

Descripción de la Placa de Sensado de Tensión y Corriente Alterna PCB-ACB2.

Circuitos de acondicionamiento de señal asociados y calibración.
Ing. Rafael Oliva

1. Características generales

La placa de sensado PCB-ACB2 permite la adquisición de magnitudes de tensión instantánea y corriente RMS (*Root Mean Square*) de línea convencional de 230V CA, obteniendo salidas aisladas y aptas para conectar a sistemas de conversión analógico a digital (A/D). Concebido para utilización con sistemas aislados de tipo eólico y solar, e inversores de onda senoidal o cuasi-senoidal, puede adaptarse a uso domiciliario o industrial con facilidad.

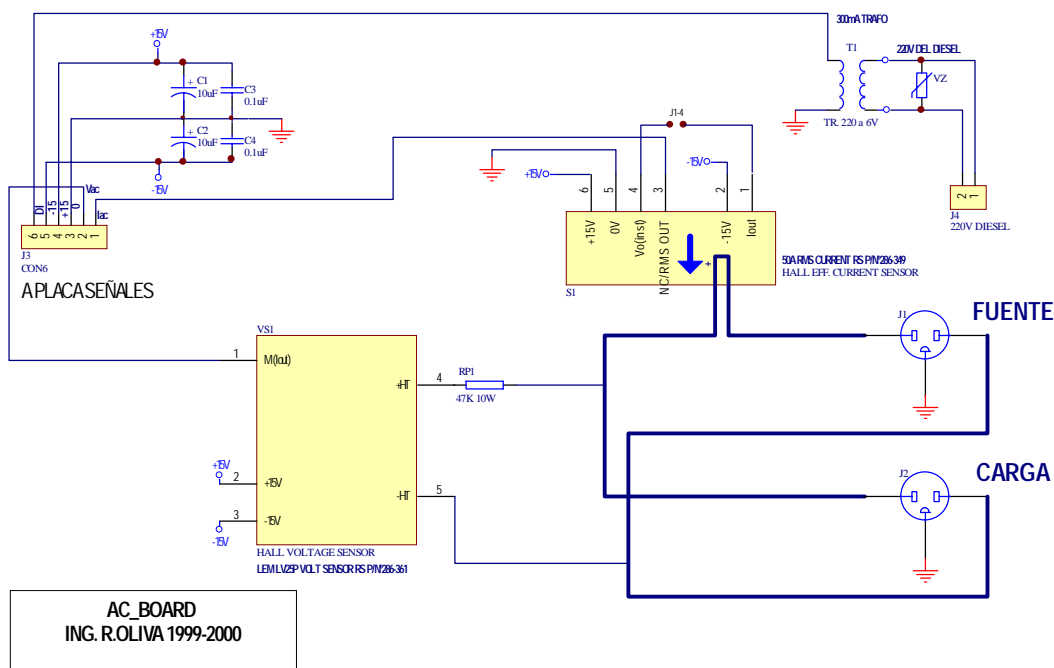


Figura 1: Esquemático AC_BOARD

La PCB-ACB2 utiliza sensores de efecto Hall tanto para corriente como para tensión. Los sensores requieren suministro de +/-15V CC regulados, a menos de 100mA. Las salidas (galvánicamente aisladas del primario) obtenidas en el conector milimétrico CON6 son: V(lac), I(lac). Con el sensor de corriente RMS (tipo pasante- RS 286-349 para 50A) instalado, la salida es de 1V DC para corriente máxima RMS, y la salida del sensor de tensión LV25P (RS 286-361) es de 25mA nominales para máxima excursión de tensión instantánea en la

entrada. Esto último requiere la utilización de un resistor de medición, como se describe en **2.** Esta placa se ubica normalmente dentro de un tablero para conmutación de las líneas de 220V CA, y se conecta con el resto del sistema de medición a través de un cable mallado doble. En **2.** se discute el circuito adicional de acondicionamiento para poder obtener las magnitudes compatibles con convertidores A/D de tipo comercial, es decir 0-5V ó 0-10V CC filtrados. Este circuito puede incluir un rectificador de precisión para obtener la magnitud de tensión promedio, si se trata de una senoidal pura, o incluir un convertidor RMS/DC integrado.

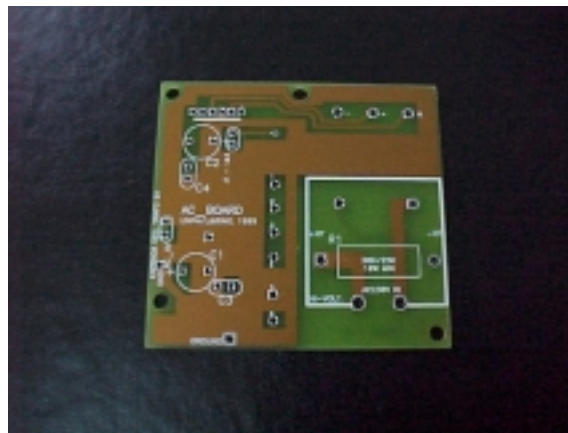


Figura 2 - PCB-ACB2 sin componentes soldados.

Los sensores Hall, fabricados por LEM (Suiza) utilizados pueden obtenerse a través de L&R Ingeniería o a través de www.yel.com.ar, agente autorizado de *RS Components*. Representan la componente más importante de costo de este circuito.



Figura 3: PCB-ACB2 en un circuito de sensado

El transformador agregado al circuito permite sensar la presencia de equipos de backup de potencia, como generadores diesel o suministros auxiliares. La señal de salida de este transformador se rectifica (ver **2.**), produciendo un valor de 0V (apagado) o 5V (encendido). En **3.** y **4.** se describen procedimientos de calibración y conversión de unidades.

2. Circuitos de Acondicionamiento de Señal

La placa de sensado PCB-ACB2 proporciona las señales de nivel bajo, aisladas galvánicamente de la red, proporcionales a la tensión instantánea de red y a la corriente RMS que la carga relevada está consumiendo. Sin embargo, la mayoría de las aplicaciones requerirán un acondicionamiento adicional de la señal para ser procesadas por un convertidor A/D (Analógico - Digital). El circuito dependerá de la aplicación particular, pero se presentan aquí circuitos típicos (figura 4) que pueden utilizarse para una conversión de 12 bits de resolución.

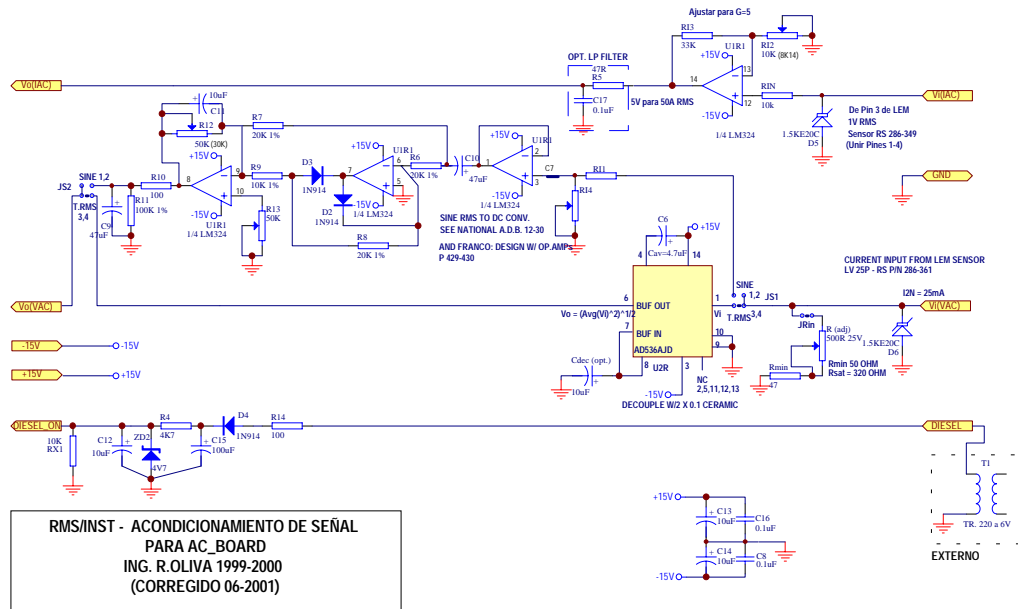


Figura 4 - Esquema Acondicionamiento de Señal (Típico)

2.a. Acondicionamiento de I(RMS): La señal proveniente del sensor I(RMS) de corriente alterna, que tiene un valor de 1V CC a fondo de escala, se procesa con un amplificador de ganancia $G=5$. Esto proporciona un valor de 5Vcc a fondo escala, adaptable a la entrada de numerosos convertidores A/D. Sobre este circuito haremos los siguientes comentarios:

- Si la corriente a medir (en A RMS) es inferior a 50A, puede optarse por dar 2 "vueltas" de cable al sensor de efecto Hall de corriente RMS (25A fondo escala). En la figura 3, se observa un cable de 10mm² que atraviesa (una pasada sola) el sensor y que es el máximo espesor utilizable. Puede utilizarse un cable de sección menor para permitir el paso de 2 "vueltas". Habrá que ajustar entonces los valores de calibración de la CPU, para lograr que 5V en el pin Vo(IAC) indiquen 25A en vez de 50A.
- Hay que tener en cuenta la impedancia de entrada del conversor A/D. En nuestro caso, la del MAX197 utilizado es relativamente baja e inconstante, por lo cual el valor de R del filtro de

paso bajo optativo (R5/C17) es muy reducido, a fin de evitar errores. De todos modos, la señal de salida de 1V CC está relativamente libre de ruido si se utiliza cable mallado, y una distancia inferior a los 3m.

c) D5 es un protector de sobretensión, de 20V unidireccional.

d) En cuanto al amplificador operacional utilizado, el económico LM324 puede ser reemplazado por un equivalente de mayor precisión (ejemplo OPA470 de Burr Brown).

2.b. Acondicionamiento de I(VAC): La señal proveniente del sensor Hall de tensión LV25P, instalado en la placa AC_BOARD (figura 1) es de una corriente senoidal, proporcional a la tensión instantánea de la red y de un valor I_{2n} nominal de 25mA. Para convertir dicha corriente en tensión se utilizan los resistores R(adj) y Rmin. La hoja de datos del LEM LV25P no recomienda "cargar" con una resistencia superior a 320 Ohm, para el caso de I_{2n} de hasta 50mA. Nuestro valor de I_{2n} es inferior, por lo cual la combinación $500=R(\text{adj})$ mas $R_{\text{min}}=47$ no produce saturación en el sensor.

El resto del circuito de acondicionamiento depende del tipo de onda a medir. Si la red proporciona una onda senoidal, como ocurre en las ciudades, en equipos diesel, o inversores de onda senoidal pura, se utilizan los jumpers JS1,JS2 en la opción SINE. Esto activa un convertidor standard de RMS senoidal a CC (económico y sencillo). Si la red proporciona una onda cuasi-senoidal, como los inversores más económicos, puede utilizarse un convertidor integrado RMS/DC como el AD536A [ref.3] que se muestra en la figura 4, con JS1,JS2 en la posición T.RMS. Este integrado tiene un costo de alrededor de u\$s50, pero proporciona una salida de continua proporcional al valor RMS de la tensión instantánea presente en el pin 1.

2.c.1. Opción JS1,JS2 en SINE: En este caso, 3 amplificadores operacionales funcionan como buffer / rectificador de precisión / amplificador para obtener una salida de continua proporcional al valor RMS de una onda senoidal de tensión. La secuencia después del buffer/rectificador es que obtenemos el valor promedio V_{avg} de la tensión senoidal $v(t)$ de frecuencia f y período $T=1/f$:

$$V_{\text{avg}} = \frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt \quad (\text{eq.1})$$

Si reemplazamos aquí un valor de tensión $v(t) = V_m \sin(2\pi ft)$, con V_m indicando el valor pico, obtenemos:

$$V_{\text{avg}} = \frac{2}{\pi} V_m \quad (\text{eq.2})$$

A su vez, el valor RMS de una señal senoidal es el siguiente:

$$V_{\text{rms}} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T (v(t))^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (\text{eq.3})$$

Por tanto, despejando el valor V_{rms} a partir del valor promedio:

$$V_{rms} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} V_{avg} = 1.11 V_{avg} \quad (\text{eq.4})$$

Este valor de ganancia de 1.11 es únicamente válido para onda senoidal, y es ajustable con el preset R12 en el circuito de la **figura 4**. Para una discusión más exhaustiva de estos cálculos, ver las **ref. [1]** y **ref.[2]**.

Finalmente, a la salida indicada con Vo(VAC) obtenemos en esta opción un valor proporcional a la tensión RMS de la senoide que estamos midiendo en línea.

2.c.2. Opción JS1,JS2 en T.RMS: En este caso, la señal se deriva a un convertidor integrado de RMS a Continua, tipo AD536AJ (**ref.[3]**) de Analog Devices. Este dispositivo computa el valor correcto (*True RMS*) expresado por la ecuación (eq.3) que mostramos más arriba, para cualquier tipo de forma de onda y no solo senoidal, dentro de ciertas limitaciones en cuanto a factor de forma y componentes de frecuencia máxima (a 50Hz esto no representa un problema muy grande, excepto con ondas cuadradas de *Duty Cycle* muy reducido). El funcionamiento es óptimo a un nivel de tensión de entrada de 7V RMS, produciendo en ese nivel una tensión de salida de 7V CC con mínimo *ripple* o rizado. Este *ripple* puede ser reducido aún más agregando un capacitor electrolítico C_{dec} de 10uF, (-) a tierra conectado a la unión de los pines 7 y 8 del integrado (**figura 4**).

3. Conversión a Unidades de Ingeniería (EU) y Calibración

La conversión de los datos obtenidos es muy dependiente de la aplicación que se desee dar a la placa. Asimismo, la calibración por el *método de dos puntos* (ver **4.** y **ref.[5]**) proporciona una manera de minimizar los errores promedio de lectura del sistema. Discutiremos aquí una aplicación típica con un convertidor A/D de 12 bits, y la conversión supone que la computadora puede hacer uso de números de punto flotante.

Además, supondremos una estructura de conversión de datos como la dada en la **figura 5**, (ver **ref.[4]**) donde la expresión U.I. significa la magnitud física en Unidades de Ingeniería (ej.: Temperatura en °C, presión en hPa, etc.). El circuito "front end" o de entrada incluye un sensor con una cierta relación de conversión G_T (V/U.I.), un amplificador con una cierta ganancia A_v , un sumador de tensión de bias V_B , un filtro, un multiplexor ideal y el conversor A/D de n bits y con una tensión de referencia FSV.

La relación de conversión G_T puede ser V/U.I. o una cierta unidad intermedia X, como corriente o frecuencia, y entonces la relación es X/U.I. Esto se debe a que es bastante común que ciertos transductores no proporcionen una tensión de salida, sino una corriente o frecuencia. En este caso, la ganancia del amplificador ya no es adimensional (V/V) sino (V/X).

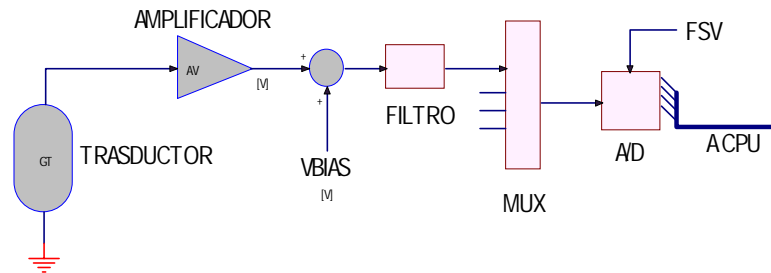


Figura 5 - Esquema de Conversión A/D típica

La expresión general de la cuenta que realiza el conversor A/D (que puede estar comprendida entre 0 y 2^n-1) está dada por:

$$ADC_{counts} = \frac{(U.I. * G_T * A_V + V_{BIAS}) * (2^n - 1)}{FSV} \quad (eq.5)$$

Obsérvese que, cualquiera sea la unidad intermedia X, el producto $U.I.*G_T*A_V$ debe tener unidades de Volts [V] para el esquema propuesto. A partir de la (eq.5), el programador puede obtener la expresión de la magnitud medida en Unidades de Ingeniería, como sigue:

$$U.I. = \frac{\frac{ADC_{counts} * FSV}{(2^n - 1)} - V_{BIAS}}{G_T * A_V} \quad (eq.6)$$

Esta ecuación se puede reagrupar para facilitar el cálculo en tiempo real, del siguiente modo:

$$U.I. = (ADC_{counts} + C_{offset}) * G_{conv} \quad (eq.7)$$

Donde los coeficientes tienen las siguientes expresiones:

$$G_{conv} = \frac{FSV}{G_T * A_V * (2^n - 1)} \quad [U.I./cuentas] \quad (eq.8)$$

$$C_{offset} = - \left(\frac{V_{BIAS} * (2^n - 1)}{FSV} \right) \quad [\text{cuentas}] \quad (\text{eq.9})$$

La conveniencia de esta expresión (eq.7) consiste en que además permite la incorporación de valores de calibración con un sencillo procedimiento. Esto es sumamente útil dado que la en mayoría de los sensores, amplificadores y demás componentes existe cierta dispersión respecto de los valores teóricos de G_T , A_V . Para cada sensor, el programa puede realizar (la primera vez o periódicamente) una calibración (por ejemplo por el método de dos puntos, ver ref.[5]), y almacenar los valores de corrección en memoria no-volatil. La expresión modificada queda así:

$$U.I. = (ADC_{counts} + C_{offset} + C_{cal}) * G_{conv} * G_{cal} \quad (\text{eq.7b})$$

donde los valores por defecto de los coeficientes correctivos son:

$$G_{cal} = 1.0 \text{ [U.I./cuenta]}$$

$$C_{cal} = 0 \text{ [cuenta]}$$

de modo de no influir en la ecuación si la calibración no se realiza.

A modo de ejemplo, se incluye (figura 6) parte de la salida de una planilla para el cómputo de los coeficientes C_{off} , G_{conv} para los canales I_{ac} y V_{ac} en un sistema de adquisición de datos típico. En este sistema, se utiliza un conversor A/D MAX197 de 12 bits ($n=12$), que contiene un multiplexor interno y además permite ajustar los rangos de entrada de cada canal en forma individual. Así, se ha seteado FSV en 5V para I_{ac} (canal 6 con un rango de 0-5V) y en 10V para V_{ac} (canal 7 con un rango de 0-10V).

Para el canal I_{ac} se requiere corriente RMS, por lo cual se usa un sensor LEM/RS 286-349 que proporciona 1Vdc de salida para $I_{fs}=50A$ RMS. Como se describió en 2.a, para lograr otras resoluciones puede incrementarse el número de vueltas (si el grosor del cable lo permite) a través del sensor. Por ejemplo, con 2 vueltas, el rango es $I_{fs}/2 = 25A$ RMS para 1Vdc de salida. La **resolución** del sensor se calcula como $I_{fs}/(2^n-1)$, pero no se utiliza en el cálculo de las eq.8,9. El valor G_{trasd} es lo que denominamos G_T , y G_A lo que llamamos A_V en eq.8. Tenemos un $V_B = 0$, ya que no es requerido por el circuito. Por tanto, los cómputos dan:

$$C_{d I_{ac}} = - 0.0 * 4095 / 5.0V = 0 \quad [\text{cuentas}] \quad (\text{eq.8})$$

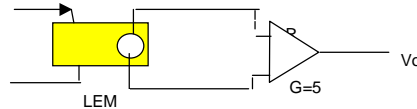
$$G_{d I_{ac}} = (5.0 / ((1/50)*(5)*4095)) = 0.01221 \quad [\text{ARMS/cuenta}] \quad (\text{eq.9})$$

Para el canal V_{ac} se requiere tensión RMS, pero suponemos que la tensión es senoidal pura. Se usa un sensor de efecto Hall LEM/RS 286-361 de tensión instantánea que proporciona (de acuerdo a la selección realizada de un resistor de potencia R1 primario) una corriente de secundario (aislada) $I_{2n} = 2.5 * I_{1n}$. Los cálculos mostrados en la planilla se realizan para un valor nominal de tensión de red de 230V CA RMS. Ya que suponemos una senoidal pura, son aplicables las ecuaciones utilizadas en 2.c.1 (eq.2,3,4). La corriente alterna instantánea del

Canal Iac

Tipo: Sensor LEM RS 286-349 Canal lógico ch6
Configuración: Salida de tensión 1VDC para 50A RMS, requiere Amplificador
Salida para FSV: 5 [V]

I Max= 50.00 [ARMS]
Resolucion= 12.21 [mA/LSB]
FSV= 5.00 [V]
2ⁿ-1= 4095
Gtrasd= 1/50 [V/Arms]
GA= 5.00 [V/V]
Vbias= 0.00 [V]
AD Range 5VUNIP



$$\text{ADCcounts} = \frac{(\text{Ieu} * \text{Gtrasd} * \text{GR} + \text{Vbias}) * 2^n - 1}{\text{FSV}}$$

Coeficientes Default Calculados para Formula Labrosse:
EU = (ADCcounts - Cd)*Gd

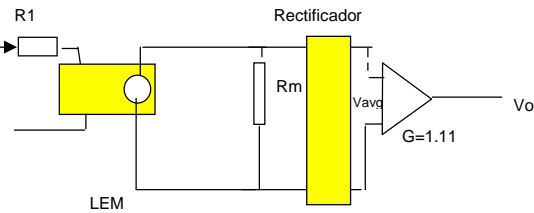
Cd Iac= 0 [cuentas] Representacion en Setup 00000000 (*1000)
Gd Iac= 0.01221 [Arms/cuenta] 000012210 (*1e6)

Canal Vac

(Mod. 22.2.2000)

Tipo: Sensor LEM RS 286-361 Canal lógico ch7
Salida de SW4548E - Suponemos Senoidal Pura
Configuración: Salida de corriente I2n=2.5(I1n). Para V1n = 230V RMS, R1=47K (10W)

R1 = 47000 [ohm] (22.2.2000)
Rm = 500 [ohm] (22.2.2000)
v1n = V1sen(wt) V1 = 324.3 [V]
i1n = I1n sen(wt) I1n = 0.0069 [A]
i2n = I2n sen(wt) I2n = 0.01725 [A]
v2n = V2sen(wt) V2 = 8.625 [V]
Vavg=2/PI*V2 Vavg = 5.49084554
Vo=1.11Vavg V0 = 6.09483855
Gtotal= Vo/v1rms Gt = 0.0264993



Vac Max= 300.00 [VRMS]
Resolucion= 73.26 [mV/LSB]
FSV= 10.00 [V]
2ⁿ-1= 4095
Gt= 2.6499E-02 [V/Vrms]
G= 1.00 [V/V]
Vbias= 0.00 [V]
AD Range 10VUNIP

$$\text{ADCcounts} = \frac{(\text{Ieu} * \text{Gtrasd} * \text{GR} + \text{Vbias}) * 2^n - 1}{\text{FSV}}$$

Verificacion Cd,Gd	
ADCraw	EU
0000	0.00
0500	46.08
1000	92.15
1500	138.23
2000	184.31
2500	230.38
3000	276.46
3500	322.54
4000	368.61
4095	377.37

Coeficientes Default Calculados para Formula Labrosse:
EU = (ADCcounts - Cd)*Gd

Cd Vac= 0 [cuentas] Representacion en Setup 00000000 (*1000)
Gd Vac= 0.0921535 [Vrms/cuenta] 000092153 (*1e6)

figura 6 - Planilla para cálculo de Coeficientes

secundario del sensor es convertida a tensión alterna a través de un resistor de medición Rm que sigue las recomendaciones del fabricante, en este caso unos 500Ohm. Como el conversor A/D requiere tensiones de continua, se alimenta esta tensión al rectificador de precisión, y luego al amplificador de ganancia 1.11 descrito también en 2.c.1. Esto permite obtener el valor de G_T que se utilizará de 0.0264993 [V/V_{RMS}].

Se selecciona para este canal un FSV de 10V, o sea un rango de 0 a 10V del convertidor A/D. El valor G=1 es lo que llamamos A_V en eq.8. Tenemos un V_B = 0, ya que no es requerido por el circuito. Por tanto, los cálculos dan:

$$C_{d\text{ Vac}} = -0.0 * 4095 / 10.0V = 0 \quad \text{[cuentas]} \quad (\text{eq.8})$$

$$G_{d\text{ Vac}} = (10.0 / ((0.0264993) * (1) * 4095)) = 0.092153 \quad \text{[VRMS/cuenta]} \quad (\text{eq.9})$$

4. Calibración por el método de dos puntos

El método utilizado para la mayoría de los sensores con una característica lineal es comparar dos mediciones de precisión conocida en puntos distintos utilizando la (eq.7b), y despejar de las ecuaciones los valores de G_{cal} , C_{cal} .

Supongamos que tenemos dos mediciones $U.I._1$, $U.I._2$ y los correspondientes valores de cuenta proporcionados por el A/D, C_1 y C_2 . Entonces, se cumple:

$$U.I._1 = (C_1 + C_{offset} + C_{cal}) * G_{conv} * G_{cal} \quad (\text{eq.10})$$

$$U.I._2 = (C_2 + C_{offset} + C_{cal}) * G_{conv} * G_{cal} \quad (\text{eq.11})$$

Restando ambas ecuaciones, se cancela el valor de C_{cal} , y es posible despejar sucesivamente los valores de G_{cal} y C_{cal} como sigue:

$$G_{cal} = \frac{1}{G_{conv}} \left[\frac{U.I._1 - U.I._2}{C_1 - C_2} \right] \quad (\text{eq.12})$$

$$C_{cal} = \frac{U.I._1}{G_{conv} * G_{cal}} - C_1 - C_{offset} \quad (\text{eq.13})$$

La implementación de esta rutina se muestra en forma de diagrama de flujo en las figuras del Anexo I. Básicamente, lo que se hace es solicitarle al usuario es que realice dos mediciones sucesivas, y que ingrese los valores conocidos $U.I._1$ y $U.I._2$, tomados con un instrumento de precisión conocida. En cada medición, el programa registra los valores correspondientes de C_1 y C_2 . Si la secuencia es correcta, se hacen cálculos equivalentes a (eq.12,13).

El diagrama de flujo corresponde a una rutina programada en lenguaje C, a la que el programa le "pasa" un puntero indicado como HPtr. Ese puntero permite acceder a una estructura o arreglo de datos para el canal correspondiente, que luego se almacena en memoria no-volátil. A efectos de comprender mejor el diagrama de flujo, se transcribe el template (plantilla) de dicha estructura y los elementos que la componen.

```

struct calib {
    UBYTE   ch; /* Numero del Canal uso interno */
    char    Name[CAL_NAMELEN]; /* Nombre del Canal */
    char    Label [CAL_LABELLEN]; /* Etiqueta del canal , modifi cable. */
    char    SensorTyp[CAL_SENSORTYPLEN]; /* Tipo Sensor, N° serie, Fabric. */
    char    ADCRange[CAL_ADCRANGELEN]; /* Cadena indica rango A/D */
    UBYTE   ADCRng; /* Parametro rango del MAX197, AI0ng */
    char    Units[CAL_UNITSLEN]; /* Cadena, unidades de U.I... */
    BOOLEAN CalY_N; /* Calibrado or no... */
    char    CalDate[CAL_DATELEN]; /* ... y cuando fue. */
    BOOLEAN EnabledY_N; /* Puede ser deshabilitado... */
    char    EURange[CAL_EURANGELEN]; /* Rango en U.I. ... */
    FP      C_Def; /* Parametro default Coffset */
}

```

```

FP      G_Def;          /* Parametro default Gconv      */
FP      C_Cal;         /* Calibr. Cuenta Ccal Labrosse  */
FP      G_Cal;         /* Calibr. Ganancia Gcal         */
};

```

Por problemas de implementación, se observará en el diagrama de flujo que el programa no sigue exactamente la secuencia de (eq.12,13), sino que los coeficientes se calculan realizando primero el cálculo de C_{cal} :

a) Una operación sencilla si $U.I.1 = 0$ (es común tomar el primer valor en 0.0)

$$C_{cal} = -(C_1 + C_{offset}) \quad (\text{eq.14})$$

b) una división de las ecuaciones (eq.10,11) si $U.I.1 \neq 0$. Esto permite despejar:

$$\frac{U.I.1}{U.I.2} = \frac{(C_1 + C_{offset} + C_{cal}) * G_{conv} * G_{cal}}{(C_2 + C_{offset} + C_{cal}) * G_{conv} * G_{cal}} \quad (\text{eq.15})$$

$$C_{cal} \left(\frac{U.I.1}{U.I.2} \right) - C_{cal} = C_1 + C_{offset} - \left(\frac{U.I.1}{U.I.2} \right) (C_2 + C_{offset}) \quad (\text{eq.16})$$

o sea que puede obtenerse:

$$C_{cal} = \frac{C_1 + C_{offset} - \left(\frac{U.I.1}{U.I.2} \right) (C_2 + C_{offset})}{\left(\frac{U.I.1}{U.I.2} - 1 \right)} \quad (\text{eq.17})$$

y para ambos casos a) y b), se sigue que:

$$G_{cal} = \frac{1}{G_{conv}} \left[\frac{U.I.2}{C_{offset} + C_2 + C_{cal}} \right] \quad (\text{eq.18})$$

que es la expresión utilizada en el diagrama. En todos los casos se chequean denominadores para que resulten distintos de 0 antes de realizar la operación. Si el usuario determina que el procedimiento fue correcto, los valores de G_{cal} y C_{cal} se almacenan en memoria no-volátil. En cada arranque sucesivo de la CPU, esos valores son leídos y luego aplicados a la fórmula (eq.7b) para el cómputo de las lecturas de cada entrada.

-0-

Revisión - Julio 29, 2001



INGENIERIA
ELECTRONICA, MICROPROCESADORES, ENERGIA

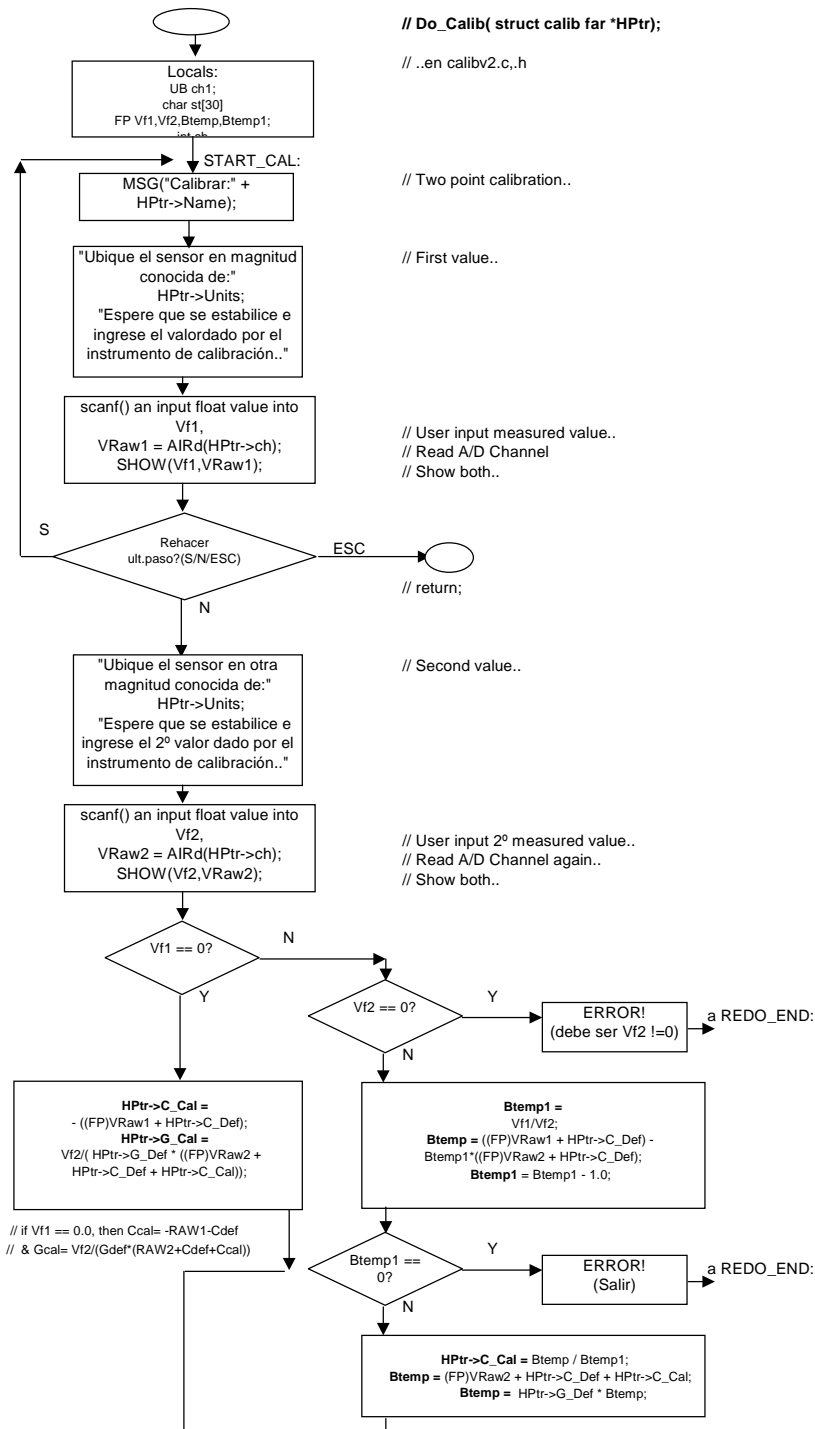
T. DE LOQUI 58 - 9400 RIO GALLEGOS

Referencias

- [ref.1] Franco, Sergio: *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*, 2nd Edition, WCB McGraw-Hill, US 1998. ISBN 0-07-115280-6
- [ref.2] National Semiconductor: *Application Note 202 - A Digital Multimeter using the ADD3501*. National Semiconductor Corporation, 1986 Linear Applications Handbook, US 1986.
- [ref.3] Analog Devices: *Design-in Reference Manual . pp.18-3 a 18-5 (RMS-to-DC Converters)* Analog Devices, US 1994.
- [ref.4] Labrosse, Jean J.: *Embedded System Building Blocks, 2nd Edition*. Jean J. Labrosse, R&D Books KS, US 2000. ISBN 0-87930-604-1
- [ref.5] Anderson, P.: *The Parallel Port Manual (Vol.1)* Morgan State University - Dept. of Electrical Engineering, Baltimore, MD, US 1996 - ISBN 0-9653357-0-4.



ANEXO I:
DIAGRAMA EN BLOQUES DE RUTINA DE CALIBRACIÓN - METODO DE DOS PUNTOS



Continúa en Hoja Siiguiente

