Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú

UNIVERSITAT POLITÉCNICA DE CATALUNYA

PROYECTO FIN DE CARRERA

TÍTULO: SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE POSICIONAMENTO GEOGRÁFICO

AUTOR: FERNÁNDEZ OLTRA, RUBÉN

TITULACIÓN: INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIONES, ESPECIALIDAD SISTEMAS ELECTRÓNICOS.

DIRECTOR: ROSET I JUAN, XAVIER

DEPARTAMENTO: 710 – INGENIERÍA ELETRÓNICA

FECHA: 13 DE JULIO DE 2007

TÍTULO: SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE POSICIONAMENTO GEOGRÁFICO

APELLIDOS: FERNÁNDEZ OLTRA **NOMBRE: RUBÉN**

TITULACIÓN: INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIONES

ESPECIALIDAD: SISTEMAS ELECTRÓNICOS **PLAN: 95**

DIRECTOR: ROSET I JUAN, XAVIER

DEPARTAMENTO: 710 – INGENIERÍA ELECTRÓNICA

CALIFICACIÓN DEL PFC

TRIBUNAL

PRESIDENTE **SECRETARIO** **VOCAL**

FECHA DE LECTURA: 13 DE JULIO DE 2007

Este proyecto tiene en cuenta aspectos medioambientales: □ Sí □ No

PROYECTO FIN DE CARRERA

RESUMEN (máximo 50 líneas)

En este proyecto se ha realizado el estudio de las cadenas de medida de posición y de orientación de un sismómetro oceánico de profundidad (OBS).

El objetivo de este proyecto es proponer un prototipo de cadena de medida cuya función permita posicionar de forma precisa el sismómetro.

De esta forma se garantizará que los datos recogidos por el sistema de adquisición del OBS durante la campaña oceanográfica son correctos.

Para ello se ha implementado una placa de adquisición de datos de posicionamiento. Este prototipo, contiene una etapa de medida de posición y una etapa de medida de orientación.

La etapa de medida de posición se encuentra formada por un sensor de aceleración (ADXL330) que actúa como inclinómetro de tres ejes. A partir de estas tres componentes se deduce la inclinación del sistema OBS.

Posteriormente cada una de las salidas del sensor es introducida en la entrada de un multiplexor que se encarga de seleccionarlas de forma individual y secuenciada.

Una vez seleccionada la salida del sensor, el valor deberá ser adaptado mediante un amplificador de instrumentación (A.I) que ajustará y regulará los valores de tensión para ser digitalizados por un conversor A/D de aproximaciones sucesivas.

La segunda cadena de medida, es la correspondiente a la orientación. Dentro de la cual existe un sensor (brújula) de dos salidas de tensión. A partir de una relación entre ambas podemos obtener la orientación del conjunto.

Posteriormente y al igual que en el caso de la primera cadena de medida, la cadena de orientación se encuentra formada por un multiplexor para sus dos salidas, así como una etapa de amplificación con una ganancia adecuada al margen de tensión del conversor A/D.

Finalmente, ambas cadenas deberán conectarse a un conversor A/D que digitalice sus valores mediante el control de un microcontrolador. Este último se encargará de almacenar en memoria dichos valores o de enviarlos al buque.

Palabras clave (máximo 10):

ACELERÓMETRO	BRÚJULA	OBS	CAPACITIVO
EFECTO HALL	INCLINÓMETRO	AMPLIFICADOR INSTRUMENTACIÓN	GRAVEDAD
3D	SENSIBILIDAD		

ÍNDICE

MEMORIA INICIAL Pág.4

INTRODUCCIÓN Pág.4

SISMOLOGIA PASIVA Pág.5

SISMOLOGIA ACTIVA.....Pág.5

1. SISMOMETROS OCEANICOS

1.1. SISMOMETRO OCEÁNICO DE PROFUNDIDAD (OBS) Pág.7
1.2. FUNCIONAMIENTO DEL MINIDOBS SEISMOMETER Pág.8
1.3. ELEMENTOS QUE FORMAN EL MINIDOBS SEISMOMETER Pág.9
1.3.1. SENSORES Pág.10
1.3.2. SISTEMA DE REGISTRO Y ALMACENAMIENTO Pág.12
1.3.3. SISTEMA DE RECUPERACIÓN Pág.14
1.3.4. SISTEMA DE DETECCIÓN DEL EQUIPO EN LA SUPERFICIE Pág.16

2. SENSORES DE POSICIONAMIENTO Y ORIENTACIÓN

2.1. FABRICANTES DE SENSORES Pág.18
2.2. INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DE ACCELEROMETROS Pág.19
2.3. TECNOLOGÍAS DE FUNCIONAMIENTO DEL ACELEROMETRO Pág.22
2.3.1. ACELEROMETROS BASADOS EN TECNOLOGÍA CAPACITIVA Pág.22
2.3.2. ACELEROMETROS BASADOS EN TECNOLOGÍA PIEZOELÉCTRICA Pág.24
2.3.3. ACELEROMETROS CREADOS CON TECNOLOGIA PIEZORESISTIVA Pág.26
2.3.4. ACELEROMETROS CREADOS CON TECNOLOGIA MECANICA Pág.26
2.3.5. ACELEROMETROS DESARROLLADOS CON TECNOLOGIA MICROMECANICA (MEMS)..... Pág.26

2.4. FABRICACIÓN DE DISPOSITIVOS MEMS.

2.4.1. MICROMÁQUINADO DE SILICIO DE CUERPO.....Pág.28
2.4.2. MICROMÁQUINA DE SILICIO SUPERFICIAL Pág.29
2.4.3. MICROMECANIZADO DE SILICIO EN VOLUMEN.....Pág.29
2.4.4. FOTOLITOGRAFÍA Pág.31
2.4.5. MOLDEADO DE PLÁSTICO (LIGA) Pág.32
2.4.6. MECANIZADO POR ELECTRO DESCARGA (EDM) Pág.32
2.4.7. PROCESO GENERAL DE FABRICACIÓN DE MEMS.....Pág.34

2.5. APLICACIONES DE ACELEROMETROS Pág.35

2.6. SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICO Pág.36

2.7. ACELEROMETROS ENTRAN

2.7.1. MODELOS EGA, EGA2 Y EGA3 .....Pág.38
2.7.2. MODELOS EGA, EGAS3 .....Pág.39
2.7.3. MODELOS EGAX, EGAXT3 .....Pág.40
2.7.4. MODELOS EGCS Pág.41
2.7.5. MODELOS EGI Pág.42
2.7.6. MODELOS EGM Pág.43

2.7.7. MODELOS EGP Pág.44
2.7.8. MODELOS EGRH Pág.45
2.7.9. MODELOS EGS Pág.46

2.8. ACELEROMETROS METRA

2.8.1. FABRICACIÓN POR FLEXIÓN (BENDER) Pág.47
2.8.2. FABRICACIÓN POR COMPRESIÓN (COMPRESSIÓN) Pág.50

2.9. ACELEROMETROS SEIKA

2.9.1. FAMILIA B (B1, B2 Y B3) Pág.52
2.9.2. FAMILIA BDK (BDK3, BDK10, BDK100) Pág.53
2.9.3. ACELEROMETRO NG360 ..... Pág.53
2.9.4. SBG3I Pág.54

2.10. FAMILIA ADXL DE ANALOG DEVICES

2.10.1. ACELERÓMETROS ADXL Pág.63
2.10.2. ADXL 203 ..... Pág.63
2.10.3. ADXL 311 ..... Pág.66
2.10.4. ADXL 320 ..... Pág.68
2.10.5. ADXL 330 ..... Pág.70

2.11. HITACHI METALS

2.11.1. H34C/H48C Pág.71

2.12. BRÚJULA Pág.76

2.13. ELECCIÓN DEL SENSOR Pág.79

2.13.1. SENSOR DE INCLINACIÓN Pág.81
2.13.2. SENSOR BRÚJULA Pág.84

2.14. CONCLUSIONES Pág.86

3. ESTUDIO Y DISEÑO DE LAS DIFERENTES ETAPAS

3.1. CADENA DE MEDIDA DE POSICIÓN Pág.88
3.2. CADENA DE MEDIDA DE ORIENTACIÓN Pág.89
3.3. ACELERÓMETRO ADXL330 (INCLINÓMETRO) Pág.90
3.4. BRÚJULA (R1595) Pág.115
3.5. MULTIPLEXOR ADG704 ..... Pág.120
3.6. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN Pág.128
3.7. CONVERSOR A/D (AD7892) Pág.149
3.8. MICROCONTROLADOR FAMILIA MCS-51 ..... Pág.164

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1. CADENA DE MEDIDA DE POSICIÓN Pág.170

4.1.1. CALIBRACIÓN Pág.170
4.1.2. SENSOR DE INCLINACIÓN Pág.172
4.1.3. VALORES TEÓRICOS Y MEDIDOS Pág.172

4.2. CADENA DE MEDIDA DE ORIENTACIÓN Pág.178

4.2.1. CALIBRACIÓN Pág.178
4.2.2. SENSOR DE ORIENTACIÓN Pág.178

4.2.3. VALORES TEÓRICOS Y MEDIDOS....Pág.179
4.2.4. INCLINACIÓN DEL SISTEMA DE ORIENTACIÓN Pág.180

4.3. CONSUMO TOTAL Pág.180

4.4. PRESUPUESTO PLACA ADQUISICIÓN Pág.181

4.5. CONCLUSIONES

4.5.1. CADENA DE MEDIDA DE POSICIÓN Pág.183
4.5.2. CADENA DE MEDIDA DE ORIENTACIÓN Pág.183
4.5.3. CONSUMO Y PRECIO DEL DISPOSITIVO Pág.183

4.6. ESPECIFICACIONES FINALES DEL PROTOTIPO Pág.184

5. CONCLUSIONES Pág.185

6. ANEXOS

6.1. ANEXO I Pág.187
6.2. ANEXO II Pág.189

7. REFERENCIAS Pág.200

RESUMEN INICIAL

Sistema de Adquisición de Posicionamiento Geográfico, es un proyecto que pretende realizar una mejora a un sistema de medición de vibraciones marino ya existente. Esta mejora no es más que la implementación de un sistema o modulo capaz de proporcionar la posición del dispositivo una vez ha sido lanzado al fondo marino. Entendiendo por posición la inclinación y la orientación del mismo.

Para ello el módulo consta de dos cadenas de medida diferenciadas una para cada función del dispositivo. Ambas contienen el sensor que realiza las funciones de inclinómetro y de brújula respectivamente, la etapa de acondicionamiento de las señales de estos sensores y la forma para almacenar los valores medidos.

Para la elección de dichos sensores se ha realizado un estudio de los diferentes tipos de tecnologías existentes y se ha planteado las necesidades de nuestro diseño. En función de todos estos parámetros se ha escogido el sensor más adecuado para cada una de las cadenas de medida.

Posteriormente, se ha realizado el análisis y el ajuste de cada cadena a los márgenes esperados, para finalmente implementar un prototipo que realice dichas funciones y del cual poder extraer la información requerida.

INTRODUCCIÓN

En geología el término placa representa una plataforma grande y rígida de roca sólida. Y el término tectónica viene del griego construir. La superficie terrestre se encuentra formada por una docena de placas tectónicas que están moviéndose relativamente entre ellas y las dorsales oceánicas generan más corteza terrestre.

Hoy en día se sabe que la mayoría de los procesos geológicos ocurridos en tierra están directamente o indirectamente relacionados con la dinámica del fondo oceánico. De esta forma durante el siglo XX, la mejoras en la instrumentación sísmica y el uso más extendido de instrumentos para registrar terremotos como los sismógrafos, permitieron a los científicos conocer la tendencia de los terremotos a concentrarse en ciertas áreas, la mayoría a lo largo de las dorsales oceánicas.

De esta forma nació la sismología que es el estudio del comportamiento destructivo de los terremotos, además del análisis de las ondas producidas en los sismos. Estas ondas contienen información valiosa para conocer la estructura interna de La Tierra.

Dentro de la sismología podemos diferenciar dos vertientes:

- **Sismología *pasiva*.** En este tipo de exploración el sismómetro marino registra los datos son generados directamente por terremotos cercanos, producidos de forma natural mediante geófonos.

- **Sismología *activa*.** En este caso la exploración se basa en la generación mediante dispositivos mecánicos, de frentes de onda acústicos comprendidos entres los 5 Hz y

los 100 Hz. Estos frentes viajan por el subsuelo convirtiéndose en vibraciones y encontrando de esta forma cambios en las diferentes capas geológicas de la Tierra, provocando ecos (reflexiones y refracciones) que viajan por el fondo marino.

- **Sismología por Reflexión.** Este método utiliza la emisión de ondas sísmicas que descienden hacia el interior del subsuelo hasta chocar con un cambio de medio, allí se produce una onda reflejada.

  A partir del tiempo de de llegada de la onda generada y la reflejada los geófonos pueden determinar las diferentes capas del subsuelo.

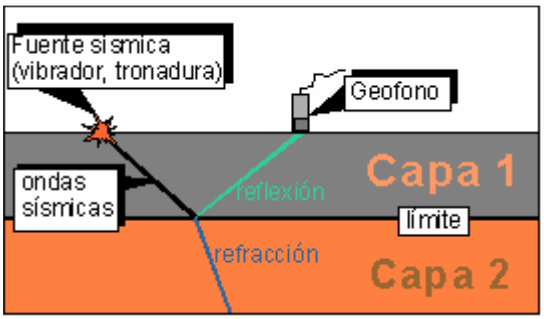


Figura 1. Sismología por Reflexión

- **Sismología por Refracción**. Consiste en al generación de ondas sísmicas, haciéndolas incidir en las capas del subsuelo marino con un ángulo crítico. La onda refractada generada se desplazará por la capa inferior de forma paralela entre la frontera entre capas, hasta regresar a la capa superior donde es registrada.

  A partir de la utilización de varios geófonos y conociendo el tiempo y la distancia que ha estado viajando dicha onda se puede aproximar la velocidad de la onda sobre un tipo de capa y de esa forma determinar la propiedades de dicha capa.

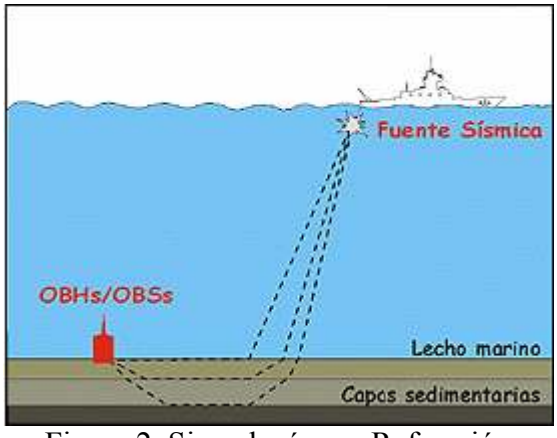


Figura 2. Sismología por Refracción

Mediante estos dos procesos se han construido una serie de dispositivos denominados *Ocean Bottom Seismometer* (OBS), que son utilizados para medir las vibraciones con el fin de mapear el subsuelo oceánico o de inspeccionar las capas litológicas del fondo marino.

Para realizar estas campañas oceanográficas se utilizan ondas generadas por medio de cañones de aire comprimido y que son propagadas por la superficie de la tierra o del mar. Utilizando geófonos a distancias convenientemente calculadas y por medio de la técnica de sísmica por refracción se puede saber el tipo de capas del fondo oceánico. En la siguiente figura 4.3 se muestra un ejemplo:

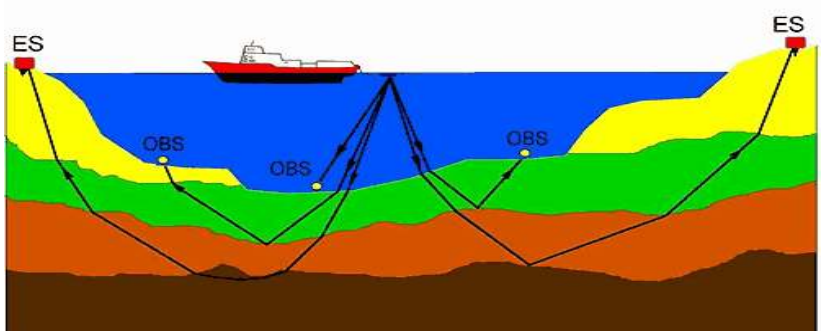


Figura 3. Mapeado mediante OBS.

Interesa que los datos obtenidos por los geófonos sean suficientemente buenos para poder identificar, con un procesado posterior, el tipo de capas geológicas, a través de las llegadas de ondas retardadas por la diferente velocidad de los medios que se encuentran.

Cuando el OBS es desplegado en el fondo marino, el conocimiento de la inclinación y orientación del geófono que se acopla al fondo marino, proporciona unos datos muy interesantes a la hora de procesar los datos para reconstruir el perfil geológico de la zona submarina de estudio con mayor precisión. El presente proyecto quiere ser una contribución al proyecto de investigación *"TRANSMISIÓN DE SEÑAL EN LOS SENSORES SUBMARINOS AUTÓNOMOS LIGEROS"* con referencia CTM2004-04510-C03-01/MAR, que lleva a cabo el equipo de investigación de la UPC SARTI (Sistemas de Adquisición Remota y Tratamiento de la Información).

SISMÓMETROS OCEÁNICOS

En este capítulo se realiza una introducción al sistema de instrumentación de un sismómetro oceánico denominado OBS *(Ocean Bottom Seismometer)*. A partir de este sistema se realiza nuestro estudio para obtener un correcto posicionamiento y orientación del mismo en el fondo marino.

Además se realizará el estudio de todos los componentes que conforman este sistema, así como de la explicación de la teoría de movimientos sísmicos y de su detección.

1.1 Sismómetro oceánico de profundidad (OBS).

El OBS es un equipo para registrar datos sísmicos del fondo marino con cuatro componentes a partir de sensores del tipo geófonos e hidrófonos. Estos sensores son utilizados para percibir vibraciones tanto en el suelo oceánico (para el caso del geófono) y de presión acústica en el agua (para el caso del hidrófono).

Existe también un sistema denominado OBH (Ocean Bottom Hydrophones), el cual, es un sistema OBS formado únicamente por sensores tipo hidrófonos.

Un modelo de OBS, es el denominado miniDOBS desarrollado por los Laboratorios Bullard, el cual es capaz de percibir y almacenar 4 componentes de datos sísmicos. Tres de estas componentes son las pertenecientes a los tres ejes ortonormales de las vibraciones del fondo marino y la cuarta componente es la onda acústica del agua.

La detección de estos datos sísmicos puede ser debida a dos fuentes diferenciadas de vibraciones, las activas producidas por un buque oceanográfico y las pasivas producidas de forma natural (terremotos).

En la figura 1.1 se muestra la sonda miniDOBS:

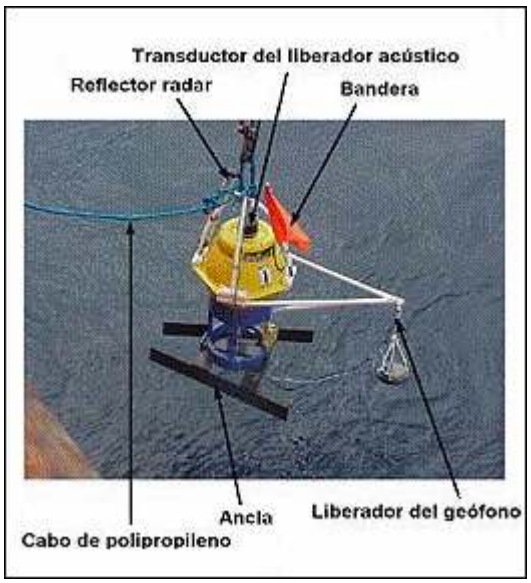


Figura 1.1. Sonda miniDOBS.

Entre los años 1997 y 1998 los Laboratorios Bullard desarrollaron 16 de estos instrumentos, los cuales fueron utilizados en distintas campañas realizadas en el Océano Pacífico Este, por el *Doherty Earth Observatory* y el *Scripp Institute of Oceanography*.

Posteriormente, fueron cedidos 9 de estos sistemas al Instituto de Ciencias de la Tierra "Jaime Almera", con el fin de obtener información del tipo y del espesor de las capas geológicas que subyacen en el fondo marino. Para ello se han realizado numerosas campañas en el Mar Mediterráneo con el fin de poner a punto, en condiciones ambientales reales a estos sistemas.

1.2 Funcionamiento del miniDOBS Seismometer:

El miniDOBS es un sistema formado por un hidrófono y un sismómetro oceánico de profundidad. El valor de alcance de profundidad, para medir vibraciones oscila entre los 50 y los 6000 metros.

Este sistema debe ser recuperado para analizar la información percibida durante la campaña. Los datos de este sistema son guardados en formato digital.

Los componentes que forman el equipo son:

- **Una esfera:** Esta esfera contiene la parte electrónica de medida y adquisición de datos.

- **Sensores:** Estos se encuentran suspendidos de un brazo y unidos a la esfera anterior.

- **Ancla:** Esta parte del sistema, permite depositarlo en el fondo oceánico.

Finalmente, aproximadamente dos horas después de ser lanzado hacia el fondo marino el disco de titanio que contiene y protege los geófonos se descuelga del brazo que lo sostiene y se deposita en el suelo.

Una vez posicionado en el fondo marino la cadena de adquisición comienza a registrar los datos procedentes de las vibraciones. Estos datos captados por los sensores son amplificados y digitalizados, para posteriormente ser almacenados en una memoria.

Una vez esta memoria se encuentra llena, los datos son volcados al disco duro que contiene el sistema. De esta forma la memoria queda totalmente vacía y operativa para volver a ser escrita con nuevos datos.

Finalizada la campaña, es enviada una señal acústica desde el buque. Esta señal acústica se encuentra codificada y produce la liberación del sistema mediante la activación del liberador mecánico que se encarga de soltar el ancla del sistema de adquisición de datos. Finalmente el equipo va ascendiendo por flotación hacia la superficie, donde es recogido.

1.3 Elementos que forman el miniDOBS Seismometer:

A partir de este punto se detallarán todos los componentes del sistema OBS, explicando la relación existente entre cada una de las partes.

Figura 1.2. Componentes OBS

Cada sistema miniDOBS incluye:

- **Bandera.** Este elemento se encuentra en la parte superior (asas) del sistema OBS y su función es permitir una rápida localización cuando el sistema se encuentra a flote en alta mar, en el momento de su recuperación.

- **Reflector de radar.** Este elemento es una placa metálica situada en las asas del sistema OBS. Su función es permitir a los radares detectar la presencia del sistema una vez se encuentre a flote, en el momento de su recuperación.

- **Estructura de polietileno.** Esta estructura o chasis, es la encargada de proteger la esfera. La forma de este dispositivo es octogonal y se encuentra dividida en dos partes, ancladas por dos tuercas de nylon.

  En la parte superior de la estructura, existen diversos accesos que permiten conectar con relativa facilidad un transconductor del liberador acústico y una pantalla LCD que permite al usuario ver externamente algunos parámetros del proceso de adquisición de datos.

  En su interior encontramos un hueco a través del cual se conecta el cableado del hidrófono, del geófono y de la interficie con el PC. Esta parte de la estructura se encuentra unida con la base de nylon de color azul.

  También incluye unos brazos encargados de sostener al geófono y de dos asas que sirven para desplegar al equipo.

- **Base de Nylon.** Esta parte del sistema se encuentra fijada a la estructura de polietileno. Se puede distinguir ya que su color es azul.

  En la parte superior de esta estructura encontramos una barra metálica, de la que cuelga el liberador mecánico. La parte inferior de la base de nylon se encuentra en contacto directo con el ancla por medio de unas muescas que ajustan perfectamente las dos partes.

  Además se encuentra fijado uno de los brazos que sostienen el geófono en una de las caras de esta base de nylon. El hidrófono se suele sujetar en una de las patas de la misma base.

- **Brazos.** En el sistema OBS es necesario la utilización de este elemento para sostener en una primera instancia al geófono. De esta forma se mantiene alejado al geófono de la estructura principal del OBS unos 700 mm y evitar la influencia de las resonancias espurias que genera el instrumento, para salvaguardar los datos.

- **Una Esfera.** Esta esfera esta fabricada en vidrio de Benthos 2040-17V y tiene 17", en su interior se encuentra formada por dos semiesferas cerradas herméticamente al vacío. Las dimensiones de la misma son 432mm de diámetro exterior y 404mm de diámetro interior y su peso es de 17,7 Kg.

  En su interior se puede encontrar toda la parte electrónica de adquisición, de almacenamiento de datos, así como la alimentación (baterías) necesarias para la alimentación de dicho sistema

  Incluye también un puerto que permite realizar el vació en el interior de la esfera, además de cinco conectores marinos. La capacidad de la misma es de 6000 metros de profundidad.

- **Ancla.** El ancla es un elemento que sirve para fondear al sistema OBS. Su peso es de 35 kg. Su forma es como la de un trineo para poder compensar el peso del geófono y sus brazos y descender de una forma estable.

1.3.1 Sensores:

- **Geófono SM-6.** Este instrumento permite obtener datos a partir de las vibraciones del suelo marino.

  La estructura sensora consta de tres geofonos, una para cada componente para captar dichas vibraciones, dos de ellas horizontales y una vertical. La frecuencia de corte de estas componentes es de 4,5 Hz, una sensibilidad de 28V/m/s y una distorsión menor a 0.3%.

  La estructura sensora esta unida a los brazos por medio de un trípode de nylon y el liberador. Además se encuentra protegido por un disco de Aluminio.

La figura (1.3) muestra una imagen de la estructura sensora con los geófonos utilizada en la campaña oceanográfica CALIBRA 2006.

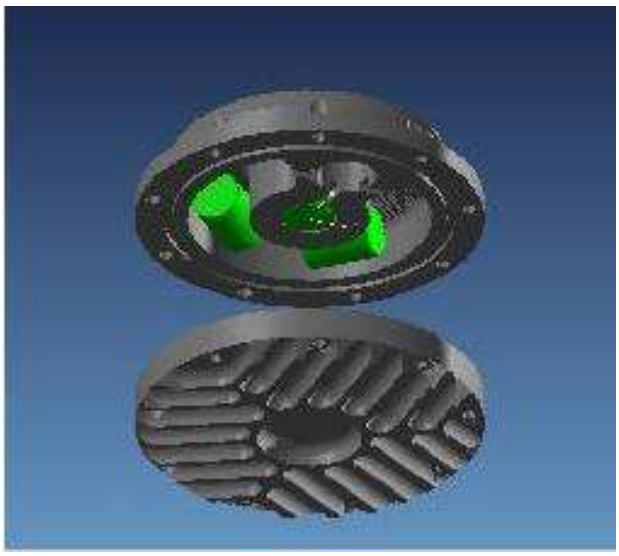


Figura 1.3. Imagen Estructura sensora.

Los datos percibidos por el geófono son mandados a la esfera mediante un cable conectado en la parte inferior de esta última.

Una vez el dispositivo OBS alcanza el suelo marino tarda en desplegar el geófono entre 2 y 4 horas y llegar a estar en contacto con el fondo marino.

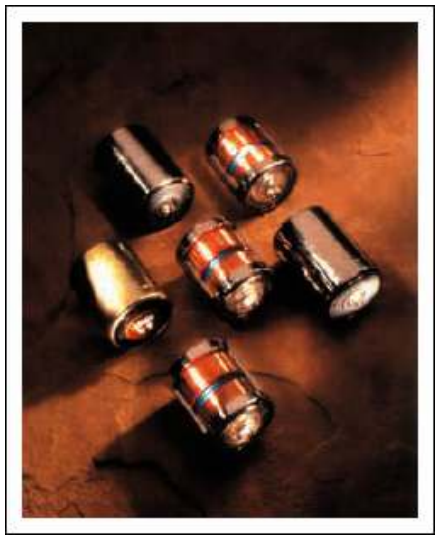


Figura 1.4 Modelos Geófono SM-6

- **Hidrófono.** Este dispositivo permite captar la presión acústica del agua y se encuentra sujeto a una de la patas de la base azul de nylon, por medio de una esponja entre ambos. Esta esponja permite aislar la señal captada por el hidrófono de los movimientos de la estructura OBS.

La tabla (1.1) muestra las características del mismo:

Sismómetro	*Fabricante*	*Hidrofono*	*Ganancia*
OBS 1	High Tech Inc.	HTI-90-U	4
OBS 2	High Tech Inc.	HTI-90-U	1

Tabla 1.1. Características Hidrófono HTI-90-U

El sensor tiene forma cilíndrica y se conecta al sistema de adquisición de datos mediante un conector marino que se encuentra en la parte inferior de la esfera.

Figura 1.5. Hidrófono

1.3.2 Sistema de Registro y Almacenamiento:

A continuación se muestra todos los componentes que forman la parte de adquisición de datos de la esfera:

- **Placa ADC.** Esta placa es la encargada de realizar la conversión de los datos captados por el hidrófono y el geófono de forma analógica y los convierte a digital. El número de bits que tendrá cada palabra digital es de 24 bits.

  Esta placa consta de 4 canales, tres de los cuales son para las tres componentes del geófono y un canal para el hidrófono.

  El número de muestras por segundo para 4 canales activos varía entre 128 a 256 muestras por segundo, llegando a ser superior en el caso de utilizar un único canal.

  La relación señal-ruido del dispositivo es de 130 dB y su margen dinámico es de 144 dB.

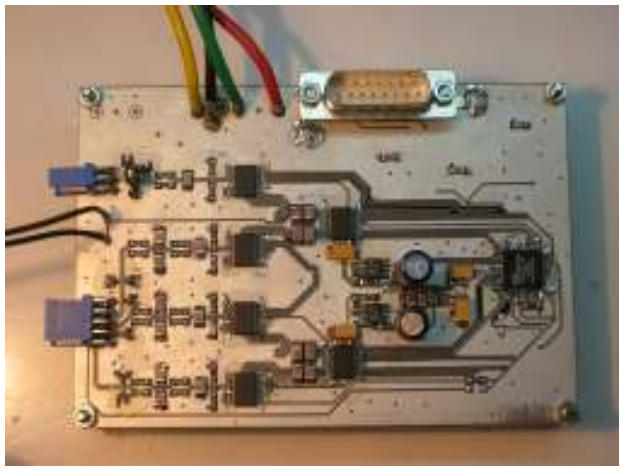


Figura 1.7. Modulo conversor A/D CS5372

- **Placa RAM.** Esta memoria es la encargada de almacenar momentáneamente los datos procesados, antes de ser volcados al microprocesador.

  La memoria de esta placa varía entre 1 y 4 Mbits, el tiempo que tarda en estar llena depende del número de canales activos y de la amplitud de la señal captada. Normalmente en la mayoría de pruebas este tiempo es de aproximadamente 1 hora.

- **Disco SCSI.** El sistema OBS puede contener hasta 4 de estos discos cuya capacidad suele ser de 2.1 Gbits, aunque lo normal es utilizar tan solo uno.

  Los datos registrados son almacenados cada vez que la memoria RAM del sistema esta llena, aproximadamente una hora. Además estos datos pueden ser volcados a otras unidades de memoria mediante una tarjeta SCSI.

  Los datos de estos discos duros se encuentran comprimidos en un formato que puede ser leído por el programa DATADISP.

- **Placa CPU.** Los datos son procesados por un microcontrolador Motorola M68332 de 32 bits. Estos datos son proporcionados por la placa ADC mediante un puerto serie QSPI. El módulo del microcontrolador se denomina TT81M-V2 de Onset Company y la expansión de memoria CompactFlash es la CF8V2 de Persistor Instruments.

  La frecuencia de funcionamiento esta comprendida entre 2 y 16 MHz dependiendo de los datos que deba procesar.

Figura 1.7. Microcontrolador M68332.

- **Reloj Interno.** La señal interna de reloj, necesaria para la sincronización de la parte electrónica es muy estable (Cristal TCXO). La sincronización se realiza de forma externa con un GPS y cuya precisión es de 10ms.

  En el caso del sismómetro construido para la campaña CALIBRA 2006, se ha utilizado el Vectron TC-140 con una frecuencia de salida de 32.768MHz.

- **Fuente de alimentación.** Al estar el equipo sumergido a tanta profundidad necesitaremos una fuente de alimentación capaz de mantener la parte electrónica en funcionamiento.

  Esta fuente es capaz de repartir tensiones que varíen entre los 36V, 12V, 9V, 5V y 4,5V suministradas por las diferentes baterías de la esfera.

- **Baterías.** Este dispositivo permite que el equipo pueda estar sumergido durante 10 días recogiendo datos.

  En el sistema OBS existen 4 tipos de baterías:

  - 24 Baterías alcalinas tipo D de 1.5V en serie (36V nominales) para alimentar la CPU.

  - 6 Baterías alcalinas tipo D de 1.5V en serie (9V nominales) repartidas en dos grupos para alimentar el conversor analógico/digital (ADC).

  - 3 Baterías alcalinas tipo D de 1.5V en serie (4.5V nominales) como baterías de backup del reloj.

  - 1 Batería recargable de 12V de Níquel-Cadmio para alimentar el arranque del disco duro.

- **Pantalla LCD.** Este dispositivo se encuentra en la parte externa del sistema OBS y permite mostrar al usuario los parámetros:

  - Hora actual del equipo.
  - Media de la amplitud de los datos captados por los sensores.
  - Número de bits que se desechan por cada muestra.
  - Porcentaje de memoria utilizada.

  Existe un sensor de luz que activa o desactiva la pantalla, de esta manera se ahorra el máximo la energía del equipo. Además permite realizar un reset al equipo mediante un interruptor magnético que se encuentra en la parte derecha de la pantalla.

1.3.3 Sistema de recuperación:

Electrónica del liberador acústico:

La parte electrónica de liberación, es la que se encarga de activar los dos circuitos del *liberador mecánico* y mantener la comunicación con la unidad de cubierta del buque. Para la campaña CALIBRA 2006 se ha utilizado la placa de liberación AR-3X1-V3 de IXSEA.

La ubicación de esta circuitería es en la semiesfera superior y consta de:

- **Memoria EPROM**. En esta memoria se programan los códigos y frecuencias utilizados para que el instrumento pueda ser liberado.

- **Baterías**. Los diferentes tipos de baterías que alimentan a la electrónica del liberador son:

  - 10 Baterías de Sulfato de Litio de 3V en serie (30 V nominales) contenidas en un grupo. Estas alimentan directamente el liberador acústico.

  - 4 Baterías de Sulfato de Litio de 3V en serie (12V nominales), estas alimentan el primer circuito de liberación y una luz que se enciende una vez liberado el sistema.

  - 1 Batería alcalina PP de 9.5V que alimenta al segundo circuito de liberación.

- **Unidad de comando*:*** se ha utilizado una unidad de comando TT801 de IXSEA para el envió de la señal de liberación desde la superficie.

- **Transductor Marine Acoustics.** Este sistema permite realizar la comunicación con la unidad de cubierta (buque oceanográfico) para activar el liberador acústico del sistema. El modelo utilizado en la campaña CALIBRA 2006 es PET661E de IXSEA.

  El transductor se encuentra fijado mediante una brida metálica en la parte superior de la estructura de polietileno o chasis que recubre y protege la esfera.

  El sistema utiliza dos frecuencias de recepción a 9,5 kHz y 10,5 kHz y una frecuencia adicional para transmitir datos a 8 kHz. Las órdenes, las cuales el transductor responde son: activación del liberador acústico 1, activación del liberador acústico 2, distancia, reset y activación de ventana para liberar el instrumento del anclaje.

Figura 1.8. Transductor Marine Acoustics

- **Liberador del geófono.** El dispositivo de liberación esta constituido por una batería de Litio TCL y una resistencia, gracias a ellos permiten que se deshaga el filamento que une al geófono con los brazos del geófono liberándolo. Todo este sistema se encuentra sellado mediante resina y adhesivo.

- **Liberador mecánico.** Este elemento esta formado por una estructura de nylon y polipropileno que contiene un filamento. El liberador, se encuentra colgado de una barra metálica que a su vez se encuentra unida con la estructura de polietileno amarilla y la base de nylon azul. La función del mismo no es otra que liberar al sistema del ancla, para poder recuperar los datos contenidos en la esfera.

  Para que la liberación del sistema es necesaria una orden acústica del buque. En el momento de recibir dicha orden el sistema comienza a deshacer un filamento de forma electrolítica y se activa una palanca que permite la separación del sistema con el ancla.

Figura 1.9. Liberador Mecánico Guralp Systems

El sistema consta de dos circuitos *liberadores mecánicos*, con el fin de tener la seguridad que el sistema será liberado una vez finalizada su función. El sistema es capaz de soportar 250 Kg.

1.3.4 Sistema de detección del equipo en la superficie:

- **Sistema de luz*:*** El sistema incorpora un sistema de luz modelo ST-400AR de Novatech Designs Ltd para su detección durante la noche. Este sistema es intermitente y sistema autónomo. Además incorpora un sensor de presión para desactivar el sistema a partir de 10 metros de profundidad por ahorro de energía, tal como se muestra en la figura (1.10):

Figura 1.10. Sistema de Luz ST-400AR

- **Sistema de transmisión VHF:** este sistema de radio frecuencia emite una señal conocida una vez el instrumento se encuentra en la superficie. Mediante un receptor por radio frecuencia se detecta la dirección donde se encuentra el instrumento en la superficie. El sistema de transmisión VHF utilizado en el sismómetro es el RF-700AR de Novatech Designs Ltd.

Figura 1.11. Sistema VHF modelo RF-700AR.

Todos los componentes mencionados sufren constantemente modificaciones y mejoras por lo que los componentes de una campaña a otra suelen cambiar o se suelen incorporar nuevos elementos al sistema OBS para que los nuevos equipos sean más robustos, con más capacidad de memoria y a la vez más sensibles a las vibraciones. El estudio de este sistema en la actualidad se centra en sustituir los discos duros del sistema OBS por memorias Compac Flash.

SENSORES DE POSICIONAMIENTO Y ORIENTACIÓN

En este capítulo se estudiarán los dispositivos de orientación y posicionamiento ideales para nuestro proyecto, ya que estos son la parte principal del mismo.

La idea inicial de este estudio es ayudar en la elección de uno o dos dispositivos que nos permitan implementar una cadena de medida específica. Estos dispositivos deberán cumplir ciertos requisitos tanto dimensiónales, electrónicos como económicos. Los cuales serán expuestos, estudiados y analizados a lo largo de este capítulo con el único propósito de encontrar el sensor adecuado para cada aplicación específica que se intenta desarrollar.

Todos los datos expuestos ya sean tablas, ilustraciones o las propias especificaciones, han sido obtenidos y consultados a partir de diversas fuentes bibliográficas especializadas en la materia, así como publicaciones técnicas dadas por los propios fabricantes.

El criterio seguido en la elección de los diferentes fabricantes viene dado en función del tipo de tecnología que utilizan sus sensores (acelerómetros), en la detección de cambios de aceleración. En otras palabras no existirá un único sensor que desarrolle la función que se desea, por ese motivo se estudiaran las ventajas y desventajas de cada una de las tecnologías incorporadas a cada familia de sensores, para elegir finalmente el que mejor se adapte a nuestras necesidades.

2.1 FABRICANTES DE SENSORES

Para la realización de este capítulo se han consultado los datos y especificaciones técnicas (más conocidas como *"datasheets"*) de cinco fabricantes de sensores, cada uno de los cuales detallaré más adelante.

- ✓ **Fabricante *"ENTRAN"***
- ✓ **Fabricante *"METRA"***
- ✓ **Fabricante *"SEIKA"***
- ✓ **Fabricante *"ANALOG DEVICES"***
- ✓ **Fabricante *"HITACHI METALS"***
- ✓ **Fabricante "*DINSMORE INSTRUMENT*"**

2.2 INTRODUCCIÓN A LA TEORIA DE ACELERÓMETROS

Las técnicas convencionales para detectar y medir aceleraciones se basan en el principio descubierto por Isaac Newton y que se encuentran descritos en su *Principio de Newton (1687)*.

Este principio es también conocido como *La segunda ley de Newton* la cual nos dice: "*que la fuerza neta aplicada sobre un cuerpo es proporcional a la aceleración que adquiere dicho cuerpo"*. Una forma más rigurosa y clara sería su expresión matemática, la cual relaciona tres magnitudes como son *fuerza, masa* y *aceleración (*esta última será fundamental y a partir de ella se realizará todo este estudio):

$$\sum \mathbf{F} = (\mathbf{m} \cdot \mathbf{a}) \qquad (2.1)$$

Por tanto *el sumatorio de fuerzas ejercidas sobre un cuerpo es directamente proporcional al producto entre la masa (constante) de dicho cuerpo por la aceleración del sistema.*

Cabe decir que tanto la aceleración como la fuerza son magnitudes vectoriales, en otras palabras tienen dirección y sentido, que expresado en términos matemáticos estas pueden ser de signo positivo o negativo.

Las unidades de medida de estas variables en el sistema internacional son:

- Fuerza en Newtons [**N**]
- Masa en Kilogramos [**kg**]
- Aceleración en metros por segundo cuadrado [m / s^2]

El principio fundamental al cual se encuentran sujetos todos los acelerómetros, sean construidos con la tecnología que sea es la detección de la fuerza ejercida en una masa por una limitación elástica.

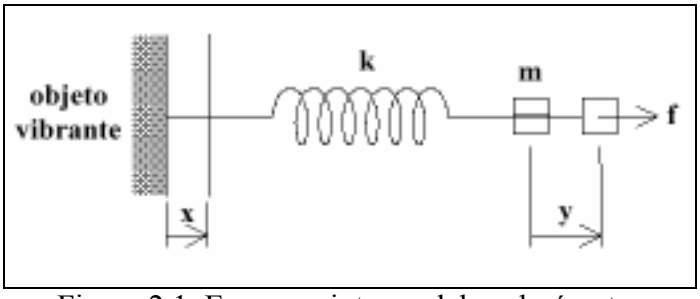


Figura 2.1. Esquema interno del acelerómetro

Como ejemplo podríamos utilizar el de una masa "m" suspendida en un uno de los extremos de un muelle y cuya constante de proporcionalidad es "*k"* (constante para el muelle). Tal como se muestra en la figura 1 si la masa se desplaza una distancia "x" la

aceleración que sufre el sistema debida a la fuerza restauradora del muelle es de **F = k · x**.

Si relacionamos esta fórmula con la expresión (2.1) observamos que la aceleración es **a = [(k · x) / m]** de esta forma podemos derivar la aceleración observando el desplazamiento "x" de la masa fija.

Por tanto la aceleración es el cambio de velocidad. Y se mide en **m/s²**, o en **g** (donde **1g = 9.81 m/s²**).

Análisis frecuencial:

La ecuación que rige el sistema mecánico anterior es la mostrada a continuación:

Formula:

$$F = k\,(x - y) = (m \cdot a) \qquad (2.2)$$

Donde:

- **k:** es la constante elástica del muelle.
- **x – y:** es la deformación.
- **m:** es la masa.
- **a:** la aceleración el cuerpo.

Aplicando transformada de Laplace (suponiendo condiciones iniciales nulas) obtenemos la respuesta en frecuencia del sistema:

$$Y(s) = \frac{X(s)}{1 + \frac{m}{k}s^2} = \frac{X(s)}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \qquad (2.3)$$

Donde la frecuencia de resonancia del sistema mecánico es:

$$\omega_0 = \sqrt{k / m} \qquad (2.4)$$

Por tanto, la deformación medida equivaldrá en frecuencia y en tiempo aplicando que la frecuencia de resonancia es mucho mayor que la frecuencia de deformación **$\omega << \omega_0$:**

Frecuencia:

$$X(s) - Y(s) = \frac{X(s)\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} = \frac{\frac{1}{\omega_0^2}}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} A(s), \qquad (2.5)$$

Tiempo:

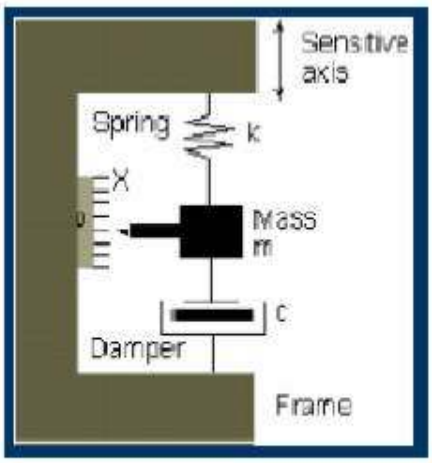
$$x(t) - y(t) \equiv \frac{1}{\omega_0^2} a(t) . \qquad (2.6)$$

Es decir, a partir de esta última ecuación podemos observar que la deformación del resorte es aproximadamente proporcional a la aceleración. *Es decir, de esta forma podemos medir la aceleración a partir de la deformación.*

Nota: La ecuación de la aceleración se obtiene a partir del estudio del *Principio de Funcionamiento* de un acelerómetro que se encuentra en el siguiente apartado y que dependerá de la tecnología utilizada.

Los sensores utilizados para medir aceleraciones son los denominados acelerómetros. Estos son sensores inerciales que miden la segunda derivada de la posición. Por tanto un acelerómetro mide la fuerza de inercia generada cuando una masa u objeto es afectado por un cambio de velocidad.

Otro método para encontrar las ecuaciones de funcionamiento del acelerómetro es a partir de ecuaciones diferenciales (EDOS) tal como se detalla a continuación:



Elementos:

- Masa.
- Mecanismo de suspensión.
- Sensor.

$$F = m\frac{d^2x}{d^2t} + c\frac{dx}{dt} + kx$$

Figura 2.2 Ecuación diferencial Acelerómetro.

Esta fuerza puede ser de diferentes índoles: la tensión de un muelle, la deformación de un elemento, la frecuencia de vibración de una masa.

2.3 TECNOLOGÍAS DE FUNCIONAMIENTO DEL ACELEROMETRO

Existen diferentes tipos de acelerómetros basados en varios tipos de tecnologías como son:

- **2.3.1 Tecnología *capacitiva***
- **2.3.2 Tecnología *piezoresistiva***
- **2.3.3 Tecnología *micromecanizada***
- **2.3.4 Tecnología *piezoeléctrica***
- **2.3.5 Tecnología *mecánica.***

➢ 2.3.1 Acelerómetros basados en Tecnología. Capacitiva.

Este tipo de dispositivos se encargan de variar la posición relativa de las placas de un microcondensador cuando este se encuentra sometido a aceleraciones.

En otras palabras, los acelerómetros capacitivos se encargan de *variar* la capacidad entre dos o más conductores entre los cuales existe siempre un material dieléctrico.

Los sensores basados en esta tecnología miden aceleración siempre que se encuentren integrados en un chip de silicio. La integración en chips de silicio reduce diferentes tipos de problemáticas como son (humedad, temperatura, capacidades parásitas, número total de terminales, etc.)

- **Principio de funcionamiento**:

  Estos sensores se encuentran formados internamente por un conjunto de capacidades fijas (ancladas al circuito) y por otro lado existe un conjunto de placas centrales que se encuentran unidas a unos anillos elásticos que permiten el movimiento de estas placas.

  El sensor que se ha tomado como ejemplo consta de 46 placas centrales y su tamaño es de 0,5 mm de sección según la figura (2.3).

  Las zonas más oscuras son las capacidades ancladas al circuito integrado (como C_{ao} y C_{bo}), mientras que las placas centrales son las que se encuentran en el centro de dos capacidades fijas. Tal como se muestra en la figura 3:

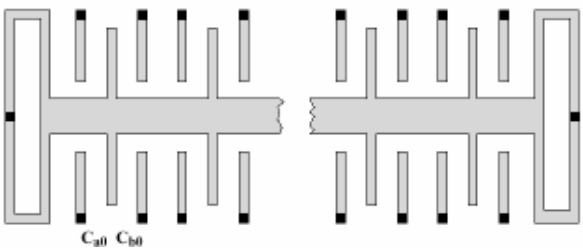


Figura 2.3. Sistema de Placas para un Sensor Capacitivo.

La idea es que en reposo la placa central entre las capacidades C_{ao} y C_{bo} se encuentre justo en el medio de estas, por tanto el valor de estas será el mismo "C_o".

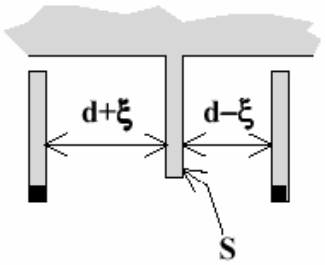


Figura 2.4. Distancia entre placas del sensor

Donde:

- **d:** es la distancia entre la placa central y las capacidades.
- **ξ:** es el desplazamiento (es decir, x-y).
- **S:** es la superficie de la placa.

Cuando se aplique una aceleración en la dirección de la placa central (que se encuentra entre ambas capacidades) esta se moverá provocando que una de las capacidades aumente y la otra disminuya.

Matemáticamente hablando el valor de las capacidades respecto a los parámetros de distancia, desplazamiento y capacidad en reposo es:

$$C_a = C_0 \frac{d}{d+\xi} \tag{2.7}$$

$$C_b = C_0 \frac{d}{d-\xi} \tag{2.8}$$

- **Esquema electrónico:**

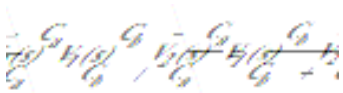
Para ello se conectarán las dos capacidades tal como se muestra en la siguiente figura (2.5), alimentando cada una de las mismas a una tensión simétrica y a una frecuencia elevada.

Figura 2.5. Esquema equivalente del Sensor.

Si no existe aceleración las capacidades tendrán el mismo valor, en consecuencia la tensión en el nodo $\mathbf{V_2}$ será cero, mientras que si existiera aceleración los valores de este nodo serían, la suma de dos divisores de tensión uno para cada capacidad. Aplicando un divisor de tensión obtenemos:

$$V_2(s) = V_1(s)\frac{\frac{1}{C_a s}}{\frac{1}{C_a s}+\frac{1}{C_b s}} - V_1(s)\frac{\frac{1}{C_b s}}{\frac{1}{C_a s}+\frac{1}{C_b s}}$$

La ecuación de aceleración se resume en la siguientes dos formulas:



(2.10)

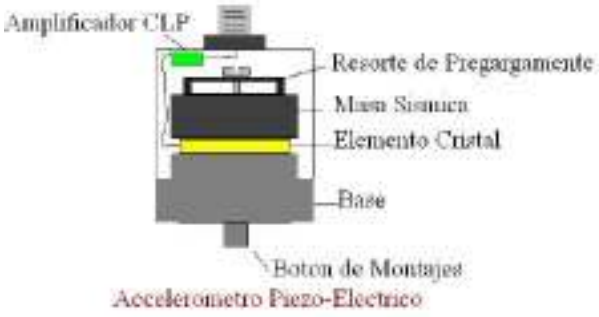
Es decir:

$$\boxed{v_2(t) = \frac{\xi}{d} v_1(t) = \frac{a(t)}{\omega_0{}^2 d} v_1(t)} \qquad (2.11)$$

En otras palabras la tensión de salida V_2 (salida del sensor) es directamente proporcional a la aceleración a(t) y V_1 es la tensión de alimentación del sensor.

➢ 2.3.2 Acelerómetros basados en Tecnología. Piezoeléctrica

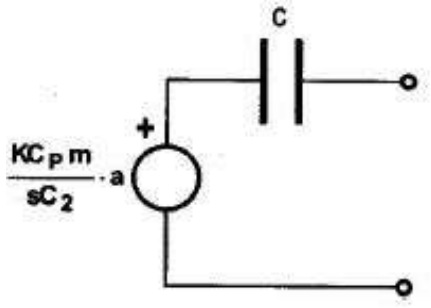
Tal como su nombre indica el funcionamiento de estos acelerómetros viene regido por el efecto piezoeléctrico. Por tanto al sufrir una deformación física del material se produce un cambio en la estructura cristalina y por consecuencia cambian sus características eléctricas. Algunos ejemplos de estos materiales serían el *cuarzo* y la *sal*.



La problemática de este tipo de dispositivos es que no permiten para una entrada común mantener una señal de salida constante y que la frecuencia de trabajo de los mismos no puede ser demasiado elevada.

Figura 2.6. Partes del sensor Piezoeléctrico.

En la siguiente ilustración (2.7) se muestra el circuito equivalente del acelerómetro piezoeléctrico en función de los parámetros del sistema.



Donde:

- **k**: constante del muelle
- **m**: masa del sistema.
- **a**: es la aceleración del sistema.
- **C**: capacidades del circuito.

Figura 2.7. Componentes del Sistema Equivalente.

En el mercado podemos encontrar dos clases de sensores piezoeléctricos: los *propiamente dichos* y *los que incorporan amplificador de carga.*

En lo referente a los sensores piezoeléctricos propiamente dichos su salida es menos cómoda debido a que únicamente incorporan el propio sensor.

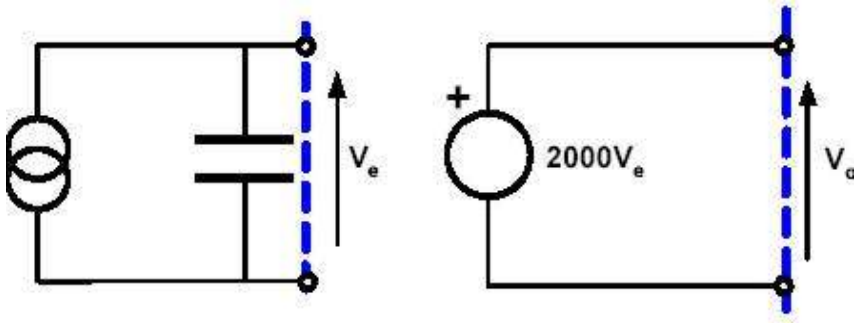


Figura 2.8. Piezoeléctrico con solo el sensor

Los sensores piezoeléctricos que incorporan una etapa amplificadora de carga dentro de los mismos tienen la ventaja que producen un valor de tensión proporcional a la excitación aplicada en la salida del amplificador por tanto su comportamiento resulta independiente del conexionado exterior. Por el contrario necesitan ser alimentados y su utilización cada vez se encuentra mas arraigada. La etapa amplificadora de carga se encarga de convertir la impedancia de salida a un nivel bajo.

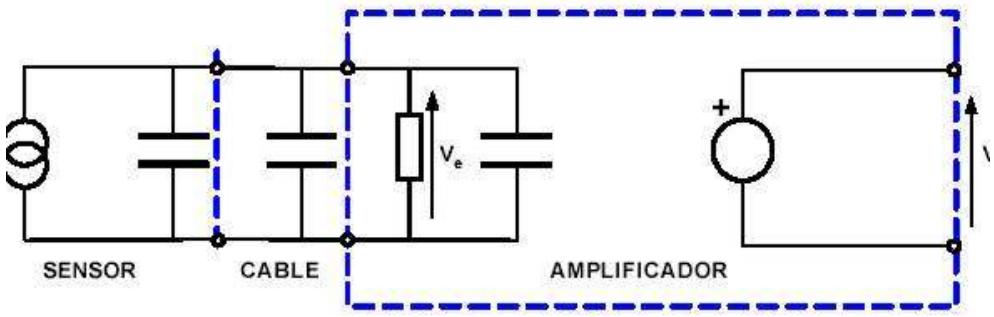


Figura 2.9. Piezoeléctrico con etapa amplificadora

- **2.3.3 Acelerómetros creados con Tecnología piezoresistiva.**

Estos dispositivos basan su funcionamiento en la propiedad que tienen las resistencias eléctricas de cambiar su valor cuando el material se deforma mecánicamente. Ese cambio depende del tipo de material y de como fue dopado.

Los acelerómetros piezoresistivos usan una masa suspendida por cuatro semiconductores (también llamados *strain gages*). La masa es acelerada perpendicularmente a la superficie deformando de esta forma las galgas y cambiando así la resistencia en ellas de forma proporcional a la aceleración.

- **2.3.4 Acelerómetros basados en Tecnología Mecánica**.

Estos acelerómetros utilizan bobinas, imanes para medir aceleración. Los componentes utilizados son una masa y resortes. Estos acelerómetros también son usados en sistemas rotativos desequilibrados que originan movimientos oscilatorios cuando se encuentran sometidos a aceleración (servoacelerómetros).

- **2.3.5 Acelerómetros desarrollados con Tecnología Micromecanica (MEMS).**

Se denomina MEMS (Sistemas Micro Electro-Mecánicos) o microsistemas electromecánicos a una tecnología de base que se utiliza para crear dispositivos diminutos. Este tamaño puede oscilar en pocas micras pudiendo llegar hasta un milímetro de diámetro.

Las primeras investigaciones con tecnología MEMS se realizaron en los años 60 pero no fue hasta los años 90 cuando se realizaron los primeros avances a lo que a comercialización y utilización se refieren.

En este sentido la industria automovilística fue pionera. El fin era desarrollar e implementar detectores de colisiones mediante esta tecnología y de esta forma se pudo crear el famoso sistema de protección denominado “air bag” utilizado hoy en día en cualquier tipo de automóvil.

En esta misma década otro tipo de industrias (de las que podemos destacar la médica entre todas ellas) vieron el potencial de la tecnología MEMS la cual permitía reducir de formar considerable las dimensiones de los sistemas como también el propio coste de los mismos.

Unidades Sistema Internacional (SI):

Para esta tecnología se utiliza un sistema de unidades reconocido a nivel internacional el denominado ***μMKSV***. Este sistema de unidades esta formado por un conjunto sistemas de unidades ya conocidos, es decir, al integrar esta tecnología características eléctricas y mecánicas utiliza diferentes magnitudes de medida.

Por tanto como unidad básica de medida de longitud tenemos el micrómetro de ahí la primera sigla “*μM”*, para las unidades de peso tenemos el kilogramo *“K”*, para las de tiempo el segundo *“S”* y para las unidades Eléctricas el voltio *“V”*.

A continuación se muestra una tabla de conversión:

SISTEMA DE UNIDADES μMKSV		
Magnitud	**Unidad μMKSV**	**F. Conversión**
Longitud	μm	10^{+6}
Fuerza	μN	10^{+6}
Tiempo	S	1
Masa	Kg	1
Presión	MPa	10^{-6}
Velocidad	μm / s	10^{+6}
Aceleración	μm / s^2	10^{+6}
Densidad	kg / μm^3	10^{-18}
Tensión Mecánica	MPa	10^{-6}
Módulo de Young	MPa	10^{-6}
Potencia	pW	10^{+12}
Corriente	pA	10^{+12}
Tensión Eléctrica	V	1
Carga	pC	10^{+12}
Conductividad	pS / μm	10^{+6}
Resistividad	T μm	10^{-6}
Permitividad	pF / μm	10^{+6}
Energía	pJ	10^{+12}
Capacidad	pF	10^{+12}
Campo Eléctrico	V / μm	10^{-6}
Flujo Magnético	Wb	1
Densidad de F. Magnético	kg / pA·s^2	10^{+6}
Intensidad de F. Magnético	pA / μm	10^{+6}
Densidad de Corriente	pF / μm^2	1
Permeabilidad	TH / μm	10^{-18}
Inductancia	TH	10^{-12}

Tabla 2.1. Sistema de Unidades

Se multiplica el valor en unidades del Sistema Internacional correspondiente por el factor de conversión dado en la tabla (2.1) y de esta forma se obtiene el valor correspondiente en unidades de *μMKSV*.

Para el caso del vacío tendremos los siguientes datos en la tabla (2.2):

SISTEMA DE UNIDADES μMKSV (en el vacío)		
Magnitud	**Unidad μMKSV**	**Valor**
Permitividad	pF / μm	$\epsilon_o = 8.8542 \cdot 10^{-6}$
Permeabilidad	TH / μm	$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-25}$

Tabla 2.2 Sistema de Unidades del Vacío

2.4 FABRICACIÓN DE DISPOSITIVOS MEMS

En un principio estos dispositivos pueden fabricarse como cualquier tipo de semiconductor a partir de obleas de silicio o de vidrio, aunque existen métodos hoy en día mas avanzados de fabricación como son:

➢ 2.4.1 Micromáquinado de silicio de cuerpo:

Micromáquinado es la denominación del conjunto de técnicas usadas para producir estructuras y partes móviles dentro de las MEMS.

Existen tres técnicas básicas usadas para transferir o depositar patrones sobre la superficie de silicio estas son:

- **Películas delgadas**. Esta técnica consiste en el depósito o como su propio nombre indica la formación de películas muy delgadas de diferentes materiales sobre la oblea de silicio.

  Estas películas pueden adquirir patrones geométricos usando técnicas fotolitográficas que serán explicadas más adelante. Los materiales que forman estas capas suelen ser silicio policristalino (poly), aluminio, nitruro de silicio y dióxido de silicio.

  A continuación se muestra una serie de obleas creadas con silicio policristalino y vidrio:

  Tamaños de las obleas:

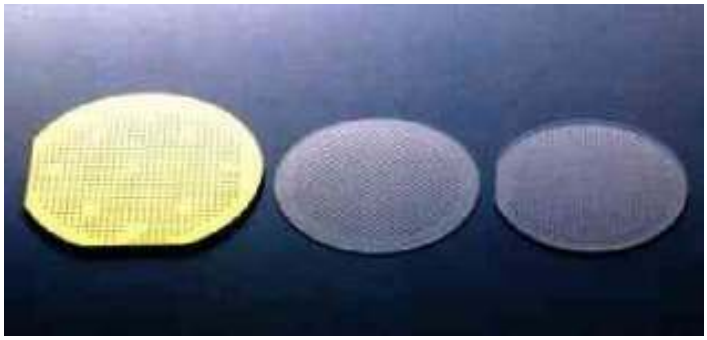
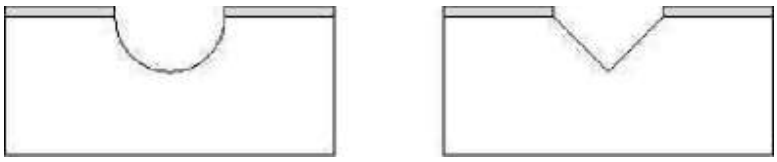


Figura 2.10. Obleas de Silicio

- **Grabado Húmedo.** Esta técnica consiste en la remoción de materiales mediante la inmersión de la oblea en un compuesto químico que contiene el grabante.

  Los grabantes húmedos se conforman en dos categorías: *isotrópicos* y *anisotrópicos*.

Ejemplo de estructuras:



Isotrópicos Anisotrópicos

Figura 2.11. Estructura obleas.

El primero de estos grabantes se encarga de remover o mezclar el silicio a la misma velocidad en todas direcciones. Por el contrario los grabantes anisotropicos atacan al silicio a diferentes velocidades en diferentes direcciones lo que nos permite tener un mayor control en el diseño geométrico y dimensional del patrón a transferir.

- **Grabado Seco.** La técnica de grabado seco mas conocida es la *Reactive Ion Etching* que consiste en bombardear ionicamente los materiales a ser grabados.

➢ 2.4.2 Micromecanizado de silicio superficial:

Esta técnica es utilizada en la realización de estructuras complejas y cuyas alturas no son demasiado elevadas dentro de esta tecnología.

Las técnicas de grabado superficial se utilizan para la obtención de estructuras. Para ello deben crearse patrones sobre las películas que recubren la superficie de la oblea de silicio.

La creación de estas estructuras se basa en dos películas de diferentes materiales que conforman el bloque.

La primera de ellas es la del material estructural, el material de la siguiente película se denomina de *sacrificio*. Ambos materiales son depositados mediante técnicas de grabado seco.

Finalmente el material de sacrificio (tal como indica su nombre) es removido o sacrificado utilizado en este punto técnicas de grabado húmedo hasta obtener la estructura deseada.

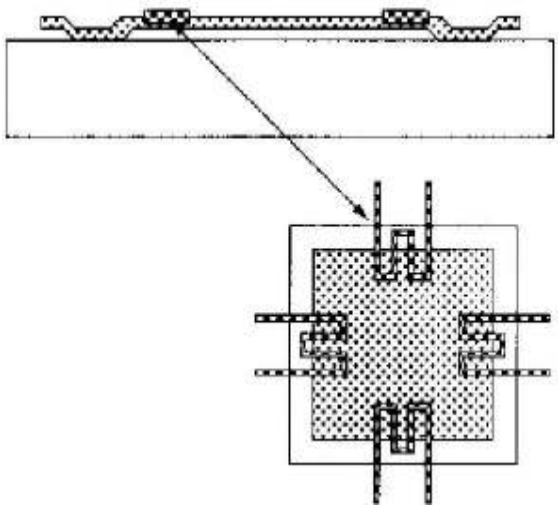
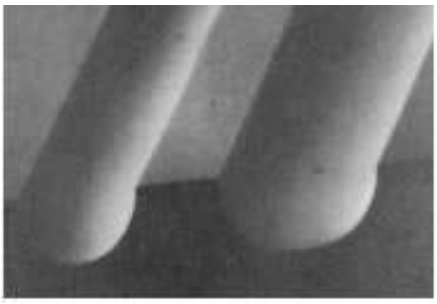


Figura 2.12. Ejemplo de Estructura MEMS

➢ 2.4.3 Micromecanizado de silicio en volumen:

El micromecanizado en volumen (bulk micromachining) es una técnica de substracción para la construcción de microestructuras a partir de la

eliminación de parte del sustrato base, mediante el mecanizado de canales y carriles.



La tecnología de MEMS suele tener mecanizadas en volumen ambas caras de una misma oblea o diversas obleas mecanizadas formando de esta forma una estructura mayor denominada multicapa.

Figura 2.13. Carriles sobre el sustrato

Este proceso permite crear estructuras de mayor envergadura que las obtenidas por mecanizado en superficie, permitiendo la creación y utilización de sensores de presión y acelerómetros.

En la ilustración (2.14) se observan las diferentes partes que componen un Acelerómetro creado con tecnología MEMS.

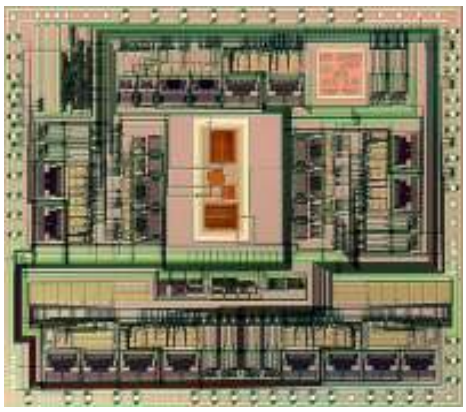


Figura 2.14. Acelerómetro MEMS

Cabe decir que el empaquetado de estas estructuras creadas mediante *bulk micromachining* es mucho más dificultoso que en el caso de las mecanizadas por superficie.

El primer paso de esta técnica consiste en transmitir el patrón sobre el sustrato (foto transmisión mediante luz) y posteriormente realizar ataques químicos anisotrópicos sobre el sustrato (típicamente obleas de silicio monocristalinas).

Estos ataques químicos permiten crear cavidades profundas y verticales dentro del sustrato.

En la figura (2.15) se observan diferentes tipos de cavidades que podemos obtener o realizar mediante esta técnica.

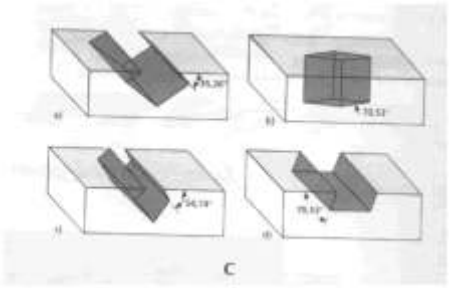


Figura 2.15. Cavidad por mecanizado en volumen

➢ 2.4.4 Fotolitografía:

Esta técnica es básica para la definición de formas y realmente es la misma que la utilizada para la industria de la microelectrónica. La figura (2.16) muestra cada uno de los pasos a seguir mediante esta técnica.

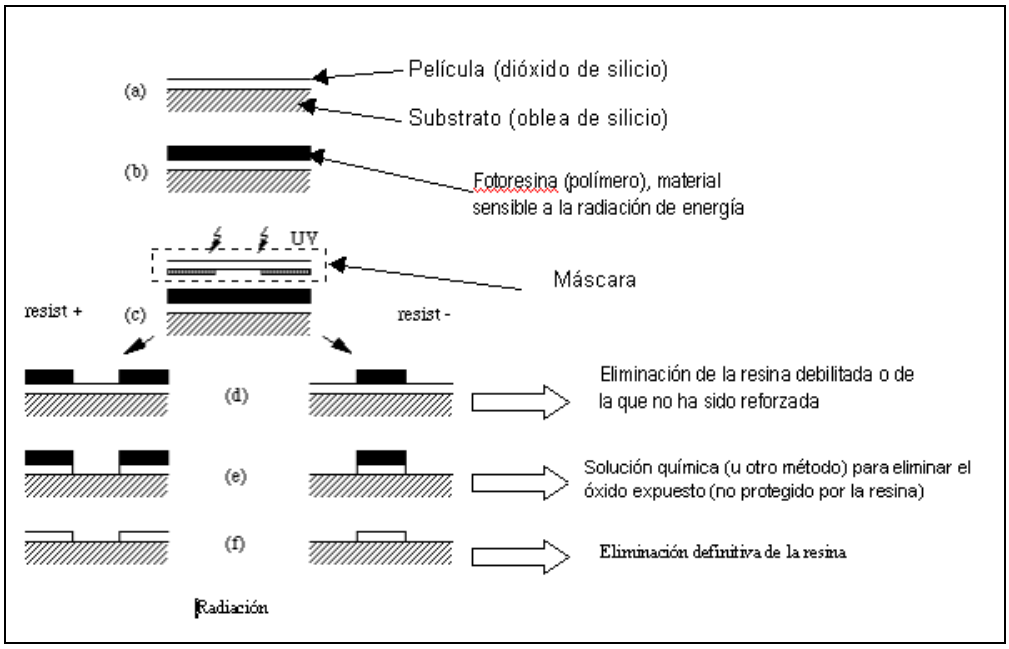


Figura 2.16. Proceso de Fotoligrafía

Se trata de impresionar un motivo sobre la oblea con otro material. Para ello primero se realiza un mascara (de cromo o de vidrio) con el patrón a realizar, posteriormente se recubre la oblea con una fotorresina ya sea positiva o negativa la elección depende de la mascara que hemos realizado y de sí la fotorresina es sensible o no a la luz ultravioleta.
Una vez recubierta la oblea se coloca la mascara sobre la misma y se hace incidir sobre el conjunto luz ultravioleta. En el caso de la fotorresina positiva donde la luz ultravioleta incida (aperturas de la mascara) provocara la debilitación de la fotorresina, mientras que el resto de zonas quedaran intactas.

En caso de ser fotorresinas negativas en aquellas zonas donde no incida la luz ultravioleta (zonas cerradas de la mascara) serán susceptibles de debilitación y eliminación del material.

➢ 2.4.5 Moldeado de Plástico (LIGA):

Es un acrónimo alemán y es usado para definir el proceso **LI**thographie, **G**alvanoformung y **A**bformung. La técnica fue desarrollada en los años 70 como método alternativo de producción de dispositivos con ranuras muy pequeñas.

Este proceso se basa, en la creación de moldes mediante la fotolitográfia de rayos X.

El sustrato de la oblea se encuentra recubierto de una mascara sensible a los rayos X la cual nos permite imprimir el motivo a impresionar. El patrón obtenido se galvaniza con metal y finalmente a partir de esta ultima estructura se puede obtener el molde.

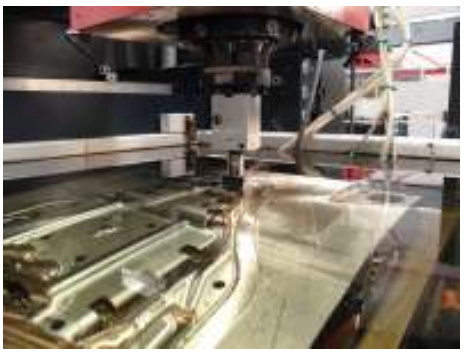
Este molde puede ser rellenado con diferentes tipos de materiales (en nuestro caso Plástico) y obtener así la estructura MEM deseada con un coste relativamente más económico en su producción.

Otras ventajas son la mayor resolución lateral y la ausencia de efectos difractivos y la inmunidad al polvo. Como contrapartida tenemos el elevado coste de fabricación del molde inicial.

➢ 2.4.6 Mecanizado por Electro Descarga (EDM):

Mecanizado por Electro Descarga (Electrical discharge Machining) es un método utilizado para metales pesados sobre los cuales las técnicas ya explicadas no son eficientes.

La técnica consiste en la eliminación del material (conductor) mediante descargas de arco eléctrico. Estas descargas se realizan de forma repetida y muy rápida entre la herramienta de corte (electrodo) y el material, todo esto en presencia de un campo eléctrico energizado.



La única limitación de este método es que se deben utilizar materiales que sean conductores de la electricidad, para poder crear el campo eléctrico entre el material y el electrodo, así de esta forma nos permite iniciar el conjunto de rafas eléctricas.

Figura 2.17. Electrodo emisor de descargas eléctricas

Sobre estos materiales se pueden realizar estructuras 3D realmente complejas que son difíciles y costas de conseguir mediante otras técnicas. Algunas de ellas se muestran en la ilustración (2.18).

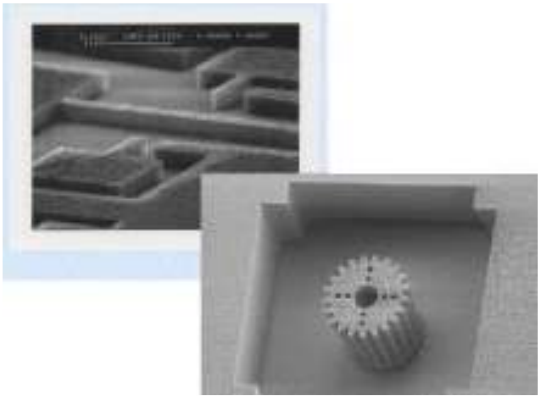


Figura 2.18. Estructuras 3D

La principal diferencia que conlleva la fabricación especifica de MEMS es el *sacrificio de capas* debajo de las estructuras mecánicas, de esta forma podemos crear *características físicas* en las obleas y con frecuencia a ambos lados de la misma.

Esta diferencia se ve claramente en el fabricado o procesamiento de obleas, es decir, para este tipo específico de MEMS los grabados suelen ser más profundos y sobretodo más especializados, incluso nos permite llegar a fusionar varias obleas en una pila para crear un dispositivo multicapa de mayores dimensiones.

➢ 2.4.7 Proceso general de fabricación de MEMS:

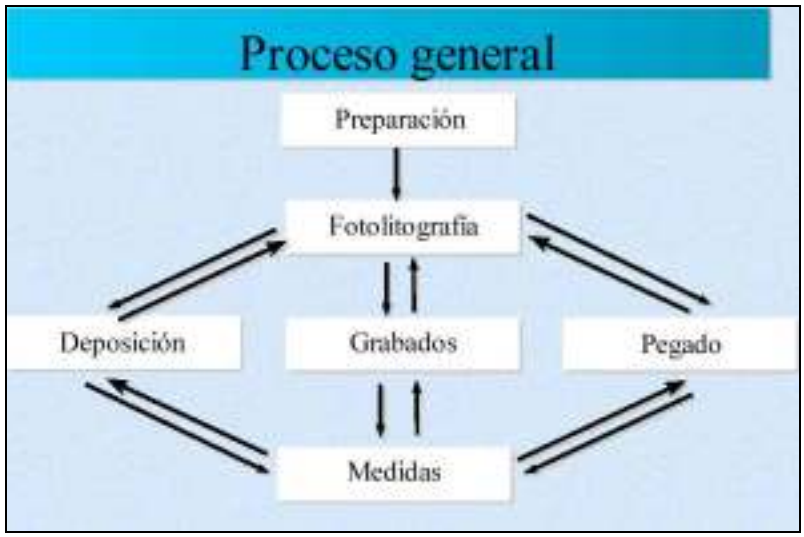


Figura 2.19. Proceso de fabricación de MEMS

Como ejemplo de implantación dentro de este tipo de tecnología podríamos hablar de la fabricación de cabezales de chorro de tinta, para el Mercado de Impresión Digital. Donde estos cabezales se encuentran muy integrados, bien ubicados y donde la durabilidad del conjunto es alta, gracias sobretodo a las propiedades del silicio. De esta forma la calidad de imagen es de elevada resolución.

Otras aplicaciones de esta tecnología en los que se prevén grandes avances son en la industria textil, cerámica, automoción y en la creación de pantallas de panel plano.

Industrias Promotoras:

El MEMS Industry Group (MIG), es la asociación que investiga y desarrolla la tecnología MEMS. Dentro de esta asociación se encuentran empresas y compañías líderes en el sector de la industria de las telecomunicaciones como cabe destacar *Texas Instruments*, *Intel*, *IBM*, *Honeywell*, *Phillips* entre las más conocidas.

Figura 2.20. LOGO de MIG

El desarrollo de esta tecnología se encuentra en el estudio denominado *Retos Técnicos y Científicos para la comercialización exitosa de MEMS*. Pero para su éxito comercial se deberá lograr diversificar las aplicaciones de esta tecnología y desarrollar un software para modelar estos sistemas.

2.5 Aplicaciones de Acelerómetros.

La aceleración se puede manifestar de diversas formas como puede ser (gravedad, vibración, etc) a continuación se muestran algunos ejemplos. La medición de esta magnitud de forma continua y a un precio relativamente bajo abre un gran abanico de posibilidades a la integración de los acelerómetros en cualquier tipo de sistemas.

De entre los cuales destacaremos los siguientes:

- **Acelerómetros sísmicos (Geófonos)**. Estos transconductores contienen un amplificador de muy bajo ruido, gran aislamiento eléctrico, utilizados en baja frecuencia, menos de 100 Hz.

- **Acelerómetros de Alta Frecuencia**. Los acelerómetros de alta frecuencia se utilizan en maquinaria industrial donde los mecanismos utilizados son engranajes o rodamientos que podemos encontrar en maquinas de alta velocidad.

- **Acelerómetros de Baja frecuencia**. Las medidas en baja frecuencia son fundamentales en diferentes trabajos industriales. Un ejemplo seria la industria petroquímica que constantemente realiza pruebas y mediciones en los procesos de fabricación de sus compuestos mediante este tipo de sistema.

- **Acelerómetros 3D**. Utilizados en sistemas portátiles (ordenadores portátiles). En este tipo de sistemas el sensor de aceleración 3D es un monitor de movimiento completo de 3 ejes capaz de detectar con la misma intensidad en cualquiera de sus ejes las fuerzas de aceleración que se ejercen sobre él. Como vibraciones repentinas o cambios de inclinación del equipo.

  Si el sensor detecta la caída del equipo se descarga el cabezal de la unidad de disco duro para de esta forma proteger la información del disco ya que el cabezal se aleja del portátil y una vez recuperada la estabilidad el cabezal se recoloca en su posición original.

- **Acelerómetros Dinámicos**. Estos acelerómetros permiten mediante el uso de sensores capacitivos integrados MEMS (explicados anteriormente) la detección de la posición espacial y los cambios de velocidad de una forma simultánea.

  Algunas familias de acelerómetros como la ADXL (estudiada más adelante) de la compañía Analog Devices incluyen acelerómetros de 2 y 3 ejes con salidas digitales en forma de pulsos cuadrados donde el ciclo de trabajo es proporcional a la aceleración detectada.

2.6 SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICO YAW, PITCH Y ROLL

En este punto se explica el sistema de coordenadas denominado *esférico*, para que en puntos sucesivos pueda comprenderse el funcionamiento de medida de ángulos de algunos sensores (acelerómetros).

Los ejes Yaw, Pitch y Roll pertenecen al mismo sistema de coordenadas *esférico*. Su correcta traducción es alabeo (Yaw), giro (Roll) y elevación o cabeceo (Pitch).

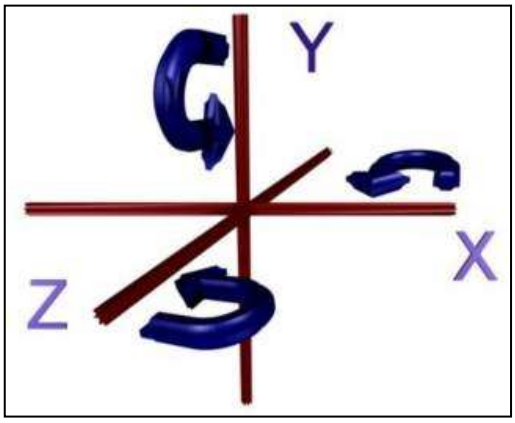


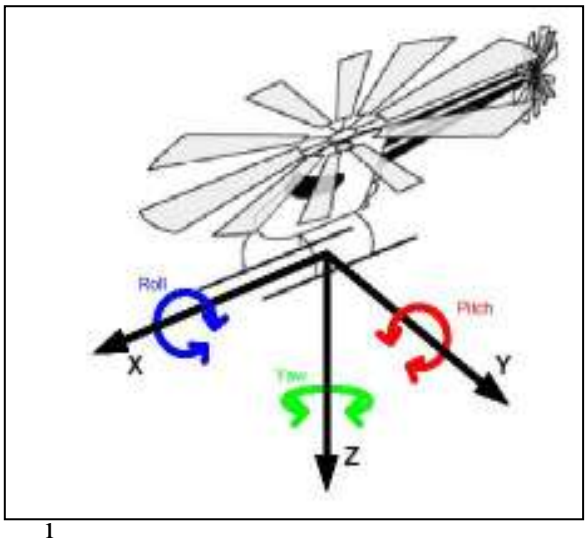
Figura 2.21. Sistema de ejes convencional

Se define el sistema esférico como la rotación sobre los ejes para el *Roll* para el X, *Pitch* para el Y y *Yaw* para el eje Z.

Este sistema de ejes es muy utilizado en sistemas aeroespaciales por tanto que mejor ejemplo que el de una helicóptero (Figura 2.22) para definir el sistema de ejes.

La definición de cada uno de los ejes viene dada a continuación:

- **Roll**. Es el movimiento de orientación que supone un cambio en el ángulo θ, correspondiente al giro del helicóptero, es decir, como se inclina hacia un lado u otro.
- **Pitch**. Es el movimiento de orientación que supone un cambio en el ángulo ϕ, correspondiente al cabeceo del helicóptero que se entiende como el ángulo con que el morro del helicóptero sube o baja.



1
gura 2.22. Roll, Pitch y Yaw

- **Yaw**. Es el movimiento de orientación que supone un cambio en el ángulo ψ, correspondiente al alabeo, que es definir una dirección en el plano de desplazamiento.

2.7 ACELERÓMETROS *ENTRAN*

Los acelerómetros de la familia *ENTRAN* basan su funcionamiento en la tecnología de fabricación piezorresistiva, por tanto su fabricación es realmente sencilla y barata. Estos sensores se encuentran en una gran variedad de tamaños formas y estilos para satisfacer diferentes necesidades.

Los acelerómetros *ENTRAN* se han clasificado en seis grandes familias debido al gran número de modelos existentes teniendo en cuenta características comunes de los mismos.

Este tipo de sensores tienen un tamaño y peso mínimos y una alta sensibilidad. Destacan por su robustez y por su utilización en ambientes realmente hostiles como puede ser la industria aeroespacial.

Las principales aplicaciones de estos sensores son los ensayos para automóviles, de vuelos y de control, también se utilizan en la industria ferroviaria y en test de túneles de viento además de la ya comentada industria aeroespacial.

Familias *ENTRAN* existentes:

- **2.7.1 Modelos EGA, EGA2 y EGA3.**
- **2.7.2 Modelos EGA, EGAS3.**
- **2.7.3 Modelos EGAX, EGAXT3.**
- **2.7.4 Modelos EGCS.**
- **2.7.5 Modelos EGI.**
- **2.7.6 Modelos EGM.**
- 2.7.7 **Modelos EGP.**
- 2.7.8 **Modelos EGRH.**
- 2.7.9 **Modelos EGS.**

Acelerómetros en miniatura.

- **2.7.1 Modelos EGA,EGA2 y EGA3**. Los modelos EGA de *ENTRAN* ofrecen unas óptimas medidas de aceleración, de vibración y de choque.

En estos modelos prima sobretodo que su peso y tamaño sean lo mas reducidos posible (0.5 gramos). Además eliminan picos resonantes del sistema. Los EGA's funcionan en estado constante y en medida dinámica.

La sensibilidad de los modelos EGA varia entre 0.05 mV/g para acelerómetros de ± 5g a 15 mV/g para acelerómetros de ± 5000g.

Figura 2.23. Acelerómetros en Miniatura

Otro dato relevante sería la frecuencia de trabajo del sensor (Ancho de Banda) que dentro de la gamma varia de 0 Hz a como máximo 3500 Hz.

CARACTERÍTICAS SERIE EGA	
Alimentación	15 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1 kΩ nominal
Impedancia de Salida (Zout)	450 Ω nominal
No Linealidades	± 1 %
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 120 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero OFFSET a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.3. Serie EGA

- **Esquema circuital EGA:**

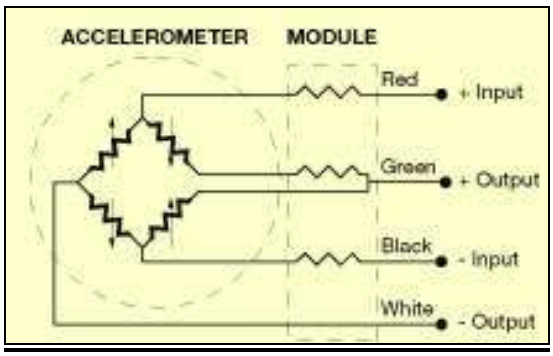
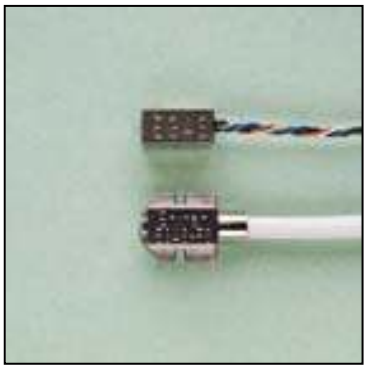


Figura 2.24. Modelo Circuital EGA

Los modelos EGA2 y EGA3 son exactamente idénticos en características pero con la diferencia que son de dos y tres ejes respectivamente, mientras que el modelo EGA antes expuesto era de uno único eje.

➢ **2.7.2 Modelos EGAS, EGAS3**. Los modelos EGAS de ENTRAN ofrecen las mismas prestaciones que los de la serie EGA con la diferencia de un leve aumento de tamaño.



Esta serie se caracteriza sobretodo por la incorporación de un cable eléctrico blindado y constan también de una alta protección contra los errores de exceso de margen.

La sensibilidad de los modelos EGA varia entre 0.04 mV/g para acelerómetros de ± 5g a 20 mV/g para acelerómetros de ± 2500g.

Figura 2.25. Modelo EGAS

La frecuencia de trabajo del sensor se matiene en el mismo margen que la serie EGA, es decir, de 0 Hz a como máximo 3500 Hz.

CARACTERÍTICAS SERIE EGAS	
Alimentación	15 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1300 Ω nominal
Impedancia de Salida (Zout)	1500 Ω nominal
No Linealidades	± 1 %
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 120 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero OFFSET a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.4. Serie EGAS

- **Esquema circuital EGAS:**

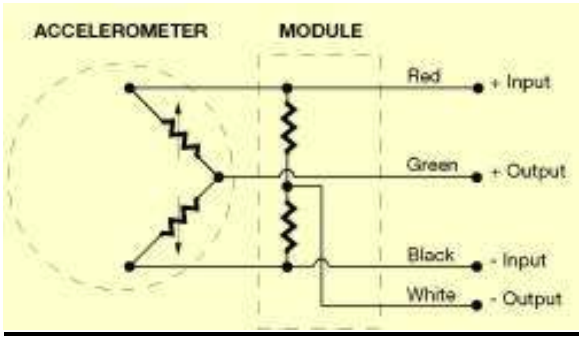


Figura 2.26. Modelo Circuital de EGAS.

El modelo EGAS3 con las mismas características internas que el modelo EGAS pero de 3 ejes que miden la aceleración de forma simultanea en todos ellos.

➢ **2.7.3 Modelos EGAX, EGAXT3.**. Los modelos EGAX se caracterizan por la elevada protección contra los excesos de márgenes de hasta 10000 g.

Esta serie incorpora también un cable eléctrico blindado y consta de una protección contra los errores de exceso de margen muy importante en comparación con otras series.

La sensibilidad de los modelos EGA varia entre 0.1 mV/g para acelerómetros de ± 5g a 10 mV/g para acelerómetros de ± 2500g.

Figura 2.27. Acelerómetros EGAX

El margen de frecuencias en las que puede trabajar esta serie va desde los 120 Hz hasta los 3000 Hz.

CARACTERÍTICAS SERIE EGAX	
Alimentación	15 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1000 Ω nominal
Impedancia de Salida (Zout)	450 Ω nominal
No Linealidades	± 1 %
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 120 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero Offset a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.5. Serie EGAX

- **Esquema circuital EGAXT3:**

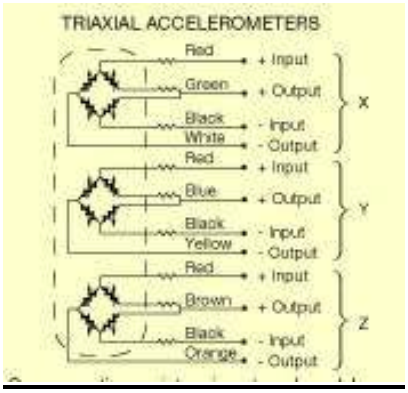


Figura 2.28. Modelo Circuital EGAX

El modelo EGAXT3 con las mismas características internas que el modelo EGAX pero de 3 ejes que miden la aceleración de forma simultanea en todos ellos.

Acelerómetros de alta resistencia y sensibilidad.

- **2.7.4 Modelos EGCS**. Esta serie combina la sensibilidad y la resistencia. Tenemos que esta serie puede soportar salidas elevadas de hasta 100mV/g o a hasta 2.5 V/g, además tal como se muestra mas adelante en su esquema circuital observamos que incorpora un amplificador permitiendo de esta manera que la señal que nos proporciona sea robusta.

Estos modelos tiene también una elevada protección contra el exceso margen, pueden soportar hasta 10000 g.

La sensibilidad de la serie EGCS esta entre 0.5 mV/g para acelerómetros de ± 5000g a 2500 mV/g para acelerómetros de ± 2g.

El ancho de banda se encuentra entre los márgenes de 80 Hz hasta valores algo superiores a los 4 KHz.

Figura 2.29. Model EGCS

CARACTERÍTICAS SERIE EGCS	
Alimentación	±15 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	2 kΩ nominal
Impedancia de Salida (Zout)	1 kΩ nominal
No Linealidades	± 1 % FSO
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 120 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero OFFSET a 20 ºC	± 15mV max.

Tabla 2.6. Serie EGCS

- **Esquema circuital EGCS:**

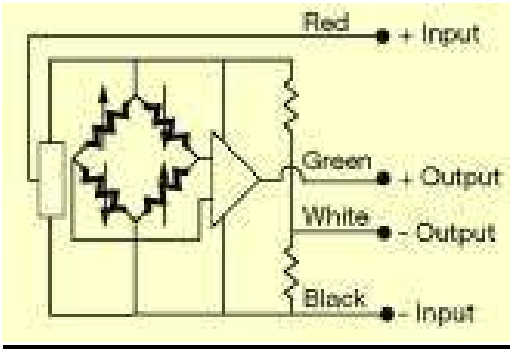
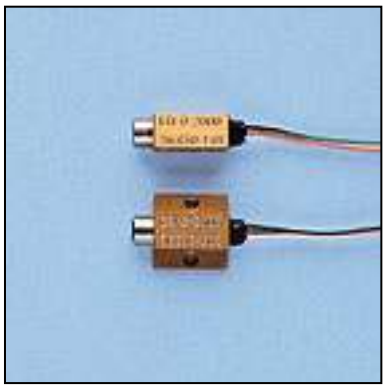


Figura 2.30. Modelo Circuital EGCS

Acelerómetros para Elevada Frecuencia.

- **2.7.5 Modelos EGI**. La serie de modelos EGI tiene un elemento sensor que permite extender el ancho de banda del sistema. La frecuencia natural del sistema es de 50 kHz. La salida del propio sistema es de ± 250 mV en la salida para el sensor mas alto de la gamma.



La sensibilidad de esta serie va desde 0.05 mV/g para acelerómetros de ± 5000g a 0.8 mV/g para acelerómetros de ± 5g.

El ancho de banda del sensor esta comprendido para el sensor más bajo de la gamma de 2 kHz a 2.5kHz y para el más alto varia de los 8 kHz a los 10 kHz.

Figura 2.31. Acelerómetro EGI

El esquema interno circuital es exactamente igual a la serie EGA no hace falta incluirlo de nuevo.

CARACTERÍTICAS SERIE EGI	
Alimentación	15 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1200 Ω nominal
Impedancia de Salida (Zout)	750 Ω nominal
No Linealidades	± 1 %
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 93 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero OFFSET a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.7. Serie EGI

Acelerómetros de Alta Estabilidad

- **2.7.6 Modelos EGM**. El modelo EGM esta pensado para proporcionar alta estabilidad mediante el ajuste del *cero de offset* en los procesos de pequeñas mediciones angulares. Debido a este hecho su utilización se suele dar en aplicaciones de ámbito militar como por ejemplo en satélites.

La sensibilidad de esta serie va desde 4 mV/g para acelerómetros de ± 250g a 200 mV/g para acelerómetros de ± 5g.

El ancho de banda del sensor esta comprendido 0 Hz a los 500 Hz.

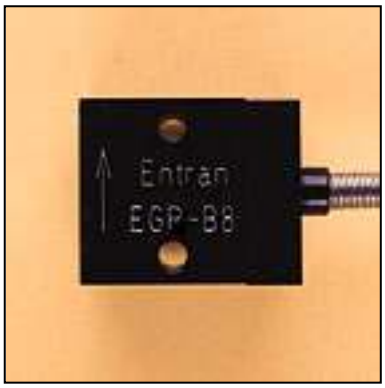
Figura 2.32. Modelo EGM

CARACTERÍTICAS SERIE EGM	
Alimentación	10 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1100 Ω nominal
Impedancia de Salida (Zout)	1000 Ω nominal
No Linealidades	± 1 %
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 120 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero OFFSET a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.8. Serie EGM

Acelerómetros preparados para condiciones hostiles

- **2.7.7 Modelos EGP**. Este tipo de sensores se encuentran diseñados para soportar todo tipo de condiciones adversas desde ambientes industriales hasta ambientes fríos y húmedos.



Este sensor utiliza métodos especiales para mejorar la adquisición de la señal y la supervivencia total del equipo.

El dispositivo permite limpiar la señal de elevados valores de resonancia, su tamaño reducido además proporciona que sea posible su utilización en cualquier lugar.

Figura 2.33. Acelerómetro EGP

La sensibilidad de esta serie va desde 20 mV/g para acelerómetros de ± 100g a 100 mV/g para acelerómetros de ± 5g.

Su ancho de banda esta comprendido 0 Hz a los 50 Hz para el sensor de mas elevado y para el mas bajo esta comprendido entre 0 Hz a los 20 Hz.

CARACTERÍTICAS SERIE EGP	
Alimentación	8 a 16 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1100 Ω nominal
Impedancia de Salida (Zout)	1000 Ω nominal
No Linealidades	± 1 %
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 85 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero OFFSET a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.9. Serie EGP

- **Esquema circuital EGP:**

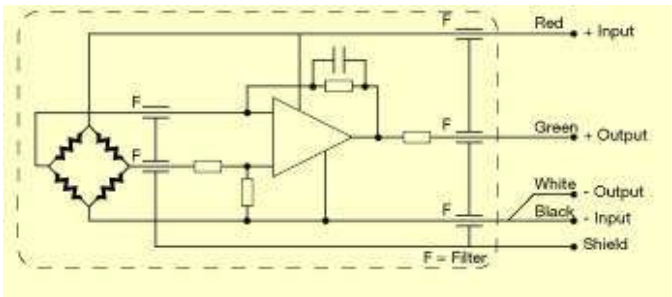


Figura 2.34. Modelo Circuital EGP

- **2.7.8 Modelos EGRH**. Esta familia de sensores es utilizada desde hace mas de 20 años en el mundo automovilístico de la alta competición F1, NASCAR, etc.

Su elevada resistencia al rigor y dureza del mundo del motor así lo avalan, permite soportar elevadísimas vibraciones, además de filtrar y limpiar la señal.

La sensibilidad de esta serie va desde 40 mV/g para acelerómetros de ± 50g a 333 mV/g para acelerómetros de ± 6g.

Figura 2.35. Modelo EGRH

El ancho de banda esta comprendido entre 0 Hz a los 1000 Hz para el sensor mas elevado y para el mas bajo va desde 0 Hz a los 20 Hz.

CARACTERÍTICAS SERIE EGRH	
Alimentación	5 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1000 Ω nominal
Impedancia de Salida (Zout)	1000 Ω nominal
No Linealidades	± 1 % FSO
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 125 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero Offset a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.10. Serie EGH

- **Esquema circuital EGRH:**

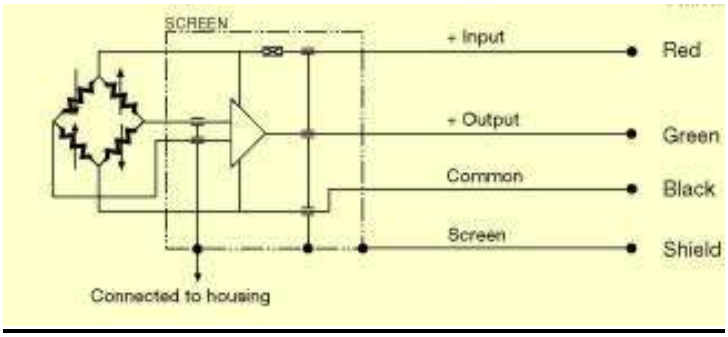


Figura 2.36. Modelo Circuital EGRH

- **2.7.9 Modelos EGS**. Familia de sensores utilizada para exposición a largos periodos del sistema bajo agua incluyendo el cable del sensor.

El cable del sistema se encuentra recubierto por un tubo suave de acero inoxidable que permite la flexión del mismo. Sus longitudes son de 6 metros y esta preparado para resistir elevadas presiones.

La sensibilidad de esta serie va desde 4 mV/g para acelerómetros de ± 25g a 0.1 mV/g para acelerómetros de ± 2500g.

Figura 2.37. Acelerómetro EGS

El ancho de banda del sensor esta comprendido 0 Hz a los 3000 Hz para el sensor de mas elevado y para el mas bajo va desde 0 Hz a los 600 Hz.

CARACTERÍTICAS SERIE EGS	
Alimentación	15 V en DC
Impedancia de Entrada (Zin)	1000 Ω nominal
Impedancia de Salida (Zout)	450 Ω nominal
No Linealidades	± 1 % FSO
Margen de Temperatura	- 40 ºC a 120 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Cero Offset a 20 ºC	± 15mV

Tabla 2.11. Serie EGS

2.8 ACELERÓMETROS METRA

Los acelerómetros de la serie METRA funcionan a partir de la tecnología piezoeléctrica, explicada en apartados anteriores. Estos acelerómetros son fabricados de tres formas claramente diferenciadas por flexión, compresión y tijera.

Pueden alcanzar sensibilidades de hasta 3000 mV/g. Otro dato de relevancia sería su frecuencia de resonancia donde el margen para estos sensores se encuentra entre los 350 Hz hasta los 110 kHz.

Finalmente los márgeness de aceleración de estos sensores están comprendidos hasta los 20000 g.

Las principales aplicaciones de estos acelerómetros se encuentran en medidas de vibración, análisis modal, control predictivo en máquinas, ensayos en estructuras, aplicaciones médicas y control de ruido.

Tipos de fabricación:

- **2.8.1 Fabricación por flexión (Bender)**.

  La utilización de acelerómetros creados a partir del método de flexión tiene como ventaja principal la elevada relación sensibilidad / masa, respecto a los otros métodos de fabricación.

  Por el contrario estos dispositivos son extremadamente frágiles y a elevadas temperaturas puede verse afectada la sensibilidad del sensor.

  Su principal utilización es en medidas de aceleración extremadamente bajas para pocas "*g's*" de aceleración (inferiores a 10g).

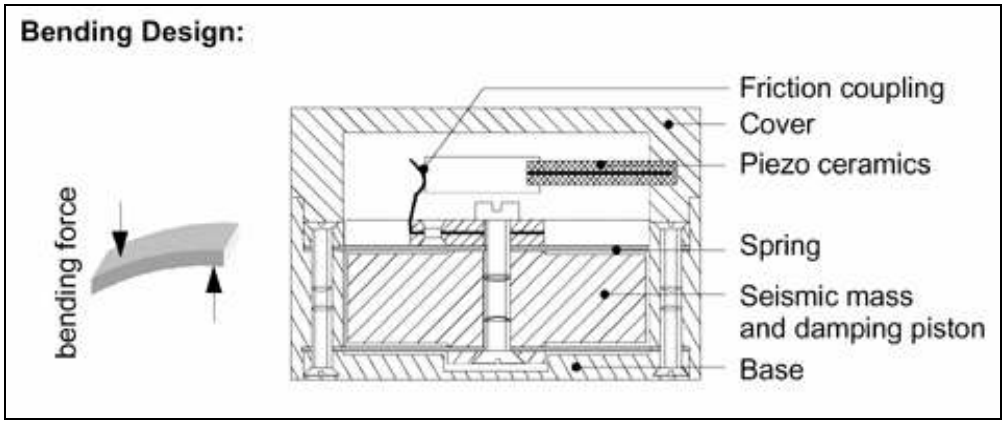
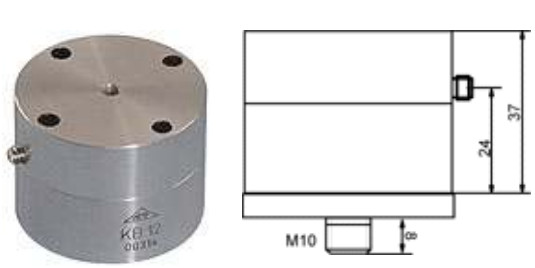


Figura 2.38. Estructura

Un ejemplo claro de la familia METRA sería el acelerómetro KB12 que a continuación se detalla.

2.8.1.1 Acelerómetro KB12VB. Utilizado para bajas frecuencias, sensor de extremada sensibilidad que proporciona una excelente resolución y un bajo ruido.



Otras características serían la protección contra la sobrecarga debida al acople por fricción, su elevada relación sensibilidad/masa y la permisividad en la utilización de largo cableado.

Figura 2.39. Sensor KB12VB

Otros datos relevantes del sensor:

CARACTERÍTICAS KB12VB	
Fuente de corriente	2 mA - 20 mA
Sensibilidad	10000 mV/g tolerancia ± 20%
Margen	± 0.5 g
Margen de frecuencias	0.15 Hz a 260 Hz
Margen de Temperatura	- 10 ºC a 80 ºC
Compensación de Temperatura	20 ºC a 80 ºC
Peso	150 gr.

Tabla 2.12. Parámetros KB12VB

- **2.8.2 Fabricación por tijera (Shear)**.

El método de fabricación *Shear* permite obtener acelerómetros cuya sensibilidad no se ve afectada en gran medida por la temperatura.

La desventaja principal del este tipo de dispositivos es la no tan buena relación sensibilidad / masa.

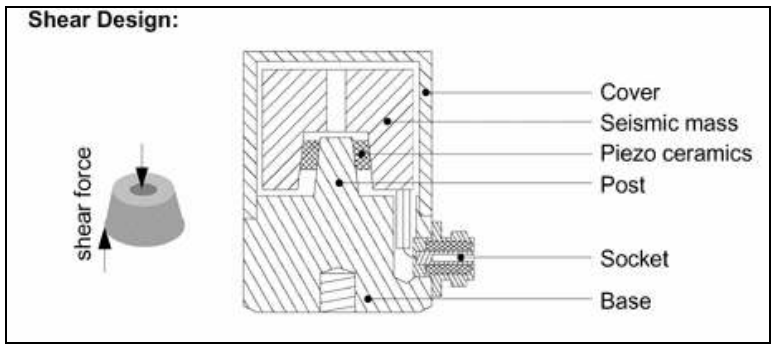


Figura 2.40. Estructura KB12VB

A continuación se exponen dos casos. El primero de ellos para elevadas aceleraciones con el modelo KS94 y un modelo de medición para pequeñas aceleraciones KS48B.

2.8.2.1 Acelerómetro KS48B. Alta resolución y bajo ruido utilizado normalmente para mediciones sísmicas de muy baja frecuencia.

Baja influencia tanto de transitorios provocados por la temperatura como por efectos de flexión.

El acelerómetro esta recubierto por una cubierta de acero inoxidable.

Figura 2.41. Sensor KS48B

Características del sensor:

CARACTERÍTICAS KS48B	
Fuente de corriente	2 mA - 20 mA
Sensibilidad	1000 mV/g ± 10%
Margen	± 5 g
Margen de frecuencias	0.15 Hz a 4 kHz
Margen de Temperatura	- 20 ºC a 80 ºC
Peso	165 gr.

Tabla 2.13. Parámetros KS48B

2.8.2.2 Acelerómetro KS94. El acelerómetro KS94 tiene una elevada resonancia en frecuencia, alta resolución.

Al ser un modelo KS le afectan poco por tanto los transitorios provocados por la temperatura como por efectos de flexión.

Figura 2.42. Sensor KS94

Esta pensado para funciona en ambientes hostiles o en condiciones meteorológicas adversas.

Tal como se ve en la tabla (2.14) de características este modelo tiene un margen de medición elevado en comparación con otros modelos de su misma familia.

CARACTERÍTICAS KS94	
Fuente de corriente	2 mA - 20 mA
Sensibilidad	14 mV/g ± 20%
Margen	± 400 g
Margen de frecuencias	0.3 Hz a 19 kHz
Margen de Temperatura	- 20 ºC a 120 ºC
Peso	3.5 gr.

Tabla 2.14. Parámetros KS94

➢ **2.8.3 Fabricación por Compresión (Compression)**.

Mediante este método cuyas siglas son *KD* obtenemos acelerómetros con una alta relación sensibilidad/masa, robustos y tecnológicamente avanzados.

Además son extremadamente variables o sensibles a los transitorios provocados por la temperatura. Otra desventaja es la variación con los cambios de tensión.

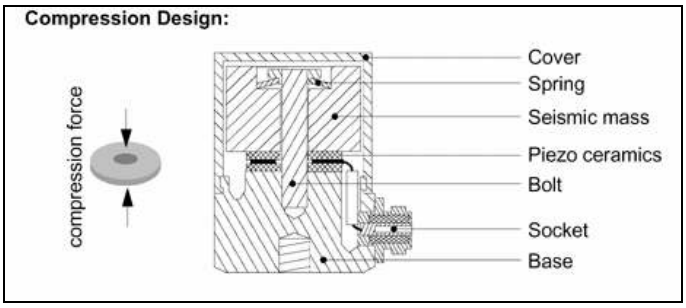


Figura 2.43. Estructura KS94

Algunos modelos que utilizan esta tecnología son el KD37V y el KD41V, estos modelos son de bajo coste. Sus características son:

2.8.3.1 Acelerómetro KD37V. Acelerómetro de compresión con cubierta de acero inoxidable y utilizado para ambientes extremos.

Figura 2.44. Sensor KD37V

Otras prestaciones:

CARACTERÍTICAS KD37V	
Sensibilidad	50 mV/g ± 20%
Margen	± 120 g
Margen de frecuencias	3 Hz a 10 kHz
Margen de Temperatura	- 10 ºC a 120 ºC
Peso	45 gr.

Tabla 2.15. Parámetros KD37V

2.8.3.2 Acelerómetro KD41V. Con el mismo tipo de características que el sensor anterior pero con una mayor sensibilidad.

Otras prestaciones:

CARACTERÍTICAS KD41V	
Sensibilidad	100 mV/g ± 20%
Margen	± 60 g
Margen de frecuencias	3 Hz a 8 kHz
Margen de Temperatura	- 10 ºC a 120 ºC
Peso	60 gr.

Tabla 2.16. Parámetros KD41V

2.9 ACELERÓMETROS SEIKA

Empresa Alemana fabricante de sensores y de integrados de alta precisión como inclinómetros y acelerómetros así como módulos específicos de medida.

Los sensores de la empresa SEIKA han sido desarrollados mediante tecnología capacitiva. Estos acelerómetros son de bajo coste con o sin electrónica incorporada.

Sus márgenes de trabajo para la aceleración son entre 0 y ± 3 g hasta 0 y ± 100 g y su ancho de banda oscila entre los márgenes de 0 a 160 Hz y de 10 a 1500 Hz. Pueden alcanzar resoluciones de hasta 0,001 g.

Las principales aplicaciones de estos acelerómetros se encuentran en la industria, en sistemas de seguridad y de alarma, mediciones sísmicas, medidas de inclinación, etc...

Familias y modelos SEIKA:

- **2.9.1 Familia B (B1, B2 y B3)**. Esta familia realiza mediciones de aceleración (acelerómetros) comprendidas hasta los 100 Hz.

Figura 2.45. Familia B

La salida de estos sensores es analógica y la el consumo del sensor es mínimo. Se puede decir, que esta gamma es de gran estabilidad y de bajo error en la medida, por tanto son precisos.

Los sensores B son utilizados cuando se requiere elevadas tolerancias en el sobrermargen, alta estabilidad, cortos retrasos en las transiciones y bajo consumo de potencia.

Sus principales aplicaciones son medida en vehículos, control de procesos, diagnostico de errores, medidas sísmicas y medidas de inclinación.

Otras características:

CARACTERÍTICAS SERIE B			
	B1	**B2**	**B3**
Margen	± 3 g	± 10 g	± 50 g
Resolución	0.001 g	0.005 g	0.02 g
Frecuencia	0 a 160 Hz	0 a 350 Hz	0 a 550 Hz
Tensión de la fuente	Entre 3V a 6V		
Margen de Temperatura	-40 ºC a 85 ºC		
Sensibilidad	140 mV/g	30mV/g	7,5mV/g

Tabla 2.17. Parámetros Serie B.

➢ **2.9.2 Familia BDK (BDK3, BDK10, BDK100)**. Esta familia realiza mediciones de aceleración (acelerómetros) y vibración desde 1 Hz hasta algunos KHz.

El consumo del sensor es mínimo. Se puede decir, que esta gamma es de gran estabilidad y elevada precisión.

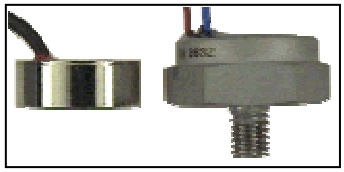


Figura 2.46. Familia BDK

Los acelerómetros de la serie *BDK* son utilizados para medir vibraciones, seísmos, medidas dinámicas de posición y velocidad, entre otras aplicaciones.

Otras características:

CARACTERÍTICAS SERIE BDK			
	BDK3	**BDK10**	**BDK100**
Margen	± 3 g	± 10 g	± 100 g
Resolución	0.001 g	0.005 g	0.05 g
Frecuencia	0 a 300 Hz	0 a 800 Hz	0 a 1500 Hz
Tensión de la fuente	Entre 2V a 16V		
Margen de Temperatura	-40 ºC a 85 ºC		
Sensibilidad	150 mV/g	60mV/g	15mV/g

Tabla 2.18. Parámetros Familia BDK

➢ **2.9.3 Acelerómetro NG360**. Este dispositivo se utiliza para medir inclinaciones de hasta 360º.

Figura 2.47. Sensor NG360

Esta formado por un microprocesador de 16 bits y por una puerto de comunicaciones RS485. Existe una relación lineal entre el valor de la salida y el ángulo que sé esta midiendo.

Este sensor se utiliza como inclinómetro para medidas de ángulos y se utiliza en construcción de vehículos, barcos, etc..

Otras características:

CARACTERÍTICAS SERIE NG360	
Peso	110 gr.
Margen	360 º
Resolución	0.01 º
Tensión de la fuente	9V a 15V
Margen de Temperatura	-40 ºC a 85 ºC
Desviación lineal	± 0.25 grados

Tabla 2.19. Parámetros NG360

Si la elección fuera este sensor necesitaríamos un conversor de la interficie RS485 a un puerto de comunicaciones de PC interficie RS232.

Para ello la serie SEIKA tiene creado un modulo con este propósito denominado ***SC485B***, tal como se muestra en la imagen de la derecha.

Figura 2.48. Interficie RS485

El resto de datos se muestran en la hoja de especificaciones (datasheet) del fabricante (ver bibliografía).

- **2.9.4 SBG3I**. El SGB3I es un modulo (caja) el cual incluye en su interior tres acelerómetro de la gamma SEIKA y además de tres acondicionadores de señal con salidas comprendidas entre los 4 mA a 20mA.

  Este dispositivos esta formado por dos sensores que miden aceleraciones e inclinaciones a lo largo de tres ejes para el caso de la aceleración y dos ejes para el caso de la inclinación.

  Por tanto en la salida tendremos tres señales acondicionadas independientes. Cada una de las cuales con margenes de corriente entre 4 a 20 mA formadas por dos cables de salida cada una de las tres.

Figura 2.49. Modulo SBG3I

Además estas salidas están perfectamente aisladas de forma eléctrica contra corriente procedentes de tierra. Gracias a la separación de la cubierta y los acondicionadores de las tres señales.

Otras características:

CARACTERÍTICAS SERIE SBG3I	
Terminales	6 x 1.5 mm^2
Filtro Paso Bajo	Activo de 3 Orden
Tensión de la fuente	10V a 30V
Margen de Temperatura	-40 ºC a 85 ºC

Tabla 2.20. Parámetros SBG3I

En la figura (2.50) se muestra la estructura interna de este modulo en el cual podemos apreciar los tres ejes (X, Y, Z) están conectados cada uno de ellos a un sensor para determinar si se produce aceleración en el sentido del eje (Flechas color rojo).

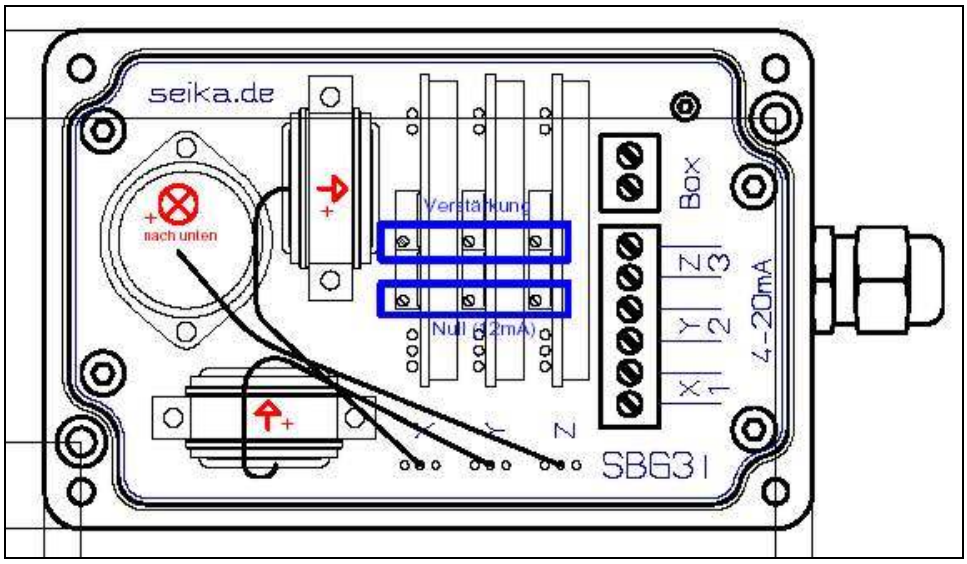


Figura 2.50. Esquema SBG3I

2.10 FAMILIA ADXL DE ANALOG DEVICES

Los acelerómetros de esta familia pueden ser utilizados en una gran variedad de aplicaciones de bajas "*g*", entre ellas para mostrar la inclinación u orientación, vibración del sistema y detección de movimientos.

Estos sensores están formados por una superficie micromecanizada (asegurando un buen funcionamiento y un tamaño reducido), formada por un pequeño sensor (aproximadamente de 1 mm^2) de aceleración en un circuito integrado (IC) de silicio.

Utilizando los mismos pasos que para hacer circuitos electrónicos convencionales, la superficie micromecanizada permite crear estructuras libres de movimiento cerca de la superficie de silicio.

Estos sensores son utilizados en circuitos, maquinaria o cualquier otro tipo de objeto del que se precise un óptimo comportamiento y un mejor control. Por este motivo la familia ADXL creada por la famosa compañía Inglesa fabricante de circuitos integrados *Analog Devices* ha lanzado una variedad de acelerómetros al mercado con unas prestaciones realmente buenas.

IC familia ADXL:

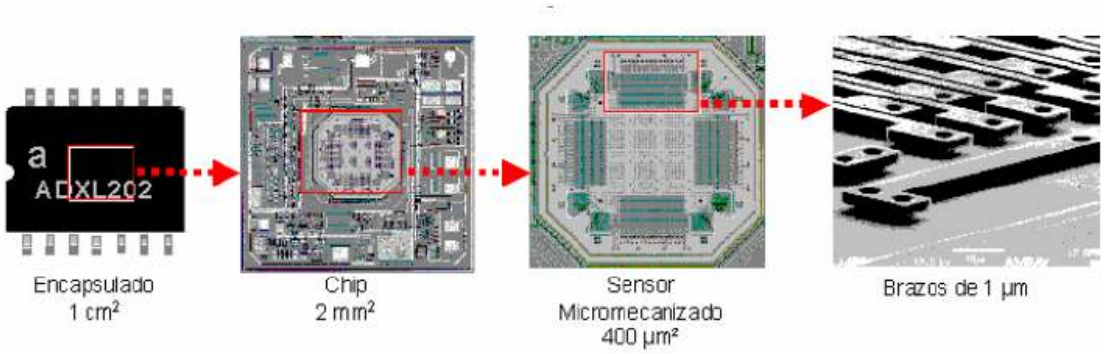


Figura 2.51. Circuitos Integrados Familia ADXL

Dentro de la familia ADXL que se comprende hasta el día de hoy de acelerómetros capaces de medir desde 5g (ADXL05) hasta 50g (ADXL50) de aceleración.

En estos sensores el límite de resolución viene delimitado por el ruido del ambiente y del propio acelerómetro. El nivel del ruido de *"floor"* varía directamente con el ancho de banda utilizado

Ancho de Banda

El nivel de ruido en la salida de los sensores ADXL es directamente el valor de la raíz cuadrada del valor del ancho de banda seleccionado para cada sensor. El máximo valor de ruido de pico a pico que adquieren estos sensores es aproximadamente de 6.6 veces el valor de ruido en "*rms"*.

El valor del ancho de banda puede ser reducido a partir de la aplicación de técnicas de filtrado tanto paso banda como paso bajo de esta manera se reduce en gran medida los valores de ruido.

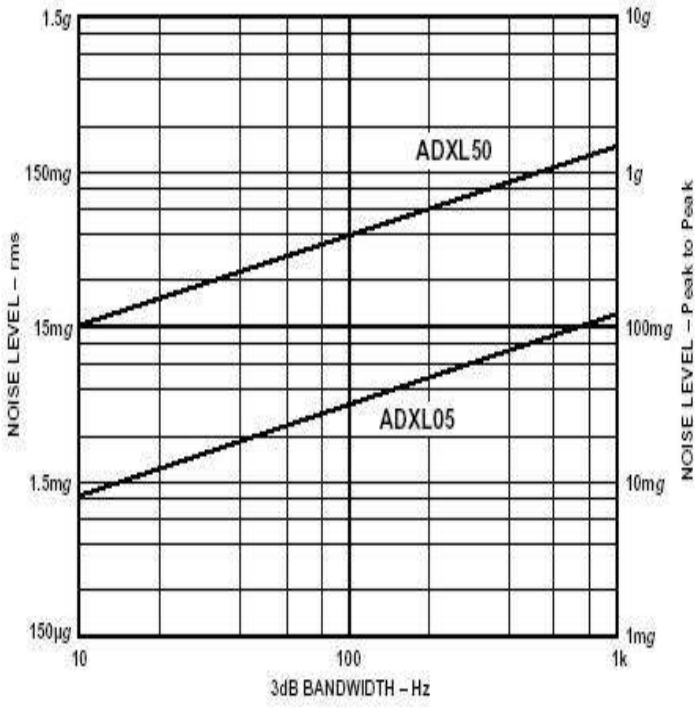


Figure 1. Noise Level vs. 3 dB Bandwidth

Tal como se observa en la figura (2.52) el ruido disminuye para valores frecuencias pequeños mientras que para valores superiores de ruido aumenta. Las gráficas obtenidas en esta familia relacionan señal de ruido con frecuencia (ancho de banda) proporcionan una relación lineal, tal como se ha comprobado.

Para mejorar la calidad en una o dos décadas podemos utilizar un microprocesador el cual se encargará de realizar un número específico de mediciones. Hablamos del nivel de señal del acelerómetro, posteriormente calculará el promedio obtenido de las mismas.

Figura 2.52. Níveles de Ruido de la Familia ADXL

El ruido que resulta de todo este proceso es realmente pequeño ya que también aumenta con cada muestreo pero lo hace a razón de la raíz cuadrada y por tanto la calidad señal-ruido resultante mediante esta técnica es superior, de ahí su utilización.

Post Filtrado

La familia ADXL permite un cierto margen de variación del ancho de banda del sensor, es decir, el usuario puede variar o ajustar el ancho de banda del acelerómetro dentro de un margen específico (dado por el fabricante).

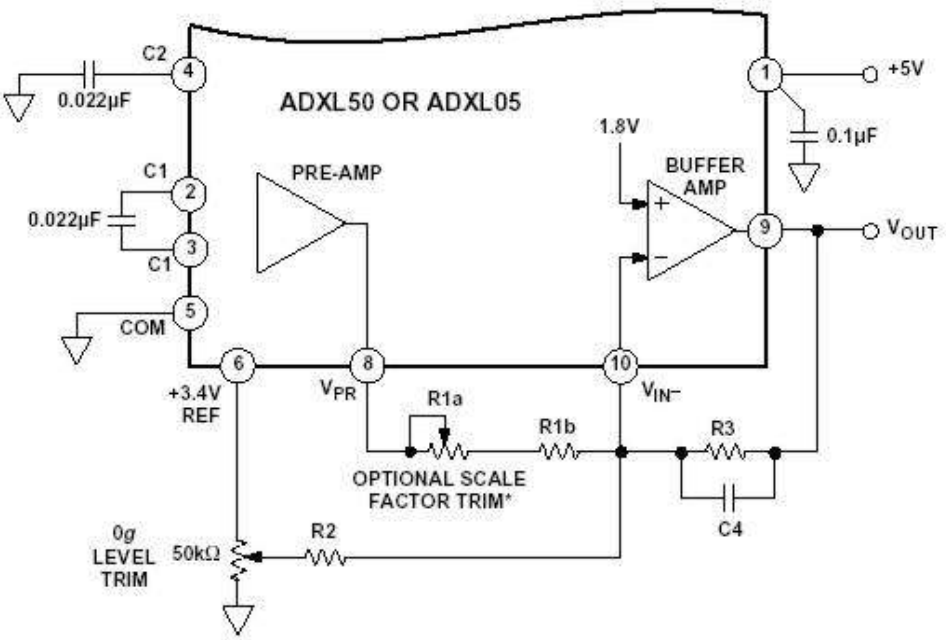


Figura 2.53. Esquema del Conexionado del ADXL50 o 05.

Para ello y tal como se muestra en la figura (2.53) utilizamos una capacidad "C1" y "C4" (ambas accesibles al usuario y por tanto externas al sensor) en función del valor que tomen nos dará un ancho de bada u otro (el margen de valores de esta capacidad y el valor de ancho de banda van estrechamente relacionados y por tanto los indicará el "*datasheet"* proporcionado por el fabricante del sensor).

En el supuesto que necesitemos el mayor ancho de banda posible del acelerómetro pero que a su vez el nivel de señal de ruido sea demasiado elevado para ese ancho de banda será entonces cuando utilicemos técnicas de *post filtrado* de la señal de salida de estos sensores.

De todas formas el fabricante siempre nos proporciona normalmente la ecuación que relaciona el valor del ancho de banda con la capacidad que lo fija. En este ejemplo sería:

- **Fórmula:**

$$3\text{dB BW} = \frac{1}{2\pi\ R3\ C4} \qquad (2.12)$$

Tabla ADXL50 (Ancho de Banda – Capacidad):

ADXL50 COMPONENT VALUES FOR VARIOUS FULL-SCALE RANGES AND BANDWIDTHS

FULL SCALE	mV per *g*	3dB BW (Hz)	R1a kΩ	R1b kΩ	R3 kΩ	R2 kΩ	C4 µF
±10*g*	200	100	5	21.5	249	100	0.0068
±20*g*	100	100	5	23.7	137	100	0.01
±10*g*	200	10	5	21.5	249	100	0.068
±20*g*	100	10	5	23.7	137	100	0.01

Obsérvese que para un aumento de la capacidad *C4* los valores de ancho de banda (BW) disminuyen tal como se observa en la ecuación (2.12).

Figura 2.54. Margen de valores Ancho de Banda ADXL50

Tabla ADXL05 (Ancho de Banda – Capacidad):

Al igual que en el caso anterior se cumple la ecuación que relaciona ambos parámetros.

ADXL05 COMPONENT VALUES FOR VARIOUS FULL-SCALE RANGES AND BANDWIDTHS

FULL SCALE	mV per *g*	3dB BW (Hz)	R1a kΩ	R1b kΩ	R3 kΩ	R2 kΩ	C4 µF
±1*g*	2000	10	10	24.9	301	100	0.056
±2*g*	1000	100	10	35.7	200	100	0.0082
±4*g*	500	200	10	35.7	100	100	0.0082
±5*g*	400	300	10	45.3	100	100	0.0056

Figura 2.55. Margen de valores Ancho de Banda ADXL05

Derivas de offset con la temperatura

Al utilizar el sensor en corriente continua a "0 g" se apreciará una variación en las medidas referentes al ajuste del offset, esto se deberá *a las derivas de temperatura*.

Cuando el acelerómetro mida valores de aceleración bajos (*Low g*) entonces puede que se superen los márgenes de temperatura establecidos y por tanto para 0 g podemos observar que la deriva referente a la temperatura exceda el valor del nivel de señal.

Para evitar las derivas térmicas en la medida de lo posible en aplicaciones de alta precisión (como inclinómetros especializados) se utiliza un horno de cristal de bajo coste con el fin de mantener el acelerómetro a una temperatura constante. Posteriormente el circuito es construido y su funcionamiento es del todo correcto.

Otra técnica utilizada para la compensación de derivas térmicas es la del uso de un sensor de temperatura mas conocido como AD590. Este sensor de temperatura elimina tanto las componentes lineales como no lineales de la deriva.

Acople en Alterna (AC Coupling)

La medida de sensado o vibración en corriente alterna (*AC*) puede realizarse entre la salida del preamplificador (Nodo 8) y el buffer (Nodo 9) de entrada tal como se muestra en la figura (2.56):

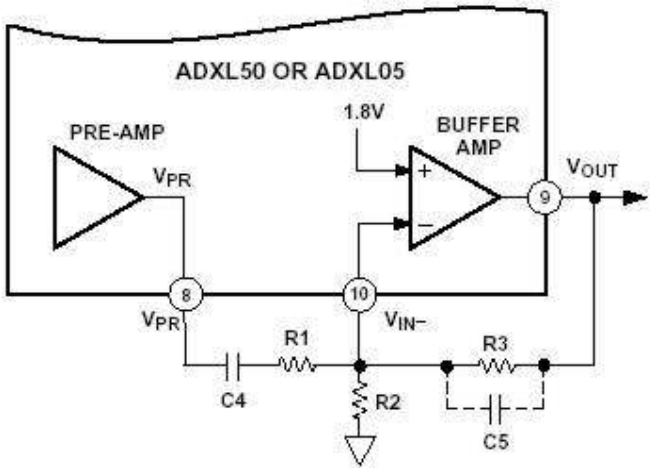


Figura 2.56. Esquema Interno ADXL

Debido a la componente en alterna se elimina la componente continua de la salida y por tanto la señal de salida que nos da el preamplificador puede ser amplificada considerablemente sin necesidad de incrementar el nivel de deriva obtenido a "*0 g*".

Si se añade la capacidad denominada en el esquema como *C5* provocará un filtrado paso bajo y por tanto la función resultante será un paso banda tal como se muestra en la figura (2.57):

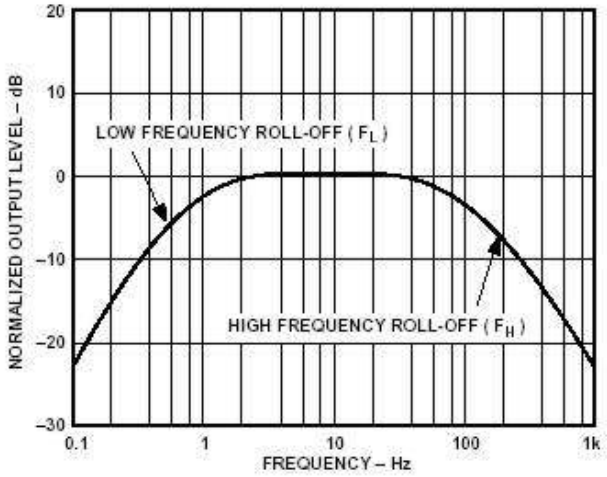


Figura 2.57. Respuesta de la Señal.

La frecuencia de corte inferior viene determinada por la ecuación (2.13):

$$F_L = \frac{1}{2\pi R1\, C4} \tag{2.13}$$

Y la frecuencia de corte superior viene determinada por el polo introducido mediante la capacidad C5 y la resistencia R3.

Toda esta familia de acelerómetros consta de una patilla o terminal el cual nos permite obtener un valor de señal conocido y proporcionado por el fabricante que nos ayuda a conocer si el sensor se encuentra funcionando de forma correcta o no. Este terminal se le conoce como *"ST"* (Self-Test) típicamente conectado a masa cuando no es utilizado.

Calibración de los sensores ADXL

Este tipo de sensores puede ser calibrado a partir de la aceleración de la Tierra. Para ello necesitamos 1g de aceleración de la Tierra como referencia, cabe decir que según la orientación del sensor y sus respectivos ejes (uno, dos o tres, etc...) afectaran a la salida del propio sensor.

Por lo tanto si los ejes del sensor se encuentran verticales al suelo la salida del eje mostrará 1g (positivo o negativo en función de la posición general del sensor) de aceleración mientras que si se encuentra en posición horizontal mostrará 0 g.

En la ilustración (2.58) se muestran las posibles configuraciones de los ejes:

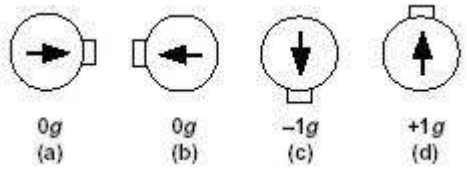


Figura 2.58. Configuración de los Ejes

Tanto en el caso "*a"* como en el caso "*b"* los ejes se encuentran paralelos a la gravedad y por tanto la aceleración que sufren es de *0 g* en cambio para los caso *"c"* y *"d"* se encuentra en el caso totalmente opuesto y la salida del sensor nos indica *1 g* de aceleración.

Pineado o patillaje de la familia ADXL:

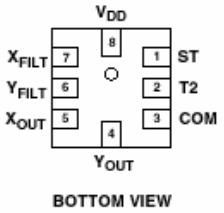


Figura 2.59. Disposición de terminales ADXL

Donde Xout y Yout son las salidas analógicas o digitales en función del sensor de cada eje.

Las salidas Xfilt e Yfilt provienen de la etapa de filtrado paso bajo. La patilla COM es la masa, la ST es el pin de comprobación del funcionamiento del integrado y Vdd es la tensión de alimentación.

La salida de los circuitos integrados de la familia ADXL de Analog Devices puede ser tanto analógica como digital dependiendo del integrado y varia siempre en función de las fuerzas de aceleración ("*g's*") a las que se encuentra sometido.

2.10.1 ACELERÓMETROS ADXL

Analog Devices tiene un gran número de modelos de uno, dos y hasta tres ejes por medio de los cuales se puede medir aceleración.

A continuación se detallan diferentes modelos de la gamma con mayor o menor resolución y con mayor o menor número de ejes de salida.

Gracias a las fuerzas de la gravedad estos sensores detectan la orientación espacial del objeto en el cual se encuentran.

El cálculo del valor en grados de cada una de las salidas (para toda esta familia) se realiza mediante las siguientes formula para cada eje:

$$PITCH = ASIN\ (Ax / 1g) \quad (2.14)$$

$$ROLL = ASIN\ (Ay / 1g) \quad (2.15)$$

$$YAW = ASIN\ (Az / 1g) \quad (2.16)$$

Donde yaw, pitch y roll son las componentes esféricas del sistema rotacional tal como se vio en puntos anteriores, y que nos permiten situar al objeto en el espacio.

Sensores ADXL de 2 ejes:

Destacar que todos los acelerómetros *Analog Devices* de dos ejes, aquí mostrados pueden ser utilizados como medidores de inclinación. Para ello estos sensores utilizan la fuerzas de la gravedad como vectores de entrada para determinar la orientación del chip en el espacio en este caso al ser de dos ejes será ubicación 2D (Orientación Bidimensional).

En función de la colocación del sensor mayor o menor será su sensibilidad, es decir, contra más perpendicular a las fuerzas de gravedad se encuentre el sensor más sensibilidad tendrá.

➢ 2.10.2 ADXL203

Descripción del dispositivo:

El ADXL203 es un sensor de aceleración capacitivo de dos ejes (X e Y) creado sobre un único circuito integrado "*IC*". Ambas salidas del sensor son tensiones analógicas proporcionales a la aceleración medida.

Este acelerómetro tiene unas dimensiones de 5 mm x 5 mm x 2 mm y una resolución de 1 mg (0.06º de inclinación) a 60 Hz.

El margen de medida de aceleración de este sensor es de ± 1.7g es decir, tanto positivas como negativas.

Mediante técnicas de demodulación que incorpora este acelerómetro podemos rectificar la señal medida y determinar la dirección de la aceleración.

La salida (una vez demodulada) es amplificada y extraída fuera del mismo por medio de una resistencia de 32kΩ.

Es justo en este punto donde se puede fijar el valor del ancho de banda (BW) para cada eje mediante la utilización de una *capacidad* en cada uno de las resistencias de la salida (X_{out} e Y_{out}).

Esquema del sensor ADXL203:

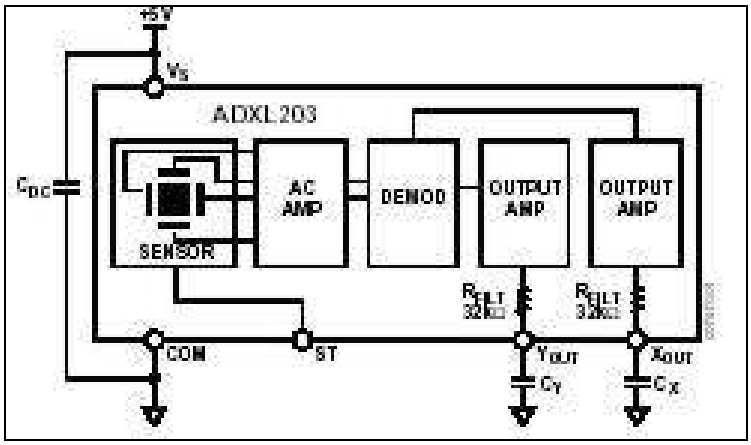


Figura 2.60. Esquema Interno ADXL203

Ancho de Banda:

El valor del ancho de banda será como máximo de 2.5 kHz para este dispositivo implicando que la capacidad utilizada para obtener este valor de frecuencia será de 2000pF.

Según la ecuación (2.17) podremos obtener el resto de valores comprendidos entre 1 Hz a 2.5 kHz para cada salida X_{out} e Y_{out}.

Ecuación:

$$BW = 5\mu F / (C_X, C_Y) \qquad (2.17)$$

$$\text{En donde} \quad \Rightarrow \quad 5\mu F = 1 / (2\pi \cdot 32k\Omega)$$

El ancho de banda nos fija el valor de resolución mínimo de aceleración que puede detectar el dispositivo.

Ecuación de Ruido:

$$\textbf{rmsNoise} = [\ 110\ \mu g / (Hz)^{1/2}\ ] \cdot [\ (BW \cdot 1{,}6)^{1/2}\ ] \qquad (2.18)$$

Nota: El valor en rms de la medida vendría expresado en "*mg*".

Alimentación Power Supply:

Los valores de alimentación de este sensor son de cómo mínimo 3V y como máximo 6V.

Al ser una salida radio métrica tendremos que el valor de tensión correspondiente en la salida para "*0 g*" de aceleración, será la mitad de valor escogido para alimentar el sensor.

Para un valor de 3V de alimentación tendremos un valor de consumo corriente de 450μA.

Sensibilidad del ADXL203:

La sensibilidad cuando el dispositivo esta totalmente perpendicular a las fuerzas de gravitación, es de 17.5 mg mientras que si se encuentra inclinado 45º con respecto a estas fuerzas su sensibilidad disminuye hasta los 12.2 mg y por consiguiente también se ve reducida su resolución.

A continuación se muestra diversas colocaciones del sensor con el fin de obtener los valores de cada una de las salidas en función de esta colocación. Se pretende pues ver la implicación del posicionamiento del sensor en los valores de la salida, con respecto a la fuerza de gravedad.

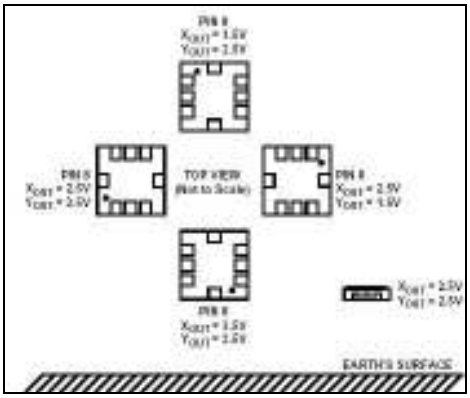


Figura 2.61. Colocación del Dispositivo

Tal como ya se ha indicado para una colocación optima de ambos ejes (perpendiculares a la gravedad) tendremos que los valores de las salidas, tanto X_{out} e Y_{out}, serán de Vcc/2, es decir, **2.5 V**.

Margen de temperaturas:

El margen de temperatura que permite el correcto funcionamiento del sistema es para una alimentación de 5V de –40 ºC a +125 ºC.

➢ 2.10.3 ADXL311

Descripción del dispositivo:

El ADXL311 es un sensor de aceleración capacitivo de dos ejes (X e Y) creado sobre un único circuito integrado "*IC*". Las salidas de este sensor son de tipo analógicas.

Este acelerómetro tiene unas dimensiones de 5 mm x 5 mm x 2 mm y con una resolución de 2 mg (0.1º) a 10 Hz.

Su margen de medida de –2 g a + 2 g. Al igual que para el ADXL203 el cálculo del ancho de banda se realiza de la misma forma para cada eje.

Esquema del sensor ADXL311:

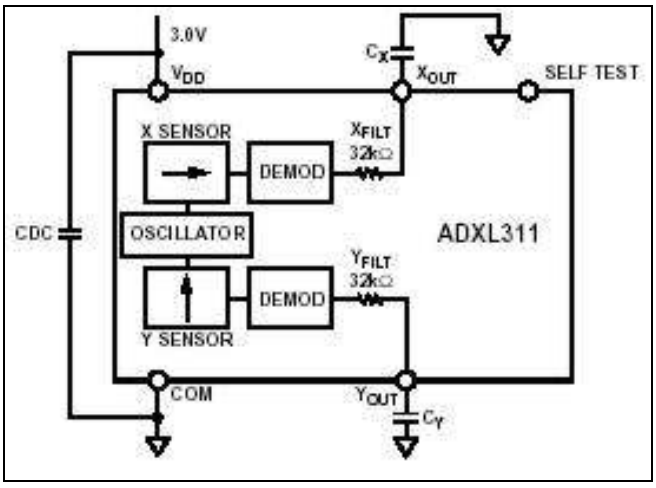


Figura 2.62. Esquema Interno ADXL311

Ancho de Banda:

El valor del ancho de banda será como máximo de 3 kHz hecho que implica que la capacidad utilizada para obtener este valor de frecuencia será de 1.6nF.

Según la ecuación (2.17) podremos obtener el resto de valores comprendidos entre 1 Hz a 3 kHz para cada salida X_{out} e Y_{out}.

Ecuación:

$$BW = 5\mu F / (C_X, C_Y)$$

$$\text{En donde } \Rightarrow \quad 5\mu F = 1 / (2\pi \cdot 32k\Omega)$$

El ancho de banda nos fija el valor de resolución mínimo de aceleración que puede detectar el dispositivo.

Ecuación de Ruido:

$$\textbf{rmsNoise} = [\ 300\ \mu g / (Hz)^{1/2}\ ] \cdot [\ (BW \cdot 1{,}6)^{1/2}\ ] \qquad (2.19)$$

Nota: El valor en rms de la medida vendría expresado en "*mg"*.

Alimentación Power Supply:

Los valores de alimentación de este sensor son de cómo mínimo 2,4 V y como máximo 5,25 V.

Al ser una salida radio métrica tendremos que el valor de tensión correspondiente a la salida para "*0 g*" de aceleración será la mitad de valor escogido de alimentación.

Para el valor de 5V de alimentación tendremos un valor de consumo corriente de 750μA.

Sensibilidad del ADXL311:

La sensibilidad de este dispositivo es para una tensión de 3V de 174 mV / g, mientras que para una tensión de alimentación de 5V su sensibilidad es de 312 mV / g.

Al igual que para el ADXL203 tenemos que en función de la colocación del sensor, una mayor o menor sensibilidad y este caso coincide exactamente al caso anterior.

Margen de temperaturas:

El margen de temperatura que permite el correcto funcionamiento del sistema es a para una alimentación de 3V de 0 ºC a +70 ºC.

➢ 2.10.4 ADXL320

Descripción del dispositivo:

El ADXL320 es un sensor de aceleración capacitivo de dos ejes (X e Y) creado sobre un único circuito integrado "*IC*". Ambas salidas del sensor son tensiones analógicas proporcionales a la aceleración medida.

Este acelerómetro tiene unas dimensiones de 4 mm x 4 mm x 1,45 mm y con una resolución de 2 mg (0.1º de inclinación) a 60 Hz.

El margen de medida de aceleración de este sensor es de ± 5g. Es utilizado como sensor de bajo coste.

Los bloques que forman el acelerómetro ADXL320 son idénticos a los expuestos en el acelerómetro ADXL203.

Ancho de Banda:

El valor del ancho de banda será como máximo de 2.5 kHz para este sensor hecho que implica que la capacidad utilizada para obtener este valor de frecuencia será de 2000pF.

Según la siguiente ecuación podremos obtener el resto de valores comprendidos entre 1 Hz a 2.5 kHz para cada salida X_{out} e Y_{out}.

Ecuación:

$$BW = 5\mu F / (C_X , C_Y)$$

$$\text{En donde } \Rightarrow \quad 5\mu F = 1 / (2\pi \cdot 32k\Omega)$$

El ancho de banda nos fija el valor de resolución mínimo de aceleración que puede detectar el dispositivo.

Ecuación de Ruido:

$$\textbf{rmsNoise} = [\ 250\ \mu g / (Hz)^{1/2}\ ] \cdot [\ (BW \cdot 1{,}6)^{1/2}\ ] \qquad (2.20)$$

Nota: El valor en rms de la medida vendría expresado en "*mg*".

Alimentación Power Supply:

El margen de valores de alimentación se encuentre entre los 2.4V a los 5.25V de valor máximo.

Para el valor de 2.4V de alimentación tendremos un valor de consumo corriente de 350µA y a 5V tendremos un consumo de 750µA.

Sensibilidad del ADXL320:

La sensibilidad de las salidas de este dispositivo oscilan entre los valores de 156 mV / g a 192 mV / g y como valor típico a una alimentación de 3 V es de *174 mV / g.*

A continuación se muestra diversas colocaciones del sensor con el fin de obtener los valores de cada una de las salidas.

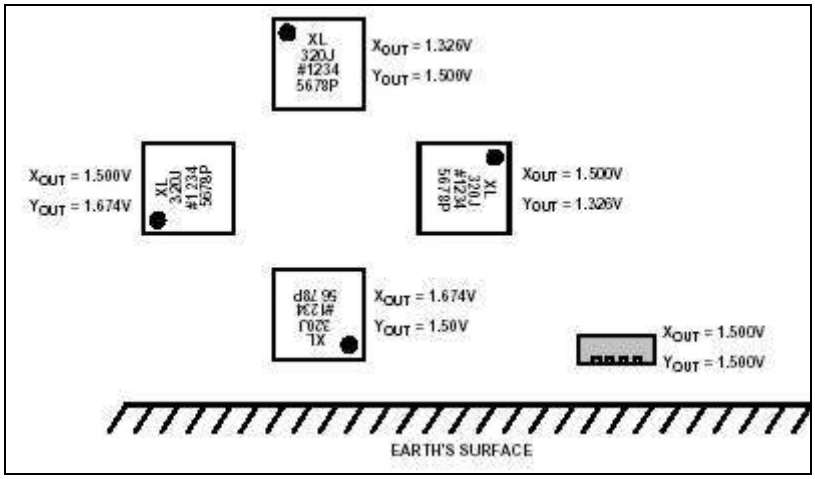


Figura 2.63. Colocación del dispositivo

Tal como ya se ha indicado para una colocación optima de ambos ejes (perpendiculares a la gravedad) tendremos que los valores de las salidas a *"0 g"*, tanto X_{out} e Y_{out}, serán de Vcc/2, es decir, **1.5 V**.

Los valores mínimos y máximo serán, 1,326 V y 1.674 V el las especificaciones aproximan estos datos a (1.3 V y 1.7 V).

Margen de temperaturas:

El margen de temperatura que permite el correcto funcionamiento del sistema es para una alimentación de 3V de –20 ºC a +70 ºC.

Sensores ADXL de 3 ejes:

Analog Devices también proporciona en un único integrado acelerómetros con tres salidas o con tres ejes de funcionamiento. Para ello estos sensores utilizan la ubicación por orientación tridimensional 3D.

Al igual que para el caso de dos ejes contra mas perpendicular se encuentre el eje con respecto a la fuerza gravitacional (cualquiera que sea de los tres) mayor será su sensibilidad y por tanto mayor valor tendrá en la salida.

➢ 2.10.5 ADXL330:

La mayoría de características físicas son idénticas al sensor *ADXL320*. El ancho de banda es de 1,6 kHz.para los ejes X e Y.

Ecuaciones de Ruido:

Para los Ejes X eY los ruidos eficaces vienen determinados por:

$$\textbf{RmsNoise} \mid_{Cx,\,Cy} = [\ 280\ \mu g / (Hz)^{1/2}\ ] \cdot [\ (BW \cdot 1{,}6)^{1/2}\ ] \qquad (2.21)$$

El eje Z viene determinado por:

$$\textbf{RmsNoise} \mid_{Cz} = [\ 350\ \mu g / (Hz)^{1/2}\ ] \cdot [\ (BW \cdot 1{,}6)^{1/2}\ ] \qquad (2.22)$$

Alimentación Power Supply:

Los valores de alimentación de este sensor son de cómo mínimo 2V y como máximo 3,6V.

Al ser una salida radio métrica tendremos que el valor de tensión correspondiente a la salida para "*0 g*" de aceleración será la mitad de valor escogido de alimentación.

Para el valor de 3.6V de alimentación tendremos un valor de consumo corriente máximo será de 375μA.

2.11 HITACHI METALS

Esta empresa *Hitachi Metals* ha desarrollado diferentes tipos de sensores entre ellos una gamma de acelerómetros fabricados con diferentes tecnologías entre ellas la *piezoresistiva* y la creación de acelerómetros mediante *MEMS*.

A continuación se detallará el modelo de acelerómetro de la marca *Hitachi Metals* escogido como mejor opción dentro de esta empresa para la utilización como inclinómetro dentro de nuestra cadena de medida.

➢ 2.11.1 H34C / H48C

El acelerómetro H34C se ha fabricado mediante tecnología *MEMS*. Este acelerómetro contiene tres ejes de medida y en su interior podemos encontrar un circuito integrado creado a partir de tecnología CMOS que permite compensar las variaciones de sensibilidad del sensor, las derivas de temperatura, así como ajustar internamente el valor de tensión a *"0g"*.

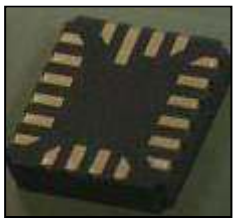


Figura 2.67. H34C / H48C

El modelo H48C es prácticamente idéntico al H34C con pequeñas variaciones en consumos y tamaño. El resto de funcionamiento y patillaje es exactamente igual al descrito a continuación, por tanto no hace falta describirlo también.

Se tendrán en cuenta sus características en la comparativa final de todos los modelos de acelerómetros.

Salidas del sensor "Outputs"

Este sensor consta de seis salidas *AOX, AOY, AOZ, Free Fall Detection, Reference Voltage* y *Output Voltaje on Temperature Sensor*.

Salidas *AOX, AOY* y *AOZ*

Las tres primeras son las correspondientes a los tres ejes (X, Y y Z) de aceleración AOX, AOY y AOZ. Las tensiones en estos tres ejes son proporcionales a la aceleración percibida y son mostradas de forma simultánea en todos ellas.

Cabe decir que este dispositivo varía el valor de tensión en las salidas dependiendo del valor de alimentación. Por tanto, existe una relación radio métrica con respecto a la alimentación.

Por ejemplo, el valor de tensión a 3V de tensión es de 333mV, que equivale a 1 g de aceleración.

***Salida* "Free Fall Detection"**

Otra función a destacar de este sensor es la de "*free fall detection*", es decir, el sensor es capaz de detectar si el dispositivo esta cayendo.

Esta salida también llamada "*Zero g*" , es un indicador que solo se activa cuando las salidas AOX, AOY, AOZ de los ejes X, Y y Z (las tres) se encuentran a una tensión equivalente a la mitad del valor de alimentación.

Para que esto suceda en las tres salidas la aceleración que han de percibir los tres ejes ha de ser de "*0g"*, es en este momento cuando se activa el indicador de salida (*Zero g*).

Salida "*Output Voltaje on Temperature Sensor".*

Este sensor además contiene una salida la cual puede ser utilizada como un simple sensor de temperatura denominada *salida del sensor de temperatura.*

Esta función permite conocer el valor de la temperatura del sensor mediante un simple valor de tensión, es decir, cuando la tensión es igual a la mitad del valor de alimentación tenemos que el valor de tensión es el mínimo 25 ºC y si aumentamos el valor en 0.4V obtendremos el valor máximo permitido de trabajo 65 ºC.

Sabiendo que cada 0.1 V aumentamos en 10 ºC podemos decir, que aumentaremos 1 ºC cada 0.01V.

Salida "*Reference Voltaje"*

Existe además otra salida que nos proporciona siempre la mitad del valor de tensión de la fuente de alimentación, esta salida es conocida como *salida Vref.*

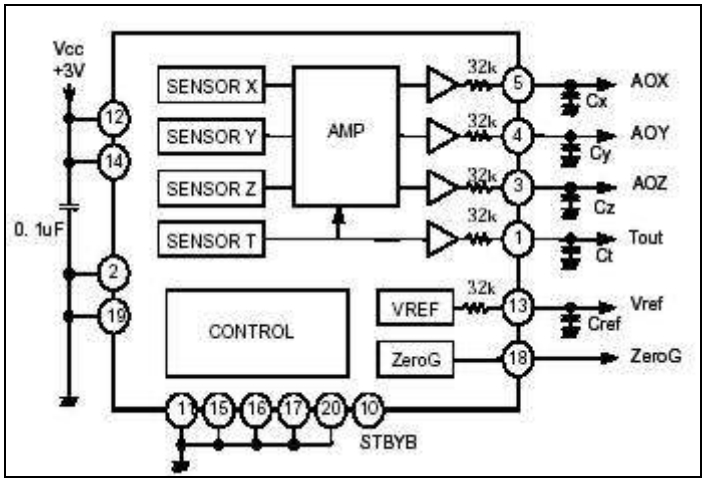


Figura 2.68. Esquema y Patillaje del Sensor

Conversor A/D y Microprocesador

El microprocesador al tener las salidas analógicas si estas quieren ser introducidas en un microprocesador deberemos añadir al conjunto un conversor analógico/digital.

Para el cálculo de las aceleraciones de salida en los ejes una vez utilizado el conversor A/D utilizaremos la formula (2.23):

$$gX = \frac{[AOX - Vref] \cdot (A/D)}{2^{n-1}} \cdot \frac{Vcc}{S} \qquad (2.23)$$

Para el cálculo del valor de tensión en la salida *del sensor de temperatura* utilizaremos la expresión:

$$T = \frac{(Tout - Vref) \cdot A/D}{2^{n-1}} \cdot \frac{Vcc}{S} + T_m' \qquad (2.24)$$

Donde:

- **AOX**: es el valor de tensión en la salida del Eje X, Y o Z
- **Vref**: es la tensión de referencia que será siempre el valor Vcc/2
- **A/D** o **N**: es el número de bits del conversor Analógico/Digital.
- **Vcc:** es la alimentación del Circuito Integrado.
- **S:** es la sensibilidad del Acelerómetro medida en **[mV / g]**
- **T_m:** es la temperatura del acelerómetro **[º C]**
- **T_{out}:** es el valor de tensión de la salida T_{out}.

Restricciones en la salidas

Todas las salidas de este sensor se encuentran conectadas en su interior a una resistencia de 32 kΩ, de esta forma se pueden extraer las señales al exterior de acelerómetro, con la única excepción de la salida *"ZeroG o free fall detection"* que no se encuentra conectada a ninguna resistencia.

Todas ellas a excepción de la última mencionada deberán estar conectadas en la salida a una capacidad. De esta manera se evitan los errores (errores de carga) que el conversor analógico / digital pueda cometer debido a que ve estas salidas como cargas continuas (DC).

Formula Rin:

$$Rin = \frac{1}{C_{Samp} \cdot f_{Samp}} \qquad (2.25)$$

Si deseamos un error de carga inferior al 0.3 % en la medida, necesitaremos diseñar un valor de resistencia de entrada (Rin) superior a *10 MΩ*. Conociendo la frecuencia a la que queremos trabajar (del orden de pocos

kHz) y que el valor de la capacidad de muestro del conversor A/D es típicamente del orden de los "*pF"*. Podemos saber entonces según la formula anterior el valor de la resistencia de entrada.

Utilizaremos conversores A/D de aproximaciones sucesivas, ya que se desea muestrear a la mínima frecuencia posible debido a que el valor de la resistencia de entrada (Rin) es bajo en comparación con la frecuencia de muestreo.

Ancho de Banda (BW)

El ancho de banda del dispositivo viene fijado por las capacidades externas que se encuentran en las salidas de los ejes y la salida de temperatura.

El cálculo del ancho de banda viene dado por la expresión:

$$BW = 5 / C$$

Donde:

- **BW:** ancho de banda de la salida que se observa y se mide en Hz.
- **C:** es la capacidad externa de cada salida en particular medida en μF.

Para una capacidad de 0.047μF su ancho de banda o frecuencia de respuesta del sistema es de 100 Hz trabajando a 3V.

Margen de tensiones y Sensibilidad

La tensión de alimentación típica de este sensor es de 3 V donde la sensibilidad de sus salidas es de 333 mV / g. Para el margen inferior de tensión 2.2V la sensibilidad de los ejes es de 306 mV / g, mientras que para el superior 3.6 V es de 360 mV / g.

Consumo de corriente

El consumo de corriente oscila de 0.36 mA a 0.52 mA para tensiones de 3V a 3.6V respectivamente.

Margen del Sensor

El margen utilizado por este dispositivo va de los –3g hasta los + 3g de aceleración.

Tamaño del sensor y Margen de Temperaturas

Las dimensiones del dispositivo son 3.4 mm x 3.7 mm x 0.92 mm. Funcionamiento del sensor entre –25 ºC a +75 ºC.

Valor de la salidas del sensor en función de la posición del sensor

Como el desfase de los tres ejes es de 90 º tal como sucedía en la familia ADXL de *Analog Devices* los valores de sus salidas nos podrán coincidir en valor simultáneamente.

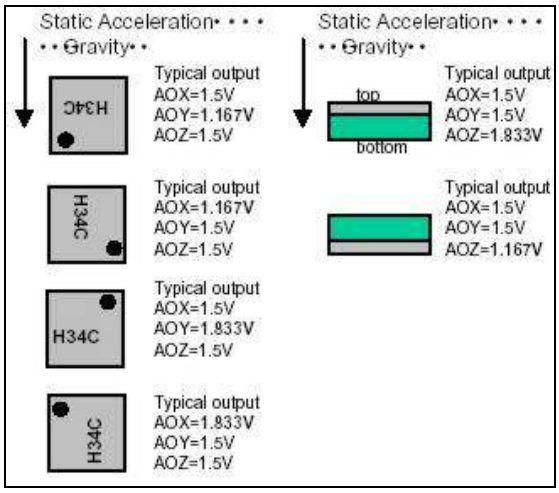


Figura 2.69. Colocación del Dispositivo

Si el sensor esta plano al suelo, es decir los ejes X e Y están perpendiculares a él el valor de los mismos será de 1.5V mientras que el eje Z será de 1.833 V si el sensor esta boca arriba (muesca vista) o de 1.167 si esta boca a bajo (muesca no vista por el usuario).

2.12 BRÚJULA

La compañía Norteamérica de sensores *Dinsmore Instrument* ha estado desarrollando diferentes tipos de sensores, brújulas en su mayoría o aplicaciones de las mismas mediante la combinación de tecnóloga *Hall-effect-IC*.

Entre los sensores que nos ofrece esta compañía destacan el denominado "*1490*" el cual se encarga de medir la componente horizontal del campo terrestre y nos proporcionará la información necesaria para saber hacia donde se encuentra encarado nuestro sismógrafo.

- **Principio Físico**

  El efecto *Hall* se produce cuando a través de un material semiconductor o conductor circula una corriente eléctrica y a su vez este material se encuentra dentro de un campo magnético, en este punto se observa que los portadores de carga se desvían y tienden a reagruparse a un lado del material.

  De esta manera aparece un campo eléctrico y una tensión (*campo y tensión Hall*) que es perpendicular tanto al campo magnético donde se encuentra el conductor, como al campo eléctrico de la fuente de alimentación.

- **Principio de Funcionamiento**

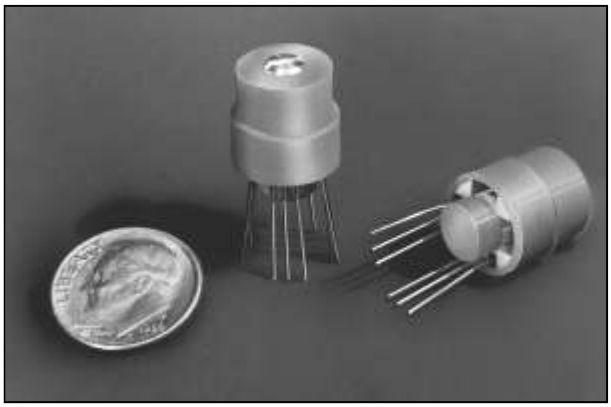


Figura 2.70. Brújula Digital

En nuestro caso el elemento conductor es un líquido que se encuentra dentro del sensor a 90 º de inclinación, cuando el sensor sufre algún cambio de posición, este es percibido por este principio y permite determinar la nueva orientación.

Para el correcto funcionamiento del sistema el sensor deberá encontrarse perpendicular o como máximo en una inclinación con respecto la vertical de 12º para que las medidas que el sensor transmite sean correctas.

- **Salidas**

  El tiempo necesario para percibir los cambios en las salidas una vez se haya producido y percibido cambios de posición es de entre 2.5 a 3.5 segundos.
  El *sensor 1490*, consta de 12 patillas, cuatro de ellas son las salidas (digitales en colector abierto) que nos indican la orientación, otras cuatro son utilizadas como fuente de alimentación y las cuatro restantes son utilizadas como masa.

Se puede calcular posiciones intermedias (Sur-Este, Nor.-Este, Sur-Oeste, Nor.-Oeste) para ello el sensor envía una señal a ambas salidas.

- **Alimentación y Consumo**

Este sensor tiene un margen de tensiones a las cuales puede ser alimentado de entre 5V a 20 V aunque es recomendable utilizar valores un poco superiores e inferiores a este margen.

En lo referente al consumo de corriente tenemos que para una tensión de 5V la corriente que demanda el dispositivo es de 30 mA.

Todas las masas deben estar conectadas en modo común para el correcto funcionamiento del dispositivo, sucederá igual para la tensión de alimentación.

- **Margen de Temperatura y Peso**

El peso de este sensor es realmente pequeño de 2.25 gramos y el margen de temperaturas en las cuales el sensor funciona correctamente es de –20 ºC a +85 ºC.

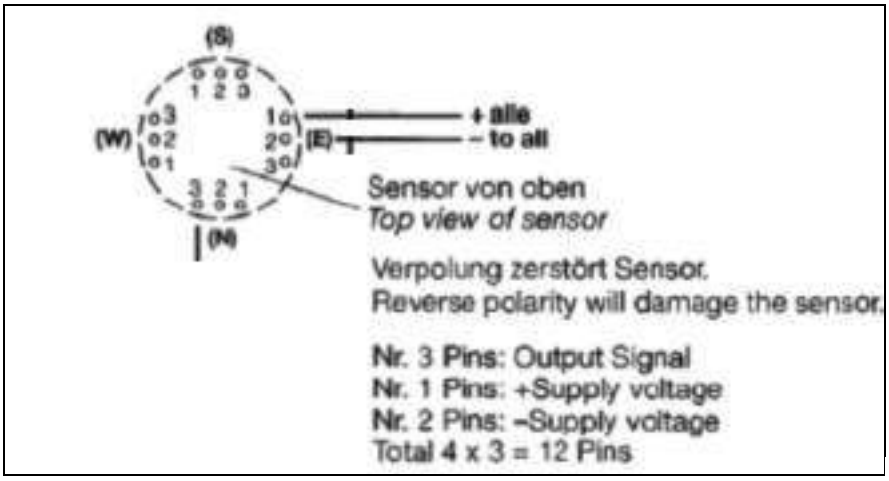


Figura 2.71. Patillaje del dispositivo

El siguiente sensor que nos ofrece la compañía *Dinsmore Instruments* es el denominado *"R1525"* al igual que el sensor anterior su misión es la de medir la componente horizontal del campo terrestre y proporcionar la orientación necesaria al equipo, utilizando el mismo principio físico y de funcionamiento.

- **Salidas**

  El tiempo necesario para percibir los cambios en las salidas una vez se haya producido y percibido cambios de posición es de entre 0.5 a 1 segundos.

  El *sensor R1525*, consta de 6 patillas, dos para las salidas, dos más para la fuente de alimentación y dos más para la masa.

  Las salidas son de tipo analógico. Cada una de ellas representa la función seno o bien la función coseno, respectivamente. Gracias a la combinación de estas dos funciones podemos determinar la orientación del dispositivo de una forma mucho mas exacta que en el caso del sensor *1490*.

- **Alimentación y Consumo**

  Este sensor tiene un margen de tensiones a las cuales puede ser alimentado de entre 5V.

  En lo referente al consumo de corriente tenemos que para una tensión de 5V la corriente que demanda el dispositivo es de 19 mA.

- **Margen de Temperatura y Peso**

  El peso de este sensor es realmente pequeño de 2.25 gramos y el margen de temperaturas en las cuales el sensor funciona correctamente es de –40 ºC a +85 ºC.

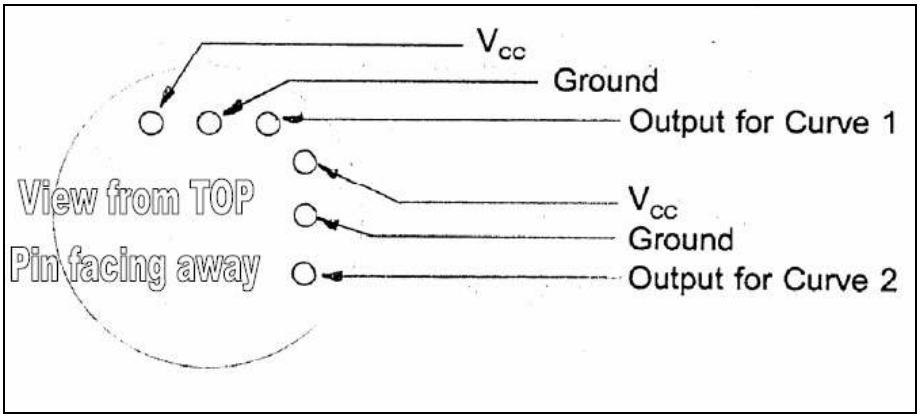


Figura 2.72. Patillaje de la Brújula R1525

2.13 ELECCIÓN DEL SENSOR

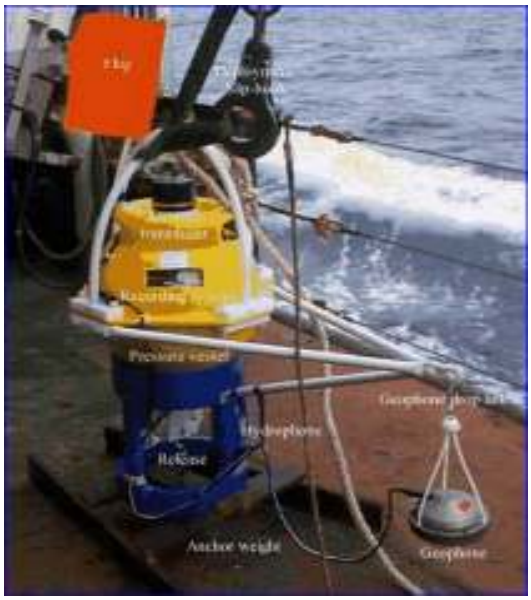
El estudio realizado en este capítulo como ya hemos comentado pretende realizar la búsqueda de uno o varios dispositivos que realicen las funciones de *inclinación* y de *brújula digital*. Con este propósito se han explicado las teorías de funcionamiento de las tecnologías utilizadas por los principales fabricantes de sensores.

En este punto es el momento de debatir cuales son las necesidades de nuestra *cadena de medida* y sobre que bases haremos la elección "más correcta" a la hora de elegir un sensor para cada una de las funciones ya mencionadas.

SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE POSICIONAMIENTO GEOGRÁFICO es un proyecto que pretende orientar y posicionar un *Sismómetro Oceánico* ya construido. Este tipo de sistemas son desarrollados con el fin de realizar estudios sobre movimientos sísmicos así como del suelo oceánico por medio de la recogida de datos sísmicos, todo ello a grandes profundidades.

Sismómetro miniDOBS:

Estos dispositivos se encuentran formados por dos partes claramente diferenciadas una es la parte electrónica y la otra, es la parte mecánica. La parte electrónica es la encargada de captar, medir y almacenar todos los datos sísmicos para los cuales ha estado diseñado el conjunto, mientras que la parte mecánica del sismómetro se encarga de soportar todo tipo de fuerzas de presión, humedad, choque o temperatura con el fin de proteger y enviar a su destino a la parte electrónica (que en definitiva es la que recoge los datos).



MiniDOBS. Figura 2.73.

La parte mecánica suele estar formada por una esfera donde se incluye toda la parte electrónica, la cual debe permanece lo más hermética posible para evitar el mal funcionamiento o la propia destrucción de los dispositivos que almacena en su interior, que pueden inducir a malas mediciones o incluso a la fallida total del sismómetro.

Debido a las dimensiones físicas del sismómetro, el sistema electrónico tiene que ser lo más compacto posible. Esto implica necesariamente una cadena de media reducida, en definitiva los componentes de la cadena de medida deberán ser los esenciales y más miniaturizados posibles.

Además en la elección de estos dispositivos se tendrá en cuenta la cantidad de dispositivos añadidos necesarios para realizar la función y si es viable tanto a nivel económico como a nivel dimensional.

Cadena de Medida:

La cadena de media que a priori se pretende realizar constará de los siguientes dispositivos *fuente de alimentación*, *sensores (inclinómetro, brújula digital)*, *filtros de señal, conversor A/D* y *microprocesador.*

Diagrama de bloques de la cadena de medida

Figura 2.74. Diagrama de bloques

2.13.1 Sensor de Inclinación:

El primero de los sensores a estudiar es el de inclinación (inclinómetro). Este dispositivo debe encargarse de medir la inclinación del sismógrafo. Para el cálculo de esta medida utilizaremos un acelerómetro.

El acelerómetro tal como ya se ha explicado, mide aceleraciones gravitacionales en sus ejes y una de las funciones para la cual ha estado diseñado es la de inclinación.

Se tendrá en cuenta la utilización de acelerómetros reducidos y además estos requerirán cumplimentar cierto número de características que deben tenerse en cuenta.

Estas características son *Alimentación y Consumo de corriente, Sensibilidad del Dispositivo, Ancho de Banda, Nivel de Ruido, Margen de Temperaturas, No Linealidades, Peso, Precio del dispositivo.*

En el caso del inclinómetro hemos estudiado cinco familias de acelerómetros que podrían ser utilizados con el fin de medir inclinación. Cada una de estas familias aporta cierto número de ventajas y desventajas que ahora debatiremos.

Ventajas y desventajas del de la tecnología utilizada

TIPOS DE SENSORES			
Tecnología	**Ancho de Banda**	**Margen**	**Ventajas**
Capacitivos	De 0 a 2 kHz	De 0 a 800 g	Funcionan en continúa, además de tener muy buenas prestaciones. Su coste es bajo al igual que su consumo.
Piezoresistivos	De 0 a 10 kHz	De 0 a 1500g	Funcionan tanto en continua como alterna. Tanto su coste, tamaño y peso son mínimos. Tienen una elevada sensibilidad.
MEMS	De 0 a 1.5 kHz	De 1 a 200 g	Uso sencillo del sensor. Pueden funcionar a bajas temperaturas y tienen una elevada sensibilidad.
Piezoeléctricos	Hasta 20 kHz	Hasta 2000 g	Son buenos en ambientes extremos.

Tabla 2.21. Gamma de Sensores

- **Alimentación / Consumo de Corriente:**

  Estos sismógrafos disponen de unas baterías pensadas para durar cierto numero de horas (entre 100 y 150 horas) y por tanto siempre se intenta que el consumo sea el menor posible. De esta manera se pretende alargar la vida operacional del sistema. Por lo cual, la búsqueda radicará en encontrar un dispositivo cuyo valor de tensión y corriente sea él más pequeño posible o por lo menos no demasiado elevado.

Tal como se muestra en la hoja anexada al final de este capítulo denominada *Modelos*, podemos observar todos los *valores de tensión* y *de corriente* de todos los modelos utilizados en este estudio.

Los valores de los dispositivos de las marcas *Analog Devices* y *Hitachi Metals* se encuentran comprendidos entre 2 V a los 6 V mientras que el del resto de familias el orden superan en muchos casos los 10 V.

Los valores de corriente la familia *Seika* son más bajos. Los modelos de las dos empresas antes mencionadas tienen unos consumos relativamente pequeños.

Según lo definido, las familias y modelos que cumplen con valores de consumo (tensión y corriente) lo más pequeños posibles son principalmente dos de las cinco estudiadas: *Analog Devices* y *Hitachi Metals.*

- **Sensibilidad:**

Otro punto importante a la hora de elegir uno dispositivo es la *sensibilidad* del mismo. La sensibilidad de los acelerómetros permite saber la cantidad de medida que percibe el sensor en función de la magnitud física que se aplica sobre el dispositivo. Dicho de otra manera cuanto valor de tensión tendremos en función de la aceleración soportada por el acelerómetro.

Las unidades que se utilizan y que los propios fabricantes de sensores nos facilitan son típicamente: ***mV / g***. Donde "*mV*" (unidad eléctrica que podemos utilizar) con respecto la magnitud física que es en nuestro caso la aceleración expresada en "*g's*" (donde $1g = 9.81\ m / s^2$).

Si observamos el campo denominado *sensibilidad*, de la tabla (2.22) extraída del documento anexado *Modelos* podemos observar las mayores sensibilidades de los sensores estudiados.

Característica de Alimentación		
FABRICANTE	**MODELO**	**Sensibilidad (mV/g)**
METRA	KB12VB	1000 mV/g
	KS48B	1000 mV/g
	KD41V	100 mV/g
SEIKA	B1	140 mV/g
	BDK3	150 mV/g
ANALOG D.	ADXL203	1000 mV/g a 5V
	ADXL311	174 mV/g a 3V
	ADXL320	192 mV/g a 5V
	ADXL330	300 mV/g a 3V
HITACHI M.	H34C	333 mV/g a 3V
	H48C	348 mV/g a 3 V

Tabla 2.22. Gamma de Alimentaciones

Nos interesa buscar modelos los cuales su sensibilidad sea elevada, esto indica que tendremos mayor valor de señal para un valor inferior de fuerza gravitacional.

- **Ancho de Banda:**

Para elegir el ancho de banda ideal debemos tener en cuenta diferentes hipótesis, la primera de ellas sería la necesidad de una gran ancho de banda, esto implica que la velocidad del dispositivo será mayor al captar datos ya que lo hará con más frecuencia. Por otro lado nos interesa que el ancho de banda sea a su vez lo más pequeño posible de esta forma la señal será más pura, contendrá menos errores y más ruido eliminaremos. En este punto deberá llegarse a un compromiso entre la velocidad del sistema y el nivel de ruido que deseamos tener.

En esta cadena de medida prima mas la calidad de la señal mas que la velocidad, por tanto se tenderá a buscar un dispositivo cuyo ancho de banda no sea demasiado elevado del orden de pocos kHz como máximo. De esta forma el sistema será suficientemente rápido y el ruido será filtrado a la salida del sensor mediante filtros.

Los sensores estudiados tiene un margen muy variado de ancho de banda oscilan entre valores desde 50 Hz a 19 KHz. Siguiendo este criterio observamos que los modelos que cumplen esta condición son los de las empresas *Hitachi Metals, Analog Devices, Seika* y algunos modelos de *ENTRAN*.

- **Margen de Temperaturas:**

En este apartado nos interesa analizar cada uno de los dispositivos desde el punto de vista de la temperatura a la cual pueden trabajar. Si se observa los datos proporcionados por los fabricantes de cada uno de estos sensores nos daremos cuenta que todos los dispositivos que se incluyen en el anexo *Modelos*, son adecuados para trabajar en el sismómetro. Esto se debe a que la campana donde se encuentra el sistema electrónico se encuentra sellada y las temperatura en su interior no serán inferiores a los 0 ºC y a priori tampoco superiores a los 50 ºC.

Destacar de todas formas que los sensores de la empresa ENTRAN y METRA tienen márgenes de funcionamiento mayores que el resto. Tal como se muestra en la tabla (2.23):

CARACTERÍSTICA DE TEMPERATURA		
FABR.	**MODELO**	**Margen Tª (en ºC)**
METRA	KB12VB	-10 ºC a 80 ºC
	KS48B	-20 ºC a 80 ºC
	KS94	-20 ºC a 120 ºC
	KD37V	-10 ºC a 120 ºC
	KD41V	-10 ºC a 120 ºC
ENTRAN	EGA,EGA2,EGA3	-40 ºC a 120 ºC
	EGAS, EGAS3	-40 ºC a 120 ºC
	EGAX, EGAXT3	-40 ºC a 120 ºC
	EGCS	-40 ºC a 120 ºC
	EGI	-40 ºC a 93 ºC
	EGM	-40 ºC a 120 ºC
	EGP	-40 ºC a 85 ºC
	EGRH	-40 ºC a 125 ºC
	EGS	-40 ºC a 120 ºC

Tabla 2.23. Márgenes de Temperaturas

- **Densidad de Ruido y No Linealidad:**

Otro parámetro fundamental será él la densidad del nivel de ruido que dependerá claramente del *Ancho de Banda* elegido, este parámetro influirá claramente en la calidad de la señal obtenida y por tanto se debe intentar reducir al máximo posible siempre que se pueda.

Podemos decir que las modelos *Metra, Seika y Entran* tendrán valores de ruido inferiores a los modelos de la familia *Analog y Hitachi.*

Esto se puede afirmar claramente aunque a priori se desconocen los valores de ruido de los modelos *Seika* y *Entran*, ya que estas tres familias son construidas para uso industrial y por lo tanto el empleo de estos acelerómetros se suele realizar en ambientes más hostiles y mucho más contaminados de ruidos e interferencias, de ahí su elevada protección.

Para el problema de las *No Linealidades* tenemos que los valores de los sensores varían entre el ± 0.2 % del fondo de escala en las familias *Analog, Entran, Metra y Seika* al ± 2 % de la familia Hit*achi Metals.*

- **Peso:**

Debido a las reducidas dimensiones del sismómetro, el peso del equipo y las dimensiones del dispositivo deben tenerse en cuenta. En lo referente a las dimensiones todos los dispositivos no superan apenas los pocos milímetros tanto de altura, anchura como profundidad por tanto todos los modelos descritos serían validos.

El peso de los dispositivos varía según el fabricante de hecho los modelos *Seika* y *Metra* tiene un peso demasiado elevado en comparación con el resto de familias y por tanto no serían una buena elección. La elección correcta sería utilizar sensores de tecnología *MEMS* los cuales suelen ser creados a base de capas y con dimensiones realmente diminutas como los creados en la familia *Analog* y Hitachi M*etals.*

2.13.2 Brújula:

Para la implementación del sistema de orientación se ha utilizado una brújula digital. Para su elección se han tenido en cuenta diferentes parámetros como son una baja alimentación, que el sistema fuera económico y que no necesitará de demasiados dispositivos adicionales.

Por ello se ha escogido como dispositivo de orientación al sensor de la marca *Dinsmore Instrument* concretamente el modelo R1525. Este modelo puede trabajar con modelos de alimentación bajos alrededor de los 5V y los únicos dispositivos que necesita para funcionar son exactamente los mismos que los utilizados en la cadena de medida para el sensor de inclinación, tales como un conversor de A/D y un microcontrolador.

2.14 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha realizado un estudio que ha recopilado, estudiado y analizado diferentes tipos de sensores con el fin de seleccionar dos dispositivos con dos funciones diferenciadas *inclinación* y *orientación*.

En lo referente al sensor de *inclinación* hemos podido comprobar que la mayoría de casos, las condiciones que hemos impuesto a la cadena de medida han sido satisfechas por los modelos capacitivos de la empresa *Analog Devices.* Por tanto son claramente ideales y ofrecen en su conjunto mayores prestaciones.

De hecho bajo las condiciones antes expuestas y analizadas los modelos de la serie ADXL serán los que se encarguen de la función de medir inclinación en la cadena de medida. El acelerómetro concreto de esta serie será el ADXL330 ya que tiene 3 ejes y por tanto podremos medir de forma bastante real los valores de inclinación que se producen no tan solo en los ejes X e Y (alto y ancho) sino también en profundidad Eje Z.

El resto de características de los modelos ADXL expuestos son similares al ADXL330 por tanto es el sensor ideal para nuestra aplicación. Posteriormente se le aplicaran todo el resto de dispositivos desde filtros en sus salidas para mejorar la señal percibida hasta llegar a la visualización de los datos obtenidos y que serán mostrados en un microprocesador pasando por un sistema de conversión de muestras sucesivas analógico / digital.

El dispositivo de *orientación* como ya vimos será el expuesto anteriormente *sensor R1525* y al igual que el dispositivo de inclinación utilizará una cadena de medida similar para obtener, enviar y visualizar los datos.

CARACTERISTICAS Y MODELOS DE ACELERÓMETROS

FABR.	MODELO	Alimen. Vcc	Sensibilidad	Rango Tª (en ºC)	Ancho de Banda	Rango	Alimen. Icc	No Linealid.	Nº de Ejes	Nivel Ruido [µg/(Hz)$^{0.5}$]	Peso
ENTRAN	EGA, EGA2, EGA3	15 V	0,05 mV/g a 15 mV/g	-40 ºC a 120 ºC	3.500 Hz	de ±5 g a ±2500 g	No Esp.	< 1 %	1, 2 o 3	No Esp.	0,5 gr.
	EGAS, EGAS3	15 V	0,04 mV/g a 20 mV/g	-40 ºC a 120 ºC	3.500 Hz	de ±5 g a ±2500 g	No Esp.	< 1 %	1 o 3	No Esp.	1 gr.
	EGAX, EGAXT3	15 V	0,1 mV/g a 10 mV/g	-40 ºC a 120 ºC	3.000 Hz	de ±5 g a ±2500 g	No Esp.	< 1 %	1 o 3	No Esp.	2 gr.
	EGCS	± 15 V	100 mV/g a 2,5 V/g	-40 ºC a 120 ºC	4.000 Hz	de ±2 g a ±5000 g	No Esp.	< 1 %	1	No Esp.	10 gr.
	EGI	15 V	0,05 mV/g a 0,8 mV/g	-40 ºC a 93 ºC	10.000 Hz	de ±5 g a ±5000 g	No Esp.	< 1 %	1	No Esp.	1 gr.
	EGM	10 V	4 mV/g a 200 mV/g	-40 ºC a 120 ºC	500 Hz	de ±5 g a ±250 g	No Esp.	< 1 %	1	No Esp.	26 gr.
	EGP	8 V a 16 V	20 mV/g a 100 mV/g	-40 ºC a 85 ºC	50 Hz	de ±5 g a ±100 g	No Esp.	< 1 %	1	No Esp.	26 gr.
	EGRH	5 V	333 mV/g a ±6g	-40 ºC a 125 ºC	1.000 Hz	de ±6 g a ±50 g	No Esp.	< 1 %	1	No Esp.	20 gr.
	EGS	15 V	4 mV/g	-40 ºC a 120 ºC	3.000 Hz	de ±25 g a ±2500 g	No Esp.	< 1 %	1	No Esp.	0,5 gr.
METRA	KB12VB	-	1000 mV/g	-10 ºC a 80 ºC	260 Hz	±0,5 g	< 20 mA	No Esp.	1	< 1µg	150 gr.
	KS48B	-	1000 mV/g	-20 ºC a 80 ºC	4.000 Hz	±5 g	< 20 mA	No Esp.	1	< 14 µg	165 gr.
	KS94	-	14 mV/g	-20 ºC a 120 ºC	19.000 Hz	±400 g	< 20 mA	No Esp.	1	300 µg	3,5 gr.
	KD37V	-	50 mV/g	-10 ºC a 120 ºC	10.000 Hz	±120 g	< 20 mA	No Esp.	1	80 µg	45 gr.
	KD41V	-	100 mV/g	-10 ºC a 120 ºC	8.000 Hz	±60 g	< 20 mA	No Esp.	1	40 µg	60 gr.
SEIKA	B1	3 V a 6 V	140 mV/g	-40 ºC a 85 ºC	160 Hz	±3 g	1 mA	< 0,5 %	1	No Esp.	23 gr.
	B2	3 V a 6 V	30 mV/g	-40 ºC a 85 ºC	350 Hz	±10 g	1 mA	< 0,5 %	1	No Esp.	23 gr.
	B3	3 V a 6 V	7.5 mV/g	-40 ºC a 85 ºC	550 Hz	±50 g	1 mA	< 0,5 %	1	No Esp.	23 gr.
	BDK3	2 V a 16 V	150 mV/g	-40 ºC a 85 ºC	300 Hz	±3 g	2 mA	< 1 %	1	No Esp.	24 gr.
	BDK10	2 V a 16 V	60 mV/g	-40 ºC a 85 ºC	800 Hz	±10 g	2 mA	< 1 %	1	No Esp.	24 gr.
	BDK100	2 V a 16 V	15 mV/g	-40 ºC a 85 ºC	1.500 Hz	±100 g	2 mA	< 1 %	1	No Esp.	24 gr.
ANALOG D.	ADXL203	3 V a 6 V	1000 mV/g a 5V	-40 ºC a 125 ºC	2.500 Hz	±1,7 g	0,7 mA	± 0,2 %	2	110 µg	< 1 gr.
	ADXL311	2,4 V a 5,25 V	174 mV/g a 3V	0 ºC a 70 ºC	3.000 Hz	±2 g	0,4 mA	0,2 del FS	2	300 µg	< 1 gr.
	ADXL320	2,4 V a 5,25 V	192 mV/g a 5V	-20 ºC a 70 ºC	2.500 Hz	±5 g	0,48 mA	0,2 del FS	2	250 µg	< 1 gr.
	ADXL330	2 V a 3,6 V	300 mV/g a 3V	-25 ºC a 70 ºC	1.600 Hz a 550 Hz	±3 g	320 uA	±0,3 %	3	280 µg a 350 µg	< 1 gr.
HITACHI M.	H34C	2,2 V a 3,6 V	333 mV/g a 3V	-25 ºC a 75 ºC	100 Hz	±3 g	0,36 mA	± 2 %	3	2,7 mg	< 1 gr.
	H48C	2,2 V a 3,6 V	348 mV/g a 3 V	-40 ºC a 85 ºC	500 Hz	±3 g	0,58 mA	± 2 %	3	1,8 mg	< 1 gr.

ESTUDIO Y DISEÑO DE LAS DIFERENTES ETAPAS

A lo largo de este capítulo analizaremos y diseñaremos las diferentes cadenas de medida tanto para la posición como para la de orientación del sistema OBS (Ocean Bottom Sismometer).

A priori, se estudiaran ambas cadenas por separado con el fin de definir de una forma clara y concisa cada una de las funciones de las mismas.

Las dos etapas que conforman este estudio son:

- ***Cadena de Medida de Posición.***
- ***Cadena de Medida de Orientación.***

3.1 Cadena de Medida de Posición:

La primera cadena de medida es la que determinará la posición espacial o tridimensional (3D) del sistema OBS. Para ello utilizaremos un sensor de aceleración, el cual nos proporcionará el valor de las componentes tridimensionales en los ejes (x, y, z).

Diagrama de Bloques:

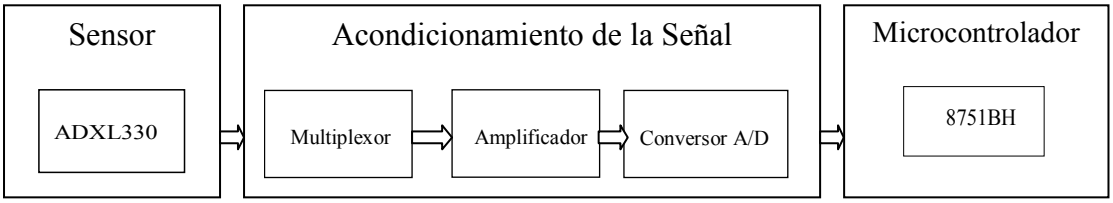


Diagrama 3.1. Cadena de Medida Posición.

A fin de reducir el número de componentes del sistema, se utilizará un multiplexor de cuatro canales en uno, cuya función no será otra que la selección sucesiva de cada una de las salidas de nuestro sensor. Este componente será gobernado mediante un microcontrolador, el cual indicará en cada momento el canal seleccionado.

Cada uno de los valores (analógicos) de estas tres componentes pasará a la entrada de un amplificador de instrumentación el cual y gracias a una ganancia adecuada, adaptará el margen de valores de tensión a la entrada de un conversor analógico/digital (A/D) y de esta forma digitalizará los datos.

Una vez estos valores se encuentren digitalizados, se procederá a su captación y almacenamiento mediante un microprocesador modelo 8051 de la marca *Intel* (no implementado en el presente proyecto).

Este microprocesador se encargará de controlar toda la cadena de medida por medio de una rutina y de diferentes señales de control las cuales serán detalladas más adelante.

3.2 Cadena de Medida de Orientación:

La segunda cadena de medida introducida en este proyecto pretende obtener la orientación total del sistema, mediante la utilización de un sensor de *Efecto Hall*.

Las salidas de este sensor, al igual que en la cadena de medida anterior deberán ser multiplexadas y controladas mediante un microcontrolador. Debido a que la ganancia que se deberá utilizar será diferente a la anterior cadena de medida deberemos utilizar otro amplificador de instrumentación, posteriormente los datos serán introducidos al conversor analógico/digital (A/D) y de esta forma serán digitalizados.

Seguidamente y al igual que en el caso de la primera cadena de medida los valores serán recogidos y procesados por un microcontrolador, el cual se encargará de almacenar y procesar los datos obtenidos.

Diagrama de Bloques:

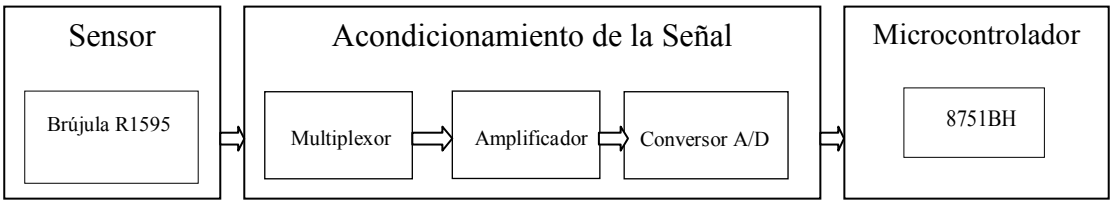


Diagrama 3.2. Cadena de Medida Orientación

SENSOR: ACELEROMETRO ADXL330 (INCLINÓMETRO)

Para el desarrollo de la cadena de medida que determinará la posición del sismógrafo utilizaremos el sensor *ADXL330* del fabricante *Analog Devices*, tal como se planteo en el *Capítulo II.*

Descripción del Sensor:

El *ADXL330* es un dispositivo de aceleración capacitivo de tres ejes (X, Y y Z) creado sobre un único circuito integrado "*IC*" y cuyas dimensiones son de 4 mm x 4 mm x 1.45 mm.

Esquema del sensor ADXL330:

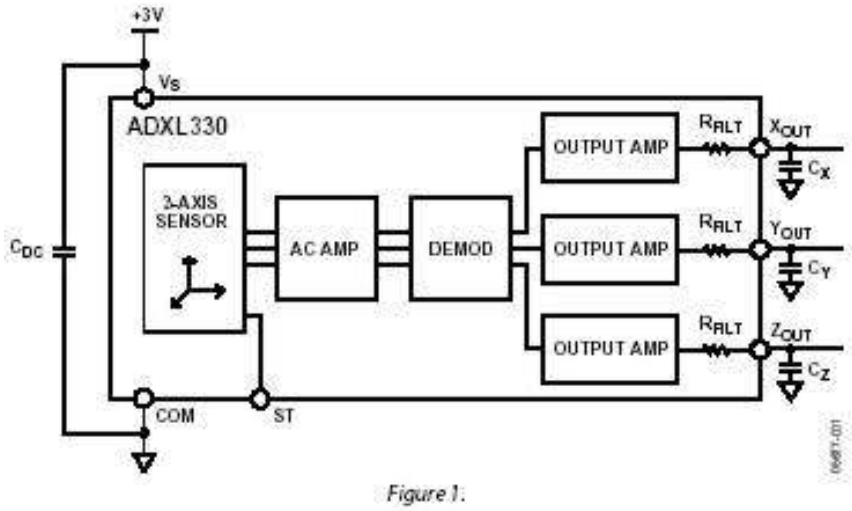


Figura 3.1. ADXL330

Este sensor es capaz de medir aceleraciones de ± 3g y choques de hasta 10.000g. Esto se debe a que en la mayoría de aplicaciones estos dispositivos son utilizados como medidores de desaceleraciones.

Tal como ya se explicó en el capítulo anterior, este tipo de acelerómetros (familia ADXL) basa su funcionamiento en tecnología capacitiva. Es decir, utiliza la variación de los valores de dos capacidades, entre las cuales existe un material dieléctrico, para medir aceleraciones.

A priori, los valores de ambas capacidades son equivalentes. Esto significará que la placa central o material dieléctrico, se encuentra justo a la misma distancia entre ambas.

Cabe decir, que si el valor de una de estas capacidades variase, indicaría por lo tanto que en el interior del sensor se habría producido un movimiento de placas que causaría esta variación. Como consecuencia, el valor de ambas habría dejado de ser equivalente.

A continuación se muestra la tabla (3.1) correspondiente a la familia ADXL y que ha sido extraída de la página del fabricante (*Analog Devices*), y cuyos parámetros serán necesarios en los cálculos de nuestro sistema.

PARÁMETROS FAMILIA ADXL	
Magnitud	**Valor**
Masa	$1 \cdot 10^{-10}$ kg
Distancia entre placas de la capacidad (x_0)	1.3 μm
Capacidad parásita (Cp)	100 fF
Capacidad (C_0)	50.65 fF
Frecuencia de Resonancia	5.5 kHz
Constante de Boltzmann (k)	$1.38 \cdot 10^{-23}$ J/ºK.

Tabla 3.1. Parámetros Sensor

Ecuaciones del sistema:

Según se explico anteriormente un acelerómetro basa su funcionamiento en *la segunda ley de Newton*, que relaciona la fuerza (F) como el producto entre la masa (m) por la gravedad (a).

$$F_{in}(t) = m \cdot a_{in}(t) \tag{3.1}$$

Gracias a esta relación podemos determinar la ecuación diferencial de funcionamiento de nuestro sensor (según la referencia Artículo [4]). Esta será:

$$F_{in}(t) = m \cdot a_{in}(t) = m \cdot \ddot{x}(t) + b \cdot \dot{x}(t) + k \cdot x(t) \tag{3.2}$$

Donde:

- **k:** valor del término de la constante recuperadora del muelle o placa.
- **m:** valor del término de masa.
- **b:** valor del coeficiente de amortiguamiento de viscosidad.
- **x:** desplazamiento en un eje del sensor.

Definimos como la frecuencia de resonancia la relación existente entre las constantes:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \tag{3.3}$$

Ahora definimos el factor de calidad Q como el parámetro que sirve para medir la calidad de un sistema resonante, entendiendo por sistema resonante aquel en el que para una frecuencia determinada (*frecuencia de resonancia*) responde de una manera mayor que al resto de frecuencias. En la ecuación diferencial (3.2) el factor de calidad viene determinado por las tres variables (m,b y k) y será:

$$Q = \frac{\sqrt{k \cdot m}}{b} \tag{3.4}$$

El factor de calidad también puede entenderse como la relación adimensional entre la energía que un sistema almacena y la que el sistema consume.

A partir de las expresiones (3.3) y (3.4) rescribimos de nuevo la ecuación diferencial y obtenemos la siguiente expresión:

$$a_{in}(t) = \ddot{x}(t) + \frac{\omega_n}{Q}\dot{x}(t) + \omega_n{}^2 \cdot x(t) \tag{3.5}$$

Donde:

- **Q:** es factor de calidad del sistema.
- **ω_n:** es la frecuencia de resonancia del sistema.

Si trabajamos en el dominio transformado, es decir, utilizando la herramienta matemática de *Laplace* obtenemos que la expresión del acelerómetro es:

$$A_{in}(s) = s^2 \cdot X(s) + \frac{\omega_n}{Q} s \cdot X(s) + \omega_n{}^2 X(s) \tag{3.6}$$

A partir de la expresión (3.6) podemos calcular la función de transferencia del sistema *H(s)*. Esta función de transferencia, es en realidad la expresión del cálculo de la sensibilidad de nuestro sensor (en el dominio transformado), es decir, la respuesta en unidades de desplazamiento respecto la entrada de aceleración. Y cuyo valor es:

$$H(s) = \frac{X(s)}{A_{in}(s)} \tag{3.7}$$

Analizando las expresiones anteriores en el dominio transformando y despejando las variables de las ecuaciones (3.6) y (3.7) obtenemos la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{X(s)}{A_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q} s + \omega_n{}^2} \tag{3.8}$$

La expresión (3.8) se puede aproximar para valores de frecuencia inferiores al valor de frecuencia de resonancia con la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{X(s)}{A_{in}(s)} \cong \frac{1}{\omega_n{}^2} \tag{3.9}$$

Finalmente deshacemos el cambio del dominio transformado de la ecuación (3.9) y volviendo al dominio temporal obtenemos que la sensibilidad de un acelerómetro a bajas frecuencias es de:

$$Sensibilidad = \frac{x}{a_{in}} = \frac{1}{\omega_n^{\,2}} = \frac{1}{(\sqrt{\frac{k}{m}})^2} = \frac{m}{k} \qquad (3.10)$$

Sensibilidad del ADXL330:

En este punto estudiaremos la sensibilidad del sensor, este parámetro es de gran utilidad como se verá en puntos sucesivos ya que a partir de él podremos saber la variación máxima de tensión en cada una de las salidas del sensor.

La sensibilidad no es más que la relación entre la magnitud física medida y una magnitud eléctrica que utilizamos habitualmente. En este caso la magnitud física es la aceleración y la magnitud eléctrica será la tensión.

$$S = \frac{V_{X,Y,Z}}{g} \qquad (V/g) \qquad (3.11)$$

Por lo tanto realizaremos un análisis interno del sensor para conocer el valor de la salida y simplemente dividiendo este valor según la relación (3.11) obtendremos el valor de la sensibilidad en el eje.

A continuación se muestra el esquema interno del sensor. Como la tecnología de fabricación es la capacitiva (explicada en el *Capítulo II*) vemos que existen dos capacidades variables.

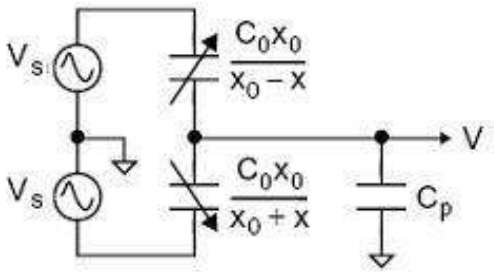


Figura 3.2. Esquema interno del ADXL330

Según esta tecnología se encontró que el valor de la tensión en la salida era igual a un divisor de capacidades y por lo tanto su expresión es la siguiente:

$$V_2 = \frac{C_a - C_b}{C_a + C_b} \cdot V_1 \qquad (3.12)$$

Por lo tanto y para la figura (3.2) vemos que el valor de la ecuación es:

$$V_{X,Y,Z} = \frac{\frac{C_0 \cdot x_0}{x_0 - x} - \frac{C_0 \cdot x_0}{x_0 + x}}{\frac{C_0 \cdot x_0}{x_0 - x} + \frac{C_0 \cdot x_0}{x_0 + x} + C_p} \cdot V_s = \frac{2 \cdot C_0}{2C_0 + C_p} \cdot \frac{\frac{x}{x_0}}{1 - \frac{C_p}{2C_0 + C_p}\left(\frac{x}{x_0}\right)^2} \cdot V_s =$$

$$= \boxed{\frac{2 \cdot C_0}{2C_0 + C_p} \cdot V_s \cdot \left[\frac{x}{x_0} + \frac{C_p}{2C_0 + C_p}\left(\frac{x}{x_0}\right)^3 - \left(\frac{C_p}{2C_0 + C_p}\right)^2 \left(\frac{x}{x_0}\right)^5 + \ldots \right]} \qquad (3.13)$$

Tal como se observa en la ecuación (3.13), esta tiene infinitos términos no lineales debidos a las capacidades parásitas existentes. La serie de Taylor que describe este hecho es demasiado extensa y por lo tanto es necesario utilizar una aproximación para caracterizar cada salida del sensor.

La ecuación (3.13) puede aproximarse a la siguiente expresión siempre y cuando las distancias de desplazamiento *"x"* sean suficientemente pequeñas:

$$\boxed{V_{X,Y,Z} = \frac{2 \cdot C_0}{2C_0 + C_p} \cdot \frac{x}{x_0} \cdot V_s} \qquad (3.14)$$

Las MEMS utilizadas son susceptibles o sensibles, a los impulsos electromagnéticos (EMI), para mitigar este efecto utilizamos un doble puente capacitivo. Como resultado se mejora notablemente (aumenta) tanto del CMRR como del PSRR. Tal como se muestra en la siguiente ilustración:

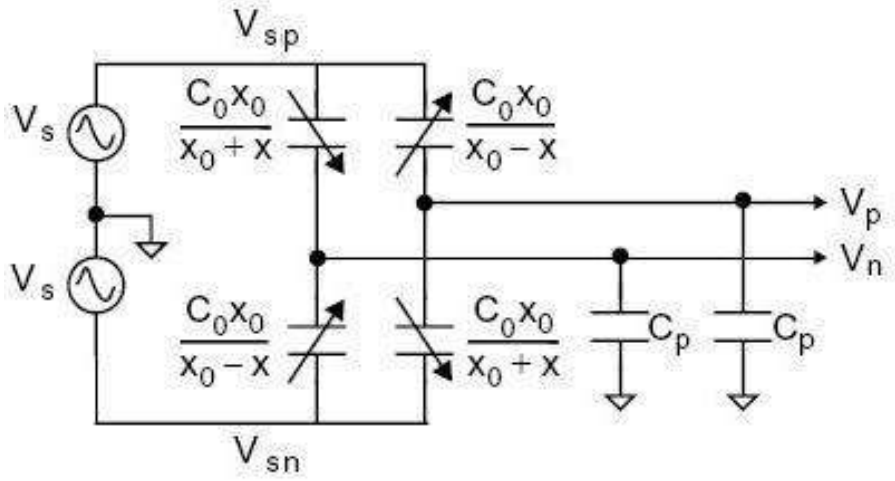


Figura 3.3. Esquema interno con doble puente capacitivo.

Sensor interno con cuatro capacidades variables, es decir, con dos puentes capacitivos. El valor de tensión final en la salida será la resta de ambos valores, obteniendo $V_{x,\,y,\,z}$.

La expresión final se calcula aplicando la misma ecuación (3.12) para cada uno de los dos puentes y por lo tanto:

$$\boxed{V_{X,Y,Z} = V_p - V_n = \frac{4 \cdot C_0}{2C_0 + C_p} \cdot \frac{x}{x_0} \cdot V_s} \qquad (V/g) \qquad (3.15)$$

Finalmente, la sensibilidad de nuestro dispositivo tal como se expreso en la ecuación (3.10) más la ecuación (3.15) permiten obtener la sensibilidad de cada salida.

$$\boxed{S = \frac{V_{X,Y,Z}}{a} = \frac{4 \cdot C_0}{2C_0 + C_p} \cdot \frac{V_s}{x_0} \cdot \frac{1}{\omega_n^{\,2}}} \qquad (3.16)$$

Si damos valores a la ecuación (3.16) conociendo los datos expuestos en la tabla (3.1), encontraremos que el valor de la sensibilidad es de:

$$\frac{V_{X,Y,Z}}{a} = \frac{4 \cdot C_0}{2C_0 + C_p} \cdot \frac{V_s}{x_0} \cdot \frac{1}{\omega_n^{\,2}} =$$

$$= \frac{4 \cdot (50.65 \cdot 10^{-15})}{2 \cdot (50.65 \cdot 10^{-15}) + 100 \cdot 10^{-15}} \cdot \frac{3V}{1.3 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot 5.5kHz)^2} = 0.3006 \ (V/g) \approx \boxed{300mV/g}$$

Funcionamiento del Sensor:

En la primera cadena de medida (*Cadena de Medida de Posición*) interesa que nuestro sensor sea capaz de medir inclinaciones. Para ello el ADXL330, es un dispositivo cuyos valores de tensión en las salidas son proporcionales a los valores de aceleración detectados.

Gracias a este hecho y a que el sensor es capaz de medir aceleraciones en tres direcciones, podemos encontrar la aportación de tensión de cada eje (X, Y y Z).

Por lo tanto, tendremos tres valores de tensión, uno por cada una de nuestras salidas, que formarán de esta manera un vector. A partir del cual podremos extraer la información de inclinación y posicionamiento del dispositivo OBS.

Tal como muestran las especificaciones del fabricante, el ADXL330 es un dispositivo que puede medir unos márgenes de aceleración comprendidos entre ± 3g por lo menos.

Para nuestro diseño y puesto que el conjunto del sistema es lanzado a grandes profundidades, los únicos valores de aceleración detectables serán los de la propia gravedad ya que el sistema permanecerá estático durante la mayor parte de la campaña. La consecuencia directa de este hecho, será la reducción drástica de nuestro margen de aceleración que pasará a ser de ± 1g.

La ecuación que rige el funcionamiento del sistema nos dice que el valor de tensión en cada una de las salidas será igual a la mitad del valor de alimentación (*offset*), más un término que dependerá de la aceleración registrada. Es decir:

$$\boxed{Salida_{X,Y,Z} = \frac{Vs}{2} \pm [F.A]} \qquad (3.17)$$

Donde:

- **Vs:** es la tensión de alimentación (Volts).
- **F.A:** es el factor de aceleración (Volts).

Este factor de aceleración podrá sumar o restar si la aceleración detectada es positiva o negativa (si el sensor cayera boca abajo por ejemplo). Además tendrá que tener en cuenta el valor de sensibilidad y una razón trigonométrica que será diferente para cada uno de los ejes. A partir de la figura 3.4 donde aparecen los ángulos α y γ, considerando el eje X tenemos que su factor de aceleración es:

$$F.A = \left[S \cdot g \cdot \cos\alpha \cdot \sin\gamma\right] \tag{3.18}$$

Para el eje Y tenemos un factor de aceleración de:

$$F.A = \left[S \cdot g \cdot \sin\alpha \cdot \sin\gamma\right] \tag{3.19}$$

Y finalmente para el eje Z el factor de aceleración proporcionado:

$$F.A = \left[S \cdot g \cdot \cos\gamma\right] \tag{3.20}$$

Donde:

- **S:** es sensibilidad (V/g), estudiada en el punto anterior.
- **g:** es la componente de gravedad percibida (m/s^2).
- **α:** es el ángulo que forma el eje X respecto al sensor.
- **γ:** es el ángulo que forma el eje Z respecto al sensor.

Finalmente las ecuaciones utilizadas para medir los valores de aceleración del ADXL330 serán:

$$\boxed{X_{out} = \frac{Vs}{2} \pm \left[S \cdot g \cdot \cos\alpha \cdot \sin\gamma\right]} \tag{3.21}$$

$$\boxed{Y_{out} = \frac{Vs}{2} \pm \left[S \cdot g \cdot \sin\alpha \cdot \sin\gamma\right]} \tag{3.22}$$

$$\boxed{Z_{out} = \frac{Vs}{2} \pm \left[S \cdot g \cdot \cos\gamma\right]} \tag{3.23}$$

Realmente el término interesante y que nos interesa estudiar es el factor de aceleración ecuaciones (3.18), (3.19) y (3.20). A partir de técnicas de procesado posteriores se podrá obtener concretamente y saber en que dirección se encuentra orientado nuestro dispositivo.

Para nuestro sensor hemos escogido tal como se explicará en puntos sucesivos que el valor de tensión adecuado es de V_s = 3V. Por lo tanto el valor del offset será:

$$Offset = \frac{Vs}{2} = \frac{3V}{2} = 1.5V$$

Como se ha podido observar en el punto anterior, para el cálculo de la sensibilidad, se observa que a una tensión de 3V y aplicando la ecuación (3.16) la sensibilidad es de unos 300mV/g.

Para el cálculo de los márgenes superior e inferior detectables en las salidas del sensor, se necesita conocer los parámetros de sensibilidad (300mV/g) y la aceleración registrada (±1g). Este último parámetro implicará un valor concreto en cada una de las razones trigonométricas del factor de aceleración antes expuestas (cuyos valores oscilan en 0 y 1).

- **Margen máximo y mínimo en las salidas X_{out}:**

$$X_{out\,\max} = \frac{Vs}{2} \pm \left[S \cdot g \cdot \cos\alpha \cdot \sin\gamma\right] = \frac{3}{2} \pm \left[300\,{}^{mV}\!/_{g} \cdot 1g \cdot \cos 0^{o} \cdot \sin 90^{o}\right] =$$
$$\frac{3}{2} \pm \left[300\,{}^{mV}\!/_{g} \cdot 1g \cdot \cos 0^{o} \cdot \sin 90^{o}\right] = \mathbf{1.8V}$$

$$X_{out\,\min} = \frac{Vs}{2} \pm \left[S \cdot g \cdot \cos\alpha \cdot \sin\gamma\right] = \frac{3}{2} \pm \left[300\,{}^{mV}\!/_{g} \cdot 1g \cdot \cos 180^{o} \cdot \sin 90^{o}\right] =$$
$$\frac{3}{2} \pm \left[300\,{}^{mV}\!/_{g} \cdot 1g \cdot \cos 0^{o} \cdot \sin 90^{o}\right] = \mathbf{1.2V}$$

  Se observa que para una salida máxima (+1g) el valor de la razón trigonométrica ha de valer +1. Por lo tanto el valor global del factor de aceleración (F.A) será de 300mV/g positivos que se sumarán al *offset.*

  Si la aceleración es justamente la mínima detectable por nuestro sistema (-1g) se observa que la razón trigonométrica es el valor máximo negativo, es decir, -1 y su factor de aceleración es de -300mV/g.

  Para las salidas Y_{out}, Z_{out}, los valores máximos y mínimos serán exactamente igual que los calculados para la salida del eje *X*. Tan solo variará la fase debido a que las razones trigonométricas difieren.

- **Margen *nominal* en X_{out}, Y_{out}, Z_{out}:**

El margen a "0g" o nominal de aceleración, se produce cuando el valor de las razones trigonométricas es 0. Como consecuencia el valor de la salida es exactamente el valor del *offset* del sistema, es decir:

$$X_{out} = \frac{Vs}{2} = \mathbf{1.5V} \text{ (igual para el resto de ejes)}$$

Se tiene que observar que para el caso del ángulo (α) al estar tanto en la salida X como en la salida Y, no podrán ser máximas sus razones trigonométricas a la vez. Este hecho implica que cuando el valor de la razón trigonométrica de la salida X sea máxima, a su vez, la razón trigonométrica del eje Y será mínima y viceversa.

Una vez obtenidos los valores de las salidas X_{out}, Y_{out} y Z_{out}, se puede decir que las componentes del vector fijan un punto en el espacio. Tal como se ilustra a continuación:

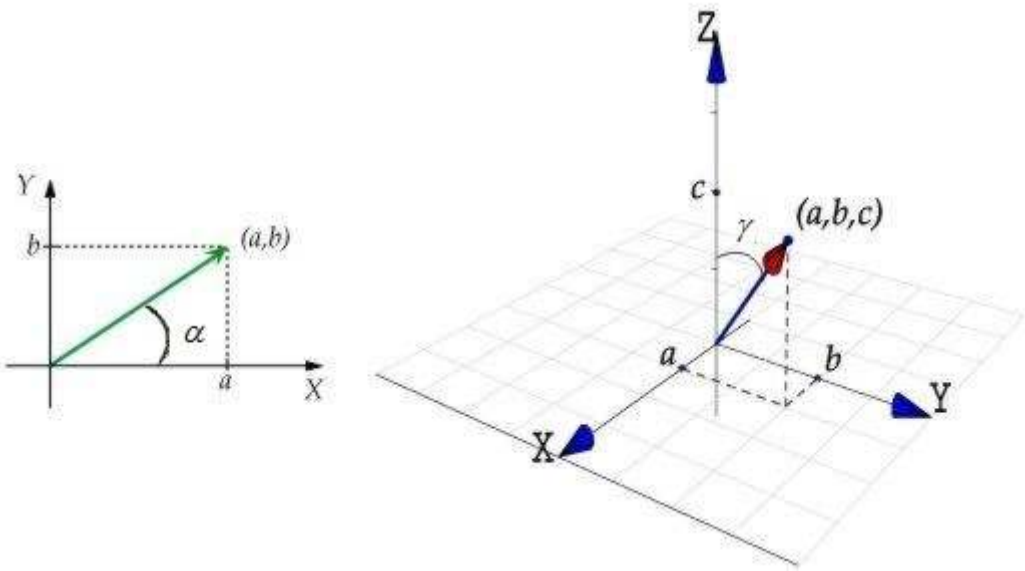


Figura 3.4. Asignación de ángulos para posicionar un punto en el espacio.

Este vector tiene como modulo el valor de la longitud de la flecha que en nuestro caso corresponde a la sensibilidad del sensor, es decir, 300mV/g. Cada una de las razones trigonométricas (seno y coseno) del ángulo α y (seno) del ángulo γ multiplicadas por el modulo (sensibilidad del sistema) proporcionan según las ecuaciones (3.18) y (3.19) el valor del factor de aceleración.

El factor de aceleración para el caso del ángulo γ, según la ecuación (3.20) es igual al producto entre el modulo por la razón trigonométrica (coseno) de dicho ángulo.

Se puede observar que a partir de las ecuaciones (3.18), (3.19) y (3.20) tenemos un sistema de coordenadas esférico, por lo tanto podemos imaginar que nuestro sensor esta encerrado en una esfera y mediante el conocimiento de los ángulos alfa y gamma podemos encontrar el valor del factor de aceleración de cada uno de los tres ejes, es decir, de cada unas de las tres salidas.

A partir de las coordenadas cartesianas, es decir, del vector encontrado en las salidas del ADXL330 podemos saber que valor tienen estos dos ángulos. Esto es así gracias a las siguientes relaciones:

Modulo:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \tag{3.24}$$

La primera de las ecuaciones (3.24) corresponde al módulo, cuyo valor no es otro que la sensibilidad (S) del sistema, en otras palabras 300mV/g. Por tanto el valor de las salidas (sin *offset*) deberá coincidir siempre con el modulo.

Argumento "γ":

$$\gamma = \arctan\left(\frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z}\right) \tag{3.25}$$

La segunda ecuación (3.25) corresponde al argumento que formará nuestro sensor con respecto del eje vertical o Z, indicando la verticalidad del sistema con respecto la gravedad. El margen que puede tomar este ángulo para una inclinación correcta (boca arriba) se encuentra comprendido entre $-90º < \gamma < 90º$.

Argumento "α":

$$\alpha = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \tag{3.26}$$

Y la última de las ecuaciones proporciona la fase formada en el plano X e Y, a partir del cual se conocerá el valor de la posición (en grados) del sistema OBS. El margen que puede tomar este ángulo es de $0º \leq \alpha \leq 360º$

Colocación del Sensor:

En la siguiente figura se muestra en función de la muesca (marca del sensor que nos indica la colocación del dispositivo) como se establecen los ejes de coordenadas tridimensionales para poder realizar un correcto estudio y posicionamiento del acelerómetro.

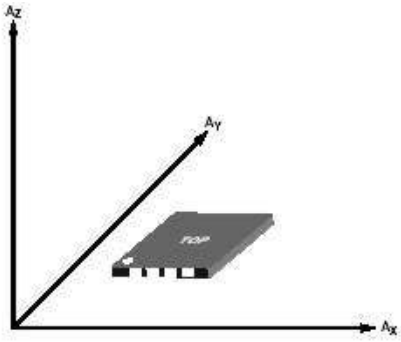


Figura 3.5. Colocación del Sensor

Posteriormente, se muestra diferentes colocaciones del propio sensor indicando en cada una el valor de las tres salidas correspondientes al valor de los ejes X_{out}, Y_{out} y Z_{out}.
Nótese que jamás los tres ejes coincidirán en valor, ya que es imposible si el desfase entre ellos es de 90º. Por tanto como máximo, la igualdad de valores en las salidas será de dos ejes como máximo.

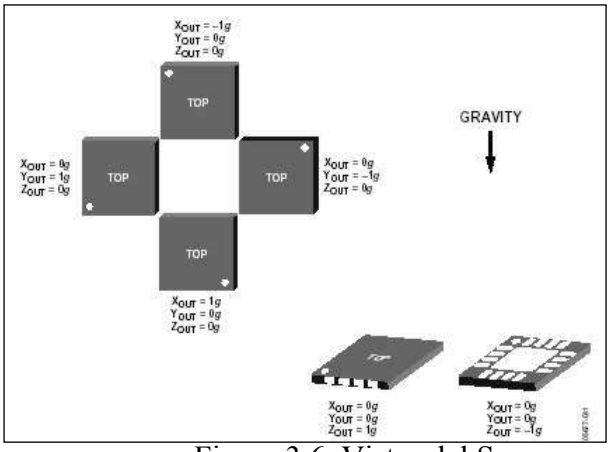


Figura 3.6. Vistas del Sensor

En el caso que el sensor se encuentre en la posición donde los ejes X e Y sean perpendiculares a la gravedad su valor de salida será de "*0 g"* mientras que el valor del eje Z será de "*+1 g"* si la muesca es vista por el usurario o "*-1 g"* si la muesca no es vista. Para el resto de casos es similar solo hay que tener claro el sistema de coordenadas de la figura (3.5).

Por tanto la correcta colocación del sensor será en nuestro caso y dado que el sistema OBS suele caer plano, las aceleraciones ("ideales") para que el sensor se encuentre en estas condiciones y colocado según la figura 3.5 serán de "0g" para los ejes X e Y así como de "+1g" para el eje Z.

Será muy complicado que el caso "ideal" se de, ya que en la mayoría de las ocasiones debido al terreno o a una mala colocación del sistema OBS tendremos una combinación de las tres componentes que no será la antes mencionada.

Sensibilidad y Posicionamiento Ejes X e Y:

A continuación se estudiarán los valores de las salidas (sin *offset)* de los ejes X e Y. A partir de la combinación de las ecuaciones (3.18) y (3.19), se obtendrán los valores de los factores de aceleración, para dichos ejes (columnas 4 y 5 de la tabla 3.2)

Las columnas 2 y 3 de la tabla (3.2) muestran las razones trigonométricas del ángulo alfa obtenidas en las salidas de dichos ejes. Si aplicamos ahora la ecuación (3.26) a los valores de estas columnas, se obtiene la posición en grados del sistema OBS, es decir la fase alfa.

Para ello cabe decir que se ha tomado como referencia para el eje Z un valor de fase γ de +90º.

TABLA POSICIONAMIENTO				
Fase α	Eje X	Eje Y	Fac.Aceleración (X)	Fac.Aceleración (Y)
180	-1,000	0,000	-0,300	0,000
165	-0,966	0,259	-0,290	0,078
150	-0,866	0,500	-0,260	0,150
135	-0,707	0,707	-0,212	0,212
120	-0,500	0,866	-0,150	0,260
105	-0,259	0,966	-0,078	0,290
90	0,000	1,000	0,000	0,300
75	0,259	0,966	0,078	0,290
60	0,500	0,866	0,150	0,260
45	0,707	0,707	0,212	0,212
30	0,866	0,500	0,260	0,150
15	0,966	0,259	0,290	0,078
0	1,000	0,000	0,300	0,000
-15	0,966	-0,259	0,290	-0,078
-30	0,866	-0,500	0,260	-0,150
-45	0,707	-0,707	0,212	-0,212
-60	0,500	-0,866	0,150	-0,260
-75	0,259	-0,966	0,078	-0,290
-90	0,000	-1,000	0,000	-0,300
-105	-0,259	-0,966	-0,078	-0,290
-120	-0,500	-0,866	-0,150	-0,260
-135	-0,707	-0,707	-0,212	-0,212
-150	-0,866	-0,500	-0,260	-0,150
-165	-0,966	-0,259	-0,290	-0,078

Tabla 3.2. Razones trigonométricas de α para los ejes X e Y.

Si ahora nos fijamos, las ecuaciones (3.18) y (3.19) tienen en cuenta el modulo o sensibilidad del sensor (S). Este hecho queda reflejado en las columnas 4 y 5 de la tabla (3.2).

Finalmente, si a los valores de la tabla (3.2) se les aplica la tensión de *offset* deducida en la ecuación (3.17) se obtiene el valor final correspondiente a las salidas Xout y Yout.

SALIDAS SENSOR		
Fase α	Xout (V)	Yout(V)
180	1,200	1,500
165	1,210	1,577
150	1,240	1,650
135	1,287	1,712
120	1,350	1,759
105	1,422	1,789
90	1,500	1,800
75	1,577	1,789
60	1,650	1,759
45	1,712	1,712
30	1,759	1,650
15	1,789	1,577
0	1,800	1,500
-15	1,789	1,422
-30	1,759	1,350
-45	1,712	1,287
-60	1,650	1,240
-75	1,577	1,210
-90	1,500	1,200
-105	1,422	1,210
-120	1,350	1,240
-135	1,287	1,287
-150	1,240	1,350
-165	1,210	1,422

Tabla 3.3. Salidas del sensor según el ángulo.

De modo que cuando se lance el sistema OBS, podemos determinar con exactitud el valor en grados de la posición del sistema ya que era lo que se pretendía.

Sensibilidad y Posicionamiento Ejes Z:

Por último el eje Z, es el eje que a priori e idealmente, su valor debiera ser +1g de aceleración dado que siempre se encontrará (en mayor o menor medida) en la dirección de la aceleración. Ya sea en el mismo sentido, cuyo valor de aceleración será positivo, o en sentido opuesto cuyo valor será negativo.

Si el sentido es contrario a la gravedad el valor obtenido en g's se encontrará entre 0 y -1g hecho que implicará que el sensor esta invertido, es decir, el sistema OBS se habrá postrado al revés de lo esperado. Si por el contrario el valor de aceleración es positivo tendremos una correcta colocación del sistema.

Para determinar si la aceleración medida es positiva o negativa, se ha de estudiar el margen de valores de tensión correspondientes a la salida del eje Z. Este eje utiliza únicamente la razón trigonométrica del coseno para el ángulo γ.

Correcta colocación:

Si el margen se encuentra comprendido entre -90º < γ < 90º el sistema OBS estará colocado en el mismo sentido de la aceleración y sus valores estarán comprendidos entre 0 y +1g. Su colocación por tanto será la esperada.

SALIDAS DEL SENSOR			
Fase γ	Eje Z	Fac.Aceleración (Z)	Zout (V)
90	0,000	0,000	1,500
75	0,259	0,078	1,578
60	0,500	0,150	1,650
45	0,707	0,212	1,712
30	0,866	0,260	1,760
15	0,966	0,290	1,790
0	1,000	0,300	1,800
-15	0,966	0,290	1,790
-30	0,866	0,260	1,760
-45	0,707	0,212	1,712
-60	0,500	0,150	1,650
-75	0,259	0,078	1,578
-90	0,000	0,000	1,500

Tabla 3.4. Factor de aceleración según el ángulo γ.

Cabe destacar que esto podrá ser comprobado de una forma muy clara debido que el margen de valores de tensión serán superiores a 1.5V hasta los 1.8V.

Colocación Errónea:

Si por el contrario el margen se encuentra entre -90º > γ > 90º tendremos que el sistema ha caído al revés, ya que el margen de aceleraciones no es el esperado (negativo).

SALIDAS DEL SENSOR			
Fase γ	Eje Z	Fac.Aceleración (Z)	Zout (V)
180	-1,000	-0,300	1,200
165	-0,966	-0,290	1,210
150	-0,866	-0,260	1,240
120	-0,500	-0,150	1,350
105	-0,259	-0,078	1,422
-105	-0,259	-0,078	1,422
-120	-0,500	-0,150	1,350
-135	-0,707	-0,212	1,288
-150	-0,866	-0,260	1,240
-165	-0,966	-0,290	1,210

Tabla 3.5. Salida del eje Z respecto al ángulo γ

Al igual que en el caso anterior, si el dispositivo se encuentra invertido boca abajo podrá ser detectado gracias al margen de tensiones de su salida, ya que sus valores serán inferiores a 1.5V hasta 1.2V.

Si los valores de la salida del eje Z son 1.5V significará que nuestro dispositivo ha caído de la peor manera posible, es decir, perpendicular a la fuerza gravitatoria y por consiguiente el ángulo γ es 90º o -90º y no detectará ninguna aceleración por lo tanto.

Es poco probable, pero en este último caso el peso del equipo y a la inestabilidad del terreno podría provocar el hundimiento del sensor y por consiguiente colocarlo de forma invertida.

En definitiva decir, que si los valores de cualquiera de los tres ejes se encuentran comprendidos entre 1.2V a 1.5V tendremos que el signo de la razón trigonométrica es *negativo*. Si por el contrario el margen es de 1.5V a 1.8V el signo de la razón trigonométrica es positivo, hecho que indicará que ha caído del lado correcto.

Ancho de Banda:

En nuestro caso y como en la mayoría de sensores que miden vibraciones el margen de frecuencia utilizado suele ser relativamente bajo del orden de uno o dos centenares de hertzios.

Tal como ya se ha explicado en puntos anteriores, esta familia de sensores fijan su ancho de banda por medio de un conjunto resistencia (interna de 32kΩ) y capacidad, es decir, mediante un filtro paso bajo.

Gracias a este hecho podemos diseñar el valor de nuestro ancho de banda siempre y cuando tengamos en cuenta el margen de frecuencias que nos proporciona el propio fabricante.

A través de la ecuación (3.27) encontraremos el ancho de bada de cada uno de los ejes para cada salida X_{out}, Y_{out} y Z_{out}.

Ecuación:

$$BW = \frac{5\mu S}{(C_X, C_Y, C_Z)} \tag{3.27}$$

$$\text{En donde } \Rightarrow \quad 5\mu S = \frac{1}{2\pi \cdot 32k\Omega}$$

El ancho de banda nos fija el valor de resolución mínimo de aceleración que puede detectar el dispositivo. La capacidad mínima que se recomienda es de 0.0047 μF.

Para el *ADXL330,* el valor del ancho de banda será como máximo de 1,6 kHz para las salidas de los ejes X e Y, mientras que para el eje Z su ancho de banda será como máximo de una frecuencia de 550 Hz.

En nuestro diseño utilizaremos un ancho de banda pequeño correspondiente a 100 Hz, para ello fijaremos los valores de C_X, C_Y, C_Z en el valor de 0.05 μF. Es decir:

$$BW = \frac{5\mu F}{0.05\mu F} = 100 \text{ Hz}$$

Por lo tanto nuestro margen irá desde el valor mínimo de frecuencia que nos proporciona el fabricante que es de 0.5 Hz hasta los 100 Hz. Gracias a la reducción del margen de frecuencias obtendremos valores de tensión en la salida con menor ruido y una mejora sobre el efecto del aliasing.

Ruido en el ADXL330:

Definición Ruido:

El ruido es un caso particular de señal aleatoria o de proceso estocástico (concepto matemático que relaciona una sucesión de variables aleatorias con una variable continua que normalmente es el tiempo). Este tipo de señal no se desea en ningún sistema de comunicación, ya que esta interfiere con la señal que se desea medir en un ancho de banda determinado.

La componente innovadora del proceso (de la señal de ruido), predomina sobre la componente repetitiva o redundante. En función de la forma que tenga su Densidad Espectral de Potencia, *PSD* (*Power Spectral Density*), podemos caracterizar diferentes tipos de ruido (blanco, rosa, marrón etc…)

Densidad Espectral de Potencia de Ruido:

Gracias a la ley de equipartición de *Boltzmann* y *Maxwell* combinada con el trabajo de *Johnson* y *Nyquist* se puede establecer la densidad espectral de potencia de ruido (*PSD*).

Esta densidad espectral de potencia de ruido es la relación establecida entre la potencia de ruido termal o térmico generado dentro de una fuente, para un ancho de banda de 1 Hz. Expresado matemáticamente sería:

$$N_0 = K \cdot T \tag{3.28}$$

Donde:

- **N_0:** es la densidad de potencia de ruido (W/Hz).
- **K:** es la constante de *Boltzmann* ($1.38 \cdot 10^{-23}$ [Joules/ºK]).
- **T:** es la temperatura absoluta (Kelvins).

Potencia Total de ruido:

La potencia total de ruido es aquella en la cual se tiene en cuenta el ancho de banda por el valor de la densidad potencia de ruido anteriormente mencionada (ecuación 3.28) y cuya expresión es:

$$N = K \cdot T \cdot B \tag{3.29}$$

Donde:

- **N:** es la potencia de ruido total en un ancho de banda B (W).
- **B:** es el ancho de Banda de nuestro sensor (Hz).

Ruido Browniano:

En el siguiente punto de nuestro estudio veremos que nuestra densidad de potencia de ruido se caracteriza con un valor de frecuencia (para bajas frecuencias) de:

$$\text{La } PSD \text{ Incluye el término} \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{\omega_n{}^2} = \frac{1}{(2\pi f)^2}$$

Si la densidad de potencia es directamente proporcional a la relación mencionada, tendremos un tipo de ruido denominado *browniano* o *ruido marrón*. Tal como se expresa en la ecuación se observa que *PSD* decae 20db por década. Ilustrado en figura 3.7:

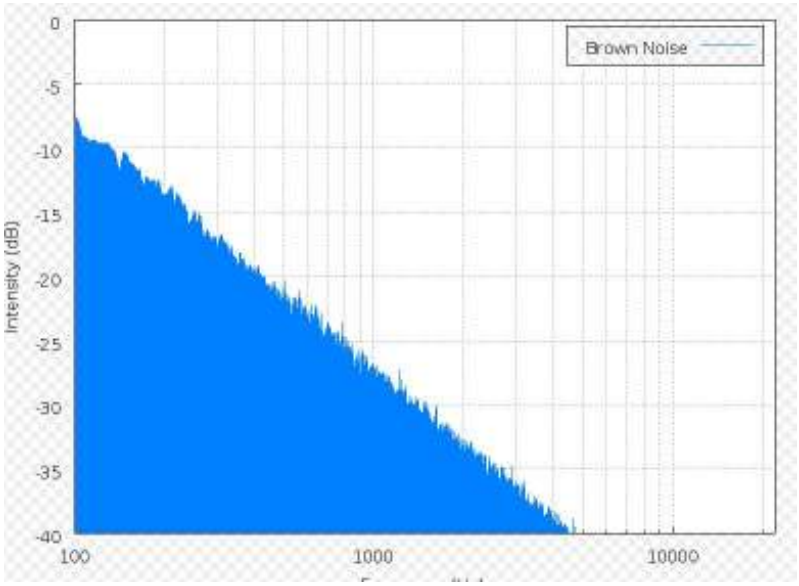


Figura 3.7. Respuesta del Ruido

El ruido browniano es denominado de esta forma en honor al científico escocés Robert Brown quien descubrió el fenómeno del movimiento browniano en el año 1827. Este movimiento aleatorio es observado en algunas partículas nanoscópicas que se hallan en medio de un fluido.

En otras palabras, el movimiento aleatorio de estas partículas se produce a causa del incesante bombardeo por las moléculas del fluido, además estás moléculas se encuentran en agitación térmica.

La ecuación de fuerza que define este movimiento aleatorio llamado *browniano* es la que a continuación se presenta:

$$F_b = \sqrt{4KTb} \qquad (N/\sqrt{Hz}) \tag{3.30}$$

Esta fuerza (*browniana*) provoca el *movimiento browniano* en la placa central ubicada entre las dos capacidades y cuya expresión de desplazamiento es:

$$x_b = \frac{\sqrt{4KTb}}{k + j\omega_n b + \omega_n{}^2 M} \qquad (m/\sqrt{Hz}) \tag{3.31}$$

Donde:

- **K:** es la constante de *Boltzmann* ($1.38 \cdot 10^{-23}$ [Joules/ºK]).

- **T:** es la temperatura absoluta (Kelvins).
- **b:** es el factor de amortiguamiento del sistema.
- **k:** valor del término de la constante recuperadora del muelle o placa.
- **ω_n:** es la frecuencia natural o de resonancia del sistema.
- **M:** es la masa del sistema.

A partir de la expresión (3.31) podemos extraer cual será el valor de nuestro amortiguamiento:

$$b = \frac{\omega_n \cdot M}{Q} \tag{3.32}$$

Relacionando las dos ecuaciones anteriores (3.31) y (3.32), se obtiene la expresión definitiva para el cálculo de la *densidad de potencia de ruido*, para la aceleración. Esta ecuación es la que el fabricante utiliza para representar los valores de densidad de ruido (*Noise Density*) dados en las especificaciones del sensor *ADXL330*.

$$\boxed{g_{n,b} = \frac{\sqrt{4KTb}}{M \cdot g} = \frac{1}{g}\sqrt{\frac{4KT\omega_n}{M \cdot Q}}} \quad (g/\sqrt{Hz}) \tag{3.33}$$

Para el cálculo del ruido total, utilizaremos la ecuación (3.28) explicada en el punto anterior donde relacionábamos la densidad de potencia de ruido (N_0) con el ancho de banda *(B*). Por lo tanto para nuestro sensor tendría una densidad de potencia de ruido $g_{n,b}$ y nuestro ancho de banda vendrá determinado por la expresión 3.34:

$$\boxed{rmsNoise = g_{n,b} \cdot \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \cdot f_s}{f_i + f_s}} = g_{n,b} \cdot \sqrt{BW \cdot 1.6}} \quad (\mu g/\sqrt{Hz}) \tag{3.34}$$

Donde:

- **f_s:** es la frecuencia superior.
- **f_i:** es la frecuencia inferior.
- **B o BW:** es el ancho de banda fijado.

La densidad de potencia ($g_{n,b}$) para los ejes X e Y, tiene un valor de 280µg/$(Hz)^{1/2}$, mientras que para el eje Z tendremos un valor de unos 350µg/$(Hz)^{1/2}$. Esta diferencia de valores se debe a las no-linealidades del sensor y a una unión mal hecha del eje Z, denominada *mistmach*.

Debido a este hecho tenemos un nuevo valor de capacidad total, implicando un valor de densidad de potencia diferente para este eje.

Cálculos de Ruido para el sensor:

Para el cálculo de las ecuaciones de ruido es necesario conocer la teoría del ruido browniano expuesta en el punto anterior. Aplicando la ecuación (3.33) podremos calcular el valor de las diferentes densidades de ruido.

PSD Ejes X e Y:

Conociendo:

$$b = \frac{\omega_n \cdot M}{Q} = \frac{(2\pi \cdot 5.5kHz) \cdot 1 \cdot 10^{-10}}{0.833} = 4.1469 \cdot 10^{-6}\, Ns/m$$

$$Q = \frac{Vs}{V_{\max}} = \frac{3}{3.6} = 0.833 \quad \text{(adimensional)}$$

Obtendremos un valor de PSD ($g_{n,b}$) ecuación (3.33):

$$g_{n,b} = \frac{1}{9.8}\sqrt{\frac{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (273+25) \cdot (2\pi \cdot 5.5kHz)}{1 \cdot 10^{-10} \cdot 0.83}} = \boxed{= 272.005 \frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}}$$

Como podemos observar es prácticamente el valor dado por el fabricante ($280\mu g/(Hz)^{1/2}$).

$$\text{Error relativo: } g_{n,b} = \left|\frac{g_{Teorica} - g_{Fabricante}}{g_{Fabricante}}\right| = \left|\frac{272.005 - 280}{280}\right| = 0.0285 \Rightarrow 2.85\%$$

PSD Eje Z:

Realizando los mismos pasos podemos calcular el valor teórico de la densidad de potencia de ruido del eje Z de nuestro sensor. Así obtendremos:

$$g_{n,b} = \frac{\sqrt{4KTb}}{M \cdot g} = \frac{1}{g}\sqrt{\frac{4KT\omega_n}{M \cdot Q}} = \boxed{344.062 \frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}}$$

Por lo tanto su error relativo será:

$$g_{n,b} = \left|\frac{g_{Teorica} - g_{Fabricante}}{g_{Fabricante}}\right| = \left|\frac{344.062 - 350}{350}\right| = 0.0169 \Rightarrow 1.69\%$$

Ahora ya se puede aplicar la ecuación (3.34) para encontrar el valor del ruido total sobre cada eje producido por cada uno de los valores que nos proporciona el fabricante:

Ecuación de ruido para los Ejes X e Y:

$$rmsNoise_{X,Y} = 280\frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}\cdot\sqrt{BW\cdot 1.6} = 280\frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}\cdot\sqrt{100\cdot 1.6} =$$
$$= 3.541mg\cdot 300\,mV/g = 1{,}0623mV$$

El eje Z viene determinado:

$$rmsNoise_{Z} = 350\frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}\cdot\sqrt{BW\cdot 1.6} = 350\frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}\cdot\sqrt{100\cdot 1.6} =$$
$$= 4{,}427mg\cdot 300\,mV/g = 1{,}3281mV$$

Margen de temperaturas y Derivas:

El margen de temperatura que permite el correcto funcionamiento del sistema es para una alimentación de 3V de –25 ºC a +70C.

- **Sensibilidad:**

  El valor de sensibilidad varía con la temperatura y por lo tanto deberemos tener en cuenta este hecho como una no idealidad del sistema o deriva térmica. Tal como ya se comprobó la sensibilidad de nuestro sistema es de 300mV/g para una tensión Vs de 3V.

  Si observamos las especificaciones del fabricante, este nos facilita un dato que relaciona la sensibilidad del sensor con el valor de la temperatura y cuyo valor es de ±0.0015 % con respecto el valor de nuestra sensibilidad.

  Variación de la Sensibilidad en función de la temperatura:

$$\psi = S_0\cdot\left(\pm 0.015\%\cdot\Delta T^{a}(^{o}C)\right) = 300\,{}^{mV}\!/_{g}\cdot(0.015\%\cdot 1^{o}C) = \boxed{45\ \mu V/g} \qquad (3.35)$$

  Es decir, que el valor de sensibilidad disminuirá 45 μV/g por cada grado centígrado de menos, y aumentará en la misma proporción si la temperatura aumenta.

  Por lo tanto a una temperatura ambiente (aproximadamente unos 25 ºC), el valor de la sensibilidad será el nominal de 300mV/g.

$$\psi = S_0\cdot\left(\pm 0.015\%\cdot\Delta T^{a}(^{o}C)\right) = 300\,{}^{mV}\!/_{g}\cdot(0.015\%\cdot[(25-25)^{o}C]) = 0mV/g$$

$$S = S_0 - \psi = 300mV/g - 0mV/g = \boxed{300\ mV/g} \qquad (3.36)$$

  Derivas máxima y mínima debidas a la temperatura:

En este apartado se pretende calcular la variación máxima de nuestra sensibilidad a partir del conocimiento de los valores máximo y mínimo de temperatura, en los cuales puede trabajar el ADXL330.

Margen Inferior a -25ºC:

$$\psi = S_0 \cdot \left(\pm 0.015\% \cdot \Delta T^a(^oC)\right) = 300 {}^{mV}\!/_{g} \cdot \left(0.015\% \cdot \left(-50^oC\right)\right) = -2{,}25 mV/g$$

$$S = S_0 - \psi = 300 mV/g - \left(-2{,}25 mV/g\right) = 302{,}25 mV/g$$

Margen Superior a 70ºC:

$$\psi = S_0 \cdot \left(\pm 0.015\% \cdot \Delta T^a(^oC)\right) = 300 {}^{mV}\!/_{g} \cdot \left(0.015\% \cdot 45^oC\right) = 2{,}025 mV/g$$

$$S = S_0 - \psi = 300 mV/g - 2{,}025 mV/g = 297{,}975 mV/g$$

En la siguiente ilustración quedan reflejados y contrastados todos los datos antes expuestos, cumpliéndose en todos los ejes del sensor.

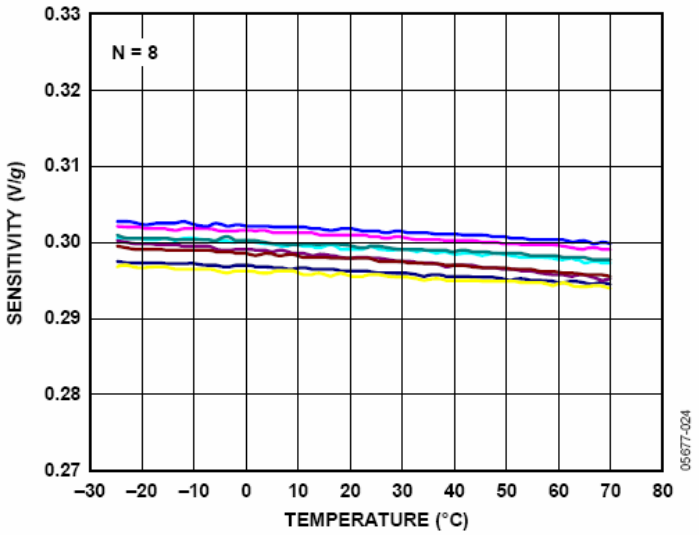


Figura 3.8. Deriva térmica del sensor

- **Deriva térmica de la tensión de Offset:**

Al igual que para la sensibilidad, la tensión de *offset* también se encuentra influenciada por la temperatura y se debe estudiar los márgenes de variación de la misma.
El fabricante proporciona como dato el valor de variación de tensión de *offset* con el valor de ±1mg/ºC. Cuanto mayor sea el valor de la temperatura del dispositivo mayor será el valor del *offset* en nuestra salida.

$$\tau_0 = \frac{V_S}{2} \cdot \left(\pm 1mg \cdot S \cdot \Delta T^a(^oC)\right) = \frac{3V}{2} \cdot \left(\left(\pm 1mg \cdot 300 mV/g \cdot \left(1^oC\right)\right) = \boxed{450\ \mu V} \right. \qquad (3.37)$$

Por cada grado que se aumente o disminuya, se incrementará o disminuirá (en un factor de 450µV) respectivamente el valor de la tensión de *offset*. Para un grado centígrado el valor del *offset* en la salida tendrá un valor de:

$$V_{offset} = \frac{V_S}{2} + \tau = 1.5V + (450\mu V \cdot 1^{\circ} C) = 1{,}50045V \qquad (3.38)$$

La siguiente gráfica muestra la relación existente entre la temperatura y el aumento del *offset*, tal como se comprobará posteriormente.

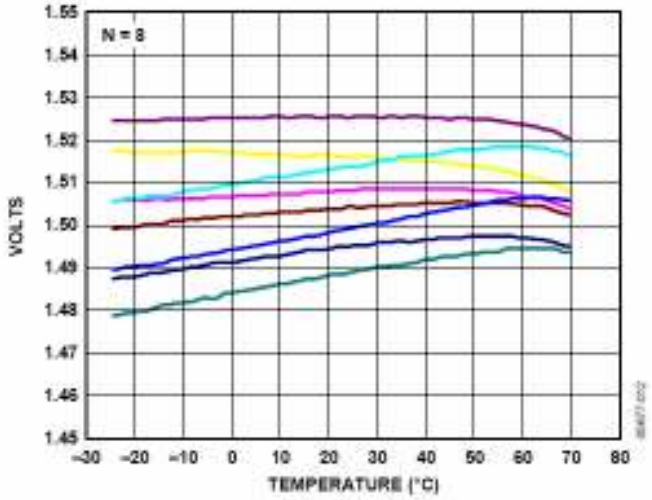


Figura 3.9. Gráfica Tensión de *Offset*.

El valor del *offset* máximo y mínimo se obtendrá (al igual como se realizó en el apartado anterior) a partir del estudio de las temperaturas máxima y mínima que el sensor puede alcanzar.

Se deberá tener en cuenta que los incrementos de temperatura se realizan a partir de la temperatura ambiente definida como 25ºC.

Margen Inferior a -25ºC:

$$V_{offset} = \frac{V_S}{2} + [\tau_0 \cdot \Delta T^{a}] = 1{,}5 + [450\mu V \cdot (-50^{\circ} C)] = 1{,}4775V$$

Margen Superior a 70ºC:

$$V_{offset} = \frac{V_S}{2} + [\tau_0 \cdot \Delta T^{a}] = 1{,}5 + [450\mu V \cdot (45^{\circ} C)] = 1{,}5202V$$

A temperatura ambiente 25ºC:

$$V_{offset} = \frac{V_S}{2} + [\tau_0 \cdot \Delta T^{a}] = 1{,}5 + [0] = \boxed{1{,}5\ \text{V}}$$

Alimentación "*Power Supply*":

Los valores de alimentación de este sensor son de como mínimo 2V y como máximo 3,6V. Al ser una salida radio métrica los valores de consumo variarán en función de la tensión que se escoja, de tal forma que para una tensión de alimentación V_s = 2V el valor del consumo de corriente será de unos 200μA. Mientras que para un tensión V_s = 3,6V el valor de consumo de corriente será de 375μA.

A continuación se muestra la relación entre el consumo de corriente y el valor de tensión aplicado al sensor.

Grafica V-I (ADXL330):

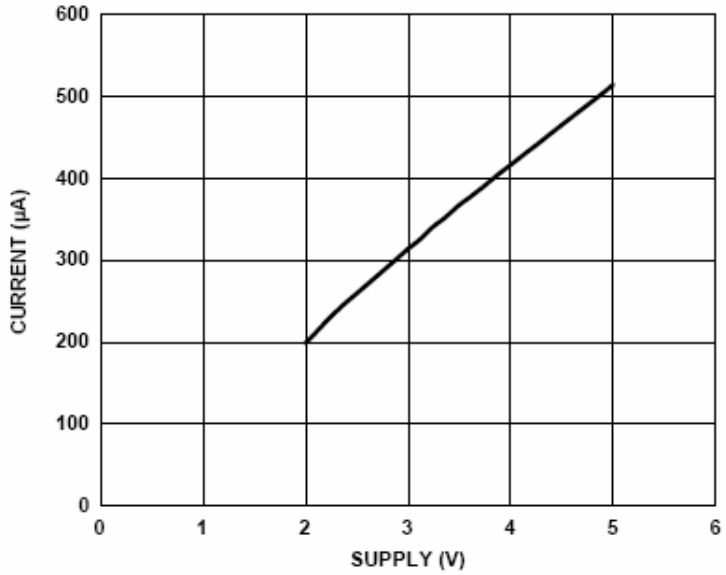


Figura 3.10. Gráfica Corriente-Tensión del sensor.

Se ha de llegar a un compromiso entre el valor de tensión elegido en la entrada con respecto a términos como la sensibilidad del dispositivo o el valor de tensión en la salida. Estos parámetros (al ser una salida radio métrica) quedarán modificados en función del valor V_s de alimentación escogido.

El valor que se elige de tensión es de V_s = 3V ya que es un valor no demasiado elevado y por lo tanto, implicará un consumo bajo. Este factor es interesante si hablamos que el conjunto deberá permanecer tal como ya se explicó en el *Capítulo I* sumergido en el mar durante periodos de tiempo elevados, por lo tanto nos interesa un consumo lo más reducido posible.

A continuación se realizan los cálculos para diferentes consumos del dispositivo. De esta forma podremos comprobar la relación de la figura (3.10).

Potencia mínima disipada por el dispositivo:

$$P(V_{S\min} = 2V) = V \cdot I = 2V \cdot 200\mu A = 0.4mW$$

Potencia máxima disipada por el dispositivo:

$$P(V_{S\max} = 3.6V) = V \cdot I = 3.6V \cdot 375\mu A = 1.35mW$$

Finalmente, la elección de la tensión para nuestro dispositivo es de V_s = 3V y cuyo consumo será de aproximadamente 1mW, valor de muy bajo tal como se esperaba.

$$\boxed{P(V_S = 3V) = V \cdot I = 3V \cdot 320\mu A = 0.96mW \approx 1mW} \quad (3.39)$$

Self Test y Disposición de los terminales:

Nuestro sensor al igual que todos los dispositivos de la gamma ADXL, lleva incorporado un *auto test.*

Este *auto test* (pin denominado *ST*), permite conocer el correcto o mal funcionamiento del acelerómetro, en función de los valores obtenidos en las salidas del sensor. Si este margen de valores coincide con los proporcionados por el fabricante (al conectar el terminal *ST* a la tensión Vs), entonces el funcionamiento del sensor es el adecuado, en caso contrario, el sensor funciona indebidamente.

Para nuestro sensor el valor de las salidas debe ser de 500mg para el eje X, -500mg para el eje Y así como 200mg para el eje Z (según el fabricante). Es decir, sus valores de tensión son:

$$X_{OUT\ ST} = 500mg \cdot 300\,mV/g = \boxed{150mV}$$
$$Y_{OUT\ ST} = -500mg \cdot 300\,mV/g = \boxed{-150mV}$$
$$Z_{OUT\ ST} = 200mg \cdot 300\,mV/g = \boxed{60mV}$$

En modo normal el terminal *ST* se encuentra conectado a la tensión de referencia de masa.

En la siguiente figura podemos observar el número total de terminales que tiene el sensor ADXL330, así como la disposición en la que se encuentran.

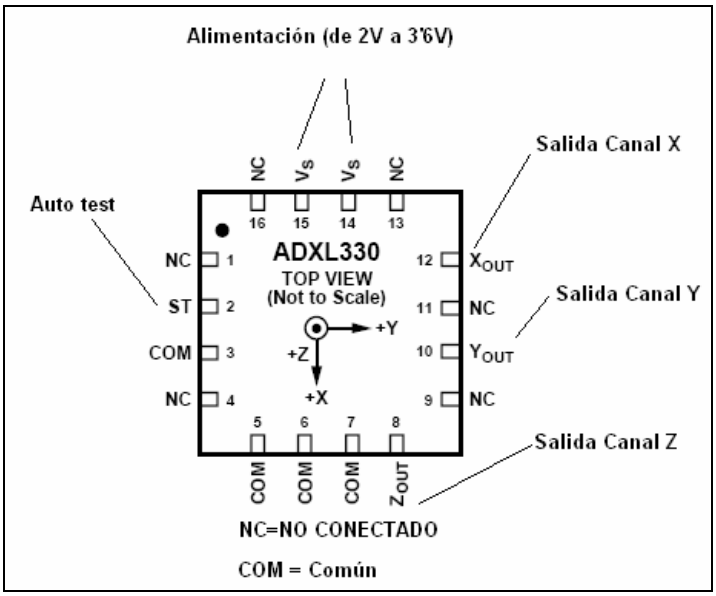


Figura 3.11. Patillaje ADXL 330

SENSOR: DINSMORE INSTRUMENTS R1595 BRÚJULA

En el anterior capítulo se definió que para la cadena de medida de *orientación*, el sensor adecuado y utilizado sería el R1595 de la compañía *Dinsmore Instruments*. Este sensor se encargará de dar la orientación en grados del sistema OBS una vez el equipo se ha posado en el fondo marino, para poder conocer la posición en que ha quedado los tres geófonos del sismómetro.

Sistema de Orientación:

Del movimiento de rotación terrestre puede derivarse cuatro direcciones principales, estos son los denominados puntos cardinales. Estos puntos tienen la función de formar un sistema de referencia que permite representar la orientación sobre un mapa.

Estos puntos son cuatro y se denominan: Norte, Sur, Este y Oeste. Entre ellos forman un sistema de cuatro ángulos los cuales se encuentran distanciados 90º. En la siguiente figura (3.12) se muestra la disposición de los puntos cardinales. La referencia es el norte magnético de La Tierra.

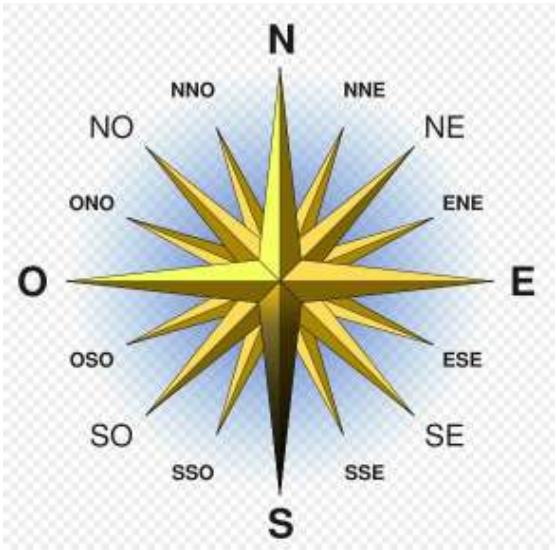


Figura 3.12. Rosa de los vientos

Descripción del Sensor:

El sensor R1595 es un dispositivo fabricado mediante tecnología *Hall-effect-IC,* el cual se basa en el reagrupamiento a un lado del material conductor de los portadores de la corriente eléctrica sometidos a un campo magnético, provocando un campo eléctrico y una tensión perpendiculares a dicho campo magnético y al campo eléctrico de la fuente de alimentación.

Patillaje del dispositivo:

A continuación se muestra la figura (3.13) que define la posición de los terminales del sensor de orientación.

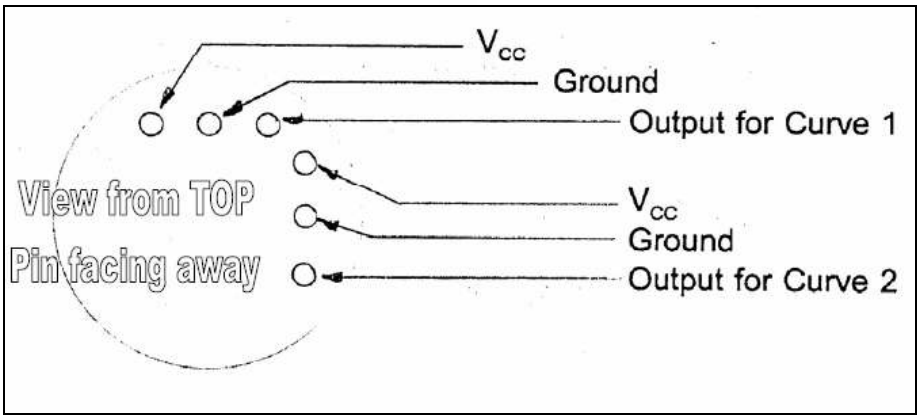


Figura 3.13. Patillaje del dispositivo

Donde:

- **Vcc:** son los terminales de alimentación del dispositivo.
- **Ground:** son los terminales de masa.
- **Output 1-2:** terminales de salida de las salidas.

Funcionamiento del Sensor:

En la segunda cadena de medida (cadena de *orientación*) interesa que el dispositivo sea capaz de entregar un valor de tensión en su salida proporcional a la orientación del eje horizontal terrestre.

El sensor tiene la capacidad de medir la componente horizontal del campo magnético terrestre. Para una correcta medición se deberá mantener el sensor plenamente vertical con respecto el eje vertical terrestre o con una desviación máxima de aproximadamente 12º. Así para mayores inclinaciones no es posible la medida de un sismómetro marino convencional, siendo adecuado para un sismómetro tipo compás (*gimbaled*).

El sensor proporciona dos señales en sus salidas correspondientes a las razones trigonométricas de seno y coseno. A partir de las mismas es capaz de obtener el valor de la componente horizontal del campo magnético terrestre.

Mediante el estudio de ambas salidas para los mismos instantes de tiempo se aproxima de forma muy precisa el valor de orientación del sistema medido en grados.

Tal como se ilustra en la figura (3.14) se observa que las funciones trigonométricas tanto de seno como de coseno se encuentran desplazadas en su eje vertical por una tensión de *offset* equivalente a 2,5V, a la que denominadores tensión de cruce. Además los valores de ambas señales oscilan entre los 2,9V y los 2,1V aproximadamente.

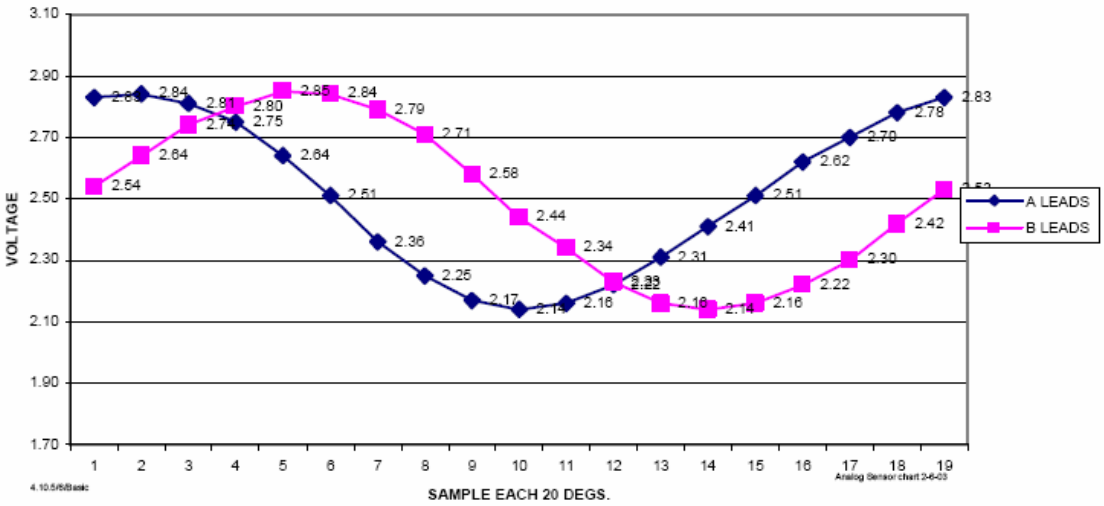


Figura 3.14. Valores de salida en función de la posición

Orientación del dispositivo:

Para determinar la orientación del sistema deberemos conocer el cuadrante de trabajo o margen de ángulos que tiene el dispositivo para poderlo relacionar con las direcciones de los cuatro puntos cardinales (Norte, Sur, Este y Oeste). De esta forma se estudiarán cuatro casos:

- **Orientación NORESTE:**

  Si los valores encontrados en un instante de tiempo "*t*", son valores superiores a la tensión de cruce (2,5V), querrá decir, que ambas razones trigonométricas son positivas. Y de esta manera el sensor se encontrará orientado en un margen desde 0º a 90º.

- **Orientación NOROESTE:**

  Si el margen fuera entre 90º a 180º, el dispositivo tendría que el seno sería de valor positivo y el valor del coseno de valor negativo, es decir, el valor del seno tendría una tensión superior a 2,5V y para el coseno sería inferior a este valor de tensión.

- **Orientación SUROESTE:**

  Si para un instante determinado los valores del seno y coseno ambos fueran inferiores a la tensión de cruce, las razones trigonométricas de ambos serían negativas, en consecuencia el dispositivo se encontraría ubicando en una orientación comprendida entre los 90º a 180º.

- **Orientación SURESTE:**

  Finalmente, si el margen esta entre los 270º y los 360º implicará que el valor del seno tendrá un valor negativo, mientras que el valor del coseno será positivo. Se encontrarán por tanto estos valores por debajo y por encima de la tensión de cruce, respectivamente.

En la siguiente figura (3.15) se ilustra la relación existente entre el valor de las razones trigonométricas con la orientación (cuatro puntos cardinales).

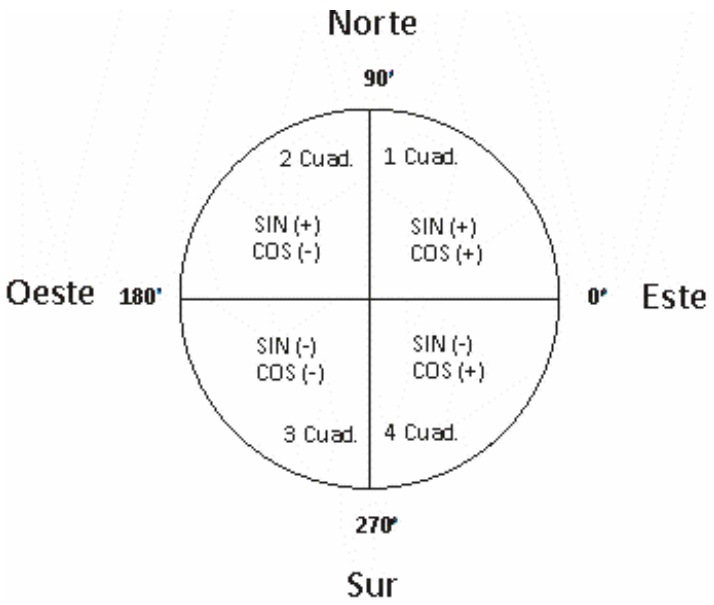


Figura 3.15. Sistema de Orientación

Por lo tanto, en función de los grados que nuestro dispositivo nos proporcione obtendremos una dirección en la brújula o sistema de referencia anterior.

Salida del dispositivo:

Como se ha comprobado el dispositivo esta formado por dos salidas, cuya combinación proporciona al usuario el valor de orientación en grados y por lo tanto su orientación según el sistema de referencia descrito en el punto anterior.

La combinación de ambas señales estará condicionada por el margen dinámico de tensiones del conversor A/D (+2,5V y los -2,5V). Por lo tanto deberemos acondicionar las salidas.

Esta adaptación la realizará el amplificador de instrumentación que cancelará 2,5V de tensión de *offset* (mediante una estructura de seguidor de tensión) a todos los valores de las salidas del sensor de orientación y posteriormente amplificará las tensiones resultantes para adaptarlas al conversor A/D.

Donde el nuevo margen de tensiones estará comprendido entre los valores de +0.4V y los -0.4V

Ecuación de Orientación:

El microprocesador se encargará de realizar la tarea de recogida y procesamiento de los datos obtenidos por los sensores y a su ves realizará o implementará la función de arco tangente de las tensiones del seno entre el coseno de la brújula, es decir, el arco tangente de la tensión de la salida 1 entre la tensión de la salida 2.

Mediante la siguiente ecuación comprobamos el valor de la fase medida por el sistema:

$$\phi = \arctan\left(\frac{OUTPUT1}{OUTPUT2}\right) \tag{3.40}$$

Tiempo de reacción y Consumo:

El tiempo necesario para percibir los cambios en las salidas una vez se haya producido y percibido cambios de posición es de entre 0.5 a 1 segundos.

Este sensor tiene un margen de tensiones a las cuales puede ser alimentado de entre 5V.

En lo referente al consumo de corriente tenemos que para una tensión de 5V la corriente que demanda el dispositivo es de 19 mA.

Margen de Temperatura y Peso

El peso de este sensor es realmente pequeño de 2.25 gramos y el margen de temperaturas en las cuales el sensor funciona correctamente es de –40 ºC a +85 ºC.

MULTIPLEXOR ADG704

A partir de este punto se pretende acondicionar la señales procedentes de ambas cadenas de medida, para ello se utilizarán dos multiplexores ADG704 uno para cada sensor de esta manera reduciremos en gran medida el número de integrados de la cadena de medida.

Para la cadena de medida de posicionamiento las tres señales obtenidas del sensor ADXL330, serán introducidas en un primer multiplexor ADG704. Mientras que las dos salidas de la brújula serán introducidas en un segundo multiplexor ADG704.

Así todas las salidas de ambos sensores serán multiplexadas y su valor será transmitido al siguiente integrado de la cadena de medida.

Descripción del Multiplexor:

El ADG704 es un multiplexor de cuatro señales en una (MUX4:1), fabricado por la empresa *Analog Devices*. Este dispositivo se encuentra fabricado mediante tecnología CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) y sus dimensiones son de 3 mm x 3 mm.

Este tipo de tecnología basa su nombre y funcionamiento en dos transistores tipo *mosfet* uno de canal N y otro de canal P, de ahí el termino complementario (*complemenary*), para fabricar todo tipo de puertas lógicas e integrados.

La principal ventaja de este tipo de transistores es su bajo consumo de potencia. El rango de tensiones que pueden soportar oscila entre los 3V a los 15V y su fabricación es más fácil y barata en, comparación con otras tecnologías.

El margen de valores de temperatura que puede soportar el dispositivo es de -40 ºC a +85 ºC.

Esquema multiplexor ADG704:

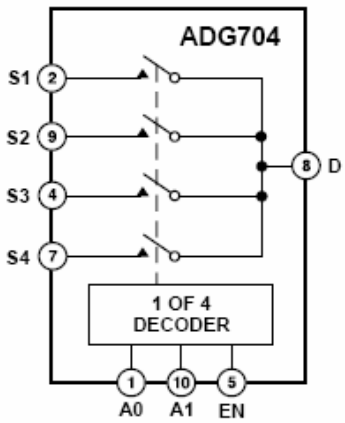


Figura 3.16. Esquema del multiplexor AD704

El dispositivo se encarga de seleccionar una de las cuatro entradas posibles, gracias a la utilización de tres señales de control, las cuales serán controladas por un microcontrolador tal como se detallará en puntos sucesivos de este estudio.

La primera señal de control se denomina *EN* (E*nabled* o encendido) y su misión no es otra que el encendido del integrado. Si el valor de esta señal es de "0" lógico el dispositivo permanece inactivo o si estaba activado es apagado, en caso contrario el dispositivo se encuentra en funcionamiento.

Las otras dos señales de control que forman el sistema son las llamadas *A0* y *A1*. La señal de control *A1* es el bit de mayor peso, mientras la señal *A0* es la de menor. Por lo tanto la tabla de la verdad para la selección de una u otra entrada vendrá determinada a continuación:

TABLA DE VERDAD			
A1	**A0**	**EN**	**Interruptor**
0	0	1	S1
0	1	1	S2
1	0	1	S3
1	1	1	S4
X	X	0	Ninguno

Tabla 3.6. Tabla Verdad del multiplexor

Gracias a esta tecnología de fabricación este multiplexor tiene una elevada velocidad en el cambio de los estados de los interruptores, además de un bajo consumo debido a sus bajas perdidas de corriente y un elevado ancho de banda.

Alimentación "*Power Supply*":

Los valores de alimentación en los que se suele utilizar el *ADG704* se encuentran comprendidos entre los +1.8V y los +5.5V. Para nuestro diseño hemos elegido una tensión de alimentación del mismo valor que el utilizado en el sensor de aceleración, este valor por lo tanto, será de +3V.

El consumo de este dispositivo vendrá determinado por la ecuación de potencia que relaciona la tensión y la corriente de la siguiente forma:

$$P(V_S) = V \cdot I \tag{3.41}$$

El valor de la corriente variará en función de la tensión V_s escogida. Además se deberá tener en cuenta que el valor del consumo podrá variar en función de un segundo parámetro como es la influencia de la temperatura.

Para una temperatura ambiente (aproximadamente 25ºC) y una V_s de 3V el valor de la corriente es de 0.001μA. Su consumo por lo tanto tendrá el siguiente valor:

$$\boxed{P(V_S = 3V) = V \cdot I = 3V \cdot 0{,}001\mu A = 3nW}$$

Para esta alimentación pero con un valor de temperatura máximo (que puede soportar el dispositivo) de +85ºC, el valor de la corriente pasa a valer 1μA y su consumo es:

$$P(V_S = 3V) = V \cdot I = 3V \cdot 1\mu A = 3\mu W$$

Retardos de los interruptores:

Idealmente el tiempo de reacción de un interruptor en pasar de un estado a otro es instantáneo, en la realidad este tiempo es realmente pequeño del orden de pocos nanosegundos.

Podemos definir tres tiempos para un interruptor. Estos son el tiempo de encendido (t_{ON}), tiempo de apagado (t_{OFF}) y el tiempo de retardo (t_d).

- **Tiempo de Encendido y de Apagado:**

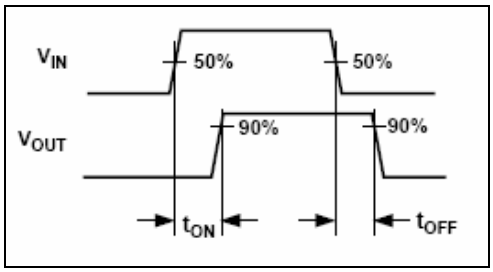


Figura 3.17. Cronograma del tiempo de encendido

Donde:

- **t_{ON} y t_{OFF}:** es el tiempo que tarda el interruptor en pasar de un 50% del valor de su entrada, hasta el 90% de su salida.

- **Tiempo de retardo:**

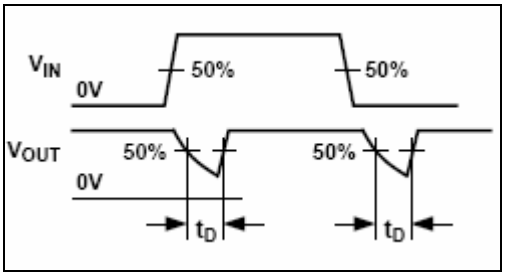


Figura 3.18. Cronograma del tiempo de retardo

Donde:

- **t_D:** es el tiempo que tarda en alcanzar el 90% la señal de salida, a partir de la señal de entrada cuyo valor es de 9ns.

Ancho de Banda y frecuencia de interruptores:

Para el cálculo del ancho de banda del multiplexor ADG704 se necesitará conocer los tiempos de encendido y de apagado (t_{ON} y t_{OFF} respectivamente) de los interruptores (*switches*), cuyos valores típicos serán de 16ns para t_{ON} y de 8ns para t_{OFF}. A partir de estos valores podremos calcular la frecuencia de cada interruptor y de esta manera calcular el ancho de banda necesario para el sistema.

$$f_{Switch}(V_s = 3V) = \frac{1}{t_{on}+t_{off}} = \frac{1}{16ns + 8ns} = 41,\widehat{6}\,MHz \qquad (3.42)$$

Para el cálculo del ancho de banda (típico) necesario, simplemente tendremos que multiplicar el valor obtenido para un interruptor por el número total de interruptores del multiplexor.

$$BW_{ADG704} = f_{Switch} \cdot N = 41,\widehat{6}MHz \cdot 4 = 166,\widehat{6}MHz \qquad (3.43)$$

Los valores de t_{ON} y t_{OFF} pueden variar hasta unos valores máximos de 24ns y 16ns (para una Vs de 3V) respectivamente, estos valores fijan el ancho de banda mínimo en unos 100MHz.

Errores producidos en continua:

En este punto estudiaremos las no idealidades del multiplexor para corriente continua, cuando los interruptores se encuentran en *ON* (cerrados) y cuando estos se encuentran *Off* (abiertos).

Para ello estudiaremos el comportamiento de uno de ellos y este podrá ser extrapolado o aplicado al resto de interruptores que conforman el multiplexor ADG704.

Interruptores abiertos:

Si el interruptor (switch) se encuentra abierto, es decir, en estado *Off*, el valor esperado en la salida debiera ser de 0V. Realmente existe una tensión muy pequeña producida por la resistencia de carga de la siguiente etapa (amplificador) y la corriente de drenador de la puerta CMOS. Es decir:

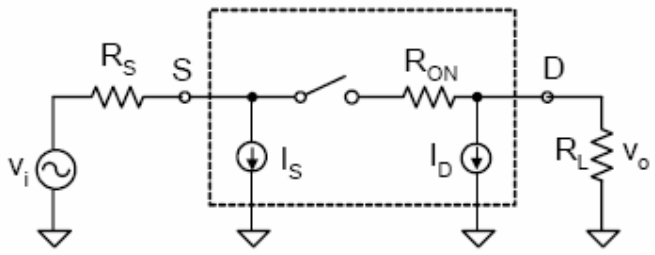


Figura 3.19. Figura equivalente del multiplexor Switch on.

El valor de la tensión de la salida será igual al producto entre la corriente de drenador y el valor de la resistencia de carga del amplificador. Cuya ecuación (3.44) es:

$$V_{outSwitch_{(OFF)}} = -I_D \cdot R_L \tag{3.44}$$

Los valores que proporcionan las especificaciones de los dispositivos son una corriente de drenador máxima para la puerta CMOS del interruptor de ±3nA y un valor de resistencia de carga del amplificador (siguiente etapa) de 100kΩ con una tolerancia del 20%.

Por lo tanto y para el peor de los casos el error de tensión en la salida será:

$$V_{outSwitch_{(OFF)}} = -I_D \cdot R_L = -(\pm 3 \cdot 10^{-9} \cdot 120k\Omega) = \pm 360\mu V$$

Interruptores cerrados:

Si ahora el interruptor se encuentra cerrado en estado *ON*, el valor de la salida debiera ser el valor de tensión de la entrada del interruptor. Realmente se deberán tener en cuenta el valor de las resistencias de la fuente, la de la carga y la resistencia de puesta en marcha del interruptor, tal como muestra la siguiente figura (3.20):

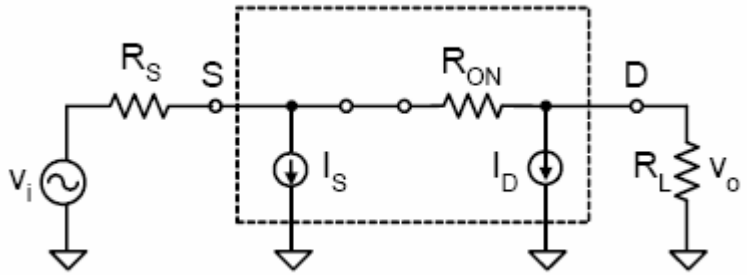


Figura 3.20. Figura equivalente del multiplexor Switch on.

La ecuación real del sistema es un divisor de tensión en la salida del interruptor en el cual se tienen en cuenta el valor de las tres resistencias presentes en la figura (3.20).

$$V_{outSwitch_{(ON)}} \approx V_i \frac{R_L}{R_{ON} + R_S + R_L} \tag{3.45}$$

Utilizando los valores proporcionados por las especificaciones y suponiendo una tensión de entrada (V_i) de 1V obtenemos:

$$V_{outSwitch_{(ON)}} \approx V_i \frac{R_L}{R_{ON} + R_S + R_L} \approx 1V \frac{120k\Omega}{4.5 + 0 + 120k\Omega} = 0.9999625014V$$

El error relativo de la tensión de la salida del interruptor será:

$$\text{Error relativo (\%)} = \left| \frac{V_{outreal} - V_{outEsperada}}{V_{outEsperada}} \right| = \left| \frac{0.9999625014\,V - 1V}{1V} \right| \cdot 100 = \boxed{3.74986 \cdot 10^{-3}\%}$$

El valor de la suma de las resistencias de fuente y de encendido es muy inferior al de la resistencia de carga ($R_{ON} + R_S << R_L$), como consecuencia el valor de la salida del interruptor tendrá un valor muy aproximado al de la entrada. En consecuencia la ecuación (3.44) la podemos aproximar a:

$$\boxed{V_{outSwitch_{(ON)}} \approx V_i} \tag{3.46}$$

Error de aislamiento:

La capacidad serie (C_{DS}), es una capacidad de paso que se encuentra en serie entre la entrada y la salida, cuando el interruptor está abierto (*Off*). Interesa que el valor de esta capacidad sea lo más bajo posible ya que de esta manera se garantiza el aislamiento del sistema.

El valor del aislamiento (en *db*) aumenta a medida que la frecuencia de trabajo del multiplexor crece. Este hecho implica que la capacidad C_{DS} disminuye con la frecuencia. Tal como refleja en la figura (3.21) que relaciona estas dos magnitudes:

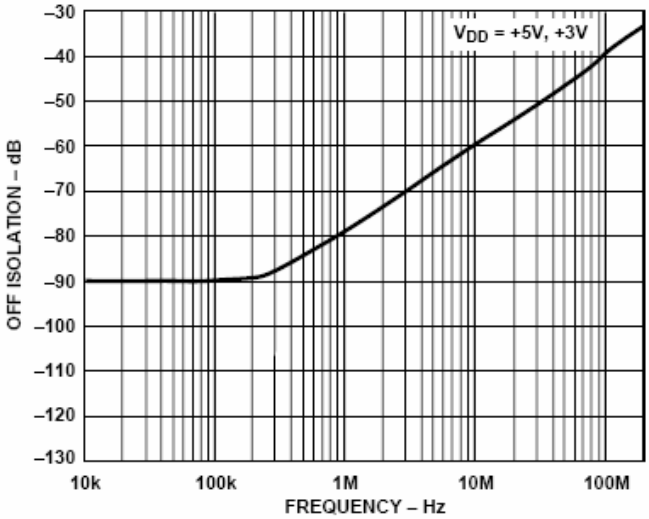


Figura 3.21. Error de Aislamiento del multiplexor

La ecuación que rige la figura (3.21), es la siguiente:

$$OffIsolation = 20\log\left(\frac{V_{out}}{V_s}\right) \tag{3.47}$$

Para una tensión de entrada V_i o V_s de valor 1V y utilizando el ancho de banda (ecuación 3.42) el valor de tensión debido al aislamiento en cada interruptor es:

$$OffIsolation\ \Big|_{f=41,\hat{6}MHz} = 20\log\left(\frac{V_{out}}{V_s}\right) \Rightarrow -46db = 20\log\left(\frac{V_{out}}{1V}\right) =$$

$$\boxed{\frac{Vout}{1V} = 10^{-2,3} \Rightarrow Vout = 5,011mV}$$

Para los cuatro interruptores por lo tanto el valor total será de aproximadamente unos 20,04mV.

Error de Interferencia:

Otro tipo de error a tener en cuenta por este dispositivo, es el denominado error de *crosstalk* o de interferencia. Este error se produce debido a la aparición de una capacidad parásita (C_{ss}) entre los diferentes canales del multiplexor.

En la siguiente figura (3.22) se muestra la disposición de esta capacidad entre dos canales del multiplexor ADG704:

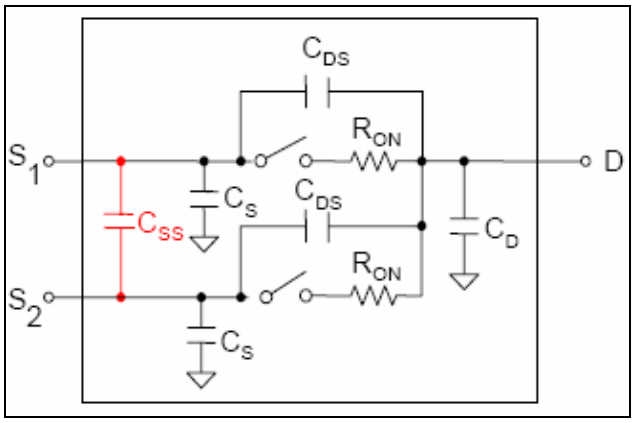


Figura 3.22. Error de crosstalk del multiplexor

El valor de la interferencia varía en función de la frecuencia utilizada, por lo tanto, se deberá recurrir a las gráficas que relacionan la frecuencia con el error de *crosstalk* y extraer para la frecuencia de nuestro sistema el valor de error (en db y facilitadas por el fabricante).

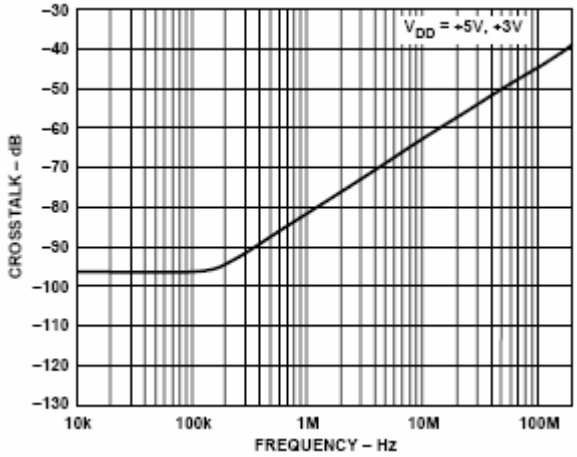


Figura 3.23. Error de crosstalk del multiplexor

Utilizaremos la siguiente expresión (3.48) para calcular el valor de tensión de la interferencia:

$$Crosstalk = 20\log\left(\frac{V_{out}}{V_s}\right) \qquad (3.48)$$

Para una tensión de entrada V_i o V_s de valor 1V y utilizando el ancho de banda de un interruptor se obtendrá un valor de interferencia entre canales:

$$Crosstalk\ \Big|_{f=41,\tilde{6}MHz} = 20\log\left(\frac{V_{out}}{V_s}\right) \Rightarrow -52db = 20\log\left(\frac{V_{out}}{1V}\right) =$$

$$\boxed{\frac{Vout}{1V} = 10^{-2,6} \Rightarrow Vout = 2,511mV}$$

Disposición de terminales:

En la figura (3.24) se muestra la disposición en la que se encuentran las patillas del dispositivo multiplexor ADG704.

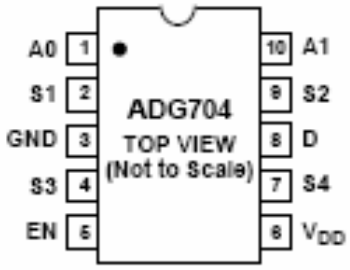


Figura 3.24. Patillaje del Multiplexor

Donde:

- **S_{1-4}:** son las cuatro entradas/interruptores del multiplexor.
- **D:** es la salida del dispositivo ADG704.
- **EN:** terminal de puesta en marcha o parado del multiplexor.
- **A0, A1:** bits de control de las entradas.
- **V_{DD}:** es la tensión de alimentación.
- **GND:** tensión de referencia del dispositivo 0V.

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

En este apartado se pretende realizar un estudio sobre un amplificador de instrumentación denominado AD623 del fabricante *Analog Devices*. Gracias, a este amplificador, se podrá adaptar los valores de tensión de los sensores de posición y orientación.

Estos valores serán adaptados por medio de la variación de la ganancia del amplificador de instrumentación, posteriormente este amplificador será conectado a un dispositivo de conversión analógico/digital que permitirá realizar la digitalización de estas tensiones.

Se debe tener en cuenta que existirán dos cadenas de medida diferenciadas por lo tanto, será necesario utilizar dos amplificadores de instrumentación dado que las ganancias de ambas cadenas difieren al igual que los rangos dinámicos en las salidas de dichos sensores.

Descripción del Amplificador:

El amplificador AD623 es un amplificador de instrumentación que puede trabajar con una tensión unipolar o con una tensión diferencial en la entrada.

El dispositivo se encuentra formado por ocho terminales dos de los cuales, corresponden a la tensión de alimentación Vs, otros dos son las entrada diferencial V_{in}^{+} y V_{in}^{-}, un terminal de salida V_o, un par de terminales para fijar la ganancia mediante una resistencia externa Rg y finalmente un terminal denominado Vref que permite realizar el ajuste del cero del amplificador o añadir una tensión de referencia a la salida.

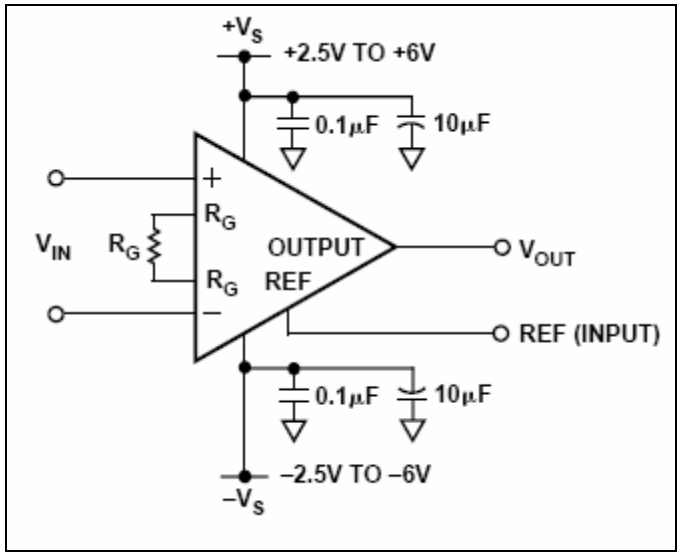


Figura 3.25. Esquema del A.I

Su funcionamiento es *rail-to-rail*, es decir, que aprovecha casi toda la gamma de valores de tensión ubicados entre ±Vs.

Este amplificador ofrece una ganancia unitaria si no se le conecta una resistencia externa, R_G, que fije su ganancia. Este valor de ganancia, el valor programado de R_G, puede variar hasta órdenes superiores a 1000.

Características de un A.I:

El amplificador de instrumentación es capaz de amplificar señales diferenciales con ganancia controlada, precisa y estable, tiene bajo ruido y puede rechazar considerablemente el modo común presente en la entrada. Un amplificador esta formado internamente por tres amplificadores operacionales, siendo el final un amplificador diferencial, como se muestra en la figura (3.26):

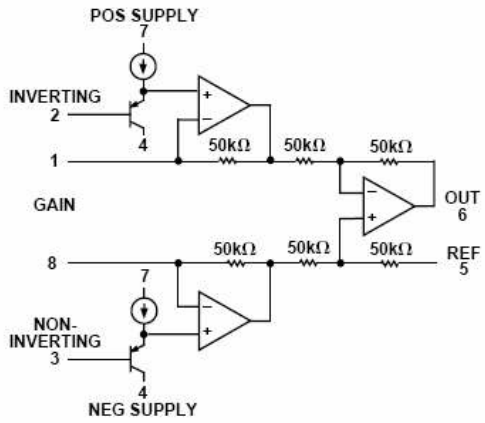


Figura 3.26. Amplificador de Instrumentación con 3 A.O's.

La etapa de amplificación se encarga de acondicionar y amplificar la señal de tensión procedente de otros dispositivos (en nuestro caso de los dos sensores de posición y orientación).

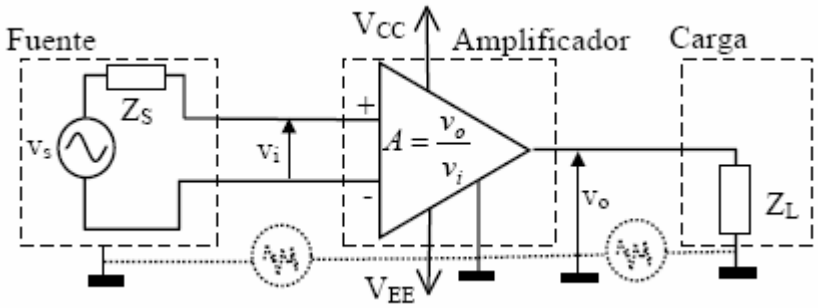


Figura 3.27. Etapas del AI

En la figura 3.27 vemos la etapa de amplificación, el primer bloque es la fuente con su impedancia Zs, el valor de impedancia de entrada es (Zi) del amplificador debe ser muy elevado para que la impedancia de la fuente (Zs) no afecte a la ganancia del amplificador de instrumentación.

Por el contrario, la impedancia de la salida (Z_o) en la salida (Vo) para el bloque del amplificador debe ser muy baja, de esta forma no se verá afectada la ganancia del amplificador debido a la impedancia de carga (Z_L).

Tensión diferencial y de modo común:

Se define la tensión diferencial del dispositivo como la diferencia de tensiones de la entrada. Es decir:

$$V_d = V_i^+ - V_i^- \tag{3.49}$$

Otro parámetro a tener en cuenta es la tensión de modo común, que se define como la variación máxima de tensión permitida en cada entrada con respecto a la tensión de masa. Este valor idealmente es cero, pero en la realidad existirá un valor de tensión y será debido a diferentes limitaciones del dispositivo.

$$V_{CM} = \frac{V_i^+ + V_i^-}{2} \tag{3.50}$$

Por lo que las tensiones de entrada quedan definidas según las ecuaciones (3.49) y (3.50).

$$V_i^+ = V_{CM} + \frac{V_d}{2} \quad \text{y} \quad V_i^- = V_{CM} - \frac{V_d}{2} \tag{3.51 y 3.52}$$

Salida ideal y real de un amplificador:

Una vez definidas las tensiones de entrada diferencial y la tensión en modo común, hemos de conocer la ecuación general del dispositivo.

Primero de todo estudiaremos la ecuación ideal en la cual el término en modo común no aparece y posteriormente se le irán añadiendo las no idealidades del sistema hasta llegar a la ecuación definitiva y real que nos caracterizará el amplificador de instrumentación.

- **Ecuación ideal de la salida:**

$$\boxed{V_0 = A_d \cdot V_d + A_{CM} \cdot V_{CM}} \tag{3.53}$$

Donde:

- **A_d:** es ganancia diferencial del amplificador.
- **A_{CM}:** es ganancia en modo común del amplificador.

- **CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*):**

El rechazo de modo común o CMRR, se define como la relación de la ganancia diferencial entre la ganancia en modo común y su valor es expresado en dB. Es decir:

$$CMRR = 20 \cdot \log\left(\frac{A_d}{A_{CM}}\right) \tag{3.54}$$

El modelado del CMRR para el amplificador es:

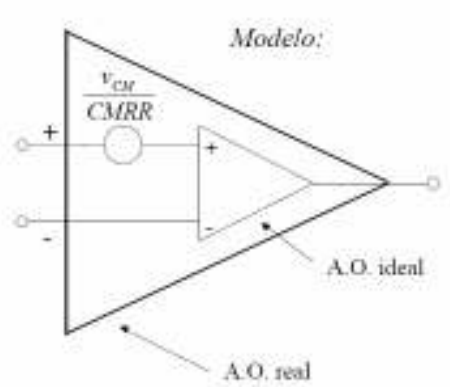


Figura 3.28. Modelo del CMRR en el AO

Contra mayor sea el valor del CMRR querrá decir que con mayor eficacia rechazará las componentes comunes a ambas entradas. Idealmente el CMRR es infinito, en la realidad su valor es muy elevado. Por lo tanto, la señal de ganancia diferencial será mucho mayor que la señal de ganancia de modo común.

La ecuación (3.53) quedará expresada de la siguiente forma:

$$V_0 = A_d \cdot V_d + \frac{A_d}{CMRR} \cdot V_{CM} = \boxed{A_d \cdot \left(V_d + \frac{V_{CM}}{CMRR}\right)} \tag{3.55}$$

Análisis del A.I AD623:

El amplificador AD623 es formado internamente por tres amplificadores operacionales (A.O) tal como se muestra en la siguiente figura (3.29):

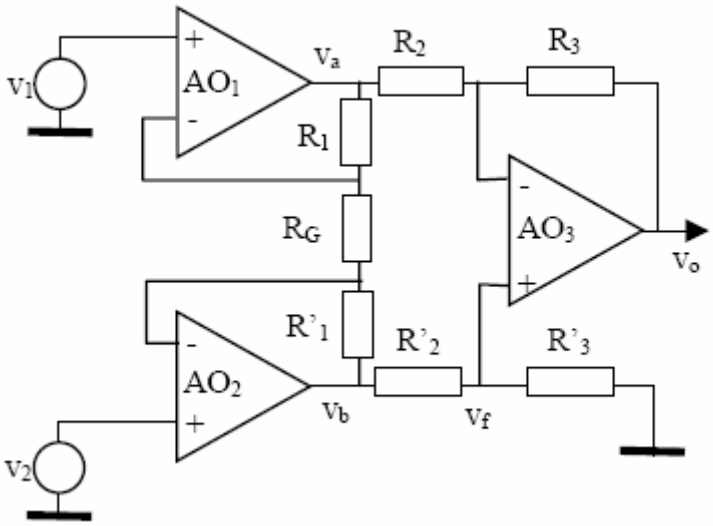


Figura 3.29. Esquema AI de 3 Operacionales

Para un mayor entendimiento se dividirá el análisis en dos partes. La primera de ellas analizará el amplificador $A.O_3$, el cual junto con las resistencias R2, R'2, R3 y R'3 forma el amplificador diferencial básico del A.I.

Por lo tanto, la etapa a estudiar será:

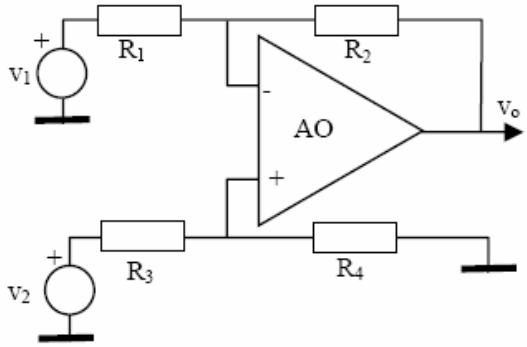


Figura 3.30. Etapa diferencial del AI

Dado que es un sistema lineal, aplicaremos superposición a las fuentes de la entrada (V_1 y V_2), de esta forma se podrá determinar la aportación de cada una de las fuentes en la salida.

- **Si V_2 esta a 0V:**

  Suponemos que las corrientes son entrantes hacia el nodo V^- del amplificador operacional. Por lo tanto, en dicho nodo la ecuación será:

  KCL en V^-:

$$\frac{V_1 - V^-}{R_1} + \frac{V_0 - V^-}{R_2} = 0 \tag{3.56}$$

  Y para el nodo V^+ del amplificador (suponiendo entrantes a dicho nodo las corrientes) su ecuación será:

  KCL en V^+:

$$\frac{0 - V^+}{R_3} + \frac{0 - V^+}{R_4} = 0 \tag{3.57}$$

  Aplicando que $V^+ = V^-$:

  Como la tensión entre estos nodos tiene que ser igual nos permite encontrar la relación entre las ecuaciones (3.56) y (3.57).

  Despejando las dos ecuaciones (3.56) y (3.57) se obtiene:

$$V^- = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V^+ = 0$$

La tensión V_o debida a la aportación de la tensión V_1 será igual a:

$$0 = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad \Rightarrow \quad \boxed{V_o = -V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1}} \tag{3.58}$$

- **Si V_1 esta a 0V:**

Suponemos que las corrientes son entrantes hacia el nodo V^- del amplificador operacional. De la misma forma que en el caso anterior se realizará el estudio:

KCL en V^-:

$$\frac{0 - V^-}{R_1} + \frac{V_0 - V^-}{R_2} = 0 \tag{3.59}$$

KCL en V^+:

$$\frac{V_2 - V^+}{R_3} + \frac{0 - V^+}{R_4} = 0 \tag{3.60}$$

Aplicando que $V^+ = V^-$:

Igualando las dos ecuaciones (3.59) y (3.60) se encuentra la aportación de la tensión V_2 en la salida del amplificador diferencial.

Despejando las dos ecuaciones (3.59) y (3.60) obtenemos:

$$V^- = \frac{V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V^+ = \frac{V_2 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

Igualando las ecuaciones se obtiene:

$$\frac{V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_2 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

La tensión V_o debida a la aportación de la tensión V_2 será igual a:

$$V_o = \frac{V_2 \cdot R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} \qquad \Rightarrow \qquad \boxed{V_o = V_2 \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad (3.61)$$

En consecuencia la tensión de salida debida a la etapa de amplificación diferencial del $A.O_3$ será igual, a la suma de las aportaciones de ambas fuentes expresiones (3.58) y (3.61).

$$\boxed{V_{oA.O_3} = -V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_2 \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad (3.62)$$

Cálculo del CMRR del $A.O_3$:

Para el cálculo del CMRR necesitamos conocer la ganancia diferencial y la de modo común del $A.O_3$. Para ello deberemos sustituir las ecuaciones (3.51) y (3.52) en la ecuación de salida de dicho amplificador (expresión 3.62).

Aplicando en la expresión (3.62) el cambio para las tensiones de $V_i^+ = V_2$ y $V_i^- = V_1$.

$$V_{oA.O_3} = -V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_2 \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) =$$

$$= -\left(V_{CM} - \frac{V_d}{2}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} + \left(V_{CM} + \frac{V_d}{2}\right) \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) =$$

$$= -V_{CM} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_d}{2} \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_{CM} \cdot \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} + \frac{V_d}{2} \cdot \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} =$$

$$= V_{CM} \left(-\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)}\right) + V_d \left(\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)}\right)\right) =$$

$$= V_{CM} \left(\frac{-R_2 R_3 - R_2 R_4 + R_4 R_1 + R_2 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)}\right) + V_d \left(\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_4 R_1 + R_4 R_2}{R_1 (R_3 + R_4)}\right)\right) =$$

$$= V_{CM} \left(\frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}\right) + V_d \left(\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2 R_3 + 2 R_2 R_4 + R_4 R_1}{R_1 (R_3 + R_4)}\right)\right) =$$

$$\boxed{= V_{CM} \left(\frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}\right) + V_d \left(\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right)\right)} \qquad (3.63)$$

A partir de la ecuación (3.63) se pueden extraer los valores de ganancia común A_{CM} y ganancia diferencial A_d. Estos serán los valores que acompañen a las tensiones de modo común y tensión diferencial respectivamente.

La ganancia en modo común es:

$$A_{CM} = \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \tag{3.64}$$

La ganancia diferencial es:

$$A_D = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right) \tag{3.65}$$

Finalmente el cálculo del CMRR del $A.O_3$, aplicando la ecuación (3.54) será igual a:

$$CMRR_R = 20 \cdot \log \left(\frac{A_d}{A_{CM}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)}{\frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}} \right) =$$

$$= 20 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2 R_3 + 2 R_2 R_4 + R_4 R_1}{R_1} \right)}{R_4 R_1 - R_2 R_3} \right) \tag{3.66}$$

Interesa que el CMRR sea lo mas elevado posible (idealmente su valor es infinito) de esta forma se intentará reducir el efecto debido al modo común. Para ello se debe igualar a cero el término de ganancia en modo común y encontrar la relación de resistencias que permite cancelar este término.

Relación de resistencias (A_{CM}=0):

$$A_{CM} = \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} = 0 \quad \Rightarrow \quad R_4 R_1 - R_2 R_3 = 0 \quad \Rightarrow \quad R_4 R_1 = R_2 R_3 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}}$$

En la realidad, es muy complicado encontrar dos resistencias fabricadas con el mismo valor exacto, en consecuencia la relación no es cumplirá (siempre existe un cierto margen de tolerancia), tendremos siempre un $CMRR_R$ provocado por las resistencias. Además se deberá tener en cuenta el $CMRR_{A.O}$ del amplificador operacional. De esta forma el $CMRR_{Total}$ será:

$$\frac{1}{CMRR_{A.O3}} = \frac{1}{CMRR_{A.O}} + \frac{1}{CMRR_R} \tag{3.67}$$

Cálculo del CMRR del $A.I_{Total}$:

En este punto se terminará de analizar todo el amplificador de instrumentación y se calculará la expresión definitiva del CMRR del amplificador AD623. Para ello analizaremos el siguiente circuito (figura 3.31).

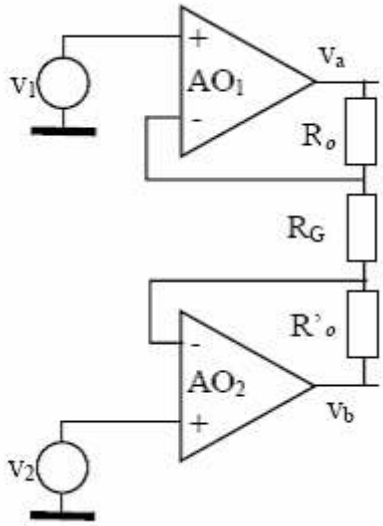


Figura 3.31. Etapa de entrada del AI

Dado que es un sistema lineal, se aplicará nuevamente superposición a las fuentes de la entrada (V_1 y V_2).

- **Si V_2 esta a 0V:**

  Implicará al ser dos circuitos seguidores de tensión que sus tensiones en V^+ sean iguales que sus tensiones en V^- y por lo tanto la expresión de V_1 será:

  KCL en V^- del $A.O_1$:

$$\frac{V_a - V_1}{R_1} + \frac{V_1 - V_2}{R_g} = 0 \tag{3.68}$$

  Despejando la ecuación (3.68) obtenemos:

$$V_a = V_1\left(1 + \frac{R_0}{R_g}\right) - V_2\left(\frac{R_0}{R_g}\right) \tag{3.69}$$

- **Si V_1 esta a 0V:**

Al igual que en el caso anterior la tensión V^+ deberá ser igual a la del nodo V^-, de esta forma la ecuación resultante será;

KCL en V^- del A.O_2:

$$\frac{V_1 - V_2}{R_g} + \frac{V_2 - V_b}{R'_0} = 0 \tag{3.70}$$

Si ahora despejamos la tensión V_b:

$$V_b = -V_1\left(\frac{R'_0}{R_g}\right) + V_2\left(1 + \frac{R'_0}{R_g}\right) \tag{3.71}$$

El amplificador total de instrumentación formado por tres amplificadores operacionales y de ganancia ajustable es el mostrado en la siguiente figura:

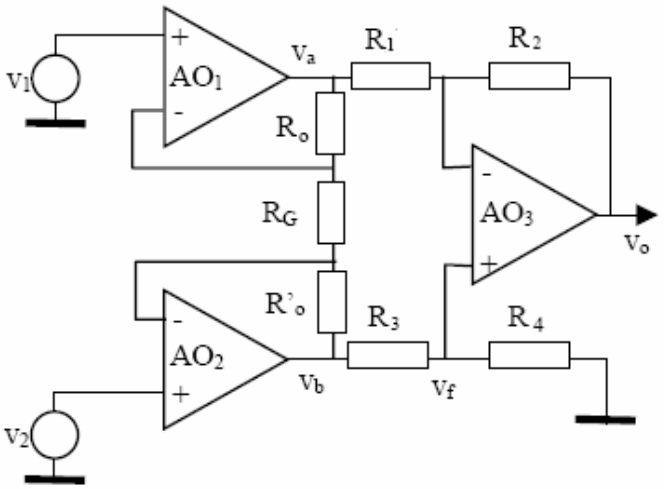


Figura 3.32. Esquema interno AI

Ahora sustituimos estas dos ecuaciones (3.69) y (3.71) en la ecuación (3.62) obtenemos la siguiente expresión:

$$\boxed{V_1 = V_a} \qquad \boxed{V_2 = V_b} \qquad \boxed{V_d = V_2 - V_1}$$

$$V_{oA.I} = -V_a \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_b \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) =$$

$$= -\left(V_1\left(1 + \frac{R_0}{R_g}\right) - V_2\left(\frac{R_0}{R_g}\right)\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} + \left[\left(-V_1\left(\frac{R'_0}{R_g}\right) + V_2\left(1 + \frac{R'_0}{R_g}\right)\right) \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] =$$

$$= -V_1\left(\frac{R_g + R_0}{R_g}\cdot\frac{R_2}{R_1} + \frac{R'_0}{R_g}\cdot\frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1(R_3+R_4)}\right) + V_2\left(\frac{R_g + R'_0}{R_g}\cdot\frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1(R_3+R_4)} + \frac{R_0R_2}{R_1R_g}\right) \quad (3.72)$$

Si ahora sustituimos los valores de las ecuaciones (3.51) y (3.52) en la ecuación (3.72) la expresión definitiva será:

$$\boxed{V_{oA.I} = V_{CM}\left(\frac{R_4R_1 - R_2R_3}{R_1(R_3+R_4)}\right) + V_d\left(\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}}\cdot\left(1+\frac{R'_0}{R_g/2}\right) + \frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{R_0}{R_g/2}\right)\right)\right)} \quad (3.73)$$

El CMRR del A.I modelo AD623:

La relación entre las resistencias encontrada anteriormente para la cancelación del modo común seguirá siendo la misma. Esto se debe a que en la expresión (3.74) la ganancia en modo común coincide exactamente con la calculada para el $A.O_3$.

Si la relación de R's es:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \qquad \Rightarrow \qquad A_{CM} = 0$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \qquad \Rightarrow \qquad A_d = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_0}{R_g} + \frac{R'_0}{R_g}\right)$$

Si además el circuito es simétrico querrá decir que las resistencias R_o y R'_o son iguales por lo tanto la expresión de ganancia diferencial sería:

$$R_o = R'_o \qquad \Rightarrow \qquad \boxed{A_d = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{2R_0}{R_g}\right)} \quad (3.74)$$

El CMRR debido a las resistencias será por lo tanto:

$$\boxed{CMRR_R = \left(1 + \frac{R_0}{R_g} + \frac{R'_0}{R_g}\right)\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{R_2R_3 + 2R_2R_4 + R_4R_1}{R_4R_1 - R_2R_3}\right)} \quad (3.75)$$

Finalmente el CMRR total estará formado por cuatro términos. Tres serán referidos a los tres amplificadores operacionales internos del A.I y el cuarto término será el inducido por las resistencias ecuación (3.75). Es decir:

$$\frac{1}{CMRR_{A.I-AD623}} = -\frac{1}{CMRR_{A.O1}} + \frac{1}{CMRR_{A.O2}} + \frac{1}{(A_d)CMRR_{A.O3}} + \frac{1}{CMRR_R} \quad (3.76)$$

Tal como se puede observar el CMRR de los amplificadores operacionales uno y dos se cancelan mutuamente si se utilizan amplificadores iguales integrados, en consecuencia el $CMRR_{A.I-AD623}$ aumenta.

Es necesario conocer el valor de ganancia de nuestro amplificador de instrumentación, ya que de esta forma podremos calcular la relación existente entre su ganancia diferencial y su ganancia en modo común (CMRR).

Para ello visualizaremos la siguiente gráfica en la cual se muestran diferentes CMRR en función de la frecuencia del sistema.

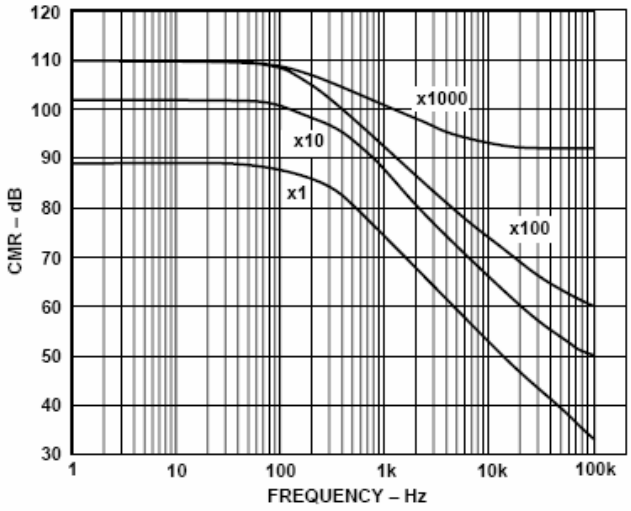


Figure 17. CMR vs. Frequency, ±5 V_S

Figura 3.33. CMRR amplificador de instrumentación

Se ha calculado que la ganancia se encontrará comprendida entre las curvas de ganancia 1 y ganancia 10 (ya que las ganancias necesarias son de 8,3 y 6,25) y por lo tanto el CMRR se encontrará comprendido entre los 90dB y los 100dB.

Ganancia del Amplificador de Instrumentación (A.I):

- **Cadena de medida de Posición:**

Para la primera cadena de medida procedente del sensor de aceleración debemos realizar una amplificación adecuada con el fin de adaptar el rango de tensiones de la salida de este sensor, al rango de tensiones de entrada del conversor A/D que será necesario posteriormente.

Tal como se vio en el apartado del sensor de aceleración el margen de tensión en la salida de sus tres ejes oscilan entre los 1.2V y los 1.8V, donde el valor real de estas tensiones es de -0.3V a +0.3V, si restamos la tensión de *offset* introducida por el propio sensor. La conexión de las señales se realizará en el terminal no inversor del A.I.

Para realizar esta resta colocaremos una tensión de referencia cuyo valor será equivalente a la tensión de *offset* (1.5V) producida por el sensor en el terminal de entrada del amplificador de instrumentación, concretamente en el terminal de V_2, es decir, en el terminal inversor del AD623.

Además se adaptará la ganancia del amplificador para que estos dos valores de tensión coincidan con el valor máximo y mínimo de tensión que puede proporcionar el conversor A/D.

De esta forma y dado que el conversor puede trabajar con tensiones comprendidas entre los ±2.5V y que el sensor de aceleración proporcionará tensiones entre los ±0.3V (sin *offset*) tendremos que la ganancia diferencial necesaria será:

$$A_d = \frac{M.Dinamico_{A/D}}{M.Dinamico_{ADXL330}} = \frac{5V}{600mV} = 8,\hat{3} \qquad (3.77)$$

Ahora necesitaremos conocer que valor de resistencia externa (que se colocará entre los terminales 2 y 8 del AD623) deberemos colocar al amplificador para obtener dicha ganancia. La expresión (3.74) será igualada a la ganancia encontrada.

$$A_d = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{2R_0}{R_g}\right)$$

$$8,\hat{3} = \frac{50k\Omega}{50k\Omega}\left(1 + \frac{2 \cdot 50k\Omega}{R_g}\right) \quad \Rightarrow \quad \boxed{R_g = 13636,36\Omega \approx 13,63k\Omega}$$

Donde:

- **R_0, R_1, R_2:** son las resistencias internas del amplificador de instrumentación y sus valores son de 50kΩ
- **R_g:** es la resistencia que fija la ganancia del amplificador y es externa.

Para la realización práctica de este apartado se utilizarán dos resistencias en serie que nos permitirán fijar exactamente el valor de ganancia del amplificador operacional. La primera de estas resistencias será una resistencia fija de valor 10kΩ y una resistencia variable (potenciómetro multivuelta) de valor 5kΩ.

- **<u>Cadena de medida de Orientación:</u>**
  De la misma forma que para el caso anterior se realizarán los cálculos de la etapa de amplificación para la segunda cadena de medida. Dicho bloque contendrá una ganancia diferente a la de la primera cadena de medida. Esto se deberá a que las salidas del sensor de orientación tendrán unos valores tensión comprendidos entre 2,9V y 2,1V. Estos valores deberán ser ajustados a los valores máximo y mínimo del conversor A/D conectado en la siguiente etapa del sistema.

  Tal como se pudo observar en el estudio de la brújula o sensor de orientación, esta tiene dos salidas cuyos valores de tensión contienen un *offset* de 2.5V. En

consecuencia utilizaremos una tensión de referencia de 2,5V (formada por una estructura de resistencia variable y seguidor de tensión) conectada a la entrada inversora del amplificador de instrumentación.

El margen de tensiones que por lo tanto se deberá amplificar se encontrará comprendido entre los valores de +0.4V y -0.4V. Utilizando la ecuación (3.56) y (3.75) se calculará la ganancia diferencial y la resistencia de ganancia. Dichos valores serán:

$$A_d = \frac{M.Dinamico_{A/D}}{M.Dinamico_{ADXL330}} = \frac{5V}{0,8V} = \boxed{6,25} \qquad \text{y} \qquad \boxed{R_g = 19047,61\Omega \approx 19,04k\Omega}$$

En este caso se ha utilizado (para fijar la ganancia) dos resistencias de 10kΩ una variable y otra fija.

Cancelación de la Tensión de Modo Común:

Como ya se ha comentado es necesaria una tensión de valor igual al *offset* producido por nuestro sensor de posicionamiento. Para ello utilizaremos un conjunto formado por una resistencia variable (potenciómetro) y una capacidad.

La resistencia variable tendrá un valor de 100MΩ, ya que la corriente máxima que puede soportar la entrada del A.I es de 60μA. El conexionado de sus terminales se realizará entre las tensión de 5V y masa. De esta forma el tercer terminal o cursor de esta resistencia fijará el valor de tensión en la entrada inversora del amplificador de instrumentación.

La misión de la capacidad será la de preservar lo máximo posible al circuito de las interferencias producidas por la impedancia o resistencia variable conectada al terminal del amplificador y cuyo valor es de 100nF.

Tal como se ha comentado para la cadena de medida de orientación se utilizará una tensión de referencia, que deberá ser estable y precisa, por lo que se utilizará un circuito formado por el conjunto de resistencia variable (potenciómetro) y seguidor de tensión.

Margen dinámico de la Tensión de salida:

El amplificador AD623 es del tipo *rail*-to-*rail* y por lo tanto, su margen dinámico de tensión de salida (V_o) esta próximo a los valores de salida.

En la cadena de medida implementada el margen dinámico de la salida será de (+4,5V) para la tensión de alimentación positiva y de (-4,8V) para la tensión de alimentación positiva.

Errores del Amplificador de Instrumentación:

En todo amplificador no ideal existen una serie de no idealidades o errores que provocan una suma o resta de tensiones añadidas a la salida del amplificador. Estas se intentarán detallar y analizar en el siguiente apartado.

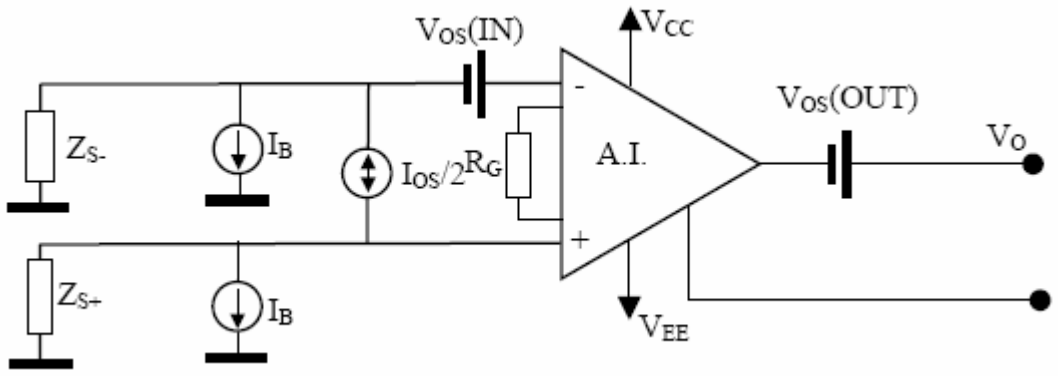


Figura 3.34. Modelo errores del amplificador de instrumentación

A partir de la figura (3.34) se realizan los cálculos de los errores causados por el *offset* del sistema y por las corrientes de polarización del amplificador de instrumentación.

Errores debidos a la tensión de *offset*:

La tensión de *offset* y su deriva con la temperatura en un amplificador de instrumentación, se especifican mediante dos componentes:

- La primera de ellas es la componente de *offset* debida a la entrada (V_{OSI}).y que depende de la ganancia del amplificador de instrumentación.
- La segunda componente es la aportada por la salida del amplificador y que no se ve afectada por la ganancia del mismo (V_{OSO}).

Estos parámetros sirven para calcular los errores producidos por la tensión de *offset* para cualquier ganancia y son proporcionados por el fabricante. Sus ecuaciones se muestran a continuación:

Error de *offset* referido a la entrada:

$$Error(RTI) = \left[V_{OSI} + \frac{\Delta V_{OSI}}{\Delta T} \Delta T \right] + \frac{\left(V_{OSO} + \frac{\Delta V_{OSO}}{\Delta T} \Delta T \right)}{A_d} \qquad (3.78)$$

- **Para la Cadena de Posición:**

$$Error(RTI) = \left[200\mu V + \frac{2\mu V}{^{o}C} 25^{o}C \right] + \frac{\left(1000\mu V + \frac{10\mu V}{^{o}C} 25^{o}C \right)}{8,\widehat{3}} = 400\mu V$$

- **Para la Cadena de Orientación:**

$$Error(RTI)=\left[200\mu V+\frac{2\mu V}{^{o}C}25^{o}C\right]+\frac{\left(1000\mu V+\frac{10\mu V}{^{o}C}25^{o}C\right)}{6{,}25}=450\mu V$$

Error de *offset* referido a la salida:

$$Error(RTO)=\left[V_{OSI}+\frac{\Delta V_{OSI}}{\Delta T}\Delta T\right]A_d+\left[V_{OSO}+\frac{\Delta V_{OSO}}{\Delta T}\Delta T\right] \qquad (3.79)$$

- **Para la Cadena de Posición:**

$$Error(RTO)=\left[200\mu V+\frac{2\mu V}{^{o}C}25^{o}C\right]\cdot 8{,}\hat{3}+\left[1000\mu V+\frac{10\mu V}{^{o}C}25^{o}C\right]=3{,}\hat{3}mV$$

- **Para la Cadena de Orientación:**

$$Error(RTO)=\left[200\mu V+\frac{2\mu V}{^{o}C}25^{o}C\right]\cdot 6{,}25+\left[1000\mu V+\frac{10\mu V}{^{o}C}25^{o}C\right]=2{,}812mV$$

Tensión de *offset* debida a las corrientes de polarización:

Las corrientes de polarización (I_{Bias}) según la figura (3.34) son las corrientes necesarias para el funcionamiento del amplificador, estás son prácticamente iguales y solo difieren en una pequeña parte. La relación existente entre ellas es:

$$I_{Bias}=\frac{I_{Bp}+I_{Bn}}{2} \qquad (3.80)$$

Además existe otra corriente, denominada corriente de *offset* (I_{os}) definida como la diferencia de corrientes del terminal inversor y no inversor.

$$I_{OS}=\left|I_{Bp}-I_{Bn}\right| \qquad (3.81)$$

Si observamos la figura (3.34), aplicando superposición a las diferentes fuentes obtenemos que el término de *offset* debido a las corrientes de polarización se rige por la siguiente expresión:

$$V_{Offset(Bias)}=I_B\cdot(Z_s^+-Z_s^-)\pm I_{OS}\cdot\frac{Z_s^++Z_s^-}{2} \qquad (3.82)$$

Si se utilizan los valores máximos (proporcionados por el fabricante) y se tiene en cuenta las derivas térmicas de estas corrientes podremos observar la tensión de *offset* máxima producida en la salida por este efecto.

La tensión de polarización máxima para una Tª de 50ºC :

$$I_{Bias} = \frac{I_{Bp} + I_{Bn}}{2} + \frac{\Delta I_{Bias}}{\Delta T}\Delta T \qquad (3.83)$$

$$I_{Bias} = 25nA + \frac{25\,pA}{^{o}C}25^{o}C = 25{,}625nA$$

La tensión de *offset* máxima para una Tª de 50ºC:

$$I_{OS} = \left[\left|I_{Bp} - I_{Bn}\right|\right] + \frac{\Delta I_{OS}}{\Delta T}\Delta T \qquad (3.84)$$

$$I_{OS} = 2nA + \frac{5\,pA}{^{o}C}25^{o}C = 2{,}125nA$$

PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*):

El PSRR es el factor de rechazo de ruido procedente de la fuente de alimentación. Si existen variaciones en las alimentaciones provocarán que la tensión de *offset* de entrada V_{OSI} varíe su valor y como consecuencia varíe la salida del amplificador de instrumentación.

El fabricante nos proporciona el valor del PSRR en función de la ganancia elegida por el usuario. Para el caso de la cadena de medida, al tener una ganancia de aproximadamente 10 (en ambos amplificadores) y a una frecuencia de trabajo de 100Hz, utilizaremos un PSRR de 100dB, tal como se puede observar en la siguiente figura (3.35).

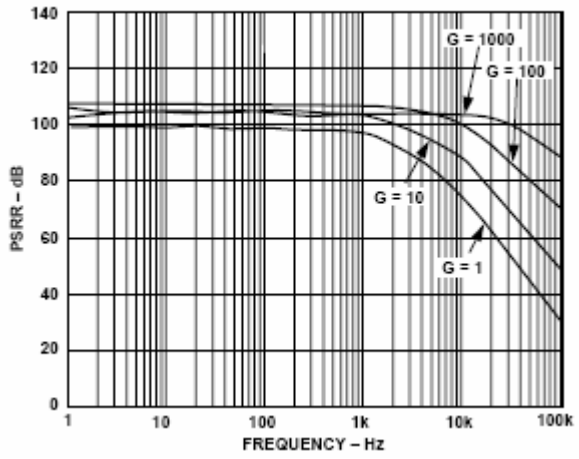


Figura 3.35. PSRR del AI

La ecuación del PSRR es:

$$PSRR = \frac{\Delta V_{OSI}}{\Delta V_{cc}} \qquad \text{y} \qquad PSRR\big|_{dB} = 20\log\left(\frac{\Delta V_{cc}}{\Delta V_{OSI}}\right) \qquad (3.85) \text{ y } (3.86)$$

Utilizando el dato proporcionado por el fabricante se puede calcular el valor de la tensión de *offset* debida a esta deriva de alimentación. Es decir:

$$PSRR\big|_{dB} = 20\log\left(\frac{\Delta V_{cc}}{\Delta V_{OSI}}\right)$$

$$100dB = 20\log\left(\frac{\Delta V_{cc}}{\Delta V_{OSI}}\right) = 10^{100/20} \quad \Rightarrow \quad \left(\frac{\Delta V_{cc}}{\Delta V_{OSI}}\right) = 100000$$

Por lo tanto el valor del PSRR lineal es:

$$PSRR = \frac{\Delta V_{OSI}}{\Delta V_{cc}}$$

$$PSRR = (100000)^{-1} = \boxed{10\,\mu V/V}$$

Para calcular ahora el valor de tensión de *offset* es necesario multiplicar el valor lineal del PSRR por la variación máxima de tensión de alimentación y por la ganancia diferencial (A_d) del amplificador.

$$\Delta V_{OSI} = A_d \cdot PSRR \cdot \Delta Vcc \tag{3.87}$$

Para corregir los errores de tensión de *offset* se debería utilizar una red de compensación comprendida en una de las entradas del amplificador de esta manera se cancelarían sus efectos. En nuestro diseño se ha comprobado que los valores en la salida son tan pequeños (centenas de microvolts) que sus efectos no provocan un error apreciable en la salida del dispositivo.

Calibración del amplificador de instrumentación:

El amplificador es un sistema que debe ser calibrado ya que se pretende conectar a un conversor analógico/digital y por lo tanto la precisión en su salida debe ser óptima.

Para ello se define el error de ganancia como el error dominante cuando se debe calibrar el amplificador de instrumentación. El fabricante mediante las especificaciones del sistema nos da una valor de error de no linealidad en función de la ganancia que se desee utilizar. Para el diseño implementado la ganancia es de aproximadamente 10 y por lo tanto escogeremos un valor de error de no linealidad (máximo) de 50 ppm.

La ecuación que rige este error es la mostrada a continuación:

$$\Delta V_{out(No-linealidad)} = Error_{No-linealidad} \cdot V_{outMax} \tag{3.88}$$

Donde:

- **ΔV_{out}:** es la tensión de error máxima en la salida debido al efecto de no linealidad.

- **Error $_{(No\text{-}linealidad)}$:** es el porcentaje de error de no linealidad de ganancia expresado en partes por millón (ppm).

- **V_{outMax}:** es la tensión máxima que se quiere conseguir en la salida.

Se pretende amplificar la tensión hasta valores comprendidos entres +2,5V y -2,5V, puesto que es el margen de tensiones que admite el conversor A/D. Por lo tanto la influencia de este error en la salida tendrá un valor de tensión:

$$\Delta V_{out(No-linealidad)} = Error_{No-linealidad} \cdot V_{outMax} = 50 \cdot 10^{-6} \cdot (\pm 2{,}5V) = \pm 0{,}125mV$$

También se debe tener en cuenta el error de ganancia debido a la influencia de la temperatura. El fabricante proporciona este error cuyo valor es de 50 ppm/ºC para valores superiores a la ganancia unitaria y de 10 ppm/ºC para la ganancia unitaria. Se ha realizado la calibración del amplificador a temperatura ambiente, es decir, a 25ºC.

Primero se deberá calcular el desplazamiento de ganancia cuya expresión es la mostrada a continuación:

$$D_T = D_{T1} + \frac{D_{T1000} - D_{T1}}{A_{dMax} - 1}(A_d - 1) \tag{3.89}$$

- **Para la Cadena de Posición:**

$$D_T = 10\,ppm/^{\circ}C + \frac{50\,ppm/^{\circ}C - 10\,ppm/^{\circ}C}{1000 - 1}(8{,}\hat{3} - 1) = 10{,}293\,{}^{ppm}\!/_{^{\circ}C}$$

Por lo tanto el error de tensión en la salida equivaldrá:

$$\Delta V_{out(Ganancia)} = A_d \cdot D_r \cdot \Delta T^{a} \tag{3.90}$$

$$\Delta V_{out(Ganancia)} = (8{,}\hat{3}) \cdot (10{,}293 \cdot 10^{-6}) \cdot (25^{\circ}C) = 2{,}135mV$$

- **Para la Cadena de Orientación:**

$$D_T = 10\,ppm/^{\circ}C + \frac{50\,ppm/^{\circ}C - 10\,ppm/^{\circ}C}{1000 - 1}(6{,}25 - 1) = 10{,}210\,{}^{ppm}\!/_{^{\circ}C}$$

Por lo tanto el error de tensión en la salida equivaldrá:

$$\Delta V_{out(Ganancia)} = (6{,}25) \cdot (10{,}210 \cdot 10^{-6}) \cdot (25^{\circ}C) = 1{,}595mV$$

El error combinado de las expresiones (3.89) y (3.90) nos permitirá calcular la resolución máxima (en bits) del conversor A/D conectado en la siguiente etapa de este estudio. El error total por lo tanto:

$$\Delta V_{out(Total)} = \Delta V_{out(No-linealidad)} + \Delta V_{out(Ganancia)} \tag{3.91}$$

- **Para la Cadena de Posición:**

$$\Delta V_{out(Total)} = +0.125mV + 2{,}135mV = 2{,}260mV$$

- **Para la Cadena de Orientación:**

$$\Delta V_{out(Total)} = +0.125mV + 1{,}595mV = 1{,}720mV$$

La resolución máxima del conversor A/D:

$$\text{Re}\,solución = \Delta V_{out(Total)} = \frac{V_{iFS}}{2^N} \tag{3.92}$$

- **Para la Cadena de Posición:**

$$2{,}260 \cdot 10^{-3} = \frac{5V}{2^N} \quad \Rightarrow \quad N = \frac{\log(2213{,}015)}{\log(2)} > \boxed{11{,}11 \text{ bits}}$$

- **Para la Cadena de Orientación:**

$$1{,}720 \cdot 10^{-3} = \frac{5V}{2^N} \quad \Rightarrow \quad N = \frac{\log(2907{,}39)}{\log(2)} > \boxed{11{,}50 \text{ bits}}$$

Por lo tanto el conversor que se utilizará tendrá que tener como mínimo 12 bits. El estudio del mismo se realizará en el siguiente bloque.

Slew Rate del Amplificador de Instrumentación:

Este parámetro determina la velocidad de cambio o variación de la tensión de salida, esta variación depende de la estructura interna de cada amplificador. La rapidez máxima se denomina *Slew Rate*. Para el amplificador AD623 el valor de slew rate es de 0.3V/μs.

Alimentación "*Power Supply*":

El valor máximo de alimentación que puede soportar el dispositivo para un correcto funcionamiento del mismo es de ±6V. El consumo máximo de corriente para esta tensión simétrica será de 550μA.

Para realizar los cálculos utilizamos la corriente máxima de consumo a la tensión de alimentación (simétrica) utilizada ±5V.

Potencia máxima disipada por el dispositivo:

$$P(V_S) = V \cdot I \tag{3.93}$$

$$P(V_S = \pm 5V) = 10V \cdot 550\mu A = 5{,}50mW$$

Se debe tener en cuenta que debido a las no idealidades de la fuente de alimentación como pueden ser el rizado o las propias distorsiones de la fuente, se necesitará colocar capacidades en los terminales de alimentación.

Estas capacidades deberán ser dos por cada terminal una capacidad cerámica de valor 0,1μF y una segunda capacidad electrolítica de valor 10μF, de esta forma se asegura una buena eliminación de la distorsión.

Pineado del amplificador:

En la figura (3.36) se muestra el pineado del amplificador de instrumentación utilizado en este estudio.

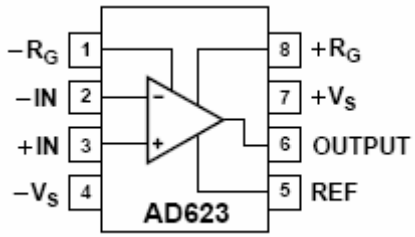


Figura 3.36. Patillaje del AD623

Donde:

- **$+R_G$ y $-R_G$:** terminales de acceso de la resistencia que fija la ganancia.
- **-IN y +IN:** son las entradas inversora y no inversora respectivamente.
- **$+V_S$ y $-V_S$:** terminales de alimentación del amplificador de instrumentación.
- **OUPUT:** terminal de salida del amplificador de instrumentación.
- **REF:** terminal de referencia del amplificador (Vref).

CONVERSOR ANALÓGICO/DITIGAL (AD7892)

Debido a la necesidad de almacenar y recoger los datos obtenidos por los sensores de posición y orientación, deberemos utilizar en este punto un conversor Analógico/Digital (A/D).

Este conversor, se encargará de *"transformar"* los valores de tensión analógicos resultantes de las cadenas de medida, en un código de *"n"* bits o valor digital, a partir del muestreo de la señal analógica. De esta forma podremos introducirlos en un microcontrolador y posteriormente analizarlos y extraer de ellos la información de orientación y posición.

Descripción del Sensor:

El dispositivo AD7892 esta fabricado bajo tecnología *Linear Compatible CMOS*. Esta tecnología combina la precisión de la tecnología bipolar, con el bajo consumo debido a la utilización de tecnología CMOS.

El conversor A/D es de 12bits, de la empresa *Analog Devices*. Este dispositivo basa su funcionamiento de conversión en el método de aproximaciones sucesivas.

El reducido tiempo de conversión de la señales y cuyo valor es fijo para toda tensión en la entrada, es una de las principales ventajas de la utilización del método de aproximaciones sucesivas.

El margen de valores de temperatura que puede soportar el dispositivo es de -40 ºC a +85 ºC.

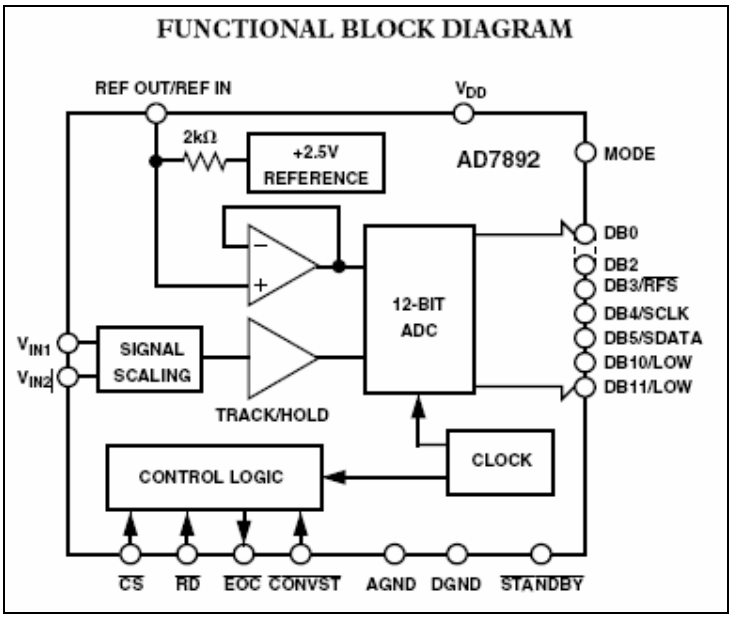


Figura 3.37. Esquema del multiplexor AD7892

Funcionamiento interno del Conversor:

El AD7892 esta formado por un conversor de aproximaciones sucesivas (bloque 12-bit ADC figura (3.37)) el cual se encuentra a su vez dividido en diferentes bloques internos tal como se muestra en la figura (3.38). Estos bloques son: un conversor D/A, un comparador y un registro tipo Aproximaciones sucesivas SAR.

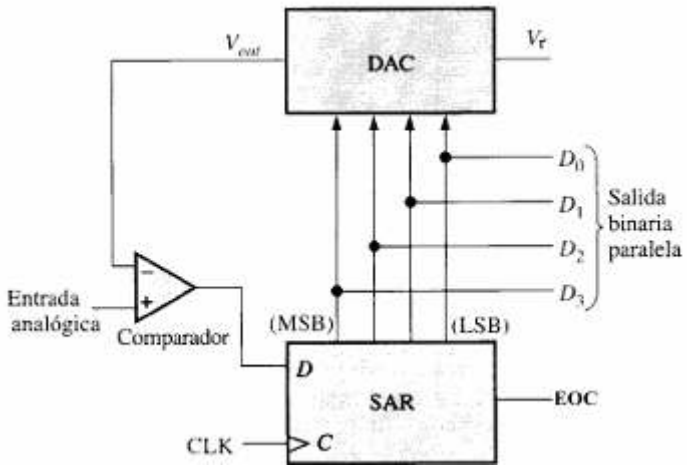


Figura 3.38. Esquema interno del conversor A/D

Una topología muy empleada para la conversión del valor analógico procedente del registro SAR es la utilización de un *array de capacidades* ponderadas en binario, para la implementación del conversor D/A (figura 3.39).

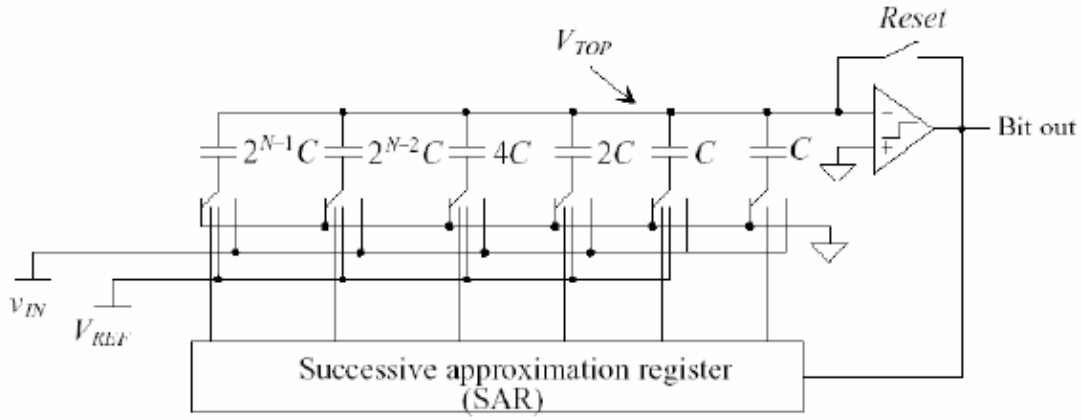


Figura 3.39. Array de Capacidad y Sar.

Durante la fase de adquisición, el terminal común del array de capacidades es conectado a tierra y los terminales de tensión en las entradas se encuentran a un potencial igual a V_{in}.

Posteriormente y una vez terminada la adquisición, los terminales obtienen cada uno de ellos el valor proporcional a la tensión de entrada $V_{in.}$

Seguidamente se realiza la búsqueda binaria a partir de un registro denominado *SAR* (Registro de Aproximaciones Sucesivas). Al iniciar su funcionamiento, el registro coloca todos sus bits a 0 lógico, a excepción de su bit de mayor peso (MSB), el cual es colocado a un valor 1 lógico (tensión $V_{ref.}$). Esto implica que tendremos un

desplazamiento del registro a un valor equivalente a la mitad de la tensión de referencia (V_r o V_{ref}).

Este valor digital es transformado a un valor analógico tal como se muestra en la figura (3.38) e introducido a la entrada inversora del comparador a la que llamaremos $V_{D/A}$.

En este punto el comparador realiza la comparación entre el valor $V_{D/A}$ y el valor de tensión procedente de la entrada analógica (V_i) del AD7892 (figura 3.38).

- **Si Vi < $V_{D/A}$:**

  Si el resultado de la comparación es que la tensión Vi resulta inferior a la tensión procedente del conversor digital/analógico ($V_{D/A}$), entonces el contenido del SAR será modificado de tal forma que el valor del bit de mayor peso (MSB) pasará a valer 0 lógico.

- **Si Vi > $V_{D/A}$:**

  Si por el contrario resultase que el valor de la tensión Vi fuese mayor que la tensión procedente del conversor digital/analógico ($V_{D/A}$), entonces el contenido del bit de mayor peso MSB quedaría intacto (a 1 lógico).

Una vez realizada la primera comparación se procederá de igual forma para el resto de bits, por lo tanto, el bit inmediatamente menor al de la última comparación, pasará a valer 1 lógico, para de esta forma realizar una nueva comparación.

Este proceso se realizará hasta llegar al bit de menor peso del registro de aproximaciones sucesivas. Una vez concluido tendremos la palabra digital, correspondiente al valor analógico de tensión (Vi) de la entrada del convertidor.

En la figura (3.40) se tiene el ejemplo del proceso de conversión A/D (para 3bits) mediante el árbol de búsqueda binaria.

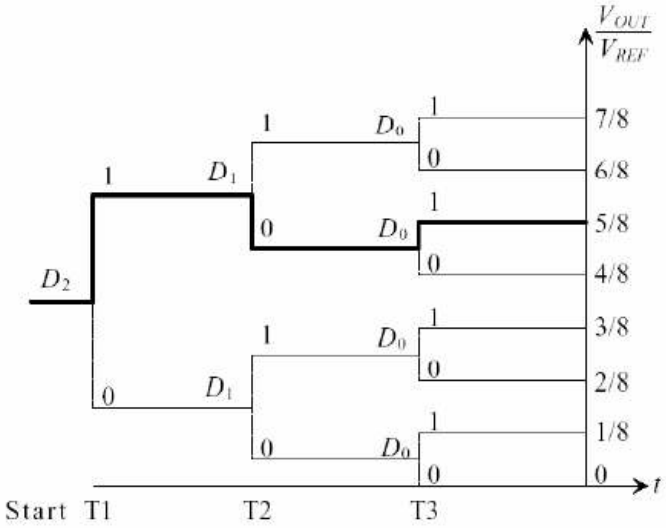


Figura 3.40. Árbol de búsqueda binaria

Mediante este método el tiempo de conversión es muy rápido, esto es debido a que el número de veces que se repite el proceso antes descrito es de *"n"* veces,

correspondientes al número de bits del conversor. Por lo que se puede afirmar que el tiempo de conversión es independiente del valor de tensión presente en la entrada.

Signal Scalling:

Si se observa la figura (3.37) existe un módulo denominado *signal scalling*. Esta parte del dispositivo se encarga de fijar el margen de valores de tensión en las que se encontraran todas las combinaciones o palabras digitales. Para ello utiliza las dos entradas que se encuentran conectadas al módulo descrito y que se denominan V_{in1} y V_{in2}.

Según donde se realice la conexión de la tensión V_{in2} (ya sea a masa o a V_{in1}) se obtendrán rangos de valores de tensión diferentes en las salidas del conversor. Para esta cadena de medida se ha optado por un margen de tensiones comprendido entre los ±2,5V y en donde V_{in2} será conectado al terminal de masa analógica (AGND).

Luego los valores de tensión analógicos recibidos son introducidos en un sistema *Track/Hold,* para de esta manera retener el valor el tiempo suficiente para realizar la conversión a digital.

Terminal *Ref Out/Ref In*:

Además de las entradas V_{in1} y V_{in2}, tenemos otro terminal de acceso tal como muestra la figura (3.41), denominado *Ref Out/Ref In*. Este terminal será utilizado en nuestro caso como tensión de referencia (V_{ref}) para el bloque D/A del conversor AD7892.

La tensión V_{ref} o V_r del nodo *Ref Out/Ref In*, se muestra en la salida del seguidor de tensión de la figura (3.37) y cuya conexión es directa al conversor analógico/digital más concretamente al módulo D/A del conversor, figura (3.38).

Gracias a esta tensión y a la estabilidad de la misma, podremos realizar correctamente las conversiones sin peligro a sufrir errores de calibración debidos a variaciones como las producidas por efecto de la temperatura. Para ello utilizaremos una fuente de referencia denominada AD584 estudiada más adelante, la cual proporciona esta tensión.

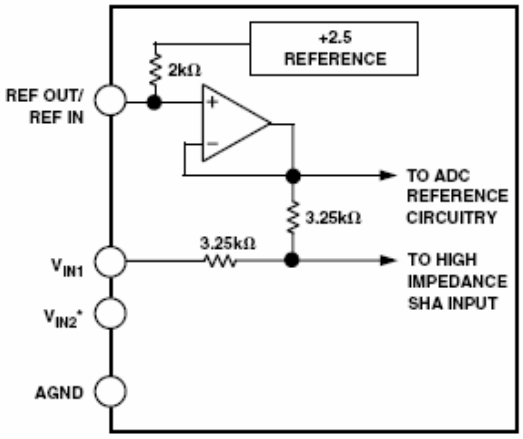


Figura 3.41. Esquema Terminales de Entrada

La figura (3.41) muestra la estructura interna del modulo de escalado de señal, junto con el terminal de referencia para el conversor AD7892.

Terminal AGND y DGND:

Estos dos terminales son las tensiones de referencia analógica (AGND) y la masa digital (DGND) del sistema.

Terminal STANDBY:

Este terminal controla la puesta en marcha o espera del conversor. Si el terminal recibe una tensión de valor igual a 5V se encontrará trabajando por tanto, en modo normal o realizando las conversiones pertinentes. Por el contrario si el modo de trabajo es el de espera (*standby*), tendremos una parada o espera del conversor.

Cuando el terminal reciba un valor de tensión equivalente a un 1 lógico el tiempo de demora para la conversión de tensiones será de 30μs.

Circuito de muestreo y retención (Track/Hold):

El AD7892 convierte una señal DC, la cual debe mantenerse constante durante todo el tiempo de muestreo y evitar así los posibles errores de lectura del valor analógico. Para ello utiliza un circuito de muestreo y retención (*Track/Hold*).

Este circuito de muestreo y retención, es colocado en la salida del módulo *Signal Scalling* y esta formado por un condensador, un interruptor en estado sólido y un buffer de alta impedancia. La función de este circuito *Track/Hold*, no es otra que la retención de la tensión analógica procedente de la etapa anterior, es decir, de la etapa de amplificación.

- **Tiempo de muestreo:**

Para realizar el proceso de muestreo y retención será necesario el conocimiento de dos tiempos, como son el tiempo de adquisición "t_{ACQ}" y el tiempo de conversión "t_{CONV}".

- **Tiempo de adquisición:**

  El tiempo de adquisición, es el tiempo necesario para que el condensador del circuito de muestreo y retención, alcance el mismo nivel de tensión de la señal de la entrada (analógica). Durante este período el circuito de muestreo y retención se encontrara en modo de muestreo o (*Track*).

- **Tiempo de conversión:**

  Una vez alcanzado el valor de tensión analógica por el condensador, el circuito pasará a modo de trabajo de retención (*Hold*). El tiempo de conversión, por lo tanto, es el retardo necesario para convertir la tensión almacenada en la capacidad en su correspondiente valor digital.

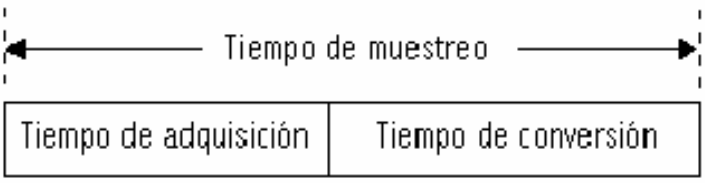


Figura 3.42. Tiempo de muestreo

Finalmente, el tiempo total para realizar el proceso o tiempo de muestreo (figura 3.42), del conversor vendrá determinado por la expresión:

$$t_S = t_{ACQ} + t_{CONV} \tag{3.94}$$

- **Frecuencia de muestreo:**

El muestreo es la acción de tomar muestras de una señal (analógica) en una sucesión de instantes y no dar importancia al resto de valores de la señal.

El teorema del muestreo o criterio de *Nyquist* permite saber si se puede reconstruir una señal analógica a partir de los valores de sus muestras o valores digitales. De esta manera podremos reconstruir la señal siempre y cuando la frecuencia a la que se realiza el muestreo (f_s) sea mayor que dos veces la frecuencia máxima de la señal original. Es decir:

$$f_S \geq 2 f_{MAX} \tag{3.95}$$

En caso que esta relación no se cumpliera aparecerían frecuencias que en realidad no existen y que se deben a frecuencias mayores a la frecuencia de *Nyquist*, efecto denominado *Aliasing*.

Para nuestro caso la frecuencia de tres de las señales es de 100 Hz y por lo tanto el valor de la frecuencia de muestreo es claramente superior y el muestro se realizará de una forma correcta.

$$f_S \geq 200 Hz$$

La frecuencia de muestreo del conversor viene fijada por el valor inverso del tiempo de muestreo. Es decir:

$$f_S = \frac{1}{t_S} \tag{3.96}$$

El conversor AD7892 tiene un tiempo de adquisición (t_{ACQ}) de 200ns y un tiempo de conversión (t_{CONV}) de 1,47µs, de esta forma el valor del tiempo de muestreo será:

$$t_S = t_{ACQ} + t_{CONV} = 200ns + 1.47\mu s = 1.67\mu s$$

Según la expresión (3.96) el valor de la frecuencia de muestreo del conversor deberá valer:

$$f_S = \frac{1}{t_S} = \frac{1}{1.67\,\mu s} = 598.80\,kSPS \approx \mathbf{600KSPS}$$

Para nuestro diseño no serán necesarios utilizar tantas muestras por lo que se decide muestrear a una frecuencia mucho más baja a la máxima soportada por el conversor, esta frecuencia será de 1KSPS.

Como se puede observar la nueva frecuencia de muestreo sigue siendo superior a 200Hz por lo tanto la reconstrucción y muestreo de la señal de entrada sigue siendo correcta.

El valor del tiempo de conversión quedará modificado según la ecuación anterior a:

$$t_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{1kSPS} = \mathbf{1ms}$$

El tiempo de conversión por lo tanto será:

$$t_{CONV} = t_S - t_{ACQ} = 1ms - 200ns = \mathbf{999{,}8\mu s}$$

Modo de trabajo Paralelo:

En función del valor de la tensión escogida en el terminal denominado *Mode*, el modo de trabajo en la salida del conversor será diferente.

El conversor AD7892 trabajará en modo *Serie* si el valor de este terminal es 0 lógico (típicamente inferior a 0V). Por el contrario, si el valor es superior a esta tensión (5V), tendremos un estado de 1 lógico y el dispositivo se encontrará en modo *Paralelo.*

Teniendo en cuenta que en un futuro se deberá escribir el código máquina del microcontrolador interconectado a la salida del conversor se ha escogido el modo de trabajo paralelo.

Este modo implica que las salidas del conversor, es decir, los doce bits de salida del dispositivo (desde el DB0 al DB11) entren de forma simultánea al microcontrolador.

A continuación se muestra el código binario utilizado y que corresponde al conversor AD7892:

Analog Input	Digital Output Code Transition
+FSR/2 – 3/2 LSB[1, 2] (2.49817)	011 . . . 110 to 011 . . . 111
+FSR/2 – 5/2 LSBs (2.49695)	011 . . . 110 to 011 . . . 110
+FSR/2 – 7/2 LSBs (2.49573)	011 . . . 110 to 011 . . . 101
AGND + 3/2 LSB (0.00183)	000 . . . 001 to 000 . . . 010
AGND + 1/2 LSB (0.00061)	000 . . . 000 to 000 . . . 001
AGND – 1/2 LSB (–0.00061)	111 . . . 111 to 000 . . . 000
AGND – 3/2 LSB (–0.00183)	111 . . . 110 to 111 . . . 111
–FSR/2 + 5/2 LSB (–2.49695)	100 . . . 010 to 100 . . . 011
–FSR/2 + 3/2 LSB (–2.49817)	100 . . . 001 to 100 . . . 010
–FSR/2 + 1/2 LSB (–2.49939)	100 . . . 000 to 100 . . . 001

Figura 3.43. Palabra Digital

Donde:

- **FSR:** *Full-Scale Range* es el margen dinámico de tensión (5V).
- **AGND:** es el valor de masa analógica (0V).

Este conjunto de bits se encuentra en formato de complemento a dos en *binario puro*. Para hacer la codificación el conversor, (al ser una salida bipolar) utiliza el bit número once (DB11) como el bit de signo de la palabra digital.

Se divide en dos el rango de tensiones analógicas (positivas y negativas). Las positivas (cuyo bit número DB11 será 0) y las negativas (cuyo valor del bit DB11 es un 1).

Para el caso de la tensión menos positiva, es decir, AGND+1/2LSB se le asignará el valor de palabra digital que contenga todos sus bits a 0 lógico. A medida que se aumente el valor analógico (con tensión más positiva) el valor de la palabra digital irá siendo cada vez mayor.

Para la tensión negativa más grande, es decir, AGND-1/2LSB se le asignará el valor de palabra digital mayor que el conversor puede soportar, en otras palabras, cuando todos los bits se encuentran a 1 lógico. A medida que la tensión analógica aumente (de forma negativa) la palabra digital irá disminuyendo.

En este modo de funcionamiento intervienen diferentes señales de control, las cuales realizan la puesta en marcha y finalización de la conversión de un valor de tensión analógico a digital, además de producir las diferentes interrupciones al microcontrolador y envío de los datos por el puerto paralelo. Estas señales son las siguientes:

$\overline{CONVST}$: Esta señal de control es de entrada al conversor AD7892 (terminal $\overline{CONVST}$) y por lo tanto, tendrá como origen el microcontrolador. Si se produce un flanco ascendente (de low a Hight) querrá decir, que el valor de tensión V_{in1} (analógica) se encuentra retenido por el módulo Track/Hold y que por lo tanto se debe dar inicio a su conversión.

$\overline{EOC}$: Señal de control de salida (terminal $\overline{EOC}$) hacia el microcontrolador. Su función es utilizarla como una interrupción y de esta manera avisar al microcontrolador que se ha finalizado una conversión satisfactoriamente 1,47μs (como máximo para nuestro

caso 999,8µs) después de el pulso ascendente de la señal $\overline{CONVST}$. Para ello la señal de control producirá un flanco descendente.

$\overline{CS}$: Esta señal habilita al conversor para que se encuentre activado y de esta forma pueda funcionar, se encuentra en el terminal $\overline{CS}$.

$\overline{RD}$: Señal recibida del microcontrolador al conversor por el terminal $\overline{RD}$. Esta señal de control tiene la función de realizar la lectura por parte del microcontrolador de los valores digitalizados del conversor. Esta lectura tiene que darse 200ns antes del siguiente pulso ascendente de la señal $\overline{CONVST}$, ya que es el tiempo mínimo necesario para la adquisición de valores del modulo Track/Hold, tal como muestra la figura 3.44.

$DB0 - DB11$: Es el conjunto de doce bits enviados de forma simultánea hacia el microcontrolador en modo paralelo.

A continuación se muestra el diagrama de flujo del conversor, en el cual podemos observar todo el proceso de adquisición y conversión del dispositivo AD7892.

Diagrama de Flujo:

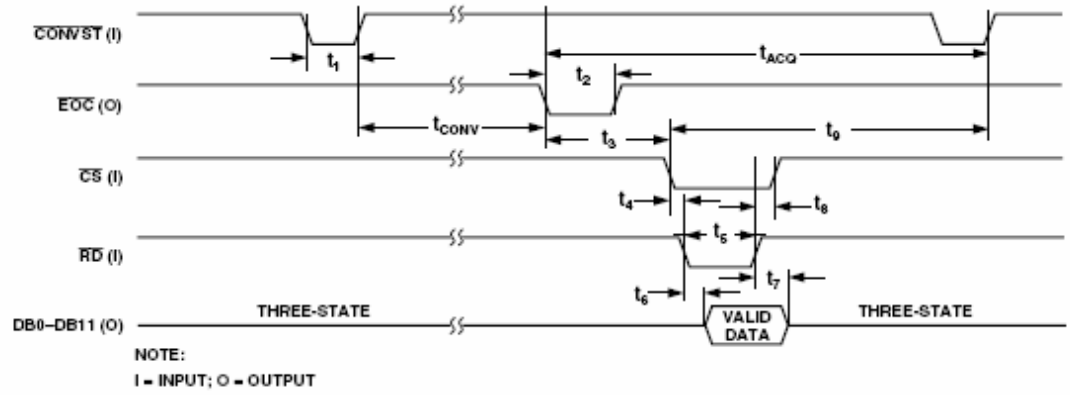


Figura 3.44. Cronograma del Conversor A/D

Errores del dispositivo:

Todo conversor analógico/digital esta formado por una función de transferencia. Esta función es idealmente lineal, sin errores y relaciona la tensión de entrada analógica (medida en LSB) con su correspondiente código digital (bits).

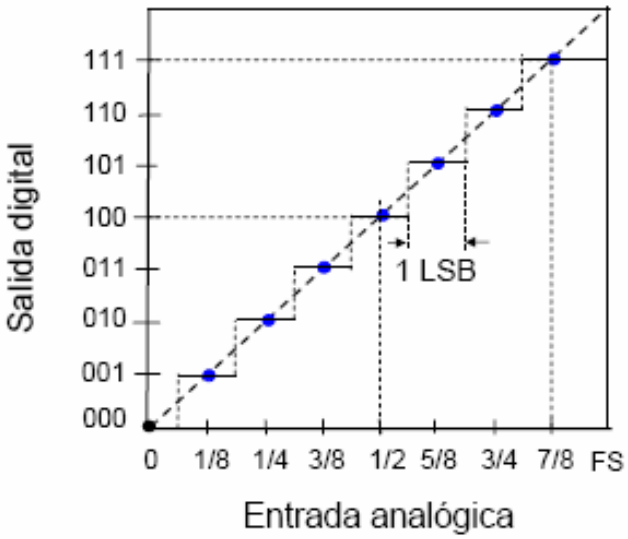


Figura 3.45. Relación ideal del Conversor A/D

En la realidad todo conversor analógico digital contiene diferentes tipos de errores producidos sobre la función de transferencia del mismo y que a continuación se estudiarán para determinar el error total.

Resolución:

El primer concepto a tener en cuenta es la resolución, esta se entiende como la tensión (analógica) introducida en la entrada que provoca un cambio en la salida en el bit menos significativo. Y su expresión es:

$$\boxed{\text{Re}\,solución = \frac{V_{iFS}}{2^N}} \tag{3.97}$$

Donde:

- **V_{iFS}:** es la tensión en la entrada del conversor para obtener la conversión máxima o la palabra digital más grande.
- **N:** es el número de bits del convertidor A/D

Para nuestro conversor la tensión V_{iFS}, es de 5V ya que sus valores oscilan entre +2.5V y -2.5V y el número de bits del conversor (N) ya es conocido y de valor 12bits. La resolución del sistema será entonces:

$$\text{Re}\,solucion\big|_{Tensión} = 1LSB = \frac{V_{iFS}}{2^N} = \frac{5V}{2^{12}} = \mathbf{1{,}220mV}$$

Relación señal-ruido:

Es la relación señal-ruido del conversor incluyendo la distorsión de las frecuencias menores a la de *Nyquist*, la no-linealidad y otros efectos. Se expresa en dB y depende de la señal de entrada. La ecuación necesaria para el cálculo de esta relación es:

$$SNR\big|_{MAX} = 6.02N + 1.76dB = (6.02 \cdot 12) + 1.76dB = 74dB \qquad (3.98)$$

Número efectivo de bits (ENOB):

El número efectivo de bits define la calidad de los valores binarios reales del conversor, para ello deberemos tener en cuenta el valor de la relación señal ruido mínimo dado por el fabricante cuyo valor es de 70db. En el diseño de la cadena de medida el valor real de los bits será:

$$ENOB = \frac{SNR_{\min} - 1.76}{6.02} = \frac{70 - 1.76}{6.02} = 11{,}33bits \approx 11bits \qquad (3.99)$$

Por lo tanto, el valor de resolución (3.97) quedará modificado a:

$$\text{Re}\,solucion\big|_{Tensión} = \mathbf{2{,}441mV}$$

- **Error de Offset:**

Es el valor de tensión que debe aplicarse a la entrada para tener una salida digital nula. Se debe al offset del comparador y se expresa en mV o en LSB.

La siguiente figura (3.46) muestra el caso del error de offset para una escala unipolar, para nuestro sistema el error se calcula de la misma forma que el margen de valores oscila entre -2.5V a 2.5V. Este error es ajustable.

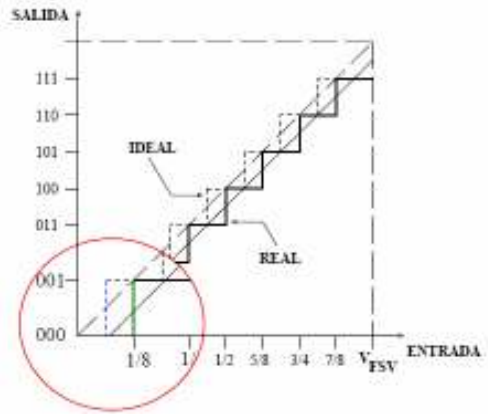


Figura 3.46. Error de Offset

- **Error de cero Bipolar:**

Es la diferencia entre la tensión de entrada ideal para obtener el código correspondiente al cero en modo bipolar. La tensión que produce el código a cero se mide en LSB.

- **Error de ganancia:**

Este error se presenta o produce cuando las pendientes de las rectas ideal y real son diferentes. Este error al igual que en el caso anterior se mide en LSB o en tanto %. Este error es ajustable.

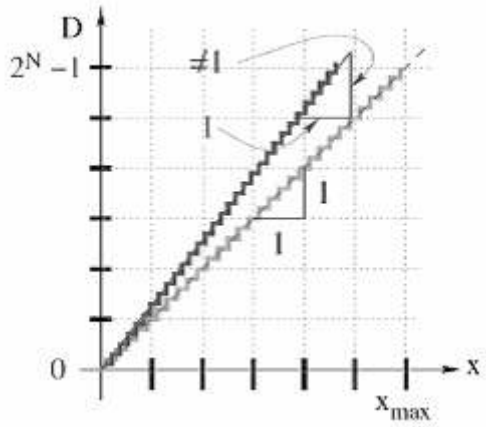


Figura 3.47. Error de Ganancia

$$\boxed{E.G = \left(V_{ut} - V_{pt}\right)_{REAL} - \left(V_{ut} - V_{pt}\right)_{IDEAL}} \qquad (3.100)$$

- **Error de no linealidad diferencial:**

El error de no linealidad diferencial (DNL) es la diferencia entre la variación de la tensión nominal (que genera un cambio en un bit de la salida del conversor) y la variación real que debe ocurrir. Si la variación es mayor que 1 LSB, cambio a 2 LSB, se producirá entonces la omisión de alguna palabra digital.

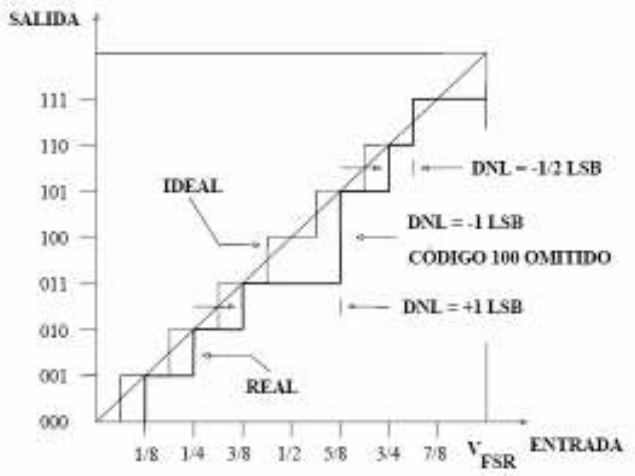


Figura 3.48. Error DNL

$$\boxed{DNL = W_{REAL} - W_{IDEAL}} \qquad (3.101)$$

- **Error de no linealidad integral:**

El error de no linealidad integral (INL), se define como la desviación de la función de transferencia real sobre una línea recta, desde el valor más bajo de la función hasta el más elevado. Esta desviación se mide entre pasos es decir, entre niveles o palabras consecutivas (1LSB de diferencia).

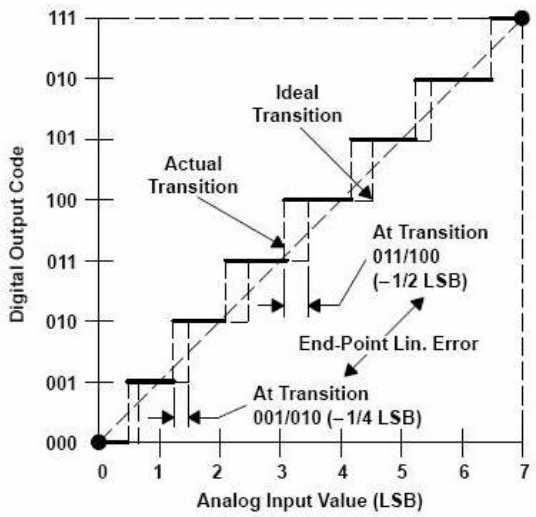


Figura 3.49. Error INL

- **Error de cuantificación**

El error de cuantificación es un error debido a la diferencia entre la salida y la entrada de los valores analógicos. La forma de esta señal es un diente de sierra que oscila entre +1/2LSB y -1/2LSB, tal como muestra la figura (3.50). Además de ser un error irreducible (tan solo reducido si se aumenta el número de la salida (resolución)).

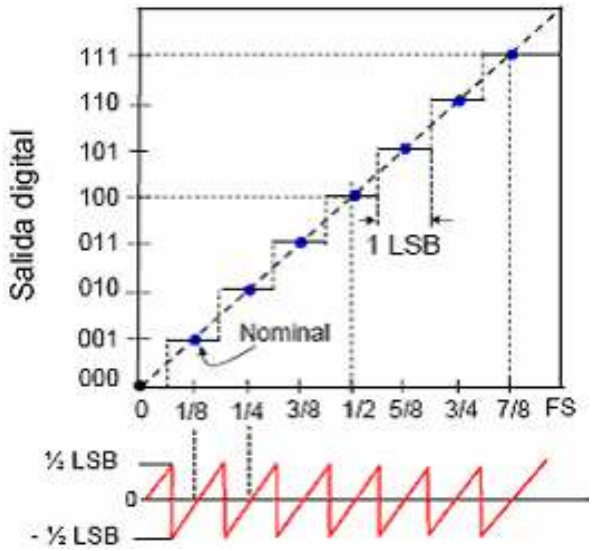


Figura 3.50. Error de cuantificación

- **Error exactitud absoluta:**

También denominado *DC Accuracy*, se define como la diferencia entre el código que se obtiene en la salida para una determinada tensión de entrada y el código esperado después de quitar los errores de offset, ganancia, cuantificación y no linealidades.

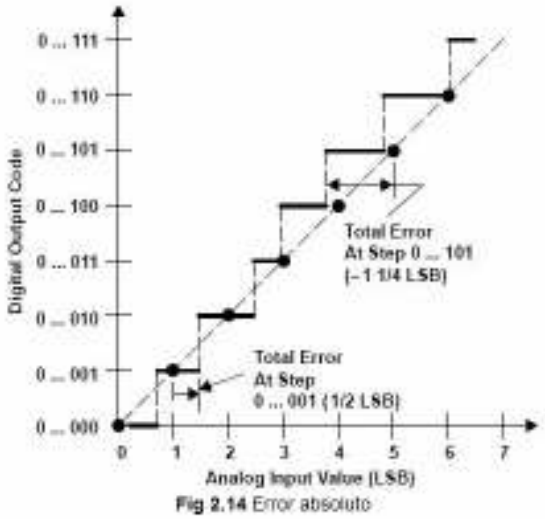


Figura 3.51. Error de Exactitud

Para el conversor AD7892 el valor de su exactitud relativa (*DC Accuracy*) es de **±1.5LSB** como máximo.

$$Acurracy = \pm 1.5LSB = \pm 1.5 \cdot 1.220 \cdot 10^{-3} = \mathbf{\pm 1{,}83mV} \tag{3.102}$$

Alimentación "*Power Supply*":

La alimentación del conversor *AD7892* (patilla V_{DD}) es unipolar y se encuentra comprendida entre los 0V y los 5V a una temperatura de +25ºC, esta última tensión será la elegida en la cadena.

La relación entre la corriente de la fuente y la tensión de la misma es la mostrada en la siguiente ecuación (3.103):

$$P = V_{DD} \cdot I_{DD} \tag{3.103}$$

El conversor en su modo normal de funcionamiento tiene un consumo de corriente (I_{DD}) de 18mA y la disipación de potencia por lo tanto tiene el valor:

$$\boxed{P = V_{DD} \cdot I_{DD} = 5V \cdot 18mA = 90\text{mW}}$$

Por otra parte si el modo de funcionamiento es el denominado *standby* (espera), el consumo de corriente pasa a valer 80μA y el consumo de potencia es:

$$\boxed{P = V_{DD} \cdot I_{DD} = 5V \cdot 80\mu A = 0{,}4\text{mW}}$$

Disposición de los terminales:

En la figura (3.52) se muestra la disposición en la que se encuentran los terminales del conversor AD7892.

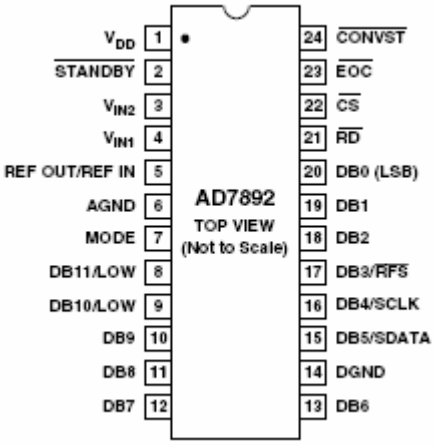


Figura 3.52. Patillaje del AD7892

Donde:

- **V_{DD}:** es la tensión de alimentación.
- **STANDBY:** terminal de funcionamiento/espera del conversor.
- **V_{IN1} y V_{IN2}:** terminales de entrada de tensión analógica.
- **REF OUT/REF IN:** terminal entrada/salida de Vref.
- **AGND:** tensión de referencia analógica.
- **MODE:** terminal de selección del modo de trabajo (serie/paralelo).
- **DB11 a DB0**: terminales de salida en modo paralelo.
- **DGND:** tensión de referencia digital.
- $\overline{RD}$ **:** terminal que contiene la señal de control de lectura de datos.
- $\overline{CS}$ **:** habilitación/parada del conversor.
- $\overline{EOC}$ **:** terminal de salida, indica el fin de la conversión del valor analógico.
- $\overline{CONVST}$ **:** terminal que indica si se debe comenzar la conversión.

MICROCONTROLADOR FAMILIA MCS-51

En este apartado se detallará la estructura interna de un microcontrolador, de la familia MCS-51 de la compañía *INTEL*. Este microcontrolador se encargará del procesamiento, almacenamiento y control de los datos de las diferentes cadenas de medida expuestas en este proyecto.

Para ello tal como se ha explicado en puntos anteriores contará con diferentes puertos los cuales serán utilizados como entradas o salidas (I/O) para la conexión de los diferentes integrados que conforman esta cadena.

El código máquina necesario para realizar las funciones descritas por este microcontrolador no será objeto de nuestro estudio. De esta forma y dado que las diferentes cadenas de medida son un prototipo y que en la realidad el microcontrolador utilizado por el sistema OBS (descrito en el *capítulo I*) es el Motorola MCF68332 la implementación del código no se ha considerado pertinente y cuya implementación se deja en manos de futuras mejoras y nuevas implementaciones de la cadena.

Descripción del Sensor:

La familia de microcontroladores MCS-51 de 8 bits es la familia básica del fabricante Intel. Esta familia es utilizada en aplicaciones de mediana complejidad por lo tanto su uso es ideal para la implementación de las dos cadenas de medida expuestas anteriormente.

Sus principales características son:

- Memoria RAM interna de 256 bytes.
- 4 Puertos de 8 bits cada uno.
- 4 bancos de registros (8 registros por banco).
- Area de registros especiales (SFR).
- Dos aréas de memoria de 64k cada una tanto para datos como para programas.
- Utilización de temporizadores (3 *Timers*)
- Utilización de 6 interrupciones con 2 niveles de prioridad.
- Utilización de modo de bajo consumo (Power Down).
- Juego de instrucciones con procesamiento booleano.

Arquitectura interna:

En la figura (3.53) se muestra la arquitectura interna de la familia MCS-51. Todas sus características internas serán detalladas a continuación con el fin de un mejor entendimiento del microcontrolador y de su funcionamiento.

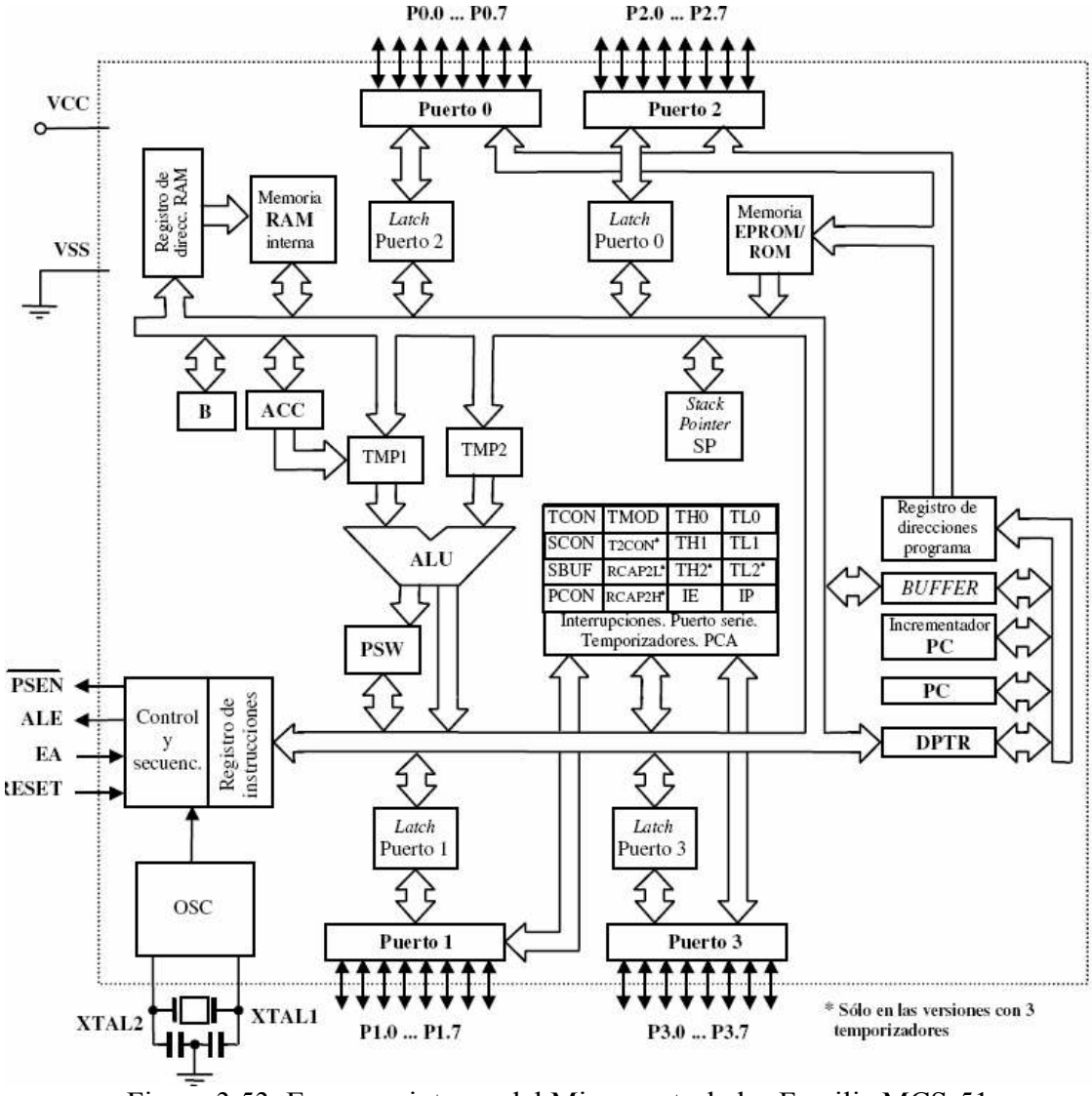


Figura 3.53. Esquema interno del Microcontrolador Familia MCS-51

La familia MCS-51 tiene cuatro puertos (de 8 bits cada uno comprendidos) entre el P0 al P3, estos son transparentes al programador y pueden ser configurados como entrantes o salientes.

Además los puertos P0 y P2 pueden soportar una multiplexación temporal (en el caso de necesitar memoria externa) en la cual el bus de direcciones de 16 bits es contenido en el puerto P2 para el byte alto y el byte bajo es almacenado en el puerto P0 conjuntamente con los 8 bits del bus de datos, gracias a esta multiplexación temporal del puerto P0. De esta forma se optimiza y sobretodo se minimiza el tamaño del encapsulado.

Existen además otros bloques importantes en la figura (3.53) estos son el bloque de memoria RAM en la cual se contiene el área de registros especiales (SFR) y el puntero de la pila (SP).

El puerto P3 es un puerto de entrada y salida pero con la particularidad (tal como se muestra en la figura anterior) que soporta diversas funciones importantes en el microcontrolador como son dos interrupciones (/INT0 e /INT1), dos temporizadores (T0 y T1) y los bits TXD y RXD que son los bits de transmisión y recepción del puerto serie. Además contiene los bis de escritura (/WR) y lectura (/RD) de memoria externa.

El puerto P1 al igual que los puertos explicados es un puerto de entrada y salida cuyos 5 bits inferiores pueden albergar las entradas/salidas de un array de contadores programable PCA. Además contiene las entradas de un tercer temporizador (T2 o *Timer2*).

Otros terminales son los de alimentación (Vcc) de +5V típicamente y el terminal de masa (Vss) 0V.

Los terminales del control de la memoria son:

El terminal /PSEN, este se encarga de acceder o no a la memoria externa en función de su estado lógico (0 accede si esta a 1 lógico no accede a memoria externa).

El terminal de Reset, su función es la de colocar en el contador de programa (PC) el valor 0000H, y colocar el valor (FFH) a todos los puertos, así como de poner a cero todos los registros de los mismos cuando el valor del terminal es un 1 lógico.

ALE (*Addres Latch Enable*), este terminal tiene la función de deshacer la multiplexación temporal producida en el puerto P0.

Finalmente tenemos el terminal /EA. *Enable Access*, si se encuentra a 1 lógico ejecutará el código de programa de la memoria interna. Si por el contrario se encuentra a 0 lógico ejecutará el código de programa de memoria externa.

Inicialización del Microcontrolador:

Después de estudiar la estructura interna de la familia MCS-51, se opta por elegir un modelo de microcontrolador que reúna todas estas características anteriormente descrita. Por ello podría utilizarse el microcontrolador 8051 (modelo 8751BH) de la familia MCS-51 ya que sus prestaciones son idóneas para las cadenas de medida tanto en calidad como en precio.

- **Frecuencia de Reloj:**

Existen dos terminales accesibles por el usuario que permiten fijar la frecuencia de trabajo del microcontrolador. Estos terminales se denominan XTAL1 y XTAL2.

Esta frecuencia de reloj es necesaria en un microcontrolador ya que es un sistema digital síncrono y por lo tanto necesita una señal periódica de funcionamiento que nos la proporcionará justamente la frecuencia de reloj.

El microcontrolador 8751BH contiene internamente un oscilador al cual únicamente se le ha de conectar una serie de componentes pasivos (capacidades o relojes de cuarzo) que permiten de esta forma fijar la frecuencia de reloj para el correcto funcionamiento del dispositivo.

En la ilustración (3.54) se detalla como realizar esta conexión:

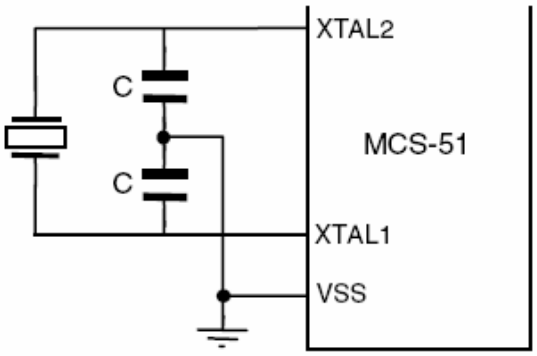


Figura 3.54. Conexionado del Reloj de cuarzo

La frecuencia de reloj del microcontrolador 8751BH es de 12MHz. Y las capacidades típicas (C) son de 30pF.

Se debe definir en este momento el tiempo de ciclo máquina (t_{CM}), este es el tiempo necesario para realizar una instrucción del microcontrolador, ya sea de ejecución, recuperación o colocación de datos en la memoria.

Un ciclo máquina se encontrará formado por 6 estados (S1-S6) y estos a su vez contendrán cada uno de ellos dos períodos de reloj denominados *fases*. Con lo que un ciclo máquina contendrá por lo tanto 12 periodos de reloj.

Periodo del oscilador:

$$T = \frac{1}{f_{OSCIL.}} = \frac{1}{12MHz} = 83,\widehat{3}ns$$

Tiempo de un ciclo máquina:

$$t_{CM} = 12 \cdot T = 12 \cdot 83,\widehat{3}ns = \mathbf{1\mu s}$$

De esta forma el valor del tiempo de un ciclo máquina en la familia de microcontroladores MCS-51 y concretamente para el microcontrolador 8751BH será de $t_{CM} = 1\mu s$.

Interconexión con unidades externas:

En las diferentes cadenas de medida estudiadas a lo largo de este proyecto hemos observado que quien gestiona o gobierna a la propia cadena de medida es el microcontrolador.

Por lo tanto, necesitaremos conocer las líneas de conexionado con dos dispositivos que son: el multiplexor (ADG704) y el conversor analógico digital (AD7892).

Para el multiplexor necesitamos 3 bits procedentes del microcontrolador, dos de los cuales serán la palabra digital de dos bits (necesaria seleccionar la puerta del multiplexor A1 MSB y A0 LSB) y un tercer bit que nos permitirá mantener encendido u apagado el dispositivo (*Enabled, /EN*).

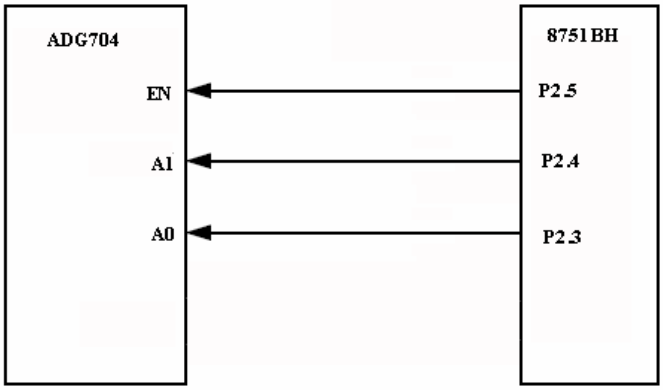


Figura 3.55. Conexionado entre el Multiplexor y el Microcontrolador.

En la implementación del programa se deberá tener en cuenta que tan solo podremos seleccionar cada vez una puerta y por lo tanto necesitaremos utilizar un temporizador interno (como por ejemplo el *TIMER1*).

Este temporizador realizará el control del multiplexor y provocará el cambio de señal de entrada del mismo, para ello se deberá programar este temporizador con un tiempo adecuado y siempre teniendo en cuenta si se ha finalizado la conversión de los valores de la entrada que se encuentra seleccionada en ese momento.

Para el caso del conversor de aproximaciones sucesivas tal como se muestra en la figura (3.56) tenemos que el microcontrolador mediante uno de sus temporizadores (*TIMER0*) genera un retardo que equivaldrá al tiempo de muestreo del conversor, es decir, t_s será de 1ms. De esta forma cada 1ms, el conversor pasará a realizar una nueva conversión de un valor analógico y lo almacenará.

Posteriormente, al finalizar la conversión, el conversor AD7892 enviará una señal de interrupción al microcontrolador. Esta interrupción denominada en el microcontrolador como */INT0*, se encargará de ejecutar una rutina de interrupción que tendrá como fin la captación de la palabra digital del conversor A/D.

Para la captación de los datos por parte del microcontrolador será necesaria una señal denominada /RD que permitirá la lectura y envió de los 12 bits que conforman la palabra digital en el conversor A/D hacia los puertos P0 y P1 (P1.0-P1.3) del

microcontrolador, teniendo en cuenta que la señal de control /CS del conversor A/D deberá estar habilitada para que el integrado realice esta función.

Seguidamente, (1ms después) el ciclo volverá a comenzar y se producirá una nueva interrupción debida al retardo del *Timer0* y por lo tanto, una nueva palabra digital será convertida y almacenada en la memoria del microcontrolador.

Existe además otra señal de control contenida en el puerto P2.6 la cual permite pasar a modo de espera al conversor A/D. Esta opción a priori no será utilizada aunque podría crearse una rutina en la cual se realizarán medidas de posición y orientación cada cierto tiempo y por lo tanto, se debiera entrar en un estado de consumo mínimo por parte de todos los dispositivos hasta que se retomará el muestreo.

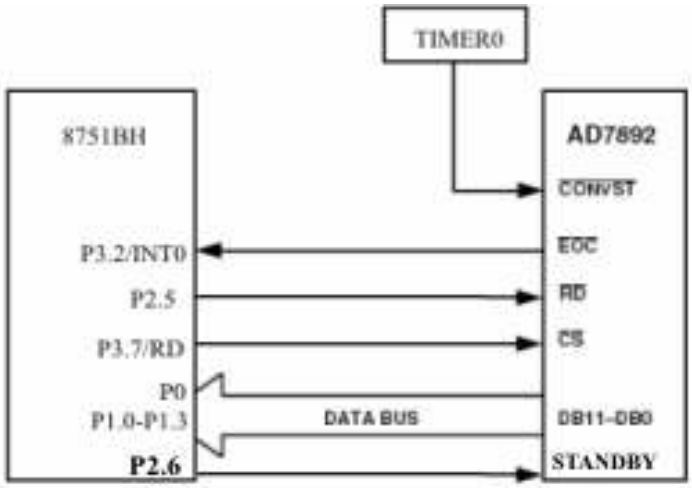


Figura 3.56. Conexionado entre el A/D y el Microcontrolador

Potencia disipada y Margen de temperaturas:

El microcontrolador 8751BH tiene una tensión máxima de 5,5V y una corriente máxima de 250mA por lo tanto el valor de su consumo será:

$$P = V \cdot I = 5.5V \cdot 250mA = \mathbf{1,5W}$$

El margen de temperaturas que el dispositivo puede soportar para un correcto funcionamiento es de -40ºC a 85ºC.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se exponen los resultados obtenidos a partir del montaje realizado tanto de la cadena de posición como de la de orientación de un equipo de prospección submarino OBS.

Debido a que el proyecto *SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE POSICIONAMIENTO GEOGRÁFICO* esta constituido por dos cadenas, será conveniente implementar un sistema que las integre conjuntamente. De esta forma se reduce en gran medida el número de componentes, de conexiones y sobretodo el espacio y el precio del sistema resultante.

Analizadas en el *Capitulo III* las cadenas de medida de posición y orientación, se procede a realizar un primer diseño de ambas, mediante una placa *board*. En este montaje se realizarán un seguido de pruebas y mediciones (sobre cada uno de los componentes) con el objetivo de comprobar el buen funcionamiento de los mismos.

El circuito implementado en dicha placa será el sensor correspondiente de cada cadena de medida y su etapa de acondicionamiento de señal (según los diagramas 3.1 y 3.2). El modulo del conversor A/D no ha sido incluido, ya que se encuentra gobernado por el microcontrolador que como se explicó en el *Capítulo III* no será objeto de nuestro estudio. Por lo tanto, el prototipo implementado en el laboratorio se centrará en el estudio de los valores analógicos cuyos valores de tensión, estarán adaptados al margen dinámico de la etapa de digitalización, es decir, a los niveles de entrada del conversor A/D.

Una vez se hayan completado dichas pruebas y ajustado cada uno de los dispositivos se procederá a integrar el sistema sobre una placa perforada (*de topos*) para reducir al máximo posible las dimensiones, los errores y el cableado.

4.1 Cadena de Medida de Posición:

Para el cálculo de la posición (tal como se explico en el *Capítulo III*) será necesario conocer los valores de las componentes que forman el vector tridimensional (x,y,z), las cuales nos darán ciertos valores de tensión que corresponderán con la inclinación del dispositivo en cada eje.

Como el sensor de aceleración ADXL330 (utilizado como inclinómetro) tiene tres salidas que corresponden con los tres ejes del sistema, se ha utilizado un multiplexor ADG704 de cuatro canales en uno, para seleccionar cada una de ellas. De esta manera, los valores que se deberán medir al estar el sistema *OBS* estático, no tendrán que ser obligatoriamente simultáneas pudiéndose así, utilizar una única etapa de amplificación con una ganancia regulada (según la ecuación 3.77).

4.1.1 Calibración:

Para la calibración del instrumento ha sido necesaria la utilización de un sistema de referencia que nos permitiese conocer y comparar los valores que proporciona el

sistema de medida del sensor de inclinación. Este instrumento es un goniómetro para posicionar la inclinación medida en grados.

El goniómetro, se encuentra formado por un círculo graduado en 360º, el cual lleva incorporado un dial giratorio sobre su eje de simetría, de esta manera permite medir cualquier valor angular.
Este dial consta de un *nonio*, es decir, de una escala de referencia secundaria que permite obtener valores fraccionales inferiores (en este caso angulares) de la escala principal.

Figura 4.1. Medida Angular (Goniómetro).

4.1.2 Sensor de inclinación:

Dado que el sensor de inclinación (ADXL330) es un dispositivo integrado (LFCSP, *LeadFrame Chip Scale Package*). Debido a este tipo de encapsulado ha sido necesaria la creación de un pequeño layout para poder integrar el dispositivo en una pequeña placa de circuito impreso, a modo de zócalo.

Este pequeño layout (incluido en el *Anexo I*), ha sido realizado mediante el programa de diseño técnico *Autocad 2005* y se han utilizado las dimensiones que proporciona el propio fabricante para poder realizar dicho diseño.

Mediante este zócalo (que no es más que una extensión del propio sensor), permite al usuario acceder de una forma directa y sencilla al dispositivo. De esta forma han sido realizadas las primeras mediciones de la cadena de medida de posición.

El zócalo que alberga al acelerómetro debe encontrarse lo más plano posible a la placa de la cadena de medida, en la cual se encuentre emplazado, ya que los valores esperados en las salidas del sensor dependen de la inclinación de estas, con la gravedad.

Para una correcta medición de inclinación (ver *Capítulo III* apartado *Funcionamiento del sensor*) las salidas de los tres ejes deben corresponder a los siguientes valores:

Salidas Sensor Inclinación		
Salida	**Valor Teórico**	**Valor Medido**
X_{out}	1.5 V	1.502V
Y_{out}	1.5V	1.502V
Z_{out}	1.8V	1.804V

Tabla 4.1. Valores de Inclinación Ideales en cada Eje.

4.1.3 Valores Teóricos y Medidos:

Se ha tenido en cuenta que la placa que contiene al sensor que mide inclinaciones debe estar correctamente inclinada, para ello utilizaremos el instrumento manual descrito anteriormente, es decir, el goniómetro. Este instrumento patrón nos da una resolución de medida de un grado y permite colocar el prototipo en la inclinación deseada.

Las tablas (4.2), (4.3) y (4.4) muestran los valores de tensión en cada uno de los ejes a partir de diferentes ángulos, tanto los valores medidos en el laboratorio, como los valores teóricos esperados a partir de las ecuaciones descritas en el capítulo anterior.

- **Para el eje X:**

Inclinación (α)	Tensión Eje X Teórica (V)	Tensión Eje X Medida (V)
-165º	1.210 V	1,190 V
-150º	1.240 V	1,223 V
-135º	1.287 V	1,275 V
-120º	1.350 V	1,343 V
-105º	1.422 V	1,422 V
-90º	1.500 V	1,502 V
-75º	1.577 V	1,577 V
-60º	1.650 V	1,651 V
-45º	1.712 V	1,714 V
-30º	1.759 V	1,763 V
-15º	1.789 V	1,791 V
0º	1.800 V	1,800 V
15º	1.789 V	1,791 V
30º	1.759 V	1,763 V
45º	1.712 V	1,714 V
60º	1.650 V	1,651 V
75º	1.577 V	1,577 V
90º	1.500 V	1,502 V
105º	1.422 V	1,422 V
120º	1.350 V	1,343 V
135º	1.287 V	1,275 V
150º	1.240 V	1,223 V
165º	1.210 V	1,190 V
180º	1.200 V	1,177 V

Tabla 4.2. Salida del Sensor de Inclinación Eje X

El error relativo máximo, obtenido de la tabla (4.2) y de la ecuación (4.1) es de:

$$\text{Error relativo (\%)} = \left| \frac{V_{Medida} - V_{Teorica}}{V_{Teorica}} \right| \qquad (4.1)$$

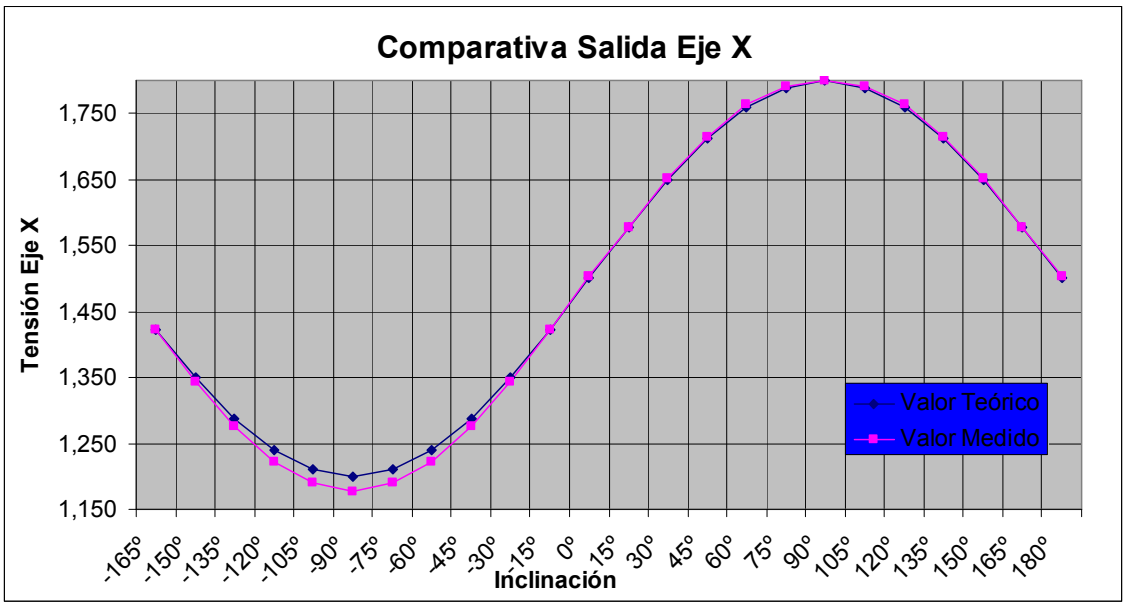
$$\text{Error relativo (\%)} = 1{,}916\ \%$$

El error cuadrático medio máximo, obtenido de la tabla (4.2) y de la ecuación (4.2) es de:

$$\text{ECM (\%)} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (V_{Medida} - V_{Teorica})^2}{n}} \qquad (4.2)$$

$$\text{ECM (\%)} = 0.4694\ \%$$

A continuación se muestra en la gráfica (4.1), la comparativa de valores de la salida en el eje X, tal como se puede observar la mayor parte de los valores medidos coincide con los valores calculados teóricamente.



Gráfica 4.1. Comparativa en la salida Eje X entre los valores teóricos y medidos.

➢ **Para el eje Y:**

Inclinación (α)	*Tensión Eje Y Teórica (V)*	*Tensión Eje Y Medida (V)*
-165º	1.422 V	1,422 V
-150º	1.350 V	1,343 V
-135º	1.287 V	1,275 V
-120º	1.240 V	1,223 V
-105º	1.210 V	1,190 V
-90º	1.200 V	1,177 V
-75º	1.210 V	1,190 V
-60º	1.240 V	1,223 V
-45º	1.287 V	1,275 V
-30º	1.350 V	1,343 V
-15º	1.422 V	1,422 V
0º	1.500 V	1,502 V
15º	1.577 V	1,577 V
30º	1.650 V	1,651 V
45º	1.712 V	1,714 V
60º	1.759 V	1,763 V
75º	1.789 V	1,791 V
90º	1.800 V	1,800 V
105º	1.789 V	1,791 V
120º	1.759 V	1,763 V
135º	1.712 V	1,714 V
150º	1.650 V	1,651 V
165º	1.577 V	1,577 V
180º	1.500 V	1,502 V

Tabla 4.3. Salida del Sensor de Inclinación Eje Y

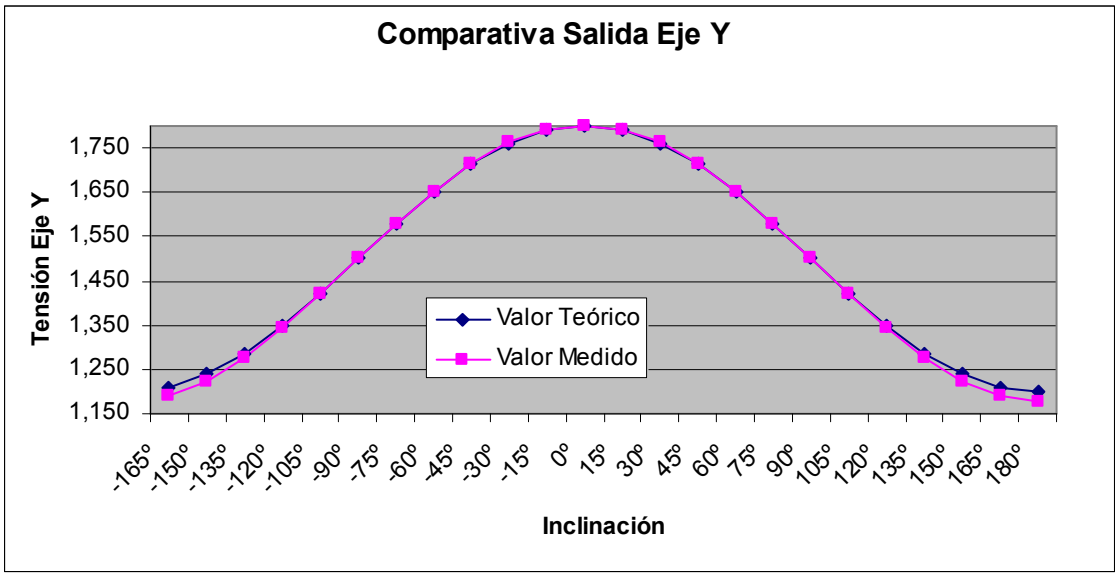
El error relativo máximo, obtenido de la tabla (4.3) y de la ecuación (4.1) es de:

Error relativo (%) = ±1,916 %

El error cuadrático medio máximo, obtenido de la tabla (4.3) y de la ecuación (4.2) es de:

ECM (%) =0.4694 %

En la gráfica (4.2), la comparativa de valores de la salida en el eje Y, es similar a la mostrada en el caso anterior, debido a que su colocación con respecto a la fuerza de gravedad es similar, aunque no la posición de sus orientaciones. En consecuencia el valor de sus errores es similar.



Gráfica 4.2. Comparativa en la salida Eje Y entre los valores teóricos y medidos.

- **Para el eje Z:**

Inclinación (γ)	*Tensión Eje Z Teórica (V)*	*Tensión Eje Z Medida (V)*
-90º	1.500 V	1.518 V
-75º	1.578 V	1.590 V
-60º	1.650 V	1.661 V
-45º	1.712 V	1.723 V
-30º	1.760 V	1.769 V
-15º	1.790 V	1.798 V
0º	1.800 V	1.804 V
15º	1.790 V	1.791 V
30º	1.760 V	1.760 V
45º	1.712 V	1.712 V
60º	1.650 V	1.646 V
75º	1.578 V	1,576 V
90º	1.500 V	1.502 V

Tabla 4.4. Salida del Sensor de Inclinación Eje Z

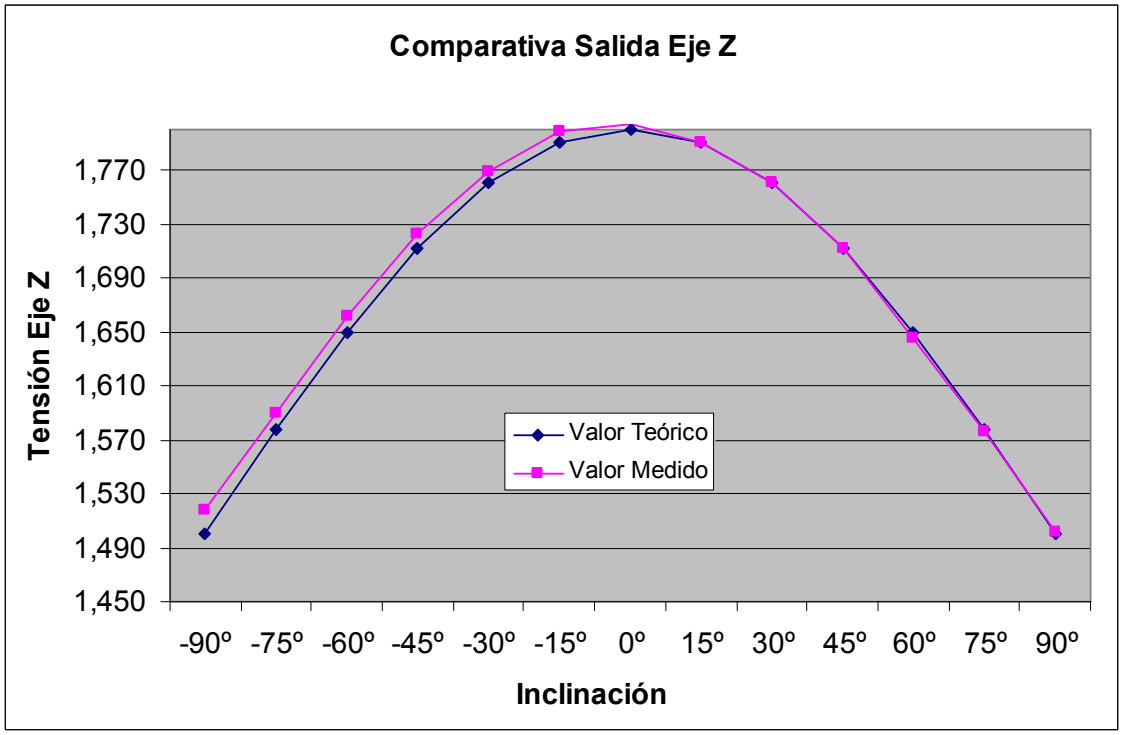
El error relativo máximo, obtenido de la tabla (4.4) y de la ecuación (4.1) es de:

Error relativo (%) = ±1,2 %

El error cuadrático medio máximo, obtenido de la tabla (4.4) y de la ecuación (4.2) es de:

ECM (%) =0.4992 %

En la gráfica (4.3), la comparativa de valores de la salida en el eje Y, es similar a la mostrada en el caso anterior, debido a que su colocación con respecto a la fuerza de gravedad es similar, aunque no la posición de sus orientaciones. En consecuencia el valor de sus errores es similar.



Gráfica 4.3. Comparativa en la salida Eje Z entre los valores teóricos y medidos.

Posteriormente, se han recogido los valores en la salida de la etapa de amplificación formada por un amplificador de instrumentación (A.I) modelo AD623. La ganancia de este dispositivo tal como se explico en el *Capítulo III* (ecuación 3.77) es de valor 8.3 y su salida tiene que encontrarse adaptada al margen dinámico del conversor A/D que es 5V.

Además se ha incluido en dicho montaje una tensión de 1,5V introducida en el terminal inversor de dicho amplificador de instrumentación. Para ello se ha utilizado un conjunto de resistencia variable (para regular la tensión deseada) y amplificador operacional LM741 utilizado como seguidor de tensión. La alimentación del potenciómetro es de 5V.

Por lo tanto, en el eje X e Y para el *ángulo* α tenemos que los valores de tensión según la inclinación del dispositivo son los mostrados en la tabla 4.5.

Inclinación	Salida A.I. Eje X	Salida A.I. Eje Y
-165º	-0,650	-2,583
-150º	-1,308	-2,308
-135º	-1,875	-1,875
-120º	-2,308	-1,308
-105º	-2,583	-0,709
-90º	-2,660	0,010
-75º	-2,567	0,714
-60º	-2,310	1,338
-45º	-1,863	1,884
-30º	-1,307	2,284
-15º	-0,709	2,560
0º	0,010	2,664
15º	0,714	2,450
30º	1,338	2,191
45º	1,884	1,783
60º	2,284	1,258
75º	2,560	0,641
90º	2,664	0,015
105º	2,450	-0,650
120º	2,191	-1,308
135º	1,783	-1,875
150º	1,258	-2,308
165º	0,641	-2,583
180º	0,015	-2,664

Tabla 4.5. Salidas A.I para los ejes X e Y.

Se observa que los valores de tensión están comprendidos entre 2.664V y -2.664V. Por lo tanto, en futuras ampliaciones de este proyecto se deberá tener en cuenta este hecho y regular la tensión de salida (mediante la variación de la resistencia de ganancia R_g) exactamente al margen de tensiones esperadas que en este caso a 2.5V y -2.5V.

Si no se ajustarán bien los valores al margen de tensión del conversor las medidas que adquiera el microcontrolador no serían ciertas, ya que si se observa la tabla 4.5 (en el eje X por ejemplo) para una inclinación de 75º y 90º sus valores de tensión son 2.560V y 2.664V respectivamente. Estos valores son superiores a 2.5V, en consecuencia el microcontrolador, las supondría como el mismo valor de tensión (2.5V valor máximo del conversor) y por lo tanto como una misma inclinación, hecho no cierto.

De la misma forma se han realizado mediciones para le eje Z cuyo ángulo de inclinación es γ. Los valores recogidos se muestran en la tabla 4.6:

Inclinación	Salida A.I. Eje Z
-90º	-2,564
-60º	-2,234
-30º	-1,306
0º	-0,037
30º	1,231
60º	2,162
90º	2,518

Tabla 4.6. Salidas A.I para el eje Z.

4.2 Cadena de Medida de Orientación:

En el caso de la orientación necesitamos conocer un punto de referencia para poder saber que orientación nos da nuestro dispositivo. Este punto de referencia será el norte magnético de la tierra.

Al igual que la cadena de medida de posición, para la cadena de orientación se ha utilizado un multiplexor ADG704 para las dos salidas del sensor de inclinación ADXL330 y posteriormente se ha utilizado una etapa de amplificación idéntica a la descrita en el apartado anterior.

La diferencia está en el valor de tensión del terminal inversor que para este caso es de 2.5V y la ganancia cuyo valor es de 6.25.

4.2.1 Calibración:

Para la calibración del instrumento ha sido necesaria al igual que para la cadena anterior la utilización de un sistema de referencia con el que poder comparar el grado de fiabilidad del sistema por ello se ha utilizado una brújula como instrumento patrón.

La brújula es un instrumento utilizado para medir cualquier dirección de la superficie terrestre. Para ello consta de una aguja imantada que siempre señala a los polos magnéticos terrestres, es decir, el norte y el sur. Este efecto se debe al efecto magnético de los polos.

Figura 4.2. Brújula.

4.2.2 Sensor de orientación:

El sensor de orientación explicado en puntos anteriores es el denominado R1595. Este sensor debe encontrarse lo más vertical posible respecto el eje horizontal terrestre. De esta forma se asegura una correcta orientación del dispositivo.

	Norte		Este		Oeste		Sur	
	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2}(V)
Teórico	2,9	2,5	2,5	2,9	2,5	2,1	2,1	2,5
Medido	2,971	2,501	2,501	2,878	2,495	2,086	2,058	2,508

Tabla 4.7. Valores de tensión en la salidas del R1595.

Donde:

- **S_{out1}:** Es el valor de tensión de la primera salida del sensor de orientación.
- **S_{out2}:** Es el valor de tensión de la segunda salida del sensor de orientación.

4.2.3 Valores Teóricos y Medidos:

Para la calibración de dicho dispositivo se utilizó una brújula imantada como referencia, la cual se colocaba en la misma posición paralela a la *marca* (norte magnético) del sensor R1595.

Respecto a este punto se han ido realizando variaciones en la posición de la placa, es decir, cambios de orientación (gracias a la brújula de referencia) y se ha medido la orientación real de la placa en cada momento.

Utilizando la ecuación (4.1) y los datos de la tabla (4.7), podemos calcular el error relativo máximo del sistema:

Error relativo salida 1 (%) = ±2,448 %

Error relativo salida 2 (%) = ±0,759 %

En la siguiente tabla (4.8) se muestran los valores de tensión en la salida del amplificador medido sin inclinación, una vez restado el valor de offset del sistema (2.5V en la patilla inversora) y se ha multiplicado el resultado por la ganancia (6.25).

	Norte		Este		Oeste		Sur	
	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)
Teórico	2,500	0	0	-2,500	0	2,500	-2,500	0
Medido	2,944	0,0625	0,0625	2,363	-0,031	-2,588	-2,763	0,050

Tabla 4.8. Valores de tensión en las salidas del A.I, para los ejes cardinales.

Tal como se puede observar los valores de tensión de la salida 1, superan el margen de 2.5 y -2.5V fijado por el conversor A/D. Esto querrá decir, que el dispositivo esta levemente inclinado y no totalmente perpendicular respecto el eje horizontal terrestre, para esta salida.

A partir de la ecuación (3.40) y de los valores de la tabla (4.7) restándoles el valor de offset de 2.5V, podemos calcular la fase u orientación del sistema, cuando se encuentra totalmente perpendicular respecto del fondo marino.

	Norte		Este		Oeste		Sur	
	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)	S_{out1} (V)	S_{out2} (V)
Teórico	90º		0º		180º		-90º	
Calibrado	89,87º		0,15º		179,30º		-88,96º	

Tabla 4.9. Valores de orientación del R1595.

4.2.4 Inclinación del sistema de orientación:

El fabricante nos indica que la máxima variación de inclinación con respecto de la vertical es de 12º para obtener unos valores de orientación correctos. Hemos realizado tres mediciones a diferentes inclinaciones para comprobarlo y los valores quedan reflejados en la tabla 4.10.

Las tres mediciones se han realizado sobre los ángulos 6º, 8º y 12º respectivamente y únicamente para la orientación norte.

	Norte		Fase
	S1	*S2*	
Teórico 0º	2,900	2,5	90º
Calibrado 6º	2,921	2,506	89,18º
Calibrado 8º	2,753	2,613	65,93º
Calibrado 12º	2,648	2,7	36,50º

Tabla 4.10. Inclinación del sensor R1595.

La siguiente figura 4.3 muestra la implementación de ambas cadenas de medida donde los las placas amarillas son los zócalos creados para integrar los diferentes dispositivos.

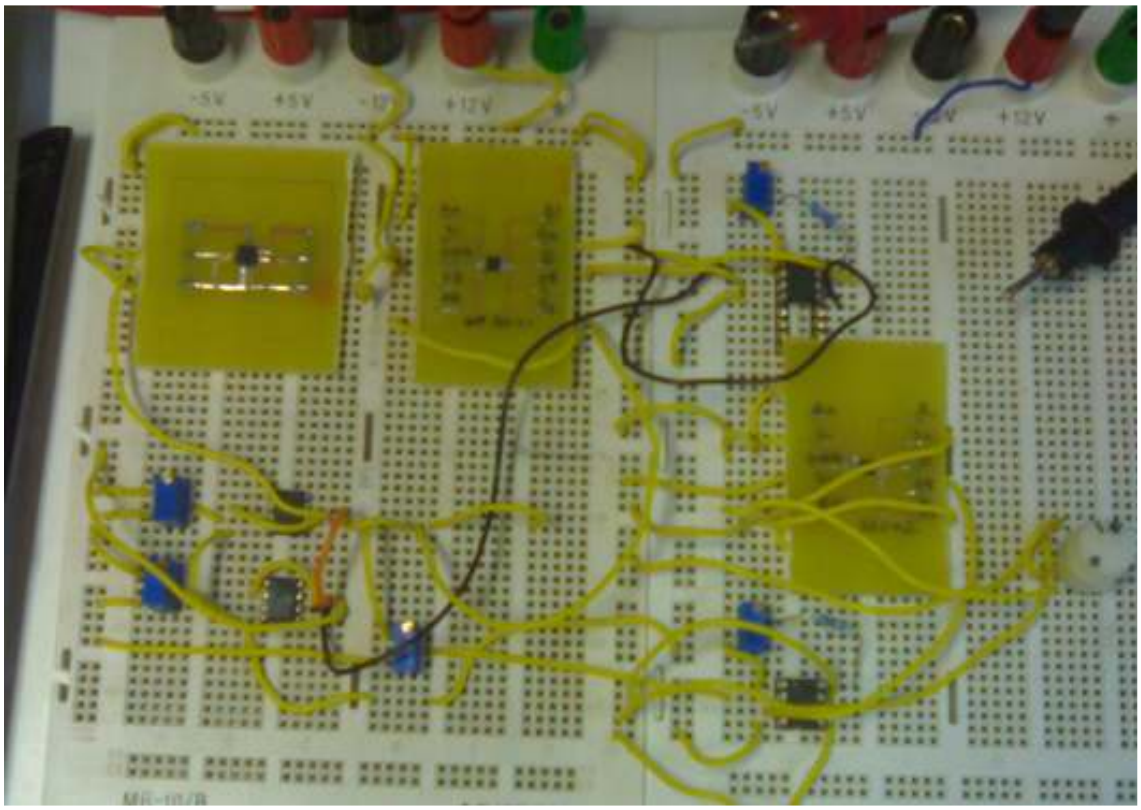


Figura 4.3. Cadena de Medida de Posición y Orientación sobre Board.

4.3 Consumo Total:

En el siguiente apartado se realizará el cálculo de los valores consumo de la placa realizada. Se debe tener en cuenta que para implementar dicha placa serán necesarias únicamente tres entradas. Dos de ellas serán alimentación a +5V y -5V, mientras que la tercera entrada es la correspondiente a la masa del sistema.

En la tabla 4.11, se incluye los valores de consumo de cada una de las cadenas de medida, así como la etapa no implementada correspondiente al microcontrolador y conversor A/D.

El consumo total máximo según las especificaciones de la placa implementada corresponderá a la suma de valores de las cadenas de medida de orientación y de posición es decir:

$$\text{Potencia}_{\text{Total Placa}} = 106{,}966\text{mW}$$

Consumo Total de la Placa			
	Cadena Medida Posición		
Dispositivo	Tensión	Corriente	Potencia
ADXL330	3 V	320 μA	960 μW
Multiplexor	3 V	1 μA	3 μW
Amplificador	10 V	550 μA	5,5 mW
	Cadena Medida Orientación		
	Tensión	Corriente	Potencia
R1595	5 V	19 mA	95 mW
Multiplexor	3 V	1 μA	3 μW
Amplificador	10 V	550 μA	5,5 mW
	Conversor y Microcontrolador		
	Tensión	Corriente	Potencia
Conversor A/D	5 V	18 mA	90 mW
Microcontrolador	5,5 V	250 mA	1,375 W
		Total	**1,5665W**

Tabla 4.11. Consumo Total Placa Adquisición

Se debe tener en cuenta la posibilidad de utilizar el microcontrolador del sistema OBS. Este microcontrolador se utilizada para realizar la adquisición de los datos de vibración. De esta forma el consumo tan solo sería aproximadamente de 107mW de la placa de adquisición mas los 90mW del conversor A/D ya que el consumo del microcontrolador ya se tiene en cuenta en la parte electrónica correspondiente al OBS. Por lo tanto, el consumo total sería de aproximadamente 200mW.

4.4 Presupuesto Placa Adquisición:

Finalmente, se incluye un presupuesto aproximado del valor de una placa de adquisición de posicionamiento geográfico. Se ha de tener en cuenta que componentes como el multiplexor, los sensores de aceleración y orientación son proporcionados en remesas de 1000 unidades. En consecuencia se deberán realizar series de mil unidades cada vez para poder obtener el precio final mostrado en la tabla (4.12).

Presupuesto Placa Adquisición Datos Posicionamiento			
	Precio Elemento	*Cantidad por Placa*	*Precio por Placa*
Capacidad (0,05u)	0,150 €	3	0,45 €
ADXL 330	3,714 €	1	3,714 €
ADG704	0,802 €	2	1,604 €
AD623AN	1,151 €	2	2,302 €
R1595	27,446 €	1	27,446 €
LM741	0,230 €	2	0,46 €
Resistencia (1%)	0,035 €	2	0,07 €
Placa Fibra V. (100x160)	5,890 €	1	5,89 €
Placa Perforada (100x160)	7,980 €	1	7,98 €
Potenciómetros	0,930 €	5	4,65 €
Tirapines (1x20)	2,830 €	1	2,83 €
HB90 R/N	0,580 €	5	2,9 €
			60,296 €

Tabla 4.12. Presupuesto Placa de Adquisición.

En este presupuesto tan solo se ha contemplado el valor de cada componente que forma el sistema, además debería incluirse el tiempo necesario de montaje de la misma.

La figura 4.4 muestra ambas cadena de medida con sus respectivas etapas y sistemas de referencia, además del tester utilizado para la realización de diversas mediciones.

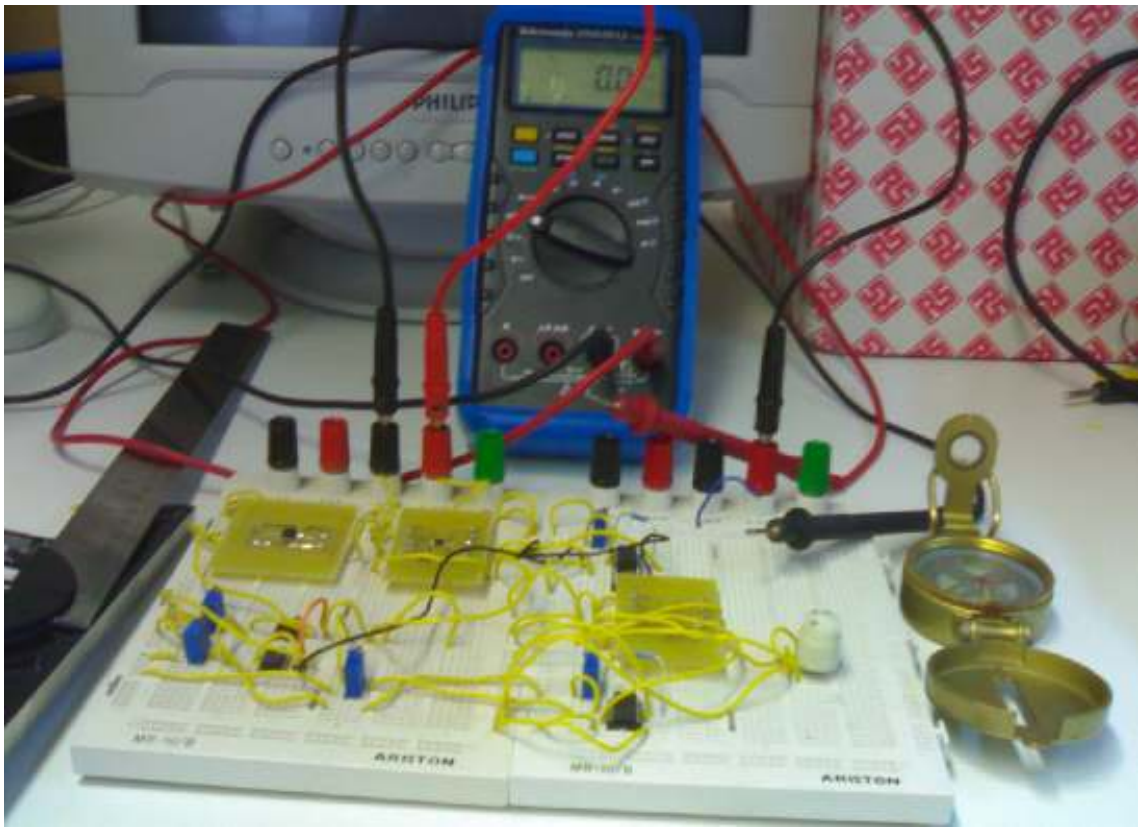


Figura 4.4. Fotografía del sistema en Placa Board.

4.5 Conclusiones:

4.5.1 Cadena de medida de orientación:

A lo largo de este capítulo se han realizado diversas mediciones sobre las dos cadenas de medida utilizadas en este proyecto. En la primera de ellas *Cadena de Medida de Posición*, se ha encontrado que el error relativo máximo para los ejes X e Y es de ±1.916%. Si se aplica la ecuación (3.26) y este error relativo para calcular el ángulo α, para cualquier valor de tensión se obtiene un error en grados de 2.6º. Aunque en alguna medida el valor ha sido superado hasta alcanzar los 8.8º de diferencia.

Por lo tanto, el error máximo producido por el dispositivo o por esta cadena de medida para los ejes X e Y es de aproximadamente 2.6 grados de inclinación para los ejes X e Y.

Para el eje de coordenadas Z, aplicaremos la ecuación (3.25) con los valores prácticos obtenidos de todos los ejes y obtenemos un error de 2.9 grados para un error del ±1.2% en el eje Z y de ±1.916% para los ejes X e Y.

4.5.2 Cadena de medida de orientación:

En el caso de la cadena de orientación, es necesario conocer el valor en grados del dispositivo. Este viene proporcionado mediante la relación (ecuación 3.40) entre las salidas del sensor R1595. Una vez conocido este valor observando la figura (3.15) podemos saber exactamente el lugar hacia donde se encuentra orientado el dispositivo.

En la tabla (4.9), podemos observar las variaciones de dicha fase respecto las esperadas y podemos ver que el error máximo es de aproximadamente 1.04 grados, para una colocación del sistema OBS totalmente perpendicular al fondo. De esta forma el sistema actúa tal como se esperaba con un error de 1 grado.

Si se observa la tabla (4.10), podemos ver que a diferentes inclinaciones del sistema OBS las salidas de la brújula R1595 varían, de tal forma que únicamente no es posible utilizar una inclinación máxima de 6 grados respecto la perpendicular al suelo, es decir, respecto al eje Z.

4.5.3 Consumo y Precio del dispositivo:

Además se ha incluido en este capítulo el cálculo del precio final de cada placa formada por ambas cadenas de medida, cuyo valor oscila aproximadamente sobre los 60€. Debe tenerse en cuenta que el precio de la mano de obra para el ensamblaje de la misma no ha sido contemplado y que la parte del confesor y microcontrolador pueden hacer aumentar el precio final de la placa como mínimo unos 12€ para un conversor AD7892 y microcontrolador 8251BH.

En lo referente al consumo de la placa de adquisición es relativamente bajo unos 106 mW, por lo tanto al tener baterías hasta de 36V no tendremos ningún tipo de problema para alimentarlo. Se debe tener en cuenta que el tiempo de

funcionamiento del dispositivo vendrá controlado en la realidad por el microcontrolador y por lo tanto el tiempo de funcionamiento de la placa de adquisición será relativamente pequeño del orden de pocos minutos. Tiempo suficiente para realizar un barrido de las 5 salidas de la placa de adquisición y comprobar su posición y orientación, posteriormente el microcontrolador apagará el dispositivo.

4.6 Especificaciones Finales del Prototipo:

En la tabla 4.13, se muestra las especificaciones finales del prototipo implementado, de esta forma podemos ver los márgenes de trabajo de cada uno de los sensores de orientación y de posición de una forma rápida para el usuario.

Especificaciones Finales		
	Valor mínimo	***Valor máximo***
Resolución Inclinación	2.6º	8.8º
Resolución Orientación	1.04º	1.04º
Ancho de Banda	1 Hz	100 Hz
Margen de tensión Inclinac.	-300mV	300mV
Margen de tensión Orient.	-400mV	400mV
Ganancia Etapa Inclinac.	8.3	
Ganancia Etapa Orient.	6.25	
Margen de tensión Conv. A/D	-2.5V	2.5V
Alimentación Prototipo	-5V	5V
Dimensiones	100mm x 160mm	
Consumo	107mW	200mW

Tabla 4.13. Especificaciones finales prototipo.

CONCLUSIONES

Sistema de adquisición de posicionamiento geográfico, es un proyecto donde se implementa un prototipo para medir la inclinación de una estructura de geofonos y su orientación magnética terrestre.. Para ello se ha utilizado dos cadenas de medida con el fin de determinar tanto la inclinación como la orientación del Sismómetro Oceánico de Profundidad.

A lo largo de este proyecto se ha realizado un estudio de los diferentes tipos de sensores con el fin de determinar el sensor adecuado para cada una de las cadenas de medida expuestas (MEMS, piezoeléctricos, piezoresistivos, etc..)

Para dicha elección se han tenido en cuenta parámetros como el tamaño del dispositivo, precio, margen de temperatura de funcionamiento, ancho de banda, sensibilidad, consumo entre otros.

El sistema OBS es un dispositivo de dimensiones reducidas y de ahí la necesidad de tener en cuenta los parámetros expuestos anteriormente. De esta forma se seleccionó el dispositivo de aceleración ADXL330 de la casa *Analog Devices* para trabajar como inclinómetro de 3 ejes y el dispositivo de orientación R1595 de la compañía *Dinsmore Instruments*.

Posteriormente, se analizó la tecnología y las características de cada uno de estos dispositivos y se adaptó una cadena de medida para obtener los datos proporcionados por ambos sensores. Cada cadena de medida se encuentra formada por un sensor, la etapa de acondicionamiento de señal y por el microcontrolador.

El fin de este proyecto era realizar una mejora para el sistema OBS actual, que permitiera determinar inicialmente si el sistema se había posicionado correctamente y que los datos recogidos durante la campaña eran fiables.

A la practica se ha implementado un modulo o placa que contiene ambas cadenas hasta su etapa de amplificación. La etapa de digitalización y de almacenamiento no ha sido implementada ya que no era el fin real del proyecto y se deja abierto para futuras ampliaciones del mismo.

Para la cadena de inclinación, se observó que los valores recogidos por el modulo implementado tenían un error máximo de aproximadamente menor a 2.6 grados aunque algunos valores obtenidos fueron de 8.8 grados, mientras que la cadena de medida de orientación tenia un error de aproximadamente 1 grado.

Por lo tanto, los valores que la placa implementada proporciona son suficientemente buenos para garantizar la correcta colación y orientación del Sismógrafo Oceánico de Profundidad y que los datos que percibirá serán los deseados.

Cabe decir, que una posible mejora del sistema, que permitiría reducir ambas cadenas de medida sería la utilización de un circuito multifunción *LH0094* (incluido en como *Anexo II)*. Este circuito implementaría la función del arco tangente de la relación de salidas de la brújula para la cadena de medida de orientación, liberando al

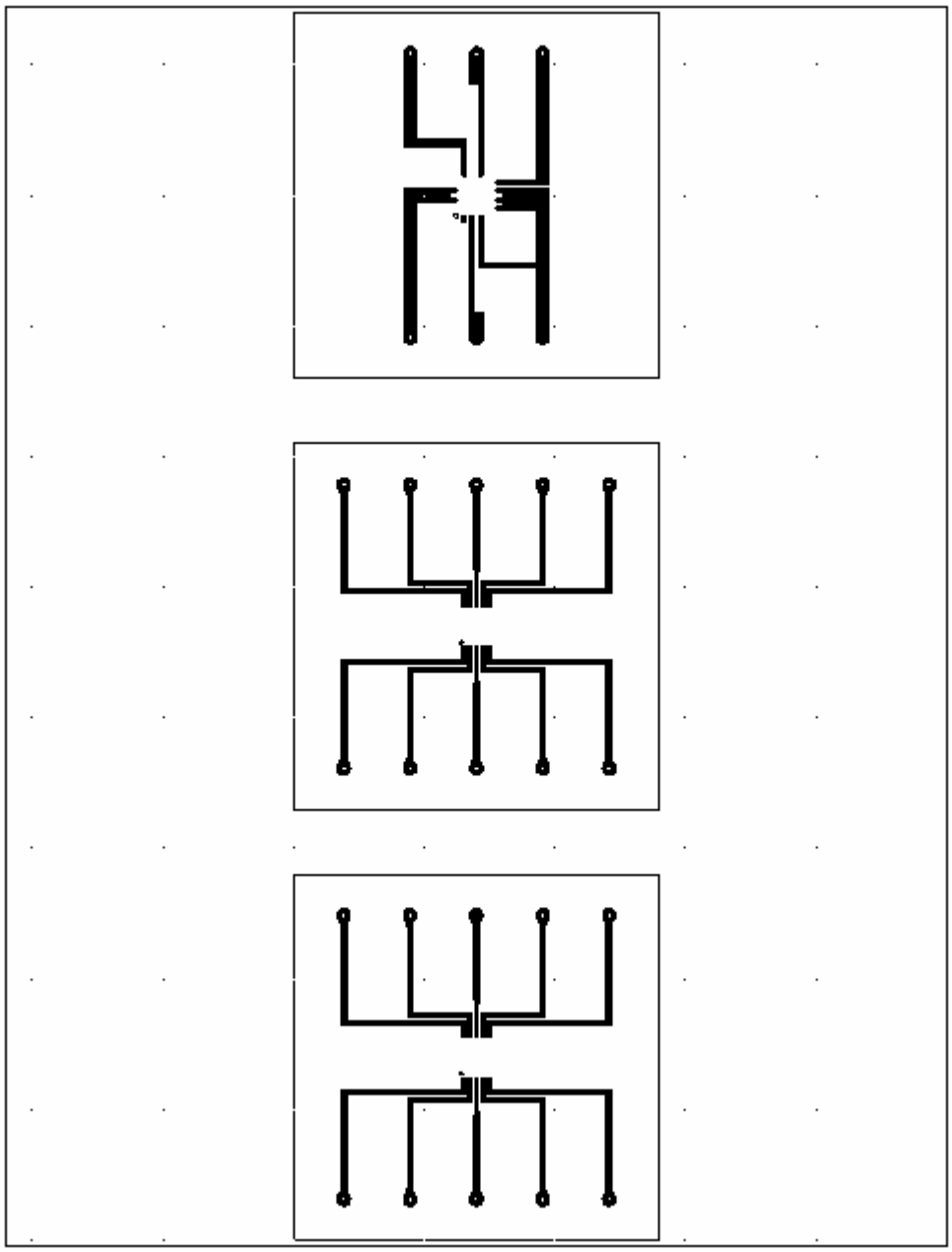
microcontrolador de esta tarea y se introduciría en la cuarta entrada del multiplexor ADG704 de la cadena de medida de inclinación. De esta manera podríamos reducir las dimensiones de la placa, además del precio y complicaciones que supone la utilización de dos cadenas de medida.

El prototipo propuesto que se añadiría al OBS permitiría saber de antemano (una vez recuperado el dispositivo) la orientación magnética terrestre y la inclinación de la estructura sensora. Esta en estudio la posibilidad de enviar datos del OBS a la superficie vía acústica que facilitaría los datos de su posición.

Al extraer los datos del equipo fondeado, sería más rápida la deducción de las capas geológicas del subsuelo oceánico y el procesado de los datos con el sismómetro podría ser más fiable.

Anexo I

En el *Anexo I*, se incluye el layout del acelerómetro ADXL330 y de los multiplexores ADG704 creados con el programa Autocad 2005, utilizados para implementar los zócalos de dichos dispositivos.



Anexo II

En el *Anexo II*, se incluye el *datasheet* del dispositivo multifunción LH0094. Este dispositivo tal como se ha comentado se utilizaría en futuras mejoras del prototipo implementado, para pode reducir tanto componentes, gastos y espacio.

National Semiconductor

February 1995

LH0094 Multifunction Converter

General Description

The LH0094 multifunction converter generates an output voltage per the transfer function:

$$E_O = V_y \left(\frac{V_Z}{V_X}\right)^m, \; 0.1 \leq m \leq 10, \; m \text{ continuously adjustable}$$

m is set by 2 resistors.

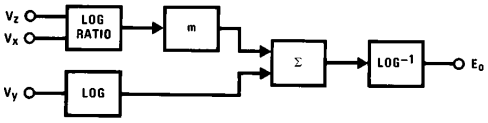
Features

- Low cost
- Versatile
- High accuracy—0.05%
- Wide supply range—±5V to ±22V
- Minimum component count
- Internal matched resistor pair for setting m=2 and m=0.5

Applications

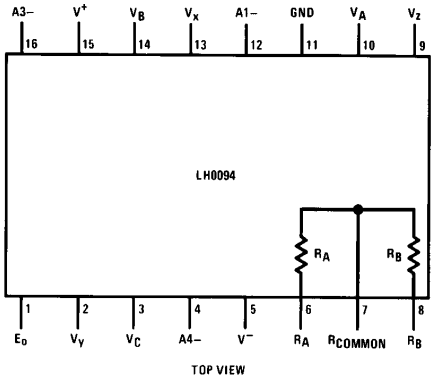
- Precision divider, multiplier
- Square root
- Square
- Trigonometric function generator
- Companding
- Linearization
- Control systems
- Log amp

Block and Connection Diagrams



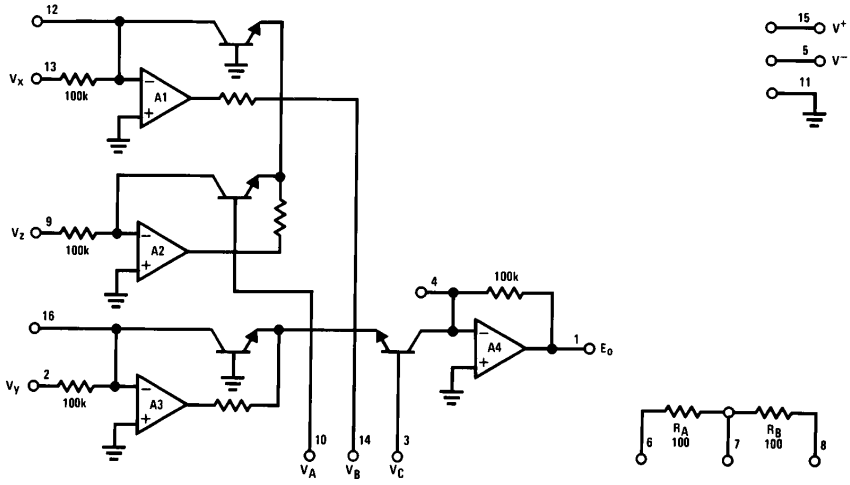
Order Number LH0094CD
See NS Package Number D16D

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Simplified Schematic



TL/H/5695–1

©1995 National Semiconductor Corporation

RRD-B30M115/Printed in U. S. A.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	±22V
Input Voltage	±22V
Output Short-Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range LH0094CD	−25°C to +85°C
Storage Temperature Range LH0094CD	−55°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C

Electrical Characteristics

$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$ unless otherwise specified. Transfer function: $E_O = V_Y \frac{V_Z^m}{V_X}$; $0.1 \leq m \leq 10$; $OV \leq V_X, V_Y, V_Z \leq 10V$

Parameter	Conditions	LH0094C			Units
		Min	Typ	Max	
ACCURACY					
Multiply	$E_O = V_Z V_Y$ ($0.03 \leq V_Y \leq 10V$; $0.01 \leq V_Z \leq 10V$)				% F.S.
Untrimmed	*(Figure 2)*		0.45	0.9	(10V)
External Trim	*(Figure 3)*		0.1		% F.S.
	vs. Temperature		0.2		mV/°C
Divide	$E_O = 10V_Z/V_X$				
Untrimmed	*(Figure 4),* $0.5 \leq V_X \leq 10$; $0.01 \leq V_Z \leq 10$)		0.45	0.9	% F.S.
External Trim	*(Figure 5),* ($0.1 \leq V_X \leq 10$; $0.01 \leq V_Z \leq 10$)		0.1		% F.S.
	vs. Temperature		0.2		mV/°C
Square Root	$E_O = 10\sqrt{V_Z/10}$				
Untrimmed	*(Figure 8),* ($0.03 \leq V_Z \leq 10$		0.45	0.9	% F.S.
External Trim	*(Figure 9),* ($0.01 \leq V_Z \leq 10$		0.15		% F.S.
Square	$E_O = 10\ (V_Z/10)^2$ ($0.1 \leq V_Z \leq 10$)				
Untrimmed	*(Figure 6)*	1.0	2.0	% F.S.	
External Trim	*(Figure 7)*	0.15		% F.S.	
Low Level	$E_O = \sqrt{10V_Z}$; $5.0mV \leq V_Z \leq 10V$, *(Figure 10)*		0.05		% F.S.
Square Root					
Exponential	$m = 0.2$, $E_O = 10\ (V_Z/10)^2$ *(Figure 11),* ($0.1 \leq V_Z \leq 10$)		0.08		% F.S.
Circuits	$m = 5.0$, $E_O = 10\ (V_Z/10)^5$ *(Figure 11),* ($1.0 \leq V_Z \leq 10$)		0.08		% F.S.
OUTPUT OFFSET					
	$V_X = 10V$, $V_Y = V_Z = 0$		5.0	10	mV
AC CHARACTERISTICS					
3 dB Bandwidth	$m = 1.0$, $V_X = 10V$, $V_Y = 0.1\ V_{rms}$		10		kHz
Noise	10 Hz to 1.0 kHz, $m = 1.0$, $V_Y = V_Z = OV$				
	$V_X = 10V$		100		μV/rms
	$V_X = 0.1V$		300		μV/rms
EXPONENT					
m		0.2 to 5.0	0.1 to 10		
INPUT CHARACTERISTICS					
Input Voltage	(For Rated Performance)	0		10	V
Input Impedance	(All Inputs)	98	100		kΩ
OUTPUT CHARACTERISTICS					
Output Swing	($R_L \leq 10k$)	10	12		V
Output Impedance			1.0		Ω
Supply Current	($V_S = \pm 15V$) (Note 1)		3.0	5.0	mA

Note 1: Refer to RETS0094D drawing for specifications of the military LH00940 version.

Applications Information

GENERAL INFORMATION

Power supply bypass capacitors (0.1 μF) are recommended for all applications.

The LH0094 series is designed for positive input signals only. However, negative input up to the supply voltage will not damage the device.

A clamp diode (*Figure 1*) is recommended for those applications in which the inputs may be subjected to open circuit or negative input signals.

For basic applications (multiply, divide, square, square root) it is possible to use the device without any external adjustments or components. Two matched resistors are provided internally to set m for square or square root.

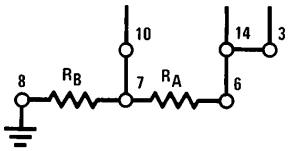
When using external resistors to set m, such resistors should be as close to the device as possible.

SELECTION OF RESISTORS TO SET m

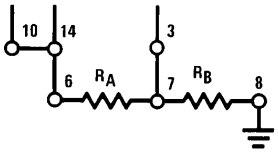
Internal Matched Resistors

R_A and R_B are matched internal resistors. They are $100\Omega \pm 10\%$, but matched to 0.1%.

(a) m = 2*



(b) m = 0.5*



TL/H/5695–2

*No external resistors required, strap as indicated

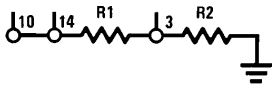
External Resistors

The exponent is set by 2 external resistors or it may be continuously varied by a single trim pot. (R1 + R2 $\leq 500\Omega$.

(a) m = 1

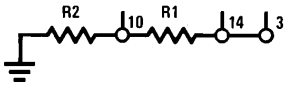
TL/H/5695–3

(b) m < 1



$$m = \frac{R2}{R1 + R2} \quad R1 + R2 \approx 200\Omega$$

(c) m > 1



$$m = \frac{R1 + R2}{R2}$$

TL/H/5695–4

ACCURACY (ERROR)

The accuracy of the LH0094 is specified for both externally adjusted and unadjusted cases.

Although it is customary to specify the errors in percent of full-scale (10V), it is seen from the typical performance curves that the actual errors are in percent of reading. Thus, the specified errors are overly conservative for small input voltages. An example of this is the LH0094 used in the multiplication mode. The specified typical error is 0.25% of full-scale (25 mV). As seen from the curve, the unadjusted error is $\approx$25 mV at 10V input, but the error is less than 10 mV for inputs up to 1V. Note also that if either the multiplicand or the multiplier is at less than 10V, (5V for example) the unadjusted error is less. Thus, the errors specified are at full-scale—the worst case.

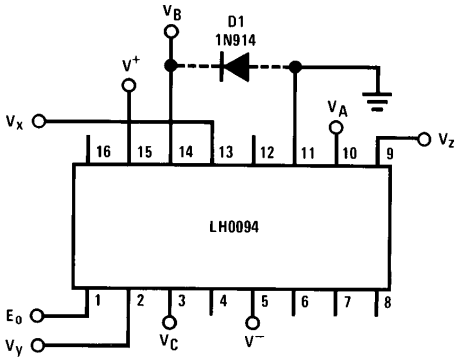
The LH0094 is designed such that the user is able to externally adjust the gain and offset of the device—thus trim out all of the errors of conversion. In most applications, the gain adjustment is the only external trim needed for super accuracy—except in division mode, where a denominator offset adjust is needed for small denominator voltages.

EXPONENTS

The LH0094 is capable of performing roots to 0.1 and powers up to 10. However, care should be taken when applying these exponent—otherwise, results may be misinterpreted. For example, consider the $\frac{1}{10}$th power of a number: i.e., 0.001 raised to 0.1 power is 0.5011; 0.1 raised to the 0.1 power is 0.7943; and 10 raised to the 0.1 power is 1.2589. Thus, it is seen that while the input has changed 4 decades, the output has only changed a little more than a factor of 2. It is also seen that with as little as 1 mV of offset, the output will also be greater than zero with zero input.

Applications Information (Continued)

1. CLAMP DIODE CONNECTION



$$E_O = V_y \left(\frac{V_Z}{V_X}\right)^m$$

$0.1 \le m \le 10$

Note. This clamp diode connection is recommended for those applications in which the inputs may be subject to open circuit or negative signals.

FIGURE 1. Clamp Diode Connection

2. MULTIPLY

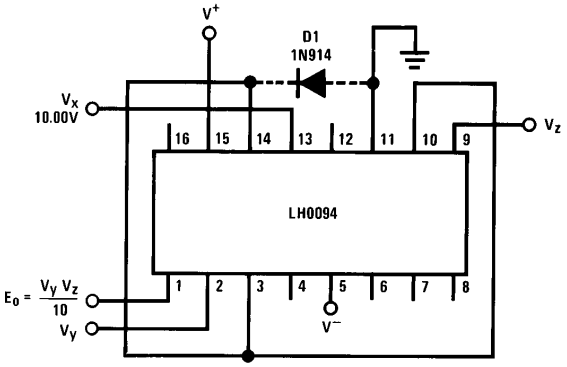


FIGURE 2a. LH0094 Used to Multiply (No External Adjustment)

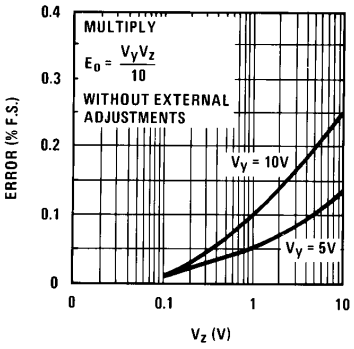
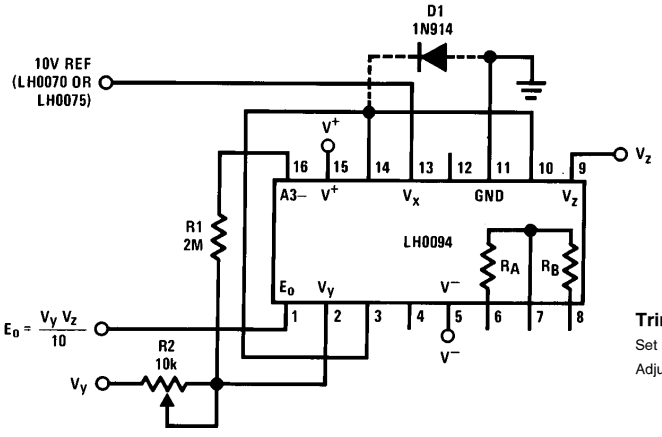


FIGURE 2b. Typical Performance of LH0094 in Multiply Mode Without External Adjustment



$$E_0 = \frac{V_y V_z}{10} \qquad m = 1$$

Trim Procedure

Set $V_Z = V_Y = 10V$

Adjust R2 until output = 10.000V

TL/H/5695–5

FIGURE 3. Precision Multiplier (0.02% Typ) with 1 External Adjustment

Applications Information (Continued)

3. DIVIDE

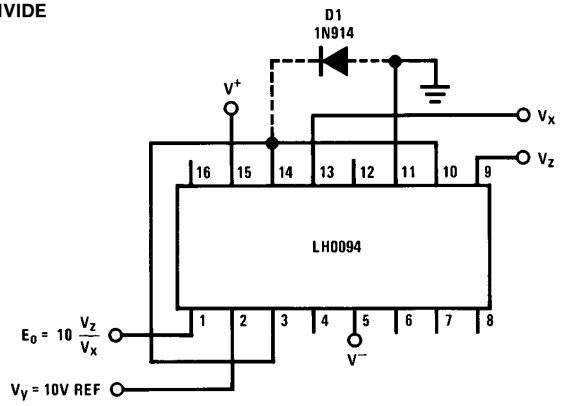


FIGURE 4a. LH0094 Used to Divide (No External Adjustment)

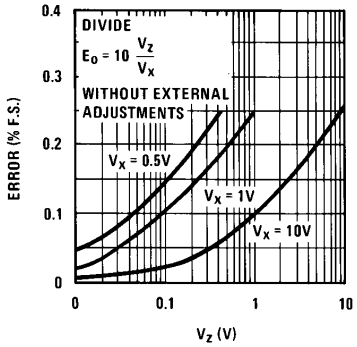


FIGURE 4b. Typical Performance, Divide Mode, Without External Adjustments

Trim Procedures

Apply 10V to V_Y, 0.1V to V_X and V_Z.
Adjust R3 until $E_O = 10.000V$.

Apply 10.000V to all inputs.
Adjust R2 until $E_O = 10.000V$

Repeat procedure.

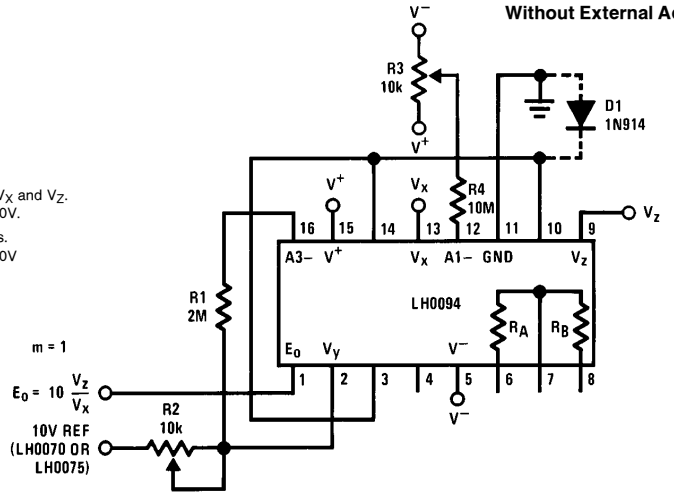


FIGURE 5. Precision Divider (0.05% Typ)

4. SQUARE

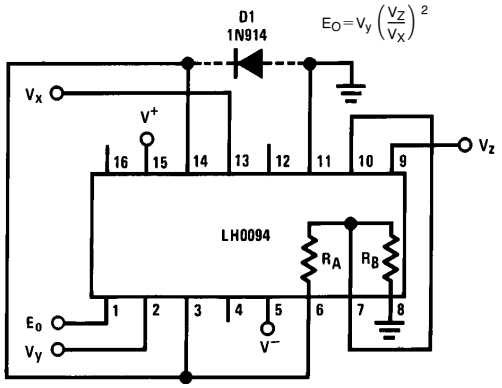
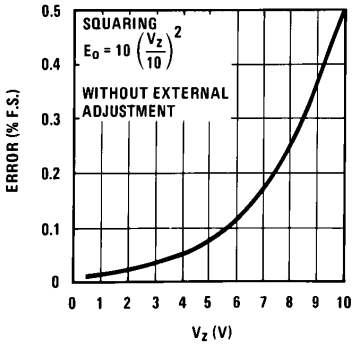


FIGURE 6a. Basic Connection of LH0094 (m = 2) without External Adjustment Using Internal Resistors to Set m

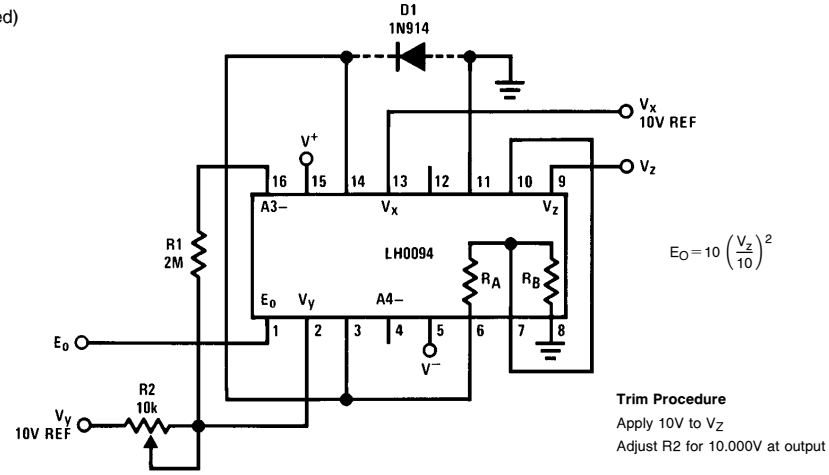


TL/H/5695–6

FIGURE 6b. Squaring Mode without External Adjustment

Applications Information (Continued)

4. SQUARE (Continued)



Trim Procedure
Apply 10V to V_Z
Adjust R2 for 10.000V at output

FIGURE 7. Precision Squaring Circuit (0. 15% Typ)

5. SQUARE ROOT

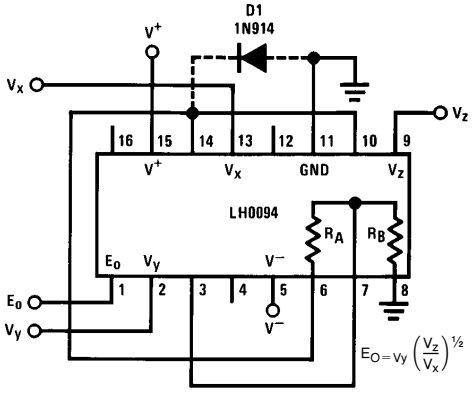


FIGURE 8a. Basic Connection of LH0094 (m = 0.5) without External Adjustment Using Internal Resistors to Set m

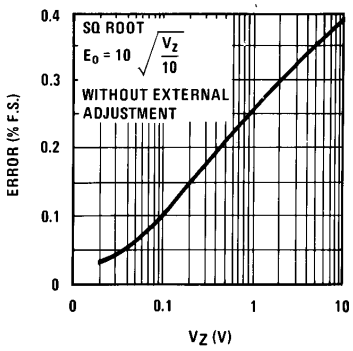
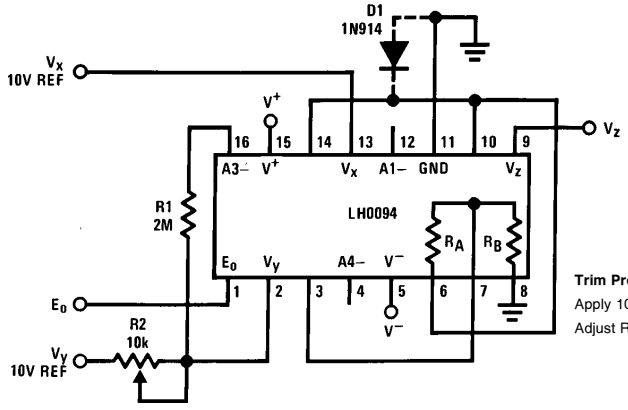


FIGURE 8b. Typical Performance Curve Square Root, No External Adjustment



Trim Procedure
Apply 10V to all inputs.
Adjust R2 until $E_O = 10.000V$

TL/H/5695–7

FIGURE 9. Precision Square Rooter (0.15% Typ)

Applications Information (Continued)

6. LOW LEVEL SQUARE ROOT

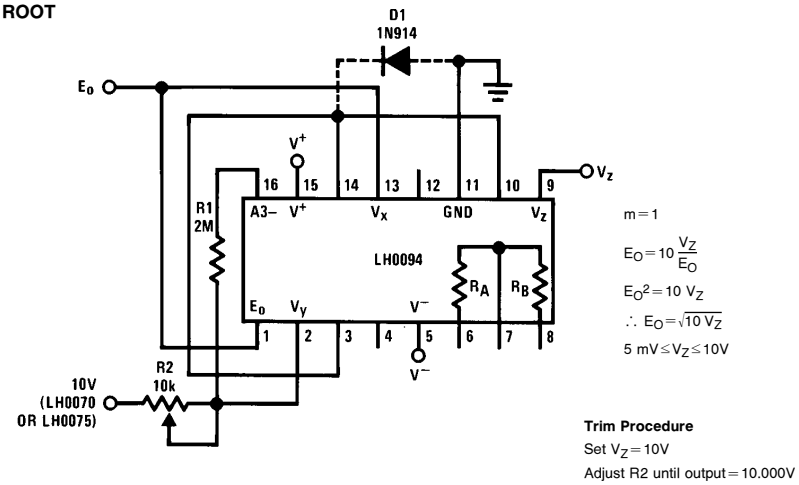
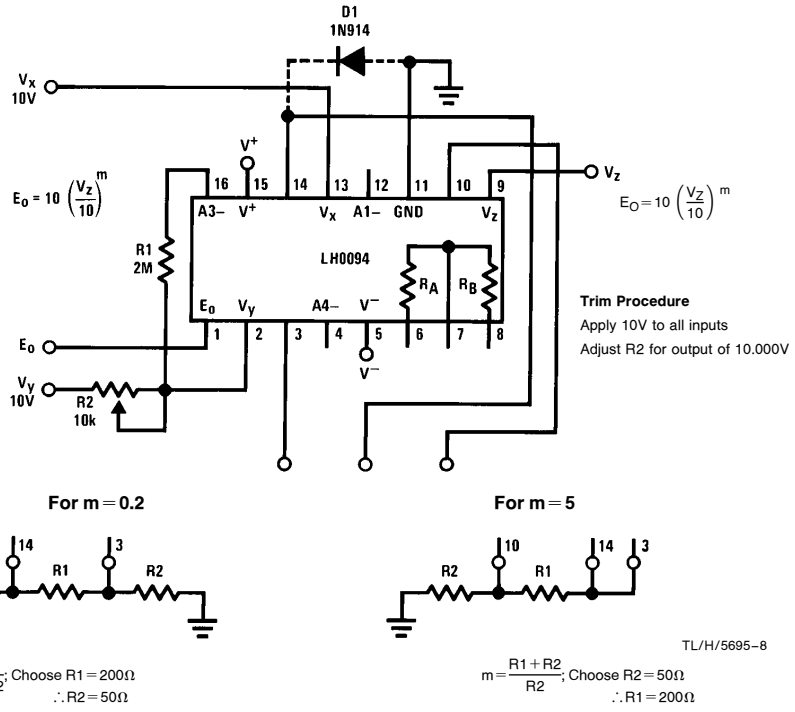
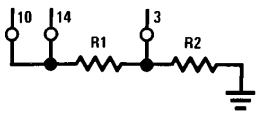


FIGURE 10. 3-Decade Precision Square Root Circuit Using the LH0094 with m = 1

Typical Applications



For m = 0.2



$m = \frac{R2}{R1 + R2}$; Choose R1 = 200Ω
$\therefore$ R2 = 50Ω

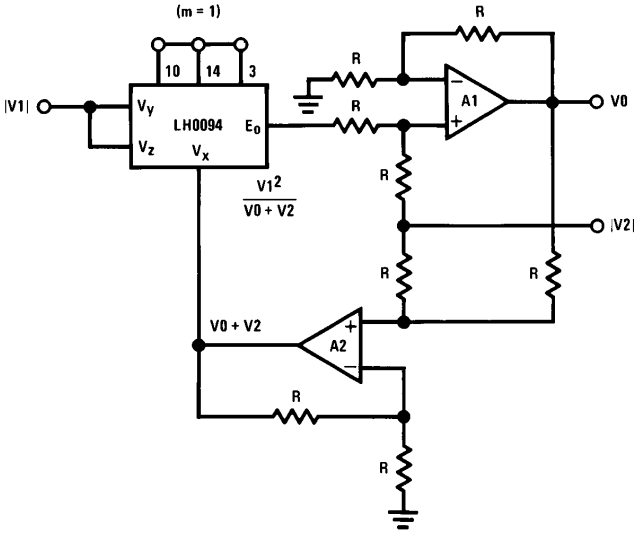
For m = 5

$m = \frac{R1 + R2}{R2}$; Choose R2 = 50Ω
$\therefore$ R1 = 200Ω

TL/H/5695–8

FIGURE 11. Precision Exponentiator (m = 0.2 to 5)

Typical Applications (Continued)



Note. The LH0094 may be used to generate a voltage equivalent to:

$V0 = \sqrt{V1^2 + V2^2}$

$V0 = V2 + \frac{V1^2}{V0 + V2}$

$V0^2 + V0\ V2 = V2\ V0 + V2^2 + V1^2$

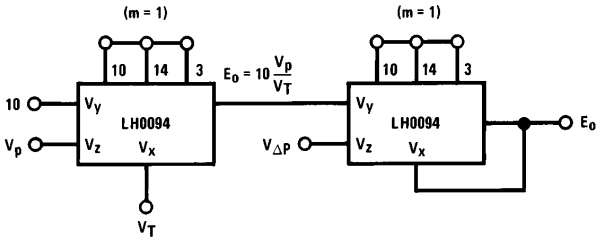
$V0^2 = V1^2 + V2^2$

$\therefore\ V0 = \sqrt{V1^2 + V2^2}$ V1, V2 0 $\rightarrow$ 10V

R $\approx$ 10k

National Semiconductor resistor array RA08—10k is recommended

FIGURE 12. Vector Magnitude Function



TL/H/5695–9

Note. The LH0094 may be used in direct measurement of gas flow.

$\text{Flow} = k\sqrt{\frac{P\Delta P}{T}}$

$E_O = 10\frac{V_P}{V_T} \times \frac{V_{\Delta P}}{E_O}$

$E_O^2 = 10\frac{V_P\ V_{\Delta P}}{VT}$

$E_O = \sqrt{10\frac{VP\ V_{\Delta P}}{VT}}$

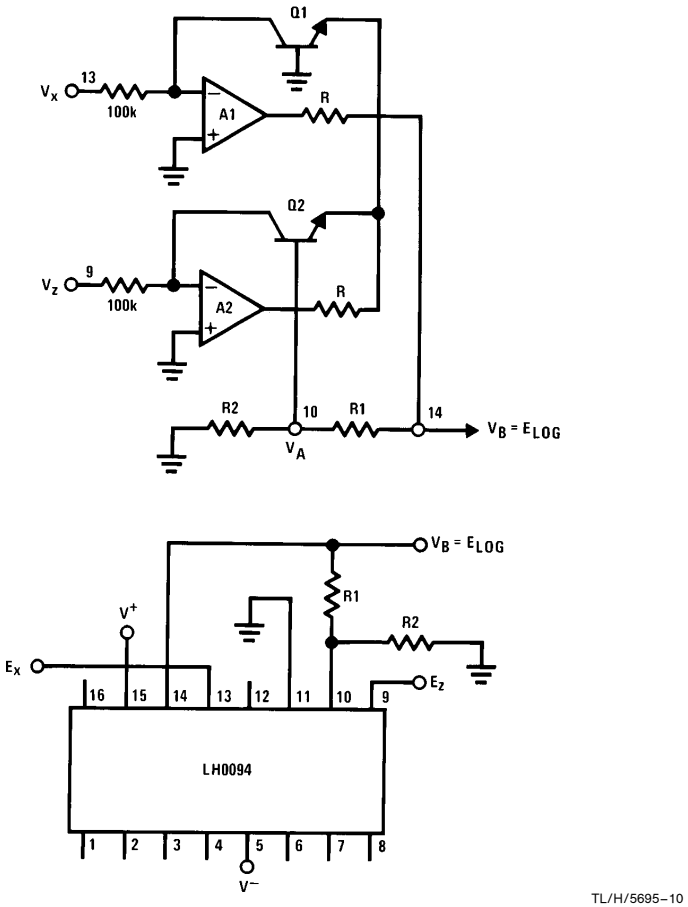
P = Absolute pressure

T = Absolute temperature

ΔP = Pressure drop

FIGURE 13. Mass Gas Flow Circuit

Typical Applications (Continued)



TL/H/5695–10

Note. The LH0094 may also be used to generate the Log of a ratio of 2 voltages. The output is taken from pin 14 of the LH0094 for the Log application.

$$E_{LOG} = K1 \frac{KT}{q} \ell n \frac{V_Z}{V_X}$$

where $K1 = \frac{R1 + R2}{R2}$

If $K1 = \frac{1}{KT/q \, \ell n 10}$

then $E_{LOG} = \text{Log}_{10} \frac{V_Z}{V_X}$

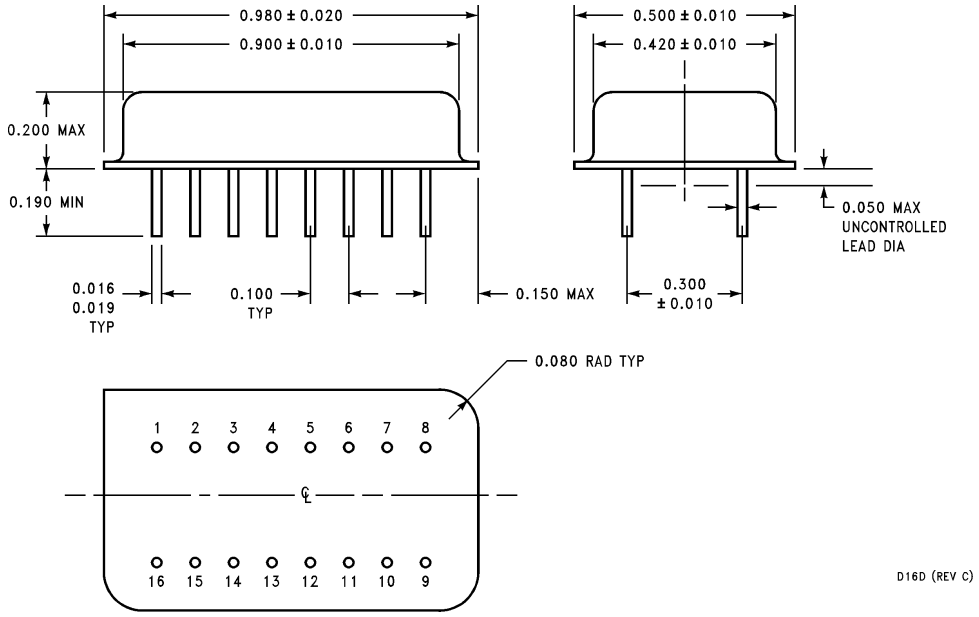
$R1 = 15.9\ R2$

$R2 \approx 400\Omega$

R2 must be a thermistor with a tempco of $\approx$ 0.33%/°C to be compensated over temperature.

FIGURE 14. Log Amp Application

Physical Dimensions inches (millimeters)



Order Number LH0094CD
NS Package Number D16D

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

REFERENCIAS

A continuación se incluyen todas las referencias utilizadas para la realización del proyecto *Sistema de Adquisición de Posicionamiento Geográfico*.

Libros:

[1] James Fiore, "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales". Thomson, 2002.

[2] José Maria Drake Moyano, "El amplificador de Instrumentación", Instrumentación Electrónica de Comunicaciones. *2005.*

[3] José Maria Drake Moyano, "Introducción a los sistemas de Instrumentación", Instrumentación Electrónica de Comunicaciones. *2005.*

[4] José Matas y Rafael Ramos, "Microcontroladores MCS-51 y MCS-251". Ediciones UPC, 2001.

Paginas Web:

- www.analog.com
- www.jelu.se
- www.eecs.berkeley.edu
- http://bibliotecnica.upc.es/
- www.ti.com
- http://ieeexplore.ieee.org/

Artículos:

[1] Jonathan Bernstein (4, Diciembre 1999). "Low-Noise MEMS Vibration Sensor for Geophysical Applications". Journal of Microelectromechanical Systems, vol 8.

[2] A. Castillo Atoche, R.Peón Escalante, O. Moreno Franco, G.González Chablé, R.Quijano Cetina, H. Barrios García. "Control digital de posición con acelerómetros utilizando FPGAS". 2002

[3] N. Yazdi, F. Ayazi, and K. Najafi. Aug. 1998. "Micromachined Inertial Sensors," *Proc* IEEE, Vol. 86, No. 8.

[4] Xuesong Jiang, Feiyue Wang, Michael Kraft and Bernhard E. Boser. "An Integrated Surface Micromachined Capacitive Lateral Accelerometer with 2μG Resolution". Junio 2002.

[5] Hidekuni Takao, Hirfumi Fukumoto, anda Makoto Ishida. "A CMOS Integrated Three-Axis Accelerometer Fabricated With Commercial Submicrometer CMOS Technology and Bulk-Micromachining". IEE transactions devices, vol 48, no 9, Septiembre de 2001.

[6] Mark A. Lemkin, Bernhard E. Boser, David Auslander, Jim H. Smith. "A 3-Axis Balanced Accelerometer Using a Single Proog-Mass*"*. IEE transactions devices*,* Volume 2, 16-19 Jun 1997 Chicago, Junio 1997.

[7] Bernhard E. Boser. *"*Capacitive Position Sense Circuits". 1996.

Proyecto (PFC):

[1] César Fernando Alba Ayala, Rodrigo Castiblanco Mossos, Diana Rocio Mancera Guevara. "Plataforma Robot Subacuática Propulsada por Aletas Pectorales". Universidad Javerina, Bogotá, 2004.

Tesis:

[1] Jiangfeng Wu, "Sensing and Control Electronics for Low-Mass Low-Capacitance MEMS Accelerometers. Tsinghua University 1995.

[2] Sandro Reginato Soares de Lima, "Sensores Inerciais Baseados em Sistemas Micromecanicos (MEMS)". Universidad Federal do Paraná, 2005.

[3] MD. Anwar Sadat. "Low Power CMOS Circuit Design and Reliability Analysis For Wireless MEMS Sensors". Bangladesh University of Engineering and Technology, 1996.

[4] Miguel Ferrús Jornet. *"*Cadena d'Acondicionament del Senyal Sísmic en un OBS". Universitat Politécnica de Catalunya, 2006.