



**DISEÑO DE UN EQUIPO PROTOTIPO PARA LA MEDICIÓN DE ÁNGULOS
ARTICULARES DEL MIEMBRO INFERIOR EN EL PLANO SAGITAL
UTILIZANDO ACELERÓMETROS**

Proyecto de grado presentado como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Electrónico

Autores:

Rudy Cepeda Gómez

Claudia Patricia Ochoa Díaz

Director:

Jorge Hernando Ramón Suárez, MSc.

Codirectora:

María Solange Patiño Segura, MSc.

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

Bucaramanga

2006

A MIS PADRES, HERNANDO E ISAURA
Gracias por su apoyo incondicional

A MI HERMANA MARGARITA
Mi compañía durante tanto tiempo

A JORGE ANDRÉS
A quien amo, admiro y respeto

Y A RUDY
Porque más que un compañero, es un amigo

Claudia

A MI MADRE Y MIS HERMANOS

*Dicen que uno no puede escoger a su familia...
difícilmente habria podido elegir una mejor*

A LA MEMORIA DE MI PADRE

A CLAUDIA

*En la infinidad del espacio y la inmensidad del
tiempo me complace haber compartido un pequeño
mundo y una misma época con alguien como ella*

Rudy

Índice general

Introducción	xv
1. Aspectos Generales de la Cinemática Angular de la Marcha	1
1.1. Ciclo de Marcha	1
1.2. Cinemática Angular del Miembro Inferior	4
1.2.1. Cadencia	4
1.2.2. Rodilla	5
1.2.3. Tobillo o Cuello de Pie	7
1.3. Técnicas para el Análisis del Ciclo de Marcha	8
1.3.1. Análisis Fotográfico o Videográfico	9
1.3.2. Electrogoniometría	10
1.3.3. Acelerometría	11
2. Acelerómetros	13
2.1. Principio de Funcionamiento	13
2.2. Tipos de Acelerómetros	15
2.2.1. Acelerómetros Piezorresistivos	16
2.2.2. Acelerómetros Piezoeléctricos	16
2.2.3. Acelerómetros Capacitivos	16
2.3. Parámetros de un Acelerómetro	19
2.3.1. Rango Dinámico	19
2.3.2. Sensibilidad	20
2.3.3. Salida a 0g (Zero g Bias Level)	20
2.3.4. Frecuencia de Resonancia	20
2.3.5. Densidad Espectral de Ruido	20
2.3.6. Otros Parámetros	20
2.4. Aplicaciones	20
2.4.1. Industria Automotriz	21

2.4.2. Sistemas de Navegación	21
2.4.3. Medición de Vibraciones	21
2.4.4. Goniometría	21
2.4.5. Bioingeniería	21
3. Medición Angular	23
3.1. Preliminares	23
3.2. Articulaciones con un Grado de Libertad	24
3.3. Articulaciones con Dos Grados de Libertad	25
4. Descripción del Hardware	29
4.1. Unidad Central de Control y Procesamiento	30
4.1.1. El Microcontrolador	30
4.1.2. Transmisión Inalámbrica	36
4.1.3. Interconexión con los Sensores	37
4.1.4. Alimentación	38
4.1.5. Descripción Física de la Tarjeta	39
4.2. Unidades de Medición de Aceleración	42
4.2.1. El Sensor Utilizado	42
4.2.2. Conexiones en las UMA	44
4.3. Receptor	47
4.4. Instalación del Equipo	49
4.4.1. Tobillo	49
4.4.2. Rodilla	50
4.4.3. Cadera	50
4.4.4. UCCP	51
5. Descripción del Software	53
5.1. Software de Adquisición y Procesamiento	53
5.1.1. Rutinas de Inicialización	54
5.1.2. Rutinas de Comunicación	58
5.1.3. Control de Adquisición: Función <code>rtint</code>	61
5.1.4. Rutinas de Cálculo	62
5.2. Software de Visualización	65
5.2.1. Panel Frontal	65
5.2.2. Diagrama de Bloques	66

6. Pruebas y Resultados	73
6.1. Protocolo Experimental	73
6.1.1. Pruebas de Caracterización	73
6.1.2. Pruebas de Operación	74
6.2. Resultados	75
6.2.1. Pruebas de Caracterización	75
6.2.2. Pruebas de Operación	76
Observaciones y Conclusiones	84
Recomendaciones	86
Bibliografía	88

Índice de figuras

1.1. Fases y subfases del ciclo de marcha	2
1.2. Eventos temporales de la fase de apoyo	2
1.3. Eventos temporales de la fase de balanceo	3
1.4. Planos generales de referencia para el movimiento humano	4
1.5. Movimientos de la cadera	5
1.6. Comportamiento promedio de los ángulos de flexión y extensión de la cadera durante un ciclo de marcha	6
1.7. Movimientos de la rodilla en el plano sagital	6
1.8. Comportamiento promedio de los ángulos de flexión y extensión de la rodilla durante un ciclo de marcha	7
1.9. Movimientos del tobillo en el plano sagital	8
1.10. Comportamiento promedio de los ángulos de flexión plantar y dorsal del tobillo durante un ciclo de marcha	8
1.11. Realización de una sesión de análisis fílmico	9
1.12. Prueba de análisis de marcha utilizando un electrogoniómetro	10
2.1. Sistema masa-resorte	14
2.2. Estructura de un acelerómetro capacitivo	17
2.3. Divisor de tensión Capacitivo	18
3.1. Aceleraciones soportadas a cada lado de una articulación	24
3.2. Ubicación esquemática de los sensores para una articulación con un grado de libertad	24
3.3. Sistema coordinado de referencia para la cadera y principales ángulos de movimiento durante la marcha.	26
4.1. Diagrama de bloques simplificado	29
4.2. Diagrama de bloques del TXM433LR	37
4.3. Diagrama esquemático de la UCCP	40

4.4. Trazado del circuito impreso de la UCCP	41
4.5. Fotografía de la UCCP	41
4.6. Diagrama de bloques del ADIS16003	43
4.7. Diagrama de tiempos de la interfaz serial del ADIS16003	43
4.8. Diagrama de la tarjeta de evaluación del ADIS16003	45
4.9. Fotografía de la tarjeta de evaluación del ADIS16003	45
4.10. Diagrama esquemático de la tarjeta auxiliar de las UMA ubicadas en la rodilla y el tobillo	46
4.11. Fotografía de la tarjeta auxiliar de las UMA ubicadas en la rodilla y el tobillo	46
4.12. Diagrama esquemático de las tarjetas auxiliares de las UMA ubicadas en la cadera .	46
4.13. Fotografía de las tarjetas auxiliares de las UMA ubicadas en la cadera	47
4.14. Diagrama esquemático de la unidad receptora	48
4.15. Trazado del circuito impreso de la unidad receptora	48
4.16. Fotografía de la unidad receptora	49
4.17. Instalación de las UMA en el tobillo	49
4.18. Instalación de las UMA en el rodilla	50
4.19. Instalación de las UMA en la cadera	50
4.20. Instalación de la UCCP en el muslo	51
5.1. Diagrama de flujo general	54
5.2. Panel Frontal del Instrumento Virtual	66
5.3. Primera Etapa del Diagrama de Bloques	67
5.4. Segunda Etapa del Diagrama de Bloques	69
5.5. Tercera Etapa del Diagrama de Bloques	70
5.6. Diagrama de Bloques: Reinicialización	71
6.1. Resultados de la prueba estática para la cadera	77
6.2. Resultados de la prueba estática para la rodilla	77
6.3. Resultados de la prueba estática para el tobillo	78
6.4. Resultados de la prueba dinámica para la cadera	78
6.5. Resultados de la prueba dinámica para la rodilla	79
6.6. Resultados de la prueba dinámica para el tobillo	79
6.7. Promedios angulares durante un ciclo de marcha para la cadera	80
6.8. Promedios angulares durante un ciclo de marcha para la rodilla	80
6.9. Promedios angulares durante un ciclo de marcha para el tobillo	81

Índice de tablas

4.1. Registro de condición de código	31
4.2. Líneas del SPI	33
5.1. Rutinas de Inicialización del Microcontrolador	54
5.2. Registro de Control 1 del SPI	55
5.3. Registro de Control 2 del SPI	55
5.4. Registro de Control 1 del SCI	56
5.5. Registro de Control 2 del SCI	57
5.6. Registro de Control del RTI	58
5.7. Rutinas de Cómputo	62
5.8. Bloques Utilizados	68
6.1. Resultados de las Pruebas de Caracterización	76

RESUMEN

TÍTULO: DISEÑO DE UN EQUIPO PROTOTIPO PARA LA MEDICIÓN DE ÁNGULOS ARTICULARES DEL MIEMBRO INFERIOR EN EL PLANO SAGITAL UTILIZANDO ACELERÓMETROS*.

AUTORES: CEPEDA GÓMEZ, Rudy; OCHOA DÍAZ, Claudia Patricia. **

PALABRAS CLAVES: Acelerómetros, Análisis de Marcha, Ángulos Articulares, Miembro Inferior.

Descripción

El objetivo de este trabajo fue el empleo de acelerómetros en un sistema de análisis cinemático que permita la medición de los ángulos de las tres articulaciones del miembro inferior humano en el plano sagital y que pueda ser llevado por el paciente sin interferir excesivamente en la normal ejecución de su andar.

Para la ejecución de esta tarea se construyó un equipo basado en un microcontrolador de 16 bits que adquiere datos de aceleración, calcula el ángulo de rotación de las articulaciones y los transmite vía inalámbrica, en banda libre, a un computador de escritorio en el que pueden ser visualizados y guardados para un procesamiento posterior. El software para el microcontrolador se escribió totalmente en lenguaje C y la visualización es realizada en un instrumento virtual de LabView.

Se realizaron dos tipos de pruebas. En el primer tipo se efectuó el monitoreo de los ángulos articulares durante movimientos suaves de cada articulación. El segundo tipo consistió en un experimento completo de análisis de marcha. El dispositivo desarrollado mostró resultados satisfactorios en el seguimiento de los ángulos articulares durante el primer tipo de prueba, pero por limitaciones en la velocidad del procesador no se consiguió realizar un completo análisis del ciclo de marcha.

* Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Ingeniería Electrónica. Jorge Hernando Ramón Suárez.

ABSTRACT

TITLE: DESIGN OF A PROTOTYPE FOR JOINT ANGLES MEASUREMENT OF LOWER LIMB IN THE SAGITTAL PLANE USING ACCELEROMETERS*.

AUTHORS: CEPEDA GÓMEZ, Rudy; OCHOA DÍAZ, Claudia Patricia.**

Index Terms: Accelerometers, Gait Analysis, Joint Angles, Lower Limb.

Description

The aim of this work was the employment of accelerometers in a kinematic analysis system that allows the measurement of human lower limb's joint angles in the sagittal plane. The system could be used by the patient without interfering excessively in the natural gait.

A 16 bit microcontroller was used for this task. The processor receives the acceleration data, calculates the joint angle and transmits this information to a computer by wireless connection. The joint angles then could be visualized and saved into the PC for later processing. The software application for the microcontroller was programmed in C and a LabView virtual instrument is used for the visualization.

Two types of tests were performed. The first test tracks the joint angles during soft movements of each joint. The second consists on a complete gait analysis experiment. The developed device showed satisfactory results in joint angles tracking during the first test, but speed limitations of the processor did not allow a complete analysis of the gait cycle.

* Degree Project

** Faculty of Physicmechanical Engineering. Electronics Engineering. Jorge Hernando Ramón Suárez.

Introducción

El análisis de marcha se ha convertido en una herramienta de amplio uso, tanto en tareas de investigación tendientes a aumentar el nivel de comprensión de la locomoción humana, como en labores de apoyo diagnóstico. Los sistemas tradicionales de análisis de marcha combinan un equipo cinematográfico de captura de movimiento para la obtención de datos cinemáticos con plataformas de fuerza para la adquisición de datos cinéticos. Estos sistemas suelen ser costosos, requieren de un amplio espacio y no pueden ser utilizados por fuera del laboratorio en el que se instalen.

En las últimas décadas se han desarrollado nuevas tecnologías, tales como sensores miniatura, baterías de bajo peso y larga duración, procesadores de alta velocidad y otras, que han permitido emprender la búsqueda de un equipo portátil, de bajo consumo energético y bajo costo, para ser utilizado en la medición directa de datos cinemáticos de la marcha humana. Los sensores inerciales (acelerómetros y giróscopos) de dimensiones reducidas que han salido al mercado en los últimos años han demostrado ser especialmente adecuados para este tipo de aplicación.

El objetivo de este trabajo ha sido el empleo de acelerómetros en un sistema de análisis cinemático que permita la medición de los ángulos de las tres articulaciones del miembro inferior humano en el plano sagital y que pueda ser llevado por el paciente sin interferir excesivamente en la normal ejecución de su andar.

El primer capítulo de este libro tiene como propósito dar al lector una breve ambientación relacionada con la cinemática de la marcha, en el segundo se presenta alguna información sobre el tipo de sensor utilizado. La sustentación matemática de los algoritmos propuestos se discute en el capítulo tercero, dedicándose los capítulos cuarto y quinto a la descripción del hardware y software del equipo desarrollado, respectivamente. Finalmente, el sexto capítulo expone los resultados de las pruebas realizadas.

Capítulo 1

Aspectos Generales de la Cinemática Angular de la Marcha

Caminar es una de las actividades que el ser humano realiza con mayor frecuencia y que requiere de interacciones complejas y coordinadas de las diferentes articulaciones y grupos musculares. El *patrón de marcha*, nombre que se le da a la forma en que un individuo camina [1], se caracteriza por ser un movimiento periódico donde cada periodo o *ciclo de la marcha* está conformado por dos fases para cada miembro: la *fase de apoyo* y la *fase de balanceo*. El propósito de este primer capítulo es presentar de forma general los conceptos ligados al ciclo de marcha, especialmente aquellos relacionados con la cinemática angular de éste, con el fin de ambientar al lector en el principal objetivo de este trabajo.

1.1. Ciclo de Marcha

La locomoción bípeda es una actividad cíclica y continua que consiste en la realización sucesiva de las fases de apoyo y de balanceo en cada uno de los miembros (ver figura 1.1). Un ciclo de marcha completo se define por la realización secuencial de una fase de apoyo de una extremidad hasta la siguiente fase de apoyo de la misma extremidad, lo que se conoce también como pasada o zancada [2]. Esta es la unidad fundamental utilizada para el análisis de la locomoción humana.

La fase de apoyo dura aproximadamente el 60 % de la zancada y puede dividirse en tres subfases: durante la primera y la última los dos pies hacen contacto simultáneo con el piso, por lo que se les conoce como *doble soporte* (DS1 y DS2). La subfase intermedia se conoce como *soporte simple* (SS), puesto que un solo pie está en contacto con el suelo. En la figura 1.1 se pueden apreciar las subfases mencionadas.

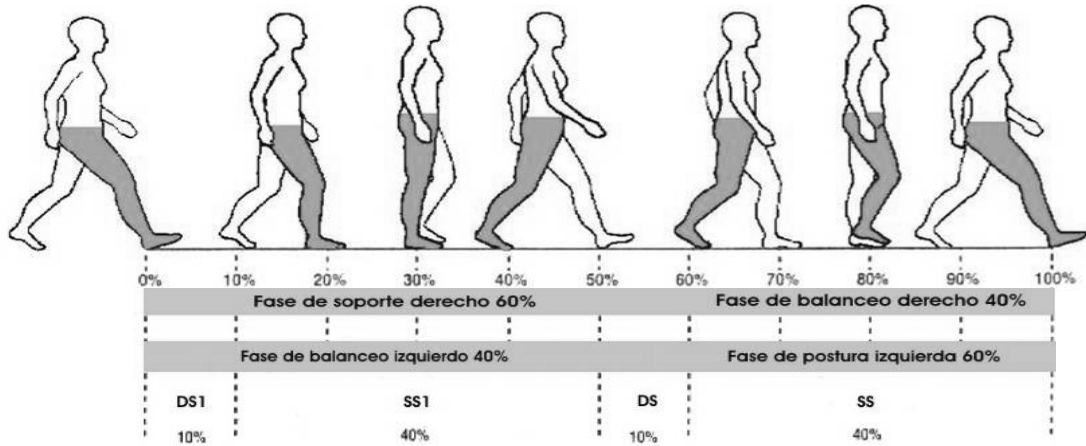


Figura 1.1: Fases y subfases del ciclo de marcha (Adaptado de Neumann D. A. *Kinesiology of the Musculoskeletal System* [3])

Esta primera fase se puede descomponer en cinco hitos o eventos, mostrados en la figura 1.2. El *choque de talón* es el instante en el que el pie toca el suelo por primera vez (figura 1.2a). El *apoyo plantar* (figura 1.2b) es un intervalo durante el cual la planta del pie toma contacto pleno con la superficie sobre la que se está caminando y el peso del cuerpo recae sobre el miembro, este periodo coincide con el fin del doble soporte inicial. La parte media de la fase de soporte, *el apoyo medio* (figura 1.2c), coincide, en su primera parte, con el soporte simple. El *despegue de talón* (figura 1.2d) es el periodo durante el cual el peso del cuerpo es transferido desde la parte posterior del pie hacia su parte frontal y coincide con el doble soporte final. Por último, el *despegue del pie* (figura 1.2e) se presenta en simultáneo con el fin del doble soporte final, en éste el peso es transferido al miembro contralateral [2]. A partir de este evento se inicia la fase de balanceo.

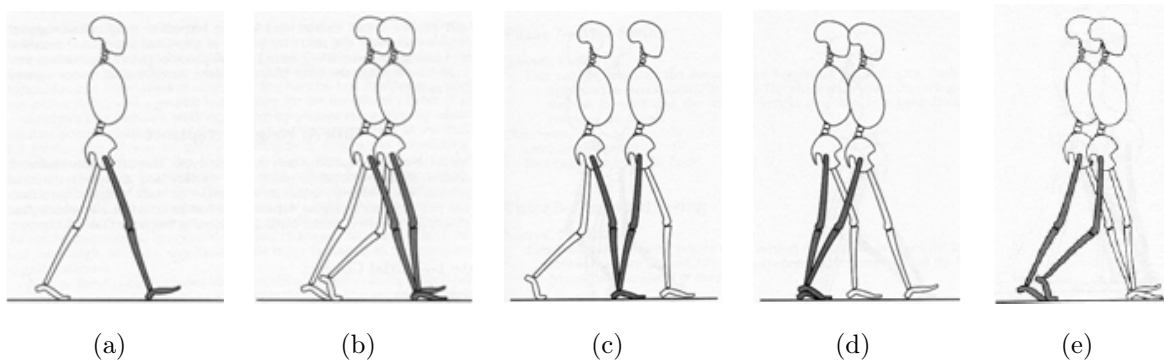


Figura 1.2: Eventos temporales de la fase de apoyo: (a)Choque de Talón (b)Apoyo Plantar (c)Apoyo Medio (d)Despegue de Talón (e)Despegue del Pie. (Tomado de Luciana Meneghesso Andrade. *Análise de Marcha: Protocolo Experimental a Partir de Variáveis Cinemáticas e Antropométricas* [4])

La fase de balanceo corresponde, aproximadamente, al 40 % restante del ciclo de marcha. Se descompone en tres eventos: *aceleración*, *balanceo medio* y *desaceleración* (ver figura 1.3). La aceleración es la parte inicial de la fase de balanceo, ésta comienza a partir del momento en el que el pie de la extremidad de referencia se levanta del suelo hasta el punto en que esta misma extremidad está directamente bajo el cuerpo. El balanceo medio comprende desde el final de la aceleración hasta el inicio de la desaceleración, cuando la extremidad de referencia pasa directamente debajo del cuerpo. Finalmente, la desaceleración corresponde al instante en que la extremidad de referencia desacelera, preparándose así para el siguiente choque de talón. En la transición entre la fase de soporte y la de balanceo ocurre la propulsión, instante en el que el sujeto desplaza el centro de gravedad hacia adelante [2].

Para la descripción cuantitativa de la cinemática del ciclo de marcha se utilizan tres conjuntos de parámetros: variables temporales (porcentajes de duración de las fases de soporte y balanceo y de sus correspondientes subfases), variables descriptivas (velocidad, cadencia, longitud, ancho del paso y duración del ciclo) y cinemática angular. Aunque los tres conjuntos proporcionan información importante para el análisis de la marcha, son los ángulos articulares los que representa quizá una mayor utilidad, puesto que también pueden ser utilizados para realizar estudios cinéticos como, por ejemplo, el cálculo de los torques o momentos articulares, además de ser representativos de los mecanismos de control fino durante la marcha.

Precisamente por la importancia de la cinemática angular, este trabajo se ha centrado en su medición y por ello a continuación se hará una descripción detallada de estas variables.

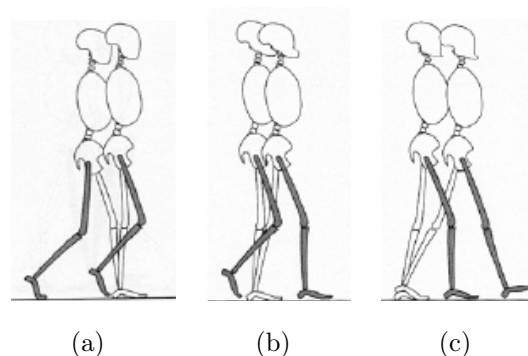


Figura 1.3: Eventos temporales de la fase de balanceo: (a)Aceleración (b)Balanceo Medio (c)Desaceleración. (Tomado de Luciana Meneghesso Andrade. *Análise de Marcha: Protocolo experimental a Partir de Variáveis Cinemáticas e Antropométricas*)

1.2. Cinemática Angular del Miembro Inferior

La cinemática angular articular describe los desplazamientos angulares de los segmentos corporales alrededor de los ejes de movimiento. Aunque durante la marcha intervienen todas las extremidades del cuerpo, el estudio de la cinemática angular se centra en el miembro inferior, por ser éste el que desarrolla más trabajo. Los planos que se utilizan como referencia para estas mediciones se muestran en la figura 1.4. Puesto que para todas las articulaciones que conforman el miembro inferior la mayor amplitud de movimiento angular durante la marcha se presenta en el plano sagital, es en este plano en el que se centra el análisis [2]. Los movimientos en los planos frontal y transversal no son menos importantes, pero debido a su poca amplitud y a la incertidumbre de las mediciones, su estudio resulta poco preciso.

1.2.1. Cadera

El movimiento de la cadera tiene lugar en los tres planos: en el sagital se producen los movimientos de flexión y extensión (figura 1.5(a)), en el frontal los de abducción y aducción (figura 1.5(b)), y en el transversal los de rotación interna y rotación externa. El movimiento es máximo en el plano sagital, donde el rango de flexión es de 0 a 140° y el rango de extensión va de 0 a 15°. El rango de abducción proporciona de 0 a 30°, mientras que el de aducción es algo menor, de 0 a 25°. La rotación externa oscila de 0 a 90° y la rotación interna de 0 a 70° cuando la

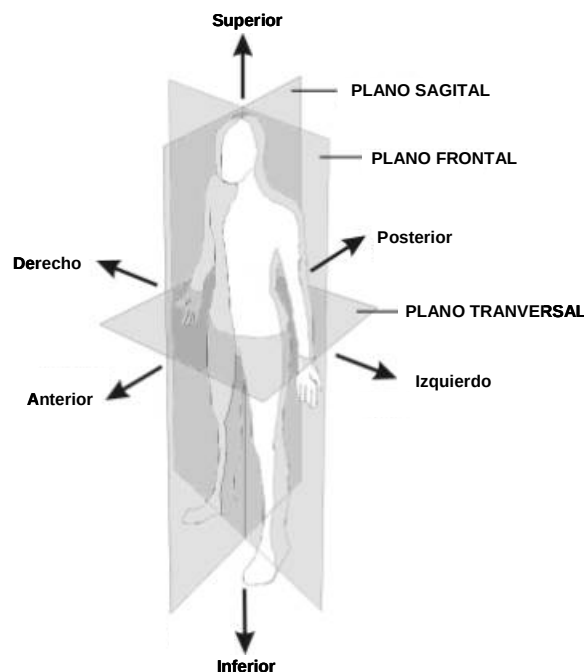


Figura 1.4: Planos generales de referencia para el movimiento humano

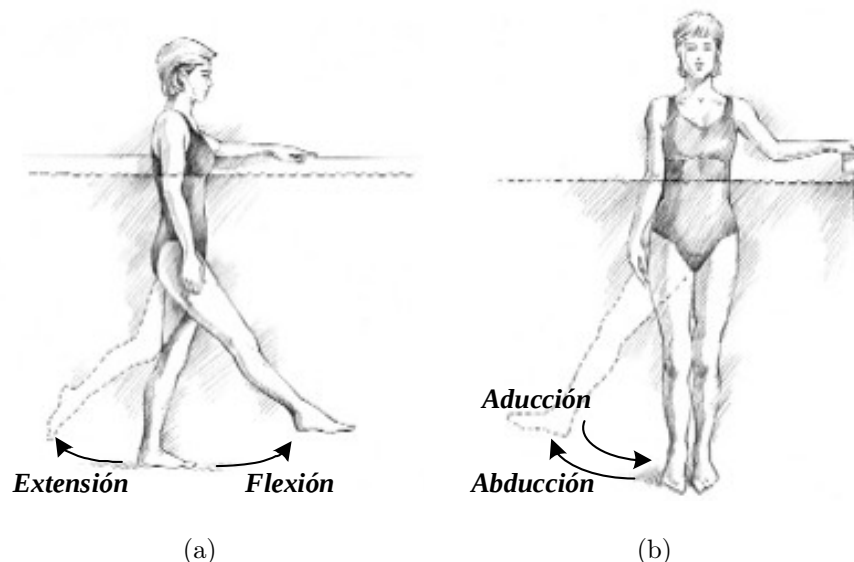


Figura 1.5: Movimientos de la cadera: (a) Flexión-Extensión (b) Abducción-Aducción. (Tomado del sitio en internet de *Arthritis Foundation* [5])

articulación de la cadera se flexiona. Se produce menos rotación cuando se extiende la articulación de la cadera, debido a la función limitante de los tejidos blandos. Estas amplitudes aplican para movimiento pasivos, es decir, cuando una fuerza externa es la que produce el desplazamiento. Los movimientos activos, causados por los músculos pertenecientes al segmento corporal, como es el caso de la marcha, tienen un rango un poco menor.

Durante la marcha, en el choque de talón, la cadera está flexionada aproximadamente 30° . A lo largo del despegue del talón, la cadera se extiende hasta que alcanza aproximadamente 10° de extensión. En el despegue del pie y en la mayor parte de la fase de balanceo la cadera se flexiona hasta aproximadamente 35° , y entonces comienza a extenderse justo antes del siguiente choque de talón, mientras el miembro inferior se extiende para situar el pie en el suelo.

La figura 1.6 presenta los desplazamientos angulares promedio de la cadera, en el plano sagital, durante un ciclo de marcha [2].

1.2.2. Rodilla

En el complejo articular de la rodilla el movimiento se produce en los tres planos, pero el máximo rango de desplazamiento angular se presenta en el plano sagital con los movimientos de flexión y extensión (ver figura 1.7). Durante una postura de reposo el movimiento en el plano sagital desde la extensión hasta la flexión completa de la rodilla va de 0° a los 140°

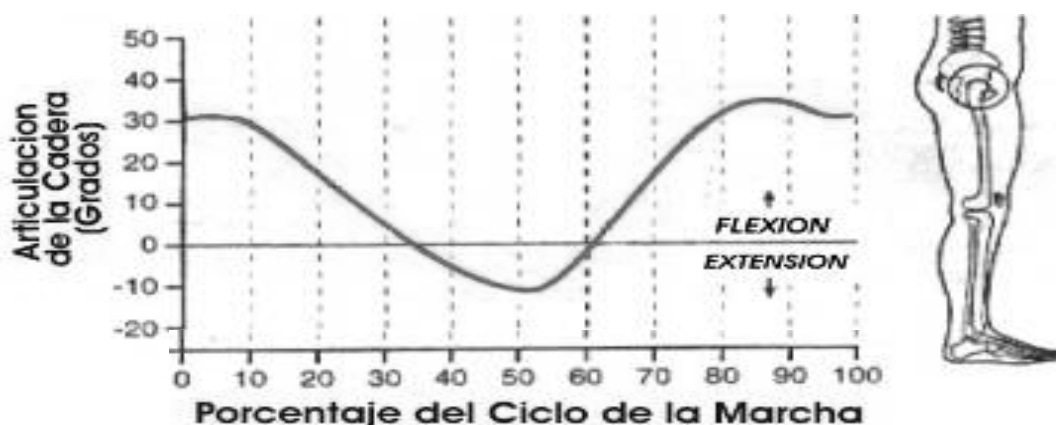


Figura 1.6: Comportamiento promedio de los ángulos de flexión (> 0) y extensión (< 0) de la cadera durante un ciclo de marcha. (Adaptado de: Neumann D. A. *Kinesiology of the Musculoskeletal System*)

aproximadamente. En el plano transversal la rotación externa varía de 0° a aproximadamente 45° y la rotación interna varía de 0° a aproximadamente 30° , cuando se trata de movimientos pasivos. En el plano frontal, los rangos de aducción y la abducción pasivas son pequeños, de menos de dos grados, y varían con la flexión de la rodilla hasta que ésta alcanza unos 30° .

En el choque de talón la rodilla está casi totalmente extendida, entonces gradualmente se

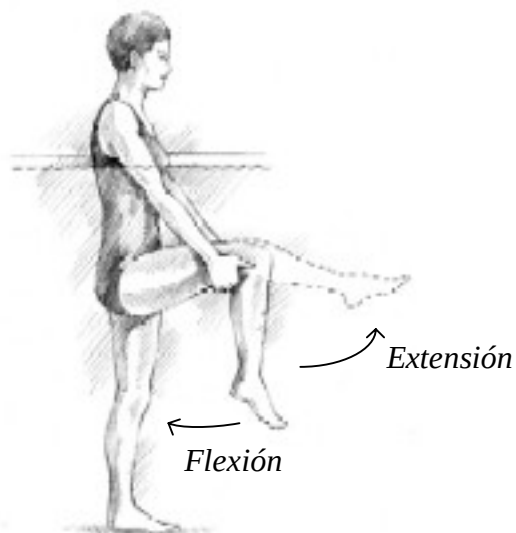


Figura 1.7: Movimientos de la rodilla en el plano sagital. (Tomado del sitio en internet de *Arthritis Foundation*.)

flexiona hasta alcanzar un valor de aproximadamente 20° , esto ocurre en el inicio de la parte media de la fase de apoyo. Durante la última porción de esta fase se extiende otra vez casi completamente, para flexionarse hasta aproximadamente 40° en el momento en que ocurre el despegue del pie. Inmediatamente antes de la aceleración, la rodilla continúa flexionándose hasta su pico de flexión (entre los 60° y 70°), presente en la parte media de la fase de balanceo. Posteriormente, se extiende otra vez para prepararse para el siguiente choque de talón [2].

Los desplazamientos angulares promedio de la rodilla en el plano sagital durante un ciclo de marcha se muestran en la figura 1.8.

1.2.3. Tobillo o Cuello de Pie

El movimiento del tobillo se produce principalmente en el plano sagital y se describe como *flexión plantar* (flexión) y *flexión dorsal* (extensión). El movimiento normal de flexión dorsal se encuentra en un rango pasivo entre los 10 a 20° y la flexión plantar alcanza un máximo de entre 40 y 55° , también de manera pasiva. En la figura 1.9 se aprecian claramente estos movimientos.

Durante la marcha, en el choque de talón, el tobillo está en una ligera flexión plantar que se incrementa hasta el apoyo plantar, invirtiéndose rápidamente hasta alcanzar la flexión dorsal durante la mitad de la fase de apoyo, a medida que el cuerpo sobrepasa al pie. El movimiento regresa a la flexión plantar con la aceleración. Posteriormente, el tobillo se flexiona dorsalmente de nuevo en la mitad de la fase de balanceo y cambia a una ligera flexión plantar en el choque de talón. La flexión dorsal máxima se produce al 70 % de la fase de apoyo y la máxima flexión

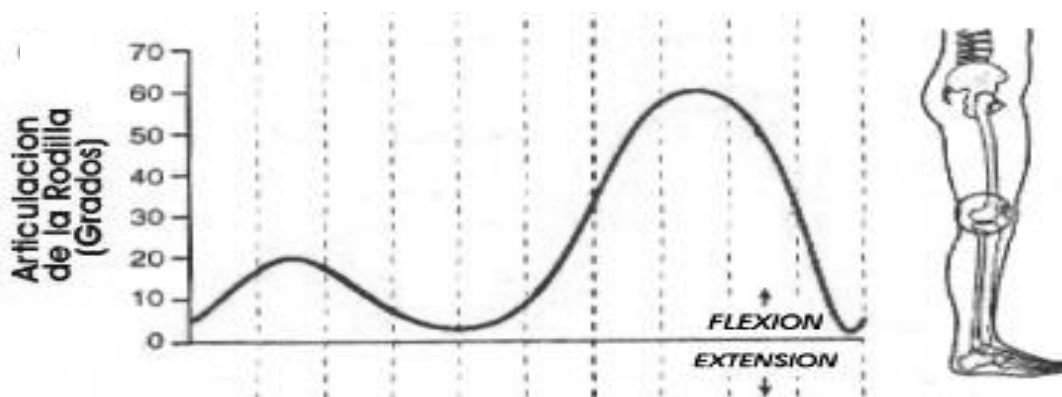


Figura 1.8: Comportamiento promedio de los ángulos de flexión (< 0) y extensión (> 0) de la rodilla durante un ciclo de marcha. (Tomado de Neumann D. A. *Kinesiology of the Musculoskeletal System*)

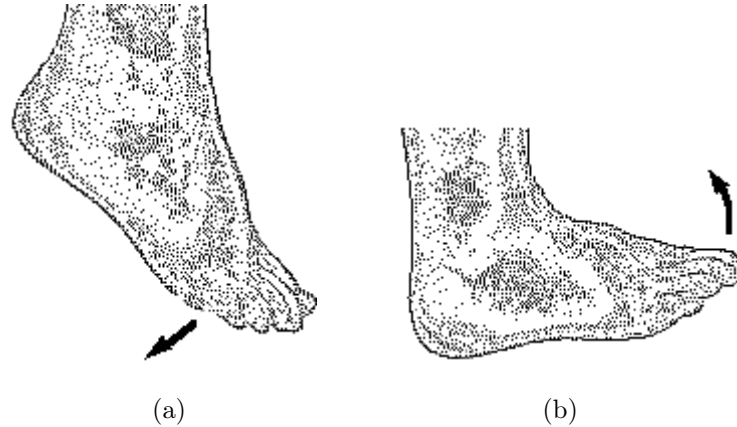


Figura 1.9: Movimientos del tobillo en el plano sagital: (a) Flexión Plantar (b) Flexión Dorsal. (Tomado del sitio en internet de *Arthritis Foundation*)

plantar se produce al iniciarse la fase de balanceo [2].

En la figura 1.10 se puede observar el rango de movimiento en grados de la articulación del tobillo en el plano sagital durante un ciclo de marcha normal.

1.3. Técnicas para el Análisis del Ciclo de Marcha

Los primeros desarrollos de metodologías para analizar la forma en que el ser humano camina datan de finales del siglo XIX. Algunas de las técnicas diseñadas en aquella época aún se utilizan en la actualidad, salvando, por supuesto, las diferencias tecnológicas. En esta sección se presenta un panorama de las dos principales estrategias que se han utilizado para el estudio cinemático del

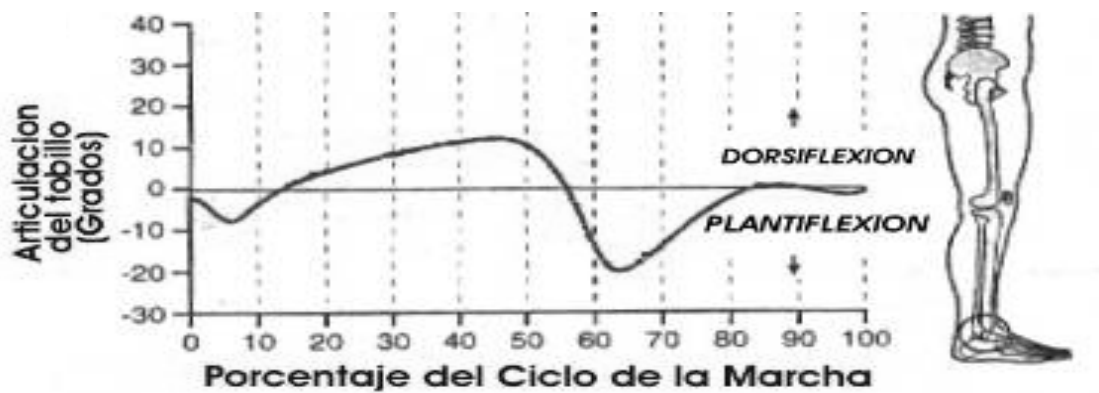


Figura 1.10: Comportamiento promedio de los ángulos de flexión plantar (< 0) y dorsal (> 0) del tobillo durante un ciclo de marcha. (Tomado de: Neumann D. A. *Kinesiology of the Musculoskeletal System*)

ciclo de marcha.

1.3.1. Análisis Fotográfico o Videográfico

Los primeros intentos de registrar los patrones de marcha se realizaron a través del empleo de cámaras fotográficas. La técnica utilizada a finales del siglo XIX consistía en realizar varias impresiones fotográficas de un sujeto caminando, con el fin de obtener un registro cuadro a cuadro de cada uno de los eventos durante la marcha. Los intervalos típicos entre exposiciones eran de 0.1s. El sujeto era vestido de negro y dotado de bandas reflectoras en las articulaciones y a lo largo de sus miembros, para después hacerle caminar contra una pantalla negra. De esta manera, al realizar la captura de las imágenes en un ambiente con gran iluminación, lo único que aparecía en las fotografías eran los puntos brillantes, correspondiendo éstos a las posiciones de las articulaciones y de los segmentos óseos [1].

A pesar de la relativa antigüedad de la técnica, este es el mismo principio que se utiliza en la actualidad, y es quizá la metodología más utilizada para analizar el movimiento humano. En la figura 1.11 se muestran las ubicaciones típicas del conjunto de marcadores utilizado en un experimento de análisis fílmico de marcha.

Con la llegada de las cámaras de video digitales de gran resolución y apoyándose en avanzadas técnicas de procesamiento digital de imágenes, el análisis fílmico del ciclo de marcha es una disciplina sobre la que se han realizado una gran cantidad de desarrollos.

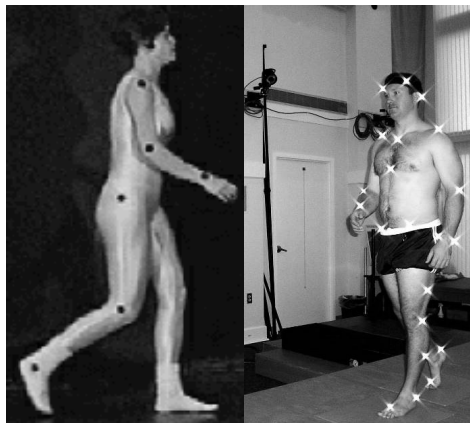


Figura 1.11: Realización de una sesión de análisis fílmico utilizando dos tipos de marcadores. (Tomado de *History of the study of locomotion* [6])

Estos métodos cuentan con la gran ventaja de no necesitar un contacto directo con el paciente, de manera que el sujeto puede caminar libremente, con lo que se obtienen resultados más cercanos a la realidad. Su principal desventaja es que se requiere de un ambiente controlado, con ciertas condiciones de iluminación y color de fondo, y una adecuada disposición de la cámara o conjunto de cámaras que se utilice para el registro. Además de esto, resulta costoso instalar y mantener un laboratorio dotado de todos estos equipos.

1.3.2. Electrogoniometría

Un electrogoniómetro es un transductor resistivo, su principio de funcionamiento es similar al de un potenciómetro lineal: la resistencia varía linealmente con el desplazamiento angular. De esta manera, el valor del ángulo será proporcional a la caída de tensión entre el terminal móvil del sensor y un borne de referencia. Los electrogoniómetros están disponibles en configuraciones monoaxiales y multiaxiales y se unen directamente a los segmentos corporales a cada lado de la articulación o articulaciones de interés para la medición directa del desplazamiento angular. Cuando los rangos de movimiento de la articulación son muy amplios, se dificulta la consecución de una correcta alineación de sus elementos. Al mismo tiempo, el peso y la complejidad del mecanismo, limitan la libertad de movimiento del paciente, como puede verse en la figura 1.12. Sus principales ventajas radican en su relativo bajo costo y la posibilidad de obtener los resultados de la medición en tiempo real [1].



Figura 1.12: Prueba de análisis de marcha utilizando un electrogoniómetro. (Tomado de *History of the study of locomotion*)

1.3.3. Acelerometría

El empleo de acelerómetros se ha centrado en el análisis de la cinética del ciclo de marcha. Se han utilizado para la determinación de las fuerzas de reacción soportadas por los miembros, así como para el cálculo de los desplazamientos de los segmentos corporales a partir de la aceleración experimentada por los sensores [7].

Se han publicado varios trabajos relacionados con la determinación de las variables temporales y descriptivas del ciclo de marcha utilizando sensores inerciales, como son los acelerómetros y giróscopos. Sabatini y colaboradores [8], por ejemplo, emplean una combinación de un acelerómetro biaxial y un giróscopo para reconstruir la trayectoria, en el plano sagital, de un punto en el dorso del pie, sobre el que se ubica la unidad de medición, y, al mismo tiempo, para determinar la duración de cada fase del ciclo. Por su parte, Brandes y colaboradores [9], han realizado mediciones de parámetros descriptivos, a través de la medición de las aceleraciones de la parte baja del tronco, utilizando un modelo de péndulo invertido.

Los sensores inerciales han sido poco utilizados en mediciones de variables angulares durante la marcha, principalmente por el error asociado a la doble integración de las aceleraciones que suele requerirse para el cálculo de las posiciones de los segmentos corporales. Entre los pocos trabajos que se han desarrollado en esta línea, puede citarse el de Dejnabadi y colaboradores [10], en el que se utiliza, una vez más, una combinación de giróscopos y acelerómetros para hallar el valor del ángulo de flexión-extensión de la rodilla. Los autores emplean un modelo matemático para estimar la aceleración del centro de rotación de la articulación a través de la menor cantidad de sensores posible, ubicando una pareja acelerómetro-giróscopo en cada segmento corporal. Su técnica no utiliza integraciones y el valor del ángulo se obtiene en tiempo real.

Capítulo 2

Acelerómetros

Un acelerómetro es un dispositivo diseñado para realizar mediciones de aceleración. Los primeros sensores de aceleración se desarrollaron durante los años 50 del siglo XX, cuando se requirieron elementos para ser utilizados en la determinación de los daños causados por las armas nucleares. Con el advenimiento de la era espacial empezaron a ser empleados en sistemas de navegación inercial para vehículos aeroespaciales; estos primeros acelerómetros eran de grandes dimensiones y bastante costosos. Ya durante las dos últimas décadas del siglo pasado se empezaron a construir acelerómetros de tecnología MEMS, acrónimo de *Micro ElectroMechanical Systems*, micro sistemas electromecánicos, produciéndose una reducción de tamaño y costo, al mismo tiempo que una expansión de sus usos. Actualmente se les utiliza en aplicaciones como medición de vibraciones, captura de movimiento y control de las bolsas de aire de seguridad en automóviles; además de las aplicaciones tradicionales de navegación y control inercial de vehículos.

2.1. Principio de Funcionamiento

La medición de aceleración se basa en dos principios físicos básicos: la *segunda ley de Newton* y la *ley de Hooke*.

Considérese el sistema masa-resorte de la figura 2.1. Cuando éste experimenta una aceleración a aparecerá una fuerza F , cuya magnitud será $F=ma$. Esta fuerza hará que el resorte se comprima o expanda, según el sentido de la aceleración, una distancia y , distancia que dependerá de la constante elástica k del resorte, según la relación $F=ky$. Combinando estos resultados se llega a la siguiente expresión:

$$a = \frac{ky}{m} \tag{2.1}$$

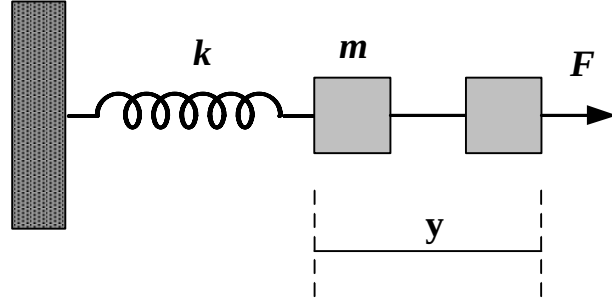


Figura 2.1: Sistema masa-resorte

La ecuación (2.1) plantea que el desplazamiento de la masa será proporcional a la aceleración. El problema de medición de aceleración se reduce entonces a una cuestión de determinación de desplazamientos.

Imagínese ahora un sistema masa resorte suspendido verticalmente. El peso de la masa suspendida hará que el resorte se elongue una distancia proporcional a la aceleración de la gravedad. Si, además, el objeto se somete a una fuerza impulsora periódica que produzca oscilaciones en el resorte la masa experimentará ahora una aceleración que estará variando con el tiempo. A la aceleración debida a la gravedad o a otras similares (constantes) se les conoce como *aceleraciones estáticas* y a aquellas que varían en el tiempo se les denomina *aceleraciones dinámicas*. Esta distinción es importante puesto que no todos los acelerómetros disponibles comercialmente son capaces de medir los dos tipos de aceleración, además, la forma en que el sensor responde a las aceleraciones dinámicas dependerá de ciertas características del dispositivo.

Supóngase ahora que al sistema de la figura 2.1 se le aplica una fuerza variante en el tiempo $F(t)$. La aceleración resultante, $a(t)$, también será dependiente del tiempo y será igual a la segunda derivada de la posición $y(t)$. Aplicando una vez más la segunda ley de Newton se tiene:

$$m\ddot{y}(t) = F(t) - ky(t) \quad (2.2)$$

Siendo m la masa sujeta al resorte y k la constante elástica del mismo. Aplicando la transformada de Laplace a los dos miembros de la ecuación (2.2), y asumiendo condiciones iniciales nulas, se obtiene:

$$ms^2Y(s) = F(s) - kY(s)$$

$$Y(s) = \frac{F(s)}{[ms^2 + k]}$$

$$Y(s) = \frac{\frac{F(s)}{m}}{s^2 + \frac{k}{m}} \quad (2.3)$$

Si se recuerda que, por la segunda ley de Newton, $a(t) = \frac{F(t)}{m}$, se tendrá que $A(s) = \frac{F(s)}{m}$, siendo $A(s)$ la transformada de Laplace de la aceleración, y teniendo en cuenta que la frecuencia de resonancia de un sistema masa-resorte es $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$, la ecuación (2.3) se convierte en:

$$Y(s) = \frac{A(s)}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.4)$$

Para frecuencias físicas $s = j\omega$ y dividiendo entre el término ω_0^2 , se tendrá:

$$Y(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{\omega_0^2} \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right] \quad (2.5)$$

La ecuación (2.5) muestra la manera en que el acelerómetro responderá ante aceleraciones variantes en el tiempo. El desplazamiento será proporcional a la aceleración siempre que la frecuencia de trabajo sea mucho menor que la frecuencia de resonancia del sistema [11], de manera que el término $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$ pueda despreciarse:

$$Y(j\omega) \approx \frac{A(j\omega)}{\omega_0^2} \quad (2.6)$$

En resumen, se ha dicho que siempre que un acelerómetro opere a una frecuencia mucho menor que su frecuencia de resonancia, el desplazamiento de su masa será proporcional a la aceleración. El problema ahora es cómo convertir este desplazamiento en una señal de tensión o de corriente que pueda ser transmitida por medios electrónicos.

2.2. Tipos de Acelerómetros

Los acelerómetros disponibles comercialmente están constituidos por un sistema masa-resorte al que se han adaptado algunos circuitos para convertir el desplazamiento en una señal eléctrica y realizar su acondicionamiento posterior. Lo que diferencia entre un tipo de acelerómetro y otro es la forma en que resuelven el problema de la transducción del desplazamiento de la masa a una señal de tensión o de corriente.

2.2.1. Acelerómetros Piezorresistivos

Algunos materiales varían su resistencia eléctrica de manera considerable al sufrir deformaciones. Este fenómeno, conocido como efecto piezorresistivo, es la base para la construcción de las celdas de carga, y es aprovechado en este tipo de acelerómetros. Se emplean piezorresistores para transformar las variaciones de desplazamiento sufridas por la masa de prueba en una señal de tensión proporcional [11].

2.2.2. Acelerómetros Piezoeléctricos

El efecto piezoeléctrico es un fenómeno que se produce en algunos cristales, en los que aparece una carga eléctrica en su superficie al ser sometidos a una deformación o que se deforman al ser sometidos a la presencia de un campo eléctrico. Los acelerómetros piezoeléctricos aprovechan este fenómeno, haciendo que la desviación de la masa comprima a un cristal, obteniéndose una tensión proporcional a la compresión y al desplazamiento de la masa [11].

2.2.3. Acelerómetros Capacitivos

La capacitancia entre un par de placas paralelas depende del área y de la separación entre ellas. Si una serie de placas se acopla a los laterales de la masa de prueba, el desplazamiento de ésta provocará una variación de la capacitancia entre las placas, con lo que se podrá obtener una variación en la frecuencia de una señal eléctrica, variación que luego podrá transformarse en una señal de tensión. Esta es la clase de acelerómetros más utilizada por su gran relación eficacia-costo. Por ser este el tipo de acelerómetro seleccionado para el presente trabajo, a continuación se explicará con más detalle su principio de funcionamiento.

Estructura Mecánica

El acelerómetro capacitivo está conformado por una estructura similar a la que se muestra en la figura 2.2(a). Una espiga central se emplaza sobre anillos laterales que cumplen las veces de resortes, de ésta surgen una serie de láminas laterales que constituyen las placas centrales de los capacitores diferenciales variables. Las placas fijas están conformadas por otro conjunto de láminas ancladas al sustrato del circuito integrado. La masa de prueba será la suma de las masas de la espiga central y de las láminas, y la constante elástica corresponderá a la de los resortes laterales en forma de anillos cuadrados [11]. La figura 2.2(b) presenta la disposición del sistema en presencia de una aceleración hacia la izquierda.

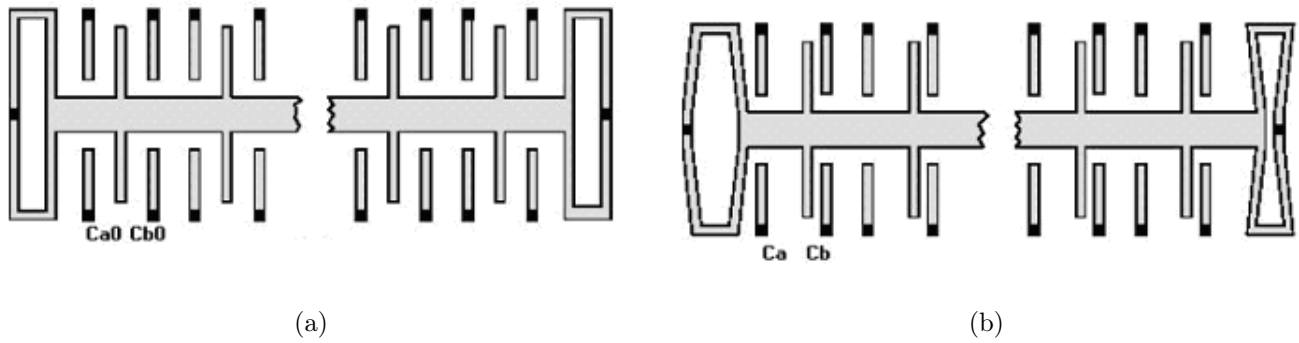


Figura 2.2: Estructura de un acelerómetro capacitivo: (a) En reposo. (b) En presencia de una aceleración hacia la izquierda (Tomado de William E. Acevedo. *Acelerómetro: Principio y Aplicación del Sensor de Aceleración Utilizando Tecnología MEMS* [11])

Transducción de la Señal

Sean C_a y C_b las dos partes del condensador diferencial, según se ve en la figura 2.2. La capacitancia entre la placa central y cualquiera de las dos placas laterales, en reposo, estará dada por:

$$C_0 = \frac{\epsilon A}{d} \quad (2.7)$$

Siendo A el área de las placas y d la separación entre las mismas en reposo. Al producirse una aceleración, el desplazamiento de la masa provocará una variación en la separación entre placas, haciendo que la capacitancia varíe. Si ξ es el desplazamiento causado, las capacitancias serán:

$$C_a = \epsilon \frac{A}{d + \xi} \quad C_b = \epsilon \frac{A}{d - \xi} \quad (2.8)$$

En la ecuación (2.8) se está asumiendo, sin pérdida de generalidad, que la aceleración va hacia la izquierda, según el esquema de la figura (2.2). De (2.7) se tiene que $\epsilon A = dC_0$, y al reemplazar esto en (2.8) se llega a:

$$C_a = C_0 \frac{d}{d + \xi} \quad C_b = C_0 \frac{d}{d - \xi} \quad (2.9)$$

La ecuación (2.9) expresa las capacitancias diferenciales en términos de la capacitancia total y el desplazamiento provocado por la aceleración.

Para detectar la variación de la capacitancia, las dos secciones del condensador diferencial se conectan para formar un divisor de tensión capacitivo, como el que se muestra en la figura 2.3, el

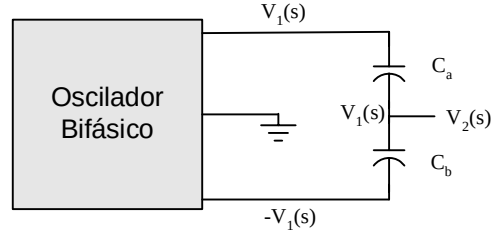


Figura 2.3: Divisor de tensión Capacitivo

cual se alimenta con una señal de frecuencia relativamente alta (en orden de los MHz). Al realizar un análisis en el dominio de la frecuencia se obtiene:

$$V_2(s) = \frac{2V_1(s) \frac{1}{sC_a}}{\frac{1}{sC_a} + \frac{1}{sC_b}} - V_1(s) \quad (2.10)$$

Operando un poco sobre 2.10 se llega a:

$$\begin{aligned} V_2(s) &= V_1(s) \left(\frac{\frac{2}{sC_a}}{\frac{1}{sC_a} + \frac{1}{sC_b}} - 1 \right) \\ &= V_1(s) \left(\frac{\frac{1}{sC_a} - \frac{1}{sC_b}}{\frac{1}{sC_a} + \frac{1}{sC_b}} \right) \\ V_2(s) &= V_1(s) \left(\frac{C_b - C_a}{C_b + C_a} \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

La ecuación (2.11) presenta la relación entre la tensión de entrada y de salida, en función de las capacitancias. Reemplazando (2.9) en (2.11):

$$\begin{aligned} V_2(s) &= V_1(s) \left(\frac{C_0 \frac{d}{d-\xi} - C_0 \frac{d}{d+\xi}}{C_0 \frac{d}{d-\xi} + C_0 \frac{d}{d+\xi}} \right) \\ &= V_1(s) \left(\frac{\frac{d+\xi - d+\xi}{d^2 - \xi^2}}{\frac{d-\xi + d+\xi}{d^2 - \xi^2}} \right) \\ &= V_1(s) \left(\frac{2\xi}{2d} \right) \end{aligned}$$

$$V_2(s) = V_1(s) \left(\frac{\xi}{d} \right) \quad (2.12)$$

Finalmente se obtiene la relación entre la tensión de salida y el desplazamiento de la masa de prueba, la cual se da en la ecuación (2.12).

Para llegar a la relación existente entre dicha tensión de salida y la aceleración soportada por el sensor, tan solo debe recordarse que el desplazamiento ξ es proporcional a la aceleración y depende de la masa y de la constante elástica de los resortes. Partiendo de la ecuación (2.6):

$$\xi(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{\omega_0^2} \quad (2.13)$$

Y reemplazando en 2.12:

$$V_2(j\omega) = V_1(j\omega) \frac{\frac{A(j\omega)}{\omega_0^2}}{d} \quad (2.14)$$

Reduciendo (2.14) se llega a:

$$V_2(j\omega) = \frac{V_1(j\omega)}{d\omega_0^2} A(j\omega) \quad (2.15)$$

Finalmente, la ecuación (2.15) muestra la relación entre la tensión de salida y la aceleración. Los demás elementos de la expresión son conocidos.

2.3. Parámetros de un Acelerómetro

Cuando se decide utilizar un acelerómetro para cierta aplicación deberá buscarse en el mercado el que mejor se adapte a las condiciones de operación. Para poder realizar una buena elección resulta importante conocer qué significa cada uno de los parámetros dados por los fabricantes en las hojas de especificaciones del dispositivo. Además de aquellas características comunes a todos los sensores (linealidad, precisión, voltajes de alimentación y demás) aparecen algunas de gran importancia, que se intentarán explicar a continuación.

2.3.1. Rango Dinámico

Aunque el rango dinámico es una característica común a diferentes tipos de sensores, en los acelerómetros adquiere un significado particular. Este parámetro mide las aceleraciones máxima y mínima que el dispositivo podrá detectar, y suele venir dado en unidades de g , siendo g la aceleración debida a la gravedad.

2.3.2. Sensibilidad

Indica cuánto cambia la salida por cada cambio en la aceleración de entrada. Las unidades dependen del tipo de salida que el sensor entregue. Por ejemplo, para el caso más común, el de un acelerómetro de salida analógica, suele venir dado en volts o mili volts por unidades de g . Además de este parámetro suele indicarse el valor de su variación con la temperatura.

2.3.3. Salida a 0g (Zero g Bias Level)

Corresponde a la salida del acelerómetro cuando sobre su eje sensible no está actuando ninguna aceleración. Aunque viene dado por el fabricante, este valor variará con la latitud y la temperatura de operación, por lo que resulta recomendable realizar una calibración previa del dispositivo con el fin de determinar la salida a 0g para las verdaderas condiciones de trabajo.

2.3.4. Frecuencia de Resonancia

Su valor representa la relación existente entre la masa de prueba y la constante elástica de los resortes que componen el acelerómetro. Para que la lectura del acelerómetro sea correcta, la frecuencia de la aceleración soportada por el dispositivo debe ser varios órdenes de magnitud menor que este parámetro, por lo que hay que tenerlo presente cuando se va a trabajar con aceleraciones dinámicas.

2.3.5. Densidad Espectral de Ruido

Expresado en $\frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}$, representa la potencia del ruido en la entrada del acelerómetro como una función del ancho de banda de la aplicación. Se utiliza para determinar el valor mínimo de la señal que podrá ser detectado dado un ancho de banda.

2.3.6. Otros Parámetros

Los demás datos que se encuentran en una hoja de especificaciones están relacionados con características propias de cada modelo, como pueden ser el tipo de salida entregada (analógica, digital, PWM), los voltajes de operación, corrientes de alimentación y otros.

2.4. Aplicaciones

A continuación se describirán algunas de los principales campos de empleo de los acelerómetros.

2.4.1. Industria Automotriz

En la industria del automóvil los acelerómetros son utilizados principalmente en labores relacionadas con la seguridad, en dos tareas principales. La primera de ellas es funcionar como activadores de las bolsas de aire o *airbags* al presentarse una colisión. La segunda tarea se desempeña en las pruebas de impacto de automóviles que van a ser lanzados al mercado, como parte de la instrumentación instalada en los maniqués de prueba, en donde su función es registrar las aceleraciones a las que se somete el cuerpo humano durante diferentes tipos de choque, con el fin de determinar las probabilidades de supervivencia de los ocupantes del vehículo.

2.4.2. Sistemas de Navegación

Una de las primeras y principales aplicaciones de estos dispositivos fue en el desarrollo de sistemas de navegación inercial, en los que se utilizan para determinar la velocidad y posición de un vehículo a partir de la integración de la aceleración que éste experimenta en sus ejes de movimiento. En esta aplicación suelen encontrarse los acelerómetros más precisos (y costosos) del mercado, puesto que se emplean en sistemas bastante exigentes en la exactitud de su posicionamiento como pueden ser misiles, submarinos, aeronaves, satélites artificiales y otros.

2.4.3. Medición de Vibraciones

Otra aplicación importante es la determinación de vibraciones del suelo o presentes en ejes, barras o vigas. Para esto se necesitan dispositivos capaces de detectar grandes valores de aceleración y con frecuencias de resonancia elevadas.

2.4.4. Goniometría

Para la determinación de ángulos de inclinación también se han utilizado acelerómetros. En esta aplicación se utilizan para hallar la fracción de la gravedad soportada en una dirección y así calcular la orientación espacial del sensor y del soporte al que se encuentre unido. Bajo este esquema se ha realizado, por ejemplo, la medición del ángulo de giro de un motor de pasos.

2.4.5. Bioingeniería

Además de las aplicaciones mencionadas en el capítulo anterior, acerca del empleo de acelerómetros para análisis del ciclo de marcha, se han utilizado para medir las fuerzas ejercidas por los diferentes músculos del cuerpo, generalmente en paralelo con estudios de electromiografía¹.

¹Estudio orientado al registro de la actividad eléctrica de los músculos.

Capítulo 3

Medición Angular

El objetivo del presente proyecto es realizar la medición de los ángulos, en el plano sagital, de las articulaciones del miembro inferior partiendo de datos de aceleración. El método utilizado para realizar la conversión de un tipo de información a otro está basado en los trabajos de Kurata y colaboradores [12] y de Lee y Ha [13], cada uno de los cuales propone una técnica para el monitoreo angular utilizando acelerómetros.

Para este caso se ha realizado una adaptación de la técnica de acelerómetros situados cerca de ambos lados de la articulación, presentado en [12], utilizando algunos aportes tomados de [13]. Este capítulo describe el conjunto de ecuaciones que se ha empleado para el cálculo de los ángulos.

3.1. Preliminares

Considérese una articulación como en la figura 3.1. Si $\vec{a}_1$ y $\vec{a}_2$ son las aceleraciones soportadas por los segmentos corporales abajo y arriba de la articulación, podrá asumirse que $\vec{a}_1$ es prácticamente igual a $\vec{a}_2$ siempre que las distancias entre los puntos en los que se mide la aceleración y el centro de rotación de la articulación sean suficientemente pequeñas, de manera que las aceleraciones dinámicas debidas a la rotación alrededor de la misma articulación sean prácticamente nulas por la cercanía al eje y aquellas producidas por la rotación alrededor de otro eje sean iguales a ambos lados por estar a la misma distancia. Así, el vector aceleración en cada uno de los dos puntos será la superposición de la aceleración estática debida a la gravedad, prácticamente igual para ambos puntos por su cercanía, y las aceleraciones dinámicas, también iguales.

La idea del método de *acelerómetros situados cerca de ambos lados de la articulación*,

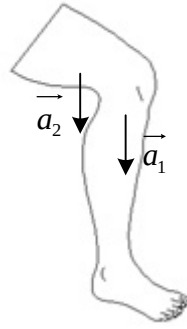


Figura 3.1: Aceleraciones soportadas a cada lado de una articulación

propuesto en [12], es aprovechar esta situación, ubicando acelerómetros multiaxiales en puntos suficientemente cercanos al eje de rotación, de manera que el ángulo de rotación de la articulación esté relacionado con las aceleraciones medidas por cada sensor.

La forma en que el método se aplica depende del número de grados de libertad de la articulación, esto es, del número de ejes alrededor de los cuales pueden rotar los segmentos corporales unidos a ésta. A continuación se muestra la manera en que se realiza el cálculo del ángulo en cada uno de los casos presentes en el miembro inferior humano.

3.2. Articulaciones con un Grado de Libertad

Cuando se tiene un solo eje alrededor del cual rotar el movimiento se produce en un solo plano perpendicular al eje de rotación, este el caso del cuello de pie y de la rodilla. Para este tipo de articulaciones se utiliza un acelerómetro biaxial a cada lado, de manera que los dos ejes efectivos del sensor definan un sistema cartesiano de referencia. Una representación esquemática de esta situación se muestra en la figura 3.2.

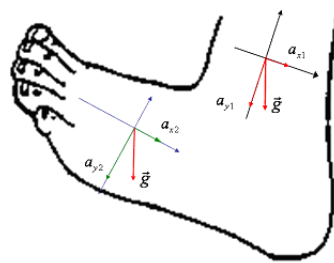


Figura 3.2: Ubicación esquemática de los sensores para una articulación con un grado de libertad

Las aceleraciones soportadas por los ejes efectivos de cada acelerómetro corresponden a las componentes de un mismo vector en dos sistemas de referencia diferentes, siempre y cuando se cumplan las condiciones descritas en la sección 3.1, y pueden relacionarse mediante una transformación de coordenadas. Como se asume que los acelerómetros están situados prácticamente en el mismo punto la transformación corresponderá a una rotación, de manera que las componentes en uno y otro sistema se relacionarán según el conjunto de ecuaciones (3.1) [14], donde θ representa el ángulo de rotación relativo entre uno y otro sistema de coordenadas.

$$\begin{bmatrix} a_{x1} \\ a_{y1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{x2} \\ a_{y2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Dado que es precisamente θ el ángulo buscado, deberá despejarse a partir de (3.1). Desarrollando el producto matricial, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\begin{aligned} a_{x1} &= a_{x2} \cos \theta + a_{y2} \sin \theta \\ a_{y1} &= -a_{x2} \sin \theta + a_{y2} \cos \theta \end{aligned} \quad (3.2)$$

Multiplicando miembro a miembro las ecuaciones (3.2):

$$-a_{x1}a_{x2} \sin \theta + a_{x1}a_{y2} \cos \theta = a_{y1}a_{x2} \cos \theta + a_{y1}a_{y2} \sin \theta \quad (3.3)$$

Finalmente, a partir de (3.3) se llega a una expresión para θ :

$$\begin{aligned} (a_{y1}a_{y2} + a_{x1}a_{x2}) \sin \theta &= (a_{x1}a_{y2} - a_{y1}a_{x2}) \cos \theta \\ \tan \theta &= \frac{(a_{x1}a_{y2} - a_{y1}a_{x2})}{(a_{y1}a_{y2} + a_{x1}a_{x2})} \end{aligned} \quad (3.4)$$

La ecuación (3.4) será la que finalmente permitirá obtener el ángulo para las articulaciones con un grado de libertad. De cualquier manera, existen varias condiciones que harán que (3.4) arroje resultados correctos o no. La más importante, además de la cercanía entre los sensores, es su correcta alineación y su ubicación coplanar.

3.3. Articulaciones con Dos Grados de Libertad

Determinar el ángulo de flexión-extensión de la cadera es un procedimiento un poco más complicado, puesto que en esta articulación el movimiento rotacional durante la marcha se

produce en los planos sagital y frontal simultáneamente, según se explica en el capítulo 1. Como ahora se va a analizar el movimiento en dos planos perpendiculares, será necesario utilizar un eje efectivo extra en cada acelerómetro, de manera que el sistema cartesiano de referencia a cada lado de la articulación sea tridimensional. El sistema de referencia para la cadera y los ángulos de interés se presentan en la figura 3.3.

Ubicado un sistema coordenado a cada lado de la cadera, la relación entre las componentes del vector aceleración en uno y otro sistema estará dada por un par de rotaciones sucesivas [14], una alrededor de cada uno de los dos ejes de interés, de manera que:

$$\begin{bmatrix} a_{x1} \\ a_{y1} \\ a_{z1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{x2} \\ a_{y2} \\ a_{z2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Al realizar los productos indicados en (3.5) se obtienen las ecuaciones:

$$\begin{aligned} a_{x1} &= a_{x2} \cos \theta - a_{y2} \sin \theta \sin \phi - a_{z2} \sin \theta \cos \phi \\ a_{y1} &= a_{y2} \cos \phi - a_{z2} \sin \phi \\ a_{z1} &= a_{x2} \sin \theta + a_{y2} \cos \theta \sin \phi + a_{z2} \cos \theta \cos \phi \end{aligned} \quad (3.6)$$

Factorizando la primera y segunda ecuación del sistema de ecuaciones tenemos:

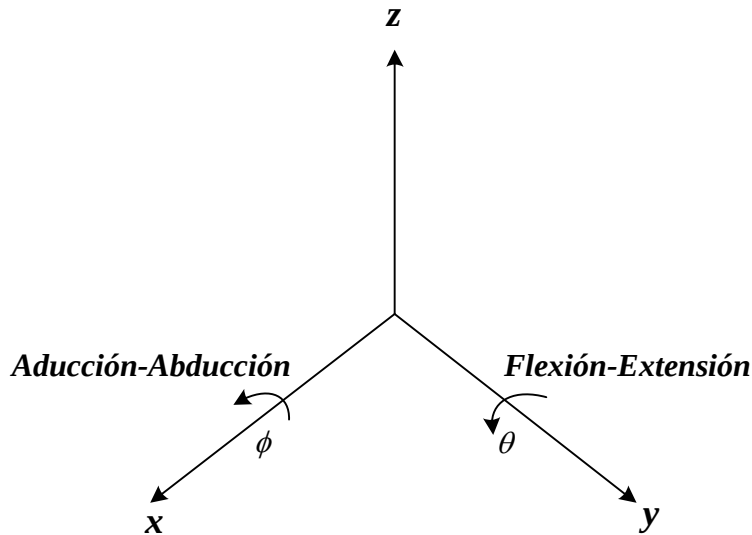


Figura 3.3: Sistema coordenado de referencia para la cadera y principales ángulos de movimiento durante la marcha.

$$\begin{aligned}
a_{x1} &= a_{x2} \cos \theta - (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi) \sin \theta \\
a_{z1} &= a_{x2} \sin \theta + (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi) \cos \theta
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Multiplicando término a término las dos partes de (3.7) y despejando se llega a:

$$\begin{aligned}
a_{x1}a_{x2} \sin \theta + a_{x1} (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi) \cos \theta &= a_{z1}a_{x2} \cos \theta - a_{z1} (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi) \sin \theta \\
[a_{x1}a_{x2} + a_{z1} (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi)] \sin \theta &= [a_{z1}a_{x2} - a_{x1} (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi)] \cos \theta \\
\tan \theta &= \frac{a_{z1}a_{x2} - a_{x1} (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi)}{a_{x1}a_{x2} + a_{z1} (a_{y2} \sin \phi + a_{z2} \cos \phi)}
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Con (3.8) ya se ha llegado a una expresión para θ , el ángulo de flexión-extensión, que es el ángulo de interés. Sin embargo, la ecuación está en términos de ϕ , de manera que debe hallarse otra ecuación. Aplicando la identidad pitagórica $\sin \phi = \sqrt{1 - \cos^2 \phi}$ a la segunda ecuación de (3.6) se obtiene:

$$a_{y1} = a_{y2} \cos \phi - a_{z2} \sqrt{1 - \cos^2 \phi} \tag{3.9}$$

Operando sobre (3.9):

$$\begin{aligned}
a_{z2} \sqrt{1 - \cos^2 \phi} &= a_{y2} \cos \phi - a_{y1} \\
a_{z2}^2 - a_{z2}^2 \cos^2 \phi &= a_{y2}^2 \cos^2 \phi - 2a_{y1}a_{y2} \cos \phi + a_{y1}^2 \\
(a_{z2}^2 + a_{y2}^2) \cos^2 \phi - 2a_{y1}a_{y2} \cos \phi + (a_{y1}^2 - a_{z2}^2) &= 0
\end{aligned} \tag{3.10}$$

La ecuación (3.10) podrá resolverse para obtener el valor de $\cos \phi$. Despejando una vez más la segunda ecuación perteneciente a (3.6), se puede obtener:

$$\sin \phi = \frac{a_{y2} \cos \phi - a_{y1}}{a_{z2}} \tag{3.11}$$

Los resultados de (3.10) y (3.11) se pueden reemplazar en (3.8) para obtener, finalmente, el valor de θ .

Capítulo 4

Descripción del Hardware

El equipo desarrollado es un sistema de medición de ángulos articulares basado en acelerómetros. Consta de un grupo de sensores, una unidad de adquisición, control y procesamiento de la información, un enlace de datos inalámbrico con un PC y una interfaz de usuario que permite la visualización de los resultados.

Desde el punto de vista físico, el sistema puede dividirse en tres secciones: la unidad central de control y procesamiento, las unidades de medición de aceleración y la unidad de recepción. Las dos primeras son llevadas por el paciente bajo estudio, mientras la última va conectada al equipo de cómputo en el que reside el software de visualización. La figura 4.1 muestra un diagrama de bloques simplificado del sistema. Cada una de estas secciones se describe a continuación.

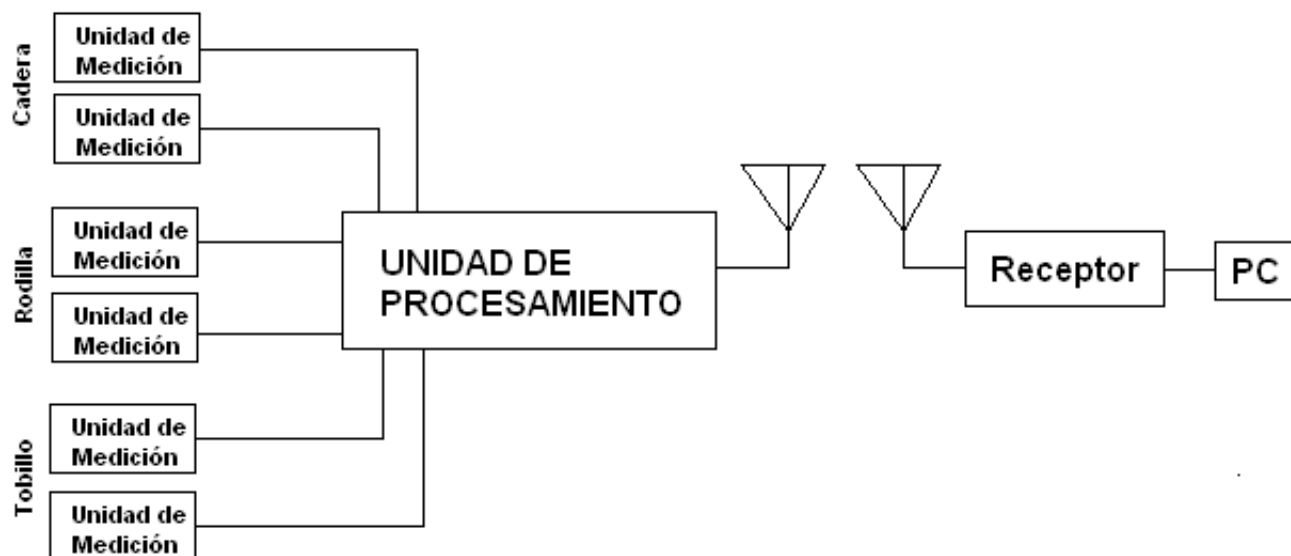


Figura 4.1: Diagrama de bloques simplificado

4.1. Unidad Central de Control y Procesamiento

Esta unidad constituye el núcleo del sistema, sus tareas consisten en controlar la adquisición de datos desde los acelerómetros, realizar el cálculo de los ángulos a partir de las aceleraciones medidas y transmitir estos resultados al computador personal. Estas labores son realizadas por un microcontrolador y la información angular es enviada al PC por vía inalámbrica a través de un enlace que opera en una frecuencia de 434 MHz.

Las siguientes subsecciones describen los componentes utilizados en esta unidad y la manera en que se conectan.

4.1.1. El Microcontrolador

La Unidad Central de Control y Procesamiento (UCCP) fue construida alrededor de un microcontrolador MC68HC912B32 de Freescale. La elección de un microcontrolador frente a otro tipo de procesador se hizo con base en sus características de bajo costo y poca necesidad de componentes externos para su operación. Específicamente, este modelo se utilizó por ser el único de 16 bits cuyo sistema de desarrollo estaba disponible en la Universidad.

El MC68HC912B32 es uno de los primeros miembros de la familia de microcontroladores de 16 bits de este fabricante. Entre sus principales características se cuentan 32KB de memoria flash de borrado eléctrico, 1KB de memoria RAM interna, buses de datos y de direcciones externos de 16 bits en modo expandido para interconexión con otros dispositivos, convertidor A/D de 10 bits, temporizador estándar de 8 canales, más de 60 líneas de entrada/salida de propósito general distribuidas en 8 puertos (A, B, E, T, AD, P, DLC y S), dos interrupciones extrenas (pines $\overline{IRQ}$ y $\overline{XIRQ}$), modo de depuración (BDM) de una sola línea, cuatro tipos de interfaces seriales (SCI, SPI, BDLC, CAN), temporizador *watchdog*, monitor de reloj y módulo de generación de interrupciones en tiempo real (RTI), entre otras. Una completa descripción del microcontrolador y sus periféricos se detalla en [15].

Para el presente trabajo los únicos periféricos utilizados fueron las interfaces de comunicaciones seriales SCI y SPI y el módulo de generación de interrupciones en tiempo real RTI, cuyas descripciones se muestran enseguida, precedidas por una subsección dedicada a la CPU del microcontrolador.

La CPU12

La unidad central de procesamiento de todos los microcontroladores de 16 bits de las familias HC12 y HCS12 fabricados por Freescale es la misma. Se trata de una unidad de procesamiento de alta velocidad, que cuenta con caminos de datos internos de 16 bits y una unidad aritmético-lógica (ALU) de 20 bits que le permite realizar operaciones matemáticas extendidas a gran velocidad. Además de esto, cuenta con una gran variedad de modos de direccionamiento que proporcionan gran flexibilidad a la hora de programar.

La CPU12 utiliza cinco registros de 16 bits y uno de 8 bits en su modelo de programación. Los registros de 16 bits son el acumulador doble D, los registros de índice X y Y, el contador de programa PC y el puntero de pila SP. El primero de estos, a cuyas dos mitades se puede tener acceso de manera independiente en la forma de los acumuladores sencillos A y B ($D=A:B$), se utiliza para guardar operandos y resultados que van hacia y desde la ALU. Los registros de índice son utilizados en los modos indirectos de acceso a la memoria, además de poder ser utilizados como operandos por la ALU. El contador de programa indica la dirección de memoria desde la que se alimentará la próxima instrucción a la CPU. Finalmente, el puntero de pila señala la primera posición libre de la pila. El registro de condición de código o CCR (*Condition Code Register*) es el único registro de la CPU cuya longitud es de 8 bits, el estado de cada uno de los bits presentes en él indica alguna característica del resultado de la última operación realizada por la ALU. El significado de cada bit dentro del CCR está explicado en la tabla 4.1.

Tabla 4.1: Registro de condición de código

Bit	Nombre	Función
CCR_0	C	Se activa cuando una operación produce un acarreo
CCR_1	V	Se activa cuando hay un acarreo en una operación de complemento a dos
CCR_2	Z	Se activa cuando el resultado de una operación es un byte lleno de ceros
CCR_3	N	Se activa cuando el resultado de una operación es menor que cero
CCR_4	I	Cuando está en alto se inhabilitan las solicitudes de interrupción
CCR_5	H	Se activa cuando una operación produce un acarreo del bit 3 al 4 en el acumulador A
CCR_6	X	Cuando está en alto inhabilita las interrupciones del pin $\overline{XIRQ}$
CCR_7	S	Poner este bit en alto inhabilita instrucciones STOP

Por otro lado, este procesador requiere el empleo de un cristal externo cuya frecuencia de oscilación debe ser el doble de la frecuencia de operación deseada para los buses, siendo 8MHz la máxima soportada por estos. Para este trabajo se optó por sacrificar un poco el consumo de potencia en aras de la velocidad y por ello se utilizó un cristal externo de 16MHz con la idea de trabajar el microcontrolador a la frecuencia máxima.

Interfaz de Periférico Serial SPI

La interfaz de periférico serial o SPI (*Serial Peripheral Interface*) consiste en un protocolo de comunicación sincrónica entre dos dispositivos, llamados maestro y esclavo. La comunicación es *full duplex*, de manera que en cada transmisión se transfieren datos del maestro al esclavo y viceversa. Se utilizan 4 líneas en el proceso: una para enviar datos del maestro al esclavo, otra para la transmisión del esclavo hacia el maestro, el reloj que sincroniza la comunicación y, finalmente, una que permite la selección del esclavo. La existencia de esta última línea hace posible la presencia de múltiples esclavos en un sistema de comunicación que utilice este protocolo; sin embargo, sólo puede existir un maestro.

En una comunicación SPI, el registro de datos del maestro y el registro de datos del esclavo se concatenan para producir un registro con el doble de longitud, el cual es desplazado tantas posiciones como ciclos del reloj serial se presenten, llevándose los datos del maestro al esclavo y del esclavo al maestro de manera simultánea. Los datos de salida del maestro se convierten en datos de entrada para el esclavo y los datos de salida del esclavo se convierten en entradas para el maestro. Los pulsos del reloj serial son generados por el maestro, de manera que esta línea será una entrada para el esclavo y una salida para el dispositivo que actúe como maestro.

El módulo SPI del MC68HC912B32 utiliza dos registros de control, llamados SP0CR1 y SP0CR2 (por *Serial Peripheral interface 0 Control Register*), un registro de estado SP0SR (*Serial Peripheral interface 0 Status Register*), un registro de tasa de datos SP0BR (*Serial Peripheral interface 0 Baud rate Register*) y un registro de datos SP0DR (*Serial Peripheral interface 0 Data Register*). La función de los dos primeros registros es ajustar la configuración del módulo, el registro de estado contiene banderas que indican ciertos resultados de la comunicación, el SP0BR ajusta la velocidad de transmisión y el registro de datos recibe la información que se va a transmitir desde el microcontrolador y recoge la que le es enviada al mismo.

Las líneas de entrada y salida de este módulo están interconectadas con algunos bits del puerto S, de manera que éstos solo se pueden utilizar como líneas de entrada/salida de propósito general

Tabla 4.2: Líneas del SPI

Línea	Nombre	Función
<i>MISO (PS4)</i>	<i>Master In/Slave Out</i>	Lleva los datos del esclavo hacia el maestro
<i>MOSI (PS5)</i>	<i>Master Out/Slave In</i>	Lleva los datos del maestro hacia el esclavo
<i>SCLK (PS6)</i>	<i>Serial Clock</i>	Sincroniza la comunicación
$\overline{SS}$ (<i>PS7</i>)	<i>Slave Select</i>	Selecciona el esclavo

cuando el SPI está inhabilitado. En la tabla 4.2 se muestra el nombre de cada una de estas líneas, su función y el bit del puerto S con el que se conecta.

En esta aplicación el microcontrolador cumplirá la función de maestro en la comunicación SPI. Las líneas *MOSI* y *SCLK* serán salidas, mientras *MISO* será una entrada. La línea de selección de esclavo $\overline{SS}$ funciona como salida en modo maestro, pero es insuficiente en este trabajo, en el que se requiere una línea para cada uno de los ocho sensores utilizados. Por esto, la función de selección de esclavos se encomendó a los ocho bits del puerto T.

La fase y la polaridad del reloj serial pueden ser configuradas de dos maneras diferentes cada una, lo que da un total de 4 formas distintas de ajustar el reloj serial, ajuste que dependerá de la manera en que opere el esclavo. Las dos polaridades posibles son normal e invertida. En la primera de ellas el reloj permanece en estado bajo entre una transmisión y otra, mientras que cuando se selecciona polaridad invertida permanece en alto entre transmisiones. Por otro lado, la fase selecciona entre un reloj desplazado medio ciclo o sin desplazamiento. En la primera opción, fase 0, la lectura de datos inicia en el primer flanco de reloj, mientras que cuando se selecciona fase 1, la lectura inicia en el segundo flanco de reloj. En este proyecto se seleccionó fase 1 y polaridad invertida, puesto que esta es la configuración que se ajusta a los requerimientos del esclavo.

Debido a la gran cantidad de esclavos presentes, es conveniente que el microcontrolador se comunique con ellos de la manera más rápida posible para alcanzar a recibir todos los datos y tener tiempo de procesarlos. Por esta razón se seleccionó la velocidad más alta posible para el módulo SPI, correspondiente a una frecuencia de 4MHz para el reloj serial.

Interfaz de Comunicación Serial SCI

La Intefaz de Comunicación Serial o SCI (*Serial Communication Interface*) es un módulo de comunicación serial asincrónica compatible con los sistemas basados en el protocolo RS-232. Este

módulo también permite una comunicación *full duplex*, pero, a diferencia del SPI, la transmisión de datos en cada sentido no es necesariamente simultánea. Cada equipo capaz de efectuar una comunicación en este formato tiene dos líneas, una de transmisión y otra de recepción de datos, las cuales deben conectarse cruzadas, es decir, la línea de transmisión de uno debe conectarse con la línea de recepción del otro.

Una transmisión basada en este protocolo consiste en el envío de un bit de inicio, seguido por 8 o 9 bits de datos y un bit de parada. La cantidad de bits de datos transmitidos dependerá del dispositivo que realice el envío de la información, pues no todos pueden transmitir 9 bits. Cuando la línea de transmisión se encuentra inactiva siempre está en un estado alto, siendo el bit de inicio un cero lógico, que indica que se empezará la transmisión, y el bit de parada un uno que devuelve la línea a su estado alto de inactividad.

En el módulo SCI del MC68HC912B32, las líneas de transmisión y de recepción de datos comparten pines con dos bits del puerto S, de igual forma que el SPI. La línea *TXD0* (Transmisión) se conecta con el pin *PS1*, mientras la línea *RXD0* (Recepción) corresponde al pin *PS0*. Las secciones de transmisión y recepción de datos en este subsistema del microcontrolador son totalmente independientes, es decir, cada una puede ser activada o desactivada sin importar el estado de la otra. En este trabajo el receptor se mantuvo inactivo, puesto que este módulo sólo se utiliza para enviar datos hacia el computador.

Para la configuración y operación del módulo SCI se utilizan los registros de control *SC0CR1* y *SC0CR2* (*Serial Communication interface 0 Control Register*), los registros de tasa de datos *SC0BRH* y *SC0BRL* (*Serial Communication interface 0 Baud rate Register High/Low*), los registros de datos *SC0DRH* y *SC0DRL* (*Serial Communication interface 0 Data Register High/Low*) y los registros de estado *SC0SR1* y *SC0SR2* (*Serial Communication interface 0 Status Register*). Los registros de control configuran las opciones del módulo, los registros de tasa de datos ajustan la velocidad de transmisión de la información, el registro de datos guarda los datos que se van a enviar y recoge los que llegan al microcontrolador, mientras los registros de estado señalan eventos presentados al inicio y al final de cada transmisión.

La velocidad de transmisión seleccionada para el módulo SCI es de 9600bps, un valor estándar altamente utilizado que satisface totalmente los requisitos de este trabajo y se encuentra casi en el límite superior de la capacidad del módulo empleado para la transmisión de los datos (ver sección 4.1.2).

Interrupciones en Tiempo Real RTI

El módulo de generación de relojes o CGM (*Clock Generation Module*) se encarga de producir los pulsos de reloj para todos los periféricos internos del microcontrolador y para la misma CPU. Dentro de sus funciones se destacan, además de la de sincronización de periféricos ya mencionada, la de monitorear la correcta ejecución del programa y el correcto funcionamiento del reloj, además de la generación de interrupciones periódicas. Los monitoreos son realizados por el *watchdog timer*, encargado de verificar que el tiempo que se demora la ejecución de una instrucción no sobrepase cierto límite, y por el monitor de reloj (*clock monitor*) que reinicia el procesador si durante un tiempo establecido no se detectan ciclos de reloj.

El CGM permite al usuario disponer de una interrupción periódica, denominada interrupción en tiempo real o RTI (*Real Time Interrupt*), cuya frecuencia se puede seleccionar entre 7 diferentes valores. Esto brinda la posibilidad de controlar con exactitud los tiempos en que se ejecutan ciertas tareas. Para el caso de esta aplicación, esta interrupción se ha utilizado para ajustar el periodo de muestreo de las aceleraciones.

El periodo de la interrupción se ajusta en el registro de control de la RTI o RTICTL (*Real Time Interrupt ConTroL register*), en el que también se habilita o inhabilita su generación. El registro de bandera del RTI o RTIFLG (*Real Time Interrupt FLaG register*) indica el instante en el que se genera la interrupción. En este trabajo se generó una interrupción cada 32.768 ms. Las razones que motivaron la selección de este periodo se aclaran en la sección 5.1.1.

Programación y Depuración

El MC68HC912B32 utiliza una memoria flash de borrado eléctrico, la cual necesita una tensión elevada, del orden de 12V, para poder ser programada. Cuando se quiere programar y/o borrar esta memoria, dicho voltaje debe conectarse en el pin VFP. En operación normal, este pin debe mantenerse a una tensión mayor o igual que $V_{DD} - 0,35V$, pero no debe exceder el valor de V_{DD} . Para garantizar esta caída de tensión, se conecta un diodo de germanio entre la alimentación y el pin VFP.

Las familias de microcontroladores HC12 y HCS12 de Freescale traen un sencillo modo de programación y depuración, conocido como BDM (*Background Debug Mode*), que utiliza un solo pin llamado BKGD, para comunicarse con el procesador. En el mercado existen varios equipos programadores que se encargan de llevar los archivos binarios generados por los compiladores a

la memoria física del microcontrolador utilizando el BDM. Este trabajo se desarrolló utilizando el programador *USB Multilink*, fabricado por P&E Microcomputer Systems Inc. Este dispositivo se conecta en un puerto USB del computador desde el que se desea descargar el archivo y va a un pequeño conector de 6 terminales en la tarjeta en donde se encuentra el procesador que será programado. Las líneas que se conectan a éste terminal son *VDD*, *VSS*, $\overline{RST}$, *VFP* y *BKGD*, quedando sin conexión uno de los pines.

Para poder programar utilizando el BDM, el *multilink* genera ciertas formas de onda y utiliza comandos específicos de este modo de depuración para llevar el programa hasta la memoria flash del microcontrolador. Una completa descripción de este modo de depuración, incluyendo instrucciones y formas de onda, se encuentra en [15].

4.1.2. Transmisión Inalámbrica

Como el objetivo del equipo desarrollado es su empleo en el análisis de la cinemática angular del miembro inferior humano, debe brindarle plena libertad de movimiento a quién lo porte, en caso contrario los resultados obtenidos no serían para nada válidos. Esto implica que no pueden utilizarse cables para transferir la información desde la UCCP al computador: nadie podría caminar cómodo estando amarrado al escritorio. El uso de un enlace inalámbrico soluciona este inconveniente.

Siendo la medición de los ángulos articulares el núcleo del trabajo, se buscó simplificar el diseño de la comunicación inalámbrica. Por esto se utilizó un módulo TXM433LR, fabricado por Linx Technologies, para realizar el envío de los datos entregados por el microcontrolador. Se trata de un dispositivo capaz de modular una portadora de 433.92MHz utilizando un esquema OOK¹ y puede operar a velocidades de hasta 10000 bits por segundo. Su principal ventaja radica en que es prácticamente *plug and play*, no requiere ningún componente externo para su funcionamiento.

La figura 4.2 presenta el diagrama de bloques del módulo. Se tienen dos entradas: *DATA* y *PDN*. A través de la primera se reciben, bit por bit, los datos que se van a transmitir, mientras la segunda controla la activación del módulo, es decir, si *PDN* se lleva a un estado bajo, el amplificador de potencia y el oscilador estarán desconectados, no habrá transmisión alguna y se consumirá poca energía. La salida *RF OUT* está diseñada para proporcionar una potencia de 1mW a una antena de 50Ω.

¹*On-Off Keying*. Para una aclaración acerca de este esquema de modulación, el lector puede consultar literatura acerca de comunicaciones digitales.

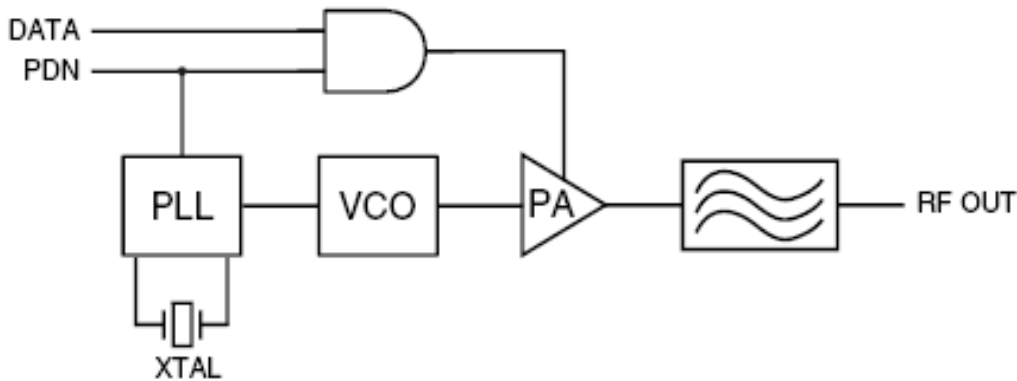


Figura 4.2: Diagrama de bloques del TXM433LR (Tomado de la hoja de datos)

El pin de transmisión del módulo SCI del microcontrolador proporciona los datos de entrada al TXM433LR. Puesto que el transmisor no puede recibir entradas que superen los 3V con los que se polariza, se hace necesario el empleo de un circuito, consistente en un transistor 2N3904 y un par de resistencias, que convierte los niveles lógicos altos de 5V entregados por el pin *TX0* del microcontrolador en valores admisibles por el módulo RF. La salida de radiofrecuencia del transmisor se conecta con una antena ANT433SP, producida por el mismo fabricante del módulo. Se trata de una antena de montaje superficial y dimensiones reducidas, que garantiza una buena emisión de la señal de RF además de evitar que el volumen del equipo crezca de manera excesiva.

Las hojas de especificaciones del módulo transmisor y de la antena se anexan al final del documento.

4.1.3. Interconexión con los Sensores

Para conectar los sensores con la UCCP se utilizan dos cables planos, uno va hacia la cadera y el otro hacia las articulaciones de la rodilla y el tobillo. Cada uno de estos lleva diez conductores, dos de potencia (*VDD* y *VSS*), tres de la interfaz SPI (*MISO*, *MOSI* y *SCLK*) y las respectivas líneas de selección de esclavos correspondientes a los bits del puerto T. Las primeras 5 líneas son comunes a los dos buses, mientras que las líneas del puerto T se distribuyen dependiendo del sensor al que cada una corresponde, así, los pines *PT0*, *PT1*, *PT2* y *PT3* van conectados con los dos sensores del tobillo y los dos de la rodilla, respectivamente, y los pines *PT4*, *PT5*, *PT6* y *PT7* se conectan con los sensores de la cadera.

La décima línea queda libre en el conector de la cadera, pero en el que va hacia la parte inferior

de la pierna se utiliza para conectar un pequeño sensor ubicado en el talón, cuyo fin es detectar el choque de talón y permitir la segmentación de cada ciclo de marcha. Este sensor va conectado con el pin *PTB0*.

4.1.4. Alimentación

El requerimiento de portabilidad del equipo desarrollado obliga a que éste sea alimentado con baterías. El tipo y cantidad de pilas que hace falta para asegurar un adecuado suministro de voltaje a todos los componentes de la tarjeta dependen de la tensión con la que cada dispositivo debe alimentarse y del consumo de corriente de cada uno de éstos.

La alimentación del microcontrolador y del transmisor se encuentran en 5 y 3V respectivamente, mientras que los acelerómetros pueden operar a tensiones a la entrada que varíen entre los 3 y 5.25V. Debido a estos requerimientos se opta por un voltaje de entrada superior a los 5V que después será regulado para obtener la tensión de 5V necesaria para el microcontrolador y los 3V solicitados por el módulo de RF. Los sensores se alimentarán a la misma tensión que el procesador con el fin de hacer compatibles sus niveles lógicos.

El otro factor a considerar en el momento de seleccionar las pilas es el consumo de corriente, íntimamente relacionado con la autonomía del equipo. En el caso en que todos los dispositivos alcancen el máximo consumo de corriente especificado por el fabricante el sistema exigirá 83.9mA, siendo 45mA consumidos por el microcontrolador, 16mA por los ocho acelerómetros, 19.5mA por los reguladores y 3.4mA por el transmisor.

Considerando este consumo de corriente, el uso pilas recargables tamaño AAA, cada una con una capacidad de 1300 mAh y una tensión nominal 1.2V, puede proporcionar una autonomía cercana a las quince horas, tiempo suficiente para realizar varias sesiones de prueba. Además de esto, las pilas de este tamaño proporcionan ventajas relacionadas con el volumen y peso final del equipo. Para obtener una tensión superior a 5V se requerirían por lo menos 5 pilas, sin embargo, el voltaje que las pilas proporcionan cuando están totalmente cargadas es mayor que el nominal (1.2V) y ronda los 1.4V, por lo que 4 pilas bastarán, suministrando un total de 5.6V.

Para regular los 5.6V entregados por la fuente de energía y llevarlos a las tensiones adecuadas se utilizaron los reguladores de bajo *dropout*² ADP3367 y ADP3333 de Analog Devices Inc. El

²Término que hace referencia a la más baja tensión diferencial entre la entrada y la salida del regulador a partir de la cual no será posible mantener la regulación ante futuras disminuciones de la tensión de entrada

primero es un regulador ajustable, que puede proporcionar una salida que varía entre 1.3 y 16V o puede ser configurado para entregar una salida fija de 5V, modo en el que será operado. El segundo es un regulador fijo de 3V, encargado de llevar la alimentación al transmisor a partir de los 5V entregados por el otro regulador. Sus hojas de datos se anexan al final del documento.

El ADP3367 presenta dos accesorios extras: un detector de *dropout* y un indicador de batería baja. El primero es una salida digital que se pone en alto cuando la diferencia entre la tensiones de entrada y salida del regulador es tan baja que ya no se puede mantener la regulación por más tiempo. El indicador de batería baja tiene una entrada analógica *LBI* y una salida de colector abierto *LBO*, salida que empezará a drenar corriente cuando el voltaje en el pin *LBI* sea inferior a los 1.255V dados por la referencia interna del regulador. La opción del indicador de batería baja se utiliza en este proyecto con el fin de indicar al usuario cuándo debe recargar la baterías. Un led de color verde se conecta al pin *LBO* y se enciende cuando la tensión de las pilas cae por debajo de 5V, empleándose un divisor de tensión resistivo para que la tensión en el pin *LBI* sea de 1.255V cuando las pilas entreguen 5V. La relación entre las resistencias del divisor debe ser de 3 a 1, obtenida a partir de la fórmula del divisor de tensión, así:

$$\begin{aligned}
 1,255 &= \frac{5R_2}{R_1 + R_2} \\
 \frac{R_1 + R_2}{R_2} &= \frac{5}{1,225} \\
 \frac{R_1}{R_2} &= \frac{5}{1,225} - 1 \\
 \frac{R_1}{R_2} &\approx 3
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

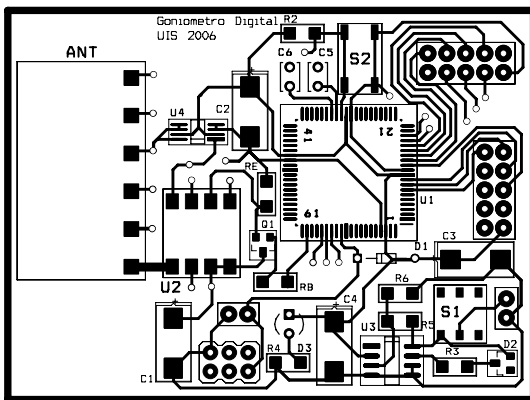
En la ecuación (4.1) R_1 representa la resistencia que se conecta entre la entrada y el pin *LBI* y R_2 la que se conecta entre este pin y tierra.

4.1.5. Descripción Física de la Tarjeta

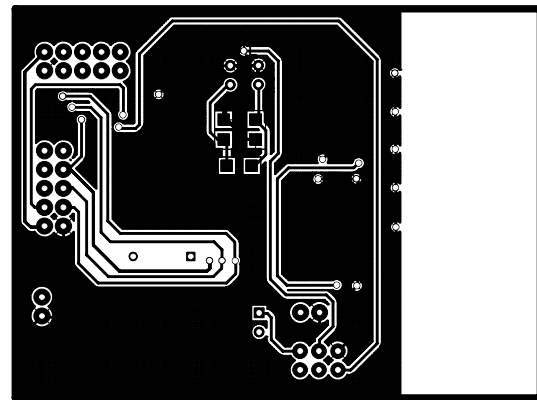
La figura 4.3 presenta el diagrama esquemático de la UCCP. Además del microcontrolador, el transmisor, el circuito de conversión de niveles lógicos, la antena y los reguladores mencionados, se incluyen los conectores para los buses de conexión con los sensores, los circuitos de reset y del cristal necesarios para la operación del microcontrolador, y los conectores utilizados para la programación y depuración del software y para la conexión del voltaje de programación.

de polarización.

En la figura 4.4 se aprecian las dos caras de la tarjeta de la UCCP. El circuito del cristal se acomodó en la cara posterior rodeado por el plano de tierra, para mantenerlo bien aislado de las señales de RF. La antena está ubicada en el extremo del circuito, bien separada de los demás componentes y unida al transmisor por una pequeña pista de cerca de 6mm de longitud, con el fin de obtener el mejor rendimiento posible. Un pequeño interruptor en el extremo contrario al de la antena conecta o desconecta la fuente de energía principal del circuito y un led azul se enciende para indicar que el sistema se encuentra energizado. Estos dos detalles, además del led indicador de batería baja, se aprecian mejor en la fotografía de la tarjeta mostrada en la figura 4.5.



(a)



(b)

Figura 4.4: Trazado del circuito impreso de la UCCP: (a) Anverso (b) Reverso



Figura 4.5: Fotografía de la UCCP

4.2. Unidades de Medición de Aceleración

Cada articulación cuenta con dos Unidades de Medición de Aceleración (UMA), una a cada lado de su eje de rotación, satisfaciendo las condiciones dadas en el capítulo anterior para la aplicación del algoritmo expuesto en [12]. Cada una de las UMA utilizadas en las articulaciones de tobillo y rodilla cuenta con un sólo sensor y la circuitería necesaria para su correcto funcionamiento, además de una luz piloto que indica que está en operación. Las UMA de la cadera, por su parte, utilizan dos sensores cada una, dispuestos perpendicularmente para formar el sistema de referencia tridimensional mencionado en la sección 3.3.

La seis UMA se disponen a lo largo del miembro inferior del paciente bajo estudio, utilizando para ello soportes especiales que generan poca incomodidad a la persona, de manera que no se interfiera con la normal ejecución del movimiento del miembro inferior.

4.2.1. El Sensor Utilizado

Todas las UMA están constituidas alrededor del acelerómetro ADIS16003 fabricado por la empresa Analog Devices Inc. Se trata de un dispositivo MEMS de tipo capacitivo (ver capítulo 2), con un rango dinámico de 3.4g ($\pm 1.7g$), dos ejes efectivos y salida digital a través de un puerto de Interfaz de Periférico Serial SPI. Cuenta también con un sensor de temperatura y un terminal de auto chequeo o *self-test*. Este acelerómetro es capaz de medir aceleraciones estáticas y dinámicas. El diagrama de bloques funcional de este sensor se ve en la figura 4.6, mientras que en el anexo, al final del documento, se halla la hoja de datos del dispositivo, en la que se pueden encontrar sus demás especificaciones.

Interfaz Serial

La interfaz serial del ADIS16003 está formada por 5 líneas: $\overline{CS}$, $\overline{TCS}$, DIN , $DOUT$ y $SCLK$, estando la interfaz serial del acelerómetro en paralelo con la interfaz serial del sensor de temperatura. Las entradas $\overline{CS}$ y $\overline{TCS}$ se utilizan para seleccionar las salidas de aceleración y temperatura, respectivamente, y no pueden estar activas al mismo tiempo.

La figura 4.7 muestra el diagrama de tiempos de la interfaz serial del acelerómetro³. La transferencia de datos se inicia llevando $\overline{CS}$ a un estado bajo. En cada transmisión se envían y reciben 16 bits, requiriéndose para ello 16 ciclos del reloj serial. Los datos de entrada al

³El diagrama de tiempos de la interfaz serial del sensor de temperatura se omite, puesto que éste no se utilizó en esta aplicación

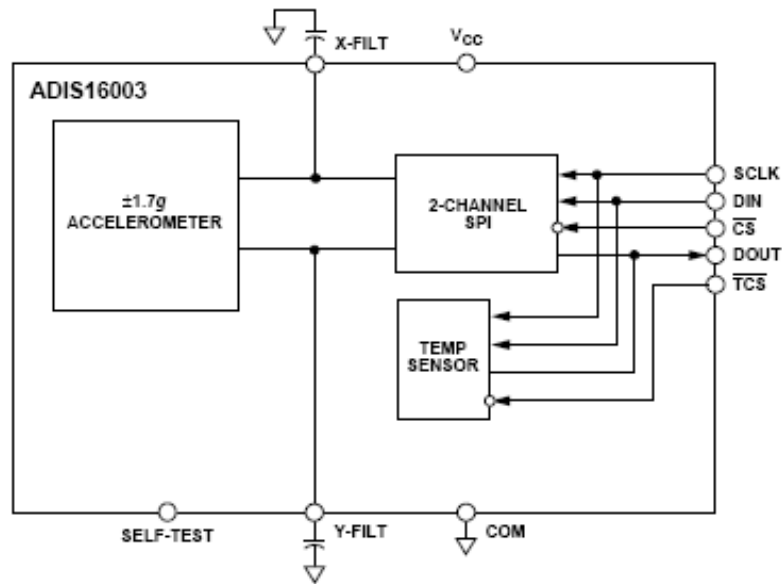


Figura 4.6: Diagrama de bloques funcional del ADIS16003 (Tomado de la hoja de datos)

acelerómetro son leídos en el flanco de subida de la línea *SCLK*, mientras el dato de salida está disponible después del flanco de bajada.

Registro de Control del Acelerómetro

Los datos que se ingresan al dispositivo a través de la línea *DIN* se guardan en el registro de control del acelerómetro. Éste tiene una longitud de 8 bits, de manera que solo en los primeros 8 ciclos del reloj se leerá esta línea, los 8 bits restantes no se tienen en cuenta. Los bits 1,4,5 y 6 del registro de control siempre deben permanecer en bajo, mientras el bit 2 siempre debe estar en alto. El estado del bit 7 (el bit más significativo) no se tiene en cuenta. El bit 3 selecciona el

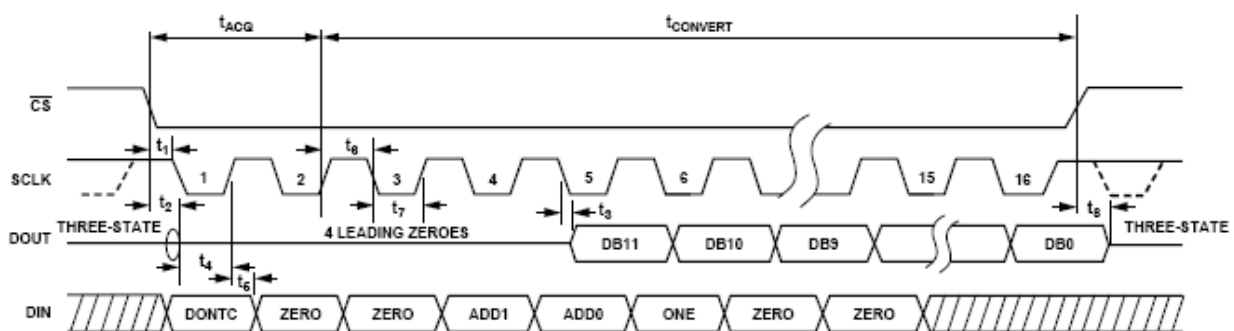


Figura 4.7: Diagrama de tiempos de la interfaz serial del ADIS16003 (Tomado de la hoja de datos)

canal que será leído en la próxima transmisión, utilizándose 0 para el canal X y 1 para el canal Y, lo que quiere decir que si en una transmisión este bit tenía el valor 1, en la siguiente comunicación el acelerómetro entregará el valor de la aceleración soportada por el canal Y. El bit 0 selecciona el modo de operación: poner en alto este bit activa el modo de baja potencia del acelerómetro de manera inmediata y para salir de este modo se debe poner en bajo el bit y esperar 16 ciclos de reloj para que el dispositivo esté activo de nuevo.

Datos de Salida

Aunque la interfaz serial del dispositivo tiene una longitud de 16 bits, la resolución del sensor de aceleración es de 12 bits. Los cuatro bits restantes se envían al principio de la comunicación y están todos en nivel bajo. Los doce bits efectivos se envían siempre con el bit más significativo en primer lugar.

Ajuste del Ancho de Banda

Con el fin de reducir el nivel de ruido presente en la salida del sensor, su ancho de banda puede limitarse mediante la conexión de condensadores en los pines XFILT y YFILT. El ancho de banda del sensor viene dado por la ecuación (4.2)

$$F_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \times 32k\Omega \times (C_{XFILT,YFILT} + 2200pF)} \quad (4.2)$$

Este ancho de banda debe ser el más bajo que la aplicación permita, de manera que el nivel de ruido sea el menor posible y no se viole la condición de Nyquist. Para esta aplicación el ancho de banda de los acelerómetros se situó en 10Hz mediante el empleo de condensadores de $0.47\mu F$, teniendo en cuenta que, según [7], las componentes de mayor frecuencia presentes en el espectro del ciclo de marcha rondan los 7Hz. Sin embargo, debido a las tolerancias de los condensadores externos y la resistencia interna del sensor, que son del 10 % y 25 % respectivamente, el ancho de banda verdadero estará entre 7.7 y 15.60 Hz. Con el máximo ancho de banda posible el valor *rms* del ruido será de 0.55mg, teniendo en cuenta que la densidad espectral de ruido del sensor es de $110\mu g/\sqrt{Hz}$

4.2.2. Conexiones en las UMA

El acelerómetro se utilizó instalado sobre la tarjeta de evaluación ADIS16003/PCB, desarrollada por el mismo fabricante del sensor. Esta tarjeta incluye un circuito integrado, un led para

indicar que está energizada, un condensador para acoplar la fuente de alimentación y espacio para la conexión de los dos condensadores necesarios para el ajuste del ancho de banda, además de un conector de 8 terminales que permite tener acceso a los pines más importantes del acelerómetro, como son VDD , $SCLK$, $\overline{CS}$, $\overline{TCS}$, $DOUT$, DIN , ST (*Self-Test*) y GND . La figura 4.8 muestra el diagrama esquemático de la tarjeta de evaluación y la figura 4.9 una fotografía de la misma.

A cada tarjeta de evaluación se le acopla un pequeño circuito impreso que facilita su conexión con la UCCP. Para las UMA ubicadas en la rodilla y el tobillo éste contiene un conector de diez terminales para enlazar cada UMA con la UCCP, una resistencia que mantiene el pin $\overline{TCS}$ en un estado alto y un led utilizado para indicar que la UMA está en funcionamiento. De las 10 líneas que llegan a cada tarjeta solo se conectan 6 terminales: las líneas VDD , VSS , $MISO$ (que se conecta con el pin $DOUT$ del acelerómetro), $MOSI$ (conectado con el DIN del acelerómetro), $SCLK$ y el terminal del puerto T (conectado con $\overline{CS}$) correspondiente al sensor perteneciente a la UMA. La figura 4.10 muestra un diagrama esquemático de estas tarjetas auxiliares y en la figura 4.11 aparece una fotografía de una de ellas.

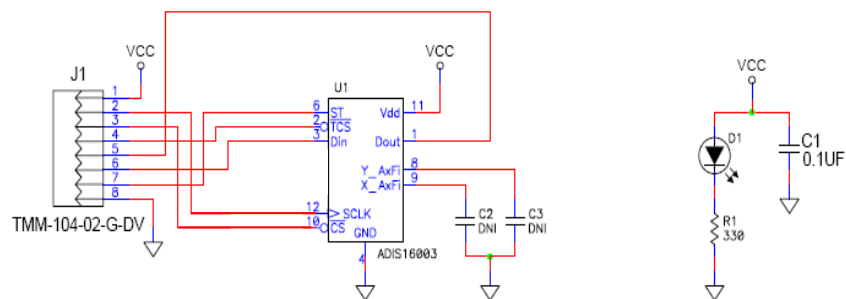


Figura 4.8: Diagrama esquemático de la tarjeta de evaluación del ADIS16003 (Tomado de la hoja de datos)



Figura 4.9: Fotografía de la tarjeta de evaluación del ADIS16003

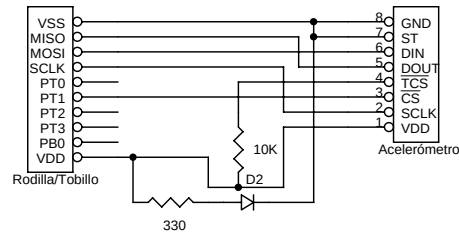


Figura 4.10: Diagrama esquemático de la tarjeta auxiliar de las UMA ubicadas en la rodilla y el tobillo

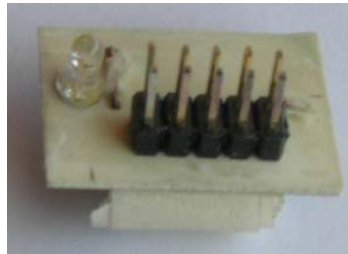


Figura 4.11: Fotografía de la tarjeta auxiliar de las UMA ubicadas en la rodilla y el tobillo

Como en las UMA de la cadera los sensores están dispuestos de manera especial, las tarjetas auxiliares deben colaborar con esta ubicación. De esta manera, el terminal de 10 pines se ubica en una de ellas y ésta se conecta a la otra tarjeta a través de un pequeño conector de 6 posiciones que lleva las señales esenciales (VDD , VSS , $MISO$, $MOSI$, $SCLK$ y el puerto T correspondiente) de una a otra, estando ubicada una luz piloto en esta segunda tarjeta. cada tarjeta contiene la resistencia de *pullup* necesaria para mantener inactivo el sensor de temperatura. El diagrama esquemático de las dos tarjetas auxiliares utilizadas en las UMA de la cadera se aprecia en la figura 4.12 y en la figura 4.13 pueden verse en una fotografía.

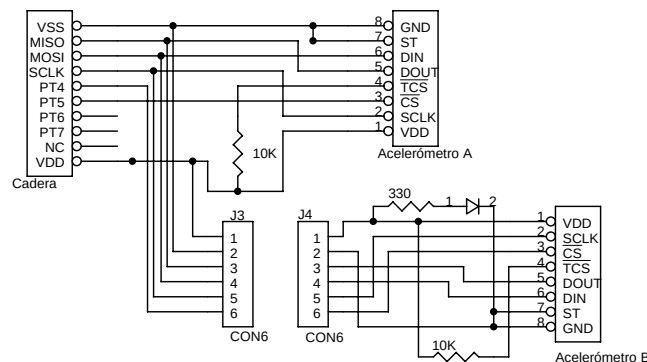


Figura 4.12: Diagrama esquemático de las tarjetas auxiliares de las UMA ubicadas en la cadera

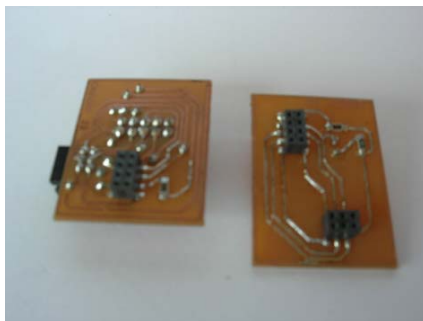


Figura 4.13: Fotografía de las tarjetas auxiliares de las UMA ubicadas en la cadera

4.3. Receptor

La unidad de recepción está encargada de demodular la señal proveniente del transmisor y adecuarla para su ingreso al computador a través del puerto serial. Está constituida por un módulo RXM433LR fabricado por Linx Technologies Inc. y un convertidor de niveles del tipo MAX232.

Por estar ubicada junto al computador y sobre un escritorio, el requisito de portabilidad mencionado en secciones previas no aplica para esta unidad, por lo tanto puede ser alimentada desde un adaptador AC/DC común y corriente, utilizándose los mismos reguladores que en la UCCP para proporcionar los 5V solicitados por el convertidor de niveles y los 3V exigidos por el receptor.

El RXM433LR es la pareja del TXM433LR utilizado en la UCCP para la transmisión. Se trata de un demodulador de OOK que opera a los mismos 434MHz y se encuentra conectado con una antena idéntica a la utilizada en la tarjeta principal. La función del convertidor es transformar los niveles lógicos CMOS que entrega la salida del RXM433LR en niveles compatibles con el estándar RS232 utilizado por el puerto serial del computador.

La forma en que todos estos elementos se conectan se puede ver en la figura 4.14, la cual muestra el diagrama esquemático de la unidad receptora.

Las consideraciones tenidas en cuenta para el trazado del circuito impreso de la UCCP tienen igual validez en la unidad receptora, por lo que la antena se conectó al receptor utilizando una línea lo más corta posible, al mismo tiempo que se mantuvo un plano de tierra de dimensiones considerables en el reverso de la tarjeta. Con el propósito de reducir las interferencias al mínimo valor posible, resulta ventajosa la ausencia de señales de alta frecuencia, tales como relojes u

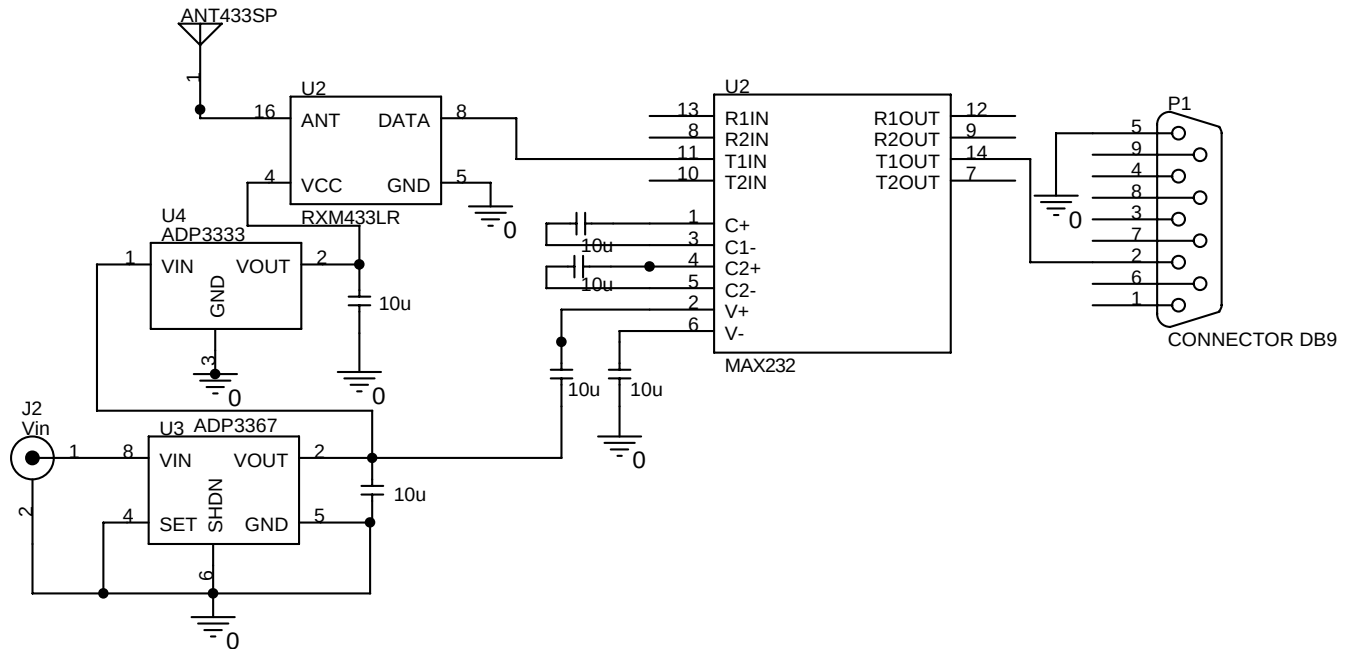


Figura 4.14: Diagrama esquemático de la unidad receptora

osciladores, en la unidad de recepción. La figura 4.15 muestra las dos caras del circuito impreso diseñado para el receptor, mientras en la figura 4.16 se halla una fotografía del mismo.

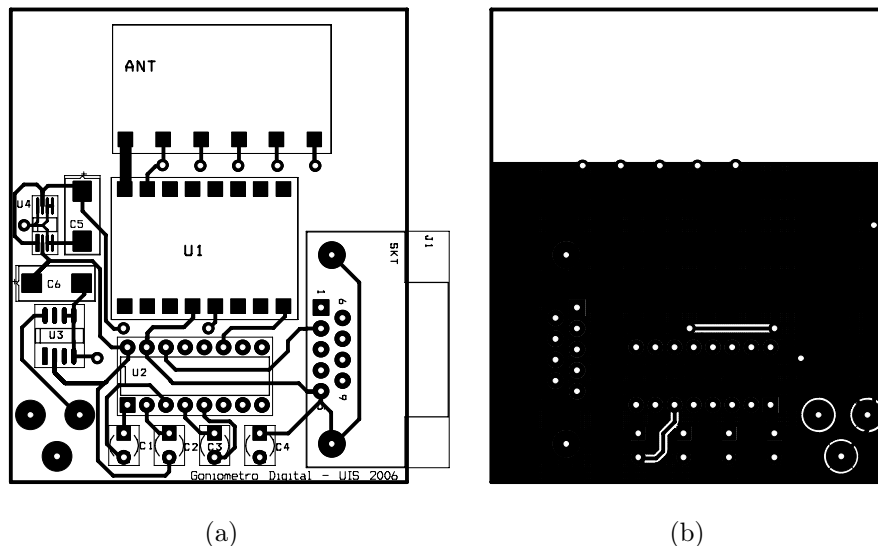


Figura 4.15: Trazado del circuito impreso de la unidad receptora: (a) Anverso (b) Reverso



Figura 4.16: Fotografía de la unidad receptora

4.4. Instalación del Equipo

Como ya se mencionó, dos UMA se ubican a cada lado de cada articulación, utilizando soportes especiales montados sobre bandas elásticas que los aseguran sobre el miembro inferior del paciente de una manera poco incómoda, evitando posibles movimientos que hagan perder la correcta alineación de los mismos. Es importante, también, ubicarlos suficientemente cerca del eje de rotación de cada articulación para obtener buenos resultados en las mediciones. A continuación se muestra la forma en que deberán ubicarse las UMA en cada articulación.

4.4.1. Tobillo

El eje de rotación del tobillo puede ser fácilmente estimado de manera empírica a través de la palpación de los maléolos [2], lo que proporciona una buena guía para la instalación de los sensores en esta articulación. La UMA superior debe instalarse sobre la pantorrilla a no más de 5cm del maléolo lateral, mientras que la UMA inferior va sobre el pie, justo en el espacio existente bajo el maléolo. La misma banda elástica utilizada para asegurar la UMA inferior se encargará de acomodar el sensor de choque de talón. La figura 4.17 muestra la distribución de los sensores en esta articulación.



Figura 4.17: Instalación de las UMA en el tobillo



Figura 4.18: Instalación de las UMA en el rodilla

4.4.2. Rodilla

El movimiento en el complejo articular de la rodilla se produce principalmente entre los cóndilos tibial y femoral y la rótula [2], por ello, los sensores en la rodilla deben montarse sobre el muslo, a una distancia no superior a los 5cm del cóndilo lateral femoral, y sobre la pantorrilla, debajo del cóndilo lateral tibial, conservando el mismo límite de distancia. La ubicación de estos sensores sobre el miembro de un paciente se presenta en la figura 4.18.

4.4.3. Cadera

Para la cadera se puede aproximar el eje de rotación mediante la palpación del trocánter mayor del fémur [2], a lado y lado del cual deben instalarse las UMA, como puede verse en la figura 4.19, sin superar las distancias máximas ya establecidas para la rodilla y el tobillo.



Figura 4.19: Instalación de las UMA en el cadera

4.4.4. UCCP

Originalmente se pensó, por comodidad, que el paciente debía llevar la UCCP en la cintura, sostenida también por una banda elástica. Esta ubicación llevó a problemas con la integridad de las señales del módulo SPI debido a la longitud del cable necesario para transmitir la información, especialmente la del tobillo. Se optó por ubicar la UCCP en la parte media de la pantorrilla, posición que minimiza la distancia total existente entre las UMA y la UCCP, según se ve en la figura 4.20.

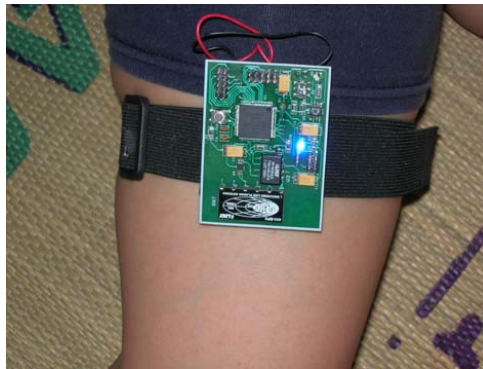


Figura 4.20: Instalación de la UCCP en el muslo

Capítulo 5

Descripción del Software

El software desarrollado en este trabajo consta de dos secciones. La primera de ellas es la encargada de controlar la adquisición y realizar el cálculo de los ángulos articulares a partir de los datos de aceleración recibidos, tarea que se concentra en el microcontrolador que forma el núcleo de la unidad de procesamiento y fue codificada en lenguaje C utilizando el compilador *CodeWarrior 3.1* de Metrowerks. La segunda parte del software consiste en una interfaz de usuario para la presentación de los resultados en un computador y se desarrolló utilizando el programa de National Instruments *LabView*.

Las siguientes secciones y subsecciones del capítulo explicarán con detalle cada uno de estos dos programas y las partes que los componen.

5.1. Software de Adquisición y Procesamiento

La adquisición de los datos de aceleración y la conversión de éstos a valores angulares son dos tareas realizadas por el microcontrolador. El programa encargado de gestionar estas tareas consta de unas rutinas de inicialización, encargadas de configurar los diversos periféricos del dispositivo, otras de comunicación con los acelerómetros y con el computador, una función encargada del control de la adquisición y finalmente las funciones que realizan el cálculo de los ángulos.

En la figura 5.1 se muestra un diagrama de flujo en el que se aprecia la forma en que opera el programa, de una manera muy general. Las subsecciones que vienen continuación explican todas estas funciones, organizadas por categorías y al final del documento se anexa el código completo en lenguaje C.

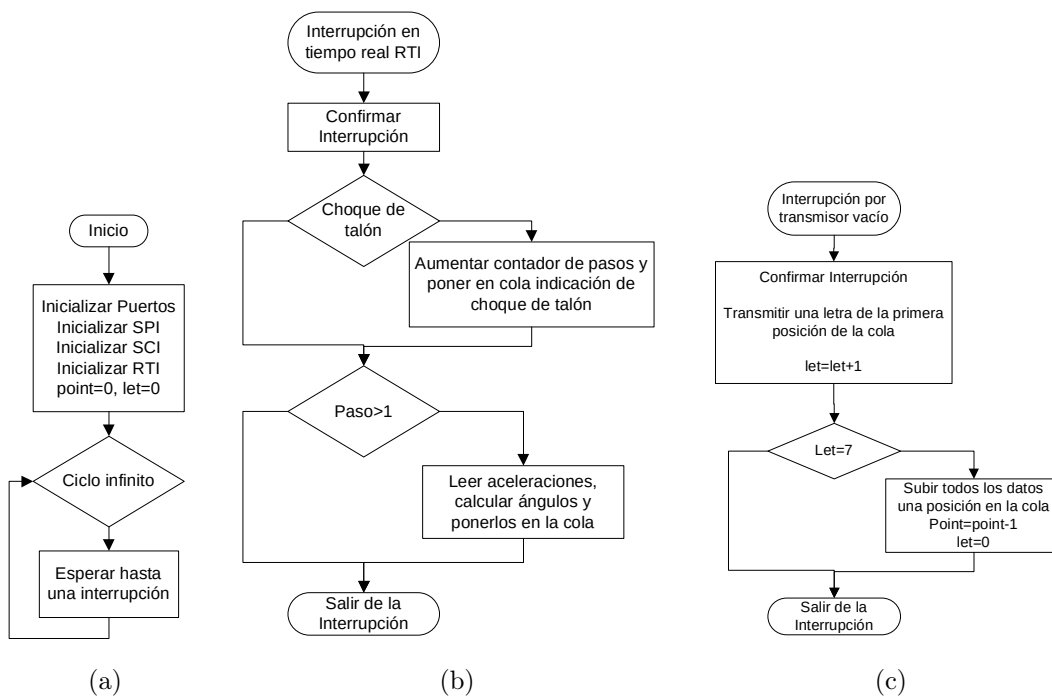


Figura 5.1: Diagrama de flujo generalizado del software de adquisición y procesamiento. (a)Inicialización (b)Control de adquisición y cálculo (c)Transmisión de la información

5.1.1. Rutinas de Inicialización

Cómo se mencionó antes, estas rutinas se encargan de inicializar los periféricos del microcontrolador que serán utilizados por el equipo. En la tabla 5.1 se presenta un resumen de la función de cada una de ellas.

Función `incia_spi`

Esta función es la encargada de configurar el módulo de la interfaz de periférico serial, SPI, del microcontrolador actuando sobre los dos registros de control y de tasa de datos del módulo, además de ajustar como salidas las líneas del puerto T que serán utilizadas para la selección de los esclavos (ver sección 4.1.1).

Tabla 5.1: Rutinas de Inicialización del Microcontrolador

Rutina	Tarea
<code>incia_spi</code>	Configura la Interfaz de Periférico Serial
<code>incia_sci</code>	Configura el Puerto de Comunicaciones RS-232
<code>incia_rti</code>	Configura la generación de interrupciones periódicas

Cada bit de los registros de control, llamados SP0CR1 y SP0CR2 por *Serial Peripheral 0 Control Register*, tiene una labor particular, las cuales se listan en la tabla 5.2 para el registro SP0CR1 y en la tabla 5.3 para el SP0CR2, en donde también se indica el estado que se le asignó a cada bit para esta aplicación. Los bits 1, 4, 5,6 y 7 del SP0CR2, que no se muestran en la tabla 5.3, siempre permanecen en estado bajo.

El registro de tasa de transmisión de datos del SPI, o SP0BR, selecciona la frecuencia del reloj serial, según la expresión:

$$f = \frac{E}{2^{\text{SP0BR}+1}} \quad (5.1)$$

Tabla 5.2: Registro de Control 1 del SPI

Bit	Nombre	Función	Estado
SP0CR1_0	LSBF	Selecciona el bit del dato que se envía de primero	0: Enviar primero el LSB
SP0CR1_1	SSOE	Activa el pin $\overline{SS}$ (<i>PS7</i>) como salida	0: Inactivo
SP0CR1_2	CPHA	Selecciona la fase del reloj serial	1: Fase 1
SP0CR1_3	CPOL	Selecciona la polaridad del reloj serial	1: Polaridad Invertida
SP0CR1_4	MSTR	Selecciona el modo de operación (Maestro/Esclavo)	1: Maestro
SP0CR1_5	SWOM	Ajusta los pines del puerto S como salidas de drenador abierto	0: Salidas Normales
SP0CR1_6	SPE	Activa el módulo SPI	1: Módulo SPI Activo
SP0CR1_7	SPIE	Habilita la generación de interrupciones desde el SPI	0: Inhabilitadas

Tabla 5.3: Registro de Control 2 del SPI

Bit	Nombre	Función	Estado
SP0CR2_0	SPC0	Selecciona modos normales o bidireccionales para los pines del módulo SPI	0: Operación normal en todos los pines
SP0CR2_2	RDS	Activa el modo de baja inyección de corriente	0: Modo Inactivo
SP0CR2_3	PUPS	Activa los dispositivos internos de <i>pull-up</i> para los pines del puerto S que están configurados como salida	1: <i>Pull-ups</i> activos

En donde f representa la frecuencia del reloj serial, E la frecuencia de bus a la que está operando el microcontrolador y $SPOBR$ el valor del registro de tasa de transmisión del SPI, valor que puede ir desde 0 hasta 7, pues solo tienen sentido los tres bits menos significativos del registro, los cinco restantes siempre son cero. Para esta aplicación se hizo $SPOBR=0$, seleccionando una frecuencia de 4MHz para el reloj serial con una frecuencia de bus de 8MHz.

Función `inicia_sci`

Es la función de inicialización del módulo SCI o *Serial Communications Interface*, módulo que permite realizar la comunicación entre el microcontrolador y el PC a través del protocolo RS232 (ver sección 4.1.1). Este módulo también cuenta con dos registros de control y un registro de tasa de transmisión, presentándose un resumen de las configuraciones de los registros de control $SC0CR1$ y $SC0CR2$ en las tablas 5.4 y 5.5 respectivamente.

Para la selección de la tasa de transmisión se utilizan los registros $SC0BDH$ y $SC0BDL$, que juntos forman un dato de 13 bits, siendo el segundo el que contiene los 8 bits menos significativos. Los 5 bits restantes corresponden a los menos significativos del registro $SC0BDH$, estando los tres bits más significativos de este registro reservados para funciones de prueba en la fábrica.

Tabla 5.4: Registro de Control 1 del SCI

Bit	Nombre	Función	Estado
SC0CR1_0	PT	Selecciona el tipo de paridad (Par/Impar)	0: Sin efecto (PE=0)
SC0CR1_1	PE	Habilitación del bit de paridad	0: Sin Paridad
SC0CR1_2	ILT	Selecciona el modo de detección de línea inactiva	0: Modo Corto
SC0CR1_3	WAKE	Selecciona la forma de encendido del módulo SCI (Línea inactiva o por marca de dirección)	0: Línea Inactiva
SC0CR1_4	M	Modo de operación del SCI	0: 8-N-1.
SC0CR1_5	RSRC	Selecciona la fuente del receptor (Funciona en conjunto con LOOPS)	0: Sin efecto ya que LOOPS=0
SC0CR1_6	WOMS	Activa el modo <i>Wired-Or</i> (Salidas del SCI configuradas como drenador abierto)	0: Salidas Normales
SC0CR1_7	LOOPS	Conecta o desconecta del pin PS0 la sección de recepción del SCI	0: Receptor Conectado

Tabla 5.5: Registro de Control 2 del SCI

Bit	Nombre	Función	Estado
SC0CR2_0	SBK	Activa el envío del código de parada	0: Inactivo
SC0CR2_1	RWU	Controla la forma de activación del receptor	0: Sin efecto. Receptor inactivo
SC0CR2_2	RE	Habilita el receptor del módulo SCI	0: Receptor inhabilitado
SC0CR2_3	TE	Habilita el transmisor del módulo SCI	1: Transmisor habilitado
SC0CR2_4	ILIE	Activa la solicitud de interrupciones por línea inactiva	0: Interrupción inactiva
SC0CR2_5	RIE	Activa la solicitud de interrupciones por receptor lleno	0: Interrupción inactiva
SC0CR2_6	TCIE	Activa la solicitud de interrupciones por transmisión completa	1: Interrupción activa
SC0CR2_7	TIE	Activa la solicitud de interrupciones por transmisor vacío	0: Interrupción inactiva

La tasa de datos se calcula según:

$$SCI_BR = \frac{MCLK}{16 \times BR} \quad (5.2)$$

En la expresión (5.2), MCLK representa la frecuencia de bus, BR es el valor que se debe escribir en los registros SC0BDH:SC0BDL y SCI_BR la tasa de datos resultante. Puesto que la frecuencia de bus utilizada es de 8MHz y la tasa de datos seleccionada para el SCI es de 9.6Kbps, se utiliza un valor BR=52.

Función `inicia_rti`

Esta función realiza los ajustes necesarios para la activar la generación de una interrupción periódica desde el módulo de generación de relojes o CGM (*Clock Generation Module*). Estas interrupciones, conocidas como RTI (*Real Time Interrupt* o Interrupción en Tiempo Real), permiten configurar un periodo de muestreo casi constante si la adquisición de los datos se realiza dentro de su rutina de servicio (ver sección 4.1.1).

Para configurar esta interrupción se actúa sobre el registro de control del RTI, RTICTL, cuya

descripción bit por bit se presenta en la tabla 5.6.

El periodo de la interrupción se selecciona con los bits RTICTL2:RTICTL0, según la ecuación:

$$T = \frac{E}{2^{\text{RTICTL2:RTICTL0}+12}} \quad (5.3)$$

Siendo E el valor de la frecuencia de bus, 8MHz en este caso.

Para la selección de la frecuencia de muestreo se debe tener en cuenta el ancho de banda ajustado para los acelerómetros. Puesto que el máximo ancho de banda real ronda los 15Hz (ver sección 4.2.1), se selecciona, entre todos los periodos disponibles, aquel que produzca la frecuencia de muestreo más cercana a 30Hz y que sea mayor que este valor, con el fin de satisfacer la condición de Nyquist. El periodo finalmente escogido es de 32.768ms, correspondiente a una frecuencia de muestreo de aproximadamente 31Hz.

5.1.2. Rutinas de Comunicación

El microcontrolador recibe datos de los sensores a través del módulo SPI, los procesa y transmite los resultados al PC utilizando el módulo SCI. Estas operaciones de recepción y transmisión de

Tabla 5.6: Registro de Control del RTI

Bit	Nombre	Función	Estado
RTICTL_0	RTR0	Estos bits seleccionan el periodo de la interrupción	0
RTICTL_1	RTR1		1
RTICTL_2	RTR2		1
RTICTL_3	RSBCK	Selecciona la desactivación de los módulos RTI y COP cuando el microcontrolador entra a modo de depuración (BDM)	0: No desactivar RTI y COP en modo de depuración
RTICTL_4	0	Este bit siempre es cero	0
RTICTL_5	RIE	Activa la solicitud de interrupciones por receptor lleno	0: Interrupción Inactiva
RTICTL_6	RSWAI	Selecciona la desactivación de los módulos RTI y COP cuando el microcontrolador entra a modo de espera	0: No desactivar RTI y COP en modo de espera
RTICTL_7	RTIE	Habilita la generación de interrupciones periódicas	1: Interrupciones periódicas habilitadas

datos son realizadas por las funciones `transmision` y `trint` respectivamente, las cuales se explican con detalle a continuación.

Función `transmision`

Esta función efectúa la comunicación con los acelerómetros por medio del módulo SPI. Cada comunicación consiste en la escritura de un dato en el registro de control del acelerómetro seleccionado y la recepción de un dato de aceleración proveniente del mismo sensor. El dato que será entregado al acelerómetro y el número que identifica al sensor seleccionado son pasados como argumentos a la función, entregándose como resultado el valor de la aceleración soportada por el eje indicado en la transmisión anterior (ver sección 4.2.1).

Las entradas de selección de esclavo $\overline{CS}$ de los acelerómetros son de lógica activa baja, por lo tanto, antes de iniciar la comunicación, la línea apropiada debe llevarse a un nivel bajo. Esto se logra cargando el puerto T con el complemento a uno del valor de la variable de entrada `ac`, esto es, si se necesita seleccionar el acelerómetro conectado al pin PT3, se hace `ac=8` o, en binario, `ac=0b00001000`, de manera que al hacer `PORTT= $\overline{ac}$` se obtiene `PORTT=0b11110111`.

La transmisión inicia al cargar el registro de datos del SPI, `SPODR`, con el parámetro `cmd`, que contiene el dato que se pasará al sensor (ver sección 4.2.1). Una vez se han entregado y recibido 8 bits se activa la bandera `SPIF` en el registro de estado del SPI, `SPOSR`, indicando que la transmisión ha finalizado y que los datos entregados por el acelerómetro están en el registro `SPODR`. Puesto que la interfaz SPI de los sensores tiene una longitud de 16 bits y la del microcontrolador es de tan sólo 8 bits, debe realizarse una segunda transmisión para recibir los ocho bits restantes. Para concatenar los 16 bits resultantes de las dos comunicaciones se utilizan los acumuladores A y B así: el primer byte recibido se guarda en A, el segundo en B y luego el acumulador doble `D=A:B` se lleva a una variable de 16 bits en la que se tiene el dato completo proveniente del acelerómetro. El dato que se entrega al sensor en la segunda transmisión no será tenido en cuenta y puede ser cualquiera, en este caso se envían ceros por simplicidad.

El valor entregado por el acelerómetro está comprendido entre 0 y $2^{12} - 1$, ya que la resolución del sensor es de 12 bits. Para poder realizar las operaciones este dato binario ha de transformarse en un valor de aceleración en formato de punto flotante, conversión que se realiza mediante una transformación lineal según la expresión:

$$a = 0,00122 \times (d - 2048) \quad (5.4)$$

En la ecuación (5.4), a es el valor de la aceleración, dado en fracciones de g , y d es el valor entregado por el acelerómetro. El intercepto se obtiene a partir de la salida a cero g del sensor, mientras la pendiente de la recta corresponde al cociente entre el rango dinámico ($3.4g$) y la cantidad de posibles valores que puede tomar la salida (2^{12}).

Estos valores fueron tomados de las hojas de datos y podría creerse que no se ajustan a las verdaderas condiciones de operación del sensor, según se mencionó en 2.3.3. Sin embargo, el uso de la ecuación (5.4) arrojó resultados tan precisos durante las pruebas de calibración de los acelerómetros, que no se consideró necesario realizar ningún ajuste extra.

Función `trint`

Encargada de enviar los resultados al computador a través del puerto serial. Esta función se halla dentro de la rutina de servicio de la interrupción por transmisor vacío, interrupción generada desde el módulo SCI del microcontrolador.

Los datos que se envían al computador consisten en cadenas de siete caracteres, en donde los cinco primeros son números que representan las tres cifras enteras y dos decimales del dato angular, el siguiente es una letra que indica la articulación a la que pertenece el ángulo (T para Tobillo, R para Rodilla y C para Cadera) y el último es siempre la letra F, indicadora del fin del dato. Por ejemplo, la cadena 04526CF indica un ángulo de 45.26° para la cadera. Cuando se detecta el evento de choque de talón, el dato transmitido contiene ceros en su parte numérica y H (por *Heel*, talón en inglés) en el campo de indicación de articulación.

Como el envío de los datos debe hacerse caracter por caracter los ángulos se están calculando a una velocidad más alta que aquella a la que se están enviando al computador. Para evitar la pérdida de información a la que podría llevar esta diferencia de velocidades se utiliza un buffer FIFO, implementado en software en la forma de una variable global, en el que se van agregando los valores de los ángulos a medida que son obtenidos en las rutinas de cómputo. La variable global `point` funciona como indicador de la primera posición libre dentro de la cola y es incrementada en uno cada vez que se calcula un ángulo o se detecta un evento de choque de talón.

Cuando se llama a la función `trint` se transmite un caracter del dato ubicado en la primera posición de la cola, esto se hace llevando este caracter al registro de datos del SCI `SCODRL`. Para llevar la cuenta de los caracteres que se han enviado se emplea una variable global, llamada `let`, que es incrementada en uno cada vez que se ejecuta la función. Cuando `let` llega a siete ya se ha

finalizado el envío de una cadena entera, entonces todos los datos en la cola se suben una posición, la variable `let` vuelve a cero y `point` se reduce en uno.

5.1.3. Control de Adquisición: Función `rtint`

La rutina de servicio de la interrupción en tiempo real es la encargada de controlar la lectura de las aceleraciones y el cálculo de los ángulos, además de efectuar la identificación del evento choque de talón con la idea de diferenciar un ciclo de marcha de otro.

Generalmente, mientras el microcontrolador atiende una solicitud de interrupción todas las demás interrupciones deben esperar, pues el bit `I` en el registro de condición de código `CCR` de la CPU se pone en alto (ver sección 4.1.1). Esto no es una buena idea cuando la comunicación a través del módulo `SCI` se quiere hacer de la manera más rápida posible, siendo deseable que las transmisiones de los datos presentes en la cola puedan continuar aunque se esté dentro de la rutina de servicio de la interrupción en tiempo real. Con el fin de lograr este propósito, dentro de esta función la `RTI` se inhabilita llevando el bit `RTIE` a un estado bajo, para después hacer cero el bit `I` dentro del `CCR` con la idea de permitir la ejecución de las interrupciones del transmisor. Al finalizar la adquisición de aceleraciones y el cálculo de los ángulos la interrupción en tiempo real se vuelve a habilitar.

Para reconocer la ocurrencia de un choque de talón se monitorea el estado del puerto `B`. Cuando el talón está despegado del suelo el bit `PTB0` estará en alto, y en el momento en que éste se encuentre en contacto con la superficie sobre la que se camina, el bit mencionado pasará a un nivel lógico bajo. El estado del puerto `B` en cada ejecución de la rutina `rtint` se guarda en una variable, de manera que pueda ser comparado con el estado en el que se encuentra en la siguiente llamada a esta función. Si entre dos muestreos consecutivos se detecta una transición de alto a bajo se habrá encontrado un choque de talón y se agregará a la cola de transmisión la cadena `00000HF`, además de incrementarse en uno la variable utilizada como contador de pasos. La función de este contador de pasos es simplemente indicar a partir de qué momento debe empezar la adquisición, pues los datos correspondientes al paso inicial o paso número cero se desprecian, ya que este inicia desde una posición de pie y no en un choque de talón.

A partir del paso número 1 se inicia la adquisición de los datos de aceleración y el cálculo de los ángulos, siguiendo la secuencia tobillo-rodilla-cadera. Por cada acelerómetro se realizan tres comunicaciones (tres llamadas a la función `transmision`), siendo la primera de ellas para solicitar el canal x , la segunda para leer el canal x y solicitar el canal y y la última para leer el canal y .

La doble lectura de la aceleración en el canal x se hace para tener completa certeza de que el dato que se recibe corresponde a este canal. La información entregada por el acelerómetro en la primera comunicación se guarda en una variable que luego será sobrescrita. Sólo los acelerómetros orientados en el eje Z de las UMA correspondientes a la cadera son leídos una sola vez, puesto que a estos siempre se les solicita y lee el canal x .

5.1.4. Rutinas de Cálculo

Dos funciones se encargan de efectuar el cálculo de los ángulos, una lo hace para las articulaciones que cuentan con un solo grado de libertad (rodilla y tobillo) y la otra se encarga de calcular el ángulo de la cadera. Estas dos funciones, por su parte, utilizan unas rutinas encargadas de realizar operaciones específicas, como puede ser el cálculo de funciones trigonométricas inversas o la obtención de raíces cuadradas.

La tabla 5.7 resume las funciones operativas presentes en el programa y las siguientes subsecciones las describen una a una.

Función `rodilla_tobillo`

Puesto que la ecuación (3.4) permite calcular el ángulo de flexión-extensión para cualquiera de las articulaciones que cuentan con un solo grado de libertad, se utiliza la misma función para realizar este cálculo en el caso de la rodilla y el tobillo. Las entradas de la función serán las aceleraciones soportadas por los dos ejes de cada uno de los dos acelerómetros situados a lado y lado de la articulación, además de un caracter que indica para cuál de ellas se está calculando el ángulo (R para rodilla y T para el tobillo).

A los datos de aceleración dados se les aplica de manera directa la ecuación (3.4), utilizandose la rutina `taninv` para realizar el cálculo de la función tangente inversa. El resultado entregado

Tabla 5.7: Rutinas de Cómputo

Rutina	Tarea
<code>rodilla_tobillo</code>	Calcula el ángulo para articulaciones con 1 DoF
<code>cadera</code>	Calcula el ángulo para articulaciones con 2 DoF
<code>taninv</code>	Evalúa la tangente inversa de un número real
<code>cuad</code>	Halla la primera raíz de un polinomio de grado 2
<code>root</code>	Obtiene la raíz cuadrada de un número real

por esta rutina, de tipo punto flotante, se multiplica por cien con la idea de conservar sus dos primeras cifras decimales, y se almacena en una variable entera, a la cual se le aplica un sencillo algoritmo para convertir sus dígitos en una cadena de caracteres que conserve el formato descrito en la sección 5.1.2. La extracción de los dígitos se realiza mediante sucesivas divisiones entre diez y la conversión de un número en un carácter ASCII se efectúa sumando 48 al número hallado, es decir, para obtener el carácter 2 simplemente se le suma 48 al número 2 y se obtiene 50, código ASCII del carácter requerido.

La cadena de caracteres obtenida se guarda en la primera posición disponible de la cola de transmisión, aumentándose el puntero de la pila en uno cada vez que se calcula un ángulo.

Función **cadera**

Realiza para las articulaciones con dos grados de libertad la misma labor que la función anterior lleva a cabo para la rodilla y el tobillo. Como ya se explicó en el capítulo 3, el cálculo del ángulo de flexión-extensión de la cadera resulta más complejo que el cálculo del mismo ángulo para las otras dos articulaciones a causa del movimiento simultáneo realizado en el plano frontal. Por ello, para resolver θ a partir de la ecuación (3.8) es necesario calcular primero $\sin \phi$ y $\cos \phi$ utilizando las ecuaciones (3.10) y (3.11), labor para la que se utilizan las funciones **cuad** y **root**, encargándose la primera de hallar la raíz principal de una ecuación de segundo orden (para poder resolver (3.10)) y la segunda de calcular la raíz cuadrada de un número real, tarea necesaria dentro de la función **cuad**.

Las seis entradas de la función **cadera** corresponden a las aceleraciones medidas en cada eje de las dos UMA ubicadas en la cadera. En este caso no es necesario indicar la articulación con la que se está trabajando porque solo a los datos provenientes de la cadera se les aplica esta función.

La conversión del ángulo obtenido en una cadena de caracteres se realiza exactamente de la misma forma que en el caso anterior.

Función **taninv**

La función **taninv** calcula el valor del ángulo en radianes y lo transforma en grados, añadiendo siempre 180° al valor obtenido, esto con la idea de entregar siempre un ángulo positivo, puesto que los algoritmos para extracción de los dígitos, utilizados en las funciones explicadas en las subsecciones anteriores, solo pueden trabajar con números enteros positivos. Este desnivel es retirado posteriormente por el software de visualización.

Para el cálculo de los ángulos se realizó una aproximación de la función tangente inversa mediante el empleo de una serie de Maclaurin (Serie de Taylor desarrollada alrededor del punto $x = 0$), cuya expresión se muestra en la ecuación (5.5)¹.

$$\arctan x = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{x^{2n+1}}{2n+1} \quad (5.5)$$

El cálculo finaliza cuando el valor absoluto del último término añadido a la serie sea inferior a la tolerancia absoluta utilizada, cuyo valor es 1×10^{-3} . Además de esto, solo se utilizan los términos hasta el grado 49, es decir, si al llegar al vigésimocuarto término de la serie (cuyo exponente es 49, pues $n = 24$ y $2n + 1 = 49$) no se ha alcanzado la tolerancia absoluta, la aproximación ya se considerará válida. El grado 49 fue seleccionado porque ofreció la mejor relación entre precisión en el resultado y costo computacional.

La serie descrita en la ecuación (5.5) converge solo para valores en el intervalo $(-1, 1)$. Para aquellos puntos que no pertenecen a este conjunto se utiliza la aproximación presentada en la ecuación (5.6), obtenida a partir de las propiedades de simetría y periodicidad de la función tangente.

$$\arctan x = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{1}{x} \quad (5.6)$$

Las ecuaciones (5.5) y (5.6) presentan la manera de calcular la tangente inversa de valores para los cuales $|x| < 1$ y $|x| > 1$, respectivamente. Sin embargo, ninguna converge en el caso en que $|x| = 1$, es decir, cuando $x = 1$ o $x = -1$; para esta situación se realiza una asignación directa, ya que es bien sabido que $\arctan(1) = \frac{\pi}{4}$ y $\arctan(-1) = -\frac{\pi}{4}$.

Función cuad

Como una forma de simplificar el código, la fórmula para la solución de una ecuación de segundo grado se implementó en esta función para ser utilizada en la solución de la ecuación (3.10). Las entradas serán los coeficientes a, b y c de la ecuación y la salida el valor $x = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$. El cálculo de la raíz cuadrada del discriminante lo efectúa la función `root`

Se selecciona la raíz positiva del discriminante porque este resultado, para las condiciones de operación del sistema, siempre se encuentra en el intervalo $[-1, 1]$, al que debe pertenecer tratándose del valor de una función coseno.

¹El lector interesado en una explicación más detallada de la manera en que se obtiene esta serie puede remitirse a cualquier libro de cálculo.

Función root

Para el cálculo de la raíz cuadrada se utiliza un procedimiento similar al empleado para hallar la tangente inversa, diferenciándose los dos métodos solo por el punto de desarrollo de la serie de Taylor, que para este caso será 1. La tolerancia absoluta será la misma que para el cálculo de la arcotangente y el máximo número de términos a utilizar se ubicó en 84 por las mismas razones que el caso anteriormente descrito.

Como la serie utilizada siempre converge para valores entre 0 y 1, a los valores mayores que 1 se les aplica la transformación presentada en la ecuación (5.7) para garantizar la convergencia de todas la raíces calculadas:

$$\sqrt{x} = x\sqrt{\frac{1}{x}} \quad (5.7)$$

La aplicación de la ecuación (5.7) hará que el argumento pasado a la serie siempre sea un valor menor que la unidad, puesto que si $x > 1$, $\frac{1}{x} < 1$ y la serie siempre será convergente.

5.2. Software de Visualización

Para desplegar los resultados en la pantalla de un computador se desarrolló una aplicación utilizando *LabView*. Esta aplicación, o instrumento virtual, no solo despliega los datos, sino que también obtiene el promedio del comportamiento de los ángulos de cada articulación durante un número de pasos indicado por el usuario y guarda los resultados de cada articulación en un archivo de texto para permitir su posterior análisis.

En las subsecciones que siguen se describirán el panel frontal y el digrama de bloques del instrumento virtual diseñado.

5.2.1. Panel Frontal

Cuando se desarrolla una aplicación en *LabView*, el *Panel Frontal* es la parte con la que el usuario interactúa, bien sea ingresando información requerida por el programa o recibiendo información de salida del programa. La figura 5.2 muestra la imagen del panel frontal del instrumento virtual diseñado, en ella pueden apreciarse todos los controles e indicadores utilizados².

²En *LabView* se llama control a un objeto del panel frontal utilizado para ingresar datos a la aplicación, mientras un indicador es un objeto en el panel frontal utilizado para el despliegue de datos de salida.

Los controles presentes consisten en un control numérico utilizado para indicar el número de pasos que se tendrán en cuenta para el cálculo de los promedios de los valores angulares, tres cuadros de texto que permiten indicar el nombre de los archivos en los que se guardarán los datos obtenidos, un menú desplegable que permite elegir la articulación cuyo promedio se desea visualizar y tres botones de comando, uno para iniciar la adquisición de datos, otro para devolver los indicadores a sus valores por defecto y el último para finalizar la aplicación.

Los indicadores consisten en tres cartas de forma de onda (*Waveform Chart*) y una gráfica x-y (*XY Graph*). En las tres primeras se mostrarán los datos conforme son recibidos por el computador a través del puerto serial, mientras la cuarta mostrará el promedio de la articulación seleccionada como función del porcentaje del ciclo de marcha transcurrido, promedio tomado teniendo en cuenta el número de pasos indicado por el control numérico ya mencionado.

5.2.2. Diagrama de Bloques

El esquema de programación utilizado en *LabView* es totalmente gráfico, es decir, para construir la parte operativa del software no se escribe código como en la forma tradicional, sino que las diferentes variables se transforman en conexiones entre bloques funcionales que ejecutan

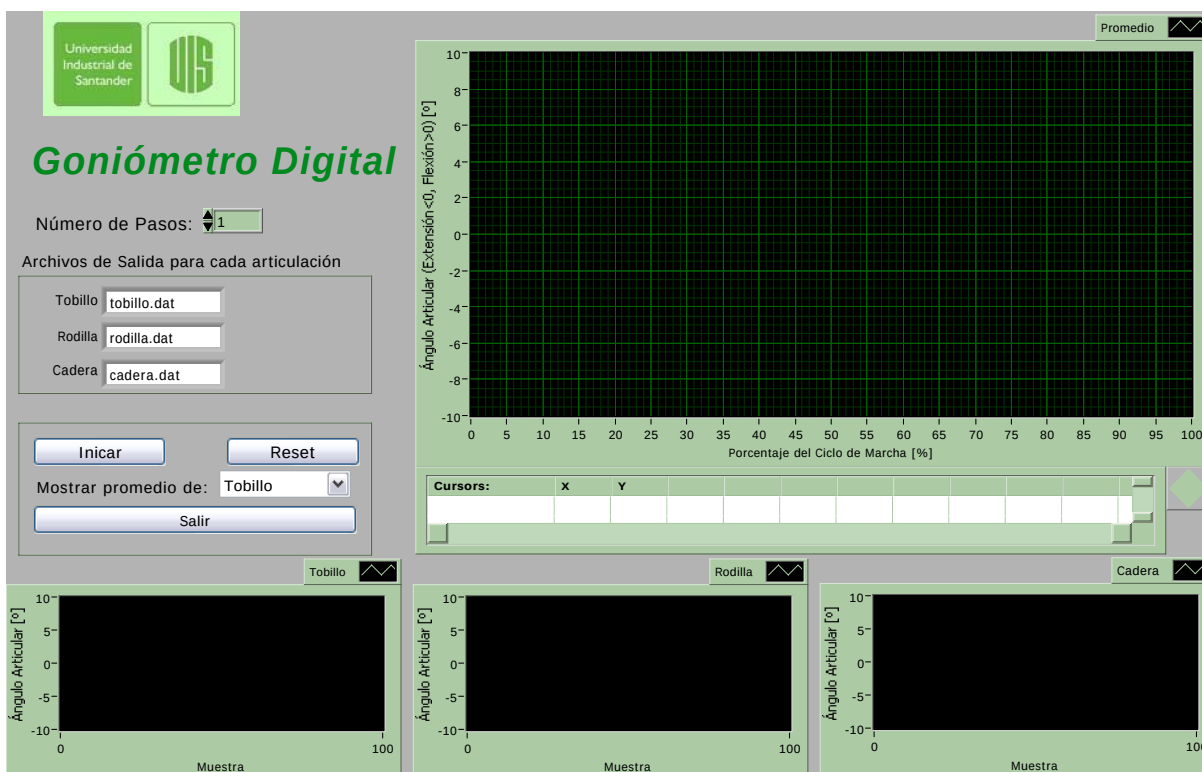


Figura 5.2: Panel Frontal del Instrumento Virtual

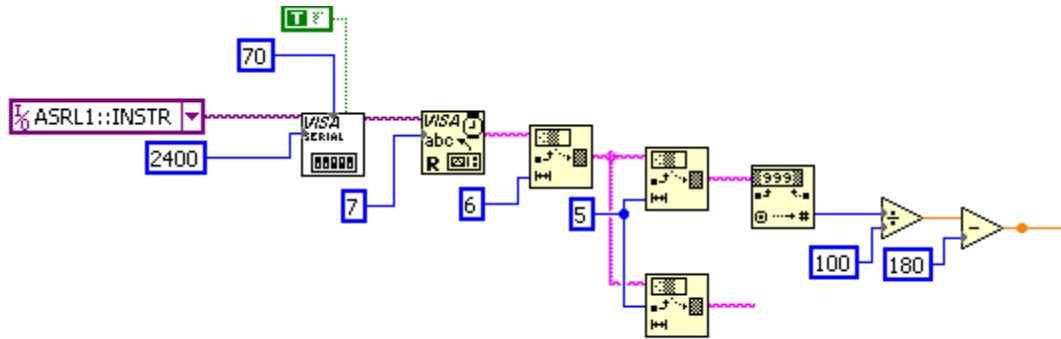


Figura 5.3: Primera Etapa del Diagrama de Bloques: Recepción y Adecuación

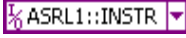
tareas específicas sobre los datos. Antes de iniciar la explicación del programa, se presentan, resumidos en la tabla 5.8, todos los bloques y estructuras utilizados en la aplicación.

Los primeros bloques del programa se encargan de la recepción y adecuación de los datos, la forma en que se interconectan se ve en la figura 5.3. El bloque *VISA Configure Serial Port* acomoda la velocidad del puerto serial, de manera que ésta sea la misma utilizada por el módulo SCI microcontrolador, además de indicar al puerto que se va a utilizar el caracter F (código ASCII 70) para indicar el fin de la transmisión de un ángulo. La lectura de los siete bytes que conforman el dato angular es realizada por el bloque *VISA Read*. La salida de este bloque se pasa por tres funciones *String Subset*, la primera descarta la F final, la segunda selecciona los primeros cinco bytes, que corresponden al valor del ángulo, y la última separa el sexto caracter, indicador de articulación.

El color magenta de las conexiones entre bloques indica que los datos que salen del bloque *VISA Read* son cadenas de caracteres, hecho que obliga a que los cinco caracteres correspondientes al valor del ángulo deban ser transformados en un número, tarea realizada por el bloque *String to Number*. Este número debe ser dividido entre cien para recuperar los decimales y al resultado de la división se le deben restar los 180° añadidos por la función `taninv`, según se indicó en 5.1.4. La división y la resta son ejecutadas por los dos pequeños bloques aritméticos que se muestran en la figura 5.3, bloques cuyo segundo operador es siempre la constante indicada en el recuadro azul que acompaña a cada uno.

El indicador de articulación y el dato angular se llevan a una estructura *case*, en la que se selecciona a cuál de los indicadores de tipo *Waveform Chart* presentes en el panel frontal (sección 5.2.1) debe llevarse el dato, y a un bloque que contiene código de Matlab, según se ve en la figura 5.4.

Tabla 5.8: Bloques Utilizados

Bloque	Nombre	Función
	VISA Resource Name	Indica el nombre del puerto serial a utilizar
	VISA Configure Serial Port	Configura el puerto serial con las propiedades requeridas
	VISA Read	Lee desde el puerto serial la cantidad de bytes indicada
	String Subset	Retira un subconjunto de una cadena de caracteres
	Decimal String to Number	Convierte una cadena de caracteres con dígitos decimales en un número
	Feedback Node	Conserva el valor de una señal entre dos ciclos sucesivos de una estructura de repetición
	Case Structure	Condiciona la ejecución de algunas partes del programa
	While Structure	Ejecuta los bloques en su interior hasta que se cumpla una condición dada
	Matlab Script	Permite escribir y enlazar código de Matlab dentro de la aplicación
	Invoke Node	Invoca un método del Instrumento Virtual
	Convert to Dynamic Data	Convierte una señal en datos dinámicos para poder utilizar el indicador <i>XY Graph</i>
	Build XY Graph	Produce los datos dinámicos requeridos como entrada por el indicador <i>XY Graph</i>
	String to Path/Path to String	Convierte una cadena de caracteres en una ruta de archivo y viceversa
	Concatenate Strings	Concatena cadenas de caracteres
	Array to Spreadsheet String	Transforma un arreglo en una tabla de caracteres
	Format into File	Acomoda las entradas en un archivo de texto
	Get Date/Time	Indica la fecha y hora actuales
	Format Date/Time String	Convierte un dato de Fecha/Hora en una cadena de caracteres

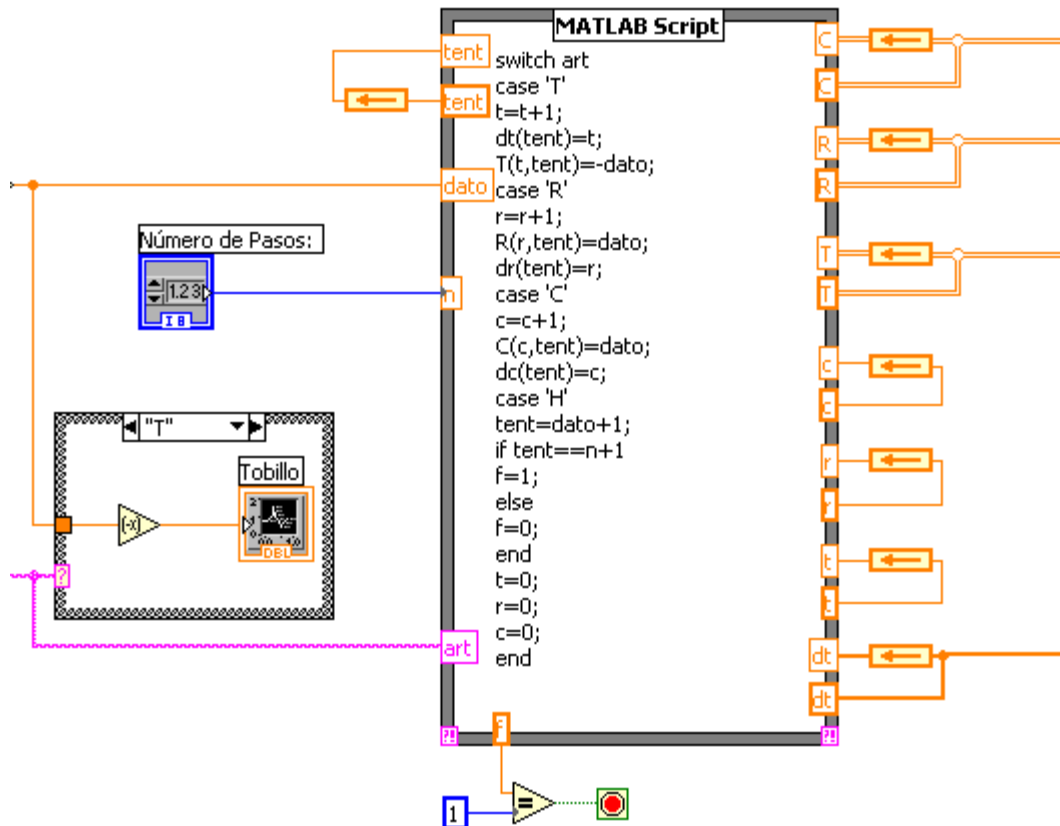


Figura 5.4: Segunda Etapa del Diagrama de Bloques: Clasificación de los datos

El pequeño subprograma en Matlab organiza los datos en tres matrices, una por cada articulación, en donde la i -ésima columna corresponde a las muestras del ángulo articular obtenidas durante el i -ésimo paso. Para reconocer cuándo inicia un nuevo paso se revisa el indicador de articulación, éste toma el valor H al presentarse un choque de talón, instante en el que comienza el paso. En este bloque también se lleva una cuenta de los choques de talón registrados y del número de muestras que han sido tomadas en cada paso.

Las labores de lectura, adecuación y organización de los datos que se acaban de explicar son realizadas dentro de un bucle de tipo *hacer mientras*. La condición de parada de la estructura de repetición mencionada se controla por el número de pasos, cuya cuenta se lleva en una variable contenida en el código de matlab, y por el control numérico a través del cual el usuario introduce el número total de pasos a ser tenidos en cuenta. Esta condición de finalización puede notarse en el pequeño círculo rojo ubicado en la parte baja de la figura 5.4.

Una vez completado el muestreo del número de pasos solicitado y finalizado el bucle, las

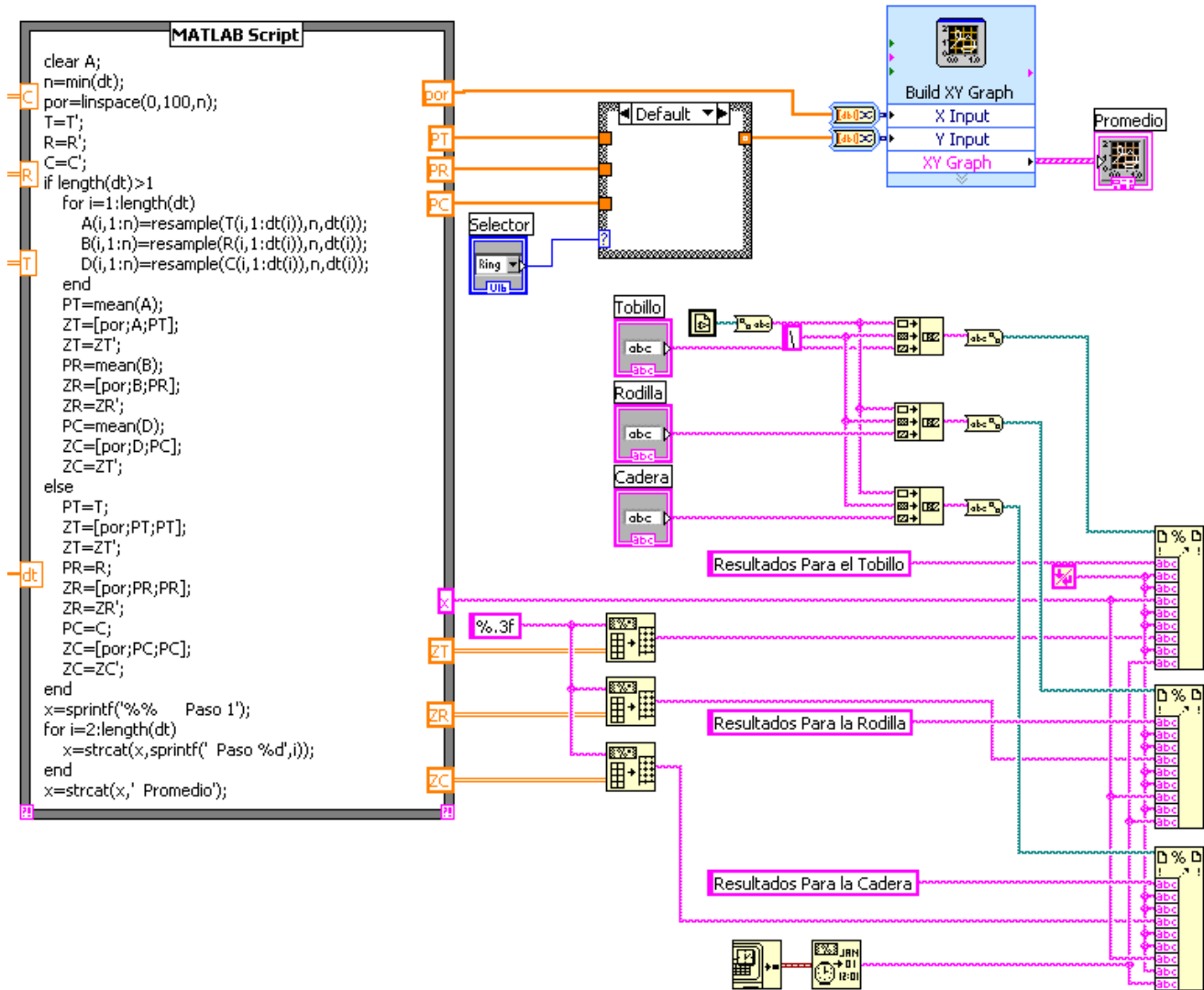


Figura 5.5: Tercera Etapa del Diagrama de Bloques: Promediado y graficado

matrices generadas pasan a un segundo bloque de Matlab (ver figura 5.5), en el que se calcula el promedio de los ángulos a lo largo de todos los pasos considerados. Es probable que no se tome el mismo número de muestras en todos los pasos, ya que la duración de éstos no es totalmente uniforme. Esta diferencia en el número de muestras puede causar dificultades a la hora de calcular el promedio, por lo que antes de promediar el programa realiza un diezmado de los vectores correspondientes a los pasos más largos, con el fin de igualar todas las longitudes. Se prefirió el diezmado de los vectores largos frente a la interpolación de los vectores cortos porque la segunda operación producía un error más grande.

Cuatro vectores que forman parte de las variables de salida de este bloque se utilizan para construir las gráficas que se desplegarán en el indicador *XY Graph*, los tres primeros contienen

los promedios de los ángulos de flexión-extensión para cada articulación, mientras el cuarto contiene los porcentajes del ciclo de marcha a los que corresponden los valores presentes en los tres primeros. El menú desplegable controla la condición de una estructura *case* que se encarga de enrutar el vector de la articulación cuyo promedio quiere ser visualizado por el usuario.

Las demás salidas del subprograma en Matlab corresponden a una matriz por cada articulación, la cual contiene en su primera columna los porcentajes del ciclo de marcha, en las columnas siguientes los datos angulares de cada paso (diezmados si es el caso) y en la última el promedio de dichos valores. Estas matrices se llevan cada una a un bloque que las convierte en tablas de texto, para posteriormente ser llevadas a los archivos de salida junto con unos encabezados que indican de cual articulación se trata y a qué corresponde cada columna.

Los bloques que se ven en la parte baja de la figura 5.5 generan la fecha y hora actual y la convierten en una cadena de caracteres que es llevada a los archivos de salida. Estos archivos de salida se guardan en el mismo directorio en el que se encuentra instalada la aplicación, con el nombre y extensión proporcionados por el usuario.

Todos los bloques e interconexiones que se han mencionado en los párrafos anteriores y mostrado en las figuras 5.3, 5.4 y 5.5, se encuentran dentro de una estructura *case* controlada por el botón *Iniciar*: cuando éste se pulse la condición se hará verdadera y se ejecutarán una sola vez el bucle de captura y adecuación de datos y las tareas de procesamiento y entrega de resultados. Para regresar los indicadores y controles a sus valores por defecto se utiliza el bloque *Invoke Node*, que genera una llamada al método `ResetAllToDefault`, dentro de una estructura *case* controlada por el botón *Reset*, de la manera observada en la figura 5.6.

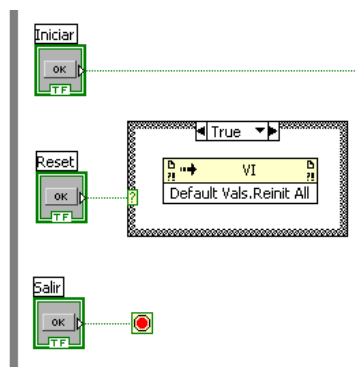


Figura 5.6: Diagrama de Bloques: Reinicialización

Finalmente, todo el programa está contenido dentro de un gran ciclo de repetición que se detiene al pulsar el botón salir, esto puede verse en la parte baja de la figura 5.6. Esta pulsación, además de detener la ejecución del programa, cierra la aplicación.

Capítulo 6

Pruebas y Resultados

Con el fin de validar la utilidad de los algoritmos aplicados y del equipo diseñado se realizaron pruebas con algunos sujetos. El protocolo experimental utilizado y un análisis de los resultados obtenidos son el tema del presente capítulo.

6.1. Protocolo Experimental

Para analizar la forma en que el equipo se comporta se realizaron dos tipos de pruebas diferentes, contando con la colaboración de estudiantes voluntarios. El primer conjunto de pruebas consistió en el seguimiento del ángulo de cada articulación mientras el paciente realizaba movimientos de flexión y extensión pero sin abandonar su ubicación, es decir, sin caminar, por lo que se denominó éste como el conjunto de *pruebas estáticas*. Las *pruebas dinámicas* consistieron en experimentos de análisis de marcha completos, en los que se midió el ángulo promedio de cada articulación a lo largo de varios pasos.

Además de estas pruebas de funcionamiento se realizaron pruebas de caracterización del equipo para determinar consumo de corriente, autonomía, alcance del enlace RF y potencia de salida del transmisor.

A continuación se describirán con más detalle cada uno de estos conjuntos de pruebas.

6.1.1. Pruebas de Caracterización

El objetivo de estas pruebas, efectuadas en los laboratorios de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, es determinar ciertos parámetros técnicos del equipo diseñado, los cuales se listan enseguida, acompañados de una descripción de la metodología utilizada

para determinar cada uno.

Consumo de Corriente

Se utilizó un multímetro digital MASTECH MAS838 configurado como miliamperímetro para medir la corriente demandada por la unidad central de procesamiento y control y las seis unidades de medición de aceleración. La energía fue proporcionada por una fuente dual PROTEK, con una tensión de 6V.

El consumo de corriente del receptor no se analizó porque esta unidad es alimentada por un adaptador AC/DC y su demanda de corriente no resulta crítica.

Autonomía

Durante las pruebas el equipo se energizó a partir de 4 pilas AAA recargables, cada una con una capacidad de 700mAh y 1.42 V reales (1.2V nominales). Para la prueba de autonomía las pilas se conectaron durante 18 horas a una fuente que proporcionó 5.6V a 45mA, con la idea de cargarlas totalmente, luego el equipo completo (UCCP y UMAS) se dejó operar libremente, midiéndose el tiempo desde la activación hasta el encendido del led indicador de batería baja.

Potencia de RF

La medición de la potencia irradiada por un equipo es una labor casi imposible si no se cuentan con instrumentos especializados. En este caso, se utilizó el analizador de espectros TEKTRONIX 2912 del laboratorio de Comunicaciones de la UIS para medir la potencia recibida con el transmisor ubicado a tres distancias diferentes.

Alcance

Con el transmisor en funcionamiento y el receptor conectado al computador, se aumentó la distancia entre las dos unidades, monitoreando los datos de llegada en el *HyperTerminal* de Windows. De esta forma se determinó la distancia máxima para la cual los datos aún conservan su integridad.

6.1.2. Pruebas de Operación

El objetivo de estas pruebas es verificar el desempeño del equipo en la tarea para la cual fue diseñado. Fueron realizadas en el Laboratorio de Análisis de Marcha de la Escuela de Fisioterapia

con el apoyo de estudiantes de esta carrera que se prestaron para realizar las pruebas.

Las próximas líneas describen la forma en que se llevaron a cabo las pruebas.

Pruebas Estáticas

Cada paciente efectuó tres ejercicios estáticos, uno por cada articulación. Estos consistieron en la realización de movimientos suaves de flexión y extensión, haciendo todo lo posible por conservar constante la velocidad angular durante todo el movimiento. Se buscó que las amplitudes se aproximaran a los máximos rangos de movimiento activo mencionados en las secciones 1.2.1, 1.2.2 y 1.2.3.

Los datos generados por estas pruebas no se visualizaron con el software descrito en la sección 5.2 debido a la gran cantidad de funciones incluidas en éste. En su lugar se utilizó una sencilla aplicación que llevó los datos obtenidos a un archivo de texto para después ser graficados utilizando Matlab.

Pruebas Dinámicas

Aunque el análisis de marcha no es uno de los objetivos del presente trabajo, se quiere que este equipo sea la primera aproximación tendiente a la obtención de una herramienta portátil para el análisis de marcha que sirva como alternativa al análisis basado en vídeo. Por ello se decidió efectuar un experimento completo de análisis de marcha con uno de los voluntarios, quien realizó 3 pasos con el equipo instalado, sobre terreno llano y a una velocidad escogida libremente por el individuo, de manera que les resultara totalmente cómodo el andar. Al mismo tiempo se evaluó el nivel de comodidad de empleo del equipo y la funcionalidad de la interfaz del instrumento virtual utilizado para la visualización de los resultados.

6.2. Resultados

6.2.1. Pruebas de Caracterización

En la tabla 6.1 se muestran los resultados de las pruebas de caracterización del equipo. La potencia de salida, íntimamente relacionada con el alcance, y la autonomía del equipo se consideran parámetros clave, pues de ellos depende en gran medida la fiabilidad de la conexión inalámbrica y la utilidad del equipo durante la realización de largas sesiones de prueba. El

Tabla 6.1: Resultados de las Pruebas de Caracterización

Parámetro	Valor	Unidades	Notas
Consumo de Corriente	150	mA	$V_{DD}=6V$
Autonomía	4	Horas	Alimentado por 4 pilas de 700mAh y 1.42V
Potencia de RF	-43	dBm	A 0.01m del receptor
	-60	dBm	A 0.1m del receptor
	-63	dBm	A 1m del receptor
	-72.8	dBm	A 5m del receptor
Alcance	9.3	m	Medido en interiores

comportamiento de estos y de los demás aspectos aquí considerados fue satisfactorio.

El consumo de corriente real, 150mA, es bastante más alto que los 84mA pronosticados en la sección 4.1.4 porque en el cálculo original no se tuvieron en cuenta los siete leds indicadores de encendido (se utilizaron leds azules cuya demanda de corriente es alta). En todo caso, las 4 horas de autonomía obtenidas con pilas de 700mAh son más que suficientes para la realización de varias pruebas y el uso de pilas con mayor capacidad de corriente llevaría a un mejoramiento de este parámetro.

Se hizo lo posible por medir el alcance del sistema en un ambiente similar al de un laboratorio de análisis de marcha, en el que se encontrarán equipos como televisores, cámaras de vídeo y computadores. Esta prueba se realizó en el laboratorio de comunicaciones, y el alcance medido fue el máximo posible antes de perder la línea de vista, así que se considera probable que pueda obtenerse un alcance aún mayor. De todas formas, 9.3m son suficientes para que una persona normal sea capaz de efectuar varios ciclos de marcha.

6.2.2. Pruebas de Operación

Pruebas Estáticas

El seguimiento de los ángulos durante las pruebas estáticas, en las que se efectuaron movimientos suaves en cada articulación y sin abandonar el sitio, fue bastante bueno. Las figuras 6.1, 6.2 y 6.3 muestran, respectivamente, el seguimiento del ángulo de la cadera, la rodilla y el tobillo durante esas pruebas.

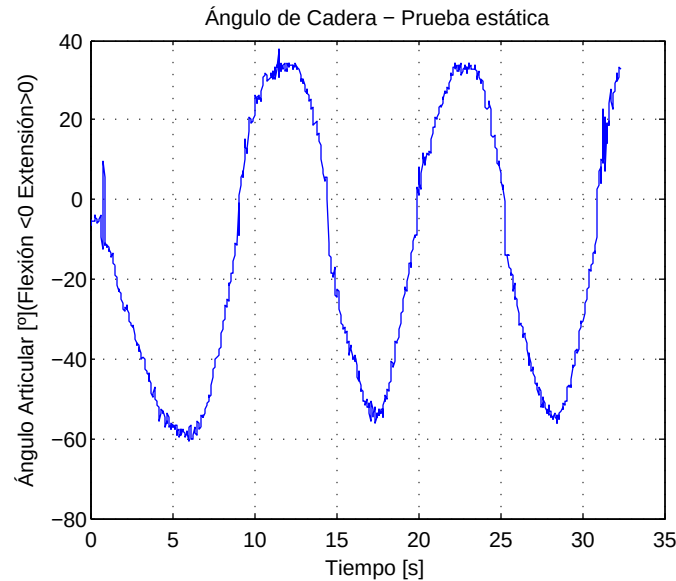


Figura 6.1: Resultados de la prueba estática para la cadera

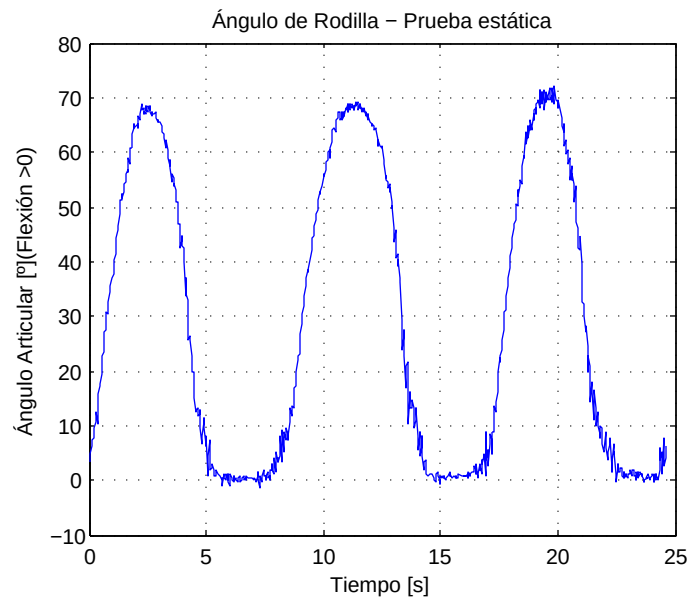


Figura 6.2: Resultados de la prueba estática para la rodilla

En las gráficas presentadas se puede observar la manera en que el sistema reacciona ante los movimientos suaves de cada articulación. El seguimiento de los ángulos en movimientos sucesivos de flexión y extensión es bastante claro y permite apreciar que el equipo construido puede cubrir prácticamente la totalidad del rango de movimiento activo en cada una de las tres articulaciones. Hay que aclarar que estas figuras se obtuvieron a partir de datos “crudos”, es decir, no se realizó ninguna clase de interpolación, promediado o filtrado sobre la información entregada por el equipo, hecho que demuestra la bondad de los algoritmos utilizados.

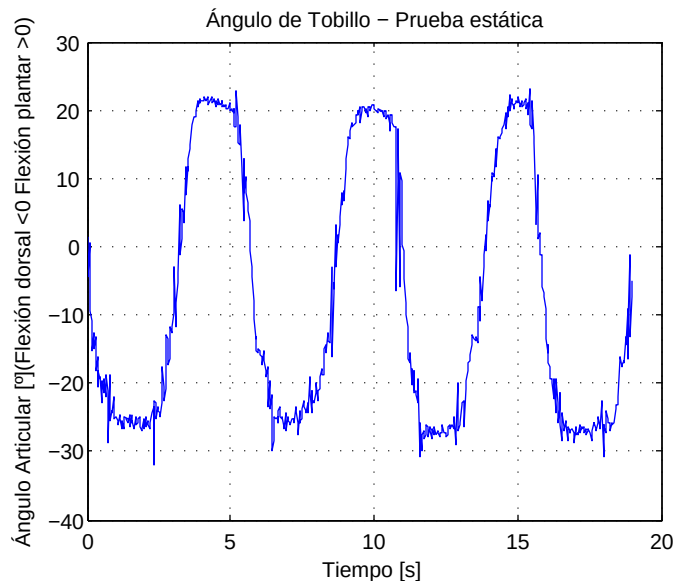


Figura 6.3: Resultados de la prueba estática para el tobillo

Pruebas Dinámicas

Los resultados del experimento de análisis de marcha efectuado se muestran a continuación. Las figuras 6.4, 6.5 y 6.6 muestran los datos obtenidos durante cada uno de los tres pasos ejecutados por el sujeto para las articulaciones de cadera, rodilla y tobillo, respectivamente.

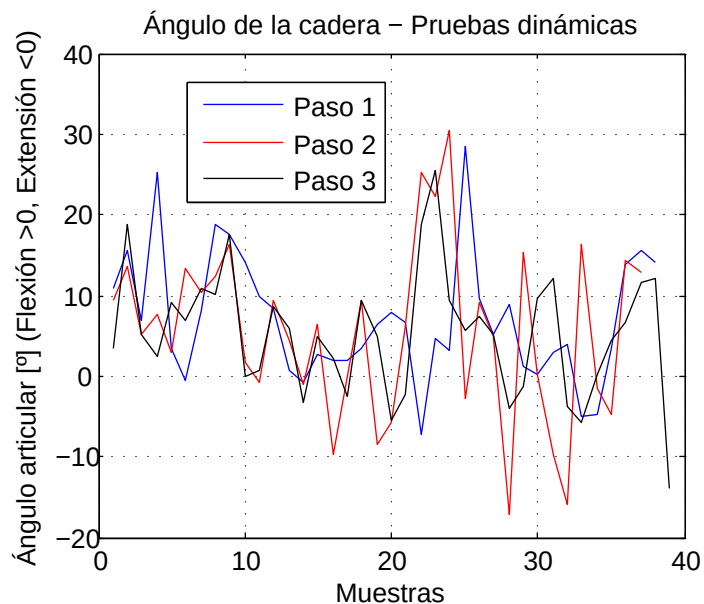


Figura 6.4: Resultados de la prueba dinámica para la cadera

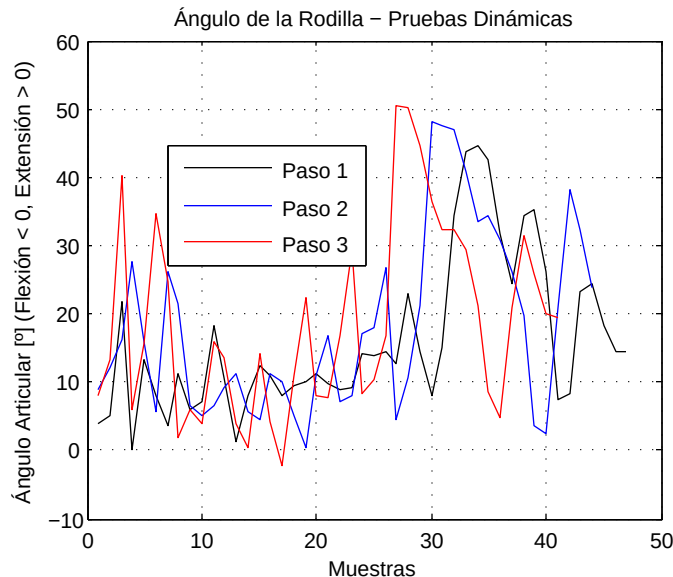


Figura 6.5: Resultados de la prueba dinámica para la rodilla

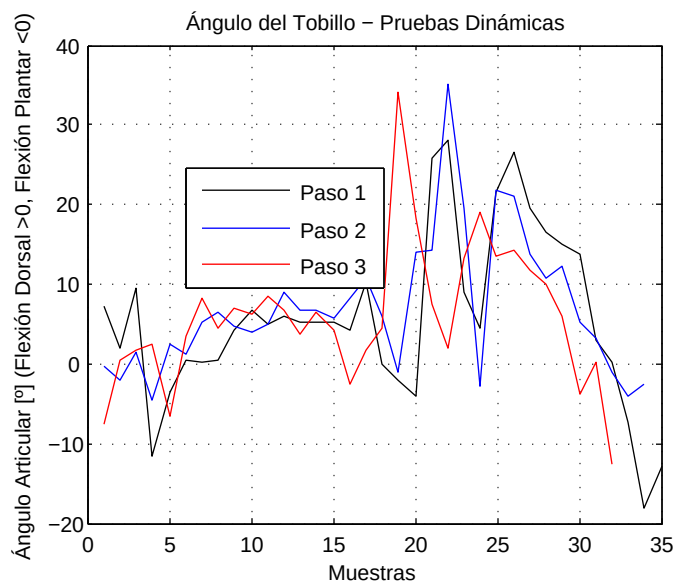


Figura 6.6: Resultados de la prueba dinámica para el tobillo

En estas tres gráficas se puede ver la manera en que el equipo sigue el ángulo de cada articulación a lo largo de cada uno de los tres pasos, notándose la repetibilidad en las mediciones, con el inevitable desfase producido por la inconstancia del periodo del ciclo de marcha. Una vez más, se trata de datos crudos, no se realizó ninguna clase de posprocesamiento sobre ellos antes de ser graficados.

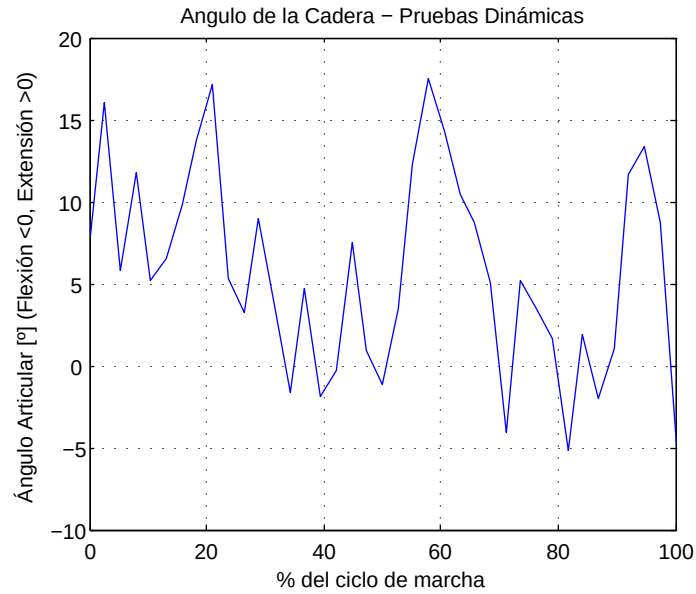


Figura 6.7: Promedios angulares durante un ciclo de marcha para la cadera

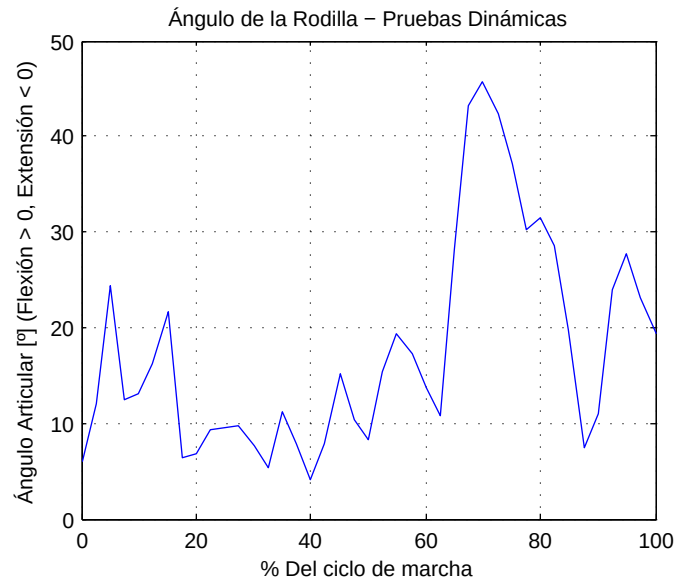


Figura 6.8: Promedios angulares durante un ciclo de marcha para la rodilla

Los promedios de los ángulos durante los tres pasos se presentan en las figuras 6.7 para la cadera, 6.8 para la rodilla y 6.9 para el tobillo.

Es claro que los resultados más cercanos a las curvas patrón se obtuvieron para la rodilla. Esto se debe a que los sensores instalados en el tobillo se afectan un poco por las aceleraciones dinámicas producidas durante el choque de talón y esto introduce una gran cantidad de error en el

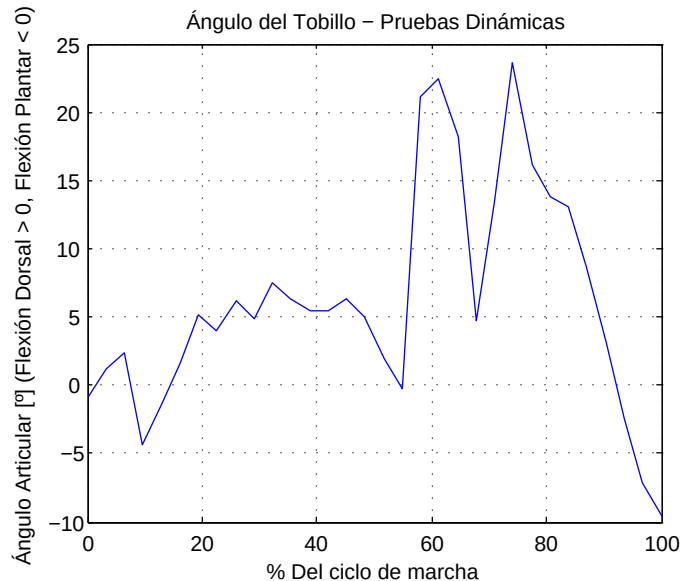


Figura 6.9: Promedios angulares durante un ciclo de marcha para el tobillo

cálculo del ángulo de esta articulación. En la cadera, la principal fuente de error es el gran tamaño de los soportes de las UMA, causado por la necesidad de utilizar cada acelerómetro montado sobre su tarjeta de evaluación y ésta conectada a la tarjeta auxiliar.

En las gráficas de cada paso puede verse que el total de muestras tomado en cada articulación ronda las 40 muestras, un valor que resulta un poco bajo si se busca una resolución alta. Esta poca cantidad de muestras se debe a la baja velocidad del procesador utilizado, ya que no fue posible que éste trabajara con una frecuencia de muestreo superior. A pesar de que la frecuencia de muestreo cumple el criterio de Nyquist según [7], las gráficas del promedio no se parecen a aquellas curvas suaves mostradas en el capítulo 1, por lo que se considera que, aparentemente, la señal fue submuestreada.

De cualquier manera, las gráficas aquí presentadas conservan la misma tendencia que las que se muestran tanto en el capítulo 1 como en las referencias (ver [1] y [2]) y tal vez podrían suavizarse a través de algún procesamiento posterior, como interpolaciones o filtrados, o promediando muchos más intentos.

Observaciones y Conclusiones

Los resultados obtenidos durante las pruebas estáticas demuestran que la adaptación realizada al algoritmo presentado en [12] es adecuada para la determinación del ángulo de las articulaciones de un grado de libertad, en las condiciones de operación propuestas para el equipo. Así mismo, el conjunto de ecuaciones utilizado para la determinación del ángulo de flexión-extensión de cadera, desarrollado por los autores, mostró un comportamiento satisfactorio.

El alcance y la confiabilidad del enlace inalámbrico establecido entre la unidad de procesamiento y la de recepción otorgan una elevada flexibilidad de empleo al equipo, eliminando las restricciones espaciales y dando plena libertad al paciente y al examinador durante el transcurso de la prueba, libertad reforzada por el bajo peso y dimensiones reducidas de la unidad de procesamiento.

El desarrollo de una aplicación independiente para la visualización resulta ventajoso, pues debido a su simplicidad permite su instalación en casi cualquier computador personal que opere bajo el sistema operativo Windows XP. Además, la interfaz de usuario totalmente intuitiva facilita el empleo del equipo por usuarios que no estén familiarizados con sistemas computacionales complejos.

El micorcontrolador utilizado en este trabajo es un poco antiguo y opera con una tensión de alimentación relativamente alta. Sustituirlo por un dispositivo más reciente podría llevar a un equipo mucho más ligero, con un menor consumo de potencia y mayor autonomía. De igual manera, resultaría conveniente cambiar la forma en que el sistema se comunica con el computador, puesto que el puerto serial RS232 se utiliza cada vez menos, en favor de las velocidades de transmisión más altas que proporcionan otros protocolos, como el bus serie universal USB.

Si bien no fue posible realizar un buen seguimiento del ciclo de marcha, es claro que los algoritmos empleados han funcionado de manera correcta, por lo que queda abierta la posibilidad de continuar con el desarrollo del trabajo utilizando un procesador más capaz, que pueda operar

con frecuencias de muestreo más altas y a velocidades superiores.

Aunque el sistema desarrollado solo evalúa la cinemática angular del miembro inferior, no resulta complejo extender sus capacidades al cálculo de algunas variables temporales y descriptivas para llegar a un completo sistema portátil de análisis cinemático del ciclo de marcha. Un equipo de características similares al que se describe tiene grandes perspectivas comerciales, ya que representa una alternativa económica y sencilla frente a los complejos y costosos sistemas de análisis de marcha basados en video.

Recomendaciones

Son muchas las lecciones que se aprenden al finalizar un trabajo de esta dimensión y estas son, quizá, el principal resultado obtenido. A continuación se presentan las principales recomendaciones generadas a partir de la experiencia obtenida durante la realización de este proyecto. Los planteamientos aquí expuestos deberían ser revisados con detenimiento, pues podrían resultar útiles a la hora de abordar la ejecución de trabajos similares a este.

El resultado final del trabajo efectuado no fue totalmente satisfactorio por una gran cantidad de razones, sin embargo, puede cumplir un buen papel como posible semilla de varios trabajos posteriores. Sería bastante interesante y útil continuar con la evolución de esta idea, superando, por supuesto, los errores metodológicos y técnicos presentados en este proyecto.

De manera general debe recalcar la importancia de saber limitar los alcances de un trabajo de pregrado. A veces los proponentes tienden a sobrestimar sus capacidades debido a su falta de experiencia en la planificación y ejecución de proyectos de tal magnitud y es necesario que se les proporcione una adecuada orientación que les permita cumplir con los objetivos propuestos dentro de un tiempo razonable. Este proyecto, por ejemplo, habría llevado a mejores resultados si de haberse realizado por etapas, separando las secciones de procesamiento, transmisión y visualización en trabajos diferentes, encomendando cada labor a grupos distintos.

Los estudiantes que deciden realizar proyectos en donde el hardware sea el principal componente deben siempre tener en mente alternativas de financiación, pues su ejecución con recursos propios puede ser una carga elevada. El fortalecimiento de los grupos de investigación y el fomento en los estudiantes de una cultura de pertenencia a estas organizaciones podrían representar una solución a este inconveniente, pues la realización de un proyecto viable y que además brinde solución a problemas dentro o fuera del entorno universitario, seguramente tendrá el apoyo financiero necesario para su correcta ejecución.

La palabra *diseño* es un término que abarca innumerables aspectos cuando es enmarcado dentro del contexto de construcción de equipos electrónicos orientados a cualquier aplicación y debe manejarse con cuidado. Específicamente, a la hora de seleccionar componentes que harán parte del sistema a construir, es de suma importancia hacer una elección cuidadosa de estos elementos, pues así se garantiza en gran medida el éxito del trabajo, y si además esta selección tiene en cuenta los requerimientos que a nivel mundial se han establecido para la construcción de equipos con fines comerciales, muy probablemente el dispositivo desarrollado podrá competir con las alternativas ya existentes en el mercado.

Dentro de los principales aspectos técnicos a mejorar de este proyecto puede citarse la evaluación del tipo de procesamiento que debe realizarse sobre la información proveniente de los acelerómetros. Es discutible la necesidad de utilizar un microcontrolador para el cálculo de los ángulos, puesto que de cualquier manera la información se está transmitiendo a un computador y puede ser procesada en éste. De cualquier manera, si aún se continúa con el empleo de acelerómetros de salida digital, debe estar presente el procesador, pero podrá utilizarse uno de menor tamaño y consumo de potencia.

La comunicación inalámbrica fue otro detalle que trajo algunos problemas en la operación del dispositivo. Los módulos utilizados simplemente proporcionan la capa física del enlace, haciendo necesaria la implementación completa del protocolo de comunicación por parte del usuario. Esto puede representar una ventaja, ya que proporciona plena libertad para la configuración de este protocolo, pero esta labor debe realizarse con mucha atención con el fin de lograr una comunicación eficiente y confiable.

La validación de los algoritmos utilizados en este proyecto fue poco rigurosa y por esto se considera necesario realizar una mejor evaluación de su comportamiento bajo diferentes situaciones de operación. Así mismo, la comparación de los resultados arrojados por el equipo construido con otro sistema de análisis cinemático generaría datos como margen de error y coeficientes de correlación, evaluándose de esta manera los niveles de precisión de los datos obtenidos con el dispositivo desarrollado.

Bibliografía

- [1] L. K. Smith, E. L. Weiss, and L. D. Lhemkuhl, *Brunnstrom's Clinical Kinesiology*. F.A. Davis, 1996.
- [2] V. Frankel and Nordin, *Biomecánica Básica del Sistema Musculoesquelético*. McGraw-Hill Interamericana, 2004.
- [3] D. A. Neumann, *Kinesiology of the Muskuloskeletal System*. Wiley Interscience Publications, 1990.
- [4] L. M. Andrade, “Análise de Marcha: Protocolo experimental a Partir de Variáveis Cinemáticas e Antropométricas,” Disertación de Maestría, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brazil, 2002.
- [5] (2006) The arthritis foundation website. [Internet]. Visite: <http://www.arthritis.org/>
- [6] (2006) History of study of locomotion. [Internet]. Visite: <http://guardian.curtin.edu.au:16080/cga/history/>
- [7] D. A. Winter, *Biomechanics and Motor Control of Human Movement*. Wiley Interscience Publications, 1990.
- [8] A. Sabatini, C. Martelloni, S. Scapellato, and F. Cavallo, “Assessment of Walking Features from Foot Inertial Sensing,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 52, pp. 486–494, Mar. 2005.
- [9] M. Brandes, W. Zijlstra, S. Heikens, R. Lummel, and D. Rosenbaum, “Accelerometry Based on Assessment of Gait Parameters in Children.”
- [10] H. Dejnabadi, B. Jolles, and K. Aminiam, “A New Approach to Accurate Measurement of Uniaxial Joint Angles Based on a Combination of Accelerometers and Gyroscopes,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 52, pp. 1478–1484, Aug. 2005.

- [11] W. E. Acevedo, “Acelerómetro, Principio y Aplicación del Sensor de Aceleración Utilizando Tecnología MEMS,” Proyecto de Grado, Universidad Industrial de Santander, Bucarmanga, Santander, Colombia, 2003.
- [12] S. Kurata, M. Makikawa, H. Kobayashi, A. Takahashi, and R. Tokue, “Joint Motion Monitoring by Accelerometers Set at Both Near Sides Around the Joint,” in *IEEE Engineering in Medicine and Biology Society Conf.*, 1998, pp. 1936–1939.
- [13] J. Lee and I. Ha, “Sensor Fusion and Calibration for Motion Captures Using Accelerometer,” in *IEEE Robotics and Automation Conf.*, 1999, pp. 1954–1959.
- [14] S. I. Grossman, *Algebra Lineal*. Mc Graw Hill, 1996.
- [15] “MC68HC12B Family Data Sheet,” Freescale Semiconductors, Tech. Rep. [Internet]. Visite: <http://www.freescale.com>

Anexo 1: Código Fuente del Programa


```

/*****
*Proyecto Goniómetro.mcp
*****/
*Programa desarrollado para efectuar el cálculo de los *
*ángulos, en el plano sagital, de las articulaciones del*
*del miembro inferior humano a partir de datos de *
*aceleración y realizar su posterior transmisión al PC *
*****/
*Compilado en Metrowerks Code Warrior 3.1
*****/
*Desarrollado por Rudy Cepeda y Claudia Ochoa
*rudycepeda@gmail.com clau8a@gmail.com
*****/
*****/
#include <hidef.h> //Definiciones cunes
#include <mc68hc912b32.h> //declaración de los Periféricos del MCU
#pragma LINK_INFO DERIVATIVE "Sample12"
/*****
//PROTOTIPOS DE LAS FUNCIONES
//*****
void inicia_SCI(void); //Configura el Módulo SCI
void inicia_SPI(void); //Configura el Módulo SPI
void inicia_RTI(void); //Configura la interrupción en tiempo real
float transmision(char ac, char cmd); //Comunicación a través del SPI
float taninv(float x); //Cálculo de la tangente inversa
float root(float x); //Cálculo de raíces cuadradas
float cuad(float a, float b, float c); //Cálculo de la raíz principal de un polinomio de grado 2
void rodilla_tobillo(float ax1, float ax2, float ay1, float ay2, char art); //Cálculo del ángulo
//Para articulaciones de 1 dof
void cadera(float x1, float x2, float y1, float y2, float z1, float z2); //Cálculo
//del ángulo para articulaciones de 2dof
//*****
//VARIABLES GLOBALES
//*****
char cola[60][8]; //Cola de Transmisión
char point, let; //Indíces
char pb_ANT; //Estado del puerto B
int paso; //Número del paso actual
//*****
//FUNCION PRINCIPAL
//*****
void main(void) {
IRQEN=0; //Inhabilita las interrupciones generadas por el pin XIRQ
DDRB=0; PUPB=1; //Ajustar el puerto B como entrada y habilitar los Pullups del puerto B
PUPE=1; //Habilitar Pullups del puerto E
inicia_SCI(); //Configurar el módulo SCI
inicia_SPI(); //Configurar el módulo SPI
inicia_RTI(); //Configurar la interrupción en tiempo real
point=0; //Ajustar en cero los índices
let=0; paso=0; //Iniciar el contador de Pasos
pb_ANT=PORTB; //Guardar estado del puerto B
while(PORTB==254){} //Esperar hasta que el puerto B se ponga en bajo
Enableinterrupts; //Habilitar interrupciones
for(;;){ //Entrar a un ciclo Infinito
asm{

```



```

WAI//Poner el microcontrolador en modo de espera
}
}
}
//*****
//CUERPOS DE LAS FUNCIONES
//*****
//*****
void interrupt 7 rtint(){
/*****
* Rutina de servicio de la interrupción *
* en tiempo real. Desde acá se coordina *
* la labor las funciones encargadas de *
* leer las aceleraciones y calcular los *
* ángulos *
*****/
float ax1,ax2,ay1,ay2,az1,az2;
char i,x;
RTIF=1;//Confirmar interrupción
RTIE=0;//Inhabilitar RTI
EnableInterrupts//Habilitar interrupciones
x=PORTB;//Muestrear Puerto B
if(pb_ANT!=x){//Si Hubo cambio en el puerto B
if(PORTB==254){//Y el puerto B está en alto hubo choque de balón
paso++;//Aumente contador de pasos
point++;//Aumente el puntero de la Cola
for(i=0;i<5;i++){
cola[point][i]='0';//Llene de ceros la posición
} //actual de la cola
cola[point][5]='H';//Indique choque de balón
cola[point][6]='F';//Indique fin de la trama
}
}
pb_ANT=PORTB;//Guardar el estado del puerto B
if(paso>0){//Iniciar adquisición después del priemr paso
//Lectura de aceleraciones en la rodilla
ax1=transmision(4,4);
ax1=transmision(4,12);
ay1=transmision(4,4);
ax2=transmision(8,4);
ax2=transmision(8,12);
ay2=transmision(8,4);
//Cálculo y transmisión del ángulo de la rodilla
rodilla_tobillo(ax1,ax2,ay1,ay2,'R');
//Lectura de aceleraciones en el tobillo
ax1=transmision(1,4);
ax1=transmision(1,12);
ay1=transmision(1,4);
ax2=transmision(2,4);
ax2=transmision(2,12);
ay2=transmision(2,4);
//Cálculo y transmisión del ángulo de tobillo
rodilla_tobillo(ax1,ax2,ay1,ay2,'T');
//Lectura de aceleraciones en la cadera
ax1=transmision(32,4);

```

```

ax1=transmision(32,12);
ay1=transmision(32,4);
az1=transmision(16,4);
ax2=transmision(128,4);
ax2=transmision(128,12);
ay2=transmision(128,4);
az2=transmision(64,4);
//Cálculo y transmisión del ángulo de la cadera
cadera(ax1,ax2,ay1,ay2,az1,az2);
}
RTIE=1;//Volver a habilitar RTI
}
//*****
//*****
void interrupt 20 trint(){
//*****
/*Rutina de servicio de la interrupción por *
*transmisor vacío del SCI. Se activa cada *
*vez que el transmisor disponible para el *
*envío de un caracter del dato en la primera *
*posición de la cola de transmisión *
******/
char i,j;
SCOSR1;//Confirmar interrupción
SCODRL=cola[1][let];//Transmitir una letra de la
let++;//primera posición de la cola
if(let==7){//Si se llegó a la última letra
for(i=1;i<=point-1;i++){//Subir todos los datos
for(j=0;j<=7;j++){// una posición en la cola
cola[i][j]=cola[i+1][j];
}
}
let=0;//Reiniciar el contador de letras
if(point>0){//Disminuir el puntero sin dejar que se haga negativo
point=point-1;
}
}
}
//*****
//*****
void inicia_RTI(void){
//*****
Función de inicialización de la función RTI Real *
* Time interrupt del Módulo de Generacion de Reloj. *
* Produce una interrupción cada 32.768ms para obtener *
* una frecuencia de muestreo de 30.51Hz *
******/
//Bits de selección del periodo de interrupción
RTR0=0;
RTR1=1;
RTR2=1;
//Activar interrupción Periódica
RTIE=1;
}
//*****

```

```

//*****
void inicia_SPI(void){
//*****
* Función de inicialización del módulo SPI, actúa *
* sobre los registros de control del SPI para *
* ajustarlos a los valores deseados *
*****/
//Registro de control 1
SP0CR1=0b01011100;
//      |||||____Modo de Envío: MSB Primero
//      |||||____Salida /SS: Inhabilitada
//      |||||____Fase del Reloj Serial: 1
//      |||||____Polaridad del Reloj: Invertida
//      |||____Modo del SPI: Maestro
//      ||____Modo WIRED-OR: Encendido
//      ||____Habilitar SPI: Habilitado
//      |____interrupciones del SPI: Inhabilitadas
//Registro de control 2
SP0CR2=0b00001000;
//      |||||____Modo de operación de los Pines: Normal
//      |||||____Siempre Cero
//      |||||____Manejo de Corriente Bajo: Inhabilitado
//      |||||____Habilitar Pull-Up: Habilitados
//      |||
//      |____Estos Bits Siempre son Cero
//Registro de Tasa de Datos
SP0BR=0; //Transmisión a 4MHz
//Ajustes de I/O
PORTT=0xFF; //Poner en Alto las líneas de selección de Esclavos
DDRT=0xFF; //El puerto T es salida, líneas de selección de esclavos
DDRS=0x60; //Ajustar Dirección del Puerto S: Salidas MOSI y SCLK
//Limpiar la bandera
SP0SR;
SP0DR;
}
//*****
//*****
void inicia_SCI(void){
//*****
* Función de inicialización del módulo SCI, actúa *
* sobre los registros de control del SCI para *
* ajustarlos a los valores deseados *
*****/
//Registros de Control de la Tasa de Baudios
SC0BDH=0;
SC0BDL=52;
//      E CLK      8MHz
//TASA DE TRANSMISIÓN=-----=-----=9600 Baudios
//      16*SC0BDH:SC0BDL  16*52
//Registro de Control 1
SC0CR1=0b00000000;
//      |||||____Tipo de Paridad: Sin efecto
//      |||||____Paridad: Inhabilitada
//      |||||____Detección de Línea Inactiva: Modo Corto
//      |||||____Modo de Activación: Reconocimiento de Línea Inactiva

```

```

//      |||_____Modo de Transmisión: 1-8-1
//      ||_____Fuente del Receptor: Sin efecto
//      ||_____Modo WIRED-OR: Encendido
//      |_____Modo LOOP: Inactivo
SCOCR2=0b01001000;
//      |||||_____Envío de Código de Parada: Inactivo
//      |||||_____Control de Activación del Receptor: Sin efecto
//      |||||_____Receptor: Inhabilitado
//      |||||_____Transmisor: Habilitado
//      |||_____interrupción por Linea Inactiva: Inhabilitada
//      ||_____interrupción por Receptor lleno: Inhabilitada
//      |_____interrupción por Transmisión Completa: Habilitada
//      |_____interrupción por Transmisor Vacío: Inhabilitada
}
//*****
//*****
float transmision(char ac, char cmd){
/*****
* Esta función efectúa una comunicación con el acelerómetro *
* El parámetro de entrada contiene la información a ser *
* escrita en el registro de control del ADIS16003. La salida *
* es el valor de la aceleración. *
*****/
int dato;
float acel;
asm{ //Seleccionar Esclavo
LDAA ac
COMA
STAA PORTT
}
SPOSR;//Limpiar Bandera de transmisión completa
SPODR=cmd;//Escribir al Registro de datos e Iniciar transmisión
while(!SPIF){};//Esperar hasta que la transmisión finalice
asm{ //Recoger los primeros ocho bits del acelerómetro
LDAA SPODR
}
SPOSR;//Limpiar Bandera de transmisión completa
SPODR=0;//Escribir al Registro de datos e Iniciar transmisión
while(!SPIF){};//Esperar hasta que la transmisión finalice
PORTT=0xFF;//Deseleccionar Esclavo
asm{
LDAB SPODR //Recoger los segundos ocho bits del acelerómetro
STD dato //Combinar resultados parciales
}
acel=0.00122*(dato-2048);//Convertir a fracciones de g
return acel;
}
//*****
//*****
float taninv(float x){
/*****
* Esta función calcula el ángulo en grados *
* sexagesimales, discriminando el argumento *
* en valores para los que la serie converge *
* y aproximando aquellos para los que no *

```

```

* Esta función calcula la funcion tangente *
* inversa mediante una aproximación por una *
* serie de Maclaurin de orden 49. Converge *
* solo si |x|<1. Para los demás valores se *
* aproxima según atan(x)=pi/2-atan(1/x) *
*****/
char i, sw;
float ang, r;
//verificar que el valor esté dentro del intervalo
//de convergencia
sw=0;
if((x>1)||(x<-1)){
x=1/x;
sw=1;//Si no está, se halla el recíproco
}
//Cálculo de la función
if((x!=1)&&(x!=-1)){//Para 1 y -1 no se calcula
ang=x;//Inicializar Acumuladores
r=x;
for(i=3;i<=49;i=i+2){//Efectuar Cálculos de la serie
r=-1*r;
r=r*x;
r=r*x;
ang=ang+(r/i);
if(abs(r/i)<1e-6){//Evaluar Tolerancias
break;
}
}
//Si el dato estaba por fuera del intervalo
//de convergencia, se aplica la aproxiación
if(sw==1){
ang=1.5707963-ang;
}
//Convertir a grados y sumar 180
ang=ang/3.1415926;
ang=180*ang+180;
}
else{
//Asignación directa en caso de ser 1 o -1
if(x==1){
ang=225;
}
else{
ang=135;
}
}
return ang;
}
//*****
//*****
void rodilla_tobillo(float ax1,float ax2,float ay1,float ay2,char art){
/*****
* Esta función calcula el ángulo para las *
* articulaciones que cuentan con un solo *
* grado de libertad (rodilla y tobillo) *

```

```

* y lo transmite al PC *
*****/
int a;
float r1,r2;
char ang[8]="00000RF",r,i;
//Realizar los cálculos previos
r1=ax2*ay1;
r1=r1-ax1*ay2;
r2=ax1*ax2;
r2=r2+ay1*ay2;
r1=r1/r2;
//Hallar el ángulo
r1=taninv(r1);
//Recuperar dos decimales
a=100*r1;
//Convertir a cadena de caracteres
i=4;
while(a!=0){
r=a-(a/10)*10;
ang[i]=r+48;
i=i-1;
a=a/10;
}
//Asignar tipo de articulación
ang[5]=art;
//Aumentar puntero y guardar en la cola
point++;
for(i=0;i<=7;i++){
cola[point][i]=ang[i];
}
}
//*****
//*****
void cadera(float x1,float x2,float y1,float y2,float z1,float z2){
//*****
* Esta función calcula el ángulo para la *
* articulación que cuentan con dos grados *
* de libertad (cadera) y lo transmite al PC *
*****/
float x,a;
int n;
char ang[8]="00000CF",r,i;
//Cálculos previos con las aceleraciones
x=y2*y2+z2*z2;
//Hallar sin(phi) resolviendo el polinomio
a=cuad(x,-2*y1*y2,y1*y1-z2*z2);
//finalizar cálculos previos
a=(x*a-y1)/z2;
a=(z1*x2-x1*a)/(x1*x2+z1*a);
//Calcular ángulo
a=taninv(a);
//Recuperar dos decimales
n=100*a;
i=4;
//Convertir a cadena de caracteres

```

```

while(n!=0){
r=n-(n/10)*10;
ang[i]=r+48;
i=i-1;
n=n/10;
}
//Aumentar puntero y guardar en la cola
point++;
for(i=0;i<=7;i++){ cola[point][i]=ang[i];
}
}
//*****
//*****
float cuad(float a, float b, float c){
/*****
* Esta función calcula la raíz principal de *
* una función cuadrática *
*****/
float x;
//Aplica directamente la fórmula
x=root(b*b-4*a*c); //Raíz del discriminante
//Evaluar el resto
x=x-b;
x=x/(2*a);
return x;
}
//*****
//*****
float root(float x){
/*****
* Esta función calcula la raíz cuadrada de un *
* número utilizando un polinomio de Taylor de *
* grado 84 desarrollado alrededor de 1. Para *
* valores fuera del intervalo de convergencia *
* realiza la aproximación  $x^{1/2}=x*(1/x)^{(1/2)}$  *
*****/
float w,b,y,z,fact;
int num,den,n;
//Si es mayor que 1 hallar recíproco
if(x>1){
b=1/x;
}
else {
b=x;
}
//Iniciar acumuladores
y=1;
num=1;
den=2;
z=b-1;
fact=1;
//Aplicar la serie
for(n=1;n<=84;n++){ fact=fact*n;
w=y+(num/(den*fact))*z;
num=num*(2*n-1);

```

```
z=z*(b-1);
den=-2*den;
//Evaluar la tolerancia
if(abs(w-y)<1e-3){
y=w;
n=84;
}
y=w;
}
//Si x era mayor que 1 aplicar la aproximación
if(x>1){
y=x*y;
}
return y;
}
//*****
```


Anexo 2: Hojas de datos

FEATURES

- Dual-axis accelerometer
- SPI[®] digital output interface
- Internal temperature sensor
- Highly integrated; minimal external components;
bandwidth externally selectable
- 1 mg resolution at 60 Hz
- Externally controlled electrostatic self test
- 3.0 V to 5.25 V single-supply operation
- Low power: <2 mA
- 3500 g shock survival
- 7.2 mm × 7.2 mm × 3.6 mm package

APPLICATIONS

- Industrial vibration/motion sensing
- Platform stabilization
- Dual-axis tilt sensing
- Tracking, recording, analysis devices
- Alarms, security devices

GENERAL DESCRIPTION

The ADIS16003 is a low cost, low power, complete dual-axis accelerometer with an integrated Serial Peripheral Interface (SPI). An integrated temperature sensor is also available on the SPI interface. The ADIS16003 measures acceleration with a full-scale range of $\pm 1.7\text{ g}$ (minimum). The ADIS16003 can measure both dynamic acceleration (vibration) and static acceleration (gravity).

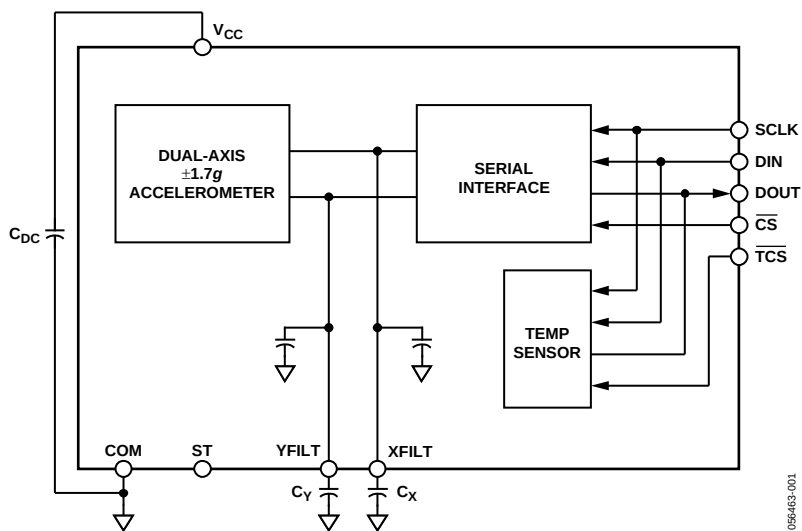
The typical noise floor is $110\text{ }\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ allowing signals below 1 mg (60 Hz bandwidth) to be resolved.

The bandwidth of the accelerometer is set with optional capacitors C_X and C_Y at the XFILT and YFILT pins. Selection of the two analog input channels is controlled via the serial interface.

An externally driven self-test pin (ST) allows the user to verify the accelerometer functionality.

The ADIS16003 is available in a 7.2 mm × 7.2 mm × 3.6 mm, 12-terminal LGA package.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Rev. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 © 2005 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

TABLE OF CONTENTS

Specifications.....	3	Temperature Sensor Serial Interface.....	12
Timing Specifications	4	Power Supply Decoupling.....	13
Circuit and Timing Diagrams.....	5	Setting the Bandwidth Using C_{XFILT} and C_{YFILT}	13
Absolute Maximum Ratings.....	6	Selecting Filter Characteristics: The Noise/Bandwidth Trade-Off.....	13
ESD Caution.....	6	Applications.....	14
Pin Configuration and Function Descriptions.....	7	Dual-Axis Tilt Sensor	14
Typical Performance Characteristics	8	Second-Level Assembly	14
Theory of Operation	11	Outline Dimensions	15
Self Test	11	Ordering Guide	15
Serial Interface	11		
Accelerometer Serial Interface.....	11		

REVISION HISTORY

7/05—Revision 0: Initial Version

SPECIFICATIONS

$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $C_X, C_Y = 0\text{ }\mu\text{F}$, acceleration = 0 g, unless otherwise noted. All minimum and maximum specifications are guaranteed. Typical specifications are not guaranteed.

Table 1.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
ACCELEROMETER SENSOR INPUT	Each axis				
Measurement Range ¹		± 1.7			g
Nonlinearity	% of full scale		± 0.5	± 2.5	%
Package Alignment Error			± 1.5		degrees
Alignment Error	X sensor to Y sensor		± 0.1		degrees
Cross Axis Sensitivity			± 2	± 5	%
ACCELEROMETER SENSITIVITY	Each axis				
Sensitivity at XFILT, YFILT		769	820	885	LSB/g
Sensitivity Change due to Temperature ²	Delta from 25°C		± 8		LSB
ZERO g BIAS LEVEL	Each axis				
0 g Voltage at XFILT, YFILT		1905	2048	2190	LSB
0 g Offset vs. Temperature			± 0.14		LSB/°C
ACCELEROMETER NOISE PERFORMANCE					
Noise Density	@25°C		110		$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ rms
ACCELEROMETER FREQUENCY RESPONSE ³					
C_X, C_Y Range ⁴		0		10	μF
R_{FILT} Tolerance		24	32	40	k Ω
Sensor Resonant Frequency			5.5		kHz
ACCELEROMETER SELF TEST					
Logic Input Low				$0.2 \times V_{CC}$	V
Logic Input High		$0.8 \times V_{CC}$			V
ST Input Resistance to COM		30	50		k Ω
Output Change at $X_{\text{OUT}}, Y_{\text{OUT}}$ ⁵	Self Test 0 to Self Test 1	323	614	904	LSB
TEMPERATURE SENSOR					
Accuracy	$V_{CC} = 3\text{ V}$ to 5.25 V		± 2		°C
Resolution			10		Bits
Update Rate			400		μs
Temperature Conversion Time			25		μs
DIGITAL INPUT					
Input High Voltage (V_{INH})	$V_{CC} = 4.75\text{ V}$ to 5.25 V	2.4			V
	$V_{CC} = 3.0\text{ V}$ to 3.6 V	2.1			V
Input Low Voltage (V_{INL})	$V_{CC} = 3.0\text{ V}$ to 5.25 V			0.8	V
Input Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{ V}$ or V_{CC}	-10	1	10	μA
Input Capacitance			10		pF
DIGITAL OUTPUT					
Output High Voltage (V_{OH})	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{ }\mu\text{A}$, $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ to 5.25 V	$V_{CC} - 0.5$			V
Output Low Voltage (V_{OL})	$I_{\text{SINK}} = 200\text{ }\mu\text{A}$			0.4	V
POWER SUPPLY					
Operating Voltage Range		3.0		5.25	V
Quiescent Supply Current	$F_{\text{SCLK}} = 50\text{ kSPS}$		1.5	2.0	mA
Power Down Current			1.0		mA
Turn-On Time ⁶	$C_X, C_Y = 0.1\text{ }\mu\text{F}$		20		Ms

¹ Guaranteed by measurement of initial offset and sensitivity.

² Defined as the output change from ambient to maximum temperature or ambient to minimum temperature.

³ Actual bandwidth response controlled by user-supplied external capacitor (C_X, C_Y).

⁴ Bandwidth = $1/(2\pi \times 32\text{ k}\Omega \times (2200\text{ pF} + C))$. For $C_X, C_Y = 0$, bandwidth = 2260 Hz. For $C_X, C_Y = 10\text{ }\mu\text{F}$, bandwidth = 0.5 Hz. Min/max values not tested.

⁵ Self-test response changes as the square of V_{CC} .

⁶ Larger values of C_X, C_Y increase turn on time. Turn on time is approximately $160 \times (0.0022\text{ }\mu\text{F} + C_X + C_Y) + 4\text{ ms}$, where C_X, C_Y are in μF .

TIMING SPECIFICATIONS

$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, acceleration = 0 g, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter ^{1, 2}	$V_{CC} = 3.3$	$V_{CC} = 5$	Unit	Description
f_{SCLK}^3	10 2	10 2	kHz min MHz max	
$t_{CONVERT}$	$14.5 t_{SCLK}$	$14.5 t_{CSLK}$		Throughput time = $t_{CONVERT} + t_{ACQ} = 16 t_{SCLK}$
t_{ACQ}	$1.5 t_{SCLK}$	$1.5 t_{SCLK}$		$\overline{TCS}/\overline{CS}$ to SCLK setup time
t_1	10	10	ns min	Delay from $\overline{TCS}/\overline{CS}$ until DOUT three-state disabled
t_2^4	60	30	ns max	Data access time after SCLK falling edge
t_3^4	100	75	ns max	Data setup time prior to SCLK rising edge
t_4	20	20	ns min	Data hold time after SCLK rising edge
t_5	20	20	ns min	SCLK high pulse width
t_6	$0.4 \times t_{SCLK}$	$0.4 \times t_{SCLK}$	ns min	SCLK low pulse width
t_7	$0.4 \times t_{SCLK}$	$0.4 \times t_{SCLK}$	ns min	$\overline{TCS}/\overline{CS}$ rising edge to DOUT high impedance
t_8^5	80	80	ns max	Power-up time from shutdown
t_9	5	5	$\mu\text{s typ}$	

¹ Guaranteed by design. All input signals are specified with t_r and $t_f = 5 \text{ ns}$ (10% to 90% of V_{CC}) and timed from a voltage level of 1.6 V. The 3.3 V operating range spans from 3.0 V to 3.6 V. The 5 V operating range spans from 4.75 V to 5.25 V.

² See Figure 3 and Figure 4.

³ Mark/space ratio for the SCLK input is 40/60 to 60/40.

⁴ Measured with the load circuit in Figure 2 and defined as the time required for the output to cross 0.4 V or 2.0 V with $V_{CC} = 3.3 \text{ V}$ and time for an output to cross 0.8 V or 2.4 V with $V_{CC} = 5.0 \text{ V}$.

⁵ t_8 is derived from the measured time taken by the data outputs to change 0.5 V when loaded with the circuit in Figure 2. The measured number is then extrapolated back to remove the effects of charging or discharging the 50 pF capacitor. This means that the time, t_8 , quoted in the timing characteristics is the true bus relinquish time of the part and is independent of the bus loading.

CIRCUIT AND TIMING DIAGRAMS

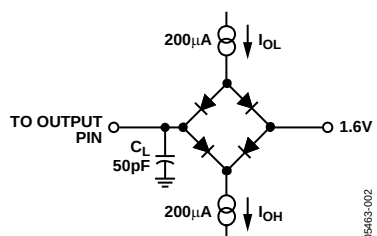


Figure 2. Load Circuit for Digital Output Timing Specifications

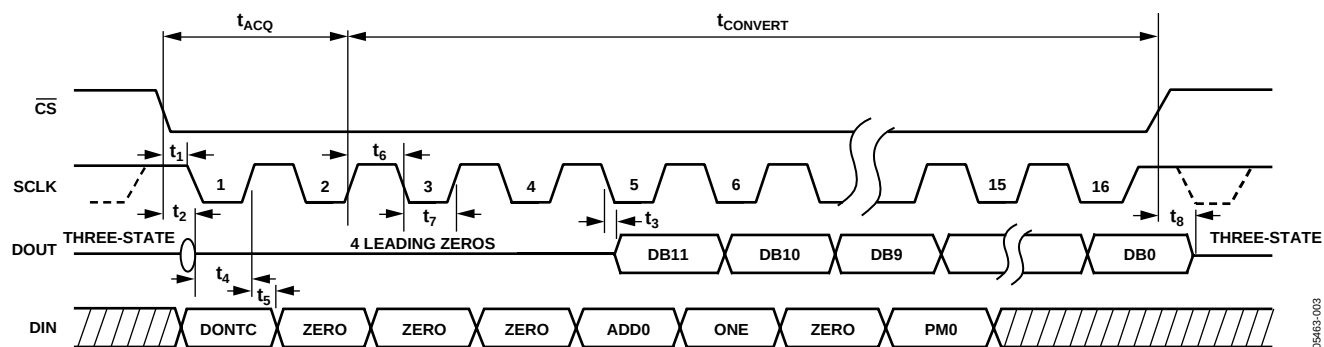


Figure 3. Accelerometer Serial Interface Timing Diagram

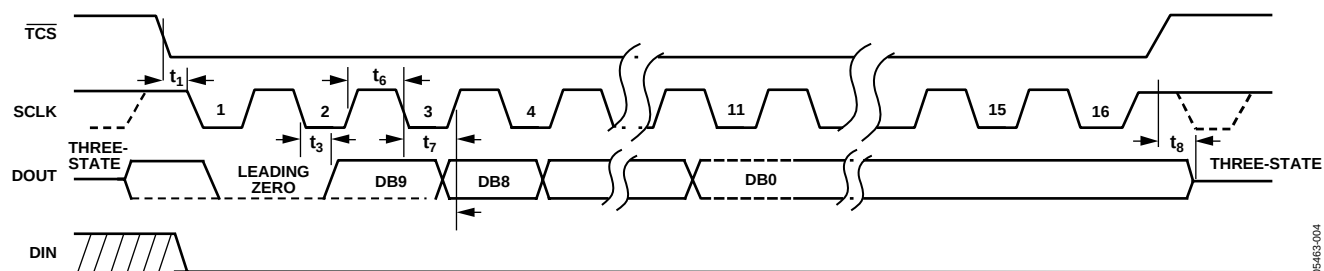


Figure 4. Temperature Serial Interface Timing Diagram

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Acceleration (Any Axis, Unpowered)	3,500 <i>g</i>
Acceleration (Any Axis, Powered)	3,500 <i>g</i>
V _{CC}	−0.3 V to +7.0 V
All Other Pins	(COM − 0.3 V) to (V _{CC} + 0.3 V)
Output Short-Circuit Duration (Any Pin to Common)	Indefinite
Operating Temperature Range	−40°C to +125°C
Storage Temperature	−65°C to +150°C

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

Table 4. Package Characteristics

Package Type	θ_{JA}	θ_{JC}	Device Weight
12-Lead LGA	200°C/W	25°C/W	0.3 grams

ESD CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although this product features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

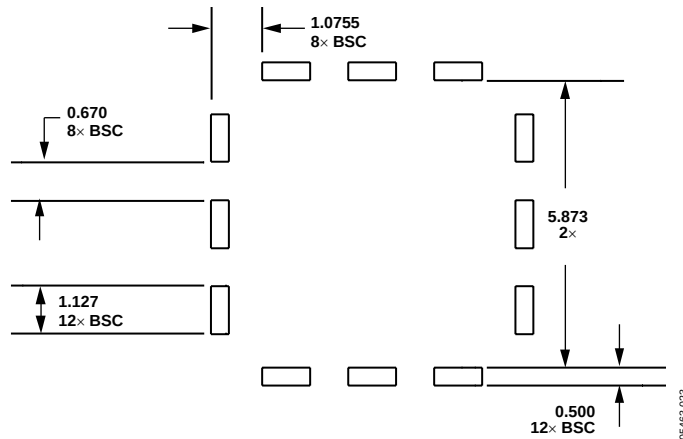


Figure 5. Second-Level Assembly Pad Layout

PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS

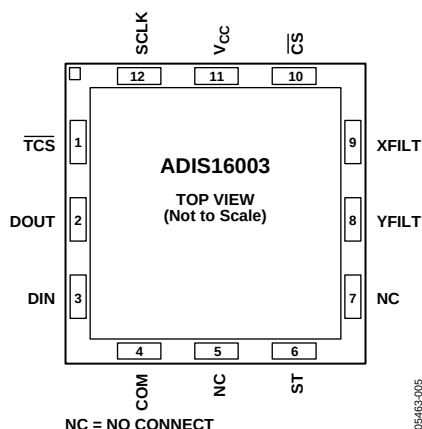


Figure 6. Pin Configuration

Table 5. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	$\overline{\text{TCS}}$	Temperature Chip Select. Active low logic input. This input frames the serial data transfer for the temperature sensor output.
2	DOUT	Data Out, Logic Output. The conversion of the ADIS16003 is provided on this output as a serial data stream. The bits are clocked out on the falling edge of the SCLK input.
3	DIN	Data In, Logic Input. Data to be written into the ADIS16003's control register is provided on this input and is clocked into the register on the rising edge of SCLK.
4	COM	Common. Reference point for all circuitry on the ADIS16003.
5, 7	NC	No Connect.
6	ST	Self-Test Input. Active high logic input. Simulates a nominal 0.75 g test input for diagnostic purpose.
8	YFILT	Y Channel Filter Node. Used in conjunction with an optional external capacitor to band limit the ac signal from the accelerometer.
9	XFILT	X Channel Filter Node. Used in conjunction with an optional external capacitor to band limit the ac signal from the accelerometer.
10	$\overline{\text{CS}}$	Chip Select. Active low logic input. This input provides the dual function of initiating the accelerometer conversions on the ADIS16003 and frames the serial data transfer for the accelerometer output.
11	V _{CC}	Power Supply Input. The V _{CC} range for the ADIS16003 is from 3.0 V to 5.25 V.
12	SCLK	Serial Clock, Logic Input. SCLK provides the serial clock for accessing data from the part and writing serial data to the control register. This clock input is also used as the clock source for the ADIS16003's conversion process.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

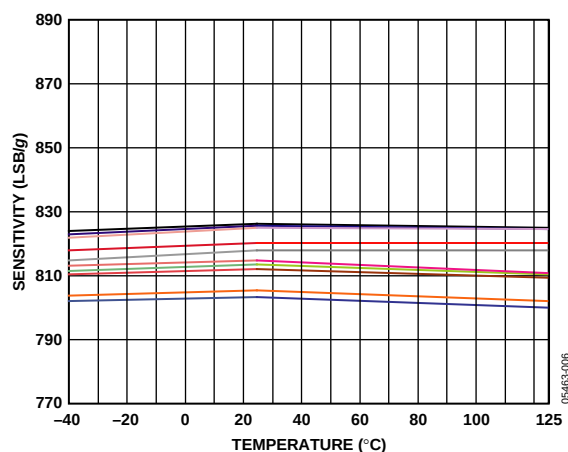


Figure 7. Sensitivity vs. Temperature (AD16003 Soldered to PCB)

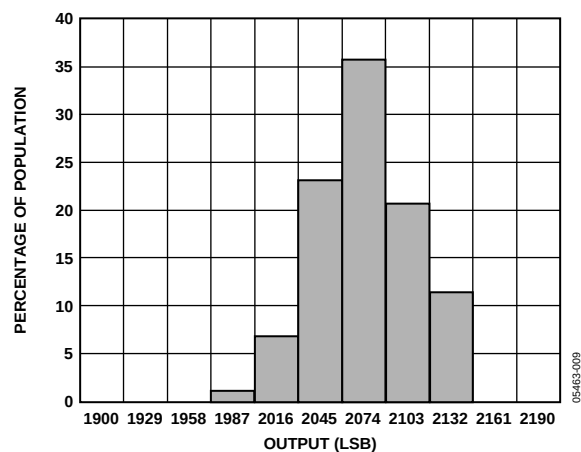


Figure 10. X-Axis Zero g Bias at 25°C

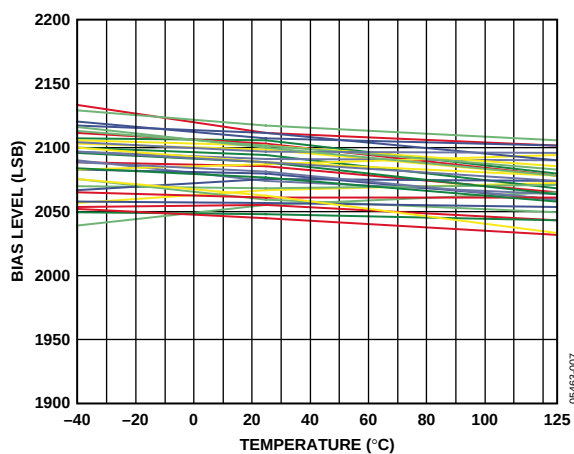


Figure 8. Zero g Bias vs. Temperature

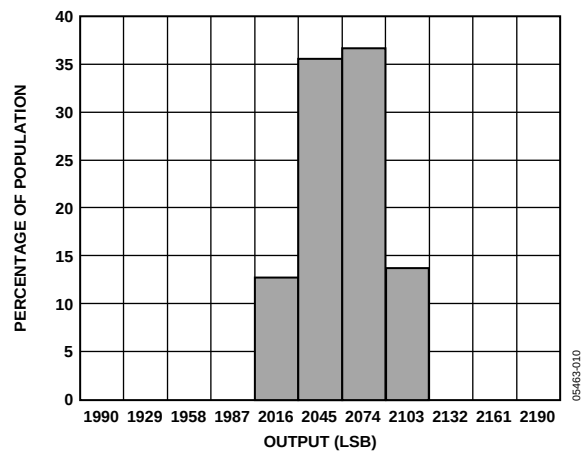


Figure 11. Y-Axis Zero g Bias at 25°C

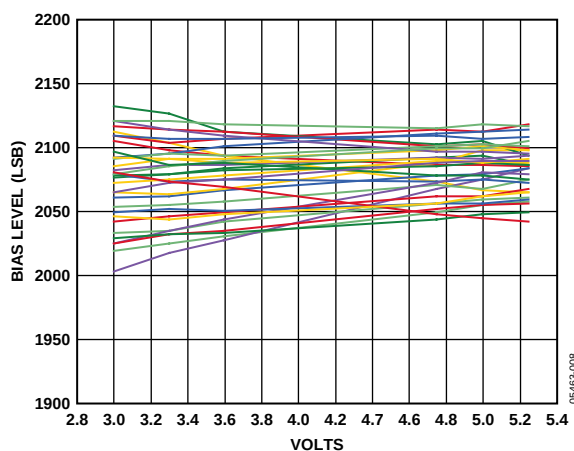


Figure 9. Zero g Bias vs. Supply

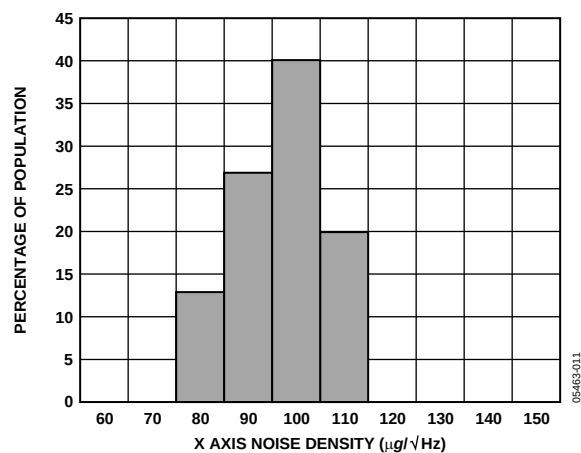


Figure 12. X-Axis Noise Density at 25°C

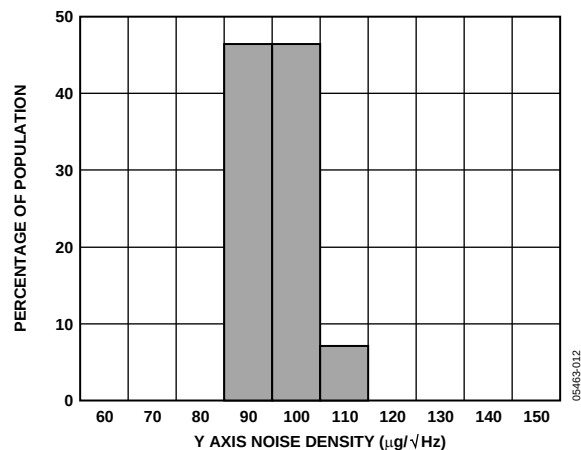


Figure 13. Y-Axis Noise Density at 25°C

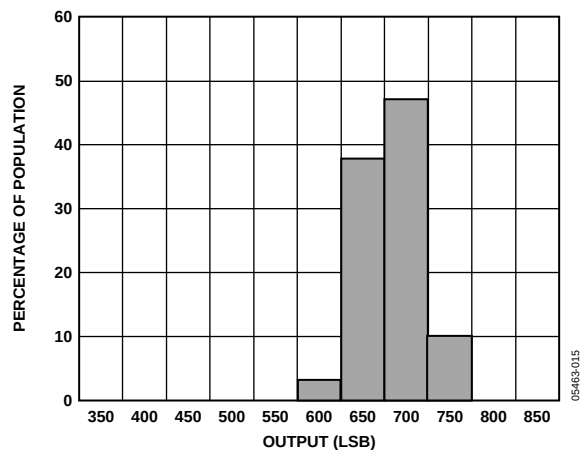


Figure 16. Self Test at 25°C, VCC at 5.0 V

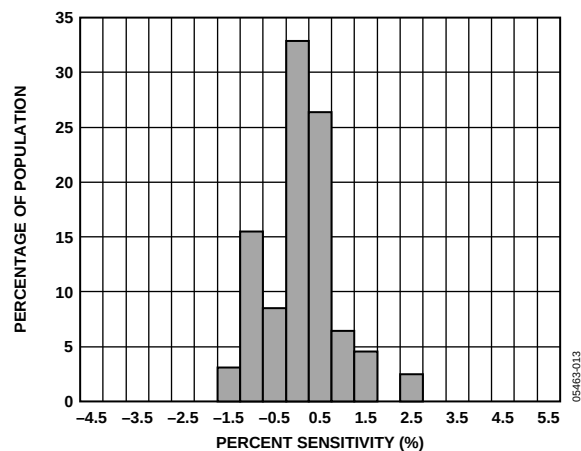


Figure 14. Z vs. X Cross-Axis Sensitivity

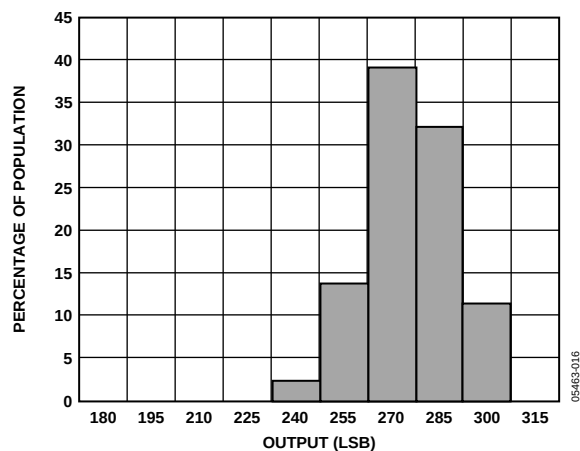


Figure 17. Self Test at 25°C, VCC at 3.3 V

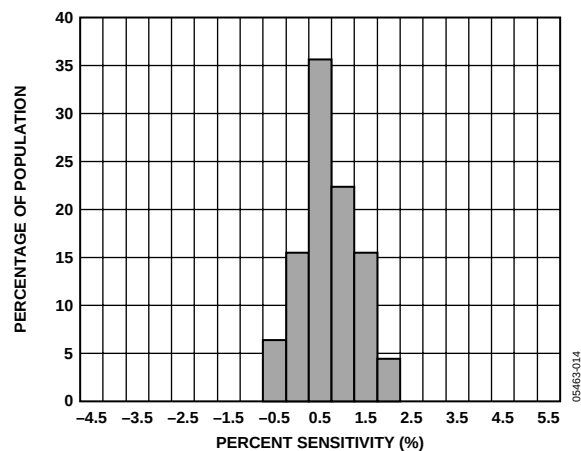


Figure 15. Z vs. Y Cross-Axis Sensitivity

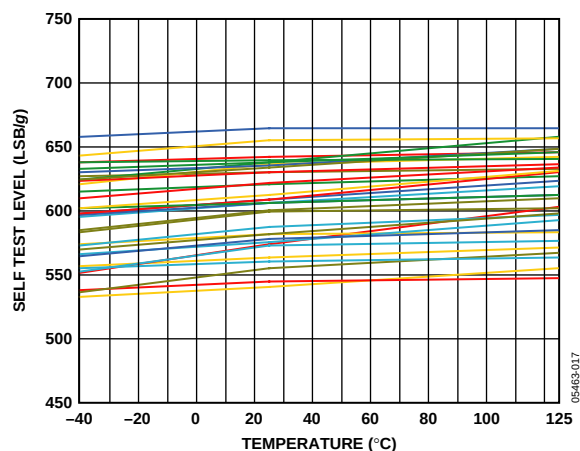


Figure 18. Self Test vs. Temperature VCC at 5.0 V

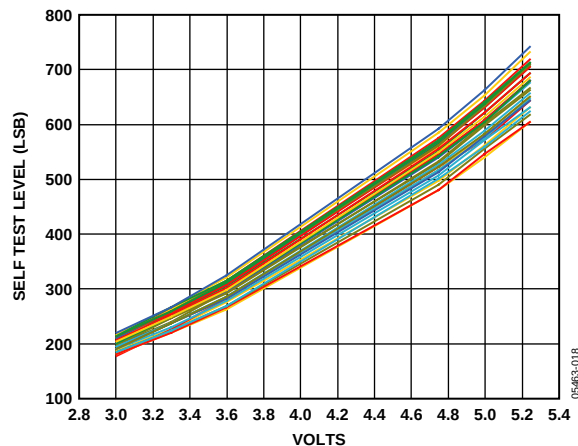


Figure 19. Self Test vs. Supply Voltage

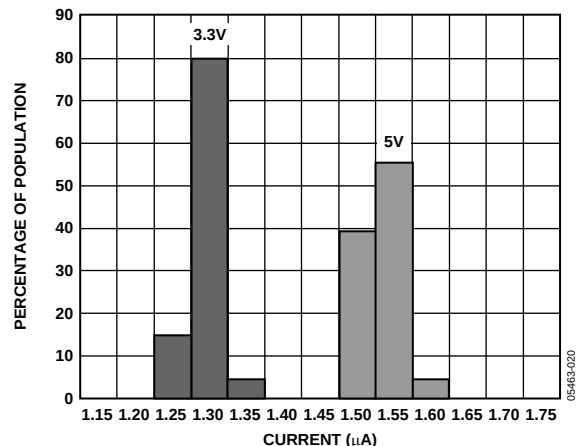


Figure 21. Supply Current at 25°C

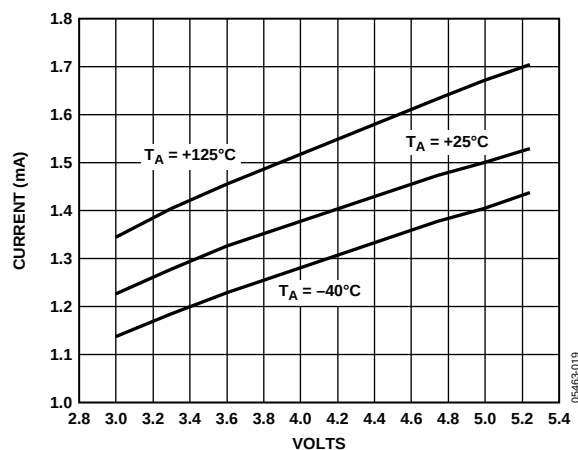


Figure 20. Supply Current vs. Supply Voltage

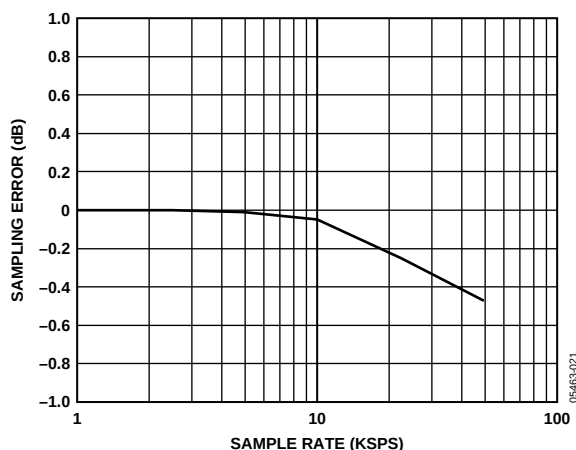


Figure 22. Sampling Error vs. Sample Rate

THEORY OF OPERATION

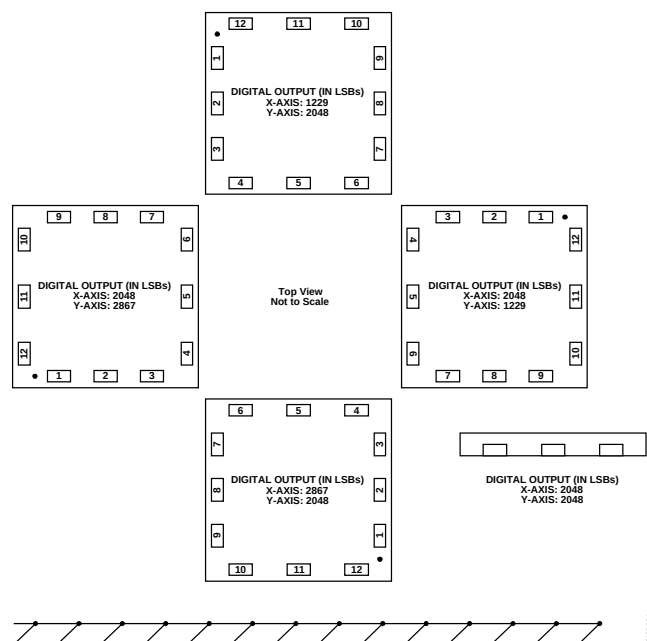


Figure 23. Output Response vs. Orientation

The ADIS16003 is a low cost, low power, complete dual axis accelerometer with an integrated Serial Peripheral Interface (SPI) and an integrated temperature sensor whose output is also available on the SPI interface. The ADIS16003 is capable of measuring acceleration with a full-scale range of $\pm 1.7\text{ g}$ (minimum). The ADIS16003 can measure both dynamic acceleration (vibration) and static acceleration (gravity).

SELF TEST

The ST pin controls the self-test feature. When this pin is set to V_{CC} , an electrostatic force is exerted on the beam of the accelerometer. The resulting movement of the beam allows the user to test if the accelerometer is functional. The typical change in output is 750 mg (corresponding to 614 LSB) for $V_{CC} = 5.0\text{ V}$. This pin may be left open-circuit or connected to common in normal use. The ST pin should never be exposed to voltage greater than $V_{CC} + 0.3\text{ V}$. If the system design is such that this condition cannot be guaranteed (for example, multiple supply voltages present), a low V_F clamping diode between ST and V_{CC} is recommended.

SERIAL INTERFACE

The serial interface on the ADIS16003 consists of 5-wires, $\overline{CS}$, $\overline{TCS}$, SCLK, DIN, and DOUT with the temperature sensor's serial interface in parallel with the accelerometer's serial interface. The $\overline{CS}$ and $\overline{TCS}$ are used to select the accelerometer or temperature sensor outputs respectively. $\overline{CS}$ and $\overline{TCS}$ can not be active at the same time.

The SCLK input accesses data from the internal data registers.

ACCELEROMETER SERIAL INTERFACE

Figure 3 shows the detailed timing diagram for serial interfacing to the accelerometer in the ADIS16003. The serial clock provides the conversion clock. $\overline{CS}$ initiates the data transfer and conversion process and frames the serial data transfer for the accelerometer output. The accelerometer output is sampled on the second rising edge of the SCLK input after the falling edge of the $\overline{CS}$. The conversion requires 16 SCLK cycles to complete. The rising edge of $\overline{CS}$ puts the bus back into three-state. If $\overline{CS}$ remains low, the next digital conversion is initiated. The details for the control register bit functions are shown in Table 6

Accelerometer Control Register

MSB						LSB	
DONTC	ZERO	ZERO	ZERO	ADD0	ONE	ZERO	PM0

Table 6. Accelerometer Control Register Bit Functions

Bit	Mnemonic	Comments
7	DONTC	Don't care. Can be one or zero.
6, 5, 4	ZERO	These bits should be held low.
3	ADD0	This address bit selects the x-axis or y-axis outputs. Zero selects the x-axis; one selects the y-axis.
2	ONE	This bit should be held high.
1	ZERO	This bit should be held low.
0	PM0	This bit selects the operation mode for the accelerometer; set to zero for normal operation and one for power down mode.

Power Down

By setting PM0 to one when updating the accelerometer control register, the ADIS16003 goes into a shutdown mode. The information stored in the control register is maintained during shutdown. The ADIS16003 changes modes as soon as the control register is updated. If the part is in shutdown mode and PM0 is changed to zero, then the part powers up on the sixteenth SCLK rising edge.

ADD0

By setting ADD0 to zero when updating the accelerometer control register, the x-axis output is selected. By setting ADD0 to one, the y-axis output is selected.

Zero

Zero is defined as the logic low level.

One

One is defined as the logic high level.

DONTC

DONTC is defined as don't care; can be a low or high logic level.

Accelerometer Conversion Details

Every time the accelerometer is sampled, the sampling function discharges the internal C_X or C_Y filtering capacitors by up to 2% of their initial values (assuming no additional external filtering capacitors have been added). The recovery time for the filter capacitor to recharge is approximately 10 μ s. Thus, sampling the accelerometer at a rate of 10 kSPS or less does not induce a sampling error. However, as sampling frequencies increase above 10 kSPS, one can expect sampling errors to attenuate the actual acceleration levels.

TEMPERATURE SENSOR SERIAL INTERFACE

Read Operation

Figure 4 shows the timing diagram for a serial read from the temperature sensor. The $\overline{TCS}$ line enables the SCLK input. Ten bits of data and a leading zero are transferred during a read operation. Read operations occur during streams of 16 clock pulses. The serial data is accessed in a number of bytes if ten bits of data are being read. At the end of the read operation, the DOUT line remains in the state of the last bit of data clocked out until $\overline{TCS}$ goes high, at which time the DOUT line from the temperature sensor goes three-state.

Write Operation

Figure 4 also shows the timing diagram for the serial write to the temperature sensor. The write operation takes place at the same time as the read operation. Data is clocked into the control register on the rising edge of SCLK. DIN should remain low for the entire cycle.

Temperature Sensor Control Register

MSB						LSB	
ZERO	ZERO	ZERO	ZERO	ZERO	ZERO	ZERO	ZERO

Table 7. Temperature Sensor Control Register Bit Functions

Bit	Mnemonic	Comments
7 to 0	ZERO	All bits should be held low.

Zero

Zero is defined as the logic low level.

Output Data Format

The output data format for the temperature sensor is two's complement. Table 8 shows the relationship between the digital output and the temperature.

Temperature Sensor Conversion Details

The ADIS16003 features a 10-bit digital temperature sensor that allows an accurate measurement of the ambient device temperature to be made.

The conversion clock for the temperature sensor is internally generated so no external clock is required except when reading from and writing to the serial port. In normal mode, an internal clock oscillator runs the automatic conversion sequence.

A conversion is initiated approximately every 350 μ s. At this time, the temperature sensor wakes up and performs a temperature conversion. This temperature conversion typically takes 25 μ s, at which time the temperature sensor automatically shuts down. The result of the most recent temperature conversion is available in the serial output register at any time. Once the conversion is finished, an internal oscillator starts counting and is designed to time out every 350 μ s. The temperature sensor then powers up and does a conversion. Note that if the $\overline{TCS}$ is brought low every 350 μ s ($\pm 30\%$) or less, then the same temperature value is output onto the DOUT line every time without changing. It is recommended that the $\overline{TCS}$ line not be brought low every 350 μ s ($\pm 30\%$) or less. The $\pm 30\%$ covers process variation. The $\overline{TCS}$ should become active (high to low) outside this range.

The device is designed to auto-convert every 350 μ s. If the temperature sensor is accessed during the conversion process, an internal signal is generated to prevent any update of the temperature value register during the conversion. This prevents the user from reading back spurious data. The design of this feature results in this internal lockout signal being reset only at the start of the next autoconversion. Therefore, if the $\overline{TCS}$ line goes active before the internal lockout signal is reset to its inactive mode, the internal lockout signal is not reset. To ensure that no lockout signal is set, bring $\overline{TCS}$ low at a greater time than 350 μ s ($\pm 30\%$). As a result, the temperature sensor is not interrupted during a conversion process.

In the automatic conversion mode, every time a read or write operation takes place, the internal clock oscillator is restarted at the end of the read or write operation. The result of the conversion is typically available 25 μ s later. Reading from the device before conversion is complete provides the same set of data.

Table 8. Temperature Sensor Data Format

Temperature	Digital Output (DB9 ... DB0)
-40°C	11 0110 0000
-25°C	11 1001 1100
-0.25°C	11 1111 1111
0°C	00 0000 0000
+0.25°C	00 0000 0001
+10°C	00 0010 1000
+25°C	00 0110 0100
+50°C	00 1100 1000
+75°C	01 0010 1100
+100°C	01 1001 0000
+125°C	01 1111 0100

POWER SUPPLY DECOUPLING

For most applications, a single 0.1 μF capacitor (C_{DC}) adequately decouples the accelerometer from noise on the power supply. However, in some cases, particularly where noise is present at the 140 kHz internal clock frequency (or any harmonic thereof), noise on the supply may cause interference on the ADIS16003 output. If additional decoupling is needed, ferrite beads may be inserted in the supply line of the ADIS16003. Additionally, a larger bulk bypass capacitor (in the 1 μF to 22 μF range) may be added in parallel to C_{DC} .

SETTING THE BANDWIDTH USING C_{XFILT} AND C_{YFILT}

The ADIS16003 has provisions for bandlimiting the accelerometer. Capacitors can be added at the XFILT and YFILT pins to implement further low-pass filtering for antialiasing and noise reduction. The equation for the 3 dB bandwidth is

$$F_{-3\text{dB}} = 1/(2\pi(32 \text{ k}\Omega) \times (C_{\text{XFILT, YFILT}} + 2200 \text{ pF}))$$

or more simply,

$$F_{-3\text{dB}} = 5 \text{ }\mu\text{F}/(C_{\text{XFILT, YFILT}} + 2200 \text{ pF})$$

The tolerance of the internal resistor (R_{FILT}) can vary typically as much as $\pm 25\%$ of its nominal value (32 k Ω); thus, the bandwidth varies accordingly.

A minimum capacitance of 0 pF for C_{XFILT} and C_{YFILT} is allowable.

Table 9. Filter Capacitor Selection, C_{XFILT} and C_{YFILT}

Bandwidth (Hz)	Capacitor (μF)
1	4.7
10	0.47
50	0.10
100	0.047
200	0.022
400	0.01
2250	0

SELECTING FILTER CHARACTERISTICS: THE NOISE/BANDWIDTH TRADE-OFF

The accelerometer bandwidth selected ultimately determines the measurement resolution (smallest detectable acceleration). Filtering can be used to lower the noise floor, which improves the resolution of the accelerometer. Resolution is dependent on the analog filter bandwidth at XFILT and YFILT.

The ADIS16003 has a typical bandwidth of 2.25 kHz with no external filtering. The analog bandwidth may be further decreased to reduce noise and improve resolution.

The ADIS16003 noise has the characteristics of white Gaussian noise, which contributes equally at all frequencies and is described in terms of $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ (that is, the noise is proportional to the square root of the accelerometer's bandwidth). The user should limit bandwidth to the lowest frequency needed by the application in order to maximize the resolution and dynamic range of the accelerometer.

With the single pole roll-off characteristic, the typical noise of the ADIS16003 is determined by

$$\text{rmsNoise} = (110 \text{ }\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{\text{BW} \times 1.6})$$

At 100 Hz, the noise is

$$\text{rmsNoise} = (110 \text{ }\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{100 \times 1.6}) = 1.4 \text{ mg}$$

Often, the peak value of the noise is desired. Peak-to-peak noise can only be estimated by statistical methods. Table 10 is useful for estimating the probabilities of exceeding various peak values, given the rms value.

Table 10. Estimation of Peak-to-Peak Noise

Peak-to-Peak Value	Percentage of Time That Noise Exceeds Nominal Peak-to-Peak Value
$2 \times \text{rms}$	32%
$4 \times \text{rms}$	4.6%
$6 \times \text{rms}$	0.27%
$8 \times \text{rms}$	0.006%

APPLICATIONS

DUAL-AXIS TILT SENSOR

One of the most popular applications of the ADIS16003 is tilt measurement. An accelerometer uses the force of gravity as an input vector to determine the orientation of an object in space. An accelerometer is most sensitive to tilt when its sensitive axis is perpendicular to the force of gravity, that is, parallel to the earth's surface. At this orientation, its sensitivity to changes in tilt is highest. When the accelerometer is oriented on axis to gravity, near its +1 g or -1 g reading, the change in output acceleration per degree of tilt is negligible. When the accelerometer is perpendicular to gravity, its output changes nearly 17.5 mg per degree of tilt. At 45°, its output changes at only 12.2 mg per degree, and resolution declines.

Converting Acceleration to Tilt

When the accelerometer is oriented so both its x-axis and y-axis are parallel to the earth's surface, it can be used as a 2-axis tilt sensor with a roll axis and a pitch axis. Once the output signal from the accelerometer has been converted to an acceleration that varies between -1 g and +1 g, the output tilt in degrees is calculated as follows:

$$PITCH = \text{Asin}(A_x/1\text{ g})$$

$$ROLL = \text{Asin}(A_y/1\text{ g})$$

Be sure to account for overranges. It is possible for the accelerometers to output a signal greater than $\pm 1\text{ g}$ due to vibration, shock, or other accelerations.

SECOND-LEVEL ASSEMBLY

The ADIS16003 may be attached to the second-level assembly board using SN63 (or equivalent) or lead-free solder. Figure 24 and Table 11 provide acceptable solder reflow profiles for each solder type. Note: These profiles may not be the optimum profile for the user's application. In no case should 260°C be exceeded. It is recommended that the user develop a reflow profile based upon the specific application. In general, keep in mind that the lowest peak temperature and shortest dwell time above the melt temperature of the solder results in less shock and stress to the product. In addition, evaluating the cooling rate and peak temperature can result in a more reliable assembly.

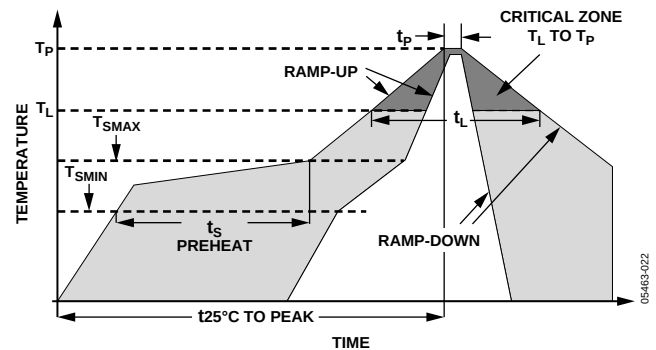
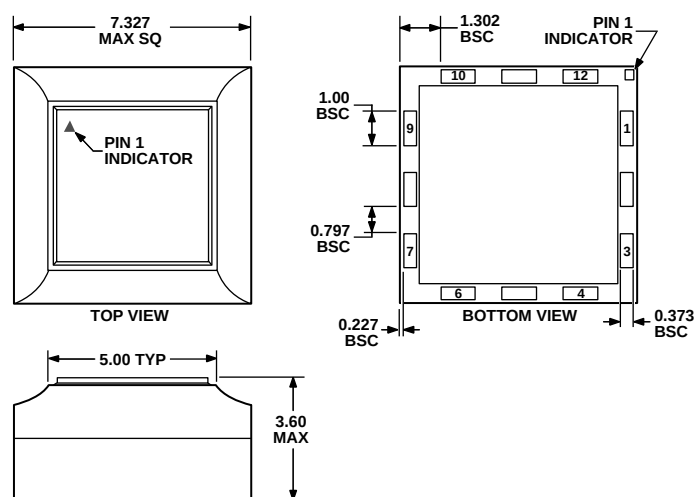


Figure 24. Acceptable Solder Reflow Profiles

Table 11.

Profile Feature	Condition	
	Sn63/Pb37	Pb-free
Average Ramp Rate (T_L to T_p)	3°C/sec max	3°C/sec max
Preheat		
Minimum Temperature (T_{SMIN})	100°C	150°C
Maximum Temperature (T_{SMAX})	150°C	200°C
Time (T_{SMIN} to T_{SMAX}) (t_s)	60 sec to 120 sec	60 sec to 150 sec
T_{SMAX} to T_L		
Ramp-Up Rate	3°C/sec	3°C/sec
Time Maintained Above Liquidous (T_L)		
Liquidous Temperature (T_L)	183°C	217°C
Time (t_L)	60 sec to 150 sec	60 sec to 150 sec
Peak Temperature (T_p)	240°C + 0°C/-5°C	260°C + 0°C/-5°C
Time Within 5°C of Actual Peak Temperature (t_p)	10 sec to 30 sec	20 sec to 40 sec
Ramp-Down Rate	6°C/sec max	6°C/sec max
Time 25°C to Peak Temperature	6 min max	8 min max

OUTLINE DIMENSIONS



12-Terminal Land Grid Array [LGA]
(CC-12)
Dimensions shown in millimeters

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADIS16003CCCZ ¹	–40°C to +125°C	12-Terminal Land Grid Array (LGA)	CC-12
ADIS16003/PCB		Evaluation Board	

¹ Z = Pb-free part.

NOTES



TXM-315-LR
TXM-418-LR
TXM-433-LR



LR SERIES TRANSMITTER MODULE DATA GUIDE

DESCRIPTION

The LR Series wireless transmitter is ideal for the cost-effective wireless transfer of serial data, control, or command information in the favorable 260-470MHz band. When paired with a compatible Linx receiver, a reliable wireless link is formed, capable of transferring data at rates of up to 10,000bps at distances of up to 3,000 feet. Applications operating over shorter distances or at lower data rates will also benefit from increased link reliability and superior noise immunity. The transmitter's synthesized architecture delivers outstanding stability and frequency accuracy and minimizes the affects of antenna pulling. Housed in a tiny reflow-compatible SMD package, the transmitter requires no external components (except an antenna), which greatly simplifies integration and lowers assembly costs.

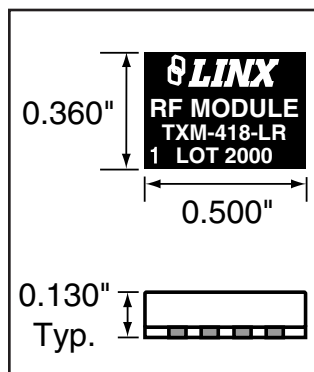


Figure 1: Package Dimensions

FEATURES

- Long range
- Low cost
- PLL-synthesized architecture
- Direct serial interface
- Data rates to 10,000bps
- No external RF components needed
- Low power consumption
- Low voltage (2.1 to 3.6VDC)
- Compact surface mount package
- Wide temperature range
- Power-down function
- No production tuning

APPLICATIONS INCLUDE

- Remote Control
- Keyless Entry
- Garage / Gate Openers
- Lighting Control
- Medical Monitoring / Call Systems
- Remote Industrial Monitoring
- Periodic Data Transfer
- Home / Industrial Automation
- Fire / Security Alarms
- Remote Status / Position Sensing
- Long-Range RFID
- Wire Elimination

ORDERING INFORMATION

PART #	DESCRIPTION
TXM-315-LR	Transmitter 315MHz
TXM-418-LR	Transmitter 418MHz
TXM-433-LR	Transmitter 433MHz
RXM-315-LR	Receiver 315MHz
RXM-418-LR	Receiver 418MHz
RXM-433-LR	Receiver 433MHz
EVAL-***-LR	Basic Evaluation Kit
*** = Frequency	
Transmitters are supplied in tubes of 50 pcs.	

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Designation	Min.	Typical	Max.	Units	Notes
POWER SUPPLY						
Operating Voltage	V_{CC}	2.1	3.0	3.6	VDC	—
Supply Current:	I_{CC}	—	3.4	—	mA	1,2
Logic High		—	5.1	—	mA	2
Logic Low		—	1.8	—	mA	—
Power-Down Current	I_{PDN}	—	5.0	—	nA	—
TRANSMITTER SECTION						
Transmit Frequency Range:	F_C	—	—	—	—	—
TXM-315-LR		—	315	—	MHz	—
TXM-418-LR		—	418	—	MHz	—
TXM-433-LR		—	433.92	—	MHz	—
Center Frequency Accuracy	—	-50	—	+50	kHz	—
Output Power	P_O	-4	0.0	+4	dBm	2
Output Power Control Range	—	-80	—	+10	dB	3
Harmonic Emissions	P_H	-40	—	—	dBc	—
Data Rate	—	DC	—	10,000	bps	—
Data Input:						
Logic Low	V_{IL}	—	—	0.25	VDC	—
Logic High	V_{IH}	$V_{CC}-0.25$	—	—	VDC	—
Power Down Input:						
Logic Low	V_{IL}	—	—	0.25	VDC	—
Logic High	V_{IH}	$V_{CC}-0.25$	—	—	VDC	—
ANTENNA PORT						
RF Output Impedance	R_{OUT}	—	50	—	Ω	4
TIMING						
Transmitter Turn-On Time:						
Via V_{CC} or PDN	—	—	1.0	—	mSec	4
Modulation Delay	—	—	—	30.0	nS	4
ENVIRONMENTAL						
Operating Temperature Range	—	-40	—	+85	$^{\circ}\text{C}$	4

Table 1: LR Series Transmitter Electrical Specifications

Notes

1. With a 50% duty cycle.
2. With a 750 Ω resistor on LADJ.
3. See graph on Page 3.
4. Characterized, but not tested.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_{CC}	-0.3	to	+3.6	VDC
Any Input or Output Pin	-0.3	to	$V_{CC} + 0.3$	VDC
Operating Temperature	-40	to	+85	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	-40	to	+90	$^{\circ}\text{C}$
Soldering Temperature	+225 $^{\circ}\text{C}$ for 10 seconds			

NOTE Exceeding any of the limits of this section may lead to permanent damage to the device. Furthermore, extended operation at these maximum ratings may reduce the life of this device.

PERFORMANCE DATA

These performance parameters are based on module operation at 25 $^{\circ}\text{C}$ from a 3.0VDC supply unless otherwise noted. Figure 2 illustrates the connections necessary for testing and operation. It is recommended all ground pins be connected to the ground plane.

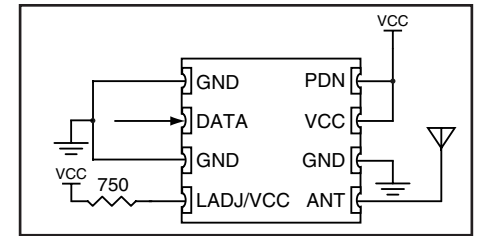


Figure 2: Test / Basic Application Circuit

TYPICAL PERFORMANCE GRAPHS

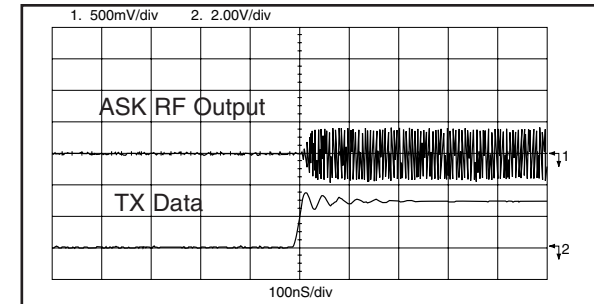


Figure 3: Modulation Delay

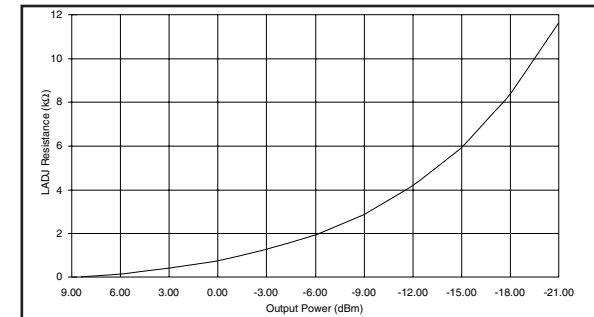


Figure 4: Output Power vs. LADJ Resistance

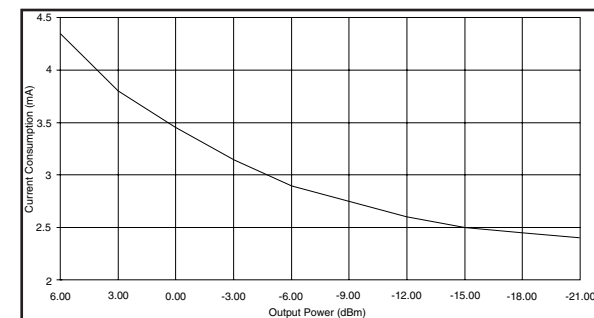


Figure 5: Current Consumption vs. Output Power (50% Duty Cycle)

PIN ASSIGNMENTS

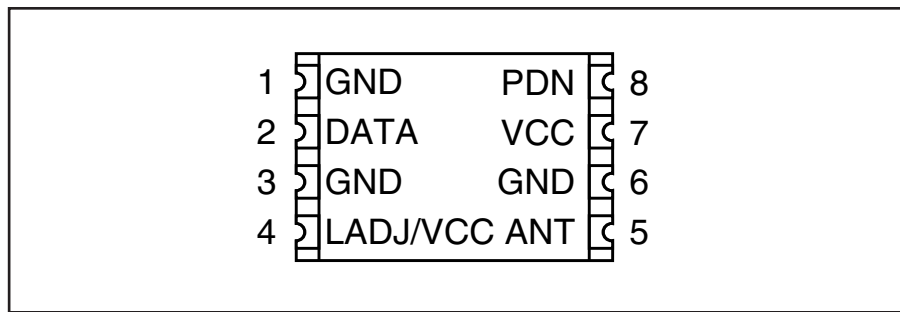


Figure 5: LR Series Transmitter Pinout (Top View)

PIN DESCRIPTIONS

Pin #	Name	Description
1	GND	Analog Ground
2	DATA	Digital Data Input
3	GND	Analog Ground
4	LADJ/V _{CC}	Level Adjust. This line can be used to adjust the output power level of the transmitter. Connecting to V _{CC} will give the highest output, while placing a resistor to V _{CC} will lower the output level (see Figure 4 on Page 3).
5	ANT	50-ohm RF Output
6	GND	Analog Ground
7	V _{CC}	Supply Voltage
8	PDN	Power Down. Pulling this line low will place the transmitter into a low-current state. The module will not be able to transmit a signal in this state.

CAUTION

This product incorporates numerous static-sensitive components. Always wear an ESD wrist strap and observe proper ESD handling procedures when working with this device. Failure to observe this precaution may result in module damage or failure.

MODULE DESCRIPTION

The LR transmitter is a low-cost, high-performance synthesized ASK / OOK transmitter, capable of sending serial data at up to 10,000bps. Because the transmitter is completely self-contained, requiring an antenna as the only additional RF component, application is extremely straightforward and assembly and testing costs are reduced. When combined with an LR Series receiver, a reliable serial link is formed capable of transferring data over line-of-site distances of up to 3,000 feet. The LR is housed in a compact surface-mount package that integrates easily into existing designs and is equally friendly to prototyping and volume production. The module's low power consumption makes it ideal for battery-powered products. The transmitter is compatible with many other Linx receiver products, including the LC, LR, KH, and OEM product families. For applications where range is critical, the LR receiver is the best choice due to its outstanding sensitivity. LR Series modules are capable of meeting the regulatory requirements of domestic and international applications.

THEORY OF OPERATION

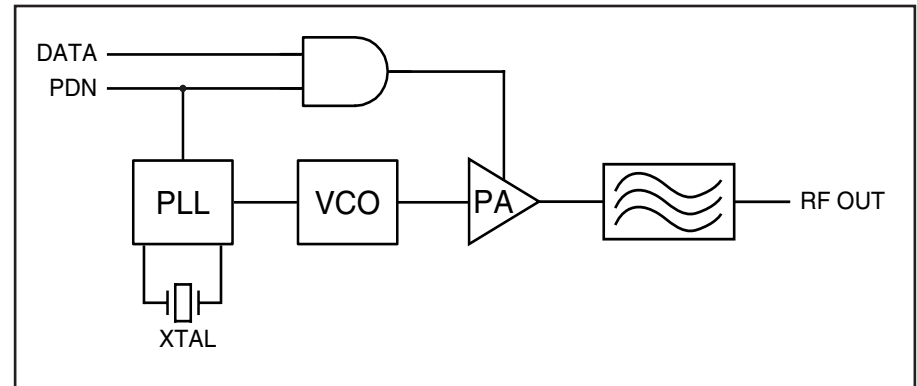


Figure 6: LR Series Transmitter Block Diagram

The LR Series transmitter is designed to generate 1mW of output power into a 50-ohm single-ended antenna while suppressing harmonics and spurious emissions to within legal limits. The transmitter is comprised of a VCO locked by a frequency synthesizer that is referenced to a high precision crystal. The output of the VCO is amplified and buffered by an internal power amplifier. The amplifier is switched by the incoming data to produce a modulated carrier. The carrier is filtered to attenuate harmonics and then output to free space via the 50-ohm antenna port.

The synthesized topology makes the module highly immune to the effects of antenna port loading and mismatch. This reduces or eliminates frequency pulling, bit contraction, and other negative effects common to low-cost transmitter architectures. It also allows for reliable performance over a wide operating temperature range. Like its companion LR Series receiver, the LR Series transmitter delivers a significantly higher level of performance and reliability than the LC Series or other SAW-based devices, yet remains very small and cost-effective.

THE DATA INPUT

The CMOS-compatible data input on Pin 2 is normally supplied with a serial bit stream from a microprocessor or encoder, but it can also be used with standard UARTs.

When a logic '1' is present on the DATA line and the PDN line is high, then the Power Amplifier (PA) will be activated and the carrier frequency will be sent to the antenna port. When a logic '0' is present on the DATA line or the PDN line is low, the PA is deactivated and the carrier is fully suppressed.

The DATA line should always be driven with a voltage that is common to the supply voltage present on Pin 7 (V_{CC}). The DATA line should never be allowed to exceed the supply voltage, as permanent damage to the module could occur.

USING THE PDN PIN

The transmitter's Power Down (PDN) line can be used to power down the transmitter without the need for an external switch. It allows easy control of the transmitter's state from external components, such as a microcontroller. By periodically activating the transmitter, sending data, then powering down, the transmitter's average current consumption can be greatly reduced, saving power in battery operated applications.

The PDN line does not have an internal pull-up, so it will need to be pulled high or tied directly to V_{CC} to turn on the transmitter. The pull-up should be a minimum of 30 μ A (10k Ω or less). When the PDN line is pulled to ground, the transmitter will enter into a low-current (<5nA) power-down mode. When in this mode, the transmitter will be completely off and cannot perform any function.

Note: The voltage on the PDN line should not exceed V_{CC} . When used with a higher voltage source, such as a 5V microcontroller, an open collector line should be used or a diode placed in series with the control line (anode toward the module). Either method avoids damage to the module by preventing 5V from being placed on the PDN line while allowing the line to be pulled low.

USING LADJ

The Level Adjust (LADJ) line allows the transmitter's output power to be easily adjusted for range control, lower power consumption, or to meet legal requirements. This is done by placing a resistor between V_{CC} and LADJ. The value of the resistor determines the output power level. When LADJ is connected to V_{CC} , the output power and current consumption will be at its maximum. Figure 4 on Page 3 shows a graph of the output power vs. LADJ resistance.

This line is very useful during FCC testing to compensate for antenna gain or other product-specific issues that may cause the output power to exceed legal limits. A variable resistor can be temporarily used so that the test lab can precisely adjust the output power to the maximum level allowed by law. The variable resistor's value can be noted and a fixed resistor substituted for final testing. Even in designs where attenuation is not anticipated, it is a good idea to place a resistor pad connected to LADJ and V_{CC} so that it can be used if needed. For more sophisticated designs, LADJ can be also controlled by a DAC or digital potentiometer to allow precise and digitally variable output power control.

POWER SUPPLY REQUIREMENTS

The module does not have an internal voltage regulator; therefore it requires a clean, well-regulated power source. While it is preferable to power the unit from a battery, it can also be operated from a power supply as long as noise is less than 20mV. Power supply noise can affect the transmitter modulation; therefore, providing a clean power supply for the module should be a high priority during design.

A 10 Ω resistor in series with the supply followed by a 10 μ F tantalum capacitor from V_{CC} to ground will help in cases where the quality of the supply is poor. Note that the values may need to be adjusted depending on the noise present on the supply line.

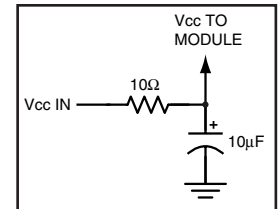


Figure 7: Supply Filter

TRANSMITTING DATA

Once a reliable RF link has been established, the challenge becomes how to effectively transfer data across it. While a properly designed RF link provides reliable data transfer under most conditions, there are still distinct differences from a wired link that must be addressed. Since the LR Series modules do not incorporate internal encoding or decoding, a user has tremendous flexibility in how data is handled.

If you want to transfer simple control or status signals, such as button presses or switch closures, and your product does not have a microprocessor on board, or you wish to avoid protocol development, consider using an encoder and decoder IC set. These chips are available from a range of manufacturers, including Linx. They take care of all encoding and decoding functions and generally provide a number of data pins to which switches can be directly connected. In addition, address bits are usually provided for security and to allow the addressing of multiple units independently. These ICs are an excellent way to bring basic remote control / status products to market quickly and inexpensively. Additionally, it is a simple task to interface with inexpensive microprocessors, such as the Microchip PIC, or one of many IR, remote control, or modem ICs.

It is always important to separate what types of transmissions are technically possible from those that are legally allowable in the country of intended operation. While the LR Series is ideally suited to the long range transfer of control and command information, it can also be used with great success for the transfer of true variable data such as temperature, pressure, or sensor data. However, the 260 - 470MHz band in which the module operates is regulated by Part 15, Section 231 of the FCC regulations. Many types of transmissions, especially those involving automatic transmissions or variable data, may need to be periodic. You may wish to review Application Notes AN-00125 and AN-00140 along with Part 15, Section 231 of the FCC regulations for further details on acceptable transmission content in the United States.

Another area of consideration is that of data structure or protocol. The data should be formatted in a predictable way and should be able to deal with errors due to interference. This will ensure that the data is received and interpreted correctly. If you are not familiar with the considerations for sending serial data in a wireless environment, you will want to review Application Note AN-00160.

PROTOCOL GUIDELINES

While many RF solutions impose data formatting and balancing requirements, Linx RF modules do not encode or packetize the signal content in any manner. The received signal will be affected by such factors as noise, edge jitter, and interference, but it is not purposefully manipulated or altered by the modules. This gives the designer tremendous flexibility for protocol design and interface.

Despite this transparency and ease of use, it must be recognized that there are distinct differences between a wired and a wireless environment. Issues such as interference and contention must be understood and allowed for in the design process. To learn more about protocol considerations, we suggest you read Linx Application Note AN-00160.

Errors from interference or changing signal conditions can cause corruption of the data packet, so it is generally wise to structure the data being sent into small packets. This allows errors to be managed without affecting large amounts of data. A simple checksum or CRC could be used for basic error detection. Once an error is detected, the protocol designer may wish to simply discard the corrupt data or implement a more sophisticated scheme to correct it.

INTERFERENCE CONSIDERATIONS

The RF spectrum is crowded and the potential for conflict with other unwanted sources of RF is very real. While all RF products are at risk from interference, its effects can be minimized by better understanding its characteristics.

Interference may come from internal or external sources. The first step is to eliminate interference from noise sources on the board. This means paying careful attention to layout, grounding, filtering, and bypassing in order to eliminate all radiated and conducted interference paths. For many products, this is straightforward; however, products containing components such as switching power supplies, motors, crystals, and other potential sources of noise must be approached with care. Comparing your own design with a Linx evaluation board can help to determine if and at what level design-specific interference is present.

External interference can manifest itself in a variety of ways. Low-level interference will produce noise and hashing on the output and reduce the link's overall range.

High-level interference is caused by nearby products sharing the same frequency or from near-band high-power devices. It can even come from your own products if more than one transmitter is active in the same area. It is important to remember that only one transmitter at a time can occupy a frequency, regardless of the coding of the transmitted signal. This type of interference is less common than those mentioned previously, but in severe cases it can prevent all useful function of the affected device.

Although technically it is not interference, multipath is also a factor to be understood. Multipath is a term used to refer to the signal cancellation effects that occur when RF waves arrive at the receiver in different phase relationships. This effect is a particularly significant factor in interior environments where objects provide many different signal reflection paths. Multipath cancellation results in lowered signal levels at the receiver and, thus, shorter useful distances for the link.

TYPICAL APPLICATIONS

Figure 8 shows a circuit using a Linx MS Series encoder. This chip works with the Linx LICAL-DEC-MS001 decoder to provide simple remote control capabilities. The decoder detects the transmission from the encoder, checks for errors, and if everything is correct, replicates the encoder's inputs on its outputs. This makes registering key presses very simple.

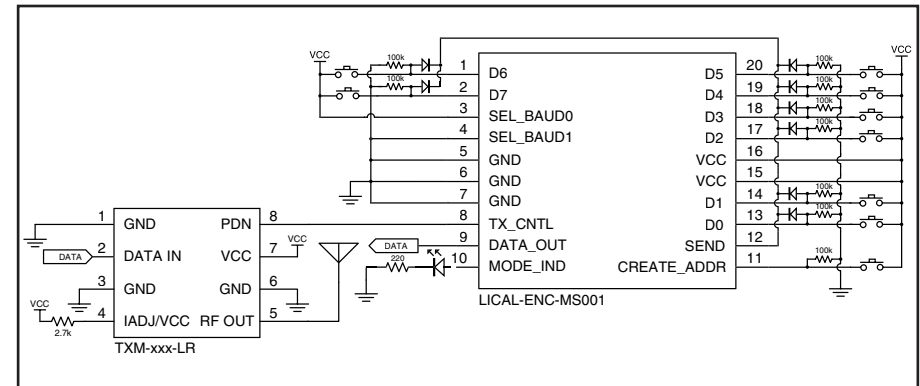


Figure 8: LR Transmitter and MS Encoder

Figure 9 shows a typical RS-232 circuit using the LR transmitter and a Maxim MAX232 chip. The MAX232 converts RS-232 compliant signals from a PC to a serial data stream, which is then transmitted by the LR module.

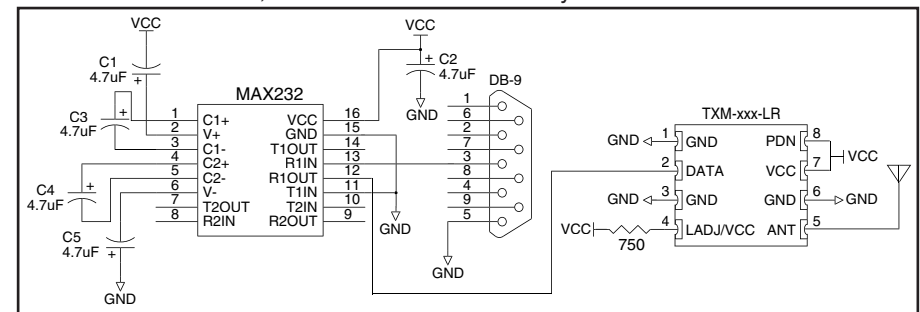


Figure 9: LR Transmitter and MAX232 IC

Figure 10 shows an example of using the LR transmitter with a Linx QS Series USB module. The USB module converts low-speed USB compliant signals from a PC into a serial data stream, which is then transmitted by the LR module.

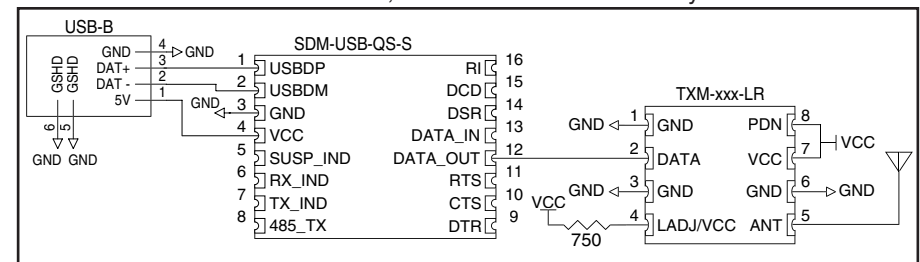


Figure 10: LR Transmitter and Linx QS Series USB Module

BOARD LAYOUT GUIDELINES

If you are at all familiar with RF devices, you may be concerned about specialized board layout requirements. Fortunately, because of the care taken by Linx in designing the modules, integrating them is very straightforward. Despite this ease of application, it is still necessary to maintain respect for the RF stage and exercise appropriate care in layout and application in order to maximize performance and ensure reliable operation. The antenna can also be influenced by layout choices. Please review this data guide in its entirety prior to beginning your design. By adhering to good layout principles and observing some basic design rules, you will be on the path to RF success.

The adjacent figure shows the suggested PCB footprint for the module. The actual pad dimensions are shown in the Pad Layout section of this manual. A ground plane (as large as possible) should be placed on a lower layer of your PC board opposite the module. This ground plane can also be critical to the performance of your antenna, which will be discussed later. There should not be any ground or traces under the module on the same layer as the module, just bare PCB.

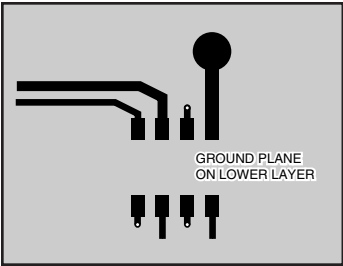


Figure 11: Suggested PCB Layout

During prototyping, the module should be soldered to a properly laid-out circuit board. The use of prototyping or “perf” boards will result in horrible performance and is strongly discouraged.

No conductive items should be placed within 0.15in of the module’s top or sides.

Do not route PCB traces directly under the module. The underside of the module has numerous signal-bearing traces and vias that could short or couple to traces on the product’s circuit board.

The module’s ground lines should each have their own via to the ground plane and be as short as possible.

AM / OOK receivers are particularly subject to noise. The module should, as much as reasonably possible, be isolated from other components on your PCB, especially high-frequency circuitry such as crystal oscillators, switching power supplies, and high-speed bus lines. Make sure internal wiring is routed away from the module and antenna, and is secured to prevent displacement.

The power supply filter should be placed close to the module’s VCC line.

In some instances, a designer may wish to encapsulate or “pot” the product. Many Linx customers have done this successfully; however, there are a wide variety of potting compounds with varying dielectric properties. Since such compounds can considerably impact RF performance, it is the responsibility of the designer to carefully evaluate and qualify the impact and suitability of such materials.

The trace from the module to the antenna should be kept as short as possible. A simple trace is suitable for runs up to 1/8-inch for antennas with wide bandwidth characteristics. For longer runs or to avoid detuning narrow bandwidth antennas, such as a helical, use a 50-ohm coax or 50-ohm microstrip transmission line as described in the following section.

MICROSTRIP DETAILS

A transmission line is a medium whereby RF energy is transferred from one place to another with minimal loss. This is a critical factor, especially in high-frequency products like Linx RF modules, because the trace leading to the module’s antenna can effectively contribute to the length of the antenna, changing its resonant bandwidth. In order to minimize loss and detuning, some form of transmission line between the antenna and the module should be used, unless the antenna can be placed very close (<1/8in.) to the module. One common form of transmission line is a coax cable, another is the microstrip. This term refers to a PCB trace running over a ground plane that is designed to serve as a transmission line between the module and the antenna. The width is based on the desired characteristic impedance of the line, the thickness of the PCB, and the dielectric constant of the board material. For standard 0.062in thick FR-4 board material, the trace width would be 111 mils. The correct trace width can be calculated for other widths and materials using the information below. Handy software for calculating microstrip lines is also available on the Linx website, www.linxtechnologies.com.

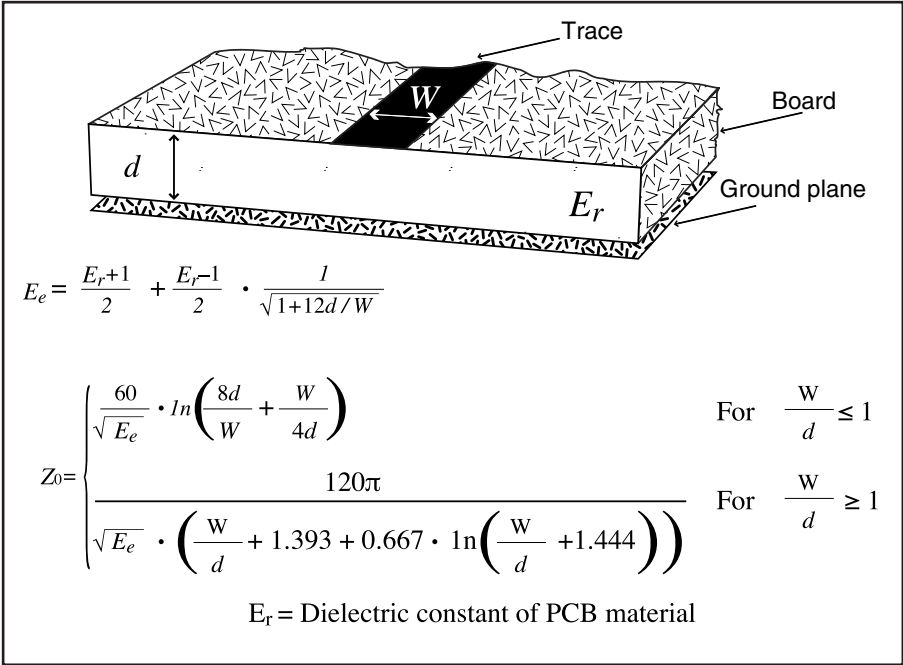


Figure 12: Microstrip Formulas

Dielectric Constant	Width/Height (W/d)	Effective Dielectric Constant	Characteristic Impedance
4.80	1.8	3.59	50.0
4.00	2.0	3.07	51.0
2.55	3.0	2.12	48.0

PAD LAYOUT

The following pad layout diagram is designed to facilitate both hand and automated assembly.

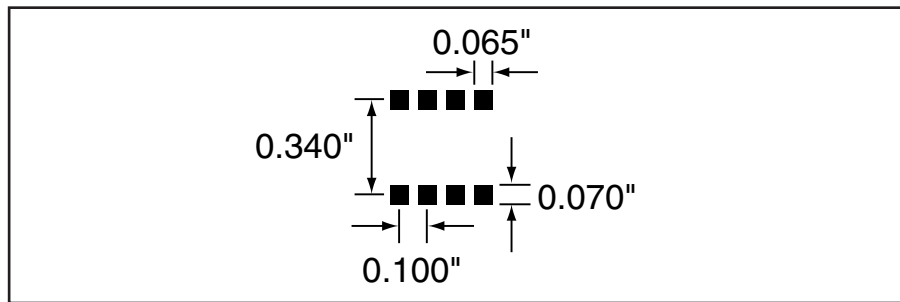


Figure 13: Recommended PCB Layout

PRODUCTION GUIDELINES

The modules are housed in a hybrid SMD package that supports hand or automated assembly techniques. Since the modules contain discrete components internally, the assembly procedures are critical to ensuring the reliable function of the modules. The following procedures should be reviewed with and practiced by all assembly personnel.

HAND ASSEMBLY

Pads located on the bottom of the module are the primary mounting surface. Since these pads are inaccessible during mounting, castellations that run up the side of the module have been provided to facilitate solder wicking to the module's underside. This allows for very quick hand soldering for prototyping and small volume production.

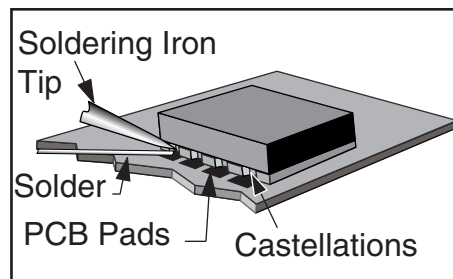


Figure 14: Soldering Technique

If the recommended pad guidelines have been followed, the pads will protrude slightly past the edge of the module. Use a fine soldering tip to heat the board pad and the castellation, then introduce solder to the pad at the module's edge. The solder will wick underneath the module, providing reliable attachment. Tack one module corner first and then work around the device, taking care not to exceed the times listed below.

Absolute Maximum Solder Times

Hand-Solder Temp. TX +225°C for 10 Seconds

Hand-Solder Temp. RX +225°C for 10 Seconds

Recommended Solder Melting Point +180°C

Reflow Oven: +220°C Max. (See adjoining diagram)

AUTOMATED ASSEMBLY

For high-volume assembly, most users will want to auto-place the modules. The modules have been designed to maintain compatibility with reflow processing techniques; however, due to their hybrid nature, certain aspects of the assembly process are far more critical than for other component types.

Following are brief discussions of the three primary areas where caution must be observed.

Reflow Temperature Profile

The single most critical stage in the automated assembly process is the reflow stage. The reflow profile below should not be exceeded, since excessive temperatures or transport times during reflow will irreparably damage the modules. Assembly personnel will need to pay careful attention to the oven's profile to ensure that it meets the requirements necessary to successfully reflow all components while still remaining within the limits mandated by the modules. The figure below shows the recommended reflow oven profile for the modules.

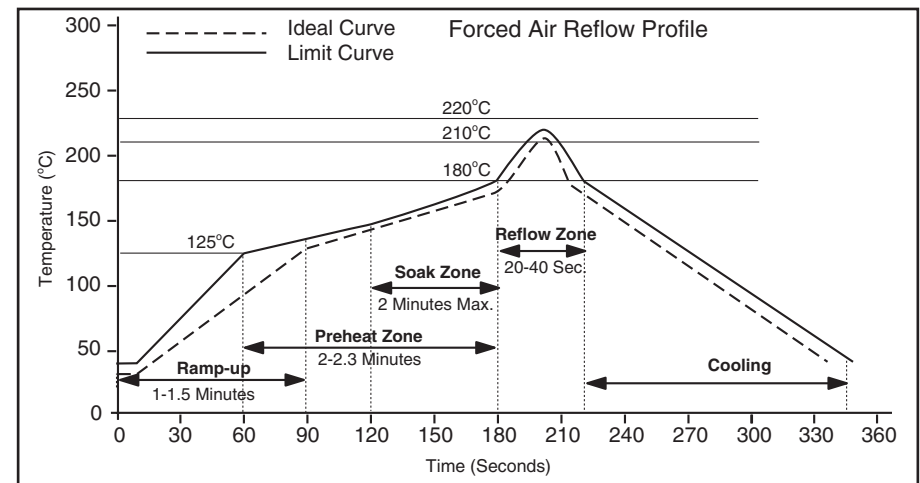


Figure 15: Maximum Reflow Profile

Shock During Reflow Transport

Since some internal module components may reflow along with the components placed on the board being assembled, it is imperative that the modules not be subjected to shock or vibration during the time solder is liquid. Should a shock be applied, some internal components could be lifted from their pads, causing the module to not function properly.

Washability

The modules are wash resistant, but are not hermetically sealed. Linx recommends wash-free manufacturing; however, the modules can be subjected to a wash cycle provided that a drying time is allowed prior to applying electrical power to the modules. The drying time should be sufficient to allow any moisture that may have migrated into the module to evaporate, thus eliminating the potential for shorting damage during power-up or testing. If the wash contains contaminants, the performance may be adversely affected, even after drying.

ANTENNA CONSIDERATIONS

The choice of antennas is a critical and often overlooked design consideration. The range, performance, and legality of an RF link are critically dependent upon the antenna. While adequate antenna performance can often be obtained by trial and error methods, antenna design and matching is a complex task. A professionally designed antenna, such as those from Linx, will help ensure maximum performance and FCC compliance.

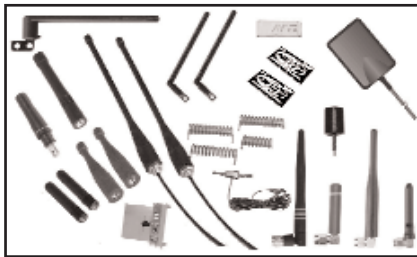


Figure 16: Linx Antennas

Linx transmitter modules typically have an output power that is slightly higher than the legal limits. This allows the designer to use an inefficient antenna, such as a loop trace or helical, to meet size, cost, or cosmetic requirements and still achieve full legal output power for maximum range. If an efficient antenna is used, then some attenuation of the output power will likely be needed. This can easily be accomplished by using the LADJ line or a T-pad attenuator. For more details on T-pad attenuator design, please see Application Note AN-00150.

A receiver antenna should be optimized for the frequency or band in which the receiver operates and to minimize the reception of off-frequency signals. The efficiency of the receiver's antenna is critical to maximizing range performance. Unlike the transmitter antenna, where legal operation may mandate attenuation or a reduction in antenna efficiency, the receiver's antenna should be optimized as much as is practical.

It is usually best to utilize a basic quarter-wave whip until your prototype product is operating satisfactorily. Other antennas can then be evaluated based on the cost, size, and cosmetic requirements of the product. You may wish to review Application Note AN-00500 "Antennas: Design, Application, Performance"

ANTENNA SHARING

In cases where a transmitter and receiver module are combined to form a transceiver, it is often advantageous to share a single antenna. To accomplish this, an antenna switch must be used to provide isolation between the modules so that the full transmitter output power is not put on the sensitive front end of the receiver. There are a wide variety of antenna switches that are cost-effective and easy to use. Among the most popular are switches from Macom and NEC. Look for an antenna switch that has high isolation and low loss at the desired frequency of operation. Generally, the Tx or Rx status of a switch will be controlled by a product's microprocessor, but the user may also make the selection manually. In some cases, where the characteristics of the Tx and Rx antennas need to be different or antenna switch losses are unacceptable, it may be more appropriate to utilize two discrete antennas.

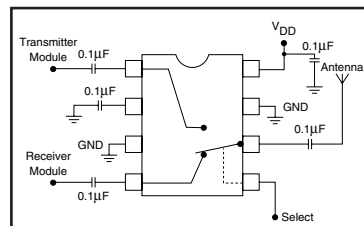


Figure 17: Typical Antenna Switch

GENERAL ANTENNA RULES

The following general rules should help in maximizing antenna performance.

1. Proximity to objects such as a user's hand, body, or metal objects will cause an antenna to detune. For this reason, the antenna shaft and tip should be positioned as far away from such objects as possible.

2. Optimum performance will be obtained from a 1/4- or 1/2-wave straight whip mounted at a right angle to the ground plane. In many cases, this isn't desirable for practical or ergonomic reasons, thus, an alternative antenna style such as a helical, loop, or patch may be utilized and the corresponding sacrifice in performance accepted.

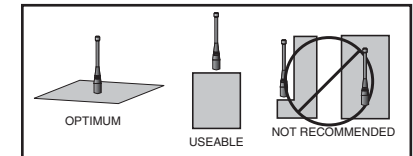


Figure 18: Ground Plane Orientation

3. If an internal antenna is to be used, keep it away from other metal components, particularly large items like transformers, batteries, PCB tracks, and ground planes. In many cases, the space around the antenna is as important as the antenna itself. Objects in close proximity to the antenna can cause direct detuning, while those farther away will alter the antenna's symmetry.

4. In many antenna designs, particularly 1/4-wave whips, the ground plane acts as a counterpoise, forming, in essence, a 1/2-wave dipole. For this reason, adequate ground plane area is essential. The ground plane can be a metal case or ground-fill areas on a circuit board. Ideally, it should have a surface area $\geq$ the overall length of the 1/4-wave radiating element. This is often not practical due to size and configuration constraints. In these instances, a designer must make the best use of the area available to create as much ground plane as possible in proximity to the base of the antenna. In cases where the antenna is remotely located or the antenna is not in close proximity to a circuit board, ground plane, or grounded metal case, a metal plate may be used to maximize the antenna's performance.

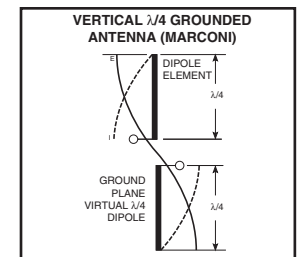


Figure 19: Dipole Antenna

5. Remove the antenna as far as possible from potential interference sources. Any frequency of sufficient amplitude to enter the receiver's front end will reduce system range and can even prevent reception entirely. Switching power supplies, oscillators, or even relays can also be significant sources of potential interference. The single best weapon against such problems is attention to placement and layout. Filter the module's power supply with a high-frequency bypass capacitor. Place adequate ground plane under potential sources of noise to shunt noise to ground and prevent it from coupling to the RF stage. Shield noisy board areas whenever practical.

6. In some applications, it is advantageous to place the module and antenna away from the main equipment. This can avoid interference problems and allows the antenna to be oriented for optimum performance. Always use 50Ω coax, like RG-174, for the remote feed.

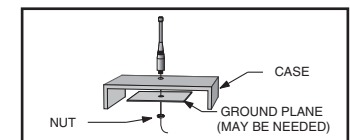


Figure 20: Remote Ground Plane

COMMON ANTENNA STYLES

There are literally hundreds of antenna styles and variations that can be employed with Linx RF modules. Following is a brief discussion of the styles most commonly utilized. Additional antenna information can be found in Linx Application Notes AN-00100, AN-00140, and AN-00500. Linx antennas and connectors offer outstanding performance at a low price.

Whip Style



$$L = \frac{234}{F \text{ MHz}}$$

Where:
 L = length in feet of quarter-wave length
 F = operating frequency in megahertz

A whip-style antenna provides outstanding overall performance and stability. A low-cost whip is can be easily fabricated from a wire or rod, but most designers opt for the consistent performance and cosmetic appeal of a professionally-made model. To meet this need, Linx offers a wide variety of straight and reduced-height whip-style antennas in permanent and connectorized mounting styles.

The wavelength of the operational frequency determines an antenna's overall length. Since a full wavelength is often quite long, a partial 1/2- or 1/4-wave antenna is normally employed. Its size and natural radiation resistance make it well matched to Linx modules. The proper length for a straight 1/4-wave can be easily determined using the adjacent formula. It is also possible to reduce the overall height of the antenna by using a helical winding. This reduces the antenna's bandwidth, but is a great way to minimize the antenna's physical size for compact applications. This also means that the physical appearance is not always an indicator of the antenna's frequency.

Specialty Styles



Linx offers a wide variety of specialized antenna styles. Many of these styles utilize helical elements to reduce the overall antenna size while maintaining reasonable performance. A helical antenna's bandwidth is often quite narrow and the antenna can detune in proximity to other objects, so care must be exercised in layout and placement.

Loop Style



A loop- or trace-style antenna is normally printed directly on a product's PCB. This makes it the most cost-effective of antenna styles. The element can be made self-resonant or externally resonated with discrete components, but its actual layout is usually product specific. Despite the cost advantages, loop-style antennas are generally inefficient and useful only for short-range applications. They are also very sensitive to changes in layout and PCB dielectric, which can cause consistency issues during production. In addition, printed styles are difficult to engineer, requiring the use of expensive equipment, including a network analyzer. An improperly designed loop will have a high SWR at the desired frequency, which can cause instability in the RF stage.



Linx offers low-cost planar and chip antennas that mount directly to a product's PCB. These tiny antennas do not require testing and provide excellent performance in light of their small size. They offer a preferable alternative to the often-problematic "printed" antenna.

ONLINE RESOURCES



www.linxtechnologies.com

- Latest News
- Data Guides
- Application Notes
- Knowledgebase
- Software Updates



If you have questions regarding any Linx product and have Internet access, make www.linxtechnologies.com your first stop. Our website is organized in an intuitive format to immediately give you the answers you need. Day or night, the Linx website gives you instant access to the latest information regarding the products and services of Linx. It's all here: manual and software updates, application notes, a comprehensive knowledgebase, FCC information, and much more. Be sure to visit often!



www.antennafactor.com

The Antenna Factor division of Linx offers a diverse array of antenna styles, many of which are optimized for use with our RF modules. From innovative embeddable antennas to low-cost whips, domes to Yagis, and even GPS, Antenna Factor likely has an antenna for you, or can design one to meet your requirements.



www.connectorcity.com

Through its Connector City division, Linx offers a wide selection of high-quality RF connectors, including FCC-compliant types such as RP-SMAs that are an ideal match for our modules and antennas. Connector City focuses on high-volume OEM requirements, which allows standard and custom RF connectors to be offered at a remarkably low cost.



LEGAL CONSIDERATIONS

NOTE: Linx RF modules are designed as component devices that require external components to function. The modules are intended to allow for full Part 15 compliance; however, they are not approved by the FCC or any other agency worldwide. The purchaser understands that approvals may be required prior to the sale or operation of the device, and agrees to utilize the component in keeping with all laws governing its use in the country of operation.

When working with RF, a clear distinction must be made between what is technically possible and what is legally acceptable in the country where operation is intended. Many manufacturers have avoided incorporating RF into their products as a result of uncertainty and even fear of the approval and certification process. Here at Linx, our desire is not only to expedite the design process, but also to assist you in achieving a clear idea of what is involved in obtaining the necessary approvals to legally market your completed product.

In the United States, the approval process is actually quite straightforward. The regulations governing RF devices and the enforcement of them are the responsibility of the Federal Communications Commission (FCC). The regulations are contained in Title 47 of the Code of Federal Regulations (CFR). Title 47 is made up of numerous volumes; however, all regulations applicable to this module are contained in Volume 0-19. It is strongly recommended that a copy be obtained from the Government Printing Office in Washington or from your local government bookstore. Excerpts of applicable sections are included with Linx evaluation kits or may be obtained from the Linx Technologies website, www.linxtechnologies.com. In brief, these rules require that any device that intentionally radiates RF energy be approved, that is, tested for compliance and issued a unique identification number. This is a relatively painless process. Linx offers full EMC pre-compliance testing in our HP / Emco-equipped test center. Final compliance testing is then performed by one of the many independent testing laboratories across the country. Many labs can also provide other certifications that the product may require at the same time, such as UL, CLASS A / B, etc. Once your completed product has passed, you will be issued an ID number that is to be clearly placed on each product manufactured.

Questions regarding interpretations of the Part 2 and Part 15 rules or measurement procedures used to test intentional radiators, such as Linx RF modules, for compliance with the technical standards of Part 15, should be addressed to:

Federal Communications Commission
Equipment Authorization Division
Customer Service Branch, MS 1300F2
7435 Oakland Mills Road
Columbia, MD 21046

Phone: (301) 725-1585 Fax: (301) 344-2050 E-Mail: labinfo@fcc.gov

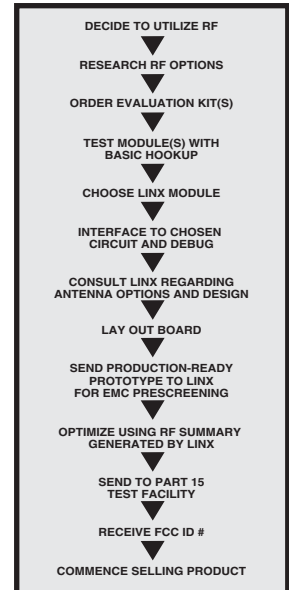
International approvals are slightly more complex, although Linx modules are designed to allow all international standards to be met. If you are considering the export of your product abroad, you should contact Linx Technologies to determine the specific suitability of the module to your application.

All Linx modules are designed with the approval process in mind and thus much of the frustration that is typically experienced with a discrete design is eliminated. Approval is still dependent on many factors, such as the choice of antennas, correct use of the frequency selected, and physical packaging. While some extra cost and design effort are required to address these issues, the additional usefulness and profitability added to a product by RF makes the effort more than worthwhile.

ACHIEVING A SUCCESSFUL RF IMPLEMENTATION

Adding an RF stage brings an exciting new dimension to any product. It also means that additional effort and commitment will be needed to bring the product successfully to market. By utilizing premade RF modules, such as the LR Series, the design and approval process is greatly simplified. It is still important, however, to have an objective view of the steps necessary to ensure a successful RF integration. Since the capabilities of each customer vary widely, it is difficult to recommend one particular design path, but most projects follow steps similar to those shown at the right.

In reviewing this sample design path, you may notice that Linx offers a variety of services (such as antenna design and FCC prequalification) that are unusual for a high-volume component manufacturer. These services, along with an exceptional level of technical support, are offered because we recognize that RF is a complex science requiring the highest caliber of products and support. "Wireless Made Simple" is more than just a motto, it's our commitment. By choosing Linx as your RF partner and taking advantage of the resources we offer, you will not only survive implementing RF, you may even find the process enjoyable.



Typical Steps For Implementing RF

HELPFUL APPLICATION NOTES FROM LINX

It is not the intention of this manual to address in depth many of the issues that should be considered to ensure that the modules function correctly and deliver the maximum possible performance. As you proceed with your design, you may wish to obtain one or more of the following application notes, which address in depth key areas of RF design and application of Linx products. These applications notes are available online at www.linxtechnologies.com or by contacting the Linx literature department.

NOTE	APPLICATION NOTE TITLE
AN-00100	RF 101: Information for the RF Challenged
AN-00125	Considerations For Operation Within The 260-470MHz Band
AN-00130	Modulation Techniques For Low-Cost RF Data Links
AN-00140	The FCC Road: Part 15 From Concept To Approval
AN-00150	Use and Design of T-Attenuation Pads
AN-00160	Considerations For Sending Data Over a Wireless Link
AN-00232	General Considerations For Sending Data With The LC Series
AN-00500	Antennas: Design, Application, Performance



U.S. CORPORATE HEADQUARTERS

LINX TECHNOLOGIES, INC.

**575 S.E. ASHLEY PLACE
GRANTS PASS, OR 97526**

PHONE: (541) 471-6256

FAX: (541) 471-6251

www.linxtechnologies.com

Disclaimer

Linx Technologies is continually striving to improve the quality and function of its products. For this reason, we reserve the right to make changes without notice. The information contained in this Data Guide is believed to be accurate as of the time of publication. Specifications are based on representative lot samples. Values may vary from lot to lot and are not guaranteed. Linx Technologies makes no guarantee, warranty, or representation regarding the suitability or legality of any product for use in a specific application. None of these devices is intended for use in applications of a critical nature where the safety of life or property is at risk. The user assumes full liability for the use of product in such applications. Under no conditions will Linx Technologies be responsible for losses arising from the use or failure of the device in any application, other than the repair, replacement, or refund limited to the original product purchase price. Some devices described in this publication are patented. Under no circumstances shall any user be conveyed any license or right to the use or ownership of these patents.

© 2006 by Linx Technologies, Inc. The stylized Linx logo, Linx, and "Wireless made Simple" are the trademarks of Linx Technologies, Inc. Printed in U.S.A.



RXM-315-LR
RXM-418-LR
RXM-433-LR



LR SERIES RECEIVER MODULE DATA GUIDE

DESCRIPTION

The LR Receiver is ideal for the wireless transfer of serial data, control, or command information in the favorable 260-470MHz band. The receiver's advanced synthesized architecture achieves an outstanding typical sensitivity of -112dBm, which provides a 5 to 10 times improvement in range over previous solutions. When paired with a compatible Linx transmitter, a reliable wireless link is formed capable of transferring data at rates of up to 10,000bps at distances of up to 3,000 feet. Applications operating over shorter distances or at lower data rates will also benefit from increased link reliability and superior noise immunity. Housed in a tiny reflow-compatible SMD package, the LR Receiver module is footprint-compatible with the popular LC-S Receiver, allowing existing users an instant path to improved range and lower cost. No external components are required (except an antenna), allowing for easy integration, even for engineers without previous RF experience.

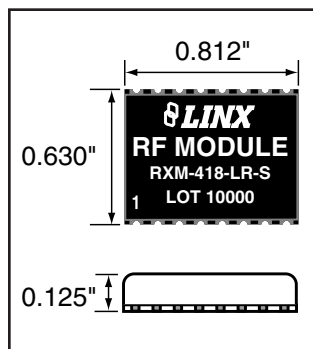


Figure 1: Package Dimensions

FEATURES

- Long range
- Low cost
- PLL-synthesized architecture
- Direct serial interface
- Data rates to 10,000bps
- Qualified data output
- No external components needed
- Low power consumption
- Wide supply range (2.7 to 5.2VDC)
- Compact surface-mount package
- Wide temperature range
- RSSI and Power-down functions
- No production tuning

APPLICATIONS INCLUDE

- Remote Control
- Keyless Entry
- Garage / Gate Openers
- Lighting Control
- Medical Monitoring / Call Systems
- Remote Industrial Monitoring
- Periodic Data Transfer
- Home / Industrial Automation
- Fire / Security Alarms
- Remote Status / Position Sensing
- Long-Range RFID
- Wire Elimination

ORDERING INFORMATION

PART #	DESCRIPTION
TXM-315-LR	Transmitter 315MHz
TXM-418-LR	Transmitter 418MHz
TXM-433-LR	Transmitter 433MHz
RXM-315-LR	Receiver 315MHz
RXM-418-LR	Receiver 418MHz
RXM-433-LR	Receiver 433MHz
EVAL-***-LR	Basic Evaluation Kit
*** = Frequency	
Receivers are supplied in tubes of 25 pcs.	

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Designation	Min.	Typical	Max.	Units	Notes
POWER SUPPLY						
Operating Voltage	V _{CC}	2.7	3.0	3.6	VDC	—
With Dropping Resistor		4.3	5.0	5.2	VDC	1,5
Supply Current	I _{CC}	4.0	5.2	7.0	mA	—
Power-Down Current	I _{PDN}	20.0	28.0	35.0	μA	5
RECEIVER SECTION						
Receive Frequency Range:	F _C	—	—	—	—	—
RXM-315-LR		—	315	—	MHz	—
RXM-418-LR		—	418	—	MHz	—
RXM-433-LR		—	433.92	—	MHz	—
Center Frequency Accuracy	—	-50	—	+50	kHz	—
LO Feedthrough	—	—	-80	—	dBm	2,5
IF Frequency	F _{IF}	—	10.7	—	MHz	5
Noise Bandwidth	N _{3dB}	—	280	—	kHz	—
Data Rate	—	100	—	10,000	bps	—
Data Output:						
Logic Low	V _{OL}	—	0.0	—	VDC	3
Logic High	V _{OH}	—	3.0	—	VDC	3
Power-Down Input:						
Logic Low	V _{IL}	—	—	0.4	VDC	—
Logic High	V _{IH}	V _{CC} -0.4	—	—	VDC	—
Receiver Sensitivity	—	-106	-112	-118	dBm	4
RSSI / Analog:						
Dynamic Range	—	—	80	—	dB	5
Analog Bandwidth	—	50	—	5,000	Hz	5
Gain	—	—	16	—	mV / dB	5
Voltage With No Carrier	—	—	1.5	—	V	5
ANTENNA PORT						
RF Input Impedance	R _{IN}	—	50	—	Ω	5
TIMING						
Receiver Turn-On Time:						
Via V _{CC}	—	3.0	7.0	10.0	mSec	5,6
Via PDN	—	0.04	0.25	0.50	mSec	5,6
Max. Time Between Transitions	—	—	10.0	—	mSec	5
ENVIRONMENTAL						
Operating Temperature Range	—	-40	—	+70	°C	5

Table 1: LR Series Receiver Specifications

Notes

- The LR can utilize a 4.3 to 5.2VDC supply provided a 330-ohm resistor is placed in series with VCC.
- Into a 50-ohm load.
- When operating from a 5V source, it is important to consider that the output will swing to well less than 5 volts as a result of the required dropping resistor. Please verify that the minimum voltage will meet the high threshold requirement of the device to which data is being sent.
- For BER of 10⁻⁵ at 1,200bps.
- Characterized, but not tested.
- Time to valid data output.

CAUTION

This product incorporates numerous static-sensitive components. Always wear an ESD wrist strap and observe proper ESD handling procedures when working with this device. Failure to observe this precaution may result in module damage or failure.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V _{CC}	-0.3	to	+3.6	VDC
Supply Voltage V _{CC} , Using Resistor	-0.3	to	+5.2	VDC
Any Input or Output Pin	-0.3	to	+3.6	VDC
RF Input	—	0	—	dBm
Operating Temperature	-40	to	+70	°C
Storage Temperature	-45	to	+85	°C
Soldering Temperature	+225°C for 10 seconds			

NOTE Exceeding any of the limits of this section may lead to permanent damage to the device. Furthermore, extended operation at these maximum ratings may reduce the life of this device.

PERFORMANCE DATA

These performance parameters are based on module operation at 25°C from a 3.0VDC supply unless otherwise noted. Figure 2 illustrates the connections necessary for testing and operation. It is recommended all ground pins be connected to the ground plane. The pins marked NC have no electrical connection.

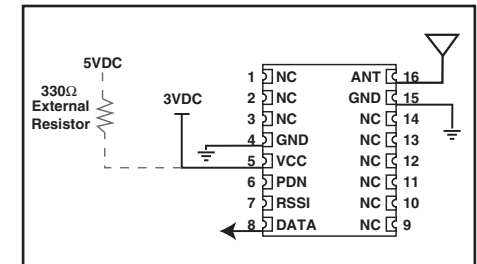


Figure 2: Test / Basic Application Circuit

TYPICAL PERFORMANCE GRAPHS

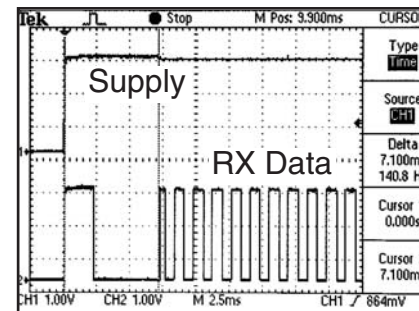


Figure 3: Turn-On Time from V_{CC}

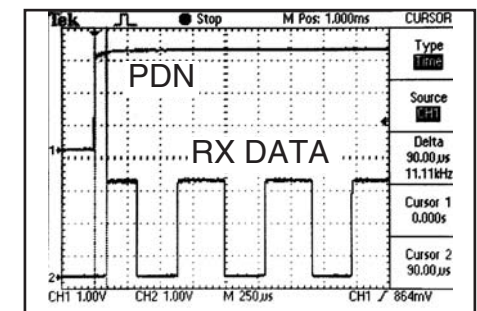


Figure 4: Turn-On Time from PDN

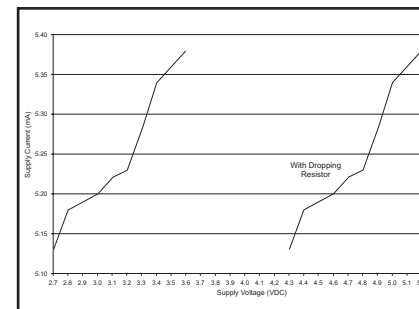


Figure 5: Consumption vs. Supply

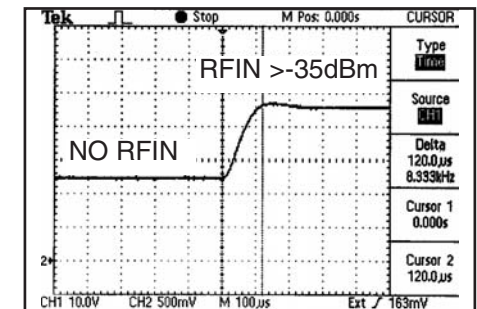


Figure 6: RSSI Response Time

PIN ASSIGNMENTS

1	NC	ANT	16
2	NC	GND	15
3	NC	NC	14
4	GND	NC	13
5	VCC	NC	12
6	PDN	NC	11
7	RSSI	NC	10
8	DATA	NC	9

Figure 7: LR Series Receiver Pinout (Top View)

PIN DESCRIPTIONS

Pin #	Name	Description
1	NC	No Connection
2	NC	No Connection
3	NC	No Connection
4	GND	Analog Ground
5	V _{CC}	Supply Voltage
6	PDN	Power Down. Pulling this line low will place the receiver into a low-current state. The module will not be able to receive a signal in this state.
7	RSSI	Received Signal Strength Indicator. This line will supply an analog voltage that is proportional to the strength of the received signal.
8	DATA	Digital Data Output. This line will output the demodulated digital data.
9	NC	No Connection
10	NC	No Connection
11	NC	No Connection
12	NC	No Connection
13	NC	No Connection
14	NC	No Connection
15	GND	Analog Ground
16	RF IN	50-ohm RF Input

MODULE DESCRIPTION

The LR receiver is a low-cost, high-performance synthesized AM / OOK receiver, capable of receiving serial data at up to 10,000bps. Its exceptional sensitivity results in outstanding range performance. The LR's compact surface-mount package is friendly to automated or hand production. LR Series modules are capable of meeting the regulatory requirements of many domestic and international applications.

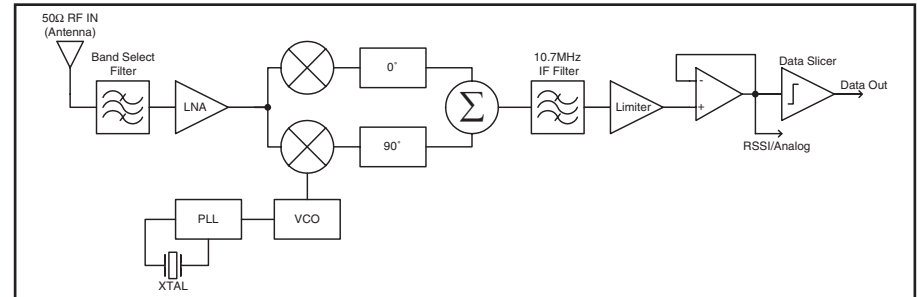


Figure 8: LR Series Receiver Block Diagram

THEORY OF OPERATION

The LR receiver is designed to recover data sent by an AM or Carrier-Present Carrier-Absent (CPCA) transmitter, also referred to as CW or On-Off Keying (OOK). This type of modulation represents a logic low '0' by the absence of a carrier and a logic high '1' by the presence of a carrier. This modulation method affords numerous benefits. The two most important are: 1) cost-effectiveness due to design simplicity and 2) higher allowable output power and thus greater range in countries (such as the U.S.) that average output power measurements over time. Please refer to Linx Application Note AN-00130 for a further discussion of modulation techniques.

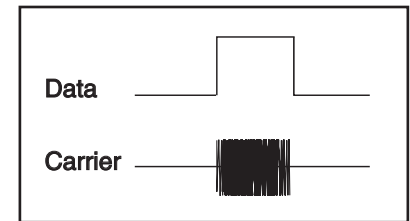


Figure 9: CPCA (AM) Modulation

The LR receiver utilizes an advanced single-conversion superheterodyne architecture. Transmitted signals enter the module through a 50-ohm RF port intended for single-ended connection to an external antenna. RF signals entering the antenna are filtered and then amplified by an NMOS cascode Low Noise Amplifier (LNA). The filtered, amplified signal is then down-converted to a 10.7MHz Intermediate Frequency (IF) by mixing it with a low-side Local Oscillator (LO). The LO frequency is generated by a Voltage Controlled Oscillator (VCO) locked by a Phase-Locked Loop (PLL) frequency synthesizer that utilizes a precision crystal reference. The mixer stage incorporates a pair of double-balanced mixers and a unique image rejection circuit. This circuit, along with the high IF frequency and ceramic IF filters, reduces susceptibility to interference. The IF frequency is further amplified, filtered, and demodulated to recover the baseband signal originally transmitted. The baseband signal is squared by a data slicer and output to the DATA pin. The architecture and quality of the components utilized in the LR module enable it to outperform many far more expensive receiver products.

POWER SUPPLY REQUIREMENTS

The module does not have an internal voltage regulator, therefore it requires a clean, well-regulated power source. While it is preferable to power the unit from a battery, it can also be operated from a power supply as long as noise is less than 20mV. Power supply noise can significantly affect the receiver sensitivity, therefore; providing clean power to the module should be a high priority during design.

A 10 Ω resistor in series with the supply followed by a 10 μ F tantalum capacitor from V_{CC} to ground will help in cases where the quality of the supply power is poor. Operation from 4.3V to 5.2V requires an external 330 Ω series resistor to prevent V_{CC} from exceeding 3.6V. These values may need to be adjusted depending on the noise present on the supply line.

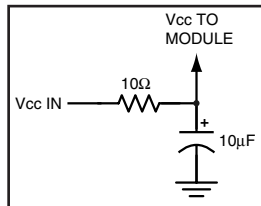


Figure 10: Supply Filter

USING THE PDN PIN

The Power Down (PDN) line can be used to power down the receiver without the need for an external switch. This line has an internal pull-up, so when it is held high or simply left floating, the module will be active.

When the PDN line is pulled to ground, the receiver will enter into a low-current (<40µA) power-down mode. During this time the receiver is off and cannot perform any function. It may be useful to note that the startup time coming out of power-down will be slightly less than when applying V_{CC}.

The PDN line allows easy control of the receiver state from external components, like a microcontroller. By periodically activating the receiver, checking for data, then powering down, the receiver's average current consumption can be greatly reduced, saving power in battery-operated applications.

Note: The voltage on the PDN line should not exceed V_{CC} . When used with a higher voltage source, such as a 5V microcontroller, an open collector line should be used or a diode placed in series with the control line. Either method will prevent damage to the module by preventing 5V from being placed on the PDN line, while allowing the line to be pulled low.

USING THE RSSI PIN

The receiver's Received Signal Strength Indicator (RSSI) line serves a variety of functions. This line has a dynamic range of 80dB (typical) and outputs a voltage proportional to the incoming signal strength. It should be noted that the RSSI levels and dynamic range will vary slightly from part to part. It is also important to remember that RSSI output indicates the strength of any in-band RF energy and not necessarily just that from the intended transmitter; therefore, it should be used only to qualify the level and presence of a signal.

The RSSI output can be utilized during testing or even as a product feature to assess interference and channel quality by looking at the RSSI level with all intended transmitters shut off. The RSSI output can also be used in direction-finding applications, although there are many potential perils to consider in such systems. Finally, it can be used to save system power by “waking up” external circuitry when a transmission is received or crosses a certain threshold. The RSSI output feature adds tremendous versatility for the creative designer.

THE DATA OUTPUT

The CMOS-compatible data output is normally used to drive a digital decoder IC or a microprocessor that is performing the data decoding. In addition, the module can be connected to an RS-232 level converter chip, like the MAX232, to a Linx USB module for interfacing to a PC, or to a standard UART. Since a UART uses high marking to indicate the absence of data, a designer using a UART may wish to insert a logic inverter between the data output of the receiver and the UART.

The receiver's output may appear to switch randomly in the absence of a transmitter. This is a result of the receiver sensitivity being below the noise floor of the board. This noise can be handled in software by implementing a noise-tolerant protocol as described in Application Note AN-00160. If a software solution is not appropriate, the squelch circuit in the figure below can be used and the designer can make a compromise between noise level and range.

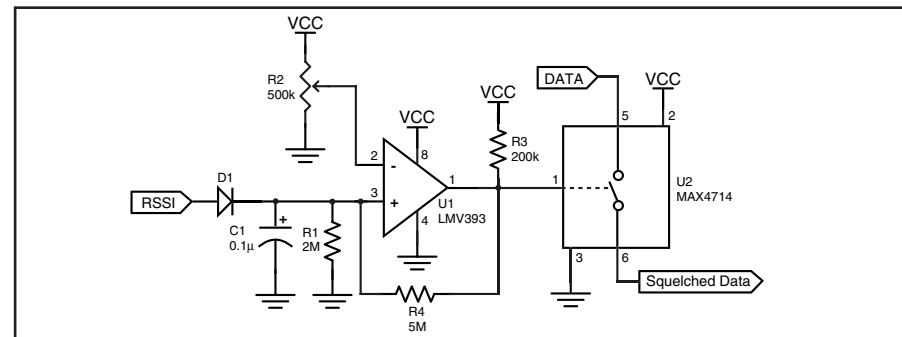


Figure 11: LR Receiver and LS Decoder

RECEIVING DATA

Once an RF link has been established, the challenge becomes how to effectively transfer data across it. While a properly designed RF link provides reliable data transfer under most conditions, there are still distinct differences from a wired link that must be addressed. Since the LR modules do not incorporate internal encoding / decoding, the user has tremendous flexibility in how data is handled.

It is always important to separate what types of transmissions are technically possible from those that are legally allowable in the country of intended operation. Application Notes AN-00125 and AN-00140 should be reviewed along with Part 15, Section 231 for further details on acceptable transmission content.

If you want to transfer simple control or status signals, such as button presses or switch closures, and your product does not have a microprocessor on board or you wish to avoid protocol development, consider using an encoder and decoder IC set. These chips are available from a wide range of manufacturers including Linx, Microchip, and Holtek. These chips take care of all encoding and decoding functions and generally provide a number of data pins to which switches can be directly connected. In addition, address bits are usually provided for security and to allow the addressing of multiple receivers independently. These ICs are an excellent way to bring basic remote control / status products quickly and inexpensively to market. Additionally, it is a simple task to interface with inexpensive microprocessors such as the Microchip PIC or one of many IR, remote control, DTMF, and modem ICs.

PROTOCOL GUIDELINES

While many RF solutions impose data formatting and balancing requirements, Linx RF modules do not encode or packetize the signal content in any manner. The received signal will be affected by such factors as noise, edge jitter, and interference, but it is not purposefully manipulated or altered by the modules. This gives the designer tremendous flexibility for protocol design and interface.

Despite this transparency and ease of use, it must be recognized that there are distinct differences between a wired and a wireless environment. Issues such as interference and contention must be understood and allowed for in the design process. To learn more about protocol considerations, we suggest you read Linx Application Note AN-00160.

Errors from interference or changing signal conditions can cause corruption of the data packet, so it is generally wise to structure the data being sent into small packets. This allows errors to be managed without affecting large amounts of data. A simple checksum or CRC could be used for basic error detection. Once an error is detected, the protocol designer may wish to simply discard the corrupt data or implement a more sophisticated scheme to correct it.

INTERFERENCE CONSIDERATIONS

The RF spectrum is crowded and the potential for conflict with other unwanted sources of RF is very real. While all RF products are at risk from interference, its effects can be minimized by better understanding its characteristics.

Interference may come from internal or external sources. The first step is to eliminate interference from noise sources on the board. This means paying careful attention to layout, grounding, filtering, and bypassing in order to eliminate all radiated and conducted interference paths. For many products, this is straightforward; however, products containing components such as switching power supplies, motors, crystals, and other potential sources of noise must be approached with care. Comparing your own design with a Linx evaluation board can help to determine if and at what level design-specific interference is present.

External interference can manifest itself in a variety of ways. Low-level interference will produce noise and hashing on the output and reduce the link's overall range.

High-level interference is caused by nearby products sharing the same frequency or from near-band high-power devices. It can even come from your own products if more than one transmitter is active in the same area. It is important to remember that only one transmitter at a time can occupy a frequency, regardless of the coding of the transmitted signal. This type of interference is less common than those mentioned previously, but in severe cases it can prevent all useful function of the affected device.

Although technically it is not interference, multipath is also a factor to be understood. Multipath is a term used to refer to the signal cancellation effects that occur when RF waves arrive at the receiver in different phase relationships. This effect is a particularly significant factor in interior environments where objects provide many different signal reflection paths. Multipath cancellation results in lowered signal levels at the receiver and, thus, shorter useful distances for the link.

TYPICAL APPLICATIONS

Figure 12 shows a circuit using the Linx LICAL-DEC-MS001 decoder. This chip works with the LICAL-ENC-MS001 encoder to provide simple remote control capabilities. The decoder will detect the transmission from the encoder, check for errors, and if everything is correct, the encoder's inputs will be replicated on the decoder's outputs. This makes sending key presses very easy.

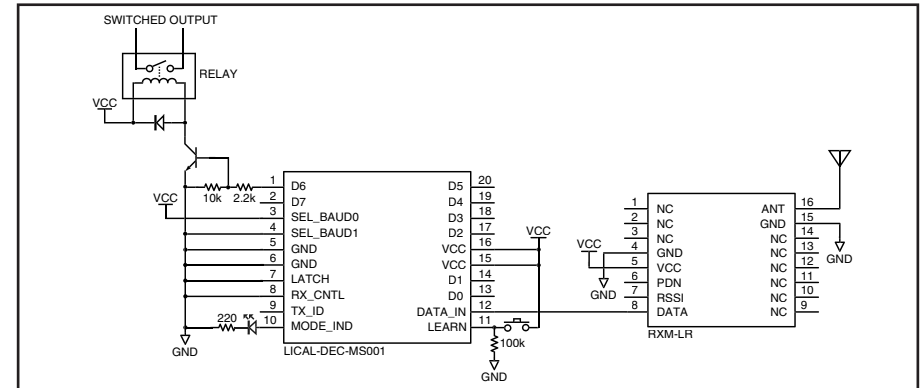


Figure 12: LR Receiver and MS Decoder

Figure 13 shows a typical RS-232 circuit using the LR receiver and a Maxim MAX232 chip. The LR will output a serial data stream and the MAX232 will convert that to RS-232 compliant signals.

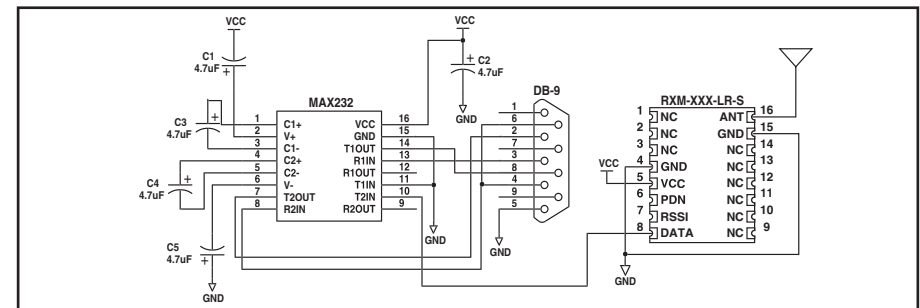


Figure 13: LR Receiver and MAX232 IC

Figure 14 shows an example of combining the LR Series receiver with a Linx SDM-USB-QS-S USB module. The LR will output a serial data stream and the USB module will convert that to low-speed USB compliant signals.

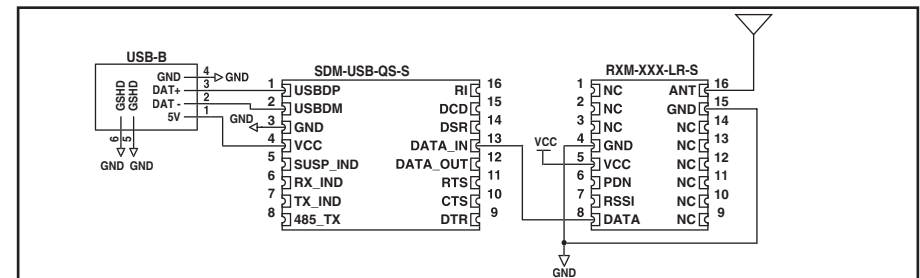


Figure 14: LR Receiver and Linx USB Module

BOARD LAYOUT GUIDELINES

If you are at all familiar with RF devices, you may be concerned about specialized board layout requirements. Fortunately, because of the care taken by Linx in designing the modules, integrating them is very straightforward. Despite this ease of application, it is still necessary to maintain respect for the RF stage and exercise appropriate care in layout and application in order to maximize performance and ensure reliable operation. The antenna can also be influenced by layout choices. Please review this data guide in its entirety prior to beginning your design. By adhering to good layout principles and observing some basic design rules, you will be on the path to RF success.

The adjacent figure shows the suggested PCB footprint for the module. The actual pad dimensions are shown in the Pad Layout section of this manual. A ground plane (as large as possible) should be placed on a lower layer of your PC board opposite the module. This ground plane can also be critical to the performance of your antenna, which will be discussed later. There should not be any ground or traces under the module on the same layer as the module, just bare PCB.

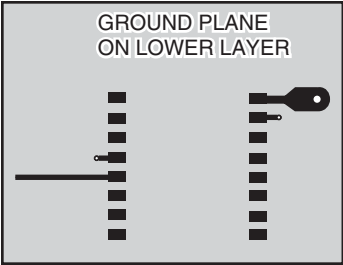


Figure 15: Suggested PCB Layout

During prototyping, the module should be soldered to a properly laid-out circuit board. The use of prototyping or “perf” boards will result in horrible performance and is strongly discouraged.

No conductive items should be placed within 0.15in of the module’s top or sides.

Do not route PCB traces directly under the module. The underside of the module has numerous signal-bearing traces and vias that could short or couple to traces on the product’s circuit board.

The module’s ground lines should each have their own via to the ground plane and be as short as possible.

AM / OOK receivers are particularly subject to noise. The module should, as much as reasonably possible, be isolated from other components on your PCB, especially high-frequency circuitry such as crystal oscillators, switching power supplies, and high-speed bus lines. Make sure internal wiring is routed away from the module and antenna, and is secured to prevent displacement.

The power supply filter should be placed close to the module’s VCC line.

In some instances, a designer may wish to encapsulate or “pot” the product. Many Linx customers have done this successfully; however, there are a wide variety of potting compounds with varying dielectric properties. Since such compounds can considerably impact RF performance, it is the responsibility of the designer to carefully evaluate and qualify the impact and suitability of such materials.

The trace from the module to the antenna should be kept as short as possible. A simple trace is suitable for runs up to 1/8-inch for antennas with wide bandwidth characteristics. For longer runs or to avoid detuning narrow bandwidth antennas, such as a helical, use a 50-ohm coax or 50-ohm microstrip transmission line as described in the following section.

MICROSTRIP DETAILS

A transmission line is a medium whereby RF energy is transferred from one place to another with minimal loss. This is a critical factor, especially in high-frequency products like Linx RF modules, because the trace leading to the module’s antenna can effectively contribute to the length of the antenna, changing its resonant bandwidth. In order to minimize loss and detuning, some form of transmission line between the antenna and the module should be used, unless the antenna can be placed very close (<1/8in.) to the module. One common form of transmission line is a coax cable, another is the microstrip. This term refers to a PCB trace running over a ground plane that is designed to serve as a transmission line between the module and the antenna. The width is based on the desired characteristic impedance of the line, the thickness of the PCB, and the dielectric constant of the board material. For standard 0.062in thick FR-4 board material, the trace width would be 111 mils. The correct trace width can be calculated for other widths and materials using the information below. Handy software for calculating microstrip lines is also available on the Linx website, www.linxtechnologies.com.

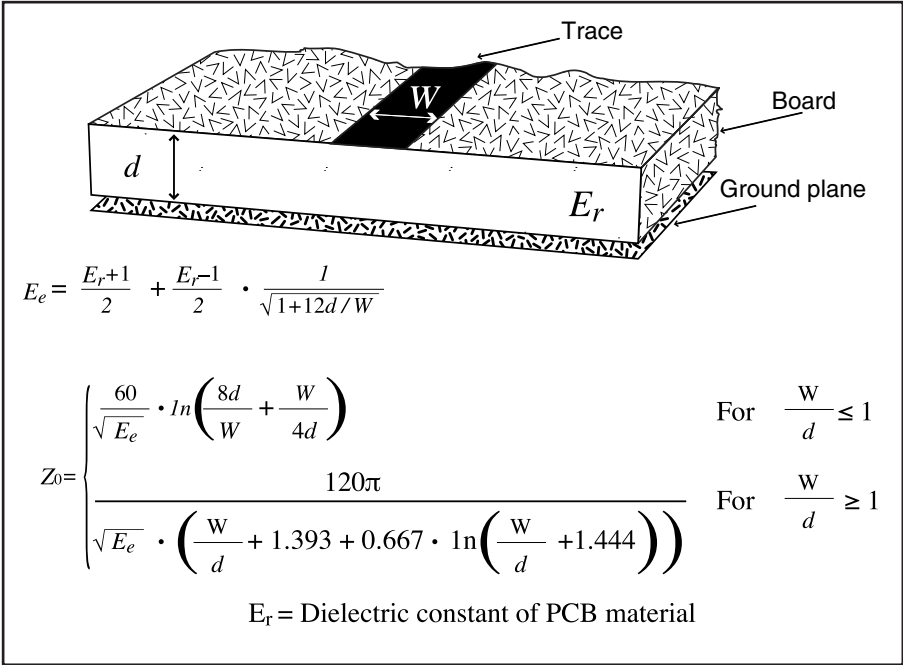


Figure 16: Microstrip Formulas

Dielectric Constant	Width/Height (W/d)	Effective Dielectric Constant	Characteristic Impedance
4.80	1.8	3.59	50.0
4.00	2.0	3.07	51.0
2.55	3.0	2.12	48.0

PAD LAYOUT

The following pad layout diagram is designed to facilitate both hand and automated assembly.

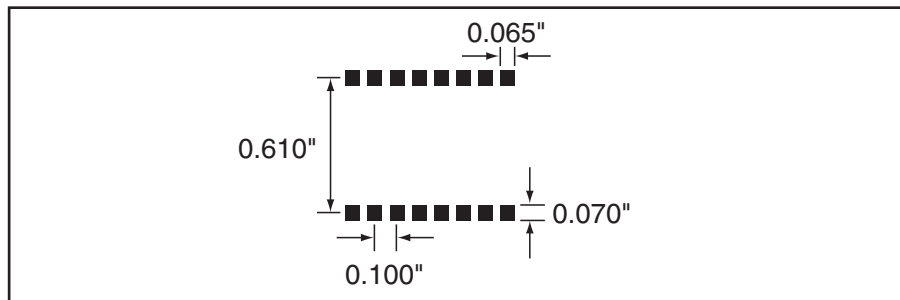


Figure 17: Recommended PCB Layout

PRODUCTION GUIDELINES

The modules are housed in a hybrid SMD package that supports hand or automated assembly techniques. Since the modules contain discrete components internally, the assembly procedures are critical to ensuring the reliable function of the modules. The following procedures should be reviewed with and practiced by all assembly personnel.

HAND ASSEMBLY

Pads located on the bottom of the module are the primary mounting surface. Since these pads are inaccessible during mounting, castellations that run up the side of the module have been provided to facilitate solder wicking to the module's underside. This allows for very quick hand soldering for prototyping and small volume production.

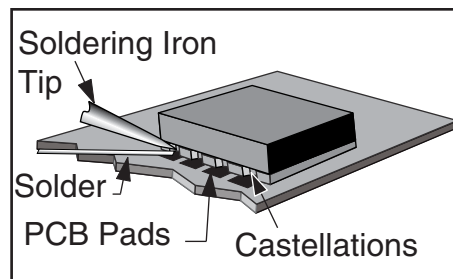


Figure 18: Soldering Technique

If the recommended pad guidelines have been followed, the pads will protrude slightly past the edge of the module. Use a fine soldering tip to heat the board pad and the castellation, then introduce solder to the pad at the module's edge. The solder will wick underneath the module, providing reliable attachment. Tack one module corner first and then work around the device, taking care not to exceed the times listed below.

Absolute Maximum Solder Times

Hand-Solder Temp. TX +225°C for 10 Seconds

Hand-Solder Temp. RX +225°C for 10 Seconds

Recommended Solder Melting Point +180°C

Reflow Oven: +220°C Max. (See adjoining diagram)

AUTOMATED ASSEMBLY

For high-volume assembly, most users will want to auto-place the modules. The modules have been designed to maintain compatibility with reflow processing techniques; however, due to their hybrid nature, certain aspects of the assembly process are far more critical than for other component types.

Following are brief discussions of the three primary areas where caution must be observed.

Reflow Temperature Profile

The single most critical stage in the automated assembly process is the reflow stage. The reflow profile below should not be exceeded, since excessive temperatures or transport times during reflow will irreparably damage the modules. Assembly personnel will need to pay careful attention to the oven's profile to ensure that it meets the requirements necessary to successfully reflow all components while still remaining within the limits mandated by the modules. The figure below shows the recommended reflow oven profile for the modules.

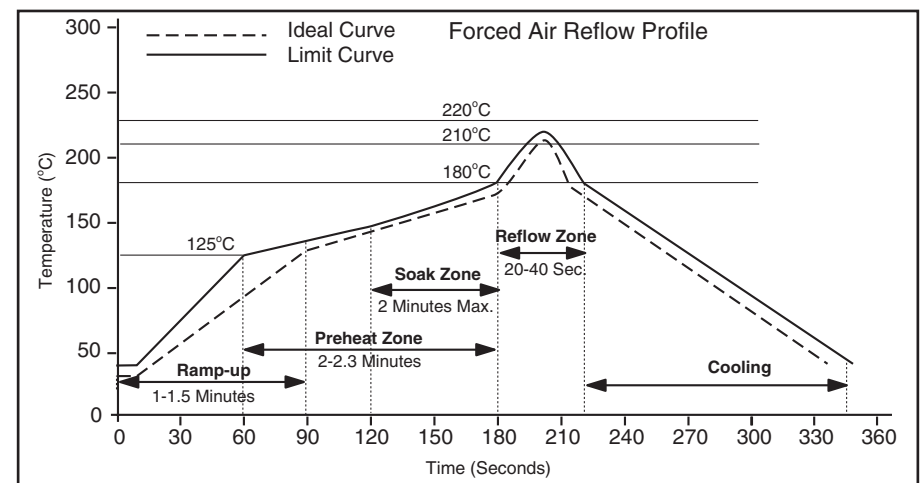


Figure 19: Maximum Reflow Profile

Shock During Reflow Transport

Since some internal module components may reflow along with the components placed on the board being assembled, it is imperative that the modules not be subjected to shock or vibration during the time solder is liquid. Should a shock be applied, some internal components could be lifted from their pads, causing the module to not function properly.

Washability

The modules are wash resistant, but are not hermetically sealed. Linx recommends wash-free manufacturing; however, the modules can be subjected to a wash cycle provided that a drying time is allowed prior to applying electrical power to the modules. The drying time should be sufficient to allow any moisture that may have migrated into the module to evaporate, thus eliminating the potential for shorting damage during power-up or testing. If the wash contains contaminants, the performance may be adversely affected, even after drying.

ANTENNA CONSIDERATIONS

The choice of antennas is a critical and often overlooked design consideration. The range, performance, and legality of an RF link are critically dependent upon the antenna. While adequate antenna performance can often be obtained by trial and error methods, antenna design and matching is a complex task. A professionally designed antenna, such as those from Linx, will help ensure maximum performance and FCC compliance.

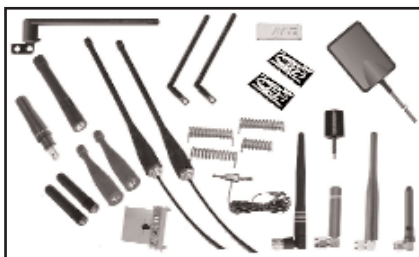


Figure 20: Linx Antennas

Linx transmitter modules typically have an output power that is slightly higher than the legal limits. This allows the designer to use an inefficient antenna, such as a loop trace or helical, to meet size, cost, or cosmetic requirements and still achieve full legal output power for maximum range. If an efficient antenna is used, then some attenuation of the output power will likely be needed. This can easily be accomplished by using the LADJ line or a T-pad attenuator. For more details on T-pad attenuator design, please see Application Note AN-00150.

A receiver antenna should be optimized for the frequency or band in which the receiver operates and to minimize the reception of off-frequency signals. The efficiency of the receiver's antenna is critical to maximizing range performance. Unlike the transmitter antenna, where legal operation may mandate attenuation or a reduction in antenna efficiency, the receiver's antenna should be optimized as much as is practical.

It is usually best to utilize a basic quarter-wave whip until your prototype product is operating satisfactorily. Other antennas can then be evaluated based on the cost, size, and cosmetic requirements of the product. You may wish to review Application Note AN-00500 "Antennas: Design, Application, Performance"

ANTENNA SHARING

In cases where a transmitter and receiver module are combined to form a transceiver, it is often advantageous to share a single antenna. To accomplish this, an antenna switch must be used to provide isolation between the modules so that the full transmitter output power is not put on the sensitive front end of the receiver. There are a wide variety of antenna switches that are cost-effective and easy to use. Among the most popular are switches from Macom and NEC. Look for an antenna switch that has high isolation and low loss at the desired frequency of operation. Generally, the Tx or Rx status of a switch will be controlled by a product's microprocessor, but the user may also make the selection manually. In some cases, where the characteristics of the Tx and Rx antennas need to be different or antenna switch losses are unacceptable, it may be more appropriate to utilize two discrete antennas.

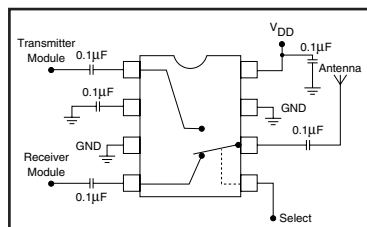


Figure 21: Typical Antenna Switch

GENERAL ANTENNA RULES

The following general rules should help in maximizing antenna performance.

1. Proximity to objects such as a user's hand, body, or metal objects will cause an antenna to detune. For this reason, the antenna shaft and tip should be positioned as far away from such objects as possible.
2. Optimum performance will be obtained from a 1/4- or 1/2-wave straight whip mounted at a right angle to the ground plane. In many cases, this isn't desirable for practical or ergonomic reasons, thus, an alternative antenna style such as a helical, loop, or patch may be utilized and the corresponding sacrifice in performance accepted.
3. If an internal antenna is to be used, keep it away from other metal components, particularly large items like transformers, batteries, PCB tracks, and ground planes. In many cases, the space around the antenna is as important as the antenna itself. Objects in close proximity to the antenna can cause direct detuning, while those farther away will alter the antenna's symmetry.

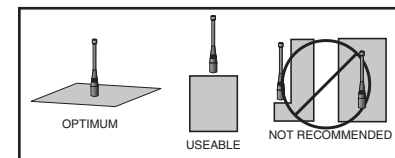


Figure 22: Ground Plane Orientation

4. In many antenna designs, particularly 1/4-wave whips, the ground plane acts as a counterpoise, forming, in essence, a 1/2-wave dipole. For this reason, adequate ground plane area is essential. The ground plane can be a metal case or ground-fill areas on a circuit board. Ideally, it should have a surface area $\geq$ the overall length of the 1/4-wave radiating element. This is often not practical due to size and configuration constraints. In these instances, a designer must make the best use of the area available to create as much ground plane as possible in proximity to the base of the antenna. In cases where the antenna is remotely located or the antenna is not in close proximity to a circuit board, ground plane, or grounded metal case, a metal plate may be used to maximize the antenna's performance.

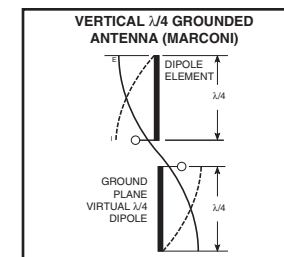


Figure 23: Dipole Antenna

5. Remove the antenna as far as possible from potential interference sources. Any frequency of sufficient amplitude to enter the receiver's front end will reduce system range and can even prevent reception entirely. Switching power supplies, oscillators, or even relays can also be significant sources of potential interference. The single best weapon against such problems is attention to placement and layout. Filter the module's power supply with a high-frequency bypass capacitor. Place adequate ground plane under potential sources of noise to shunt noise to ground and prevent it from coupling to the RF stage. Shield noisy board areas whenever practical.
6. In some applications, it is advantageous to place the module and antenna away from the main equipment. This can avoid interference problems and allows the antenna to be oriented for optimum performance. Always use 50Ω coax, like RG-174, for the remote feed.

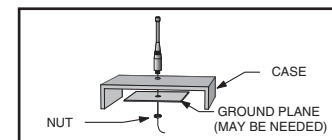


Figure 24: Remote Ground Plane

COMMON ANTENNA STYLES

There are literally hundreds of antenna styles and variations that can be employed with Linx RF modules. Following is a brief discussion of the styles most commonly utilized. Additional antenna information can be found in Linx Application Notes AN-00100, AN-00140, and AN-00500. Linx antennas and connectors offer outstanding performance at a low price.

Whip Style



$$L = \frac{234}{F \text{ MHz}}$$

Where:
 L = length in feet of quarter-wave length
 F = operating frequency in megahertz

A whip-style antenna provides outstanding overall performance and stability. A low-cost whip is can be easily fabricated from a wire or rod, but most designers opt for the consistent performance and cosmetic appeal of a professionally-made model. To meet this need, Linx offers a wide variety of straight and reduced-height whip-style antennas in permanent and connectorized mounting styles.

The wavelength of the operational frequency determines an antenna's overall length. Since a full wavelength is often quite long, a partial 1/2- or 1/4-wave antenna is normally employed. Its size and natural radiation resistance make it well matched to Linx modules. The proper length for a straight 1/4-wave can be easily determined using the adjacent formula. It is also possible to reduce the overall height of the antenna by using a helical winding. This reduces the antenna's bandwidth, but is a great way to minimize the antenna's physical size for compact applications. This also means that the physical appearance is not always an indicator of the antenna's frequency.

Specialty Styles



Linx offers a wide variety of specialized antenna styles. Many of these styles utilize helical elements to reduce the overall antenna size while maintaining reasonable performance. A helical antenna's bandwidth is often quite narrow and the antenna can detune in proximity to other objects, so care must be exercised in layout and placement.

Loop Style



A loop- or trace-style antenna is normally printed directly on a product's PCB. This makes it the most cost-effective of antenna styles. The element can be made self-resonant or externally resonated with discrete components, but its actual layout is usually product specific. Despite the cost advantages, loop-style antennas are generally inefficient and useful only for short-range applications. They are also very sensitive to changes in layout and PCB dielectric, which can cause consistency issues during production. In addition, printed styles are difficult to engineer, requiring the use of expensive equipment, including a network analyzer. An improperly designed loop will have a high SWR at the desired frequency, which can cause instability in the RF stage.



Linx offers low-cost planar and chip antennas that mount directly to a product's PCB. These tiny antennas do not require testing and provide excellent performance in light of their small size. They offer a preferable alternative to the often-problematic "printed" antenna.

ONLINE RESOURCES



www.linxtechnologies.com

- Latest News
- Data Guides
- Application Notes
- Knowledgebase
- Software Updates



If you have questions regarding any Linx product and have Internet access, make www.linxtechnologies.com your first stop. Our website is organized in an intuitive format to immediately give you the answers you need. Day or night, the Linx website gives you instant access to the latest information regarding the products and services of Linx. It's all here: manual and software updates, application notes, a comprehensive knowledgebase, FCC information, and much more. Be sure to visit often!



www.antennafactor.com

The Antenna Factor division of Linx offers a diverse array of antenna styles, many of which are optimized for use with our RF modules. From innovative embeddable antennas to low-cost whips, domes to Yagis, and even GPS, Antenna Factor likely has an antenna for you, or can design one to meet your requirements.



www.connectorcity.com

Through its Connector City division, Linx offers a wide selection of high-quality RF connectors, including FCC-compliant types such as RP-SMAs that are an ideal match for our modules and antennas. Connector City focuses on high-volume OEM requirements, which allows standard and custom RF connectors to be offered at a remarkably low cost.



LEGAL CONSIDERATIONS

NOTE: Linx RF modules are designed as component devices that require external components to function. The modules are intended to allow for full Part 15 compliance; however, they are not approved by the FCC or any other agency worldwide. The purchaser understands that approvals may be required prior to the sale or operation of the device, and agrees to utilize the component in keeping with all laws governing its use in the country of operation.

When working with RF, a clear distinction must be made between what is technically possible and what is legally acceptable in the country where operation is intended. Many manufacturers have avoided incorporating RF into their products as a result of uncertainty and even fear of the approval and certification process. Here at Linx, our desire is not only to expedite the design process, but also to assist you in achieving a clear idea of what is involved in obtaining the necessary approvals to legally market your completed product.

In the United States, the approval process is actually quite straightforward. The regulations governing RF devices and the enforcement of them are the responsibility of the Federal Communications Commission (FCC). The regulations are contained in Title 47 of the Code of Federal Regulations (CFR). Title 47 is made up of numerous volumes; however, all regulations applicable to this module are contained in Volume 0-19. It is strongly recommended that a copy be obtained from the Government Printing Office in Washington or from your local government bookstore. Excerpts of applicable sections are included with Linx evaluation kits or may be obtained from the Linx Technologies website, www.linxtechnologies.com. In brief, these rules require that any device that intentionally radiates RF energy be approved, that is, tested for compliance and issued a unique identification number. This is a relatively painless process. Linx offers full EMC pre-compliance testing in our HP / Emco-equipped test center. Final compliance testing is then performed by one of the many independent testing laboratories across the country. Many labs can also provide other certifications that the product may require at the same time, such as UL, CLASS A / B, etc. Once your completed product has passed, you will be issued an ID number that is to be clearly placed on each product manufactured.

Questions regarding interpretations of the Part 2 and Part 15 rules or measurement procedures used to test intentional radiators, such as Linx RF modules, for compliance with the technical standards of Part 15, should be addressed to:

Federal Communications Commission
Equipment Authorization Division
Customer Service Branch, MS 1300F2
7435 Oakland Mills Road
Columbia, MD 21046

Phone: (301) 725-1585 Fax: (301) 344-2050 E-Mail: labinfo@fcc.gov

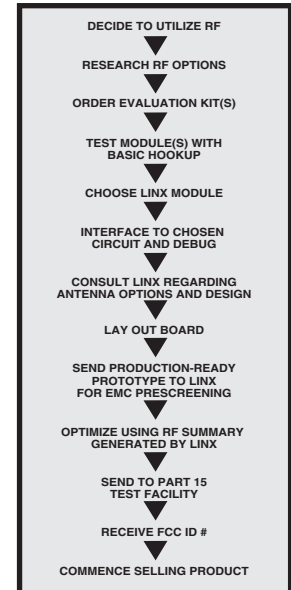
International approvals are slightly more complex, although Linx modules are designed to allow all international standards to be met. If you are considering the export of your product abroad, you should contact Linx Technologies to determine the specific suitability of the module to your application.

All Linx modules are designed with the approval process in mind and thus much of the frustration that is typically experienced with a discrete design is eliminated. Approval is still dependent on many factors, such as the choice of antennas, correct use of the frequency selected, and physical packaging. While some extra cost and design effort are required to address these issues, the additional usefulness and profitability added to a product by RF makes the effort more than worthwhile.

ACHIEVING A SUCCESSFUL RF IMPLEMENTATION

Adding an RF stage brings an exciting new dimension to any product. It also means that additional effort and commitment will be needed to bring the product successfully to market. By utilizing premade RF modules, such as the LR Series, the design and approval process is greatly simplified. It is still important, however, to have an objective view of the steps necessary to ensure a successful RF integration. Since the capabilities of each customer vary widely, it is difficult to recommend one particular design path, but most projects follow steps similar to those shown at the right.

In reviewing this sample design path, you may notice that Linx offers a variety of services (such as antenna design and FCC prequalification) that are unusual for a high-volume component manufacturer. These services, along with an exceptional level of technical support, are offered because we recognize that RF is a complex science requiring the highest caliber of products and support. "Wireless Made Simple" is more than just a motto, it's our commitment. By choosing Linx as your RF partner and taking advantage of the resources we offer, you will not only survive implementing RF, you may even find the process enjoyable.



Typical Steps For Implementing RF

HELPFUL APPLICATION NOTES FROM LINX

It is not the intention of this manual to address in depth many of the issues that should be considered to ensure that the modules function correctly and deliver the maximum possible performance. As you proceed with your design, you may wish to obtain one or more of the following application notes, which address in depth key areas of RF design and application of Linx products. These applications notes are available online at www.linxtechnologies.com or by contacting the Linx literature department.

NOTE	APPLICATION NOTE TITLE
AN-00100	RF 101: Information for the RF Challenged
AN-00125	Considerations For Operation Within The 260-470MHz Band
AN-00130	Modulation Techniques For Low-Cost RF Data Links
AN-00140	The FCC Road: Part 15 From Concept To Approval
AN-00150	Use and Design of T-Attenuation Pads
AN-00160	Considerations For Sending Data Over a Wireless Link
AN-00232	General Considerations For Sending Data With The LC Series
AN-00500	Antennas: Design, Application, Performance



U.S. CORPORATE HEADQUARTERS

LINX TECHNOLOGIES, INC.

**575 S.E. ASHLEY PLACE
GRANTS PASS, OR 97526**

PHONE: (541) 471-6256

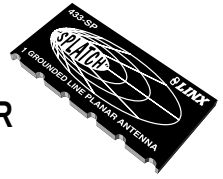
FAX: (541) 471-6251

www.linxtechnologies.com

Disclaimer

Linx Technologies is continually striving to improve the quality and function of its products. For this reason, we reserve the right to make changes without notice. The information contained in this Data Guide is believed to be accurate as of the time of publication. Specifications are based on representative lot samples. Values may vary from lot to lot and are not guaranteed. Linx Technologies makes no guarantee, warranty, or representation regarding the suitability or legality of any product for use in a specific application. None of these devices is intended for use in applications of a critical nature where the safety of life or property is at risk. The user assumes full liability for the use of product in such applications. Under no conditions will Linx Technologies be responsible for losses arising from the use or failure of the device in any application, other than the repair, replacement, or refund limited to the original product purchase price. Some devices described in this publication are patented. Under no circumstances shall any user be conveyed any license or right to the use or ownership of these patents.

© 2006 by Linx Technologies, Inc. The stylized Linx logo, Linx, and "Wireless made Simple" are the trademarks of Linx Technologies, Inc.
Printed in U.S.A.

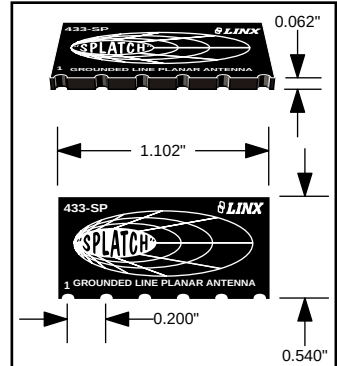


INTRODUCTION

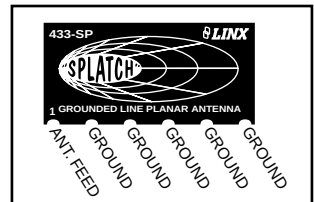
The "Splatch" is a breakthrough in compact antenna technology. It combines excellent performance and cost-effectiveness into an antenna package that can be integrated, even by designers lacking RF test equipment. Despite its simplicity and ease of use the "Splatch" should not be thought of as "just any other part". Its correct function is critical to the performance of your overall device. Dropping the "Splatch" in the center of your board like any popcorn IC will likely yield dismal results. It is critical to follow the guidelines below in order to obtain proper function.

FEATURES:

- Low Cost
- Eliminates unsightly external antennas
- Easily concealed
- Direct PCB mounting
- Reflow compatible
- Stable grounded-line element
- Excellent proximity performance
- 10MHz approximate useable bandwidth



Physical Dimensions



Electrical Connections

APPLICATIONS INCLUDE:

- Remote control
- Keyless entry
- Garage / Gate openers
- Lighting control
- Medical monitoring
- Remote data transfer
- Fire / Security systems
- RFID
- Pagers

ORDERING INFORMATION

PART #	DESCRIPTION
ANT-***-SP	Splatch Planar Antenna
*** Insert Frequency	
315, 418, 433, 868, 916	
Custom frequencies available with NRE.	
Splatch antennas are supplied in tube packaging - 20 pcs. per tube.	
Tape and reel available at extra cost on request.	

ATTACHMENT

The antenna pads are designed to support both hand and automated placement. Castellations have been provided to ease solder introduction during hand assembly. The parts are also fully compatible with the reflow process for automated assembly.

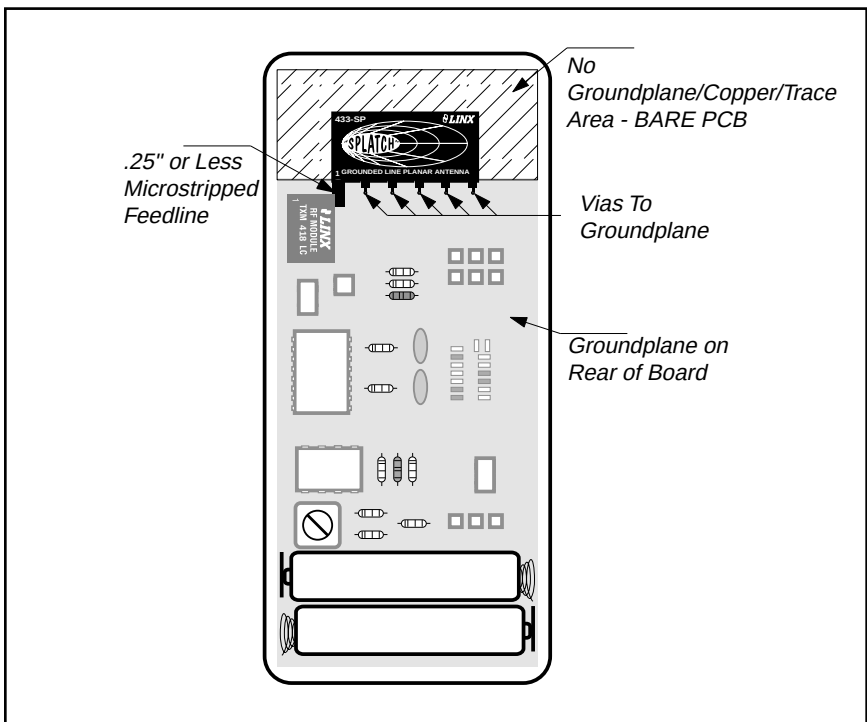
APPLICATION CONSIDERATIONS

When implemented correctly the “Splatch” will yield outstanding and repeatable results. However, the “Splatch” was designed with very specific feed and mounting requirements. Failure by the designer to respect these requirements will result in unsatisfactory performance.

- * The antenna is tuned for direct mounting to a product's PCB. Mounting the antenna in any other manner will produce poor results.

- * The antenna should be fed with a trace $\leq .25"$. Longer runs or coax feeds are not recommended.

- * Nothing should be placed under or directly beside the antenna element. Generally, mounting the antenna at the front of a product as illustrated will yield the best results.



Typical Remote Control Application

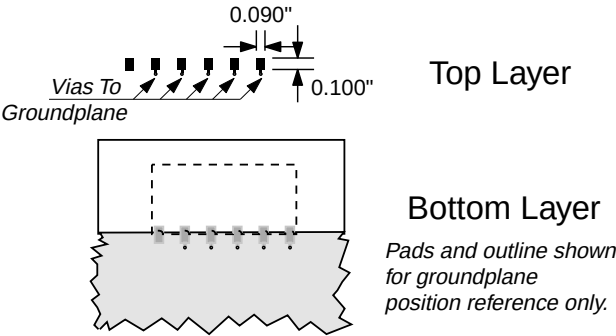
FEED CONSIDERATIONS

Like most reduced-size antennas the “Splatch” has a fairly high Q and thus exhibits narrow bandwidth characteristics. The single most critical element in insuring the optimum function of the “Splatch” is to minimize the length of the feed trace (Transmission Line) to the “Splatch” itself. The feed trace should be less than .25" and in all cases microstripped. The term “Microstrip” refers to a trace passed over groundplane of a width appropriate to create a 50-ohm transmission line between the module and the antenna. Since the antenna does not present a true and stable 50-ohm match, the feed trace tends to lower the antenna’s resonant frequency. Given the antenna’s narrow bandwidth, it can easily be detuned by the length of the feed trace; thus, the trace should be kept as short as possible. Additional microstrip details are available in the reference section of this guide

LAYOUT CONSIDERATIONS

Improper placement of planes, traces or components will result in antenna nulls or complete detuning. First, the area under the antenna on all board layers should be completely free of components, traces, or groundplane. In addition, no components or traces should pass within .25" of the top, sides, front or back of the antenna. Ideally the antenna will be mounted at the top of the board and given an unobstructed field of view in all directions. Components placed in the area below the back edge of the antenna will have little effect since the antenna has a null at its back edge when referenced appropriately to groundplane. Components placed to the sides or top of the antenna or items such as displays mounted in proximity to the antenna will produce nulls and, possibly, detuning. The antenna may be referenced to groundplanes of all different surface areas; however, it has been optimized for a 1.5"x 3" plane area. The best performance and lowest VSWR will be obtained when referenced to a plane of similar area.

The recommended pad layout is illustrated below. The top layer of the board generally has the antenna mounting pads and feed trace. The ground pads are connected to the groundplane layer through vias. Use care in the sizing and placement of the vias to prevent solder migration from the attachment pads during attachment.



SPLATCH SERIES PERFORMANCE DATA

About These Measurements

The typical performance graphs below were based on a "Splatch" antenna affixed to the test jig illustrated, and measured with a HP-8753D network analyzer in a 20°-25°C environment.

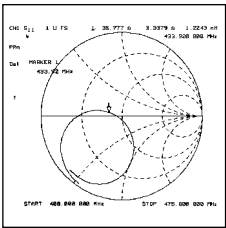
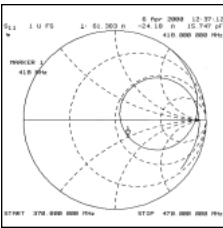
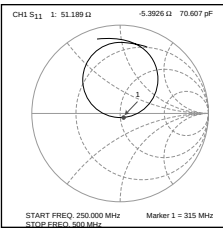
**As of the time of this publication, full pattern characterization data was not available. Refer to the Linx website for periodic updates to this document.*

Specification	Frequency					Units	Notes
	315	418	433.92	868	900	MHz	
Electrical Length	1/4λ	1/4λ	1/4λ	1/4λ	1/4λ		
Center Frequency	315	418	433.92	868	916	MHz	1
Useable Bandwidth	10	10	10	20	40	MHz	
Characteristic Impedance	50Ω	50Ω	50Ω	50Ω	50Ω	Ohms	1, 2
VSWR	<1.7 Typ.	<1.7 Typ.	<1.7 Typ.	<1.7 Typ.	<1.7 Typ.		1
Gain<Loss>	-10	-6	-5	-2	-1		1, 3, 4

Notes:

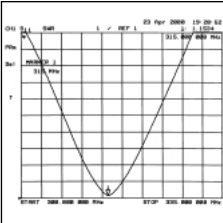
1. At Specified Frequency; 2. VSWR <2.0; 3. Relative to isotropic; 4. Preliminary

TYPICAL SMITH CHART

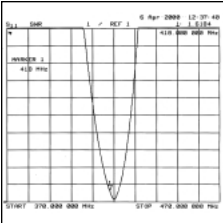


TYPICAL VSWR GRAPHS

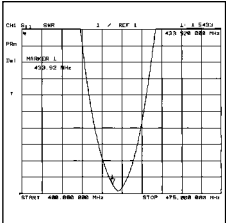
315 MHz



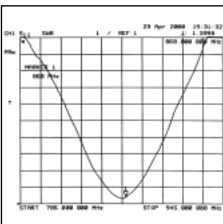
418 MHz



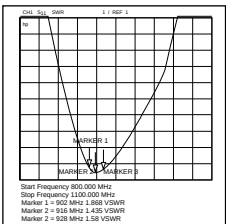
433.92 MHz

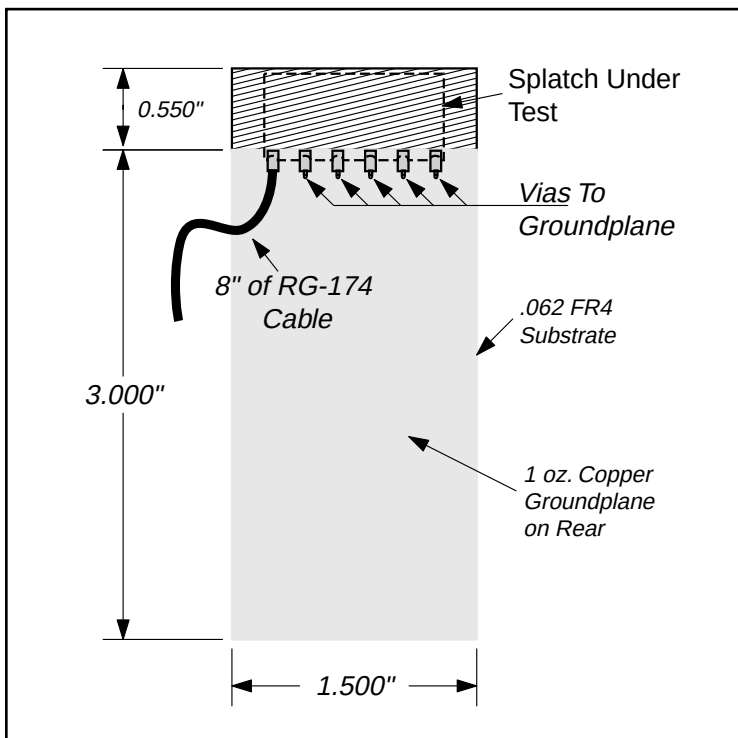


868 MHz



900 MHz





TESTING

Several methods may be employed to verify the optimization of the “Splatch” in your product design. They are listed below in order of preference.

A) Utilize a network analyzer to verify resonance and VSWR.

B) Use a Spectrum Analyzer and Signal Generator to sweep the antenna and find the frequency of highest output.

NOTE A characterized or calibrated antenna must be used on the Spectrum Analyzer in order for meaningful results to be obtained.

C) Test range results in your environment. If your product performs to your requirements, cease all engineering efforts and sell it.

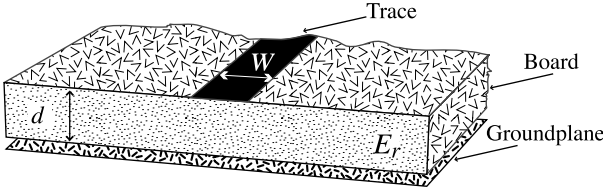


MISMATCH CONVERSION TABLE

VSWR	Insertion Loss (dB)	Power Transmitted (%)	Power Reflected (%)
17.391	-6.87	20.57%	79.43%
11.610	-5.35	29.21%	70.79%
8.724	-4.33	36.90%	63.10%
6.997	-3.59	43.77%	56.23%
5.848	-3.02	49.88%	50.12%
5.030	-2.57	55.33%	44.67%
4.419	-2.20	60.19%	39.81%
3.946	-1.90	64.52%	35.48%
3.570	-1.65	68.38%	31.62%
3.010	-1.26	74.88%	25.12%
2.615	-0.97	80.05%	19.95%
2.323	-0.75	84.15%	15.85%
2.100	-0.58	87.41%	12.59%
1.925	-0.46	90.00%	10.00%
1.433	-0.14	96.84%	3.16%
1.222	-0.04	99.00%	1.00%
1.119	-0.01	99.68%	0.32%
1.065	0.00	99.90%	0.10%
1.034	0.00	99.97%	0.03%
1.020	0.00	99.99%	0.01%

MICROSTRIP DETAILS

Formula Method



$$E_e = \frac{E_r + 1}{2} + \frac{E_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12d / W}}$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{E_e}} \cdot \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & \text{For } r \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{E_e} \cdot \left(\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right)\right)} & \text{For } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases}$$

Er = Dielectric constant of PCB material

Dielectric Constant	Width/Height (W/d)	Effective Dielectric Constant	Characteristic Impedance
4.8	1.8	3.59	50.0
4	2	3.07	51.0
2.55	3	2.12	48.0

Microstrip formulas (Er = Dielectric constant of PCB material)

Power Conversion Tables For 50Ω System

dBm	mW	dBmV	mVRMS	mVp	mVpp
-50	0.000	-3.0	0.7	1.0	2.0
-45	0.000	2.0	1.3	1.8	3.6
-40	0.000	7.0	2.2	3.2	6.3
-35	0.000	12.0	4.0	5.6	11.2
-30	0.001	17.0	7.1	10.0	20.0
-25	0.003	22.0	12.6	17.8	35.6
-20	0.010	27.0	22.4	31.6	63.2
-15	0.032	32.0	39.8	56.2	112.5
-10	0.100	37.0	70.7	100.0	200.0
-5	0.316	42.0	125.7	177.8	355.7
0	1.000	47.0	223.6	316.2	632.5
1	1.259	48.0	250.9	354.8	709.6
2	1.585	49.0	281.5	398.1	796.2
3	1.995	50.0	315.9	446.7	893.4
4	2.512	51.0	354.4	501.2	1002.4
5	3.162	52.0	397.6	562.3	1124.7
6	3.981	53.0	446.2	631.0	1261.9
7	5.012	54.0	500.6	707.9	1415.9
8	6.310	55.0	561.7	794.3	1588.7
9	7.943	56.0	630.2	891.3	1782.5
10	10.000	57.0	707.1	1000.0	2000.0
11	12.589	58.0	793.4	1122.0	2244.0
12	15.849	59.0	890.2	1258.9	2517.9
13	19.953	60.0	998.8	1412.5	2825.1
14	25.119	61.0	1120.7	1584.9	3169.8
5	31.623	62.0	1257.4	1778.3	3556.6
6	39.811	63.0	1410.9	1995.3	3990.5
17	50.119	64.0	1583.0	2238.7	4477.4
18	63.096	65.0	1776.2	2511.9	5023.8
19	79.433	66.0	1992.9	2818.4	5636.8
20	100.000	67.0	2236.1	3162.3	6324.6
21	125.893	68.0	2508.9	3548.1	7096.3
22	158.489	69.0	2815.0	3981.1	7962.1
23	199.526	70.0	3158.5	4466.8	8933.7
24	251.189	71.0	3543.9	5011.9	10023.7
25	316.228	72.0	3976.4	5623.4	11246.8
26	398.107	73.0	4461.5	6309.6	12619.1
27	501.187	74.0	5005.9	7079.5	14158.9
28	630.957	75.0	5616.7	7943.3	15886.6
29	794.328	76.0	6302.1	8912.5	17825.0
30	1000.000	77.0	7071.1	10000.0	20000.0



U.S. CORPORATE HEADQUARTERS:

LINX TECHNOLOGIES, INC.

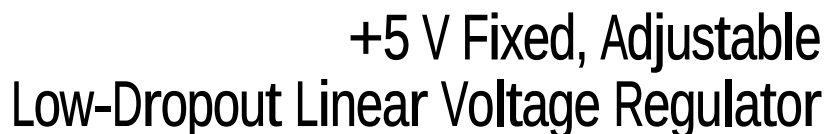
**575 S.E. ASHLEY PLACE
GRANTS PASS, OR 97526**

**Phone: (541) 471-6256
FAX: (541) 471-6251
<http://www.linxtechnologies.com>**

Disclaimer

Linx Technologies is continually striving to improve the quality and function of its products; for this reason, we reserve the right to make changes without notice. The information contained in this Data Sheet is believed to be accurate as of the time of publication. Specifications are based on representative lot samples. Values may vary from lot to lot and are not guaranteed. Linx Technologies makes no guarantee, warranty, or representation regarding the suitability of any product for use in a specific application. None of these devices is intended for use in applications of a critical nature where the safety of life or property is at risk. The user assumes full liability for the use of product in such applications. Under no conditions will Linx Technologies be responsible for losses arising from the use or failure of the device in any application, other than the repair, replacement, or refund limited to the original product purchase price. Some devices described in this publication are patented. Under no circumstances shall any user be conveyed any license or right to the use or ownership of these patents.

© 2000 by Linx Technologies, Inc. The stylized Linx logo, Linx, and "Wireless Made Simple" are trademarks of Linx Technologies, Inc.
Printed in U.S.A.



ADP3367*

FEATURES

Low Dropout: 150 mV @ 200 mA
300 mV @ 300 mA

Low Power CMOS: 17 μ A Quiescent Current

Shutdown Mode: 0.2 μ A Quiescent Current

300 mA Output Current Guaranteed

Pin Compatible with MAX667

Stable with 10 μ F Load Capacitor

+2.5 V to +16.5 V Operating Range

Low Battery Detector

Fixed +5 V or Adjustable Output

High Accuracy: $\pm 2\%$

Dropout Detector Output

Low Thermal Resistance Package*

ESD > 6000 V

APPLICATIONS

Handheld Instruments

Cellular Telephones

Battery Operated Devices

Portable Equipment

Solar Powered Instruments

High Efficiency Linear Power Supplies

GENERAL DESCRIPTION

The ADP3367 is a low-dropout precision voltage regulator that can supply up to 300 mA output current. It can be used to give a fixed +5 V output with no additional external components or can be adjusted from +1.3 V to +16 V using two external resistors. Fixed or adjustable operation can be selected via the SET input. The low quiescent current (17 μ A) in conjunction with the standby or shutdown mode (0.2 μ A) makes this device especially suitable for battery powered systems. The dropout voltage when supplying 100 μ A is only 15 mV allowing operation with minimal headroom thereby prolonging the useful battery life. At higher output current levels the dropout remains low increasing to just 150 mV when supplying 200 mA. A wide input voltage range from 2.5 V to 16.5 V is allowable. Additional features include a dropout detector and a low supply/battery monitoring comparator. The dropout detector can be used to signal loss of regulation while the low battery detector can be used to monitor the input supply voltage.

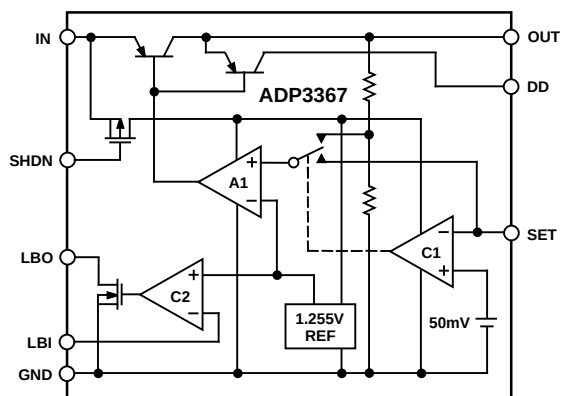
The ADP3367 is a much improved pin-compatible replacement for the MAX667. Improvements include lower supply current, tighter voltage accuracy and superior line and load regulation. Improved ESD protection ($>6000\text{ V}$) is achieved by advanced voltage clamping structures. The ADP3367 is specified over the industrial temperature range -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ and is available in narrow surface mount (SOIC) packages.

***Patent pending.**

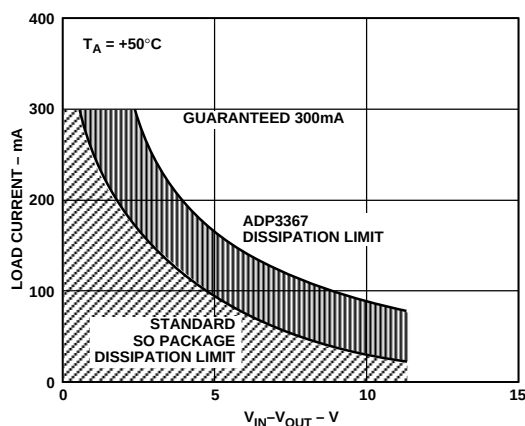
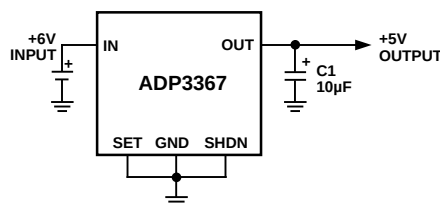
REV. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



TYPICAL OPERATING CIRCUIT



Load Current vs. Input-Output Differential Voltage

ADI's proprietary Thermal Coastline leadframe used in ADP3367AR packaging, has 30% lower thermal resistance than the standard leadframes. This improvement in heat flow rate results in lower die temperature hence improves reliability.

© Analog Devices, Inc., 1995

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

ADP3367—SPECIFICATIONS ($V_{IN} = +9\text{ V}$, $GND = 0\text{ V}$, $V_{OUT} = +5\text{ V}$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} unless otherwise noted)

Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions/Comments
Input Voltage, V_{IN}	2.5		16.5	V	
Output Voltage, V_{OUT} Maximum Output Current	4.9 200	5.0	5.1	V mA	$V_{SET} = 0\text{ V}$, $V_{IN} = 6\text{ V}$, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ $V_{IN} = +9\text{ V}$, $+4.5\text{ V} < V_{OUT} < +5.5\text{ V}$
Quiescent Current I_{GND} : Shutdown Mode I_{GND} : Normal Mode		0.2 17 20 5	0.75 25 30 14	μA μA μA mA	$V_{SHDN} = 2\text{ V}$ $V_{SHDN} = 0\text{ V}$, $V_{SET} = 0\text{ V}$ $I_{OUT} = 0\text{ }\mu\text{A}$ $I_{OUT} = 100\text{ }\mu\text{A}$ $I_{OUT} = 200\text{ mA}$
Dropout Voltage $V_{OUT} = 5\text{ V}$ $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$		15 60 100 150 175 300 94 210 430	40 125 175 250 300 500 140 312 625	mV mV mV mV mV mV mV mV mV	$I_{OUT} = 100\text{ }\mu\text{A}$ $I_{OUT} = 50\text{ mA}$ $I_{OUT} = 100\text{ mA}$ $I_{OUT} = 200\text{ mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $I_{OUT} = 200\text{ mA}$ $I_{OUT} = 300\text{ mA}$ $I_{OUT} = 50\text{ mA}$ $I_{OUT} = 100\text{ mA}$ $I_{OUT} = 200\text{ mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Load Regulation		5	10	mV	$I_{OUT} = 10\text{ mA}$ – 100 mA , $V_{IN} = 6\text{ V}$ $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ – 200 mA , $V_{IN} = 6\text{ V}$
Line Regulation		0.1	5	mV	$V_{IN} = 6\text{ V}$ to 10 V , $I_{OUT} = 10\text{ mA}$
Reference Voltage, V_{SET} SET Input Threshold SET Input Current, I_{SET}	1.23	1.255 50 ± 0.01	1.28 ± 10	V mV nA	$V_{SET} = 1.5\text{ V}$
Output Leakage Current, I_{OUT} Short Circuit Current, I_{OUT}		0.1 400 450	1	μA mA mA	$V_{SHDN} = 2\text{ V}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}
Low Battery Detector Input Threshold, V_{LBI} LBI Hysteresis LBI Input Leakage Current, I_{LBI} Low Battery Detector Output Voltage, V_{LBO}	1.215	1.255 6 ± 0.01	1.295 ± 10 0.25 0.40	V mV nA V V	$V_{LBI} = 1.5\text{ V}$ $V_{LBI} = 0\text{ V}$, $I_{LBO} = 10\text{ mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{LBI} = 0\text{ V}$, $I_{LBO} = 10\text{ mA}$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}
Shutdown Input Voltage, V_{SHDN}	1.5		0.4	V V	V_{IH} V_{IL}
Shutdown Input Current, I_{SHDN}		± 0.01	± 10	nA	$V_{SHDN} = 0\text{ V}$ to V_{IN}
Dropout Detector Output Voltage	4.0		0.25	V	($V_{SET} = 0\text{ V}$, $V_{SHDN} = 0\text{ V}$, $R_{DD} = 100\text{ k}\Omega$, $V_{IN} = 7\text{ V}$, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$) ($V_{SET} = 0\text{ V}$, $V_{SHDN} = 0\text{ V}$, $R_{DD} = 100\text{ k}\Omega$, $V_{IN} = 4.5\text{ V}$, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$)

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Input Voltage, V_{IN} +18 V
Output Short Circuit to GND Duration 1 sec
LBO Output Sink Current 50 mA
LBO Output Voltage GND to V_{OUT}
SHDN Input Voltage -0.3 V to ($V_{IN} + 0.3\text{ V}$)
LBI, SET Input Voltage -0.3 V to ($V_{IN} + 0.3\text{ V}$)
Power Dissipation, R-8 960 mW
(Derate 10 mW/ $^\circ\text{C}$ above $+50^\circ\text{C}$)
 θ_{JA} , Thermal Impedance 98 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Temperature Range
Industrial (A Version) -40°C to $+85^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$

Lead Temperature (Soldering, 10 sec) $+300^\circ\text{C}$
Vapor Phase (60 sec) $+215^\circ\text{C}$
Infrared (15 sec) $+220^\circ\text{C}$
ESD Rating $> 6000\text{ V}$

*This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect reliability.

ORDERING GUIDE

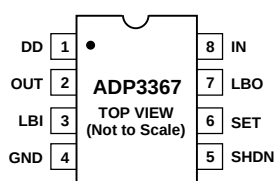
Model	Temperature Range	Package Option*
ADP3367AR	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	SO-8

*SO = Small Outline Package.

PIN FUNCTION DESCRIPTION

Mnemonic	Function
DD	Dropout Detector Output. PNP collector output which sources current as dropout is reached.
V _{IN}	Voltage Regulator Input.
GND	Ground Pin. Must be connected to 0 V.
LBI	Low Battery Detect Input. Compared with 1.255 V.
LBO	Low Battery Detect Output. Open Drain Output that goes low when LBI is below the threshold.
SHDN	Digital Input. May be used to disable the device so that the power consumption is minimized.
SET	Voltage Setting Input. Connect to GND for +5 V output or connect to resistive divider for adjustable output.
OUT	Regulated Output Voltage. Connect to filter capacitor.

DIP & SOIC PIN CONFIGURATION



TERMINOLOGY

Dropout Voltage: The input/output voltage differential at which the regulator no longer maintains regulation against further reductions in input voltage. It is measured when the output decreases 100 mV from its nominal value. The nominal value is the measured value with $V_{IN} = V_{OUT} + 2 \text{ V}$.

Line Regulation: The change in output voltage as a result of a change in the input voltage. It is specified for a change of input voltage from 6 V to 10 V.

Load Regulation: The change in output voltage for a change in output current. It is specified for an output current change from 10 mA to 200 mA.

Quiescent Current (I_{GND}): The input bias current which flows into the regulator not including load current. It is measured on the GND line and is specified in shutdown and also for different values of load current.

Shutdown: The regulator is disabled and power consumption is minimized.

Dropout Detector: An output that indicates that the regulator is dropping out of regulation.

Maximum Power Dissipation: The maximum total device dissipation for which the regulator will continue to operate within specifications.

GENERAL INFORMATION

The ADP3367 contains a micropower bandgap reference voltage source, an error amplifier A1, two comparators (C1, C2) and a series PNP output pass transistor.

CIRCUIT DESCRIPTION

The internal bandgap voltage reference is trimmed to 1.255 V and is used as a reference input to the error amplifier A1. The feedback signal from the regulator output is supplied to the other input by an on-chip voltage divider or by two external resistors. When the SET input is at ground, the internal divider provides the error amplifier's feedback signal giving a +5 V output. When SET is at more than 50 mV above ground, comparator C1 switches the error amplifier's input directly to the SET pin, and external resistors are used to set the output voltage. The external resistors are selected so that the desired output voltage gives 1.255 V at the SET input.

The output from the error amplifier supplies base current to the PNP output pass transistor which provides output current. Up to 300 mA output current is available provided that the device power dissipation is not exceeded.

Comparator C2 compares the voltage on the Low Battery Input (LBI) pin to the internal +1.255 V reference voltage. The output from the comparator drives an open drain FET connected to the Low Battery Output pin, LBO. The Low Battery Threshold may be set using a suitable voltage divider connected to LBI. When the voltage on LBI falls below 1.255 V, the open drain output, LBO, is pulled low.

A shutdown (SHDN) input that can be used to disable the error amplifier and hence the voltage output is also available. The supply current in shutdown is less than 0.75 μA .

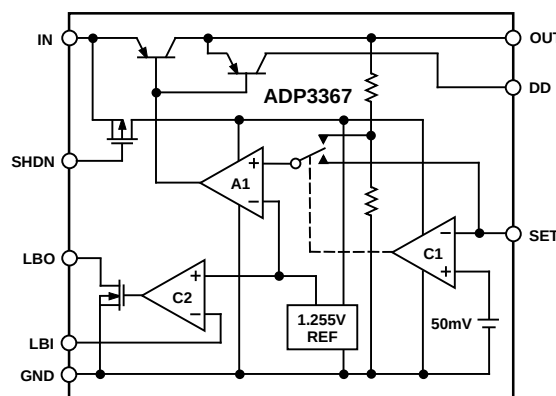


Figure 1. ADP3367 Functional Block Diagram

ADP3367–Typical Performance Characteristics

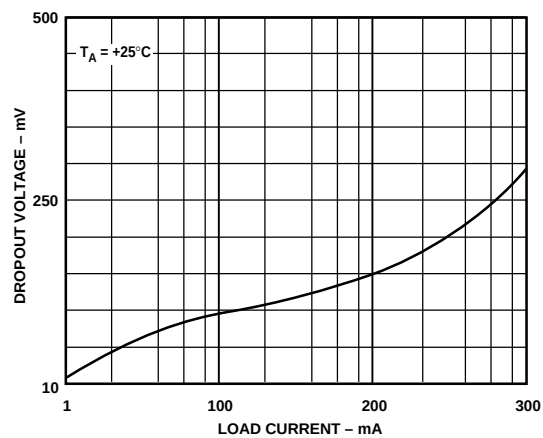


Figure 2. Dropout Voltage vs. Load Current

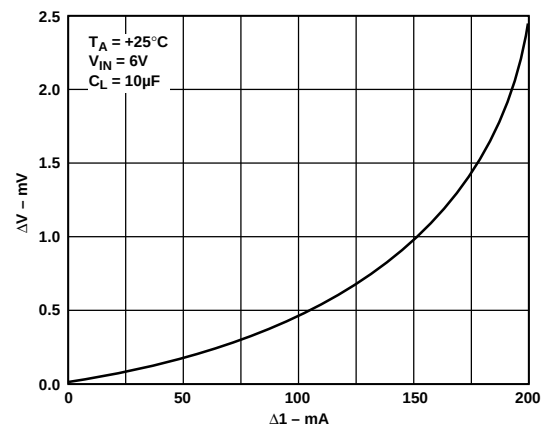


Figure 5. Load Regulation (DV_{OUT} vs. DI_{OUT})

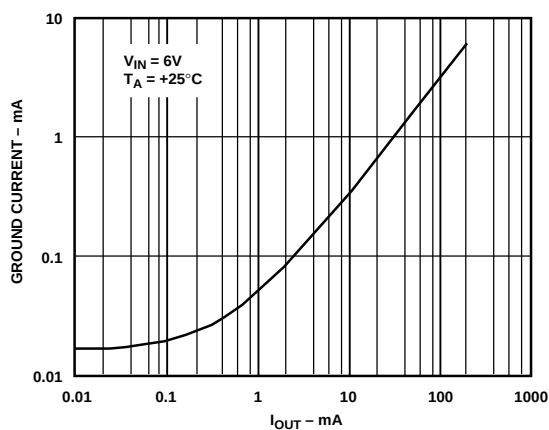


Figure 3. Ground Current vs. Load Current

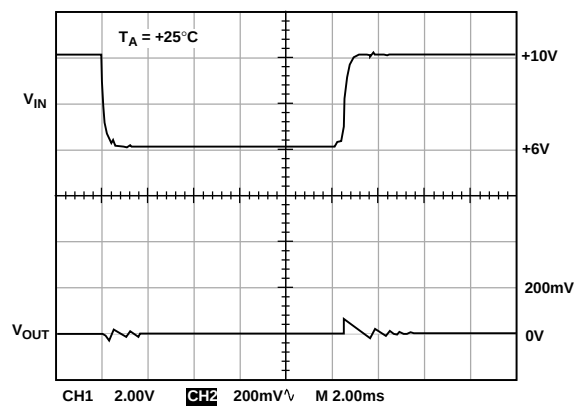


Figure 6. Dynamic Response to Input Change

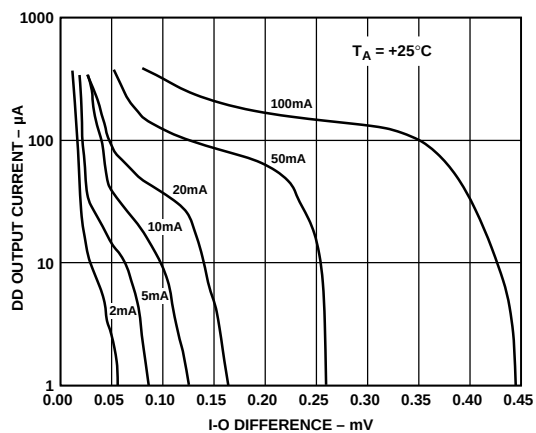


Figure 4. DD Output Current vs. I-O Differential

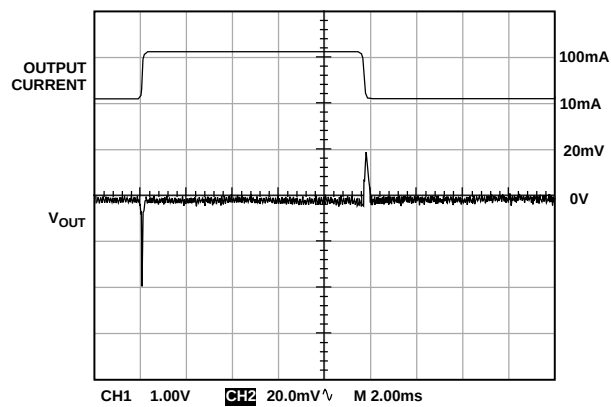


Figure 7. Dynamic Response to Load Change

APPLICATIONS INFORMATION

Circuit Configurations

For a fixed +5 V output the SET input should be grounded, and no external resistors are necessary. This basic configuration is shown in Figure 8. The input voltage can range from +5.15 V to +16.5 V, and output currents up to 300 mA are available provided that the maximum package power dissipation is not exceeded.

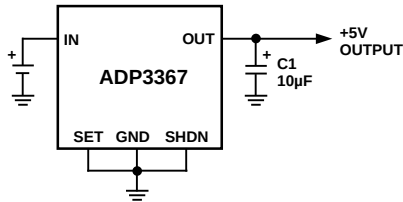


Figure 8. Fixed +5 V Output Circuit

Output Voltage Setting

If the SET input is connected to a resistor divider network, the output voltage is set according to the following equation:

$$V_{OUT} = V_{SET} \times \frac{R1 + R2}{R1}$$

where $V_{SET} = 1.255$ V.

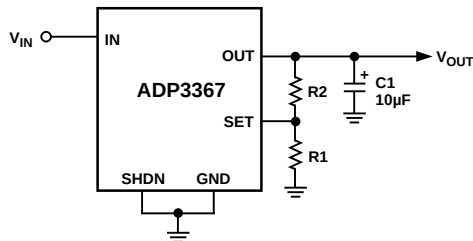


Figure 9. Adjustable Output Circuit

The resistor values may be selected by first choosing a value for R1 and then selecting R2 according to the following equation:

$$R2 = R1 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{SET}} - 1 \right)$$

The input leakage current on SET is 10 nA maximum. This allows large resistor values to be chosen for R1 and R2 with little degradation in accuracy. For example, a 1 MΩ resistor may be selected for R1, and then R2 may be calculated accordingly. The tolerance on SET is guaranteed at less than ±25 mV, so in most applications fixed resistors will be suitable.

Shutdown Input (SHDN)

The SHDN input allows the regulator to be switched off with a logic level signal. This will disable the output and reduce the current drain to a low quiescent (0.75 µA maximum) current. This is very useful for low power applications. Driving the SHDN input to greater than 1.5 V places the part in shutdown.

If the shutdown function is not being used, then SHDN should be connected to GND.

Low Supply or Low Battery Detection

The ADP3367 contains on-chip circuitry for low power supply or battery detection. If the voltage on the LBI pin falls below the internal 1.255 V reference, then the open drain output LBO will go low. The low threshold voltage may be set to any voltage above 1.255 V by appropriate resistor divider selection.

$$R3 = R4 \times \left(\frac{V_{BATT}}{V_{LBI}} - 1 \right)$$

where R3 and R4 are the resistive divider resistors and V_{BATT} is the desired low voltage threshold.

Since the LBI input leakage current is less than 10 nA, large values may be selected for R3 and R4 in order to minimize loading. For example, a 6 V low threshold, may be set using 10 MΩ for R3 and 2.7 MΩ for R4.

The LBO output is an open-drain output that goes low sinking current when LBI is less than 1.255 V. A pull-up resistor of 10 kΩ or greater may be used to obtain a logic output level with the pull-up resistor connected to V_{OUT} .

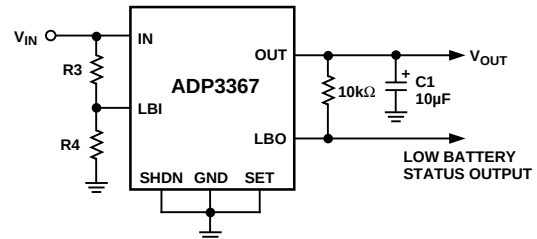


Figure 10. Low Battery/Supply Detect Circuit

Dropout Detector

The ADP3367 features an extremely low dropout voltage making it suitable for low voltage systems where headroom is limited. A dropout detector is also provided. The dropout detector output, DD, changes as the dropout voltage approaches its limit. This is useful for warning that regulation can no longer be maintained. The dropout detector output is an open collector output from a PNP transistor. Under normal operating conditions with the input voltage more than 300 mV above the output, the PNP transistor is off and no current flows out the DD pin. As the voltage differential reduces to less than 300 mV, the transistor switches on and current is sourced. This condition indicates that regulation can no longer be maintained. Please refer to Figure 4 in the “Typical Performance Characteristics.” The current output can be translated into a voltage output by connecting a resistor from DD to GND. A resistor value of 100 kΩ is suitable. A digital status signal can be obtained using a comparator. The on-chip comparator LBI may be used if it is not being used to monitor a battery voltage. This is illustrated in Figure 11.

ADP3367

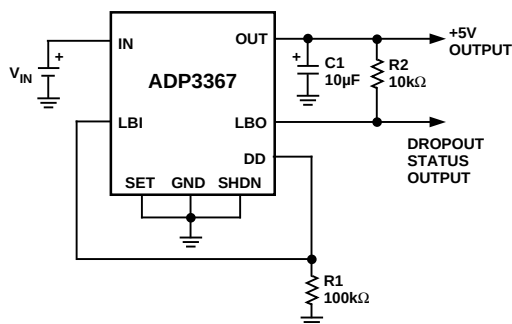


Figure 11. Dropout Status Output

Output Capacitor

An output capacitor is required on the ADP3367 to maintain stability and also to improve the load transient response. Capacitor values from 10 μ F upwards are recommended. Capacitors larger than 10 μ F will further improve the transient response. Tantalum or aluminum electrolytics are suitable for most applications. For temperatures below about -25°C , solid tantalums should be used as many aluminum electrolytes freeze at this temperature.

Quiescent Current Considerations

The ADP3367 uses a PNP output stage to achieve low dropout voltages combined with high output current capability. Under normal regulating conditions the quiescent current is extremely low. However if the input voltage drops so that it is below the desired output voltage, the quiescent current increases considerably. This happens because regulation can no longer be maintained and large base current flows in the PNP output transistor in an attempt to hold it fully on. For minimum quiescent current, it is therefore important that the input voltage is maintained higher than the desired output level. If the device is being powered using a battery that can discharge down below the recommended level, there are a couple of techniques that can be applied to reduce the quiescent current, but at the expense of dropout voltage. The first of these is illustrated in Figure 12. By connecting DD to SHDN the regulator is partially disabled with input voltages below the desired output voltage and therefore the quiescent current is reduced considerably.

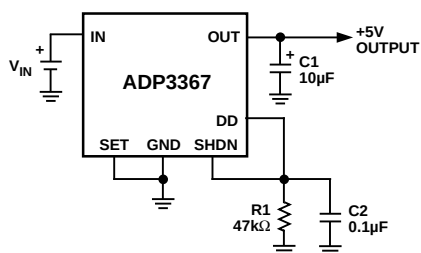


Figure 12. IQ Reduction 1

Another technique for reducing the quiescent current near dropout is illustrated in Figure 13. The DD output is used to modify the output voltage so that as V_{IN} drops, the desired output voltage setpoint also drops. This technique only works when external resistors are used to set the output voltage. With V_{IN} greater than V_{OUT} , DD has no effect. As V_{IN} reduces and dropout is

reached, the DD output starts sourcing current into the SET input through R3. This increases the SET voltage so that the regulator feedback loop does not drive the internal PNP transistor as hard as it otherwise would. As the input voltage continues to decrease, more current is sourced, thereby reducing the PNP drive even further. The advantage of this scheme is that it maintains a low quiescent current down to very low values of V_{IN} at which point the batteries are well outside their useful operating range. The output voltage tracks the input voltage minus the dropout. The SHDN function is also unaffected and may be used normally if desired.

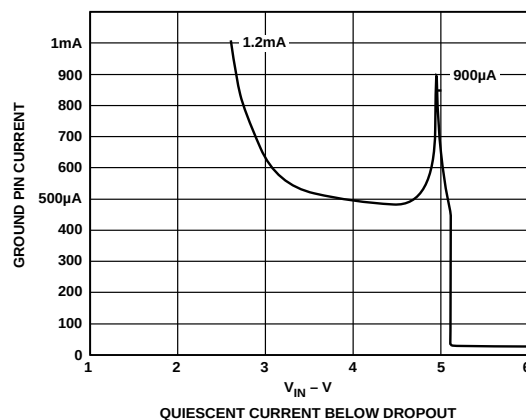
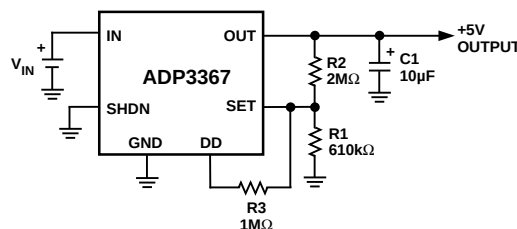


Figure 13. IQ Reduction 2

POWER DISSIPATION

The ADP3367 can supply currents up to 300 mA and can operate with input voltages as high as 16.5 V, but not simultaneously. It is important that the power dissipation and hence the internal die temperature be maintained below the maximum limits. Power Dissipation is the product of the voltage differential across the regulator times the current being supplied to the load. The maximum package power dissipation is given in the Absolute Maximum Ratings. In order to avoid excessive die temperatures, these ratings must be strictly observed.

$$P_D = (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) (I_L)$$

The die temperature is dependent on both the ambient temperature and on the power being dissipated by the device. The internal die temperature must not exceed 125°C . Therefore, care must be taken to ensure that, under normal operating conditions, the die temperature is kept below the thermal limit.

$$T_J = T_A + P_D (\theta_{JA})$$

This may be expressed in terms of power dissipation as follows:

$$P_D = (T_J - T_A)/(\theta_{JA})$$

where:

T_J = Die Junction Temperature ($^{\circ}\text{C}$)

T_A = Ambient Temperature ($^{\circ}\text{C}$)

P_D = Power Dissipation (W)

θ_{JA} = Junction to Ambient Thermal Resistance ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

If the device is being operated at the maximum permitted ambient temperature of 85°C , the maximum power dissipation permitted is:

$$P_D(\text{max}) = (T_J(\text{max}) - T_A)/(\theta_{JA})$$

$$\begin{aligned} P_D(\text{max}) &= (125 - 85)/(\theta_{JA}) \\ &= 40/\theta_{JA} \end{aligned}$$

where:

$\theta_{JA} = 98^{\circ}\text{C}/\text{W}$ for the 8-pin SOIC (R-8) package

Therefore, for a maximum ambient temperature of 85°C

$$P_D(\text{max}) = 408 \text{ mW for R-8}$$

At lower ambient temperatures the maximum permitted power dissipation increases accordingly up to the maximum limits specified in the absolute maximum specifications.

The thermal impedance (θ_{JA}) figures given are measured in still air conditions and are reduced considerably where fan assisted cooling is employed. Other techniques for reducing the thermal impedance include large contact pads on the printed circuit board and wide traces. The copper will act as a heat exchanger thereby reducing the effective thermal impedance.

POWER DISSIPATION

Low Thermal Resistance Package

The ADP3367 utilizes a patented and proprietary Thermal Coastline Leadframe which offers significantly lower resistance to heat flow from die to the PC board.

Heat generated on the die is removed and transferred to the PC board faster resulting in lower die temperature than standard packages. Table II is a performance comparison between and standard and Thermal Coastline package.

Table I. Thermal Resistance Performance Comparison*

	Standard Package (SO-8)	Thermal Coastline Package
θ_{JC}	$44^{\circ}\text{C}/\text{W}$	$40^{\circ}\text{C}/\text{W}$
θ_{JA}	$170^{\circ}\text{C}/\text{W}$	$98^{\circ}\text{C}/\text{W}$
PD	235 mW	408 mW

*Data presented in Table II is obtained using SEMI Standard Method G38-47 and SEMI Standard Specification G42-88.

A device operating at room temperature, $+25^{\circ}\text{C}$, and $+125^{\circ}\text{C}$ junction temperature can dissipate 1.15 W.

To maintain this high level of heat removal efficiency, once heat is removed from the die to the PC board, it should be dissipated to the air or other mediums to maintain the largest possible tem-

perature differential between the die and PC board; remember, the rate at which heat is transferred is directly proportional to the temperature differential.

Various PC board layout techniques could be used to remove the heat from the immediate vicinity of the package. Consider the following issues when designing a board layout:

1. PC board traces with larger copper cross section areas will remove more heat; use PCs with thicker copper and/or wider traces.
2. Increase the surface area exposed to open air so heat can be removed by convection or forced air flow.
3. Use larger masses such as heat sinks or thermally conductive enclosures to distribute and dissipate the heat.
4. Do not solder mask or silk screen the heat dissipating traces; black anodizing will significantly improve heat dissipation by means of increased radiation.

High Power Dissipation Recommendations

Where excessive power dissipation due to high input-output differential voltages and/or high current conditions exists, the simplest method of reducing the power requirements on the regulator is to use a series dropper resistor. In this way the excess power can be dissipated in the external resistor. As an example, consider an input voltage of $+12 \text{ V}$ and an output voltage requirement of $+5 \text{ V @ } 100 \text{ mA}$ with an ambient temperature of $+85^{\circ}\text{C}$. The package power dissipation under these conditions is 700 mW which exceeds the maximum ratings. By using a dropper resistor to drop 4 V, the power dissipation requirement for the regulator is reduced to 300 mW which is within the maximum specifications for the SO-8 package at 85°C . The resistor value is calculated as $R = 4/0.1 = 40 \Omega$. A resistor power rating of $1/2 \text{ W}$ or greater may be used.

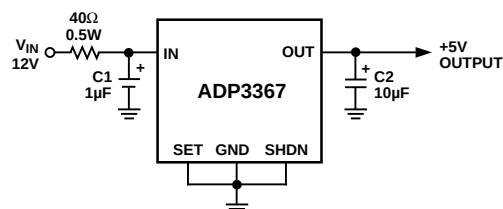


Figure 14. Reducing Regulator Power Dissipation

Transient Response

The ADP3367 exhibits excellent transient performance as illustrated in the "Typical Performance Characteristics." Figure 6 shows that an input step from 10 V to 6 V results in a very small output disturbance (50 mV). Adding an input capacitor would improve this even more.

Figure 7 shows how quickly the regulator recovers from an output load change from 10 mA to 100 mA. The offset due to the load current change is less than 1 mV.

Monitored μP Power Supply

Figure 15 shows the ADP3367 being used in a monitored μP supply application. The ADP3367 supplies $+5 \text{ V}$ for the micro-

ADP3367

processor. Monitoring the supply, the ADM705 will generate a reset if the supply voltage falls below 4.65 V. Early warning of an impending power fail is generated by a power fail comparator on the ADM705. A resistive divider network samples the pre-regulator input voltage so that failing power is detected while the regulator is still operating normally. An interrupt is generated so that a power-down sequence can be completed before power is completely lost. The low dropout voltage on the ADP3367 maximizes the available time to carry out the power-down sequence. The resistor divider network R1 and R2 should be selected so that the voltage on PFI is 1.25 V at the desired warning voltage.

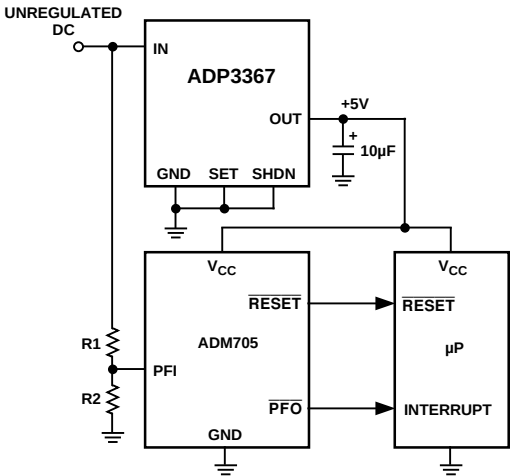
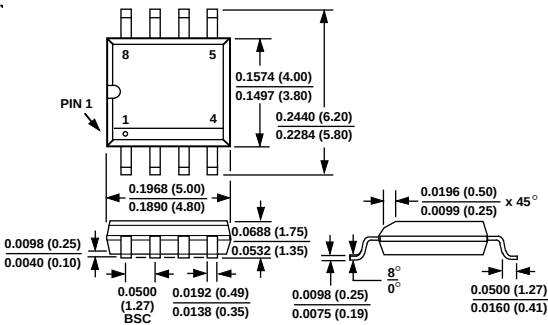


Figure 15. μ P Regulator with Supply Monitoring and Early Power-Fail Warning

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

8-Lead Narrow-Body SOIC (SO-8)





High Accuracy Ultralow I_Q , 300 mA, anyCAP® Low Dropout Regulator

ADP3333

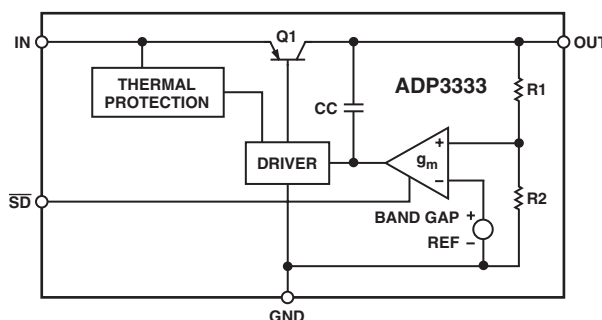
FEATURES

High Accuracy over Line and Load: $\pm 0.8\%$ @ 25°C ,
 $\pm 1.8\%$ Over Temperature
Ultralow Dropout Voltage: 230 mV (Max) @ 300 mA
Requires Only $C_O = 1.0\ \mu\text{F}$ for Stability
anyCAP = Stable with Any Type of Capacitor
(Including MLCC)
Current and Thermal Limiting
Low Noise
Low Shutdown Current: $< 1\ \mu\text{A}$
2.6 V to 12 V Supply Range
 -40°C to $+85^\circ\text{C}$ Ambient Temperature Range
Ultrasmall 8-Lead MSOP Package

APPLICATIONS

Cellular Phones
PCMCIA Cards
Personal Digital Assistants (PDAs)
DSP/ASIC Supplies

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The ADP3333 is a member of the ADP333x family of precision low dropout (LDO) any CAP voltage regulators. Pin compatible with the MAX8860, the ADP3333 operates with a wider input voltage range of 2.6 V to 12 V and delivers a load current up to 300 mA. ADP3333 stands out from other conventional LDOs with a novel architecture and an enhanced process that enables it to offer performance advantages over its competition. Its patented design requires only a $1.0\ \mu\text{F}$ output capacitor for stability. This device is insensitive to output capacitor equivalent series resistance (ESR) and is stable with any good quality capacitor, including ceramic (MLCC) types for space-restricted applications. The ADP3333 achieves exceptional accuracy of $\pm 0.8\%$ at room temperature and $\pm 1.8\%$ over temperature, line, and load variations. The dropout voltage of the ADP3333 is only 140 mV (typical) at 300 mA. This device also includes a safety current limit, thermal overload protection, and a shutdown feature. In shutdown mode, the ground current is reduced to less than $1\ \mu\text{A}$. The ADP3333 has ultralow quiescent current, $70\ \mu\text{A}$ (typ) in light load situations.

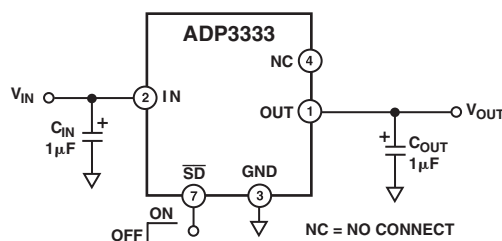


Figure 1. Typical Application Circuit

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective companies.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © 2003 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

ADP3333—SPECIFICATIONS¹ ($V_{IN} = 6.0\text{ V}$, $C_{IN} = C_{OUT} = 1.0\text{ }\mu\text{F}$, $T_J = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Unit
OUTPUT						
Voltage Accuracy ²	V_{OUT}	$V_{IN} = V_{OUTNOM} 0.3\text{ V to }12\text{ V}$ $I_L = 0.1\text{ mA to }300\text{ mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	0.8		0.8	%
		$V_{IN} = V_{OUTNOM} 0.3\text{ V to }12\text{ V}$ $I_L = 0.1\text{ mA to }300\text{ mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	-1.8		+1.8	%
Line Regulation ²		$V_{IN} = V_{OUTNOM} 0.3\text{ V to }12\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		0.04		mV/V
Load Regulation		$I_L = 0.1\text{ mA to }300\text{ mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		0.04		mV/mA
Dropout Voltage	V_{DROP}	$V_{OUT} = 98\%$ of V_{OUTNOM} $I_L = 300\text{ mA}$ $I_L = 200\text{ mA}$ $I_L = 0.1\text{ mA}$		140 105 30	230 185	mV mV mV
Peak Load Current	I_{LDPK}	$V_{IN} = V_{OUTNOM} + 1\text{ V}$		600		mA
Output Noise	V_{NOISE}	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $C_L = 10\text{ }\mu\text{F}$ $I_L = 300\text{ mA}$		45		$\mu\text{V rms}$
GROUND CURRENT						
In Regulation	I_{GND}	$I_L = 300\text{ mA}$ $I_L = 300\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_L = 300\text{ mA}$, $T_J = 85^\circ\text{C}$ $I_L = 200\text{ mA}$ $I_L = 10\text{ mA}$ $I_L = 0.1\text{ mA}$		2.0 2.0 1.5 1.4 200 70	5.5 4.3 3.3 3.3 275 100	mA mA mA mA μA μA
In Dropout	I_{GND}	$V_{IN} = V_{OUTNOM} - 100\text{ mV}$ $I_L = 0.1\text{ mA}$ $V_{IN} = V_{OUTNOM} - 100\text{ mV}$ $I_L = 0.1\text{ mA}$, $T_J = 0^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$		70 70	190	μA μA
In Shutdown	I_{GNDSD}	$\overline{SD} = 0\text{ V}$, $V_{IN} = 12\text{ V}$		0.01	1	μA
SHUTDOWN						
Threshold Voltage	$V_{\overline{THSD}}$	ON OFF	2.0		0.4	V V
$\overline{SD}$ Input Current	$I_{\overline{SD}}$	$0 \leq \overline{SD} \leq 12\text{ V}$ $0 \leq \overline{SD} \leq 5\text{ V}$		0.85 0.8	7 4.5	μA μA
Output Current in Shutdown	$I_{\overline{OSD}}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{IN} = 12\text{ V}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$, $V_{IN} = 12\text{ V}$		0.01 0.01	1 1	μA μA

NOTES

¹Application stable with no load.

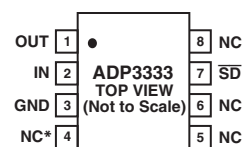
² $V_{IN} = 2.6\text{ V}$ for models with $V_{OUTNOM} \leq 2.3\text{ V}$.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Input Supply Voltage	−0.3 V to +16 V
Shutdown Input Voltage	−0.3 V to +16 V
Power Dissipation	Internally Limited
Operating Ambient Temperature Range	−40°C to +85°C
Operating Junction Temperature Range	−40°C to +125°C
θ_{JA} (4-Layer)	158°C/W
θ_{JA} (2-Layer)	220°C/W
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Vapor Phase (60 sec)	215°C
Infrared (15 sec)	220°C

*This is a stress rating only; operation beyond these limits can cause the device to be permanently damaged.

PIN CONFIGURATION

NC = NO CONNECT

*CAN BE CONNECTED TO ANY OTHER PIN.

PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin	Mnemonic	Function
1	OUT	Output of the Regulator. Bypass to ground with a 1.0 μ F or larger capacitor.
2	IN	Input Pin. Bypass to ground with a 1.0 μ F or larger capacitor.
3	GND	Ground Pin.
4–6, 8	NC	No Connect.
7	$\overline{SD}$	Active Low Shutdown Pin. Connect to ground to disable the regulator output. When shutdown is not used, this pin should be connected to the input pin.

ORDERING GUIDE

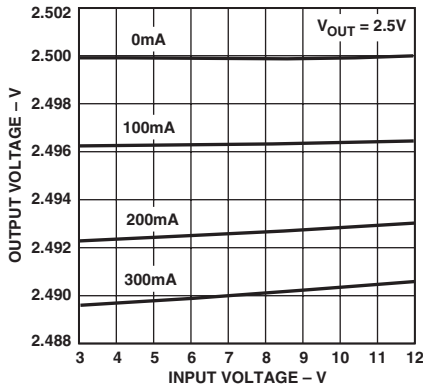
Model	Output Voltage (V)	Package Option	Branding
ADP3333ARM-1.5-RL	1.5	RM-8 (MSOP-8)	LKA
ADP3333ARM-1.5-RL7	1.5	RM-8 (MSOP-8)	LKA
ADP3333ARM-1.8-RL	1.8	RM-8 (MSOP-8)	LKB
ADP3333ARM-1.8-RL7	1.8	RM-8 (MSOP-8)	LKB
ADP3333ARM-2.5-RL	2.5	RM-8 (MSOP-8)	LKC
ADP3333ARM-2.5-RL7	2.5	RM-8 (MSOP-8)	LKC
ADP3333ARM-2.77-RL	2.77	RM-8 (MSOP-8)	LKD
ADP3333ARM-2.77-R7	2.77	RM-8 (MSOP-8)	LKD
ADP3333ARM-3-REEL	3	RM-8 (MSOP-8)	LKE
ADP3333-3-REEL7	3	RM-8 (MSOP-8)	LKE
ADP3333ARM-3.15-RL	3.15	RM-8 (MSOP-8)	LKF
ADP3333ARM-3.15-R7	3.15	RM-8 (MSOP-8)	LKF
ADP3333ARM-3.3-RL	3.3	RM-8 (MSOP-8)	LKG
ADP3333ARM-5-REEL	5	RM-8 (MSOP-8)	LKH
ADP3333-5-REEL7	5	RM-8 (MSOP-8)	LKH

CAUTION

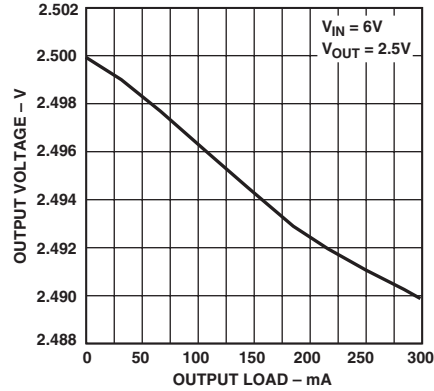
ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the ADP3333 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



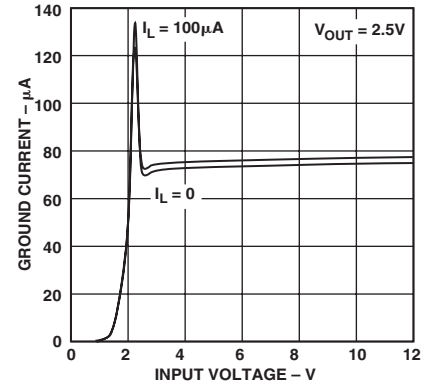
ADP3333 – Typical Performance Characteristics



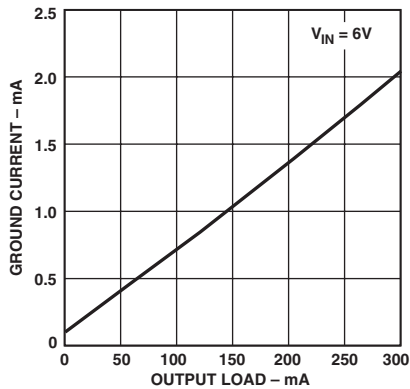
TPC 1. Line Regulation Output Voltage vs. Supply Voltage



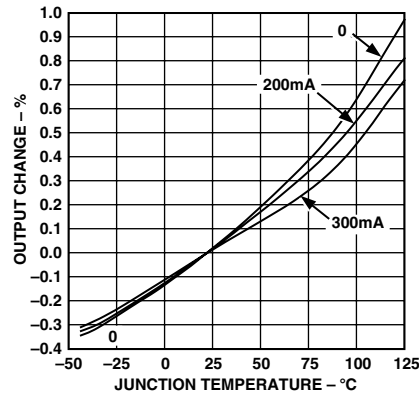
TPC 2. Output Voltage vs. Load Current



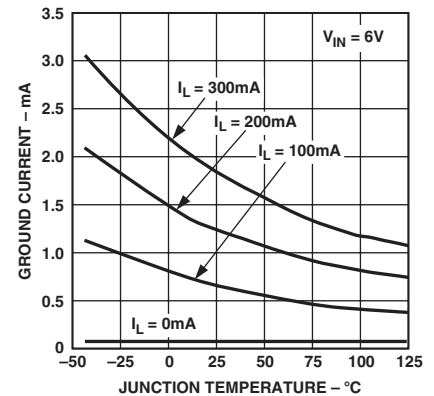
TPC 3. Ground Current vs. Supply Voltage



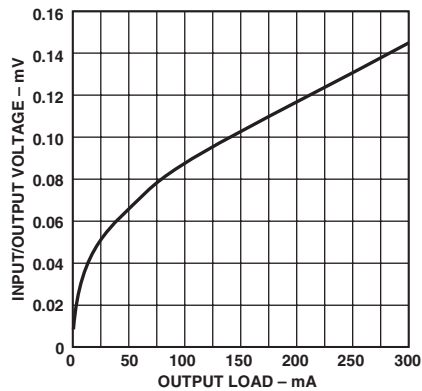
TPC 4. Ground Current vs. Load Current



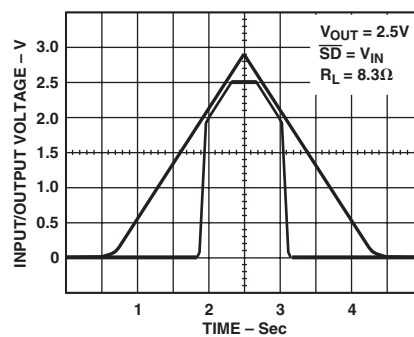
TPC 5. Output Voltage Variation % vs. Junction Temperature



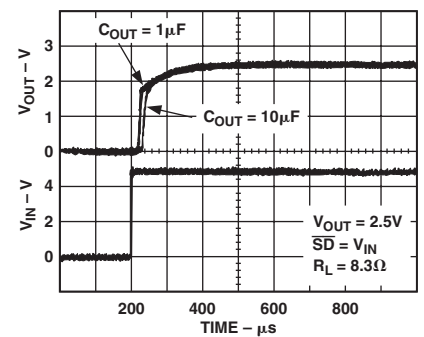
TPC 6. Ground Current vs. Junction Temperature



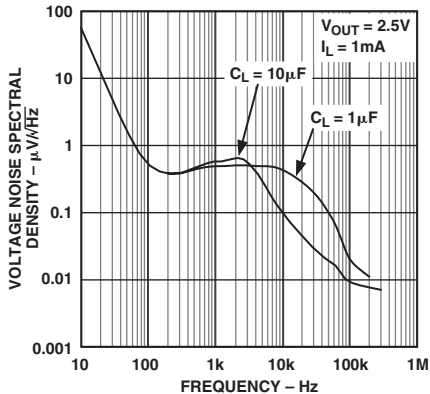
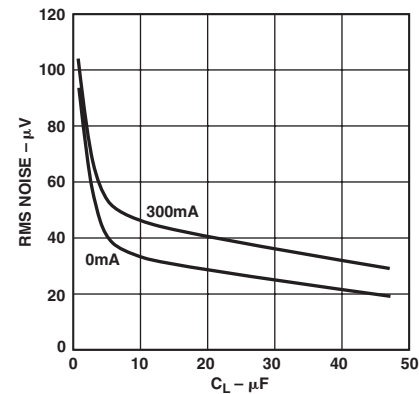
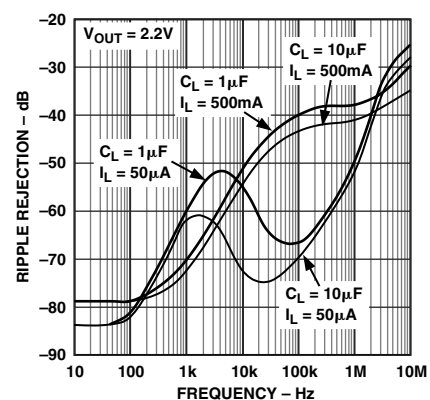
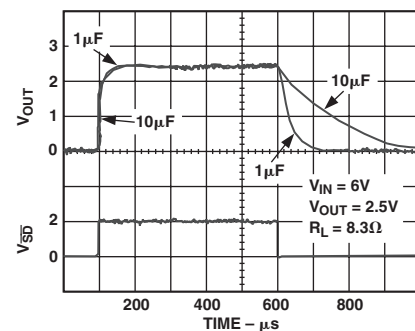
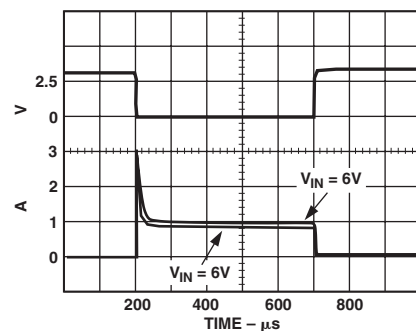
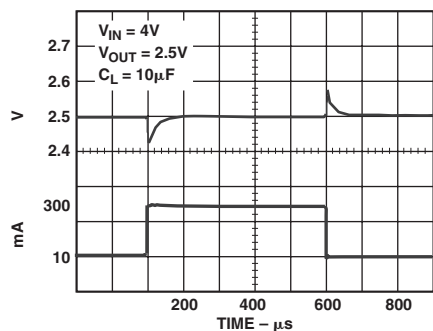
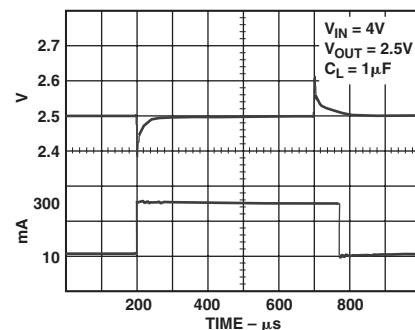
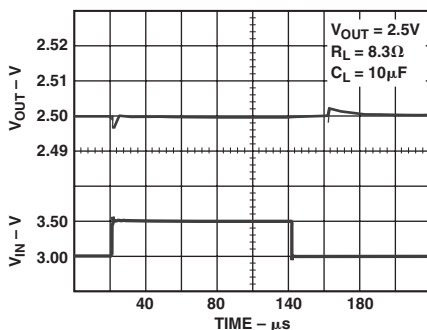
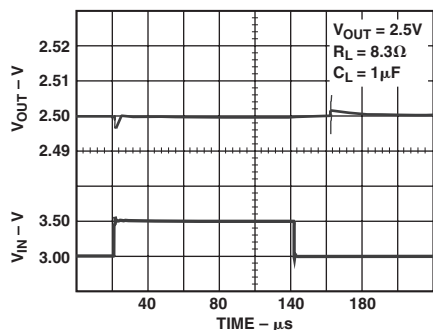
TPC 7. Dropout Voltage vs. Output Current



TPC 8. Power-Up/Power-Down



TPC 9. Power-Up Response



ADP3333

THEORY OF OPERATION

The new anyCAP LDO ADP3333 uses a single control loop for regulation and reference functions (see Figure 2). The output voltage is sensed by a resistive voltage divider consisting of R1 and R2 that is varied to provide the available output voltage option. Feedback is taken from this network by way of a series diode (D1) and a second resistor divider (R3 and R4) to the input of an amplifier.

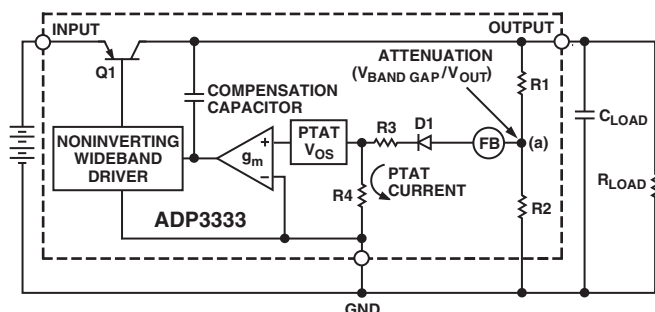


Figure 2. Functional Block Diagram

A very high gain error amplifier is used to control this loop. The amplifier is constructed in such a way that at equilibrium it produces a large, temperature-proportional input offset voltage that is repeatable and very well controlled. The temperature proportional offset voltage is combined with the complementary diode voltage to form a virtual band gap voltage, implicit in the network, although it never appears explicitly in the circuit. Ultimately, this patented design makes it possible to control the loop with only one amplifier. This technique also improves the noise characteristics of the amplifier by providing more flexibility on the trade-off of noise sources and leads to a low noise design.

The R1, R2 divider is chosen in the same ratio as the band gap voltage to the output voltage. Although the R1, R2 resistor divider is loaded by the diode D1 and a second divider consisting of R3 and R4, the values can be chosen to produce a temperature stable output. This unique arrangement specifically corrects for the loading of the divider so that the error resulting from base current loading in conventional circuits is avoided.

The patented amplifier controls a new and unique noninverting driver that drives the pass transistor, Q1. The use of this special noninverting driver enables the frequency compensation to include the load capacitor in a pole splitting arrangement to achieve reduced sensitivity to the value, type, and ESR of the load capacitance.

Most LDOs place very strict requirements on the range of ESR values for the output capacitor because they are difficult to stabilize due to the uncertainty of load capacitance and resistance. Moreover, the ESR value required to keep conventional LDOs stable changes depending on load and temperature. These ESR limitations make

designing with LDOs more difficult because of their unclear specifications and extreme variations over temperature.

With the ADP3333 anyCAP LDO, this is no longer true. This device can be used with virtually any good quality capacitor, with no constraint on the minimum ESR. Its innovative design allows the circuit to be stable with just a small 1 μ F capacitor on the output. Additional advantages of the pole splitting scheme include superior line noise rejection and very high regulator gain, which leads to excellent line and load regulation. An impressive $\pm 1.8\%$ accuracy is guaranteed over line, load, and temperature.

Additional features of the circuit include current limit and thermal shutdown.

APPLICATION INFORMATION

Capacitor Selection

Output Capacitor

The stability and transient response of the LDO is a function of the output capacitor. The ADP3333 is stable with a wide range of capacitor values, types, and ESR (anyCAP). A capacitor as low as 1.0 μ F is all that is needed for stability; larger capacitors can be used if high current surges on the output are anticipated. The ADP3333 is stable with extremely low ESR capacitors ($ESR \approx 0$), such as multilayer ceramic capacitors (MLCC) or OSCON. Note that the effective capacitance of some capacitor types falls below the minimum overtemperature or with dc voltage. Ensure that the capacitor provides at least 1.0 μ F of capacitance over temperature and dc bias.

Input Bypass Capacitor

An input bypass capacitor is not strictly required but is recommended in any application involving long input wires or high source impedance. Connecting a 1.0 μ F capacitor from the input to ground reduces the circuit's sensitivity to PC board layout and input transients. If a larger output capacitor is necessary, then a larger value input capacitor is also recommended.

Output Current Limit

The ADP3333 is short-circuit protected by limiting the pass transistor's base drive current. The maximum output current is limited to about 1 A (TPC 14).

Thermal Overload Protection

The ADP3333 is protected against damage due to excessive power dissipation by its thermal overload protection circuit. Thermal protection limits the die temperature to a maximum of 165°C. Under extreme conditions (i.e., high ambient temperature and power dissipation) where the die temperature starts to rise above 165°C, the output current will be reduced until the die temperature has dropped to a safe level.

Current and thermal limit protections are intended to protect the device against accidental overload conditions. For normal operation, the device's power dissipation should be externally limited so that the junction temperature will not exceed 125°C.

Calculating Junction Temperature

Device power dissipation is calculated as follows

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) I_{LOAD} + (V_{IN}) I_{GND}$$

Where I_{LOAD} and I_{GND} are load current and ground current, and V_{IN} and V_{OUT} are the input and output voltages, respectively.

Assuming the worst-case operating conditions are $I_{LOAD} = 300$ mA, $I_{GND} = 2.6$ mA, $V_{IN} = 4.0$ V, and $V_{OUT} = 3.0$ V, the device power dissipation is

$$P_D = (4.0\text{ V} - 3.0\text{ V}) 300\text{ mA} + (4.0\text{ V}) 2.0\text{ mA} = 308\text{ mW}$$

The package used on the ADP3333 has a thermal resistance of 158°C/W for 4-layer boards. The junction temperature rise above ambient will be approximately equal to

$$T_{JA} = 0.308\text{ W} \times 158^\circ\text{C/W} = 48.7^\circ\text{C}$$

So, to limit the junction temperature to 125°C , the maximum allowable ambient temperature is

$$T_{A(MAX)} = 125^\circ\text{C} - 48.7^\circ\text{C} = 76.3^\circ\text{C}$$

Shutdown Mode

Applying a high signal to the shutdown pin, or connecting it to the input pin, will turn the output ON. Pulling the shutdown pin to 0.3 V or below, or connecting it to ground, will turn the output OFF. In shutdown mode, the quiescent current is reduced to less than 1 μA .

Printed Circuit Board Layout Considerations

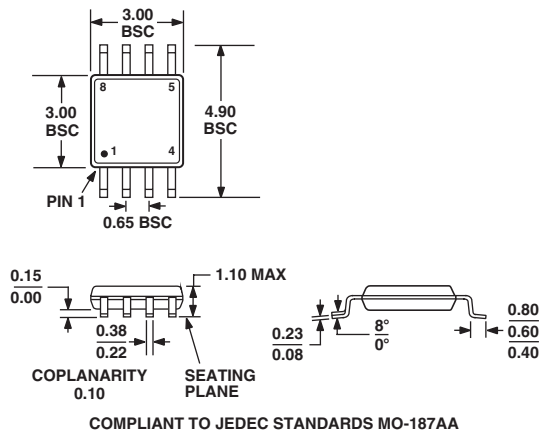
Use the following general guidelines when designing printed circuit boards:

- Keep the output capacitor as close to the output and ground pins as possible.
- Keep the input capacitor as close to the input and ground pins as possible.
- PC board traces with larger cross sectional areas will remove more heat from the ADP3333. For optimum heat transfer, specify thick copper and use wide traces.
- Connect the NC pins (4, 5, 6, and 8) to ground for better thermal performance.
- The thermal resistance can be decreased by approximately 10% by adding a few square centimeters of copper area to the lands connected to the pins of the LDO.
- Use additional copper layers or planes to reduce the thermal resistance. Again, connecting the other layers to the ground and NC pins of the ADP3333 is best but not necessary. When connecting the ground pad to other layers, use multiple vias.

OUTLINE DIMENSIONS

8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]
(RM-8)

Dimensions shown in millimeters



Revision History

Location	Page
8/03—Data Sheet changed from REV. 0 to REV. A	
Changes to Figure 1	1
Updated ORDERING GUIDE	3
Updated Output Capacitor section	6
Updated Calculating Junction Temperature section	7
Updated OUTLINE DIMENSIONS	8