

Capítulo 3

Diseño de los Sensores Embarcados

En este capítulo:

Sistema de sensores	15
Sensores de Velocidad y de Altura	16
Sistema de sensores inerciales	18
Magnetómetro.....	20
GPS.....	21
Temperatura	21
Monitor de batería	22
Calibración	22
Bibliografía.....	39

Sistema de sensores

En este capítulo se tratarán los sensores necesarios para cumplir los objetivos del proyecto. El sistema de sensores se puede dividir en dos categorías.

El sistema de datos de aire. La información obtenida a partir del sistema de aire es la altitud, velocidad aérea calibrada, velocidad vertical, velocidad real, número Mach y ángulo de incidencia o ángulo de ataque. Estos datos son fundamentales para control y navegación de la aeronave. El *sensorDSC* calcula estas cantidades de la salida de los sensores a partir de la medida de la presión estática, la presión total y la temperatura del aire exterior. El ángulo de incidencia del flujo de aire se deriva del sensor de incidencia de flujo de aire.

Sistema de sensores inerciales. La *attitude* de la aeronave y el rumbo son claramente una información esencial para el piloto cuando está ejecutando maniobras o volando en malas condiciones de visibilidad, volando entre nubes o de noche. Una información precisa de *attitude* y rumbo es requerido por un número de subsistema de aviónica como por ejemplo el piloto automático, y el sistema de navegación y armamento en caso de aeronaves militares.

La información de *attitude* y el rumbo se obtienen del sistema de sensores inerciales. Éste está compuesto por un conjunto de giróscopos y acelerómetros que miden el movimiento angular y lineal de la aeronave respecto a los ejes de la aeronave.

Sensores de Velocidad y de Altura

La altura por presión barométrica, la velocidad vertical, la velocidad aérea calibrada, la velocidad aérea real, el número Mach, etc son obtenidos por tres medidas básicas por sensores conectados a sondas que miden:

- Presión total (o *Pitot*).
- Presión estática.
- Temperatura total (o indicada) del aire.

En la siguiente figura se muestra un esquema de un sistema de datos de aire básico.

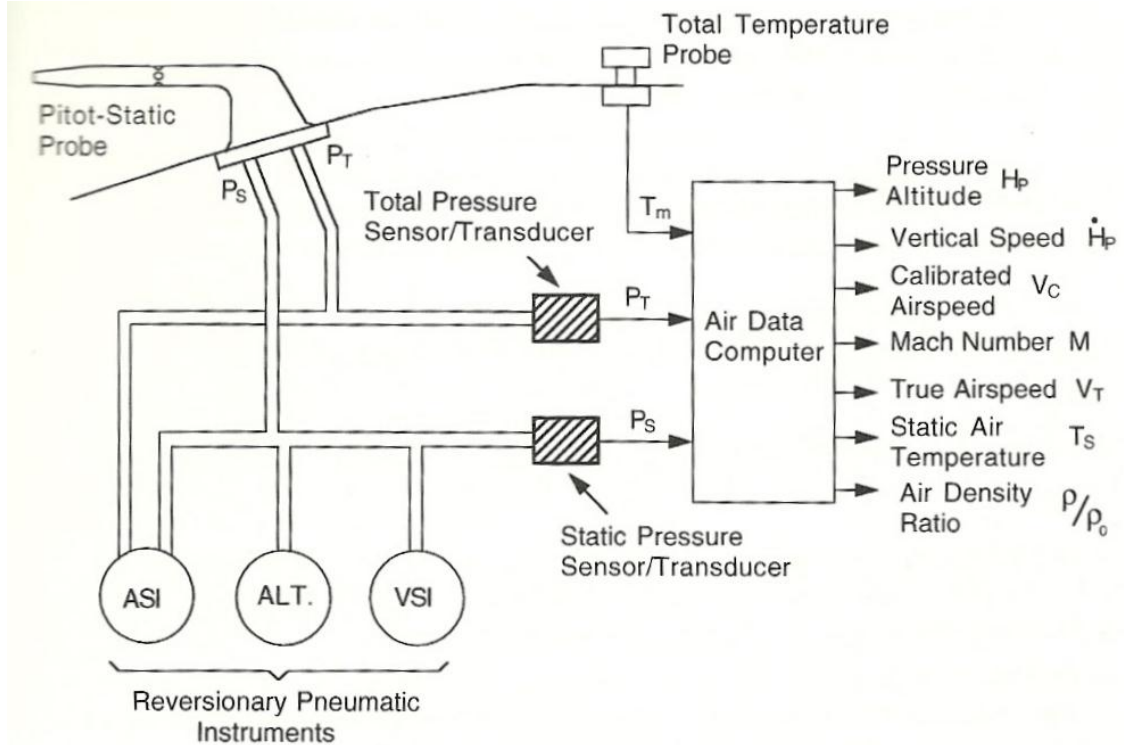


Figura 1. Sistema de datos de aire básico

La presión total P_T , es medido por medio de un sensor de presión absoluta conectado a un tubo *Pitot* frente a la corriente de aire. Este mide la presión de impacto, Q_c , que es la presión que se ejerce para llevar la corriente de aire en movimiento a reposo con respecto al tubo de *Pitot* más la presión estática, es decir, $P_T = Q_c + P_s$.

La presión estática del flujo de aire libre, P_s , se mide con un transductor de presión absoluta conectada a un orificio adecuadamente situado, donde la presión de la superficie es casi la misma que la presión de la atmósfera circundante.

Un tubo *pitot* es básicamente una sonda que toma muestras del flujo de aire incidente. Dispone de dos tipos de orificios diferentes, un orificio frontal para medir la presión total y uno o varios orificios perpendiculares al flujo de aire para medir la presión estática. A continuación se muestran dos imágenes de la sección del tubo *Pitot* utilizado.



Figura 2. Vista de sección de un tubo *pitot*.

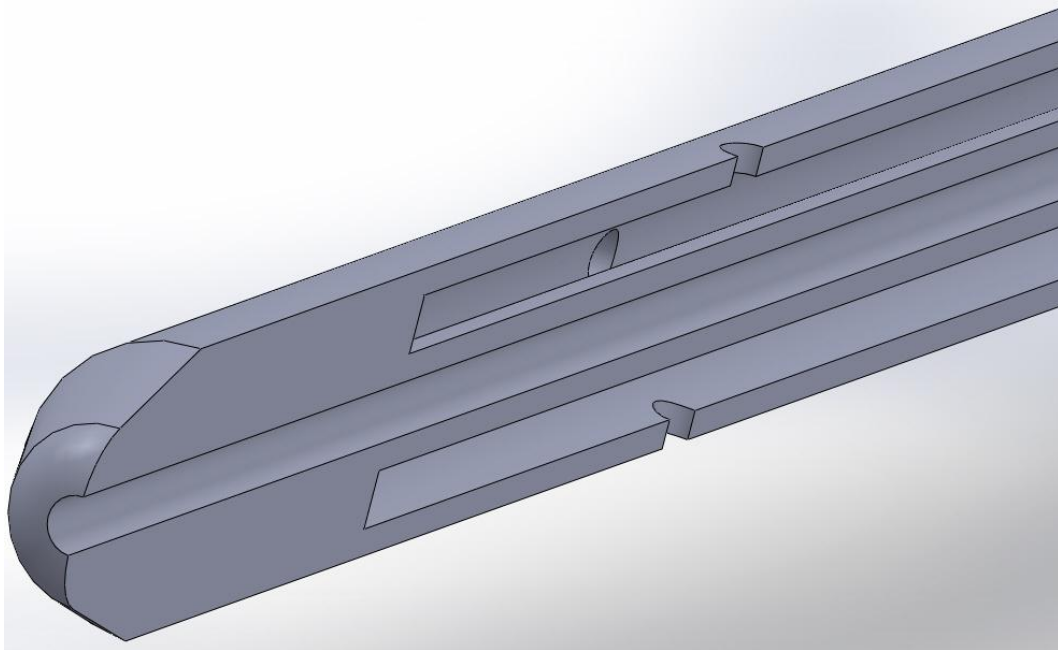


Figura 3. Sección tubo *pitot*. Vista de los orificios para toma de presión total y estática.

De las medidas de la presión estática, P_s , y presión total, P_T , es posible derivar los siguientes parámetros.

- Altura barométrica, H_p . Esta es derivada de la presión estática, medida asumiendo una atmósfera estándar.
- Velocidad vertical, \dot{H}_p que básicamente se obtiene diferenciando P_s .
- Velocidad aérea calibrada, V_C . Esta es obtenida directamente de la presión de impacto Q_C , que es de hecho obtenido de la diferencia entre la presión total y estática ($Q_C = P_T - P_s$).
- Numero Mach, M . Es la relación entre la velocidad aérea real, V_T y la velocidad del sonido local, A , que es $M = V_T/A$.

El sensor de presión estática elegido fue el MPXH6115A. Se trata de un sensor analógico que integra en el chip un amplificador bipolar y una red de resistencias de capa fina (*thin film resistor networks*). Se trata de un transductor piezoeléctrico que mide la presión estática. Aunque el fabricante indica que viene calibrado y compensado en temperatura, el sensor sigue siendo bastante sensible a la temperatura y la tensión de alimentación, por lo que requiere un tratamiento digital de la señal. El rango dinámico de presión va desde 15 a 115kPa.

Para la medida de la velocidad se ha utilizado el sensor de presión diferencial MPXV5004. Se trata de un transductor piezoresistivo analógico de bajo coste. Al ser un sensor diferencial integrado en el mismo chip, la temperatura afecta casi por igual a ambos transductores y por tanto la temperatura le afecta menos que al anterior, pero también requiere un pequeño tratamiento digital. El rango dinámico va desde 0 a 3.9kPa.

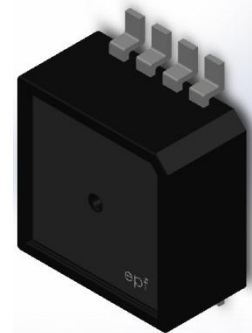


Figura 4. MPXH6115A

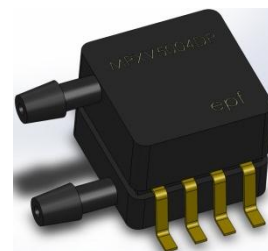


Figura 5. MPXV5004

Sistema de sensores inerciales

Los giroscopios (abreviado gyro) y los acelerómetros son conocidos como sensores inerciales. Esto es porque ellos explotan la propiedad de inercia, es decir, la resistencia a un cambio en el momento, para medir movimiento angular en el caso de los gyro y cambios en el movimiento lineal en el caso de los acelerómetros. Ellos son fundamentales para control y guía de una aeronave.

Los gyros y acelerómetros son elementos esenciales en el sistema de referencia espacial o AHRS (*attitude/heading reference system*) y en el sistema de navegación inercial (INS).

Los requisitos de precisión para gyros y acelerómetros pueden diferir en varios ordenes de magnitud dependiendo de la aplicación. La siguiente tabla muestra los requisitos para un sistema de control de vuelo FBW y un sistema de navegación inercial 1NM/h *strap down INS* como representación de los extremos inferior y superior de sistemas. Esto también se refleja en el precio que varía en varios ordenes de magnitud.

		Flight control system	Strapdown INS
Gyro	Scale factor	0.5%	0.001%(10ppm)
	Zero offset/rate uncertainty	1°/min	0.01°/hora
Acelerómetro	Scale factor	0.5%	0.01%(100ppm)
	Zero offset/rate uncertainty	5x10 ⁻³ g	5x10 ⁻⁵ g

Debido a la filosofía de bajo coste que se sigue en el proyecto, se ha optado por sensores MEMS de bajo coste, en lugar de los carísimos RLG o FOG o los acelerómetros de alta precisión. Esto limita el sistema a no poder hacer navegación inercial, pero se suple con el GPS que va a ser el principal sistema de navegación.

La PCB de control, fue diseñada para incorporar hasta tres sistemas de sensores inerciales distintos. El diseño permite que funcionen de forma independiente utilizando buses dedicados a cada compoenten. Esto permite que se pueda montar una de las opciones, o todas al mismo tiempo. Funcionando todos a la vez, permite mejorar el estimación a costa de añadir una mayor complejidad al sistema.

La primera opción está formada por sensores independientes de acelerómetro (ADXL345), gyro (L3G4200D) y magnetómetro (HMC5883). Todos ellos miden en los 3 ejes y están orientados de forma correcta en la PCB para usar el mismo sistema de referencia y evitar carga de procesado.

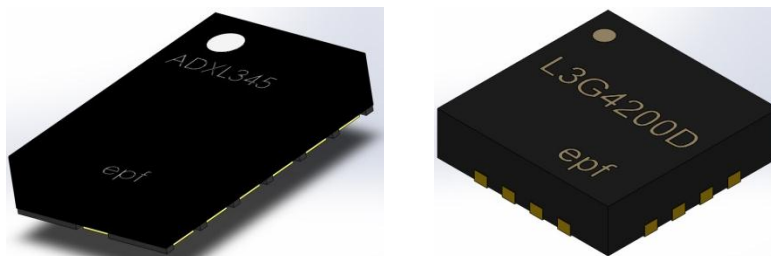


Figura 6. ADXL345 y L3G4200D

La segunda opción está formado por el integrado MPU-6050 de InvenSense. Se trata de un dispositivo de bajo consumo y bajo coste e integra un acelerómetro de 3 ejes y un giróscopo de 3 ejes. La ventaja de este dispositivo es que la alineación entre el acelerómetro y el giróscopo es mucho mejor que la primera opción, que depende de la habilidad del soldador.

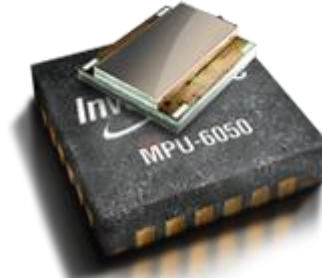


Figura 7. MPU-6050

La tercera opción es la más precisa, pero mucho más costosa. La PCB permite incorporar un IMU de Analog de la familia ADIS164XX que incorporan acelerómetros, giróscopos, magnetómetros de tres ejes, y el ADIS16407 incorpora un sensor de presión absoluta. Cada módulo viene calibrado de fábrica y proporciona una medida mucho más estable que las versiones anteriores. Otra ventaja es que al estar fuera de la PCB no sufre los efectos de calentamiento que sufren los otros sensores.

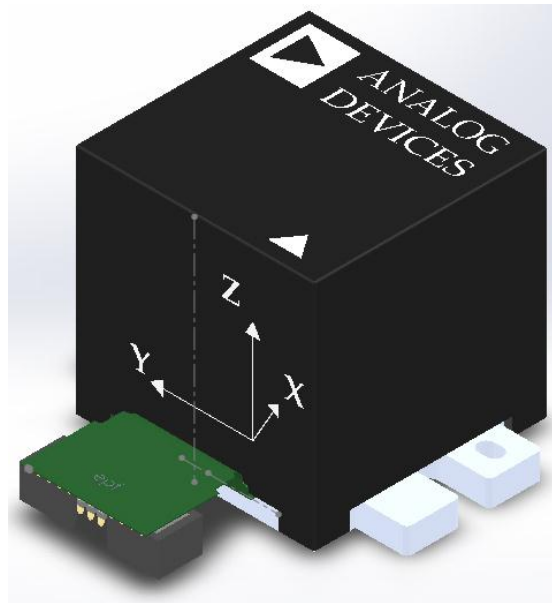


Figura 8. ADIS164XX

En las siguientes tablas se resumen las principales características de los sensores utilizados para el proyecto.

Característica	Giróscopo L3G4200
Range: Roll, Pitch, Yaw (°/sec)	±500
Bias: Roll, Pitch, Yaw (°/sec)	±15
Sensitivity change vs. temperature (%)	±2
Non-Linearity (% FS)	0.2

Sensitivity (mdps/digit)	17.5
Bandwidth (Hz)	100/200/400/800
Rate noise density (dps/sqrt(Hz))	0.03

Característica	Acelerómetro ADXL345
Range: X/Y/Z (g)	±8
Bias: X/Y/Z (mg)	±35/±35/±40
Sensitivity Deviation from Ideal (%)	±1
Non-Linearity (% FS)	±0.5
Sensitivity (mg/LSB)	3.9
Bandwidth (Hz)	0.1 - 3200
Noise: X,Y/Z (LSB rms)	0.75/1.1

Magnetómetro

La intensidad de campo magnético terrestre es de unos 0.5 a 0.6 gauss y tiene una componente paralelo a la superficie terrestre que siempre apunta hacia el norte magnético. Este campo se puede aproximar con un modelo dipolo. El vector campo magnético apunta hacia el norte magnético pero con inclinación hacia el centro de la tierra en el hemisferio norte y hacia afuera en el hemisferio sur.

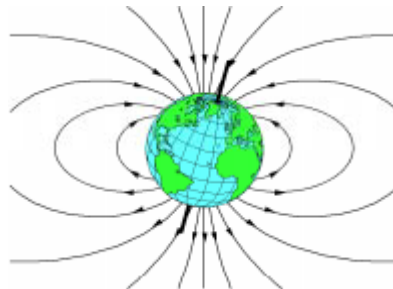


Figura 9 – Líneas de campo magnético en la tierra.

Esta información es usada para obtener el norte magnético que va a ser una referencia estática que se utilizará para alinear y corregir el AHRS (*attitude heading reference system*).

Con intención de poder medir el campo magnético, se ha elegido un sensor magnetorresistivo con la suficiente sensibilidad como el HMC5883L. Proporciona una interfaz digital a través de un bus I2C.

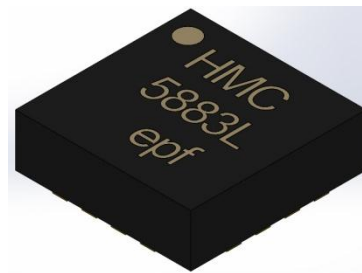
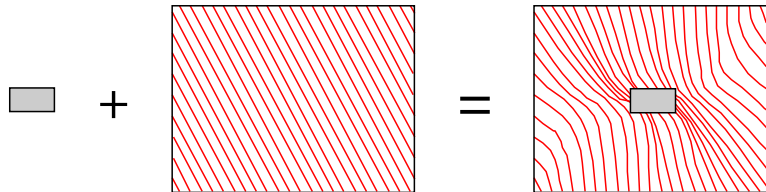


Figura 10 – HMC5883L

Por desgracia, el campo magnético terrestre no es la única fuente que genera campo magnético. Existen más fuentes que van a ser captadas por el sensor como son los campos magnéticos generados por las corrientes que genera el propio circuito o circuitos externos,

imanes, cables de alta tensión, etc. A parte de eso, existen elementos pasivos capaces de alterar el campo magnético como son los elementos férricos. En la siguiente imagen se puede observar como las líneas de un campo magnético uniforme son distorsionadas por un elemento férrico. Todos estos efectos distorsionan el campo magnético que mide el sensor y por eso este sensor requiere de una calibración más compleja que los otros.



Para una información más detallada sobre el funcionamiento de estos sensores puede consultar en la bibliografía las notas de aplicación de Michael J. Caruso.

GPS

Para el GPS se ha elegido el módulo SKG12A de bajo coste que es compatible con el NEOX-5Q. Se trata de un módulo de alta sensibilidad -165dBm en seguimiento lo que permite recibir señal en condiciones desfavorables.

El módulo funciona con el protocolo NMEA-0183 y por defecto transmite tramas GGA, GSA, GSV, RMC a 9600bps cada segundo. De estas tramas los datos de interés es la latitud, longitud, la velocidad, altura y rumbo que son utilizados para la navegación.



Figura 11. Módulo GPS

Temperatura

El sensor de temperatura es un integrado analógico que consiste en un termistor activo lineal que proporciona una señal analógica proporcional a la temperatura exterior. Se trata del integrado de bajo coste MCP9700A. El fabricante especifica que calibrando el sensor a +25°C proporciona una precisión de $\pm 1^\circ\text{C}$ dentro del rango 0°C a 70°C en otro caso la precisión es de $\pm 2^\circ\text{C}$. Esta calibración no se hace ya que para esta aplicación no se requiere tener un

conocimiento exacto de la temperatura. Lo que se necesita es alguna referencia que de alguna manera esté relacionada con los cambios de temperatura para poder calibrar el resto de sensores. Aun así, la señal analógica es convertida a digital a través de un ADC de 12bits, se pasa por un filtro IIR paso bajo y es procesada para obtener una lectura en °C.

Monitor de batería

El monitor de batería es un divisor resistivo conectado a la entrada para adaptar los rangos de tensión de entrada del DC-DC de 7V-40V a un rango de 0V-3.3V para poder ser leídos por el ADC del microprocesador. Esta información es útil para activar una alarma cuándo la batería está descargada, que en el caso de las baterías LiPo es muy importante, ya que por debajo de cierta tensión corren el peligro de explotar. Otro uso importante es la calibración de los sensores de presión, pues se comprobó que eran sensibles a los cambios de la tensión de la batería. La información obtenida de la batería junto con la temperatura fue usada para la calibración de los sensores de presión.

Calibración

La calibración de un sensor consiste en establecer, con la mayor exactitud posible, la correspondencia entre las indicaciones de un sensor y los valores de la magnitud que se miden con él. Las tolerancias de los componentes y las no idealidades de los circuitos electrónicos conducen a que dos sensores o dos instrumentos de medida aparentemente idénticos no presenten nunca curvas idénticas de calibración. Además, la curva de calibración de los instrumentos varía a lo largo del tiempo y del grado de utilización de los mismos.

Tratando de huir de un tono enciclopédico no se pretende explicar todos los conceptos teóricos de las técnicas utilizadas. Tampoco es intención repetir cada una de las definiciones y factores teóricos que atañen a esta sección ya que no se considera un manual teórico de técnicas de calibración. Referido a esto existe mucha bibliografía donde se explican los distintos sensores y técnicas de calibración entre ellas el libro de Miguel A. Pérez García. Instrumentación electrónica. Aquí se explicarán los pasos que se han seguido, pero se evitará el desarrollo matemático ya que considero que se trata de una matemática elemental y carece de interés.

Como todos los componentes electrónicos, el comportamiento de los sensores cambia en función de la temperatura. Este es un factor que hay que tener en cuenta en este diseño, ya que al ser componentes de bajo coste no vienen lo suficientemente compensados y principalmente por las diferencias de temperaturas que alcanza la PCB. Aunque se verá con más detalle más adelante, se adelanta que uno de los factores en el diseño del hardware fue el espacio. Para hacer las pruebas, se usa una aeronave con un espacio para la carga de pago de dimensiones reducidas. Esto limitó bastante el tamaño de la electrónica de abordo. Excepto el módulo ADIS164xx que va montado fuera, el resto de los sensores van soldados en la PCB de control. Esta PCB no sólo incorpora los sensores, sino que integra los microprocesadores, comunicaciones, el GPS, el procesador de vídeo, y toda la electrónica para el control de servomotores. Debido a las limitadas dimensiones esto complicó el diseño del circuito de alimentación. Por una parte está la electrónica de potencia, que atañe a 20 servomotores que se alimentan con una tensión de 6V y por otra está la electrónica de control. Dentro de la electrónica de control, existen componentes que se alimentan a 5V y otros a 3.3V. Como no había mucho espacio, sólo se pudo integrar un conversor DC-DC de alto rendimiento para la alimentación principal que acepta alimentaciones desde 7V hasta 40V y proporciona una

tensión estable a la salida de 6V y una corriente de hasta 3A. Esta salida alimenta a los servomotores y a los estabilizadores de tensión lineales de 5V y 3.3V. Como bien es sabido, el rendimiento de estos estabilizadores es muy bajo, y el estabilizador de 3.3V que alimenta a la electrónica digital se ve expuesto a una diferencia de tensión de 2.7V y de aproximadamente unos 300mA que tiene que disipar en forma de calor. Aunque está conectado a través de suficientes vías a los planos internos de la PCB, ésta es muy pequeña y hace que su temperatura alcance hasta 42°C en verano. En las siguientes imágenes se puede apreciar la distribución de temperatura en la PCB y cómo el principal elemento que más contribuye al incremento de temperatura se encuentra en el centro y es el estabilizador de 3.3V que alimenta la electrónica digital.

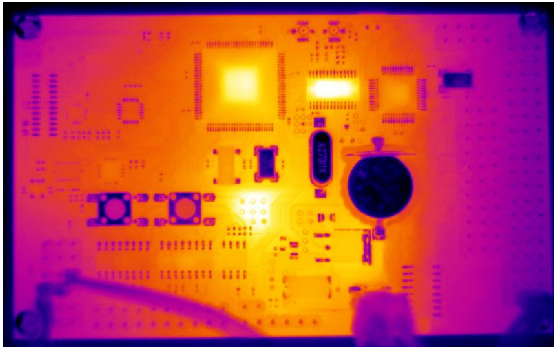


Figura 12. Vista térmica Top.

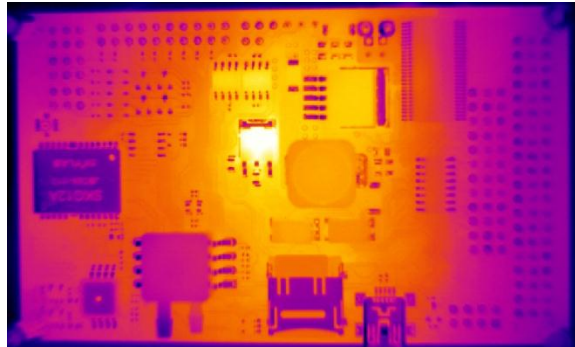


Figura 13. Vista térmica Bottom

Como visión general, lo que se busca es una función que dependiendo de la temperatura estime las correcciones necesarias para hacer que el sensor se comporte lo más parecido a las especificaciones del *datasheet* minimizando los errores por los cambios de temperatura. Normalmente esta función es una función no lineal con la temperatura y la tensión de alimentación. Para su estima se toman muestras a distintos valores de tensión y temperatura. Una técnica muy utilizada en este apartado es la del gradiente descendente (*Gradient Descent*). Esta técnica es muy útil cuando el número de muestras es muy grande, digamos más de 10000 muestras. La otra técnica utilizada en la calibración del magnetómetro para la estima del elipsoide que más se asemeje las muestras es la llamada "*Normal Equations*". Estos algoritmos fueron implementados en Matlab donde se hizo el procesamiento de la calibración.

Ambos algoritmos consisten en definir una función hipótesis $h(\Theta)$, donde Θ es un vector que representa los parámetros de la función y ambos algoritmos lo que hacen es buscar estos parámetros para que se ajusten a las muestras tomadas. A continuación se describe brevemente en que consiste cada uno.

Gradient Descent.

Para estimar $h(\Theta)$, este algoritmo define una función de error $J(\Theta)$ que intenta minimizar cambiando los valores del vector Θ siguiendo el gradiente de $J(\Theta)$. La función de coste que se utiliza es la siguiente y se implementa en Matlab para estimar el vector de parámetros Θ .

$$J(\theta) = \frac{1}{2m} \sum_{i=1}^m (h_{\theta}(x^{(i)}) - y^{(i)})^2$$

Cuando se trabajan con dos o más parámetros en Θ , es interesante normalizar las muestras entre -1 y +1 para ayudar al algoritmo a converger y obtener un mejor resultado. Por ejemplo, de las muestras obtenidas del sensor giróscopo, se han utilizado dos de los parámetros para representar gráficamente la función de error $J(\Theta)$. Como se puede observar a

continuación, es más fácil encontrar el mínimo en la gráfica de los parámetros normalizados que en los parámetros sin normalizar.

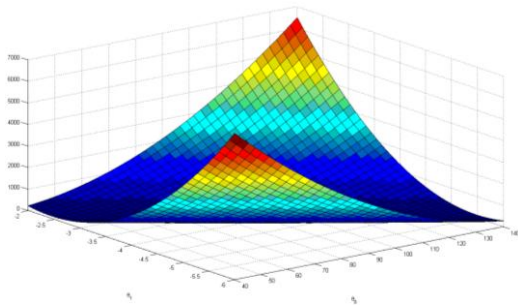


Figura 14.- Superficie de $J(\theta)$ con parámetros sin normalizar. Es más difícil y tarda en encontrar el mínimo el algoritmo *gradient descent*.

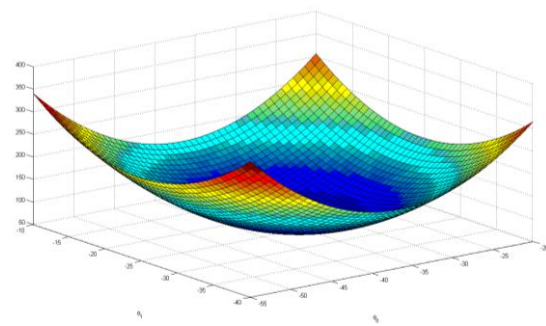
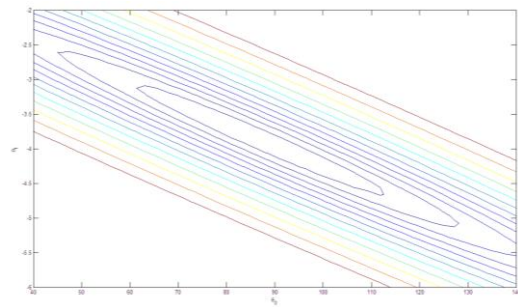
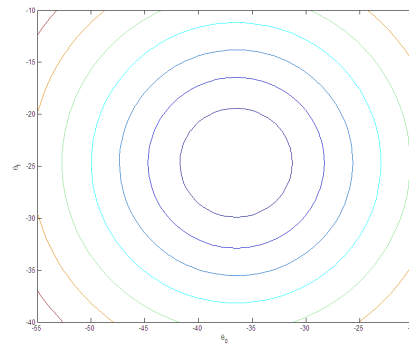


Figura 15.- Superficie de $J(\theta)$ con parámetros normalizados. Es más fácil encontrar el mínimo.



Normal Equations

Dado un conjunto de muestras de entrenamiento esta técnica encuentra la solución exacta de los parámetros que minimizan la función de coste $J(\theta)$ sin necesidad de bucles hasta converger como el *gradient descent*. El inconveniente de este algoritmo es que tiene que hacer la inversa, y para un conjunto de muestras grandes (10000 ya se puede empezar a considerar grande dependiendo del PC usado) el esto puede suponer mucho tiempo de cómputo comparado con el *gradient descent*. La fórmula que encuentra los parámetros θ es la siguiente:

$$\theta = (X^T X)^{-1} X^T y$$

Donde X es la matriz donde se almacenan todas las muestras de entrada e " y " es el vector de valor esperado.

Calibración del sensor de presión absoluta.

Los sensores de presión son muy sensibles a la temperatura y los cambios de tensión de la batería. Aunque la tensión de la batería pasa por un DC-DC y luego por un estabilizador de tensión lineal, se ha encontrado que la señal del sensor de presión varía bastante en función de la alimentación. En el sensor de presión diferencial este efecto se compensa ya que los dos sensores sufren la misma variación y el efecto con la tensión es reducida, pero en el sensor de presión absoluta que se utiliza para estimar la altitud a partir de la presión barométrica, este efecto es bastante considerable y puede hacer que la altitud varíe varias décimas de metros.

A continuación se expone el procedimiento seguido para la calibración tanto del sensor de presión absoluta como del diferencial. Primero, como se muestra en la siguiente imagen, para eliminar ruido del sensor, la señal obtenida del ADC es pasada por un filtro IIR paso bajo de punto fijo, para ahorrar la carga computacional que suponen las operaciones con coma flotante. Luego, a partir de la información de la tensión y temperatura se obtiene un parámetro de error que se resta a la señal filtrada y de esta forma se consigue una señal filtrada y prácticamente independiente de la tensión y la temperatura.

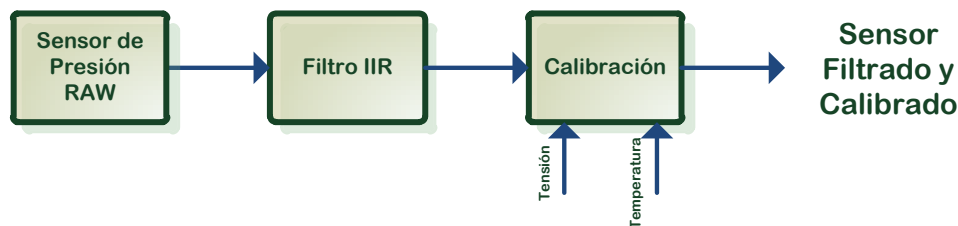


Figura 16 – Procedimiento de calibración para los sensores de presión.

Para obtener una estimación de la función de error se toman muestras a diferente temperatura y tensión de entrada. Con estas muestras y sabiendo a que temperatura y tensión fueron tomadas se estima una función de error utilizando *gradient descent*.

En las siguientes figuras se muestran gráficamente la variación de la temperatura y la tensión de entrada durante el tiempo en que se tomaron las muestras.

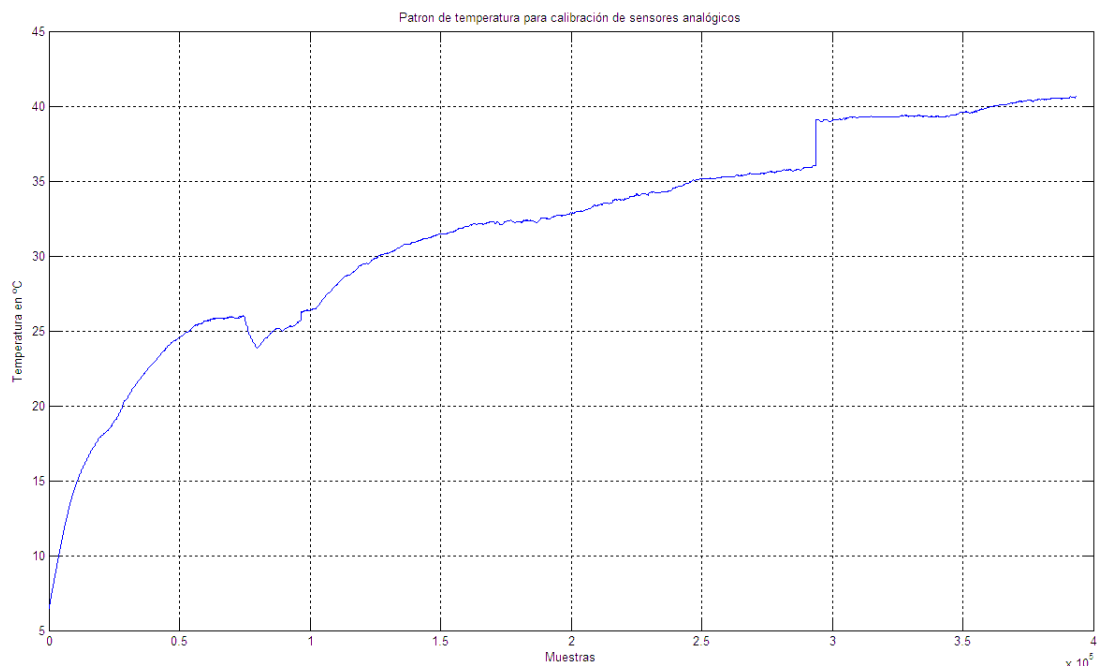


Figura 17 – Patrón de temperatura durante el proceso de toma de muestras.

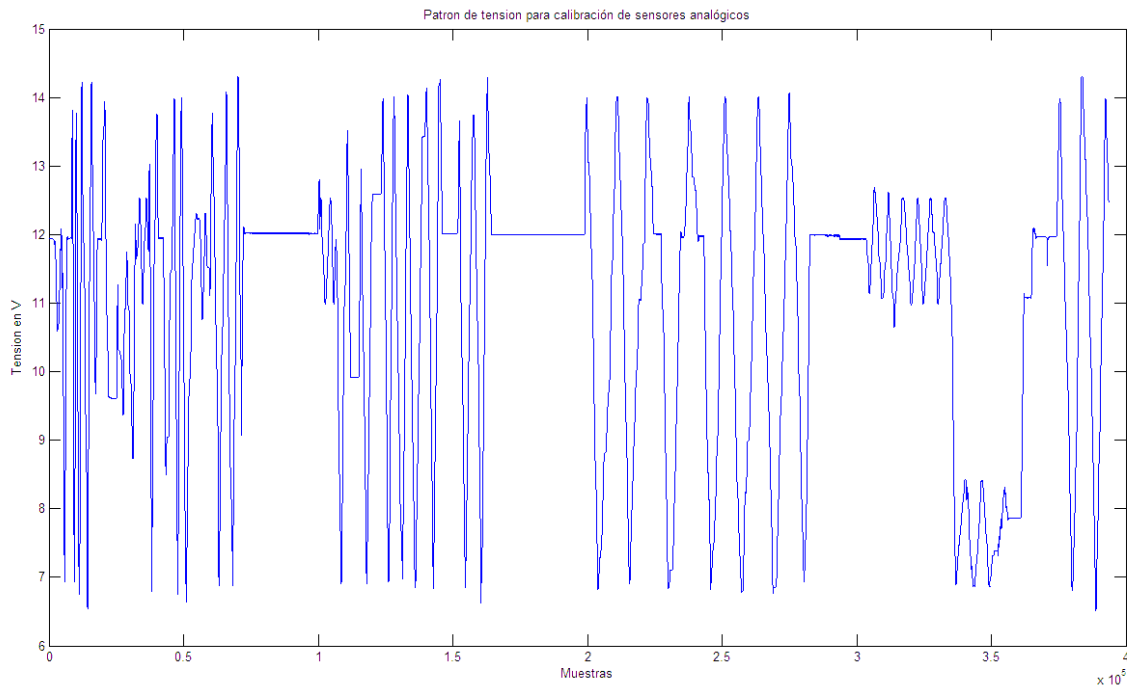


Figura 18 – Patrón de tensión de entrada durante el proceso de toma de muestras.

En la siguiente figura se visualiza la señal obtenida directamente del sensor. Como se puede ver se trata de una señal muy ruidosa y se justifica la necesidad del primer bloque de filtrado.

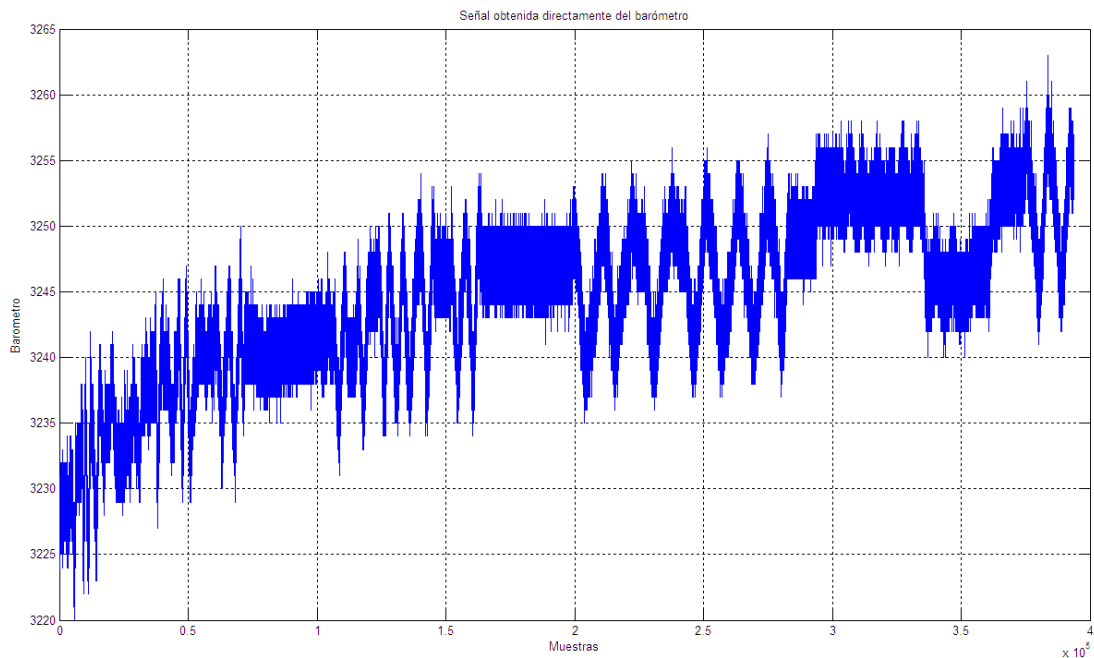


Figura 19 – Señal obtenida directamente del sensor de presión absoluta.

A continuación se muestra como la señal tomada del sensor de presión absoluta y filtrada es afectada por la temperatura y por la tensión de entrada.

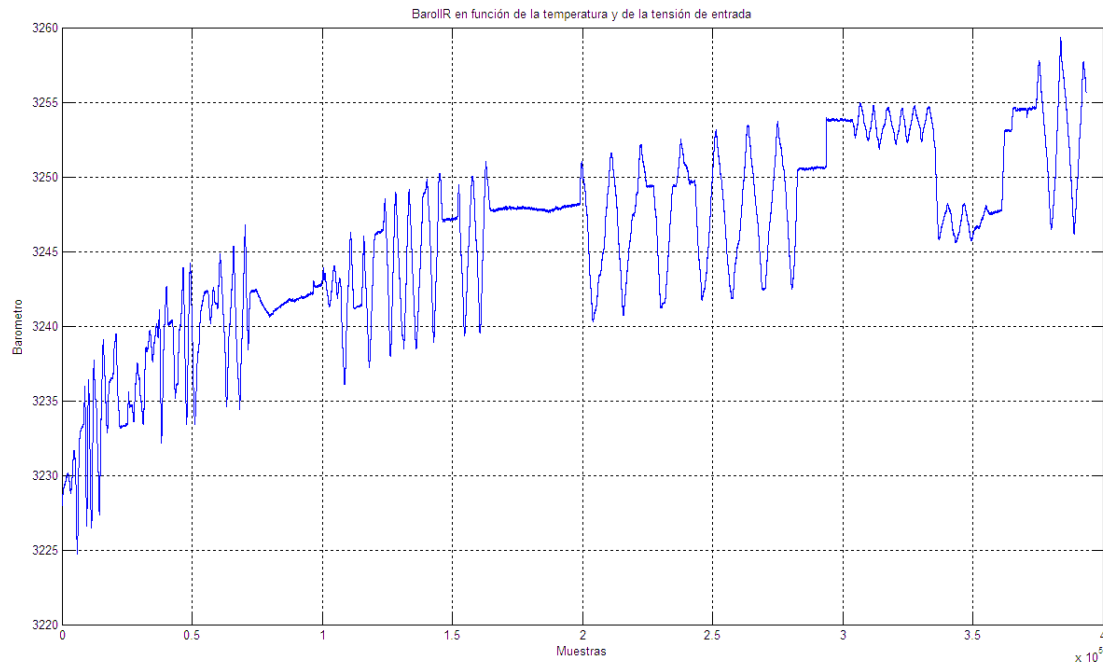


Figura 20 – Señal RAW del sensor barómetro. Se puede observar como la temperatura y la tensión de entrada interfieren en la medida.

Utilizando *gradient descent* para estimar la función del error cometido se obtiene la función que se presenta en rojo en la siguiente figura. La calibración se hace para 25°C.

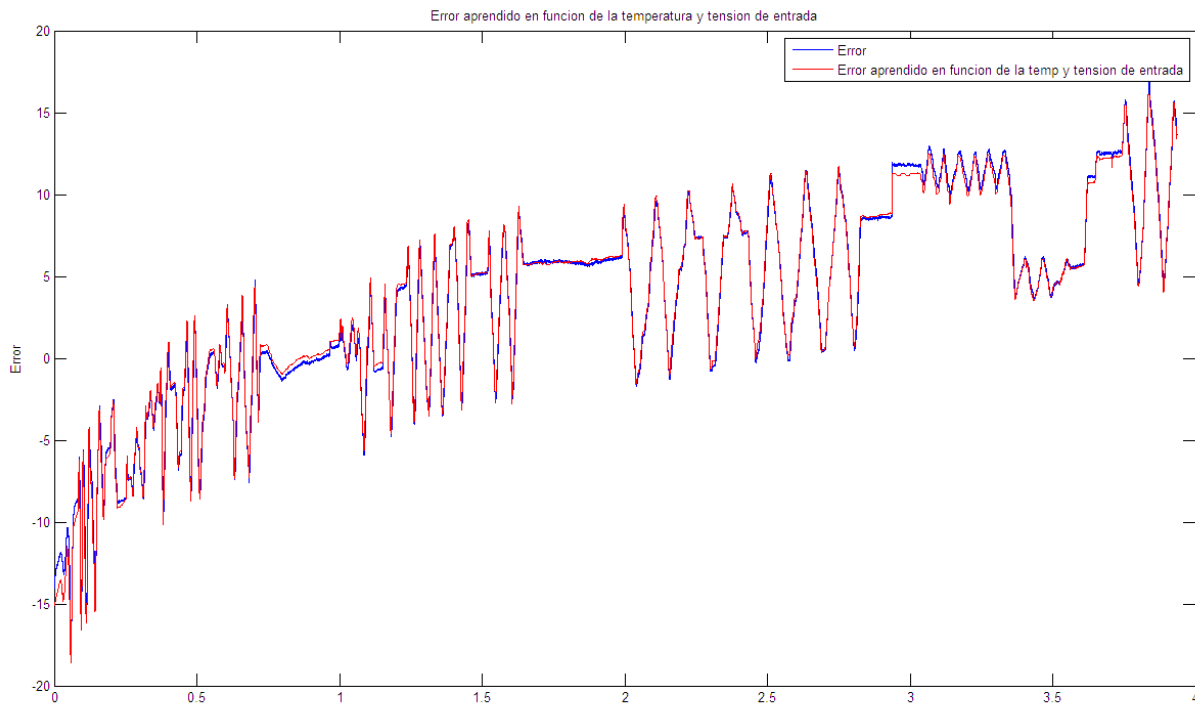


Figura 21 – En azul el error. En rojo la función de error estimada a partir de los datos.

Una vez estimado este error, se corrige la información obtenida del sensor y se obtiene una mejora considerable como se muestra en la siguiente figura. Se puede observar una comparativa entre la señal capturada directamente del sensor y la señal procesada.

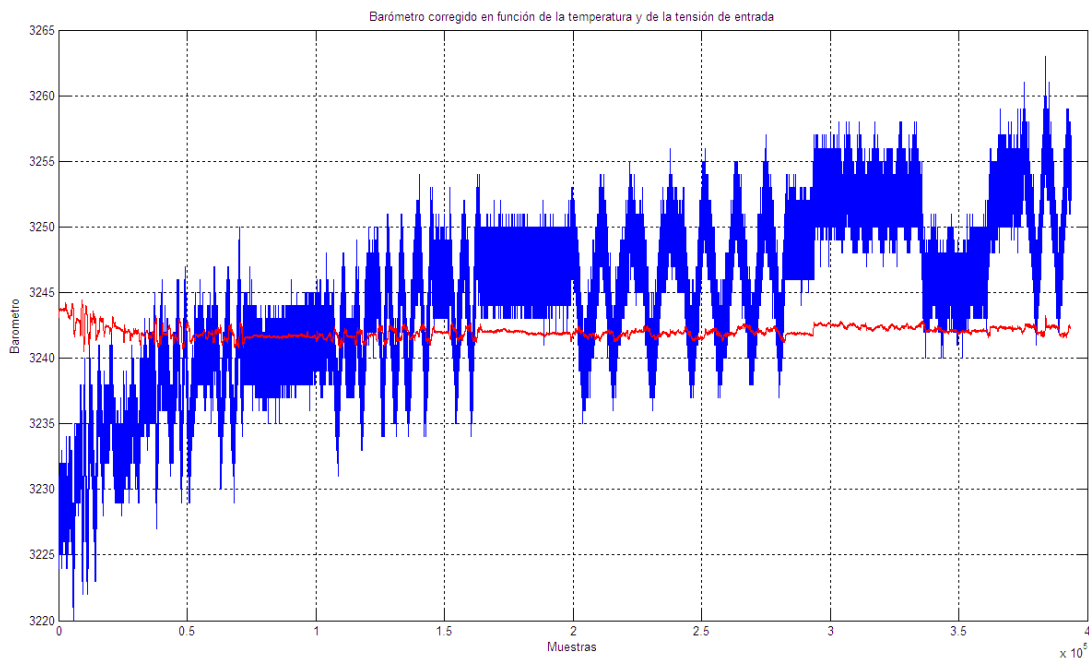


Figura 22 – Señal del sensor barómetro corregida. En azul se muestra la señal obtenida directamente del sensor. Se observa como es muy ruidosa y dependiente de la tensión y la temperatura. En rojo se muestra la señal corregida, donde se observa como se ha reducido la dependencia con la tensión y temperatura.

Calibración del sensor de presión diferencial.

Utilizando un procedimiento similar al anteriormente explicado, y siguiendo el mismo esquema se calibra el sensor de presión diferencial y se obtiene el siguiente resultado.

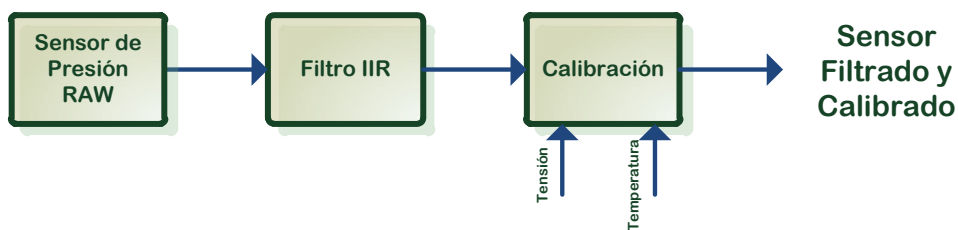


Figura 23 – Procedimiento de calibración para los sensores de presión.

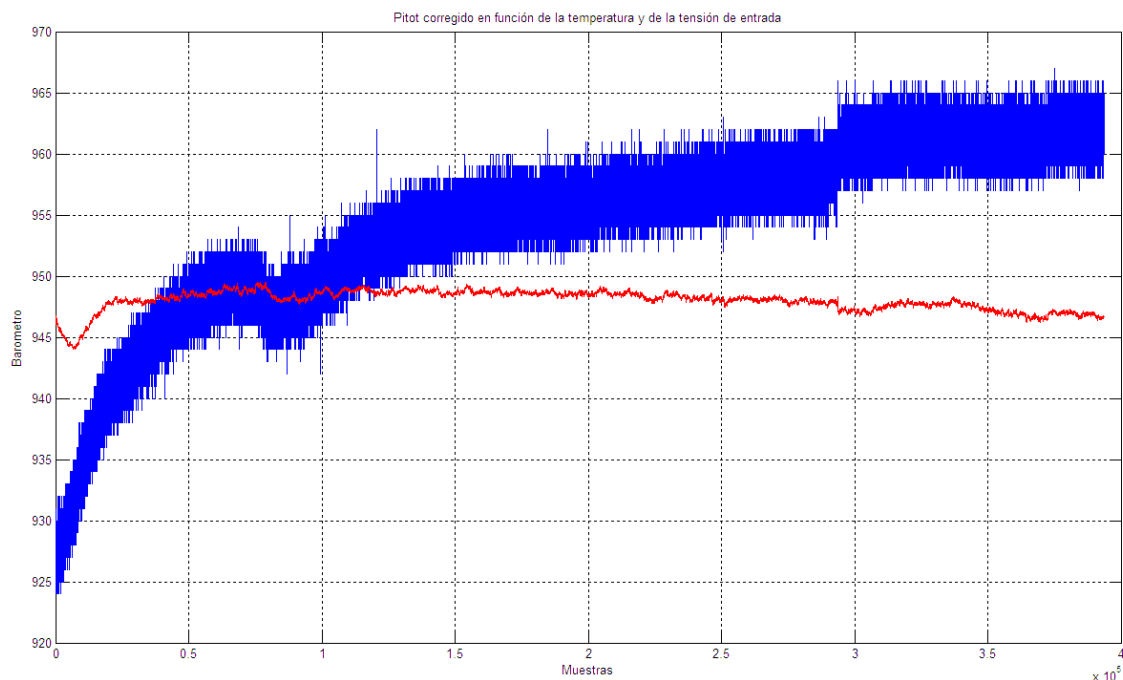


Figura 24 – Señal del sensor de presión diferencial corregida. En azul se muestra la señal obtenida directamente del sensor. Se observa como es muy ruidosa y dependiente de la temperatura. En rojo se muestra la señal corregida, donde se observa como se ha reducido la dependencia con la tensión y temperatura.

Calibración del sensor giróscopo.

Como se verá en el capítulo de software, el giróscopo es el elemento principal en la estimación de la *attitude* (*yaw*, *pitch* y *roll*). Al contrario que otros algoritmos, el algoritmo utilizado en este proyecto para el cálculo de la *attitude* no va estimando continuamente el *bias* del gyro sino que hace una estimación del error cometido en la *attitude* y la corrige. Estos algoritmos que corrigen el *bias*, son especialmente útiles cuando se trabajan con giróscopos buenos como los de fibra óptica o los láser que tienen muy poco ruido, pero el coste de estos sensores es muy elevado y sale de la filosofía de bajo coste seguida en el proyecto. Los sensores MEMs actualmente tiene mucho ruido y aunque se estime perfectamente el *bias* en cada momento, este ruido pasado por todos los bloques de cálculo de los algoritmos de *attitude*, que son basados en ecuaciones diferenciales no lineales, hace que se traslade a la salida. El algoritmo implementado en este proyecto, intenta corregir directamente el error cometido en la salida y así obtener una medida de *attitude* más estable.

Se ha desarrollado un algoritmo de estimación automática del *bias*, pero para ciertos rangos de temperatura no funciona muy bien, por lo tanto no se utiliza en esta versión del proyecto.

Por todo ello se requiere una calibración lo más precisa posible del *bias* del giróscopo que sea independiente de la temperatura. Para ello se tomaron 720000 muestras de la señal del gyro con la PCB en estático desde 6°C hasta 40°C.

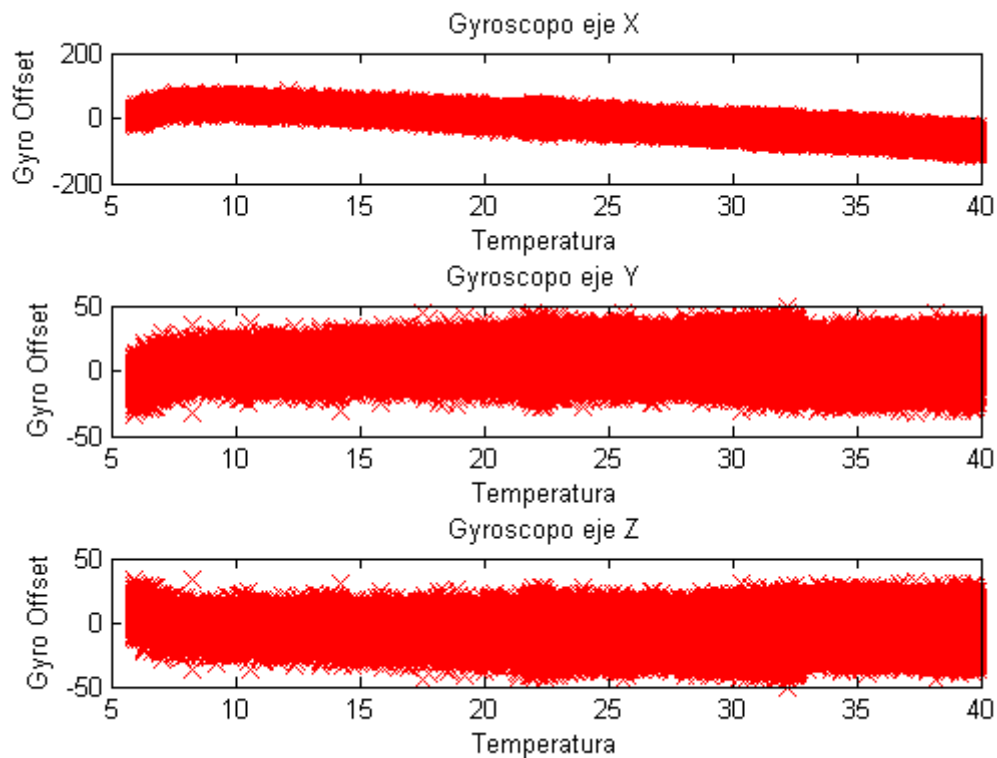


Figura 25 – Señal de salida de los sensores gyro en función de la temperatura.

Como se puede observar, la señal del giróscopo es bastante ruidosa y dependiente de la temperatura. El eje más dependiente de la temperatura es el eje X. Para temperaturas por debajo de 10°C el comportamiento es bastante no lineal y como no se espera trabajar en este rango para los fines de este proyecto, se ha utilizado las muestras mayores de 10° para facilitar la calibración.

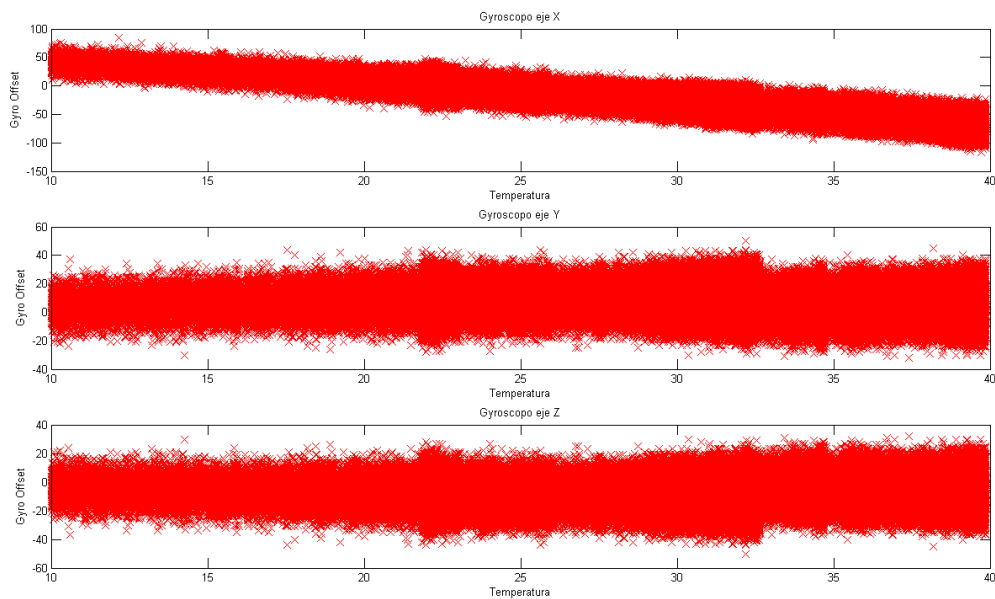


Figura 26 – Señal de salida de los sensores gyro en función de la temperatura.

La temperatura usada para mostrar los gráficos anteriores corresponde con el sensor de temperatura incorporado en la PCB. El giróscopo incorpora un sensor de temperatura de 8 bits de resolución que se actualiza a una frecuencia de 1Hz y con una sensibilidad de $-1^{\circ}\text{C}/\text{dígito}$. No es un sensor muy preciso, pero al estar integrado en el propio chip da una estimación de la temperatura dentro del Chip. De las medidas obtenidas, no hay una relación lineal entre la temperatura obtenida con el sensor externo y el interno al chip. Aunque el sensor interno no es muy preciso, se ha incluido en la fórmula de estimación del *bias* en función de la temperatura para obtener una mejor estimación del *bias* de los gyros. A continuación se muestra las muestras tomadas en función de la temperatura del sensor *onchip*.

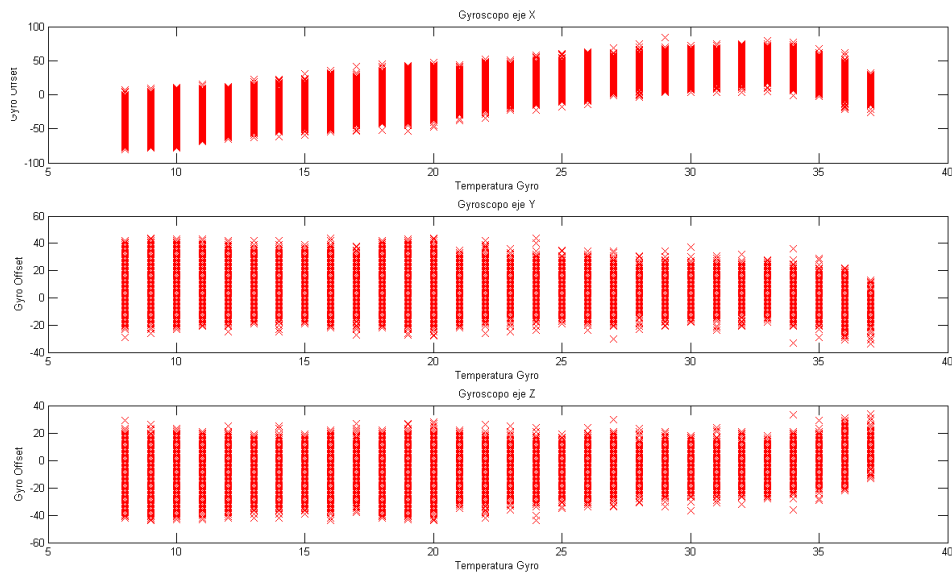


Figura 27 – Señal de salida de los sensores gyro en función del sensor de temperatura interno del gyro.

Para el rango de 10° hasta 40°C .

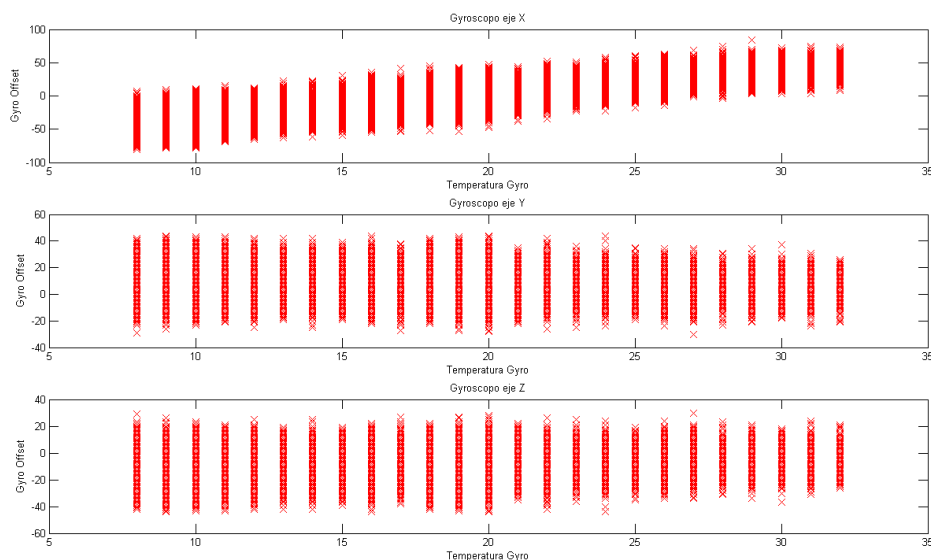


Figura 28 – Señal de salida de los sensores gyro en función del sensor de temperatura interno del gyro.

Al tener una pendiente negativa, los valores altos corresponden a la temperatura real más baja y viceversa. Como este sensor sólo se va a utilizar para la ayuda de la estimación del *bias* del giróscopo, no se ha intentado hacer la correspondencia con la temperatura real.

Al tratarse de un número elevado de muestras, se ha utilizado el algoritmo de *gradient descent* para estimar el *bias* de cada eje. La función hipótesis planteada es la siguiente.

$$h(\theta) = \theta_0 + \theta_1 x_1 + \theta_2 x_2 + \theta_3 x_3 + \theta_4 x_4 + \theta_5 x_5$$

dónde:

- Θ es el vector de parámetros que minimizan la función de coste $J(\Theta)$.
- x_1 es la temperatura obtenida por el sensor en la PCB.
- x_2 es la temperatura obtenida por el sensor *onchip*.
- x_3 es x_1^2 .
- x_4 es x_2^2 .
- x_5 es $x_1 * x_2$.

A continuación se muestra las gráficas donde se observan las muestras capturadas en función de la temperatura de ambos sensores y la curva aprendida con los parámetros obtenidos.

Para el eje X.

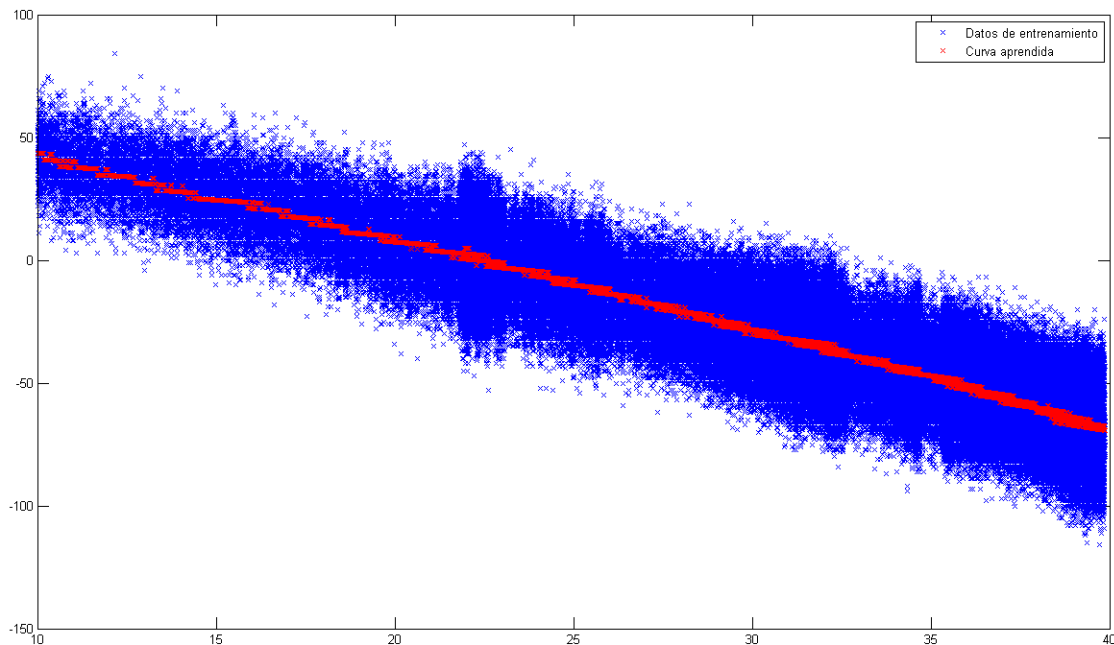


Figura 29.- En azul se muestran las muestras capturadas en el eje X en función de la temperatura del sensor externo. En rojo se muestra la curva aprendida para los mismos parámetros de entrada.

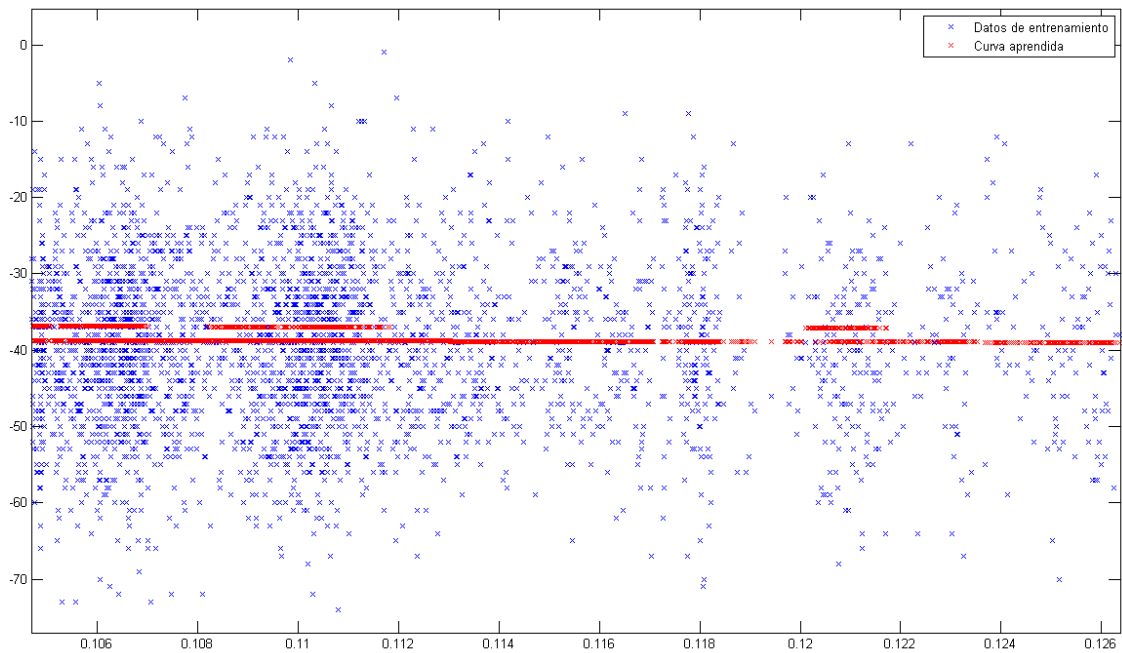


Figura 30.- Zoom en las muestras. En azul se muestran las muestras capturadas en el eje X en función de la temperatura del sensor externo. En rojo se muestra la curva aprendida para los mismos parámetros de entrada. Se aprecia como la curva roja da saltos. Esto es debido a la influencia del sensor *onchip*.

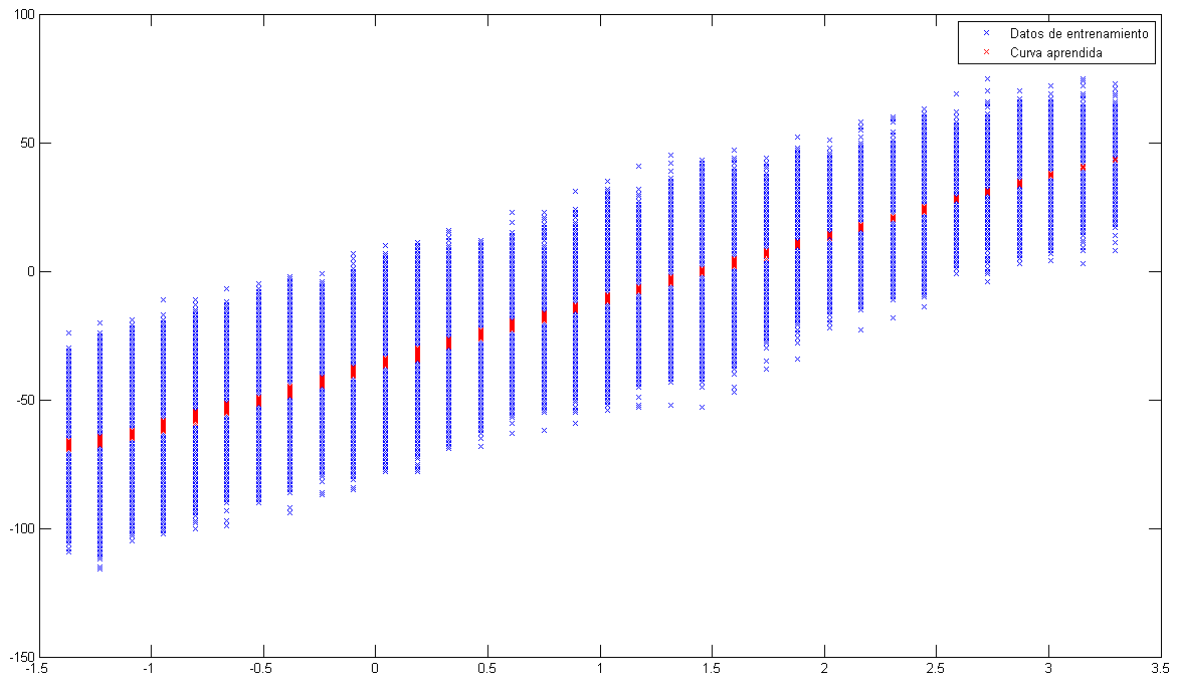


Figura 31.- En azul se muestran las muestras capturadas en el eje X en función de la temperatura del sensor *onchip*. En rojo se muestra la curva aprendida para los mismos parámetros de entrada

Para el eje Y

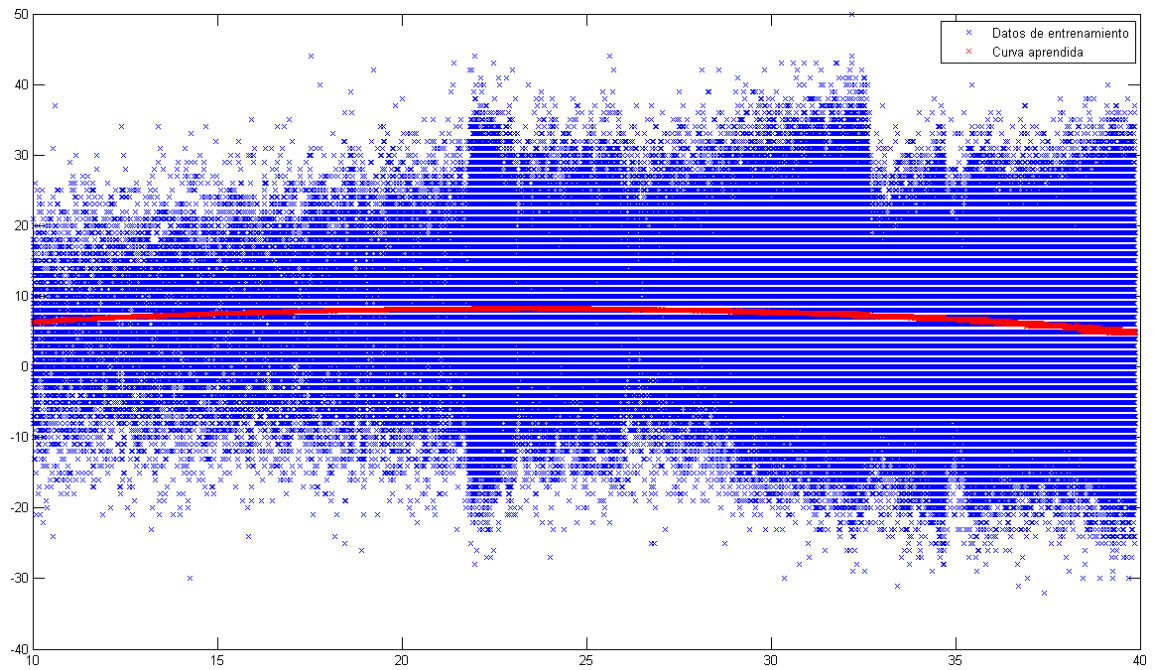


Figura 32.- En azul se muestran las muestras capturadas en el eje Y en función de la temperatura del sensor externo. En rojo se muestra la curva aprendida para los mismos parámetros de entrada

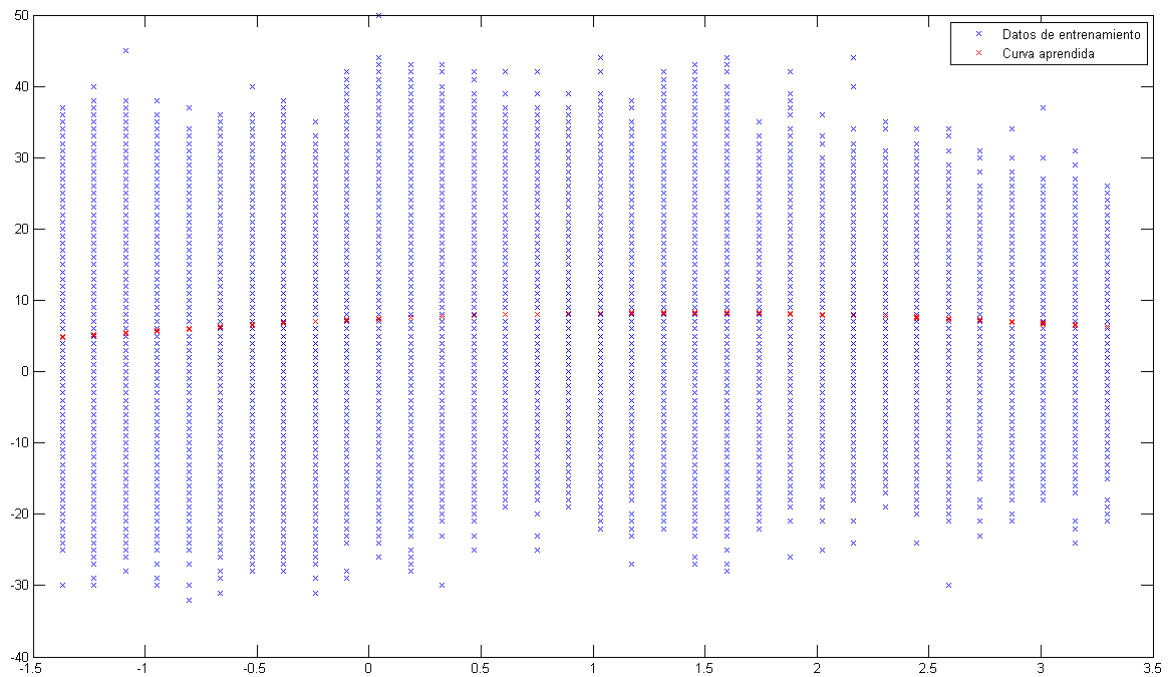


Figura 33.- En azul se muestran las muestras capturadas en el eje Y en función de la temperatura del sensor *onchip*. En rojo se muestra la curva aprendida para los mismos parámetros de entrada

Para el eje Z

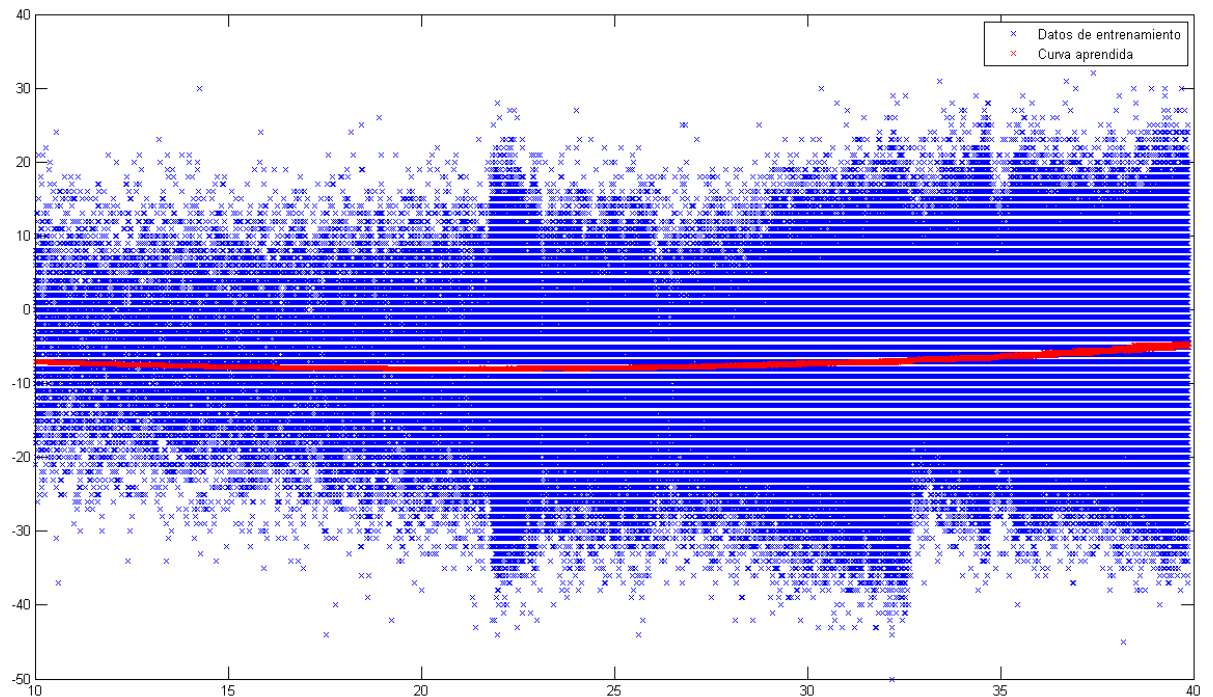


Figura 34.- En azul se muestran las muestras capturadas en el eje Z en función de la temperatura del sensor externo. En rojo se muestra la curva aprendida para los mismos parámetros de entrada

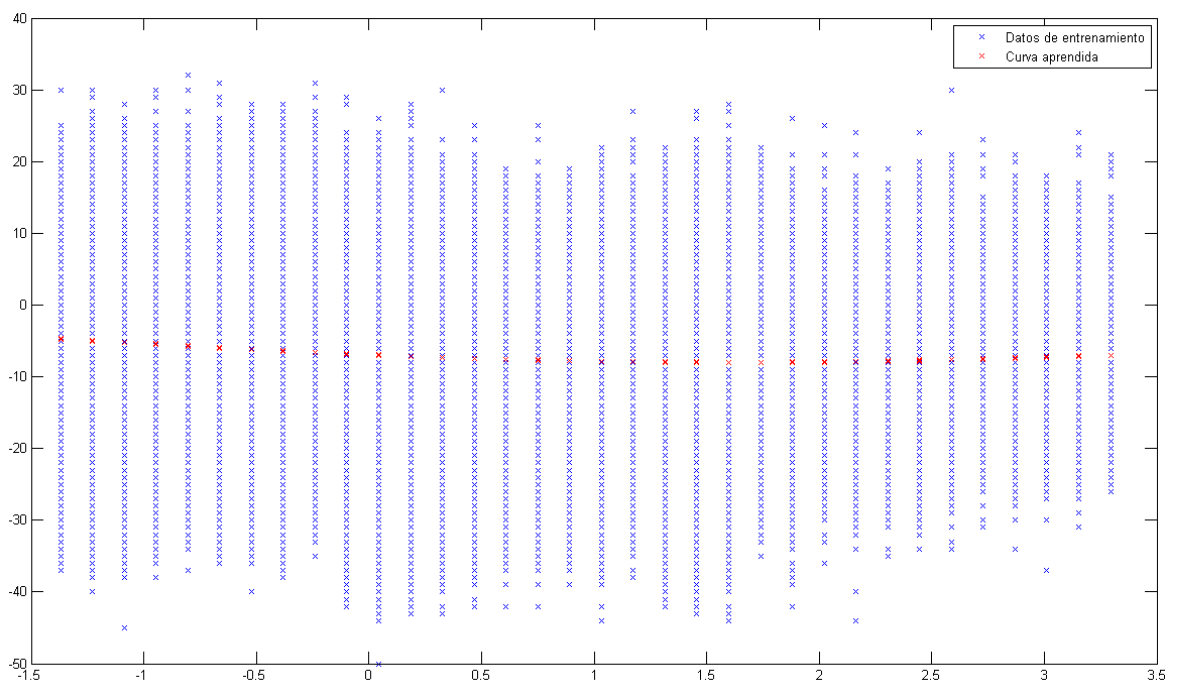


Figura 35.- En azul se muestran las muestras capturadas en el eje Z en función de la temperatura del sensor onchip. En rojo se muestra la curva aprendida para los mismos parámetros de entrada

Calibración del sensor acelerómetro.

Para una correcta calibración del acelerómetro hace falta una plataforma de rotación que no genere aceleraciones y que permita rotar en todas las direcciones. Debido a que no se dispone de esta plataforma, se ha seguido un procedimiento empírico y se han corregido sólo el offset de cada eje. Con esto ha sido suficiente para obtener unos resultados satisfactorios, ya que la función del acelerómetro es mantener una referencia sin deriva a lo largo del tiempo para poder compensar la deriva sufrida por el giróscopo. El sensor dispone de unos registros internos donde se puede guardar el valor del offset, y ya automáticamente da una señal de salida corregida en función de estos registros. Estos registros se actualizan al conectar la batería y así se evita que el software tenga que estar haciendo estas correcciones cada vez que lee una muestra cada 10ms.

Calibración del sensor magnetómetro.

El rumbo magnético es calculado a partir de las componentes horizontales del campo magnético terrestre. El sensor magnético tiene que ser capaz de medir este campo sin influencia otras fuentes cercanas o interferencias. La magnitud de la interferencia depende del tipo de material del que esté compuesto la plataforma y de los objetos férricos que se muevan cerca del sensor.

Debido a la complejidad de la calibración de este sensor, primero voy a explicar como afectan las interferencias en un sensor de dos ejes y luego extrapolaré a uno de tres ejes. Antes de mirar los efectos de la de las interferencias magnéticas, voy a mostrar la señal ideal sin interferencias. Cuando un sensor magnético de dos ejes (X,Y) es rotado en un plano horizontal la salida debería ser una circunferencia perfecta como la siguiente imagen.

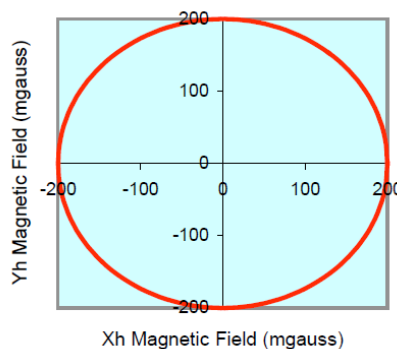


Figura 36 – Lugar geométrico que describe el vector de campo magnético en 2D sin interferencias.

El efecto de cualquier interferencia magnética hará que este círculo se distorciona. Todas las interferencias se pueden englobar en dos clases: *Hard Iron* y *Soft Iron*. Las interferencias hard iron provienen de imanes y hierros imantados o de acero colocado en la plataforma del sensor. Estas distorsiones permanecen constante y en una posición fija relativo al sensor para todas las direcciones. El efectos de hierro duro añaden una magnitud constante a cada eje y se distingue por un desplazamiento del origen del círculo del origen como se muestra en la siguiente figura. El efecto de esta distorsión en el rumbo se muestra a continuación. Para compensar los efectos de hard iron simplemente hay que determinar el *offset* en cada eje del círculo.

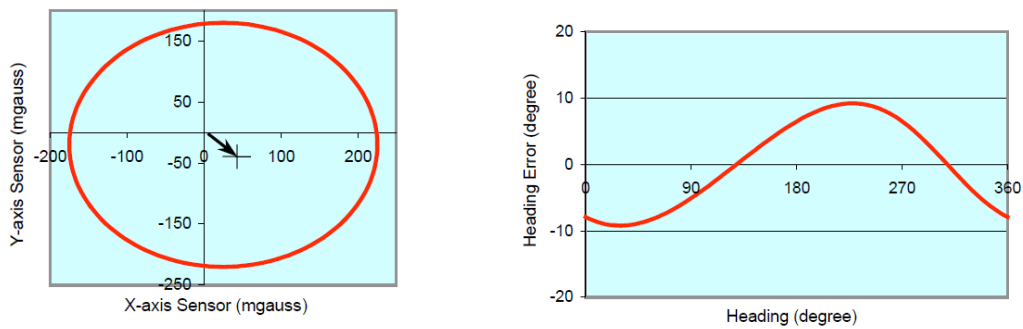


Figura 37 – Hard Iron.

Los efectos de *soft iron* surgen de la interacción del campo magnético terrestre y cualquier material blando magnético que rodea el sensor. Como los materiales de hierro duro, los metales blandos también distorsionan las líneas de campo magnético terrestre. La diferencia es que la magnitud de la distorsión de los metales blandos depende de la orientación. Este efecto se aprecia en la siguiente imagen. Compensar para *soft iron* es un poco más complicado que para *hard iron* ya que lleva un poco más de cálculos que una simple resta.

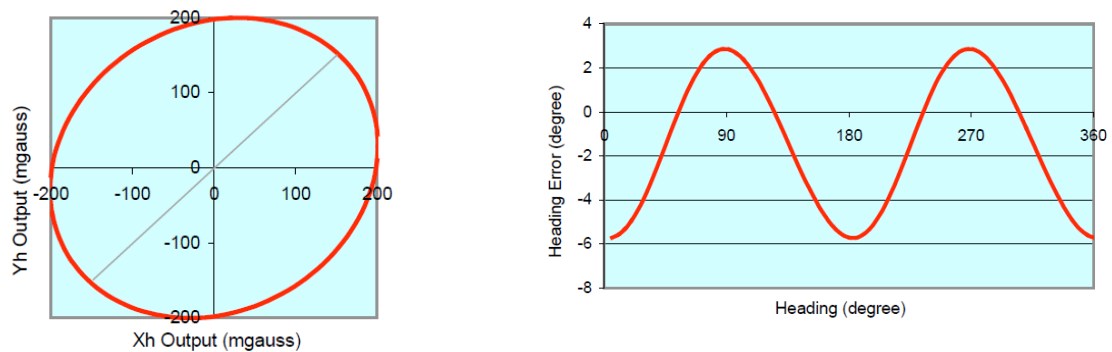


Figura 38 – Soft Iron

Como el fin del proyecto es utilizar una aeronave que puede tomar cualquier orientación es necesario un sensor de tres ejes para obtener el rumbo. Esto se traduce que ahora lo ideal sería, que si se rota el sensor en cualquier dirección y sin interferencias magnéticas, si dibujamos en 3D el lugar geométrico del vector formado por los tres ejes del sensor describiría una esfera perfecta. Si añadimos interferencias de tipo *hard iron*, se vería una esfera con el origen desplazado. Si es de tipo *soft iron* dejaría de ser una esfera ya que la magnitud de la interferencia varía en función de la orientación. Desgraciadamente, en el mundo real vamos a tener los dos tipos de interferencias mezcladas y habrá que calibrar el sensor en la plataforma final donde se vaya a montar. Debido a la complejidad de la calibración, sólo se ha calibrado a una temperatura. A continuación se resumen el procedimiento de calibración seguido.

Inicialmente se toman muestras del sensor intentando cubrir todas las direcciones. Con estas muestras y usando el algoritmo de *Normal Equations* antes explicado se estima el elipsoide que más se ajuste al conjunto de muestras obtenidos como se muestra en la figura de la izquierda.

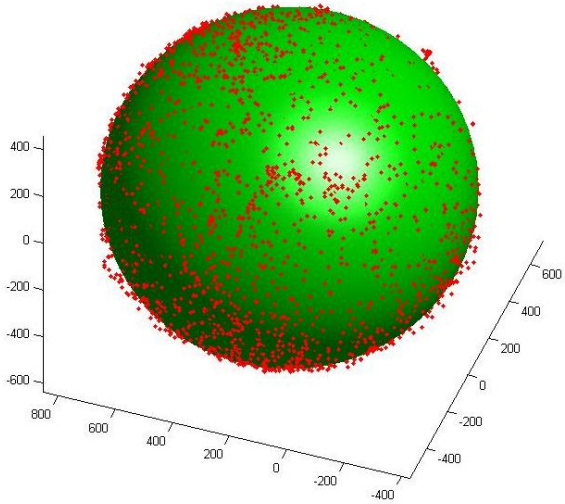


Figura 39 – Muestras capturadas y el elipsoide estimado. Se puede observar los efectos de *hard* y *soft iron* como no es una esfera perfecta y se encuentra desplazada del origen.

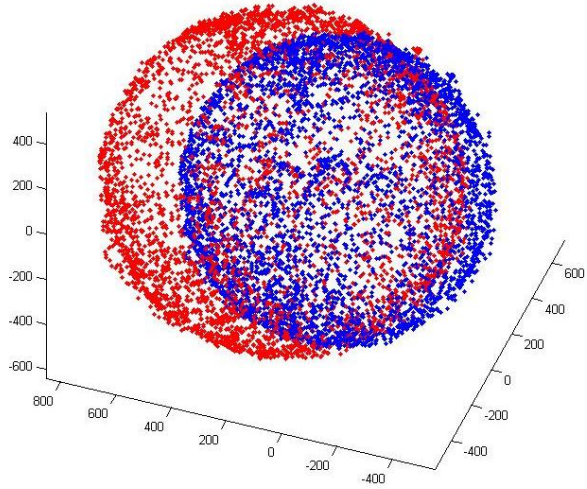


Figura 40 – En rojo las muestras capturadas con los efectos de *hard* y *soft iron* forman un elipsoide desplazado del origen. En azul, las muestras una vez corregida los efectos de *soft* y *hard iron*.

Una vez obtenido la ecuación del elipsoide, se corrige para transformarlo en una esfera usando la siguiente transformación.

$$\begin{bmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_m \\ y_m \\ z_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

Una vez calculado los coeficientes $a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3, c_1, c_2, c_3, d_1, d_2, d_3$ la señal obtenida por los sensores es corregida y se obtiene la componente del campo magnético sin distorsión. Esto se puede observar en la imagen de la Figura 40, donde los mismos datos de las muestras capturadas (muestras rojas) son corregidos y se transforman en una esfera (muestras en azul).

Bibliografía

- [1] Lizarraga Mariano, Curry Renwick y Elkaim Gabriel. "Reprogrammable UAV Autopilot". Circuit Cellar. - Abril, Mayo de 2011.
- [2] Rogers Robert M. "Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems" 3ª ed. - AIAA EDUCATION SERIES.
- [3] Michael J. Caruso. "Applications of Magnetoresistive Sensors in Navigation Systems". Honeywell Inc.
- [4] Michael J. Caruso. "Applications of Magnetoresistive Sensors for Low Cost Compass Systems". Honeywell Inc.
- [5] Datasheet MPXV5004.
- [6] Datasheet MPXH6115.
- [7] Datasheet ADXL345.
- [8] Datasheet L3G4200.
- [9] Datasheet MPU6000.
- [10] Datasheet HMC5883L.
- [11] Datasheet familia ADIS16400.
- [12] Datasheet MCP700A.
- [13] Miguel A. Pérez García. Instrumentación electrónica. Thomson.