

INCLINOMETRO

Digital

Miguel Angel Barreto Ojeda
José Ernesto Oliveras Rodriguez
Agustín Rogberg Martorano

Tutores:
Dra. Erna Frins
Ing. Linder Reyes

Facultad de Ingeniería
Universidad de la República

5 de abril de 2006

Resumen del Contenido

I	Prefacio	XVII
	Consideraciones Preliminares	XIX
	Agradecimientos	XXI
II		1
1.	Antecedentes y Motivaciones	3
2.	Descripción del Instrumento	7
3.	Diseño del Sistema Físico	11
4.	Sistema Analógico	17
5.	Respuesta Temporal del Sistema Analógico	25
6.	Procesamiento Digital	31
7.	Software del PIC	39
8.	Estudio de Ruido e Imperfecciones de Continua	55
9.	Estudio de Consumo	69
10.	Estudio de Temperatura	75
11.	Estudio de Incertidumbre	83
12.	Descripción del Prototipo Final	93
13.	Interfaz con el Usuario	105
14.	Conclusiones	113

Resumen del Contenido

A. Efecto de las corrientes de bias	117
B. El microcontrolador PIC	121
C. Subrutinas	133
D. CD ROM	137
Referencias	139

Contenido

I Prefacio	XVII
Consideraciones Preliminares	XIX
Agradecimientos	XXI
II	1
1. Antecedentes y Motivaciones	3
1.1. Introducción	3
1.2. Objetivos	4
1.3. Antecedentes	4
2. Descripción del Instrumento	7
2.1. Introducción	7
2.2. Sistema Físico	8
2.3. Sistema Analógico	8
2.4. Conversión Analógica/Digital de las Señales. Procesamiento digital	9
2.5. Interfaz con el Usuario	9
3. Diseño del Sistema Físico	11
3.1. Elección de Componentes Electrónicos del Sistema Físico	12
3.1.1. Elección de la Fuente de Luz	12
3.1.2. Elección de los Detectores de Luz	12
3.2. Determinación de las Dimensiones del SF	13
3.2.1. Distancia entre Tubo de Acrílico y Fotodiodos	13
3.2.2. Distancia Entre Fotodiodos	14
3.3. Tubo de Acrílico	14
4. Sistema Analógico	17
4.1. Introducción	17
4.2. Modelo del Fotodiodo	17

4.3. Etapa Amplificadora	18
4.4. Filtro Pasabajos	21
4.5. Sistema Analógico Resultante	23
4.6. Elección de Componentes	24
5. Respuesta Temporal del Sistema Analógico	25
5.1. Introducción	25
5.2. Procedimiento	25
5.3. Datos Experimentales	27
5.4. Análisis de los Datos	28
6. Procesamiento Digital	31
6.1. Introducción	31
6.2. Conversor Analógico/Digital	32
6.2.1. Especificaciones del conversor A/D	32
Tiempo de Adquisición	36
6.3. Herramientas de desarrollo	36
6.3.1. Entorno de desarrollo	36
6.3.2. Comunicación con el microcontrolador	37
7. Software del PIC	39
7.1. Introducción	39
7.2. Análisis de Tiempo de las Subrutinas	41
7.3. Promediado de las Conversiones	43
7.4. Resta	44
7.5. Suma	44
7.6. División de 16 Bits	45
7.6.1. Algoritmo de la Rutina	45
7.6.2. Un Ejemplo de División Digital	48
7.7. Conversión de VDN a Grados	50
7.7.1. Conversión de VDN a Grados Mediante Aproximaciones	50
7.7.2. Conversión de VDN a Grados mediante el Uso de una Tabla	52
7.8. Curvas Características del Sistema	54
8. Estudio de Ruido e Imperfecciones de Continua	55
8.1. Introducción	55
8.2. Estudio de Ruido	55
8.3. Modelos	56
8.3.1. Modelos para Resistencias	56
8.3.2. Modelos para Diodos	57
8.3.3. Modelos para Condensadores	58
8.3.4. Modelos para Amplificadores Operacionales	59
8.4. Estudio Teórico	59
8.4.1. Etapa Amplificadora	60
8.4.2. Etapa de Filtrado	61
8.4.3. Ruido Total	62
8.5. Efectos no ideales de un Amplificador	63
8.5.1. Tensión de Offset	64
8.5.2. Corriente de Bias	66

9. Estudio de Consumo	69
9.1. Introducción	69
9.2. Alimentación	69
9.3. Estudio de Consumo por Bloques	71
10. Estudio de Temperatura	75
10.1. Introducción	75
10.2. Procedimiento	75
10.3. Datos Experimentales	77
10.4. Posibles Soluciones Para la Compensación de la Temperatura	79
Compensación con Medición Indirecta de Temperatura	79
Compensación con Medición Directa de Temperatura	80
Opción Alternativa de Compensación con Medición Directa	81
11. Estudio de Incertidumbre	83
11.1. Introducción	83
11.2. Modelado del Sistema y Especificación de las Condiciones de Medida	83
11.3. Identificación de las Fuentes de Incertidumbre	84
Medición de la Temperatura	84
Reguladores de Tensión	84
Incertidumbre en el Conversor A/D	84
Incertidumbre del Voltímetro	85
División Digital	85
Conversión de d a Grados Mediante la Utilización de una Tabla	85
Posicionamiento Mediante Divisor	85
Aproximación de la Curva Experimental por un Modelo Matemático	85
Análisis de Aproximación	85
Repetitibilidad de las Medidas	86
Otras Fuentes	86
11.4. Organización de las Fuentes de Incertidumbre	87
11.5. Cuantificación de las Fuentes de Incertidumbre	88
Medición de la temperatura	88
Reguladores de Tensión	88
Incertidumbre en el Conversor A/D	88
Incertidumbre del Voltímetro	88
División Digital	88
Conversión de d a Grados Mediante la Utilización de una Tabla	89
Posicionamiento Mediante Divisor	89
Aproximación de la Curva Experimental por un Modelo Matemático	89
Análisis de Aproximación	89
Repetitibilidad de las Medidas	89
11.6. Combinación de las Fuentes de Incertidumbre	90
Variación de la Tensión de Salida de los Reguladores de Tensión	90
Conversor A/D	90
Incertidumbre del Voltímetro	90
Tensión de Offset de los Amplificadores Operacionales	91
División Digital	91
Modelado Aproximación	91
Modelado Repetitibilidad de las Medidas	91
Conversión de VDN Mediante Tabla	91

Posicionamiento Mediante Divisor	91
11.7. Estimación de la Incertidumbre Combinada	92
12. Descripción del Prototipo Final	93
12.1. Materiales	93
12.2. Gabinete Definitivo del Inclínómetro	93
12.3. Sistema Físico	94
12.4. Tubo de Acrílico	95
12.5. Tapas Laterales	96
12.6. Módulo USB	96
12.7. Alimentación	97
12.8. Conector de Programación	97
12.9. El Divisor de Tornería como Patrón para la Medida de la Inclinación	98
12.10.Circuito Impreso / Criterios de Diseño	99
12.10.1.El Circuito Impreso.	
Layout	100
12.10.2.Esquemático	101
12.11 Análisis de Costos del Prototipo	103
12.11.1.Costo del Prototipo	103
13. Interfaz con el Usuario	105
13.1. Introducción	105
13.2. Display de Cristal Líquido (LCD)	106
13.3. Módulo USB	108
13.4. Interfaz Gráfica y Adquisición de Datos	110
14. Conclusiones	113
14.1. Introducción	113
14.2. Resultados Obtenidos	113
14.3. Perspectivas a Futuro	114
A. Efecto de las corrientes de bias	117
B. El microcontrolador PIC	121
B.1. Introducción	121
B.2. Especificaciones del PIC16LF877-A	124
B.2.1. Organización de Memoria	126
Memoria de Programa	126
Program Counter	126
Memoria de Datos	127
Registro STATUS	128
B.3. Instrucciones	129
B.4. Puertos de Entrada/Salida Bidireccionales	130
C. Subrutinas	133
C.1. Subrutinas del PIC	133
Subrutina de Reordenamiento	133
Subrutina de Transmisión	133
Subrutina de Calculo de la Inclinación	134

D. CD ROM	137
D.1. Archivo PDF de la Documentación	137
D.2. Imágenes de la Documentación	137
D.3. Hojas de Datos	137
D.4. Planos del Prototipo	137
D.5. Software	137
D.5.1. Código Assembler	137
D.5.2. Código del InclSoft en Visual Basic	137
D.5.3. Código Matlab para el Procesamiento	137
D.6. Drivers del Módulo USB	137
D.7. Presentación del Proyecto	137
D.8. Medidas Realizadas	137
Referencias	139

Índice de figuras

1.1. Nivel comercial	4
1.2. Ejemplo del principio de funcionamiento de un inclinómetro comercial	5
1.3. Diseño preliminar del sistema óptico	5
2.1. Diagrama general del Instrumento	7
3.1. Curva de sensibilidad de los fotodiodos en función de la longitud de onda	13
3.2. Base móvil utilizada en el desarrollo	14
4.1. Modelo eléctrico de un fotodiodo	17
4.2. Circuito básico de un amplificador de corriente	18
4.3. Configuración propuesta	19
4.4. Circuito utilizado para el cálculo de la impedancia de entrada	20
4.5. Configuración optimizada	21
4.6. Circuito que implementa el filtro pasabajos	22
4.7. Diagrama de Bode del filtro pasabajos	23
4.8. Sistema analógico	23
5.1. Respuestas teóricas al escalón para sistemas de primer, segundo y tercer orden	27
5.2. Gráfica para determinación del tiempo de asentamiento	27
5.3. Curvas de entrada/salida para distintas frecuencias de la señal de entrada	28
5.4. Comparación entre la respuesta teórica y la observada en el osciloscopio	29
5.5. Respuesta al escalón experimental del sistema de primer orden	29
6.1. Variación de la tensión convertida versus la inclinación para la mitad del rango de operación	32
6.2. Conversión A/D y cálculo del VDN realizado por el PIC	33
6.3. Interfaz entre el conversor A/D y los pines de E/S asociados	34
6.4. Diagrama de flujo del proceso de conversión y los registros asociados.	35
6.5. Circuito del conversor	36
6.6. Entorno de desarrollo	37
6.7. Conexión del sistema con el MPLAB® ICD 2 <i>In-Circuit Debugger</i>	37

7.1. Diagrama de flujo del programa principal, con los tiempos asociados a cada rutina	41
7.2. Ciclos de reloj, Q y T	42
7.3. Diagrama de bloques del promediado	43
7.4. División de 16 bits	47
7.5. Diagrama de flujo de la división	48
7.6. Ejemplo de una división digital de 4 bits	49
7.7. Comparación entre el ajuste de primer orden y la curva obtenida	50
7.8. Comparación entre el ajuste de primer y segundo orden y la curva obtenida	51
7.9. Diagrama de bloques de la rutina de conversión de VDN a grados mediante aproximaciones	52
7.10. Diagrama de flujo de la conversión de VDN a grados mediante la tabla de calibración	53
7.11. Canales y VDN versus Inclinación	54
8.1. Ancho de Banda del ruido	56
8.2. Modelo de ruido en resistencias	57
8.3. Modelo de ruido en Diodos	58
8.4. Modelo de Ruido Condensadores	58
8.5. Modelo de ruido en Amplificadores Operacionales	59
8.6. Circuito propuesto para el estudio de ruido	60
8.7. Densidad Espectral del ruido en el AO TLC27L9CN	63
8.8. Modelo para un AO con V_{off}	64
8.9. Salida del AO debido a V_{off}	64
8.10. Offset a la salida de la etapa amplificadora	65
8.11. Offset a la salida de la etapa de filtrado	66
8.12. Corrientes de polarización de entrada de un AO	67
9.1. Curvas característica de carga de pilas VVPOWVH-AA2300H	70
9.2. Curvas característica de descarga de pilas VVPOWVH-AA2300H	71
9.3. Voltaje de dropout en función de la corriente de carga	71
9.4. Voltaje de dropout en función de la corriente de entrada	72
9.5. Esquemático del circuito formado por el PIC, reguladores, LED, FD y AO	73
9.6. Esquemático del circuito formado por el PIC y LCD	73
9.7. Circuitos utilizados para medir el consumo	74
10.1. Sistema de temperatura controlada	76
10.2. Curvas de ambos canales para distintas temperaturas	77
10.3. Curvas del VDN vs. inclinación y sus diferencias	78
10.4. Sensor de temperatura AS22103	80
11.1. Organización de las fuentes de incertidumbre	87
11.2. Curva del modelo y error de aproximación	89
11.3. Comparación de las series con la media	90
12.1. Perfil perforado, aplique con la placa y el sistema físico montados	94
12.2. Base definitiva del sistema físico (soporte)	94
12.3. Base móvil utilizada en el desarrollo	95

12.4. Tubo de acrílico fabricado	96
12.5. Módulo USB	96
12.6. Sistema de alimentación del inclinómetro	97
12.7. Conector de programación	97
12.8. Vistas del prototipo final	98
12.9. Divisor de tornería con el instrumento montado	98
12.10. El circuito Impreso	100
12.11. Circuitos impresos utilizados en el desarrollo del instrumento.	101
12.12. Esquemático del circuito Impreso	102
13.1. Diagrama de bloques del módulo LCD	106
13.2. Imagen del módulo LCD utilizado	108
13.3. Interfaz entre el PC y el microcontrolador mediante el módulo USB	109
13.4. Imagen del módulo USB utilizado	109
13.5. Diagramas de tiempo del módulo USB	110
13.6. Interfaz gráfica preliminar	111
A.1. Efecto de las corrientes de polarización	117
A.2. Efecto de las corrientes de polarización en la etapa amplificadora	119
B.1. Encapsulado TQFP	122
B.2. Arquitectura Harvard	123
B.3. Rango de voltaje de alimentación	124
B.4. Diagrama de bloques del PIC16F87X	125
B.5. Organización de la memoria de programa	126
B.6. Estructura del Program Counter	127
B.7. El registro STATUS	128
B.8. Distribución de pines y arquitectura típica de un puerto entrada/salida	131
C.1. Superior orden original, inferior invertido	133
C.2. Diagrama de flujo para la detección de la orden de comienzo del ciclo de medida	134
C.3. Diagrama de flujo de la rutina de cálculo de inclinación	135

Índice de tablas

7.1. Tiempo asociado a las subrutinas	42
7.2. Valores para RES_COM en función del resultado de la comparación	46
7.3. Valores para AUX en función de la relación entre Ch_1 y Ch_2	46
8.1. Valores <i>rms</i> a la salida del sistema debido a cada componente de ruido	63
9.1. Performance de las pilas recargables AA VVPOW	70
10.1. Tabla de diferencias para canal 2	77
10.2. Máxima desviación respecto de la curva VDN de 18° C	79
10.3. Características principales del AD22103	81
11.1. Coeficientes del polinomio utilizado para el modelo	86
11.2. Fuentes de incertidumbre con su valor correspondiente	91
12.1. Tabla de Costos	103
13.1. Características principales del módulo LCD	106
13.2. Número de pines y su nombre correspondiente	107
B.1. Codificación para el acceso a los bancos de memoria	127
B.2. 10 instrucciones seleccionadas del set de 35	129

Parte I

Prefacio

Consideraciones Preliminares

La presente documentación describe el Proyecto de Fin de Carrera llamado "Inclinómetro Digital de Bajo Consumo". La profundidad de esta documentación es tal que hace que la descripción del desarrollo del proyecto permita al lector familiarizarse con todo los aspectos relevantes del mismo. Luego de haberla leído, el lector tendrá un conocimiento cabal de cual es el funcionamiento de cada parte del instrumento y las funcionalidades que este presenta globalmente.

En su totalidad consta de 75 hojas. La segunda parte comienza con el *Resumen del Contenido* el que tiene como finalidad darle al lector una referencia rápida de como se estructura la documentación. Luego el *Contenido*, del trabajo especifica todos los capítulos y dentro de estos todas las secciones y subsecciones, siendo posible encontrar temas más específicos.

La documentación está compuesta por 14 capítulos, 2 anexos y la lista de referencias utilizadas. En el primer capítulo se da un introducción al tema de interés de este proyecto y el estado del arte en esta área. También se introducen de manera superficial los objetivos del mismo. En los capítulos siguientes ya se entra más en detalle de todo lo concerniente al desarrollo del proyecto, para finalizar con las conclusiones en el capítulo 14.

Los anexos pretenden profundizar en temas que a pesar de ser relevantes para este proyecto, consideramos que son temas auxiliares. Estos pueden aclarar algunos aspectos principales a los lectores que se interesen en algún punto específico del desarrollo.

También se adjunta en la cara interior de la contratapa, un CD conteniendo toda la información complementaria como ser código de programación, hojas de datos de fabricantes, planos del prototipo, etc.

Agradecimientos

Queremos comenzar esta sección de agradecimientos nombrando y agradeciendo al Ing. Eugenio Garbusi por haber sido “para nosotros” un integrante más de este grupo de proyecto, incluso a la distancia.

De la misma forma queremos agradecer a nuestros tutores, la Dra. Erna Frins y el Ing. Linder Reyes por habernos dado la posibilidad de realizar el proyecto, por habernos dejado trabajar con toda libertad y por habernos apoyado, vertiendo sus conocimientos y experiencia con el fin de llegar al término del proyecto de la mejor manera posible.

Al Dr. José Ferrari por habernos permitido trabajar dentro del Laboratorio de Optica Aplicada y por habernos asistido con ideas y soluciones prácticas para sortear algunos de los tantos problemas que surgen en un trabajo de este tipo.

También queremos agradecer especialmente a Antonio Saez por habernos dedicado tanto tiempo y paciencia ideando y fabricando el prototipo y todas sus piezas, al mismo tiempo que *compartía* con nosotros toda su experiencia en el rubro de la mecánica fina.

Al los Doctores Horacio Failache, Ricardo Marotti, Daniel Perciante, Fernando Silveira, Daniel Slomovitz y al Ing. Daniel Silva por el asesoramiento y por habernos asistido con soluciones oportunas a problemas que se nos plantearon a lo largo de todo el proyecto.

También en los últimos tiempos del proyecto recibimos una ayuda invaluable de Miguel Angel Cardillo, Pablo Castro, Sebastián Sayas y de Flavia Serra. A ellos también, muchas gracias.

De más está decir que el apoyo más importante lo encontramos en nuestras familias. Ellos son los que apoyaron y soportaron nuestras largas ausencias y nuestras cortas presencias, incondicionalmente.

Cuando comenzamos este proyecto no imaginábamos la gran cantidad de personas que de alguna manera u otra nos iban a asistir y asesorar en los diferentes temas que abarcamos. Por esto se nos hace imposible incluirlos a todos en este pequeño espacio que dedicamos a los agradecimientos. Esperamos haber sido lo suficientemente agradecidos con todos ellos en su momento, pero *por las dudas...* MUCHAS GRACIAS A TODOS !!!

Parte II

CAPÍTULO 1

Antecedentes y Motivaciones

1.1. Introducción

La motivación de este proyecto surge de trabajos previos en el intento de realizar medidas de inclinación a partir de un principio óptico. En el Grupo de Óptica Aplicada del IFFI de la Universidad de la República hubieron algunos trabajos en la materia [1, 2] donde se estudiaron distintos principios y algunas implementaciones.

En muchas áreas de la ciencia y la tecnología existe la necesidad de conocer la inclinación de una superficie o de un objeto particular. La inclinación puede ser utilizada como una medida necesaria para configurar instrumentos, para realizar otro tipo de medidas como puede ser el caso de un telescopio a la hora de obtener medidas en astronomía. También puede ser utilizada como un método indirecto para estudiar el comportamiento de una determinada estructura, como por ejemplo midiendo la inclinación en determinados puntos neurálgicos de la estructura de un puente y así determinar su comportamiento para distintas cargas. O puede ser utilizada como medida directa en aplicaciones donde es importante controlar que el nivel de inclinación no exceda cierto valor, como por ejemplo un vehículo de transporte como ser un automóvil o un tren.

Se pueden encontrar innumerables aplicaciones donde se hace necesario conocer la inclinación. También se pueden encontrar innumerables instrumentos, los que varían, según las necesidades de la aplicación, en el rango de medida, resolución, exactitud, precisión, sistema de montaje en el objeto a ser medido y otra variada gama de opciones que estos instrumentos pueden brindarle al usuario.

Comenzamos por nombrar al “nivel” como instrumento básico, también conocido en Inglés como *Spirit Level* debido a que el tubo de vidrio contiene un tipo de alcohol pensado para evitar que este se solidifique a temperaturas por debajo del 0°C y haga el instrumento inservible. En la figura 1.1 se puede observar un nivel comercial con dos tubos, uno para la nivelación horizontal y otro para la nivelación vertical.



Figura 1.1: Nivel comercial

Este tipo de niveles son muy utilizados tanto en albañilería como en carpintería, pero tienen como limitante que solo proveen el alineamiento respecto a una única referencia y no se cuantifica la medida. Para esto surgen diferentes dispositivos, a los que se les hace referencia como clinómetros, inclinómetros o también del inglés *tiltmeters*. De las tres opciones anteriores elegimos utilizar el término *inclinómetro* para el prototipo a desarrollar, ya que nos pareció la palabra más representativa de su aplicación.

1.2. Objetivos

Este Proyecto de Fin de Carrera tiene como objetivo desarrollar un inclinómetro digital a partir del diseño de un principio óptico. La idea es utilizar los propios tubos que vienen montados en los niveles comerciales y a partir de hacer incidir luz sobre uno de estos, poder obtener una relación con la inclinación, detectando la luz del lado opuesto de la fuente, con detectores en alguna configuración particular. En los capítulos subsiguientes profundizaremos en las especificaciones del mismo. A modo de introducción, los tres pilares del diseño se basaron en lograr un rango de ± 20 grados, una resolución del orden de 0,1 grado y un diseño eléctrico de bajo consumo para permitirle al instrumento portabilidad y autonomía. Cuando hablamos de autonomía nos referimos a que el instrumento debe brindar un tiempo de funcionamiento continuado mayor a 50 horas.

1.3. Antecedentes

Antes de entrar en la descripción general del inclinómetro diseñado, la que se hará en el siguiente capítulo, a modo de ejemplo describiremos un principio de funcionamiento utilizado por [3], dentro de los tantos que se pueden encontrar. De esta manera se podrá tener un punto de referencia a la hora de profundizar en el funcionamiento de nuestro diseño. El principio que presentaremos se denomina sensor de inclinación electrolítico.

En la figura 1.2 podemos observar un tubo de vidrio el que posee una burbuja de gas y un líquido conductor. Se observan también tres electrodos interiores, dos en la parte superior llamados de excitación y uno en la parte inferior llamado de *pick-up*. El principio se basa en que la burbuja de gas dentro del líquido siempre tenderá a alinearse perpendicular a la línea imaginaria que definiría el vector de la fuerza de gravedad ubicada en el centro de la misma. A su vez los electrodos se encuentran fijos en la cara interior del tubo de vidrio, por lo que la zona de contacto tanto con el líquido como con el gas será variable con la inclinación. Si se hace pasar una corriente entre

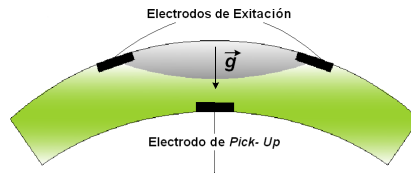


Figura 1.2: Ejemplo del principio de funcionamiento de un inclinómetro comercial

cada electrodo de excitación y el electrodo de *pick-up* es posible medir la resistencia eléctrica entre cada uno de los electrodos superiores con el de *pick-up*. Mediante la medida de estas resistencias es posible, con algún procesamiento electrónico, encontrar una relación entre la magnitud de la inclinación y la variación en los valores de las resistencias mencionadas. Ya que este principio permite identificar las variaciones en los valores de cada resistencia también es posible encontrar el sentido de la inclinación respecto del centro. El rango total de medida de la inclinación dependerá tanto del largo de los electrodos de excitación como del radio de curvatura del tubo de vidrio.

Existen también implementaciones similares con líquidos dieléctricos donde lo que se mide es la variación en la capacidad eléctrica del líquido-gas en puntos específicos del tubo. También existen inclinómetros desarrollados a partir de acelerómetros, los cuales son dispuestos de forma perpendicular uno respecto del otro. De esta manera se puede descomponer el *vector de gravedad* en dos direcciones. Luego por trigonometría es posible obtener la inclinación.

El presente trabajo describe un nuevo modelo de inclinómetro basado en un principio opto-eléctrico. El sistema consiste en un tubo que contiene una mezcla de líquido-aire. La burbuja que contiene este tubo actúa como una lente que refracta la luz proveniente de un LED (Light Emissor Diode) según sea el ángulo de inclinación. Esto hace que en una determinada posición del sistema, la intensidad de luz sea diferente en los dos detectores utilizados. Estos detectores son fotodiodos dispuestos de manera simétrica respecto de la posición de LED, al otro lado de la burbuja. Por esto, se espera que a medida que el sistema se inclina en un sentido, la intensidad de luz incidente aumente en uno de estos fotodiodos, mientras que en el otro disminuya. El efecto deberá ser opuesto si el sistema se inclina en el otro sentido. Para clarificar la idea y a modo de avance, en la figura 1.3 presentamos el sistema que se pretende implementar.

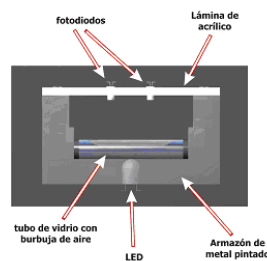


Figura 1.3: Diseño preliminar del sistema óptico

En el presente capítulo se presentaron los objetivos del proyecto, algunos de los productos que se encuentran en el mercado y se estudió un principio de funcionamiento a modo de ejemplo. En el siguiente capítulo comenzaremos a describir el diseño del prototipo desarrollado a partir de lo ya mencionado, introduciendo sus bloques principales.

CAPÍTULO 2

Descripción del Instrumento

2.1. Introducción

En este capítulo presentaremos las características generales del Inclínómetro diseñado, partiendo del sistema físico, hasta las interfaces diseñadas para interactuar con el usuario.

En la figura 2.1 podemos observar un diagrama de bloques que describe el proceso. Si comenzamos a recorrer el diagrama de izquierda a derecha, nos encontramos con un primer bloque que llamaremos *sistema físico*¹ y es el encargado de generar señales eléctricas a partir de la inclinación que experimente.

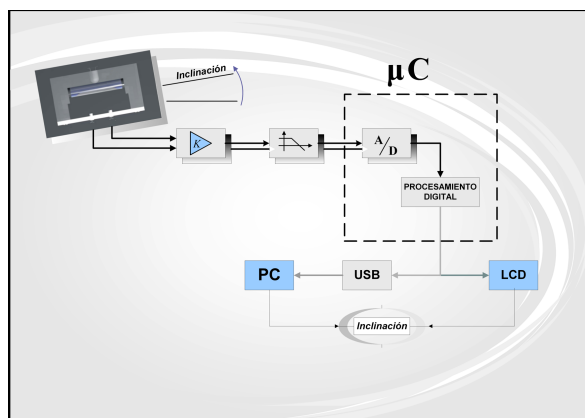


Figura 2.1: Diagrama general del Instrumento

¹A pesar de que esta denominación puede sonar poco específica, luego de explicar el proceso completo, tendrá más sentido

Luego sigue el bloque que llamaremos *sistema analógico* y es el encargado de realizar el tratamiento eléctrico de las señales obtenidas del bloque anterior. Las señales provenientes del *sistema analógico* son procesadas para poder obtener la *medida* de la inclinación del instrumento. Para esto se optó por digitalizar la señal, ya que de esta manera evitamos implementar hardware adicional que podría haber hecho el *sistema analógico* más complejo, pudiendo también haber aumentado el consumo del instrumento. Por lo anterior fue necesario elegir un microcontrolador que tuviese incorporado un conversor analógico digital (conversor A/D) entre otras funcionalidades, y así poder realizar todo el procesamiento necesario en el dominio digital. Luego de este procesamiento digital, el instrumento debe poseer una interfaz con el microcontrolador para poder desplegar la medida.

A continuación realizamos una descripción introductoria de cada bloque o sistema, con el fin de definir términos y conceptos que serán utilizados en el resto del trabajo.

2.2. Sistema Físico

Se puede decir que con el desarrollo del sistema físico (SF) comenzó la etapa de implementación del proyecto. Partimos de la base de que al querer medir la inclinación en ambos sentidos respecto de una posición “nivelada”, sería apropiado construir un sistema tal que genere dos señales simétricas respecto de la posición mencionada. A partir de esta idea se diseñó el sistema físico que consiste básicamente de un LED como fuente luminosa, un tubo de acrílico con una cierta relación líquido-aire en su interior, encargado de refractar la luz de la fuente para que esta incida en dos foto-detectores, siendo estos los encargados de la transducción opto-electrónica. La relación entre estas magnitudes físicas dependerá del tipo de foto-detectores que se utilice y su método de conexión en el circuito eléctrico.

2.3. Sistema Analógico

Una vez que se realizó la transducción, es necesario acondicionar las señales. Esto lo realiza el sistema analógico (SA), recibiendo las corrientes generadas por los detectores. Las mismas deben ser amplificadas ya que generalmente estas corrientes son muy pequeñas y esto no hace posible su interacción con otros componentes del circuito eléctrico, como por ejemplo el conversor A/D. Por otro lado es usual trabajar con señales de voltaje en lugar de señales de corriente en este tipo de aplicaciones. Por estas razones decidimos utilizar un amplificador de transimpedancia, el que genera una tensión de salida que es directamente proporcional a la corriente generada por los detectores.

Luego de esta etapa amplificadora, se hace necesario filtrar la señal, ya que en circuitos eléctricos aparecen efectos no deseados como pueden ser el ruido y la interferencia, entre otros. Por el diseño elegido y las características inherentes al instrumento de medir la inclinación en una posición fija (y supuestamente estable), lo que nos interesa de la señal generada por los detectores es su componente de continua. Esto nos permite realizar un filtrado de prácticamente todas las componentes de frecuencia que compongan la señal amplificada. Como se verá más adelante esto puede tener algunos inconvenientes respecto del tiempo de respuesta del instrumento.

2.4. Conversión Analógica/Digital de las Señales. Procesamiento digital

Una vez que las señales eléctricas tienen un nivel de tensión adecuado para poder trabajar con el resto de los componentes electrónicos que conforman el sistema, y habiendo sido filtradas, se procede a realizar la conversión A/D² por medio del microcontrolador. De esta manera es posible realizar el procesamiento numérico necesario para relacionarlas con la inclinación del instrumento. Este procesamiento consiste en realizar la diferencia entre las señales, la suma entre las mismas, y finalmente realizar el cociente o división entre la resta y la suma de los canales. A este resultado lo llamaremos *Voltaje Diferencial Normalizado* (VDN), y de aquí en adelante haremos referencia de esta operación como una variable descrita por su acrónimo:

$$VDN = \frac{v_1 - v_2}{v_1 + v_2} \quad (2.1)$$

donde v_1 y v_2 son las tensiones convertidas por el conversor A/D.

Para utilizar esta variable debemos caracterizar el sistema de manera que sea posible relacionarla con la inclinación del instrumento. A esta relación la llamaremos curva “Inclinación vs VDN”. Luego, a partir de realizar la medida de las tensiones v_1 y v_2 podremos calcular el VDN y así mediante la relación mencionada determinar la inclinación.

2.5. Interfaz con el Usuario

Luego de haber realizado la medida de la inclinación, se hace necesario brindarle la información al usuario, tanto de la inclinación del instrumento como del sentido de la misma respecto del cero grado (0°). Como primer interfaz se decidió utilizar un módulo LCD que montado en el instrumento despliega la inclinación en grados y el sentido de la misma por medio de flechas indicadoras. En etapas posteriores del desarrollo, consideramos que utilizar el módulo LCD como única interfaz limitaba las aplicaciones del instrumento, por lo que se desarrolló una interfaz con el PC, mediante un módulo USB, de manera de flexibilizar el método y permitirle al usuario elegir entre diferentes maneras de adquirir las medidas.

En los capítulos que siguen se tratarán los puntos mencionados arriba con mayor profundidad, especificando detalladamente el desarrollo y funcionamiento de cada sistema, sus componentes y demás conceptos relevantes.

²Llamaremos canales (ch_1 y ch_2) al camino que recorren las señales desde los detectores hasta las entradas del conversor A/D

CAPÍTULO 3

Diseño del Sistema Físico

El sistema físico es el transductor opto-electrónico, y su función es sensar la inclinación y transformarla en una variable eléctrica para ser procesada por el sistema analógico. El mismo está compuesto por:

- **Tubo de acrílico** : es la parte medular del sensor, y en el se encuentra contenida la mezcla liquido-aire cuya función es generar un fenómeno de refracción específico, para una inclinación dada, de modo de poder generar una relación característica entre la inclinación del sistema físico y las señales eléctricas producidas por el mismo.
- **Base O** : sirve de base para la fuente de luz, los detectores de luz y el tubo de acrílico.
- **Tapas laterales** : tienen la función impedir el ingreso de luz desde el exterior.

El diseño del SF fue una de las tareas que demandó mayor tiempo en el transcurso del proyecto. El especial cuidado y tiempo invertido en el diseño del SF se debe a que en él se definen parámetros tan importantes como la sensibilidad y el rango del instrumento. También fueron considerados parámetros como el tamaño y robustez de la pieza final. Paralelamente a esto se diseñó e implementó la etapa analógica de acondicionamiento de la señal producida por los fotodiodos. Esto permitió evaluar el comportamiento del SF durante el desarrollo.

Debido a la dificultad para modelar el SF, se optó por un enfoque empírico para obtener los resultados buscados. El desarrollo del sistema físico fue un proceso iterativo cuyo objetivo fue fijar las dimensiones físicas del mismo. Se partió de un diseño básico y se construyó una base móvil en forma de H en la cual se podían variar las dimensiones. De esa forma se pudieron ensayar múltiples configuraciones en las cuales se variaban la posición y distancia entre los componentes. La comparación de las diferentes configuraciones se realizó utilizando como métrica, parámetros obtenidos de la curva “inclinación vs VDN” tales como rango y sensibilidad.

Para la realización de estas medidas se implementó en *Matlab* un programa que controla un osciloscopio mediante el puerto serie de un PC. El procedimiento de medida consistió en variar la inclinación del SF y obtener muestras de las tensiones de los canales de la etapa de acondicionamiento de señal. A partir de las muestras se calculaba el VDN el cual era graficado en función de la inclinación. Este procedimiento se iteró hasta obtener una relación “lineal” entre la inclinación y VDN.

3.1. Elección de Componentes Electrónicos del Sistema Físico

Como primer etapa del diseño se seleccionaron los componente electrónicos que forman parte del SF. En primera instancia se eligió el tipo de fuente luminosa y los detectores de luz.

3.1.1. Elección de la Fuente de Luz

Para la selección de la fuente de luz se manejaron diferentes alternativas tales como un láser de diodo, utilizar luz exterior e introducirla al sistema mediante una fibra óptica o un LED super luminoso. El láser de diodo fue descartado teóricamente dado que no tenía sentido usar una fuente de luz coherente para después difundirla en el esmerilado del tubo. Además se requiere de cierta complejidad en su manejo y su alto costo encarecería el proyecto. La segunda alternativa es la que produciría mayor duración de las baterías dado que la alimentación de la fuente de luz es uno de los puntos neurálgicos en lo que al consumo se refiere, pero limitaría el uso del instrumento a lugares con buena iluminación, requerimiento que no permite cumplir con las principales aplicaciones para las cuales el instrumento está destinado.

El LED super luminoso cumple con los requerimientos necesarios como fuente de luz y tiene como gran ventaja su bajo costo, simplicidad de manejo y variedad. Por lo mencionado anteriormente se optó por esta última alternativa. Existen en el mercado LEDs con diferentes formas, tamaños, montajes y longitudes de onda. En lo referente a la forma y al tamaño se eligió un LED de tamaño tal que permitiera su fácil manipulación. También se tuvo especial cuidado en lo que se refiere a la longitud de onda, consumo y montaje. Para la selección de la longitud de onda se tuvo en cuenta el pico de sensibilidad de los fotodiodos. Como se puede ver en la figura 3.1, los fotodiodos seleccionados tienen máxima eficiencia a los 800 nm (infrarrojo).

Se decidió utilizar un LED rojo ($\lambda = 659nm$, AlInGaP) que corresponde a la mayor longitud de onda del espectro visible disponible en el mercado local, con el fin de poder determinar el estado (encendido/apagado) del LED visualmente.

3.1.2. Elección de los Detectores de Luz

Debido a que los detectores de luz proporcionan la información inicial de todo el procesamiento de la señal se tuvo especial cuidado en la selección de estos componentes. En primera instancia se utilizaron los integrados OPT101 [4] los cuales tienen implementado en el mismo encapsulado el FD y un amplificador de transimpedancia. Esto tiene la ventaja de ser más inmune al ruido dado que la pequeña corriente producida por el fotodiodo es inmediatamente amplificada y convertida a tensión. Luego

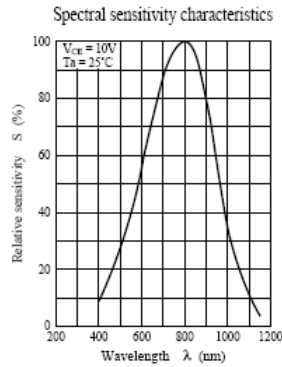


Figura 3.1: Curva de sensibilidad de los fotodiodos en función de la longitud de onda

de diferentes pruebas se descartó la utilización de estos sensores debido a que no poseían la sensibilidad requerida, en el rango de medida del inclinómetro.

Con el criterio previamente utilizado en la elección del OPT101 se buscaron fotodiodos de mayor directividad. Los PNZ300F [5] cumplen con todos esos requerimientos y además sus características constructivas son adecuadas para el montaje. La utilización de estos fotodiodos implicó un nuevo diseño de la etapa de acondicionamiento de señal. Se debió diseñar e implementar el amplificador de transimpedancia, ya que son componentes discretos sin electrónica adicional.

3.2. Determinación de las Dimensiones del SF

Para la determinación empírica de las dimensiones del sistema se diseñó y construyó una base móvil, de forma tal de poder variar las dimensiones del sistema. Con este diseño se pueden implementar diversas configuraciones sin perder exactitud en las dimensiones del sistema.

3.2.1. Distancia entre Tubo de Acrílico y Fotodiodos

En la figura 3.2 se puede ver la base móvil en forma de H construida para el diseño. La misma sirve de soporte para el LED, el tubo de acrílico y los fotodiodos.

La pieza en forma de H esta compuesta por tres piezas: Una base, la cual tiene la funcionalidad de darle soporte a la burbuja y al LED. Dos regletas laterales cuya función es integrar la base y la tapa o porta fotodiodos. La base tiene una perforación central, la que posee dos diámetros diferentes de forma tal que el LED, debido a su forma cónica, se ajuste a la diferencia de diámetros, logrando así un nuevo punto de apoyo. De esa forma se aumenta el control sobre el cono de luz. La base tiene en sus lados perforaciones roscadas que permiten la fijación de las regletas a la misma mediante tornillos milimétricos de cabeza hexagonal. Las regletas laterales se diseñaron con agujeros equiespaciados de manera tal de poder proporcionar un ajuste vertical de la posición de los detectores, permitiendo variar su distancia al tubo de acrílico y al LED.

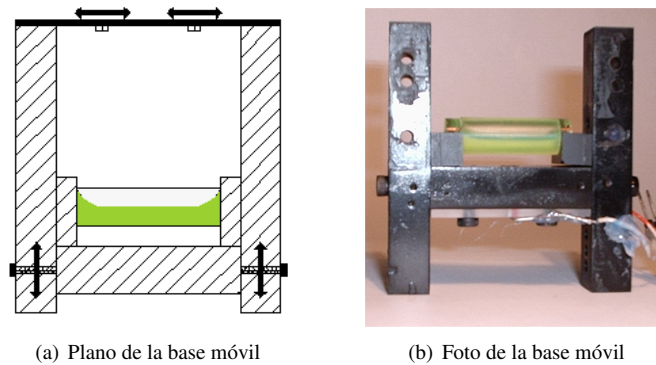


Figura 3.2: Base móvil utilizada en el desarrollo

3.2.2. Distancia Entre Fotodiodos

La tapa o porta detectores también es de acrílico negro y proporciona una base sólida para los detectores. La misma es una barra de 5 mm de espesor con cuatro perforaciones cuyos centros están a igual distancia del centro de la tapa. Las perforaciones exteriores permiten la fijación de la tapa en el soporte, mientras que las interiores son utilizadas para fijar los detectores. Para determinar la distancia óptima entre los detectores se construyeron tres tapas con diferentes distancias entre los mismos.

3.3. Tubo de Acrílico

Inicialmente se utilizaron tubos de acrílico extraídos de los niveles usados en albañilería, encontrándose una gran variedad de los mismos en lo referente a tamaño, relación líquido aire, tipos de líquidos, etc.

En base a reiteradas pruebas con diferentes tipos de tubos provenientes de diferentes marcas de niveles se seleccionó un tipo en particular. Muchos tubos fueron descartados por la producción de burbujas al ser agitados, lo cual hubiera producido fenómenos aleatorios de refracción. Una vez seleccionado el tubo se experimentó con diferentes cantidades de líquido, observándose un compromiso entre la relación líquido-aire, el rango y la sensibilidad. Un tubo con una proporción pequeña de aire, produce grandes variaciones en la posición de la burbuja ante pequeñas variaciones en la inclinación. En este caso el SF presentaba buena sensibilidad pero un rango reducido. Experimentalmente se determinó que la relación óptima líquido-aire es 1, es decir el mismo volumen de líquido que de aire.

Un problema que se presentó en el proceso de pruebas preliminares fue que se registraron por medio de los fotodiodos, fenómenos de luz espuria y sombra a la salida de la burbuja a medida que variaba la inclinación del sistema en un determinado sentido, generando subidas y bajadas en las corrientes detectadas. Este fenómeno de luz espuria puede ser debido a imperfecciones de las paredes del tubo o a un efecto lente producido por la frontera líquido-aire en una zona de inclinación determinada. Estos efectos no eran los esperados en una primera instancia por lo que se tomó una medida con el fin de eliminarlos o al menos atenuarlos, de manera de obtener resultados más favorables.

La solución para esto surgió de utilizar un difusor para la luz. En una primera instancia se había pensado en utilizar como difusor una lámina de papel óptico pero la robustez de la fijación del mismo a la pieza estaba en duda, por lo que se optó por realizarle un proceso de esmerilado al tubo. Este proceso consiste en colocar el tubo en un torno, asegurando un giro uniforme a lo largo del eje, para luego deslizar el puntero con una herramienta en punta, montada en su extremo. De esta manera también se eliminan las líneas negras propias de los tubos de niveles comerciales y se dota al sistema de un difusor robusto.

Experimentalmente se probaron distintos grados de esmerilado ya que esto se consigue con solo cambiar el avance del torno. De estos ensayos se obtuvo como resultado la relación de avance del torno a la cual el tubo debía ser esmerilado.

En base a la basta experiencia adquirida con los tubos comerciales se optó por la fabricación propia de los tubos de acrílico. De esa forma se pueden mejorar las características constructivas, ya que los tubos comerciales no tienen la exactitud requerida en las dimensiones, lo cual implicaba una adaptación en particular de cada tubo para ser ensayado.

Se construyeron tubos de acrílico en los que se pudieron ajustar las dimensiones al espacio dispuesto para tal fin. De esa forma se eliminaron los problemas de alineación y se logró mejorar notoriamente la simetría del sistema. También se logro total control en la relación líquido aire.

Se pudo acceder a probar con diferentes líquidos, tales como agua destilada, glicerina, vaselina, aceite y líquidos extraídos de otros niveles. El agua presentaba burbujas al ser agitada por lo que fue descartada en primera instancia. La glicerina no presenta el inconveniente de las burbujas pero su viscosidad produce que el sistema tenga un tiempo de estabilización alto con lo que se aumentaría el tiempo de medida ante variaciones en la inclinación. El aceite al igual que la vaselina posee mayor velocidad de respuesta respecto a la glicerina, pero también tienen el inconveniente de las burbujas. Como última prueba se extrajeron líquido a los niveles comerciales que al ser agitados no producían burbujas.

Dos marcas de niveles fueron las seleccionadas, una tiene su burbuja construida en vidrio y la otra en policarbonato. Ambos líquidos fueron introducidos en tubos nuevos contruidos por nosotros con el fin de compararlos entre si. En el líquido proveniente de la burbuja de vidrio se detectó la presencia de alcohol, el cual en su estado puro ataca el acrílico. De esa forma se determino que en solución con colorantes y otras sustancias también lo ataca, ya que deforma el tubo en el cual estaba contenido. El otro candidato y el elegido finalmente ha sido observado cualitativamente durante los últimos 10 meses y no ha tenido variaciones por lo que se decidió incluirlo en el prototipo final.

Con la elección del líquido definitivo y la construcción de los tubos de acrílico la simetría se mejoró notablemente, aunque la primer dificultad que se observó fue la pérdida de sensibilidad entre posiciones consecutivas al utilizar los nuevos tubos. Esta pérdida era debida a la tensión rasante del líquido contra las asperezas de las paredes del tubo (provenientes del proceso de fabricación), la cual no permitía fluir al líquido ante pequeños cambios de inclinación. Para solucionar este inconveniente se realizó un pulido fino de la cara interna con lo cual no solo se solucionó el problema sino que la

sensibilidad aumentó respecto a los tubos comerciales.

4.1. Introducción

Debido a que la corriente que se genera en un fotodiodo (FD) es del orden de unos pocos nA , para obtener una señal que pueda ser monitoreada correctamente, es necesario implementar una etapa amplificadora. De manera que esta señal sea compatible con los demás componentes del circuito eléctrico, en particular, que se pueda convertir en una tensión adecuada para su posterior conversión digital. Para la implementación de esta etapa amplificadora se decidió utilizar una configuración tal que la corriente generada en el FD sea amplificada generando una tensión de salida proporcional a la misma. Para que la relación entre estas dos señales sea lineal. Además se implementó un filtro para reducir los efectos del ruido.

4.2. Modelo del Fotodiodo

Debido a que el FD es un componente fundamental del sistema, ya que es el componente que traduce la señal óptica proveniente del sistema físico a una señal eléctrica, resulta pertinente presentar el modelo eléctrico del mismo, el cual fue tomado de [6] y se muestra a continuación

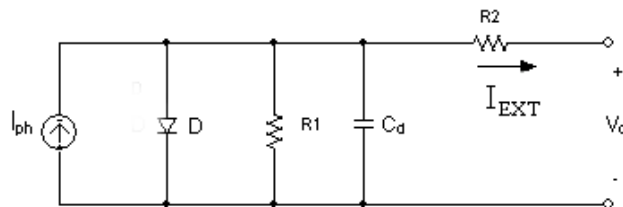


Figura 4.1: Modelo eléctrico de un fotodiodo

En este modelo, I_{ph} es la corriente fotogenerada¹ que alimenta al diodo D, R_1 y C_d son una resistencia y un capacitor en paralelo al diodo y R_2 es una resistencia en serie a los demás componentes. Los valores típicos para estos componentes son del orden de $10^8 \Omega$ para R_1 , algunos pocos ohms para R_2 y pF para C_d . El diodo D se lo modela como ideal y su comportamiento se describe a través de la siguiente ecuación

$$I_D = I_0 \cdot [e^{\frac{q \cdot V_D}{K \cdot T}} - 1] \quad (4.1)$$

Siendo I_0 la corriente de saturación del FD, la cual es del orden de los nA .

A partir del modelo se tiene que

$$I_{EXT} = I_{ph} - I_D - \frac{V_D}{R_1} \approx I_{ph} \quad (4.2)$$

Donde se asumió en la ecuación anterior, la caída de tensión en el diodo (V_D) es negativa pero pequeña con lo cual $I_D \approx I_0 \ll I_{ph}$ y además la fotocorriente es mucho mayor que la corriente que circula por la resistencia R_1 .

4.3. Etapa Amplificadora

Un circuito standard para amplificar la señal del FD es el que se muestra en la figura 4.2. En esta configuración el AO es usado para convertir corriente en tensión, donde el ánodo del FD esta conectado a una fuente de tensión negativa, de manera de polarizarlo a una tensión fija.

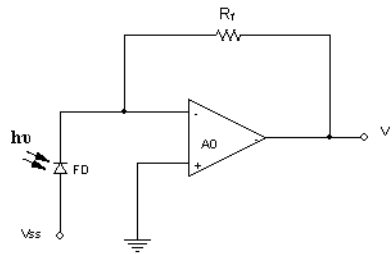


Figura 4.2: Circuito básico de un amplificador de corriente

Algunas ventajas de esta configuración son:

- La tierra virtual en la entrada no inversora del AO garantiza que el FD esté polarizado siempre a la misma tensión, con lo cual se elimina la dependencia de la misma en la ecuación 4.2, es decir, I_{EXT} es independiente de la tensión en bornes del FD. Aunque siempre hay una pequeña “corriente de oscuridad” (dark current) en ausencia de luz que se puede considerar como una constante aditiva a la tensión de salida.

¹El término corriente fotogenerada y fotocorriente están asociados a la corriente que se genera en el FD debido a la luz incidente

- Valores grandes de la resistencia de realimentación R_f favorecen a la ganancia del circuito pero limita el ancho de banda. Para esto sería necesario considerar la capacidad en paralelo en el modelo del FD y el ancho de banda del AO. A su vez esta resistencia es responsable de una parte del ruido presente en el circuito, pero de todas maneras mientras el ruido se incrementa de manera proporcional a la raíz cuadrada de la resistencia de realimentación, la ganancia se incrementa de forma lineal respecto a la misma, por lo que la relación señal a ruido es directamente proporcional al valor de la resistencia.

Una modificación muy ventajosa al circuito antes mencionado es la de conectar el ánodo del FD a tierra en lugar de estar conectado a una tensión negativa como se observa en la siguiente figura. De esa manera la tensión en bornes del FD será siempre nula. La transferencia de este circuito es

$$V_0 = I_{FD} R_f \quad (4.3)$$

Donde I_{FD} es la corriente inversa que atraviesa el FD.

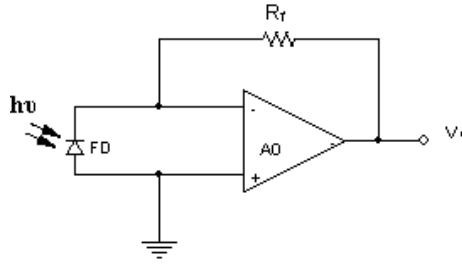


Figura 4.3: Configuración propuesta

De esta manera $I_D \approx 0$ y se evita que se generen corrientes de fuga, las que son proporcionales al área de juntura del mismo, pudiendo generar errores considerables en la medida. Para lograr que no haya una caída de tensión en el FD es necesario que esta implementación tenga una impedancia vista de entrada despreciable, lo que efectivamente sucede si tenemos en cuenta que se tiene tierra virtual en la entrada no inversora.

Para el cálculo de la impedancia vista en la entrada del AO, se propone el circuito de la figura 4.4, de donde se puede escribir

$$E - V_0 = R_f I \quad (4.4a)$$

$$V_0 = -AE \quad (4.4b)$$

Se define la impedancia vista como el cociente entre E e I y tiene un valor

$$Z_V = \frac{R_f}{1 + A} \approx \frac{R_f}{A} \ll 1 \quad (4.5a)$$

$$A \gg 1 \quad (4.5b)$$

Siendo A la ganancia de lazo abierto del AO. Más allá que la resistencia de realimentación es muy grande tal que la ganancia sea la requerida para cumplir con las

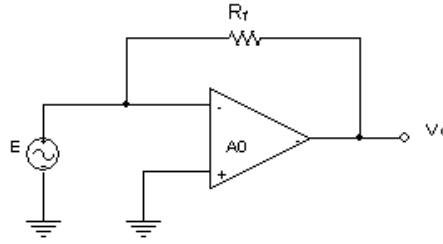


Figura 4.4: Circuito utilizado para el cálculo de la impedancia de entrada

especificaciones, el valor de la impedancia vista es despreciable con respecto a la impedancia de salida que presenta el FD y a la alta ganancia de lazo abierto del AO.

Una vez probado que la impedancia de entrada es cero se deduce que la tensión en el FD será también muy pequeña. La ecuación 4.6 describe la corriente en el FD, se observa que la corriente I_D también será muy pequeña.

$$I_D = I_0 \cdot [e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1] \quad (4.6)$$

Imponiendo que $V_D \approx 0$ podemos aproximar la corriente I_D por cero, por lo que puede ser despreciada.

A medida que aumentamos el valor de R_f pueden aparecer algunos efectos indeseados. Uno de ellos es que a valores extremadamente altos de esta resistencia se generan tensiones continuas de drift debido a la dependencia con la temperatura de las corrientes de entrada del AO. Por lo que también será importante a la hora de elegir el integrado a utilizar, que este tenga muy bajas *corrientes de bias*². Una medida para combatir este efecto es conectar una resistencia entre la entrada no inversora del AO y la tierra del sistema, pudiéndose probar que debe tener el mismo valor que R_f . La demostración se hace en el apéndice A.

A su vez a esta resistencia se le conecta un condensador en paralelo a efectos de reducir el ruido generado en esta. Ahora, si tenemos en cuenta que se había mencionado que una de las ventajas de esta implementación era que la tensión en los terminales del FD fuera cero, agregando este paralelo se estaría perdiendo esta cualidad. Por lo que se puede obtener una configuración un poco más compleja, la que se muestra en la figura 4.5, en donde en lugar de conectar el ánodo del FD a tierra se conecta a la entrada no inversora del AO. Lo que agrega una ventaja adicional que es mejorar la respuesta a la interferencia y al ruido en “modo común” que se pueden presentar a la entrada del AO.

Podemos observar también en la figura 4.5 que se agregó un condensador en paralelo con R_f con los mismos propósitos antes mencionados. Debido a la nueva configuración se genera una pequeña variación en la transferencia del circuito la que se expone a continuación.

$$V_0 = 2R_f I_{FD} \quad (4.7)$$

²Definiremos la corriente de bias en la sección [8.5]

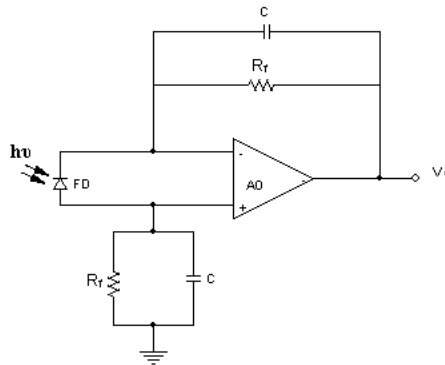


Figura 4.5: Configuración optimizada

Se puede observar que la ganancia de lazo cerrado se duplica, por lo que debemos llevar a la mitad el valor de R_f ³ para de obtener resultados similares a los que se habían obtenido con la configuración básica.

4.4. Filtro Pasabajos

A la hora de realizar la elección de un filtro pasabajos adecuado para el tratamiento de las señales amplificadas que llegan desde los FD, se tuvo en cuenta el hecho de que dichas señales son tensiones continuas afectadas de ruido eléctrico e interferencia. Por lo que se resolvió utilizar una frecuencia de corte para el filtro lo más baja posible, sin comprometer demasiado la respuesta transitoria del sistema. Usando el hecho de que la interferencia de la red eléctrica (50 Hz) afectaba considerablemente dichas señales se eligió un filtro de segundo orden y ganancia unitaria, debiéndose elegir una frecuencia de corte por debajo de los 50 Hz.

Las señales cuya frecuencia coincide con la de corte del filtro experimentan una atenuación de 6 dB y para señales con frecuencias mayores a la de corte la atenuación es de 40 dB por década (40 dB/dec). Por lo que las señales de interés que llegan desde los FD no se verán afectadas por la atenuación que introduce el filtro. Esto también explica el hecho de no haber considerado en detalle el comportamiento en el dominio de la frecuencia de la etapa amplificadora ya que la mayor parte de las componentes de frecuencia de las señales que lleguen al filtro serán atenuadas fuertemente a excepción de la componente de continua y las componentes de muy baja frecuencia.

En la figura 4.6 se muestra un diagrama del circuito usado para implementar el filtro pasabajos, el cual fue extraído de [7]. Los valores para los componentes de este filtro fueron seleccionados en función de las especificaciones mencionadas anteriormente resultando en un valor de resistencia de $R = 3,3 \text{ M}\Omega$ y un valor para los condensadores de $C = 3,3 \text{ nF}$.

A continuación se deduce la transferencia de dicho circuito. Observando por un lado la realimentación directa entre la entrada inversora del AO y su salida y por otro

³Donde R_f representa la resistencia de realimentación (feedback) de la etapa amplificadora

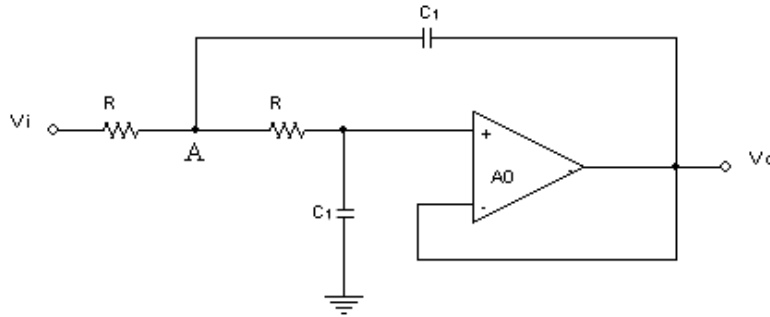


Figura 4.6: Circuito que implementa el filtro pasabajos

realizando un divisor de tensión en la entrada no inversora del mismo, podemos obtener

$$V_- = V_0 \quad (4.8a)$$

$$V_+ = \frac{1}{1 + RC_1s} \cdot V_A \quad (4.8b)$$

Realizando un nodo en A

$$\frac{V_i - V_A}{R} = \frac{V_A}{R + \frac{1}{C_1s}} + \frac{V_A - V_0}{\frac{1}{C_1s}} \quad (4.9a)$$

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} \quad (4.9b)$$

De las ecuaciones 4.9a y 4.9b podemos obtener la transferencia del sistema, la que resulta

$$H(s) = \frac{1}{(1 + RC_1s)^2} \quad (4.10)$$

A partir de la ecuación anterior obtenemos que la frecuencia de corte es

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC_1} \quad (4.11)$$

Con los valores elegidos se tiene que el polo se encuentra en $f_c = 14,6 \text{ Hz}$. El hecho de usar una frecuencia de corte baja tiene como contrapartida que el sistema tenga una constante de tiempo grande, con lo cual el sistema tendrá una respuesta lenta a las variaciones en su entrada, o lo que es lo mismo, el ancho de banda del mismo será muy reducido. Este tema será estudiado con más detalle en el capítulo 5.

En la figura 4.7 se muestra el diagrama de Bode del filtro pasabajos, en el cual se aprecia una zona plana con ganancia unitaria para frecuencias menores a la de corte y una zona de caída de 40 db/dec a frecuencias mayores que la de corte.

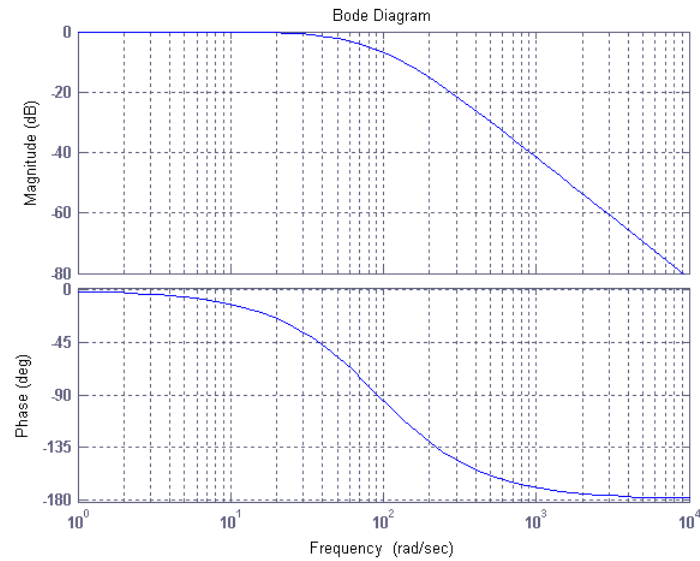


Figura 4.7: Diagrama de Bode del filtro pasabajos

4.5. Sistema Analógico Resultante

Una vez analizadas las configuraciones mas adecuadas para la etapa amplificadora y de filtrado ya estamos en condiciones de unir estas etapas y mostrar la configuración final para el sistema analógico, como se muestra a continuación.

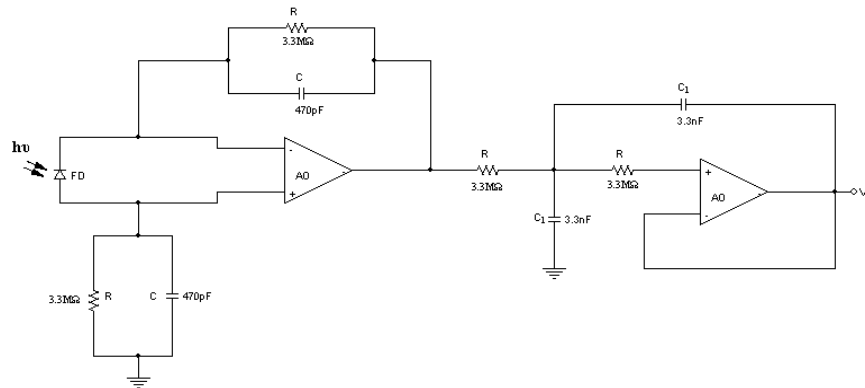


Figura 4.8: Sistema analógico

El análisis anterior fue realizado para un único FD, pero como se estudiará el capítulo 12 el sistema físico está compuesto por dos FD, por lo que será necesario amplificar y filtrar las señales que llegan desde estos (*ch1* y *ch2*). Con lo cual el sistema analógico resultante estará formado por dos canales de amplificación y filtrado.

4.6. Elección de Componentes

Para la elección de los distintos componentes fue necesario establecer un compromiso entre obtener el menor ruido posible a la salida de esta etapa, obtener el menor consumo posible en el circuito y que el nivel de tensión a la salida del circuito sea el adecuado. De forma tal de alcanzar las especificaciones establecidas dentro de los objetivos del proyecto respecto del rango de medición, resolución, incertidumbre, etc.

El FD seleccionado fue el PNZ300F, el cual tiene una mejor sensibilidad respecto de otros fotodiodos ensayados (integrado OPT101 de Texas Instruments [4], PNZ300 y otro fotodiodo del cual no fue posible determinar el fabricante). Este FD presenta la ventaja de que su encapsulado es más compacto, lo que se transforma en las ventajas eléctricas mencionadas anteriormente y una mayor robustez, condición imprescindible para este tipo de instrumento.

Para el AO se decidió utilizar el TLC27L9CN [7] debido a sus características de bajo consumo y bajas corrientes de bias. Debido a que la etapa de filtrado requiere de características similares a esta se utilizó el integrado conteniendo cuatro amplificadores, concentrando ambas etapas en torno de un mismo encapsulado. Los valores de las resistencias son de $3,3 M\Omega$ con una dispersión del 5 %. En cuanto a los condensadores se utilizaron de $470 pF$ para el paralelo utilizado en el camino de la corriente de bias y para el camino de realimentación. Mientras que para los condensadores de la etapa de filtrado se utilizaron de $3,3 nF$.

Además cabe destacar que para el *ch1* se utilizó como resistencia de realimentación la serie de una resistencia de $2,7 M\Omega$ y un preset de $1,0 M\Omega$. Debido a que es necesario hacer una compensación eléctrica para eliminar los desapareos de los componentes (resistencias, AO). De esta forma se obtiene el mismo nivel de señal para cada canal a la salida del sistema analógico cuando el instrumento esta centrado.

Respuesta Temporal del Sistema Analógico

5.1. Introducción

Debido a que el LED puede ser uno de los elementos con mayor consumo de corriente del sistema general, es necesario buscar la manera de optimizar su consumo. Para esto se pensó en prenderlo solo en momentos en que se esté realizando la medida por medio de la conversión de las tensiones de salida del sistema analógico, y en el resto del tiempo en que se realizan otras tareas con el fin de desplegar el resultado de la inclinación, mantenerlo apagado.

Debido a esto se debe realizar un estudio en el dominio del tiempo de manera de analizar la respuesta transitoria al escalón del sistema analógico para determinar el tiempo que se debe esperar entre que se prende el LED (entrada escalón del sistema) y que las tensiones de salida se estabilizan en un valor constante, siendo este el tiempo de asentamiento (al 1 % de su valor final) de la respuesta escalón.

5.2. Procedimiento

Para el estudio se utiliza un osciloscopio conectado mediante un puerto serie al PC, un generador de ondas, encargado de generar una onda cuadrada de baja frecuencia que se conecta al LED de manera de simular la entrada escalón. Al osciloscopio se conectan la entrada del sistema (señal del generador de ondas) y las tensiones de salida del sistema analógico una a la vez.

Las condiciones generales en que se realizaron estos ensayos son las siguientes:

- Tensión de alimentación 4.98 obtenidos de un referenciador 7805 (5 V) que a su vez es alimentado con una batería de 9 V
- El LED fue alimentado mediante el generador de onda Hewelet Packard 33120A con una onda cuadrada de 5 V pico a pico y un offset de 2.5 V, haciendo pasar

por el mismo una corriente de 6 mA

- La inclinación del sistema físico fue de -41° y 41° para el canal 1 y canal 2 respectivamente
- Osciloscopio Tektronix TDS310

El procedimiento a describir se realiza para ambos canales del sistema analógico. Este consiste en conectar a un canal del osciloscopio el generador de onda y al otro canal primero la salida del sistema analógico (salida del filtro pasabajos de segundo orden) y luego la salida del amplificador de corriente antes del filtrar pasabajos. Para ambos casos se obtienen en el PC, mediante la conexión del puerto serie con el osciloscopio (utilizando *Matlab*) las curvas de la respuesta escalón para señales cuadradas con un rango de frecuencias que van desde 1 a 6 Hz. Se obtendrán una serie de gráficas de las cuales se elegirán las más propicias para obtener el tiempo de asentamiento de las salidas del sistema analógico. Es también de esperar que los comportamientos estudiados sean iguales para ambos canales.

A continuación exponemos la respuesta al escalón unitario del filtro pasabajos de segundo orden. Ya que el mismo tiene una transferencia:

$$H_F(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 + RC_f s)^2} \quad (5.1)$$

con $R = 3,3 \text{ M}\Omega$ y $C_f = 3,3 \text{ nF}$.

la forma analítica de su respuesta temporal al escalón unitario será:

$$s(t) = 1 - e^{-(\frac{1}{RC_f})t} \left[1 + \frac{1}{RC_f} t \right] \quad (5.2)$$

Si tenemos en cuenta el amplificador de corriente como un sistema de primer orden tenemos que

$$H_A(s) = \frac{V_i}{I_{FD}} = \frac{2R}{RCs + 1} \quad (5.3)$$

con $C = 470 \text{ pF}$, la transferencia total del sistema queda

$$H(s) = \frac{V_o}{I_{FD}} = \frac{1}{(1 + RC_f s)^2} \cdot \frac{2R}{RCs + 1} \quad (5.4)$$

En la figura 5.1(b) se observa la respuesta total del sistema superpuesta con la respuesta de segundo orden, considerando solo al filtro. Esto muestra que el filtro pasabajos es el que enlentece la respuesta del sistema frente a señales de este estilo. Por otro lado, se puede estimar que la señal de salida del filtro estará estable luego de haber transcurrido 80 ms desde que se encendió el LED. Debido a esto se deberá esperar un tiempo mayor o igual a este para que la señal convertida sea representativa, y no nos encontremos con una señal que todavía se encuentra en su proceso de asentamiento. De no cumplir esta condición el promediado que se realiza durante el proceso de adquisición podría verse perjudicado.

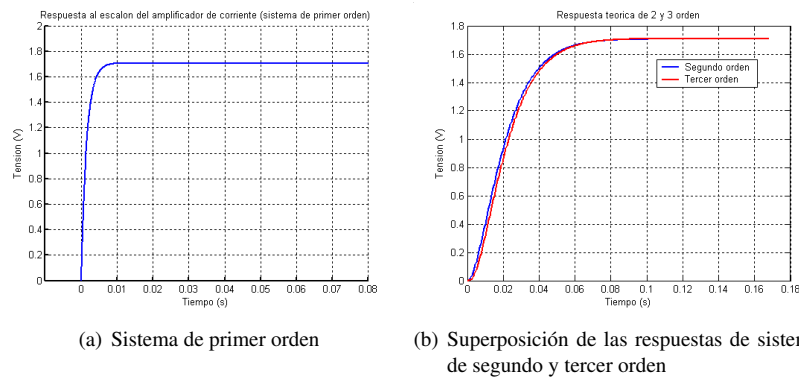


Figura 5.1: Respuestas teóricas al escalón para sistemas de primer, segundo y tercer orden

5.3. Datos Experimentales

En la figura 5.1(a) se puede observar la respuesta al escalón unitario de un sistema de primer orden del estilo del amplificador de corriente, donde se puede estimar que el tiempo en que llega a un valor estable es del orden de los 10 ms.

El procedimiento para determinar el tiempo de asentamiento para las distintas frecuencias ensayadas consiste en un programa de *Matlab* que determina los tiempos en que comienza el escalón hasta que este finaliza. El tiempo de finalización se utiliza como referencia para calcular el valor final de la salida. Esto se realiza tomando este tiempo y recorriendo la señal en sentido inverso hasta encontrar el tiempo en que la señal se encuentra en la banda del 1 % del valor final. Luego con el tiempo de comienzo del escalón se mide a partir del mismo, el tiempo que le lleva a la salida llegar al valor de régimen hallado en el paso anterior. Este es el tiempo de asentamiento. En la figura 5.2 se puede observar la gráfica que se despliega indicando, por medio de la recta negra horizontal, el valor de régimen de la salida y por medio del punto negro el lugar de la curva donde el programa encontró que comienza el valor de régimen.

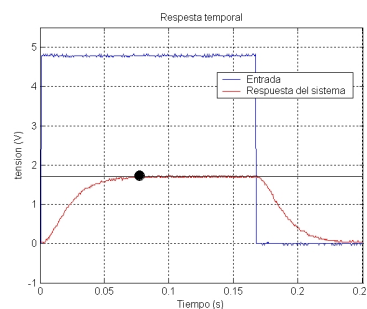


Figura 5.2: Gráfica para determinación del tiempo de asentamiento

A continuación también se muestran algunas gráficas que representan las medidas obtenidas por el *Matlab* desde el osciloscopio para diferentes frecuencias de la onda

cuadrada utilizada para generar la entrada escalón.

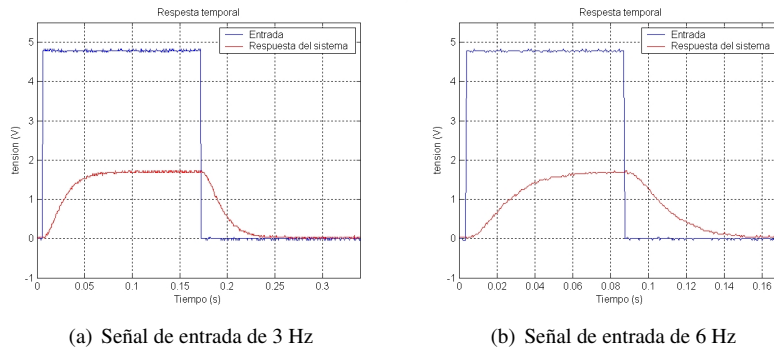


Figura 5.3: Curvas de entrada/salida para distintas frecuencias de la señal de entrada

Podemos observar de las figuras 5.3(a) y 5.3(b) que la onda cuadrada de 3 Hz es razonable que sea tomada como una entrada escalón, ya que hay suficiente tiempo para que la salida se establezca en su valor de régimen. Sin embargo para la onda cuadrada de 6 Hz esto no ocurre, por lo que no será tenida en cuenta para la determinación de los tiempos.

5.4. Análisis de los Datos

Antes de comenzar el análisis es oportuno aclarar que los resultados obtenidos para el canal 1 son muy similares a los del canal 2, como era de esperarse, por lo que el siguiente análisis se realiza solamente para el canal 1, eligiendo el mismo arbitrariamente y sin que el estudio pierda generalidad.

Para la determinación del tiempo de asentamiento optamos por considerar los valores obtenidos para la onda cuadrada de 3 Hz y analizar los resultados de la misma. El tiempo de asentamiento obtenido para la salida del filtro con estos datos fue de 77 ms, lo que coincide con lo pronosticado en el estudio teórico. Esto también se puede corroborar observando la figura 5.4, donde se graficaron la respuesta teórica del sistema total contra la observada en el osciloscopio. Se puede decir que la curva teórica se ajusta muy bien a la curva experimental.

El tiempo de asentamiento para la señal **antes** del filtro pasabajos fue de 8 ms, teniendo en cuenta la aclaración hecha anteriormente sobre la respuesta del amplificador de corriente como un sistema de primer orden. Como se puede observar en la figura 5.5, esta curva tiene la misma forma que la curva mostrada en la figura 5.1(a), la que fue obtenida de la expresión analítica temporal de la respuesta al escalón de un sistema de primer orden.

Del ensayo realizado podemos concluir que el tiempo de asentamiento es considerablemente mayor después del filtro pasabajos que antes del mismo. Sin entrar valores exactos podemos decir que hay un orden de magnitud de diferencia. Esto es debido

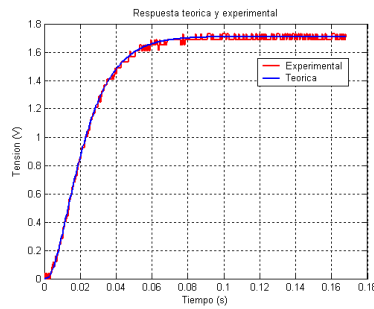


Figura 5.4: Comparación entre la respuesta teórica y la observada en el osciloscopio

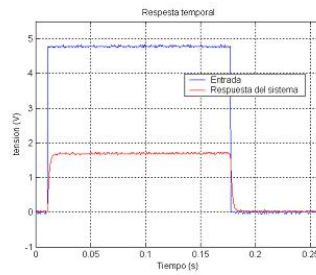


Figura 5.5: Respuesta al escalón experimental del sistema de primer orden

a que el polo doble del filtro está en $\omega = 91,8 \text{ rad/s}$ de manera de filtrar el ruido de prácticamente todo el espectro, tema que se estudiará en el capítulo 8. Esto deja al sistema con un ancho de banda muy escaso, y en consecuencia, con un tiempo de respuesta lento frente a entradas como el escalón que tiene una variación rápida en el momento de la transición. Considerando estas puntualizaciones, se determina que el tiempo prudencial que se debe esperar antes de ejecutar la orden de convertir las tensiones de salida del sistema analógico, **luego de haber encendido el LED**, debe ser:

$$t_s \geq 80 \text{ ms}$$

CAPÍTULO 6

Procesamiento Digital

6.1. Introducción

Una vez que se ha diseñado el sistema físico, el sistema analógico y los comportamientos de estos sistemas son los buscados, se hace imprescindible el procesamiento digital de la señal. Esto se debe a que para poder obtener y desplegar la inclinación en grados debemos procesar los canales para obtener el VDN. Parte de este cálculo se podría hacer sin la necesidad de digitalizar las señales, pero consideramos conveniente llevar la complejidad del procesamiento al dominio digital y así obtener un sistema analógico lo más sencillo posible. Para esto se hace necesario una herramienta de procesamiento digital que también incluya la conversión analógica digital.

Teniendo en cuenta la necesidad de realizar las tareas mencionadas junto con la necesidad de poder interactuar con otros dispositivos con el fin de desplegar la medida, consideramos conveniente utilizar un microcontrolador PIC. Un estudio más profundo del PIC16LF877-A es abordado en el apéndice B, donde luego de una introducción a los microcontroladores, comentamos sus características principales, como ser las especificaciones eléctricas, arquitectura, memorias, puertos de entrada/salida, registros, el manejo del *Program Counter*, el set de instrucciones, etc.

En este capítulo haremos uso de todos estos conceptos para comenzar explicando el funcionamiento del conversor analógico/digital (A/D) integrado al microcontrolador. Ya que a la salida del sistema analógico se encuentran las dos tensiones (*ch1* y *ch2*) que se relacionan con la inclinación del instrumento, es necesario realizar la conversión A/D para poder realizar el procesamiento digital. También se presentarán las curvas características del instrumento con el fin de clarificar el comportamiento del sistema con la inclinación y se introducirán conceptos que serán utilizados en el capítulo 7. En este último se explicarán más en detalle las operaciones que se realizan dentro del microcontrolador para obtener finalmente la medida de la inclinación.

6.2. Conversor Analógico/Digital

6.2.1. Especificaciones del conversor A/D

Las especificaciones más relevantes a tener en cuenta a la hora de elegir un conversor A/D, son el principio de conversión y la resolución. El primer punto está relacionado a la velocidad de conversión e inmunidad a factores externos. El segundo punto está directamente asociado a la resolución del conversor.

El conversor implementado en el PIC16LF877-A es de 10 bits y realiza la conversión mediante aproximaciones sucesivas. Esta implementación realiza la aproximación del valor de la tensión de entrada utilizando el *método de bipartición*. Los 10 bits determinan los pasos de cuantización, en este caso 2^{10} (1024). Dadas las referencias de tensión del conversor, la resolución debe ser tal que permita discriminar entre dos valores consecutivos en la tensión de entrada, asociados a dos valores consecutivos de inclinación. Teniendo esto en cuenta se eligió el rango de variación de las tensiones a la entrada del conversor de tal manera que la sensibilidad sea la adecuada.

En la siguiente figura se pueden observar ambos canales para la mitad del rango (de -20 a 0 grados) de operación. También se observan los pasos discretos que van tomando ambos canales a medida que se varía la inclinación. Se puede observar como el canal 2 comienza una leve subida, luego tiene una zona donde el valor es constante, para luego comenzar a decrecer. A pesar de la zona constante en canal 2, si observamos el canal 1, vemos que este viene creciendo monótonamente, por lo que esta no es una condición crítica.

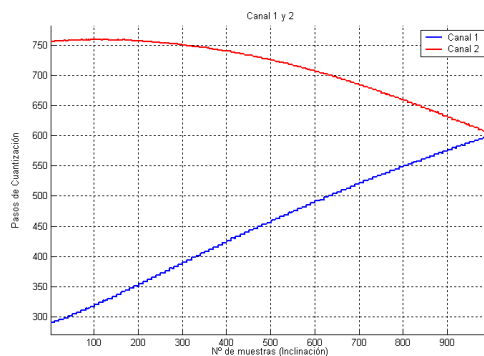
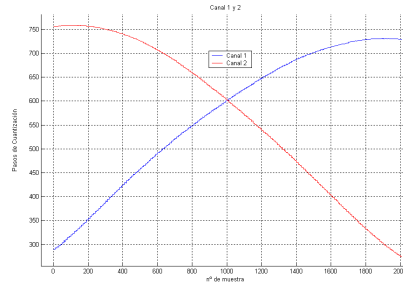


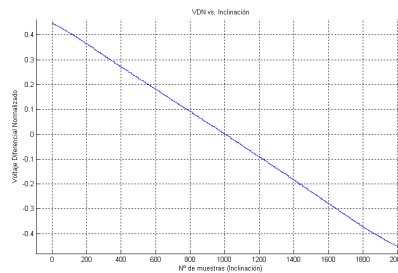
Figura 6.1: Variación de la tensión convertida versus la inclinación para la mitad del rango de operación

Para entender un poco más el comportamiento del sistema, antes de entrar en los detalles del conversor A/D, a continuación mostramos las curvas típicas de los canales convertidos y del VDN. Cabe aclarar que en el eje de las abscisas, la inclinación está representada en muestras, habiendo para cada valor de inclinación 10 muestras y girando el sistema de a pasos discretos de 0,2 grados para el rango de ± 20 , se obtienen 2000

muestras para el rango total. La muestra 0 equivale a -20 grados, la muestra 1000 corresponde a 0 grados y la muestra 2000 equivale a 20 grados.



(a) Comportamiento de los canales convertidos por el PIC



(b) VDN calculado por el PIC

Figura 6.2: Conversión A/D y cálculo del VDN realizado por el PIC

Una vez descrito el comportamiento de las señales a convertir para poder seguir con el procesamiento digital, profundizaremos en algunos conceptos importantes del conversor A/D. A continuación se definen algunos de estos conceptos, para luego entrar en los detalles de la rutina de conversión que desarrollamos para nuestra aplicación:

- Función de transferencia: se describe como el rango analógico de tensiones de entrada que se mapean idealmente en el rango binario de 10 bits.
- Punto de transición: es la tensión a la cual se produce la transición de un código a otro.
- Ancho del código: es la distancia entre dos puntos de transición consecutivos.
- No linealidad diferencial (DNL): se debe a la no uniformidad del ancho de código. Se toman las diferencias entre el ancho de código ideal y el real, para cada paso y se toma la mayor como valor de DNL.
- No linealidad integral (INL): es una medida de la desviación de un punto de transición respecto del ideal. Se informa la máxima desviación como INL.
- Error de offset: es la diferencia entre el primer punto de transición real y el ideal.
- Error de fondo de escala: es la diferencia entre el fondo de escala ideal y real.

- Error de cuantización: se produce al asignar un rango de tensiones a un único código binario.
- Error absoluto: en la hoja de datos del fabricante [8], este error se define como la suma de todos los errores mencionados anteriormente.
- Monotonicidad: garantiza que ante un aumento en la tensión de entrada, el número digital correspondiente, se mantiene o aumenta.

En la siguiente figura podemos observar un esquemático del conversor A/D del microcontrolador. En este se pueden observar las entradas que el conversor posee por medio de los pines de los puertos de entrada/salida A y E, incluyendo las tensiones de referencia baja y alta. Estas referencias deben conectarse a los pines RA2/AN2 y RA3/AN3 respectivamente. También pueden configurarse de modo tal que se utilicen las tensiones con que se alimenta al microcontrolador. En nuestro caso la referencia alta es proporcionada externamente por un regulador de 3,3 Volts y la referencia baja es la tierra de referencia que se le proporciona al microcontrolador.

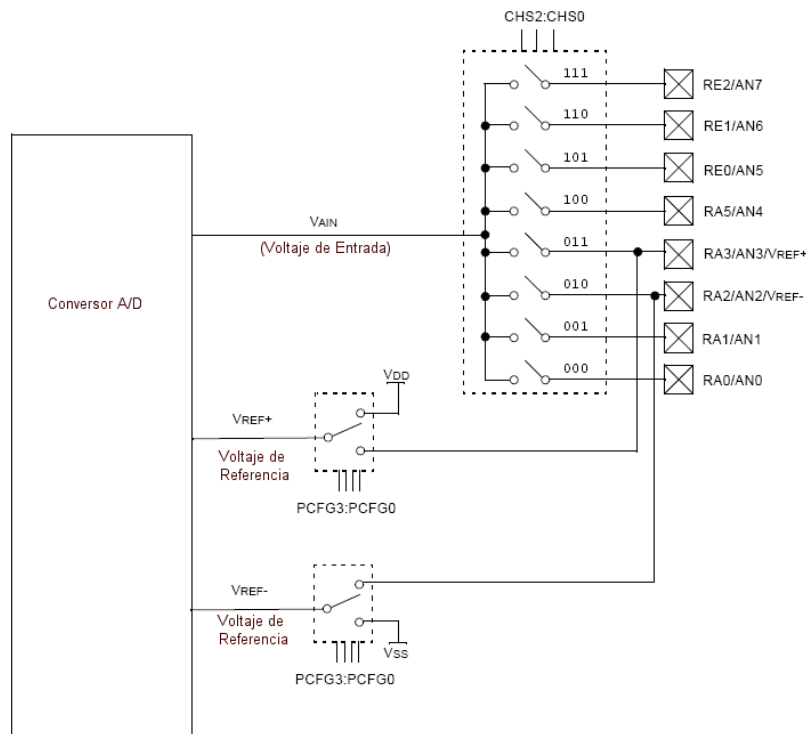


Figura 6.3: Interfaz entre el conversor A/D y los pines de E/S asociados

En la siguiente página comentaremos la rutina de conversión que utilizamos en nuestra aplicación junto con los registros de configuración que posee el PIC para controlar el conversor A/D.

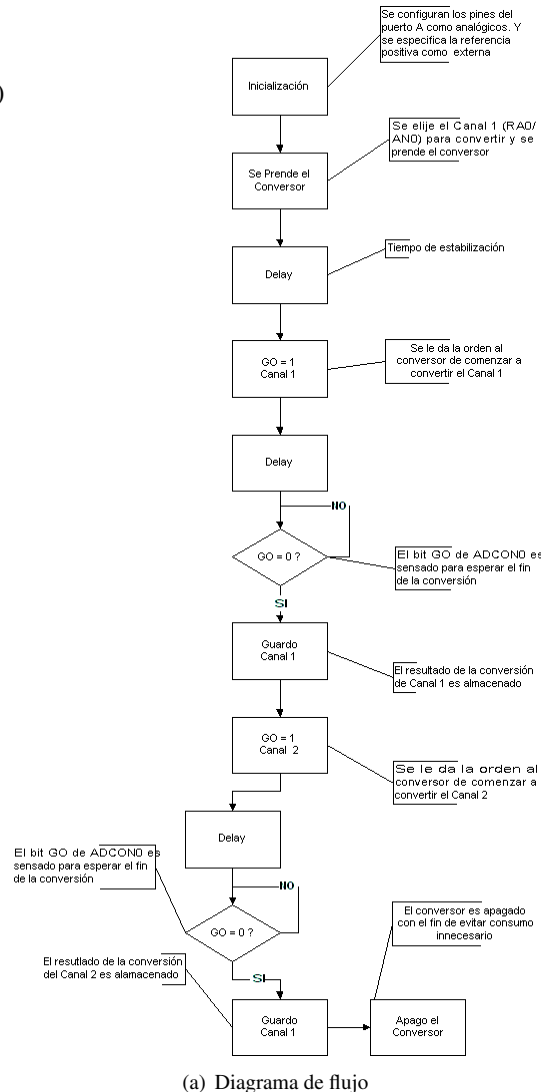
El conversor del PIC16LF877-A utiliza los siguientes registros para su funcionamiento:

- A/D Result High Register (ADRESH)
- A/D Result Low Register (ADRESL)
- A/D Control Register 0 (ADCON0)
- A/D Control Register 1 (ADCON1)

En la figura 6.4 se puede observar, por un lado, el diagrama de flujo del proceso de conversión, y por otro se observan los registros utilizados para la configuración.

El diagrama de flujo comienza con la inicialización necesaria de los registros ADCON0 y ADCON1. En el primero se especifica cual de los 8 canales que posee el conversor se quiere convertir (ADCON0[3,4,5]), se enciende el conversor mediante ADCON0[0] y luego se da la orden de convertir con ADCON0[2]. Este mismo bit es sentido con el fin reconocer el fin de la conversión. Por otro lado con los bits ADCON0[6,7] se escala el tiempo de conversión respecto del ciclo de reloj principal ($F_{osc}/2$, $F_{osc}/8$, $F_{osc}/8$).

Con el ADCON1 se pueden configurar los pines del canal A para que sean analógicos o digitales, lo que quiere decir si se van a utilizar como canales de conversión o como cualquier otro pin de un puerto que trabaja con señales digitales. También se especifica como se van a generar las referencias de tensión. Para todo esto se utilizan los bits ADCON1[0..3]. Y luego con ADCON1[7] se elige como serán almacenados los dos bits más significativos en el registro ADRESHI. Estos pueden almacenarse justificados a derecha ($ADFM = 1$) o a izquierda ($ADFM = 0$). Como en nuestro caso solo se le configura externamente con una referencia positiva y nos conviene tener los dos bits de ADRESHI justificados a derecha, el valor que toma ADCON1 es de $F1_h$.



(a) Diagrama de flujo

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0
ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	—	ADON
bit 7						bit 0	

(b) Registro ADCON0

U-0	U-0	R/W-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
ADFM	—	—	—	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
bit 7				bit 0			

(c) Registro ADCON1

Figura 6.4: Diagrama de flujo del proceso de conversión y los registros asociados.

Tiempo de Adquisición

Como se puede ver en la figura 6.5, el circuito del conversor A/D es del tipo RC, siendo R la serie de R_S , R_{IC} y R_{SS} . Por lo anterior, el condensador (C_{HOLD}) deberá estar cargado a la tensión de entrada antes de comenzar la conversión. De esta manera se asegura que no habrá una caída de tensión, por lo que no habrá una diferencia entre lo convertido y la tensión de entrada.

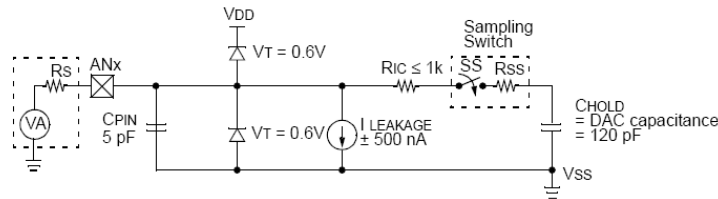


Figura 6.5: Circuito del conversor

Es recomendable respetar este tiempo para poder alcanzar la exactitud especificada. El tiempo de adquisición depende de los componentes mencionados, por lo que el fabricante recomienda que el valor de la resistencia interna de la fuente (R_S) no supere los $10K\Omega$. En nuestro caso la impedancia de salida del circuito analógico se puede aproximar por la resistencia de salida del amplificador, por lo que estamos muy por debajo del valor mencionado. Por lo anterior, luego de haber esperado 80 ms para que la señal llegue a su estado de régimen (ver capítulo 5), se enciende el LED y comienza la conversión de los canales a una frecuencia de muestreo de 276 Hz por canal. Con estos valores se respeta ampliamente los tiempos mencionados anteriormente.

6.3. Herramientas de desarrollo

6.3.1. Entorno de desarrollo

Otra de las grandes ventajas de utilizar un microcontrolador PIC es la variada gama de herramientas de desarrollo que posee, ya sean del propio fabricante o de terceras partes. Esto no es algo menor, ya que a la hora de desarrollar un código para ser utilizado en estos dispositivos, la tarea se puede tornar tediosa y complicada. Estas herramientas permiten desarrollar código generando un entorno amigable, donde es posible interactuar con el microcontrolador de manera simple y eficaz.

Las herramientas utilizadas en este proyecto fueron en primer lugar el MPLAB® IDE v7.20 que permite el desarrollo y la depuración (*debugging*) del código assembler con una interfaz gráfica bien lograda, permitiendo utilizar diferentes ventanas. Estas permiten, por ejemplo, ver el estado de los registros de la **RAM**, la memoria de programa con el valor del **PC** correspondiente a la instrucción en ejecución, el nivel del *stack* en una situación en particular, el contenido de la memoria EEPROM, etc. En la figura 6.6 se puede ver el entorno de desarrollo en una situación típica de trabajo, donde se sigue el proceso del código paso a paso en la ventana de la izquierda y el contenido de los registros de la memoria **RAM** y en qué nivel se encuentra el *stack*, en las ventanas de la derecha superior e inferior respectivamente.

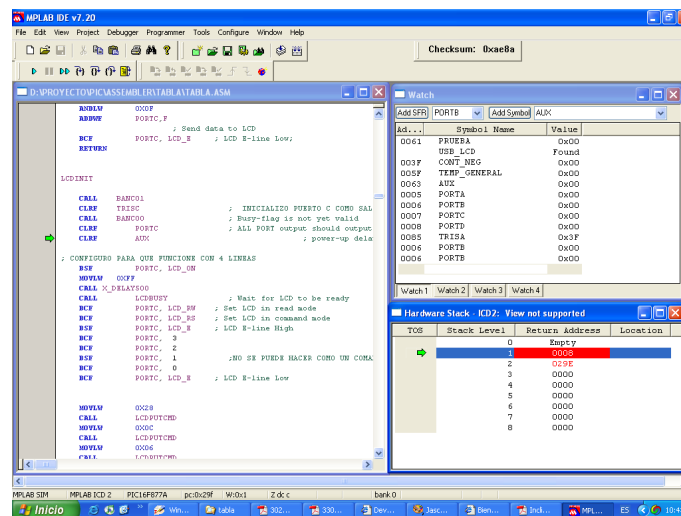
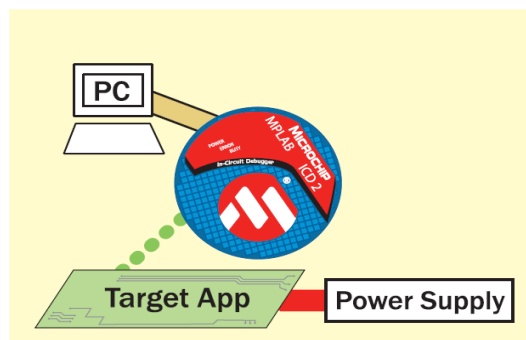


Figura 6.6: Entorno de desarrollo

6.3.2. Comunicación con el microcontrolador

Una vez compilado y depurado el código assembler, es necesario transferir este código al PIC16LF877-A. Para esto se utiliza el MPLAB® ICD 2 *In-Circuit Debugger* desarrollado por *Microchip*. Este dispositivo permite que el microcontrolador sea grabado en la propia placa electrónica del instrumento. Esta funcionalidad junto con que la memoria de programa es del tipo FLASH, permite un proceso iterativo en el desarrollo de la aplicación, ya que es posible grabar el microcontrolador tantas veces como uno quiera.

El MPLAB® ICD 2 *In-Circuit Debugger* tiene la funcionalidad adicional de, como lo dice su nombre, depurar el código assembler dentro del circuito, permitiendo encontrar errores mientras la aplicación se corre con todos sus componentes a la vez. En la figura 6.7 se observa la conexión entre el instrumento y el MPLAB® ICD 2 *In-Circuit Debugger*, el que toma la alimentación del instrumento para la programación del microcontrolador y es conectado al computador mediante un puerto USB.

Figura 6.7: Conexión del sistema con el MPLAB® ICD 2 *In-Circuit Debugger*

7.1. Introducción

En el presente capítulo se hace una exposición del software del PIC. Con el fin de darle portabilidad al software, la estructura del programa principal se implementó como una secuencia de llamadas a subrutinas independientes. De esta forma se pueden ir optimizando las mismas separadamente, e incluso cambiar la forma de procesamiento. En la figura 7.1 se puede ver el diagrama de bloques de la estructura principal del programa. En los siguientes ítems se describe la función de cada bloque.

- **Inicialización:** en esta subrutina se inicializan los puertos, algunos registros y los contadores. Los puertos se inicializan cargando sus registros $TRIS < x >$ asociados, cada bit de estos registros está asociado a un pin del puerto correspondiente. Cargando un uno en uno de estos bits, se configura el pin correspondiente como entrada, con un 0 se configura como una salida. En el transcurso del programa principal algunos de los puertos de entrada/salida cambian su sentido, tal es el caso del puerto D asociado al manejo del dispositivo USB.
- **Inicialización del LCD:** el LCD debe ser inicializado con una serie de comandos en los que se define entre otras cosas la cantidad de bits del bus de datos. En la versión final del prototipo se configura al LCD con un bus de cuatro bits, de esa manera se logra reducir la complejidad y el tamaño de la placa.
- **LCD_USB = 1 ?** el software fue diseñado para que detecte automáticamente cuando el inclinómetro es conectado al PC, por lo que esta bifurcación se encuentra presente en varios puntos del código. De esa forma el usuario percibe inmediatamente la conexión.
 - **SI:** se inicializa el módulo USB tal como se puede ver en el capítulo 13
 - **NO:** se muestra en el LCD el mensaje de inclinación

- **Encender sistema analógico y LED:** se enciende mediante habilitación de dos reguladores, el sistema analógico y el led, se debe aguardar durante 80 ms para que las salidas del filtro estén en su valor final.
- **Operaciones:** mediante la rutina promediado se realizan las conversiones que sirven como entrada a la rutina OPERS para obtener como salida el valor de VDN.
- **Apagar sistema analógico y LED:** dado que la reducción del consumo es uno de los objetivos del proyecto, se apaga el LED cuando no es necesario adquirir datos.
- **LCD_USB = 1 ?**
 - **VDN a grados:** conversión de VDN a grados (ver 7.7).
 - **Transmisión:** se envían los datos al PC, el inclinómetro funciona como esclavo a la espera de la orden del usuario para adquirir datos.
 - **Display LCD:** se muestra en el display la inclinación instantánea y un mensaje correspondiente a la transferencia de datos.
 - **LCD_USB = 1 ?** se analiza la desconexión del cable USB, en ese caso se inicializa el sistema, sino se compara el contador de medidas.
 - **Cont USB = 0 ?** si el contador está en cero implica que se tomaron todas la muestras solicitadas por la aplicación, en tal caso se inicializa el sistema, sino se vuelve al loop de medida.
- **LCD_USB = 0 ?**
 - **Desplegar mensaje en el LCD:** se muestra el mensaje de inclinación junto con la inclinación.
 - **Cont sleep = 0 ?:** este contador mide el tiempo desde que el sistema se inicializó, cuando el contador llega a cero se apaga el LCD y el PIC pasa a modo SLEEP.
 - **Cont sleep = 1 ?:** se realiza la conversión de VDN a grados, se muestra en el display y analiza el módulo USB para detectar si este se encuentra conectado al PC.

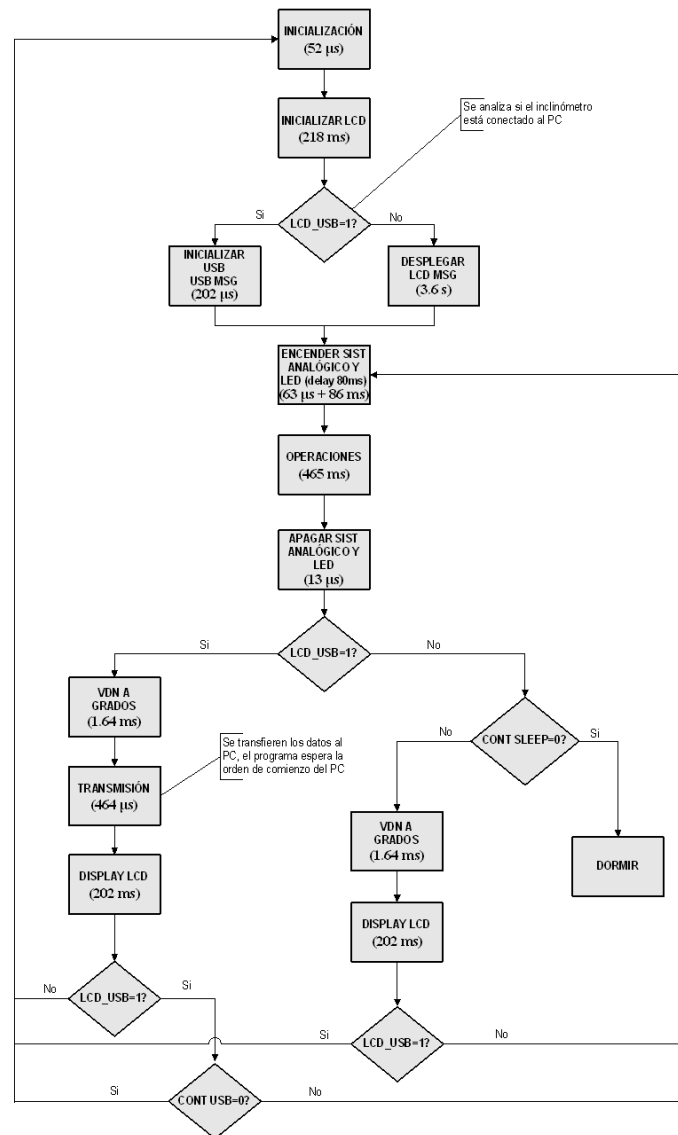


Figura 7.1: Diagrama de flujo del programa principal, con los tiempos asociados a cada rutina

7.2. Análisis de Tiempo de las Subrutinas

La señal de reloj utilizada se genera a partir de un cristal de cuarzo, el que oscila a una frecuencia de 3 MHz. Esto equivale a un período de reloj de $0.333 \mu s$ y es denominado ciclo Q. Los ciclos de máquina del PIC16LF877-A denominados ciclos T_{CY} (T cycle), constan de cuatro ciclos Q, lo cual puede verse en la figura 7.2. La mayoría de las instrucciones se ejecutan en un ciclo T_{CY} excepto algunas que demoran $2T_{CY}$.

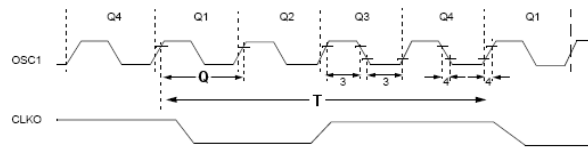


Figura 7.2: Ciclos de reloj, Q y T

En la figura 7.1 se puede observar el tiempo asociado a cada subrutina, en base a estos datos se calcula el tiempo de ciclo de medida para la comunicación con el PC y la lectura directa del display. En la siguiente tabla se puede ver la secuencia correspondiente a cada ciclo.

Subrutina	Tiempo	LCD-USB	
Inicialización	52 μ s	✓	✓
Inicializar LCD	218 ms	✓	✓
Desplegar LCD msg	3.6 s	✓	x
Inicializar USB, USB msg	202 ms	x	✓
Encender SA y LED	63 μ s	✓	✓
Delay (asentamiento)	86 ms	✓	✓
Operaciones	465 ms	✓	✓
Apagar SA y LED	13 μ s	✓	✓
VDN a grados	1.64 ms	✓	✓
Transmisión	464 μ s	x	✓
Display LCD	202 ms	✓	✓

Tabla 7.1: Tiempo asociado a las subrutinas

El ciclo de medida desplegando el resultado en el LCD, requiere 567060 ciclos T_{CY} , lo cual corresponde a 756.1 ms. En el caso de transferencia de datos al PC mediante el módulo USB, el ciclo de medida requiere 567415 ciclos T_{CY} lo que equivale a (756.6 ms). En este último caso se podría reducir el tiempo del ciclo un 30 % si se omite desplegar la medida en el LCD.

7.3. Promediado de las Conversiones

A pesar de que los dos canales (ch_1 , ch_2) que el PIC16LF877-A recibe del sistema analógico (mediante su conversor A/D), ya han sido filtradas de modo de evitar pequeñas variaciones no deseadas en la señal, respecto de su valor de continua, se consideró pertinente realizar un promediado de las conversiones que se realizan a la hora de desplegar una única medida. Es decir, se realizan 64 conversiones de cada canal, se promedian y luego se realizan las operaciones necesarias para obtener el VDN. Esto es realizado para cada valor desplegado en el LCD.

La elección del valor 64 para la cantidad de conversiones por valor desplegado es la consecuencia de realizar pruebas con 16, 32, 64 y 128 conversiones. Observamos una mejora en el comportamiento de la señal a medida que aumentábamos el número de conversiones, hasta llegar a 128, donde los resultados no variaron considerablemente respecto del valor anterior. En la figura 7.3 se puede ver el diagrama de bloques de la rutina de promediado.

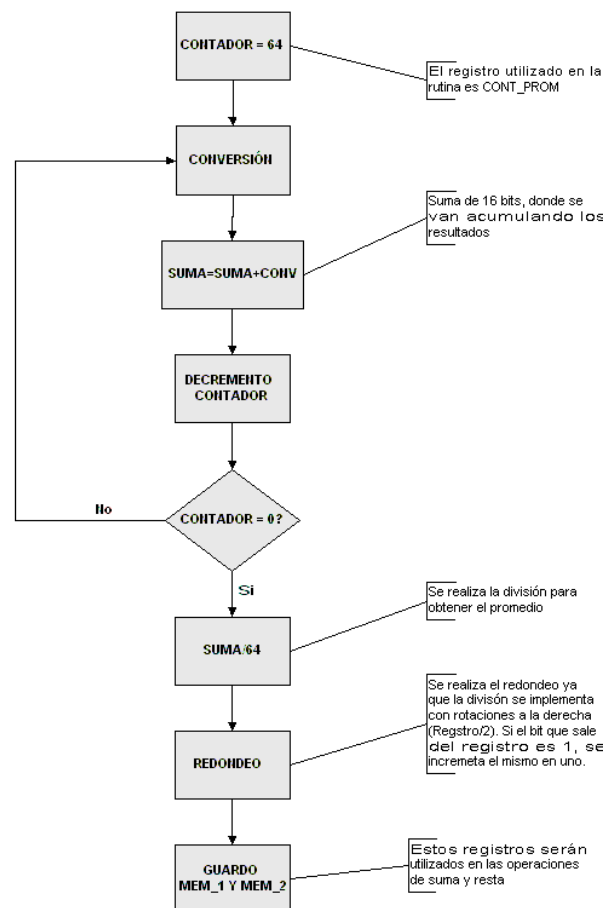


Figura 7.3: Diagrama de bloques del promediado

El resultado de este promedio será almacenado en los registros (MEMHI_1, MEMLO_1) y (MEMHI_2, MEMLO_2) tomados de a dos como registros de 16 bits.

7.4. Resta

Luego de haber realizado la conversión con el promedio mencionado, es necesario realizar la resta y la suma de ch_1 y ch_2 para luego realizar la división y obtener el VDN. El PIC16LF877-A implementa la resta por medio de la instrucción SUBWF (f, d), la que realiza la resta entre un registro f y el W ($f - W$), pudiendo especificar mediante d si el resultado será guardado en el propio registro f o en W . El inconveniente que tenemos es que la resta que debemos realizar en nuestra aplicación es de 16 bits y el microcontrolador trabaja con registros de 8 bits. Esto hace necesario un procesamiento adicional al de solo utilizar la instrucción mencionada.

La primer parte de este procesamiento adicional es el de almacenar los registros de tal manera que tengamos la certeza de que el minuendo es mayor que el sustraendo a la hora de realizar la resta, lo que hace que su resultado sea siempre mayor o igual a cero. Una vez hecho esto se realiza la resta entre la parte baja de los canales pudiendo ocurrir un préstamo¹ a pesar de lo mencionado sobre que el sustraendo sea mayor que el minuendo. Si se da este caso, se incrementa en uno la parte alta del sustraendo. A continuación se realiza la resta entre la parte alta de los operandos, obteniendo así la resta de 16 bits sin peligro de volver a obtener un préstamo por lo mencionado más arriba sobre la relación del minuendo y el sustraendo.

Esta rutina devuelve el resultado en los registros (RES_HI, RES_LO), formando un registro de 16 bits.

7.5. Suma

La suma también es de 16 bits por lo que no existe la posibilidad de que se produzca un desborde (*overflow*), ya que la conversión es de 10 bits. Sin embargo el *overflow* debe ser tenido en cuenta al realizar la suma de la parte baja de los operandos. El algoritmo es muy sencillo, primero se suman las partes altas de los canales sabiendo que no habrá *overflow*. Luego se suman las partes bajas y se *testea* la bandera de *carry* del STATUS. En caso de que esta esté encendida se incrementa en uno el resultado de la suma de la parte alta.

Esta rutina devuelve el resultado en los registros (SUM_HI, SUM_LO) formando también un registro de 16 bits.

¹Esto es especificado por la bandera carry/borrow del registro STATUS

7.6. División de 16 Bits

El Voltaje Diferencial Normalizado (VDN) es el resultado de realizar como primer paso, la resta entre $ch_1(v_1)$ y $ch_2(v_2)$ y la suma entre estos mismos canales. Una vez realizadas estas operaciones se realiza el cociente con estos resultados, utilizando la resta como numerador y la suma como denominador. El cociente o la división² se realiza con el fin de normalizar las tensiones obtenidas, teniendo en cuenta que serán proporcionales a la luz emitida por el LED, haciendo al VDN (ecuación 10.1) independiente de las posibles fluctuaciones en la misma.

Describiremos el algoritmo que utiliza el código del PIC para realizar esta división, los registros que utiliza, calcularemos el error cometido al realizar esta operación y finalmente presentaremos un ejemplo sencillo de manera de hacer más claro el método utilizado.

$$VDN = \frac{v_1 - v_2}{v_1 + v_2} \quad (7.1)$$

7.6.1. Algoritmo de la Rutina

La división digital se realiza a partir de tener los registros asociados a la conversión A/D. Debido a que esta conversión es de 10 bits y los registros de la memoria de datos son de 8 bits, necesitamos almacenar el resultado de la misma en cuatro registros diferentes, dos registros para cada canal.

Debido a que también es necesario conocer el sentido de la inclinación del instrumento, lo que se implementó es una comparación de los canales convertidos que determina y almacena en un registro el sentido de la inclinación. Luego podemos reasignar los registros asociados a los canales, si fuera necesario, para que al momento de realizar la resta, el resultado sea un valor mayor o igual que cero. Luego se realiza la división, que debido a que en el PIC es una secuencia de bits, debemos asumir como decimal entre cero y uno como explicaremos más adelante en este capítulo.

Para realizar la división partimos de que los valores de la resta y la suma ya están almacenados en los registros correspondientes. La división será almacenada en dos registros de 8 bits, lo que resultará en un cociente de 16 bits. Esto es debido a que las operaciones en el PIC sólo se pueden realizar con registros de 8 bits, y estos no serían suficientes para nuestra aplicación.

Los registros que recibe la rutina de división (implementada dentro de la rutina OPERS) son los siguientes:

- RES_HI, RES_LO:
en estos registros es donde se almacena la parte alta y baja de la resta, respectivamente (asumiendo que es un valor mayor o igual que 0).
- SUM_LO, SUM_HI:
en estos registros se almacenan la parte alta y baja de la suma.

²Utilizaremos los términos cociente y división indistintamente en función de la conveniencia

- **REST_HI, RESTO_LO:**
estos registros son utilizados solo dentro de esta rutina y representan el RESTO de la división durante el proceso.
- **RES_COM:**
este es el registro donde se guarda el resultado de comparar el RESTO con el DENOMINADOR (en este caso la suma). En la tabla 7.2 se pueden observar los distintos valores que toma el registro RES_COM en función de la comparación entre el resto y el demoninador (suma).

RES_COM (Binario)	RES_COM (decimal)	Resultado
XXXXXX001	1	$Suma = Resto$
XXXXXX010	2	$Suma > Resto$
XXXXXX100	4	$Suma < Resto$

Tabla 7.2: Valores para RES_COM en función del resultado de la comparación

- **DIVI_HI, DIVI_LO:**
estos son los registros donde se va generando el resultado de la división y donde quedará guardada definitivamente para luego poder ser procesado en etapas posteriores.
- **COM_HI1, COM_LO1, COM_HI2, COM_LO2:**
estos registros son utilizados como respaldo para realizar la comparación entre el resto y el denominador
- **AUX:**
este es el registro que se utiliza en etapas posteriores para determinar el sentido de inclinación del instrumento. Se utiliza el mismo esquema que para el registro RES_COM y este se muestra en la tabla 7.3

AUX (Binario)	AUX (decimal)	Resultado
XXXXXX001	1	$Ch_1 = Ch_2$
XXXXXX010	2	$Ch_1 < Ch_2$
XXXXXX100	4	$Ch_1 > Ch_2$

Tabla 7.3: Valores para AUX en función de la relación entre Ch_1 y Ch_2

En la figura 7.4 se muestra la estructura que tendrá la división identificando primero los distintos factores que están involucrados y luego se muestra la misma estructura pero con los registros del PIC utilizados.

Asumiendo que la resta es menor que la suma y que a su vez es mayor o igual que cero se cumple para el resultado decimal

$$0 \leq VDN < 1$$

Debido a las limitaciones que presenta el PIC respecto de su set de instrucciones, y por ende a sus limitaciones respecto de las operaciones aritméticas que es capaz de

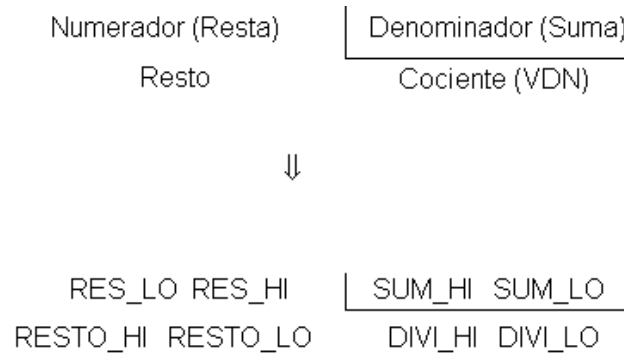


Figura 7.4: División de 16 bits

realizar, este algoritmo está basado en rotaciones de registros, comparaciones y restas. Vale aclarar para lo que sigue que rotar un registro hacia la izquierda, ingresando un “0” por la parte menos significativa, implica multiplicar este registro por “2”, y realizar la rotación hacia la izquierda ingresando un “0” por el lado más significativo implica dividir el registro entre “2”. Al comienzo del algoritmo no es necesario determinar si el DENOMINADOR es mayor que el NUMERADOR ya que tenemos la certeza que esta condición se cumple debido a la naturaleza de los factores involucrados. Debido a esto, el primer paso es asignarle al RESTO el valor del NUMERADOR multiplicado por dos, imponiendo de esta manera que el resultado de la división será menor que la unidad. En las restantes iteraciones se compara el RESTO con el DENOMINADOR. En cada comparación se debe determinar quién es el mayor y así se presentan dos casos que tendrán un tratamiento diferente. En la figura 7.5 podemos observar el diagrama de flujo de la rutina y observar los dos caminos que puede tomar la comparación entre el RESTO y el DENOMINADOR en función de cual es mayor, con la consideración de que hay que llevar la cuenta de los ciclos realizados con un contador, el que se decrementa en cada paso hasta terminar el proceso una vez que este llega a cero.

Debido a que el cociente está formado por dos registros de 8 bits es necesario realizar lo anterior 16 veces e ir completando los registros asociados al cociente paso a paso en función del camino que tomó la comparación entre el RESTO y el DENOMINADOR. En el caso de que el RESTO sea menor que el DENOMINADOR, al COCIENTE solo se lo multiplica por dos, se decrementa el contador y se realiza comparación nuevamente. En el caso que el RESTO sea mayor que el DENOMINADOR, además de multiplicarlo por dos, es necesario sumarle “1” y seguir con el procedimiento. El algoritmo no contempla el caso en que el RESTO sea igual al DENOMINADOR (resultado exacto) para terminar con el proceso antes de que el contador llegue a cero. De todas maneras habría que continuar con el ciclo para que los bits en los registros del cociente queden en la posición correcta (se debe continuar con la rotación), por lo que no implica una diferencia apreciable en el costo de procesamiento respecto de haber tenido en cuenta el resultado exacto.

El formato del cociente resultante será:

$$b_n b_{n-1} \dots b_0 \quad \text{con} \quad n = 15.$$

Finalmente obtenemos el valor decimal de la división:

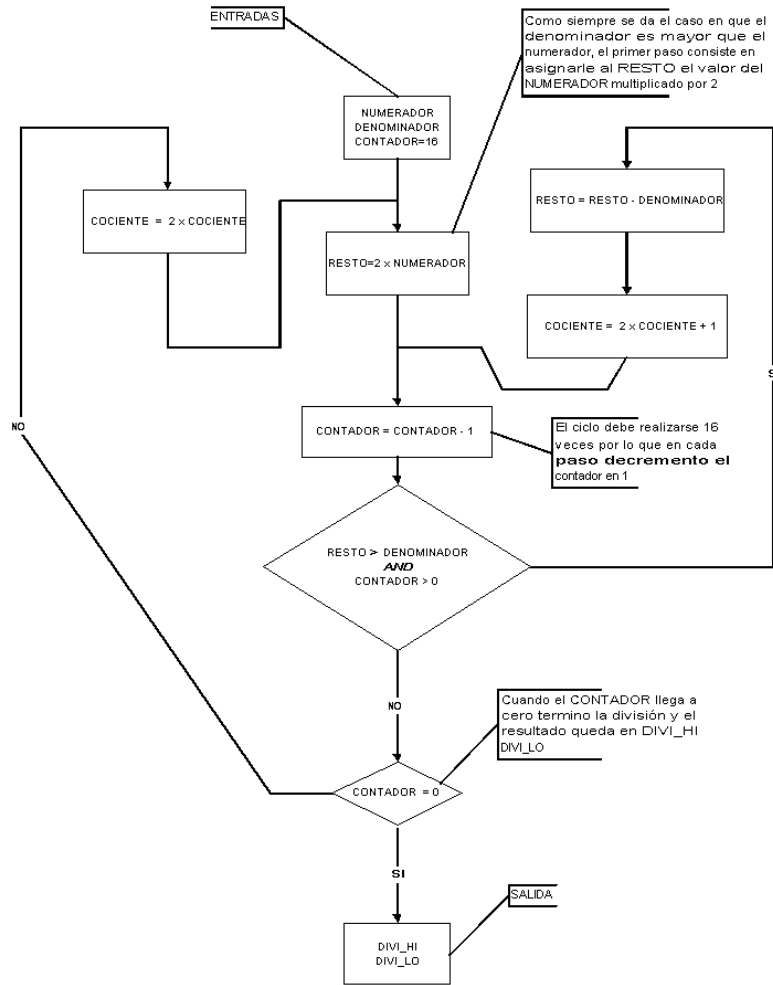


Figura 7.5: Diagrama de flujo de la división

$$R_d = b_n 2^{-1} + b_{n-1} 2^{-2} + b_{n-2} 2^{-3} + \dots + b_1 2^{n-1} + b_0 2^{-n} \quad (7.2)$$

con

$$0 \leq R_d \leq 1$$

Del resultado anterior se desprende que el máximo error que se comete es:

$$\epsilon_{max} = 2^{-16} = \frac{1}{65536} \approx 1,5259 \times 10^{-5}$$

en el caso de que el resto no haya dado cero en alguna de las iteraciones. En caso que se de esta última condición, el resultado es exacto y no se comete error alguno.

7.6.2. Un Ejemplo de División Digital

Para clarificar un poco más el algoritmo, a continuación se presenta una división binaria donde el numerador y el denominador son de 4 bits, obteniendo un cociente de 8

bits. Más allá de que el resultado de esta división en particular seguirá indefinidamente ya que el resultado binario es periódico, cometiendo un error máximo de:

$$\epsilon_{max} = 2^{-8} = \frac{1}{256} \approx 3,9 \times 10^{-3}$$

$$\begin{array}{r} 1000 \quad | \quad 1010 \\ 0000 \quad | \quad 0,1100110... \\ \hline 10000 \\ 1010 \\ \hline 01100 \\ 1010 \\ \hline 00100 \\ 1000 \\ 10000 \\ 1010 \\ \hline 001100 \\ 1010 \\ \hline 00100 \\ 1010 \\ \hline \end{array}$$

Figura 7.6: Ejemplo de una división digital de 4 bits

En la figura 7.6 se puede observar el proceso de división para registros de 4 bits, observando el valor con repetición periódica (1100110011...). Los valores decimales elegidos para este ejemplo son “8” (1000_b) para el numerador y “10” (1010_b) para el denominador, dando un resultado decimal de:

$$R_d = \frac{8}{10} = 0,8$$

y un resultado binario de

$$R_b = 11001100$$

Realizando la conversión de binario a decimal obtenemos

$$R_{b \rightarrow d} = 0,796875$$

cometiendo un error de

$$\epsilon = 0,8 - 0,796875 = 3,25 \times 10^{-3} < \epsilon_{max}$$

Presentamos el algoritmo de división digital realizado por el PIC, el cual tiene como salida dos registros de 8 bits (DIVI_HI ; DIVI_LO) conteniendo la parte alta y baja de la división respectivamente. La elección de la cantidad de bits en que se presenta el resultado se debe a que el error cometido está muy por debajo de los cambios obtenidos en el VDN a consecuencia de un cambio en la inclinación del instrumento, dada la sensibilidad que el mismo presenta.

También se especificó el formato del registro AUX que brinda la información del sentido de la inclinación del instrumento, información imprescindible tanto para el posterior procesamiento, como para poder brindarle esta información al usuario por medio por medio de alguna de las *interfaces de usuario* utilizadas.

7.7. Conversión de VDN a Grados

La representación en grados de la inclinación se obtiene a partir del VDN por lo que es necesario realizar la conversión de VDN a grados, a los cuales el usuario del instrumento podrá acceder mediante su representación en el display LCD o a través del software Inclisoft en el monitor de su PC, una vez conectado el instrumento al mismo mediante un puerto USB. Se propusieron dos soluciones diferentes para esta conversión, la primera mediante la aproximación de la respuesta del sistema mediante polinomios de primer y segundo grado cuyos coeficientes son aproximados mediante el método de mínimos cuadrados a partir de la tabla de calibración del instrumento. La segunda forma de realizar la conversión es mediante el uso de una tabla también generada a partir de la tabla de calibración del instrumento.

7.7.1. Conversión de VDN a Grados Mediante Aproximaciones

Esta rutina si bien fue implementada y probada, no es utilizada en la versión final del prototipo. La misma consiste en calcular la inclinación a partir del VDN mediante la utilización de polinomios. La idea de esta implementación surge del comportamiento “lineal” del VDN respecto de la inclinación, lo cual motivó en primera instancia la aproximación de esta curva por una recta. Para esto se aproxima la curva de “VDN vs Inclinación” con un polinomio de primer grado cuyos coeficientes son calculados utilizando el método de mínimos cuadrados. Estos coeficientes son representados en el sistema binario y cargados al PIC.

El inconveniente de esta solución y por ende la causa de haberla descartado en la implementación final, es que el error teórico cometido es mayor en varios puntos al Δ VDN que corresponde a la resolución del instrumento lo que implica una estimación errónea de la inclinación real. Esto se puede observar en la figura 7.7 en la cual se ve como la curva que representa la diferencia entre el valor real y la aproximación excede las dos bandas de error admisible.

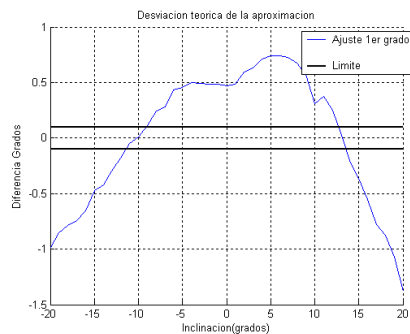


Figura 7.7: Comparación entre el ajuste de primer orden y la curva obtenida

Como primer paliativo para disminuir el error de aproximación se estudio la posibilidad de la utilización de dos rectas, una para cada zona, para el ajuste de la curva, lo cual redujo el error teórico de aproximación pero este aún era superior al máximo admisible. Como último intento por optimizar este método, el cual a nuestro criterio en

primera instancia era el más conveniente, se implementó el ajuste mediante dos polinomios de segundo grado, utilizando uno para cada zona, basados en la experiencia de la reducción del error experimentado en la utilización de dos rectas para aproximar la curva. En la figura 7.8 se muestra el error teórico correspondiente a cada posición del instrumento para la aproximación por dos rectas y dos parábolas. En el caso de la utilización de polinomios de primer y segundo grado se puede observar en la figura 7.8 que el error teórico se reduce significativamente, pero el error aún es superior al máximo admisible. Para disminuir este error a valores admisibles se deberían utilizar polinomios de mayor orden cuya implementación es inviable en este tipo de microcontroladores. Esto llevo a descartar los métodos de aproximación y ajuste para pasar a usar una tabla.

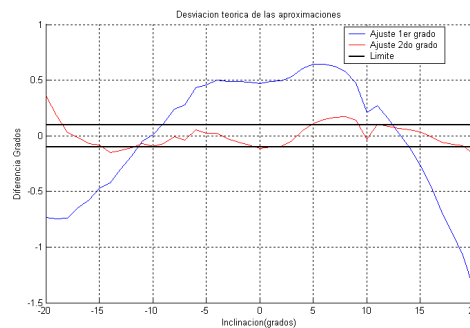


Figura 7.8: Comparación entre el ajuste de primer y segundo orden y la curva obtenida

En la figura 7.9 se puede observar el diagrama de bloques de la rutina de conversión de VDN a grados mediante aproximación. En esta figura también se puede apreciar que las entradas a esta rutina, son las salidas de la rutina OPERS el valor del VDN y el registro AUX en el cual se expresa la relación entre los dos canales analógicos. Como primer paso se analiza el registro AUX de forma tal de saber si se encuentra en la zona de inclinación positiva o negativa. Una vez determinado el sentido de la inclinación se invoca la subrutina POSITIVO o NEGATIVO, en la cual con los coeficientes del polinomio correspondiente se calcula la inclinación en grados. Con la inclinación cargada en el registro GRADOS_LO se examina si el valor es cero mediante el estudio de la bandera Z del registro STATUS. Si esta es cero se despliega un mensaje especial en el display. Como último paso de esta rutina independientemente del valor de GRADOS_LO se invoca a la subrutina DIVI_10 en la cual se desglosa la inclinación en decenas, unidades y décimas, para convertir estos valores en sus correspondientes caracteres ASCII y guardarlos en los registros DECENAS, UNIDADES y DÉCIMAS los cuales conforman la salida de la rutina.

La ventaja de los métodos de aproximación en el caso de la recta es la simplicidad de implementación y que además se podría haber implementado un mecanismo de auto ajuste, dado que solo son necesarios dos parámetros (los coeficientes de la recta) para caracterizar el sistema.

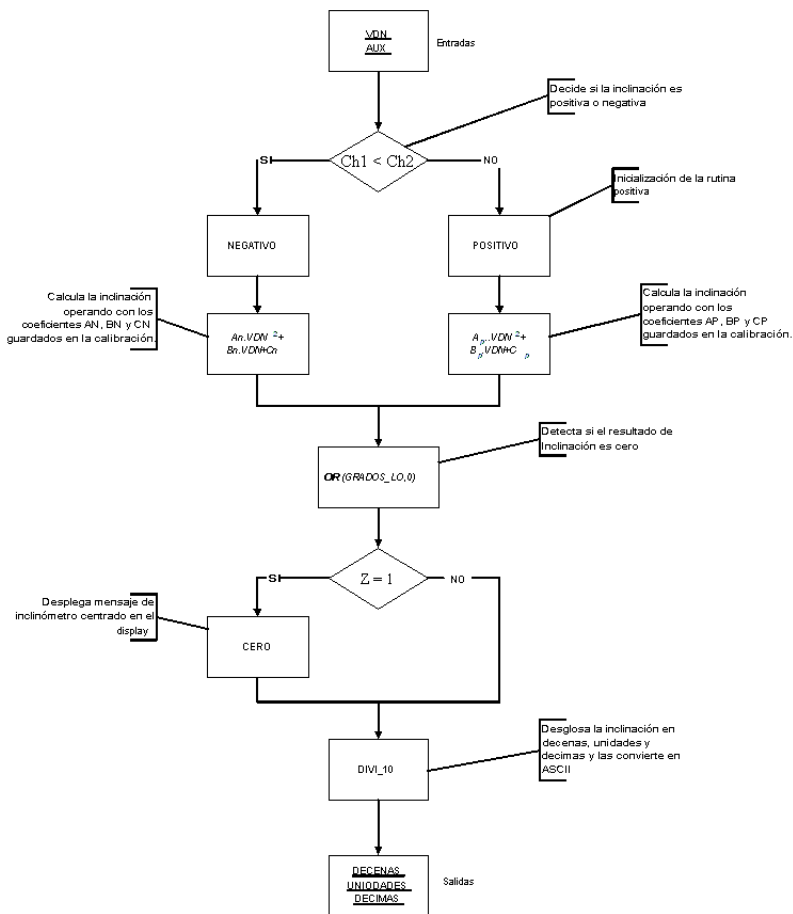


Figura 7.9: Diagrama de bloques de la rutina de conversión de VDN a grados mediante aproximaciones

7.7.2. Conversión de VDN a Grados mediante el Uso de una Tabla

Esta implementación de la conversión está basada en la utilización de una tabla en la cual se encuentra la relación entre el VDN y la inclinación. La rutina encargada de convertir VDN a su correspondiente representación en grados decimales utiliza como datos de entrada el VDN calculado en la rutina OPERS y el registro AUX también modificado en esta. Con el valor del registro AUX se decide que dirección base utilizar. Esto permite distinguir entre la zona positiva y negativa de la tabla. El program counter (PC) tiene asociados los registros PCLATH y PCL cuya descripción detallada se puede ver en B. Con el valor de VDN sumado a la dirección base de la tabla correspondiente se direcciona el PC a la posición de la tabla que contiene el valor en grados correspondiente. En la dirección de memoria apuntada por el PC se encuentra la instrucción RETLW, teniendo como literal asociado la inclinación en grados multiplicada por 10 y representada en sistema hexadecimal. En la figura a continuación se puede observar el diagrama de flujo de esta subrutina.

Como se puede apreciar en la figura 7.10 la estructura general de la rutina es simi-

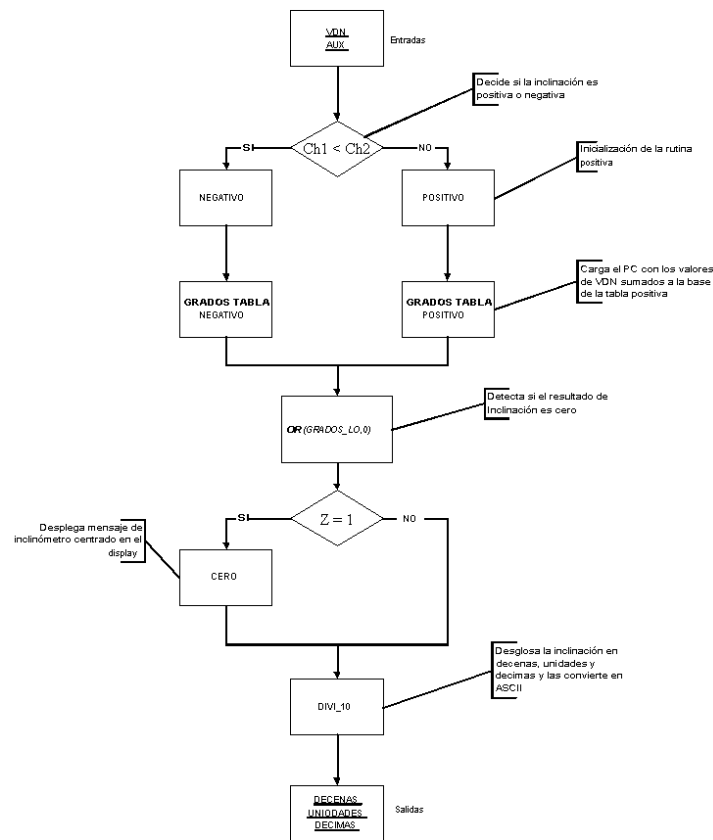


Figura 7.10: Diagrama de flujo de la conversión de VDN a grados mediante la tabla de calibración

lar a la del cálculo de la inclinación utilizando aproximaciones ya que esta fue pensada para ser independiente de la forma en que se realiza la conversión de VDN a grados. La diferencia radica en las subrutinas POSITIVO y GRADOS_TABLA_POSITIVO las cuales se pueden ver en detalle en el apéndice C. Esta implementación no presenta error en la aproximación ya que la tabla se programa para que siga fielmente la fisonomía de la curva propia del sistema. Por lo que la incertidumbre de este método depende solo de la incertidumbre en el cálculo del VDN la cual se estudia en detalle en el capítulo 11. Las desventajas de este método son la creación de la tabla y la utilización de recursos del PIC. El primer inconveniente fue superado mediante la creación de un programa en *Matlab* que toma como entrada un archivo de texto proveniente de la calibración y el código assembler del programa y genera la tabla, la traduce a assembler y la añade al código original generando como salida un archivo **.asm** con la tabla incluida.

El PIC16LF877-A cuenta con una memoria de programa de 8K (2^{13}) posiciones de memoria (PM), de las cuales la tabla utilizada en nuestra implementación ocupa casi el 40 % de las posiciones disponibles. Esta es la razón por la cual fue citada como el segundo inconveniente ya que la cantidad de memoria utilizada es significativa. Como se verá en el capítulo 10 esto puede limitar alguna de las implementaciones que allí se proponen, ya que estas consisten en utilizar tablas adicionales.

Con lo expuesto anteriormente consideramos que la solución implementada es la más conveniente para este sistema en particular. También es importante destacar que la carga operacional de esta implementación se reduce a utilizar la instrucción MOVWF 7 veces, realizar tres sumas y 2 llamados a rutinas lo cual es notoriamente más eficiente y rápido que la conversión mediante aproximaciones. Como muestra de lo dicho anteriormente la implementación con dos parábolas tiene asociada el cálculo de tres productos de 32 bits lo cual incrementa el tiempo de procesamiento comprometiendo la velocidad de refresco del display y el consumo del instrumento.

7.8. Curvas Características del Sistema

Luego de haber descrito todo el diseño del sistema y haber explicado el mecanismo utilizado para obtener el valor de la inclinación en grados, mostramos las curvas características del sistema. En las siguientes figuras se puede observar las curvas definitivas de los canales y VDN versus la inclinación. En la figura 7.11(a) se puede observar que poseen el mismo comportamiento con la inclinación. También se puede observar la simetría mencionada anteriormente entre ambos canales, los que valen lo mismo cuando el instrumento está centrado. Luego en la figura 7.11(b) observamos la relación entre el VDN y la inclinación, observando el comportamiento “lineal” de la curva en el rango de interés.

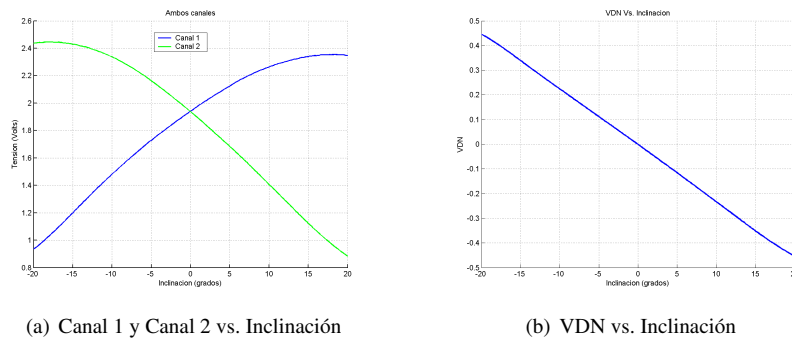


Figura 7.11: Canales y VDN versus Inclinación

A partir de la curva del VDN vs. inclinación se genera la tabla que será cargada al instrumento como se mencionó anteriormente en este capítulo.

Estudio de Ruido e Imperfecciones de Continua

8.1. Introducción

Uno de los factores más importantes a la hora de realizar el análisis de las señales que llegan desde los FD al conversor A/D, es tener en cuenta el ruido que afecta a estas señales. El ruido es introducido por los componentes que forman parte del circuito (resistencias, diodos, AO, etc) o por el entorno. Para este análisis se consideraran los modelos propuestos en [9] y las hojas de datos del fabricante. Por último consideraremos los efectos debido a las imperfecciones del AO, es decir, la tensión de *offset* y la *corriente de bias* y su influencia sobre el circuito propuesto.

8.2. Estudio de Ruido

Comencemos por hacer algunas definiciones importantes antes de realizar el estudio de ruido. Los primeros conceptos de interés son los de *Interferencia* y *Ruido Inherente*, los cuales son muy distintos. *Interferencia* es el resultado no deseado que se introduce debido a la interacción entre el circuito y el entorno, un ejemplo de interferencia es la que introduce la red eléctrica (50 Hz en Uruguay), este puede ser reducido considerablemente a la hora de hacer el diseño de un circuito. Por otro lado el *ruido inherente* se debe a señales de ruido aleatorio, las cuales pueden ser reducidas pero no eliminadas y son propias del circuito, un ejemplo de esto es el *ruido térmico*. El *ruido inherente* puede ser significativamente reducido al realizar un buen diseño de la estructura del circuito o al incrementar la potencia consumida.

Definamos también el *Ruido Blanco*, el cual es aquel cuya función de densidad espectral de potencia es constante para todas las frecuencias. Otro concepto importante es el de *Ancho de Banda del Ruido*, el cual se define como la frecuencia a la cual dado dos filtros pasabajos uno ideal y otro no ideal, las salidas son iguales cuando a la entrada se introduce *ruido blanco*. Esta frecuencia define lo que llamaremos *Ancho de Banda del Ruido* (f_x).

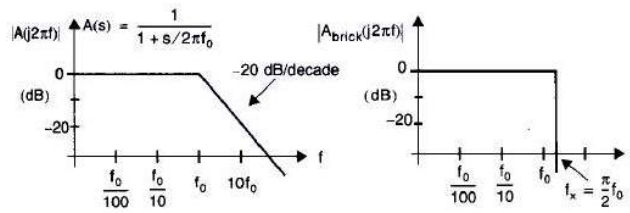


Figura 8.1: Ancho de Banda del ruido

En la figura 8.1 se muestra un filtro pasabajos $A(j2\pi f)$ y un filtro pasabajos ideal $A_{brick}(j2\pi f)$, donde f_x es la frecuencia para la cual se definió el *ancho de banda del ruido*.

8.3. Modelos

El modelo para el ruido en los componentes que forman parte de un circuito electrónico, como por ejemplo, resistencias, diodos y AO, entre otros, se obtiene a partir del estudio de los fenómenos inherente a cada uno de ellos. Existen principalmente tres fenómenos básicos para el modelado del ruido y estos son: *ruido térmico*, *ruido shot* y *ruido flicker*.

El *ruido térmico* se debe a la excitación térmica de las cargas en los conductores y este se puede modelar como *ruido blanco*, cuya función de densidad espectral es proporcional al valor absoluto de la temperatura. El *ruido térmico* es independiente de la corriente continua de bias. Este aparece en todas las resistencias y conductores que se encuentran a una temperatura por encima del cero absoluto (0° Kelvin). De esta forma el *ruido térmico* introduce uno de los principales límites para el rango de trabajo de todos los circuitos electrónicos.

El *ruido shot* ocurre debido a que las corrientes de bias que asumimos como continuas no son exactamente continuas. Esto se debe a pulsos de corrientes causados por el flujo de cargas. Aunque el *ruido shot* depende de la corriente continua de bias, se puede modelar como una fuente de *ruido blanco*. Típicamente el *ruido shot* tiene un efecto mayor que el *ruido térmico* y puede ser usado como un generador de fuentes de *ruido blanco*.

El *ruido flicker* es el menos entendido de estos tres fenómenos, aparece en todos los componentes activos e incluso en resistencias de carbón. Este ocurre solo cuando una corriente continua es aplicada. Se lo conoce como ruido $1/f$ y puede ser modelado con una función de densidad espectral que decae como $1/f^a$, donde a es un parámetro que esta entre 0.8 y 1.3. Tiene una gran importancia en los transistores MOS y a menudo es ignorado en los transistores bipolares.

8.3.1. Modelos para Resistencias

La mayor fuente de ruido en las resistencias es el *ruido térmico*, presentado como *ruido blanco*, el cual se puede modelar como una fuente de tensión $V_R(f)$ en serie con

la resistencia. La función de densidad espectral de $V_R(f)$ es de la forma

$$V_R^2(f) = 4kRT \quad (8.1)$$

donde k es la constante de Boltzmann $1,38 \times 10^{-23} JK^{-1}$, T es la temperatura en Kelvin y R es el valor de la resistencia en consideración. En la figura 8.2(a) se muestra un diagrama del circuito equivalente. De la ecuación 8.1 se puede observar que al reducir el valor de la resistencia o de la temperatura se reduce el *ruido térmico*.

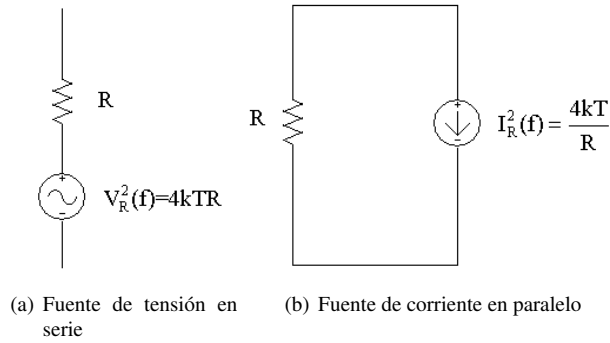


Figura 8.2: Modelo de ruido en resistencias

Una alternativa a este modelo se puede obtener planteando el circuito Norton equivalente como se muestra en la figura 8.2(b), en donde se reemplaza la fuente de voltaje por una fuente corriente $I_R(f)$ en paralelo con la resistencia, cuyo valor esta dado por

$$I_R^2(f) = \frac{V_R^2}{R^2} \quad (8.2)$$

8.3.2. Modelos para Diodos

En general el *ruido shot* es predominante en los diodos y puede ser modelado con una fuente de corriente en paralelo con el modelo del diodo. En la figura 8.3(a) se puede ver el diagrama del circuito equivalente. La función de densidad espectral de la fuente de corriente esta dada por

$$I_d^2(f) = 2qI_D \quad (8.3)$$

donde q es la carga del electrón ($1,6 \times 10^{-19} C$) e I_D es la corriente de polarización que circula a través diodo. También definimos r_d es el inverso de la pendiente en el modelo lineal del diodo cuyo valor es,

$$r_d = \frac{KT}{qI_D} \quad (8.4)$$

El ruido en el diodo también se puede modelar como la serie de r_d y $V_d(f)$ como se muestra en la figura 8.3(b), cuyo valor es

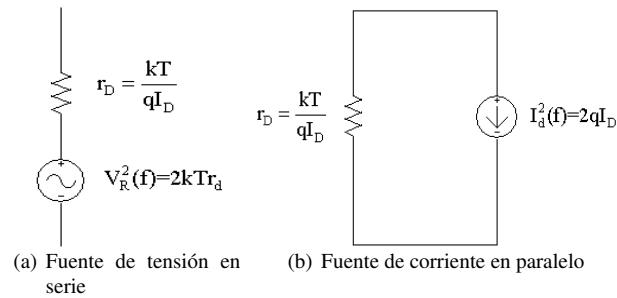


Figura 8.3: Modelo de ruido en Diodos

$$V_d^2(f) = 2kTr_D \quad (8.5)$$

Vale la pena observar que r_d es usada para obtener un modelo lineal para el diodo y no es una resistencia real, por lo cual no introduce *ruido térmico*.

8.3.3. Modelos para Condensadores

Los condensadores y las inductancias no generan ruido, sin embargo estos acumulan el ruido generado por otras fuentes de ruido.

Se puede demostrar que en el condensador el valor *rms*¹ del ruido es igual a kT/C cuando se conecta un resistencia de valor arbitrario en paralelo. Consideremos un capacitor C, en paralelo con una resistencia R de valor arbitrario, como se muestra en la figura 8.4(a), el circuito equivalente para el análisis de ruido se puede ver en la figura 8.4(b). Para determinar el valor rms total del ruido a través del capacitor hay que filtrar $V_R(f)$ (ruido introducido por la resistencia) con el filtro pasabajos formado por R y C, obteniendo a la salida del filtro $V_{no}(f)$.

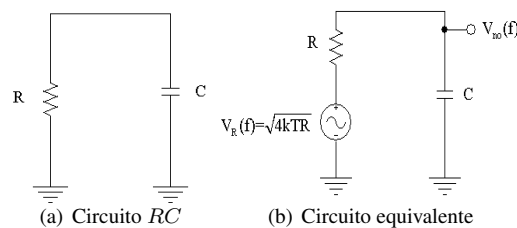


Figura 8.4: Modelo de Ruido Condensadores

Asumiendo que el ancho de banda del ruido está dado por $\pi f_o/2$, siendo $f_o = 1/2\pi RC$ y que V_R tiene una función de densidad espectral modelada como ruido blanco, tenemos que la salida total rms del filtro se puede calcular como

¹root mean square

$$V_{no}^2(f) = V_R^2(f) \cdot \left[\frac{\pi}{2} \right] \cdot f_0 = [4kTR] \cdot \left[\frac{\pi}{2} \right] \cdot \left[\frac{1}{2\pi RC} \right] \quad (8.6)$$

$$V_{no}^2(f) = \frac{kT}{C} \quad (8.7)$$

es decir, el valor rms del voltaje a través del capacitor es igual a

$$V_{no}(f) = \sqrt{\frac{kT}{C}} \quad (8.8)$$

Este es independiente del valor de la resistencia, proporcional a $T^{1/2}$ e inversamente proporcional a $C^{1/2}$. Por lo que el aumento del valor en $C^{1/2}$ provocará la disminución del nivel de ruido, mientras que el aumento de la temperatura tendrá el efecto contrario.

8.3.4. Modelos para Amplificadores Operacionales

El ruido en los AO se puede modelar usando tres fuentes de ruido no correlacionadas, las cuales se pueden ver en la figura 8.5.

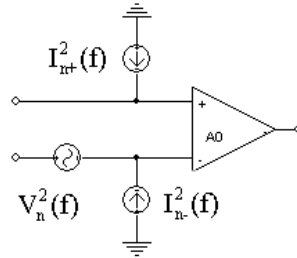


Figura 8.5: Modelo de ruido en Amplificadores Operacionales

Los valores de V_n , I_{n+} y I_{n-} son especificados por el fabricante, en general se da un gráfico del comportamiento de cada una de ellas respecto a la frecuencia.

Cuando a la entrada del AO se usa un MOSFET, las fuentes de corriente que modelan el ruido pueden ser despreciadas a bajas frecuencias, mientras que cuando se usa a la entrada un bipolar, es necesario considerar las tres fuentes de ruido.

8.4. Estudio Teórico

Para el estudio teórico de ruido dividiremos el circuito propuesto en el capítulo 4 en dos partes, etapa amplificadora y etapa de filtrado. Luego se obtendrá la expresión final para el ruido total a la salida del sistema analógico.

8.4.1. Etapa Amplificadora

Para el estudio de ruido consideremos el circuito de la figura 8.6, en el que se sustituyó el FD por el modelo presentado en 4.2. Comencemos por analizar la salida que se obtiene cuando se estudia el efecto del ruido introducido por la resistencia R_D , el cual es modelado con una fuente de corriente I_{R_D} , por lo que podemos escribir

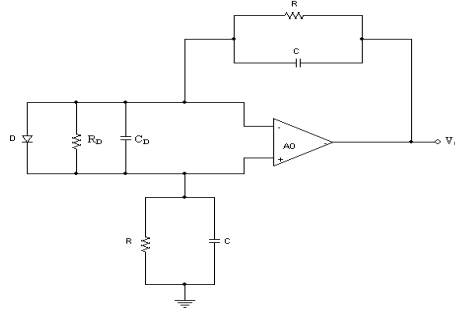


Figura 8.6: Circuito propuesto para el estudio de ruido

$$I_{R_D} = \frac{V_{O1} - V_+}{Z} \quad (8.9)$$

$$Z = \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (8.10)$$

$$V_+ = Z \cdot I \quad (8.11)$$

siendo V_+ la tensión en la entrada no inversora del AO, de las ecuaciones 8.9 y 8.11 se obtiene

$$V_{O1}(f) = 2ZI \quad (8.12)$$

De las ecuaciones 8.10 y 8.12 obtenemos la salida del V_{O1} debido al ruido introducido por R_D .

$$V_{O1}^2(f) = 2 \cdot I_{R_D}^2(f) \cdot \left| \frac{R}{1 + RCs} \right|^2 \quad (8.13)$$

Mediante un análisis similar al anterior se puede obtener un resultado análogo para el ruido introducido por el Diodo, el cual se modela con una fuente de corriente I_D y cuyo valor es

$$V_{O2}^2(f) = 2 \cdot I_D^2(f) \cdot \left| \frac{R}{1 + RCs} \right|^2 \quad (8.14)$$

Para el análisis del ruido introducido por la resistencia de realimentación R , modelado como una fuente de tensión V_{N_R} , consideraremos como hipótesis “cortocircuito virtual” entre las entradas inversoras y no inversoras del A.O, por lo que la corriente I_{R_D} que circula por la resistencia R_D es nula, con lo cual podemos escribir

$$I_R = \frac{V_{O3} - V_R}{R} \quad (8.15)$$

$$I_R = I_C \quad (8.16)$$

$$V_{O3} = -\frac{I_C}{C_s} \quad (8.17)$$

De las tres ecuaciones anteriores se puede obtener

$$V_{O3}^2(f) = V_R^2(f) \cdot \left| \frac{1}{1 + RC_s} \right|^2 \quad (8.18)$$

Para el estudio del ruido introducido por el A.O. solo consideraremos de los modelos antes propuestos la fuente de tensión V_{N-AO1} , ya que no se tienen datos del fabricante [7] del comportamiento de las fuentes de corrientes, por lo que se puede obtener

$$V_{O4}^2(f) = V_{N-AO1}^2(f) + 4 \cdot \frac{R^2 + RR_D}{R_D^2} \cdot \frac{V_{N-AO1}^2(f)}{1 + (RC_s)^2} \quad (8.19)$$

Por último analizaremos el ruido introducido por la resistencia R conectada entre la entrada inversora del AO y tierra. En este caso modelamos al ruido como una fuente de tensión V_{N_R} en serie con la resistencia. Haciendo la hipótesis de “cortocircuito virtual” entre las entradas inversora y no inversora del AO, se obtiene

$$V_{O5}^2(f) = V_{N_R}^2(f) \quad (8.20)$$

8.4.2. Etapa de Filtrado

Consideremos ahora el ruido introducido por los componentes que forman parte de la etapa de filtrado, es decir, las resistencias y el AO. Para ello consideremos que no hay entrada de señal a la entrada del filtro, por lo que este punto estará a tierra.

El ruido en las resistencias R lo podemos modelar como dos fuentes de corriente I_1 e I_2 en paralelo con las mismas. Mediante un análisis similar al anterior se obtiene que la salida debido a estas corrientes es

$$V_{O6}^2(f) = R^2 I_1^2(f) \left| \frac{1}{(1 + RC_1 s)^2} \right|^2 \quad (8.21)$$

$$V_{O7}^2(f) = R^2 I_2^2(f) \left| \frac{1}{(1 + RC_1 s)^2} \right|^2 \quad (8.22)$$

Mientras que el ruido introducido por el AO es modelado como una fuente de tensión V_{N-AO2} , conectada a la entrada no inversora. La salida debido a esta fuente de ruido es.

$$V_{O8}^2(f) = V_{N-AO2}^2 \left| \frac{(RC_1 s)^2 + 3(RC_1 s) + 1}{(1 + RC_1 s)^2} \right|^2 \quad (8.23)$$

8.4.3. Ruido Total

Aplicando superposición, es decir, asumir que la salida total es la suma de las salidas debido a cada fuente de ruido, obtenemos

$$V_{O-rms}(f) = \sqrt{\sum_{i=1}^8 V_{Oi-rms}^2} \quad (8.24)$$

Debido a que el ruido es aleatorio, es necesario calcular el valor rms de la salida debido a cada fuente de ruido, el cual se puede obtener mediante

$$V_{Oi-rms}^2(f) = \int_0^\infty V_{Oi}^2(f) df \quad (8.25)$$

El hecho de que a la salida de la etapa amplificadora este presente el filtro pasabajos hace que la ecuación 8.25 se transforme en.

$$V_{Oi-rms}^2(f) = \int_0^{f_c} V_{Oi}^2(f) df \quad (8.26)$$

Donde f_c es la frecuencia de corte del filtro pasabajos. A pesar de que esta no es la frecuencia de corte del ruido, se puede asumir como un peor caso. En este punto es necesario aclarar que para hacer el cálculo de la integral anterior es necesario sustituir los modelos propuestos en la sección anterior en I_{RD} , I_D , I_{ph} , V_R y V_{NR} . En el caso de V_{N-AO1} y V_{N-AO2} se tuvieron en cuenta los datos proporcionados por el fabricante [7] como se muestra en la figura 8.7, en el que se aproxima la curva de V_n vs frecuencia por una curva proporcional a $1/f$ para realizar el cálculo.

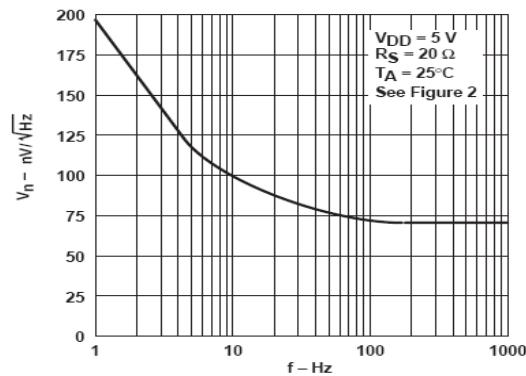


Figura 8.7: Densidad Espectral del ruido en el AO TLC27L9CN

En la tabla 8.1 se muestran los valores rms a la salida debido a cada componente de ruido.

Salida rms	Volts^2/Hz
V_{01-rms}^2	$5,69 \times 10^{-42}$
V_{02-rms}^2	$1,04 \times 10^{-33}$
V_{03-rms}^2	$2,85 \times 10^{-26}$
V_{04-rms}^2	$3,85 \times 10^{-14}$
V_{05-rms}^2	$2,87 \times 10^{-26}$
V_{06-rms}^2	$2,64 \times 10^{-39}$
V_{07-rms}^2	$2,64 \times 10^{-39}$
V_{08-rms}^2	$4,20 \times 10^{-14}$

Tabla 8.1: Valores rms a la salida del sistema debido a cada componente de ruido

Por lo que se obtiene un nivel de ruido a la salida del sistema analógico de 283,7 nV rms, valor teórico calculado a partir de los modelos de cada componente. Teniendo en cuenta que el convertor A/D es de 10 bits, es decir que tenemos 2^{10} pasos de cuantización y que la tensión de referencia es de 3.3 V, obtenemos que el paso de cuantización es de 3.2 mV. A partir de los resultados teóricos obtenidos podemos concluir que el nivel de ruido a la salida del sistema analógico no afectará considerablemente el paso de cuantización ya que esta cuatro ordenes de magnitud por debajo.

8.5. Efectos no ideales de un Amplificador

El hecho de que los AO son dispositivos de acoplamiento directo y con ganancias altas en continua, presentan algunos problemas en DC. El primero de ellos es la tensión de *offset*. Se puede observar que al conectar las entradas inversoras y no inversoras de un AO a tierra, a la salida aparece un voltaje finito de DC. El segundo problema son las corrientes de polarización. Para que un AO funcione correctamente es necesario que sus entradas inversora y no inversora sean alimentadas con corrientes de DC. Estas corrientes son conocidas como *corrientes de polarización*.

8.5.1. Tensión de Offset

Como se mencionó antes, al conectar las entradas de un AO a tierra, en la salida aparecerá una tensión de DC distinta de cero. Si el AO tiene una ganancia alta de DC, la salida estará en el nivel de saturación. Este efecto puede ser eliminado si se conecta una fuente de tensión de DC entre las entradas del AO con una magnitud y polaridad adecuada. A esta tensión se la conoce como tensión de *offset* (V_{off}). La tensión V_{off} es el resultado de desacoplamientos en la entrada diferencial de un AO. Generalmente sus valores están especificados en las hojas de datos de los fabricantes y son muy dependientes de la temperatura.

Antes de hacer el análisis de la V_{off} en circuitos con AO, presentaremos el modelo del AO en presencia de V_{off} a la entrada. El modelo se muestra en la figura 8.8, el cual está formado por una fuente de tensión de continua en serie con la entrada no inversora del AO.

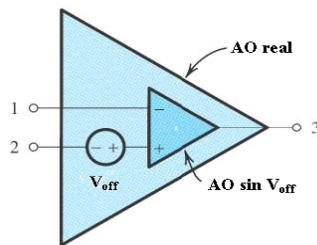


Figura 8.8: Modelo para un AO con V_{off}

El efecto de V_{off} en circuitos con AO puede ser analizado al sustituir las fuentes de tensión de señal por un cortocircuito, las fuentes de corriente de señal por un circuito abierto y al AO por el modelo antes presentado, como se muestra en la figura 8.9. Haciendo un nodo en V_- se tiene que la salida debido a V_{off} es

$$V_O = V_{\text{off}} \left[1 + \frac{R_f}{R_D} \right] \quad (8.27)$$

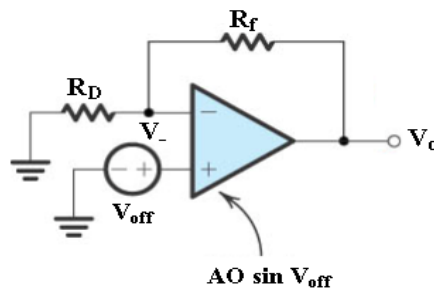


Figura 8.9: Salida del AO debido a V_{off}

Esta tensión de continua que se obtiene a la salida V_O puede alcanzar valores cercanos a la tensión de alimentación, por lo que al aplicar una señal a la entrada del

AO ésta quedará superpuesta con la tensión DC impuesta por V_{off} . Este hecho podría generar saturación a la salida, por lo que es necesario considerar este efecto a la hora de realizar el diseño del circuito.

Una forma de solucionar el problema generado por V_{off} es acoplar capacitivamente el amplificador, pero este método solo es usado en aplicaciones donde no se requiere amplificar señales de DC o de muy bajas frecuencias. Este no es nuestro caso ya que las señales que llegan desde los FD son señales de DC.

Analicemos el efecto de la tensión de *offset* a la salida de la etapa amplificadora. Para ello consideremos el circuito de la figura 8.10, donde V_{off1} corresponde a la tensión de *offset* del AO y V_{O1} es la tensión a la salida. Es necesario tener en cuenta que para la configuración elegida en la etapa amplificadora la tensión en bornes del FD ya no es cero sino que es igual a V_{off1} . Por lo que es necesario tener en cuenta el efecto de la *corriente de oscuridad*², la cual se modela según la ecuación 4.6, para obtener el *offset* total a la salida de la etapa amplificadora.

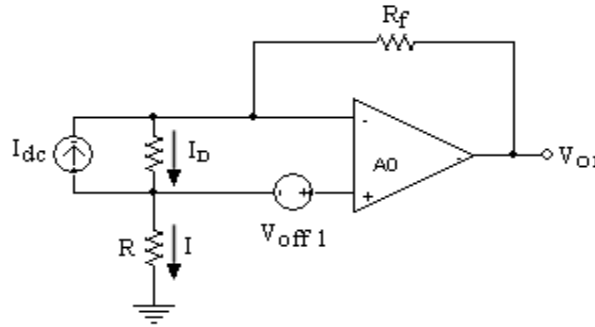


Figura 8.10: Offset a la salida de la etapa amplificadora

Haciendo la hipótesis de “cortocircuito virtual” y usando que R_f es igual a R podemos escribir

$$I = I_D + I_{dc} = I_{dc} + \frac{V_{\text{off1}}}{R_D} \quad (8.28)$$

$$V_{O1} = 2RI + V_{\text{off1}} = V_{\text{off1}} \left[1 + \frac{2R_f}{R_D} \right] + 2RI_{dc} \quad (8.29)$$

Teniendo en cuenta que para nuestro caso $R_f = 3,3 \text{ M}\Omega$, R_D es del orden de los $100 \text{ M}\Omega$ y que el valor típico de V_{off1} es de $200 \mu\text{V}$ a temperatura ambiente [7], tenemos entonces que la tensión a la salida de la etapa amplificadora es del orden de $0,87 \text{ mV}$ debido al *offset*. Es necesario tener en cuenta esta tensión de continua a la entrada de la etapa de filtrado para ver cual es el nivel de *offset* que tendrá la salida del sistema analógico.

²Llamaremos I_{dc} a la corriente de oscuridad (dark current)

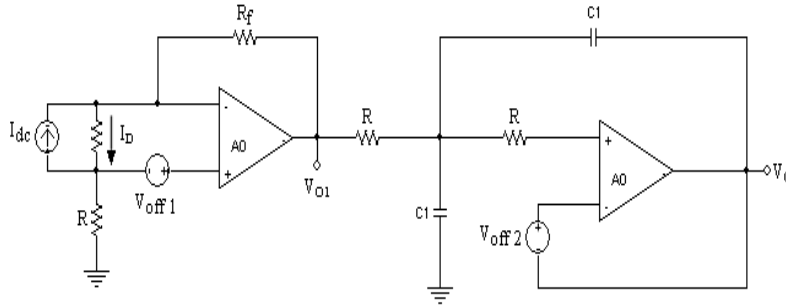


Figura 8.11: Offset a la salida de la etapa de filtrado

Para ello consideremos el circuito de la figura 8.11 en el que V_{off1} y V_{O1} representan la tensión de *offset* del AO y el nivel de *offset* a la salida de la etapa amplificadora respectivamente. Mientras que V_{off2} es la tensión de *offset* debido al AO del filtro. Aplicando superposición y teniendo en cuenta que éstas son señales de continua, tenemos que la salida total es

$$V_O = V_{O1} + V_{\text{off2}} \quad (8.30)$$

$$V_O = 2RI_{dc} + V_{\text{off1}} \left[1 + \frac{2R_f}{R_D} \right] + V_{\text{off2}} \quad (8.31)$$

Por lo que tenemos un nivel de *offset* a la salida del sistema analógico del orden de $1,1 \text{ mV}$, en el que se consideró el valores típicos para las tensiones V_{off1} y V_{off2} . A pesar de que este valor es comparable al valor del paso de cuantización del convertor A/D ($3,2 \text{ mV}$), asumimos que si este valor se mantiene constante en el tiempo, quedará superpuesto con la señal de interés que también es continua. Por esto, este valor no afectará considerablemente el comportamiento del sistema.

8.5.2. Corriente de Bias

El segundo problema que se encuentra en DC son las *corrientes de polarización*, donde el AO toma en sus entradas corrientes de DC. En la figura 8.12 se presenta el modelo para las *corrientes de polarización* representadas por las fuentes I_{B1} e I_{B2} . Cabe destacar que las *corrientes de polarización* son independientes del hecho que un AO real tenga una resistencia finita pero grande a la entrada. Los fabricantes de AO no especifican un valor para estas corrientes sino que por lo general especifican el valor medio de ellas y su diferencia, es decir

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (8.32)$$

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (8.33)$$

Donde I_B es la corriente de polarización de entrada y I_{OS} es la corriente de offset de entrada, valores típicos para estas son 100 nA y 10 nA respectivamente.

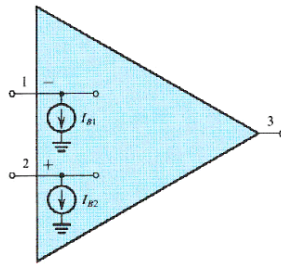


Figura 8.12: Corrientes de polarización de entrada de un AO

El hecho de que aparezcan estas corrientes hace que sea necesario buscar un mecanismo para minimizar su efecto. El voltaje de salida de continua del AO debido a las *corrientes de polarización* puede ser reducido al introducir una resistencia R_3 , en serie con la entrada no inversora. En la apéndice A se hace un estudio detallado del efecto de las *corrientes de polarización*, se deduce este resultado y se obtiene que la salida debido a estas corrientes es de $0,33 \mu V$ para la configuración utilizada en el sistema analógico.

La salida total debido a las imperfecciones de continua del AO es la superposición de los efectos de la *tensión de offset* y el las *corrientes de polarización*. Como se puede observar el efecto de las *corrientes de polarización* puede ser despreciado, ya que el paso de cuantización es de $3,2 mV$ y no se verá afectado considerablemente.

Por otro lado el hecho de haber utilizado una resistencia variable en la realimentación de la etapa amplificadora para *ch1*, hace que sea posible igualar las tensiones que llegan desde los FD al convertor A/D. Este ajuste se hace cuando el Inclímetro está centrado, es decir, cuando la inclinación es cero grado. De esta forma se asegura el mismo nivel de tensión para ambos canales en esta posición, que es la mas crítica debido a como se definió el V_{DN} .

9.1. Introducción

Uno de los principales objetivos de este proyecto es diseñar un instrumento de bajo consumo, que a su vez sea portable, robusto y con una autonomía adecuada. Teniendo en cuenta que hay que alimentar el circuito electrónico, LED y LCD, es necesario realizar un estudio de consumo por zonas. En base al tipo de alimentación elegida y al consumo, se obtiene la cantidad de horas de funcionamiento del instrumento. Cabe destacar que existen algunas limitantes del nivel mínimo de tensión de alimentación, ya que a pesar de que los integrados usados en el circuito electrónico son de bajo consumo y pueden ser alimentados a 3.3 V, el LCD reconoce como un “1” lógico niveles de tensión por encima de este valor.

9.2. Alimentación

La mayoría de los componentes elegidos para formar parte del circuito electrónico son de bajo consumo y pueden ser alimentados a una tensión de 3.3 V, como por ejemplo el PIC, AO. Pero el LCD presenta algunas limitantes en cuanto a niveles lógicos. Este periférico reconoce como nivel lógico “1” cuando a sus entradas llega una tensión de al menos 4.2 V [10]. Esta limitante hizo que fuera necesario buscar un tipo de alimentación del orden de los 5 V.

Se consideró la posibilidad de alimentar el circuito electrónico con tres pilas para tener un nivel de tensión de aproximadamente 3.3 V y utilizar un “Step Up” para aumentar el nivel de tensión de 3.3 V a 5 V (o lo mas próximo posible) y de esta forma alimentar unicamente al LCD. Esta opción tenía como desventaja la baja eficiencia de estos dispositivos, en general entre el 60 % y 75 %. Además era necesario agregar más hardware al circuito electrónico, ya que para la comunicación entre los puertos del PIC y el LCD era necesario usar dos Transceivers. De esta forma se proporcionaba el pasaje de un nivel de tensión a otro, es decir, de 3.3 V a 5 V y viceversa. Por lo que fue descar-

tada esta opción ya que no valía la pena utilizar un dispositivo tan ineficiente como el “Step Up” por el hecho de alimentar un único componente del circuito y agregar más hardware lo cual generaba un aumento del consumo.

El siguiente paso fue pensar en alimentar el circuito usando cuatro pilas AAA, con lo cual se alcanzaría un nivel de tensión de aproximadamente 4.8 V, debido a que la mayoría de las pilas presentan una tensión nominal de 1.5 V, pero a medida que transcurre el tiempo de funcionamiento su tensión cae a 1.2 V aproximadamente, como se puede observar en [11, 12]. De esta forma se cumplirían todos los requerimientos de niveles de tensión.

Por último se consideró el hecho de la cantidad de horas de autonomía del instrumento, donde se obtenía una mayor cantidad de horas al usar 4 pilas AA, debido a que estas poseen mayor capacidad.

El hecho de que gran parte de la tarea de este proyecto fue tomar medidas en el laboratorio, para poder obtener una caracterización del sistema óptico y relevar el comportamiento del instrumento, hizo que la alimentación usada sean pilas AA recargables.

Los ensayos para todos los experimentos mostrados en las secciones anteriores fueron realizados con cuatro pilas de Nickel-metal (Ni-MH), recargables AA del fabricante VVPOW [12]. En la siguiente tabla se muestran las principales características de estas pilas.

Especificación	Nominal	Estandar	Rápida
Capacidad nominal	2300 mAh		
Voltaje nominal	1.2 V		
Corriente de carga		2300 mA	460 mA
Tiempo de carga		15 hs	6 hs
Temperatura	0 - 50 °C		
Impedancia interna	$\leq 30 m\Omega$		

Tabla 9.1: Performance de las pilas recargables AA VVPOW

En la figura 9.1 y 9.2 se puede observar el comportamiento de carga y descarga en función de las horas funcionamiento. Las condiciones de descarga son 460 mA/V.

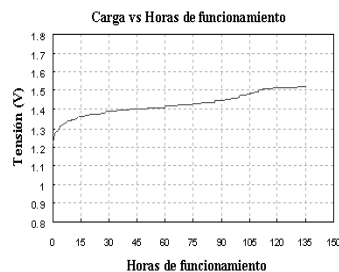


Figura 9.1: Curvas característica de carga de pilas VVPOWVH-AA2300H

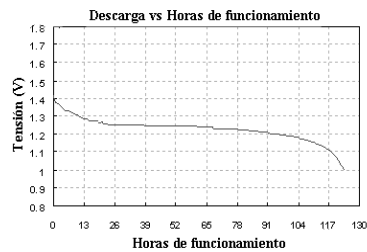


Figura 9.2: Curvas característica de descarga de pilas VVPOWVH-AA2300H

9.3. Estudio de Consumo por Bloques

El sistema puede ser dividido en cinco grandes bloques, etapa de amplificación y filtrado, regulador, PIC, LCD y LED. A partir de las especificaciones de las hojas de datos de los fabricantes podemos obtener un estimativo del consumo de cada bloque.

Los reguladores Ref3033 [?] proporcionan la tensión de referencia para el convertidor A/D del PIC y el nivel de tensión necesario para la etapa de acondicionamiento de la señal, es decir, amplificación y filtrado. Estos dispositivos se caracterizan por su bajo consumo, bajo nivel de ruido y bajo voltaje de 'dropout'. Son de tamaño adecuado para aplicaciones portátiles, como la nuestra, donde la alimentación es con baterías. En la figura 9.3 se puede observar el comportamiento del voltaje 'dropout' en función de la corriente de carga.

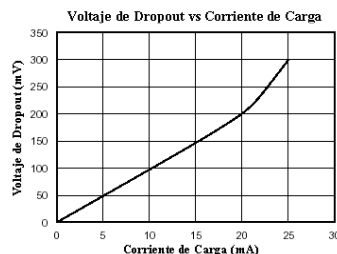


Figura 9.3: Voltaje de dropout en función de la corriente de carga

El hecho de que presente una baja tensión de dropout, hace que puedan ser alimentados con una tensión de entrada de al menos 1 mV por encima de la tensión de salida operando sin carga, como se ve en la figura 9.3. Los REF 3033 presentan una corriente de reposo (quiescent current) baja, lo cual los hace muy estables tanto para cambios de temperatura como de tensión de alimentación. Una típica corriente de reposo a temperatura ambiente es de $42 \mu A$ y la máxima es de $59 \mu A$. Para el rango de tensión que se muestra en la figura 9.4, la corriente de reposo varía menos de $2.5 \mu A$. Para nuestra aplicación utilizamos el REF 3033, el cual tiene una tensión de salida de 3.3 V y corriente de reposo $50 \mu A$.

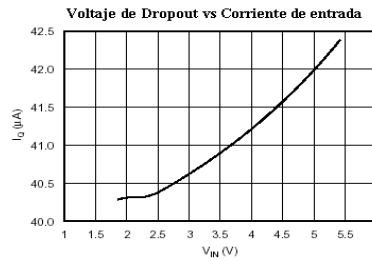


Figura 9.4: Voltaje de dropout en función de la corriente de entrada

La etapa de acondicionamiento de las señales que llegan desde los FD para luego ser digitalizada, consta de amplificación y filtrado de las mismas. Para ello se utiliza el integrado TLC27C9L, cuyas características fueron mencionadas en 4.6. El consumo depende de la carga, se especifica por el fabricante en [7] un valor máximo de $70 \mu A$, cuando el integrado es alimentado a 5 V y sin carga. El TLC27C9L es alimentado con un REF3033, el cual provee del nivel de tensión de 3.3 V. Debido a que no se especifica el consumo de este AO cuando es alimentado a 3.3 V, es usado este valor para el cálculo de consumo.

El PIC16LF877-A es el corazón del Inclínómetro, en el capítulo 6 se detallan todas sus características y el motivo por el cual fue elegido este microcontrolador. Por lo que solo nos concentraremos en indicar el consumo promedio de este dispositivo bajo las condiciones de funcionamiento. El consumo del PIC especificado en [8] es de $4 mA$ cuando es alimentado con 5 V y opera a una frecuencia de 4 Mhz usando un cristal como oscilador. Debido a que no se especifica el consumo a 3 Mhz, consideramos este valor para el estudio de consumo, el cual representará un peor caso, debido a que la frecuencia de trabajo es inferior a esta. Cabe destacar que el fabricante especifica que este consumo fue medido bajo las siguientes condiciones:

- A la entrada del pin OSC1 se puso una onda cuadrada de frecuencia 4 Mhz.
- Todos los pines de entrada y salida fueron llevados a V_{DD} ¹.
- El pin MCLR fue conectado a V_{DD} .

El valor del consumo del PIC puede variar dependiendo de la carga en los pines de salida, tipo de oscilador, código de ejecución y de la temperatura de operación, entre otras.

El LED utilizado en el sistema óptico es el AlInGap [14], para esta aplicación es necesario que la corriente que circula por él sea prácticamente constante en el tiempo, de esta forma se logra que la luz emitida por el LED sea uniforme. Por este motivo es necesario tener un nivel de tensión adecuado, con bajas fluctuaciones para poder hacer circular una corriente por el LED constante y estable en el tiempo, por lo que se decidió utilizar el REF3033. Se regula la corriente por el LED a través de una resistencia variable, para que el nivel de luz que llega a los FD sea el adecuado. Luego de varias pruebas en el laboratorio se encontró que una corriente adecuada para circular por el LED es $2 mA$.

¹ V_{DD} corresponde a la tensión de alimentación

En la siguiente figura se muestra un esquemático de estos componentes que forman parte del sistema analógico.

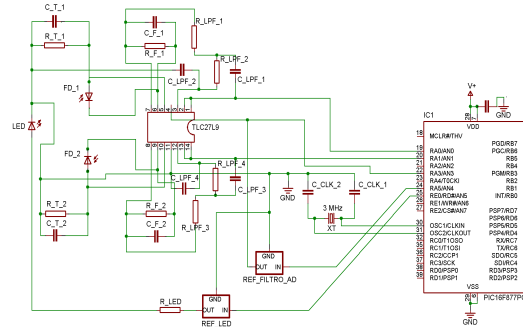


Figura 9.5: Esquemático del circuito formado por el PIC, reguladores, LED, FD y AO

El LCD es alimentado con 5 V, debido a los requerimientos de niveles de tensión antes mencionados. Su consumo depende del nivel de contraste y tiene un valor máximo de 4 mA , como se puede ver en [10]. En la siguiente figura se muestra el esquemático del circuito formado por el PIC y LCD. El esquemático completo del circuito se puede ver en 12.10.

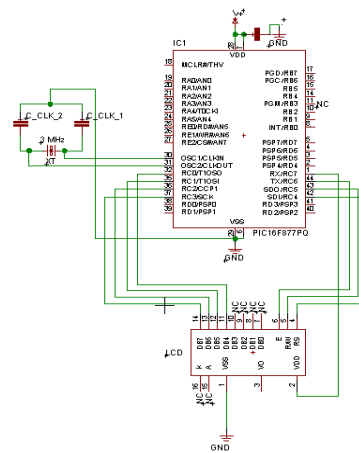


Figura 9.6: Esquemático del circuito formado por el PIC y LCD

Teniendo en cuenta el consumo de los cinco bloques en que fue dividido el sistema, obtenemos que el consumo teórico total es $10,17\text{ mA}$. La capacidad de las pilas utilizadas es 2300 mAh , con lo cual el instrumento es capaz de funcionar 226 hs de forma permanente, este valor es un peor caso ya que se tuvieron en cuenta valores máximos de consumo.

Cabe destacar que estos valores fueron calculados para un funcionamiento continuo del instrumento y no se tuvo en cuenta el hecho de que el PIC es el que habilita

los bloques solo cuando su funcionamiento es requerido. Así de esta forma se logra disminuir aún más el consumo. Teniendo en cuenta que un ciclo de medida es de 756 ms y que el LED permanece encendido durante este ciclo 204 ms , se puede obtener en consumo promedio del LED durante un ciclo de medida de la siguiente forma:

$$\frac{756\text{ms} - 204\text{ms}}{756\text{ms}} \cdot 2\text{mA} = 1,46\text{mA} \quad (9.1)$$

El hecho de que el led funcione de forma pulsada durante el ciclo de medida hace que disminuye el consumo en un 27 % de su valor de funcionamiento continuo.

En la figura 9.7(a) se muestra el circuito utilizado para medir el consumo del sistema. Este fue alimentado con 4 pilas recargables AA, una resistencia en serie de $68\ \Omega$. La caída de tensión en bornes de la resistencia se midió con un osciloscopio Tektronix TDS 210 [15]. Donde se obtuvo tensión de $5,53$ para $V1$ y $5,25$ para $V2$, por lo que el consumo del circuito es de $4,12\text{ mA}$. Este consumo se midió con todos los bloques del sistema en actividad, es decir, LED, LCD, sistema analógico, conversor A/D encendidos en forma continua. Con lo cual se obtiene una autonomía de 558 hs , usando el tipo de alimentación elegida.

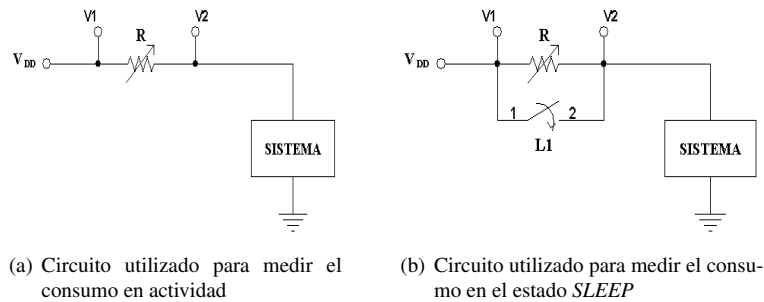


Figura 9.7: Circuitos utilizados para medir el consumo

Cabe destacar que el PIC es el que tiene el comando del LED, LCD, etapa de acondicionamiento de la señal como se menciona en el capítulo 7. Es decir, estos bloques son alimentados solo cuando es necesario, el resto del tiempo durante el proceso de medición no son alimentados, así de esta forma se logra disminuir aún más el consumo.

Además se midió el consumo cuando el sistema está inactivo, es decir, una vez transcurrido un intervalo de tiempo de inactividad se usa la instrucción *SLEEP* para inhabilitar todos los bloques del sistema y de esta forma disminuir el consumo. Para poder realizar esta medida se utilizó un circuito similar al anterior. Debido a que la corriente a medir es del orden de los pocos μA , es necesario utilizar una resistencia en serie del orden de los $k\Omega$, para obtener una caída de tensión adecuada en bornes de la misma. En la figura 9.7(b) se muestra el circuito utilizado para medir el consumo en *SLEEP*, la llave $L1$ inicialmente está cerrada. Es usada para poner en funcionamiento el circuito, una vez que este queda en el estado *SLEEP* se abre la llave y se mide la tensión en bornes de la resistencia. Se utilizó una resistencia de $47\text{ k}\Omega$ para realizar la medida y se obtuvo una caída de tensión de 245 mV en bornes de la misma, por lo que el consumo en el estado *SLEEP* es de $5.2\ \mu\text{A}$.

CAPÍTULO 10

Estudio de Temperatura

10.1. Introducción

La variación de temperatura siempre ha sido uno de los factores más problemáticos en este tipo de instrumentos, influenciando el comportamiento del mismo prácticamente en todos sus componentes. Desde la luz emitida por el LED hasta la conversión A/D, todo el sistema analógico será dependiente de la temperatura. Por esto se propone realizar este estudio que pretende obtener un relevamiento del sistema para distintas temperaturas observando el comportamiento de la curva “VDN (Voltaje Diferencial Normalizado) vs. Inclinación” para el rango en el cual el instrumento será utilizado.

A partir de los resultados obtenidos se deberá tomar una decisión de cómo manejar este problema, buscando algún tipo de compensación que no agregue hardware adicional al instrumento, o de no ser posible esto último, proponer soluciones plausibles que permitan esta mejora en un futuro.

10.2. Procedimiento

Para el estudio se utiliza una caja especialmente acondicionada, de manera de tener un ambiente de temperatura controlada. Esta caja está equipada con dos Peltier, dos disipadores, cuatro ventiladores (dos interiores y dos exteriores) que permiten obtener un rango de temperatura de [15 ; 50] °C aproximadamente. Los Peltier son alimentados con una fuente de corriente que dependiendo del sentido y la intensidad de la misma, se generará un flujo de calor en un sentido o en el otro, pudiendo así enfriar o calentar el ambiente interior de la caja. Todos los ventiladores son alimentados con una única fuente de tensión de 12 VDC.

En la figura 10.1 se puede apreciar el sistema de acondicionamiento térmico con el sistema físico instalado en el interior, pudiendo así colocar todo el sistema en el “di-

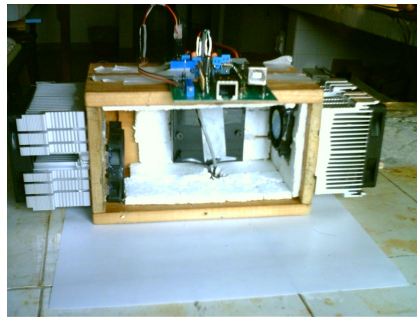


Figura 10.1: Sistema de temperatura controlada

visor”¹ y realizar las medidas mencionadas. Para realizar el control de la temperatura se utiliza un termómetro Voltcraft 502 que consta de dos termocuplas tipo K (cromo y aluminio) adosadas al sistema físico, ambas en la tapa que da hacia el frente de caja pero separadas una distancia prudencial de manera de poder controlar la uniformidad térmica en el ambiente. El mismo despliega mediante un display de cristal líquido la temperatura sensada por cada termocupla en grados Celsius con una resolución de 0.1 °C.

Cabe aclarar que este estudio de temperatura fue realizado solo para el sistema donde se encuentran los fotodiodos, el LED y el tubo de acrílico, ya que las dimensiones de la caja no permitieron colocar la parte electrónica del sistema. De todas maneras, de haber analizado el sistema funcionando por mucho tiempo, se puede asegurar que los efectos más relevantes de la temperatura estarán dados principalmente en el tubo de acrílico, en el líquido que este contiene y en el LED. Siendo este último efecto minimizado, ya que el VDN normaliza la diferencia entre las tensiones convertidas, pensando que estas, en un modelo simplificado, son un valor directamente proporcional a la luz emitida por el LED.

Debido a que la menor temperatura que se logró mantener constante fue de 18 °C, el rango resultante en que se realizaron las medidas fue de [18;40] °C, observando que controlar el ambiente a 40 °C se tornó muy complicado por lo que se intentó mantener ambas termocuplas en el entorno de los 40 °C, pudiendo mantener una de ellas un grado por arriba y la otra uno por debajo.

Los ensayos consistieron en realizar tres series de medidas en el rango del instrumento, [-20;20] grados de inclinación, para cada temperatura y así poder asegurar el equilibrio térmico dentro de la caja. Se pudo observar que los mejores resultados se obtenían para la segunda o la tercer serie, que era cuando el ambiente se estabilizaba, por lo que para la comparación entre temperaturas seleccionamos la tercer serie de medidas en la mayoría de los casos.

¹ Instrumento de tornería utilizado para obtener movimientos circulares de a pasos ajustables. Para nuestro caso el paso es de 0,2°

10.3. Datos Experimentales

En esta sección presentaremos las curvas obtenidas de “VDN vs. Inclinación” para las distintas temperaturas para luego poder realizar el análisis correspondiente de manera de determinar las variaciones en el resultado final en función de la temperatura.

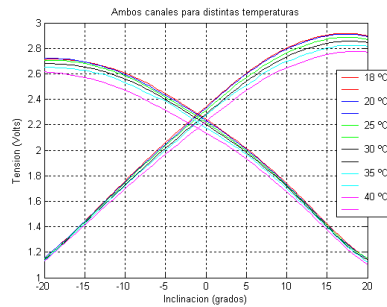


Figura 10.2: Curvas de ambos canales para distintas temperaturas

En la figura 10.2 observamos las distintas curvas de los canales convertidos en función de la temperatura, comenzando por la temperatura de 18 °C y llegando con pasos de 5 °C hasta los 40 °C, a excepción del paso de 18 °C a 20 °C.

De la figura 10.2 se desprende que a medida que aumentamos la temperatura los niveles de tensión para ambos canales disminuye. Se torna muy difícil encontrar una relación simple entre el aumento de la temperatura y la disminución en la tensión debido a que esta relación varía, siendo esta variación no lineal respecto de la inclinación del instrumento, lo que hace difícil su modelado.

Temperatura (°C)	Máximo Canal 2 (Volts)	Diferencia ($T_i - T_{i-1}$)
20	2,9010	
25	2,8875	0,0226
30	2,8553	0,0322
35	2,8240	0,0313
40	2,7770	0,0471

Tabla 10.1: Tabla de diferencias para canal 2

Para poder tener al menos una noción cuantitativa de la variación de la tensión respecto de la temperatura se toma como criterio obtener el valor máximo del canal 2 y calcular la diferencia existente entre estos máximos para curvas consecutivas a medida que la temperatura aumenta. En la tabla 10.1 se observan los valores máximos y la diferencia que existe entre curvas consecutivas respecto del aumento de la temperatura.

A pesar de que es importante conocer el comportamiento de los canales ya que es la entrada del procesamiento digital y en definitiva el punto de partida, lo que es más

importante aún es conocer las variaciones en la curva que el PIC utiliza para calcular la inclinación. Esta curva es el “VDN versus inclinación”, con

$$VDN = \frac{v_1 - v_2}{v_1 + v_2} \quad (10.1)$$

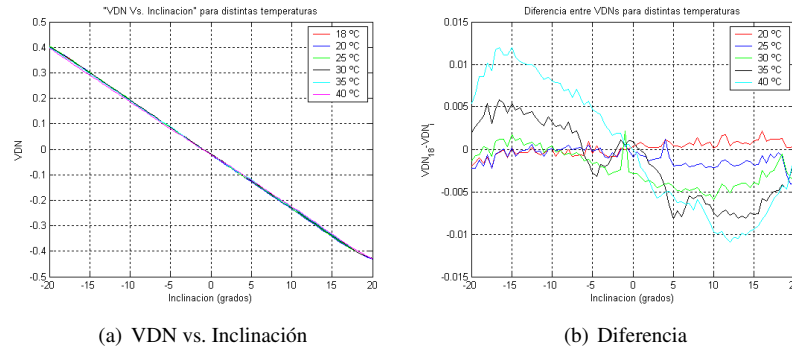


Figura 10.3: Curvas del VDN vs. inclinación y sus diferencias

El VDN es lo que el PIC se encarga de calcular luego de realizar la conversión A/D de ambos canales. En la figura 13.3(a) podemos observar las curvas de “VDN versus inclinación” para las temperaturas ensayadas y en la figura 13.3(b) observamos la diferencia de cada curva respecto de la curva obtenida a 18 °C.

Como se mencionó anteriormente es muy complicado realizar una lectura clara de estas gráficas ya que no se encuentra ningún patrón claro en la variación que haga posible modelar con alguna función simple.

En la tabla 10.2 se muestra la máxima desviación que se observa para las distintas temperaturas ensayadas respecto de la medida realizada a 18 °C. El rango dinámico del VDN es de 0,8 y si pretendemos trabajar con variaciones de dos décimas de grado, para el rango de -20 a 20 grados de inclinación, la variación que observamos es de

$$\Delta VDN = \frac{0,8}{201} \approx 4 \times 10^{-3} \quad (10.2)$$

entre pasos consecutivos, siendo 201 los valores que tenemos que resolver para el rango dinámico de inclinación de 40° y una resolución de 0,2°.

Este razonamiento es válido si aproximamos la curva “VDN versus inclinación” por una recta, con la consecuencia de que la función posee derivada primera constante por lo que el valor de los pasos de inclinación al ser discretizados para desplegarlos, es constante. Esto quiere decir que si el efecto de la temperatura en una posición dada no es suficiente para que el VDN supere el valor de $2 \cdot 10^{-3}$, respecto del valor calibrado, no habría error en la medida desplegada. Si el VDN se apartase en valores comprendidos en el intervalo $[2 \cdot 10^{-3}, 6 \cdot 10^{-3}]$ ya se cometería un error de 2 décimas de grado. A partir del valor de $6 \cdot 10^{-3}$ el error seguiría aumentando de a 2 décimas para variaciones en el VDN de $4 \cdot 10^{-3}$.

Temperatura (°C)	Desviación del VDN	Error cometido (Décimas)
20	0.0021	2
25	0.0041	2
30	0.0059	2
35	0.0089	4
40	0.0120	6

Tabla 10.2: Máxima desviación respecto de la curva VDN de 18° C

Este punto se aclara si observamos la tabla 10.2 donde se muestra el error máximo que se cometería al desplegar el resultado. Para el caso de 20 °C habría un error de 2 décimas, el cual se mantendría hasta los 30 °C. Ya a los 35 °C como el valor del VDN respecto del calibrado para esa posición se encuentra en el intervalo de $[6 \cdot 10^{-3}, 10 \cdot 10^{-3}]$, el error es de 4 décimas. Con un razonamiento similar concluimos que el error a 40 °C será de 6 décimas.

10.4. Posibles Soluciones Para la Compensación de la Temperatura

Se analizaron varias propuestas para solucionar el problema de las variaciones del sistema con la temperatura. Para esto se presentaron dos enfoques diferentes. Una es desarrollar una compensación sin agregar hardware adicional al sistema, lo que implica realizar una *rutina de compensación* buscando alguna manera de poder determinar a grandes rasgos en que rango de temperatura se encuentra el instrumento, con el agregado de realizar una interacción con el usuario cada vez que se encienda el instrumento o luego de cierto tiempo de funcionamiento.

En esta sección, primero comentaremos las posibles soluciones sin hardware adicional para luego analizar soluciones mas definitivas mediante la implementación por hardware, instalado en el sistema electrónico, de manera de conocer la temperatura del Inclinómetro con mayor exactitud.

Compensación con Medición Indirecta de Temperatura

Debido a las características observadas en la basta cantidad de medidas que se realizaron, se puede decir que más allá de las variaciones mencionadas en los canales (ch_1, ch_2) respecto de la temperatura, el cero del sistema, que equivale a que los canales se encuentran en el mismo nivel de tensión (estando calibrado correctamente), se mantiene, dentro del rango de temperatura de interés.

La variación que se observa, ya sea un aumento o una disminución, es la misma para ambos canales. Por esto sería posible obtener una medida indirecta de la temperatura sin mucha exactitud, mediante el nivel de tensión que el PIC mida en los mismos, con el Inclinómetro centrado. A partir de ahí, identificando al menos rangos de temperatura, se podría desarrollar una rutina en el PIC de manera que al correr la *rutina de compensación*, el mismo decida a que tabla debe ingresar para obtener el resultado o que corrección le debe aplicar al resultado de haber entrado a la tabla original, en caso de una única tabla con los 201 valores de inclinación.

Debido a que utilizamos la memoria de programa del PIC para cargar la tabla y esta es de 8K (2^{13}) posiciones (con palabras de 14 bits), esta opción presenta una limitante en la cantidad de tablas que se puedan utilizar, lo que a su vez se traduce en una limitante en el rango de temperatura de funcionamiento del instrumento.

Es por esto que la solución sin hardware adicional no sería la más adecuada ya que nos encontramos con algunas restricciones que no permiten una compensación robusta.

Compensación con Medición Directa de Temperatura

Básicamente la idea de esta compensación es similar a la comentada anteriormente. La ventaja que puede presentar es que la medida de la temperatura es directa, lo que podría permitir un ajuste más exacto, debiendo también realizar una *rutina de compensación*, pero evitando la interacción con el usuario ya que sería automática.

Para esto se debía encontrar algún dispositivo que se ajustase al sistema del instrumento sin provocar cambio significativos en el hardware.

Luego de investigar sobre los distintos dispositivos que se encuentran en el mercado para la medición de temperatura, con la consigna de minimizar la complejidad del sistema, nos pareció adecuado estudiar el integrado **AD22103** [16] de *Analog Devices*.

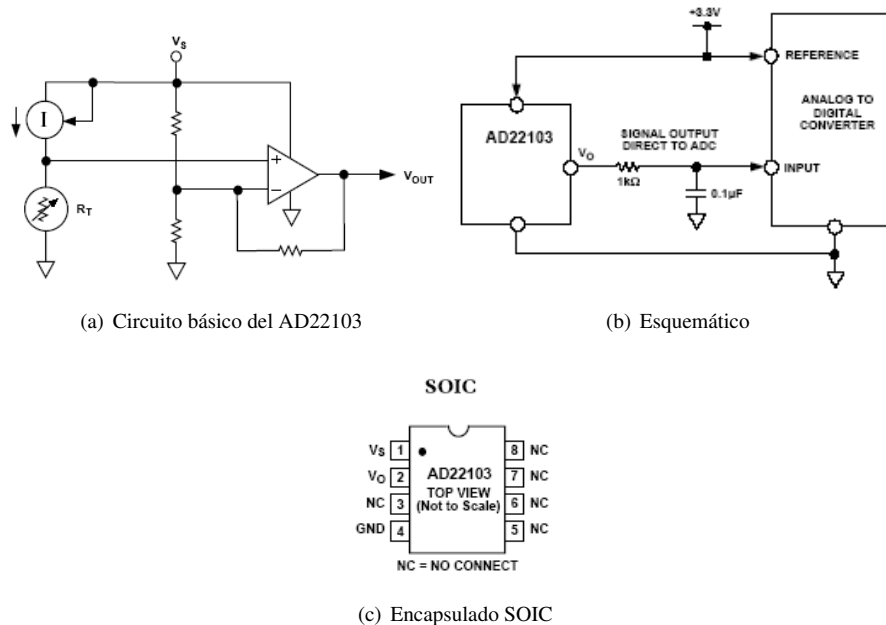


Figura 10.4: Sensor de temperatura AS22103

En la figura 10.4(a) podemos ver un diagrama básico del circuito electrónico. En el mismo se observa que la tensión de salida es función de la tensión de alimentación (V_S) y de la resistencia R_T , que a su vez mantiene una dependencia lineal con la temperatura, siendo esta similar a una resistencia **RTD** [16]. Otro punto a favor es la versión

del encapsulado, que como se ve en la figura 10.4(c) es del tipo *SOIC*, lo que lo hace ideal para nuestra aplicación, ya que también es importante mantener las dimensiones del sistema acotadas.

La corriente que pasa por R_T depende del V_S que se le proporcione al integrado, por lo que la tensión que se genera en bornes de R_T (V_{R_T}) dependerá de V_S y de la temperatura. El resto del circuito se conforma con un **AO** (Amplificador Operacional) que se encarga de darle la ganancia y el offset adecuado a V_{R_T} para obtener la transferencia mostrada en la ecuación 10.3.

El rango de temperatura especificado es de $[0, 100]$ °C, obteniendo una salida de

$$V_{OUT} = \left[\frac{V_S}{3,3V} \right] \cdot \left[0,25V + \left(28 \frac{mV}{^{\circ}C} \right) \cdot T_A \right] \quad (10.3)$$

Teniendo en cuenta lo comentado anteriormente y observando la configuración en la figura 10.4(b), no sería demasiado complejo alimentar el integrado con el referenciador de 3,3 V (REF3033 [13]) utilizado para la referencia positiva del ADC. Por otro lado conectar la salida a un canal del ADC del PIC y obtener mediante la transferencia el valor de temperatura, ya sea mediante una tabla previamente ajustada o de manera analítica.

En la tabla 10.3 se especifican las características más relevantes del integrado **AD22103**.

Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Tensión de alimentación	2,7	3,3	3,6	Volts
Corriente (Quiescent Current)	350	500	600	μA
Rango de temperatura	0		100	°C
Coefficiente de temperatura		$(V_S/3,3V) \cdot 28$		$\frac{mV}{^{\circ}C}$

Tabla 10.3: Características principales del AD22103

Opción Alternativa de Compensación con Medición Directa

Con respecto al problema mencionado de no disponer de una memoria suficiente para cargar varias tablas proponemos una solución alternativa con otro enfoque respecto a la determinación de la inclinación a partir del VDN.

En el capítulo 7 se estudian las alternativas para la determinación de la inclinación a partir de la conversión A/D de los canales analógicos. Las alternativas son obtener la inclinación a partir de una tabla o de una función previamente ajustada en *Matlab*. Las funciones utilizadas fueron ajustes con polinomios de primer y segundo grado de los cuales se cargan en el programa del PIC los coeficientes para que a partir del VDN, resolviendo la ecuación numéricamente, calcule la inclinación.

Teniendo en mente esta última implementación se podrían caracterizar estos coeficientes en función de la temperatura para todo el rango de funcionamiento. Luego se podría generar una tabla que al entrar con la temperatura medida con el **AD22103**

devuelva o bien el coeficiente o bien la corrección necesaria para un set de coeficientes fijos. Por último, con estos coeficientes actualizados calcular la inclinación con la rutina correspondiente.

Esta última sería la solución más robusta ya que si contásemos con un ambiente controlado de temperatura donde se pudiesen realizar medidas con un rango considerable de temperatura y con la granularidad suficiente, liberaríamos considerablemente la utilización de memoria de programa y además haría mucho más fácil la compensación, ya que sería cargar un set de coeficientes y una tabla con sus correspondientes correcciones, una para cada temperatura.

Con el otro enfoque habría que cargar una tabla con los 201 valores para cada temperatura. La única desventaja que presenta esta solución es que requiere mayor procesamiento en el PIC, lo que se puede traducir en un aumento del consumo y en un retardo mayor a la hora de obtener el resultado.

CAPÍTULO 11

Estudio de Incertidumbre

11.1. Introducción

Dado que el objetivo de este proyecto es la creación de un instrumento de medida, el estudio de la incertidumbre con la cual el mismo mide la inclinación es fundamental. En el presente estudio se realizará la estimación de la incertidumbre del primer prototipo fabricado basándose en [17], [18] y [19]. Para ello se propone en primera instancia un modelo matemático, luego se identificarán y cuantificarán las diferentes fuentes de incertidumbre.

Debido a que varias de las fuentes de incertidumbre consideradas en el presente estudio están relacionadas con el cociente de tensiones que llamamos VDN, el cual es adimensional, consideramos conveniente definir una variable para nombrarlo. Se denominará d a la variable correspondiente al cociente y su propio acrónimo como unidad.

11.2. Modelado del Sistema y Especificación de las Condiciones de Medida

En un estudio de estas características es de vital importancia la elaboración de un modelo y la especificación de variables externas en las condiciones de medida. De esta manera se puede poner un punto inicial en el estudio y acotar su alcance.

El modelo del sistema se elabora en base a repetidas series de medidas, en las cuales se estudia la respuesta del sistema frente a variaciones en la inclinación del mismo. La temperatura se controló mediante un acondicionador de aire, lo cual permitió mantenerla en el rango de $22 \pm 1^{\circ}\text{C}$, durante todas las series de medidas.

11.3. Identificación de las Fuentes de Incertidumbre

Medición de la Temperatura

La temperatura se mide con un termómetro digital VOLTcraft 502, el cual basa su funcionamiento en termocuplas. El instrumento permite la conexión de termocuplas tipo J y K. En este caso tiene conectadas dos termocuplas tipo K (Chromel®-Alumel®).

Reguladores de Tensión

La salida del regulador de tensión está conectada a la alimentación del sistema analógico y a la entrada de referencia del convertor A/D. La incertidumbre aportada por este componente es a su vez, la suma de la contribución de tres fuentes de incertidumbre.

- Incertidumbre del componente especificada por el fabricante.
- Efecto de la temperatura.
- Variación en la tensión de salida con la corriente entregada por el regulador.

El fabricante especifica la incertidumbre en la hoja de datos del regulador [?] así como también el efecto de la temperatura. Como se trata de un estudio a temperatura controlada, se considerará como máxima variación de esta, la incertidumbre de la termocupla anteriormente mencionada, más 1 °C que corresponde a la máxima variación de temperatura admitida.

La variación en la tensión de salida del regulador respecto de la corriente tomada del mismo (corriente de carga), podría ser considerado como un error. Esto es debido a que la caída de tensión respecto a la corriente de carga es “conocida”. Por lo que este error podría ser compensado, en el supuesto de que la corriente de carga fuera constante. Pero teniendo en cuenta que la tensión a la salida de los AOs varía con la inclinación y que la impedancia vista a la salida de estos es constante (impedancia de entrada del convertor A/D), la corriente de carga varía con la inclinación. Para cuantificar la contribución a la incertidumbre debida a este factor, se considera la máxima tensión a la entrada del convertor. La corriente de carga es la suma del consumo estático de los AO y la corriente entregada por estos al convertor.

Incertidumbre en el Convertor A/D

Las fuentes de incertidumbre de un convertor A/D son muchas. Normalmente los convertidores especifican una serie de datos, con los cuales se pueden hacer correcciones y compensar los errores pero siempre están presentes otras fuentes tales como el error de cuantización entre otros. Estos errores son inherentes a toda conversión A/D. Una de las formas de reducir su valor es aumentando la resolución del convertor. En el caso del error de cuantización parece más correcto referirse a este como incertidumbre, debido a que si se considera un conjunto de entradas analógicas distintas cuyas tensiones tienen como máxima diferencia medio paso de cuantización, tienen asociada la misma representación en sistema binario. Los demás parámetros típicos también serán considerados como fuente de incertidumbre, ya que no pueden ser compensados debido a que el fabricante solo especifica cotas máximas para éstos. Por lo que la incertidumbre

se calcula en base al error absoluto, el cual engloba los aportes de todas las fuentes de error e incertidumbre.

Incertidumbre del Voltímetro

El voltímetro es utilizado para relevar la tensión en cada canal analógico en la entrada del conversor. Ya que estos valores son necesarios para el presente estudio, el voltímetro será incluido como fuente de incertidumbre.

División Digital

La ecuación utilizada para el cálculo del $d(VDN)$ a partir de los valores convertidos se puede ver a continuación.

$$d = \frac{v_1 - v_2}{v_1 + v_2} \quad (11.1)$$

El valor de d es calculado por el PIC16LF877-A, el cual utiliza aritmética de punto fijo. En el caso del cálculo del numerador y denominador, no se comete error alguno ya que las operaciones que se realizan son sumas y restas. Para el caso de la división se implementó especialmente una rutina cuyo funcionamiento es descrito en la sección 7.6. El resultado de la división es una fuente de incertidumbre, dado que se puede especificar una cota máxima para el error pero este depende de cada división.

Conversión de d a Grados Mediante la Utilización de una Tabla

Ya que la conversión de d a grados se realiza mediante el uso de una tabla, surge una fuente de incertidumbre debido de que no se mapean todos los valores posibles de d a grados. Esto es a causa de las limitaciones de memoria del PIC16LF877-A. De los 16 bits de d calculados se consideran los primeros 12 bits, descartando los demás.

Posicionamiento Mediante Divisor

El posicionamiento del instrumento se realiza mediante la utilización de un divisor de tornaría. Este es colocado sobre una base diseñada especialmente para su fijación. Una vez fijado el divisor se monta el instrumento mediante abrazaderas roscadas. Se posiciona el divisor en 0° y es nivelado con un nivel cuya incertidumbre es 50 veces menor a la resolución del instrumento.

Aproximación de la Curva Experimental por un Modelo Matemático

La elaboración de un modelo matemático a partir de la curva obtenida experimentalmente, es sólo a fines del presente estudio por lo que se eligió el polinomio de forma tal que el error de aproximación fuera menor a una cota impuesta arbitrariamente.

Análisis de Aproximación

El modelo matemático se calcula utilizando el método de mínimos cuadrados implementado en *Matlab* en la función **polyfit**. Se utilizaron como parámetros de entrada el vector de inclinación, el promedio de las 10 series de medida y el grado del polinomio de aproximación. Este último parámetro se fue incrementando hasta disminuir el error de aproximación hasta un valor de 0.025° . Este último fue elegido de forma tal

de reducir su incidencia en la incertidumbre combinada encontrando un compromiso entre esta contribución y el grado del polinomio utilizado para el modelo. El polinomio que relaciona d con la inclinación ($I(^{\circ})$) se puede ver en la siguiente ecuación y sus coeficientes en la tabla 11.1.

$$I(^{\circ}) = a_0d^8 + a_1d^7 + a_2d^6 + a_3d^5 + a_4d^4 + a_5d^3 + a_6d^2 + a_7d + a_8 \quad (11.2)$$

Coeficiente	Valor
a0	-253.758249627235
a1	-723.505976486742
a2	66.330112881582
a3	156.004091079868
a4	10.765778206119
a5	-4.986061385144
a6	-3.526704989845
a7	-43.895050972947
a8	-.052526215768

Tabla 11.1: Coeficientes del polinomio utilizado para el modelo

Repetitibilidad de las Medidas

Se tomaron 10 series de medidas a una temperatura de $22 \pm 1^{\circ}\text{C}$ manteniendo el sistema físico sin variaciones. En cada serie de medidas se posiciona el instrumento en cada una de las 201 posiciones correspondientes a todo el rango de -20° a 20° con una resolución de 0.2° . En cada posición se realizan 10 medidas de inclinación las cuales son guardadas en un archivo. Estas 100 medidas por punto fueron promediadas para generar un vector en el que se encuentra la relación entre inclinación y d . Dicho vector es aproximado con un polinomio de octavo grado, calculado a través del método de mínimos cuadrados. Este polinomio es el modelo propuesto para el estudio de incertidumbre.

Es importante aclarar que la base del modelo son medidas afectadas por las propias fuentes de incertidumbre, que se tratan de cuantificar en este estudio. Pero el modelo está sostenido en la gran cantidad de datos adquiridos y cada punto del vector ajustado es el promedio de 100 medidas. Debido a que la adquisición de las 10 series de medida demandó varias horas se monitoreó permanentemente la temperatura y la tensión de alimentación, con el fin de asegurar la estabilidad del sistema durante las mediciones.

Otras Fuentes

Las fuentes de incertidumbre del sistema analógico tales como las imperfecciones de DC de los AO, desajuste de componentes electrónicos, etc, están consideradas estadísticamente en la sección de repetitibilidad de las medidas. Usualmente se denomina al análisis estadístico de datos obtenidos de mediciones, incertidumbre tipo A.

En la siguiente figura se puede observar el diagrama de organización de fuentes de incertidumbre.

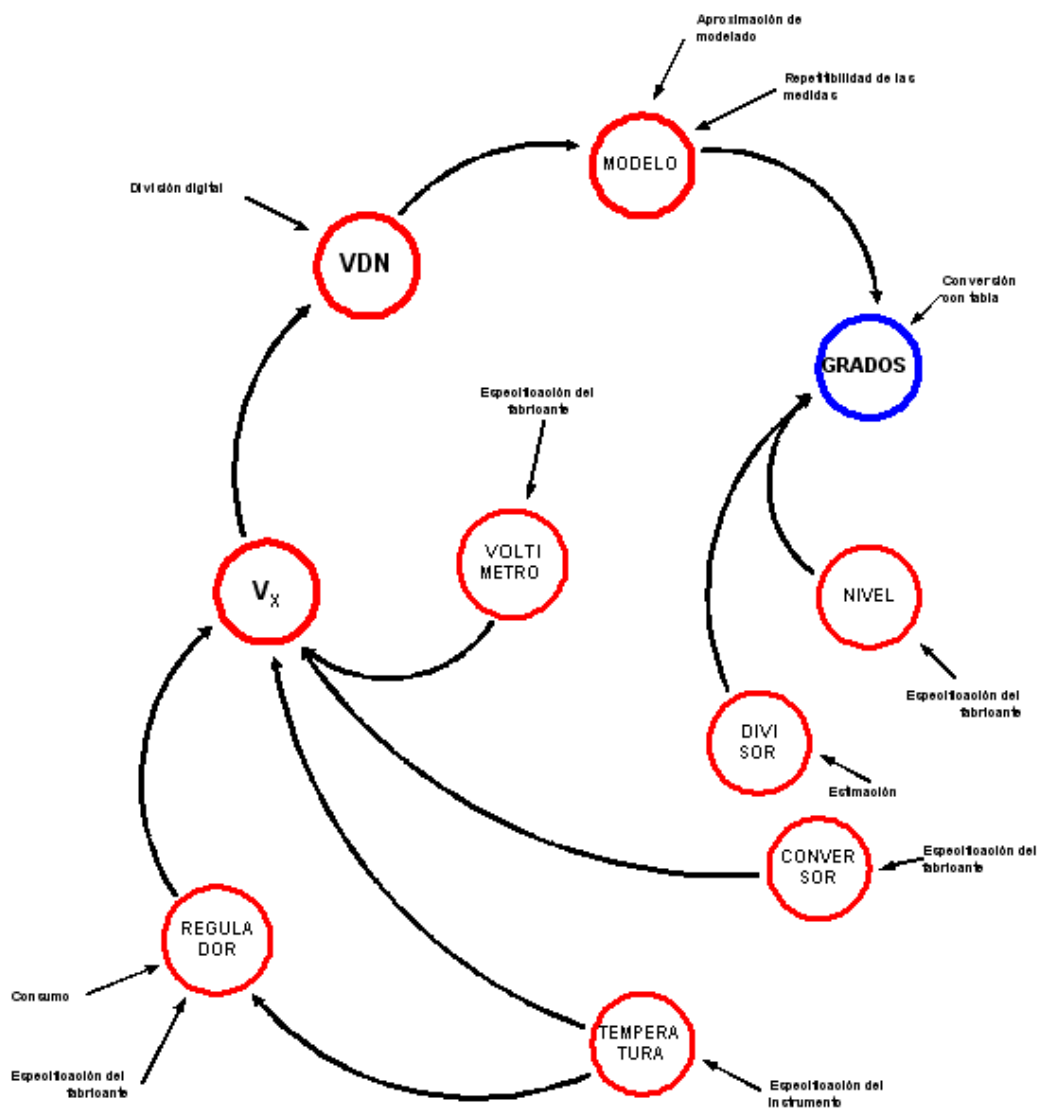


Figura 11.1: Organización de las fuentes de incertidumbre

11.5. Cuantificación de las Fuentes de Incertidumbre

Medición de la temperatura

Para este tipo de termocuplas el fabricante especifica una incertidumbre en la medición de $\pm(0.05 \% + 0.3 \text{ }^{\circ}\text{C})$ en el rango de $-50 \text{ }^{\circ}\text{C}$ a $1370 \text{ }^{\circ}\text{C}$. A $22 \text{ }^{\circ}\text{C}$ la incertidumbre es $0.31 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Reguladores de Tensión

El fabricante especifica una exactitud de 0.2% para los reguladores, lo cual equivale a 6.6 mV .

Como máxima desviación de temperatura se considera $1 \text{ }^{\circ}\text{C}$, a lo cual se suma la incertidumbre de la termocupla que corresponde a $0.3 \text{ }^{\circ}\text{C}$. La variación en la salida con la temperatura es de $50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ según [?]. El aporte a la incertidumbre debido al efecto de la variación de temperatura es de $1.3 \text{ }^{\circ}\text{C} \cdot 50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, lo cual corresponde a $216.78 \text{ } \mu\text{V}$.

El consumo de los amplificadores se especifica en [7] con un valor típico de $70 \text{ } \mu\text{A}$. La impedancia de entrada del conversor del PIC16F877A según [8], a la tensión de referencia utilizada es de $10 \text{ k}\Omega$. Considerando el máximo de tensión en los canales, el pico de corriente entregada al conversor es de 0.28 mA . El valor máximo de corriente entregado por el regulador es entonces 0.35 mA . El coeficiente de variación en la salida especificado en [?] es de $3 \text{ } \mu\text{V}/\text{mA}$, por lo que el valor de incertidumbre es de $10.5 \text{ } \mu\text{V}$.

Para el cálculo de la contribución del regulador a la incertidumbre se hace la suma cuadrática de las contribuciones de las tres fuentes, y el resultado es $u(T, I, U) \approx 6.60 \text{ mV}$

Incertidumbre en el Conversor A/D

El fabricante especifica el error absoluto del conversor A/D en [8] con un valor $< \pm 1 \text{ LSB}$. Este valor es especificado considerando 5.12 V de tensión de referencia. Para otros valores de tensión de referencia el fabricante advierte una degradación en el error especificado, pero no la cuantifica por lo que se usará el mismo valor que a 5.12 V . El conversor es de 10 bits lo cual corresponde a 1024 pasos de cuantización. Considerando una tensión de referencia de 3.3 V y 1024 pasos de cuantización, el valor de LSB es 3.22 mV . La contribución a la incertidumbre de esta fuente es 3.22 mV .

Incertidumbre del Voltímetro

La incertidumbre es especificada por el fabricante en la hoja de datos del instrumento [20]. En el caso del FLUKE 87 III, en el rango de medida utilizado, es $0.05 \% + 1 \text{ mV}$. Lo cual corresponde a 1.9 mV .

División Digital

Como se puede ver en la sección 7.6 la incertidumbre para la división se especifica con un valor de 2^{-16} VDN , lo cual corresponde a $15.26 \text{ } \mu\text{VDN}$.

Conversión de d a Grados Mediante la Utilización de una Tabla

La incertidumbre introducida al descartar los 4 últimos bits es 2^{-13} VDN, lo cual corresponde a 122.1μ VDN.

Posicionamiento Mediante Divisor

La incertidumbre del nivel de posicionamiento es 0.1 mm/m lo cual corresponde a $20''$. En cuanto a la incertidumbre del divisor no está especificada por lo que esta se estima como la mitad de la resolución del mismo, lo cual corresponde a $3'18''$.

Aproximación de la Curva Experimental por un Modelo Matemático

Análisis de Aproximación

Debido a que el modelo es construido como el ajuste del promedio de 10 series de medidas, este tiene asociado un error de aproximación en cada punto. La contribución a la incertidumbre se calcula como el máximo error de aproximación en todo el rango de medida. En la figura 11.2(b) se observa el error de aproximación para todo el rango de variación de d .

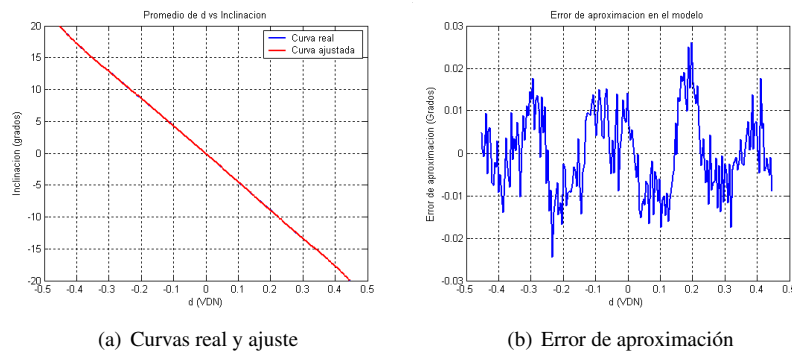


Figura 11.2: Curva del modelo y error de aproximación

El máximo error de aproximación es 0.025° lo cual corresponde a $1'33''$.

Repetitibilidad de las Medidas

Para cuantificar la contribución de esta fuente a la incertidumbre, se calcula la desviación estándar en cada punto donde se posiciona el instrumento. En la figura 11.3 se puede observar la desviación estándar calculada en cada punto, en función de la posición.

Como peor caso se considera la máxima desviación estándar, la cual tiene un valor de 1.498 mVDN. Debido a que se tomaron 10 series de medidas y en cada una de éstas, el valor de cada punto es el promedio de 10 valores, la desviación estándar se divide entre $\sqrt{10}$. La contribución a la incertidumbre es $S(\bar{R}) = 0,4737$ mVDN.

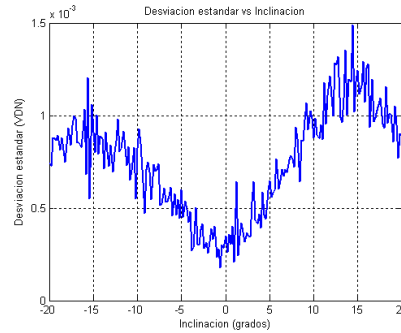


Figura 11.3: Comparación de las series con la media

11.6. Combinación de las Fuentes de Incertidumbre

Para calcular la contribución de todas las fuentes a la incertidumbre total, se calcula el coeficiente de sensibilidad de cada fuente. Los coeficientes de sensibilidad se calculan derivando el modelo respecto a cada una de las variables que según este estudio están afectadas por incertidumbre.

La incertidumbre se estima para el inclinómetro centrado (0°), el valor promedio de las magnitudes de entrada es:

$$V_1 = 1,934V$$

$$V_2 = 1,933V$$

$$T = 22^\circ C$$

Variación de la Tensión de Salida de los Reguladores de Tensión

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3487^\circ/V$$

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3545^\circ/V$$

Conversor A/D

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3487^\circ/V$$

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3545^\circ/V$$

Incertidumbre del Voltímetro

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3487^\circ/V$$

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3545^\circ/V$$

Tensión de Offset de los Amplificadores Operacionales

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3487^\circ/V$$

$$c_{V_1} = \left. \frac{\partial I}{\partial V_1} \right|_{I_0} = -11,3545^\circ/V$$

División Digital

$$c_d = \left. \frac{\partial I}{\partial d} \right|_{I_0} = 43,8951^\circ/d$$

Modelado Aproximación

$$0.02598^\circ$$

Modelado Repetibilidad de las Medidas

$$c_d = \left. \frac{\partial I}{\partial d} \right|_{I_0} = 43,8951^\circ/d$$

Conversión de VDN Mediante Tabla

$$c_d = \left. \frac{\partial I}{\partial d} \right|_{I_0} = 43,8951^\circ/d$$

Posicionamiento Mediante Divisor

$$0^\circ 2' \text{ y } 20.63''$$

La contribución de cada fuente se calcula multiplicando el coeficiente de sensibilidad por la incertidumbre de cada fuente, lo cual se puede ver en la siguiente tabla

Fuente	Distribución	Incertidumbre estándar $u(x_i)$	Coeficiente de sensibilidad $\delta^\circ/\delta x_i$	Contribución a la incertidumbre
Regulador (Ch1)	Rectangular	0,003811	11,349	0,043
Regulador (Ch2)	Rectangular	0,003811	11,355	0,043
Conversor A/D	Rectangular	0,001859	11,349	0,021
Conversor A/D	Rectangular	0,001859	11,359	0,021
Multímetro (Ch1)	Rectangular	0,001097	11,349	0,012
Multímetro (Ch2)	Rectangular	0,001097	11,349	0,012
División digital	Rectangular	0,000009	43,895	0,000
Aproximación	Rectangular	0,014434	1,000	0,014
Tabla	Rectangular	0,000007	43,895	0,000
Posicionamiento	Rectangular	0,028868	1,000	0,029
Repetitibilidad	Normal	0,000474	43,895	0,021

Tabla 11.2: Fuentes de incertidumbre con su valor correspondiente

La contribución de las fuentes de incertidumbre con distribución rectangular, fue dividida entre $\sqrt{3}$, según [17] y [18].

11.7. Estimación de la Incertidumbre Combinada

La incertidumbre combinada se calcula sumando el cuadrado de todas las incertidumbres de las fuentes y aplicando raíz cuadrada.

$$u_c(I) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (c_x \cdot u_x)^2}$$

Por lo que la incertidumbre combinada tiene un valor de $0,08^\circ$ lo cual corresponde a $4'48''$.

Se asigna como distribución de probabilidad una distribución normal, y se especificará la incertidumbre con un factor de cobertura de 2. **Entonces la incertidumbre es 0.16° o $9'36''$, con un factor de cobertura 2.**

CAPÍTULO 12

Descripción del Prototipo Final

A pesar de que el diseño final del instrumento no deja de ser un prototipo, el cual cumple con sus especificaciones técnicas, se tuvo especial cuidado en la apariencia exterior del mismo. Ante la dificultad de conseguir en plaza gabinetes adecuados a los requerimientos, optamos por adaptar un nivel comercial.

12.1. Materiales

El gabinete seleccionado para el montaje del prototipo definitivo es un perfil de aluminio, el cual cuenta con tapas laterales de PVC. Las piezas del sistema físico están construidas en acrílico negro. La elección de este material fue debido a que es un material robusto y permite lograr un alto nivel de exactitud en las dimensiones del sistema. Sumado a estas cualidades tiene las propiedades de bloquear el ingreso de luz desde el exterior y minimizar las reflexiones internas.

En el proceso de maquinado del acrílico, se crean pequeñas “rayas” en la superficie, lo que produce como consecuencia una textura similar a la usualmente denominada mate. Los tubos de acrílico están fabricados a partir de barras transparentes de sección cuadrada de 10 mm de lado.

12.2. Gabinete Definitivo del Inclínómetro

Para la fijación al perfil de aluminio de los distintos componentes del instrumento, se debieron realizar apliques y perforaciones al mismo. En la parte frontal se realizaron tres perforaciones rectangulares con el fin de alojar el LCD y los dos botones de control. En la parte posterior se realizó una perforación por donde se introducen el resto de los componentes. La misma es cerrada con un aplique de acrílico, sobre el cual están montados el sistema físico y la placa del circuito electrónico. En la figura 12.1 se puede observar el perfil perforado y el aplique.

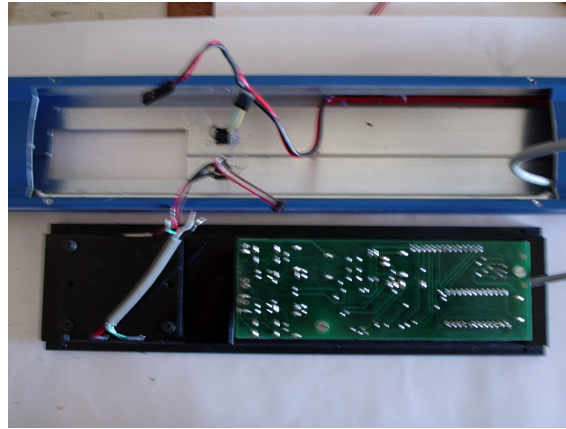


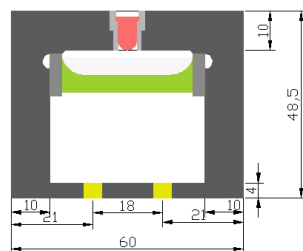
Figura 12.1: Perfil perforado, aplique con la placa y el sistema físico montados

12.3. Sistema Físico

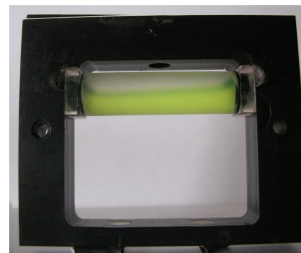
El sistema físico definitivo está constituido por:

- Un soporte.
- Un tubo de acrílico.
- Un soporte para LED.
- Tapas laterales.

La construcción de la base del sistema físico se implementó en una única pieza de acrílico de 10 mm de espesor, para eliminar los problemas de alineación.



(a) Plano del sistema físico definitivo



(b) Foto del sistema físico definitivo

Figura 12.2: Base definitiva del sistema físico (soporte)

Las dimensiones definitivas fueron obtenidas de las pruebas realizadas en el proceso de diseño estudiado en el capítulo 3. Estas dimensiones pueden observarse en el plano de la figura 12.2(a). Los FDs están fijados en perforaciones cuyo diámetro varía con la profundidad. Con esto se logra un punto de apoyo adicional mejorando el centrado del FD.

Durante los ajustes finales se encontró que la simetría del sistema depende significativamente de la orientación del LED. Debido a esto es de vital importancia que el LED no sufra ningún tipo de movimiento y a su vez era necesario en su etapa de instalación girarlo sobre su propio eje de revolución, para obtener una correcta alineación. Se diseñó una pieza especial que lo contiene y a su vez es posible girarla manteniendo el LED fijo dentro de ella. Se pueden ver en la figura 12.3 los cortes de la nueva pieza.

Una vez determinada la posición óptima la pieza es posible fijarla de manera definitiva a la base de forma tal de asegurarnos que no sufrirá movimiento alguno. Para lograr los requerimientos mencionados respecto a la colocación del LED en esta pieza, se realizaron a la misma perforaciones de tres diámetros diferentes. Debido a la forma cónica del LED los tres diámetros mencionados de la pieza permiten que este haga contacto en diferentes zonas de la misma, lo que hace prácticamente imposible que el LED experimente algún movimiento luego de haber sido montado.

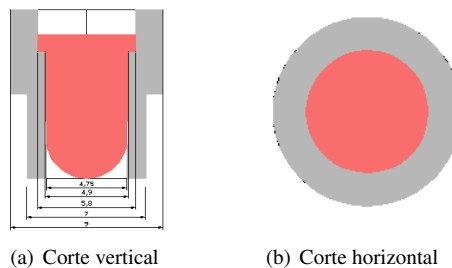


Figura 12.3: Base móvil utilizada en el desarrollo

Disponiendo de esta nueva funcionalidad para el ajuste mecánico final del sistema físico se posiciona el inclinómetro en 0° y se rota la pieza conteniendo el LED hasta que las tensiones a la entrada del conversor A/D se igualen. Como ajuste adicional para eliminar las pequeñas asimetrías restantes después del ajuste mecánico del sistema físico, se introdujo un *preset multivueltas* en el sistema analógico de manera de poder corregir también asimetrías electrónicamente.

12.4. Tubo de Acrílico

El tubo de acrílico está construido en base a una barra transparente de sección cuadrada de 10 mm de lado. En la figura 12.4 se puede observar el plano y la foto del mismo.

El proceso de fabricación comienza con la perforación interior en la cual va a estar contenida la mezcla liquido-aire. Este proceso se realiza en varias etapas, aumentando el diámetro de la mecha de perforación en cada pasada. El proceso de pulido interior comienza con un rectificado de la perforación mediante la utilización de un escariador¹. En la última etapa se pule a mano el interior con pasta de dientes hasta lograr una superficie uniforme.

¹Escariador herramienta que permite rectificar el interior de una perforación

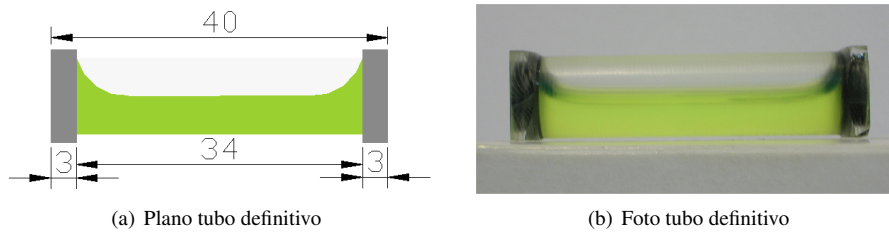


Figura 12.4: Tubo de acrílico fabricado

El torneado exterior con el fin de esmerilar el tubo se realiza con una herramienta en punta la cual es instalada en el propio torno. Este proceso se hace solo en la parte central del tubo de forma de mantener los bordes cuadrados para la posterior alineación. El avance del torno es regulado para generar el esmerilado requerido. Luego de haber introducido la cantidad de líquido especificada en el capítulo 3, colocando primero uno de los tapones, se procede a tapar definitivamente el tubo sellando los mismos con cloroformo² de manera de asegurar que el tubo no presente pérdidas.

12.5. Tapas Laterales

Las tapas laterales están construidas en acrílico negro de 1.7 mm, estas han sido lijadas circularmente para reducir los reflejos.

12.6. Módulo USB

El módulo USB se fijó a una de las tapas laterales de PVC del perfil. Las conexiones eléctricas entre el módulo y la placa se realiza mediante conductores flexibles con el fin de permitir desmontar la pieza.

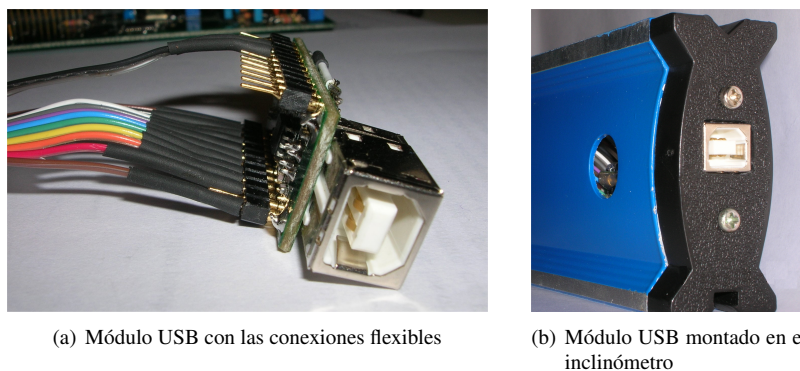
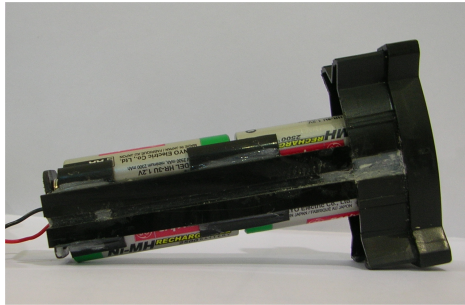


Figura 12.5: Módulo USB

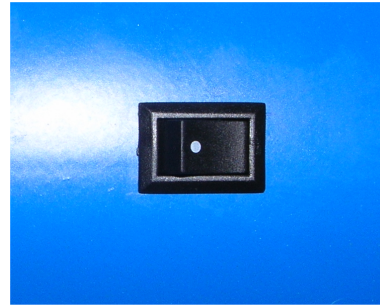
²El cloroformo es el líquido más utilizado para el pegado de piezas de acrílico

12.7. Alimentación

Para la alimentación del sistema se utilizan 4 pilas AA, estas se colocan en un porta pilas el cual está montado en la tapa lateral restante del perfil. La desconexión de la alimentación se realiza mediante un interruptor fijado en la parte posterior del perfil.



(a) Pilas AA y montaje a la tapa lateral

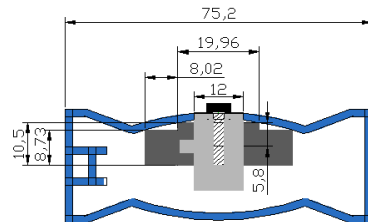


(b) Interruptor de alimentación

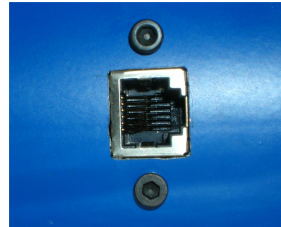
Figura 12.6: Sistema de alimentación del inclinómetro

12.8. Conector de Programación

El conector *hembra* de programación está montado sobre un soporte de acrílico situado en el interior del perfil fijado con dos tornillos al exterior. Se realizó una perforación al perfil de forma tal de permitir la conexión del conector *macho*.



(a) Plano del soporte interno de conector de programación



(b) Foto del conector de programación

Figura 12.7: Conector de programación

Como se mencionó en el capítulo 3, es importante recalcar el hecho de que las piezas del sistema físico fueron diseñadas sin la dependencia de ningún otro proveedor a excepción del suministro de acrílico.

En las figuras a continuación se pueden observar las vistas frontal y posterior del prototipo final.



(a) Vista frontal



(b) Vista posterior

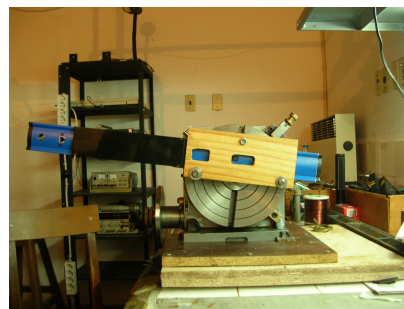
Figura 12.8: Vistas del prototipo final

12.9. El Divisor de Tornería como Patrón para la Medida de la Inclinación

A lo largo del proyecto utilizamos dos divisores de tornería para realizar las medidas de la inclinación del instrumento con el fin de obtener la caracterización del mismo. A su vez realizamos una búsqueda de algún otro instrumento para utilizar de *patrón*, del que tuviéramos más información acerca de su incertidumbre y al que pudiéramos manejar con una resolución lo suficientemente menor a la resolución buscada para el instrumento a diseñar. Uno de los intentos fue consultar en el IET (Instituto de Estructuras y Transporte). Los instrumentos para la medida de la inclinación que utilizan en el IET son llamados clinómetros. Estos son básicamente niveles de gran precisión para medir variaciones en la inclinación de una determinada superficie. A pesar de esto, no se adaptaban a nuestras necesidades ya que necesitábamos montar nuestro instrumento sobre el supuesto patrón, lo que resultó imposible de realizar.



(a) Vista lateral



(b) Vista frontal

Figura 12.9: Divisor de tornería con el instrumento montado

Por esta razón decidimos seguir utilizando uno de los *divisores* como referencia para la caracterización y otros estudios. Este permite variar la inclinación del instrumento de a 0,2 grados. Previo a realizar medidas el mismo fue montado y nivelado con

un nivel de precisión (0,1 mm/m) sobre una base de madera especialmente fabricada. Este sistema se puede ver en las figuras 12.9(a) y 12.9(b).

La limitación en encontrar un sistema patrón que nos permitiera pasos de a 0,1 grado fue una de las razones por la cual no fue posible calibrar el inclinómetro con esa resolución. El divisor posee una rueda perforada que permite elegir giros de diferentes valores. Luego moviendo una manivela es posible realizar las medidas desde -20° a 20° con pasos de a $0,2^\circ$ pero no de a $0,1^\circ$.

12.10. Circuito Impreso / Criterios de Diseño

El diseño del circuito impreso tuvo varias etapas durante el desarrollo del instrumento. En un principio desarrollamos algunas versiones de circuitos que solo contenían el sistema analógico y mediante el osciloscopio se realizaban las medidas, estando este conectado al PC por medio de un puerto serie. Hasta ese momento el procesamiento numérico se realizaba por medio de *Matlab*. Luego se incorporó al diseño el microcontrolador, donde ya se realizaba la conversión A/D de los canales, lo que permitía analizar el comportamiento del instrumento con el procesamiento del PIC. Este fue un paso importante ya que más allá de poder caracterizar el sistema por medio de la curva “VDN vs. Inclinación” calculada mediante *Matlab*, debíamos poder realizar este procesamiento mediante el microcontrolador y depurarlo. Finalmente cuando se incorporaron el módulo USB para realizar la interfaz con el PC, el LCD para desplegar la inclinación y demás componentes creímos conveniente delegar esta tarea a una empresa especializada en la fabricación de circuitos impresos. Debido a esto último, a nosotros solo nos quedó la tarea de diseñar el circuito. Para esto hay que tener ciertos cuidados con el fin de evitar que la señal se degrade más de lo tolerable. Los problemas se acentúan cuando se manejan señales analógicas y digitales en un mismo circuito. Los criterios de diseño tienen el fin de minimizar el ruido, la interferencia, evitar caídas de tensión debido al largo de las pistas, evitar acoplamiento entre pistas diferentes, etc.

También es cierto que dependiendo de la aplicación en particular, de los distintos componentes que se utilicen, de las dimensiones del circuito impreso y otro tipo de restricciones, hay ciertas medidas para mitigar los efectos adversos mencionados que pueden transformarse en un problema para el diseñador.

En las próximas secciones comentaremos los criterios que fueron tenidos en cuenta en el diseño del circuito para nuestra aplicación en particular, habiendo contemplado con especial cuidado los efectos que pueden degradar la señal proveniente de los FDs.

12.10.1. El Circuito Impreso. Layout

El *layout* fue realizado con la versión 4.09 de *EAGLE*, mediante *ruteo* manual, ya que la función automática de ruteo (*auto routing*) generalmente no producen buenos resultados cuando los circuitos adquieren cierto grado de complejidad.

En la figura 12.10 se puede observar el circuito impreso diseñado, donde se identifican los bloques o componentes más relevantes, siendo las pistas de color rojo las correspondientes a la capa inferior (*bottom*) mientras que las azules corresponden a la capa superior (*top*). Las medidas del mismo son 14,3 cm de largo por 4,8 cm de ancho. Estas dimensiones que pueden parecer desproporcionadas en un principio se hacen evidentes al observar el nivel comercial al que se debió adaptar (ver capítulo 12).

Si analizamos el circuito de abajo hacia arriba, podemos observar en la parte inferior la entrada de las señales provenientes de los FDs. Estas son llevadas al sistema analógico formado por el amplificador de corriente y el filtro pasa-bajos. Como primer medida se puede observar que este bloque mantiene una cierta distancia del resto del circuito ya que es el que realiza el procesamiento analógico y siempre es recomendable separar circuitos con electrónica analógica de circuitos digitales. Esto es debido a que estos últimos por su naturaleza generan señales de alta frecuencia en los momentos donde se dan cambios de estados en sus señales. Estas componentes de alta frecuencia son transmitidas por medio de los caminos de alimentación, principalmente el camino de tierra hacia el circuito analógico generando el llamado *switching noise*.

El integrado con los cuatro amplificadores utilizados en el SA posee un condensador de $0,1 \mu F$ en los pines de alimentación, llamado condensador de desacople, el que cumple dos funciones de igual importancia. La primera es evitar un

caída en la tensión de alimentación en momentos donde el circuito demanda *picos* de corriente y la segunda es que cumple la función de filtro pasa bajos con respecto al ruido que se presenta en la alimentación del circuito integrado en cuestión. Este condensador debe ser colocado lo más cerca posible del integrado a alimentar procurando que las pistas que los conectan sean lo más anchas posibles, siendo este último criterio válido para todas los caminos de alimentación. También se puede observar el condensador de desacople instalado en los pines principales de alimentación con el mismo valor anteriormente mencionado.

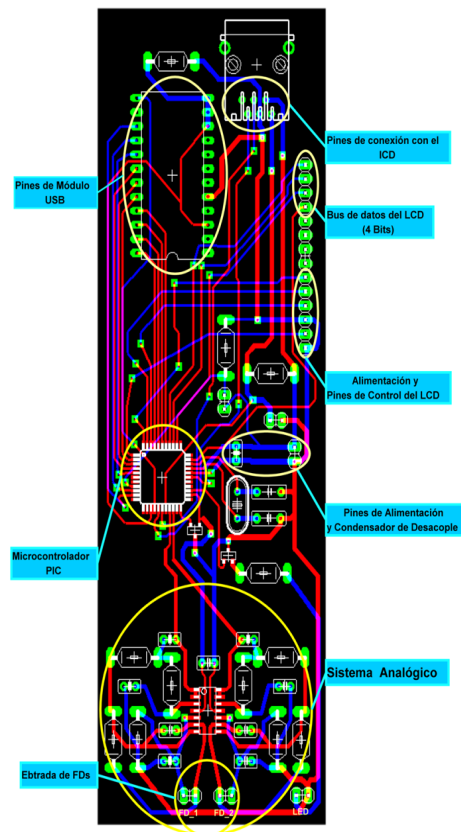


Figura 12.10: El circuito Impreso

Se tuvo en cuenta la simetría del SF, y tomando el SA como su continuación, se respetó esta simetría a la hora de disponer los componentes, las pistas y el integrado que contiene los AOs, para luego enviar las salidas del filtro al microcontrolador.

Se puede decir que los pines de alimentación, el microcontrolador y el oscilador que le suministra la señal de reloj, hacen de frontera entre la zona analógica y la zona digital. Esta se puede ver en la zona superior del impreso formado principalmente por los pines del módulo USB y los pines del módulo LCD. Los pines que reciben la alimentación de las baterías son los que unen los caminos de tierra y alimentación del sistema digital y del analógico, siendo este otro de los criterios importantes en el diseño de un circuito con señales mixtas.

A modo de síntesis se realiza una lista de los criterios más importantes tenidos en cuenta en el diseño:

- Realizar los caminos de alimentación lo más ancho posible para evitar efectos resistivos.
- Conectar los caminos de alimentación de la parte analógica y digital en un único punto, lo más cerca posible de la alimentación principal del circuito.
- Llevar las pistas de señal en una de las capas y las de alimentación por la otra, evitando *loops* y ángulos rectos. También es importante mantenerlas lo más cortas posible.
- Instalar condensadores de desacople lo más cerca posible de los pines de alimentación en todos los dispositivos que requieran alimentación.
- Separar los bloques de señal analógica de los de señal digital.

A continuación podemos ver una secuencia de las distintas placas diseñadas en todo el proceso y en la figura 12.11(c) se ve una imagen del circuito definitivo en sus caras *top* y *bottom*. Los últimos dos circuitos impresos diseñados poseen la ventaja adicional de una capa *anti-soldante*. Esta protege las pistas y además permite soldar todos los componentes de tal manera que el estaño no excede la zona donde se encuentra el cobre descubierto (*pad*), evitando cortocircuitos entre pads cercanos. Sobre esta capa se imprimen las leyendas de los distintos componentes e integrados.

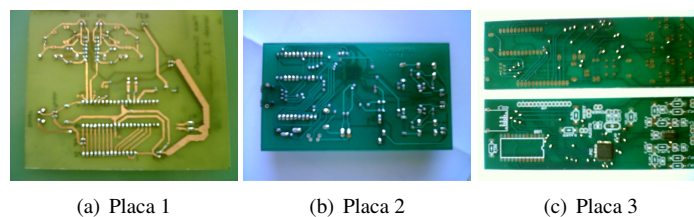


Figura 12.11: Circuitos impresos utilizados en el desarrollo del instrumento.

12.10.2. Esquemático

En la siguiente página se muestra el esquemático del circuito general, el que incluye tablas con la asignación de pines del integrado *TLC27L9*, del módulo USB *DLP245M*, del *In-Circuit Debugger* (ICD) y una tabla con los valores de los componentes utilizados.

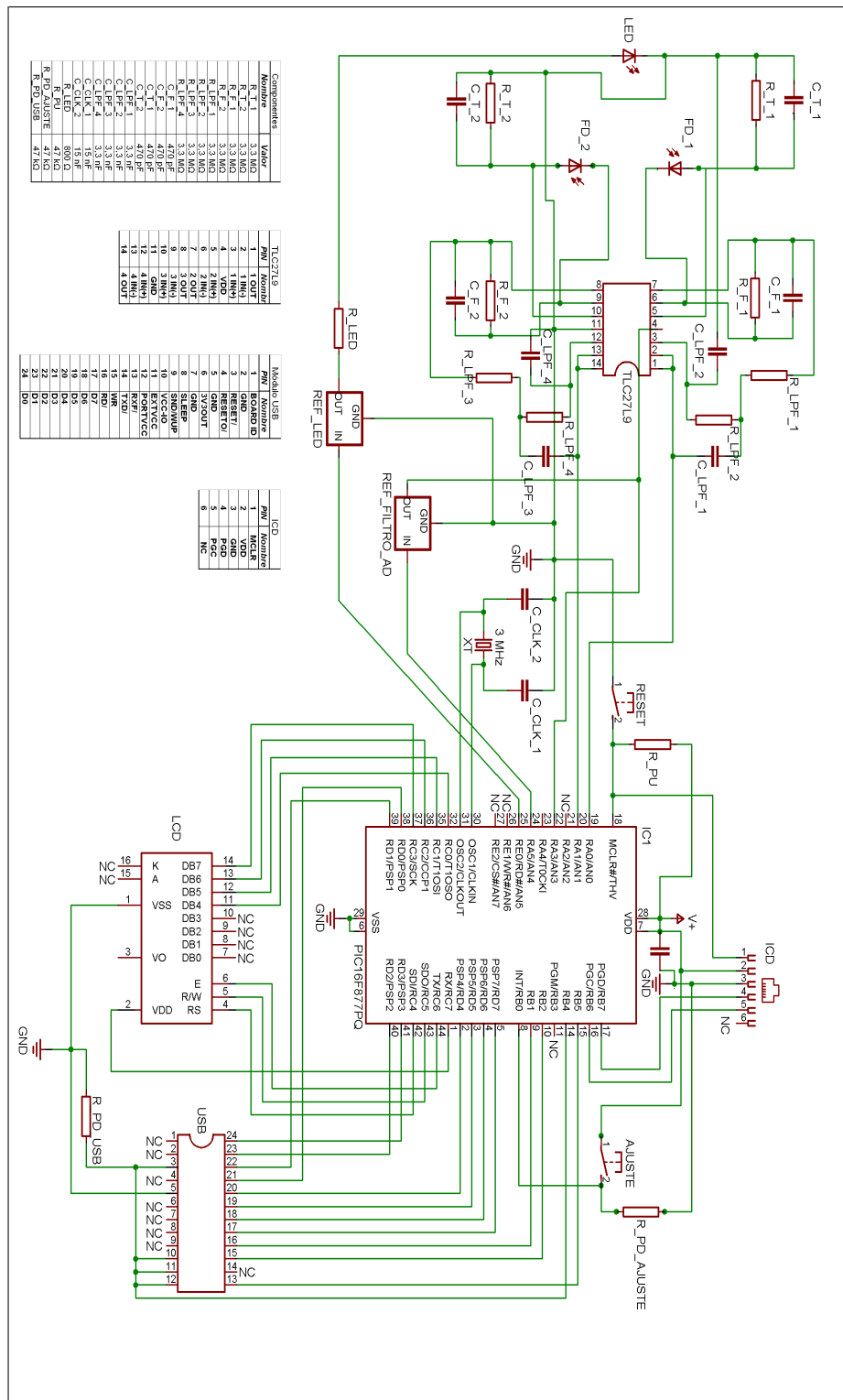


Figura 12.12: Esquemático del circuito Impreso

12.11. Análisis de Costos del Prototipo

A pesar de que el desarrollo del prototipo está enmarcado en un Proyecto de Fin de Carrera para obtener el título de Ingeniero, resulta conveniente realizar un estudio sobre el costo del mismo, analizando los distintos componentes que lo integran. Esto se hace necesario ya que este tipo de desarrollos surgen generalmente de una necesidad práctica, en este caso la medida de la inclinación en diferentes aplicaciones y poseen la potencialidad de ser fabricados para su comercialización.

Un estudio de costos profundo requeriría un conocimiento mayor de los distintos proveedores, los costos de importación y transporte de algunos componentes, la mano de obra utilizada, el manejo del stock de la materia prima y de los componentes y otras tantas consideraciones más. Este tipo de estudio requiere un conocimiento profesional en *contabilidad de costos*, lo que excede el alcance de este proyecto y nuestros conocimientos en esa materia. Cabe aclarar que el no considerar el aporte de estos factores y fundamentalmente el costo por mano de obra puede distorsionar el resultado del costo global que se obtenga. Esto se debe a que este prototipo tiene un proceso de fabricación de piezas y de montaje significativo.

12.11.1. Costo del Prototipo

Componente	Cantidad	Costo por unidad (US\$)	Costo (US\$)
Nivel Comercial	1	30	30
Módulo USB (DLP245)	1	25	25
Display LCD Optrex	1	35	35
PIC16LF877-A	1	8	8
TLC27L9	1	1,78	1,78
Reguladores de tensión (REF3033)	2	1,50	3
Resistencias (1/4 Watt)	11	0,0184	0,2024
Presets Multivuelta	2	1,6	3,2
Condensadores cerámicos	6	0,13	0,78
Condensadores de poliester	4	0,1152	0,46
Oscilador de cuarzo	1	1,92	1,92
Portapila AAx4	1	2	2
Baterías AA recargables	4	4,6	18,24
Llave ON/OFF unipolar	1	0,4	0,4
Pulsadores	2	1	2
Fotodiodos (PNZ300F)	2	4	8
LED	1	0,5	0,5
Acrílico y tornillos	-	-	10
Conectores y cables	-	-	4
Circuito Impreso	1	40	40
TOTAL			194,5

Tabla 12.1: Tabla de Costos

Para realizar el estudio de costos del desarrollo total solo se tendrán en cuenta los gastos generados en la compra de los componentes, tomados en dólares (1 US\$ = 25 \$U). En la tabla 12.1 se muestran los distintos componentes utilizados, su costo unitario y

el costo final en los componentes donde se utiliza más de una unidad.

El costo total del prototipo es de **US\$ 194,5** volviendo a remarcar que no se agrega el costo de mano de obra. Algunos precios fueron tomados de [21, 22], ya que en nuestro caso se utilizan componentes que no presentaron costos por ser *muestras gratis* como ser los integrados de la empresa *Texas Instruments*, el microcontrolador PIC de *Microchip*, los cables y los conectores utilizados de *Samtec*. También otros componentes como los fotodiodos y el módulo USB fueron adquiridos vía *internet* en [21, 22] respectivamente.

Finalmente otro aspecto importante es el de la escalabilidad respecto de la producción del instrumento. Si se piensa en desarrollar el prototipo con fines comerciales, muchos de los precios mostrados en la tabla se reducirían dependiendo de la *cantidad* de instrumentos a producir y del *stock* que se realice para cada componente.

CAPÍTULO 13

Interfaz con el Usuario

13.1. Introducción

Más allá de que el desarrollo de este instrumento está enmarcado en un proyecto de fin de carrera y tiene como intención que el estudiante haga sus primeras armas en trabajos de ingeniería, no hay que perder de vista que el Inclínómetro está pensado para brindarle información específica al **usuario**. Debido a esto se desarrolló una *interfaz con el usuario* de manera de que este pueda obtener fácil acceso al resultado de la medida.

Como primera opción se desarrolló una comunicación entre el microcontrolador y un LCD (Liquid Crystal Display), que montado en el propio instrumento, despliega la inclinación en grados.

Luego, a consecuencia de la necesidad de desarrollar una comunicación con el PC (mediante un módulo USB) para poder obtener las medidas del prototipo a lo largo de todo el desarrollo y realizar variados análisis, se consideró oportuno desarrollar una interfaz con el usuario mediante el PC. Esto permite, además de desplegar la medida de manera más agradable en comparación con el LCD, mayor flexibilidad en el modo de adquirir las medidas, ya que estas pueden ser almacenadas en memoria. Teniendo esta posibilidad de almacenamiento, el usuario podría optar por diferentes alternativas como configurar el instrumento de modo que realice medidas por un período de tiempo de duración ajustable a su elección, en función de sus necesidades, realizar medidas de manera continua, elegir períodos alternados de medidas, etc.

Este capítulo comienza describiendo las principales características del LCD y su comunicación con el microcontrolador, para luego realizar las mismas especificaciones para el módulo USB.

13.2. Display de Cristal Líquido (LCD)

El LCD es utilizado como un método básico de comunicación que permite brindar mensajes no muy extensos mediante un display de dos líneas de 16 caracteres alfanuméricos (16x2). El fabricante del LCD utilizado es *Optrex Corporation* y la información detallada se puede ver en [10]. El modelo es el *DMC-16249* y las características eléctricas más relevantes se muestran en la siguiente tabla:

Parámetro	Símbolo	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Tensión de alimentación	$V_{cc} - V_{ss}$	4.5	-	5.5	Volts
Tensión de entrada de nivel alto	V_{IH}	4.2	-	V_{cc}	Volts
Tensión de entrada de nivel bajo	V_{IL}	0	-	0.6	Volts
Corriente de alimentación	I_{cc}	-	2.0	3.0	mA

Tabla 13.1: Características principales del módulo LCD

En la figura 13.1 podemos observar un diagrama de bloques del *DMC-16249*. Este se divide en tres bloques básicos. Un controlador (HD44780 de Hitachi) equipado con una memoria ROM y otra RAM, CGROM (Character Generator ROM) y CGRAM (Character Generator RAM) respectivamente. Además posee una memoria DDRAM (Display Data RAM) que almacena los caracteres a ser desplegados. El panel LCD (LCDP) es comandado por el HD44780 y posee para cada carácter un registro asociado de 8 bits en la DDRAM. Finalmente podemos observar el sistema de alimentación con la función de contraste incluida.

La CGROM viene configurada por defecto con el código ASCII codificado con palabras de 8 bits. Por otro lado la CGRAM brinda la posibilidad de crear hasta 8 caracteres especiales por el usuario.

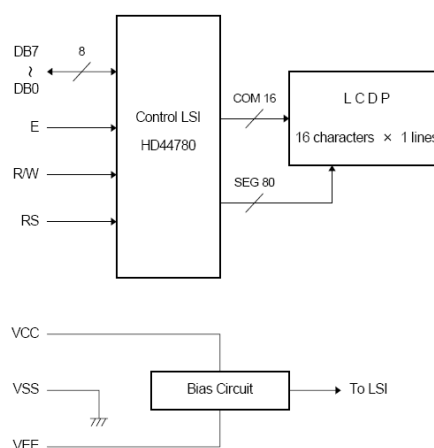


Figura 13.1: Diagrama de bloques del módulo LCD

El módulo posee 14 pines, los cuales son utilizados para brindarle alimentación, realizar el control e intercambiar datos con el microcontrolador. En la tabla 13.2 se muestra el nombre de cada uno de los pines y a continuación de esta se brinda una breve descripción los mismos.

Número de Pin	Nombre (LCD)	Nombre (PIC)
1	V_{ss}	-
2	V_{cc}	RC7
3	V_{ee}	-
4	RS	RC4
5	R/W	RC5
6	E	RC6
7	DB0	-
8	DB1	-
9	DB2	-
10	DB3	-
11	DB4	RC0
12	DB5	RC1
13	DB6	RC2
14	DB7	RC3

Tabla 13.2: Número de pines y su nombre correspondiente

- PIN 1 (V_{ss}): GND
- PIN 2 (V_{cc}): 5 Volt (Típico)
- PIN 3 (V_{ee}): Contraste
- PIN 4 (RS: Register Select)
 - 1 = Intercambio de datos
 - 0 = Indica que la palabra enviada es un comando
- PIN 5 (R/W: Read/Write)
 - 1 = Lectura del módulo LCD
 - 0 = Escritura al módulo LCD
- PIN 6 (E: Enable): Señal de comienzo de operación (lectura o escritura).
- PIN 7 ... 10 (DB0 ... DB3): Parte baja del bus de datos. En la operación de 4 bits estos pines no son utilizados.
- PIN 11 ... 14 (DB4 ... DB7): Parte alta del bus de datos. En la operación de 4 bits estos pines son los utilizados para la comunicación de datos y comandos.

En nuestro caso, con el fin de simplificar el diseño de la placa electrónica se utiliza una comunicación de 4 bits, por lo que los pines del 7 al 10 no se utilizan. Este módulo LCD permite la comunicación bi-direccional por lo que implementa una función que indica si el controlador está ocupado realizando una tarea. Esta función se implementa mediante el pin 14 (DB7) y es denominada *busy-flag*, indicando que el controlador quedó desocupado para seguir recibiendo instrucciones cuando su nivel lógico pasa de

1 a 0. Mientras esta bandera se encuentra en 1 el controlador se encuentra realizando una operación interna y la siguiente instrucción no será aceptada. A pesar de esta funcionalidad que optimiza los tiempos, decidimos no utilizarla y esperar un tiempo prudencial para ejecutar la siguiente instrucción.

Para finalizar mostramos en la figura 13.2 una imagen del módulo LCD que se encuentra montado en el Inclínómetro.



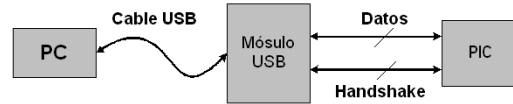
Figura 13.2: Imagen del módulo LCD utilizado

13.3. Módulo USB

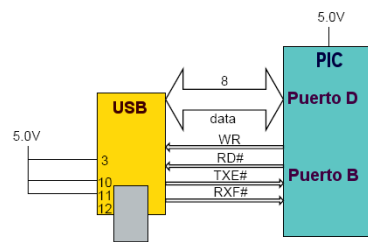
Debido al gran número de medidas realizadas, en función de los distintos estudios, surgió la necesidad de abandonar el sistema que se venía utilizando. Este consistía en una comunicación con el PC por medio del puerto paralelo, el que resultó muy lento a la hora de la transferencia de datos. Por esta razón se decidió migrar a un sistema que permitiese una tasa de transferencia de datos mayor. Hoy en día el mecanismo que la gran mayoría de los fabricantes que desarrollan aplicaciones que necesitan vincularse con un PC para el intercambio de datos, utilizan la comunicación por el puerto USB (Universal Serial Bus). Para nuestra aplicación esto presentaba dos ventajas. Por un lado nos permitiría realizar las medidas necesarias para el desarrollo en un tiempo considerablemente menor, optimizando el tiempo de trabajo y por otro nos dejaba la puerta abierta para el desarrollo de una interfaz con el usuario de manera de mejorar el mecanismo de medida, ya que solo desplegar el resultado de la misma por el módulo LCD limitaría demasiado las aplicaciones del instrumento.

En la figura 13.3 podemos observar la configuración básica de interfaz entre el PIC16LF877-A y el PC, junto con la conexión de pines entre el microcontrolador y el módulo USB.

El módulo elegido para adaptar al sistema es el DLP-USB245M y la información específica se puede encontrar en [23]. La velocidad de transmisión máxima que permite el módulo es de 8 Mbps, en su configuración por defecto dada por USB 1.1. Se tiene la opción de llevarlo a USB 2.0 (Full Speed Option) donde la velocidad máxima es de 12 Mbps. A su vez, el dispositivo cuenta con dos buffers FIFO, uno de transmisión y otro de recepción. El FIFO de transmisión (a donde el PC envía los datos) es de 128 bytes mientras que el de recepción es de 384 bytes (a donde el PIC envía los datos). El *handshake* entre la aplicación y el módulo se implementa en base a cuatro señales: RD/, WR, RXF/, TXE/. Sus funciones se explican a continuación y en la figura 13.4 se pueden ubicar en la placa eléctrica del módulo estos pines junto con el resto de los pines que lo conforman:



(a) Diagrama de bloques



(b) Conexiones

Figura 13.3: Interfaz entre el PC y el microcontrolador mediante el módulo USB

- **RD/** (Entrada para el módulo USB): pone a disposición en el bus de datos el primer dato disponible en el FIFO de recepción (datos hacia el PIC).
- **WR** (Entrada para el módulo USB): escribe el dato que se encuentra en el bus de datos D7 ... D0 al FIFO de transmisión (datos desde el PIC).
- **TXE/** (Salida para el módulo USB): cuando la señal está en 1 indica que el FIFO de transmisión está lleno, por lo tanto todo dato que se escriba desde el PIC, mediante la señal WR será descartado.
- **RXF/** (Salida para el módulo USB): indica cuando hay datos disponible para ser retirados por el PIC, desde el FIFO de recepción.

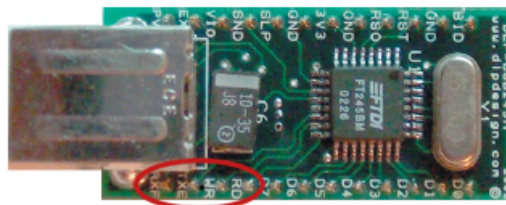


Figura 13.4: Imagen del módulo USB utilizado

En la figura 13.3 se pueden observar las señales involucradas en los ciclos de lectura y escritura del módulo USB. Analizando primero el ciclo de lectura en la figura 13.5(a) observamos que una vez que el módulo bajó la señal RXF/, indicando que hay datos a ser leídos en el buffer de recepción, podemos indicarle al módulo que se realizará la

lectura llevando la señal RD/ a cero, teniendo un período activo de por lo menos 50 ns. Después de bajar la señal RD/ pasarán 30 ns hasta que el módulo tenga los datos prontos para ser leídos y los mantendrá un tiempo mínimo de 10 ns luego de que RD/ volvió a 1. También, luego de que RD/ paso a su estado inactivo, el módulo subirá la señal RXF/ en un tiempo mayor a 25 ns y estará inactiva al menos 80 ns antes de indicar que tiene más datos prontos para ser leídos.

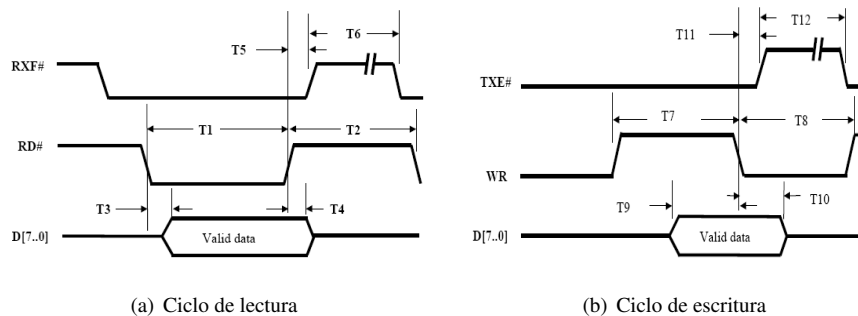


Figura 13.5: Diagramas de tiempo del módulo USB

Analizando ahora el ciclo de escritura en la figura 13.5(b) observamos que mientras la señal TXE/ esté en el nivel bajo el módulo puede seguir recibiendo datos en su buffer de transmisión. El ciclo comienza cuando se sube la señal WR con un mínimo de duración de 50 ns. Los datos deben estar estables al menos 20 ns antes de que WR vuelva a su estado inactivo (0) y se deben mantener al menos 10 ns luego de bajar esta señal WR. También pasarán entre 5 y 25 ns para que la señal TXE pase a su estado inactivo. Se mantendrá en este estado como mínimo 80 ns hasta habilitar el buffer para una nueva escritura. Para escribir el siguiente dato es necesario esperar los 80 ns que la señal TXE se encuentra inactiva sumado a los 50 ns que se deben esperar desde que la señal WR pasó a su estado inactivo, en un período llamado de pre-carga (WR to WR Pre-Charge time). Teniendo en cuenta que el microcontrolador PIC trabaja a 3 MHz, no habrá problemas para cumplir con los tiempos especificados ya que un período de reloj (4 ciclos Q) del PIC16LF877-A equivale a 1,33 μ s.

El módulo USB también posee una función llamada VCP (Virtual Comm Port) implementada por medio de la instalación de los *drivers* correspondientes al sistema operativo utilizado. Una vez instalados estos drivers en el PC donde se utilizará la aplicación, el software desarrollado en Visual Basic puede ver a la aplicación que incorpora al módulo USB, como un puerto COM estándar y así poder utilizar los comandos correspondientes al manejo de este tipo de puertos.

13.4. Interfaz Gráfica y Adquisición de Datos

A su vez se desarrolló una aplicación en el lenguaje de programación *Visual Basic*, la cual permite transmitir datos desde el PC hacia el microcontrolador y recibir datos desde el mismo. Este programa tiene desarrollada una interfaz gráfica que permite al

usuario obtener la medida en diferentes modalidades. En la siguiente figura se puede observar la versión preliminar de esta interfaz. En esta se muestra el estado de conexión del instrumento indicado por un cuadro verde que simula la luz de conectado, pudiendo también estar en color rojo, lo que indica que el instrumento está desconectado. En la ventana central se indica, en tiempo real, la medida de inclinación recibida desde el instrumento. Uno de los sentidos de la inclinación se indica con el signo de menos y en el otro no se incluye signo. Esto probablemente sea reemplazado por un imagen del propio inclinómetro, indicando el sentido de la inclinación. El resto de los cuadros son utilizados para elegir la cantidad de medidas a realizar los que también serán reemplazados en versiones posteriores por cuadros que le darán la oportunidad al usuario de configurar los distintos modos de medición.

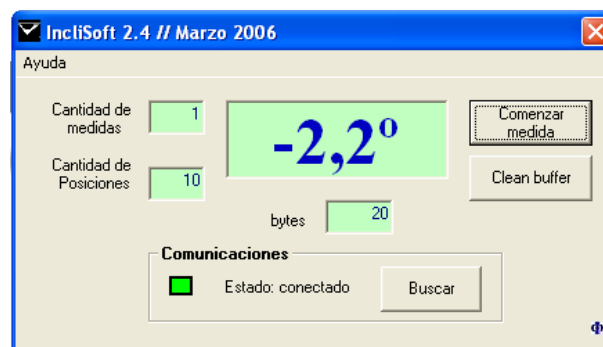


Figura 13.6: Interfaz gráfica preliminar

CAPÍTULO 14

Conclusiones

14.1. Introducción

En este capítulo presentamos las conclusiones generales sobre el desarrollo del proyecto. Comentamos los resultados obtenidos y los objetivos alcanzados. También se comentan los problemas que surgieron a lo largo del proceso y las mejoras que son aplicables al prototipo. Estas mejoras se refieren a la posibilidad de optimizar su confiabilidad respecto al funcionamiento a largo plazo. Aumentar el rango de funcionamiento, obtener mayor resolución y contrarrestar los efectos de la temperatura sobre el sistema.

14.2. Resultados Obtenidos

Los objetivos básicos planteados al comienzo del proyecto fueron construir un inclinómetro optoelectrónico cuyo rango de funcionamiento fuera de ± 20 grados, tuviera una resolución del orden de 0,1 grados y un tiempo de funcionamiento continuado mayor a 50 horas. Efectivamente el instrumento posee el rango mencionado, el que se obtuvo luego de varios meses de pruebas en la construcción del SF (Sistema Físico), lo cual se especifica en detalle en el capítulo 3. También se obtuvo la resolución proyectada a pesar de que el prototipo final despliegue el resultado con una resolución de 0,2 grados. Esto es debido principalmente a que no contamos con un instrumento de referencia patrón con esta resolución para caracterizar el sistema y a que los errores causados por los cambios de temperatura ambiente serían observados para cambios de temperatura menores a los especificados en el capítulo 10. Respecto al consumo, se logró un sistema electrónico sencillo, transfiriendo cierta complejidad al procesamiento que se realiza en el microcontrolador. Este último además, es el que maneja la alimentación del resto de los componentes del circuito eléctrico, lo que optimiza el funcionamiento. Cada bloque es alimentado sólo en intervalos de tiempo en que realiza su función específica y el resto del tiempo permanece sin alimentación. El sistema en su conjunto consume, en el peor caso, 4,1 mA. Esto le brinda al instrumento un tiempo de funcionamiento continuo de aproximadamente 560 horas, utilizando 4 pilas recar-

gables AA de 2300 mAh.

Adicionalmente a los objetivos principales, se realizó una interfaz adicional a la proyectada, que consistía en desplegar la inclinación mediante un módulo LCD. Esta nueva interfaz se realiza mediante un módulo USB, el que permite transferir los datos de la medida de inclinación desde el instrumento a un PC. Luego se utiliza una interfaz gráfica desarrollada en *Visual Basic* que despliega y almacena las medidas en distintas modalidades. Esto le permite al instrumento un espectro más amplio de aplicaciones ya que es posible almacenar medidas para poder luego realizar un análisis de las mismas. Otra ventaja que puede no ser muy evidente para el usuario pero no deja de ser importante, es la posibilidad de programar el microcontrolador sin tener que desarmar el instrumento. La programación se realiza por medio de un conector RJ-12 integrado al instrumento en la parte posterior. Esto hace posible futuras actualizaciones en el código *assembler* con fines de optimizar el funcionamiento o implementar nuevas funcionalidades.

14.3. Perspectivas a Futuro

El inclinómetro diseñado y construido durante el curso de este proyecto es un instrumento apto para cumplir funciones en determinadas aplicaciones. Por ejemplo instrumentos similares son utilizados en el área de la telefonía celular con el fin de brindarle a las antenas tipo *panel* una determinada inclinación (*tilt*) en función de las características de la propia radio base. Otras aplicaciones más generales fueron mencionadas en el capítulo 1.

Existen varias propuestas para obtener un instrumento con diferentes prestaciones, dependiendo de la aplicación en particular en que se utilice. Solo se hará alusión a las que consideramos más relevantes.

La primer propuesta es realizar una compensación de temperatura. Esta debe permitir minimizar el efecto de sus variaciones en el sistema en general y particularmente en el sistema físico, que es el más afectado por este efecto. Las implementaciones específicas propuestas se pueden ver en el capítulo 10 con mayor profundidad. Para esta compensación, como premisa fundamental, se debe disponer de un ambiente de temperatura controlada que permita caracterizar las variaciones en el instrumento respecto de variaciones en la temperatura del ambiente.

Un punto a ser optimizado es el de el montaje de la fuente de luz. Un LED presenta varias ventajas respecto de otras fuentes de luz, como ser su variedad en tamaños, dimensiones pequeñas, variedad de longitud de ondas, eficiencia respecto del consumo eléctrico, precio, etc. A pesar de esto, a la hora de desarrollar el instrumento nos encontramos con que pequeños cambios mecánicos en el encapsulado del LED o incluso en los pines, producían cambios considerables en la respuesta del sistema físico, lo que afectaba el resto del procesamiento de la señal, afectando la calibración del instrumento. Esta inquietud surge de la importancia que tiene el posicionamiento del LED antes de realizar la calibración del instrumento. Este debe poder ser girado de manera de que estando el inclinómetro centrado los FDs detecten en mismo nivel de intensidad luminosa, lo que mejora considerablemente la simetría del sistema y por tanto su comportamiento general. Esto se realiza actualmente con un pieza especialmente diseñada

para esa función. El siguiente paso sería, luego de colocarlo correctamente, protegerlo de alguna manera de que este no sea accesible directamente. Esto evitaría que en caso de que se le tenga que realizar alguna reparación o modificación a la parte interna del instrumento el LED no se vea afectado por algún movimiento accidental.

Otras mejoras serían aumentar el rango de funcionamiento y la resolución del sistema, lo que dependerá, como se mencionó anteriormente, de las necesidades de la aplicación donde se utilice el Inclínómetro. Con respecto al punto de dotar al inclínómetro con distintos rangos de funcionamiento y distintos valores en su resolución, cabe mencionar que este diseño fue pensado para que se pueda adaptar a más de una aplicación. De todas maneras, llegado a este punto, consideramos que tenemos cierto dominio sobre los parámetros constructivos que caracterizan el comportamiento del sistema. Esto nos permitiría adaptar el instrumento a alguna aplicación particular que requiera un rango de operación o una resolución específica.

También se podría optimizar el procesamiento de las medidas en el PC, brindando más funcionalidades a la hora del procesamiento los datos. Dentro de estas funcionalidades se encuentra la de realizar gráficas de la inclinación medida por el instrumento durante cierto tiempo de adquisición y desplegar algunos parámetros estadísticos de la medición. También este tiempo de adquisición podría ser programable para poder optar por períodos de medida separados por otro tiempo programable donde el instrumento permanezca inactivo. Respecto al consumo, se podría implementar un sistema que detecte el momento en que se conecta el módulo USB y conmutar el sistema de alimentación. Con esta alternativa se podría aprovechar la alimentación que brinda el puerto USB de un PC y evitar el consumo de las baterías mientras se realiza la interfaz con el PC. A su vez se podría implementar un cargador de baterías y utilizar también la alimentación que brinda el PC para recargar las 4 baterías que utiliza el instrumento sin necesidad de extraerlas del mismo, lo que brindaría una comodidad adicional para el usuario.

Como conclusión general consideramos que se desarrolló un prototipo que cumple con los objetivos propuestos. También creemos que con las funcionalidades adicionales que posee, podría competir con algunos de los productos que se comercializan actualmente, desde el punto de vista del rango de operación, resolución, consumo, interfaces con el usuario y precio. A modo de síntesis a continuación mostramos las características principales del instrumento.

■ Rango de operación	± 20 grados
■ Resolución	0,2 grados
■ Tensión de Alimentación	5 V (Valor típico)
■ Corriente en modo activo	4.12 mA
■ Corriente en modo <i>SLEEP</i>	5.2 μ A
■ Interfaz a PC	USB
■ Conector RJ-12 para programación <i>In-Circuit</i>	
■ Display LCD integrado	

- Aplicación de Software *IncliSoft 2.5* (Interfaz gráfica y adquisición de datos)
- Sistema Operativo Windows 2000/XP
- Costo Final del Prototipo US\$ 194,5

APÉNDICE A

Efecto de las corrientes de bias

El hecho de que el AO tome corrientes de DC de sus entradas hace que sea necesario buscar un mecanismo para minimizar su efecto. Consideremos un circuito típico amplificador como el de la figura A.1(a), donde las entradas de señal se conectan a tierra para hacer el análisis en DC.

Comencemos por calcular la salida V_O en DC del AO debido a las corrientes de polarización de entrada en la configuración que se muestra en la figura A.1(a)

$$V_O = I_{b1}R_2 \cong I_b R_2 \quad (\text{A.1})$$

De la ecuación A.1 se puede observar que existe un límite superior para el valor de R_2 , para que la salida del AO no sature. Pero el voltaje de salida de DC del AO debido a las corrientes de polarización puede ser reducido al introducir una resistencia R_3 , en serie con la entrada no inversora, como se muestra en la figura A.1(b).

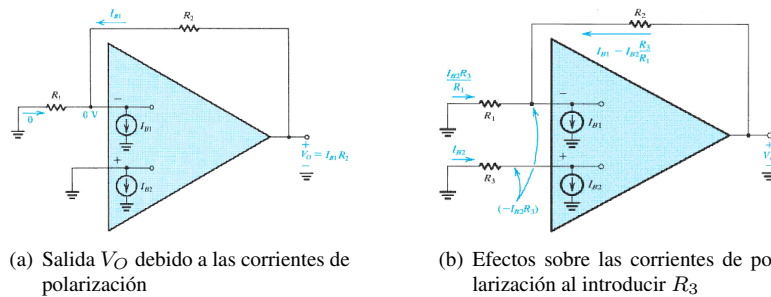


Figura A.1: Efecto de las corrientes de polarización

Desde el punto de señal, el hecho de agregar esta resistencia R_3 en la entrada no inversora tiene un efecto despreciable. Para calcular cual es el valor adecuado de esta

resistencia, es necesario hacer el análisis en DC del circuito de la figura A.1(b) imponiendo que V_O sea cero. El voltaje a la salida esta dado por

$$V_O = -I_{B2}R_3 + R_2 \left[I_{B1} - \frac{R_3}{R_1} \cdot I_{B2} \right] \quad (\text{A.2})$$

Consideremos el caso en que $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, así la salida es

$$V_O = -I_B \left[R_2 + R_3 \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \right] \quad (\text{A.3})$$

imponiendo que V_O sea igual a cero, que es lo que buscamos, se obtiene el valor de R_3 .

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.4})$$

Esto muestra que el valor óptimo para R_3 es igual al paralelo de R_1 y R_2 .

Una vez elegido el valor de R_3 consideremos el efecto de una corriente de offset finita I_{OS} , donde

$$I_{B1} = I_B + \frac{I_{OS}}{2} \quad (\text{A.5a})$$

$$I_{B2} = I_B - \frac{I_{OS}}{2} \quad (\text{A.5b})$$

Sustituyendo I_{B1} e I_{B2} en la ecuación A.2 la salida esta dada por

$$V_O = I_{OS}R_2 \quad (\text{A.6})$$

El cual suele ser un orden de magnitud menor que el valor que se obtiene cuando no se usa R_3 , es decir, usando la ecuación A.1. Por lo que se puede concluir que para minimizar el efecto de las corrientes de polarización a la entrada del AO, es necesario usar una resistencia conectada a la entrada no inversora del AO, cuyo valor sea igual a la impedancia vista en DC por la entrada inversora, es decir, al paralelo de R_1 y R_2 .

Para nuestra aplicación se opto por usar una resistencia entre la entrada no inversora del AO y tierra para minimizar el efecto de las *corrientes bias*, como se muestra en la figura 4.5. Aunque esta configuración no es igual a la analizada anteriormente, se puede probar que el resultado es el mismo, es decir se obtiene la misma salida en la etapa amplificadora debido a las *corrientes de bias*.

Para probar esto podemos considerar la configuración del circuito de la figura A.2, haciendo la hipótesis de “cortocircuito virtual” en la entrada del AO, se tiene que la corriente por I_D es igual a cero. Este hecho hace que las corriente de oscuridad I_{dc} definida en la ecuación 4.1 también se nula. Por lo que podemos escribir

$$I' + I_{B2} = I_{dc} + I_d = 0 \quad (\text{A.7a})$$

$$I = I_{B1} + I_D + I_{dc} \quad (\text{A.7b})$$

$$V_+ = RI' = -RI_{B2} = V_- \quad (\text{A.8a})$$

$$V_O - V_- = RI = RI_{B1} \quad (\text{A.8b})$$

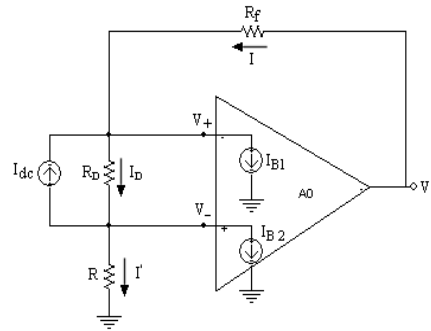


Figura A.2: Efecto de las corrientes de polarización en la etapa amplificadora

De las ecuaciones anteriores se obtiene que

$$V_O = R(I_{B1} - I_{B2}) \quad (\text{A.9})$$

Considerando las *corrientes de polarización* definidas en las ecuaciones A.5a y A.5b se obtiene que la salida de la etapa amplificadora debido a las *corrientes de polarización* es

$$V_O = I_{OS}R_2 \quad (\text{A.10})$$

Este resultado coincide con el obtenido para la configuración de la figura A.1(b), por lo que se minimiza el efecto de la *corriente de bias*.

Para nuestra aplicación el valor de la resistencia conectada a la entrada no inversora del AO es igual al paralelo de R_f con R_d , en donde se tuvo en cuenta el modelo del FD. Debido a que R_f es dos ordenes de magnitud menor que R_D , el paralelo de ellas es aproximado por R_f . De la hoja de datos del fabricante [7] se tiene que I_{OS} tiene un valor típico de $0,1 \text{ pA}$ a temperatura ambiente, al sustituir los valores de R_D y R_f en la ecuación anterior se tiene que V_O es igual a $0,33 \text{ } \mu\text{V}$.

APÉNDICE B

El microcontrolador PIC

B.1. Introducción

Los microcontroladores han tenido una aceptación cada vez mayor en diferentes áreas de la ciencia y la tecnología debido a su versatilidad para desarrollar diferentes aplicaciones. A diferencia de un microprocesador, los microcontroladores incorporan una variedad de dispositivos adicionales que hacen una integración seductora a la hora de desarrollar aplicaciones en donde se deba utilizar circuitos electrónicos.

Entrando un poco más en detalle, un microcontrolador es un circuito integrado de muy alta escala de integración, el cual contiene unidades básicas que lo identifican como tal. Dentro de estas unidades se encuentran la unidad central de procesamiento (**CPU**, *Central Processing Unit*), la memoria de programa, la memoria de datos, circuitería de temporización, dispositivos de entrada/salida, el conversor analógico/digital (**ADC**) y otros dispositivos de uso específico.

La **CPU** es la unidad básica y fundamental del microcontrolador y es aquí donde se realizan todas las operaciones aritméticas y lógicas que surgen de la lectura de la memoria de programa que es donde se almacenan las instrucciones que se deben seguir en una secuencia en particular.

La memoria de datos puede ser escrita y leída según sea requerido por el programa. Tiene la funciones de almacenamiento de datos como también el almacenamiento de variables. Esta memoria también se denomina memoria RAM (*Random Access Memory*). Cada localidad de memoria tiene una dirección única con la cual la CPU encuentra la información necesaria.

Los dispositivos de entrada/salida son los encargados de realizar la interfase entre la estructura interna del microcontrolador con el resto del circuito, siendo esta una propiedad muy importante, ya que no es necesario incluir ningún tipo de hardware adicional para realizar esta interfase. Este no es el caso de los microprocesadores, donde

es necesario agregar dispositivos como *latches*, *buffers*, dispositivos de temporización, etc., que hacen mucho más compleja la implementación de la aplicación.

Uno de los microcontroladores más utilizados hoy día es el **PIC** del fabricante *Microchip*. Existe una gran variedad de estos dispositivos, clasificados a groso modo por familias de distinto rango. El PIC que se decidió utilizar pertenece a la familia de rango medio (*Mid-range Family MCU*), con palabras en la memoria de programa de 14 bits.

El microcontrolador PIC es uno de los componentes más importantes del instrumento ya que es el encargado de integrar los distintos sistemas que este último posee. Es el encargado de recibir las señales analógicas provenientes de los FDs para realizar su conversión A/D, realizar todo el procesamiento de la misma hasta obtener el valor de la inclinación en grados para desplegarla en el display LCD o enviarla mediante el modulo USB hacia el PC. También es el encargado de brindar la alimentación adecuada para diferentes sectores del sistema como ser el LED, el integrado que contiene los amplificadores para el procesamiento de la señal analógica y el display LCD.

En un principio se había pensado en utilizar el PIC16F876 con un encapsulado del tipo P-DIP de 28 pines. Luego de un tiempo de desarrollo del instrumento, esta opción resultó inadecuada debido a que presentaba algunas limitaciones, principalmente con respecto a la cantidad de puertos entrada/salida. Debido a esto se comenzó a utilizar un encapsulado P-DIP de 44 pines modelo PIC16LF877-A, con el cual se cumplieron los requerimientos planteados. Trabajamos con este modelo de PIC gran parte del desarrollo primario del instrumento hasta que se hizo imperativo reducir las dimensiones del sistema. Debido a esto decidimos utilizar el mismo modelo de PIC pero con un encapsulado diferente y funcionalidades de bajo consumo (letra **L** en el modelo del mismo), más allá que presentaba algunos desafíos, debido principalmente a su tamaño, ya que es un encapsulado TQFP (*Thin Quad Flat Pack*) de 44 pines de montaje superficial como el mostrado en la figura B.1.

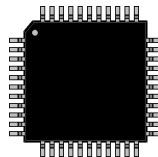


Figura B.1: Encapsulado TQFP

La arquitectura utilizada en este tipo de microcontroladores es denominada *Harvard*, la cual fue desarrollada por Howard Aiken en la Universidad de Harvard. Esta arquitectura utiliza *buses* independientes para la memoria de programa y la memoria de datos como se observa en la figura B.2. Este paralelismo aumenta el ancho de banda respecto de la vieja arquitectura *Von Neumann*, ya que se puede acceder a ambas memorias de manera simultanea.

Otras de las características importantes de los **PICs** está referida al tipo de instrucciones o más específicamente al set que pertenecen. Existen dos clasificaciones para el set de instrucciones de un microprocesador y ellas son

- **RISC**: Reduced Instruction Set Computer

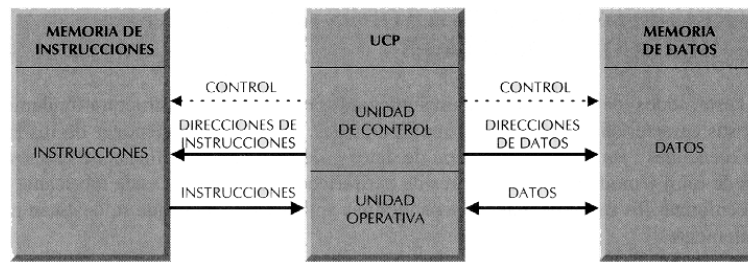


Figura B.2: Arquitectura Harvard

■ CISC: Complex Instruction Set Computer

El PIC utiliza un set de instrucciones del tipo *RISC*. Esto genera un compromiso entre la eficiencia y velocidad de procesamiento con las limitaciones que presenta respecto a realizar operaciones aritméticas y lógicas, ya que su set de instrucciones, como lo dice su acrónimo, es reducido. Vale la pena aclarar que las diferencias entre estas dos definiciones no se simplifica a que tengan un set de instrucciones reducido o complejo, sino que existen otras cualidades importantes para que un microprocesador se defina como *RISC* o *CISC*. A fines de nuestra aplicación nos quedamos con el concepto mencionado anteriormente de que el sistema *RISC* es bastante más eficiente en su tiempo de procesamiento, pudiendo realizar la mayoría de las instrucciones en un ciclo de reloj. A pesar del tema de la eficiencia, este tipo de sistemas son bastante más demandantes para el programador a la hora de desarrollar el código, ya que prácticamente no tiene implementada operaciones aritméticas a excepción de sumas y restas entre una constante y un registro o entre dos registros.

B.2. Especificaciones del PIC16LF877-A

Todas las especificaciones que se describirán en esta sección fueron obtenidas del manual de referencia proporcionado por el fabricante [8], donde se pueden encontrar con mayor profundidad. Debido a que las especificaciones son muy extensas realizaremos un estudio de las más importantes desde el punto de vista del PIC enfocado a nuestra aplicación.

A continuación mostramos las características mas relevantes para luego entrar más en detalle en las que consideramos más importantes para el funcionamiento del Inclinómetro.

- Set de 35 instrucciones
- Memoria de programa (FLASH) : $8K(2^{13})$ palabras de 14 bits
- Memoria de datos (RAM) : 368X8 bytes
- Memoria de datos (EEPROM) : 256X8 bytes
- Máxima frecuencia de operación: 20 MHz (10 MHz para el modelo LF)
- Tensión de alimentación: 2,0 V (mínimo) ; 5,5 V (máximo) [ver figura B.3]
- Conversor analógico/digital (ADC) de 10 bits, mediante aproximaciones sucesivas.

En la figura B.3 podemos observar el nivel de alimentación del dispositivo en función de la frecuencia de operación. La zona gris define el rango de alimentación, observando que a partir de los 4 MHz la tensión mínima de alimentación aumenta de manera directamente proporcional con la frecuencia.

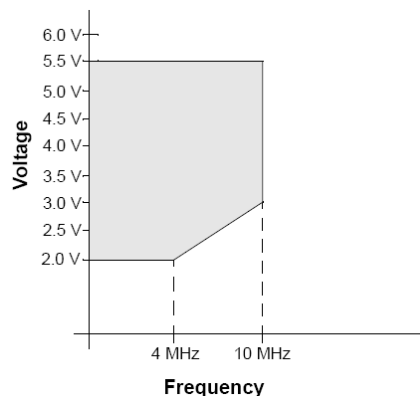


Figura B.3: Rango de voltaje de alimentación

Con el fin de clarificar la arquitectura del microcontrolador mostramos en la figura B.4 un diagrama de bloques general del PIC16LF877-A.

Device	Program FLASH	Data Memory	Data EEPROM
PIC16F874	4K	192 Bytes	128 Bytes
PIC16F877	8K	368 Bytes	256 Bytes

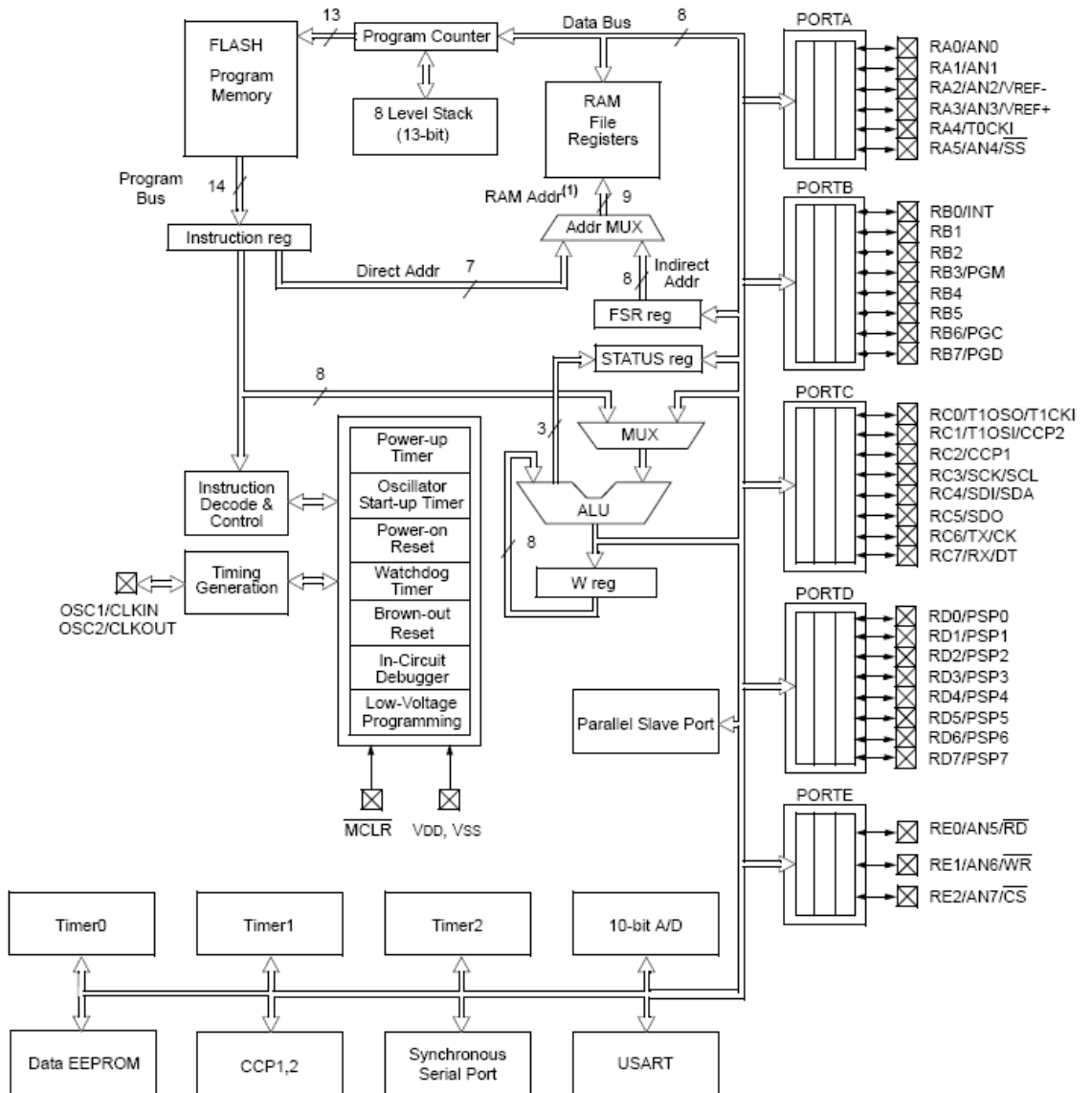


Figura B.4: Diagrama de bloques del PIC16F87X

B.2.1. Organización de Memoria

El PIC16LF877-A posee tres bloques de memoria, uno para la memoria de programa y dos para la memoria de datos. También posee buses diferentes para acceder a esos dos tipos de memoria, lo que permite hacerlo de manera simultánea.

Memoria de Programa

El Program Counter (**PC**) asociado a la memoria de programa del microcontrolador es de 13 bits pudiendo direccionar $8K(2^{13})$ palabras de 14 bits. El vector de RESET se encuentra en la dirección 0000_h y el vector de interrupciones en 0004_h . La organización de la memoria de programa se puede observar en la figura B.5.

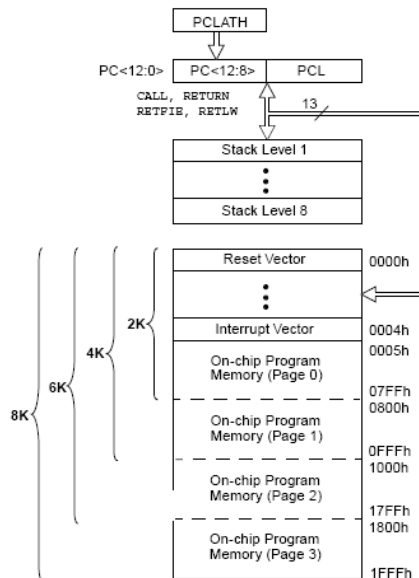


Figura B.5: Organización de la memoria de programa

Program Counter

Trataremos de manera un poco más profundo el funcionamiento del **PC** y la forma en que puede ser accedido ya que, además de ser fundamental en el funcionamiento global de un microcontrolador, juega un papel importante en el manejo de tablas en el PIC16LF877-A.

El **PC** es el encargado de apuntar al lugar de memoria de programa donde se va a buscar la próxima instrucción a ejecutarse. En la figura B.6 se puede ver la organización de este registro. El **PC** se divide en dos registros, uno con la parte alta (PCH[8...12]) y otro con la parte baja (PCL[0...7]). El PCH no puede ser accedido directamente sino que se accede indirectamente mediante el registro PCLATH (dirección $0A_h$ de la memoria de datos), pudiendo ser escrito o leído. La manera que el PCLATH incide en el PCH depende del tipo de instrucción que se ejecute y se debe tener especial cuidado

RP1:RP0	BANCO
00	0
01	1
10	2
11	3

Tabla B.1: Codificación para el acceso a los bancos de memoria

de como este es asignado ya que esta asignación es diferente si la instrucción es un CALL o GOTO, o si es una instrucción con el PCL como destino. El PCL (dirección 02_h de la memoria de datos) puede ser leído o escrito, y a diferencia del PCH, puede ser accedido directamente.

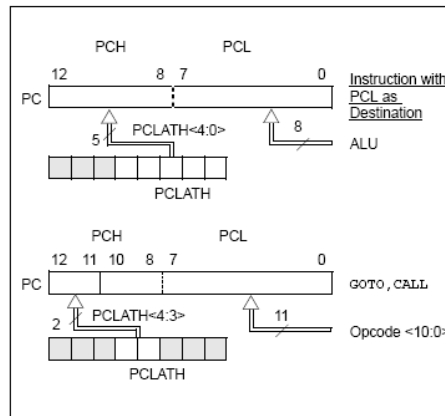


Figura B.6: Estructura del Program Counter

Memoria de Datos

La memoria de datos es la utilizada por el programador para almacenar las variables y registros utilizados. También es utilizada por el propio microcontrolador para almacenar sus propios registros.

La diferencia entre los propios registros del PIC16LF877-Ay los utilizados por el programador se diferencian mediante la definición de los **SFR** (*Special Function Registers*) y los **GPR** (*General Purpose Registers*). Otra particularidad es que la memoria **RAM** se organiza en cuatro bancos diferentes, en los cuales a su vez se identifican diferentes zonas para los **SFR** y los **GPR**. Para acceder a los diferentes bancos, es necesario utilizar el registro STATUS, que se encuentra en la posición 03_h de la memoria **RAM**. Los bits RP1 (STATUS[6]) y RP0 (STATUS[5]) permiten cuatro combinaciones, siendo este el número de bancos que posee la memoria. La codificación se puede ver en la tabla B.1.

Registro STATUS

Es oportuno en este punto detenerse a analizar más profundamente el registro STATUS, ya que este es el más importante desde el punto de vista de la programación, después del registro W, que es el que utiliza la ALU (Arithmetic Logic Unit) para realizar prácticamente todas sus instrucciones. Esto es debido a que el STATUS presenta información imprescindible para el programador a la hora del procesamiento ya que da información sobre los diferentes resultados que pueden ocurrir luego de ejecutar una instrucción. En la figura B.7 podemos observar el nombre de cada uno de los 8 bits que lo componen, los cuales son descritos a continuación:

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-1	R-1	R/W-x	R/W-x	R/W-x
IRP	RP1	RP0	$\overline{TO}$	$\overline{PD}$	Z	DC	C
bit 7							bit 0

Figura B.7: El registro STATUS

- bit7 **IRP**: bit para la selección de bancos (utilizado para direccionamiento indirecto)
- bit6-5 **RP1:RP0**: bits para la selección de bancos (utilizados para direccionamiento directo)
- bit4 **$\overline{TO}$** : bit de Time-out
1 = Después del Power-up, por la instrucción CLRWDWT o por la instrucción SLEEP
0 = Ocurrió un Watchdog (**WT**) Time-out
- bit3 **$\overline{PD}$** : Bit de Power-down
1 = Después del Power-up o por la instrucción CLRWDWT
0 = Por la ejecución de la instrucción SLEEP
- bit2 **Z**: Bit Cero
1 = El resultado de una operación aritmética o lógica es cero
0 = El resultado de una operación aritmética o lógica no es cero
- bit1 **DC**: DigitCarry/ $\overline{\text{Borrow}}$ ¹ bit
1 = Ocurrió un “carry-out” desde el 4^{to} bit del resultado
0 = No ocurrió un “carry-out” desde el 4^{to} bit del resultado
- bit0 **C**: Carry/ $\overline{\text{Borrow}}$ bit
1 = Ocurrió un “carry-out” desde el bit más significativo del resultado
0 = No ocurrió un “carry-out” desde bit más significativo del resultado

¹Para el $\overline{\text{Borrow}}$ la polaridad es invertida

B.3. Instrucciones

En esta sección presentaremos a modo de ejemplo, algunas instrucciones del set de 32 que el PIC16LF877-A posee. La lista completa se puede encontrar en la hoja de datos del fabricante [8], con otras especificaciones más detalladas del microcontrolador.

Cada instrucción es un registro de 14 bits el cual se divide en un OPCODE que especifica el tipo de instrucción y uno o más operandos que especifican la operación de la instrucción. El set de instrucciones se puede dividir en instrucciones orientadas a byte, orientadas a bit, instrucciones con literales (o constantes) e instrucciones de control. En la tabla B.2 se muestran algunas instrucciones. La elección de esta lista se debe a la intención de mostrar un grupo reducido de instrucciones asociadas a la clasificación mencionada anteriormente, y dentro de esta clasificación se seleccionaron las más utilizadas en el desarrollo del código utilizado para el funcionamiento del Inclínómetro.

Nemónico, operandos	Descripción	Ciclos	OPCODE de 14 bits MSb LSb	Banderas afectadas ²
<i>Instrucciones orientadas a byte</i>				
DECFSZ f,d	Decrementa f, skip si es 0	1(2)	00 1011 dfffff	
MOVWF f	Mueve W a f	1	00 0000 1fff ffff	
MOVF f,d	Mueve f	1	00 1000 dfff ffff	Z
RLF f,d	Rota f hacia la izquierda	1	00 1101 dfff ffff	C
<i>Instrucciones orientadas a bit</i>				
BCF f,b	Bit Clear f	1	01 00bb bfff ffff	
BTFSS f,b	Bit Test f, skip si es 0	1(2)	01 11bb bfff ffff	
<i>Instrucciones con literal y de control</i>				
ADDLW k	Suma un literal con w	1	11 111x kkkk kkkk	C,DC,Z
MOVLW k	Mueve un literal a W	1	11 00xx kkkk kkkk	
CALL k	Llama a una subrutina	2	10 0kkk kkkk kkkk	
RETLW k	Retorna con un literal en W	2	11 01xx kkkk kkkk	Z

Tabla B.2: 10 instrucciones seleccionadas del set de 35

- La instrucción DECFSZ es utilizada generalmente para controlar la cantidad de veces que se realiza un ciclo. Cargando un contador en el registro f, la instrucción decreuenta este contador en cada pasada del ciclo y lo guarda en el propio registro f o en W dependiendo del valor de d. Si el contador llega a 0 se saltea la siguiente instrucción, que generalmente es un salto incondicional al comienzo del ciclo, lo que resulta que el programa sale del ciclo y continua con el programa.
- La instrucción MOVWF es probablemente la instrucción más usada y es utilizada para mover el valor del W al registro f.
- La instrucción MOVF es utilizada para mover el contenido de un registro al W si $d = 0$ y se vuelve a escribir el mismo registro si $d = 1$, lo que a veces es

²Cuando hablamos de banderas afectadas nos referimos a los cambios que se dan en los bits del registro STATUS luego de ejecutar la instrucción

utilizado para *testear* el registro f, ya que la bandera Z del STATUS es afectada por esta instrucción.

- Tanto RLF como RRF son instrucciones muy utilizadas en el procesamiento aritmético, ya que rotar un registro hacia la izquierda implica multiplicar ese registro por 2, y rotarlo hacia la derecha implica dividirlo entre 2. Hay que tener especial cuidado con la utilización de esta instrucción, ya que el bit que ingresa por la derecha en el caso del RLF o por la izquierda del RRF, es el contenido de la bandera C (*carry*) del STATUS.
- La instrucción BCF borra el bit b del registro f (BSF lo *setea*).
- La instrucción BTFSS *testea* el bit b del registro f y en caso de que este sea 1 se saltea la siguiente instrucción (BTFSC se saltea la siguiente instrucción si el bit es 0). Esto es utilizado generalmente para realizar una bifurcación en el código.
- La instrucción ADDLW realiza la suma entre el literal k y W, afectando las banderas C, DC y Z del STATUS.
- La instrucción MOVLW carga el W con el literal k.
- La instrucción CALL llama a una subrutina mediante la asignación del valor k al PC[0..10] (ver figura B.6), guardando en el *stack* la posición del **PC+1**, para que cuando se ejecute la instrucción RETLW³, que es la que realiza *el retorno* de la subrutina, se realice el *POP* del *stack*, para seguir en la siguiente posición del programa respecto de donde se había quedado antes del CALL. La instrucción RETLW tiene la particularidad de que vuelve a esta posición pero con el valor de k cargado en W.

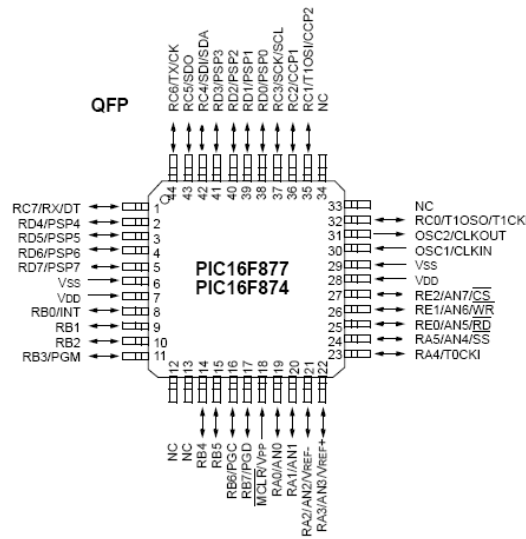
B.4. Puertos de Entrada/Salida Bidireccionales

Los puertos de entrada/salida de un microcontrolador son la manera que este tiene para comunicarse con el “mundo exterior”. Mediante estos puertos el microcontrolador puede controlar otros dispositivos, enviar información que halla sido procesada dentro de él, recibir información para procesar y otra gran variedad de posibilidades que podrán ajustarse a las necesidades de una aplicación en particular. Es por esto que se hace imprescindible tener un conocimiento cabal del funcionamiento de los mismos.

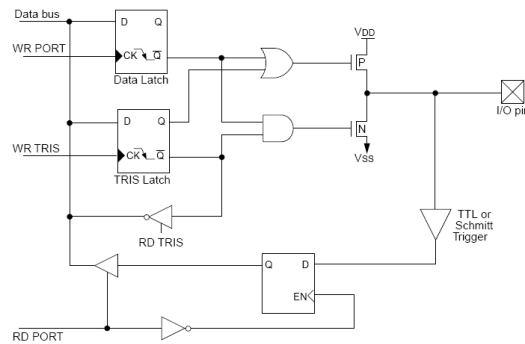
El PIC16LF877-A posee 5 puertos de entrada/salida. Estos puertos se nombran de la A a la E, teniendo algunas diferencias entre ellos, como ser diferente cantidad de pines, diferencia en la electrónica interna, en funcionalidades, etc.

En la figura B.8(a) se puede observar la distribución de pines del PIC16LF877-A, donde se especifican los pines de cada puerto por medio de la nomenclatura **RXI**, donde la **R** indica que el pin pertenece al puerto **X** y está asociado al pin **I** del mismo, pudiendo tomar valores de 0 a 7. Como además de cumplir su función básica de entrada/salida, estos pines generan la interfase para otras funciones particulares, luego de la nomenclatura **RXI** aparece una sigla nemotécnica identificando la función particular que se realiza mediante ese pin.

³Usualmente al retorno de una subrutina se utiliza la instrucción RETURN



(a) Distribución de pines del PIC16F877-A



(b) Puerto de entrada/salida típico

Figura B.8: Distribución de pines y arquitectura típica de un puerto entrada/salida

En la figura B.8(b) se puede observar la arquitectura básica de un puerto entrada/salida. Estos puertos pueden ser controlados mediante registros que pertenecen al grupo de **SFR** de la memoria de datos. La configuración de los puertos se realiza por medio de los registros $TRIS\langle x \rangle$, especificando en los bits del mismo si cada pin será una entrada o una salida.

Mover un 1 lógico a algún bit del registro $TRIS\langle x \rangle$ de un puerto determinado implica que en el momento de escritura de la instrucción `MOVWF  $TRIS\langle x \rangle$` , ese bit será “latcheado” al flip-flop *TRIS Latch*. Luego por medio de las compuertas OR y AND, aparece un 1 en el *gate* del transistor P y un 0 en el de N, por lo que la salida de estos transistores (la unión del *drain* de P con el *source* del N) quedará en “alta impedancia” y el pin de entrada/salida quedará conectado al bus de datos por medio de un *Flip-Flop* que será leído en el ciclo de una instrucción `MOVF  $PORT\langle x \rangle$` , siendo $PORT\langle x \rangle$ el registro asociado a los datos del puerto.

Por otro lado mover un “0” al registro $TRIS\langle x \rangle$ implica que en los *gates* de am-

Los transistores quedarán en el estado Q/ del *Data Latch*, formando así un inversor. Luego si escribo un 1 al *Data Latch* mediante la instrucción `MOVWF PORT< x >`, aparecerá un 0 en la entrada del inversor lo que implica que el transistor P quedará conduciendo y el N en corte, teniendo así un 1 lógico a la salida. Se dará a la inversa si escribo un 0 al *Data Latch*. El transistor P quedará en corte y el N en conducción, por lo que el pin de entrada/salida presenta un 0 lógico.

Un tema en el que hay que tener especial cuidado con este microcontrolador, es en el proceso que utiliza para la escritura de los registros, el cual se denomina *lectura-modificación-escritura*. Este proceso, de no tenerlo claro, puede tener efectos confusos a la hora de trabajar con puertos de entrada/salida bi-direccionales. Si se utiliza un puerto de este tipo con algunos de sus pines configurados como salida y otros como entrada, este efecto puede producir un resultado que no será el deseado al realizar la instrucción de escritura.

APÉNDICE C

Subrutinas

C.1. Subrutinas del PIC

Subrutina de Reordenamiento

Con el fin de reducir la complejidad de la placa se debió invertir físicamente la mitad del bus de datos que comunica el PIC16LF877-A con el módulo USB. En la siguiente figura se puede ver el byte original y después de ser reordenado. Para que esta inversión sea transparente al PC se reordenan los datos en el PIC antes de ser enviados.

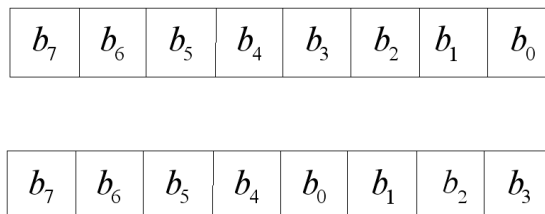


Figura C.1: Superior orden original, inferior invertido

Subrutina de Transmisión

La subrutina de transmisión es la encargada de la comunicación del PIC con el módulo USB. Una vez realizada la inicialización y detección del modo de transmisión, la rutina entra en loop verificando el estado de RXF en cada ciclo. Para el inicio del ciclo de medida el PC envía un byte al módulo USB y este pone un cero en el pin RXF. El PIC detecta el cero y configura los puertos B y D de forma tal de leer el byte recibido. Los puertos B y D se configuran como salida y comienza el ciclo de medida. Durante el transcurso del ciclo el PIC escribe en el módulo USB datos tales como inclinación,

conversión de canales, resultado de la división, entre otros. En la siguiente figura se puede observar el diagrama de flujo de la detección de la orden de comienzo del ciclo de medida.

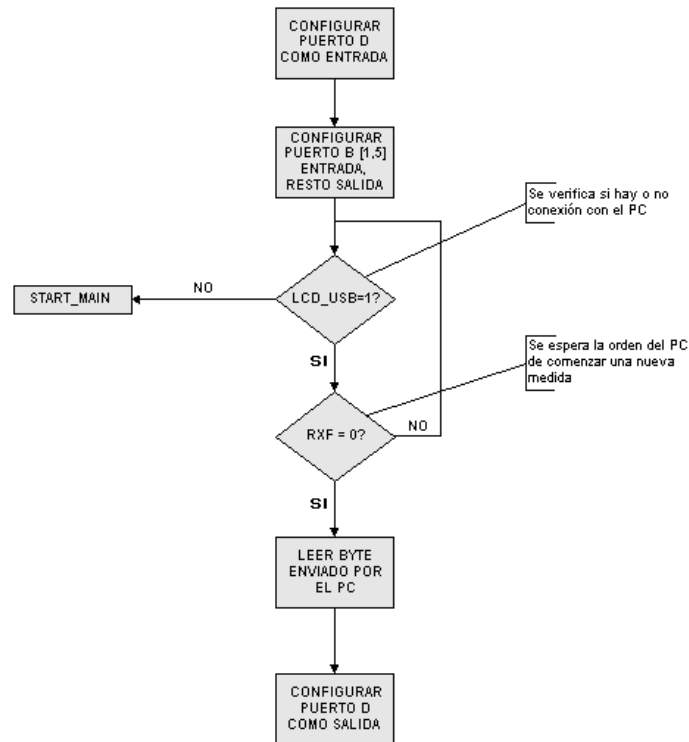


Figura C.2: Diagrama de flujo para la detección de la orden de comienzo del ciclo de medida

Para la transmisión de un dato hacia el PC, se carga el dato en el acumulador, se reordena y se comunica al módulo a través del puerto D.

Subrutina de Calculo de la Inclinación

Esta subrutina recibe como entradas el VDN y el sentido de la inclinación y da como resultado la medida de la inclinación en grados. Dependiendo de la inclinación se entrará a la subrutina positiva o negativa. Dado que ambas son similares se explicará el funcionamiento de una de ellas. En la figura C.3 se puede observar el diagrama de flujo de la subrutina

Se encuentran programadas en el PIC dos tablas en las cuales está la relación entre VDN y la inclinación. Cuando *VDN A GRADOS* invoca esta subrutina, se suma el VDN recibido con la base de la tabla correspondiente (dependiendo del sentido de la inclinación). El resultado de la suma es comparado con el máximo valor de la tabla. Si el resultado de la suma es superior al máximo valor de la tabla, se está en el caso de que la inclinación excede el rango del instrumento y el usuario es informado mediante

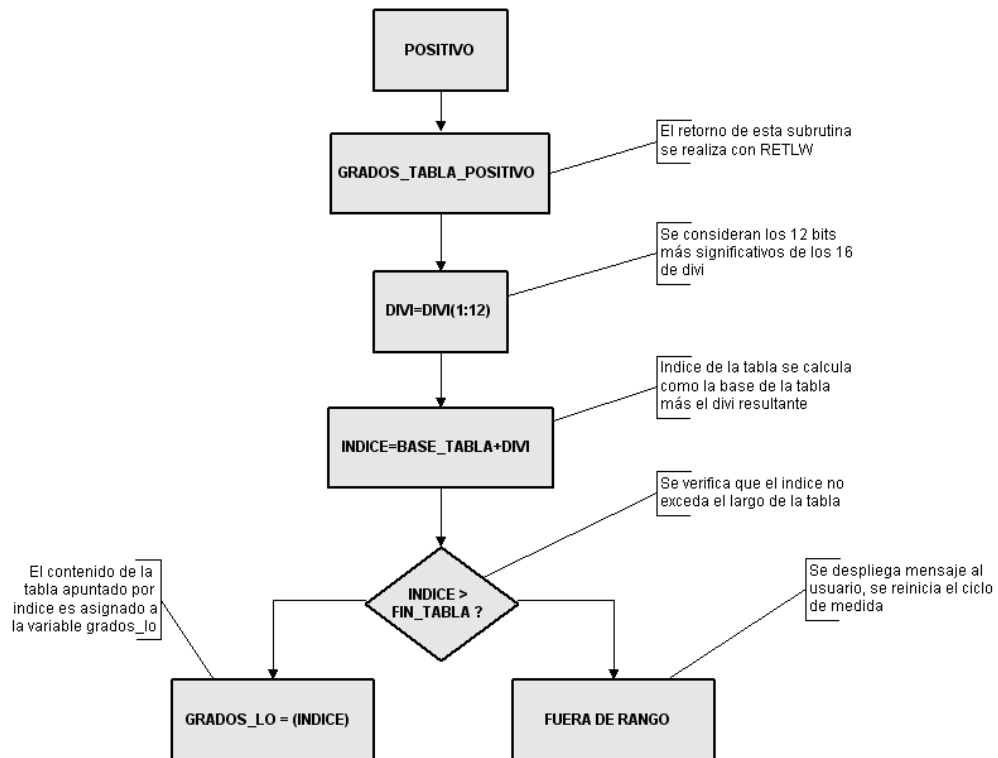


Figura C.3: Diagrama de flujo de la rutina de cálculo de inclinación

un mensaje en el display. En caso contrario se sigue con el procedimiento de medida.

El resultado de la suma de 16 bits es cargado en el *program counter*, de esa forma se realiza un salto incondicional al lugar de memoria donde está alojada la inclinación correspondiente. Se utiliza la instrucción RETLW XX, de esa manera se retorna a la subrutina anterior con el valor de inclinación cargado en el acumulador.

APÉNDICE D

CD ROM

D.1. Archivo PDF de la Documentación

D.2. Imágenes de la Documentación

D.3. Hojas de Datos

D.4. Planos del Prototipo

D.5. Software

D.5.1. Código Assembler

D.5.2. Código del InclSoft en Visual Basic

D.5.3. Código Matlab para el Procesamiento

D.6. Drivers del Módulo USB

D.7. Presentación del Proyecto

D.8. Medidas Realizadas

Referencias

- [1] Erna Frins, José Ferrari, Guillermo Martony, Aldo Rondoni.
Bi-Dimentional Fluid Inclinator, Engineering and
Laboratories Notes, Applied Optics, Diciembre 1996.
- [2] Roque Gagliano, Daniel Perciante.
Nivel Digital, Grupo de Óptica Aplicada, IFFI,
UdeLaR.
- [3] <http://www.geomechanics.com>
Tiltmeter Basics
Applied Geomechanics Inc.
- [4] Monolithic Photodiode and single-supply transimpedance
amplifier <http://www.ti.com>
- [5] PNZ300, PNZ300F Silicon PIN Photodiodes
<http://www.semicon.panasonic.co.jp/ds/e-index.html>
- [6] Alfredo Arnaud
Optical Based Sensors and their Signal Conditioning
- [7] TLC27L9 LinCMOS precision quad operational amplifiers
<http://www.ti.com>
- [8] PIC16F87X Data Sheet
<http://www.microchip.com>
- [9] David Johns, Ken Martin,
Analog Integrated Circuit Design, John Wiley & Sons
ISBN: 0471144487, 1997.
- [10] Dot matrix character LCD module user's manual
<http://www.optrex.com>

- [11] DURACELL Alkaline-Manganese Dioxide.
www.duracell.com
- [12] Product Specification of Ni-MH AA 2300mAh.
www.vipow.com
- [13] <http://www.ti.com>
Texas Instruments
- [14] Agilent Precision Optical Performance AlInGaP II LED Lamps
www.agilent.com
- [15] *www.tektronix.com*
- [16] <http://www.analog.com>
Analog Devices
- [17] Schmid W and Lazos Martínez R - Centro Nacional de Metrología, México.
Guía para estimación de incertidumbre CENAM
<http://www.cenam.mx/publicaciones/gratuitas/>
- [18] Daniel Slomovitz, *Ejemplo de Cálculo de Incertidumbres*
<http://iie.fing.edu.uy/ense/assign/medel>
- [19] Trujillo Juárez S - Arias Romero R.
Incertidumbre en la Calibración de un Matraz Volumétrico
<http://www.cenam.mx/publicaciones/gratuitas/>
- [20] FLUKE 80 III Series Manual de Usuario
www.fluke.com
- [21] *www.digikey.com*
- [22] *www.mouser.com*
- [23] DLP-USB245M User Manual
www.ftdichip.com