



Escola Politècnica Superior
de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TREBALL DE FI DE CARRERA

TÍTOL DEL TFC: Disseny d'un node intel·ligent per la mesura ambiental de temperatura i humitat.

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
especialitat Sistemes de Telecomunicació,

AUTOR: Albert Serra Rocamora

DIRECTOR: Ramon Casanella

DATA: 03/02/2009

Títol del TFC: Disseny d'un node intel·ligent per la mesura ambiental de temperatura i humitat.

Titulació: Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
especialitat Sistemes de Telecomunicació,

Autor: Albert Serra Rocamora

Director: Ramon Casanella Alonso

Data: 03/02/2009

Resum

La mesura de paràmetres físics com la temperatura i el grau d'humitat és de gran utilitat en molts àmbits com l'agricultura, aplicacions de control domòtic, indústria alimentària etc.

En aquest projecte s'han estudiat i comparat diferents alternatives per a la mesura de temperatura i humitat en un node sensor autònom. S'ha realitzat una comparació dels diferents mètodes des del punt de vista del consum, el nombre de components necessaris i altres avantatges o inconvenients particulars de cada mètode. Per a la implementació del node sensor s'ha usat el microcontrolador MSP430 i un xip de comunicacions que transmet les dades periòdicament a un node receptor connectat a un PC on es mostren i emmagatzemen les dades rebudes mitjançant Labview.

D'altra banda, s'han implementat un conjunt d'algorismes senzills per a que el node sàpiga destriar mesures errònies i s'analitza també la viabilitat de que el sistema pugui ajustar les mesures a models senzills per a obtenir els paràmetres d'interès i estalviar-se costosos processos de calibratge.

Title: Design of a smart node for measurement of environmental temperature and humidity.

Author: Albert Serra Rocamora

Director: Ramon Casanella Alonso

Date: 03/02/2009

Overview

The measurement of physical parameters such as temperature and humidity is very useful in many fields such as agriculture, domotyc control applications, food industry etc.

In this project we have studied and compared different alternatives for measuring temperature and humidity in an autonomous sensor node. A comparison was made of different methods in terms of consumption, the number of required components and other advantages or disadvantages of each method. To implement the sensor node it has been used the MSP430 microcontroller and a communication chip that transmits data periodically to a central node connected to a PC where you can store and display the data received through Labview

On the other hand, we have implemented a set of simple algorithms for the node in order to discriminate erroneous measurements. We have also analyzed if it is a good option for the system to adjust the measurements to simple models to obtain parameters of interest and save costly processes of calibration.

ÍNDIX

1 INTRODUCCIÓ I OBJECTIUS	1
2 ESTUDI TEÒRIC	2
2.1 DEFINICIÓ DE NODE INTEL·LIGENT	2
2.1.1 <i>Principals requeriments d'un node intel·ligent</i>	3
2.1.2 <i>Influència dels protocols d'accés en el consum de potència</i>	3
2.1.3 <i>Possibles solucions per millorar el consum de potència</i>	4
2.1.4 <i>Aplicacions</i>	4
3 DISPOSITIU EXPERIMENTAL UTILITZAT	6
3.1 SISTEMA D'ADQUISICIÓ, PROCESSAT O TRANSMISSIÓ DE DADES	6
3.1.1 <i>Característiques de la pla eZ430-RF2500</i>	6
3.1.2 <i>Control multímetre Keithley 2100 mitjançant Labview</i>	7
4 IMPLEMENTACIÓ DEL NODE INTEL·LIGENT	9
4.1 DESCRIPCIÓ GENERAL DEL SISTEMA	9
4.2 CARACTERÍSTIQUES DELS SENSORS UTILITZATS	9
4.3 NODE PER LA MESURA DE LA TEMPERATURA AMB UNA PT-1000	11
4.3.1 <i>Anàlisi teòric: mesura amb el convertidor A/D</i>	11
4.3.2 <i>Anàlisi teòric: mesura amb el mètode directe amb el μC</i>	12
4.4 NODE PER MESURA DE TEMPERATURA AMB EL PN100	15
4.4.1 <i>Anàlisi teòric de la utilització d'un transistor per la mesura de la temperatura</i>	15
4.4.2 <i>Anàlisi estadístic de la precisió en la mesura per obtenir una determinada resolució en temperatura (T)</i>	17
4.4.3 <i>Estudi del rang de sortida del transistor</i>	18
4.4.4 <i>Estudi teòric de la mesura de la intensitat</i>	19
4.4.5 <i>Procediment per generar 3 intensitats</i>	20
4.4.6 <i>Mètodes de mesura de la tensió en borns del transistor</i>	21
4.5 NODE PER LA MESURA D'HUMITAT	26
4.5.1 <i>Solució 1: mètode clàssic per la mesura d'humitat</i>	26
4.5.2 <i>Solució 2: mètode directe per la mesura de capacitats</i>	26
4.5.3 <i>Càlcul de la resolució en la mesura d'humitat</i>	28
4.6 MÈTODES PER LA DETECCIÓ D'ERRORS EN LA MESURA	28
4.6.1 <i>Detecció sensor d'humitat</i>	28
4.6.2 <i>Detecció sensors de temperatura: PN100 i PT1000</i>	29
4.7 CALIBRATGE DELS SISTEMES DE MESURA I RESULTATS EXPERIMENTALS	29
4.7.1 <i>Calibratge i resultats dels sensors de temperatura</i>	29
4.7.2 <i>Calibratge i resultats del sensor d'humitat</i>	32

5 CONSUM DEL SISTEMA: AUTONOMIA DE LA BATERIA.....	34
5.1 ESTALVI ENERGÈTIC: MSP430.....	34
5.2 ESTUDI DEL CONSUM DEL NODE INTEL·LIGENT I LA DURADA DE LA SEVA BATERIA.....	35
<i>5.2.1 Anàlisi del consum de la Pt1000 i HIH.4000 (mètode clàssic).....</i>	<i>37</i>
<i>5.2.2 Anàlisi dle consum interfície directa: H1 i Pt1000.....</i>	<i>40</i>
<i>5.2.3 Anàlisi del consum del sistema amb el PN100.....</i>	<i>42</i>
6 CONCLUSIONS.....	44
6.1 OBJECTIUS DESENVOLUPATS.....	44
6.2 LÍNIES DE TREBALL FUTUR.....	45
6.3 ESTUDI MEDIAMBIENTAL.....	46
7 BIBLIOGRAFIA.....	47
ANNEX A: NODE INTEL·LIGENT I SENSORS.....	48

1 INTRODUCCIÓ I OBJECTIUS

La mesura de paràmetres ambientals com la temperatura i la humitat, s'utilitza en múltiples aplicacions: estudis mediambientals, control d'aquests paràmetres a l'interior dels habitatges, indústria etc.

Actualment la majoria de sistemes funcionen per cablejat, amb els costos d'instal·lació que se'n deriven. Per aquest motiu es planteja una alternativa que, evidentment, mantingui les prestacions dels sistemes actuals.

L'alternativa és utilitzar les xarxes de nodes sense fils, una solució sobre la qual s'està investigant molt actualment, no tan sols en la mesura de paràmetres ambientals sinó en molts altres àmbits. Aquesta solució té una sèrie d'avantatges (s'evita una instal·lació...) però té un conjunt d'inconvenients o punts a tractar que cal tenir en compte a fi de fer el sistema viable. Per exemple un mal protocol de comunicació entre nodes reduiria l'eficiència del sistema i consegüentment la vida útil de la bateria de cada node.

Per tant, l'objectiu d'aquest projecte és el desenvolupament d'un node intel·ligent per la mesura de temperatura i humitat. Aquest node intel·ligent s'ha de comunicar amb un node principal i així poder representar les dades d'una forma visual. En la mesura de temperatura i humitat, s'implementarà diferents mètodes (interfície directa, mètode clàssic, ajust de la recta...) i sensors (Pt1000, PN100, H1, HIH-4000) amb l'objectiu de realitzar una comparativa de les seves prestacions, en termes de consum, autonomia de la bateria, nombre de components i dificultats d'implementació.

Un cop estudiats els sensors, el següent objectiu és unir aquests dos mètodes de mesura en un sol node que processi la informació i incorpori uns algorismes senzills per descartar les mesures errònies. Finalment l'últim punt serà definir les possibles línies de futur d'aquest projecte.

2 ESTUDI TEÒRIC

2.1 Definició de node intel·ligent

Un node intel·ligent és una petita unitat autònoma amb capacitats sensores i de transmissió sense fils, englobat dins una xarxa de sensors [1].

Es tracta d'una tecnologia emergent fruit de l'evolució en el camp de la microelectrònica, la computació i les telecomunicacions.

Un node intel·ligent consta de les següents parts:

- El microcontrolador, nucli del sensor capaç de recollir, processar i transmetre informació (mesures) a la xarxa. Controla la interfície radio i el sensor.
- Una interfície de transmissió, típicament via radio, tot i que també existeixen altres opcions com una interfície òptica o basada en ultrasons. La seva utilitat és transmetre i rebre dades utilitzant algun tipus de modulació digital.
- Una font d'alimentació, típicament bateries del tipus AA.
- Les plaques de sensors o sensors externs, que consten dels mecanismes de mesura: termòmetres, mesuradors de pressió, detectors de llum etc. És a dir, la part del sensor que registra alguna variable física que es processa i converteix en una dada que s'entrega al transmissor a través del microcontrolador.
- Capacitat de destriar mesures errònies dels sensors externs.

La figura 2.1 és una representació gràfica de les parts en què es divideix un node intel·ligent.

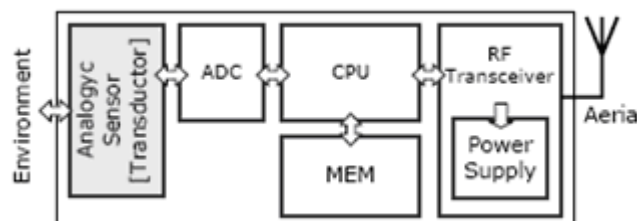


Fig. 2.1 Diagrama de bloc d'un node

Si es defineix un node intel·ligent com una unitat aïllada la seva utilitat és nul·la. És així, per les limitacions de velocitat, memòria per guardar dades o emmagatzemar programes i sobretot en termes d'energia. Per tant, un node aïllat té un radi de comunicacions molt acotat que no supera la desena de metres.

Per totes aquestes raons, el veritable potencial d'aquesta tecnologia és la possibilitat de construir una solució cooperativa. En aquesta solució cooperativa un node ha de ser capaç rebre i encaminar paquets d'altres nodes cap a un node central. Aquest node central s'encarregarà de recollir i interpretar la informació proporcionada pels altres.

2.1.1 Principals requeriments d'un node intel·ligent

Els nodes d'una xarxa de sensors sense fils han d'estar dissenyats per tenir una autonomia (vida útil) molt gran, sense un bon disseny de la capa física les capes superior no funcionaran correctament.

Es per això, que un factor clau en el disseny de nodes intel·ligents és la reducció al màxim del seu consum d'energia, proporcionant al mateix temps el major rendiment possible als usuaris del sistema.

Un altre factor clau en el disseny és l'espai, com més petit sigui un node menys interferirà en les aplicacions per les quals s'utilitza.

2.1.2 Influència de l'elecció dels components del node en el consum de potència

Dissenyar nodes per un baix consum suposa l'elecció de components (CPU, sensor, interfície radio i altres elements externs) que consumeixin poca potència. Aquest fet pot semblar trivial però l'elecció de components de baixa potència implica adquirir un compromís sobre el rendiment mitjà.

El primer element a tenir en compte és la unitat central de processament. Per norma general la que consumeixi poca potència opera amb un cicle reduït de relloige, amb menys característiques que en un xip que consumeixi més potència. Per tant, la solució està en escollir els elements que conformen el node amb el rendiment just per assolir el treball que volem fer.

A part d'escollir una CPU que consumeixi poca potència en mode actiu, un altre factor clau és el consum d'energia en mode "*sleep*". El consum d'energia en aquest mode és molt important ja que el node hi passarà gran part del temps degut a la naturalesa periòdica de les transmissions.

A més, altres punts importants són: la mínima alimentació de la CPU per tornar al mode actiu, el temps d'activació dels diferents elements, o la capacitat de desconnectar de l'alimentació de la interfície ràdio o la part sensitiva.

2.1.3 Influència dels protocols d'accés en el consum de potència

A més a més d'escollir components electrònics de baixa potència, existeix la necessitat de crear un programa intel·ligent eficient que commuti entre el mode actiu a passiu.

Tot i això, una bona elecció dels components electrònics, un programa intel·ligent eficient, no assegura un rendiment correcte del sistema. És en aquest punt on intervé el protocol de comunicació, utilitzat en la interacció amb els altres nodes d'una xarxa sense fils. Amb un protocol de comunicació poc eficient, cap programació integrada intel·ligent ajudarà a reduir el consum fins el nivell acceptable.

És per aquest motiu que existeix la necessitat de dissenyar protocols per aconseguir un baix consum, però sense comprometre el rendiment de la comunicació.

2.1.4 Possibles solucions per millorar el consum de potència

Segons el treball [2], relacionat amb el consum d'energia d'un node intel·ligent, existeixen dues vies d'investigació per solucionar el problema del consum de potència. Aquestes vies tenen com a finalitat evitar canviar les bateries dels nodes al final o allargar la seva vida útil millorant així l'eficiència de les xarxes.

Per aconseguir-ho es proposa la utilització de recursos ja existents en el medi com l'aprofitament de l'energia solar ja que 1 cm^2 típicament a l'aire lliure proporciona 10 mW i en interior entre 10 i $100 \mu\text{W}$. A més també hi ha fonts d'energia mecàniques com són les vibracions de finestres o els conductes d'aires climatitzats d'on podem generar $100 \mu\text{W}$. Aquesta és una solució interessant que obre perspectives de futur per la possibilitat que els nodes agafin energia del seu entorn, allargant així la seva vida útil.

2.1.5 Aplicacions

Algunes de les múltiples aplicacions de les xarxes de sensors són:

- Control de paràmetres en l'agricultura.
- Detecció d'incendis, terratrèmols, inundacions etc.
- Aplicacions civils com per exemple: localització de places lliures en pàrquings, seguretat i aplicacions en l'àmbit de la domòtica.

- Aplicacions militars com per exemple la identificació i seguiment de tropes o vehicles militars etc.
- En entorns d'automatització industrial.
- Automoció: accionar la neteja del vidre d'un cotxe si ha començat a ploure, reducció de la velocitat si hi ha un automòbil davant etc.
- Mesura de paràmetres físics com pot ser la temperatura, humitat, pressió etc

3 DISPOSITIU EXPERIMENTAL UTILITZAT

3.1 Sistema d'adquisició, processat i transmissió de dades

3.1.1 Característiques de la placa eZ430-RF2500

L'eZ430-RF2500 és una eina de desenvolupament sense fils, que proporciona tot el hardware i software per utilitzar l'MSP430F2274 i el transreceptor CC2500 2.4 Ghz integrats en un placa que pot ser usada per a desenvolupar el node sensor.

L'eZ430-RF2500 utilitza el IAR Embedded Workbench Integrated Development Environment (IDE) o el Code Composer Essentials (CCE) per escriure, carregar i fer un debug de l'aplicació. En el nostre cas s'ha escollit la primera opció ja que ens resulta més familiar la seva utilització. La nova interfície USB permet enviar i rebre remotament dades utilitzant l'aplicació UART.

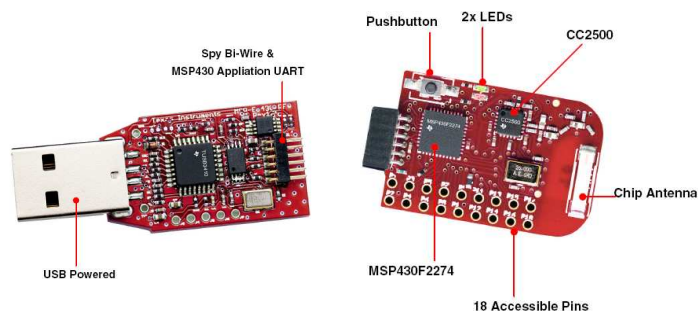


Fig. 3.1 eZ430-RF2500

El sistema del eZ430-RF2500 té les següents característiques principals:

MSP430F2274

- 16 MIPS.
- 10 bit SAR AD (conversor analògic digital).
- Dos amplificadors operacionals interns.
- Watchdog timer, 16-bit Timer_A3 i Timer_B3.
- Mòdul USCI que suporta UART/LIN, (2) SPI, I2C, or IrDA.
- Cinc modes de baix consum.

CC2500

- 2.4-GHz transreceptor de RF.
- Flux de bits programable fins a 500 kbps
- Baix consum.

3.1.2 Control multímetre Keithley 2100 mitjançant Labview

El node receptor transmetrà les dades al Labview que diferenciarà entre nodes i mostrarà les dades d'humitat i temperatura a l'usuari.

A més, durant la realització del node intel·ligent serà molt important tenir unes mesures exactes i precises tant de tensió com d'intensitat, és per això que s'ha utilitzat un multímetre de 6 dígit i mig. L'objectiu d'utilitzar aquest multímetre, a part de la resolució, és poder controlar-lo des del LABVIEW i així poder extreure paràmetres estadístics (variança i mitjana aritmètica).



Fig. 3.2: Keithley 2100

El Keithley 2100 (figura 3.2) disposa d'una sèrie de comandes remotes [3], que permeten commutar entre els diferents paràmetres que es vol mesurar. Un bon exemple és la comanda MEASure?, que és la forma més fàcil però menys flexible de programar el multímetre per fer mesures. És pot seleccionar la funció (voltatge DC, AC, intensitat...), el rang i la resolució. Llavors, el multímetre automàticament estableix els paràmetres indicats, fa la mesura i envia els resultats al buffer de sortida.

A continuació es mostra l'estructura d'una comanda MEASure:

```
VOLTage:DC? {<range>|MIN|MAX|DEF},{<resolution>|MIN|MAX|DEF}
VOLTage:DC:RATio? {<range>|MIN|MAX|DEF},{<resolution>|MIN|MAX|DEF}
VOLTage:AC? {<range>|MIN|MAX|DEF},{<resolution>|MIN|MAX|DEF}
CURRent:DC? {<range>|MIN|MAX|DEF},{<resolution>|MIN|MAX|DEF}
CURRent:AC? {<range>|MIN|MAX|DEF},{<resolution>|MIN|MAX|DEF}
RESistance? {<range>|MIN|MAX|DEF},{<resolution>|MIN|MAX|DEF}
```

A part d'aquestes existeixen altres comandes remotes com CONFigure, READ, SENSE.

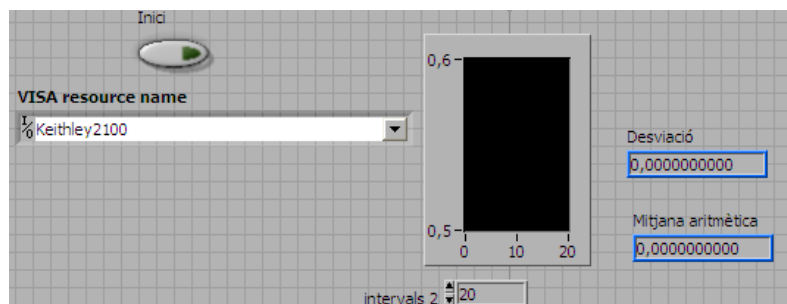


Fig. 3.3: Aplicació Labview

A la figura 3.3 és pot observar la petita aplicació que s'ha creat per controlar el multímetre, a la pestanya VISA resource name, s'ha de seleccionar l'aparell que es vol controlar, en aquest cas el Keithley 2100. Donant al botó inici es fa la captura de tants valor com s'hagi introduït a la pestanya "intervals".

A més es representa un histograma de la mesura per observar com es distribueixen visualment els valors mesurats. Les dades també es guarden en un fitxer cada cop que es fa una mesura. El control del multímetre és especialment necessari al punt *"4.4 Node per mesurar la temperatura mitjançant el PN100A"* ja que es precisa d'unes mesures de gran resolució.

4 IMPLEMENTACIÓ DEL NODE INTEL·LIGENT

4.1 Descripció general del sistema.

Com es pot observar a la figura 4.1 el diagrama de blocs del sistema final està format per: un node remot que capta i processa les dades dels sensors de temperatura i humitat i les envia periòdicament al node receptor. A continuació el node principal, rep les dades i les transmet via USB a l'ordenador. Finalment una aplicació de Labview mostra els paràmetres mesurats.

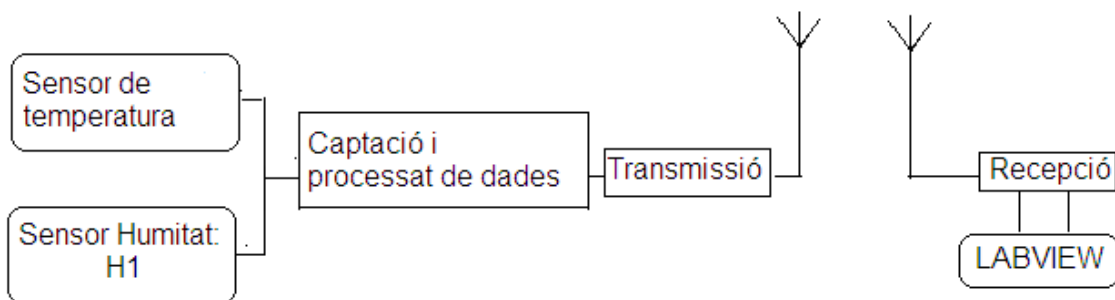


Fig. 4.1: Diagrama de blocs del node intel·ligent

4.2 Característiques dels sensors utilitzats

Per fer la mesura dels dos paràmetres: humitat i temperatura, s'han escollit dos dels més habituals com són el sensor PT1000 ,el sensor H1 i HIH-4000.

El sensor Pt1000, és una RTD, és a dir, un sensor de temperatura resistiu. D'aquesta manera, amb una augment de temperatura, es produirà un augment de la resistència elèctrica que presenta. Les seves característiques són les següents:

- Rang de mesura: -70 °C a +600 °C
- Tolerància: $\pm(0,15 \text{ °C} + 0,002T)$ Classe A
- Sensibilitat: $3,85 \Omega / \text{°C}$



Fig. 4.2 Sensor PT1000

Pel que fa al sensor H1 és un sensor de tipus capacitiu. El seu funcionament es basa en què el dielèctric canvia la seva permitivitat en relació amb la humitat de l'ambient:

- Rang de mesura: 1 a 99 %RH
- Exactitud (10 % a 90 %): ± 4 %RH
- Sensibilitat (12 % a 75 %): $0,4 \pm 0,05$ pF/%RH
- Capacitat nominal (a 43 %, 100kHz i): $(122 \pm 15\%)$ pF



Fig. 4.3 Sensor H1-Philips

El sensor HIH-4000 proporciona una tensió variable en funció de la humitat. Aquestes són les seves característiques:



Fig. 4.4 Sensor HIH-4000

- Rang de mesura: 0 a 100 %RH
- Exactitud : $\pm 3,5\%$
- Precisió: $\pm 0,5\%$
- Tensió d'alimentació: de 4.0 a 5.8 V

A més d'aquests dos sensors de temperatura s'utilitzarà el transistor PN100 en configuració com a diode. No es pot definir uns paràmetres en terme de precisió i exactitud ja que, la configuració com a sensor de temperatura és una de les seves múltiples aplicacions.

4.3 Node per mesurar de la temperatura amb una PT-1000.

4.3.1 Anàlisi teòric: mesura amb el convertidor A/D.

Com ja s'ha comentat a l'apartat 4.2, el sensor tipus Pt-1000 es caracteritza per variar la seva resistència de sortida en funció de la temperatura. Per aprofitar aquesta propietat, s'utilitza dins un divisor de tensió, per tant, la tensió en borns del sensor també serà variable. Es tracta d'adaptar la tensió de sortida de la Pt-1000 al marge del convertidor A/D o amplificar aquesta tensió obtenint així la resolució desitjada.

El circuit proposat per adaptar el rang és el següent:

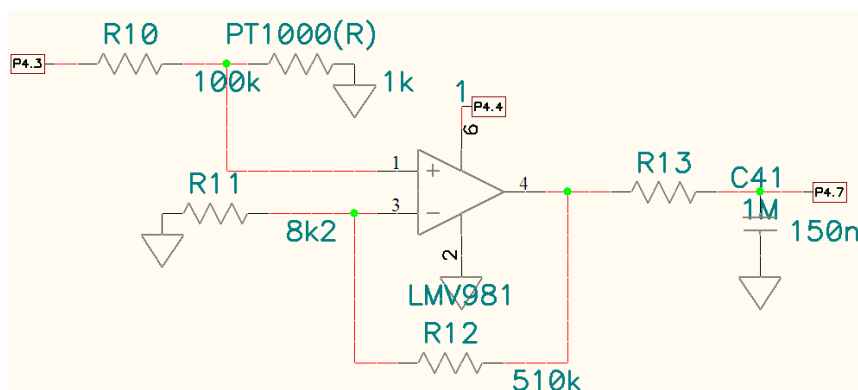


Fig 4.5: Esquema sensor PT1000

La tensió d'entrada del convertidor seguirà la següent expressió:

$$V_{IN} = \frac{V_{ref} 1000(1+0.0038T)}{R + 1000(1+0.0038T)} \cdot (1+G) \quad (4.1)$$

$$N_{ADC} = 4095 \frac{V_{IN} - V_-}{V_{REF} - V_-}$$

La fórmula N_{ADC} , permet calcular el nombre de comptes del convertidor ADC. D'aquesta manera es relaciona la tensió d'entrada amb la de referència del convertidor i es multiplica pel número de nivells.

A partir de les expressions anteriors la resolució en temperatura del sistema experimental seria:

$$\text{Resolució}_T = \Delta T / (\Delta N_{ADC}/2) = 70/409.5 = 0,04 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Els valors de N_{ADC} són el resultat experimental de fixar una resolució de 0,05 °C

L'últim pas ja seria calibrar la PT-1000 agafant dos punts a dos temperatures diferents, i aproximar la seva tensió de sortida com una recta.

El següent gràfic mostra per una banda la funció $V(T)$ teòrica de la PT-1000 de -20°C a 50°C , i a més la funció $V_{\text{aprox}}(T)$, aproximant $V(T)$ a una recta abans d'amplificar. Aquesta aproximació es pot fer si la resistència en sèrie amb la PT-1000 és molt més gran que la pròpia ja que la funció acaba sent pràcticament lineal.

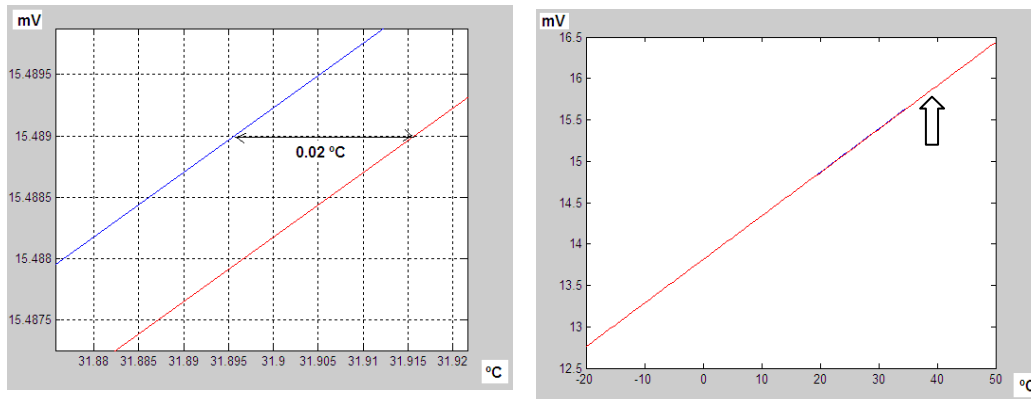


Fig 4.6 $V(t)$ teòric i $V(t)$ aprox.

Com es pot observar a la gràfica l'error més gran que es comet a la zona de màxim error degut a l'aproximació és de 0.02°C per tant, és acceptable. Igualment seria vàlida l'aproximació agafant dos punts intermedis (per exemple 0 i 20°C), en aquest cas l'error es distribuïria pels extrems.

4.3.2 Anàlisi teòric: mesura amb el mètode directe amb el uC.

El mètode directe es basa en utilitzar les propietats de la descarrega d'un condensador [6]. La funció que segueix un condensador quan es descarrega a través d'una resistència és la següent:

$$V_c(t) = V_{cc} \cdot \exp(-t/\tau) \quad (4.2)$$

On τ és aproximadament $R \cdot C_m$ les variables van en cursiva per ex: R , C_m

Si es mesura el voltatge en borns del condensador en dos instants de temps t_1 i t_2 . El voltatges corresponents són els següents:

$$V_1 = V_{cc} \cdot \exp(-t_1/\tau) \quad \text{i} \quad V_2 = V_{cc} \cdot \exp(-t_2/\tau) \quad (4.3)$$

Si es divideixen aquestes dues equacions, utilitzant les propietats de les funcions exponencials, si es simplifica (equació 4.4)

$$V_1 / V_2 = \exp(t_2 - t_1 / RC)$$

Finalment:

$$T_{\text{descàrrega}} = t_2 - t_1 = RC \cdot \ln(V_1/V_2) \quad (4.4)$$

Sabent amb exactitud el valor del condensador, el temps de descarrega i la relació V_1/V_2 , la resistència mesurada és igual a:

$$R_{\text{meas}} = T_{\text{descàrrega}} / (\ln 4) \cdot C \quad (4.5)$$

L'esquema proposat per la mesura de la resistència i així poder obtenir la temperatura, és el següent:

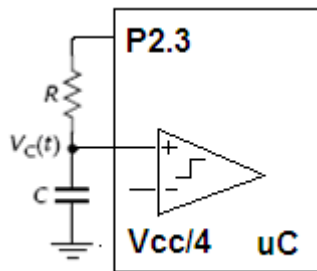


Fig 4.7 Mètode directe mesura per mesurar resistències

Aquesta és la seqüència d'operacions [11] a seguir per fer la mesura:

1. Configurar el pin (en aquest cas 2.3) en estat alt durant un temps, habilitant així la càrrega del condensador.
2. Configurar el pin en estat baix per descarregar el condensador.
- 2 Esperar fins que $V_c(t)$ sigui inferior al voltatge de referència del comparador ($V_{cc}/4$). És en aquest moment que el comparador canvia d'estat: "1" a "0".
- 3 La sortida del comparador ha d'estar connectada amb l'entrada de comparació d'un temporitzador en mode captura. El mode captura ha d'estar configurat de manera que detecti els flancs de baixada.
- 4 Un cop detectat el flanc de baixada, es produeix una interrupció i es guarda el nombre de comptes a un registre especial
- 5 Finalment, la duració de la descarrega és la diferència del valor del registre entre l'instant inicial de descàrrega i l'instant final.

El valor del registre en l'instant inicial de descàrrega, es pot fixar fent que el temporitzador compti fins un número determinat i llavors es produeixi el canvi d'estat de "1" a "0". Es tracta d'utilitzar un dels modes de sortida disponibles dels temporitzadors (OUTMOD0, OUTMOD1 etc)

Finalment, el valor de la resistència ve donat per la següent expressió:

$$R_{\text{meas}} = N_{t2} - N_{t1} / (\ln 4) \cdot C \cdot f_{\text{timer_clock}} \quad (4.6)$$

On N_{t2} i N_{t1} , són els comptes del temporitzador en l'instant final i l'inicial, respectivament.

A més, cal tenir en compte que cada PIN té una impedància de sortida. Això es tradueix en una resistència en sèrie amb la que es vol mesurar. Per tan el valor de la resistència es calcula de la següent manera:

$$R_{\text{meas}} = N_{t2} - N_n - N_{t1} / (\ln 4) \cdot C \cdot f_{\text{timer_clock}} \quad (4.7)$$

on N_n serien els comptes de la resistència interna en cas d'haver-la mesurat.

A continuació es proposa una possible alternativa a aquest mètode que permet eliminar alguns dels calibratges que implicaria utilitzar el sistema anterior.

Mètode de calibratge de dos punts

El segon mètode que es proposa, s'anomena tècnica de calibratge mitjançant dos punts.

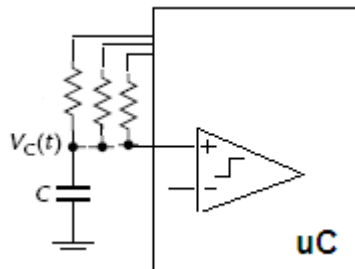


Fig 4.8 Mètode directe ajust de dos punts

Es tracta de fer tres mesures: la del propi sensor (PT-1000) i la mesura de dues resistències de referència (R_{ref1} i R_{ref2}). Llavors com R_x és directament proporcional a N_x a partir de N_{ref1} , N_{ref2} (número de comptes del temporitzador) i el valor de les resistències prèviament mesurades, podem ajustar una recta:

$$R_x = \frac{N_x - N_{\text{ref1}}}{N_{\text{ref2}} - N_{\text{ref1}}} (R_{\text{ref2}} - R_{\text{ref1}}) + R_{\text{ref1}} \quad (4.8)$$

Aquest mètode sí és capaç de compensar un possible offset o resistència interna. Tampoc cal tenir present el valor del condensador en sèrie, de la tensió de referència ni de la freqüència d'oscil·lació. Tot i això, les no-linealitats continuen sense ser corregides.

Càlcul de la resolució en la mesura de temperatura

En aquest mètode es pot triar la resolució de temperatura triant el valor de la capacitat. Si ens fixem com a objectiu obtenir una resolució de 0,1 °C, cosa que implica detectar una variació en la mesura de la resistència de 0.385 Ω, el condensador adequat es pot obtenir de la següent expressió:

$$C \geq \frac{1}{\Delta R_{min} \cdot f_{clk} \cdot \ln(V_{cc}/V_{th})} = 234 \text{ nF} \quad (4.9)$$

Com el valor comercial més proper és 220 pF, finalment s'obté una resolució de 0,103 °C

4.4 Node per mesura de temperatura amb el PN100

4.4.1 Anàlisi teòric de la utilització d'un transistor per la mesura de la temperatura

Un transistor bipolar (n-p-n) presenta una gran dependència tèrmica. Si aquest, en configuració diode, es connecta a un generador constant de corrent, el seu voltatge de sortida esdevé una mesura de la temperatura de la unió.

Una aplicació molt atractiva és convertir el transistor en un sensor de temperatura, ja que presenta un alt grau de linealitat [9].

L'equació voltatge-intensitat d'un transistor en configuració diode és la següent:

$$I = I_0 \exp(qV/nkT) \quad (4.10)$$

On I_0 és el corrent de saturació i n és el coeficient d'emissió o factor d'idealitat que pot variar entre 1 i 2, segons el procés de fabricació i el semiconductor utilitzat. Si s'aplica un corrent constant llavors, el voltatge de sortida del transistor, passa a tenir una dependència directa de la temperatura:

$$V = \frac{E_g}{q} - \frac{k}{q} (\ln K - \ln I) T \quad (4.11)$$

$y = n$ + m * x

Si s'utilitza l'equació d'aquesta manera es té la necessitat d'obtenir la tensió a dues o més temperatures diferents i així poder definir l'equació de la recta. És a dir, la necessitat de calibrar a dos punts de temperatura diferents.

En canvi, si s'utilitza el sistema generant una intensitat variable, mesurant la tensió de sortida i la intensitat que circula a la unió del transistor:

$$V = \frac{k \cdot T}{q} \ln I + \frac{E_g}{q} - \frac{k}{q} \ln KT$$

$$y = m \cdot x + n \quad (4.12)$$

De l'equació, es pot esbrinar m (el pendent de la recta). A partir d'aquí, com k i q són la constant de Boltzman i la càrrega de l'electró respectivament, es pot aïllar la temperatura. El principal avantatge d'aquest sistema és que s'elimina la necessitat de calibrar en temperatura, sempre i quan el transistor no tingui cap factor de no-idealitat.

La fórmula usada per a fer el càlcul del pendent d'una recta a partir de dos o més punts és la següent:

$$m = \frac{n \sum I \cdot V - \sum I \sum V}{n \sum I^2 - \sum (I)^2} \quad (4.13)$$

On $I = \ln i$

Per tant, el procés a seguir per obtenir la temperatura mitjançant el sistema plantejat teòricament és el següent:

- Generar tres intensitats diferents (que es necessitarà conèixer amb precisió per fer l'ajust de la recta).
- Adquirir de les diferents dades tensió en borns del transistor associat a cada intensitat
- Calcular del pendent de la recta (algorisme d'ajust lineal d'una recta) i extreure la temperatura.

4.4.2 Anàlisi estadístic de la precisió en la mesura per obtenir una determinada resolució en temperatura (T)

Des d'un punt de vista teòric es pot analitzar l'error que suposa en els coeficients d'una recta, tenir una certa resolució en la mesura de la intensitat a la unió p-n i la tensió en borns del transistor. Per tant, l'objectiu d'aquest punt és calcular la resolució necessària per obtenir una resolució en temperatura que es consideri adequada.

Un cop acotat l'error en el pendent de la recta, es pot obtenir l'error en °C, conseqüència de tenir una certa resolució en la mesura. Assumint una desviació típica (σ) coneguda en cada mesura de y_i i de x_i , la tasca d'ajustar una recta: $y(x) = a + bx$, es complica bastant respecte el cas que solament existissin σ en la mesura de y_i [10].

En aquest cas el valor en l'eix de les x , és proporcional al logaritme neperià de la intensitat ($x = \ln I$), per tant:

$$\frac{dx}{dI} = \frac{1}{I} \quad \Delta x = \frac{1}{I} \Delta I * x \quad (4.14)$$

On I és la intensitat que circula a la unió p-n.

Per saber com s'adequa el model amb les dades s'utilitza la funció X^2 que és:

$$X^2(a,b) = \sum_{i=0}^N \left(\frac{y_i - a - bx_i}{\sigma_T} \right)^2 \quad (4.15)$$

amb $\sigma_T = \sigma^2_{y_i} + b^2 \sigma^2_{x_i}$.

L'objectiu, però, és aconseguir la desviació típica del pendent de la recta, ja que d'aquesta manera s'obté l'error en la mesura de la temperatura.

La desviació típica en l'ordenada a l'origen i el pendent ve donada per les següents expressions :

$$\sigma_b = (S/\Delta)^{1/2} \quad \sigma_a = (S_{xx}/\Delta)^{1/2} \quad (4.16)$$

amb $\Delta = SS_{xx} - (S_x)^2$

on:

$$S = \sum_{i=0}^N \frac{1}{\sigma_T^2} \quad S_{xx} = \sum_{i=0}^N \frac{x_i^2}{\sigma_T^2} \quad S_x = \sum_{i=0}^N \frac{x_i}{\sigma_T^2}$$

Per facilitar el càlcul de la resolució s'ha creat una rutina amb Matlab, a la qual s'introdueix l'error (resolució) en μA i en mV , i automàticament es calcula l'error en temperatura.

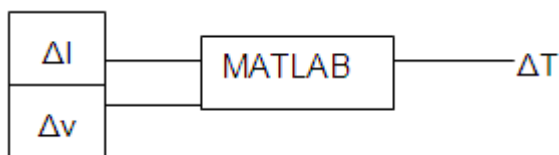


Fig 4.9 Mètode directe d'ajust de dos punts

El programa treballa a partir d'uns valors mesurats de tensió i intensitat, a una temperatura determinada (20°C) amb el multímetre Keithley 2100.

A la següent pàgina, la taula 4.1 llista algunes estimacions d'error de temperatura per a diferents resolucions:

Taula 4.1: Relació error en temperatura/resolució en la mesura

Error ($^{\circ}\text{C}$)	Res.(μA)	Res (mV)
9.73	1	1
5.99	1	0.5
4.87	0.5	0.5
2.64	0.5	0.2
1.93	0.5	0.1
1.19	0.2	0.1
0.84	0.2	0.05
0.59	0.1	0.05
0.32	0.1	0.01
0.19	0.05	0.01

Com es pot observar en aquesta taula, per obtenir mesures de temperatura d'un grau la resolució ha de ser de l'ordre de $0.2 \mu\text{A}$ i 0.1mV .

4.4.3 Estudi del rang de sortida del transistor

En aquest punt es farà un estudi de la resolució a què es pot arribar utilitzant el microcontrolador MSP430F2274, com ja hem citat anteriorment disposa de dos amplificadors operacionals interns i un convertidor ADC de 10 bits.

En primer lloc és necessari fer un estudi del rang de tensió de sortida del transistor en un marge de temperatures de -20 a 40°C . És per això, que s'ha fet una sèrie de mesures amb el multímetre Keithley 2100 que disposa de 6 dígits i mig.

En aquest cas, mitjançant el programa de Labview ("3.1.2 Control multímetre Keithley 2100") es controla el multímetre. S'ha realitzat una captura de 200 valors en cada punt, calculat el valor mig i la desviació típica.

A partir de les mostres s'ha ajustat la recta a cada temperatura. Amb la recta corresponent a cada temperatura, s'ha calculat el valor màxim i el mínim de tensió.

Taula 4.2: Càlcul del rang del sensor

Temperatura (°C)	V_{\min} (V)	V_{\max} (V)
10	0,5235	0,6361
20	0,5136	0,6355
30	0,5289	0,6061
40	0,4721	0,5914

Segons la taula 4.2, la tensió de sortida del transistor va entre 0,47 i 0,65 V, és a dir, el rang del sensor és de 0,18 V.

Del càlcul dels paràmetres estadístics de cada mostra se'n deriva que: la desviació típica màxima és de 0,043 mV. La causa d'aquesta desviació pot ser un soroll a la sortida del transistor o a la tensió de referència. Aquesta font de soroll condiciona notablement la resolució del sistema (mirar taula 4.1).

Més endavant, s'analitzarà altres possibilitats per mesurar la tensió en borns del transistor, amb la finalitat d'augmentar la resolució del sistema.

4.4.4 Estudi teòric de la mesura de la intensitat

La forma proposada per mesurar la intensitat és mostra a continuació. La intensitat que circula a la unió p-n és:

$$I_{p-n} = (V_{ref} - V_{trans})/R \quad (4.17)$$

On V_{ref} és la tensió de referència del transistor i V_{trans} és la tensió en borns del transistor.

La intensitat doncs, tindrà dues fonts d'error: l'exactitud amb què es mesuri la tensió i l'exactitud amb què es mesura la resistència:

$$\Delta I = \sqrt{\left(\frac{dI}{dV}\right)^2 \Delta V^2 + \left(\frac{dI}{dR}\right)^2 \Delta R^2} \quad (4.18)$$

El cas pitjor és la suma dels termes sense elevar al quadrat, per tant, alhora de fer els càlculs s'ha utilitzat aquest cas.

$$\Delta I = \frac{\Delta V}{R} + \frac{V}{R^2} \Delta R \quad (4.19)$$

Si es fixa una resolució de 0.1 mV en la mesura de la tensió, i la R més petita (resistència que maximitza l'error) utilitzada és de 20k. Llavors l'error en la intensitat és:

$$\Delta I = 0,1 \text{ mV} / 20 \cdot 10^3 + (0,6 / 20 \cdot 10^6) \cdot \Delta R \quad (4.20)$$

On ΔR és de l'ordre de $10^{-2} \Omega$ (resolució Keithley). Finalment s'obté que $\Delta I = 6 \cdot 10^{-9} \text{ A}$. Segons aquests càlculs la intensitat queda ben mesurada amb els 0,1 mV i el calibratge previ de les resistències amb el multímetre.

4.4.5 Procediment per generar 3 intensitats

A la figura 4.11, es pot observar l'esquema per generar les tres intensitats

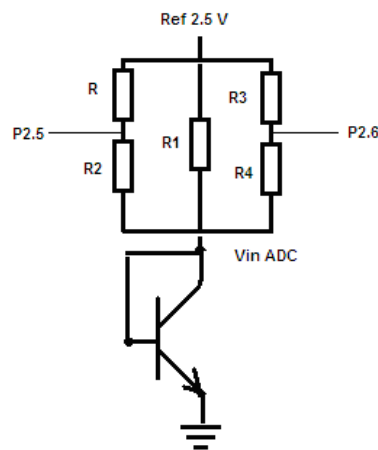


Fig 4.10 : Obtenció de tres intensitats diferents

En primer lloc, s'utilitza la referència de tensió del microcontrolador com a generador de tensió ja que és menys variable que V_{CC} a mesura que és consumeix la pila.

El principi de funcionament d'aquest sistema és el següent: commutar el circuit en tres estats diferents segons la configuració de les entrades i sortides del dispositiu (alta impedància o connectats a massa) :

Estat 1: $P_{2.5}$ connectat a massa (sortida) i $P_{2.6}$ connectat en alta impedància (entrada).

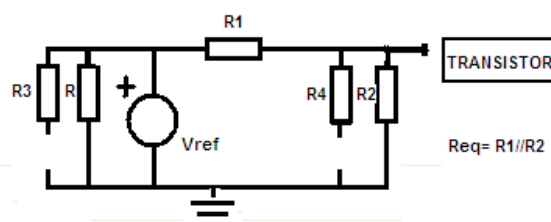


Fig 4.11 : R_{eq1} ,

Estat 2: P_{2.5} connectat a alta impedància (sortida) i P_{2.6} connectat a massa.

$$R_{eq2} = R_1 // R_4 \quad (4.21)$$

Estat 3: P_{2.5} i P_{2.6} connectat a alta impedància (sortida).

$$R_{eq} = R_1 \quad (4.22)$$

4.4.6 Mètodes de mesura de la tensió en borns del transistor

Mètode clàssic

A continuació es realitzaran els càlculs per adaptar el valor de tensió de sortida al marge de l'ADC.

El circuit proposat és un amplificador diferencial, amb un filtre a la sortida per eliminar el soroll que aquest afegeix. L'esquema del circuit és el següent:

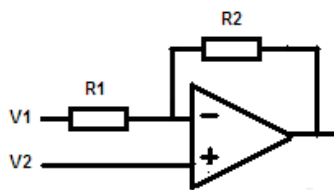


Fig 4.12 : Amplificador diferencial

A la figura 4.22, V_1 és la tensió en borns del transistor i V_2 la tensió de referència, creada a partir de la referència de l'ADC i un divisor de tensió.

$$V = V_2 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (4.23)$$

Un cop realitzats els càlculs es necessita un guany (R_2/R_1) de 13 i una tensió de referència de 0,505. Si no es vol utilitzar cap amplificador extern, el guany màxim és 8, ja que el següent disponible és 16 i el senyal sobrepassaria el marge del convertidor.

Adaptant la sortida del transistor s'aconseguiria una resolució de 0,09 mV en tensió i 1,3°C en temperatura.

Per millorar aquesta resolució és necessari l'estudi d'altres alternatives a la plantejada.

Alternativa1: Mètode directe

L'esquema general per mesurar la tensió amb el mètode directe és el següent [7]:

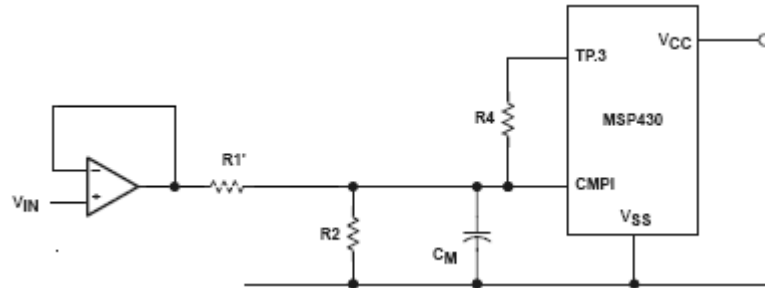


Fig 4.13 : Mètode directe per la mesura de la tensió de sortida del transistor

La seqüència a seguir per fer la mesura de tensió és la següent:

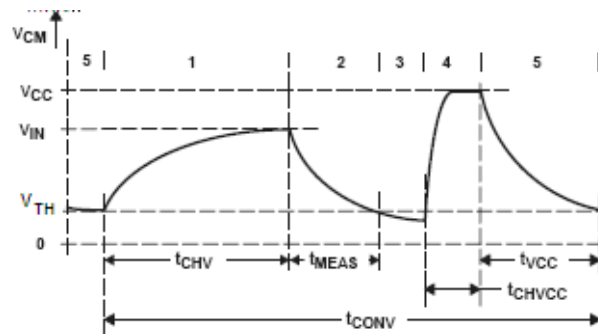


Fig 4.14 : Mètode directe per la mesura de la tensió de sortida del transistor

Com es pot veure a la figura 4.13, primer s'ha de deixar carregar el condensador amb la tensió de sortida del PN100 i a continuació mesurar el temps que tarda a descarregar-se fins V_{th} , finalment fer el mateix amb V_{cc} .

$$V_{meas} = V_{cc} \frac{R_1 + R_2}{R_1} e^{t_{meas} - t_{vcc} / \tau} \quad (4.24)$$

On:

V_{meas} = voltatge a la sortida del transistor

$\tau = R_4 \times C_m$

t_{meas} = temps de descàrrega de V_{meas} fins V_{th}

t_{vcc} = temps de descàrrega de V_{cc} fins V_{th}

Per aconseguir un valor constant de τ , es necessita un condensador C_m molt estable i per tan car. Podem obtenir el valor de τ , aïllant de la següent equació:

$$V_{th} = V_{cc} e^{-t_{vcc} / \tau} \quad (4.25)$$

On:

$$\tau = \frac{t_{VCC}}{\ln \frac{V_{CC}}{V_{TH}}} = \frac{t_{VCC} \cdot \ln 4}{\ln \frac{V_{CC}}{V_{TH}}}$$

Taula 4.3 Resultats en la mesura tensions amb el mètode directe

V_{in} (V)	V_{inCalc} (V)	V_{meas} (V)	Error (V)
1,4852	1,5566	1,4795	0,00547
3,1032	3,1686	3,1069	0,00376

Els resultats s'allunyen molt de l'objectiu del treball. Per aquest motiu, a continuació es proposa un mètode molt similar (figura 4.14) però aïllant la tensió V_{meas} , en el moment de fer la mesura. L'objectiu és intentar millorar aquests 5 mV d'error que obtenim amb aquest primer mètode.

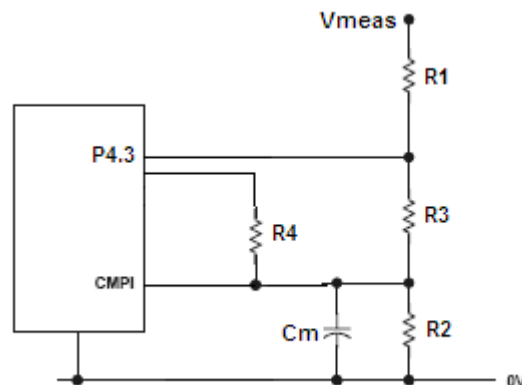


Fig 4.15 : Mètode directe per la mesura de la tensió aïllant V_{meas}

Aquests en són els resultats de la figura 4.15:

Taula 4.4 Resultats mesura tensions amb el mètode directe aïllant V_{meas} ($V_{transistor}$)

V_{in}	V_{meas}	Error (mV)
1,6493	1,6479	1,3
1,4269	1,4283	1,4
1,8143	1,8138	0,5
1,8822	1,8834	1,2
2,2302	2,2303	0,2

Finalment, segons la taula 4.1, per a obtenir una resolució de com a mínim 1°C caldria una resolució en tensió de 0.1 mV aproximadament i per tant aquest mètode hauria de ser millorat per a poder usar-se en la mesura de temperatura.

Alternativa 2: Mètode amb dos punts per a la mesura de tensió.

Per intentar millorar aquests resultats on l'error és de l'ordre d' 1 mV es pretén fer una adaptació del mètode de mesura de resistències i capacitats (explicat més endavant al sensor d'humitat) mitjançant dos punts, aplicat a la mesura de tensió.

Fins ara als articles publicats [7], s'ha encarat el tema d'utilitzar el mètode directe per mesurar sensors que equivalen a una resistència (PT1000) o capacitat variable. A continuació es presenta una adaptació d'aquests dos, però en el cas de la mesura de tensió.

L'única diferència entre el circuit de les figures 4.14 i la 4.15, és la presència de la resistència R_{r1} per la qual es carrega el condensador quan s'aplica una de les dues tensions de referència disponibles de l'ADC.

El principal avantatge d'aquest circuit és el fet de disposar d'un punt més en la mesura de la tensió, ja no es necessita conèixer V_{cc} sinó V_{ref} del convertidor AD, que és més estable a mesura que es descarrega la bateria.

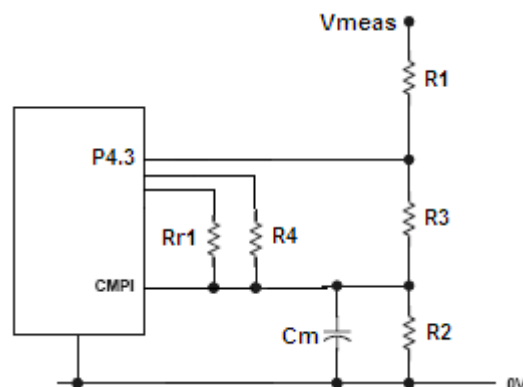


Fig 4.16 : Mètode directe amb dos punts per mesura la tensió en borns del transistor

L'anàlisi teòric és el següent:

$$\begin{aligned}
 V_{cc}/n &= V_{in} e^{-t_{meas}/\tau} \\
 V_{cc}/n &= V_{cc} e^{-t_{vcc}/\tau} \\
 V_{cc}/n &= V_{ref} e^{-t_{vref}/\tau}
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

Finalment V_{meas} on $n = V_{cc}/V_{th}$:

$$V_{meas} = V_{ref} e^{\ln n * (T_{meas} - T_{vref})/\tau_{vcc}}
 \tag{4.27}$$

Amb els resultats que s'obtenen amb aquest mètode tampoc s'aconsegueix baixar d'1mV l'error en la mesura.

Alternativa3: MSP430F2618

En aquest punt es planteja una alternativa a tots els altres mètodes explicats. Es tracta d'utilitzar l'MSP430F2618 que incorpora una ADC de 12 bits, però que no incorpora cap amplificador operacional extern, cosa que suposa un cost afegit al sensor.

El principal inconvenient d'aquesta solució és que no es disposa d'una placa de desenvolupament, com l'eZ430-RF2500, que ja incorpora la interfície ràdio i conté una sèrie de connexions exteriors (en total 18).

- Disseny del sensor de temperatura amb el PN100

Com el rang de sortida del sensor de $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, és de $0,18\text{ mV}$ (resultat calculat a l'apartat "4.4.3 Estudi del rang de sortida del transistor"). Si amb l'amplificador extern en configuració diferencial s'adapta el rang de 0 a 2.5 V i disposem d'un conversor A/D de 12 bits, es pot arribar a obtenir una resolució de $0,025\text{ mV}$.

Aquesta resolució assegura un error d'aproximadament $1/3$ de $^{\circ}\text{C}$ (càlcul fet amb l'aplicació de Matlab en què s'introdueix l'error en la mesura de la intensitat).

- Disseny de la placa de desenvolupament MSP430F2618:

Utilitzant l'MPS430F2618 és necessari el disseny d'una placa PCB amb unes entrades i sortides on poder connectar els diferents sensors. Tant l'esquemàtic del circuit com el *PCB_layout* (disseny de la placa de circuit imprès) s'ha fet amb l'aplicació P-CAD 2002.

Taula 4.5 Resultats mesura tensions amb l'MSP430F2618

V_{in}	V_{msp430}	Error (mV)
0,546412	0,546354	0,058
0,557132	0,557072	0,060
0,573516	0,573563	0,047
0,605692	0,605777	0,085

Segons la taula 4.5 l'error màxim en la mesura és de l'ordre de $0,08\text{ mV}$, per tant, s'aconseguiria una resolució al voltant de $0,75^{\circ}\text{C}$. Finalment, s'opta per aquest sistema per mesurar tensions. Aquesta taula és el resultat de la mesura amb l'MSP430F2618, un cop calibrat el sistema.

4.5 Node per la mesura d'humitat

4.5.1 Solució1: mètode clàssic per la mesura d'humitat

Aquesta solució es basa en la utilització del HIH4000 que segons els fulls d'especificacions proporciona una tensió a la seva sortida que segueix la següent equació assegurant una exactitud de $\pm 3,5 \%$:

$$V_{out} = V_{cc} (0.0062(RH) + 0.16) \quad (4.28)$$

El circuit proposat d'acondicionament d'aquest sensor al marge del convertidor AD és el de la figura 4.17,:

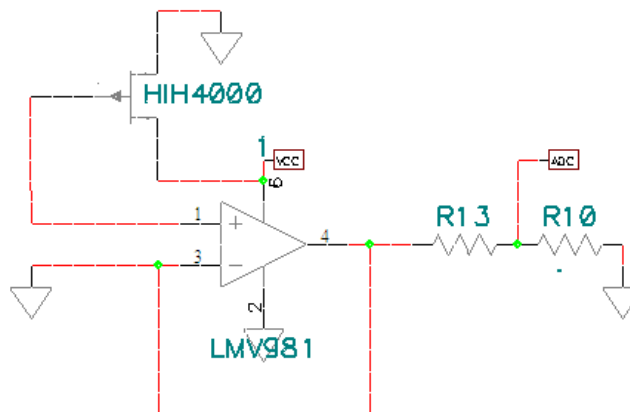


Fig 4.17 : Mètode clàssic

Aquest circuit és un amplificador operacional en configuració seguidor de tensió amb un divisor de tensió a la sortida

4.5.2 Solució2: Mètode directe per la mesura de capacitats.

Aquesta solució es basa en adaptar el mètode utilitzat per la mesura de resistències (sensor que la seva resistència varia en funció de la temperatura) a la mesura de capacitats, ja que com hem comentat un sensor d'humitat capacitiu és una capacitat variable en funció del grau d'humitat relativa

En primera instància sembla que es pot aprofitar el circuit utilitzat amb la PT-1000 (resistència en sèrie amb un condensador) utilitzant el sensor capacitiu H1.

No és així ja que la capacitat d'aquest tipus de sensors és de l'ordre dels pF i la presència d'una capacitat paràsita afectaria la qualitat de la mesura d'una forma molt significativa.

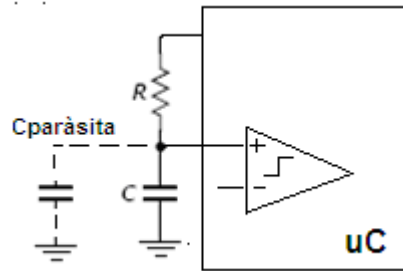


Fig 4.18 : Efecte de les capacitats paràsites

Per eliminar aquest efecte, es present un mètode equivalent amb el d'ajust de dos punts per la mesura de resistència, l'objectiu és fer tres mesures: la del sensor d'humitat, la d'una capacitat de referència i la mesura de la capacitat paràsita.

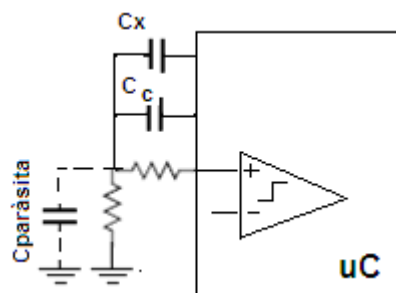


Fig 4.19 : Mètode directe que compensa l'efecte de capacitats paràsites

Els procés a seguir és el següent:

1.- Carregar el condensador C_x , posant C_c (condensador de referència) en alta impedància. Com a conseqüència també es carregarà $C_{paràsita}$. A continuació, descarregar la capacitat equivalent C_{eq} que és la $C_{paràsita}$ i C_x en paral·lel. És a dir, $C_{eq} = C_x + C_{paràsita}$

2.- Repetir el mateix procés amb C_{ref} i C_{offset} .

Finalment la capacitat calculada utilitzant aquest mètode és igual a $C_x = M \cdot C_c$.

$$M = \frac{N_x - N_{paràsita}}{N_{ref} - N_{paràsita}}$$

(4.29)

4.5.3 Càlcul de la resolució en la mesura d'humitat

Resolució H1 (sensor capacitiu)

Si es mira el full d'especificacions del sensor H1, en variar un 1% la humitat, la capacitat equivalent varia 0,4 pF, per tan la R haurà de ser com a mínim de:

$$R \geq \frac{1}{\Delta C_{\text{MIN}} \cdot f_{\text{clk}} \cdot \ln(V_{\text{CC}}/V_{\text{H}})} = 225,4 \text{ k}\Omega \quad (4.30)$$

Per obtenir una resolució menor a l'1%, s'ha utilitzat una R de 1M Ω , obtenint així una resolució de 0,09pF (0,23 %).

Resolució HIH-4000

Segons l'expressió 4.29, si el sensor s'alimenta a 4,5 V: de 0-100% de RH la sortida del sensor va de 0,72 V a 3,51 V.

Si s'ajusta els 3,5 V de sortida als 2,5 V de tensió de referència. L'excursió del senyal a l'entrada del convertidor AD és de 0,5 a 2,5 V, obtenint així una resolució de 1,3 % d'humitat. Per tant, la resolució que s'obté és inferior a l'exactitud que assegura el fabricant.

4.6 Mètodes per la detecció d'errors en la mesura

4.6.1 Detecció sensor d'humitat.

El mètode detecció d'errors de mesura del sensor d'humitat es divideix en dos parts:

- Comprovar si el resultat de la mesura d'humitat està dins el rang del sensor, és a dir, si està entre 1 i 99 % d'humitat
- Aprofitar que la constant de temps (temps màxim que tarda en passar de un 33% a un 80 % d'humitat) és de 5s i que es transmet cada 1s, al node receptor.

D'aquesta manera si la variació d'humitat entre una mesura i l'altra és superior a $80\% - 33\%/5s = 9,4\%/s$ és que el sensor ha tingut algun error en la mesura.

4.6.2 Detecció sensors de temperatura: PN100 i PT1000

Per poder separar mesures errònies en el cas del PN100A:

-Per comprovar si s'ha produït algun error de forma global, es tracta, simplement de comprovar si el valor mesurat està dins el rang de temperatures possibles en el clima terrestre, és a dir, entre -40 i 50 °C aproximadament.

És a dir, si el pendent de la recta que s'ha ajustat ($m=k\cdot T/q$) es troba entre $223,15\cdot k/q < m < 288,15\cdot k/q$

- Per comprovar si s'ha produït error en una mesura concreta de tensió de les tres que es realitzen ens podem basar en el fet que la relació Intensitat/tensió és inversa.

Per tant, si la tensió associada a les diferents mesures ordenades de forma creixent, no segueix un ordre descendent és que s'ha produït algun error en la mesura.

Per discriminar mesures errònies pel sensor PT1000:

-Comprovar si la resistència equivalent es troba entre $807,5 \Omega < R < 1.192,5 \Omega$.

4.7 Calibratge dels sistemes de mesura i resultats experimentals

4.7.1 Calibratge i resultats del sensors de temperatura

Per calibrar els tres sensors de temperatura (PN100 i PT1000), s'ha utilitzat un calibrador de temperatura que funciona de -10 a 122 °C, amb una estabilitat de $\pm 0,05$ °C i una exactitud de $\pm 0,25$ °C.



Fig 4.20 : Calibrador de temperatura 9102S Handheld Dry-Well Calibrator de Hart Scientific

Resultats del sensor PT1000 amb l'ADC:

Els resultats del sensor PT1000 s'han obtingut a partir del calibratge del sensor en dos punts de temperatura, obtenint així la següent recta de regressió:

$$T(^{\circ}\text{C}) = 0,0878 \cdot N_{ADC} - 253,25$$

Alhora de fer la mesura, el sistema calcula el número de comptes mig de 10 mesures. D'aquesta manera s'està filtrant un soroll present en la mesura.

Taula 4.6: Resultats Pt1000 mètode ADC

Temp. Calibrador (°C)	Nº comptes mig ADC	Temp. Mesurada (°C)
5	2941,1	4,95
10	2997,3	9,90
15	3056,3	15,10
20	3114,2	20,20
25	3170,7	25,15
30	3227,3	30,10
35	3281,8	34,90

Tal i com es pot observar a la figura 4.7, l'error en cap cas supera l'exactitud de la càmera climàtica (0,25°C).

Resultats del sensor PT1000 interfície directa:

Igual que en el cas anterior els resultats s'han obtingut a partir del calibratge del sensor en dos punts de temperatura:

$$T(^{\circ}\text{C}) = 0,2495 \cdot R_{MEAS} - 239,49$$

Taula 4.7: Resultats Pt1000 mètode ADC

Temp. Calibrador (°C)	Rmesurada (Ω)	Temp. Mesurada (°C)
20	1038,92	19,95
25	1058,8	14,80
30	1078,83	19,75

Resultats del sensor PN100:

Els resultats experimentals del sensor PN100 s'han obtingut amb les mesures directament amb el multímetre Keithley. Les condicions de mesura de la tensió i intensitat són les següents:

- Temps de warm up de la cambra climàtica i multímetre: 1 hora.
- Sensor sobre placa de circuit imprès (PCB).

- 200 mostres de cada punt d'intensitat i tensió, agafant el valor promig per ajustar la recta amb multímetre controlat per Labview.

De la gràfica 4.19, es pot observar que, evidentment, la tensió de sortida és linealment dependent del $\ln(I)$, logaritme neperià de la intensitat. Visualment, no es pot diferenciar un augment del pendent amb la temperatura, però sí sembla que hi ha un offset lineal a mesura que la temperatura disminueix. És a dir, sembla que l'ordenada a l'origen disminueixi de forma lineal amb la temperatura.

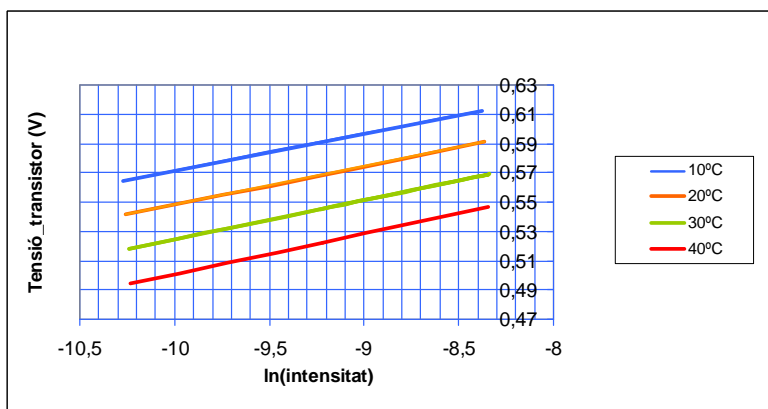


Fig 4.21 Mètode directe ajust de dos punts

Si ens fixem en la taula 4.8, es pot afirmar que el pendent (m) augmenta amb la temperatura tal com s'havia descrit teòricament ("4.4.1 Anàlisi teòric de la utilització d'un transistor...").

Taula 4.8: Error un cop ajustada la temperatura

Temperatura(°C)	Pendent (m)	Temp_mesurada	Error total °C
10	0,0252829	22,65	10,65
20	0,0262439	31,78	11,78
30	0,0270432	41,10	11,10
40	0,0279054	51,11	11,11

La taula 4.9 és interessant ja que es dedueix l'existència del factor d'idealitat del transistor (F) i que calculant el factor mig (F_{mig}), s'arriba a uns resultats bons amb un error màxim de 0,64 °C

Taula 4.9: Error un cop ajustada la temperatura

Temperatura(°C)	F (m'/m)	Pendent/ F_{mig}	Error (°C)
10	1,03765566	0,02436900	0,15
20	1,04021677	0,02529254	0,21
30	1,03662894	0,02606555	0,33
40	1,03549684	0,02689640	0,64
Factor Mig	1,03750000	Error Mig	0,33

La presència d'aquest factor d'idealitat implica la necessitat de calibrar la temperatura en un punt. Aquest punt necessari de temperatura es pot aprofitar per plantejar el sistema per mesurar el valor de les R_{EQ1} , R_{EQ2} i R_{EQ3} , responsables de generar les 3 intensitats (“4.4.5 Procediment per generar 3 intensitats”). A més també s’ha de fer un calibratge de la tensió en borns del transistor, respecte la tensió a la sortida de l’amplificador diferencial, així com calibrar la tensió de referència del convertidor AD.

Tots aquests processos afegixen una dificultat important al funcionament final. A més aquests calibratges tant precisos allunyen aquest sensor PN100 del seu objectiu inicial d'ésser autocalibrable .

La complexitat del mètode i la molt alta resolució en la mesura de tensions que necessita en comparació amb els altres mètodes (0.05 mV per a 0.8°C) ha fet que la seva implementació final sobre microcontrolador no hagi donat resultats satisfactoris. Tot i així, sí s’ha pogut demostrar la seva viabilitat amb les mesures d'alta precisió fetes amb el multímetre com es veu en taula 4.9.

4.7.2 Calibratge i resultats del sensors d'humitat

El calibratge del sensor d'humitat H1 de Philips a diferents humitats s’ha fet mitjançant una solució de sals amb aigua, quan es satura la humitat es manté constant.

Resultats del sensor HIH-4000:

El sensor HIH-4000 presenta una sortida variable en tensió en funció del grau d'humitat. Aquest sensor presenta una exactitud de $\pm 3,5 \%$ i el rang de mesura és de 0-100 %.

El rang de sortida del sensor va de 0,8 V (0%) a 3,75 V (90%). És per això que s'utilitza un circuit basat en un amplificador operacional en mode seguidor de tensió amb dues resistències (divisor de tensió).

Per calibrar s’ha utilitzat el Clorur de Bari (90,1%) i el Clorur de Magnesi (32,8%), i les altres dues sals per comprovar l'exactitud en la mesura. A més s’ha captat 50 mostres a cada humitat i calculat el valor mig. La recta ajustada té la següent forma:

$$RH(\%) = 55,43 * V_{in} - 42,32$$

Taula 4.10 Sals utilitzades per calibrar i mesurar l'exactitud i precisió del sensor

Sal	Humitat	Vout	Humit. Calc(%)	Error %
Nitrat de magnesi	52,9	1,661	49,7	3,2
Clorur de sodi	75,3	2,154	77,0	1,7

D'aquesta taula es pot veure que l'exactitud de la mesura d'humitat ve determinada per les característiques del sensor i és del 3,5%. Un altre punt important a tenir en compte, és que per calibrar la humitat s'ha agafat el valor nominal d'humitat que, segons un article sobre mesura de sensors capacitius [5], pot arribar a canviar un 1,9 % respecte el valor real. S'ha utilitzat el valor nominal ja que no es disposa d'un aparell per mesurar la humitat.

Resultats del sensor H1:

.Els resultats del sensor d'humitat H1 utilitzant el mateix procediment de calibratge que el HIH-4000, presenten aproximadament un 10 % d'error en la mesura de la humitat. Una de les possibles causes són els problemes amb les capacitats paràsites en el circuit implementat.

Tot i això en treballs de recerca sobre aquest mètode [5] s'arriba a un error d'un 5% a causa d'errors de no linealitat.

5 CONSUM DEL SISTEMA: AUTONOMIA DE LA BATERIA.

5.1 Estalvi energètic: MSP430

En aquest punt es descriurà els diferents modes de funcionament de l'MSP430 i alguns exemples de la seva utilització en els diferents punts, amb l'objectiu de minimitzar el consum del sistema.

Abans d'explicar els modes de funcionament de l'MSP430 s'explicarà que són cadascun dels elements que s'anirà citant en cada mode: MCLK, SMCLK, ACLK i DCO.

- MCLK, *master clock*, és el rellotge que utilitza la CPU i uns quants perifèrics.
- SMCLK, *subsystem master clock*, rellotge que és distribuït als perifèrics. Generalment treballen a la mateixa freqüència, de l'ordre dels MHz.
- DCO, *digitally controlled oscillator*, subministra els dos rellotges anteriors. Funciona al voltant de 0.8 Mhz i 1,1Mhz segons la família de microcontroladors.
- L'ACLK, *auxiliary clock*, prové d'un oscil·lador de cristall de baixa freqüència, típicament 32 kHz
- LPM: *low power mode*, mode de baix consum.

L'MSP430 disposa de 5 modes de funcionament, dos dels quals quasi no s'utilitzen :

- LPM0: la CPU i MCLK estan inhabilitats, SMCLK i ACLK continuen actius. S'utilitza quan no es necessita la CPU, però alguns mòduls requereixen un rellotge de l'SMCLK i DCO.
- Mode Actiu: la CPU, tots els rellotges i mòduls són habilitats. L'MSP430 comença amb aquest mode, i s'utilitza quan la CPU és estrictament necessària.
- LPM3: CPU, MCLK, SMCLK i DCO estan inhabilitats, solament ACLK està actiu
- LPM4: CPU i tots els rellotges estan inhabilitats. El dispositiu sol pot tornar a l'estat actiu a través d'un senyal extern.

A continuació es presenten un parell d'exemples, en els quals es pot veure la utilització dels diferents modes de l'MSP430:

En aquest exemple es pot veure com es passa a LPM0 durant la conversió, un cop aquesta ha finalitzat, l'ADC produeix una interrupció, en que es torna a l'estat actiu. També guarda el resultat de la conversió a la variable ADC10MEM:

```
ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC; // Inici de la conversió i el mostreig
__bis_SR_register(CPUOFF + GIE); // LPM0 amb les interrupcions habilitades
results[1] = ADC10MEM;
```

Un altre exemple de la utilització del LPM0 és en el mètode de mesura del temps de càrrega i descàrrega del condensador (per mesura tensió, capacitats, resistències equivalents de sensors etc).

En aquest mètode, és posa en LPM0 ja que precisem d'un rellotge ràpid per fer els comptes. En aquest cas, es romandrà en LPM0 fins que el *timer*, detecta un flanc de baixada, es produeix una interrupció i es guarda el valor del TAR o TBR al seu corresponent registre TACCR, finalment es torna al mode actiu:

```
TBCCTL1 = CCIS_1 | SCS | CAP | CCIE | CM_2;
__bis_SR_register(CPUOFF + GIE); // LPM0 amb les interrupcions habilitades
Carrega = TBCCR1;
```

És important aquest últim exemple, ja que s'usa tant en la mesura del sensor d'humitat com en la mesura de la resistència equivalent de la PT-1000.

Una altra opció per disminuir el consum, en el cas per exemple, del sensor d'humitat que s'utilitza un comparador, és apagar-lo quan no s'utilitza. Això no suposarà un gran estalvi energètic ja que aquest és necessari durant tot el procés de descarrega del condensador.

Els diferents modes de funcionament dels amplificadors operacionals interns, es seleccionen en base a la relació *slew rate* vs consum de corrent. Hi ha disponible el mètode ràpid (3), mitjà(2), lent (1) i *off* (0). Per aconseguir un estalvi energètic, es tracta de passar del mode OAPM_1 (lent) a l'OAPM_0 (sortida en estat alt, *off*).

5.2 Estudi del consum del node intel·ligent i la durada de la seva bateria.

En aquest punt s'estudiarà el consum de corrent del dispositiu i es farà una estimació aproximada de la seva vida útil en temps depenent de l'aplicació (PT-1000, sensor d'humitat etc). Hi ha dues maneres de fer aquest anàlisi [12]:

1.- A partir d'una gràfica que mostra el perfil de corrent, el consum dels diferents elements de hardware i els software obtinguts utilitzant els fulls d'especificacions de l'MSP430F2274, i la seva durada.

2.- A partir d'utilitzar l'opció de fer la integral del perfil de corrent amb l'oscil·loscopi.

La figura 5.1, mostra el sistema utilitzat per visualitzar aquest perfil de consum de corrent. És a dir, es pot visualitzar la durada de cadascun dels events tant de la interfície radio com de l'MSP430.

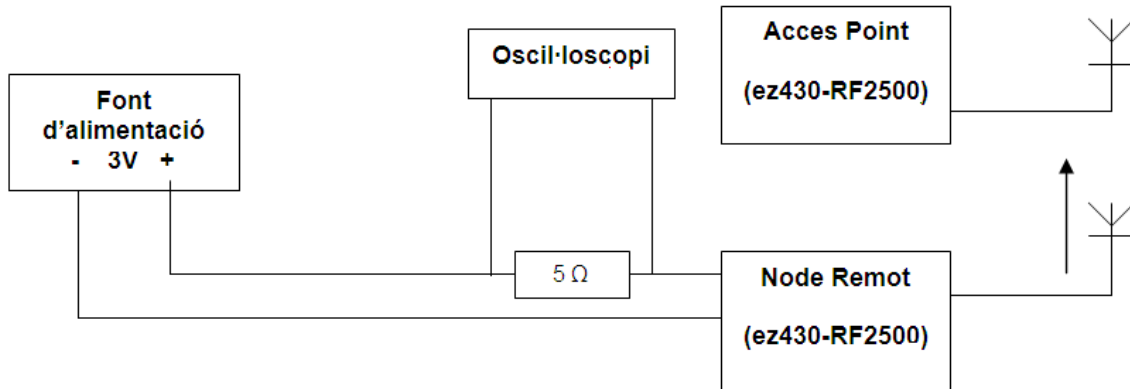


Fig 5.1 : Esquema per mesurar el perfil de corrent

Les dues captures de l'oscil·loscopi de la figura 5.2 mostren el perfil de corrent del node remot durant 5 segons. Cada segon s'activa la interfície radio i l'MCU durant uns 6,5 ms aproximadament.

Durant aquest temps es capturen les dades dels sensors, es processen, es prepara el paquet, es fa un sensat del canal i finalment s'envia el paquet al seu destí.

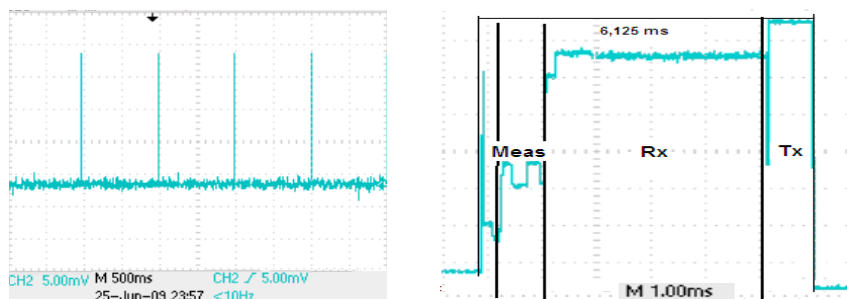


Fig 5.2 : Perfil de corrent del node remot: transmissions cada segon

Si s'analitza amb detall la figura 5.2, es pot arribar a una conclusió molt important: el consum de corrent més determinant en la durada de la bateria, no és durant la transmissió (*Tx*) ni la mesura dels paràmetres climàtics (*Meas*) sinó en l'etapa de sensat del canal (*Rx*) durant la qual es verifica si no s'està rebent cap altre paquet i es comproba si cap altre dispositiu està transmetent al canal d'interès.

A la següent figura (5.3) es fa evident la diferència en termes de consum, pel fet d'utilitzar el LPM0 durant el mostreig i conversió i no utilitzar-lo.

1 LPM0 durant la conversió i els 2 amplificadors operacionals en mode *off* (alta impedància) entre conversió i conversió.

2 Mode actiu durant la conversió i els 2 amplificadors operacionals en mode slow.

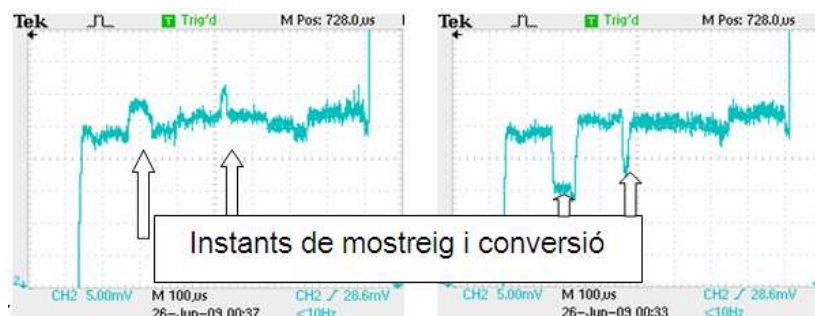


Fig 5.3 : Mode normal /baix consum

5.2.1 Anàlisi del consum de la PT-1000 i HIH- 4000 (mètode clàssic)

En aquest punt, es farà un estudi més detallat del consum total utilitzant la Pt1000 i l'HIH-4000 (sensor humitat), que tenen el mateix principi de funcionament (convertidor AD). Les taules 5.1 i 5.2, són dues taules creades a partir del fulls d'especificacions (*datasheet*), en les quals es pot observar el consum dels diferents elements de hardware i la durada dels diferents events software:

Taula 5.1 Elements actius del sistema, amb el seus modes de funcionament i consum

Modes MSP430	Corrent
Mode actiu: 8MHz=DCO=SMCLK, 3V	2.7 mA
Mode 0 (LPM0)	1.1 mA
Modes CC2500	
Mode Sleep	400 nA
Idle	1.5 mA
Recepció (R_x)	18.8 mA
Transmissió (T_x) (250 kbps, 0-dB)	21.3 mA
MSP430 ADC10	
fADC10CLK= 8MHz, ADC10ON=1,	600 μ A
REFON=1 + REF2_5V=1	250 μ A
REFOUT=1 + ADC10SR=0	1.1 mA
MSP430 OA	
I_{cc} (mode lent)	55 μ A
Circuit extern: PT1000:	
I_{cons} = 2.5 /181k	13,8 μ A

La taula 5.1 divideix els diferents elements que participen en el consum del sistema i exposa el consum dels diferents modes de funcionament utilitzats en la implementació del node intel·ligent.

A la taula 5.2 es calcula el consum total del sistema i el derivat de la mesura de la temperatura amb la Pt1000.

Taula 5.2: Consum total del sensor PT1000 i l'HIH-4000

Event Radio	Corrent consumit	Temps d'execució	Amps*segon
Inicialització XOSC	2,7 mA	300 µs	810 nA·s
Ripple counter timeout	1,75 mA	150 µs	262 nA·s
Calibratge PLL	7,5 mA	809 µs	6068 nA·s
Mode Rx	18,8 mA	4 ms	75200 nA·s
Mode Tx	12,3 mA	950 µs	11685 nA·s
		Total: 6,21 ms	94.025 nA·s
Event MSP430			
MSP430 mode actiu	2.7 mA	6,21 ms + 130 µs	17.118 nA·s
• ADC10	1,9 mA	130 µs	247 nA·s
MSP430 LPM0:	1.1 mA	70 µs	110 nA·s
• LMV981	103 µA		7,8 nA·s
• Consum circuit extern Pt1000	3V/180k=17 µA		2 nA·s
• Consum HIH-4000	200 µA,		14 nA·s
		Total transmissió Pt1000:	111.509 nA·s
		Total transmissió HIH-4000:	111.522 nA·s
		Total consum Pt1000:	718 nA·s
		Total consum HIH-4000:	730 nA·s

El consum total transmissió (taula 5.2) és apagant el LMV981 (amplificador operacional), entre conversió i conversió, i utilitzant el LPM0 en les conversions. Sense aquest estalvi el consum seria de 111.587 nA·s.

El consum en mode *sleep* és el següent:

$$\text{Consum mode } sleep = (\text{consum MSP430 sleep} + \text{consum CC2500 sleep}) \cdot (1 - t_{\text{execució}}) = 1,3 \mu\text{A} \cdot (1 - 6.41 \text{ ms}) = 1291.6 \text{ nA}\cdot\text{s}$$

Consum total = Consum mode *sleep* + Consum actiu = 1291,6 + 111.509 = 112.801 μ A

Finalment per calcular el temps de vida d'un node, es considerarà que dues bateries AAA mantenen 1000-mA-hora, amb la hipotètica condició que mantenen els seu voltatge idealment fins que s'exhaureix la capacitat:

Pt1000 cas 1 (baix consum) = 1000 [mA*Hora] / 0,112801 [mA] = 8865 hores = 1 any 4 dies i 10 hores.

Pt1000 cas 2 = 1000 [mA*Hora] / 0,112878 [mA] = 8859 hores = 1 any 4 dies i 3 hores.

Durada de la bateria sense utilitzar els mètodes d'estalvi:

H1H cas1 = 1000 [mA*Hora] / 0,112813 [mA] = 8864,3 hores = 1 any 4 dies i 9 hores.

H1H cas2 = 1000 [mA*Hora] / 0,112891 [mA] = 8858,2 hores = 1 any 4 dies i 2 hores.

Una conclusió interessant d'aquests resultat és el fet que passant de mode actiu a l'LPM0 durant la conversió es pot allargar la durada de la bateria a 7 hores .

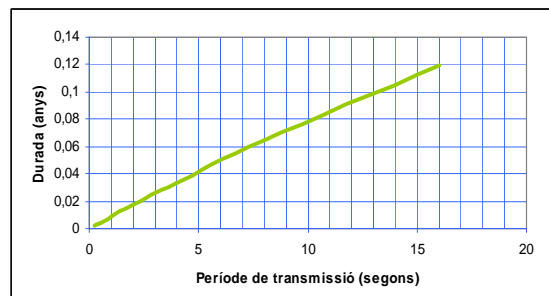


Fig 5.4 : Durada de la bateria en funció del període de transmissió

D'aquesta gràfica es pot arribar a la següent conclusió: depenent de si es requereix una transmissió més o menys contínua, la bateria es consumirà amb més o menys rapidesa. En definitiva, a part de les solucions que permeten assolir un determinat estalvi energètic, el període de transmissió té un paper clau en la durada de la bateria.

Un cop fet el càlcul del consum de la PT-1000, el cas del transistor (que utilitza ADC), el del sensor d'humitat, el mètode de mesura de resistències... són molt similars. És a dir, s'utilitzen les mateixes formes d'estalviar energia:

-Sensor d'humitat i mesura de resistències: passar a LPM0 mentrestant es carrega i descarrega el condensador. Inhabilitar el comparador durant la càrrega dels condensadors.

-Transistor: inhabilitar la referència de l'ADC, l'amplificador diferencial etc... quan no és necessita i passar a LPM0, durant el mostreig i conversió del senyal provinent del sensor.

5.2.2 Anàlisi del consum interfície directa: H1 i Pt1000

Com ja s'ha comentat en l'explicació teòrica aquest mètode es basa en la càrrega i descarrega d'un condensador a través d'una resistència. Tot seguit, igual que amb el cas de la PT-000, es farà una comparativa de la vida útil del sistema amb i sense utilitzar el diferents mètodes d'estalvi ja comentats.

A la figura 5.5, es pot observar el perfil de corrent del mètode de mesura de capacitats (sensor d'humitat) i resistències (temperatura):

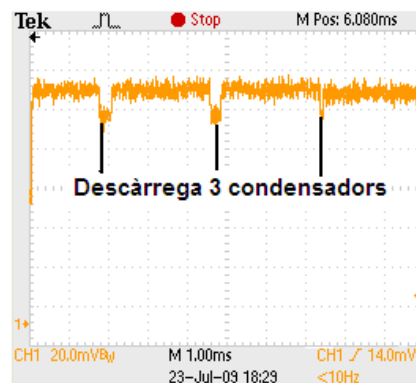


Fig 5.5 : Càrrega i descarrega de les capacitats: C_c , C_x i C_p

Els events de la interfície ràdio, són els mateixos que en l'anàlisi anterior. Per aquest motiu en aquesta taula (5.3), solament apareixen els elements que difereixen de l'anàlisi anterior.

Taula 5.3: Consum total del sensor H1 i Pt1000

Event Radio	Corrent consumit	Temps d'execució	Amps*segon
¹ CC2500		6,21 ms	
		Total:	94.025 nA·s
Event MSP430			
MSP430 mode actiu: - CC2500	2.7 mA	6,21 ms	16.767 nA·s
LPM0:	1.1 mA		
• Descàrrega C1:		500 µs (4000 comptes)	550 nA·s
• Descàrrega C2:		375 µs (3000 comptes)	412,5 nA·s
• Descàrrega Cx:		62,5 µs (500 comptes)	68,7 nA·s
• Càrrega H1 :		3*2ms	6.600 nA·s
• Càrrega Pt1000:		3*2,2ms	7.260 nA·s
³ Consum circuit H1	⁴ -	1 s	-
Consum circuit Pt1000	0,66 µA	1 s	660 nA·s
		Total transmissió H1 :	118.426 nA·s
		Total consum H1:	7.634 nA·s
		Total transmissió Pt1000:	119.743 nA·s
		Total consum Pt1000:	8951 nA·s

¹ El consum, del CC2500 és el mateix que el cas del sensor PT1000.

² LMV981: L'amplificador operacional en configuració comparador solament està actiu durant la descàrrega dels condensadors.

³Consum circuit: es calcula en base a la fórmula de la potència mitjana consumida duran la càrrega i descàrrega d'un condensador:

$$P = C V^2 / T \quad (5.1)$$

On T és període cada quan es carrega i descarrega el condensador.

⁴ El consum del circuit H1 és menyspreable, ja que segons l'expressió 5.1, com la capacitat del sensor és de l'ordre dels pF, el consum és menyspreable (inferior a 1 nA·s)

Un altre apunt importat, és que els temps de descàrrega dels condensadors, s'han obtingut experimentalment, a partir del número de comptes del temporitzador i la f_{clock} seleccionada. A més, el temps (mitjançant un bucle d'espera) per a la càrrega dels condensadors és $10 \cdot \tau$ ($10 \cdot R \cdot C$), si la $R=1M\Omega$ i C_1, C_2 i C_x són de l'ordre de 200 pF, $t_{\text{càrrega}}= 2$ ms.

Aquest són els resultats obtinguts amb la interfície directa amb mode LPM0 durant la càrrega i descarrega dels condensadors:

Sensor d'humitat = temps *sleep* + temps actiu = $1.012 + 128.072 = 0.128072$ mA = $1000 \text{ [mA*Hora]} / 0.128072 \text{ [mA]} = 7808$ hores = 10 mesos i 12 dies i 2 hores

Sensor temperatura = $1.012, + 128.900 = 1000 \text{ [mA*Hora]} / 0.128900 \text{ [mA]} =$ hores = 7757 hores = 10 mesos i 10 dies i 3 hores.

Aquests són els resultats utilitzant el LPM0:

Sensor d'humitat = temps *sleep* + temps actiu = $1.012 + 136.123 =$ mA = $1000 \text{ [mA*Hora]} / 0,137135 \text{ [mA]} = 7.292$ hores = 9 mesos i 24 dies i 20 hores

Sensor temperatura = $1.012, + 139.063 = 1000 \text{ [mA*Hora]} / 0.140075 \text{ [mA]} =$ hores = 7.139 hores = 9 mesos i 18 dies i 11 hores.

5.2.3 Anàlisi del consum del sistema amb el PN100:

Taula 5.4: Consum total del sensor PN100

Event Radio	Corrent consumit	Temps d'execució	Amps*segon
MSP430 mode actiu:			
1.- CC2500		6,21 ms	94.025 nA·s
2.- $1(\text{ADC10 REFON} + \text{temps_estabilització}) * 3$	2,7 mA + 850µA	130 µs	461.5 nA·s
3.- Càlcul I_1, I_2, I_3 + ajust de la recta de temperatura	2,7 mA	6.900 cicles/8 Mhz = 862 µs	2.327,4 nA·s
4.- MSP430	2,7 mA	6,21 ms	16.767 nA·s
MSP430 mode LPM0			
		$3 * t_{LPM0} = 22 \mu s$	
1.- Mostreig (sample and hold) + Conversió	850 µA	$3 * t_{LPM0}$	56,1 nA·s
2.- LMV981	103 µA	$3 * t_{LPM0}$	6,8 nA·s
3.- 2 Consum circuit Req ₁	138 µA	t_{LPM0}	3,5 nA·s
4.- Consum circuit Req ₂	68 µA	t_{LPM0}	1,5 nA·s
5.- Consum circuit Req ₃	27 µA	t_{LPM0}	0,5 nA·s
		Total PN100:	2.858 nA·s
		Total Transmissió:	113.890 nA·s

1 ADC10REFON + temps estabilització va multiplicat per un factor 3, ja que s'està fent la mesura de tres tensions diferents. En el cas del mostreig, conversió, temps actiu de l'amplificador de baix consum (LMV981) succeeix el mateix.

2 El consum R_{eq1} (14k5), R_{eq2} (29k4), R_{eq3} (73k9) es calcula de la següent manera $(V_{ref+} - V_{trans})/R_{eqx}$, com la tensió en borns del transistor és variable i per tant el consum en funció de la temperatura, s'agafarà el valor mínim V_{trans} teòric (0,49 V) sobre el qual s'ha fet el dimensionat del circuit. D'aquesta forma es tindrà en compte la situació més desfavorable possible.

3 $LPM0 = (13+8)*ADC12DIV/ADC12CLK$ i $ADC12DIV=5$. El registre ADC12DIV, indica per quan s'ha dividit la freqüència del rellotge del convertidor.

Consum PN100 = $1000 [mA*Hora]/0,1152 [mA] = 8.680$ hores= 361 dies 16 hores.

6 CONCLUSIONS

6.1 Objectius desenvolupats

En aquest projecte s'han estudiat diferents alternatives d'implementació d'un node intel·ligent per a la mesura de temperatura i humitat. Com a conseqüència d'aquesta comparativa es disposa de suficient informació per poder valorar els diferents mètodes i sensors.

Per la mesura de temperatura el sensor Pt1000 i el mètode clàssic semblen els més adequats. Aquestes són les raons que justifiquen aquesta decisió:

- En primer lloc, i com a factor clau, el consum d'aquest sistema és molt inferior al de la interfície directa i lleugerament inferior al consum del PN100.
- La complexitat algorísmica és més senzilla (solament s'ha d'interpretar el resultat de la conversió AD) que en els altres dos mètodes.
- Finalment en termes de calibratges el sensor Pt1000 (els dos mètodes) requereixen el calibratge en dos punts de temperatura. A més el Pt1000 en interfície directa requereix el calibratge de les dues resistències de referència. D'altra banda, el PN100 sol necessita un punt, per la presència del factor d'idealitat, a més necessita tres punts de tensió pel calibratge de les resistències equivalents encarregades de generar la intensitat variable..

Per la mesura d'humitat sembla que el sensor i mètode clàssics, també són els més adequats en termes de complexitat algorísmica, components i consum.

Taula 6.1: Taula descriptiva dels diferents sensors

SENSORS	Pt1000(1)	Pt1000(2)	PN100	H1	HIH-4000
Paràmetre mesurat	Temperatura	Temperatura	Temperatura	Humitat	Humitat
Mètode	Clàssic	Interfície directa	Ajust de la recta	Interfície directa	Clàssic
Nº components	7	7	10	7	4
Consum (nA·s)	718	8.591	2.858	7.634	730
Complexitat Algorísmica	Senzilla	Senzilla	Mitjana	Mitjana	Senzilla
Dificultats	-	Offsets en la mesura	Mesures precises	Capacitats paràsites.	-
Calibracions	2 punts de temperatura	2 punts de temperatura	Múltiples	2 punts d'humitat	2 punts d'humitat
Exactitud	± 0,25 °C	± 0,25 °C	-	± 10 %	± 3,5 %
Equivalència	RTD	RTD	Diode	Capacitat	Font de tensió

Pel que fa a l'anàlisi de la durada de la bateria del node convé ressaltar que la principal font de consum es produeix en el moment previ i durant transmissió. És en aquest moment on el node comprova que no rebí cap paquet i fa un sensat del canal. Si aquestes dos condicions es compleixen finalment s'envia el paquet.

En relació als mètodes per destriar mesures, s'han implementat algorismes de dos tipus: un que comprova si la mesura del sensor es troba dins el rang adequat (teòric) i l'altra comprova que la variació del paràmetre mesurat, entre una transmissió i la següent no sigui superior al temps de resposta del sensor.

D'altra banda, per realitzar aquest projecte ha estat necessària l'adquisició de nous coneixements, l'aprenentatge de noves tècniques experimentals i la familiarització amb nous entorns de programació i desenvolupament. Els principals objectius d'aprenentatge assolits són els següents:

- Programació de microcontroladors en llenguatge C.
- Capacitat de crear interfícies usuari/microcontrolador amb el Labview.
- Control d'instruments des del Labview, per obtenir paràmetres estadístics (desviació típica, mitjana aritmètica etc) de les mesures.
- Utilització d'eines de disseny (P-CAD 2002) de circuits en placa impresa (PCB).
- Tècniques de mesura de tensió, resistència i capacitats basats en interfície directa microcontrolador/sensor.
- Caracterització i validació de diferents sensors per mesurar la temperatura i humitat.
- Estudi dels diferents elements que participen en el consum final del sistema.
- Creació d'algorismes senzills per obtenir els paràmetres desitjats (algorisme d'ajust de la recta).

6.2 Línies de treball futur

- En primer lloc seria interessant la possible inclusió del node desenvolupat (en el cas de l'eZ430-RF2500), a una xarxa de sensors sense fils.
- Afegir la part d'RF (mòdul ZigBee) a l'MSP430F2618 i crear una aplicació similar a la desenvolupada amb el kit eZ430-RF250.

6.3 Estudi mediambiental

Un node autònom dins una xarxa de sensors sense fils evita els costos d'instal·lació, personal i material que se'n deriva de la seva utilització. A més, els nodes sense fils són fàcils d'implantar i estan dissenyats per transmetre i rebre dades durant anys i per tan minimitzar el consum d'energia.

Una nova tendència en aquest tipus de sensors és la possibilitat que obtinguin energia de l'entorn (plaques solars etc) utilitzant una energia renovable i totalment neta. En conseqüència, l'impacte mediambiental es veu reduït respecte les solucions anteriors a la seva aparició.

7 BIBLIOGRAFIA

- [1] Aakvaag Niels, Frey Jan-Erik.; “*Sensores inalámbricos: nuevas soluciones de interconexión para la automatización industrial*” *Revista ABB*, ISSN 1013-3135, 2006 , pp. 39-42
- [2] Gutiérrez G, R.; López Villaseñor, M. A “*De sensores inalámbricos, mitigación de riesgos y sistemas autoorganizados*” *Revista ContactoS* 64, 25–31 (2007)
- [3] Keithley “Basic Measurement Functions” Cap 6, *Model 2100 6 ½ Resolution Digital Multimeter User’s Manual*, USA, July 2007 pp. 45-55
- [4] Rerverter F., Pallàs-Areny R., “*Direct Sensor-to-Microcontroller Interface Circuits*”, Marcombo ediciones técnicas, Barcelona 2005.
- [5] Reverter F, Casas Òscar, “Direct interface circuit for capacitive humidity sensors” *Sensors and Actuators A* 143 (2008) 315-322
- [6] Reverter F. Jordana J, Gasulla M, Pallàs-Arenys Ramon., “*Accuracy and resolution of direct resistive sensor-to-microcontroller interfaces*” *Sensors and Actuators A: Physical* , (121) : 78-87. ISSN: 0924-4247
- [7] Texas Instruments “*Economic Voltage Measurement with the MSP430 Family*” October 1999
- [8] Audy M. Jonathan, Gilbert Barrie, “Multiple sequential excitation temperature sensing method and apparatus” Patent Number: 5.195.827
- [9] Fraden, Jacob “Temperature Sensors” Cap 16 *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications* pp 488-491
- [10] Press H, William Teukolky Saul A, Flannery Brian “Modeling of Data· Cap 15. *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*” pp 657-666
- [11] Davis, John., “Comparator_A” Cap. 9 *MSP430 Microcontroller Basics*, Newnes, Burlington (USA), pp.371-390
- [12] Morales, Miguel., “Performance Overview” *A Wireless Sensor Monitor Using the eZ430-RF2500*, pp. 10-15

Altres fonts d’informació

www.ti.com - Texas Instruments.

www.ni.com - National Instruments.

<https://community.ti.com/forums> - Fòrums Texas Instruments.

<http://en.wikipedia.org> – Wikipedia.

ANNEX A: NODE INTEL·LIGENT I SENSORS

En aquest annex s'adjunta el disseny del sensor d'humitat H1 i temperatura que s'han implementat en circuit imprès i una imatge del node creat amb l'MSP430F2618.

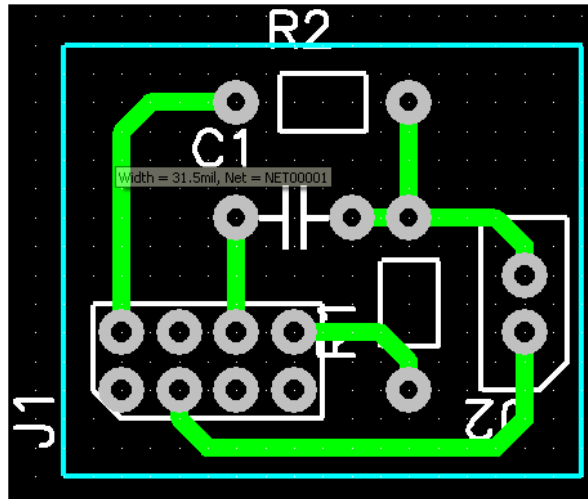


Figura A.1: PCB layout sensor humitat H1

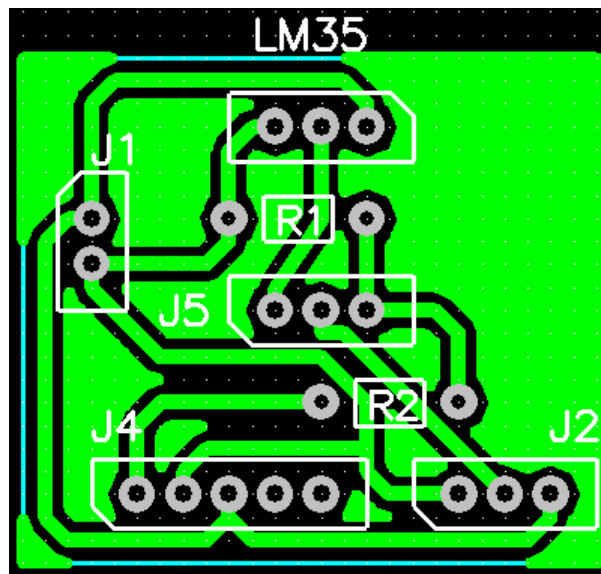
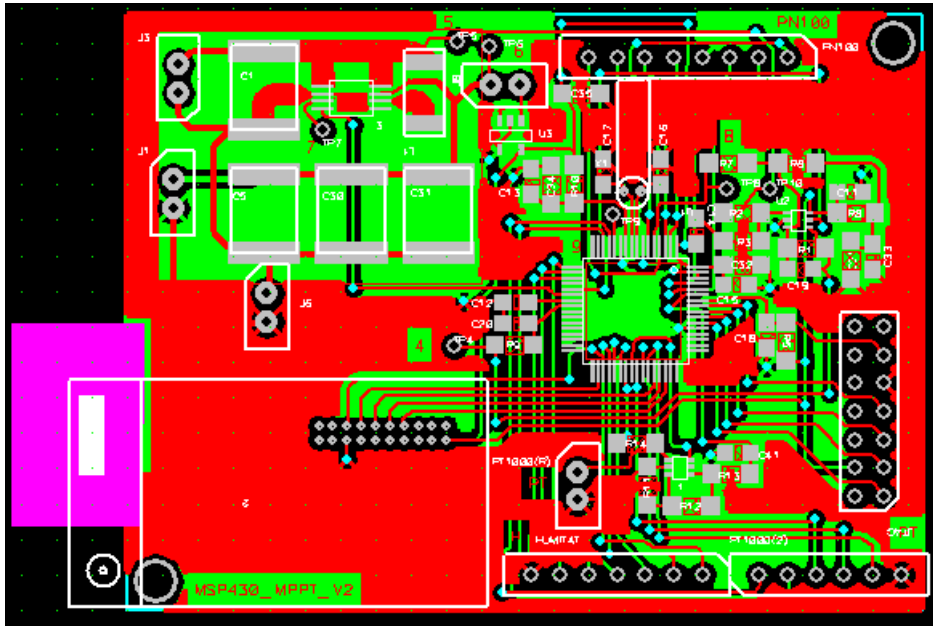


Figura A.2 PCB Layout sensor temperatura PN100



A.3 PCB Layout node MSP430F2618

A la figura A.4 es pot observar el node amb els diferents sensors connectats.

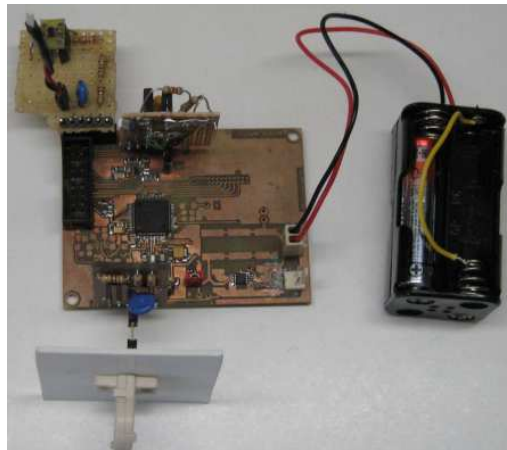


Figura A.4: Node MSP430F2618