4.3.1. Protocolo de Comunicación SPI

Junto con los protocolos 3-Wire de Dallas-Maxim e I²C de Phillips, el protocolo SPI de Motorola es un tipo de comunicación serial síncrona¹⁰. Éste consiste en un bus¹¹ de cuatro líneas, sobre el cual se transmiten paquetes de información de 8 *bits* de dispositivos periféricos de baja y media velocidad. Se considera que el SPI es un bus *full duplex*, ya que puede enviar y recibir información de manera simultánea, lo cual representa una tasa más alta de transferencia de datos.

La comunicación sigue el esquema de maestro/esclavo. El maestro se encarga de iniciar la transferencia de información, generando también las señales de reloj y de control, mientras que el esclavo es cualquier dispositivo controlado por el maestro. Sin embargo, no existe direccionamiento de los dispositivos esclavos ni reconocimiento (*acknowledgement*) de la recepción de datos¹². En un tiempo determinado T , sólo puede haber un maestro en el bus.

La Fig 4.3 muestra la conexión típica de un grupo de dispositivos en un bus SPI, es importante recordar que todas las líneas del bus transmiten la información en una sola dirección:

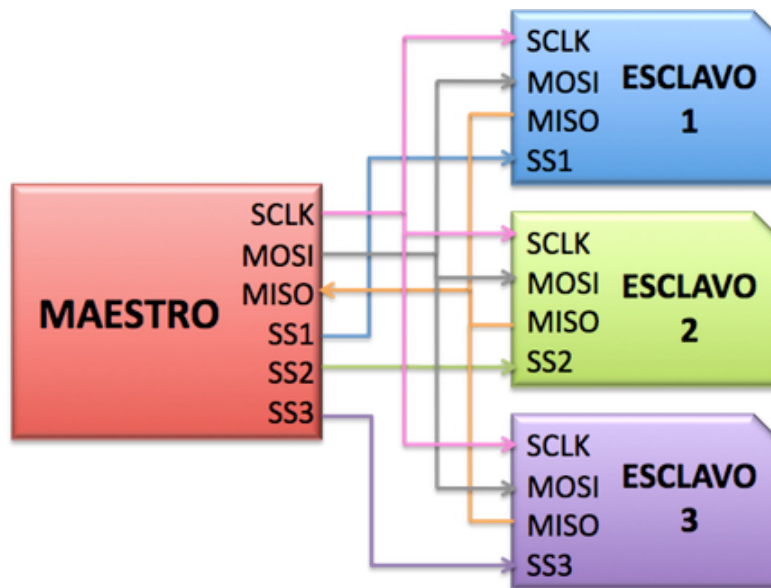


Fig 4.3 Conexión Maestro/Esclavo para protocolo de comunicación SPI.

Los nombres de las señales son:

¹⁰ Aunque cada uno corresponde a una tecnología diferente (número de conductores, transmisión, direccionamiento, formato y velocidad de transferencia propios), muchos dispositivos son compatibles entre los 3 protocolos.

¹¹ Bus: conjunto de líneas de comunicación comunes a un grupo de dispositivos que permiten la interconexión y el intercambio de información entre los mismos.

¹² Es decir, el maestro no puede detectar la presencia de un esclavo o establecer un medio de control de flujo de datos.

- *SCLK (Serial Clock)*: también conocido como SCK, es el reloj del bus y es generado por el maestro.
- *MOSI (Master Output Slave Input)*: salida de datos del maestro y entrada de datos a los esclavos¹³.
- *MISO (Master Input Slave Output)*: entrada de datos del maestro y salida de datos de los esclavos.
- *SS (Slave Select)*: también conocido como CS (*Chip Select*), es la habilitación del esclavo por parte del maestro. Cada esclavo es seleccionado por un nivel lógico bajo de alta impedancia (0).

Dependiendo de la cantidad de esclavos presentes en el bus, se requerirán igual número de líneas de selección. Este método de selección permite conectar varios esclavos a las mismas líneas de comunicación permitiendo que el maestro se pueda comunicar con todos ellos al mismo tiempo; no es posible al revés.

Para establecer la comunicación entre los dispositivos, es necesario definir dos parámetros (respecto al pulso del reloj) para determinar el momento en el cual se considera válido un dato de entrada o se genera un dato de salida:

- *Polaridad del reloj (CPOL: Clock POLarity)*: determina si el estado de reposo de la línea de reloj está en bajo (0) o en alto (1).
- *Reloj de fase (CPHA: Clock PHAse)*: determina si los datos entran o salen en el flanco de subida (1) o de bajada (0) del pulso del reloj. Se puede decir que si CPHA=1 la transferencia comienza en el segundo flanco del reloj y si CPHA=0, la transferencia comienza en el primer flanco del reloj¹⁴.

Con la combinación de estos parámetros se crean los cuatro modos de trabajo del bus SPI. Para lograr una comunicación exitosa, cada par maestro/esclavo dentro del bus tiene que operar en el mismo modo¹⁵. La siguiente tabla muestra los cuatro modos:

13 También es común encontrar SDI (*Serial Data Input*) y SDO (*Serial Data Output*); el SDO de un dispositivo siempre se conecta en el SDI de otro.

14 Si CPOL=1 y CPHA=1 los datos salen en el flanco de bajada y se leen en el flanco de subida. Si CPOL=1 y CPHA=0 los datos salen en el flanco de subida y se leen en el flanco de bajada. Si CPHA=0 el reloj de cambio es el resultado de un OR entre SCLK y SS: cuando SS=0, los datos salen en el primer flanco (CPOL determina si es el de bajada o subida)

15 Generalmente los esclavos determinan el modo de operación, mientras que el maestro generalmente es capaz de hacerlos todos. La mayoría de los dispositivos pueden soportar al menos dos modos.

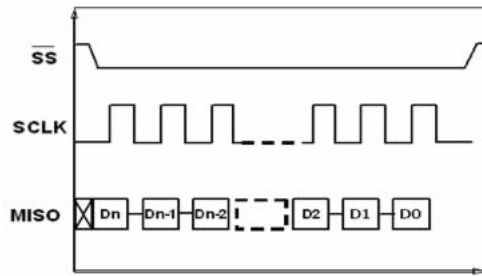
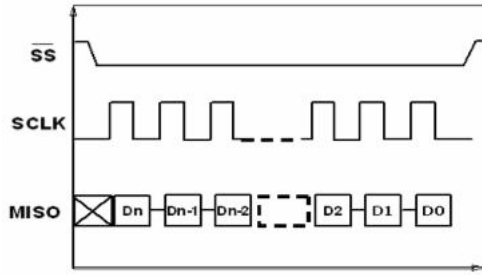
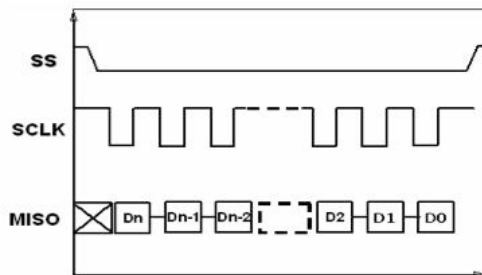
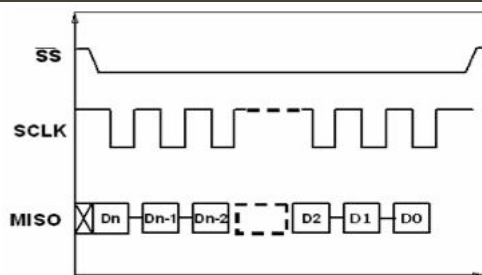
Imagen	Características
 <p data-bbox="479 567 771 598"><i>Fig 4.4 Modo 00 del SPI</i></p>	<p data-bbox="909 294 1250 399">Los datos se transmiten en el flanco de bajada de SCK. El reposo es en bajo.</p> <ul data-bbox="982 420 1161 504" style="list-style-type: none"> — CPOL=0 — CPHA=0
 <p data-bbox="479 924 771 955"><i>Fig 4.5 Modo 01 del SPI</i></p>	<p data-bbox="909 651 1250 756">Los datos se transmiten en el flanco de subida de SCK. El reposo es el bajo.</p> <ul data-bbox="982 777 1161 861" style="list-style-type: none"> — CPOL=0 — CPHA=1
 <p data-bbox="479 1281 771 1312"><i>Fig 4.6 Modo 10 del SPI</i></p>	<p data-bbox="909 1008 1250 1113">Los datos se transmiten en el flanco de bajada de SCK. El reposo es en alto.</p> <ul data-bbox="982 1134 1161 1218" style="list-style-type: none"> — CPOL=1 — CPHA=0
 <p data-bbox="479 1638 771 1669"><i>Fig 4.7 Modo 11 del SPI¹⁶</i></p>	<p data-bbox="909 1365 1250 1470">Los datos se transmiten en el flanco de subida de SCK. El reposo es el alto.</p> <ul data-bbox="982 1491 1161 1575" style="list-style-type: none"> — CPOL=1 — CPHA=1

Tabla 5.3 Descripción y características de los Modos del SPI.

16 Imágenes tomadas de (Rodríguez S and Villegas N, 2006) p. 98.

El bus SPI emplea un simple registro de desplazamiento para transmitir la información, es decir, el bit más significativo (MSB) es transmitido primero. El protocolo especifica que el número de bits que componen cada dato debe ser de 8, pero existen muchos dispositivos que no lo hacen, así que siempre es recomendable leer los diagramas y hojas de especificaciones propias del integrado a utilizar.

El microcontrolador PIC 18F4550, a través del módulo MSSP (*Master Synchronous Serial Port*), maneja la comunicación SPI y la I²C¹⁷. CKP (*Clock Polarity Select Bit*) y CKE (*SPI Clock Edge Select*). Para trabajar con el microcontrolador PIC 18F4550 es necesario tomar las siguientes consideraciones:

1. El convertidor LTC2440 es el dispositivo esclavo, mientras que el PIC 18F4550 es el maestro.
2. Es necesario habilitar un pin de salida del PIC 18F4550 como CS para cada convertidor utilizado. En este caso, se utiliza el pin RC0.
3. Por cuestiones de facilidad, se optó por utilizar la comunicación SPI del hardware del PIC 18F4550, cuyas asignaciones son las siguientes: SCLK corresponde al pin RB1 y SDI corresponde a RB0. Como se puede ver, es una comunicación de 2 hilos, debido a que se prefirió que el convertidor LTC2440 fuera un dispositivo pasivo.
4. El PIC 18F4550 sólo puede leer paquetes de 8 bits.
5. La velocidad máxima de transmisión es de 5 MHz.
3. El modo SPI de funcionamiento del convertidor LTC2440 es 00, el cual debe estar apropiadamente configurado en el PIC 18F4550.

4.3.2. Protocolo de Comunicación USART

El RS-232 (*Recommended Standard 232*) es un protocolo de comunicación serial asíncrono. No requiere pulsos de reloj externos y la duración de cada bit está determinada por la velocidad a la cual se realiza la transferencia de datos.

Para evitar problemas entre equipos y sistemas de varios fabricantes, en 1960 la EIA (*Electronics Industry Association*) elaboró la norma RS-232¹⁸ que define 4 puntos importantes sobre el protocolo:

Especificaciones eléctricas. Especifican principalmente niveles de voltaje, tiempo de subida y bajada de cada señal, tasas obtenibles de datos y la distancia de comunicación. Las especificaciones de interés son las siguientes:

- Tasa de datos. El estándar permite tasas de hasta 20,000 bits por segundo y aunque no define velocidades fijas de baudaje, algunas de las más comunes son: 4800, 9600, 19200 y 57600 bps.
- Niveles de voltaje. El valor lógico "1" está comprendido entre voltajes de -3 V y -25 V mientras que el valor lógico "0" está comprendido entre el valor de +2 V y +25 V. La región

¹⁷ En realidad, ambos protocolos son iguales, excepto que el SPI hace el direccionamiento por medio de hardware (SS) y el I2C lo hace por medio de software. Se prefiere el segundo para redes muy grandes (>10) de dispositivos.

¹⁸ El estándar se conoce como RS-232, pero el nombre oficial es EIA232.

comprendida entre $-3 V$ y $+3 V$ se considera una región de transición a la cual no está asignado ningún valor lógico.

- Distancia de transferencia. Los altos niveles de voltaje del protocolo y el amplio margen de los mismos se deben a que el estándar debe cumplir con una distancia máxima de $15 m$. Al elevar el voltaje y aumentar los márgenes de los niveles lógicos se evitan problemas con el efecto capacitivo de los conductores y su resistencia eléctrica. Es posible alcanzar distancias de 25 a $50 m$ utilizando un buen diseño.

Especificaciones mecánicas. Especifica el número de terminales, forma y dimensiones de los conectores. El protocolo especifica un conector tipo D de 25 terminales, pero como en realidad sólo se usa una pequeña parte de estas 25 terminales, es más común encontrar un conector de 9 terminales (aunque éste no pertenece propiamente al estándar).

Especificaciones funcionales. Especifican las funciones de cada señal. Como ya se dijo anteriormente, el estándar define 25 pines de señal para un total de 22 funciones diferentes¹⁹. La Fig 4.8 muestra la asignación de señales para un conector de 9 terminales.

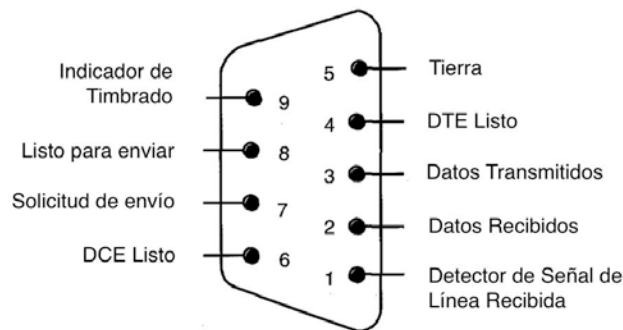


Fig 4.8 Conector DB9 EIA232E con asignación de señales para cada terminal²⁰.

Especificaciones de procedimiento. Especifica la secuencia de eventos que conlleva la transmisión de datos basado en las especificaciones funcionales. Esos procedimientos son diferentes dependiendo de la aplicación que se esté usando.

Para iniciar la transmisión de datos, el emisor coloca la línea en BAJO (bit de arranque) para proceder a mandar los bits del dato, empezando por el LSB y terminando por el MSB. Cuando la línea de transmisión (o recepción) no está en uso, es necesario ponerla en estado de reposo ALTO. La velocidad máxima de transmisión es de $500 kb/s$.

¹⁹ Para una mejor descripción de estas funciones véase (Huang, 2005) pp. 410-412. Ya que solo se utilizaron 3 terminales, no se consideró necesario especificar todas las funciones.

²⁰ Tomado de (Huang, 2005) p. 412, modificado.

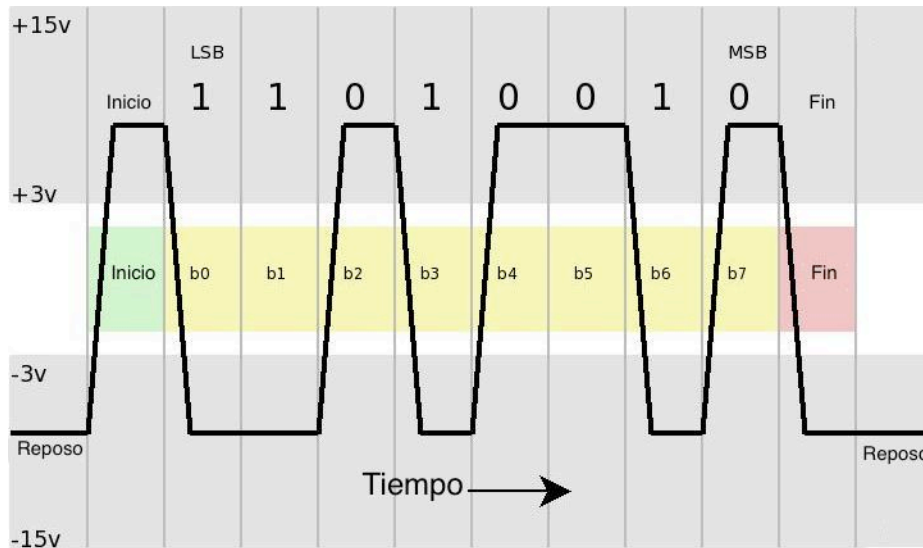


Fig 4.9 Transmisión de 8 bits por comunicación RS-232²¹.

Sin embargo, ya que la gran mayoría de los dispositivos lógicos funcionan con niveles lógicos TTL²² es necesario convertir los voltajes a niveles adecuados; sin olvidar también que los niveles lógicos de voltaje se encuentran invertidos.

Aunque la implementación de circuitos de conversión de voltajes no es compleja, se prefiere el uso de circuitos integrados denominados periféricos UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*) para cumplir esta función.

El driver de RS-232 utilizado en este proyecto es el MAX233. El MAX233 pertenece a la misma familia que el MAX232: se alimenta con +5 V y se recomienda para aplicaciones con alimentación por batería. El caso particular del MAX233 se recomienda para aplicaciones en las que el espacio sea una limitante para el circuito impreso, razón por la cual no requiere de capacitores adicionales para su funcionamiento.

²¹ Tomado de (Ktnbn, 2007). Las zonas grises indican el margen de voltajes admisible para el protocolo RS-232. El bit de arranque de la comunicación está indicado en color verde, mientras que el bit de paro está indicado en color rojo. Los 8 bits de transmisión se encuentran indicados en color amarillo y se transmiten de LSB a MSB.

²² *Transistor-Transistor Logic*: se caracteriza por voltajes de 0 a 5 V, correspondientes a "0" lógico y "1" lógico.

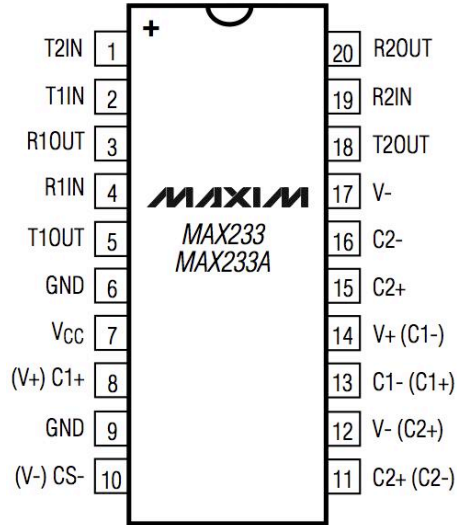


Fig 4.10 Disposición de terminales para el MAX233²³.

- T_{IN}: entrada TTL/CMOS
- R_{OUT}: salida TTL/CMOS
- T_{OUT}: salida RS-232
- R_{IN}: entrada RS-232
- GND: terminales a tierra
- V_{CC}: voltaje de alimentación.

Los valores característicos del MAX233 se indican en la Tabla 5.4:

Propiedad	Valor
V _{CC}	+4.5 V~+5.5 V
Drivers RS232	2
T _{IN}	-0.3 V~(V _{CC} -0.3 V)
R _{IN}	±30 V
T _{OUT}	±15 V
R _{OUT}	0.3 V~(V _{CC} -0.3 V)
Tasa de datos	200 kbps

Tabla 5.4 Propiedades de MAX233.

4.3.3. Protocolo de Comunicación USB

El protocolo USB (*Universal Serial Bus*) fue desarrollado por Intel, Compaq, Microsoft y NEC²⁴ a mediados de los 90s para reemplazar el protocolo RS-232 como un estándar para conectar dispositivos a una computadora tales como impresoras, ratones, teclados y bocinas.

²³ Tomado de (Maxim Integrated Products, 2006) p. 21.

Una de las ventajas del USB es el *hot swap*, que permite instalar o sustituir dispositivos sin detener o alterar la operación normal del host (computadora). Cuando se diseñó el protocolo se decidió minimizar el hardware y maximizar el software en favor del usuario final. Esto permite que las actualizaciones ocurran a nivel del firmware, sin tener que cambiar el dispositivo o su conexión física (incluso sin tener que reiniciar el host/computadora). Sin embargo, esto ocasiona que el bus USB sea un protocolo extremadamente complejo; más de lo que permite este trabajo, por lo que sólo se darán nociones básicas.

La Fig 4.11 muestra los tipos de conectores USB (machos) en el mercado y la Tabla 5.5 hace una descripción de las terminales. Adicionalmente la Fig 4.12 muestra el logo del protocolo USB. Este símbolo se encuentra en todos los conectores por dos motivos: uno es la identificación del propio conector como una unidad USB y el otro es para propósitos de orientación al momento de conectarlo.

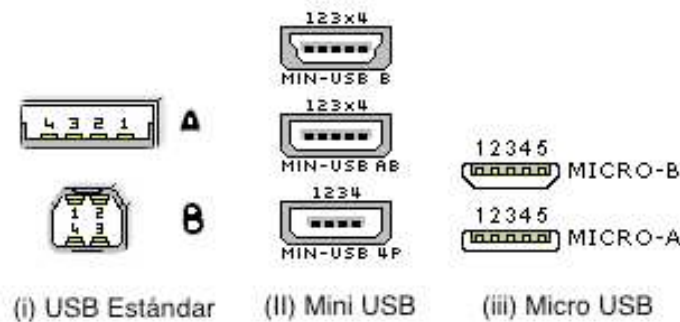


Fig 4.11 Conectores USB estándar (machos)²⁵.



Fig 4.12 Logo del protocolo USB²⁶

Terminal	Nombre	Descripción	Señal
1	V _{CC}	Rojo: 20~28 AWG	+5 VDC
2	D-	Blanco: 28 AWG	Dato -
3	D+	Verde: 28 AWG	Dato +
4	GND	Negro: 20~28 AWG	Tierra

Tabla 5.5 Características de los terminales USB²⁷.

24 A estas compañías se sumaron Hewlett-Packard, Lucent y Philips para crear lo que ahora se conoce como *USB Implementers Forum Inc.*, una organización no lucrativa para organizar el desarrollo y publicación de especificaciones USB.

25 Tomado de (Angelico et al., 2010), modificado.

26 Tomado de (Leya, 2007).

27 El pin x de los conectores mini-USB puede estar o no conectado; puede estar conectado a tierra o puede ser usado como un identificador adicional para algunos dispositivos portátiles.

Debido a que los cables USB transmiten señales y alimentación, se prefiere que tengan un blindaje (malla de cobre y aluminio) y que el par D+/D- vaya trenzado para evitar la diafonía. La impedancia Z_0 del cable es de 90Ω 15% con un retardo máximo en una vía de 26 ns. Ya que los colores en realidad no significan nada en particular, se pueden mantener únicamente en las puntas de los cables.

Hay tres tipos de unidades definidas en el protocolo. Su descripción y funciones principales se muestran en la Tabla 5.6:

Nombre	Descripción	Funciones
Host	Controla todos los aspectos de la comunicación USB. Usualmente es una computadora.	<ul style="list-style-type: none"> - Inicialización y configuración (enumeración). - Habilitación y deshabilitación de puertos y alimentación. - Reconocimiento de inserción y/o extracción de dispositivos - Obtención de información del software de aplicación. - Creación de "paquetes" y marcos. - Espera y reconocimiento de respuesta. - Corrección de errores. - Repetidor de puerto.
Hub	Puede ser una unidad autónoma o incorporada a un dispositivo.	<ul style="list-style-type: none"> - Permite la conexión de más de un dispositivo a un puerto del Host. Aunque el máximo es 16, son más comunes los Hubs de 4 puertos. - Controla las líneas de comunicación y alimentación de sus puertos USB.
Dispositivo	Periférico conectado a un Host. Todos los dispositivos USB se consideran como <i>dispositivos inteligentes</i> .	<ul style="list-style-type: none"> - Realiza funciones requeridas por el Host. - Maneja la alimentación. - Corrección de errores

Tabla 5.6 Principales unidades del protocolo USB.

Un puerto USB de un host puede direccionar hasta 127 dispositivos con un solo cable de 28 AWG, teniendo en cuenta que la longitud del cable está limitada a 5 m por 12 Mbps²⁸. Los dispositivos USB pueden ser organizados en una topología tipo pirámide (Fig 4.13), donde el host se encuentra en la punta (maestro) y los dispositivos (esclavos) se conectan a él a través de hubs (intermediarios). El número máximo de niveles es 6, por lo que la distancia máxima de un dispositivo a un host es de 30 m; si el host no recibe respuesta del dispositivo dentro del tiempo máximo permitido (1,500 ns), el host considera que el dispositivo está desconectado y que las instrucciones se han perdido.

²⁸ El protocolo USB no permite el uso de repetidores por lo que no es un protocolo adecuado para redes de comunicación.

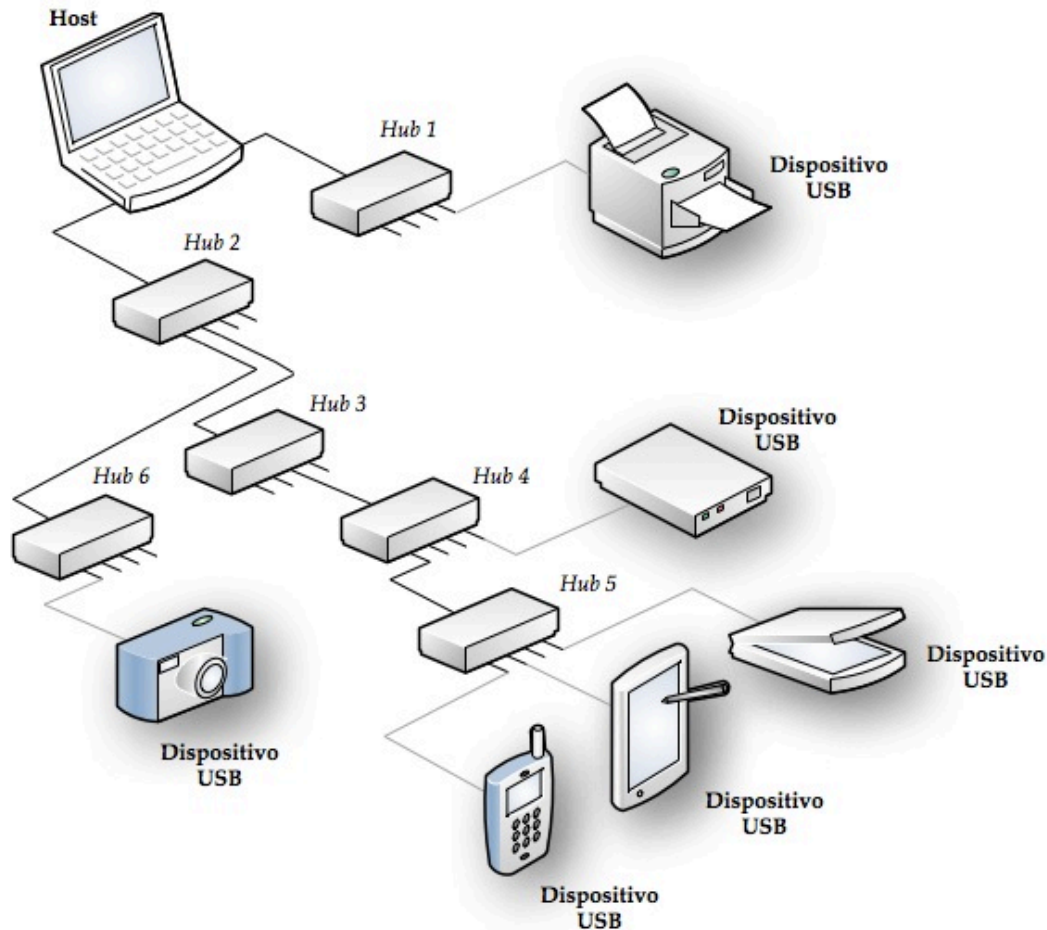


Fig 4.13 Topología Pirámide con el protocolo USB.

La especificación del bus USB se encuentra actualmente en su versión 3.0 (4.8 Gbps). En este trabajo se utiliza únicamente la versión 2.0, para la cual se definen las velocidades siguientes²⁹.

- *Low speed*: 1.5 Mbps. Se utiliza para dispositivos HID como teclados, ratones o joysticks.
- *Full speed*: 12 Mbps³⁰. Es la velocidad más común para hubs USB. La velocidad se divide entre los dispositivos conectados al hub.
- *High speed*: 480 Mbps. Velocidad característica del USB2.0.

Para que el host determine la velocidad del dispositivo, éste tiene que tener una resistencia *pull-up* (+3.3 V con una resistencia de 1.5 kΩ) en la línea D+ o D-. Cuando el dispositivo se conecta por primera vez, el host lo enumera y carga el controlador del dispositivo para poder usarlo. Este controlador contiene la combinación PID/VID (ID del Producto/ID del

²⁹ Hay que recordar que la tasa de transferencia se divide entre los dispositivos conectados a un mismo puerto.

³⁰ En realidad las interrupciones y sobrepasos de la señal USB ocasionan que la salida máxima no sobrepase los 8.5 Mbps en condiciones ideales. En condiciones típicas el desempeño es de hasta 2 Mbps.

Vendedor) que identifica el dispositivo³¹. Esta etiqueta es única para un dispositivo y requiere que se pague una cantidad a *USB Implementers Forum* para registrarlo y poder utilizar el logo en el producto.

El driver del dispositivo USB puede ser completamente personalizado o pertenecer a una clase de dispositivo (*device class*). Estas clases permiten que un mismo driver sea utilizado para diferentes dispositivos con funcionalidad similar. La Tabla 5.7 muestra las clases de dispositivos USB, la clase que nos interesa es la 0x02 o CDC:

Clase	Descripción	Ejemplos
0x00	Reservada	-
0x01	Dispositivo de audio	Tarjeta de sonido
0x02	Dispositivo de Comunicación (CDC)	Modem, fax
0x03	Dispositivo de Interfaz Humana (HID)	Mouse, teclado
0x07	Dispositivo de Impresión	Impresora
0x08	Dispositivo de almacenamiento masivo	Tarjeta de memoria, memoria flash
0x09	Dispositivo hub	Hub
0x0B	Dispositivo lector de tarjetas inteligentes (<i>Smart Cards</i>)	Lector de tarjetas
0x0E	Dispositivo de video	Cámara Web, scanner
0xE0	Dispositivo inalámbrico	Bluetooth

Tabla 5.7 Clases de Dispositivos USB³².

La máxima potencia disponible para un dispositivo externo está limitada a 500 mA a 5.0 V y se divide al conectar hubs entre sí. Aunque esto significa que los dispositivos pueden alimentarse directamente del USB, es importante evitar demandar más corriente de la que puede otorgar el host, porque puede quemarse el puerto USB del mismo.

El protocolo USB está centrado en host, ya que éste dicta el uso del bus. Cada dispositivo en el bus tiene una dirección USB única y ninguno de ellos puede “colocar” una señal en él sin que el host la haya pedido antes. El proceso de direccionamiento ocurre de la siguiente forma: cuando el dispositivo se conecta al bus, el host USB utiliza la dirección 0x00 para pedir información básica sobre el dispositivo (descriptores³³). Después el host le asigna una dirección única (enumeración) y le pide más información como el fabricante, las capacidades y el ID de producto. A partir de este punto empiezan las transacciones bidireccionales en el bus. El direccionamiento al inicio de los datos permite múltiples receptores en la línea.

Ya que la transmisión de datos a través de un par diferencial, la comunicación es asíncrona. La transmisión de datos por USB ocurre utilizando la codificación NRZI (*Non-Return to Zero*

31 El host también tiene su propia especificación. Como se utilizó un host convencional (computadora), se recomienda consultar (Ravencraft, 2007) para conocer la especificación completa.

32 Tomado de (Ibrahim, 2008) p. 413.

33 Los descriptores son etiquetas de información. Éstos constan de 2 bytes, el primero especifica la longitud del descriptor (*blenght*) y el segundo indica el tipo de descriptor (*bDescriptorType*). Los tipos de descriptores USB más comunes son: de dispositivo, de configuración, de interfaz, de HID y de endpoint.

Inverted), enviando un bit a la vez. En esta codificación, la señal se invierte en cada cambio a cero lógico, manteniéndose cuando existe un uno lógico. Cuando existen seis “1” consecutivos, se añade un 0 para evitar que el flujo de datos sea estático (esto se conoce como *bit de relleno*). El reloj también se encuentra codificado junto a los datos diferenciales, el receptor lo decodifica utilizando un campo de SYNC al inicio de cada paquete.

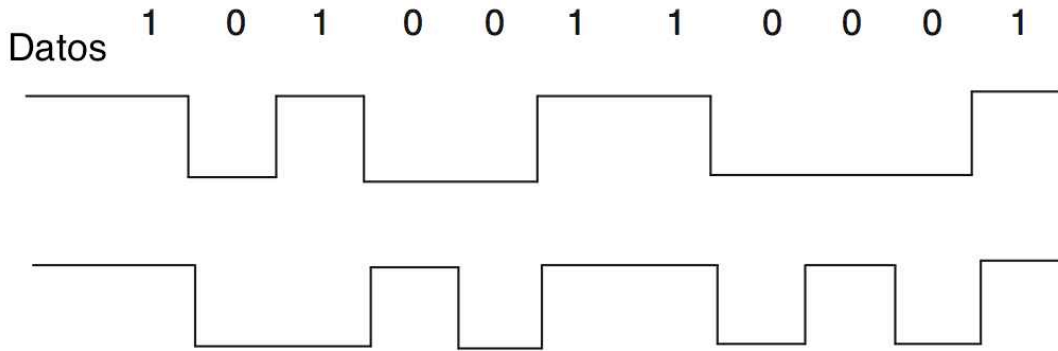


Fig 4.14 Codificación NRZI³⁴.

Al utilizar la codificación NRZI (Fig 4.14) se evita el uso de un reloj, permitiendo que las señales se obtengan individualmente. Después del dato, se envía un código de corrección de errores que permite que los errores sean corregidos y no sólo detectados para no perder tiempo en retransmisiones.

El protocolo acomoda los bytes en “paquetes” para ser transmitidos dentro de “marcos”, que pueden ser de 4 tipos:

1. Transferencia de interrupción. Se usa en dispositivos HID que requieren servicio constante. Ya que ningún dispositivo puede iniciar la comunicación más que el host, éste hace un sondeo frecuente (sin sobrecargar el ancho de banda).
2. Transferencia isócrona. Se utiliza cuando el dispositivo necesita ser leído/escrito a una tasa constante, como micrófonos y bocinas. En esta transferencia la calidad de los datos no es crítica, por lo que no hay corrección de datos y los datos perdidos o erróneos se ignoran. El tamaño máximo del dato en transferencia isócrona es de 1023 *bytes*.
3. Transferencia de control. Transfiere peticiones e información específica. Esta transferencia se utiliza mucho durante los ciclos de configuración e inicialización. Los datos transferidos son críticos y requieren una respuesta o reconocimiento por parte del dispositivo, así como de una corrección total obligatoria. Las transferencias de control ocupan muy poco ancho de banda.
4. Transferencia de volumen. Como su nombre lo indica, se utilizan para transferir largos bloques de datos a un dispositivo, como un grabador de discos compactos o una impresora. Aunque el tiempo de llegada se extiende hasta más de 10 *ms*, esta transferencia necesita corrección total obligatoria y *handshaking*.

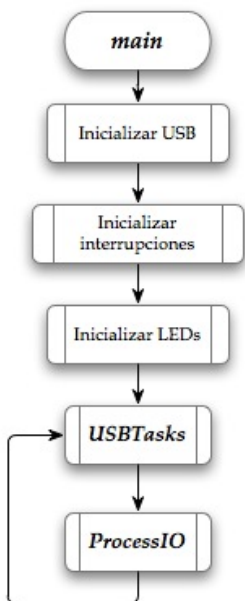
³⁴ Tomado de (Ibrahim, 2008) p 412, modificado. La parte superior muestra los valores lógicos de un dato mientras que la parte media muestra su decodificación estándar y la parte inferior muestra la codificación NRZI.

Todos los marcos empiezan con un paquete de muestra (*token*), que marca el inicio del 1 *ms* que dura el marco. Después se envía el paquete de datos y por último un *handshaking* que incluye la corrección de errores.

El receptor tiene una sensibilidad de 200 *mV* cuando el rango común se encuentra entre 0.8 *V* y 2.5 *V*. La salida diferencial es llevada a valores bajos <0.3 *V* (con una carga de 1.5 *kΩ* a 3.6 *V*) y valores altos >2.8 *V* (con una carga de 15 *kΩ* a tierra). La impedancia de las terminales en *high-speed* es 45 Ω .

4.4. Algoritmos de la unidad de control

En esta sección se mostrarán los diagramas de flujo correspondientes al funcionamiento de la TDusb. Para conocer la operación del firmware del USB, consúltese el *Anexo 6.6 Firmware USB*.



La Fig 4.15 muestra el proceso *main*, que consta de 3 rutinas de inicialización y 2 rutinas cíclicas:

- *Iniciar USB*: inicializa el hardware del USB, principalmente las terminales que “perciben” si se ha conectado el cable USB y que la unidad se encuentre alimentada externamente.
- *Iniciar interrupciones*: inicializa las interrupciones globales. Sólo se utiliza la interrupción por desbordamiento del *Timer0*.
- *Iniciar LEDs* inicializa los LEDs que se utilizarán como señal visual de funcionamiento.
- *USBTasks*: discutido en el Anexo 6.6.
- *ProcessIO*: véase la Fig 4.16.

Fig 4.15 Proceso *main*.

La Fig 4.16 muestra el subproceso *ProcessIO*, que comprende las rutinas de usuario que permiten el funcionamiento de la *TDusb*.

- *Parpadeo de estado USB*: muestra el estado de la conexión USB a través de dos LEDs. Si no parpadean, parpadean al unísono o sólo uno parpadea, el sistema no esta listo para transmitir; deben de parpadear de manera alterna para tal efecto.

Si el estado USB es “desconectado” o “en suspensión”, el subproceso termina.

- *RunCMD* y *adquirir*: véanse la Fig 3.15 y la Fig 3.16. Es necesario que sus banderas (*comando* y *CONVERSION*) hayan sido activadas para que estos procesos se ejecuten.
- *Leer GGA* y *Leer RMC*, son subprocesos del GPS que permiten obtener la localización en tiempo y espacio. Éstas dependen del temporizador de 1 s.
- *Obtener USB*: obtiene una línea de 4 caracteres del usuario que determinará el comando a ejecutar.

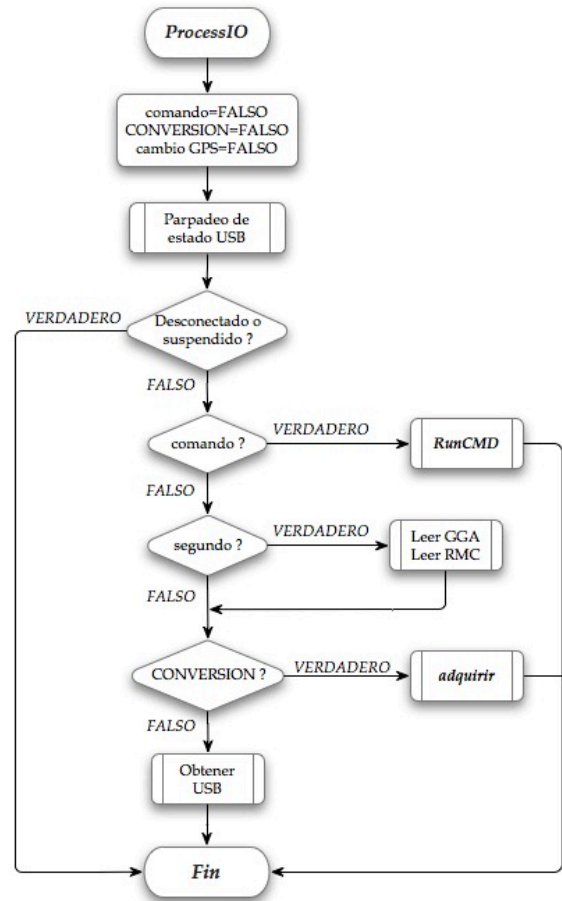


Fig 3.15 Subproceso *ProcessIO*.

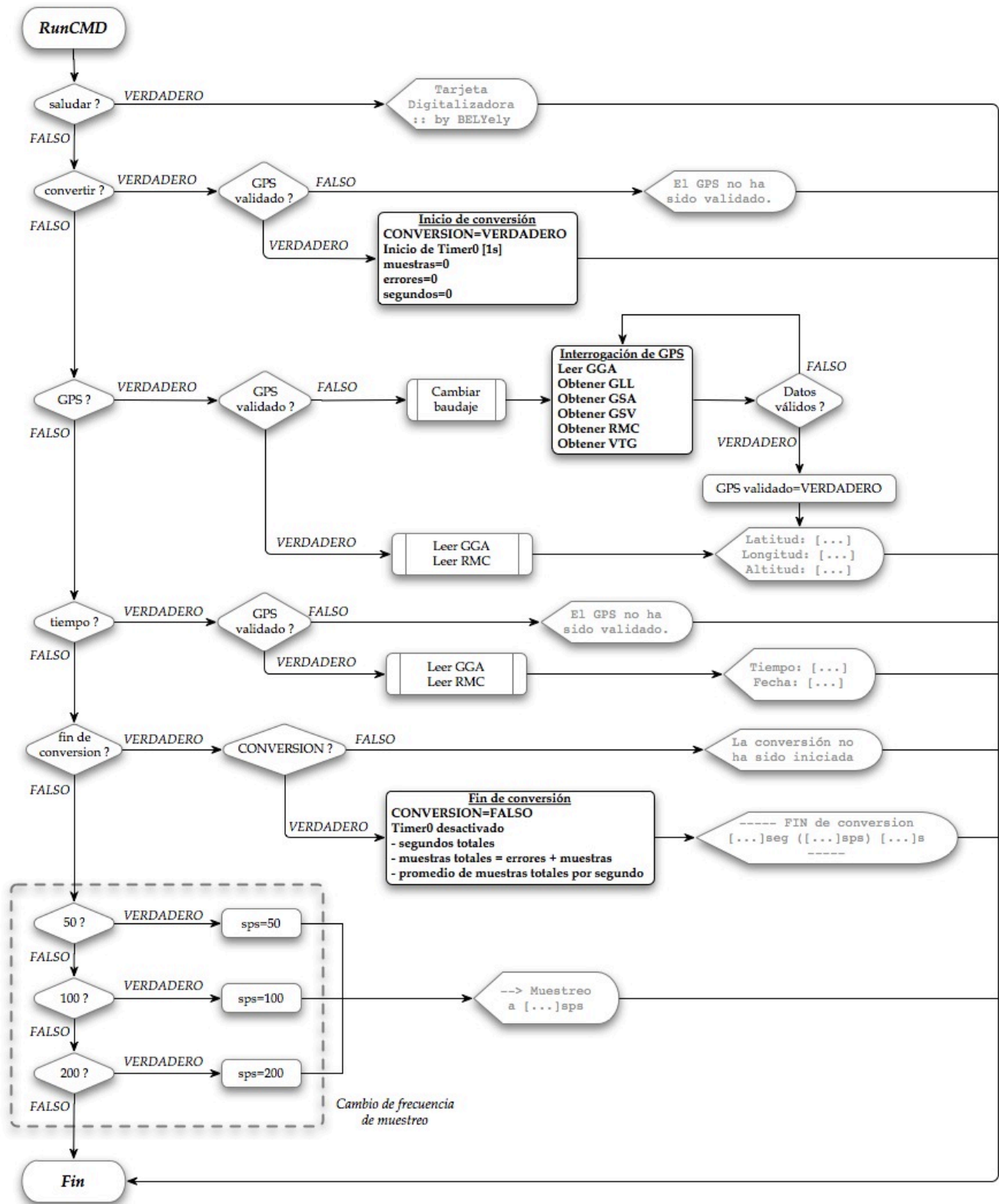


Fig 4.17 Subproceso RunCMD.

La Fig 4.18 muestra el subproceso *RunCMD*, que ejecuta el comando introducido por el usuario. Para que se ejecute este subproceso es necesario que la bandera *comando* haya sido activada, lo cual ocurre en *Obtener USB* al recibir una cadena de 4 *caracteres*.

- El comando *saludar* es un comando de control que sirve para verificar rápidamente que la comunicación USB entre la computadora y el microcontrolador sea correcta.
- El comando *convertir* inicia la bandera de *CONVERSION* que permite la adquisición de datos (véase la Fig 4.18). Adicionalmente inicia el temporizador para interrogar el GPS a una frecuencia de 1 s y reinicia algunos datos de conversión como la cantidad de muestras, los errores y los segundos. Si el GPS no ha sido validado, no se puede iniciar la conversión.
- El comando *GPS* permite, en primera instancia, validar el GPS. Esta validación incluye *Cambiar baudaje*, que cambia el baudaje de fábrica³⁵ (4800 o 9600 *baudios*) al baudaje máximo (57600 *baudios*). Posteriormente se interrogará el GPS de manera sistemática hasta que se obtengan datos válidos de localización³⁶. Una vez validados, se mostrará la Latitud, Longitud y Altitud en sistema decimal. Si los datos ya han sido validados, podrán visualizarse estos datos rápidamente.
- El comando *tiempo* permite visualizar la fecha y la hora en formato UTC. Si el GPS no ha sido validado, no es posible visualizar estos datos.
- El comando *fin de conversión* desactiva la bandera de *CONVERSION* y el temporizador de 1 s. Adicionalmente muestra los datos totales de la adquisición: los segundos transcurridos, las muestras (válidas) promedio por segundo y las muestras totales realizadas. No se puede detener la conversión si esta no ha sido iniciada.

Por último es posible cambiar la frecuencia de muestreo de la adquisición. Es preferible tener frecuencias de muestreo fijas para evitar consumir tiempo en el cálculo de las mismas. El valor por defecto es de 50 *sps*. Para mostrar que se ha cambiado correctamente, se visualiza un mensaje con el valor actual de muestreo.

35 Si el módulo GPS ha estado inactivo por un largo tiempo, éste hará un arranque en frío lo que reiniciará el módulo a los valores de fábrica.

36 Como se describe en el **Capítulo 2: Módulo GPS**, el proceso de validación puede tardar varios segundos o varios minutos. Este comando debe ejecutarse cada vez que la TDusb se reinicie o cuando se cambie de ubicación. Para una mejor descripción de las sentencias involucradas, consúltese el **Anexo 6.2: Oraciones NMEA 0183**.

La Fig 4.18 muestra el subproceso *adquirir*. Primero se obtiene la conversión AD a través del proceso *getCONV* (Fig 4.19) y se procede al guardado.

En este prototipo se visualiza directamente el resultado de esta conversión (sólo para 50 *sps*), por lo que se guarda dentro del buffer de transmisión USB. El formato de guardado es opcional.

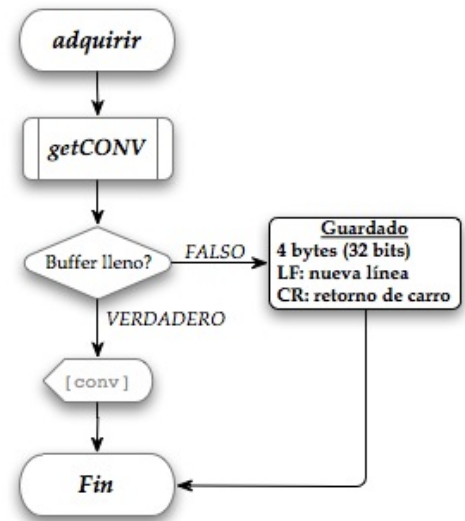


Fig 4.18 Subproceso *adquirir*.

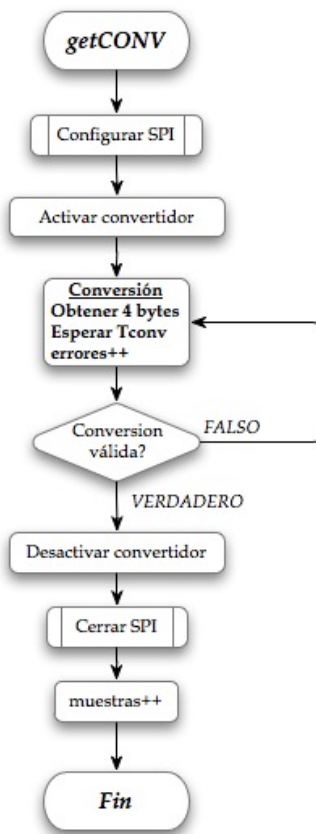


Fig 4.19 Subproceso *getCONV*.

La Fig 4.19 muestra el subproceso *getCONV*. Primero es necesario configurar la comunicación SPI y activar el convertidor.

El proceso de conversión comprende la obtención de los bytes y una espera de tiempo determinado (depende del muestreo). Adicionalmente, para propósitos de visualización se hace un conteo de las muestras totales hechas.

Una vez obtenida la conversión, se evalúa de acuerdo a los criterios de error³⁷ para obtener sólo conversiones válidas. Se desactiva el convertidor, se cierra el SPI y se hace un último conteo de las muestras válidas totales obtenidas.

³⁷ Véase el Capítulo 3: Módulo de Conversión Analógica-Digital.

Por último, se muestra la conexión del módulo de control de la *TDusb* en la Fig 4.20

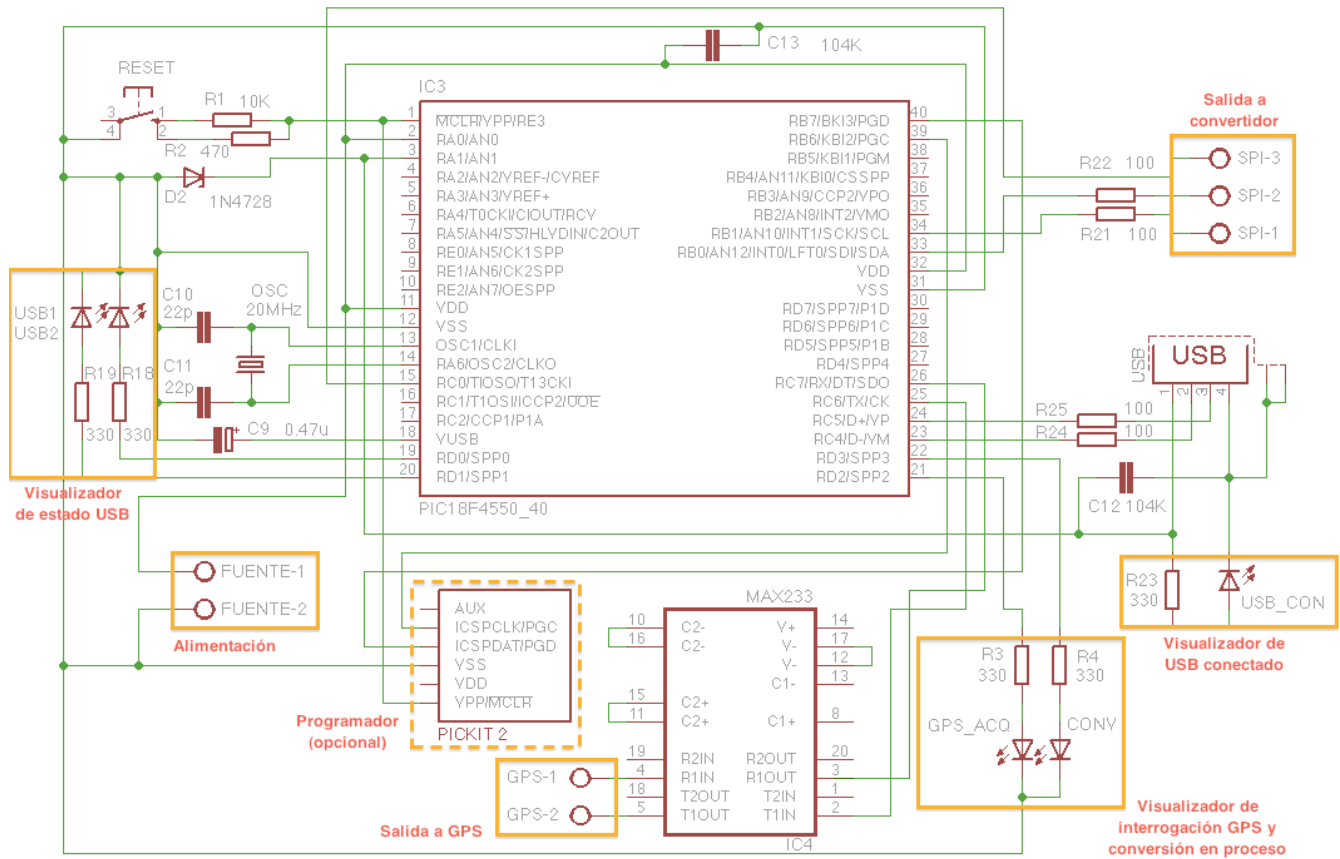


Fig 4.20 Módulo de control de la *TDusb*

Hay 5 LEDs de visualización. Los primeros corresponden al estado USB (*USB1* y *USB2*). Dos más indican si se está interrogando el GPS (*GPS_ACQ*) y/o si se está llevando a cabo una conversión (*CONV*). Un último LED está conectado al USB directamente e indica si el dispositivo está conectado (y por lo tanto energizado) al puerto USB de la computadora (*USB_CON*).

Solo hay 3 salidas: el puerto USB, 2 terminales para el módulo GPS (*GPS-1* y *GPS-2*) y 3 para el módulo de conversión analógica-digital (*SPI-1*, *SPI-2* y *SPI-3*). La alimentación (*FUENTE-1* y *FUENTE-2*) es de +5 V.

Adicionalmente se incluyen terminales para conectar un programador (*PICKIT 2*) para poder actualizar el firmware y/o mejorar el programa dentro del mismo circuito³⁸.

38 Esto significa que no es necesario remover el microcontrolador para reprogramarlo.

Capítulo 5: Resultados y Conclusiones

Este último capítulo resume la funcionalidad de la TDusb y los logros alcanzados en este proyecto. Adicionalmente se muestran las posibles aplicaciones y se incluyen recomendaciones para su diseño a futuro.

5.1. Resultados

5.1.1. Manufactura

A continuación se presentan las imágenes del prototipo terminado.

Las tarjetas fueron diseñadas en el programa EAGLE de CadSoft, mediante el cual se obtuvo el código CNC para maquinar las tarjetas. Por practicidad se decidió utilizar sólo una cara de la tarjeta fenólica; un diseño en dos caras permitiría una optimización de espacio.

La primera imagen corresponde al módulo GPS (Fig 5.1). Se incluyó un conector DB9 para futuras aplicaciones.

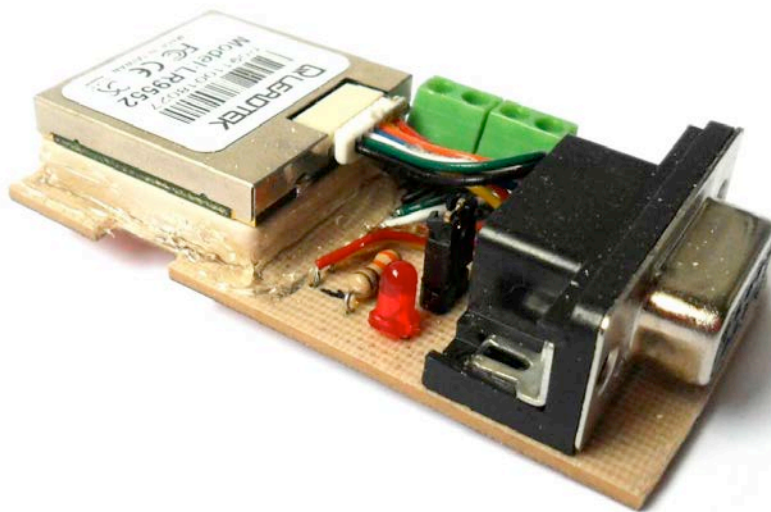


Fig 5.1 Módulo GPS.

La segunda tarjeta corresponde al módulo de conversión analógica-digital (Fig 5.2).

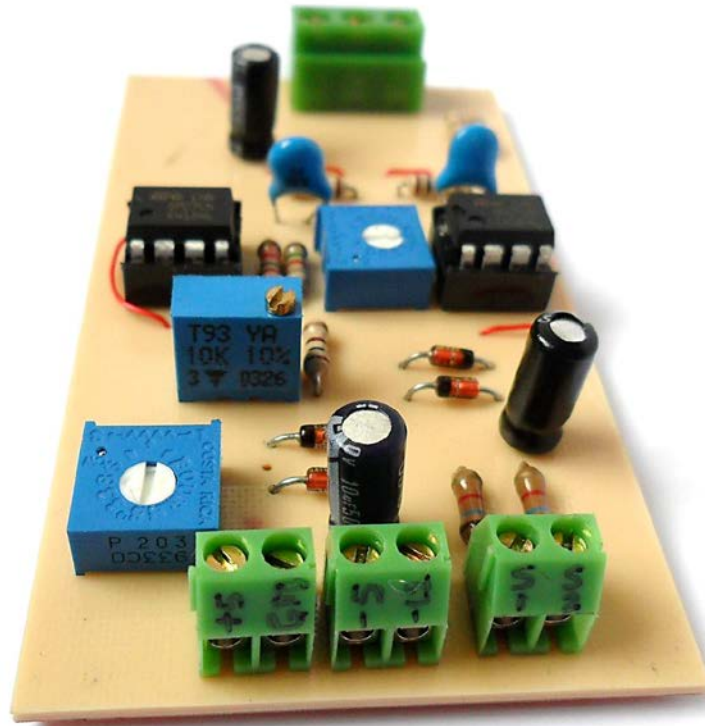


Fig 5.2 Módulo de Conversión Analógica-Digital.

La última imagen corresponde al módulo de control (Fig 5.2). El módulo de control se muestra todavía en tarjeta de prototipos debido a que se está modificando para incluir una memoria.

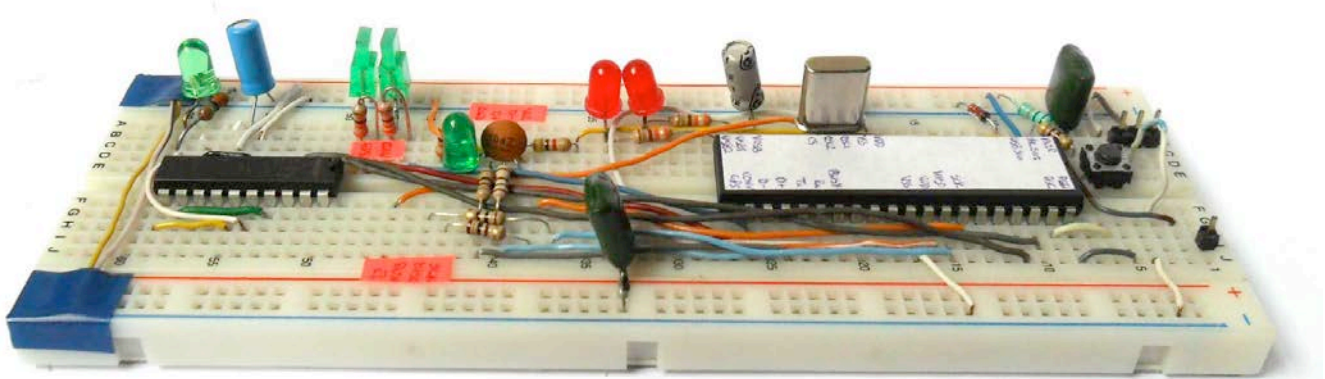


Fig 5.3 Módulo de control.

5.1.2. Costos

El prototipo armado de la TBus tiene un costo total aproximado de \$1,300.00. Respecto a esta cantidad hay que recordar varios puntos:

- a. Los componentes utilizados tienen un grado comercial. El uso de materiales de grado industrial supone mejoras en la adquisición de datos, pero supone también aumento del costo de material.
- b. La mitad del costo del sistema de adquisición se debe al módulo GPS. El uso del GPS permite estandarizar datos a nivel internacional o a nivel local en redes de datos; si se opta por no utilizarlo, el costo puede reducirse a la mitad.
- c. El componente más costoso en un sistema adquirente de señales es el sensor.

5.1.3. Ruido

Por último es necesario obtener el espectro de potencia de la TDusb para obtener los límites de ruido que el adquirente presentará en actividad.

Para ello se utilizó un sensor y una carga (impedancia) equivalente. La prueba consistió en tomar mediciones en un intervalo de 60 s, primero con el sensor y luego con su carga equivalente para obtener el ruido. Los resultados obtenidos se pueden apreciar en la Fig 5.4¹:

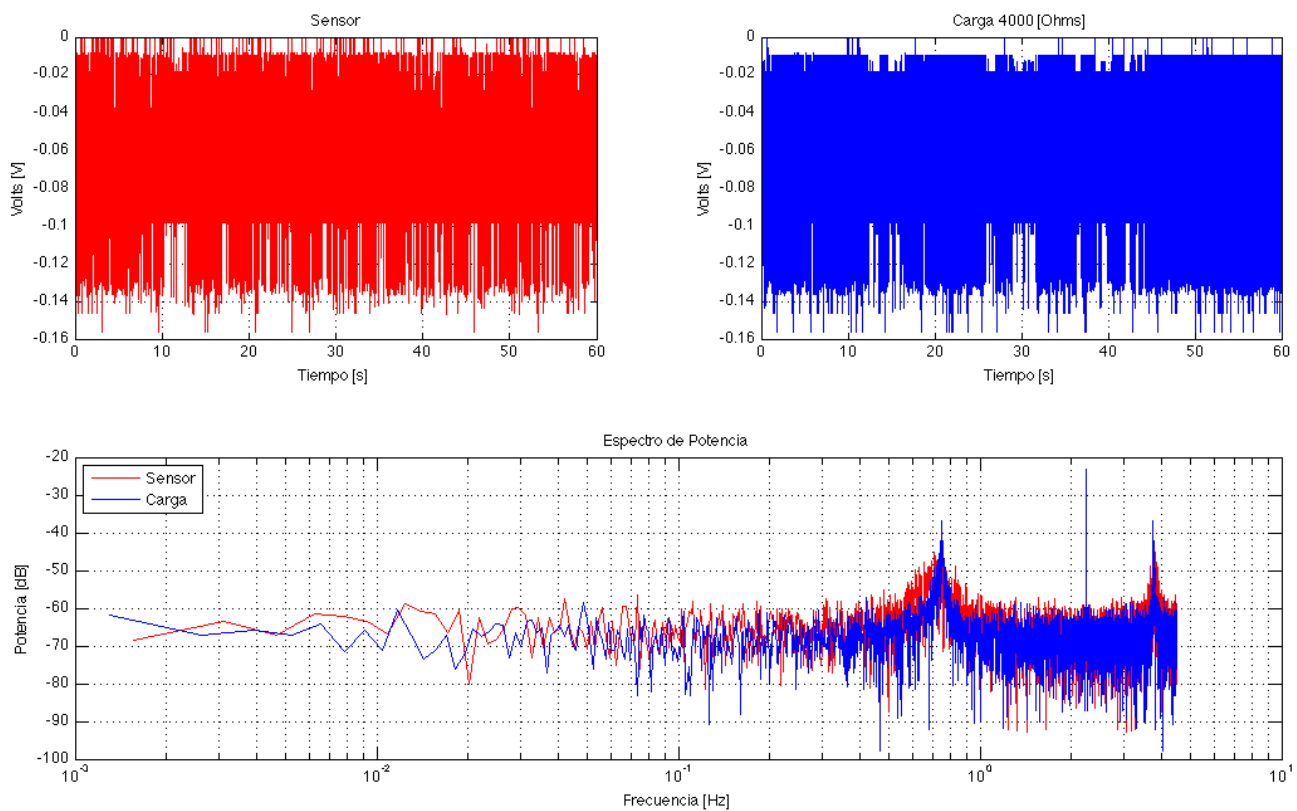


Fig 5.4 Obtención de ruido y espectro de potencia de la TDusb.

A pesar de que el ruido parece ser muy grande, es importante recordar que los componentes que se utiliza en el prototipo son de clase comercial; es necesario tener un grado apropiado de

¹ El algoritmo de conversión utilizado para el análisis de los datos se encuentra en el **Anexo 6.7 Análisis de datos**.

instrumentación con componentes industriales para el producto final. También hay que recordar que las pruebas se hacen dentro de un laboratorio estándar, el cual está sujeto a mucho ruido ambiental.

Por otro lado se puede ver que el ruido tiene un espectro plano (ruido blanco) con dos picos en 0.75 y 3.75 Hz, aunque éstos no son de gran magnitud.

5.2. Aplicaciones

La TDusb es un adquisidor de señal analógica de alta resolución con fechado y ubicación por GPS y comunicación USB con la computadora. A pesar de que el flujo de ejecución es transparente y puede cambiarse de acuerdo a las necesidades específicas del investigador, en su configuración inicial se recomienda su uso para aplicaciones a campo abierto y pruebas en sitio.

El adquisidor descrito puede utilizarse tanto en aplicaciones a campo abierto como en aplicaciones subterráneas. Sin embargo, si se desean hacer pruebas subterráneas, la distancia entre el receptor GPS y el microcontrolador no debe exceder 15m; si se utiliza una antena externa, debe hacerse el cálculo pertinente para evitar ruido en la transmisión de la información a través de ésta.

Como se ha planteado anteriormente, la TDusb es un adquisidor rápido de alta resolución. Gracias al uso de los convertidores sigma-delta, es posible obtener conversiones analógico-digitales de 24 bits de resolución a tasas de muestreo de 50, 100 y 200 sps² (160, 210 y 610 bytes/s, respectivamente). Es por ello que se recomienda para pruebas que requieran una gran precisión y un gran número de muestras por segundo.

Continuando con el tema de la adquisición de datos, ésta es realizada por la TDusb de forma continua, es decir, no puede configurarse el tiempo total de adquisición; esto se controla a través de un encendido/apagado proporcionado por el usuario en tiempo real.

Por último, respecto al tipo de transductor recomendado, es importante recordar que para aprovechar al máximo las señales analógicas obtenidas es necesario crear una instrumentación “personalizada” para cada transductor. En este proyecto no se ahonda en la electrónica que involucraría el uso de diferentes tipos de transductores: se explica brevemente el cálculo de filtros básicos y el uso de una etapa amplificadora (OPAMP de instrumentación). Lo único que se desea resaltar es que la configuración actual de la TDusb está diseñada para una entrada diferencial; si se desea utilizar una entrada unipolar, es necesario utilizar un

² Estas velocidades fueron configuradas para un mejor desempeño de la conversión y un número común de muestreo. En pruebas se lograron velocidades de hasta 880sps.

OPAMP adicional antes de su entrada al convertidor sigma-delta³. La TDusb funciona con transductores activos y con transductores pasivos.

Tomando en cuenta las propiedades descritas anteriormente, a continuación se enlista una serie de aplicaciones recomendadas para la tarjeta TDusb; sin que esto limite su posibilidad de implementación en otro tipo de estudios.

- a. Cajas negras.
- b. Medición de datos biológicos en pacientes de entrada-por-salida.
- c. Medición de gases para aplicaciones volcánicas.
- d. Medición de la radiación solar.
- e. Medición de los niveles de ruido en zonas urbanas.
- f. Medición de movimientos sísmicos.
- g. Medición de vibraciones en túneles, puentes y autopistas
- h. Monitoreo de condiciones meteorológicas (temperatura, presión, velocidad del viento).
- i. Monitoreo de datos biológicos para animales migratorios.
- j. Monitoreo de ductos.
- k. Monitoreo de las condiciones de operación de transportes de carga y pasajeros.
- l. Monitoreo de los niveles de CO₂ en zonas conurbadas.
- m. Obtención de datos en pruebas no-destructivas.
- n. Redes de monitoreo.

5.3. Consideraciones para el diseño a futuro

5.3.1. Memoria externa

Las pruebas realizadas con la TDusb aseguran un correcto funcionamiento en tres niveles de memoria: memoria interna del microcontrolador, memoria EEPROM externa (256bytes) y memoria SD card. No hubo ningún problema al manipular los datos entre las tres memorias y se concluyó que por la cantidad de datos, el mejor tipo de memoria es la SD card.

Las SD card son tarjetas de memoria portátiles disponibles en varias capacidades y compatibles entre una gran cantidad de dispositivos electrónicos (cámaras, teléfonos celulares, computadoras, entre otros). Estas características las hacen muy atractivas para su uso en sistemas embebidos, por lo que existen muchas referencias en la literatura acerca de su uso con microcontroladores y, en particular, con microcontroladores de tipo PICmicro.

Se puede observar que la TDusb no cuenta con un módulo de memoria externa. La decisión para no incluirla se basa en la complejidad de implementación para otorgarle movilidad a la memoria; característica fundamental para una unidad autónoma. Es posible guardar y leer el contenido de la memoria a través del microcontrolador, no así el guardar los datos con el microcontrolador y leer con una computadora (y viceversa).

³ El convertidor sigma-delta permite utilizar ambos tipos de entrada. En el modo unipolar, solo la entrada positiva es utilizada (IN+) mientras que la entrada negativa (IN-) está referenciada a tierra.

Se indica dentro del código de operación de la Tdusb el punto de exportación de datos a una memoria externa. Para poder aplicar el formato necesario para la lectura bidireccional (microcontrolador-computadora) de las memorias SD card se recomienda consultar (Hernández López, 2009) y (Hernández Arias, 2010). El costo de implementación de una unidad de memoria es aproximadamente de \$30.00⁴. La Fig 5.5 muestra el conector que se está utilizando para pruebas con la unidad de memoria:

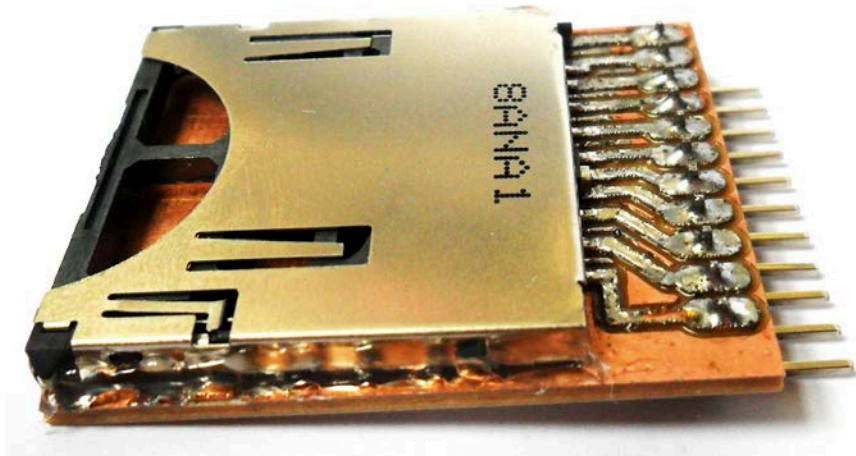


Fig 5.5 Conector SDCard.

Por último, respecto a la elección de la capacidad de la memoria, es importante considerar que los sistemas de adquisición de datos hacen que sea fácil adquirir DEMASIADA información. Si no se cuenta con un adecuado sistema de análisis que permita procesar los datos obtenidos, puede complicarse su manipulación y resultar en una implementación impráctica.

5.3.2. Módulo GPS

El Sistema de Posicionamiento global constituye una herramienta estándar de fechado y ubicación. Esta característica resulta muy importante en redes de adquisición en tiempo real (como las atmosféricas o sísmicas).

Al ser un estándar internacional (militar) se sobreentiende que la comunicación e instrucciones proporcionadas por los módulos GPS es igual para cualquier dispositivo GPS de cualquier fabricante. Sin embargo, las funciones adicionales y la configuración del receptor no son iguales a todos los dispositivos.

Existen módulos GPS de bajo costo, como el utilizado en este proyecto, que incluye dentro del mismo encapsulado una antena de recepción. Existen módulos de muy pequeño tamaño para aplicaciones de telefonía móvil que incluyen módulos para tarjetas SIM y micro-antenas, por lo que su costo es muy elevado. Es importante considerar si es necesario o no el uso de un

⁴ Esta cantidad no incluye la memoria. El costo de la misma puede ir de \$100.00 (1GB) a \$1,000.00 (32GB).

receptor GPS para un adquisidor⁵ y si se requieren funciones adicionales al mismo⁶. Por último, hay que considerar la ubicación del sistema para obtener la mejor señal posible a través de la antena: habrá aplicaciones que no requerirán una antena externa, habrá otras (equipos estacionarios) que requerirán antenas externas de largo o corto alcance, etc.

5.3.3. Protocolo USB

El protocolo USB facilita la comunicación entre el sistema de adquisición de señales (TDusb) y el sistema de análisis de datos (computadora). Aunque la complejidad del software del driver USB es limitante para el desarrollador, no lo es así para el investigador.

Este protocolo es un estándar actual para computadoras, especialmente para las computadoras portátiles. Esta flexibilidad permite que la TDusb pueda ser utilizada dentro y fuera de un laboratorio.

Aunque el uso del protocolo está limitado físicamente por la distancia del cableado (de 5 a 30 m), la movilidad de la TDusb depende de su unidad de memoria y no de su interfaz con el sistema de procesamiento.

5.3.4. Algoritmo de adquisición

El algoritmo de funcionamiento de la unidad de control está construido a manera de bloques independientes. Esto hace posible modificarlo de manera intuitiva sin tener que reprogramar las funciones o reasignar variables.

Por ello, es importante mantener la estructura de encabezados (*headers*, archivos con terminación .h) y funciones (archivos .c y .asm). Los cambios se recomiendan dentro del programa principal y únicamente en la secuencia de las funciones.

Veamos un ejemplo:

La TDusb está configurada de tal manera que sólo es posible controlarla por USB, lo cual se recomienda mantener en cualquier modificación. La adquisición por su parte está configurada para realizarse de manera continua dentro del mismo ciclo de conexión USB; esto es, que si se desconecta el cable USB, la tarjeta dejará de adquirir. Si se desea configurar la velocidad de muestreo y dejar al sistema adquiriendo de manera autónoma, es necesario cambiar la rutina y sacarla del ciclo de conexión USB.

⁵ El uso de un receptor GPS implica de primera instancia que no será necesario implementar adicionalmente un reloj en tiempo real que necesitará un constante monitoreo y puesta-a-tiempo periódico.

⁶ En la comparativa de GPS del **Anexo 6.1** se puede observar que existen módulos GPS para aplicaciones de telefonía móvil de muy alto precio que pueden no ser útiles.

5.3.5. Formato de datos digitales

Como se explicó al inicio de este documento, el formato que se le dé a los datos digitales (salida de la TDusb) depende en gran medida del programa con el que se les quiera analizar.

Estos programas requieren de un formato específico para poder leer e interpretar los datos, por lo que pueden requerir alguna de las siguientes especificaciones:

- Tamaño específico de archivo y evento.
- Terminación de archivo: .txt, .EVT, .m, etc.
- Código de caracteres: ASCII, Unicode, Shift JIS, EUC-KR, etc.
- Tipo de datos: número entero o largo, con o sin signo, etc.
- Caracteres delimitadores: tabuladores, retornos de carro (CR), nueva línea (LF), fin de archivo (EOF), separador de línea (LS), ...
- Cabeceras especiales: para incluir datos como velocidad de muestreo, bits de conversión, nombre del dispositivo, número de canales, ...

Este motivo es una de las razones por las cuales la TDusb no tiene ninguna función de formato digital. Otra de las razones para no incluir esta función es que el investigador debe considerar que el tiempo que le tome a la tarjeta darle formato a los datos, es tiempo que la tarjeta no estará adquiriendo; para aplicaciones de alta velocidad, es conveniente crear un programa adicional en la computadora que interprete los datos correctamente para evitar perder datos.

Ya que la TDusb no cuenta con una unidad de memoria se decidió no darle prioridad al formato de archivo. Se utilizó un programa propio desarrollado en *matlab* para decodificar los datos obtenidos por la TDusb para manipularlos y analizarlos. Este archivo puede consultarse en el **Anexo 6.7 Análisis de datos**.

Anexos

6.1. Comparativa de receptores GPS

En la Tabla 6.1 se muestra una comparativa de receptores GPS disponibles para el territorio Mexicano consultada en Junio de 2010. Algunos de ellos son solamente un circuito integrado, otros se encuentran montados en una tarjeta con salidas a conectores comerciales y otros más incluyen una pequeña antena.

MODELO	MARCA	PRECISION					SENSIT. [dBm]	PUERTOS	No. PINES	PROTOSCOLOS	CONECTOR	EXTRAS	PRECIO [USD]	
		POSICION	VEL [m/s]	CHANN	READQ [s]	START C/W/H [s]								
iTrax03	Fastrax	1m CEP 1.2m 2dRMS	0.1	12	0.0 1	40/36/4	-141 -149 -156	2 UART 2 SPI 1 MMC	22	NMEA iTalk	Casquetes 1mm	- Memoria de 16/8Mbit - Antena externa (LGA) - 2 Timers - Tarjeta de aplicación - WAAS, EGNOS, MSAS	51.88	2k1
LR9552	Leadtek	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS 5m 50% DGPS	0.1	20	0.1	45/38/1	-159	2 UART	7	SiRF binary NMEA	Conector X03G0062	- WAAS - Antena integrada	44.23	AG Electrónica
SIM508	SIMCOM	10m CEP 5m CEP SBAS 3m DGPS	ND	12	1	42/38/1	-157 -159 -142	2 UART 1 SPI 1 GSM	80	SiRF binary NMEA	Molex 5436-0878	- Antena externa (Murata MM9329- 2700) - WAAS, EGNOS - DGPS	90.25	AG Electrónica
xCI513	Locosys	3m 2dRMS 2.5m 50% SBAS	ND	32	ND	36/30/2	-144.5 -146	2 UART	20	NMEA	Casquetes 1.27mm	- WAAS, EGNOS, MSAS - Filtros LNA y SAW integrados - Incluye MC1513, SC1513 y UC1513	22.30	Datasphere
LS2002x	Locosys	10m 2dRMS 5m 2dRMS SBAS	ND	20	ND	38/-/2	ND	1 UART 1 USB (LS20020)	5	NMEA	Superficie Pines	- Modelos LS20020, LS20021 y LS20022 - WAAS, EGNOS, MSAS - Led indicador	25.59	Datasphere
LS2002x	Locosys	10m 2dRMS 5m 2dRMS SBAS	ND	20	ND	35/-/2	ND	1 UART	10 6	NMEA	Casquetes Pines	- Antena externa activa - WAAS, EGNOS, MSAS - Modelos LS20027 y LS20028	30.36	Datasphere

Tabla 6.1 Comparativa de receptores GPS.

MODELO	MARCA	PRECISION	CHANN	READQ [s]	START C/W/H [s]	SENSIT. [dBm]	PUERTOS	No. PINES	PROTOCOLOS	CONECTOR	EXTRAS	PRECIO [USD]		
ET332	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/1	-159	1 UART	12	SiRF binary NMEA	Pines	- WAAS	43.53	Easydevices
ET333	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/2	-159	1 UART	12	SiRF binary NMEA	Pines	- WAAS - Antena activa	43.53	Easydevices
ET318	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/1	-159	2 UART	17	SiRF binary NMEA	Casquetes 1.295mm	- LNA integrada - Memoria de 4Mb - WAAS, EGNOS, MSAS	52.34	Easydevices
EB3531	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/1	-159	2 UART	22	SiRF binary NMEA	Casquetes 1.27mm	- Memoria de 4Mb - WAAS	52.54	Easydevices
ET316A	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/2	-159	2 UART	15	SiRF binary NMEA	Casquetes 3.3mm	- Memoria de 4Mb - LNA integrada - WAAS, EGNOS, MSAS - DGPS	52.54	Easydevices
EM411	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/1	-159	1 UART	6	NMEA	ND	- LEDs de posición fija - WAAS	59.66	Easydevices
ET212	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	12	0.1	45/38/8	-155	1 UART	13	SiRF binary NMEA	Casquetes 3.3mm	- Antena activa - WAAS	59.66	Easydevices
ET312	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/1	-159	1 UART	13	SiRF binary NMEA	Casquetes 3.3mm	- Antena pasiva y activa - WAAS	59.66	Easydevices
ET314	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/1	-159	2 UART	30	SiRF binary NMEA	Superficie	- Memoria de 4MB - WAAS	59.66	Easydevices
GM862	Telit	2.5m CEP	ND	20	ND	35/35/3	-107 -106	1 UART	50	NMEA Remote AT	Molex 52991-0508	- Modelos GM862- GPS, GM862- QUAD-PY y GM862-QUAD - Kit de evaluación disponible. - Requieren actualizaciones - WAAS, EGNOS - SAP	149.32	Electronica Estudio
RXM-GPS-SG	Linx	10m CEP 5m CEP SBAS	ND	20	ND	35/25/2	-159 -144	2 UART	20	SiRF binary NMEA	Casquetes 1.27mm	- SAW y LNA integrados - Tarjeta de desarrollo disponible	66.22	Electronica Estudio
RSM-GPS-SR	Linx	10m CEP 5m CEP SBAS		20		35/-/2	-159 -144	1 UART	10 6	SiRF binary NMEA	Casquetes	- SAW y LNA integrados - Tarjeta de desarrollo disponible - Antena integrada	65.59	Electronica Estudio

Tabla 6.1 Comparativa de receptores GPS (cont.).

MODELO	MARCA	PRECISION	CHANN	READQ [s]	START C/W/H [s]	SENSIT. [dBm]	PUERTOS	Nº. PINES	PROTOCOLOS	CONECTOR	EXTRAS	PRECIO [USD]		
LR9023	Leadtek	3m 2dRMS 2.5 2dRMS DGPS	0.1	22	1	35/34/1.5	-165 -148	1 UART	16	NMEA	Casquetes	- WAAS, EGNOS, MSAS - Antena activa	37.00	Embedded Works
ET102	GlobalSat	15m 2dRMS 10m 2dRMS WAAS	0.1	12	0.1	48/38/8	-170	2 UART	20	SiRF binary NMEA	Pines	- WAAS - DGPS - Antena (MCS, SMA, SMB)	44.99	Expansys US
EM410	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/2	-159	1 UART	6	SiRF binary NMEA	Pines	- LEDs de posición fija - WAAS	44.90	Futurlec
CW20	Navsync	1.2m CEP 3.1m 2dRMS 0.8m CEP SBAS 2m 2dRMS SBAS	ND	16	3	46/34/5	-138 -141	1 UART	13	NMEA	Pines	- Antenas pasivas y activas - WAAS, EGNOS	37.60	Janus Remote Communications
PG32	Laipac Tech	10m 2dRMS 5m CEP DGPS ALITUD: 35m 2dRMS	0.1	20	0.1	42/38/1	ND	2 UART	28	SiRF binary NMEA	Casquetes 5mm	- Antena Activa	35.00	Laipac Tech
PG11	Laipac Tech	15m 2dRMS 10m 2dRMS WAAS 1~5m DGPS	0.1	12	0.1	48/38/8	-155	2 UART	20	SiRF binary NMEA	Pines	- Antena (MCX, SMA, SMB)	56.00 c/ antena y conector	Laipac Tech
LS2002L	Locosys	10m 2dRMS 5m 2dRMS SBAS	ND	20	ND	35/-/2	ND	1 UART	6	NMEA	Conector 1mm	- Antena integrada - WAAS, EGNOS, MSAS - Memoria de 8Mbits - 2 Leds indicadores - Contraseña para datos	60.34	Mobile GPS Online
TK 1315xx	San Jose Technology	3m CEP	ND	20	ND	45/45/5	-159	2 UART	22 6 14	NMEA	Superficie Pines Casquete 1mm	- Modelos TK-1315LA y TK-1315TL - El modelo TK-1315LA incluye LNA	40.22	Mobile GPS Online
IT300	Fastrax	1.8m CEP	0.1	20	ND	32/32/1	-146 -159	2 UART	30	NMEA Protocolos binarios	Superficie	- WAAS, EGNOS - Memoria de 8Mbit	94.65	Newark
LR9548	Leadtek	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS 5m 50% DGPS	0.1	20	0.1	42/38/1	ND	1 UART	28	SiRF binary NMEA	Casquetes 1.27mm	- WAAS	75.05	Newark
LR9122	Leadtek	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS 5m 50% DGPS	0.1	20	0.1	35/35/1	-159	1 UART	20	SiRF binary NMEA	Pines	- Antena MMCX - WAAS - DGPS	87.70	Newark
LR9540G	Leadtek	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS 5m 50% DGPS	0.1	20	0.1	42/38/1	ND	1 UART	20	SiRF binary NMEA	Pines	- Antena (MCX) - Tarjeta LR9548S - WAAS	113.63	Newark

Tabla 6.1 Comparativa de receptores GPS (cont.).

MODELO	MARCA	PRECISION	CHANN	READQ [s]	START C/W/H [s]	SENSIT. [dBm]	PUERTOS	Nº. PINES	PROTOCOLOS	CONECTOR	EXTRAS	PRECIO [USD]		
PMB-688	Polstar	5m 2dRMS	0.1	20	ND	42/38/1	-148 -159	1 UART	6	NMEA	Pines	- WAAS, EGNOS - Antena integrada - Antena (MMCX)	39.99	Parallax INC
IT03-S	Fastrax	3m CEP 8m 2dRMS	0.2	12	ND	35/34/4	-142 -156	2 UART 1 SPI 1 MMC	30	NMEA Protocolos binarios	8x1mm	- Timer - WAAS, EGNOS - Memoria de 8Mbits	50.00	PWS Store
IT500	Fastrax	1.8m CEP	0.1	22	ND	34/33/1	-148 -165	2 UART	30	NMEA Protocolos binarios	Superficie	- Detector de Antena - WAAS, EGNOS, MSAS - Memoria de 4Mbit	50.00	PWS Store
ORG20xx	OriginGPS	5m2dRMS OUT 50m2dRMS IN	ND	14	1	38/15/1	-158 -160 -145	1 UART 1 SPI	18	NMEA GLONAV API Air Interface	Superficie 5mm	- Antena integrada - TCXO y LNA integrados	38.33	Round Solutions
ORG13xx	OriginGPS	2.4m CEP 2m CEP SBAS 5m 2dRMS 4m 2dRMS SBAS ALITUD: 4m VEP 3m VEP SBAS 7.5 2dRMS 6m 2dRMS SBAS	0.01	20	ND	35/32/1	-157 -159 -142	1 UART 1 SPI	22	SiRF binary NMEA	Superficie 5mm	- Antena integrada - TCXO y LNA integrados - WAAS, MSAS, EGNOS - Memoria de 4Mbit	38.38	Round Solutions
AarLogic GPS 3T	Round Solutions	10m 2dRMS 5m 2dRMS SBAS	ND	22	ND	35/-/2	ND	1 UART	10	NMEA	Superficie	- WAAS, EGNOS, MSAS - Patch antena	38.33	Round Solutions
AarLogic GPS 3M	Round Solutions	10m 2dRMS 5m 2dRMS SBAS	ND	20		35/15/2	-159 -144	1 UART	20	SiRF binary NMEA	Superficie	- WAAS, EGNOS, MSAS	38.38	Round Solutions
Condor	Trimble	2m 50% ALITUD: 3m 50%	ND	ND	2	38/35/2	-160 -146	1 UART	36 28 8	NMEA	Superficie C2626 Pines	- Incluye los modelos C1011, C1919A y C2626 - WAAS, EGNOS	31.31	Round Solutions
Copernicus II	Trimble	2.5 m 50% ALITUD: 3m 50%	0.06	12	2	38/35/3	-160 -146	2 UART	28	TSAIP TAIP NMEA	Pines	- Tarjeta de referencia - Kit de inicio - Antena compacta - Antena (MCX/SMA) - WAAS, EGNOS	51.95	Round Solutions

Tabla 6.1 Comparativa de receptores GPS (cont.).

MODELO	MARCA	PRECISION	CHANN	READQ [s]	START C/W/H [s]	SENSIT. [dBm]	PUERTOS	Nº. PINES	PROTOSCOLOS	CONECTOR	EXTRAS	PRECIO [USD]		
MN5515	Micro Modular Technologies	2.5m CEP	ND	20	ND	35/35/2	-145 -159	2 UART	16	SiRF binary NMEA	Casquetes	- LNA y TCXO integrados - WAAS, EGNOS, MSAS, GAGAN - Antenas activas y pasivas - Kit de evaluación disponible	33.10	Semi Conductor Store
MN5310	Micro Modular Technologies	2.5m CEP	ND	20	ND	35/35/1	-145 -159	2 UART	30	SiRF binary NMEA	Superficie	- LNA, TCXO y RF integrados - WAAS, EGNOS, MSAS, GAGAN - Antenas activas y pasivas	37.77	Semi Conductor Store
MN5020	Micro Modular Technologies	2.5m CEP	ND	20	ND	35/35/1	-145 -159	1 UART	10	SiRF binary NMEA	Pines	- TCXO integrado. - WAAS, EGNOS, MSAS, GAGAN - Kit de evaluación disponible	40.92	Semi Conductor Store
CW12-TIM	Navsync	5m2dRMS OUT 50m2dRMS IN	0.05	12	0.5	45/38/5	-143 -156	1 UART	10	NMEA Motorola binary	Pines		89.00	Semi Conductor Store
PMB648/P MB248	Polstar	5m 2dRMS	0.1	20	1	45/35/2	-148 -159	1 UART	6	NMEA	Pines	- Antena integrada - WAAS, EGNOS	42.23	SOS Electronics
EM408	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/8	-159	1 UART	5	NMEA	ND	- Antena integrada - WAAS, EGNOS	64.95	SparkFun Electronics
EM407	GlobalSat	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS	0.1	20	0.1	42/38/1	-159	1 UART	6	NMEA	ND	- Antena integrada - LEDs de posición fija - WAAS - Sustituye al EM406A	89.95	SparkFun Electronics
MN5010	Micro Modular Technologies	2.5m CEP	ND	20	ND	35/35/1	-159 -142	1 UART	33	SiRF binary NMEA	Superficie 1mm	- LNA, TCXO y RF integrados - WAAS, EGNOS, MSAS - Hardware Kit disponible - Antenas activas y pasivas	29.95 89.95 tarjeta	SparkFun Electronics
FV-M8	San Jose Technology	3.3m CEP 2.6m DGPS	0.1	32	ND	41/38/1	-158	1 UART	8	NMEA	1mm	- Antena integrada - WAAS, EGNOS, MSAS - DGPS	99.95 c/ antena	SparkFun Electronics
SUP500F	Skytraq	2.5m CEP	0.1	65	1	29/-/1	-161	1 UART	7	NMEA	Pines	- SAW integrado	59.95	SparkFun Electronics

Tabla 6.1 Comparativa de receptores GPS (cont.).

MODELO	MARCA	PRECISION	CHANN	READQ [s]	START C/W/H [s]	SENSIT. [dBm]	PUERTOS	Nº. PINES	PROTOCOLOS	CONECTOR	EXTRAS	PRECIO [USD]		
Venus 634FLPx	Skytraq	2.5m CEP	0.1	51	1	29/-/1	-161	1 UART 1 SPI	44	NMEA SkyTraq binary	Superficie 0.8mm	- LNA integrada - SBAS	39.95 59.95 tarjeta	SparkFun Electronics
GS405	SPK Electronics	10m 2dRMS 5m 2dRMS WAAS 5m 50% DGPS	0.1	20	0.1	42/38/8	-159	1 UART	10	NMEA	SMT	- Antena Integrada - Antena (SMP) - DGPS - WAAS	89.95	SparkFun Electronics
Lassen iQ	Trimble	5m 50% 8m 90% ALTIUD: 10m 50% 16m 90%	0.06	12	2	84/42/1 3	-160	2 UART	8	NMEA TAIP TSIP	Pines	- Memoria de 1Mbit - DGPS - Antena (MCX, SMA) - DGPS	56.95	SparkFun Electronics
ORG11xx	OriginGPS	5m2dRMS OUT 50m2dRMS IN	ND	ND	1	38/15/1	-157 -159 -144	2 UART	22	NMEA GLONAV API Air Interface	Superficie 5mm	- TCXO y LNA integrados	51.19	TME Electronic Components
LEA 6x	ublox	2.5m CEP 2.5m CEP SBAS	ND	16	1	29/29/1	-160 -145	1 UART 1 USB 1 DDC	28	NMEA UBX	Casquetes 1.1mm	- GALILEO - Antena activa/pasiva	99.00	Ublox

Tabla 6.1 Comparativa de receptores GPS (cont.).

Notas:

- AGElectronica y Electrónica Estudio son empresas mexicanas que se encuentran en el Distrito Federal.
- Datasphere es una empresa localizada en Dinamarca y se reserva el derecho de enviar productos fuera del territorio europeo. De igual forma, PWS Store es una empresa estadounidense y se reserva el derecho de enviar productos fuera de su territorio. Estas políticas son protocolos de seguridad de los dispositivos GPS.
- 2k1, EasyDevices, Embedded Works, Futurlec, Mobile GPS Online, Parallax INC, SparkFun Electronics, SOS Electronics y TME Electronics cuentan con envíos internacionales.
- Expansys US, Janus Remote Communications, Laipac Tech, Newark, Round Solutions, y SemiConductor Store son empresas extranjeras con representantes de ventas en México.
- U-blox es un fabricante con venta directa.

Acrónimos utilizados:

- DDC: *Display Data Channel*, es un enlace de comunicación por medio de un cable de video que permite a una computadora/display negociar resoluciones compatibles con un módulo de control y permitir al software del módulo controlar funciones con los botones físicos del display.
- EGNOS: *European Geostationary Navigation Overlay System*, SBAS gestionado por la Agencia Espacial Europea.
- GAGAN: *GPS And GEO Augmented Navigation*, SBAS operado por la Agencia India del Espacio.

- GSM: *Global Standard for Mobile Communications*.
- LGA: *Low Gain Antenna*, antena de de amplio rango de ondas de radio. Se utiliza generalmente en ambientes montañosos o para aeronaves.
- LNA: *Low-Noise Amplifier*, es un amplificador electrónico que se coloca antes del receptor de radio para mejorar las señales débiles.
- MCX: *Miniature Coaxial*, tipo de conector para antenas de radio frecuencia.
- MMCX: *Micro-Miniature Coaxial*, tipo de conector para antenas de radio frecuencia.
- MSAS: *Multi-functional Satellite Augmentation System*, SBAS gestionado por Japón y dirigido principalmente al espacio Asiático.
- ND: información no disponible.
- SAP: *SIM Access Profile*, permite el acceso a una tarjeta SIM (Subscriber Identity Module) de telefonía celular.
- SAW: *Surface Acoustic Wave filter*, es un filtro electromecánico que convierte las señales eléctricas en ondas mecánicas para reconvertirlas y crear una implementación analógica de un filtro de respuesta de impulso finito (FIR).
- SBAS: *Satellite Based Augmentation System*, sistema de corrección de señales que los Sistemas Globales de Navegación por Satélite (GNSS) transmiten a los receptores GPS. Mejoran el posicionamiento horizontal y vertical del receptor y dan información sobre la calidad de las señales.
- SMA: *SubMiniature version A*, tipo de conector para antenas de radio frecuencia.
- SMP: tipo de conector para antenas de radio frecuencia de tipo push on/snap.
- WAAS: *Wide Area Augmentation System*, SBAS gestionado por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos.

6.2. Oraciones NMEA 0183

A continuación se describirán las oraciones obtenidas por el modelo LR9552 de Leadtek. Para una descripción más detallada, favor de consultar el documento titulado *GPS Protocol Reference Manual*.

Los mensajes están en concordancia con el protocolo NMEA-0183 de la Asociación Nacional de Electrónicos Marinos (NMEA) para la Interfaz de Dispositivos Electrónicos Marinos, Version 2.20 del 1 de enero de 1997. Los datos de los ejemplos corresponden a la localización del Cubículo 20 del Centro de Diseño y Manufactura (CDMIT) de la Facultad de Ingeniería dentro de Ciudad Universitaria (Fig. 6.1).



Fig 6.1 Ubicación del Cubículo 20 del Centro de Diseño y Manufactura de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México

La Tabla 6.2 muestra de manera general los mensajes de salida del receptor:

Registro NMEA	Descripción
GGA	Datos fijos de GPS
GLL	Posición geográfica: latitud/longitud
GSA	GNSS, DOP y satélites activos
GSV	Satélites GNSS en vista.
RMC	Mínimos datos específicos GNSS recomendados
VTG	Curso y velocidad.

Tabla 6.2 Mensajes de salida del receptor GPS

6.2.1. GGA – Datos fijos de GPS

La Tabla 6.3 siguiente contiene los valores del siguiente ejemplo:

```
$GPGGA,203815.000,1919.5928,N,09910.9112,W,1,05,2.6,2251.8,M,-9.0,M,0.0,0000*48
```

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
ID de mensaje	\$GPGGA	\$GPGGA	Cabecera de protocolo GGA
Posición UTC	hhmmss.sss	203815.000	Hora/minuto/segundo/fracción de la hora UTC. La Ciudad de México utiliza el UTC-6 en horario normal y el UTC-5 en el horario de verano.
Latitud	ddmm.mmmm	1919.5928	Grados/minutos/fracción.
Indicador N/S	X	N	N=norte y S=sur
Longitud	dddmm.mmmm	09910.9112	Grados/minutos/fracción.
Indicador E/O	X	W	E=este y W=oeste
Indicador de posición fija	x	1	0=fijación no disponible o invalida 1= modo SPS, fijación válida 2= DGPS, modo SPS, fijación válida 3= modo PPS, fijación válida
Satélites usados	xx	05	Rango 0~12.
HDOP	xx.x	2.6	Dilución horizontal de la posición 1: ideal 1~2: excelente 2~5: buena 5~10: moderada 10~20: razonable >20: malo
Altitud MSL	xxxx.x	2251.8	Altitud medida desde el nivel del mar.

Tabla 6.3 Datos GGA.

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
Unidades	X	M	Unidades de altitud
Separación de geoide	xx.x	-9.0	Distancia entre el geoide ¹ y el elipsoide ² .
Unidades	X	M	Unidades de separación del geoide
Edad de la corrección diferencial	xx.x	0.0	Dada en segundos, es nula cuando el DGPS no está en uso.
ID de la estación de la Referencia diferencial	xxxx	0000	
Checksum	*xx	*48	
<CR><LF>	<CR><LF>	<CR><LF>	Fin del mensaje

Tabla 6.3 Datos GGA (cont.).

6.2.2. GLL – Posición geográfica: latitud/longitud

La Tabla 6.4 contiene los valores del siguiente ejemplo:

\$GPGLL,1919.5928,N,09910.9112,W,203833.000,A,A*4E

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
ID de mensaje	\$GPGLL	\$GPGLL	Cabecera de protocolo GLL
Latitud	ddmm.mmmm	1919.5928	Grados/minutos/fracción.
Indicador N/S	X	N	N=norte y S=sur
Longitud	dddmm.mmmm	09910.9112	Grados/minutos/fracción.
Indicador E/O	X	W	E=este y W=oeste
Posición UTC	hhmmss.sss	203833.000	Hora/minuto/segundo/fracción de la hora UTC. La Ciudad de México utiliza el UTC-6 en horario normal y el UTC-5 en el horario de verano.
Status	X	A	A= datos válidos V= datos no válidos
Checksum	*xx	*4E	

Tabla 6.4 Datos GLL.

1 El geoide es la superficie equipotencial que coincide con la superficie oceánica media, si los océanos estuvieran en equilibrio, en reposo y extendidos a través de los continentes. Se puede decir que es la “figura matemática de la Tierra” (Gauss); una superficie lisa pero altamente irregular que corresponde a una superficie obtenida a través de extensivas mediciones y cálculos gravitacionales (no a la corteza terrestre).

2 El elipsoide es la superficie matemática que aproxima el geoide a una figura más simple. Se le considera una referencia esférica estándar para cálculos de latitud, longitud y elevación.

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
<CR><LF>	<CR><LF>	<CR><LF>	Fin del mensaje

Tabla 6.4 Datos GLL (cont.).

6.2.3. GSA – DOP del GNSS y satélites activos

La Tabla 6.5 contiene los valores del siguiente ejemplo:

\$GPGSA,A,3,18,31,14,22,,,,,,,,,5.8,2.7,5.2*33

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
ID de mensaje	\$GPGSA	\$GPGSA	Cabecera de protocolo GSA
Modo 1	X	A	M: modo manual, forzado a operar en 2D o en 3D. A: automático, cambia automáticamente entre 2D/3D
Modo 2	x	3	1: fijación no disponible 2: 2D 3: 3D
Satélite usado	xx	18	Satélite usado en el canal 1
Satélite usado	xx	31	Satélite usado en el canal 2
...			...
Satélite usado	xx	-	Satélite usado en el canal 12 ³
PDOP	x.x	5.8	DOP de precisión
HDOP	x.x	2.7	DOP horizontal
VDOP	x.x	5.2	DOP vertical
Checksum	*xx	*33	
<CR><LF>	<CR><LF>	<CR><LF>	Fin del mensaje

Tabla 6.5 Datos GSA.

6.2.4. GSV – Satélites GSV en vista

La Tabla 6.6 contiene los valores del siguiente ejemplo. Aunque sólo se utiliza el primer mensaje en la explicación, se muestran los tres mensajes para su interpretación:

\$GPGSV,3,1,12,31,72,206,30,22,55,068,27,14,41,012,29,18,30,101,41*74
 \$GPGSV,3,2,12,25,22,087,19,16,18,086,,01,14,265,25,11,13,306,21*7D
 \$GPGSV,3,3,12,30,12,178,15,19,11,251,,06,08,213,19,32,06,312,*7F

³ No hay satélites en el canal 12 porque solo muestra los satélites que permiten fijar los datos, en este caso sólo son 4.

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
ID de mensaje	\$GPGSV	\$GPGSV	Cabecera de protocolo GSV
Número de mensajes	x	3	Rango de 1~3.
Número de mensaje	x	1	Rango de 1~número de mensajes
Satélite en vista	xx	12	Número de satélites en vista.
ID de satélite	xx	31	Canal 1 (rango de 1~12)
Elevación	xx	72	Valor de elevación para el canal 1 dado en grados (máximo 90°)
Azimut	xxx	206	Valor acimutal para en canal 1 dato en grados (máximo 359°)
SNR (C/No)	xx	30	Signal-to-Noise Ratio, rango de 1~99, dado den dBHz. Nulo cuando no se encuentra rastreando
...			...
ID de satélite	xx	18	Canal 12 (rango de 1~12)
Elevación	xx	30	Valor de elevación para el canal 12 dado en grados (máximo 90°)
Azimut	xxx	101	Valor acimutal para en canal 12 dato en grados (máximo 359°)
SNR (C/No)	xx	41	Signal-to-Noise Ratio, rango de 1~99 dado den dBHz. Nulo cuando no se encuentra rastreando
Checksum	*xx	*74	
<CR><LF>	<CR><LF>	<CR><LF>	Fin del mensaje

Tabla 6.6 Datos GSV.

6.2.5. RMC – Mínimos datos específicos GNSS recomendados

La Tabla 6.7 contiene los valores del siguiente ejemplo:

\$GPRMC,203824.000,A,1919.5928,N,09910.9112,W,0.00,89.14,150311,, ,A*4C

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
ID de mensaje	\$GPRMC	\$GPRMC	Cabecera de protocolo RMC
Posición UTC	hhmmss.sss	203824.000	Hora/minuto/segundo/fracción de la hora UTC. La Ciudad de México utiliza el UTC-6 en horario normal y el UTC-5 en el horario de verano.
Status	X	A	A= datos válidos V= datos no válidos
Latitud	ddmm.mmmm	1919.5928	Grados/minutos/fracción.

Tabla 6.7 Datos RMC.

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
Longitud	dddmm.mmmm	09910.9112	Grados/minutos/fracción.
Indicador E/O	X	W	E=este y W=oeste
Velocidad	x.xx	0.00	Velocidad del dispositivo dada en nudos
Curso	xxx.xx	89.14	Curso del dispositivo, dado en grados.
Fecha	ddmmyy	150311	Día/mes/año
Variación magnética	X	-	E= este y W= oeste
Checksum	*xx	*4C	
<CR><LF>	<CR><LF>	<CR><LF>	Fin del mensaje

Tabla 6.7 Datos RMC (cont.).

6.2.6. VTG – Curso y Velocidad

La Tabla 6.8 contiene los valores del siguiente ejemplo:

\$GPVTG,89.14,T,,M,0.00,N,0.0,K,A*39

Nombre	Formato	Ejemplo	Descripción
ID de mensaje	\$GPVTG	\$GPVTG	Cabecera de protocolo VTG
Curso	xxx.xx	89.14	Curso del dispositivo, dado en grados.
Referencia	X	T	T=true
Curso	xxx.xx	-	Curso del dispositivo, dado en grados.
Referencia	X	M	Magnética.
Velocidad	x.xx	0.00	Velocidad horizontal del dispositivo
Unidades	X	N	Unidades de la velocidad horizontal, N=nudos
Velocidad	x.xx	0.0	Velocidad horizontal del dispositivo
Unidades	X	K	Unidades de la velocidad horizontal, K=kilómetros/hora
Checksum	*xx	*39	
<CR><LF>	<CR><LF>	<CR><LF>	Fin del mensaje

Tabla 6.8 Datos VTG

6.3. Variación de unidades en parámetros de importancia de los convertidores AD⁴

Las unidades que especifican las características de un convertidor AD varían entre diferentes fabricantes. Las unidades más comunes son 3: porcentaje (%), partes por millón (ppm), bits y voltaje (V). Para poder hacer una comparación objetiva, es necesario conocer cómo convertir entre unidades.

6.3.1. Porcentaje

Es la unidad más común de precisión y en realidad corresponde a un porcentaje del valor nominal (es decir, no es una unidad). Esta “unidad” sigue la convención de los fabricantes respecto a la forma de expresar la tolerancia en capacitores, resistencias e inductores y aunque es una buena forma de comparar convertidores AD, no provee información específica sobre la fluctuación real del voltaje; lo que en realidad importa es la variación en volts.

Para determinar este valor cuando se expresa en porcentaje, sólo se multiplica el voltaje nominal por el porcentaje y se divide entre 100. Si el voltaje corresponde a 5.0V y la precisión expresada en porcentaje equivale a $\pm 1.5\%$:

$$\frac{\pm(5.0V \times 1.5)}{100} = \pm 0.075 = \pm 75mV$$

Y ya que el signo \pm indica que puede estar arriba o abajo del valor nominal, la desviación total corresponde al doble de este valor (150mV). La variación de voltaje en la salida o los límites específicos para el circuito equivalen entonces a:

$$5.0V \pm 75\mu V = [4.999925V: 5.000075V]$$

6.3.2. Partes por millón

Esta unidad se utiliza frecuentemente al especificar coeficientes de temperatura y parámetros que cambian muy poco en condiciones variables. Suponiendo que el voltaje de referencia sea de 5.0V, 1ppm es un millonésimo de 5.0V = $5\mu V$.

Si la referencia es precisa en 10ppm (lo cual es un buen número de precisión), obtenemos que:

- Tolerancia de salida: $5.0V \times \frac{10}{1 \times 10^6} = 50\mu V$
- Convirtiéndolo en voltaje: $5.0V \pm 50\mu V = [4.99995V: 5.00005V]$
- Convirtiéndolo en porcentaje: $(50 \times 10^{-6}) \times \frac{100}{5.0V} = \pm 0.001\%$

⁴ Aunque sirven también para comprender parámetros de otros tipos de integrados.

6.3.3. Bits

Esta unidad corresponde simplemente al valor del parámetro dividido entre los bits expresados en forma decimal. Si se tiene nuevamente un voltaje de 5.0 y una precisión de 16 bits, el valor obtenido en la salida debería desviarse en no más del equivalente de 16 bits = 2^{16} = 65536. Un bit corresponde entonces a $1/65536$ de valor nominal = $5.0/65536 \approx 76\mu V$. Ya que el voltaje de salida puede ser 1 bit arriba o 1 bit abajo del nominal, corresponde a $\pm 76\mu V$.

- Convirtiéndolo en voltaje: $5.0V \pm 76\mu V = [4.999924V: 5.000076V]$
- Convirtiéndolo en porcentaje: $(76 \times 10^{-6}) \times \frac{100}{5.0V} = \pm 0.0152\%$

6.4. Aproximación numérica por promedios realizada por los convertidores Sigma-Delta

A continuación se muestra un ejemplo de aproximación numérica de una señal analógica utilizando el principio de funcionamiento de un convertidor Sigma-Delta. Este ejemplo es únicamente ilustrativo y no incluye ruido, filtros digitales u otro componente adicional al mostrado en la Fig 3.12.

La Tabla 6.9 muestra el cálculo del promedio (salida) con los siguientes datos: FSR de $\pm 10\text{ V}$, 3 bits en el convertidor AD y 6.66 V de señal (entrada).

En la iteración inicial (0), ya que no existe un promedio, la diferencia equivale a 6.66 V; y al pasar por el sumador (integrador) ésta continúa siendo de 6.66 V. Cuando se convierte en un número digital (un múltiplo del LSB=2.5 V), adquiere el valor de 7.5 V y su promedio es 7.5 V. Después, en la primera iteración (1) la diferencia entre el valor de entrada (6.66 V) y el digitalizado (7.5 V, convertido a analógico para su sustracción por el convertidor DA) equivale ahora a -0.84 V. En el integrador al sumarlo con 6.66 V, el resultado da 5.82 V, que equivale nuevamente a 7.5 V. En esta ocasión el promedio sigue siendo de 7.5 V, pero si hacemos una tercera iteración el promedio baja a 6.25 V, luego a 6.67 V y así hasta que en la iteración 53, el valor es exacto. Si continuamos promediando, observaremos que la salida se va aproximando al valor original⁵ reduciendo drásticamente el error de cuantización.

Ciclo	Diferencia	Suma	DAC	Promedio	
0	6.6600	6.6600	7.5000	7.5000	
1	-0.8400	5.8200	7.5000	7.5000	
2	-0.8400	4.9800	5.0000	6.2500	
3	1.6600	6.6400	7.5000	6.6700	
4	-0.8400	5.8000	7.5000	6.8800	
5	-0.8400	4.9600	5.0000	6.5000	
...					
50	-0.8400	4.6600	5.0000	6.6500	
51	1.6600	6.3200	7.5000	6.6700	
52	-0.8400	5.4800	7.5000	6.6900	
53	-0.8400	4.6400	5.0000	6.6600	EXACTO
54	1.6600	6.3000	7.5000	6.6700	
55	-0.8400	5.4600	7.5000	6.6900	

Tabla 6.9 Aproximación de un valor por el método del convertidor ΣD

⁵ Hay otro valor importante para realizar la aproximación: se trata del número de decimales significativos para el promedio. En este caso se ha tomado el valor de 0.01 arbitrariamente.

Ciclo	Diferencia	Suma	DAC	Promedio	
...					
495	1.6600	5.8600	7.5000	6.6700	
496	-0.8400	5.0200	7.5000	6.6700	
497	-0.8400	4.1800	5.0000	6.6600	EXACTO
498	1.6600	5.8400	7.5000	6.6700	
499	-0.8400	5.0000	7.5000	6.6700	
500	-0.8400	4.1600	5.0000	6.6600	EXACTO

Tabla 6.9 Aproximación de un valor por el método del convertidor ΣD (cont.).

La versatilidad de este método queda demostrada al permitirnos la posibilidad de utilizar convertidores AD de baja resolución, mientras se use el sobremuestreo suficiente. En este caso iteraciones llegan hasta el ciclo 500, pero para obtener exactitudes de 0.001 y 0.0001 se necesitarían aproximadamente 1600 y 15000 iteraciones respectivamente.

Si utilizamos un convertidor de 1 bit en el ejemplo anterior veremos el comportamiento mostrado en la Tabla 6.10. En este caso se logra un valor exacto hasta la iteración 203, pero se observa que en la iteración 500, el valor se aproxima al valor real.

Ciclo	Diferencia	Suma	DAC	Promedio	
0	6.6600	6.6600	10.0000	10.0000	
1	-3.3400	3.3200	10.0000	10.0000	
2	-3.3400	-0.0200	-10.0000	0.0000	
3	16.6600	16.6400	10.0000	3.3400	
4	-3.3400	13.3000	10.0000	5.0000	
5	-3.3400	9.9600	10.0000	6.0000	
...					
201	16.6600	15.3200	10.0000	6.6200	
202	-3.3400	11.9800	10.0000	6.6400	
203	-3.3400	8.6400	10.0000	6.6600	EXACTO
204	-3.3400	5.3000	10.0000	6.6700	
205	-3.3400	1.9600	10.0000	6.6900	
...					
495	16.6600	13.3600	10.0000	6.6500	
496	-3.3400	10.0200	10.0000	6.6600	EXACTO
497	-3.3400	6.6800	10.0000	6.6600	EXACTO
498	-3.3400	3.3400	10.0000	6.6700	
499	-3.3400	0.0000	10.0000	6.6800	
500	-3.3400	-3.3400	-10.0000	6.6400	

Tabla 6.10 Aproximación de un valor por el método del convertidor ΣD utilizando un convertidor AD de 1 bit

Se insiste en que este es sólo un ejemplo demostrativo; los convertidores ΣD reales son muy complicados y existen muchas variaciones en torno al modelo simplificado de la Fig 4.12. En la práctica, los largos ciclos crean una monotonía en bajas amplitudes o en valores constantes, el cual se compensa utilizando varias etapas de integradores⁶. También, los convertidores ΣD utilizan varias etapas de filtrado digital y decimación, por lo que hay muchas formas de obtener una señal de salida.

⁶ De hecho, un parámetro que caracteriza la calidad de un convertidor ΣD es el orden del integrador (2, 3 o 4).

6.5. Datos obtenidos en pruebas por el convertidor ADΣD LTC2440

Los datos contenidos en la Tabla 6.11 corresponden a las 49 muestras realizadas por el convertidor LTC2440 en un rango de $\pm 2.5V$ y un promedio final del Error obtenido en las mediciones. La representación gráfica de los mismos se puede observar en la Fig 4.24 en el **Capítulo 3: Módulo de Conversión Analógica-Digital**.

Las columnas representa los siguientes datos:

- *Valor Real*: valor real medido con el voltímetro, expresado en volts.
- *Valor HEX*: 32 bits de conversión obtenidos por el convertidor LTC2440, en formato hexadecimal.
- *Valor DEC*: 24 bits de conversión (bits 28~5) obtenidos por el convertidor LTC2440, en formato decimal.
- *<LSB*: valor de los últimos 5 bits de la conversión (bits 4~0) que representan un valor subLSB, expresado en formato decimal.
- *Signo*: signo de la conversión (bit 29).
- *Valor medido*: Valor DEC convertido a volts utilizando el Signo obtenido anteriormente.
- *Error*: diferencia absoluta entre el Valor Real y el Valor Medido, expresado en volts.

Valor Real [V]	Valor HEX	Valor DEC	<LSB	Signo	Valor Medido [V]	Error [V]
-2.4	10785789	8,635,068	9	-	-2.427	0.027
-2.3	11170071	8,960,003	17	-	-2.311	0.011
-2.2	10B2C6C5	8,754,742	5	-	-2.367	0.167
-2.1	125E30A1	9,630,085	1	-	-2.113	0.013
-2.0	130118105	9,964,552	5	-	-2.014	0.014
-1.9	12A4102D	9,773,185	13	-	-2.066	0.166
-1.8	144A0EF5	10,637,431	21	-	-1.812	0.012
-1.7	13F099F5	10,454,223	21	-	-1.866	0.166
-1.6	1498F311	10,799,000	17	-	-1.767	0.167
-1.5	163DDD99	11,661,036	25	-	-1.509	0.009
-1.4	15E3EE01	11,476,848	1	-	-1.564	0.164
-1.3	168D0D51	11,823,210	17	-	-1.462	0.162
-1.2	1832BEF1	12,686,839	17	-	-1.207	0.007
-1.1	17DB522D	12,507,793	13	-	-1.260	0.160
-1.0	18843BD1	12,853,726	17	-	-1.160	0.160

Tabla 6.11 Muestras obtenidas por el convertidor ΣD LTC2440.

Valor Real [V]	Valor HEX	Valor DEC	<LSB	Signo	Valor Medido [V]	Error [V]
-0.9	1A29BDB1	13,716,333	17	-	-0.905	0.005
-0.8	19CCA889	13,526,340	9	-	-0.959	0.159
-0.7	1B75CAF1	14,397,015	17	-	-0.702	0.002
-0.6	1C1D1C25	14,739,681	5	-	-0.601	0.001
-0.5	1BBEC871	14,546,499	17	-	-0.658	0.158
-0.4	1D66F1B5	15,415,181	21	-	-0.402	0.002
-0.3	1E0E8575	15,758,379	21	-	-0.301	0.001
-0.2	1DB27FFD	15,569,919	29	-	-0.356	0.156
-0.1	1F5A40FD	16,437,767	29	-	-0.100	0.000
0.0	20014261	2,579	1	+	0.001	0.001
0.1	1FA67A5D	16,593,874	29	+	-0.054	0.154
0.2	214C4C99	680,548	25	+	0.201	0.001
0.3	20F0D819	493,248	25	+	0.146	0.154
0.4	219743B1	834,077	17	+	0.246	0.154
0.5	233E7301	1,700,760	1	+	0.502	0.002
0.6	22E2B159	1,512,842	25	+	0.446	0.154
0.7	238D527D	1,858,195	29	+	0.548	0.152
0.8	252CE6E9	2,713,399	9	+	0.801	0.001
0.9	24D2A655	2,528,562	21	+	0.746	0.154
1.0	267C918D	3,400,844	13	+	1.003	0.003
1.1	2722E7BD	3,741,501	29	+	1.104	0.004
1.2	26C69FA9	3,552,509	9	+	1.048	0.152
1.3	286F328D	4,422,036	13	+	1.305	0.005
1.4	2915BBFD	4,763,103	29	+	1.405	0.005
1.5	28C02861	4,587,843	1	+	1.354	0.146
1.6	2A63CD79	5,447,275	25	+	1.607	0.007
1.7	2B0FA99D	5,799,244	29	+	1.711	0.011
1.8	2AB4ECDD	5,613,414	29	+	1.656	0.144
1.9	2C5BD1B9	6,479,501	25	+	1.912	0.012
2.0	2BFB43B9	6,281,757	25	+	1.853	0.147
2.1	2CA27409	6,624,160	9	+	1.954	0.146
2.2	2E4BF2B5	7,495,573	21	+	2.212	0.012
2.3	2D08192	7,308,192	5	+	2.156	0.144

Tabla 6.11 Muestras obtenidas por el convertidor Σ D LTC2440 (cont.).

Valor Real [V]	Valor HEX	Valor DEC	<LSB	Signo	Valor Medido [V]	Error [V]
2.4	2E8FB879	7,634,371	25	+	2.252	0.148
PROMEDIO						0.080

Tabla 6.11 Muestras obtenidas por el convertidor Σ D LTC2440 (cont.).

6.6. Firmware USB

Para lograr una transferencia de datos son necesarios un *endpoint* y una “tubería” (*pipeline*).

Un *endpoint* se define como “una porción del dispositivo USB con una dirección única que es fuente o pozo de información en una comunicación entre el host y el dispositivo”. Se puede entender que un *endpoint* es un *buffer* que guarda múltiples bytes. En el caso del PIC18F4550, el bloque de memoria RAM asignado al USB se encuentra entre las direcciones 400h del banco 4 y la 7FFh del banco 7 (Fig 6.3); la memoria no es exclusiva, cuando el SIE⁷ no la está ocupando, se vuelve memoria de uso general.

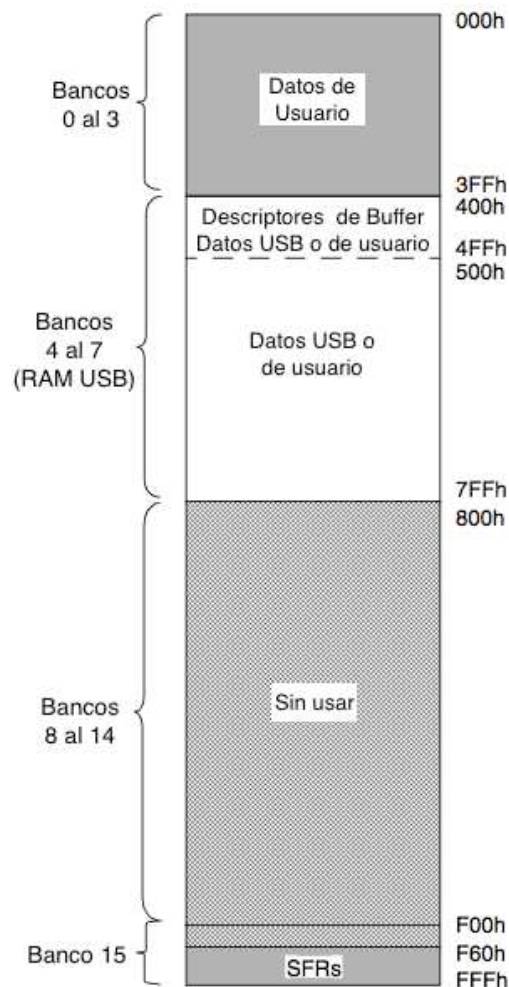


Fig 6.2 Memoria RAM para uso de USB del PIC18F4550⁸

⁷ Serial Interface Engine.

⁸ Tomado de (Microchip Technology Inc., 2006) p. 170, modificado.

Los *endpoints* se configuran de acuerdo al tipo de transferencia que se utilice, recordando que el *endpoint0* siempre debe estar configurado como *endpoint* de control.

Las tuberías son conexiones virtuales que asocian el *endpoint* del dispositivo y el software (controlador) del host. El host establece las tuberías necesarias al momento que se conecta el dispositivo al puerto, disponiendo de ellas cuando el dispositivo se desconecta. Todos los dispositivos tienen una tubería de control por defecto que usa el *endpoint0*.

El microcontrolador PIC18F4550 contiene una interfaz compatible con USB2.0 (*full-speed*) que permite su comunicación con una computadora (host); el microcontrolador no tiene la capacidad de ser host.

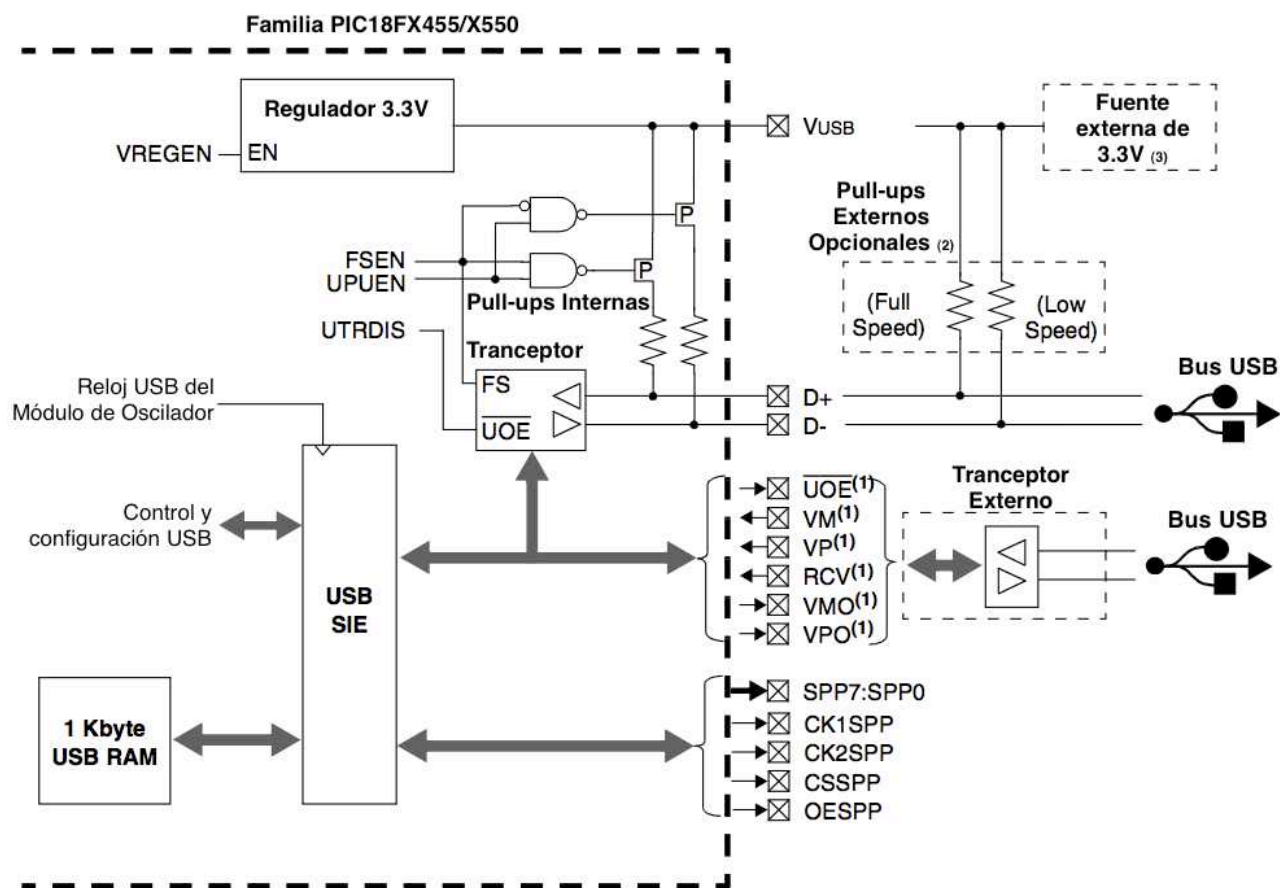


Fig 6.3 Módulo USB del microcontrolador PIC18F4550⁹

La Fig 5.14 muestra la sección USB del microcontrolador PIC18F4550. Los pines RC4 y RC5 (pertenecientes al puerto C) corresponden a la terminal D- y D+ de datos USB respectivamente. Para seleccionar la velocidad de operación pueden utilizarse pull-ups internos (UPUEN) o externos.

⁹ Tomado de (Microchip Technology Inc., 2006) p. 163, modificado. (1) La señal sólo está disponible cuando el trancceptor interno está desactivado (UTRDIS=1). (2) Los pull-ups internos deben estar desactivados (UPUEN=0) si se utilizan pull-ups externos. (3) No activar el regulador interno si se usa una fuente externa de 3.3V.

La operación del módulo USB puede realizarse de dos formas. Una es a través de 3 registros¹⁰, que se pueden observar en la Fig 6.3. La otra es utilizando un “código esqueleto” o *firmware* desarrollado por el fabricante del microcontrolador.

Ya que el protocolo USB es muy complejo, se decidió optar por la segunda opción y utilizar el sistema de archivos proporcionado por Microchip. Estos archivos se encuentran estructurados de tal manera que el funcionamiento del protocolo USB es independiente al programa del usuario. Las características de este firmware para un dispositivo clase CDC son:

- La tasa de transferencia máxima es de 80 *Kbytes/s*.
- El tamaño de las librerías es de 4 *Kb*.
- La comunicación se realiza a nivel de software, no hay necesidad de hardware adicional.
- El flujo de datos es manejado por el protocolo USB (sin XON/XOFF o control de flujo por hardware).

El siguiente diagrama (Fig 6.4) muestra la operación del firmware, siendo *USBTasks* y *ProcessIO* los niveles principales de ejecución.

USBTasks mantiene el dispositivo activo en el Bus USB. Su frecuencia de “refresco” debe ser mayor a 500Hz para no perder la conexión entre el dispositivo y el host. *ProcessIO* es el programa del usuario debe ser lo más liviano posible, de lo contrario debe implementarse una función por desbordamiento del *Timer* que ejecute *UBSTasks* en una frecuencia adecuada.

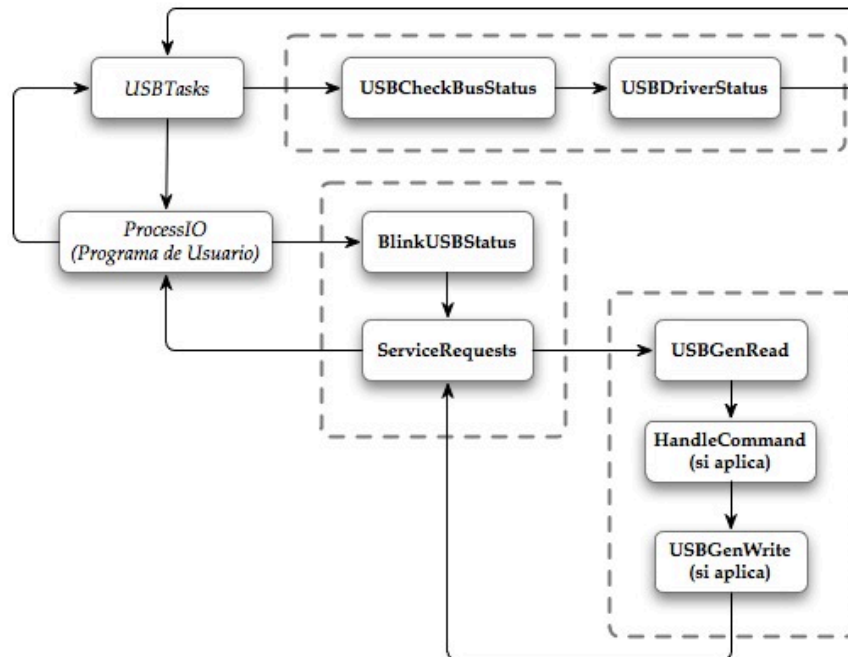


Fig 6.4 Diagrama de flujo del Firmware USB de Microchip.

10 En realidad son 22 registros los que manejan las transacciones USB.

Para una correcta operación del firmware es necesario mantener la estructura de archivos proporcionada por Microchip (Fig 6.5). Para compilar el programa de usuario se utilizaron las herramientas de Microchip MPLAB IDE para depuración y C18 para compilación.

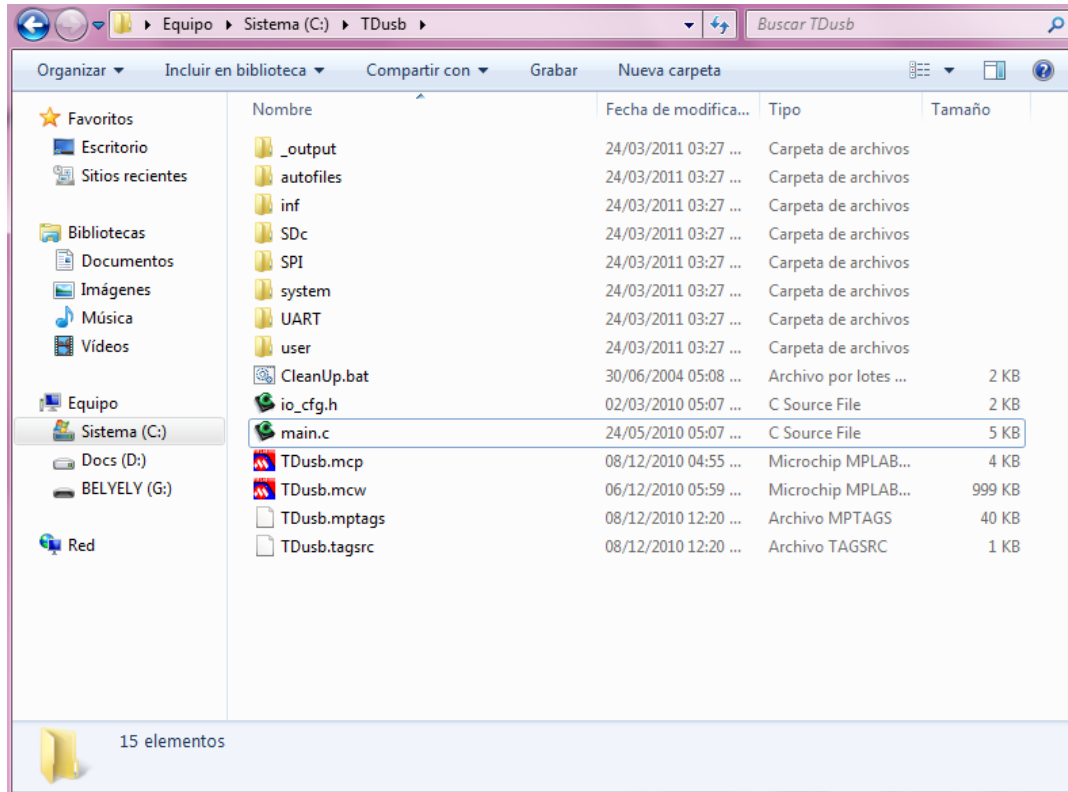


Fig 6.5 Estructura de archivos (Windows 7N) de Microchip para proyectos con protocolo USB.

- a. *_output*: carpeta de “salida”. Contiene los archivos .hex, .cof y .err del proyecto.
- b. *autofiles* y *system*: contienen las librerías proporcionadas por Microchip, necesarias para utilizar el protocolo USB. Estas carpetas no deben modificarse.
- c. *inf*: contiene el controlador del dispositivo USB *TDusb.inf* y el controlador de la clase CDC *usbser.sys*¹¹.
- d. *SDc*: contiene las librerías de los convertidores Sigma-Delta LTC2440 y CS5530.
- e. *SPI*: contiene las librerías necesarias para la comunicación SPI por hardware.
- f. *UART*: contiene las librerías necesarias para la comunicación UART por software.
- g. *user*: contiene los archivos (funciones específicas) y las librerías del usuario.
- h. Archivos:
 1. *io_cfg.h*: contiene los bits de configuración del PIC18F4550.
 2. *main.c*: archivo principal del proyecto. La estructura de este archivo no se debe modificar; incluye dentro del mismo la llamada al proceso *ProcessIO()*.
 3. *Tdusb*: archivos del proyecto de MPLAB.

¹¹ La mayoría de las computadoras de sistema operativo Windows (XP, Vista y Windows 7) cuenta con este controlador instalado de fábrica, sin embargo puede llegar a eliminarse accidentalmente durante la desinstalación de un programa o dispositivo. El archivo puede bajarse gratuitamente de la página: <http://support.microsoft.com/kb/918365/es>.

4. *CleanUp.bat*: limpia la carpeta de salida *_output* y todos los subdirectorios de compilaciones previas.

Uno de los directorios cruciales para la comunicación USB es el *autofiles*. En él se encuentran 3 archivos muy importantes para configurar adecuadamente el microcontrolador:

- *usbcfg.h*: configuración global del USB.
- *usbds.c*: archivo descriptor del USB.
- *usbds.h*: librería del descriptor USB.

El archivo *usbcfg.h* es probablemente el archivo más importante del firmware. Define el mapeo de los *endpoints* a sus funciones de clase y define el número de identificación (Microchip USB ID, MUID) que determinará a qué clase USB pertenece el dispositivo TUsb. La Tabla 6.12 resume las directivas (*#define*) del archivo que configuran la comunicación USB:

Directiva	Significado	Valores característicos
EP0_BUFF_SIZE	Define el tamaño del buffer para el <i>endpoint0</i> .	8, 16 32 o 64 <i>bytes</i>
MAX_NUM_INT	Define el tamaño de la cadena de la configuración activa de cada interfaz.	Números enteros [0,1,2,...]
MODE_PP	Define el buffer del modo ping-pong para ser usado en la ejecución.	_PPBM0 _PPBM1 _PPBM2 (las definiciones se encuentran en el archivo <i>usbdrv.h</i>)
UCFG_VAL	Define el valor inicial del registro especial UCFG	LS/FS: selecciona <i>low-speed/high-speed</i> . TRINT/TREXT: modo de recepción y transmisión interno/externo. _PUEN: pull-ups internas. _OEMON: indicador de salida SIE. _UTEYE: modo de salida <i>eye-pattern</i> ¹² .
USE_SELF_POWER_SENSE_IO	Detección de alimentación externa a través de una terminal del microcontrolador.	
USE_USB_BUS_SENSE_IO	Detección de conexión de host a usb.	
USB_USE_CDC	Indica que el USB es de la clase CDC. Le dice al archivo <i>usb.h</i> qué archivos de cabecera de clase deben ser utilizados, en este caso: <i>cdc.c</i> y <i>cdc.h</i> .	
MAX_EP_NUMBER	Indica cuántos <i>endpoints</i> de memoria serán utilizados por el <i>firmware</i> .	

Tabla 6.12 Directivas del archivo *usbcfg.h*.

¹² Es un tipo de señal que permite observar el desempeño de un sistema en un osciloscopio a través de la distorsión de la onda.

El archivo *usbds.c* contiene la información del descriptor USB para el microcontrolador. La cadena que define el nombre del dispositivo TUsb es la siguiente:

```
rom struct{byte bLength;byte bDscType;word string[22];}sd002={
sizeof(sd002),DSC_STR,
'T','a','r','j','e','t','a',' ','
'D','i','g','i','t','a','l','i','z','a','d','o','r','a'};
```

Este archivo también contiene los ID de fabricante y de producto (VID y PID). No es conveniente cambiar ésta o ninguna otra línea, ya que los “valores” son propiedad de Microchip. Para cambiarlas es necesario pagar la cuota correspondiente por dispositivo USB de propietario a *USB Implementers Forum*.

Para que el host reconozca estos valores, es necesario tener un controlador que actúe como una interfaz entre la computadora y el microcontrolador. Este archivo se encuentra en la carpeta *inf*. Los valores dentro del archivo *.inf* deben coincidir con los del archivo *usbds.c* para que el sistema operativo reconozca el dispositivo y lo asigne a su archivo *usbser.sys*. La Fig 6.6 muestra el contenido del archivo *TUsb.inf*, los valores principales se han resaltado:



Fig 6.6 Contenido del archivo *TUsb.inf*.

6.6.1. Instalación del controlador *TDusb.inf*

Para que el dispositivo funcione correctamente es necesario que sea reconocido adecuadamente por el host. A continuación se muestra el proceso de instalación en el sistema operativo Windows 7N. La TDusb se probó en las versiones XP y Vista con éxito.

Al conectar la TDusb a la computadora por primera vez, Windows buscará automáticamente en su base de datos (local o en la red) un controlador correspondiente. Ya que el controlador necesario no es comercial, no lo encontrará y procederemos a instalarlo manualmente.

Para instalar el controlador manualmente es necesario ir a Panel de Control > Administrador de Dispositivos. En la ventana del Administrador... se procede a buscar el dispositivo "Tarjeta Digitalizadora"; como el sistema no encontró un controlador adecuado, el dispositivo se encuentra listado en Otros Dispositivos con un símbolo de admiración. Al abrir el submenú (botón derecho del ratón) del dispositivo seleccionaremos la opción Actualizar software de controlador... (Fig 6.7).

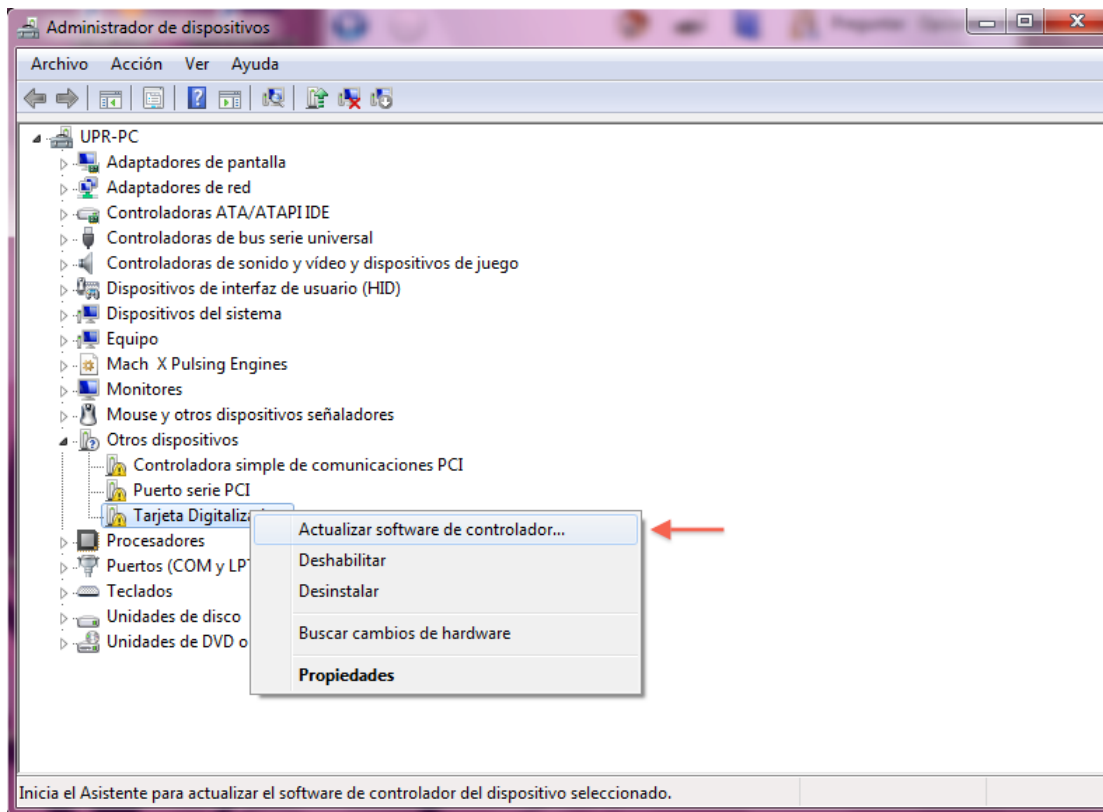


Fig 6.7 Administrador de dispositivos de Windows 7N.

Aparecerán las opciones de buscar el controlador de manera automática o seleccionarlo manualmente (Fig 6.8). Se selecciona la segunda opción.

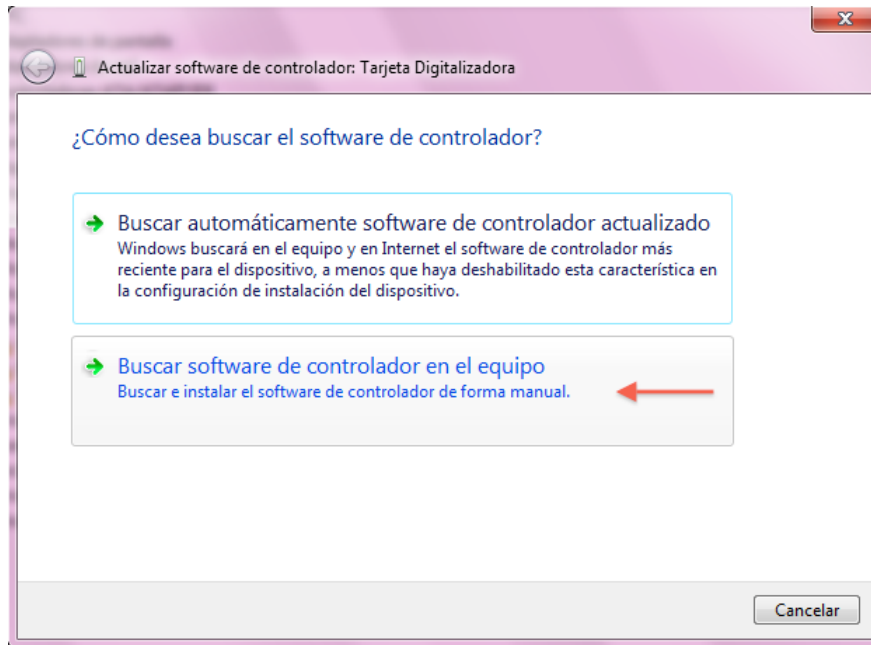


Fig 6.8 Selección de la instalación del software del controlador del dispositivo.

Una vez seleccionada la opción de instalación manual, se inserta la dirección de la carpeta *inf* donde se encuentra el controlador *TDusb.inf* (por teclado o utilizando la opción de Examinar...) y se da un clic a *Siguiente* (Fig 6.9).

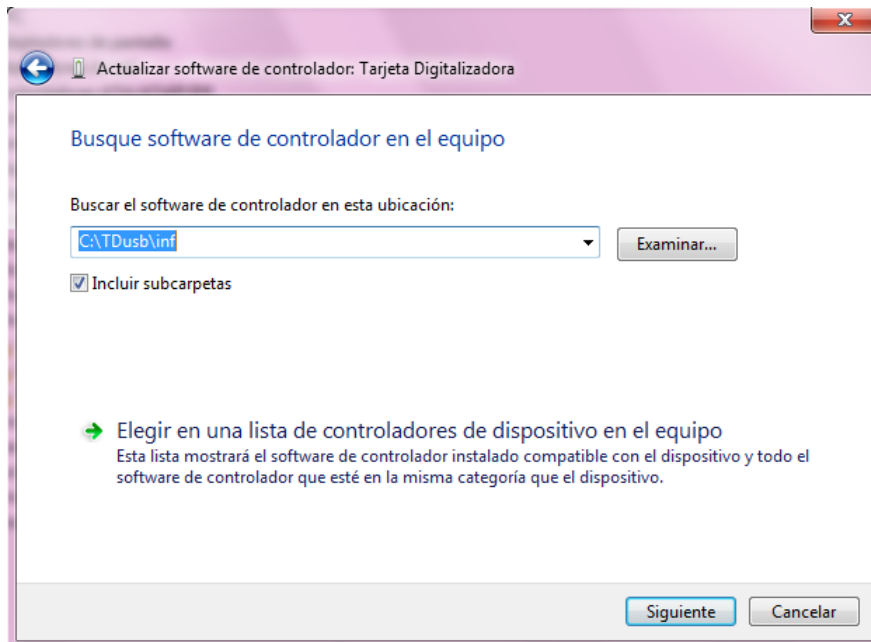


Fig 6.9 Selección de la dirección de la carpeta que contiene el controlador *TDusb.inf*.

Windows no podrá reconocer el fabricante del controlador y nos preguntará si deseamos instalar el controlador o no. Esta notificación es normal en los sistemas operativos Vista y 7N;

la instalación del controlador no compromete la seguridad o integridad del sistema por lo que se selecciona la segunda opción (Fig 6.10)

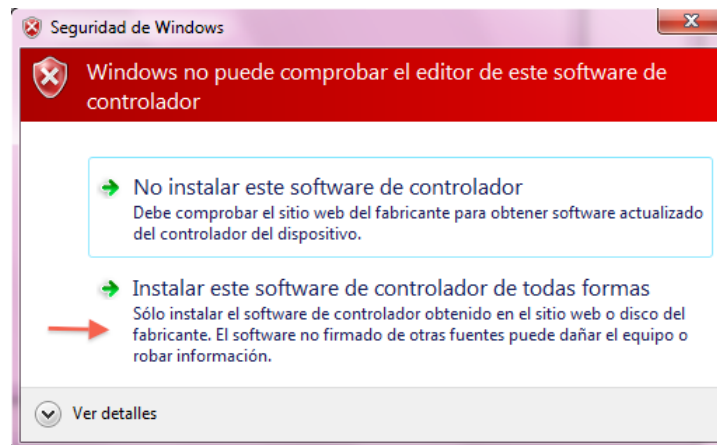


Fig 6.10 Notificación de seguridad de Windows de un controlador no verificado.

En este momento se instalará el controlador de la TUsb. Cuando el proceso haya finalizado se mostrará la ventana mostrada en la Fig 6.11. Para cerrar esta ventana y regresar a la del Administrador... es necesario dar clic en Cerrar.

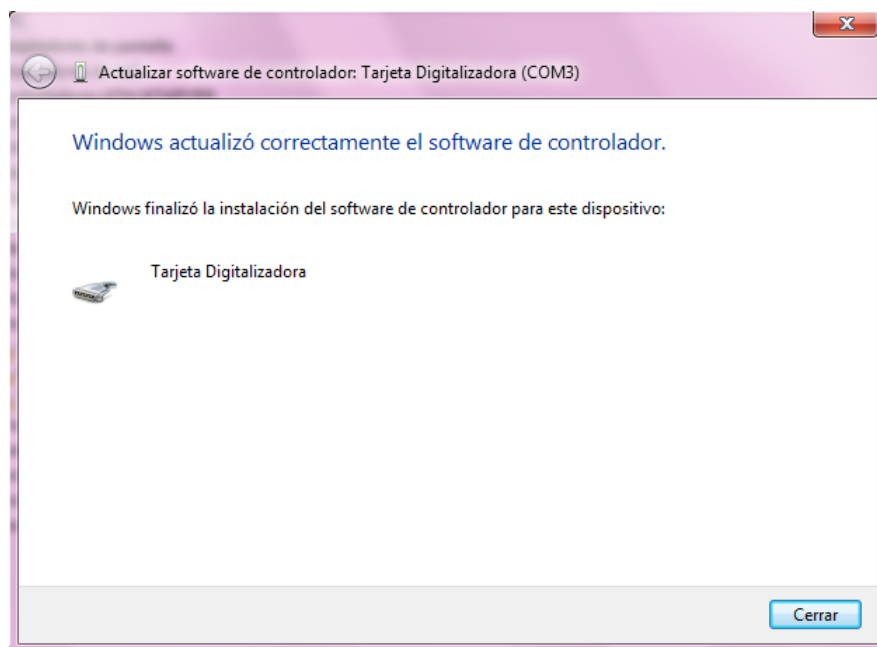


Fig 6.11 Instalación del software del controlador de la TUsb.

En la ventana del Administrador... es posible comprobar que el sistema operativo ha instalado el controlador y por consiguiente, puede reconocer la TUsb adecuadamente. El dispositivo "Tarjeta Digitalizadora" aparecerá ahora en el listado de Puertos sin la señal de advertencia (Fig 6.12)

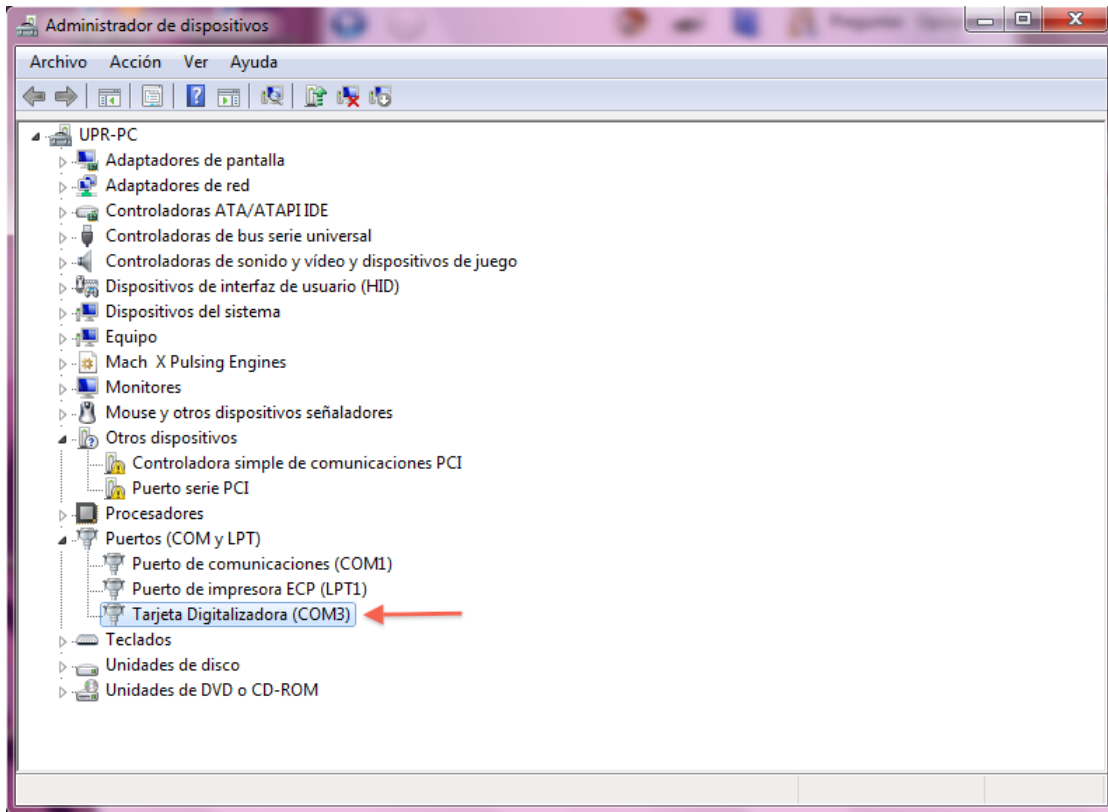


Fig 6.12 Reconocimiento de la TDBus tras instalar el controlador adecuado.

Adicionalmente se puede dar doble clic en el dispositivo para observar sus características principales. La Fig 6.13 muestra dos pestañas de `Propiedades:...` de la TDBus.

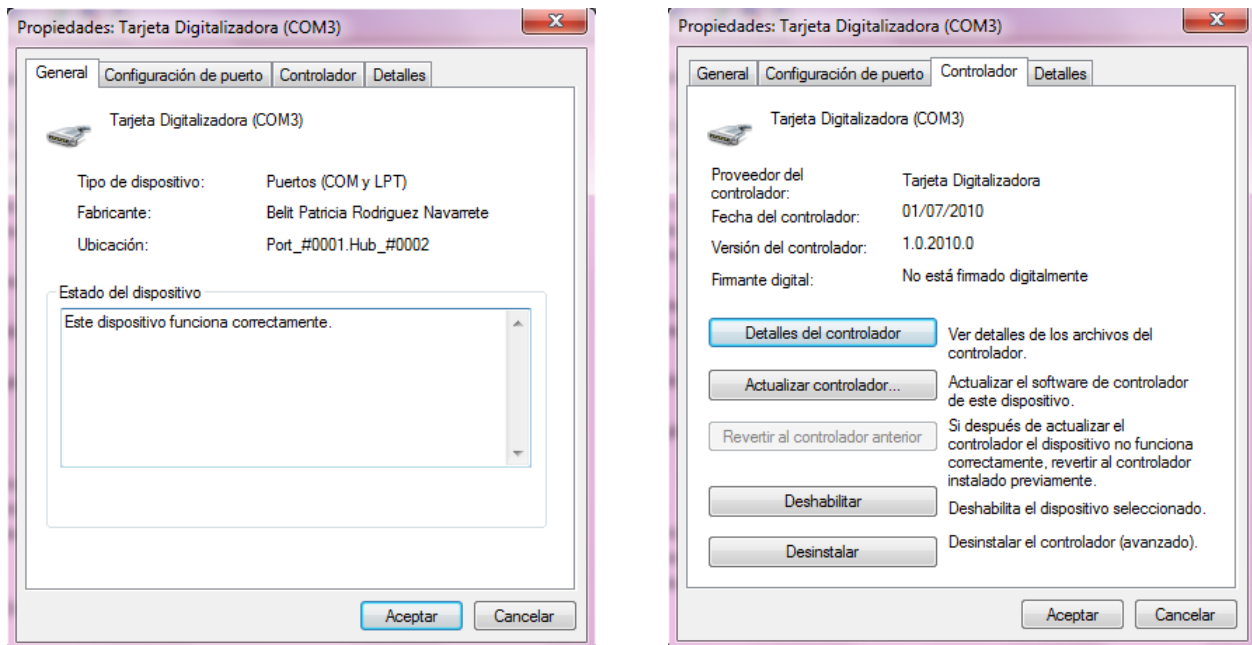


Fig 6.13 Propiedades de la TDBus (Izq. General, Der. Controlador).

6.7. Análisis de datos

Para comprobar el funcionamiento de la TDusb fue necesario analizar los datos obtenidos por el sistema de adquisición de señales.

Se decidió utilizar el programa llamado MATLAB, el cual es un programa matemático desarrollado por The MatWorks que incluye un IDE para simulaciones y programación (en su propio lenguaje de programación basado en C).

Esta herramienta matemática permite convertir los archivos de datos registrados en datos observables, en este caso en gráficas de espectros de potencia. El análisis de los datos dependerá del uso que se les desee dar; el siguiente código pretende ser una referencia para trabajo futuro.

El programa desarrollado para probar el sistema cuenta con 2 programas o subfunciones¹³:

- noise.m
- data_disp.m

6.7.1. noise.m

Este es el programa principal, no requiere ninguna variable; únicamente la existencia de los archivos `sensor.txt` y `load.txt`. Su función es llamar la función `data_disp` para obtener la matriz de datos convertidos a voltaje¹⁴ (`con_`) y el número total de datos convertidos (`max_`). Una vez obtenidos los datos, hace los cálculos apropiados para mostrar las gráficas (`T_` y `f_`) y obtiene la transformada discreta de Fourier de los mismos (`z_`); para efectos de practicidad, también mueve el componente cero al centro del espectro para una mejor visualización.

Por último grafica los datos convertidos y su espectro de potencia correspondiente.

```
%Obtencion del espectro de potencia de un sensor y una impedancia
%equivalente (4000 Ohms) registrados durante 60s por el sistema de
%adquisicion de se?ales:
%   TDusb by BELYely
%
%NOTA: deben existir los archivos sensor.txt y load.txt

[con_sen,max_sen]=data_disp('sensor.txt');      %Archivo sensor
[con_load,max_load]=data_disp('load.txt');      %Archivo sin sensor

%Graficas (calculos)
clc
T_sen=0:60/(max_sen-1):60;
T_load=0:60/(max_load-1):60;
f_sen=0:4.5/(max_sen-1):4.5;
```

¹³ Adicionalmente, se puede teclear “help” y el nombre del comando para obtener información sobre su funcionamiento y los argumentos de entrada/salida.

¹⁴ La TDusb entrega los datos en formato ASCII.

```

f_load=0:4.5/(max_load-1):4.5;
z_sen=mag2db(abs(fftshift(fft(con_sen)))/max_sen);
z_load=mag2db(abs(fftshift(fft(con_load)))/max_load);

%Respuesta sensor
subplot(2,2,1); plot(T_sen,con_sen,'r')
title('Sensor')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('Volts [V]')
grid on

%Respuesta carga
subplot(2,2,2); plot(T_load,con_load,'b')
title('Carga 4000 [Ohms]')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('Volts [V]')
grid on

%Espectro de potencia de sensor
subplot(2,2,3:4); semilogx(f_sen,z_sen,'r',f_load,z_load,'b')
legend('Sensor','Carga',2);
title('Espectro de Potencia')
xlabel('Frecuencia [Hz]')
ylabel('Potencia [dB]')
grid on

```

6.7.2. data_disp.m

Este subprograma es el más importante, ya que convierte los datos de un archivo en valores numéricos de voltaje. Por esa razón se encuentra separado del programa principal para poder realizar análisis de datos adicionales de archivos individuales.

El programa recibe el nombre de un archivo (`name`) y devuelve la matriz de datos convertidos en voltaje (`con`) y el número total de datos (`max`) para poderlos graficar. Primero se revisa que el nombre de archivo sea correcto para poderlo leer. Posteriormente se guardan los datos ASCII en una matriz (`data`) de $32 \times n$; 32 corresponde al número de bits por conversión AD.

De las especificaciones del convertidor Σ D LTC2440 y de las muestras de calibración se sabe que:

- Los primeros 3 *bits* son bits de control con valores característicos de 00x, siendo x el signo de la conversión.
- Los últimos 5 *bits* son subLSBs.
- Hay 24 *bits* de conversión, que son nuestro dato a convertir.
- El rango de valores positivos se encuentra entre 0 y 2^{23} , correspondientes a +0 V y 2.5 V respectivamente.
- El rango de valores negativos se encuentra entre 2^{23} y 2^{24} , correspondientes a -2.5 V y -0 V respectivamente.
- De los dos incisos anteriores: $LSB = \frac{2.5}{2^{23}} = \frac{5.0}{2^{24}}$

Con estos datos se puede entender la secuencia de conversión: primero se hace una máscara de 5 *bits* (31 en decimal) para obtener el subLSB (`lessLSB`), después se recorre el dato 5 *bits* y

se hace una última máscara de 24 *bits* para obtener los valores a convertir (*val*). Por último, de acuerdo a los rangos de los incisos *d* y *e*, junto con el cálculo del *LSB*, se convierte el dato numérico en un voltaje que se guarda en la matriz *con*.

```

%[con,max]=data_disp(name)
%Convierte datos de archivo obtenido
% con:  matriz de datos convertidos [V]
% max:  numero de conversiones
% name: nombre de archivo

function [con,max]=data_disp(name)

%Revisa si file existe
if ~exist(name)
    error(['El archivo:',name,' no existe']);
end

file=fopen(name);           %Abre archivo
data=fread(file,'uint32'); %Lee archivo
fclose(file);              %Cierra archivo

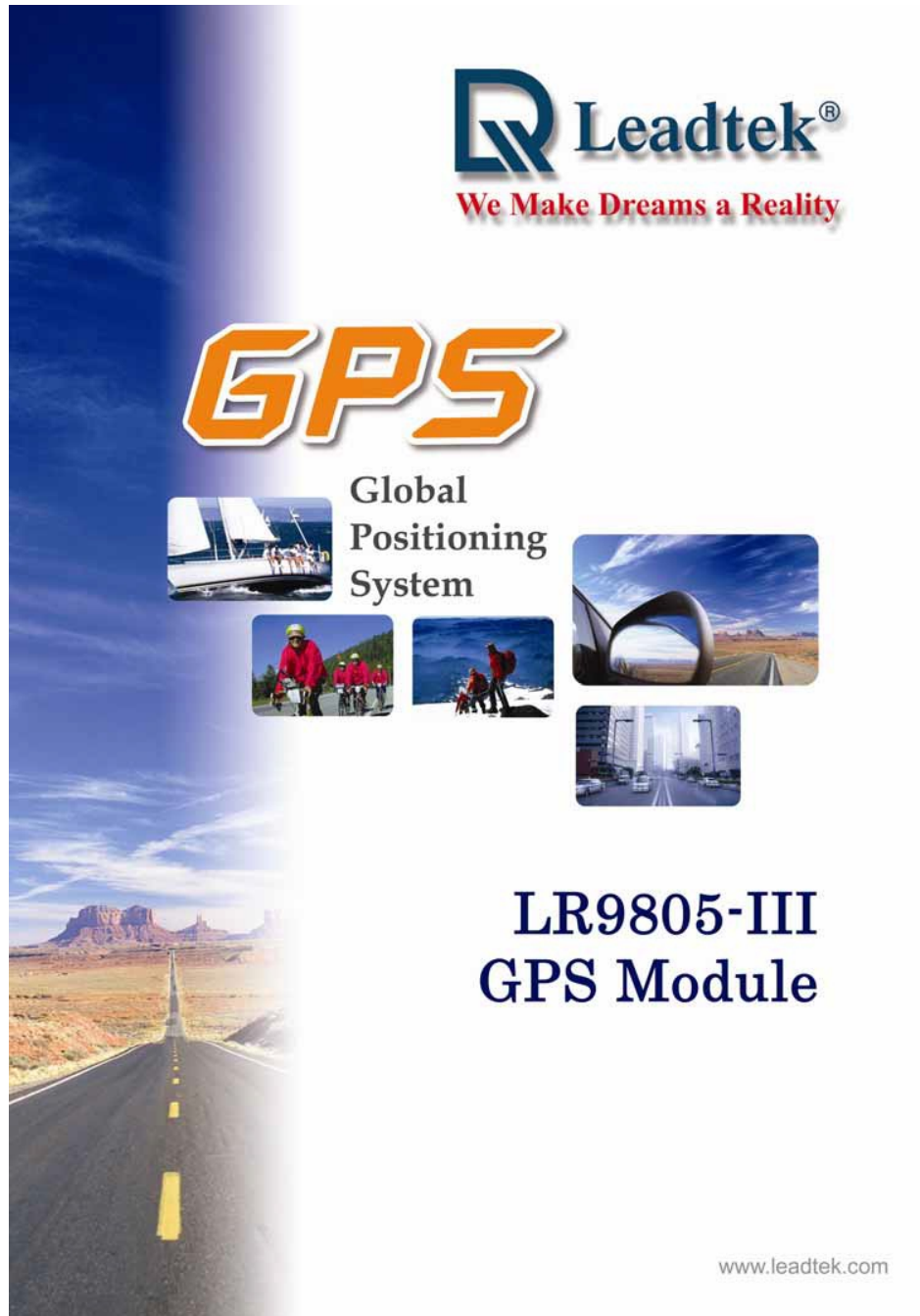
lessLSB=bitand(data,31);   %Obtener less LSB
temp1=bitshift(data,-5);   %Corrimiento a la derecha 5 bits
val=bitand(temp1,2^24-1);  %Obtencion de 24bits

%Conversion
[max,temp]=size(data);     %Obtener numero total de muestras
LSB=2.5/(2^23);           %Obtener LSB
for i=1:max
    if val(i)>(2^23)
        con(i)=(val(i)-(2^24))*LSB/16;    %Conv>0
    else
        con(i)=val(i)*LSB*(-1)/16;       %Conv<0
    end
end
end

```

6.8. Datasheets

6.8.1. LR9552



The image shows the cover of a datasheet for the Leadtek LR9805-III GPS Module. The background is a vertical gradient from blue at the top to white at the bottom, with a central image of a desert road. The Leadtek logo is at the top right, with the tagline 'We Make Dreams a Reality'. The word 'GPS' is written in large, stylized orange letters. Below it, the text 'Global Positioning System' is centered. To the left of this text is a small image of a sailboat. To the right are three small images: a modern building, a person on a bicycle, and a person on a horse. At the bottom right, the text 'LR9805-III GPS Module' is displayed in a large, bold, blue font. The website 'www.leadtek.com' is at the bottom right.

Leadtek®
We Make Dreams a Reality

GPS

Global
Positioning
System

**LR9805-III
GPS Module**

www.leadtek.com

Fig 6.14 Hoja de especificaciones del módulo GPS LR9552 de Leadtek¹⁵.

¹⁵ Tomado de (Huang, 2008) p. 1.

6.8.2. LTC2440



LTC2440

24-Bit High Speed Differential $\Delta\Sigma$ ADC with Selectable Speed/Resolution

FEATURES

- Up to 3.5kHz Output Rate
- Selectable Speed/Resolution
- $2\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ Noise at 880Hz Output Rate
- $200\text{nV}_{\text{RMS}}$ Noise at 6.9Hz Output Rate with Simultaneous 50/60Hz Rejection
- 0.0005% INL, No Missing Codes
- Autosleep Enables $20\mu\text{A}$ Operation at 6.9Hz
- $<5\mu\text{V}$ Offset ($4.5\text{V} < V_{\text{CC}} < 5.5\text{V}$, -40°C to 85°C)
- Differential Input and Differential Reference with GND to V_{CC} Common Mode Range
- No Latency, Each Conversion is Accurate Even After an Input Step
- Internal Oscillator—No External Components
- Pin Compatible with the LTC2410
- 24-Bit ADC in Narrow 16-Lead SSOP Package

APPLICATIONS

- High Speed Multiplexing
- Weight Scales
- Auto Ranging 6-Digit DVMs
- Direct Temperature Measurement
- High Speed Data Acquisition

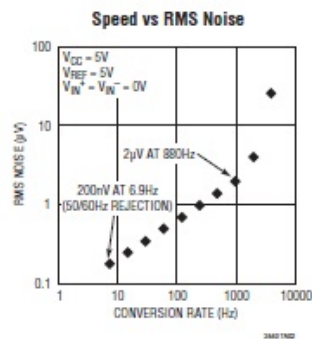
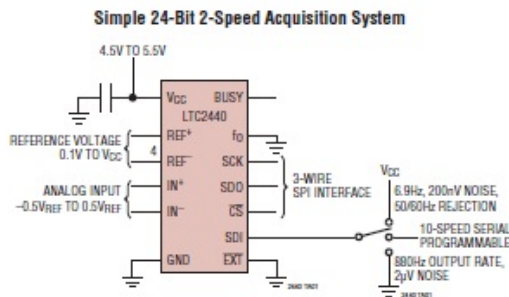
DESCRIPTION

The LTC[®]2440 is a high speed 24-bit No Latency $\Delta\Sigma^{\text{TM}}$ ADC with 5ppm INL and $5\mu\text{V}$ offset. It uses proprietary delta-sigma architecture enabling variable speed and resolution with no latency. Ten speed/resolution combinations (6.9Hz/ $200\text{nV}_{\text{RMS}}$ to 3.5kHz/ $25\mu\text{V}_{\text{RMS}}$) are programmed through a simple serial interface. Alternatively, by tying a single pin HIGH or LOW, a fast (880Hz/ $2\mu\text{V}_{\text{RMS}}$) or ultralow noise (6.9Hz, $200\text{nV}_{\text{RMS}}$, 50/60Hz rejection) speed/resolution combination can be easily selected. The accuracy (offset, full-scale, linearity, drift) and power dissipation are independent of the speed selected. Since there is no latency, a speed/resolution change may be made between conversions with no degradation in performance.

Following each conversion cycle, the LTC2440 automatically enters a low power sleep state. Power dissipation may be reduced by increasing the duration of this sleep state. For example, running at the 3.5kHz conversion speed but reading data at a 100Hz rate draws $240\mu\text{A}$ average current (1.1mW) while reading data at a 7Hz output rate draws only $25\mu\text{A}$ ($125\mu\text{W}$). The LTC2440 communicates through a flexible 3-wire or 4-wire digital interface that is compatible with the LTC2410 and is available in a narrow 16-lead SSOP package.

LT, LT, LTC and LTM are registered trademarks of Linear Technology Corporation. No Latency $\Delta\Sigma$ is a trademark of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

TYPICAL APPLICATION



1

Fig 6.15 Hoja de especificaciones del convertidor $\Sigma\Delta$ LTC2440 de Linear Technologies¹⁶.

16 Tomado de (Linear Technologies, 2002), p. 1.

6.8.3. REF5050



REF5010, REF5020
REF5025, REF5030
REF5040, REF5045, REF5050

www.ti.com

SBOS410D—JUNE 2007—REVISED APRIL 2009

Low-Noise, Very Low Drift, Precision VOLTAGE REFERENCE

FEATURES

- **LOW TEMPERATURE DRIFT:**
 - High-Grade: 3ppm/°C (max)
 - Standard-Grade: 8ppm/°C (max)
- **HIGH ACCURACY:**
 - High-Grade: 0.05% (max)
 - Standard-Grade: 0.1% (max)
- **LOW NOISE:** 3 μ Vpp/V
- **HIGH OUTPUT CURRENT:** \pm 10mA
- **TEMPERATURE RANGE:** -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

APPLICATIONS

- 16-BIT DATA ACQUISITION SYSTEMS
- ATE EQUIPMENT
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- OPTICAL CONTROL SYSTEMS
- PRECISION INSTRUMENTATION

DESCRIPTION

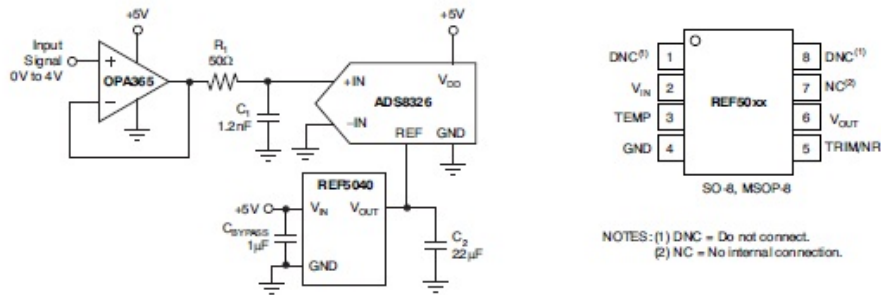
The REF50xx is a family of low-noise, low-drift, very high precision voltage references. These references are capable of both sinking and sourcing, and are very robust with regard to line and load changes.

Excellent temperature drift (3ppm/°C) and high accuracy (0.05%) are achieved using proprietary design techniques. These features, combined with very-low noise make the REF50xx family ideal for use in high-precision data acquisition systems.

Each reference voltage is available in both standard- and high-grade versions. They are offered in MSOP-8 and SO-8 packages, and are specified from -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

REF50xx Family

MODEL	OUTPUT VOLTAGE
REF5020	2.048V
REF5025	2.5V
REF5030	3.0V
REF5040	4.096V
REF5045	4.5V
REF5050	5.0V
REF5010	10.0V



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2007–2009, Texas Instruments Incorporated

Fig 6.16 Hoja de especificaciones de la referencia de voltaje REF5050 de Texas Instruments¹⁷.

¹⁷ Tomado de (Texas Instruments, 2009), p. 1.

6.8.4. PIC18F4550



PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet

28/40/44-Pin, High-Performance,
Enhanced Flash, USB Microcontrollers
with nanoWatt Technology

© 2006 Microchip Technology Inc.

Preliminary

DS39632C

Fig 6.17 Hoja de especificaciones de microcontrolador PIC18F4550 de Microchip Technology Inc.¹⁸.

¹⁸ Tomado de (Microchip Technology Inc., 2006), p. 1.

6.8.5. MAX233

19-4323; Rev 16; 7/10



+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

General Description

The MAX220-MAX249 family of line drivers/receivers is intended for all EIA/TIA-232E and V.28/V.24 communications interfaces, particularly applications where $\pm 12V$ is not available.

These parts are especially useful in battery-powered systems, since their low-power shutdown mode reduces power dissipation to less than 5 μ W. The MAX225, MAX233, MAX235, and MAX245/MAX246/MAX247 use no external components and are recommended for applications where printed circuit board space is critical.

Applications

Portable Computers
Low-Power Modems
Interface Translation
Battery-Powered RS-232 Systems
Multidrop RS-232 Networks

AutoShutdown and UCSP are trademarks of Maxim Integrated Products, Inc.

Next-Generation Device Features

- ◆ For Low-Voltage, Integrated ESD Applications
MAX3222E/MAX3232E/MAX3237E/MAX3241E/
MAX3246E: +3.0V to +5.5V, Low-Power, Up to
1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four
0.1 μ F External Capacitors (MAX3246E Available
in a UCSP™ Package)
- ◆ For Low-Cost Applications
MAX221E: $\pm 15kV$ ESD-Protected, +5V, 1 μ A,
Single RS-232 Transceiver with AutoShutdown™

Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX220CPE+	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX220CSE+	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX220CWE+	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX220C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX220EPE+	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX220ESE+	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX220EWE+	-40°C to +85°C	16 Wide SO
MAX220EJE	-40°C to +85°C	16 CERDIP
MAX220MJE	-55°C to +125°C	16 CERDIP

+Denotes a lead(Pb)-free/RoHS-compliant package.

*Contact factory for dice specifications.

Ordering Information continued at end of data sheet.

Selection Table

Part Number	Power Supply (V)	No. of RS-232 Drivers/Rx	No. of Ext. Caps	Nominal Cap. Value (μ F)	SHDN & Three-State	Rx Active In SHDN	Data Rate (kbps)	Features
MAX220	+5	2/2	4	0.047/0.33	No	—	120	Ultra-low-power, industry-standard pinout
MAX222	+5	2/2	4	0.1	Yes	—	200	Low-power shutdown
MAX223 (MAX213)	+5	4/5	4	1.0 (0.1)	Yes	✓	120	MAX241 and receivers active in shutdown
MAX225	+5	5/5	0	—	Yes	✓	120	Available in SO
MAX230 (MAX200)	+5	5/0	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	5 drivers with shutdown
MAX231 (MAX201)	+5 and +7.5 to +13.2	2/2	2	1.0 (0.1)	No	—	120	Standard +5/+12V or battery supplies; same functions as MAX232
MAX232 (MAX202)	+5	2/2	4	1.0 (0.1)	No	—	120 (64)	Industry standard
MAX232A	+5	2/2	4	0.1	No	—	200	Higher slew rate, small caps
MAX233 (MAX203)	+5	2/2	0	—	No	—	120	No external caps
MAX233A	+5	2/2	0	—	No	—	200	No external caps, high slew rate
MAX234 (MAX204)	+5	4/0	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Replaces 1488
MAX235 (MAX205)	+5	5/5	0	—	Yes	—	120	No external caps
MAX236 (MAX206)	+5	4/3	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	Shutdown, three state
MAX237 (MAX207)	+5	5/3	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Complements IBM PC serial port
MAX238 (MAX208)	+5	4/4	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Replaces 1488 and 1489
MAX239 (MAX209)	+5 and +7.5 to +13.2	3/5	2	1.0 (0.1)	No	—	120	Standard +5/+12V or battery supplies; single-package solution for IBM PC serial port
MAX240	+5	5/5	4	1.0	Yes	—	120	DIP or flatpack package
MAX241 (MAX211)	+5	4/5	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	Complete IBM PC serial port
MAX242	+5	2/2	4	0.1	Yes	✓	200	Separate shutdown and enable
MAX243	+5	2/2	4	0.1	No	—	200	Open-line detection simplifies cabling
MAX244	+5	8/10	4	1.0	No	—	120	High slew rate
MAX245	+5	8/10	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, two shutdown modes
MAX246	+5	8/10	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, three shutdown modes
MAX247	+5	8/9	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, nine operating modes
MAX248	+5	8/8	4	1.0	Yes	✓	120	High slew rate, selective half-chip enables
MAX249	+5	6/10	4	1.0	Yes	✓	120	Available in quad flatpack package



Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim Direct at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maxim-ic.com.

Fig 6.18 Hoja de especificaciones del trancceptor MAX233 de Maxim Integrated Products¹⁹.

MAX220-MAX249

19 Tomado de (Maxim Integrated Products, 2006), p. 1.

6.8.6. OP07CN



OP07

Very low offset single bipolar operational amplifier

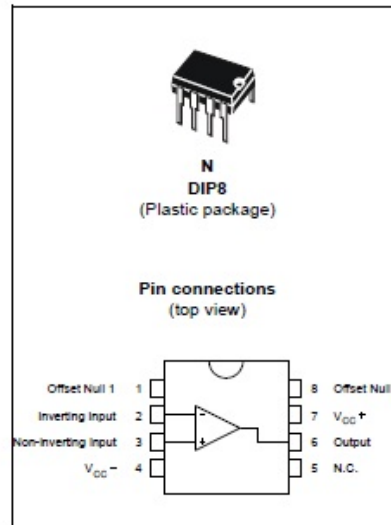
Features

- Extremely low offset: 150 μ V/ max.
- Low input bias current: 1.8nA
- LOW V_{io} drift: 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C
- Ultra stable with time: 2 μ V/month max.
- Wide supply voltage range: \pm 3V to \pm 22V
- Temperature range: 0 $^{\circ}$ C to -105 $^{\circ}$ C

Description

The OP07 is a very high precision op-amp with an offset voltage maximum of 150 μ V.

Offering also low input current (1.8nA) and high gain (400V/mV), the OP07C is particularly suitable for instrumentation applications.



July 2007

Rev 2

1/8

www.st.com

Fig 6.18 Hoja de especificaciones del Amplificador Operacional OP07CN de ST Microelectronics²⁰.

20 Tomado de (ST Microelectronics, 2007), p.1.

Bibliografía

7.1. Manuales

Leadtek Research Inc. (2002). *GPS Monitor User Manual. Versión 1.0.9.3*, 64 páginas. Consultado en Febrero 17, 2010, de <http://www.leadtek.com.tw/downloads/?lang=fr&filepath=/gps/Tools/&filename=GMSetup11%5F040503%2Ezip>

Leadtek Research Inc. *GPS Protocol Reference Manual. Versión 1.30*, 59 páginas. Consultado en Febrero 17, 2010 de http://www.elgps.com/public_ftp/Documentos/SIRF_Protocol.pdf

Microchip Technology Inc. (2005). *MPLAB C18 C Compiler Libraries*. 184 páginas. Consultado en Septiembre 21, 2009 de http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/mplab_c18_libraries_51297f.pdf

Microchip Technology Inc. (2005). *MPLAB C18 C Compiler User's Guide. Versión 3.00*, 136 páginas. Consultado en Septiembre 3, 2009 de http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/C18_User_Guide_51288j.pdf

Ravencraft, J. [usb.org](http://www.usb.org) (2007). *Universal Serial Bus Class Definitions for Communications Devices. Versión 1.2*, 31 páginas. Consultado en de http://www.usb.org/developers/devclass_docs/CDC1.2_WMC1.1.zip

Sercel. *Service Manual Model L-4 Low Frequency Geophone*. 9 páginas. Consultado en Julio 1, 2010 de http://www.ligo.caltech.edu/~coyne/AL/SEI/L4C/L-4_SERVICE_MANUAL.pdf

7.2. Libros

Aki, K., & Richards, P. G. (2002). *Quantitative seismology* (2 ed.). Sausalito, CA: University Science Books.

Anderson, C., Harrison, C., Betts, B., Dyer, S. A., Dement, D., Hamilton, M. H. et al. (2008). *The Mechatronics Handbook* (2 ed.). Austin, TX: CRC Press.

Ashby, D., Baker, B., Ball, S., Crow, J., Hayes-Gill, B., Hickman, I. et al. (2008). *Circuit Design*. Oxford, UK: Elsevier.

Attivissimo, F., Giaquinto, N., Angrisani, L., Vardusi, M., Flammini, F., Ferrari, P. et al. (2010). *Data Acquisition*. Rijeka, Croatia: SCIYO.

Austerlitz, H. (2003). *Data Acquisition Techniques Using PCs* (2 ed.). Smithtown, NY: Academic Press.

Axelson, J. L. (1993). *Making Printed Circuit Boards*. Blue Ridge Summit, PA: McGraw Hill.

Axelson, J. L. (2005). *USB Complete: Everything You Need to Develop USB Peripherals* (3 ed.). Madison WI: Lakeview Research LCC.

Bates, M. (2006). *Interfacing PIC Microcontrollers. Embedded Design by Interactive Simulation*. Oxford, UK: Elsevier.

Carr, J. J. (1979). *How to design & build electronic instrumentations* (2 ed.). Blue Ridge Summit, PA: TAB Books.

Coughlin, R. F., & Driscoll, F. F. (1993). *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*. Naucalpan, MX: Prentice-Hall Hispanoamericana.

Eady, F. (2004). *Networking and Internetworking with Microcontrollers*. Oxford, UK: Elsevier.

El-Rabbany, A. (2002). *Introduction to GPS. The Global Positioning System*. Norwood, MA: Artech House.

Elnashai, A. S., & Di Sarno, L. (2008). *Fundamentals of Earthquake Engineering*. West Sussex, UK: John Wiley & Sons.

Grewal, M. S., Weill, L. R., & Andrews, A. P. (2001). *Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration*. Danvers, MA: John Wiley & Sons.

Huang, H.-W. (2005). *PIC Microcontroller: An Introduction to Software and Hardware Interfacing*. Clifton Park, NY: Delmar Learning.

Hyde, J. (1999). *USB Design by Example: A Practical Guide to Building I/O Devices* (2 ed.). Santa Clara, CA: Intel University Press.

Ibrahim, D. (2008). *Advanced PIC Microcontroller Projects in C. From USB to RTOS with the PIC18F Series*. Burlington, MA: Elsevier.

James, K. (2000). *PC Interfacing and Data Acquisition*. Woburn, MA: Newnes.

KOZÁK, J., & CERMÁK, V. (2010). *The illustrated history of natural disasters*. New York, NY: Springer Dordrecht Heidelberg.

(2002). *International Handbook of Earthquake & Engineering Seismology Part A*. Orlando Florida: Academic Press.

(2002). *International Handbook of Earthquake & Engineering Seismology Part B*. Orlando Florida: Academic Press.

Liner, C. L. (1997). *Greek Seismology. Being an Annotated Sourcebook of Earthquake Theories and Concepts in Classical Antiquity* (2 ed.). Samizdat Press.

López Ruiz, M. (1995). *Normas técnicas y de estilo para el trabajo académico*. México: Dirección General de Fomento Editorial Coordinación de Humanidades.

Malvino, A. P. (1999). *Principios de Electrónica* (J. L. A. Castro, Trans. 6 ed.). Madrid, España: McGraw Hill.

Parab, J. S., Shelake, V. G., Kamat, R. K., & Naik, G. M. (2007). *Exploring C for Microcontrollers. A Hands on Approach*. Dordrecht, The Netherlands: Springer.

Park, J., & Mackay, S. (2003). *Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems*. Burlington, MA: Elsevier.

Sanchez, J., & Canton, M. P. (2007). *Microcontroller Programming. The Microchip PIC*. Boca Raton, FL: CRC Press.

Scherbaum, F. (2001). *Of Poles and Zeros. Fundamentals of Digital Seismology* (2 ed. Vol. 15). Dordrecht, Holanda: Kluwer Academic Publishers.

UDÍAS, A. (1999). *Principles of seismology*. New York, NY: Cambridge University Press.

Van Sickle, J. (2001). *GPS for Land Surveyors* (2 ed.). Broken Sound Parkway, NW: CRC Press.

Williams, R. (2006). *Computer System Architecture A Networking Approach* (2 ed.). Essex, Inglaterra: Pearson Education Limited.

Yan, H. S. (2007). *Reconstruction designs of lost ancient Chinese machinery* (3). Doordrecht, The Netherlands: Springer Verlag.

7.3. Capítulos

Diputados, C. d. (2010). Ley del Sistema de Horario en los Estados Unidos Mexicanos. In *Constitución Política de los Estados Unidos Mexicanos*. Mexico: H. Congreso de la Unión.

Rodríguez S, J. M., & Villegas N, Á. L. (2006). Capítulo No. 05: Comunicación Serial Síncrona (SPI). In *Sistema de Desarrollo MDK-B28. Teoría y Práctica Utilizando el Microcontrolador BASIC Stamp 2p* (pp. 95-120). Valencia, Venezuela: Roso Electric Supply.

7.4. Memorias

Barzilai, A. (2002, Agosto 2010). *Improving a Geophone to Produce an Affordable, Broadband Seismometer*. Memorias de PhD Defense, Palo Alto, CA.

Goldstein, H. (2008, Mayo 14). *Diseñando aplicaciones USB*. Memorias de Seminario Microchip Argentina 2008, Buenos Aires, Argentina.

7.5. Hojas de especificaciones

Maxim Integrated Products (2006). *+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers-Receivers. Versión 15*, 36 páginas. Consultado en Julio 7, 2010 de <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX220-MAX249.pdf>

Round Solutions GmbH & Co KG. *AarLogic GPS 3M*. 20 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.roundsolutions.com/techdocs/ds/AarLogic-GPS-3M_manual.pdf

Round Solutions GmbH & Co KG (2008). *AarLogic GPS 3T. Versión 0.1*, 10 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de <http://www.roundsolutions.com/techdocs/ds/AarLogic-GPS3T-documentation.pdf>

Analog Devices (1998). *AD7714. Versión C*, 40 páginas. Consultado en Julio 1, 2009 de http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7714.pdf

Caldwell, B. Microchip Technology Inc. (2008). *USB CDC Class on an Embedded Device*. 60 páginas. Consultado en Agosto 26, 2009 de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01164a.pdf>

Trimble Navigation Limited (2006). *Condor GPS Module Family*. 2 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-482340/022542-016B_Condor_DS_1009_US_LR.pdf

Trimble Navigation Limited (2008). *Copernicus II GPS Receiver*. 2 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-312772/022542-012_Copernicus-II_DS_0508_lr.pdf

Cirrus Logic (2005). *CS5510/11/12/13. Versión F3*, 24 páginas. Consultado en Agosto 27, 2009 de http://www.cirrus.com/en/pubs/proDatasheet/CS5510-11-12-13_F4.pdf

Cirrus Logic. *CS5521/22/23/24/28*. páginas. Consultado en Junio 8, 2009 de http://www.cirrus.com/en/pubs/proDatasheet/CS5521-22-23-24-28_F8.pdf

NavSync (2010). *CW12-TIM GPS Receiver. Versión 05*, 6 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.navsync.com/docs/cw12-tim_um.pdf

NavSync (2008). *CW20/20S GPS Receiver. Versión 02*, 12 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.navsync.com/docs/cw20_ds.pdf

Locosys Technology Inc. (2006). *Datasheet of GPS smart antenna module, LS2002L. Versión 1.0*, 24 páginas. Consultado en Junio 22, 2010 de http://www.locosystech.com/download/module/LS2002L_datasheet_v1.0.pdf

Locosys Technology Inc. (2006). *Datasheet of GPS smart antenna module, LS2002x series. Versión 1.0*, 19 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de http://www.locosystech.com/download/module/LS2002x_datasheet_v1.0.pdf

Locosys Technology Inc. (2006). *Datasheet of stand-alone GPS smart antenna module, LS20027*. 21 páginas. Consultado en Junio 14, 2010

Locosys Technology Inc. (2006). *Datasheet of UC-1513 GPS module. Versión 1.0*, 13 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de http://www.locosystech.com/download/module/UC-1513_datasheet_v1.0.pdf

Fastrax Ltd (2009). *Fastrax IT MP Family. Versión 1.4*, 2 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de <http://www.fastraxgps.com/showfile.cfm?guid=00385f3b-477c-4197-968b-76da10843b4a>

OriginGPS (2009). *Fully Integrated GPS Modules Including Antenna ORG-11xx Series Data Sheet. Versión A00*, 24 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de <http://www.origingps.com/Download.aspx?fid=26>

OriginGPS (2009). *Fully Integrated GPS Modules Including Antenna ORG-20xx Series. Versión A00*, 23 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de <http://www.origingps.com/Download.aspx?fid=50>

OriginGPS (2009). *Fully Integrated GPS Modules Including Antenna ORG13xx Series Data Sheet. Versión C00*, 37 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de <http://www.origingps.com/Download.aspx?fid=48>

Telit Wireless Solutions (2009). *GM862 Product Description. Versión 11*, páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de <http://www.telit.com/module/infopool/download.php?id=534>

GlobalSat Technology (2007). *GPS Engine Board EB-3531. Versión 1.0*, 27 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de

http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1762

GlobalSat Technology (2006). *GPS Engine Board EM-408. Versión 1.4.1*, 14 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=988

GlobalSat Technology (2009). *GPS Engine Board EM-411*. 15 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=990

GlobalSat Technology (2007). *GPS Engine Board ET-314. Versión 1.2*, 19 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1755

GlobalSat Technology (2007). *GPS Engine Board ET-316A. Versión 1.2*, 17 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1754

GlobalSat Technology (2007). *GPS Engine Board ET-318. Versión 2.0*, 26 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1761

San Jose Technology (2008). *GPS Engine Board Model: FV-M8*. 2 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://eni.so-buy.com/ezfiles/eni/img/img/109973/FV-M8_Spec.pdf

Intersil (2006). *HI7190*. 25 páginas. Consultado en Junio 3, 2010 de <http://www.intersil.com/data/fn/fn3612.pdf>

Intersil (2006). *HI7191*. 25 páginas. Consultado en Junio 3, 2010 de <http://www.intersil.com/data/fn/fn4138.pdf>

Leadtek Research Inc. (2008). *Leadtek SMD GPS Module LR9552 Specifications Sheet. Versión 0.6*, 8 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de <http://www.leadtek.com/downloads/?lang=eng&filepath=/gps/9552/&filename=LR9552%5Fv0%2E6%5F042808%2Epdf>

Fastrax Ltd (2007). *iTrax03*. 2 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de <http://www.fastraxgps.com/showfile.cfm?guid=f18b3e3d-d9ae-4bb8-a78f-a69e974d4dc8>

Kornblum, J., & Jarman, D. Intersil (1995). *Using the HI7190 Serial Interface*. 3 páginas. Consultado en Junio 4, 2010 de <http://www.intersil.com/data/tb/tb331.pdf>

Trimble Navigation Limited (2005). *Lassen iQ GPS Receiver System Designer Reference Manual. Versión A*, 268 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de <http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-184028/Lassen+iQ+v9.pdf>

u-blox (2009). *LEA-6 module series*. 2 páginas. Consultado en Junio 12, 2010 de http://www.u-blox.com/images/downloads/Product_Docs/LEA-6_ProductSummary_%28GPS.G6-HW-09002%29.pdf

Leadtek Inc. (2009). *Leadtek GPS Module LR9123 Specifications Sheet. Versión 1.0*, 10 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de [_http://www.leadtek.com/downloads/?lang=eng&filepath=/gps/9123/&filename=Leadtek%5F9123%5FSpec%5FSheet%5Fv1%2E0%5F021609%2Epdf](http://www.leadtek.com/downloads/?lang=eng&filepath=/gps/9123/&filename=Leadtek%5F9123%5FSpec%5FSheet%5Fv1%2E0%5F021609%2Epdf)

Leadtek Inc. (2009). *Leadtek GPS Module LR9023 Specifications Sheet. Versión 1.9*, 17 páginas. Consultado en de <http://www.leadtek.com/downloads/?lang=eng&filepath=/gps/9023/&filename=LR9023%5FUser%5FManualV1%2E0%5F20090112%2Epdf>

Leadtek Inc. (2010). *Leadtek GPS Module LR9548x Specification Sheet. Versión 1.4*, 16 páginas. Consultado en Junio 16, 2010 de <http://www.leadtek.com/downloads/?lang=eng&filepath=/gps/9548SX/&filename=Leadtek+9548SX%5F+Spec%2E+Sheet+v1%2E4%5F090930%2Epdf>

Texas Instruments (2009). *Low-Noise, Very Low Drift, Precision VOLTAGE REFERENCE. Versión C*, 26 páginas. Consultado en Enero 4, 2011 de <http://www.ti.com/lit/gpn/ref5050>

Linear Technology. *LTC2404/LTC2408*. 36 páginas. Consultado en Mayo 25, 2010 de <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/24048fa.pdf>

Linear Technology (2002). *LTC2440. Versión D*, 28 páginas. Consultado en Julio 2, 2009 de <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/2440fd.pdf>

Motorola (1996). *MC7900. Versión 6*, 13 páginas. Consultado en Julio 7, 2010 de <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/MC7912BD2T.pdf>

Motorola (1994). *MCT7800. Versión 3*, 13 páginas. Consultado en Julio 7, 2010 de <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/MCT7809BD2T.pdf>

San Jose Technology (2008). *Mini GPS Locator Model: TK-1315*. 1 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de <http://eni.so-buy.com/ezfiles/eni/img/img/109973/SANAVTK-1315.pdf>

Micro Modular Technologies (2010). *MN5020HS GPS Receiver Module*. 11 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de http://www.micro-modular.com/docs/MN5020HS/MN5020HS_DS_100609.pdf

Micro Modular Technologies (2010). *MN5310HS/AHS GPS Receiver Module*. 12 páginas. Consultado en Junio 4, 2010 de http://www.micro-modular.com/docs/MN5310HS/MN5310HS_DS_100426.pdf

Micro Modular Technologies (2010). *MN5515HS GPS Receiver Module*. 13 páginas. Consultado en Junio 4, 2010 de http://www.micro-modular.com/docs/MN5515HS/MN5515HS_DS_100401.pdf

Microchip Technology Inc. (2006). *MSSP Module Silicon/Data Sheet Errata*. 8 páginas. Consultado en Agosto 21, 2009 de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/80131e.pdf>

Norris, J. D. Intersil (1995). *Using the HI7190 in a Multiplexed System*. 3 páginas. Consultado en Junio 4, 2010 de <http://www.intersil.com/data/an/an9532.pdf>

STMicroelectronics (2007). *OP07. Versión 2*, 8 páginas. Consultado en Enero 5, 2010 de http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00000481.pdf

Laipac Tech (2007). *PG11 GPS Receiver Engine Board*. 17 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.laipac.com/pdf/pg11_users_manual082005.pdf

Laipac Tech (2005). *PG32 GPS Engine*. 3 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.laipac.com/pdf/laipac_pg32datasheet.pdf

Microchip Technology Inc. (2006). *PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet. Versión C*, 430 páginas. Consultado en Agosto 27, 2010 de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632e.pdf>

Polstar (2010). *PMB-648 PMB-248 High Sensitivity GPS Module. Versión 0.2*, 1 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de http://www.polstargps.com/Support/Spec/PMB-648_Brochure_V0.2.pdf

Polstar (2010). *PMB-688 GPS module. Versión 0.2*, 2 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de http://www.polstargps.com/Support/Spec/PMB-688_Brochure_V0.2.pdf

GlobalSat Technology (2009). *Product User Manual GPS Engine Board EM-410*. 16 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=989

GlobalSat Technology (2006). *Product User Manual GPS Engine Board ET-212. Versión 1.2*, 17 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1750

GlobalSat Technology (2006). *Product User Manual GPS Engine Board ET-312*. 8 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1760

GlobalSat Technology (2009). *Product User Manual GPS Engine Board ET-332*. 17 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1749

GlobalSat Technology (2009). *Product User Manual GPS Engine Board ET-333*. 17 páginas. Consultado en Junio 11, 2010 de http://www.globalsat.com.tw/globalsat_admin/new_file_download.php?Pact=FileDownload&Pval=1753

Rojvanit, R. Microchip Technology Inc. (2004). *Migrating Applications to USB from RS-232 UART with Minimal Impact on PC Software*. 16 páginas. Consultado en Agosto 23, 2010 de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00956b.pdf>

SARA electronic instruments. *SADC20 Seismic A/D 24 Bit Converter*. 1 páginas. Consultado en Junio 1, 2009 de http://www.sara.pg.it/documenti/sadc20_datasheet.pdf

Linx Technologies (2009). *SG Series GPS Receiver Module Data Guide*. 15 páginas. Consultado en Junio 16, 2010 de http://www.linxtechnologies.com/Documents/RXM-GPS-SG_Data_Guide.pdf

SIMCOM Limited (2006). *SIM508 Hardware Interface Description. Versión 2.06*, 75 páginas. Consultado en Junio 14, 2010 de <http://www.agspecinfo.com/pdfs/S/SIM508Z.PDF>

SPK Electronics Co (2006). *Smart Antenna SPK-GPS-GS405. Versión 1.0*, 14 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.spkecl.com/comm/upfile/p_061122_04651.pdf

Linx Technologies (2009). *SR Series GPS Receiver Module Data Guide*. 15 páginas. Consultado en Junio 16, 2010 de http://www.linxtechnologies.com/Documents/RXM-GPS-SR_Data_Guide.pdf

Skytraq Technology Inc. (2009). *Venus634FLPx 65 Channel Low Power GPS Receiver. Versión 0.5*, 18 páginas. Consultado en Junio 9, 2010 de http://www.skytraq.com.tw/download/Venus634LPx_PB_v3.pdf

7.6. Disertaciones

Mattioli, G. S. (2009). *Lecture 4: GPS Signals: Codes, Correlation, and AS Technologies*. University of Arkansas, Fayetteville, AR.

Nuño García, F. (2003). *Modulo SSP: bus I2C*. ATE Universidad de Oviedo, Gijón, España.

Nuño García, F. (2003). *Modulo SSP: Interface SPI*. ATE Universidad de Oviedo, Gijón, España.

Rojvanit, R. (2004). *Emulating RS-232 over USB with PIC18F4550*. Microchip Technology Inc.

7.7. Internet

Angelico, C., Young, A., Andrew, W., & Sudberg, R. (2010). *USB connector pinout*. Consultado en: Julio 8, 2010 de http://pinouts.ru/Slots/USB_pinout.shtml

Brodín Trujillano, E., & Giménez Pastor, A. (2002). *El bus USB (Universal Serial Bus)*. Consultado en: Julio 8, 2010 de <http://usuarios.multimania.es/kurganz/>

Castelazo Sinencio, I. (1999). *Hora Oficial en los Estados Unidos Mexicanos*. Consultado en: Julio 26, 2010 de http://www.cenam.mx/hora_oficial/

Gilbert, C. (2003). *How is the accuracy of a GPS receiver described*. Consultado en: Junio 10, 2010 de <http://www.romdas.com/technical/gps/gps-acc.htm>

Díez del Campo, G. (2008). *Proyecto USB CDC PIC18F4550 en visual basic*. Consultado en: Agosto 12, 2009 de <http://www.ucontrol.com.ar/forosmf/proyectos-con-pic/proyecto-usb-cdc-pic18f4550-en-visual-basic/>

DXing.com. (1999). *UTC GMT Time Conversion*. Consultado en: Julio 26, 2010 de <http://www.dxing.com/utcgmt.htm>

Ebel, J. E. (2002). *Watching the Weather Using a Seismograph*. Consultado en: Julio 30, 2010 de http://www.seismosoc.org/publications/SRL/SRL_73/srl_73-6_eq.html

ElectroTech. (2010). *Software USART PIC18F452 help*. Consultado en: de <http://www.electro-tech-online.com/micro-controllers/103131-software-usart-pic18f452-help.html>

EOZyo. (2008). *Husos horarios de Mexico*. Consultado en: Julio 26, 2010 de http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Husos_horarios_de_Mexico-en.svg

FAA. (2007). *Satellite-Based Augmentation System Office - News*. Consultado en: Junio 11, 2010 de http://www.faa.gov/about/office_org/headquarters_offices/ato/service_units/techops/navservice/s/gnss/waas/news/

Faehnrich, R. (2004). *Common-Mode Rejection (CMR)*. Consultado en: Agosto 7, 2009 de http://www.ecircuitcenter.com/OpModels/CMR/Op3_CMR.htm

Herman, I., & Feigenbaum, L. (2009). *W3C Semantic Web Frequently Asked Questions*. Consultado en: Febrero 14, 2011 de <http://www.w3.org/2001/sw/SW-FAQ>

Hubing, T., Hubing, N., & Guo, C. (2001). *Effect of Delay Skew and Transition Time Differences on the Common-Mode Component of Differential Signals*. Consultado en: Agosto 7, 2009 de <http://emclab.mst.edu/documents/TR01-8-002.pdf>

iso.org. (1999). *ISO - FAQs - Date and time format*. Consultado en: Febrero 14, 2011 de http://www.iso.org/iso/support/faqs/faqs_widely_used_standards/widely_used_standards_other/date_and_time_format.htm

Ktnbn. (2007). *File:Rs232 oscilloscope trace.jpg*. Consultado en: Enero 15, 2010 de http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Rs232_oscilloscope_trace.jpg

López Pérez, E. (2008). *El Protocolo USB*. Consultado en: Agosto 12, 2009 de <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/usb.pdf>

López Pérez, E. (2008). *Protocolo SPI (Serial Peripheral Interface)*. Consultado en: Noviembre 3, 2010 de <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/spi.pdf>

López Pérez, E. (2008). *Tutorial del Protocolo RS-232*. Consultado en: Junio 24, 2008 de http://www.i-micro.com/pdf/articulos/Serial_RS232.pdf

Myers, T., & G, D. (2007). *Software UART*. Consultado en: Julio 9, 2007 de <http://www.microchip.com/forums/tm.aspx?m=226433&mpage=1>

OYOGeospace. (1999). *GS-11D*. Consultado en: Marzo 30, 2010 de <http://www.geospacelp.com/index.php?id=67>

Remiro, F. (2001). *Tabla de nemónicos de la familia PIC16x84*. Consultado en: Julio 9, 2010 de <http://www.terra.es/personal/fremiro/instrucciones.htm>

Rizos, C. (1999). *How good is GPS? The Civilian-Military Relationship and the Impact on GPS performance*. Consultado en: Junio 11, 2010 de http://www.gmat.unsw.edu.au/snap/gps/gps_survey/chap2/243saas.htm

Salazar, D. (2006). *Precesión y nutación*. Consultado en: Julio 27, 2010 de <http://nacc.upc.es/tierra/node20.html>

Santos, M. (1998). *La medida del tiempo y el sistema de posicionamiento global GPS*. Consultado en: Julio 26, 2010 de <http://www.sobrereijos.com/articulos/relojes-gps.htm>

Project, S. D. V. (2009). *Tutorial 2 GPS*. Consultado en: Junio 10, 2010 de <http://plantsci.sdstate.edu/precisionfarm/AdoptAFarm/Tutorials/T2resizing.htm>

semi_value. (2008). *Convert NMEA latitude & longitude to decimal*. Consultado en: Marzo 25, 2011, de <http://notinthemanual.blogspot.com/2008/07/convert-nmea-latitude-longitude-to.html>

SIXCA. (2005). *Control stepping motor via USB interface PIF18F4550*. Consultado en: Agosto 7, 2009 de <http://www.sixca.com/eng/articles/usbstepping/>

SIXCA. (2005). *USB Data acquisition with PIC18F4550*. Consultado en: Agosto 7, 2009 de <http://www.sixca.com/eng/articles/usbdac/index.html>

SIXCA. (2005). *USB Interface Microchip PIC18F4550 with CDC library*. Consultado en: Agosto 7, 2009 de http://www.sixca.com/eng/articles/usb_cdc/index.html

Snively, J. (2009). *How WAAS Works - It's not Rocket Science*. Consultado en: Junio 11, 2010 de <http://www.maps-gps-info.com/waasexp.html>

Soulie, J. (2000). *fprintf - C++ Reference*. Consultado en: Julio 9, 2010 de <http://www.cplusplus.com/reference/clibrary/cstdio/printf/>

Stombaugh, T. S., & Clement, B. R. (1999). *Unraveling the GPS Mystery*. Consultado en: Junio 11, 2010 de <http://ohioline.osu.edu/aex-fact/0560.html>

Vidal Rico, J. M. (2007). *Emulación CDC RS-232 USB*. Consultado en: Julio 9, 2010 de <http://www.muchotrasto.com/EmulacionCDCRS-232USB.php>

W3C. (2004). *XML Information Set (Second Edition)*. Consultado en: Febrero 14, 2011 de <http://www.w3.org/TR/xml-infoset/>

Woessner, M., & Koehne, A. (2004). *GPS explained: Position accuracy*. Consultado en: Junio 10, 2010 de <http://www.kowoma.de/en/gps/accuracy.htm>

7.8. Artículos

Berger, J., Agnew, D. C., Parker, R. L., & Farrell, W. E. (1979). Seismic System Calibration: 2. Cross-Spectral Calibration Using Random Binary Signals. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 69 No. 1, 271-288.

Byrne, C. J. (1961). Instrument noise in seismometers. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 51 No. 1, 69-84.

Daniel, R. G. (1979). An Intermediate-Period Field System using a Short-Period Seismometer. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 69 No. 5, 1623-1626.

Farrell, W. E., & Berger, J. (1979). Seismic Calibration: 1. Parametric Models. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 69 No. 1, 251-270.

Franklin, R., Caselles, J. O., Canas, J. A., Clapes, J., Pujades, L. G., Navarro, M. et al. (2006). Estimación de respuesta de sitio mediante el método del cociente espectral aplicado a ruido ambiental: aplicación a la Ciutat Vella de Valencia. *Revista Internacional de Métodos Numéricos para Cálculo y Diseño en Ingeniería*, 22, 169-191. Retrieved from <http://upcommons.upc.edu/revistes/bitstream/2099/4746/1/RR222E.pdf>

Mitronovas, W., & Wielandt, E. (1975). High-precision Phase Calibration of Long-Period Electromagnetic Seismographs. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 65 No. 2, 411-424.

Roberts, P. M. (1989). A Versatile Equalization Circuit for increasing Seismometer Velocity Response Below the Natural Frequency. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 79 No. 4, 1607-1617.

Rodgers, P. W. (1992). Frequency Limits for Seismometer as Determined from Signal-to-noise Ratios. Part 1. The Electromagnetic Seismometer. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 82 No. 2, 1071-1098.

Rodgers, P. W. (1994). Self-Noise Spectra for 34 Common Electromagnetic Seismometer/Preamplifier Pairs. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 84 No. 1, 222-228.

Rodgers, P. W., Martin, A. J., Robertson, M. C., Hsu, M. M., & Harris, D. B. (1995). Signal-coil Calibration of Electromagnetic Seismometers. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 85 No. 3, 845-850.

Stauber, D. A. (1983). Electronically Extending the Passband of the CALNET Seismograph System to Longer Period. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 73 No. 6, 1929-1932.

Wielandt, E., & Streckeisen, G. (1982). The Leaf-Spring Seismometer: design and performance. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 72 No. 6, 2349-2367.

Yauri Condo, S. A. (2006). Microtremores. *Compendio de Trabajos de Investigación CNDG*, 7, 43-56. Retrieved from http://www.igp.gob.pe/sismologia/servicios/biblioteca_cndg/compendio/rev2005.pdf/cndg_sheil_a_ver2.pdf

7.9. Notas de aplicación

Analog Devices (2003). *AD7705/AD7706/AD7707 Instrumentation Converter FAQs: Serial Interface. Versión 1.06*, 3 páginas. Consultado en Agosto 10, 2009 de http://www.analog.com/static/imported-files/faqs/AD7705_6_7_SERIAL_INTERFACE.pdf

Caldwell, B. Microchip Technology Inc. (2008). *USB Generic Function on an Embedded Device*. 46 páginas. Consultado en Agosto 14, 2009 de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01166a.pdf>

Coffey, K., & Johnston, J. E. Crystal (1999). *Measuring High Voltages (5 to 1,000) with the CS5521/23, CS5523/24/28, and CS5525/26 A/D Converters. Versión 1*, 4 páginas. Consultado en Agosto 18, 2009 de <http://www.cirrus.com/en/pubs/appNote/an158.pdf>

Crystal *Interfacing the CS5521/22/23/24/28 to the 68HC05. Versión 2*, 14 páginas. Consultado en Agosto 18, 2009 de <http://www.cirrus.com/en/pubs/appNote/an131.pdf>

Crystal *Interfacing the CS5521/22/23/24/28 to the 80C51. Versión 2*, 32 páginas. Consultado en Agosto 18, 2009 de <http://www.cirrus.com/en/pubs/appNote/an118.pdf>

Crystal *Interfacing the CS5521/22/23/24/28 to the PIC16C84. Versión 2*, 16 páginas. Consultado en Agosto 18, 2009 de <http://www.cirrus.com/en/pubs/appNote/an130.pdf>

Jarman, D. Intersil (1995). *A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion*. 7 páginas. Consultado en Mayo 25, 2009 de <http://www.intersil.com/data/an/an9504.pdf>

Johnston, J. E. Cirrus Logic (2009). *Load Cell Measurement using the CS3001/02/11/12 Amplifiers with the CS5510/11/12/13 ADCs. Versión 2*, 12 páginas. Consultado en Junio 26, 2009 de <http://www.cirrus.com/en/pubs/appNote/AN330REV2.pdf>

Johnston, J. E. Crystal (1995). *Switched-Capacitor A/D Converter Input Structures. Versión 1*, 6 páginas. Consultado en Agosto 11, 2009 de <http://www.datasheet.org.uk/pdf-datasheets/Datasheets-7/DSA-136032.pdf>

Kornblum, J. Intersil (1995). *Intersil Sigma-Delta Calibration Technique*. 3 páginas. Consultado en Junio 4, 2010 de <http://www.intersil.com/data/tb/tb329.pdf>

LaJeunesse, S., & Kornblum, J. Intersil (1995). *Interfacing the HI7190 to a Microcontroller*. 5 páginas. Consultado en Junio 4, 2010 de <http://www.intersil.com/data/an/an9527.pdf>

Leya. USB Implementers Forum (2007). *Icon design recommendation for Identifying USB 2.0 Ports on PCs, Hosts and Hubs. Versión 1.2*, 3 páginas. Consultado en de www.usb.org/developers/docs/icon_design.pdf

Lyne, N. Analog Devices Electrically Induced Damage to Standard Linear Integrated Circuits: The Most Common Causes and the Associated Fixes to Prevent Reoccurrence. 8 páginas. Consultado en Julio 1, 2009 de http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/262799190AN-397.pdf

McCarthy, M. Analog Devices (2003). *Peak-to-Peak Resolution Versus Effective Resolution*. 2 páginas. Consultado en Julio 1, 2009 de http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/483455032911909735055330198351486AN-615_0.pdf

Data Translation *Overall Accuracy = ENOB (Effective Number of Bits)*. 8 páginas. Consultado en Julio 3, 2010 de <http://www.datatranslation.com/resources/dataacquisition/enob.pdf>

Microchip Technology Inc. (2005). *PIC18 Configuration Settings Addendum*. 372 páginas. Consultado en Septiembre 29, 2010 de ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/51537a.pdf

Schneider, D. Microchip Technology Inc. (2006). *Overview and Use of the PICmicro Serial Peripheral Interface*. 46 páginas. Consultado en Septiembre 10, 2009 de <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/spi.pdf>

Analog Devices *Sigma-Delta ADCs and DACs*. 16 páginas. Consultado en Julio 1, 2009 de http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/292524291525717245054923680458171AN283.pdf

Thoren, M. Linear Technology (2005). *Delta Sigma ADC Bridge Measurement Techniques*. 20 páginas. Consultado en Julio 2, 2009 de <http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an96fa.pdf>

MAXIM (2001). *Understanding voltage-reference topologies and specifications*. 6 páginas. Consultado en Enero 4, 2011 de <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN719.pdf>

Analog Devices *Using Sigma-Delta Converters-Part 1*. 5 páginas. Consultado en Julio 1, 2009 de http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/28715432842357460935458165408691AN388.pdf

Analog Devices *Using Sigma-Delta Converters-Part 2*. 7 páginas. Consultado en Julio 1, 2009 de http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/2883541798155499249544063355866AN389.pdf

7.10. Patentes

Johnson III, W. P. (1969). Spring Suspension for a Low-Frequency Geophone. *Mark Products Inc, Estados Unidos*, 6. Retrieved from http://www.ligo.caltech.edu/~coyne/AL/SEI/L4C/L4C_patent_3451040.pdf

7.11. Tesis

Clinton, J. (2007). Modern Digital Seismology - Instrumentation, and Small Amplitude Studies for the Engineering world. *Civil Engineering Applied Mechanics*, California Institute of Technology; 328 páginas. Retrieved from <http://ecf.caltech.edu/~jclinton/thesis.html>

Hernández Arias, H. (2010). Diseño e implementación de una interfaz de registro de datos para la unidad sísmica SR04. *Ingeniería*, Universidad Nacional Autónoma de México; 195 páginas.

Hernández López, A. A. (2009). Registro de datos en tarjetas de memoria SD CARD implementando los sistemas de archivos FAT16 y FAT32. *Facultad de Ingeniería*, Universidad Nacional Autónoma de México; 158 páginas.