



CENTRO DE INGENIERÍA Y DESARROLLO INDUSTRIAL

CENTRO DE INGENIERÍA Y DESARROLLO INDUSTRIAL.

Proyecto industrial terminal:

**PRUEBAS PRELIMINARES PARA EL FILTRADO DE SENSORES
DE NAVEGACIÓN INERCIAL.**

PARA OBTENER LA ESPECIALIDAD EN:

“TECNÓLOGO EN MECATRÓNICA”

005624

Presenta:

Alumno: Ing. Daniel López Ibarra

Tutor Académico: Dr. Tomás Salgado Jiménez

Tutor de Planta: Dr. Carlos Pedraza Ortega

Vo. Bo.
Tomás Salgado J.
07/oct/08

Querétaro de Arteaga, Querétaro, 6 de Octubre de 2008.



INDICE DEL CONTENIDO.

RESUMEN	v
INDICE DE CUADROS Y GRAFICAS	vi
1.- INTRODUCCIÓN	
1.1.- ANTECEDENTES	1
1.2.- DEFINICIÓN DEL PROYECTO	1
1.3.- JUSTIFICACIÓN	2
1.4.- OBJETIVO	
1.4.1.- OBJETIVO GENERAL	2
1.4.2.- OBJETIVO ESPECIFICO	2
2.- FUNDAMENTACIÓN	
2.1.- INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMA DE NAVEGACIÓN.	2
2.1.1.- GPS:	2
2.1.2.- ISA [Inertial Sensor Assembly]	4
2.1.3.- IMU [Inertial Measurement Unit]:	4
2.1.4.- INS [Inertial Navigation System]:	5
2.2.- ERRORES EN EL SISTEMA DE NAVEGACIÓN INERCIAL.	13
2.2.1.- FUENTES DE ERROR	13
2.2.1.1.- ERROR DE INICILIZACIÓN	13
2.2.1.2.- ERROR DE ALINEACIÓN.	13
2.3.- PROCESAMIENTO DE SEÑALES	14
2.3.1.- ADQUISICIÓN DE DATOS CON LABVIEW	14
2.3.1.1 INTRODUCCIÓN	14
2.3.1.2 ADQUISICIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS	15
2.3.1.3 CONFIGURACIÓN DE TERMINALES.	15

2.3.2.- TRATAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES.	17
2.3.2.1 SEÑALES	17
2.3.2.2 FILTROS	23
2.4.- TRANSFORMADA WAVELET	26
2.4.1.- INTRODUCCIÓN	26
2.4.2.- LA TRANSFORMADA DE FOURIER	27
2.4.3.- LA TRANSFORMADA WAVELET	28
2.4.3.1 TRANSFORMADA WAVELET CONTINUA (CWT)	31
2.4.3.2 TRANSFORMADA DISCRETA DE WAVELET	33
3.- PROCEDIMIENTOS	39
3.1.- ADQUISICIÓN DE LAS SEÑALES DE LOS SENSORES.	39
3.1.1 CIRCUITO ELECTRONICO	39
3.1.2 CONFIGURACIÓN EN LABVIEW.	41
3.2.- FILTRADO DE SEÑALES	42
3.2.1 DE-NOISING	42
3.2.1 COMPRESIÓN	43
4.- RESULTADOS	44
4.1.- IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO ELECTRÓNICO	44
4.1.1.- SELECCIÓN DEL SENSOR DE TEMEPERATURA.	44
4.1.2.- INTEGRACIÓN DEL SISTEMA ELECTRÓNICO	45
4.2.- FILTROS IMPLEMENTADOS	47
4.2.1.- FILTRO DE VENTANEO Y CHEVYSHEB (FV&C)	47
4.2.1.1 EJEMPLO DE VENTANEO	47
4.2.1.2 IMPLEMENTACIÓN DE FV&C	52
4.2.2.- WAVELET	54
4.2.2.1 DISEÑO DE EXPERIEMNTOS	54

4.2.2.2 SEÑAL PATRÓN	54
4.2.2.3 LIMPIEZA CON DE-NOISE	56
5.-CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	59
BIBLOGRAFIA	60
ANEXOS	61

RESUMEN

Este trabajo muestra cómo la transformada Wavelet se puede emplear en el procedimiento de filtrado de las señales de los sensores de movimiento empleados en el Sistema de Navegación Inercial (INS), estos sensores son: acelerómetros, girómetros y sensor de temperatura (LM35). También, se compara este método con el procedimiento clásico de filtrado con Fourier.

La Transformada Wavelet es una herramienta matemática que apareció hace sólo un par de décadas y desde entonces se ha aplicado a diferentes áreas del conocimiento, encontrando así, ventajas y desventajas al utilizarse.

La limpieza de señales adquiridas por sensores que miden parámetros continuos, como temperatura, movimiento y aceleración, se realiza con procedimientos que no resultan ser muy eficientes, ya que la cantidad de ruido en la señal filtrada es tan significativa que se producen errores considerables al procesarla.

Este trabajo se realizan experimentos donde las señales de los sensores son grabadas. De forma que, fuera de línea, cada señal es procesada por la Técnica de De-Noise, la cual requiere la elección y configuración de una Wavelet madre, propia para cada sensor. Esto se hace partiendo del Toolbox de Wavelets en Matlab.

La señal procesada por De-Noise, ya está limpia de ruido y puede ser utilizada posteriormente por el INS. En este caso usando la técnica de Navegación Inercial strapdown, y es quien integra las señales de los tres sensores de aceleración y tres de velocidad angular, calculando la posición estimada del objeto que se mueve con el INS. Entre más limpia sea la señal más precisa es la información de los sensores de movimiento y mejor cálculo se tendrá de la posición estimada del objeto.

La comparación del método propuesto con Wavelets y el convencional muestra que se obtienen mejores resultados de limpieza de la señal con Wavelets, ya que la señal filtrada con Wavelets, es la más aproximada a la señal del sensor sin ruido.

INDICE DE CUADROS Y GRAFICAS

1.1	Trayectoria Real	1
1.2	Trayectoria Calculada	1
2.1	Contenido de un ISA	4
2.2	Diagrama de relación ISA-IMU-INS	5
2.3	Diagrama de los Sistemas de Navegación Inercial (SNI).	6
2.4	SNI con plataforma o Gimbaled	7
2.5	Diagrama del algoritmo de integración con plataforma o Gimbaled	8
2.6	Ejes de referencia propuestos por la SNAME	9
2.7	Diagrama del algoritmo de integración sin plataforma o Strapdown	10
2.8	Diagrama general de los acelerómetros	12
2.9	Diagrama de compensación de las fuerzas centrípetas	12
2.10	Esquema típico de un canal de entrada analógico	14
2.11	Esquema típico de un canal de entrada analógico	15
2.12	Entrada analógica diferencial	16
2.13	Entrada analógica con referencia común	16
2.14	Entrada analógica sin referencia común	17
2.15	Graficas de señales	21
2.16	Clasificación de los filtros digitales de acuerdo a sus ecuaciones de diferencias	24
2.17	Graficas de los filtros digitales de acuerdo a su terminología.	25
2.18	Esquema de la Transformada de Fourier	27
2.19	Esquema de la Transformada de Fourier de tiempo corto	28
2.20	Esquema de la Transformada Wavelet	29
2.21	Dos tipos de Wavelets: a) Morlet, b) Meyer	29
2.22	Dilatacion y contracción de la wavelet madre	30
2.23	Parámetro de dilatación	30
2.24	Parámetro de traslación	31
2.25	Grafica de los coeficientes wavelets	32
2.25	Proceso de filtrado para obtener altas y bajas frecuencias	34
2.27	Esquema del Dowsampling	35
2.28	Resultado gráfico del filtrado y del downsampling	35

2.29	Proceso de descomposición multinivel	36
2.30	Reconstrucción de una señal	36
2.31	Proceso Upsampling	36
2.32	Proceso de descomposición y reconstrucción de una señal	37
2.33	Reconstrucción de una señal usando detalles y aproximaciones	38
2.34	Proceso Multistep	38
3.1	Diagrama a bloques del circuito electrónico	40
3.2	Diagrama del proceso de adquisición de información de los sensores	41
4.1	Foto del circuito para evaluar sensores de temperatura	44
4.2	Foto del circuito al hacer el experimento	44
4.3	Foto de todo el sistema	45
4.4	Grafica de la función en frecuencia	46
4.5	Ventana del tool box con la señal adquirida por el sensor de giro y con los parámetros de la Wavelet Madre a utilizar para filtrar	55
4.6	Ventana del tool box la señal adquirida por el sensor de giro comparada con la señal ya filtrada con la técnica de De – Noise usando la Wavelet seleccionada	55
4.7	Señal Patrón	56
4.8	Comparación de todas las señales limpias de ruido con Wavelet´s con la señal patrón.	57
4.9	Cuantificación de la variabilidad de las técnicas de limpieza de señal	58

1.- INTRODUCCIÓN

1.1-ANTECEDENTES

Actualmente en el CIDESI se están desarrollando varios proyectos de robótica entre ellos un robot submarino y un PIG (Pipe Inspection Gage) o mejor conocido en México como “Diablo Instrumentado”, un problema a los cuales estos robots se enfrentan, es el conocer su posición debido a que trabajan en ambientes en el que el GPS no funciona (Robot submarino bajo agua, PIG bajo tierra). Una manera adecuada de resolver el problema de localización en donde el GPS no funciona o es demasiado lento es usando sistemas de navegación inercial.

Sin embargo el sistema de navegación inercial propuesto en el Desarrollo De Algoritmos De Navegación Inercial [1] presenta errores significativos al calcular la trayectoria deseada del robot, aun cuando esta sea de corta longitud. De manera que la trayectoria calculada resulta ser significativamente diferente de la trayectoria real del robot. Esto se muestra en la figura 1 y 2.

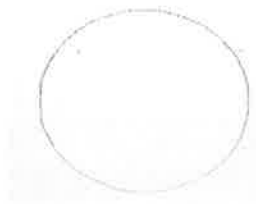


Figura 1.1. Trayectoria Real

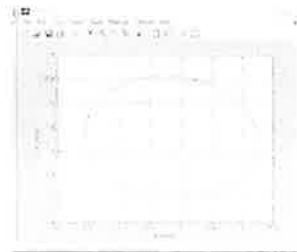


Figura 1.2. Trayectoria Calculada

Las técnicas para reducir estos errores son:

1. Filtrado de señales.
2. Caracterización de los errores de los sensores del sistema de navegación inercial.

1.2.- DEFINICIÓN DEL PROYECTO

En este trabajo se pretende preparar las pruebas para caracterizar los errores producidos por los sensores del sistema de navegación inercial, mediante la optimización de la adquisición y filtrado de las mediciones realizadas por el girómetro, el acelerómetro y termómetro.

Fundamentar el filtrado de los datos obtenidos por los sensores de navegación inercial para mejorar su respuesta y elegir el filtro que produzca el menor error al comparar la trayectoria calculada con la trayectoria real. Se preparan pruebas utilizando las herramientas convencionales de procesamiento de señales, incluyendo la Transformada Wavelet.

1.3.- JUSTIFICACIÓN

Este proyecto de investigación pretende preparar los experimentos caracterizar los errores de los sensores de navegación inercial para facilitar la manera de compensarlos, de manera que el cálculo de la trayectoria realizada por el robot sea lo suficientemente confiable para que el sistema de navegación inercial sea útil. Esta preparación consiste en el diseño y selección de los filtros de señales que tengan mejor respuesta

Este sistema de navegación inercial será utilizado en el Robot Submarino y en el Diablo Instrumentado, ambos en proceso de desarrollo en el CIDESI. De manera que al tener un INS operativo y confiable se puede completar satisfactoriamente ambos proyectos.

1.4.- OBJETIVO.

1.4.1.- OBJETIVO GENERAL.

Reducir el error en los acelerómetros y girómetros, utilizando en un primer momento técnicas de filtrado de señales. De forma tal, que el sistema de navegación inercial sea confiable en mostrar la posición real del robot, en trayectorias de longitud considerable.

1.4.2.- OBJETIVOS ESPECIFICOS.

Empleo de Filtros en las mediciones que realizan los sensores del INS, para eliminar el ruido
Empleo de la Transformada de Fourier y de Wavelet para filtrado de señales.

2.- FUNDAMENTACIÓN

2.1.- INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMA DE NAVEGACIÓN. [1]

2.1.1.- GPS:

El Global Position System (GPS) o Sistema de Posicionamiento Global (más conocido con las siglas *GPS* aunque su nombre correcto es NAVSTAR-GPS) es un Sistema Global de navegación por satélite (GNSS) el cual permite determinar en todo el mundo la posición de un objeto, una persona, un vehículo o una nave, con una precisión hasta de centímetros usando GPS diferencial, aunque lo habitual son unos pocos metros. Aunque su invención se le atribuye a los gobiernos francés y belga, el sistema fue desarrollado e instalado, y actualmente es operado, por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos.

El GPS funciona mediante una red de 27 satélites (24 operativos y 3 de respaldo) en órbita sobre el globo a 20,200 km con trayectorias sincronizadas para cubrir toda la superficie de la Tierra. Cuando se desea determinar la posición, el aparato que se utiliza para ello localiza automáticamente como mínimo tres satélites de la red, de los que recibe unas señales indicando la posición y el reloj de cada uno de ellos. Con base en estas señales, el aparato sincroniza el reloj del GPS y calcula el retraso de las señales, es decir, la distancia al satélite. Por "triangulación" calcula la posición en que éste se encuentra.

La triangulación en el caso del GPS, a diferencia del caso 2-D que consiste en averiguar el ángulo respecto de puntos conocidos, se basa en determinar la distancia de cada satélite respecto al punto de medición. Conocidas las distancias, se determina fácilmente la propia posición relativa respecto a los tres satélites. Conociendo además las coordenadas o posición de cada uno de ellos por la señal que emiten, se obtiene la posición absoluta o ya sean coordenadas reales del punto de medición. También se consigue una exactitud extrema en el reloj del GPS, similar a la de los relojes atómicos que llevan a bordo cada uno de los satélites.

La antigua Unión Soviética tenía un sistema similar llamado GLONASS, ahora gestionado por la Federación Rusa. Actualmente la Unión Europea está desarrollando su propio sistema de posicionamiento por satélite, denominado 'Galileo'.

El GPS es parte fundamental de un SIN, para reducir errores en la integración, sin embargo en este trabajo no se usará, puesto que trata sobre el filtrado de señales de los sensores inerciales (acelerómetro y girómetro).

2.1.2.- ISA [Inertial Sensor Assembly]

Una ISA es un conjunto de sensores inerciales montado rígidamente a una base común para mantener la misma relación orientaciones, como se ilustra en la siguiente figura. Los ISA por lo general contienen tres acelerómetros y tres giroscopios, como se visualiza en la figura. Sin embargo, los ISAs son utilizados para otros propósitos como por ejemplo, algunas aplicaciones de control dinámico como puede ser un piloto automático.

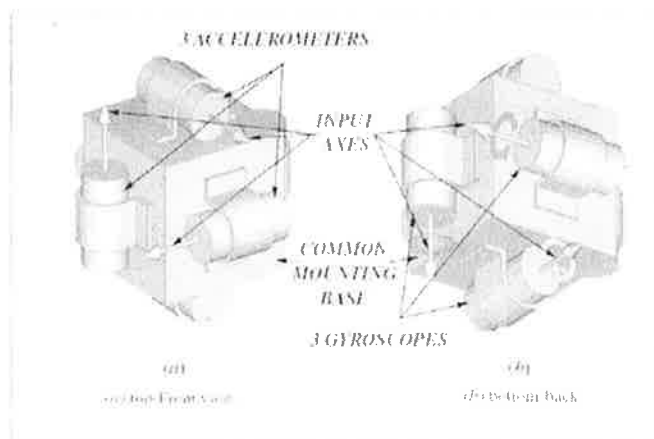


Figura 2.1: Contenido de un ISA

2.1.3.- IMU [Inertial Measurement Unit]:

Conocido como Unidad de Medición Inercial está compuesto por un ISA y los componentes electrónicos que dan control y calibración a la misma ISA, el soporte electrónico puede incluir el control o compensación térmica, de acondicionamiento de señales y el control de entradas y

salidas. Esta IMU puede incluir un procesador y el control electrónico Gimbal en el caso del sistema Gimbaled.

2.1.4.- INS [Inertial Navigation System]:

Conocido en español como Sistema de navegación inercial es un sistema que incluye una IMU además de lo siguiente:

- Una o más computadoras de navegación para calcular la aceleración gravitacional y también se encargan del procesamiento de resultados de los acelerómetros y los girómetros de la IMU para realizar una estimación de la posición de la IMU.
- Interfaces de usuario, como lo son las pantallas para el operador humano y las interfaces analógica y digital incluyendo las interfaces del vehículo de orientación y algunas funciones del control.
- Fuentes de alimentación o acondicionamiento para todo el INS

En el siguiente diagrama se puede visualizar la relación entre las últimas tres definiciones; ISA, IMU y INS [2].

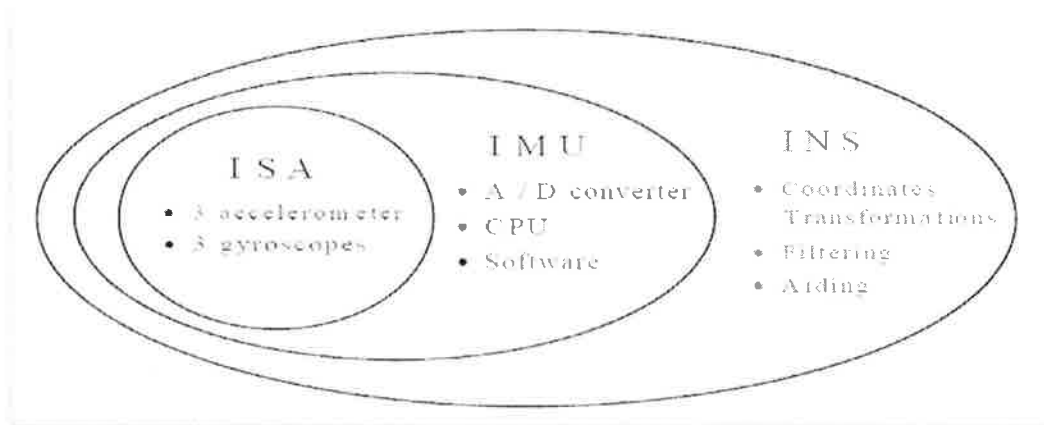


Figura 2.2: Diagrama de relación ISA-IMU-INS

Navegación Inercial:

Existen dos definiciones de navegación, estas son [2]:

1. La determinación precisa de la posición y velocidad con respecto a una referencia conocida.
2. La planeación y la ejecución de las maniobras necesarias para moverse entre puntos o localizaciones deseadas.

La navegación inercial, se basa en el principio de la primera ley del movimiento de Newton, la cual estipula “Todo cuerpo conserva su estado de velocidad de translación o rotación constante, al menos que sea perturbado por una fuerza externa”. La navegación inercial usa sensores de aceleración y velocidad angular, para estimar la posición, la inclinación y la velocidad de un vehículo el cual puede ser una nave espacial, un avión, un misil, un barco, un submarino o un vehículo terrestre.

Un Sistema de Navegación Inercial (SNI) consta de dos partes principales [9]:

- a) Unidad de Medidas Inerciales (IMU, *Inertial Measurement Unit*, por sus siglas en ingles), que consiste en un arreglo de sensores (ISA): tres acelerómetros y tres girómetros. Estos sensores están rígidamente montados en una base con sus ejes de manera ortonormal, es decir, formando 90°.
- b) Computadora de navegación, la cual determina en tiempo real compensaciones de las medidas de los sensores, y realiza las integraciones necesarias para la determinación de la posición y orientación del vehículo.

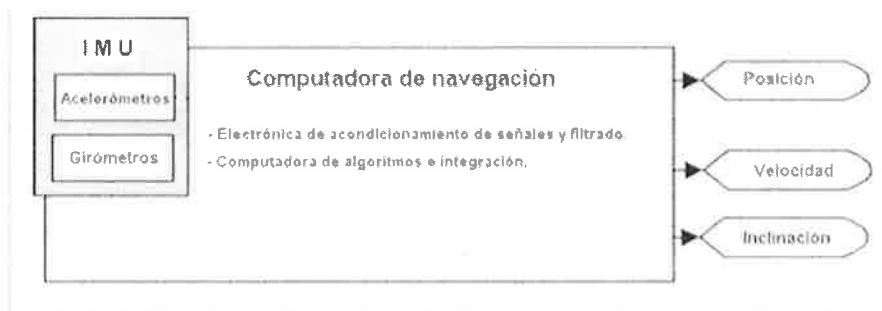


Figura 2.3. Diagrama de los Sistemas de Navegación Inercial (SNI).

Existen principalmente dos tipos de Sistemas de Navegación Inercial con diferentes características y desempeños, estos son [8]:

- Con plataforma o Gimbaled.

- Sin plataforma o Strapdown.

INS con plataforma o Gimbaled

Consta de tres acelerómetros y tres girómetros orientados Norte-Sur, Este-Oeste y Vertical. Para mantener esta orientación cuando el vehículo esta en movimiento, los seis sensores están suspendidos en una plataforma con tres soportes actuados cada uno por un servomotor. Los soportes se encuentran giro estabilizados para mantener la inclinación. Con este sistema no importa cómo se mueva el vehículo la plataforma Gimbaled mantendrá la orientación de los sensores inerciales.

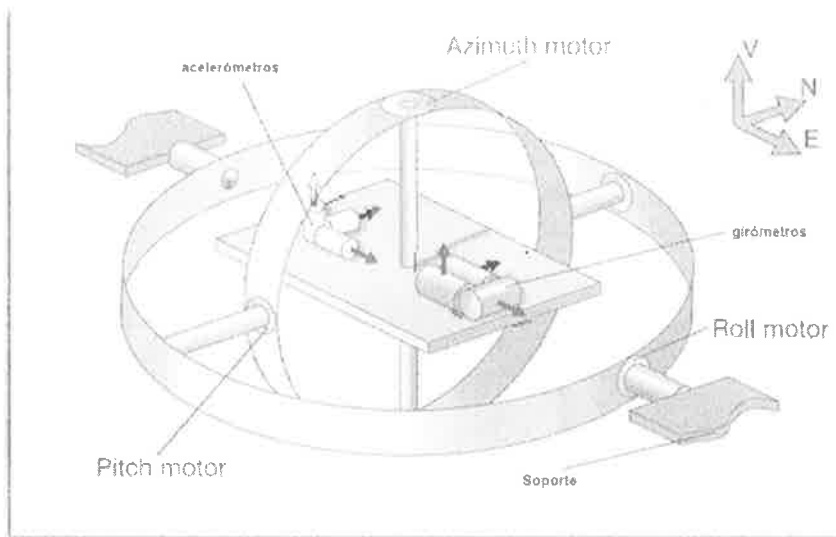


Figura 2.4. SNI con plataforma o Gimbaled.

Usando esta configuración es sencillo determinar la posición y orientación de un vehículo, es suficiente aplicar algunas compensaciones, realizar la primera integración para determinar la velocidad y finalmente efectuar la segunda integración para calcular la posición del vehículo. En la siguiente figura, se muestra en diagrama general del algoritmo de integración con plataforma o Gimbaled.

Existen algunos otros factores que se tienen que considerar al realizar las integraciones en el algoritmo Gimbaled, en seguida se listan, dando como resultado un algoritmo más complejo que el presentado en la siguiente figura.

- Aceleración de Coriolis, generada por la rotación de la tierra.
- La forma elíptica de la tierra.
- Los efectos del movimiento vertical.

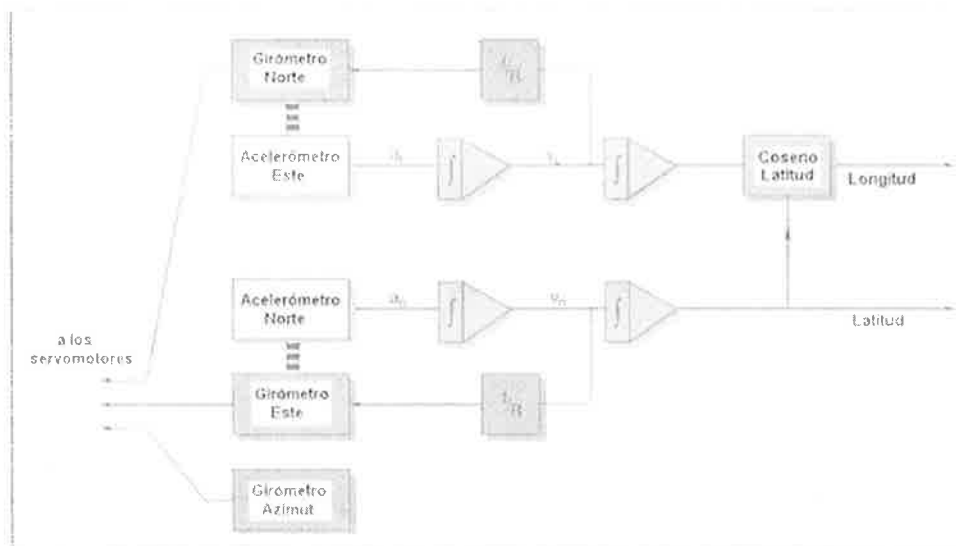


Figura 2.5. Diagrama del algoritmo de integración con plataforma o Gimbaled.

INS sin plataforma o Strapdown

Los sistemas Gimbaled son confiables y precisos. Sin embargo mecánicamente son muy complejos, costosos, requieren de una mejor disipación del calor generado por los servomotores, algoritmos para compensar el retardo y deslizamiento de los mecanismos, precisan de un mayor mantenimiento por tener partes móviles, si un sensor se daña el sistema mecánico tiene que ser desmontado en condiciones de relojero y en un ambiente de limpieza comparada a un ambiente médico. En resumen los sensores son remplazados en los laboratorios del proveedor del equipo.

En los años 70's con el mejoramiento de las computadoras para el cálculo en tiempo real, se plantea el uso de Sistemas de navegación sin plataforma o Strapdown. El sistema Strapdown consisten en la sustitución de los soportes mecánicos de compensación de giro del sistema Gimbaled, por ecuaciones matemáticas que realizan el mismo papel de la plataforma, en seguida describiremos las ecuaciones que permiten la realización de dicha tarea.

Dichas ecuaciones de rotación están definidas por un formalismo definido por la SNAME (Society of Naval Architects and Marine Engineers). El formalismo nos dice que para realizar la localización de un vehículo en 6 DOF, es conveniente definir dos ejes de referencia ver la siguiente figura:

Eje ligado a la tierra $R(X,Y,Z)$:

- X norte geográfico.
- Y este.
- Z dirigido hacia abajo.

Eje ligado al vehículo $R(X_0,Y_0,Z_0)$:

- X_0 de la proa a la popa.
- Y_0 de babor a tabor.
- Z_0 dirigido hacia abajo.

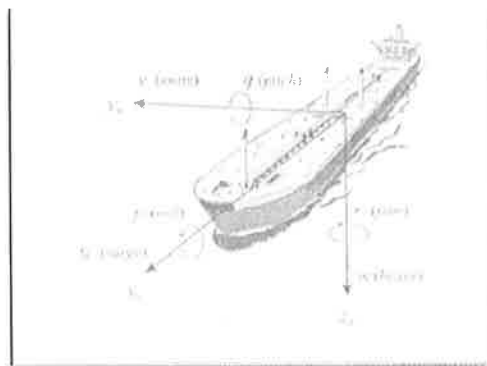


Figura 2.6. Ejes de referencia propuestos por la SNAME.

Además se definen en el eje de referencia terrestre $\eta=[\eta_1,\eta_2]^T$, con:

- $\eta_1=[x,y,z]^T$ las tres componentes de posición.
- $\eta_2=[\phi,\theta,\psi]^T$ las tres componentes de orientación.

En el eje de referencia del vehículo definimos $v=[v_1, v_2]^T$, con:

- $v_1=[u,v,w]^T$ tres velocidades lineales una para cada eje.
- $v_2=[p,q,r]^T$ tres velocidades angulares una para cada eje.

El *eje de referencia del vehículo* y el *eje de referencia terrestre* están relacionados por tres rotaciones sucesivas en cada uno de los ejes, como lo muestra la ecuación siguiente:

$R_V \xrightarrow{rot(z,\psi)} R_1 \xrightarrow{rot(y,\theta)} R_3 \xrightarrow{rot(x,\phi)} (R_3 = R_T)$ Dando como resultado la Matriz de Rotación siguiente, que también es conocida como el Modelo Cinemático [4]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{c1}(\eta_2) & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & J_{c2}(\eta_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \\ p \\ q \\ r \end{bmatrix}$$

$J_{c1}(\eta_2)$ y $J_{c2}(\eta_1)$ son matrices de 3×3 que relacionan las velocidades lineales y angulares entre el eje del vehículo y el eje ligado a la tierra.

El algoritmo de integración Strapdown se muestra en la siguiente figura [10]. En este diagrama se pueden ver las ecuaciones para la compensación de fuerza centrífugas y de la compensación de la gravedad, así como la Matriz de Rotación (Modelo cinemático) definida anteriormente y que hace el papel de los soportes mecánicos de compensación de giro del sistema Gimbaled.

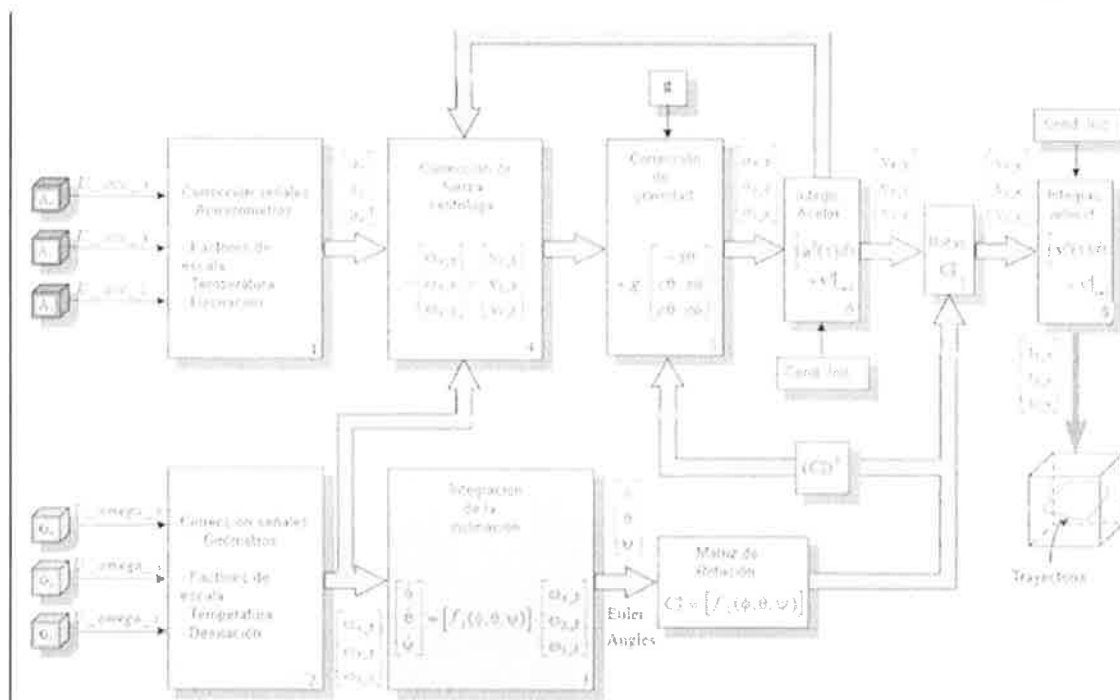


Figura 2.7 Diagrama del algoritmo de integración sin plataforma o Strapdown. Con plataforma (Gimbaled) vs. Sin plataforma (Strapdown)

En general los sistemas de navegación inercial se enfrentan a diversas fuentes de errores, principalmente:

- Inicialización de las variables.
- Desviación de los sensores.
- No linealidades de los sensores.
- No alineamiento de la instrumentación.
- Factores de escala.

Los problemas anteriores son minimizados usando algoritmos de compensación.

Compensación de la gravedad:

Cualquier cuerpo es expuesto a un campo gravitacional (g). Este campo produce una aceleración de $g = 9.81 \text{ m/s}^2$ en la dirección hacia abajo.

No importa cómo se construye un acelerómetro, podemos pensar en ello como se muestra en la siguiente figura. El acelerómetro consiste en una masa, m , suspendido de un caso por un par de resortes. La flecha indica el eje de entrada.

Una aceleración a lo largo del eje de entrada causará que la masa sea desplazada de su posición de equilibrio. Este desplazamiento será proporcional a la aceleración. Una aceleración positiva en la dirección causará que la masa baje con respecto a la carcasa [1].

Ahora imagina que el acelerómetro está sentado en un banco en un campo gravitacional. Entonces tenemos que la masa esta desplazada hacia debajo de nuevo. Por lo tanto, la salida del acelerómetro, debido a un campo gravitatorio es negativa. La salida de un acelerómetro es llamada fuerza específica y está dada por:

$$\mathbf{F} = \mathbf{a} - \mathbf{g}$$

Donde:

F =Fuerza específica

a =aceleración respecto al marco inercial

g =aceleración gravitacional

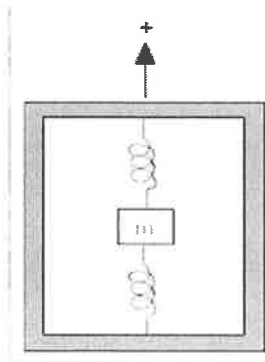


Figura 2.8: Diagrama general de los acelerómetros

Compensación de las fuerzas centrífugas:

La siguiente figura explica las fuerzas que actúan sobre la masa sísmica de un acelerómetro [10].

Donde:

a_x^b =aceleración lineal

g_x^b =componente axial de la Aceleración gravitatoria estática

$a_{cf_x}^b$ =aceleración centrípeta

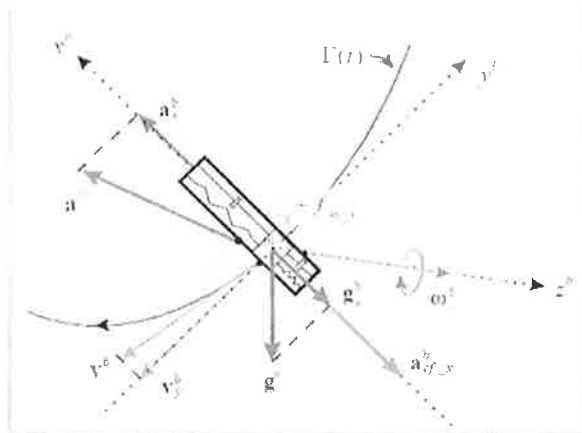


Figura 2.9 Diagrama de compensación de las fuerzas centrífugas

La fuerza específica en función de los componentes de la aceleración a lo largo de un sistema de referencia del cuerpo en movimiento (por ejemplo eje X) son los siguientes:

$$f_{m_x}^b = a_x^b + a_{cf_x}^b - g_x^b$$

La aceleración del cuerpo “a” con respecto a la corrección de la fuerza centrípeta y aceleración gravitacional es expresada por:

$$\mathbf{a}^b = \mathbf{a} - \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{v}^b + \mathbf{R} \cdot \mathbf{g}^n$$

Donde: $\boldsymbol{\omega}$ = el vector de velocidad angular

\mathbf{v}^b = El vector de velocidad dado en coordenadas del sistema b

\mathbf{R} = La matriz lineal de las velocidades de rotación del sistema de coordenadas local n para el cuerpo sistema de coordenadas b .

2.2.- ERRORES EN EL SISTEMA DE NAVEGACIÓN INERCIAL. [2]

2.2.1.- FUENTES DE ERROR

Las fuentes de error en los SIN son numerosas, en este trabajo se mencionan solo algunas. Si se requiere más detalle de este tema se sugiere ver [12].

2.2.1.1.- ERROR DE INICIALIZACIÓN

La Navegación Inercial puede integrar solamente aceleraciones medidas a partir de las propagaciones estimadas de posición y velocidad. Por lo que requieren de valores iniciales. Los errores de inicialización se ubican en los errores de los valores iniciales

2.2.1.2.- ERROR DE ALINEACIÓN.

Las aplicaciones del INS deben incluir un periodo inicial para la alineación de los giroscopios, en un sistema de plataforma o gimbal y en la altitud para los cosenos directores, para sistemas strapdown, esto con respecto a los ejes de navegación. Errores que permanecen al final de este periodo son los errores de alineación. Éstos incluyen las inclinaciones (las rotaciones sobre el eje horizontal) y errores de encabezado (las rotaciones sobre el eje vertical).

Los errores de inclinación introducen los errores de aceleración a través del cálculo erróneo de aceleración gravitatoria, y éstos propagan principalmente como las oscilaciones de Schuler, además un no-cero significa un error aproximadamente igual al error de inclinación en radianes semejante al radio del centro de tierra. Los errores del acimut iniciales rotan la

trayectoria del sistema principalmente sobre el punto de inicio, y hay efectos secundarios debido a las aceleraciones del coriolis y excitación de oscilaciones de Schuler.

2.3.- PROCESAMIENTO DE SEÑALES

2.3.1.- ADQUISICIÓN DE DATOS CON LABVIEW. [3]

2.3.1.1 INTRODUCCIÓN

Hay varios tipos de sistemas de adquisición de datos. Los Data loggers son sistemas que operan de forma independiente (stand-alone), la única función del ordenador es el volcado de los datos adquiridos. Las tarjetas DAQ (Data Acquisition) no operan de forma independiente sino que necesitan un ordenador para gobernarlas, las hay internas que usan como interfaces habituales PCI, PXI o PCI Express y externas como USB o RS-232.

Las capacidades comunes que suelen tener las DAQ son:

- Adquisición de señales analógicas.
- Generación de señales analógicas.
- Generación y adquisición de señales digitales.
- Contadores y timers.
- Triggers (re-tiggers y post-trigger).
- Auto calibración, sensores y varios.

El diagrama a bloques típico de una DAQ se muestra en la figura 2.10



Figura 2.10 Esquema típico de un canal de entrada analógico

2.3.1.2 ADQUISICIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS.

No hay que olvidar que la entrada analógica es sólo una parte de todas las que tiene una DAQ, eso si, es el bloque más importante. Su estructura habitual se muestra en la figura 2.11, en ella se puede ver que todos los canales de entrada se multiplexan, ésta es la configuración más habitual, no obstante también pueden encontrarse tarjetas con los canales sin multiplexar, lo cuál eleva notablemente sus prestaciones y precio; el siguiente bloque es un amplificador de ganancia programable que se usa para adecuar el nivel de la señal al convertidor con el fin de aprovechar todo su rango; los siguientes bloques son un filtro antialiasing, un circuito de muestreo y retención (SH) y un convertidor analógico a digital (A/D); finalmente las muestras adquiridas se almacenan en una memoria FIFO dentro de la propia tarjeta



Figura 2.11 Esquema típico de un canal de entrada analógico

2.3.1.3 CONFIGURACIÓN DE TERMINALES.

- La adquisición de la señal puede ser diferencial, referenciada a un punto o no referenciada.
- En la medida diferencial (DIFF) se tendrá en cuenta la diferencia de tensión entre una línea y otra. En este caso el circuito externo y la tarjeta no tienen una referencia común. En la figura 2.12 se puede ver cómo el valor final es la diferencia (la salida de un amplificador de instrumentación es un cierto valor multiplicado por la resta de las tensiones de sus terminales) entre las dos líneas de uno de los ocho canales diferenciales, por ejemplo tomando el primer canal.

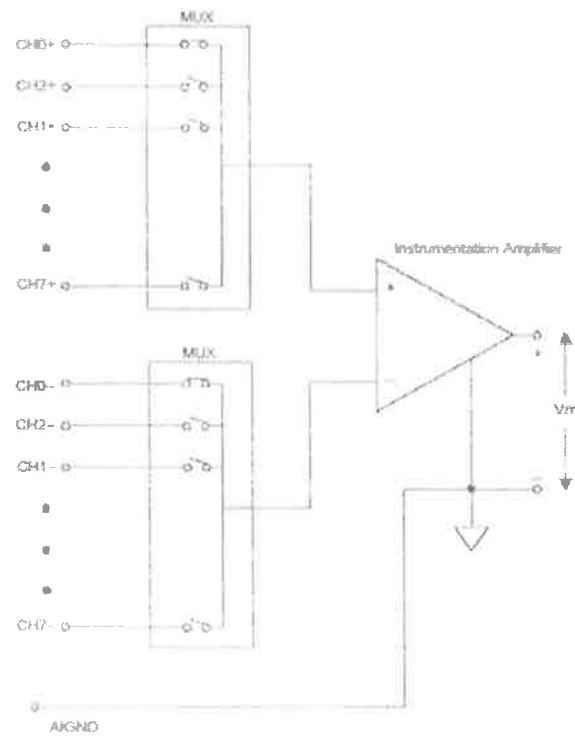


Figura 2.12 Entrada analógica diferencial

- Como regla general es preferible una medida diferencial a las otras porque presenta menos ruido, mejor rechazo al modo común, entre otras ventajas.
- Las medidas con referencia (referenced single-ended, RSE) si tienen un punto común entre el exterior y la tarjeta DAQ. En el esquema de la figura 2.13 el circuito exterior y la tarjeta DAQ compartirían la misma referencia: AIGND (analog input ground).

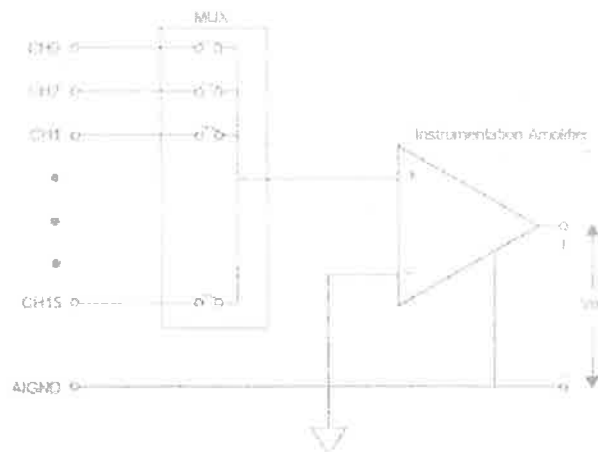


Figura 2.13 Entrada analógica con referencia común

- La ventaja de esta medida respecto a la anterior es que habrá más canales disponibles, pero todas esas entradas deben tener la misma referencia. No se recomienda si las tensiones son pequeñas, si hay una gran distancia entre el acondicionador y la tarjeta, los cables no están apantallados o se está inmerso en un ambiente ruidoso.
- En las medidas sin referencia (nonreferenced single-ended, NRSE) la señal exterior y la circuitería de la tarjeta DAQ no tienen una referencia común. En el circuito de la figura 2.14 se muestra cómo la señal exterior está referenciada al terminal AISENSE mientras que la tensión en el interior de la tarjeta DAQ tendrá como referencias AIGND.

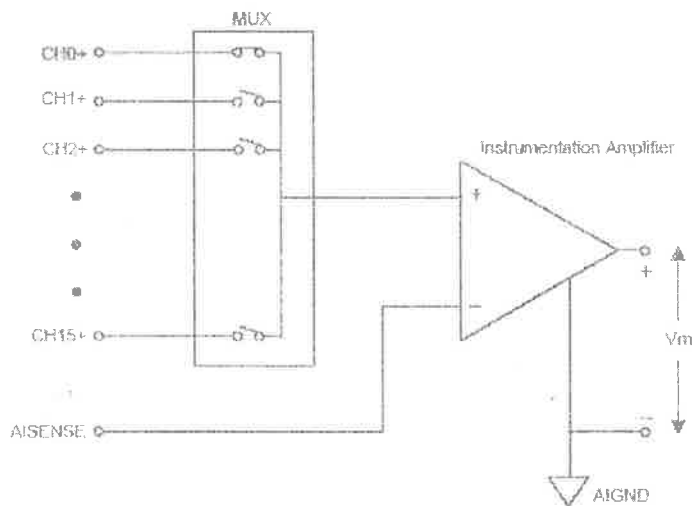


Figura 2.14 Entrada analógica sin referencia común

2.3.2.- TRATAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES.

2.3.2.1 SEÑALES. [4]

Las señales no tienen gran interés en sí mismas si no es posible transmitir las y recibir las. Las señales, por tanto, están muy ligadas a la comunicación y su procesamiento es de vital importancia en la llamada era de la información.

La información está asociada de alguna manera al conocimiento o al significado que proporciona esa información. Las señales obviamente llevan consigo la información. Sin embargo, Shannon [4] desarrolló otro concepto de información desprovisto del significado que pueda extraerse o del conocimiento que pueda derivarse de esa información. Supongamos que una fuente de información envía una serie de símbolos a un receptor. Llamamos X al conjunto de símbolos formado por : $X=\{a1 , a2 , a3 ,..., aN\}$

Los símbolos se envían a un receptor de acuerdo con sus probabilidades respectivas y hacemos la suposición (no precisamente acertada), de que las probabilidades son independientes unos de otros (fuente de información sin memoria). Es decir, enviar un símbolo ai no cambia la probabilidad de enviar el símbolo aj a continuación. Sabemos que, en general, esto no es cierto ya que por ejemplo si enviamos el carácter “q”, la probabilidad de que el siguiente símbolo sea el carácter “u” aumenta. Cada uno de los símbolos ai tiene una probabilidad de ocurrir pi . Los símbolos pueden ser caracteres del alfabeto, números, bits, puntos, rayas, u otros.

Shannon defiende que en el caso de una fuente de información sin memoria, la información proporcionada por el símbolo ai depende únicamente de su probabilidad pi . Y define que la información del símbolo ai es $I(pi)=-\log pi$. Si se toma el 2 como base del logaritmo la unidad de información se denomina bit. Se observa que la información es una función decreciente de la probabilidad, lo que implica que un símbolo proporciona más información cuanto más incertidumbre (menos probabilidad) tenga.

El contenido total de información $H(X)$ proporcionado por una fuente de información sin memoria de un conjunto X de símbolos será la suma ponderada de las informaciones de cada

símbolo:
$$H(X) = \sum_{i=1}^N p_i I_i = -\sum_{i=1}^N p_i \log p_i$$

A este valor, que representa la información ofrecida por una fuente, Shannon le quiso llamar entropía, pero fue convencido por colegas para llamarle información. El nombre entropía no era descabellado ya que al igual que en la entropía termodinámica (que crecía a medida que

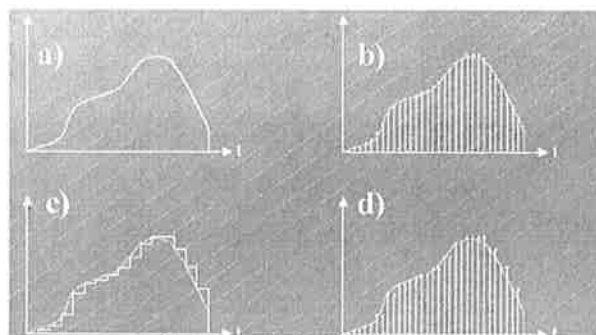
aumentaba el desorden), aquí la información aumenta a medida que aumenta la incertidumbre sobre lo que recibimos. .

Una vez fundamentada su teoría, Shannon fue más allá y dedujo que el valor $H(X)$ era también el número mínimo de bits por símbolo que pueden utilizarse para enviar información con los símbolos de X y que la probabilidad de error en la decodificación sea despreciable. De esta forma sentó los límites teóricos de la compresión de señales. La mención a los límites teóricos se hace porque Shannon no se preocupa del algoritmo decodificador de símbolos, que en el caso de utilizar un número de bits $H(X)$ será muy complejo.

En un caso real, el límite en el número de bits por símbolo vendrá impuesto por la complejidad del algoritmo (y la capacidad de procesamiento disponible) y no por el valor $H(X)$. De ahí que se hable de límite teórico. Las señales con las que vamos a tratar son lógicamente señales eléctricas, pero eso no las hace diferentes de los símbolos de los que hemos estado hablando hasta ahora. De hecho, los símbolos son ahora, para nosotros, señales eléctricas.

TIPOS DE SEÑALES.

- a) Analógicas, $x(t)$: Amplitud y Tiempo continuos.
- b) Muestreadas, $x_s[n]$: Tiempo Discreto, Amplitud continua.
- c) Cuantizada, $x_Q(t)$: Tiempo Continuo, Amplitud discreta.
- d) Digital, $x_Q[n]$: Tiempo y Amplitud discretos.



Clasificación de señales basada en su duración:

- Causales: Son 0 para $t < 0$. Se definen sólo para el eje positivo de t .

- Anticausales: Son 0 para $t > 0$. Se definen sólo para el eje negativo de t .
- No causales: Se definen para ambos ejes de t .
- Continuas: Se definen para todo tiempo t .
- Periódicas: $xp(t) = xp(t \pm nT)$, donde T es el periodo y n es un entero.

Clasificación de señales basadas en simetrías:

- Simetría Par: $x(t) = x(-t)$
- Simetría Impar: $x(t) = -x(-t)$

Una señal no simétrica puede siempre expresarse como la suma de una función par $x_e(t)$ y una función impar $x_o(t)$: $x_e(t) = (x(t) + x(-t))/2$, $x_o(t) = (x(t) - x(-t))/2$

Clasificación de señales basada en Energía y Potencia:

- Energía de una señal : $E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt$
- Potencia de una señal : $P_x = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_{T_0}^{T_0+T_0} |x(t)|^2 dt$

Una señal se dice que es de energía si E_x es finito, lo que implica que P_x es 0. Ej. Pulsos limitados en el tiempo. Una señal se dice que es de potencia si P_x es finito, lo que implica que E_x es infinito. Ej. Una señal periódica.

Definición de algunas señales: Figura 2.15

- Escalón unidad : $u(t)$
- Rampa : $r(t) = t u(t)$
- Pulso : $u(t+1/2) - u(t-1/2)$
- Triangular : $tri(t) = r(t+1) - 2r(t) + r(t-1)$
- Sinc : $\text{sinc}(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t}$

$$\delta(t) = 0, t \neq 0$$

- Impulso: También llamada función delta o función de Dirac: $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) d\tau = 1$

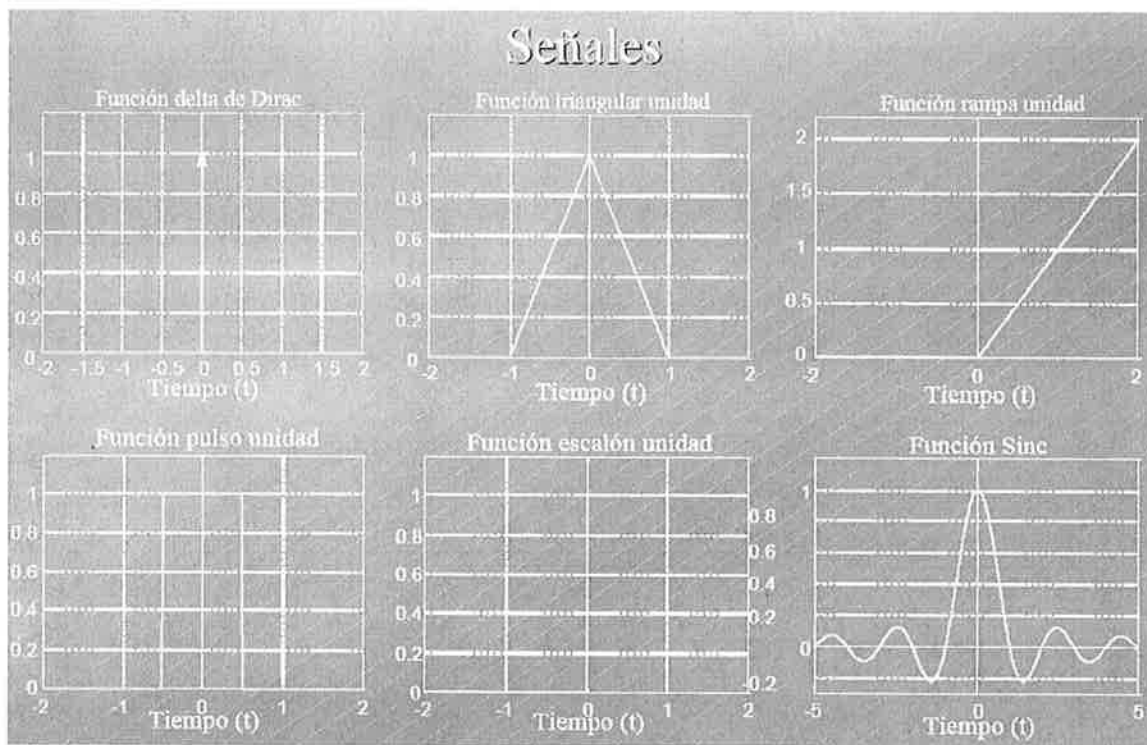


Figura 2.15 Graficas de señales

Operaciones con señales:

- Desplazamiento en el tiempo: $x(t-2)$, desplazamiento a la derecha.
- Compresión del tiempo: $x(2t)$
- Dilatación del tiempo: $x(t/2)$
- Reflexión: $x(-t)$

Un sistema físico es un conjunto de dispositivos conectados entre sí, cuyo funcionamiento está sujeto a leyes físicas. Desde nuestro punto de vista, un sistema es un procesador de señales. La señal o señales a ser procesadas forman la *excitación* o *entrada* del sistema. La señal procesada es la *respuesta* o *salida* del sistema.

El *análisis de sistemas* implica el estudio de la respuesta del sistema a entradas conocidas. La *síntesis de sistemas* se realiza especificando las salidas que deseamos para una entradas dadas y estudiando que sistema es el más adecuado (*Identificación de sistemas*).

La representación normal de un sistema (tiempo continuo) se realiza normalmente a través de ecuaciones diferenciales. Se relacionan la salida $y(t)$ y la entrada $x(t)$ mediante constantes, parámetros y variables independientes (tiempo):

$$a_0 \frac{d^n y}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dy}{dt} + a_n y = b_0 \frac{d^m x}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_{m-1} \frac{dx}{dt} + a_m x$$

Clasificación de los sistemas:

- Lineales: Los coeficientes no dependen de x ó y . No hay términos constantes.
- No lineales: Los coeficientes dependen de x ó y . Hay términos constantes.
- Invariante en el tiempo: Los coeficientes no dependen de t .
- Variante en el tiempo: Los coeficientes son funciones explícitas de t .

A los sistemas lineales se les puede aplicar el principio de superposición:

- La respuesta de un sistema a una señal de entrada $x(t)$ formada por la suma de dos o más señales ($x(t) = x1(t) + x2(t) + \dots + xn(t)$) es igual a la suma de las respuestas del sistema a cada una de las señales ($y(t) = y1(t) + y2(t) + \dots + yn(t)$).
- La respuesta de un sistema a una señal $Kx(t)$ es igual a K veces la respuesta a $x(t)$.

Un sistema es invariante en el tiempo cuando la respuesta $y(t)$ depende sólo de la forma de la entrada $x(t)$ y no del tiempo en que se aplica. Matemáticamente: u Si $L\{x(t)\} = y(t)$, entonces $L\{x(t-t_0)\} = y(t-t_0)$, donde $L\{\}$ es un operador matemático que representa el sistema físico en cuestión. La respuesta al impulso de un sistema: Se representa por $h(t)$ y es la respuesta de un sistema LTI a un impulso unidad $\delta(t)$. La respuesta al impulso nos proporciona la base para estudiar la respuesta a cualquier tipo de entrada. Por ello, se le llama también función de transferencia del sistema. Las mismas conclusiones acerca de los sistemas pueden obtenerse en caso de que el sistema sea digital.

2.3.2.1 FILTROS. [5]

Terminología y Clasificación

TERMINOLOGIA.

El término *filtro digital* lo entenderemos como cualquier procesamiento realizado en una señal de entrada digital. Un filtro digital es la implementación en hardware o software de una ecuación diferencia.

Ventajas de los filtros digitales

- Alta inmunidad al ruido
- Alta precisión (limitada por los errores de redondeo en la aritmética empleada)
- Fácil modificación de las características del filtro
- Muy bajo coste (y bajando)

Por estas razones, los filtros digitales están reemplazando rápidamente a los filtros analógicos.

CLASIFICACIÓN.

Filtros FIR (Finite Impulse Response)

- Un filtro FIR de orden M se describe por la siguiente ecuación diferencia:
 $y[n] = B_0x[n] + B_1x[n-1] + \dots + B_Mx[n-M]$, lo que da lugar a la función de transferencia $H(z) = B_0 + B_1z^{-1} + \dots + B_Mz^{-M}$.
- La secuencia $\{B_0 + \dots + B_M\}$ son los coeficientes del filtro.
- No hay recursión, es decir, la salida depende sólo de la entrada y no de valores pasados de la salida.
- La respuesta es por tanto una suma ponderada de valores pasados y presentes de la entrada. De ahí que se denomine Media en Movimiento (Moving Average)
- La función de Transferencia tiene un denominador constante y sólo tiene ceros.
- La respuesta es de duración finita ya que si la entrada se mantiene en cero durante M periodos consecutivos, la salida será también cero.

Filtros IIR (Infinite Impulse Response)

Veremos dos variaciones de este tipo de filtros: AR y ARMA

Filtros AR (Autoregresivo)

- La ecuación diferencia que describe un filtro AR es
 $y[n] + A_1y[n-1] + A_2y[n-2] + \dots + A_Ny[n-N] = x[n]$, lo que da lugar a una función de transferencia $H(z) = \frac{1}{1 + A_1z^{-1} + A_2z^{-2} + \dots + A_Nz^{-N}}$
- La función de transferencia contiene solo polos.

- El filtro es recursivo ya que la salida depende no solo de la entrada actual sino además de valores pasados de la salida (Filtros con realimentación).
- El término autoregresivo tiene un sentido estadístico en que la salida $y[n]$ tiene una regresión hacia sus valores pasados.
- La respuesta al impulso es normalmente de duración infinita, de ahí su nombre.

Filtros ARMA (Auto regresivo y Media en Movimiento)

- Es el filtro más general y es una combinación de los filtros MA y AR descritos anteriormente. La ecuación diferencia que describe un filtro ARMA de orden N es $y[n] + A_1y[n-1] + A_2y[n-2] + \dots + A_Ny[n-N] = B_0x[n] + B_1x[n-1] + \dots + B_Mx[n-M]$, y la función de transferencia $H(z) = \frac{B_0 + B_1z^{-1} + \dots + B_Mz^{-M}}{1 + A_1z^{-1} + A_2z^{-2} + \dots + A_Nz^{-N}}$
- Un filtro de este tipo se denota por ARMA(N,M), es decir es Autoregresivo de orden N y Media en Movimiento de orden M .
- Su respuesta a impulso es también de duración infinita y por tanto es un filtro del tipo IIR.

Podemos ver la clasificación de los filtros digitales de acuerdo a sus ecuaciones de diferencias en la tabla de la figura 2.16 y de acuerdo a su terminología en la figura 2.17

<i>Ecuación Diferencia</i>	<i>Tipo de Filtro</i>
$y[n] = \sum_m B_m x[n-m]$	<i>FIR (Finite Impulse Response), No Recursivo, Moving Average (MA) orden M, Todo ceros</i>
$\sum_k A_k y[n-k] = x[n]$	<i>IIR (Infinte Impulse Response), Recursivo, Autoregresivo (AR) orden N, Todo polos</i>
$\sum_k A_k y[n-k] = \sum_m B_m x[n-m]$	<i>IIR Recursivo, ARMA(N,M), Polos y Ceros</i>

Figura 2.16 Clasificación de los filtros digitales de acuerdo a sus ecuaciones de diferencias

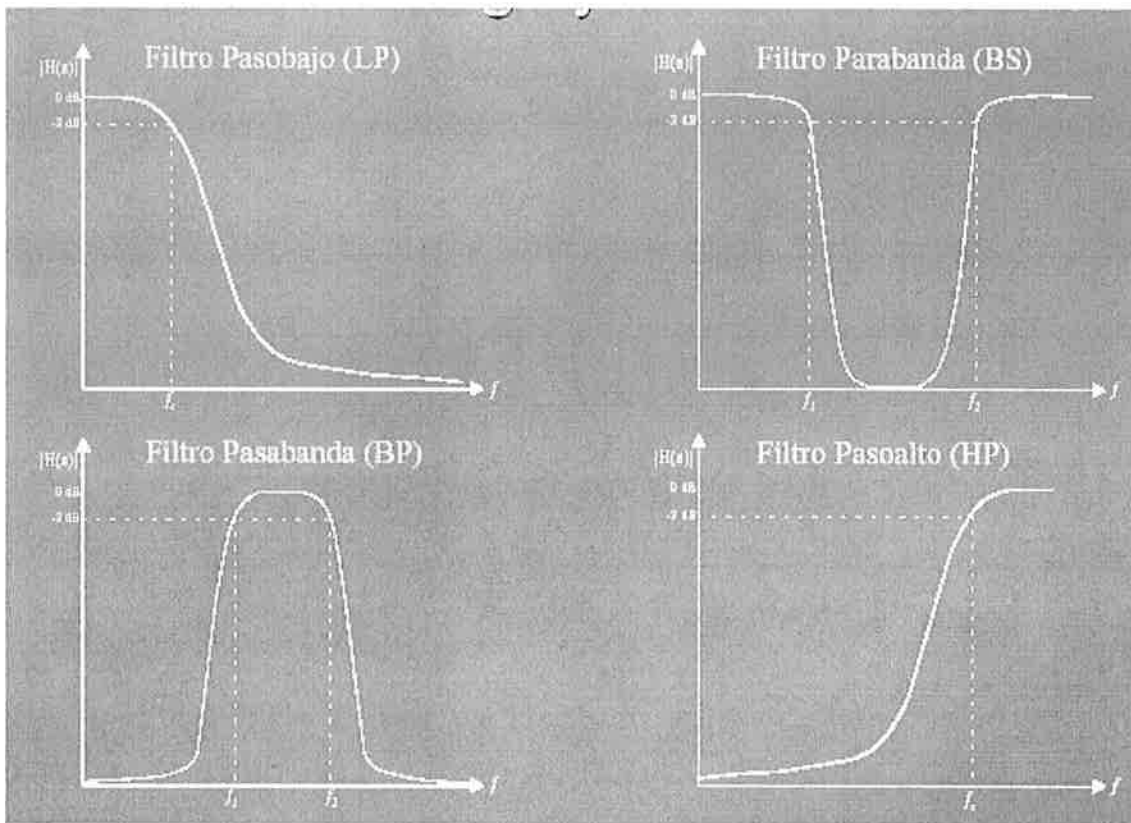


Figura 2.17: Graficas de los filtros digitales de acuerdo a su terminología.

Proceso de Diseño de Filtros Digitales

El proceso de diseño de un filtro digital requiere varios pasos

- Establecer las especificaciones del filtro para unas determinadas prestaciones. Estas especificaciones son las mismas que las requeridas por un filtro analógico : frecuencias de para-banda y pasa-banda, atenuaciones, ganancia DC, etc.
- Determinar la función de transferencia que cumpla las especificaciones.
- Realizar la función de transferencia en hardware o software.
- Los filtros IIR producen en general distorsión de fase, es decir la fase no es lineal con la frecuencia.
- Los filtros FIR son de fase lineal.
- El orden de un filtro IIR es mucho menor que el de un filtro FIR para una misma aplicación.
- Los filtros FIR son siempre estables.

2.4.- TRANSFORMADA WAVELET

2.4.1.- INTRODUCCIÓN [6]

La representación y la búsqueda de información en las diferentes señales producidas por procesos se ha desarrollado y mejorado a través del tiempo. Las señales estacionarias han sido estudiadas desde hace siglos y antes de Fourier sólo se analizaban las amplitudes de la señal examinando la repetición de algunos componentes. Se desarrollaron diversas técnicas para encontrar información o características no perceptibles como la auto-correlación o tiempo sincrónico promedio, que atenúa el ruido existente en una señal. La aplicación de estas técnicas proveían una limitada cantidad de información. La necesidad de distinguir los componentes de naturaleza similar u oculta en una señal compleja condujo a la búsqueda de nuevas formas de representación de las señales.

Jean Baptiste Joseph Fourier, un matemático francés, propuso en 1807 que cualquier forma de onda repetitiva se puede expresar como una suma infinita de ondas sinusoidales y cosinusoidales de diversas frecuencias. Con esto se inició el análisis de Fourier y el análisis de las señales en el dominio de la frecuencia, de forma tal que la transformada de Fourier se aplicó en todos los problemas de ingeniería.

El análisis de Fourier, para una señal estacionario o no, dice qué frecuencias existen en la señal. Sin embargo, no dice cuándo ocurren esas frecuencias, de forma que no especifica cómo evoluciona en el tiempo el espectro en frecuencia de la señal. El análisis usando transformada de Fourier es bastante útil, pero al pasar al dominio de la frecuencia se pierde información respecto al tiempo, esto hace imposible determinar cuándo ocurre un determinado evento. Esto no es inconveniente si la señal es significativamente estable. Sin embargo, existen bastantes señales que tienen características transitorias muy importantes. Para estas señales la transformada de Fourier no es la herramienta más adecuada para su estudio. Esta desventaja se condujo a dos técnicas en el análisis en el dominio de la frecuencia, uno es cortar en intervalos de tiempo la señal y analizar la frecuencia contenida, el otro, filtrar la señal a diversas bandas de frecuencia y después cada banda partirla en intervalos de tiempo y analizar su contenido de energía. Esto produjo el desarrollo de la Transformada de Fourier de Tiempo Corto (STFT) y la Transformada Wavelet.

La Transformada Wavelet es una representación en tiempo-frecuencia y está relacionada con los armónicos de la señal. Al representar una señal en frecuencia y tiempo se puede cortar la señal en partes y analizarlas por separado. A diferencia de la Transformada de Fourier en el análisis con Wavelets no se asume que la señal analizada sea periódica, por lo tanto es posible estudiar señales que muestren cambios bruscos, señales discontinuas y aperiodicas.

Alfred Haar, en 1909, introdujo las funciones que actualmente se llaman “Wavelet de Haar”. En la década de 1930, John Littlewood y R.E.A.C. Paley desarrollaron un método de agrupación de frecuencias por octavas, creando una señal con una frecuencia bien localizada y con un tiempo relativamente bien localizado. Denis Gabor, en 1946, mediante una especie de ventana, modificó la Transformada de Fourier para analizar secciones pequeñas de una señal para un determinado tiempo. Morlet y Grossman, en 1946, publicaron un artículo donde por primera vez se emplea el término Wavelet. Séphane Mallat, en 1986, vinculó la teoría de Wavelets a la literatura existente sobre codificación de sub-bandas y filtros de duplicación de cuadratura, que son las versiones de las Wavelets del procesamiento de imágenes. Ingrid Daubechies, en 1987, desarrolló una versión completamente nueva de Wavelets, que no sólo eran ortogonales sino que también se podían implementar mediante sencillas ideas de filtrado digital, de hecho, mediante cortos filtros digitales.

2.4.2.- LA TRANSFORMADA DE FOURIER [5]

La Transformada de Fourier hace posible cambiar señales de el dominio en el tiempo al dominio en la frecuencia, tal como se observa en la figura 2.18



Figura 2.18 Esquema de la Transformada de Fourier

La Transformada de Fourier transforma una función $f(x)$, dependiente del tiempo, a $F(u)$, dependiente de la frecuencia, que se define como: $F(u) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-j2\pi ux} dx$ Donde $j = \sqrt{-1}$. De igual forma, dado $F(u)$ se puede obtener $f(x)$ usando la transformada inversa de Fourier como sigue: $f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} F(u)e^{j2\pi ux} du$

El análisis de Fourier, en la forma matemática, es una técnica para transformar nuestra señal en el dominio del tiempo a la del dominio de la frecuencia. Una importante desventaja en la transformación de la señal en el dominio de la frecuencia, es que la información del tiempo se pierde, porque no se sabe cuando toma lugar un evento en particular. Si la señal fuese estacionaria, no habría problema, sin embargo, la mayoría de las señales contienen características no estacionarias o transitorias que son a menudo lo más importante, y es donde el análisis de Fourier no es adecuado para detectarlas.

Dennis Gabor, tratando de corregir esta deficiencia, aplicó la transformada de Fourier para poder analizar una pequeña sección de la señal en el tiempo. Esta técnica es llamada ventaneo. La transformada de tiempo corto de Fourier (STFT), proporciona información en el momento y frecuencia en que ocurre un evento de señal. Pero esta información es de precisión limitada, ya que está determinada al tamaño de la ventana, como se ve en la figura 2.19. [7]



Figura 2.19 Esquema de la Transformada de Fourier de tiempo corto

2.4.3.- LA TRANSFORMADA WAVELET

La transformada Wavelet es un método de convertir una función, que representa a una señal, en otra forma, cuyas características permiten que su estudio sea más sencillo. Wavelet

permite el uso de intervalos de tiempo largo, donde podemos requerir de mayor precisión en la información de baja frecuencia y regiones mas cortas en las de alta frecuencia. Su esquema se observa en la figura 2.20



Figura 2.20 Esquema de la Transformada Wavelet

Para realizarlo se requiere de una Wavelet, la cuál es una forma de onda. De hecho una Wavelet es una función $\Psi(t)$, que satisface ciertos criterios matemáticos. Estas funciones son manipuladas a través de un proceso de traslación y dilatación para transformar la señal en otra, que cambia sus parámetros a tiempo y escala. Se puede utilizar cualquier Wavelet para analizar datos, pero la mejor será aquella que por la naturaleza de los datos se adapte para el análisis. En la figura 2.21 se muestran algunas wavletes comúnmente usadas.

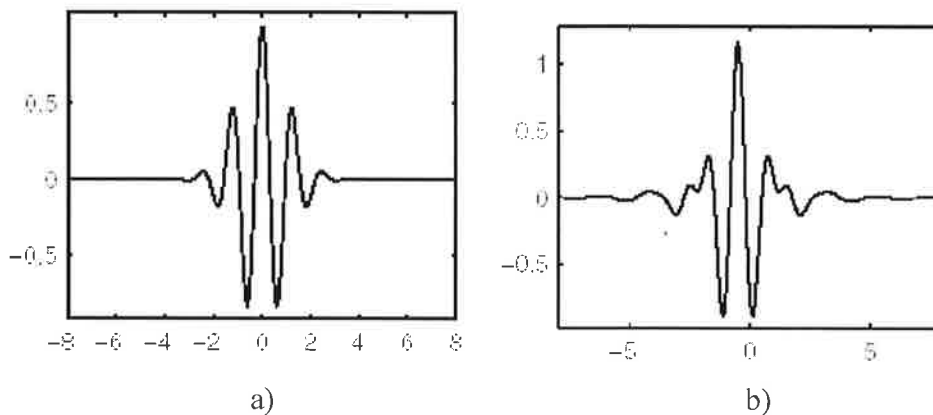


Figura 2.21 Dos tipos de Wavelets: a) Morlet, b) Meyer

Requerimientos para una Wavelet [5]

Como ya se menciona, una wavelet es una función que debe cumplir ciertos criterios matemáticos.

1. Una wavelet debe tener energía finita: $E = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt < \infty$

2. Si $\hat{\psi}(f)$ es la transformada de Fourier de $\psi(f)$, donde $\hat{\psi}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t)e^{-i2\pi ft} dt$,

entonces la siguiente condición se debe mantener: $C_g = \int_0^{\infty} \frac{|\hat{\psi}(f)|^2}{f} df < \infty$. Esto

significa que la Wavelet debe tener una media igual a cero, a la última ecuación se le conoce como condición de admisibilidad y a C_g se le llama constante de admisibilidad.

Para lograr flexibilidad en el proceso se requieren realizar dos manipulaciones básicas: la dilatación y la traslación de la Wavelet madre. La dilatación y compresión de la señal es la modificación del factor de escala. Denominado con la letra "a". Como se ve en la figura 2.22

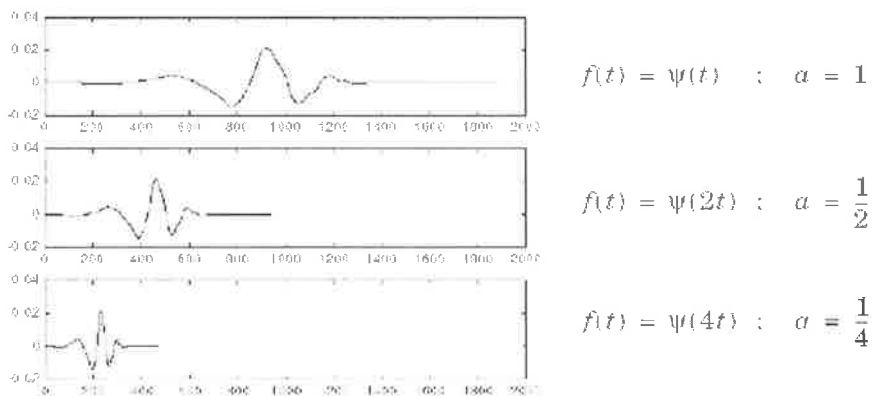


Figura 2.22 Dilatación y contracción de la wavelet madre

Para la Wavelet Mexican Hat a es la distancia del centro de la función al cruce del eje del tiempo. El movimiento de traslación de la Wavelet a lo largo del eje del tiempo está controlado por el parámetro de traslación b . Como se observa en la figura 2.23

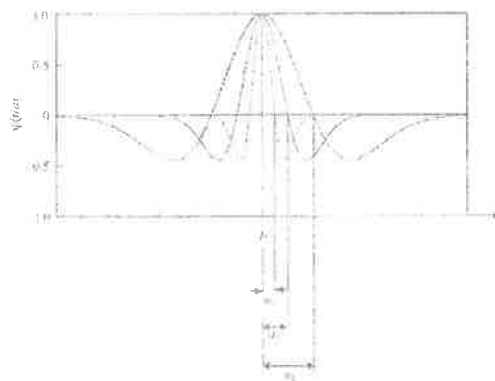


Figura 2.23 Parámetro de dilatación

La figura 2.24 muestra el movimiento de traslación a lo largo del eje de tiempo desde b_1 , b_2 , y b_3 . Estas traslaciones y dilataciones de la Wavelet madre se denotan por: $\psi = \left[\begin{matrix} (t-a) \\ a \end{matrix} \right]$. Así la transformada Wavelet continua de una señal con respecto a la función wavelet se define:

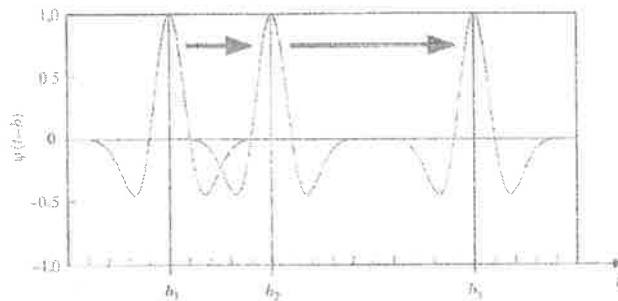
$$T(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int x(t) \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt . \text{ Donde } x(t) \text{ es una señal.}$$


Figura 2.24 Parámetro de traslación

Para recuperar la señal original existe la transformada Wavelet inversa definida como:

$$x(t) = \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} T(a,b) \psi_{a,b}(t) \frac{da db}{a^2} . \text{ Para la transformada inversa se usa la función Wavelet}$$

original en lugar de su conjugado, como se usa para la transformada directa.

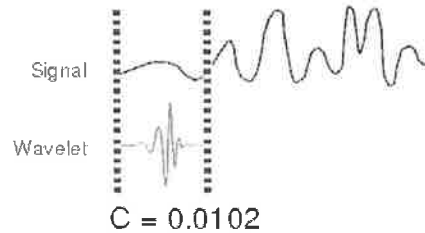
2.4.3.1 TRANSFORMADA WAVELET CONTINUA (CWT).

La transformada Wavelet continua es la suma sobre todo el tiempo de la señal multiplicada por versiones de la Wavelet madre trasladada y dilatada. Ese proceso produce coeficientes Wavelet que son función de la escala y posición

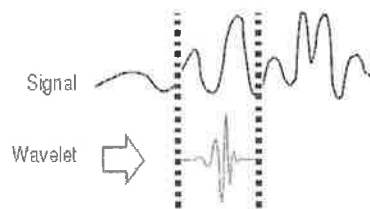
Proceso de cálculo de la transformada Wavelet continua:

1. Tomar una wavelet y compararla con una sección al comienzo de la señal original.
2. Calcule un número, C, que representa qué tanto se correlaciona la wavelet con la sección de la señal. Entre mayor sea C, mayor es la semejanza. Más precisamente, si la energía de la señal y de la wavelet son iguales a uno, C se puede interpretar como el

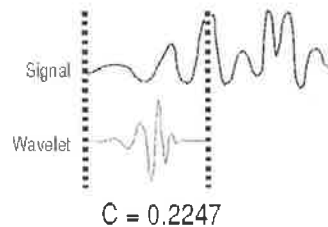
coeficiente de correlación. Hay que hacer notar aquí que los resultados dependen de la forma de la wavelet que se elija.



3. Desplazar la wavelet hacia la derecha, repetir los pasos 1 y 2 hasta cubrir toda la señal.



4. Escalar (dilatarse) la wavelet y repetir los pasos 1 al 3.



5. Repetir los pasos 1 al 4 para todas las escalas.

Al terminar, se tendrán los coeficientes producidos a diferentes escalas, por las diferentes secciones de la señal. Los coeficientes constituyen los resultados de una regresión de la señal original obtenida por las wavelets. Las gráficas de los coeficientes de la transformada de wavelet son precisamente la representación tiempo-escala de la señal. Ver figura 2.25

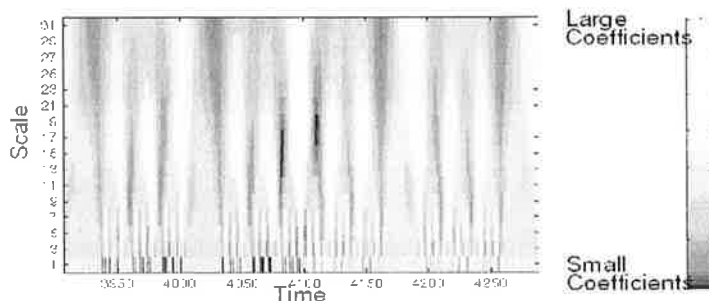


Figura 2.25 Grafica de coeficientes

Escala Y Frecuencia

Las escalas superiores corresponden al alargamiento de las wavelets. Mientras más alargada sea la wavelet, más larga será la porción de la señal con la que se comparara, y así las desigualdades de la señal serán medidas por los coeficientes de wavelet.

Si la escala es baja “a”, se comprime la wavelet, tiene un rápido cambio en sus características y su frecuencia es alta “w”.

Si la escala es alta “a”, se alarga la wavelet, tiene un lento cambio en sus características y su frecuencia es baja “w”.

2.4.3.2 TRANSFORMADA DISCRETA DE WAVELET

Calcular los coeficientes de wavelet escala por escala, genera muchos procedimientos y también mucha información. Así para reducir esto, podemos elegir escalas y posiciones en potencia de dos a las que llamaremos (diádicos), con esto el análisis será más eficiente y preciso. Para esto se utilizara la Transformada discreta de wavelet (DWT). Esta tipo de discretización queda como sigue:

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \psi\left(\frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right)$$

Donde m y n controlan la dilatación y traslación respectivamente; a_0 es el parámetro fijo de traslación ajustado a un valor mayor que 1, y b_0 es el parámetro de localización que debe ser más grande que cero. La transformada wavelet de una señal continua $x(t)$ empleando wavelets discreta es:

$$T_{m,n} = \int x(t) \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \psi(a_0^{-m} t - nb_0) dt$$

Que también puede ser expresado como el producto interno: $T_{m,n} = (x, \psi_{m,n})$. Donde $T_{m,n}$ son los valores de la transformada Wavelet discreta en el espacio escalados con los índices m, n . Para la transformada Wavelet discreta los valores $T_{m,n}$ son conocidos como los coeficientes Wavelet.

Mallat desarrolló en 1988 un algoritmo para implementar este método usando filtros, este algoritmo es conocido como codificación de dos canales en sub-bandas. Con este algoritmo se obtiene una FWT, un área donde pasa la señal y se obtienen rápidamente los coeficientes.

Aproximaciones y Detalles

En el análisis de wavelet, se menciona aproximaciones y detalles. La aproximación son las escalas altas, componentes de baja frecuencia de la señal. Y los detalles son las escalas bajas, y componentes de alta frecuencia. Para muchas señales, el contenido de bajas frecuencias (“aproximación”, de gran escala) es el más importante. Es lo que da a la señal su identidad. Las altas frecuencias (los “detalles”, de pequeña escala) imparten “sabor”. Al usar el filtrado, nos separa nuestra señal en dos partes A y D. Ver figura 2.26

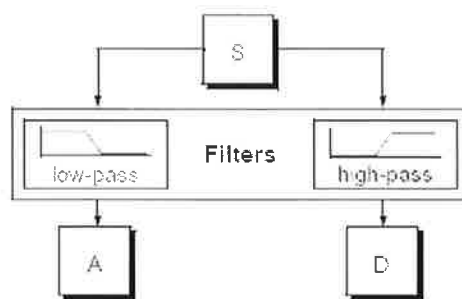


Figura 2.26 Proceso de filtrado para obtener altas y bajas frecuencias.

Se observa por ejemplo, que al tener la señal original que consiste en 1000 muestras, y el resultado del filtrado de las señales tenemos 1000 muestras por cada una, siendo un total de 2000.

Esto es inconveniente ya que tenemos valores de 2000 en lugar de las 1000 que se tenían al principio. Usando programación por computadora, podemos hacer más sutil la descomposición utilizando wavelets. Se mantiene un solo punto para cada una de las dos salidas para conseguir la información completa. Este método se llama *downsampling* (submuestreo) para eliminar la duplicación de datos. Producimos dos secuencias CA y CD. Este nuevo proceso (ver a la derecha de la figura 2.27) produce coeficientes DWT.

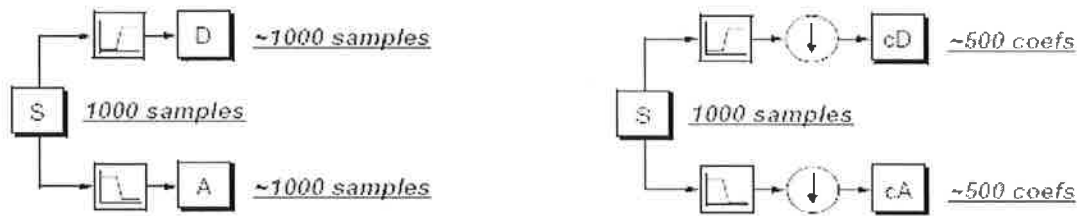


Figura 2.27 Esquema del Downsampling

Para apreciar mejor este proceso, expondremos un ejemplo. Se realizará una fase de la transformada discreta de wavelet de una señal. La señal será una senoidal pura de alta frecuencia con ruido añadido. Al ver la figura 2.28 se nota que los coeficientes CD son pequeños y están constituidos principalmente de ruido de alta frecuencia, mientras que la aproximación de coeficientes CA contienen menos ruido que la señal original.

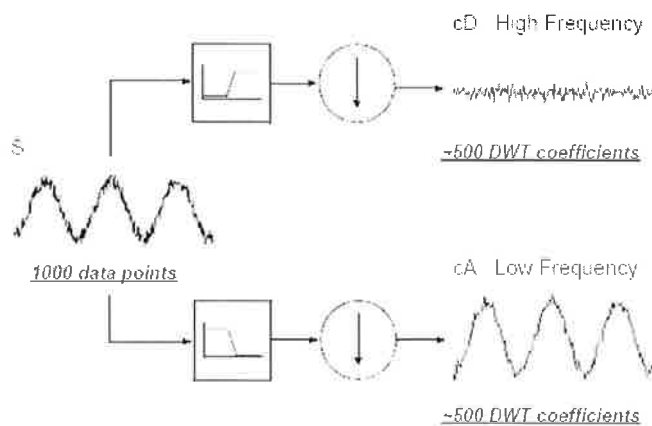


Figura 2.28 Resultado gráfico del filtrado y del downsampling.

Se puede observar, en la figura 2.27 que la longitud actual del detalle y la aproximación de los coeficientes vectoriales son un poco más de la mitad que la duración de la señal original. Esto es por el proceso de filtrado, que es ejecutado por el convolucionamiento de una señal con filtro. La convolucion “frota” la señal, al presentar varias muestras “extras” en el resultado.

Proceso de Descomposición Multinivel.

La descomposición es un proceso en el que se puede descomponer aproximaciones, de modo que una señal se divide en varios componentes de baja resolución. Esto es llamado como árbol de descomposición de wavelet.

La descomposición puede proceder indefinidamente en teoría, en realidad solo puede proceder solo hasta que el individuo detalle la consistencia de una sola muestra. Es decir, se seleccionara el número de niveles en función de la señal natural. Ver figura 2.29

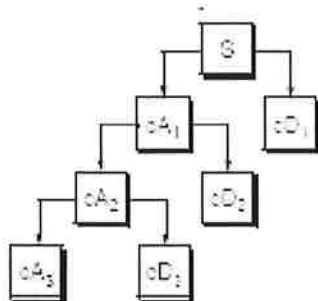


Figura 2.29 Proceso de descomposición multinivel

Se sabe que la transformada discreta de wavelet puede servir para analizar o descomponer una señal o imagen, pero para que sea util, los componentes finales se tienen que volver a ensamblar para formar la señal original, esto evita la pérdida de información. Este Proceso se llama Reconstrucción. En términos matemáticos se hace llamar Transformada inversa discreta de wavelet (IDWT). Ver figura 2.30

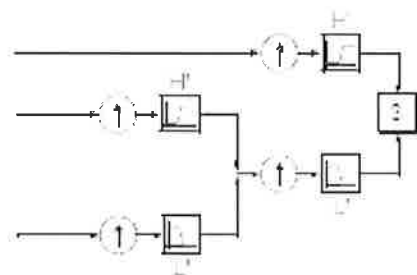


Figura 2.30 Reconstrucción de una señal

Donde el análisis de wavelet envuelve filtrado y submuestreo (downsampling), la reconstrucción consiste de sobremuestreo (upsampling) y filtrado. El sobremuestreo es el proceso de alargar un componente de la señal insertándole ceros entre las muestras.(Fig. 2.31)

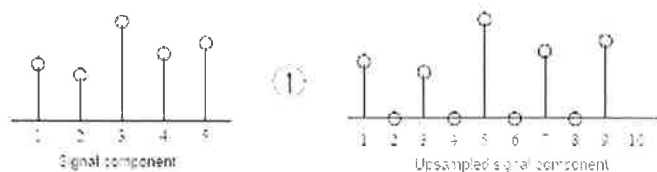


Figura 2.31 Proceso Upsampling

Reconstrucción

La parte del filtrado en el proceso de reconstrucción también tiene inconvenientes, porque depende mucho del filtro que se elija para lograr el resultado correcto en la reconstrucción de la señal original. El submuestreo de los componentes de la señal realizado durante el proceso de descomposición introduce una distorsión llamada *aliasing*. Eligiendo correctamente los filtros que estén bien relacionados (sin ser idénticos) para la descomposición y la reconstrucción, se puede evitar el *aliasing*.

Los filtros pasa bajas y pasa altas de la descomposición (L y H) junto con sus similares en la reconstrucción (L' y H') forman un sistema llamado espejo de cuadratura de filtros. Ver figura 2.32

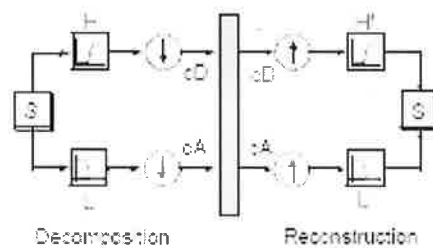


Figura 2.32 Proceso de descomposición y reconstrucción de una señal

De manera más específica, se puede reconstruir la señal original a partir de sus coeficientes de aproximaciones y detalles. Por ejemplo, consideremos reconstruir el primer nivel de aproximación A1 desde el coeficiente vectorial cA1. Pasaremos el coeficiente vectorial cA1 a través del mismo proceso que usamos para reconstruir la señal original. Sin embargo, instantáneamente al combinar esto con el nivel uno detalle cD1, sustituiremos un vector de ceros en lugar de los coeficientes vectoriales detalles. Ver figura 2.33 a. El proceso se obtiene de reconstruir aproximación A1, quien tiene el mismo perímetro de la señal original S y quien es una verdadera aproximación de la misma. Similarmente, podemos reconstruir el primer nivel detalles D1, usando el proceso analógico. Ver figura 2.33.b

La reconstrucción detalles y aproximaciones son verdaderos constituyentes de la señal original. $A1 + D1 = S$

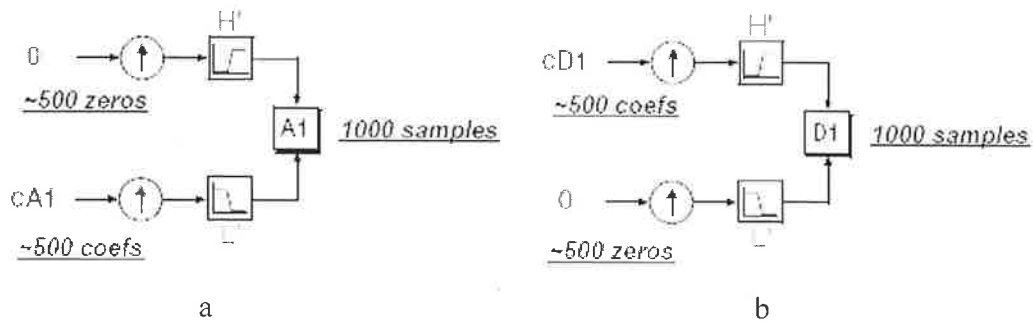


Figura 2.33 Reconstrucción de una señal usando detalles y aproximaciones

Observe que los coeficientes vectoriales $cA1$ y $cD1$ no pueden combinarse directamente para producir la señal original, Es necesaria la reconstrucción de aproximaciones y detalles antes de combinarse.

Multistep para Descomposición Y Reconstrucción

Un proceso multistep de análisis-síntesis puede ser representado como se muestra en la figura 2.34

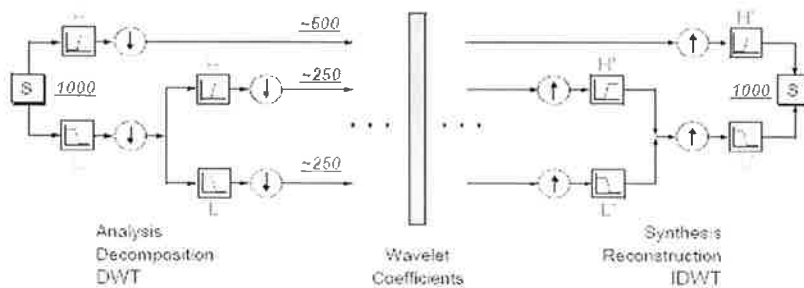


Figura 2.34 Proceso Multistep

Este proceso envuelve dos aspectos: romper una señal y obtener coeficientes de wavelet, y re-ensamblar la señal desde los coeficientes. Pero no tiene sentido dividir una señal solo para tener la satisfacción de reconstruirla de inmediato. Es posible modificar los coeficientes wavelet antes de realizar la etapa de reconstrucción. Se realiza el análisis wavelet porque los coeficientes obtenidos tienen muchos usos conocidos, *de-noising* y *compresión* son los más populares.

Relaciones De Filtros Para Las Formas De Wavelet

La elección correcta de filtros determinara si la reconstrucción es posible, y también la forma de onda que se utilizara para realizar el análisis. Pero esta elección no puede ser arbitraria si se requiere reconstruir la señal original con precisión. Se está obligado a elegir una forma determinada de espejo de cuadratura de filtros de descomposición.

La Función De Escalamiento.

La función wavelet Ψ es determinada por el filtro pasa altas, quien también produce los detalles de la descomposición wavelet. Esta es una función adicional asociado con algunas wavelets. Esto es llamado función de escalamiento, Φ . La función escalamiento es muy similar a la función wavelet. Esta es determinada por el espejo de cuadratura de filtros pasa baja, y por esto es asociado con las aproximaciones de la descomposición wavelet.

De la misma forma que iterativamente el sobremuestreo y la convolución del filtro pasa altas produce una forma de aproximación de la función wavelet. De la misma manera el sobremuestreo y la convolución del filtro pasa bajas produce una forma de aproximación en la función de escalamiento.

La propuesta para cumplir con los objetivos planteados se realiza utilizando la transformada wavelet a través de Matlab con el uso de la toolbox, esto con el fin de agilizar la obtención de resultados.

3.- PROCEDIMEINTOS.

3.1.- ADQUISICIÓN DE LAS SEÑALES DE LOS SENSORES

3.1.1 CIRCUITO ELECTRONICO

Ya se contaba con un circuito electrónico con el cual se realizaron pruebas con el INS, sin embargo era necesario modificarlo para realizar las pruebas requeridas. Para ello se llevo a cabo el diagrama a bloques mostrado en la figura 3.1 y en la figura 4.3 se muestra la foto con todos los elementos relacionados en el diagrama a bloques

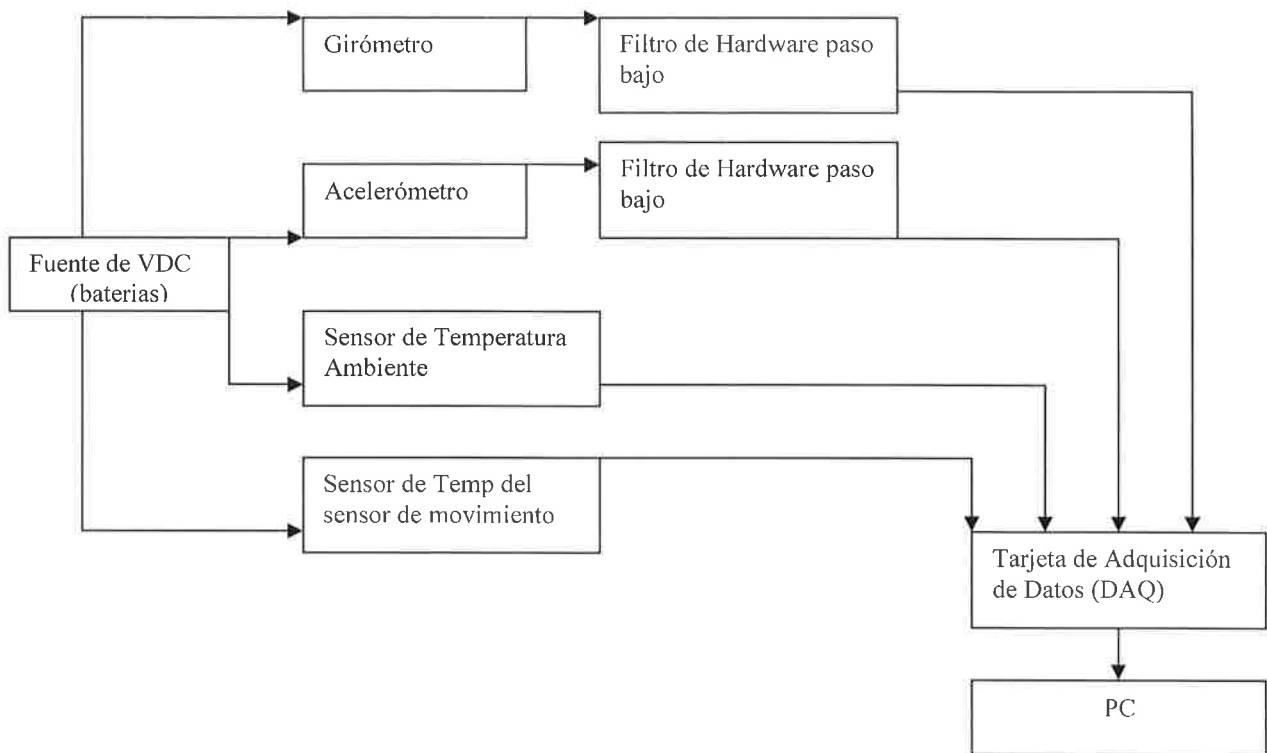


Figura 3.1 Diagrama a bloques del circuito electrónico

Fuente de VDC:

Lo componen 4 baterías recargables de 8.4 VDC cada una. Están conectadas de forma tal que con reguladores de voltaje suministran los siguientes voltajes: + 15 VDC, - 15 VDC, + 5 VDC y -5 VDC

Girómetro: Es un Bei Gyrochp Micromachined angular rate sensor, modelo: QRS14-00XXX-103 y requiere de + 15 VDC y - 15VDC

Sensor de Temperatura: Es un LM35 y requiere de + 5 vdc

Filtro de Hardware: Es; 8° Order Lowpass Switched- Capacitor Filter, modelo: MAX291

DAQ: se utilizaron dos tarjetas de adquisición de datos, NI USB-6221 para los sensores de temperatura y NI PCI/PXI-6229 para los sensores de movimiento

PC: Se utilizó el programa de computadora LabVIEW para adquirir los datos y Matlab para procesarlos

3.1.2 CONFIGURACIÓN EN LABVIEW

Measurement & Automation Explores (MAX)

El MAX es un programa de National Instruments (NI) que sirve para listar, configurar y probar el software y hardware que puede ser utilizado en instrumentación virtual. Interactúa con otras herramientas de NI al igual que con otros del sistema operativo

Se utilizo la siguiente configuración para ambas DAQ's, al utilizar del MAX.

- Signal input range: Max: 5, Min: -5
- Scale Units: Volts
- Terminal configuration: Differential
- Acquisition mode: 1 sample (on demand)

Programa en LabVIEW.

Diagrama a bloques. Ver figura 3.2

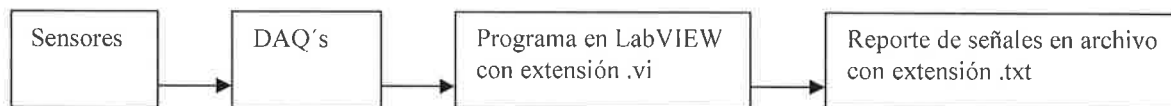


Figura 3.2 Diagrama del proceso de adquisición de información de los sensores

Sensores: Un acelerómetro, un girómetro, y dos integrados que miden temperatura, LM35.

DAQ's: NI USB-6221 para los sensores de temperatura y NI PCI/PXI-6229 para los sensores de movimiento

Programa en LabVIEW: Toma las señales de las DAQ's las muestra al usuario y genera un reporte de la información mostrada en un archivo .txt, solo manda los datos al archivo de texto cada vez que se completen 1000 datos.

Reporte: es un archivo de texto donde cada columna es un sensor. Este archivo es el que utiliza Matlab para procesar la señal.

3.2.- FILTRADO DE SEÑALES.

3.2.1 VENTANEO CON FOURIER.

Este procedimiento consiste en aplicar la transformada de Fourier en una señal y graficarla, a fin de conocer las frecuencias que intervienen en la señal. Luego, se eliminan aquellas frecuencias indeseables, simplemente multiplicando por cero esa parte de la señal transformada donde se encuentra la frecuencia que se quiere eliminar y se multiplica por uno la parte de la señal transformada que se quiere conservar.

La señal transformada ya sin las frecuencias indeseables, se le aplica la transformada inversa de Fourier para reconstruir la señal en el tiempo, y ya se tiene la señal en el dominio del tiempo sin las frecuencias que no se quieren. Con este procedimiento es posible diseñar filtros de cualquier tipo, como pasa altas, pasa bajas, pasa banda y rechaza banda.

3.2.2 DE-NOISING [6]

Una de las aplicaciones de mayor interés de la transformada *wavelet* es la supresión de las componentes ruidosas que contaminan a la señal en estudio. El principio de esta metodología de limpieza de señales se fundamenta en el hecho de que las componentes de alta frecuencia de la señal (detalles y ruido) se encuentran concentrados en los coeficientes de detalles de la descomposición *wavelet*. Por tal motivo, si estos coeficientes se ponderan, por ejemplo se hacen cero si son menores que un cierto valor umbral de lo contrario mantienen su valor. En el proceso de reconstrucción, la señal reconstruida es una versión limpia de la señal contaminada.

La selección del valor umbral apropiado para cada aplicación sigue siendo motivo de interés, pues un valor umbral muy elevado elimina los detalles de interés para la señal en estudio, mientras que un umbral muy bajo deja pasar componentes ruidosas. En esta aplicación en particular se recurrió a métodos empíricos a fin de definir el valor umbral más apropiado.

Técnicas de De-noising

- *Método thresholding*: Existen diferentes técnicas “thresholding” y su clasificación es muy variada. El llamado *local* se basa en que individualmente los coeficientes, independientemente los unos de los otros, están sujetos a una posible modificación.
- *Hard-thresholding*: Se puede describir como el proceso de eliminar todos aquellos coeficientes cuyos valores absolutos son menores o iguales que un determinado valor fijado, con el umbral correspondiente.
- *Soft-thresholding*: Este es una extensión del “Hard”, primero se ajusta a cero los elementos cuyos valores absolutos son más bajos que el umbral, y a continuación, solo aquellos coeficientes que estén por debajo de cierto umbral serán eliminados, el resto son ponderados.

Procedimiento para usar de-noising

- Se abre el Archivo de texto
- Se copian los datos en excell y se copia solo una columna
- La columna seleccionada se graba como archivo .mat en matlab
- Se abre el toolbox en matlab y se selecciona one – dimensional / WAVELET 1-D
- Se carga el archivo .mat (señal guardada como .mat) en *File / Load / Signal*
- Se selecciona y configura la wavelet madre.
- Se selecciona *analyze* y se selecciona *de-noise*.
- Se selecciona *fixed form treshold* con el máximo *Select* en todos los *Lev*.
- Se selecciona *DE – NOISE* y se guarda la señal limpiada *File /Save /De noised signal*

3.2.3 COMPRESIÓN

La compresión de las características de una determinada base wavelet son principalmente relacionados con la escasez relativa de la onda de dominio en representación de la señal. El concepto detrás de compresión se basa en el concepto de que el componente de la señal regular puede aproximarse con precisión utilizando los siguientes elementos: un pequeño número de coeficientes de aproximación (a un nivel adecuado) y algunos de los coeficientes de detalle.

4.- RESULTADOS.

4.1.- IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO

4.1.1.- SELECCIÓN DEL SENSOR DE TEMPERATURA.

A fin de saber que sensor de temperatura era el mejor para las pruebas con los sensores de INS se procedió a evaluar dos sensores; el LM35 y el AD210, comparándolos con un medidor de temperatura ambiente, BK . En la figura 4.1 se observa una foto del circuito eléctrico.

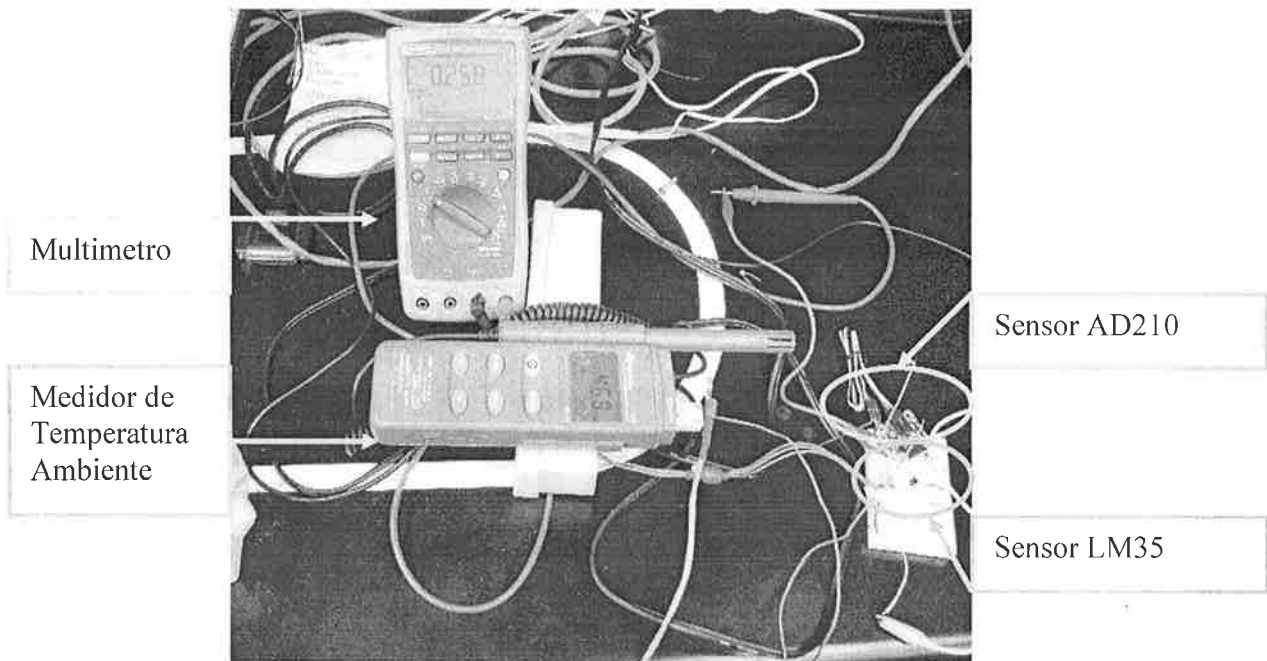


Figura 4.1 Foto del circuito para evaluar sensores de temperatura

La prueba se realizó fuera del laboratorio. Como se observa en la figura 4.2



Figura 4.2 Foto del circuito al hacer el experimento

Resutados:

Tiempo para dejar estable a las mediciones: 30 minutos			
Medidor	BK (patrón)	LM35	AD210
Lectura inicial	25.4 °C	25.8 °C	25.844°C
Lectura final	35.5 C°	36.5 °C	40.137°C
Error de medición		2.82 %	13.06 %

$$\text{Error de medición} = \left(\frac{\text{medición de sensor}}{\text{medición de patrón}} - 1 \right) * 100$$

Vemos que el error del LM35 respecto al patrón es muy grande en el AD210, por esa razón se utilizó el LM35 para realizar las pruebas con los sensores de movimiento (acelerómetro y girómetro)

4.1.2.- INTEGRACIÓN DEL SISTEMA ELECTRÓNICO

En la siguiente foto se muestra la integración de todo el sistema requerido para realizar las pruebas

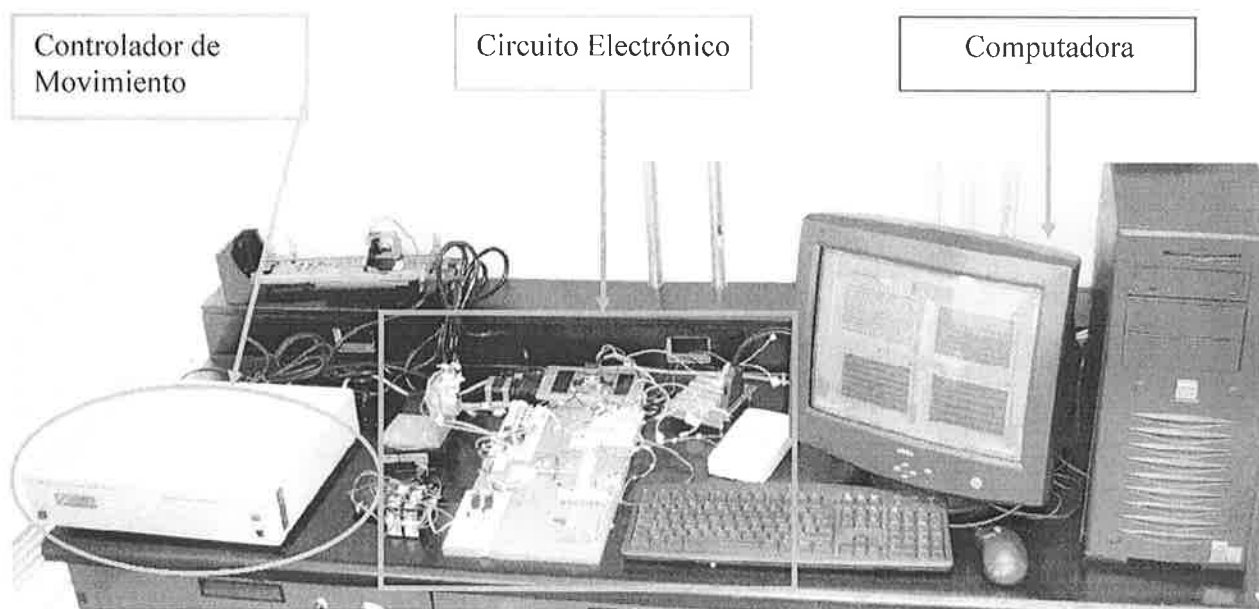


Figura 4.3 Foto de todo el sistema.

Al adquirir las señales de los sensores de movimiento, se toman sin y con filtro de hardware, esto con el fin de observar si hay beneficio al utilizar el filtro de hardware. La adquisición de los datos se hizo a 1 milisegundo, con un giro de 90 °, los demás parámetros de la interface grafica del controlador de movimiento modelo XXXX usado en estos experimentos, se muestran en la figura 4.4

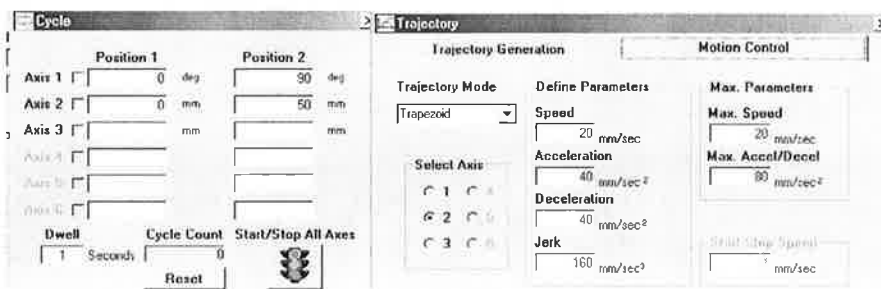


Figura 4.4 Configuración del movimiento del sensor de giro

Se muestra la gráfica del movimiento del girómetro sin y con filtro de hardware.(Fig 4.5)

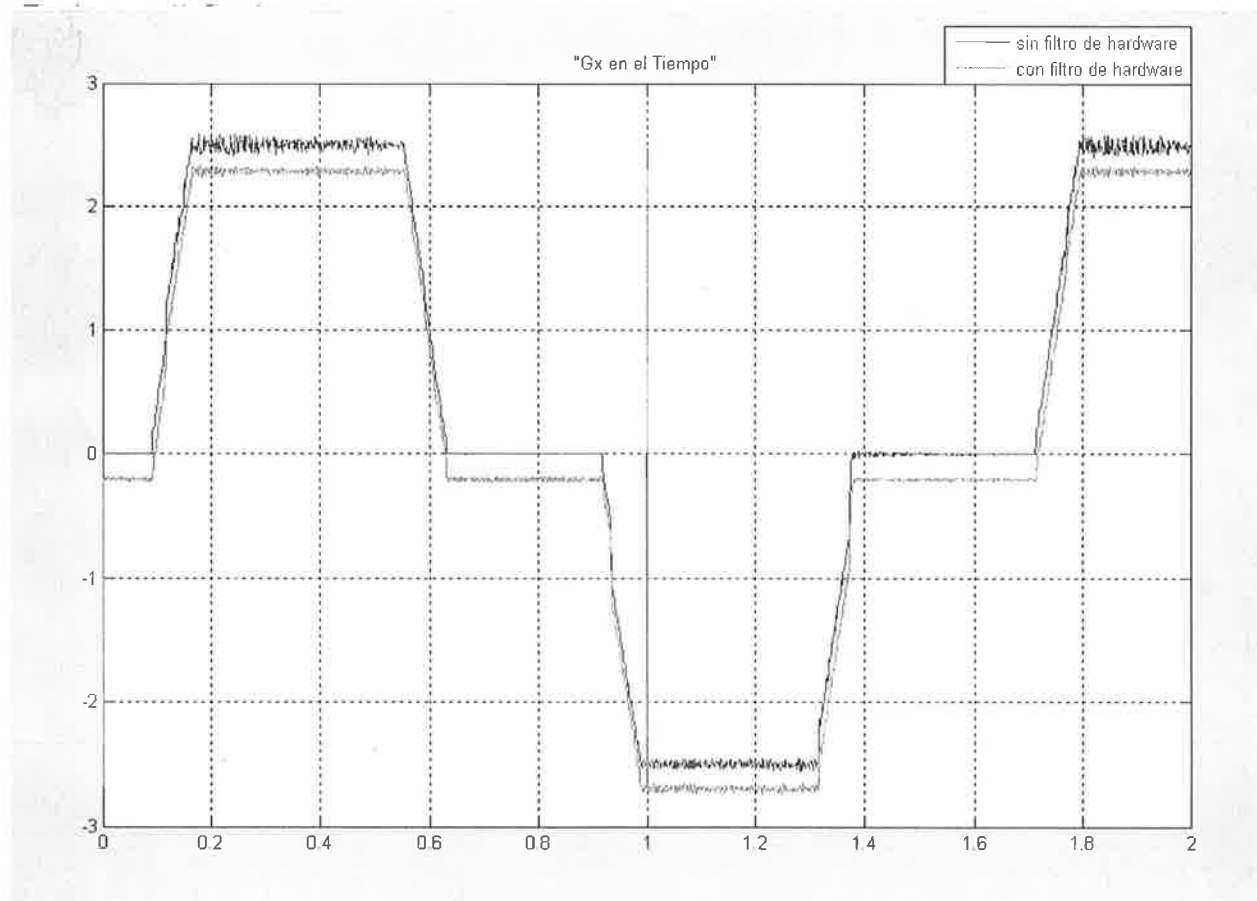


Figura 4.5 Grafica de la señal con y sin, filtro de hardware

Como se observa, con filtro de hardware tiene un desplazamiento en amplitud pero contienen menos ruido, por ende, se observa que si es útil el filtro de hardware y se compensa la señal para que no se desplace, de aquí en adelante la señal a limpiar (y) será la señal adquirida con filtro de hardware ($f(x)$) compensada 0.203739, de esta forma: $y = f(x) + 0.203739$.

4.2.- FILTROS IMPLEMENTADOS.

4.2.1.- FILTRO DE VENTANEO Y CHEVYSHEB (FV&C)

El filtro de ventaneo debe programarse, y chevysheb existe ya como función en Matlab (chevy1). Por lo que a continuación se muestra un ejemplo del procedimiento para ventaneo.

4.2.1.1 EJEMPLO DE VENTANEO

A fin de conocer bien el procedimiento de filtro de ventano con Fourier se realiza un filtro donde se elimine la frecuencia alta por ventaneo de la siguiente función.

Función: $S(t) = 14 \cos[(1570.79 + \pi)t] + 7 \cos(2\pi(500)t)$

Podemos decir que $S(t) = f_3 = f_1 + f_2$, donde f_1 y f_2 deben ser de la forma; $f = A \cos(2\pi t)$, en este caso:

$$f_1 = 14 \cos\left[2\pi\left(\frac{1570.79}{2\pi} + \frac{1}{2}\right)t\right]$$

$$f_2 = 7 \cos[2\pi(500)t]$$

La frecuencia de muestreo debe ser por lo menos dos veces la frecuencia mayor de f_3 , sin embargo se recomienda diez veces, por ende se utiliza la transformada de fourier para conocer la mayor frecuencia.

Vemos en la figura 4.1b que la frecuencia mayor es de 500, por ende se recomienda por lo menos $f_s = 1000$, Se decide colocar $f_s = 10\ 000$ para obtener un mejor muestreo. Ahora se

debe conocer la “ventana” que se debe utilizar para eliminar la frecuencia menor ($Nc1$ y $Nc2$), para ello se vuelve a utilizar fourier en $f3$. Como se ve en la figura 4.4b $Nc1= 100$ y $Nc2 = 400$

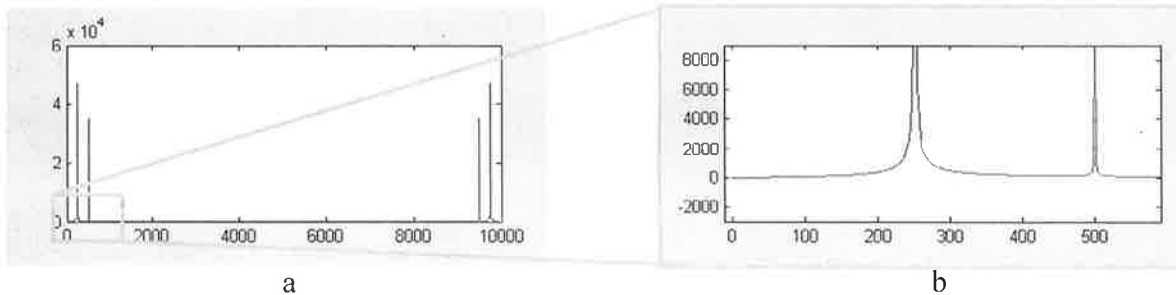


Figura. 4.4 Grafica de la función en frecuencia

Diagrama De Flujo Para Definir F_s , $Nc1$ Y $Nc2$

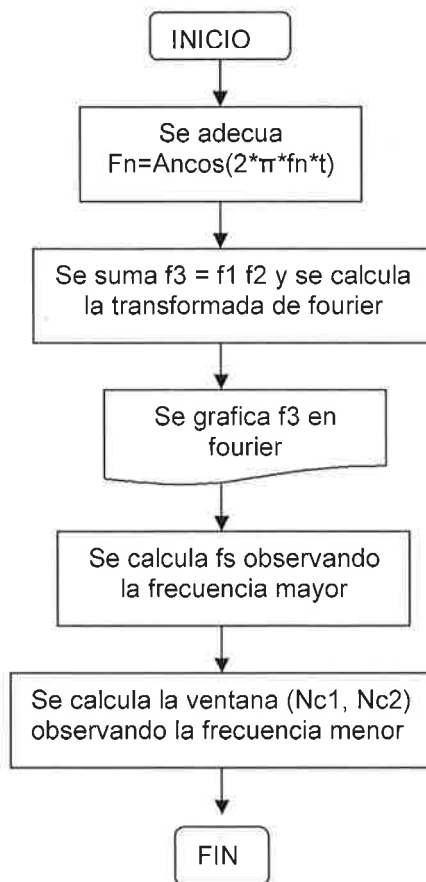
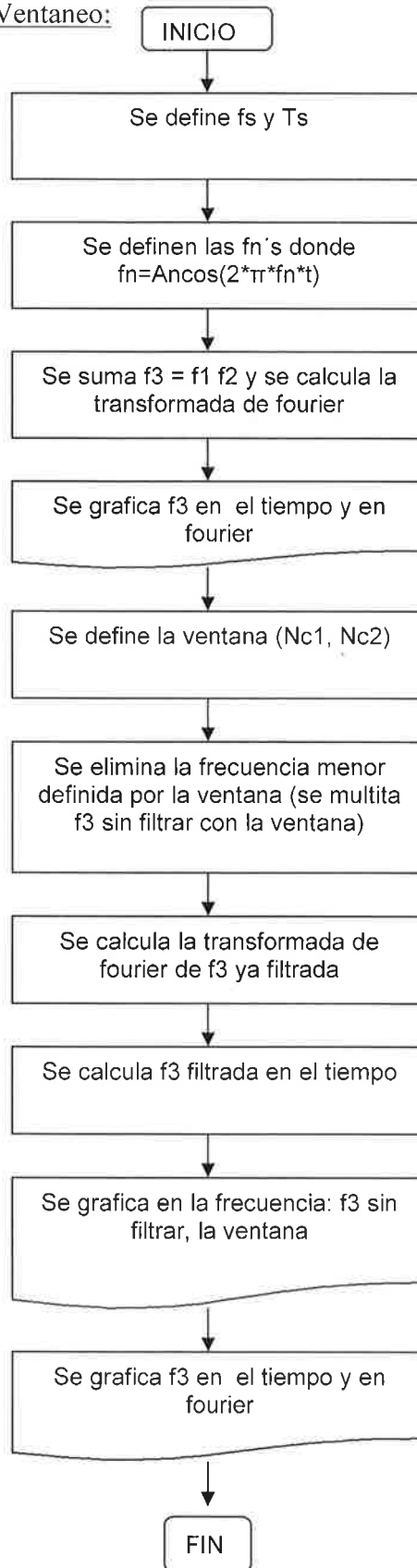


Diagrama De Flujo Del Filtro De Ventaneo:



CODIGO EN MATLAB

%FILTRO DE VENTANEO PASA BAJAS.

```
close all          %se inicializa el programa
clear all
clc

fs=10000;         %se define fs para un óptimo muestreo
Ts=1/fs;

f1=(1570.79/(2*pi))+1/2; %se adecua f1 a la forma fn=An cos(2*pi(fn)*t)
A1=14;
f2=500;
A2=7;

t=0:Ts:1;
f1=A1*cos(2*pi*f1*t);
f2=A2*cos(2*pi*f2*t);
f3=f1+f2;

N=length(f3);     %suma de f1+f2

kfr=(0:(N-1))*fs/N;

subplot(3,2,1);   %se grafica f1, f2 y f3 en el tiempo en figure 1
plot(t(1:100),f1(1:100));
subplot(3,2,3);
plot(t(1:100),f2(1:100));
subplot(3,2,5);
plot(t(1:100),f3(1:100));

ff1=fft(f1);      %se calcula la transformada de fourier de f1,f2 y f3
ff2=fft(f2);
ff3=fft(f3);

subplot(3,2,2);   %se grafica la transformada de fourier de f1,f2 y f3, en figure 1
plot(kfr,abs(ff1));
subplot(3,2,4);
plot(kfr,abs(ff2));
subplot(3,2,6);
plot(kfr,abs(ff3));

Nc1=100;          %se define limite inferior de la ventana
Nc2=400;          %se define limite superior de la ventana
W=ones(1,N);      %se define un vector de unos
W(Nc1:Nc2)=zeros(Nc2-Nc1+1,1); %se define el vector de ceros para eliminar la frecuencia baja
W((N-Nc2):(N-Nc1))=zeros(Nc2-Nc1+1,1);

WF3=ff3.*W;       %se multiplica la ventana por f3 dando la f3 filtrada

subplot(3,2,1);   %Se muestra la respuesta en frecuencia de f3 sin filtrar
plot(kfr,abs(ff3));
subplot(3,2,3);   %Se muestra la ventana, vector de ceros y unos
```

```

plot(kfr,W);
subplot(3,2,5);           %Se muestra la f3 filtrada por el ventaneo
plot(kfr,abs(WF3));

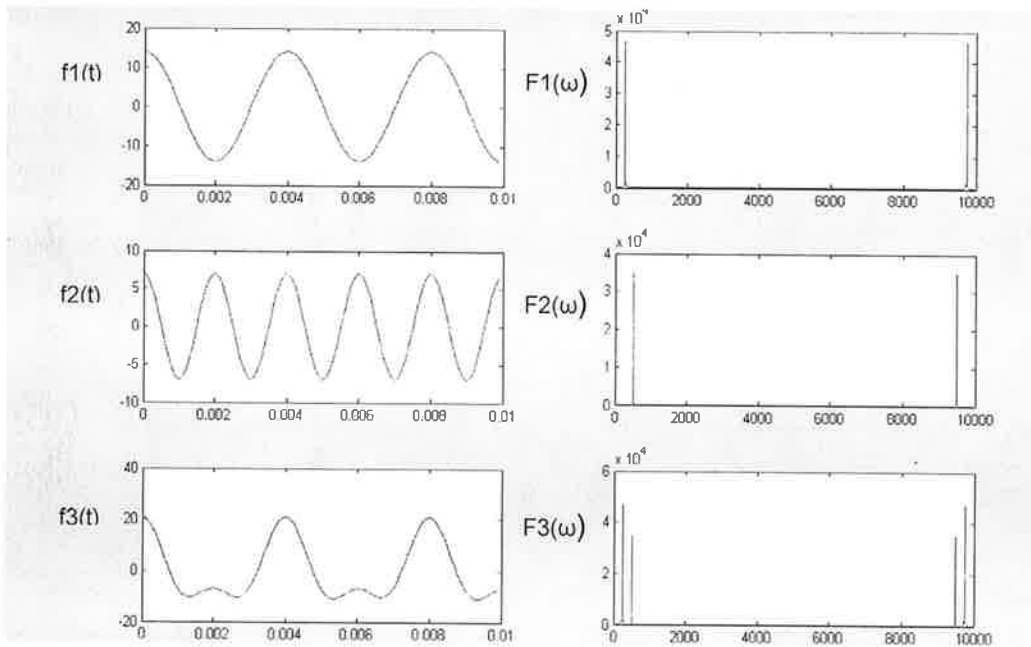
```

```

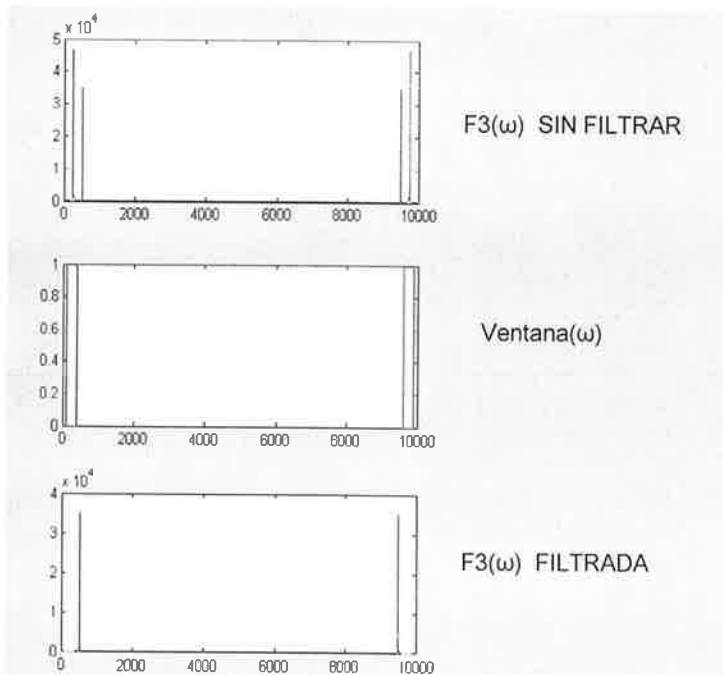
figure                    %se muestran f3 sin filtrar (azul) y f3 filtrada (roja) en
el tiempo
iff3=real(iff3(WF3));
plot(t(1:100),iff3(1:100),'r',t(1:100),f3(1:100),'b');

```

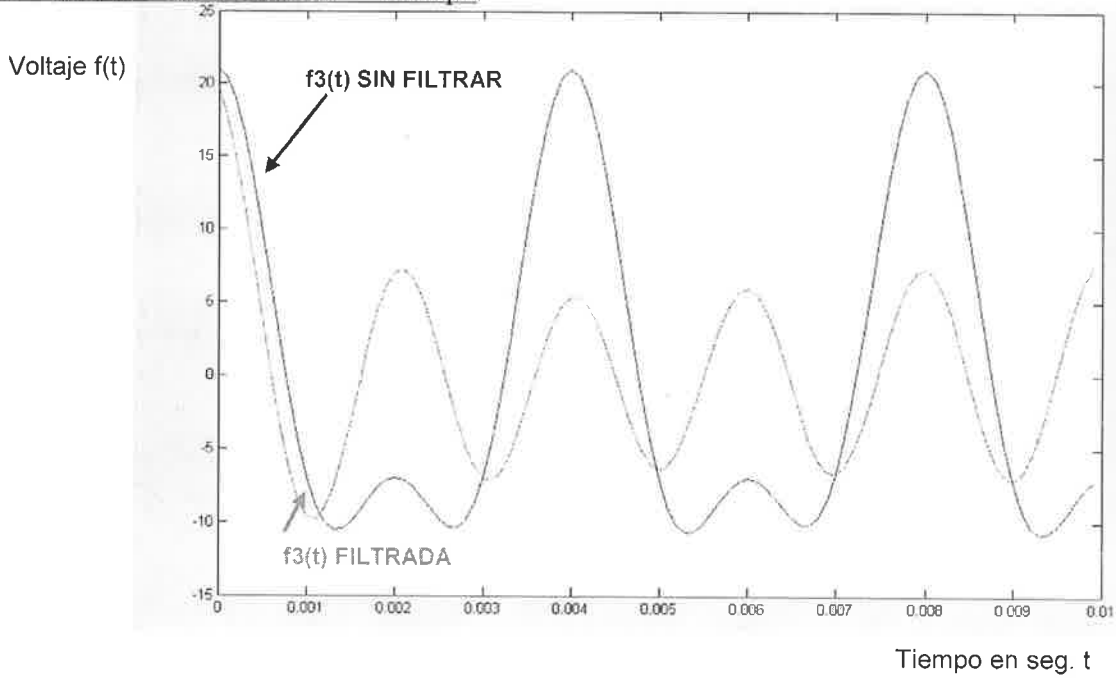
Resultados: F1, F2 Y F3 En El Tiempo Y En La Frecuencia



F3 Sin Filtrar, Ventana Y F3 Filtrada

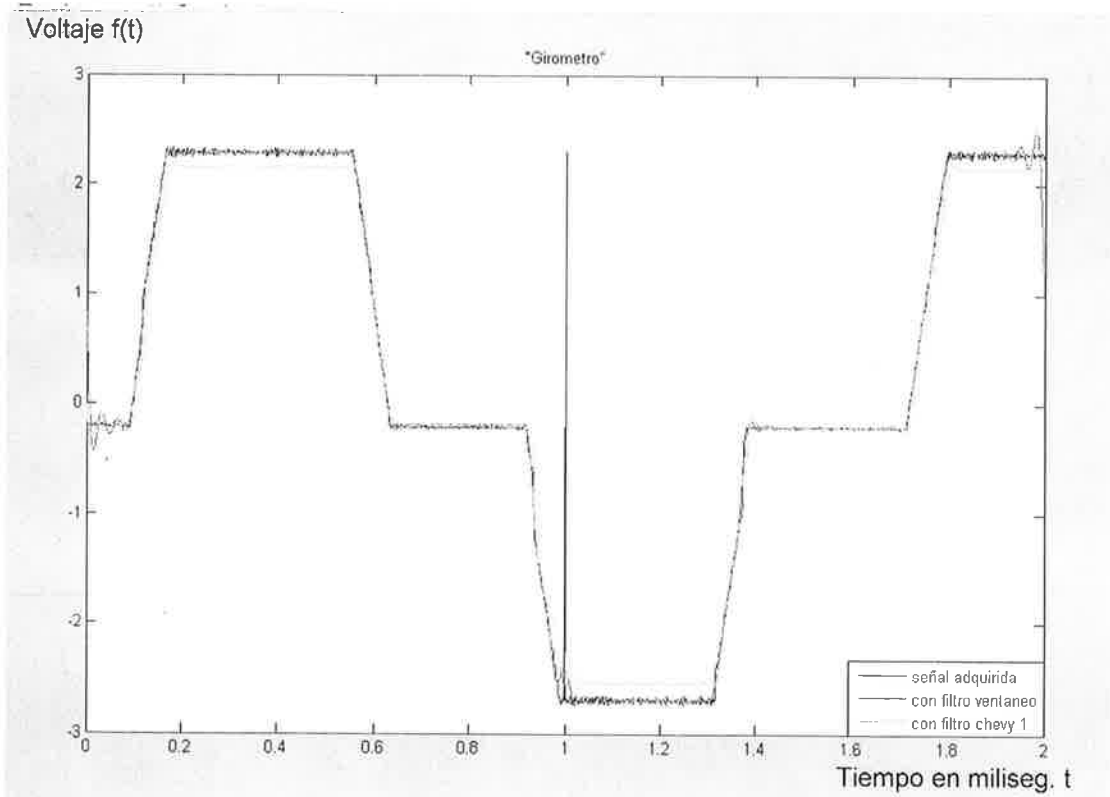


F3 Filtrada Y Sin Filtrar En El Tiempo

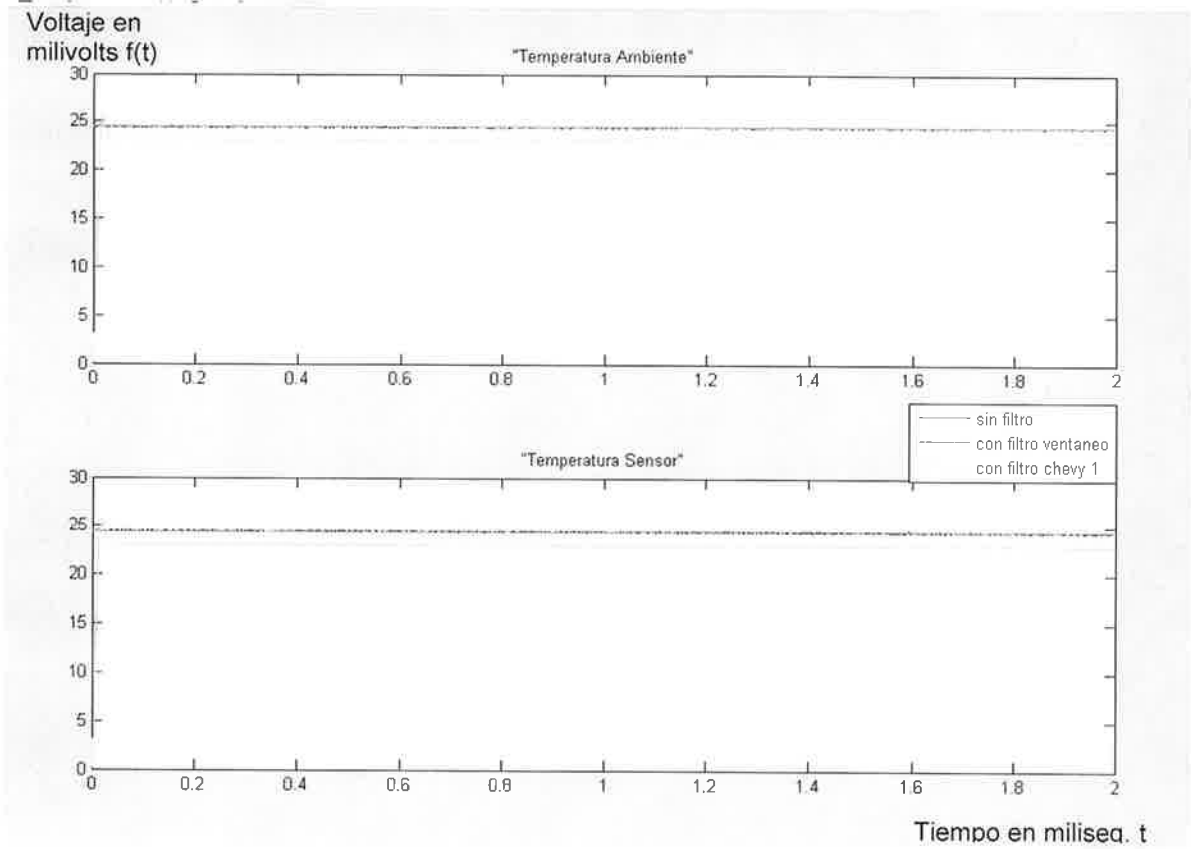


4.2.1.2 IMPLEMENTACIÓN DE FV&C

Se compara la señal ideal del girómetro con la señal filtrada con filtro de ventaneo y Chevy1



Se compara la señal sin filtrar del sensor de temperatura con la señal filtrada con filtro de ventaneo y Chevy1



Parámetros:				
Ventaneo	Nc1 50 Hzt	Chevy 1	Orden	2
	Nc2 1000Hzt		Wn	0.5

Se observa que al limpiar la señal del girómetro con ventaneo se tiene oscilaciones que son indeseables y con chevy1, sigue existiendo un pico del error significativo. Para la temperatura vemos que con chevy1 hay oscilaciones indeseables y con ventaneo se obtiene la señal limpia, así que para estos sensores si se recomienda utilizar limpieza de señal con ventaneo.

4.2.2.- WAVELET

4.2.2.1 DISEÑO DE EXPERIEMNTOS

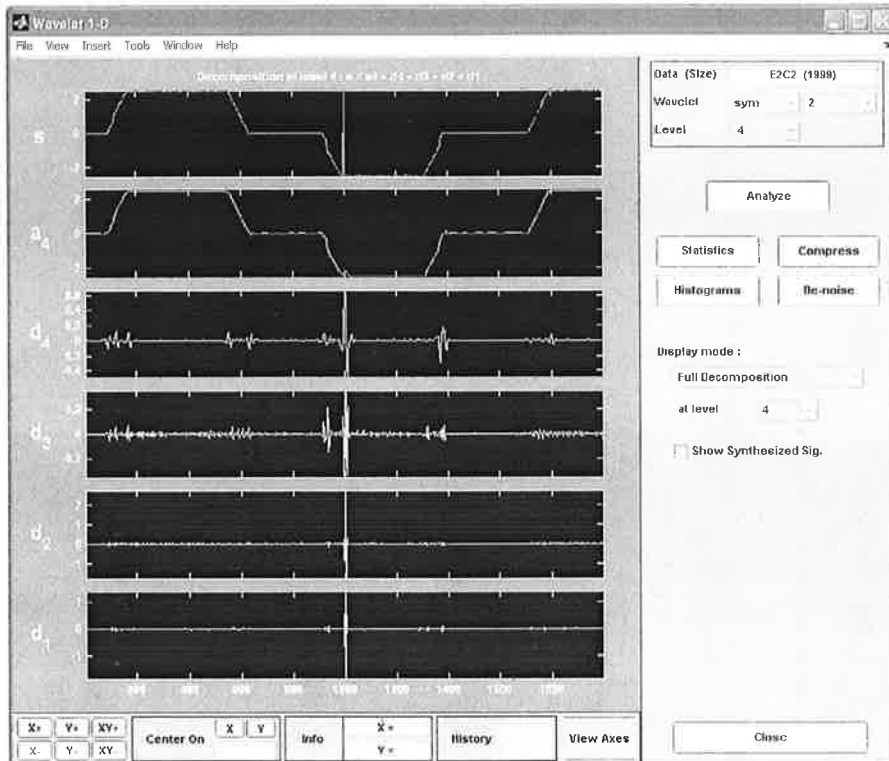
Los experimentos se realizaron con las siguientes características:

- Diferentes tiempos de muestreo.
- Dos sensores de movimiento; girómetro y acelerómetro
- Periodicos y aperiodicos.
- Diferentes wavelet´s madre con la configuración que mejor se aproximará a la señal patrón.
- Dos técnicas de limpieza: De- Noise y Compress

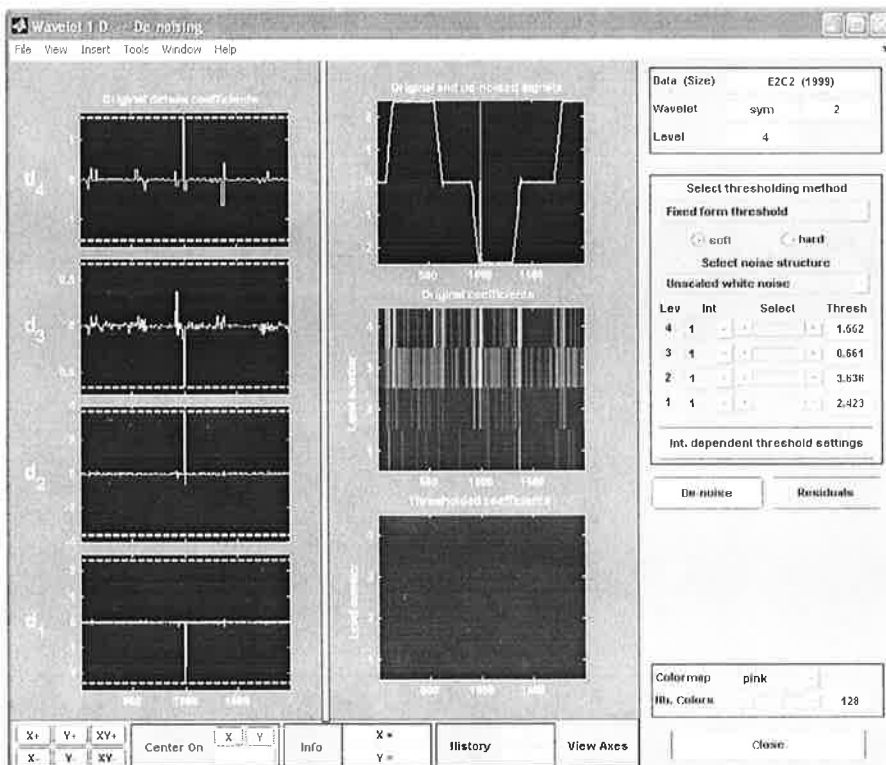
Tomando en cuenta las características anteriores solo se consideró la señal:

- *Girómetro*: Porque es sencillo reproducir la señal patrón, siendo esta la señal ideal, con la que se compara el desempeño de las distintas wavelet´s madre.
- *Periódica* (con la configuración de movimiento ya descrita). Porque se puede controlar la velocidad del sensor de giro
- *Frecuencia de muestreo de 1 milisegundo*: Porque cumple con las condiciones de muestro requeridas en tiempo real.
- *Tecnica de limpieza: De – Noise*. Con Compress, se pierde información, pero resulta mejor para procesos en línea, porque se tiene menos información para procesar. La técnica de De-Noise no pierde información, pero se recomienda para procesos fuera de línea, por la cantidad de información a procesar, así que por estas razones se utilizó De-Noise.

Para utilizar De – Noise se utiliza el tool box de Matlab (wavemenu) y el procedimiento se describió anteriormente en el apartado 3.2.2 página 42. La configuración de cada Wavelet se muestra en la página XX. En la figura 4.5 se muestra la ventana donde se tiene la señal ya cargada en el tool box y en la figura 4.6 se muestra la señal adquirida por el sensor de giro comparada con la señal ya filtrada con la técnica de De – Noise usando la Wavelet seleccionada



4.5 Ventana del tool box con la señal adquirida por el sensor de giro y con los parámetros de la Wavelet Madre a utilizar para filtrar la señal



4.6 Ventana del tool box la señal adquirida por el sensor de giro comparada con la señal ya filtrada con la técnica de De – Noise usando la Wavelet seleccionada

4.2.2.2 SEÑAL PATRÓN

Se construyó en función de la respuesta lineal del sensor, 0.0277 mV por cada grado, de forma que $180^\circ = 5 \text{ VDC}$ y $-180^\circ = -5 \text{ VDC}$, además se consideró el giro controlado del sensor y las muestras tomadas, que son 2000. Esta señal se ve en la figura 4.5

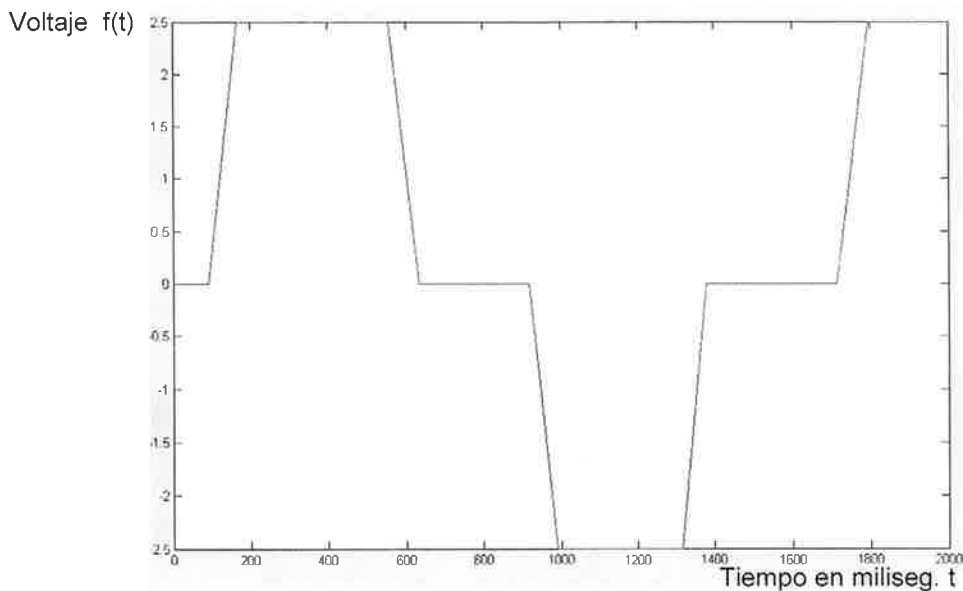


Figura 4.7 Señal Patrón.

4.2.2.3 LIMPIEZA CON DE-NOISE

Se realizaron las siguientes pruebas con distintas Wavelet's madre, aplicando De-Noise con tresholding *soft* y *select* al máximo. Se muestra en la siguiente tabla la configuración de cada Wavelet Madre utilizada para filtrar la señal de ruido y en la figura 4.8 se comparan todas las señales limpias con la patrón.

Wavelet Madre	Configuración
db	4 level: 4
Bior	3.3 level 4
coiflet	4 level 4
Haar	level 2
sym	5 level 4
rbio	1.5 level 4
dmey	level 4

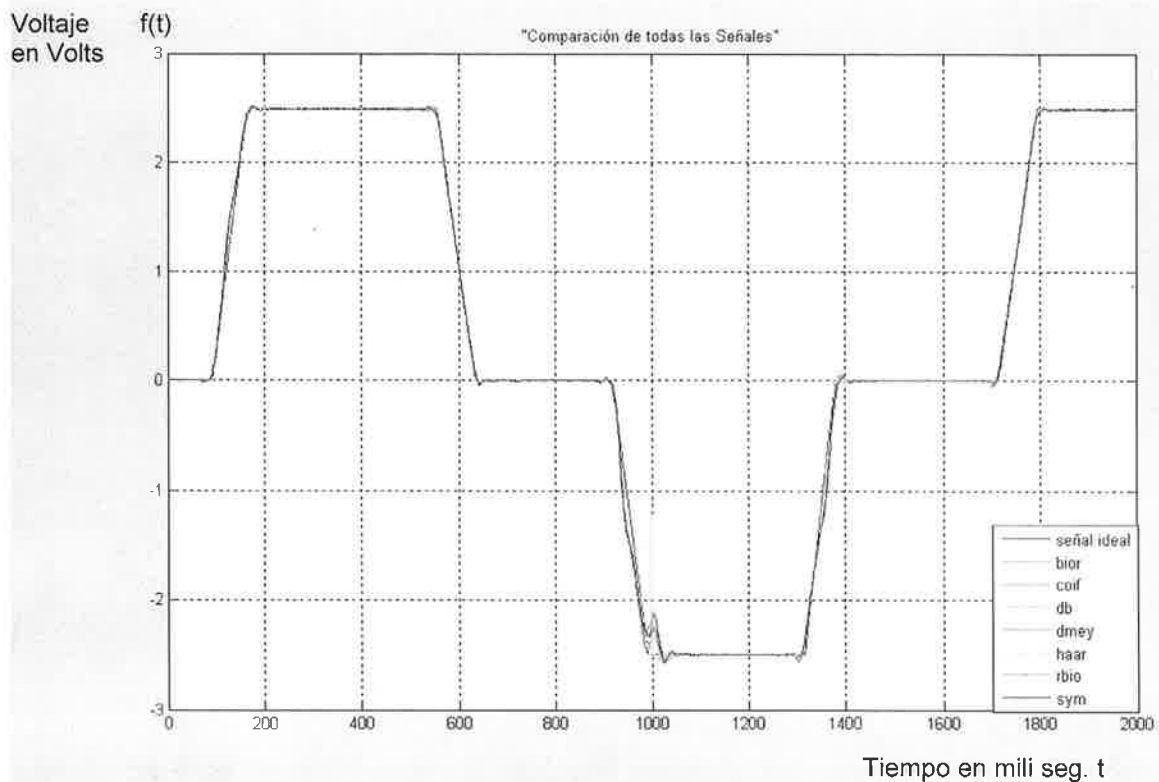


Figura 4.8 Comparación de todas las señales limpias de ruido con Wavelet's con la señal patrón

Se observa que se tiene una respuesta mucho mejor que con ventaneo y chevyl, sin embargo visualmente no es posible saber cual es la mejor, a excepción de la Wavelet Madre haar (figura 4.8) que produce el mayor pico que las demás. Para encontrar cual filtro limpia mejor la señal, se calcula la varianza de las observaciones pareadas [7], entre la señal patrón y cada uno de los filtros usados para limpiar la señal adquirida por sensor de giro, en donde se muestran las wavelets propuestas para la limpieza de la señal. Ver figura 4.7

$$D_i = X_{1i} - X_{2i} \quad \text{y} \quad S^2 = \frac{\sum (D_i)^2}{i}$$

Donde

- X_{1i} es la señal patrón
- X_{2i} es la señal adquirida del girómetro y la señal limpiada con cada filtro
- D_i es la diferencia entre las señal patrón y la señal limpiada con cada filtro

- S^2 es la varianza entre la señal adquirida del girómetro y la señal limpiada con cada filtro

Técnica de Limpieza	Filtro	S^2
Filtro convencional	Chevy 1	0.00706782
Filtro con Fourier	Ventaneo	0.05408342
Filtro con Wavelets. (De – Noise)	Haar	0.00706782
	db	0.00446745
	rbio	0.00436382
	dmey	0.00426676
	bior	0.00416277
	coiflet	0.00405439
	sym	0.00401803

Figura 4.9 Cuantificación de la variabilidad de las técnicas de limpieza se señal.

De acuerdo con el criterio de observaciones pareadas [7] al obtener su varianza se tiene la medida de la variación entre ambas poblaciones, de forma tal, que dos poblaciones serán iguales cuanto más se aproxime su S^2 a cero, por lo que al observar la tabla de la figura 4.7 la técnica de filtrado que más se aproxima a la señal patrón es De – Noise, utilizando la wavelet madre sym. Ya que su S^2 es la de menor valor comparada con las demás.

5.-CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo se demostró que la transformada wavelet, utilizada con la técnica De – Noise, puede limpiar la señal de ruido de manera muy eficiente. Esto le permite a strapdown aumentar la exactitud al calcular la trayectoria realizada por el Sistema de Navegación Inercial.

En este trabajo, la limpieza de la señal se realizó fuera de línea por lo que no es inconveniente la cantidad de información que De- Noise proporciona. Además, esta técnica de limpieza se utilizó con el Toolbox de Matlab, por lo que resulta sencillo realizar el algoritmo.

Existen criterios que permiten conocer la configuración del De – Noise, de manera que se puede seleccionar: la Wavelet madre y la configuración de treshold. Sin embargo, en este trabajo solo se utilizó el procedimiento estadístico de observaciones pareadas para evaluar todas las configuraciones de De – Noise que de forma evidente tuvieron el mejor desempeño al limpiar la señal del sensor de giro.

La ventaja de este procedimiento es que puede ser implementado en lenguaje de programación de forma que puede realizarse automáticamente a través de un programa. Además, esta técnica de limpieza de señal, puede ser implementada en línea, de manera que en tiempo real se puede llevar acabo, sin embargo, habrá que revisar la técnica de compresión y compararla con De – Noise, para reducir el tiempo de procesamiento de limpieza

Se recomienda como trabajo futuro el encontrar la Wavelet Madre que filtre mejor la señal adquirida por el sensor de aceleración (acelerómetro). Para luego incluir el filtro con Wavelet's en el Sistema de Navegación Inercial. Realizando pruebas con trayectorias bien definidas, a fin de conocer que tan semejante es la trayectoria calculada por el SIN comparada con la trayectoria real. Por los resultados presentados en este documento se tiene la evidencia para decir que la limpieza de ruido de una señal mediante Wavelet's es significativa, permitiendo reducir considerablemente el ruido de la señal.

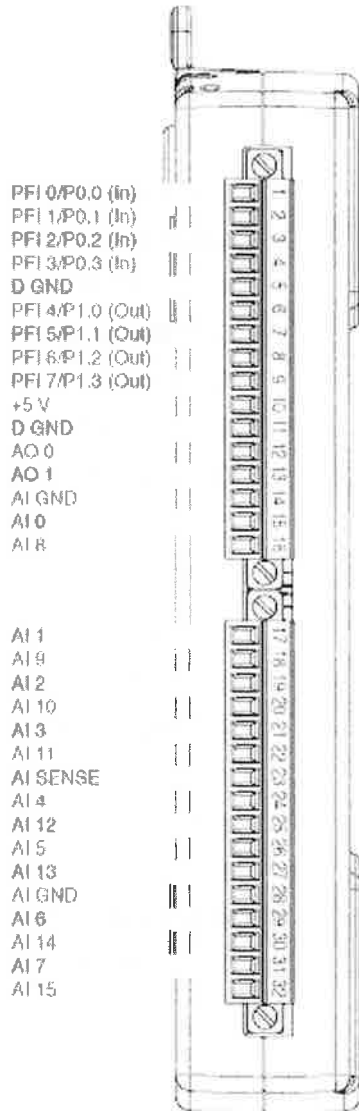
BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Santoyo, Desarrollo De Algoritmos De Navegación Inercial (Tesis), México, ITQ, 2008, p. 28-46
- [2] M.S. Grewall, R. E. Weill, A. P. Andrews, Global Positioning Systems and Integration, New Jersey, E.U., 2007, p.365
- [3] J. Lajara, J. Pelegrí, LabVIEW Entorno gráfico de programación, México, Alfaomega, 2007, p.161-186.
- [4] Andoni Irizar Picón, "Tratamiento Digital de Señal", Documento electrónico PDF, <http://www.tecnun.com/asignaturas/tratamiento%20digital/frames5.html> Señales, Septiembre de 1999, (Obtenido Septiembre de 2008)
- [5] J. Santoyo. Verificación De PCB'S Empleando La Transformada Wavelet (Tesis), México, CIDESI. 2008 p. 35-45
- [6] The Math Works Inc. May 06, 2004. MATLAB. Programa para computadora. Version 7.0.0.19920(R14)
- [7] R. E. Walpole, R.H. Myers. Probabilidad y Estadística. México, McGraw Hill. 1992. p. 263
- [8] A.D. King, B Sc. FRIN. Inertial Navigation – Forty Years of Evolution. Marconi Electronic Systems Ltd. GEC REVIEW, VOL. 13, NO. 3, 1998
- [9] Kevin J. Walchko G. et al. Embedded Low Cost Inertial Navigation System. Florida Conference on Recent Advances in Robotics, FAU, Dania Beach, FL, May 8-9, 2003
- [10] R. Dorabantu. Simulation des Verhaltens einer low-cost Strapdown *IMU* unter Laborbedingungen Technische Universität München, Institut für Astronomische und Physikalische Geodäsie, Arcisstr. 21, D-80290 München, Germany
- [11] S. H. Stovall. G. et. al. Basic Inertial Navigation. Naval Air Warfare Center Weapons Division, China Lake, California, September 1997
- [12] S. Merhav, Aerospace Sensor Systems and Applications. Springer Verlag, New York, 1996

ANEXO1.

TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS NI USB-622

NI USB-6211

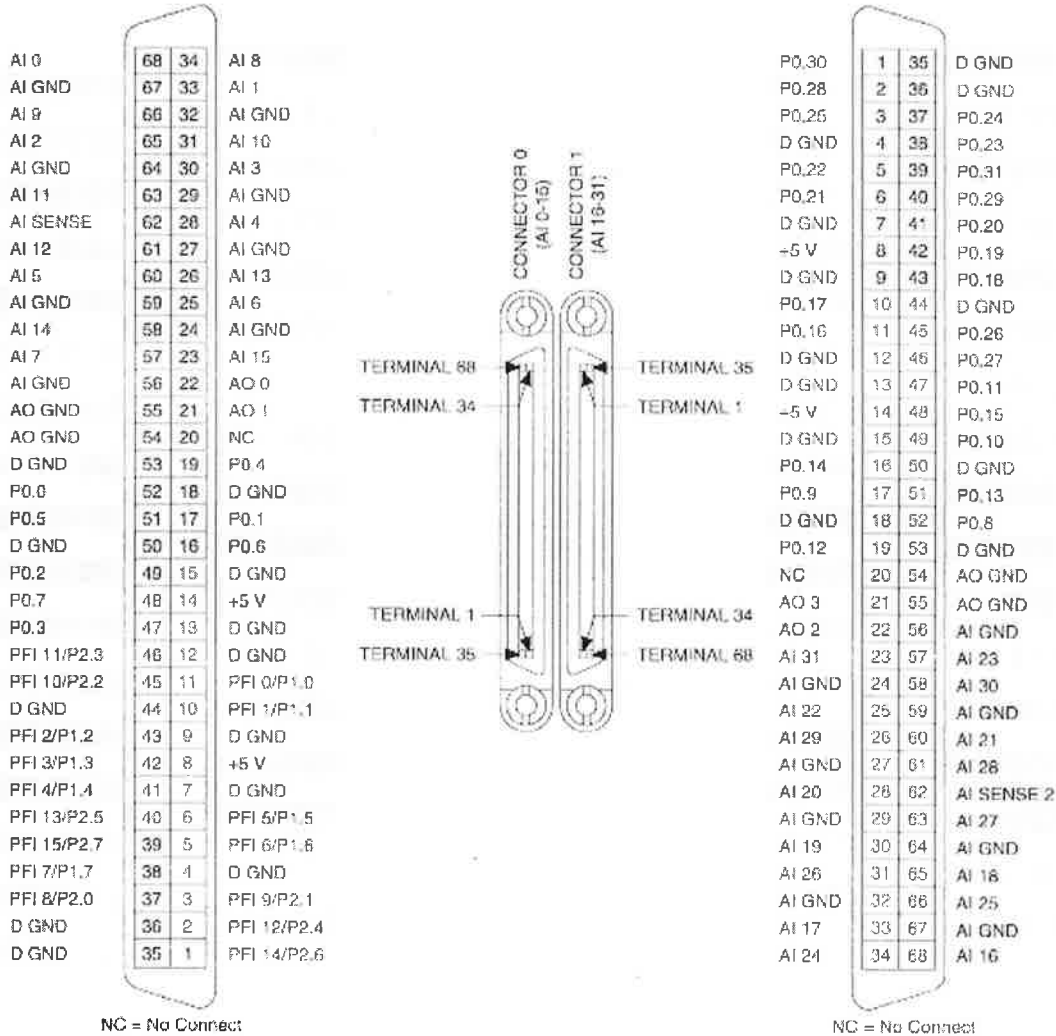


Default NI-DAQmx Counter Terminals

Counter/Timer Signal	Default Pin Number	Signal Name
CTR 0 SRC	1	PFI 0
CTR 0 GATE	2	PFI 1
CTR 0 AUX	1	PFI 0
CTR 0 OUT	6	PFI 4
CTR 0 A	1	PFI 0
CTR 0 Z	3	PFI 2
CTR 0 B	2	PFI 1
CTR 1 SRC	4	PFI 3
CTR 1 GATE	3	PFI 2
CTR 1 AUX	4	PFI 3
CTR 1 OUT	7	PFI 5
CTR 1 A	4	PFI 3
CTR 1 Z	2	PFI 1
CTR 1 B	3	PFI 2
FREQ OUT	8	PFI 6

ANEXO 2.
TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS NI PCI/PXI-6229.

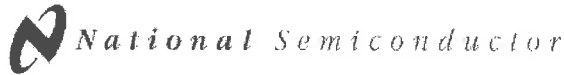
NI PCI/PXI-6229



Default NI-DAQmx Counter Terminals (Connector 0)

Counter/Timer Signal	Default Pin Number	Signal Name
CTR 0 SRC	37	PFI 8
CTR 0 GATE	3	PFI 9
CTR 0 AUX	45	PFI 10
CTR 0 OUT	2	PFI 12
CTR 0 A	37	PFI 8
CTR 0 Z	3	PFI 9
CTR 0 B	45	PFI 10
CTR 1 SRC	42	PFI 3
CTR 1 GATE	41	PFI 4
CTR 1 AUX	46	PFI 11
CTR 1 OUT	40	PFI 13
CTR 1 A	42	PFI 3
CTR 1 Z	41	PFI 4
CTR 1 B	46	PFI 11
FREQ OUT	1	PFI 14

Note For more information about default NI-DAQmx counter inputs, refer to the NI-DAQmx Help.



November 2000

LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors

General Description

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

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

Features

- Calibrated directly in $^{\circ}$ Celsius (Centigrade)
- Linear $+ 10.0$ mV/ $^{\circ}$ C scale factor
- 0.5 $^{\circ}$ C accuracy guaranteeable (at $+25^{\circ}$ C)
- Rated for full -55° to $+150^{\circ}$ C range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to 20 volts
- Less than 60 μ A current drain
- Low self-heating, 0.05 $^{\circ}$ C in still air
- Nonlinearity only $\pm 1/4^{\circ}$ C typical
- Low impedance output, 0.1 Ω for 1 mA load

Typical Applications

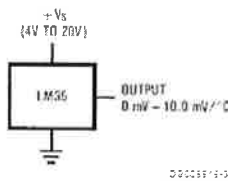
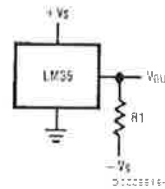


FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor ($+2^{\circ}$ C to $+150^{\circ}$ C)



Choose $R_1 = +V_S/60 \mu A$
 $V_{OUT} = +1.000$ mV at $+150^{\circ}$ C
 $= +200$ mV at $+25^{\circ}$ C
 $= -500$ mV at -55° C

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors

ANEXO 4.

ACCELEROMETRO.



**LSM
Accelerometer**

**BEST OF
CLASS**



If space is a concern, the Jewell LSM Series is the accelerometer solution for you. The LSM offers equivalent features to the LCA in a smaller package — approximately 1" cube. Its wide input range and bandwidth features meet the demanding needs of variety of aerospace applications.

LSM Accelerometer Specifications

Performance

Input Range ¹ , g:	±0.5	±1.0	±2.0	±5.0	±10.0	±20.0
Full Range Output (FRO), volts ±1%:	±5.0	±5.0	±5.0	±5.0	±5.0	±5.0
Nonlinearity, % FRO ² , maximum:	0.05	0.05	0.05	0.10	0.10	0.25
Scale Factor, volts/g, nominal:	10.0	5.0	2.5	1.0	0.5	0.25
Scale Factor Temp Sensitivity, PPM/°C, maximum:	200	200	200	200	200	200
Bias, g, maximum:	0.050	0.010	0.010	0.010	0.020	0.050
Bias Temperature Sensitivity µg/°C:	50	50	50	100	100	200
Natural Frequency, Hz, nominal:	70	100	140	100	140	160
Bandwidth(-3dB), Hz, nominal:	70	100	140	100	140	160
Input-Axis Misalignment, ° maximum:	±1	±1	±1	±1	±1	±1
Resolution and Threshold, µg:	10	10	10	10	20	50

Electrical

Input Voltage, VDC, nominal:	±12 to ±15					
Input Current, mA, nominal:	10.0					
Output Impedance, ohms, nominal:	10.0	5.0	2.5	5.0	2.5	2.5
Noise, mV rms maximum:	5.0					

Environmental

Operating Temp Range:	-55° C to +55° C
Survival Temp Range:	-65° C to +105° C
Shock:	100g - 11 msec, 1/2 sine
Seal:	MIL-STD 202 Method 112
Weight:	2.0 g

¹ Full Range is defined "from negative full input acceleration to positive full input acceleration"

² Nonlinearity is specified as deviation of output referenced to a best fit straight line, independent of misalignment.

³ Output Phase angle = -90°

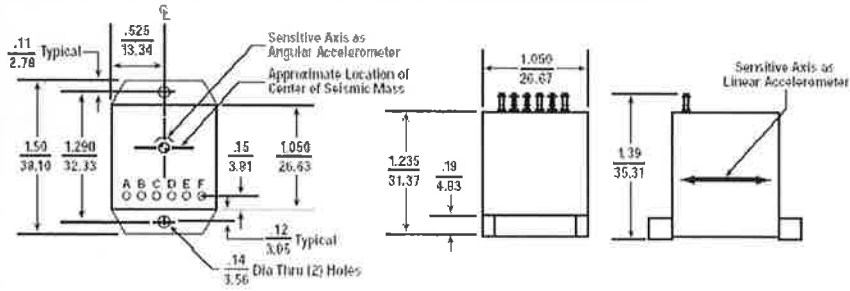
⁴ Unit Power connectors can be easily adapted for operations from single-ended, floating power supplies of 24 to 36 Volts DC

Applications

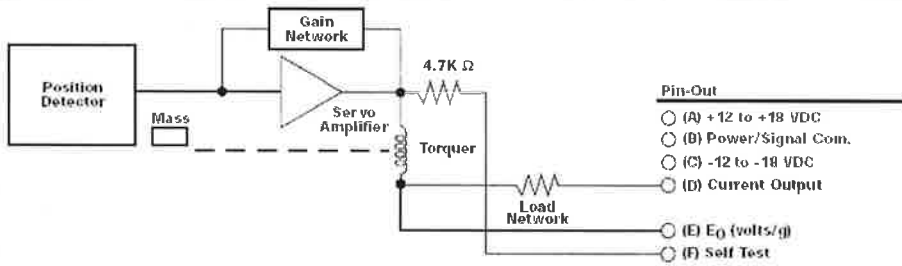
- ▶ Satellite Nutation Sensing
- ▶ Radar Leveling
- ▶ Fire Control
- ▶ Attitude Heading and Reference Systems
- ▶ Train Braking & Banking
- ▶ Missile Orientation
- ▶ Autopilot

LSM Accelerometer

Dimensional Drawing for the LSM Accelerometer (inch/mm)



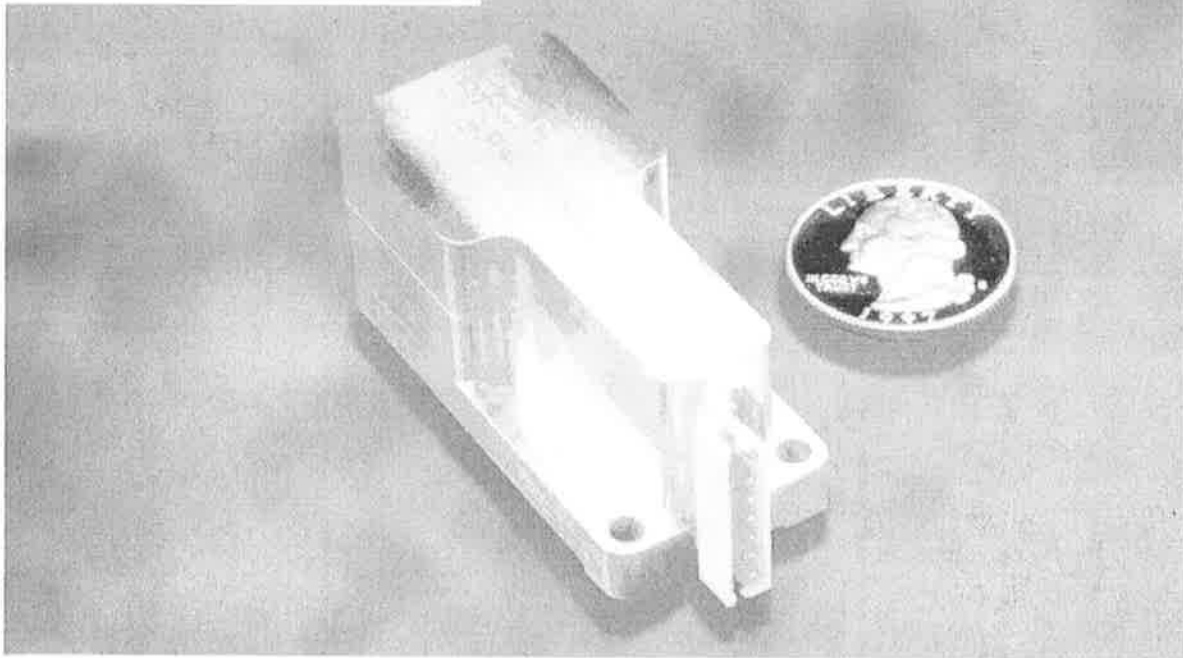
Block Diagram for the LSM Inertial Sensor



ANEXO 5.

GIROMETRO.

BEI GYROCHIP® II Micromachined Angular Rate Sensor



Applications

- Platform Stabilization
- Short Term Navigation
- GPS Augmentation
- Camera Stabilization
- Instrumentation
- Robotics
- Autonomous Vehicle Control

Description

The BEI GyroChip II is a compact, rugged, solid-state inertial sensor used to measure angular rotation rates. It features a monolithic quartz sensing element, internal power regulation and DC input/high-level DC output operation. Two versions are available. The +12 Vdc version features a high-level +1.0 to +4.0 Vdc output, and operation from standard battery power. The ± 5 Vdc version provides a high-level bipolar output of ± 5 Vdc, and is designed for use with conventional double-sided power supplies.

Features

- Solid-State
- Compact, Lightweight Design
- Wide Temperature Range
- DC Input/High-Level DC Output
- Internal Power Regulation
- High Reliability

Operation

The BEI GyroChip II utilizes a one piece, micromachined, vibrating quartz tuning fork sensing element. Applying the Coriolis effect, a rotational motion about the sensor's input axis produces a DC voltage proportional to the rate of rotation. Use of piezoelectric quartz material simplifies the active element, resulting in exceptional stability over temperature and product life.



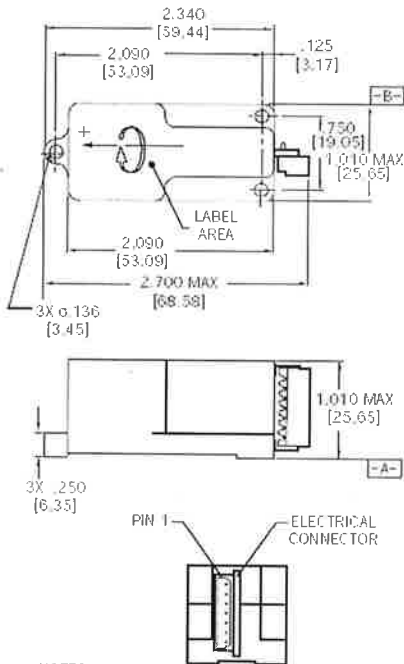
BEI SYSTEMS DIVISION INERTIAL DIVISION
A BELL & HOWELL COMPANY

For applications assistance or more information on any of
System Donner Inertial Division's micromachined inertial sensors,
Call 1-866-BELGYRO (866-234-4976)

964117 Rev. B

BEI GYROCHIP® II

Micromachined Angular Rate Sensor



NOTES

1. GYROCHIP II IS SUPPLIED WITH A MATING CONNECTOR (MOLEX PIN 5064-7 OR EQUIV.).
2. ANGULAR RATE APPLIED AS SHOWN WILL PRODUCE A MORE POSITIVE OUTPUT.
3. UNIT OF MEASURE IS INCHES/MM.
4. BUILT-IN-TEST ACTIVATED BY GROUNDING PIN 7 CAUSES AN INCREASE IN RATE OUTPUT (PIN 6) OF 5 Vdc NOMINAL.
5. BUILT-IN-TEST ACTIVATED BY GROUNDING PIN 7 CAUSES AN INCREASE IN RATE OUTPUT (PIN 6) OF 10 Vdc NOMINAL.

ORS14-00XXX-102	
Connector Pin	Assignment
1	Power and Signal Ground
2	+Vdc Input
3	Tri Connection, Leave Open
4	No Connection, Leave Open
5	Rate Output
6	No Connection, Leave Open
7	Built-in-Test*

ORS14-00XXX-103	
Connector Pin	Assignment
1	+Vdc Input
2	+Vdc Input
3	Power Ground
4	Signal Ground
5	Rate Output
6	No Connection, Leave Open
7	Built-in-Test*

PARAMETER	SUMMARY SPECIFICATIONS	
Part Number	ORS14-0XXXX-102**	ORS14-0XXXX-103**

Power Requirements

Input Voltage	+9 to +18 Vdc	+ and - 9 to 18 Vdc
Input Current	<20 mA	<25 mA (each supply)

Performance

Standard Ranges	±50, 100, 200, 500, 1000 ¹ /sec	
Full Scale Output (Nominal)	+1.0 Vdc (-FS) to +4.0 Vdc (+FS)	±5 Vdc
Scale Factor Calibration (at 22°C)	±2% of value	
Scale Factor over Temperature (Dev. from 22°C)	±0.06%/°C	
Bias Calibration (at 22°C)	+2.5 ±0.045 Vdc	0.0 ±0.075 Vdc
Bias Variation over Temperature (Dev. from 22°C)	<3.0 ¹ /sec (exception: 1000 ¹ /sec unit is <5.0 ¹ /sec)	
Short Term Bias Stability (100 sec at const. temp)	±0.05 ¹ /sec, typical	
Long Term Bias Stability (1 year)	±1.0 ¹ /sec	
g Sensitivity	±0.06 ¹ /sec/g	
Start-Up Time	<2.0 sec	
Bandwidth (-90°)	±50 Hz	
Non-Linearity	±0.05% of F.R.	
Threshold/Resolution	±0.004 ¹ /sec*	
Output Noise (DC to 100Hz)	±0.05 ¹ /sec/√Hz*	±0.02 ¹ /sec/√Hz*
Operating Life	10 years, typical	

Environments

Operating Temperature	-40°C to +85°C
Storage Temperature	-55°C to +100°C
Vibration Operating	5 g _{rms} 20 Hz to 2 kHz random
Vibration Survival	10 g _{rms} 20 Hz to 2 kHz random 5 min/axis
Shock	200 g

Weight

±50 grams

*Values indicated for ±100¹/sec range. **"XXXX" designates a range.



DIVISION HEADQUARTERS

System Design Inertial Division
2700 System Drive, Concord, CA 94518-1399
Tel: 1-925-671-6400 or 1-800-BEI-GYRO
Fax: 1-925-671-6590
E-mail: sales@system.com
World Wide Web: <http://www.system.com>

EUROPEAN HEADQUARTERS

System Design Inertial Division
FDS House, 94-104 John Wilson Park
Wharfedale, Kent, England TN15 2JZ
Tel: +44 (0) 1227 774400
Fax: +44 (0) 1227 363289
E-mail: beintest@ukonline.co.uk

A subsidiary of BEI TECHNOLOGIES, INC.
© 1998 BEI System Design Inertial Division. GyroChip is a registered trademark of BEI Technologies, Inc. All rights reserved. Printed in U.S.A.

084117 Rev. B