



epsc

**Escola Politècnica Superior
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TREBALL DE FI DE CARRERA

TÍTOL DEL TFC: REALnet: xarxa de sensors sense fils per la monitorització ambiental del Campus del Baix Llobregat

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Sistemes de Telecomunicació

AUTOR: Eric Olmos Martínez

DIRECTORS: Manel Gasulla Forner i Joan Albesa Querol

DATA: 21 de juliol de 2008

Títol: REALnet: xarxa de sensors sense fils per la monitorització ambiental del Campus del Baix Llobregat

Autor: Eric Olmos Martínez

Directors: Manel Gasulla Forner i Joan Albesa Querol

Data: 21 de juliol de 2008

Resum

REALnet és una xarxa de sensors sense fils per la monitorització ambiental del Campus del Baix Llobregat de la UPC. En la comunicació s'usa l'especificació Zigbee. El treball parteix d'un desplegament inicial format per un node sensor, que mesura el nivell i temperatura de l'estany del Campus, un node encaminador, que retransmet les dades de forma transparent, i un node coordinador, que rep les dades del node sensor i les processa. La comunicació entre els nodes no era prou robusta degut a la presència d'edificis i estructures presents després del desplegament inicial de la xarxa.

Aquest treball proposa i implementa un nou desplegament a fi de millorar la qualitat de l'enllaç i que té en compte la cobertura de l'enllaç radio i la presència d'edificacions futures. A tal fi, s'afegeixen dos nous nodes encaminadors. Els nodes encaminadors estan permanentment activats i s'alimenten a partir de panells solars. Amb la configuració actual el node sensor envia dades amb una baixa cadència (cada 2 hores). A fi de reduir el consum i per tant les dimensions del panell solar dels nodes encaminadors es dissenya i implementa també un nou node que s'activa només per oferir l'enllaç del node sensor amb el node coordinador. Es mostren mesures de camp que validen el correcte funcionament de la xarxa i en particular del nou node encaminador, capaç d'entrar en mode de consum reduït.

Title: REALnet: wireless sensor network for the environmental monitoring of the campus of Baix Llobregat

Author: Eric Olmos Martínez

Supervisors: Manel Gasulla-Forner and Joan Albesa-Querol

Date: July, 21th 2008

Overview

REALnet is an environmental wireless sensor network (WSN) located at the Campus del Baix Llobregat of the UPC. The Zigbee specification is used as the communication protocol. An initial deployment was available at the beginning of this project. The WSN was constituted of a sensor node, which measures the level and temperature of the Campus pond, a router node, which relays the data, and a coordinator node, which receives and process the data. The network lacked communication between the sensor and the central node due to the obstructions in the line of sight between the nodes produced by buildings and structures built after the network initial deployment.

This work proposes and implements a new deployment visioning robustness and based on the study of the radio coverage and taking into account the presence of future edifications. With this aim two additional router nodes have been deployed. The router nodes are always active and are powered from solar cells. The sensor node activates and sends data periodically, each 2 hours. In order to reduce the power consumption and then the size of the solar cells from the router node a new strategy is proposed. A router node is then designed and implemented that activates only to relay the data from the sensor to the central node. Experimental data validate the performance of the WSN and in particular of the new router node that synchronizes with the sensor node.

DEDICATÒRIA

Per aquelles persones amb qui Tyche no va ser tan generosa, en especial per tu, Judith.

ÍNDEX

INTRODUCCIÓ	1
CAPÍTOL 1. XARXES DE SENSORS SENSE FILS.....	2
1.1. ZigBee i IEEE 802.15.4	2
1.2. Productes comercials	8
1.2.1 Comparativa de productes	8
1.2.2 Arquitectura de Telegesis.....	9
1.3 Configuració i creació de la xarxa	10
CAPÍTOL 2. DESPLEGAMENT DE LA XARXA.....	12
2.1. Configuració inicial de la xarxa.....	12
2.2. Estimació de l'abast	13
2.3. Desplegament proposat.....	14
2.4. Mètode de comunicació.....	16
CAPÍTOL 3. IMPLEMENTACIÓ DELS NODES	17
3.1. Node encaminador sincronitzat.....	17
3.1.1 Microcontrolador	18
3.1.2 Sincronisme	19
3.1.3 Estimació del consum.....	21
3.1.4 Sistema d'alimentació.....	22
3.1.5 Sistema complet	27
3.1.6 Encapsulat	31
3.1.7 Programació	32
3.2. Node sensor	34
3.3. Node coordinador.....	35
CAPÍTOL 4. CARACTERITZACIÓ I RESULTATS	37
4.1 Caracterització de l'antena Johansson.....	37
4.2 Interferències a la banda ISM	37
4.3 Desplegament realitzat	41
4.4 Mesures obtingudes per la xarxa.....	44
4.5 Node encaminador sincronitzat.....	48

CAPÍTOL 5. CONCLUSIONS	54
5.1 Objectius assolits	54
5.2 Treball futur.....	54
5.3 Impacte mediambiental.....	55
REFERÈNCIES	56
BIBLIOGRAFIA	59
ANNEXES	60
Annex A. Estudi de productes comercials ZigBee	60
Annex B. Taula descriptiva de comandes i registres de l'ETRX2.....	68
Annex C. Full d'especificacions principals de l'ATtiny2313.....	71
Annex D. Full d'especificacions principals de la bateria V250H.....	72
Annex E. Full d'especificacions principals del panell fotovoltaic lxys XOB17- 04x3	73
Annex F. Full d'especificacions principals de l'ICL7665	74
Annex G. Full d'especificacions principals de l'AD8607	76
Annex H. Full d'especificacions principals del LM94021.....	79
Annex I. Llistat de components i preus	80
Annex J. Classificació d'encapsulats segons la normativa IP.....	82
Annex K. Full d'especificacions principals de Telegesis EAP	83
Annex L. Estudi de radiació de l'antena integrada Johansson.....	84

ÍNDIX DE FIGURES

Fig. 1.1 Pila de protocol de l'estàndard IEEE 802.15.4 i de l'especificació ZigBee.....	3
Fig. 1.2 Canals definits per IEEE 802.15.4 en la banda de 2,4GHz [4].....	4
Fig. 1.3 Comunicació amb balisa habilitada des d'un dispositiu de la PAN.....	5
Fig. 1.4 Comunicació amb balisa habilitada des del coordinador.....	6
Fig. 1.5 Comunicació amb mode lliure des d'un dispositiu de la PAN.....	6
Fig. 1.6 Comunicació amb mode lliure des del coordinador.....	7
Fig. 2.1 Configuració inicial de la xarxa REALnet.....	12
Fig. 2.2 Ubicacions dels nodes i cercles de cobertura de 75 m.....	15
Fig. 2.3 Mètode de comunicació entre els nodes de la xarxa.....	16
Fig. 3.1 Diagrama de blocs del node encaminador sincronitzat.....	17
Fig. 3.2 Diagrama de comunicació entre l'ETRX2 i l'ATtiny2313.....	18
Fig. 3.3 Freqüència de l'oscil·lador <i>Watchdog</i> respecte la tensió V_{CC}	20
Fig. 3.4 Freqüència de l'oscil·lador <i>Watchdog</i> respecte la temperatura.....	20
Fig. 3.5 Caracterització I/V d'un panell fotovoltaic.....	24
Fig. 3.6 Circuit de protecció.....	25
Fig. 3.7 Detector de llindar amb histeresi [11]......	26
Fig. 3.8 Diagrama de blocs del node encaminador sincronitzat.....	28
Fig. 3.9 Model esquemàtic del mesurador de corrent.....	29
Fig. 3.10 Model esquemàtic del circuit del node encaminador.....	31
Fig. 3.11 FIBOX PC B 65 G.....	32
Fig. 3.12 Diagrama de flux del codi del μ C Attiny2313.....	33
Fig. 3.13 Diagrama de blocs del node sensor.....	34
Fig. 3.14 Diagrama de comunicació del node sensor al node central.....	35
Fig. 3.15 Telegesis EAP.....	36
Fig. 4.1 Espectre de senyals a la banda ISM 2,4 GHz [21].....	37
Fig. 4.2 Màscara de transmissió de IEEE 802.11 [23].....	38
Fig. 4.3 Superposició de canals ZigBee i els 11 primers canals WiFi [24].....	39
Fig. 4.4 Mesures obtingudes usant un monitor de xarxes sense fils [25].....	39
Fig. 4.5 Gràfica que relaciona el indicador de qualitat de l'enllaç i la relació senyal a soroll.....	40
Fig. 4.6 Imatge del desplegament proposat.....	41
Fig. 4.7 Node coordinador C1.....	41
Fig. 4.8 Node encaminador R1.....	42
Fig. 4.9 Node encaminador R2.....	42
Fig. 4.10 Node encaminador R3.....	43
Fig. 4.11 Node sensor S1.....	43
Fig. 4.12 Valors de corrent entregat pel panell als nodes R1, R2 i R3.....	45
Fig. 4.13 Temperatura als nodes R1 i R3.....	46
Fig. 4.14 Tensió d'alimentació dels nodes R1, R2 i R3.....	47
Fig. 4.15 Valors de radiació solar per el dia 31 de maig de 2008.....	48
Fig. 4.16 Placa de probes pel consum.....	49
Fig. 4.17 Gràfica del consum del nodes encaminadors en una finestra de 6 h.....	50
Fig. 4.18 Temps de <i>sleep</i> dels nodes encaminadors durant el període de proves de 142 h.....	50

Fig. 4.19 Node encaminador sincronitzat i mecanització a la terrassa de la sala 124P de l'EPSC.	51
Fig. 4.20 Valors del corrent entregat pel panell al llarg de 18 hores pel node encaminador sincronitzat.	52
Fig. 4.21 Temperatura al node encaminador sincronitzat al llarg de 18 hores.	52
Fig. 4.22 Tensió d'alimentació al node encaminador sincronitzat al llarg de 18 hores.	53
Fig. A.1 CC2431 (7mm x 7mm).....	60
Fig. A.2 JN5121 (18mm x 30mm).....	61
Fig. A.3 ZigBit versió d'antena dual (18,8mm x 13,5mm).....	62
Fig. A.4 PAN4555 (12,2mm x 16,4mm) i PAN4551 (20mm x 26,5mm).....	64
Fig. A.5 Tmote sky (80,3402 mm x 32,1818 mm).....	65
Fig. A.6 Tmote Mini (25,4mm x 20mm) i Mini Plus* (32mm x 20mm).....	66
Fig. A.7 ETRX2 (37,75mm x 20,5mm)	67
Fig. L.1 Patró de radiació en la direcció de màxim guany	84
Fig. L.2 Configuració dels nodes per la presa de mesures	84
Fig. L.3 Patró de radiació de l'antena Johansson.....	87

ÍNDIX DE TAULES

Taula 1.1. Característiques dels mòduls ETRX2, Sentilla i ZigBit	8
Taula 1.2. Bits del registre de funcions principals "S06"	11
Taula 2.1. Taula d'exponents n de pèrdues segons l'entorn.	14
Taula 3.1. Consums especificats pel mòdul ETRX2.....	21
Taula 3.2. Característiques elèctriques del conjunt ETRX2 i ATtiny2313	21
Taula 3.3. Principals requisits per la bateria.....	23
Taula 3.4. Especificacions de la bateria escollida	23
Taula 3.5. Principals requisits pel panell fotovoltaic	25
Taula 3.6. Especificacions del panell fotovoltaic escollit	25
Taula 3.7. Bits del registre "S2E"	32
Taula A.1. Característiques del CC2430 i CC2431	60
Taula A.2. Característiques del JN5139 i JN5121.....	61
Taula A.3. Característiques del xip ZigBit	62
Taula A.4. Característiques del PAN4555 i PAN4551	64
Taula A.5. Característiques del Tmote sky.....	65
Taula A.6. Característiques del Tmote Mini.....	66
Taula A.7. Característiques del ETRX2.....	67
Taula B.1. Comandes AT de la pila emberZnet.....	68
Taula B.2. Registres de la pila emberZnet	69
Taula I.1. Llistat de components i preus del node encaminador sincronitzat ...	80
Taula I.2. Llistat de components i preus del node encaminador (24 h)	81
Taula J.1. Classificació IP	82
Taula L.1. Taula de potències rebudes teòriques segons la distància	85
Taula L.2. Taula de les mesures de radiació.....	85

Introducció

Dins el marc del projecte Recerca per a l'Excel·lència Ambiental del Campus del Baix Llobregat (Laboratori REAL), projecte que es va iniciar l'any 2001 amb la finalitat de dur a la pràctica les directrius marcades pel Pla ambiental del campus a Castelldefels, es va dissenyar i implementar una xarxa de sensors sense fils, anomenada REALnet, amb l'objectiu de monitoritzar certs paràmetres físics del llac del Parc Mediterrani de la Tecnologia. En aquest projecte es pretén fer un anàlisi d'aquesta xarxa tenint en compte des del desplegament fins la implementació hardware dels dispositius que la conformen i proposar millores que donin robustesa i vida útil a la xarxa desplegada. En primer lloc s'estudia el protocol usat en la REALnet, ZigBee, i es realitza un estudi de mercat que inclou els dispositius de comunicació usats en la xarxa existent. S'elabora un estudi de radiació per tal de reprendre la comunicació del node coordinador amb el node sensor del llac, que al iniciar el projecte no té comunicació amb el node repetidor degut a noves edificacions dins del campus i la conseqüent pèrdua de línia de visió directa. Es proposa un nou desplegament basat en l'addició de dos nous nodes encaminadors. També es dissenya i s'implementa un nou node encaminador amb sincronisme que permet reduir el seu consum activant-se només quan el node sensor requereixi enviar dades.

El treball s'ha estructurat de la següent manera: Al capítol 1 es realitza l'estudi del protocol ZigBee i IEEE 802.15.4, incloent una comparativa de productes comercials que usen aquesta pila. S'aprofundeix també en l'arquitectura del producte escollit i es donen les pautes per la creació d'una xarxa. Al capítol 2 es planteja l'estat inicial de la xarxa, es realitza un estudi de radiació i abast dels dispositius i es proposa un desplegament de forma teòrica basat en aquest estudi. Al capítol 3 es descriu la implementació dels nodes amb un èmfasi especial en el nou node encaminador amb sincronisme. Al capítol 4 es realitza la caracterització de l'antena integrada als mòduls i un estudi sobre interferències, es descriu el desplegament realitzat i es realitzen proves a la xarxa analitzant els resultats obtinguts. De la implementació del node encaminador amb sincronisme es desprèn un estudi sobre el mètode usat i es donen els resultats experimentals que s'han obtingut. Al capítol 5 s'inclouen els objectius assolits, propostes de futur i un apartat sobre el impacte mediambiental.

CAPÍTOL 1. Xarxes de sensors sense fils

Una xarxa de sensors sense fils (WSN, *Wireless Sensor Network*) es defineix com aquella xarxa distribuïda espacialment formada per dispositius autònoms equipats amb sensors, que de forma cooperativa caracteritzen l'entorn on han estat desplegats. Els dispositius que conformen la xarxa inclouen un microcontrolador, un o diversos sensors, un transceptor de radio i una o diverses fonts d'energia, usualment bateries. L'ús de protocols de transmissió sense fils de baix consum, la gran autonomia dels dispositius que la conformen i la durabilitat de la xarxa són algunes de les característiques principals. Les vies actuals d'investigació en aquest àmbit es decanten cap a la captació d'energia de l'entorn (*Energy Harvesting*) i la màxima disminució del consum dels dispositius. Altres característiques importants d'aquestes xarxes són la mobilitat, tant de la topologia com dels nodes que la conformen, i la capacitat de suportar situacions ambientals extremes. Alguns dels estàndards de transmissió més habituals en les xarxes de sensors sense fils són el protocol ZigBee, estàndard de baix consum promocionat per un consorci d'empreses sota el nom de ZigBee Alliance [1], i el protocol WirelessHART [2] que és una extensió del protocol HART d'automatització industrial. S'ha escollit el protocol ZigBee, més endavant en el punt 1.1 s'expliquen amb més detall les principals característiques.

1.1. ZigBee i IEEE 802.15.4

L'especificació ZigBee [3] és el nom que reben les capes d'alt nivell que complementen l'estàndard IEEE 802.15.4, l'última revisió del qual és del 2006. Aquesta especificació està desenvolupada per xarxes d'àrea personal de curt abast (LR-WPAN, *Low Rate Wireless Personal Area Networks*), caracteritzades per zones de cobertura reduïda (desenes de metres), baixa potència de transmissió, rati de transmissió de dades reduït i baix consum. Aquestes característiques fan d'aquesta pila de protocol un sistema molt adequat per les xarxes de sensors sense fils.

A les LR-WPAN poden intervenir dos tipus de dispositius definits per l'estàndard IEEE 802.15.4, el dispositiu de funcionalitat completa (FFD, *Full Function Device*), capaç de comunicar-se tan amb altres dispositius FFDs com RFDs i exercir les funcions de coordinador de la xarxa, i el dispositiu de funcionalitat reduïda (RFD, *Reduced Function Device*) que només pot comunicar-se amb dispositius FFD. Dos o més dispositius comunicant-se a través del mateix canal físic constitueixen una WPAN (*Wireless Personal Area Network*) sempre i quan un d'ells sigui un FFD exercint de coordinador de la xarxa. Existeix una distinció més acurada sobre els tipus de dispositius que conformen una xarxa segons la funció que ocupen dins d'aquesta:

- Coordinador: Aquest dispositiu FFD és el més complet, s'encarrega de la creació, control i encaminament de la xarxa.

- Encaminador: És un dispositiu FFD que connecta entre si altres dispositius separats en la topologia de la xarxa. També ofereix un nivell d'aplicació per a l'execució de codi del usuari.
- Dispositiu final: És un dispositiu del tipus RFD que posseeix les funcions necessàries per comunicar-se amb el seu node de jerarquia superior anomenat pare.

La figura 1.1 mostra la pila del protocol IEEE 802.15.4 juntament amb l'especificació Zigbee, basant-se amb el model de referència de la pila de protocols OSI de la ISO (*International Standard Organization*). Les dues primeres corresponen al protocol IEEE 802.15.4 i corresponen a la capa física (PHY) i la de control d'accés al medi (MAC, *Medium Acces Control*). La resta de capes de més alt nivell corresponen a l'especificació Zigbee.

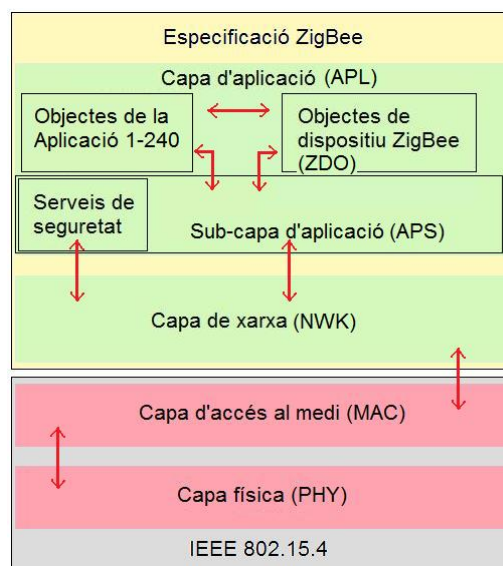


Fig. 1.1 Pila de protocol de l'estàndard IEEE 802.15.4 i de l'especificació ZigBee

La capa física duu a terme les funcions de detecció de nivell d'energia al canal, activació i desactivació del transceptor de radio, indicació de la qualitat de l'enllaç (LQI, *Link Quality Indicator*), selecció del canal de comunicació, avaluació de l'estat del canal (*Clear Channel Assessment*, CCA) i la transmissió i recepció a través del canal radio. L'estàndard defineix tres bandes de treball: 868 - 868.6 MHz, 902 - 928 MHz, i 2400- 2483.5 MHz, on hi ha disponibles 26 canals separats. Totes les bandes s'inclouen dins les bandes ISM (*Industrial, Scientific and Medical band*). La banda de 2,4GHz és la banda més usada, per ser una banda lliure internacional, i inclou 16 canals de 3 MHz d'ample de banda espaiats uniformement tal i com es mostra a la figura 1.2.

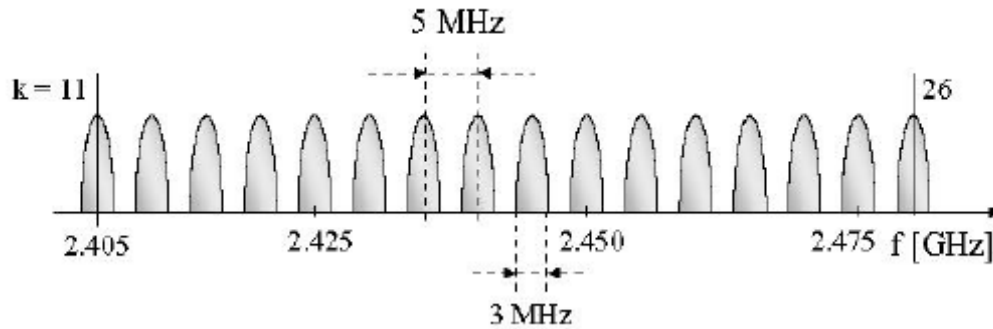


Fig. 1.2 Canals definits per IEEE 802.15.4 en la banda de 2,4GHz [4]

L'estàndard defineix diferents tipus de modulacions per la capa física.

- Les bandes de 800 i 900 MHz usen un mètode d'espectre eixamplat per seqüència directa (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*) i les modulacions en fase binària (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) o per quadratura en offset (O-QPSK, *Offset Quadrature Phase Shift Keying*). Assoleixen velocitats de transmissió de 100 kb/s i 250 kb/s respectivament.
- La banda de 2,4GHz usa també DSSS i una modulació O-QPSK amb una velocitat de transmissió de 250Kb/s.
- Addicionalment es defineix per a les bandes de menor freqüència (800 i 900 MHz) un sistema basat en PSSS (*Parallel Sequence Spread Spectrum*) amb modulacions BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) i ASK (*Amplitude Shift Keying*).

Per la banda de 2,4 GHz és defineix un llindar per a l'avaluació de l'estat del canal (CCA) 10 dB superior a la sensibilitat del receptor, que ha de ser com a mínim de -85 dBm. La sensibilitat es defineix com la mínima potència que s'ha de rebre per tenir un PER (*Packet Error Rate*) menor a l'1 %.

El control d'accés al medi es duu a terme a través del protocol CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*) basat en la verificació d'absència de tràfic en un medi compartit abans de transmetre. Quan escoltem el canal per tal d'acomplir amb aquest procediment hi ha tres condicions on es considera lliure segons quin mode d'avaluació (CCA) es defineixi:

- 1r mode CCA: El medi es considera ocupat si el nivell d'energia mesurat és superior al llindar establert per la capa física.
- 2n mode CCA: En aquest cas es considera que el medi es troba ocupat si almenys una senyal compatible amb la modulació i l'espectre eixamplat que usa el dispositiu és detectada i es troba per sobre del llindar

- 3r mode CCA: Aquest últim cas és un combinació dels altres dos mètodes. Es considera el medi ocupat quan hi ha una senyal de característiques similars i/o el nivell d'energia és superior al llindar especificat per la capa física.

Cada vegada que el dispositiu vol transmetre espera un temps aleatori (*backoff*). Si el canal es troba desocupat, després del període de *backoff*, transmet les dades. Dins de l'estàndard és contemplan dos tipus de comunicació entre nodes, la comunicació amb paquets balisa (*beacon mode*) i la comunicació en mode lliure (*non-beacon mode*). En el mode de balisa habilitat el coordinador de la xarxa assigna un temps de transmissió per a cada un dels nodes (temps d'enquesta, en anglès, *Polling Time*). Per tant, un node primer haurà d'esperar al temps que li ha estat assignat per transmetre i després acomplir el protocol CSMA/CA. En el mode lliure cada node pot intentar accedir al medi quan vulgui.

La figura 1.3 mostra la comunicació entre el coordinador i un node de la xarxa en el mode balisa. El node escolta la trama *beacon* emesa pel coordinador, que conté informació com l'adreça destí del node o el número de seqüència del cicle realitzat, i espera el temps dedicat per a ell per enviar les dades. Per finalitzar la comunicació el node coordinador envia un paquet de reconeixement ACK (en anglès *Acknowledge*) si les dades han estat rebudes correctament. Si el dispositiu no rep aquest ACK torna a enviar el paquet de dades sempre i quan estigui dins del seu temps de *Polling*. En el cas que no rebí l'ACK dins d'aquest període el paquet es considera perdut.

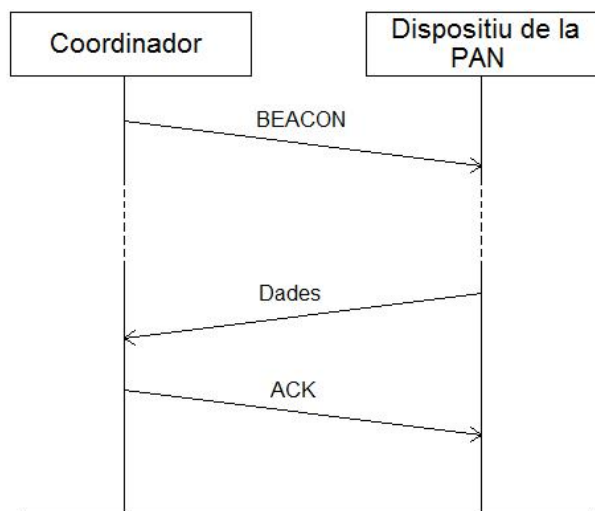


Fig. 1.3 Comunicació amb balisa habilitada des d'un dispositiu de la PAN

La figura 1.4 mostra la comunicació en el mode balisa si el coordinador té pendent dades per a un dispositiu de la xarxa. Al paquet balisa el coordinador informa al dispositiu que queden dades pendents d'enviar. El dispositiu respon amb un paquet de requeriment de dades (en anglès *Data request*) i el

coordinador envia un ACK i immediatament el paquet de dades. Si el dispositiu receptor retorna un ACK el coordinador elimina del paquet *beacon* el missatge de dades pendents per aquest dispositiu.

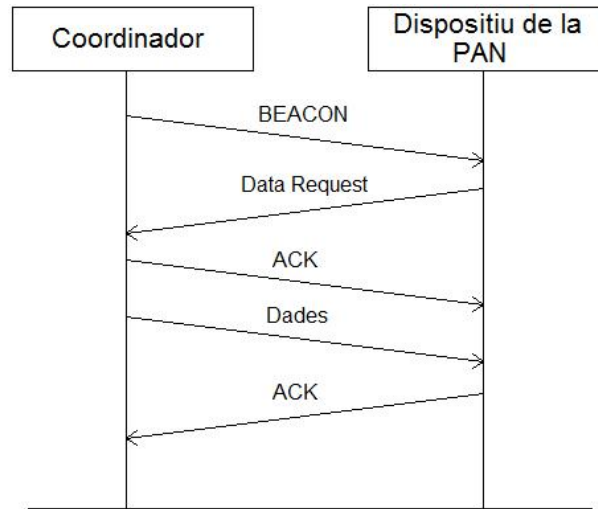


Fig. 1.4 Comunicació amb balisa habilitada des del coordinador

En el mode de comunicació lliure el dispositiu envia el paquet de dades al coordinador i espera un paquet ACK (figura 1.5). Si no rep aquest paquet repetirà l'operació fins rebre'l. Si és el coordinador qui vol enviar dades a un dels dispositius, haurà d'esperar a que un dispositiu es comuniqui amb ell a través d'un paquet de consulta de dades, si el coordinador té un paquet pendent pel node enviarà un paquet de reconeixença amb aquest fet i seguidament enviarà el paquet de dades esperant la recepció d'un ACK per part del node (figura 1.6).

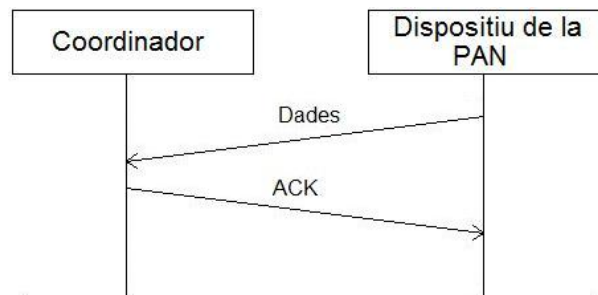


Fig. 1.5 Comunicació amb mode lliure des d'un dispositiu de la PAN

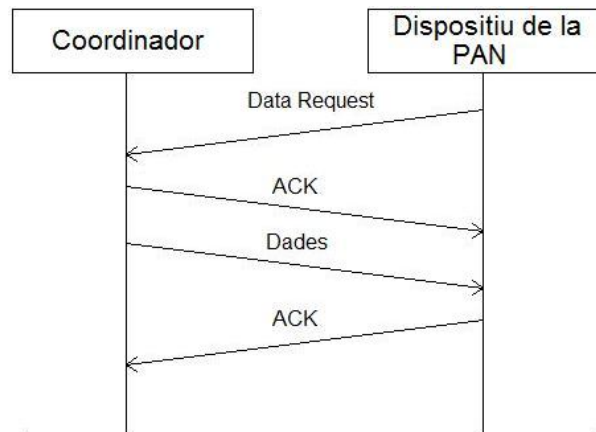


Fig. 1.6 Comunicació amb mode lliure des del coordinador

La capa de xarxa, primera capa definida per l'especificació ZigBee, s'encarrega d'oferir un enllaç entre la capa d'accés al medi i la capa d'aplicació tal i com podem observar a la figura 1.1. Aquesta capa suporta les topologies de xarxa en forma d'estrella, malla i arbre. En totes les topologies hi ha un sol node que actua com a coordinador. En la topologia d'estrella tots els dispositius es comuniquen directament amb el coordinador. En les topologies d'arbre i malla la xarxa es pot estendre a través de nodes encaminadors (en anglès *routers*). En la topologia d'arbre els nodes encaminadors usen una estratègia d'encaminament jeràrquic i poden usar el mode amb balises habilitades, esmentat anteriorment i definit per l'estàndard IEEE 802.15.4. Pel contrari la topologia en malla, per la seva definició intrínseca de comunicació punt a punt (*peer-to-peer*), no permet l'ús del mode amb balisa habilitada. La capa de xarxa s'encarrega de l'encaminament en base a la topologia definida. També s'encarrega de la configuració de nous dispositius descoberts, podent decidir si un dispositiu pertany a la xarxa. Aquest es pot considerar el primer sistema de seguretat.

Per últim tenim la capa d'aplicació, on ZigBee defineix dos blocs importants (figura 1.1). El primer és el d'objectes de dispositiu ZigBee ZDO (en anglès *ZigBee Device Objects*) que s'encarrega de la definició del rol que realitza cada dispositiu de la xarxa i els serveis que ofereixen. Amb aquesta informació pot establir enllaços segurs amb dispositius externs i contestar peticions d'associació a la xarxa. L'altre bloc important és el de suport a la aplicació (APS, *Application support sublayer*) que opera com a nexa d'unió entre el nivell de xarxa i la resta d'objectes implementats pel fabricant, els anomenats objectes d'aplicació. Manté actualitzada la taula d'associacions de la xarxa (*binding tables*) en forma de base de dades, que es pot usar per trobar dispositius adequats en funció dels serveis demandats i oferts. El nivell d'aplicació disposa de 240 objectes d'aplicació amb números entre 1 i 240, ja que el 0 queda reservat per ZDO i el 255 per *broadcast*, que permet la selecció de tots els dispositius. El rang 241-254 es reserva per usos futurs. Més endavant en el punt 1.2.2 s'expliquen les característiques, permeses pel protocol, que usa la pila del producte escollit.

1.2. Productes comercials

En aquest punt del treball es realitza un estudi de les solucions ZigBee que es troben al mercat actualment per tal de comparar-les amb els dispositius que es van escollir pel primer desplegament. En concret s'incorporen els xips dels fabricants Texas Instruments, Jennic i Freescale Semiconductor, i els mòduls de Meshnetics, Sentilla (antic MotelV), i Telegesis. Per veure l'estudi complet de les característiques es pot consultar a l'annex A.

1.2.1 Comparativa de productes

Ens centrem en la comparativa de mòduls ja que són més fàcils d'integrar en una solució final. Hi ha tres opcions que destaquen sobre la resta de dispositius: Zigbit (Meshnetics), Sentilla i ETRX2 (Telegesis). A la taula 1.1 es poden observar les seves característiques principals.

Taula 1.1. Característiques dels mòduls ETRX2, Sentilla i ZigBit

Paràmetres	ETRX2	Sentilla	ZigBit	Unitats
Banda freqüencial	2,4 - 2,5	2,4 - 2,483	2,4 - 2,483	GHz
Tensió d'alimentació	2,1 - 3,6	2,1 - 3,6	1,8 - 3,75	Volt
Rang de temperatura	-40/+85	-40/+85	-40/+85	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	1,5	5.1	6	µA
Corrent consumit, RX	35,5	21,8	19	mA
Corrent consumit, TX	35,5	19,5	18	mA
Memòria Flash	128	48	128	kB
Transceptor	EM250	CC2420	AT86RF230	
Potència màxima de transmissió	3	0	3	dBm
Potència del segon harmònic	-55	-50,7	-28	dBm
Potència del tercer harmònic	-55	-55,8	-26	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-96	-92	-101	dBm
Rebuig al canal adjacent	35	35,5	27	dB
Rebuig al canal alternat	40	54	53	dB
Micro-controlador	XAP2b	MSP430 F1611	ATmega1281	
RAM	5	10	8	kB
EEPROM	Simulada	1024	4	kB
Freqüència màxima del µC	12	8	8	MHz
USARTs	1	2	2	
Canals Analògic - Digital (ADC)	3	8	8	
Resolució del ADC	12	12	10	bits
Canals Digital - Analògic (DAC)	-	2	-	
Resolució del DAC	-	12	-	bits

El mòdul ZigBit, basat en dos xips del fabricant Atmel, té unes bones característiques i proporciona una interfície de programació propietària,

eZeeNet, amb una pila de funcionalitats implementades en el microcontrolador que es poden configurar a través de registres. D'aquesta manera facilita el desplegament i ús dels mòduls, però es perd accés a la programació de baix nivell. Per altra banda la solució de Sentilla, basada amb xips de Texas Instruments, treballa en codi lliure TinyOS amb accés total sobre tota la pila del protocol. Aquestes característiques el fan atractiu de cara a un nou desplegament. En contrapartida són els mòduls més cars i per definir funcionalitats senzilles s'ha de realitzar una implementació relativament complexa a baix nivell. El mòdul de Telegesis, basat en el xip EM250 (Ember) que integra un transceptor i un microcontrolador, presenta una operativitat més que suficient per desenvolupar els objectius d'assolir una xarxa amb una comunicació robusta, que sigui ampliable i que el seu desplegament sigui econòmic. Les característiques encara són competitives enfront dels altres mòduls. Telegesis permet una programació senzilla dels mòduls a partir de comandes AT amb un control limitat sobre les funcionalitats internes del dispositiu que pot marcar limitacions de cara a futures millores o ampliacions de la xarxa. La programació a baix nivell és pot realitzar a través de la pila proporcionada per Ember, EmberZnet, solució propietària que té un ampli ventall de funcionalitats que es poden configurar a partir de registres. Els mòduls de Telegesis són els disponibles inicialment i es seguiran utilitzant pel present projecte.

1.2.2 Arquitectura de Telegesis

La pila EmberZnet2.3 [5] sobre la què treballa el mòdul de Telegesis defineix una comunicació sense paquets balisa en topologia de malla, usant el protocol CSMA/CA d'accés al medi en el 3r mode CCA, definit a l'apartat 1.1. Aquesta pila inclou tres nous rols (objectes) no definits a l'especificació Zigbee:

- **MED (*Moving End Device*):** correspon a un dispositiu final mòbil. Aquest dispositiu es desunirà de la xarxa quan perdi connexió amb els nodes i s'unirà a qualsevol altra xarxa permesa.
- **SED (*Sleepy End Device*):** correspon a un dispositiu final que desactiva certs mòduls de la seva arquitectura per tal de rebaixar el seu consum.
- **SINK:** aquest dispositiu realitza les funcions de magatzem de dades. Aquesta funció només la pot exercir un dispositiu de funcionalitat completa i no és incompatible amb la funció de coordinador, rol que assumirà el dispositiu FFD que generi la PAN.

Telegesis implementa una API (*Application Programming Interface*) en el mòdul ETRX2 que permet la seva programació amb comandes AT mitjançant el port sèrie. Les comandes AT son un grup de sentències simples que combinades poden realitzar operacions complexes en la configuració d'un dispositiu. Algunes d'aquestes comandes permeten llegir i configurar els 39 registres del mòdul. També es compta amb un conjunt de 58 funcionalitats ja implementades pels dispositius que es poden activar mitjançant 8 comptadors disponibles i dues interrupcions externes. Amb aquests registres i funcionalitats podem

definir el comportament dels dispositius dins la xarxa. Per una visió general sobre les comandes i els registres més usuals es pot consultar l'annex B. Telegesis proporciona una aplicació, anomenada Telegesis Terminal, que permet configurar el comportament dels dispositius a través del port sèrie.

1.3 Configuració i creació de la xarxa

Els aspectes principals per la configuració i creació de la xarxa amb els mòduls ETRX2 de Telegesis es descriuen a continuació:

- Configuració del canal físic de la PAN

El registre "S00" (0001-FFFF¹) determina els canals físics que pot usar el dispositiu. Aquest registre de 16 bits representa un número decimal que habilita els canals de IEEE 802.15.4 del 11 al 26 (16 canals). Cada canal s'habilita escrivint el corresponent bit a 1. Per defecte es té S00=FFF0.

- Identitat de la PAN

La identitat de xarxa (PAN ID) ve donada pel registre "S01" (0000-3FFF o FFFF). El coordinador pren aquest valor com a PAN ID al generar la xarxa. Si ja existeix una PAN al mateix canal amb aquesta identitat s'usa una identitat aleatòria. Els altres dispositius que intentin unir-se a una xarxa només ho faran a aquella PAN amb una PAN ID idèntica a la que figuri al seu registre "S01". Si el valor del registre és FFFF, el coordinador genera una PAN ID aleatòria i els altres dispositius intentaran unir-se a qualsevol xarxa que ho permeti. En aquest projecte s'ha utilitzat el valor 3EC8 com a PAN ID (comanda "ATS01=3EC8").

- Clau de seguretat

El registre "S03" conté la clau de seguretat AES de 128 bits que usa el dispositiu. Sense la clau adient qualsevol dispositiu que intenti unir-se a la PAN serà rebutjat pel centre de seguretat. Si el valor de la clau és zero el coordinador genera una clau de seguretat aleatòria cada cert temps que envia una única vegada als dispositius.

- Funcionalitat i seguretat

El registre "S06" (0000-FFFF) defineix el comportament del dispositiu, entre d'altres la funcionalitat i l'ús de seguretat. La taula 1.2 mostra alguns dels bits del registre i la seva funció.

¹ Els valors dels registres són en format hexadecimal a no ser que s'indiqui el contrari.

Taula 1.2. Bits del registre de funcions principals “S06”

Número del bit	Valor del bit	Funció
Bit B:	“1”	No es permet la unió de cap altre dispositiu a la xarxa. Invalida els bits 0-3.
Bit A:	“1”	El dispositiu esdevé un MED.
	“0”	El dispositiu esdevé un SED. El bit 9 ha d'estar a “1”.
Bit 9:	“1”	El dispositiu esdevé un dispositiu final. El bit A especifica el tipus de dispositiu final.
Bit 8:	“1”	El dispositiu esdevé el SINK de la xarxa.
Bit 4:	“1”	Usa la clau de seguretat del registre S03 al intentar unir-se a una PAN.
Bit 3:	“1”	Permet la unió sense seguretat a través del node local.
Bit 2:	“1”	Permet la unió segura a través del node local.
Bit 1:	“1”	Permet la unió sense seguretat a través del centre de seguretat (<i>Trust Centre</i>).
Bit 0:	“1”	Permet la unió segura a través del centre de seguretat (<i>Trust Centre</i>).

Per defecte els dispositius son del tipus FFD (Bit 9 = 0) i s'uneixen sense seguretat (Bit 1 = Bit 3 = 1). Els FFD estableixen per defecte el rol de encaminador. A més, poden exercir rols de SINK (Bit 8 = 0) i de coordinador (executant la comanda AT+EN). Els de tipus RFD (Bit 9 = 1) poden ser de dos classes, MED o SED (Bit A). En el present projecte s'habilita la seguretat en tots els nodes de la xarxa posant a “1” els bits 0 i 4. Aquests bits especifiquen l'ús de *Trust centre* i la gestió de les altes mitjançant la clau d'encryptació definida al registre “S03”. La pila EmberZnet defineix que el coordinador de la PAN exerceixi les funcions de *Trust Centre*. El node que exercirà de coordinador se li habilita també la funció de SINK mitjançant el bit 8. El node sensor (veure capítol 2) serà del tipus SED i per tant s'habilita el bit 9 deixant a “0” el bit A.

- Creació de la PAN

Amb la comanda “AT+EN” el node local (que en el nostre cas es connecta via sèrie a l'ordinador) estableix una PAN amb PAN ID definida al “S01” en el canal definit al registre “S00”. Aquest node passa a ser el coordinador de la xarxa i exerceix les funcions de centre de seguretat (*Trust Centre*) al haver activat anteriorment aquesta funció. Els nodes que contenen la informació necessària per ser acceptats a la xarxa (canal, PAN ID, clau de seguretat) s'uniran de forma automàtica (configurat per defecte) a la PAN generant la taula d'associacions (*Binding Table*, esmentada a l'apartat 1.2). Executant la comanda “AT+SN” es mostren per pantalla les adreces EU164, identificació estàndard de 64 bits, de cada un dels nodes i la seva funció dins la xarxa.

CAPÍTOL 2. Desplegament de la xarxa

2.1. Configuració inicial de la xarxa

La figura 2.1 mostra la configuració inicial de la xarxa REALnet [6], basada en un node coordinador, un node encaminador i un node sensor que pren mesures del nivell i temperatura de l'estany del Campus. La figura mostra els edificis actuals i els previstos, informació que no es disposava en [6]. Com es pot observar, no hi ha línia de visió directa entre el node sensor, S1, i l'encaminador, R1, per la qual cosa la comunicació no serà possible en un futur. A més, actualment la comunicació tampoc és possible degut a la presència de casetes metàl·liques per les obres d'ampliació que s'estan realitzant en l'edifici de l'ICFO. Aquest fet comporta l'addició de nous nodes encaminadors per tal d'assegurar la comunicació entre el node coordinador i el node sensor. En el que resta de capítol es realitza un estudi per determinar els millors emplaçaments.

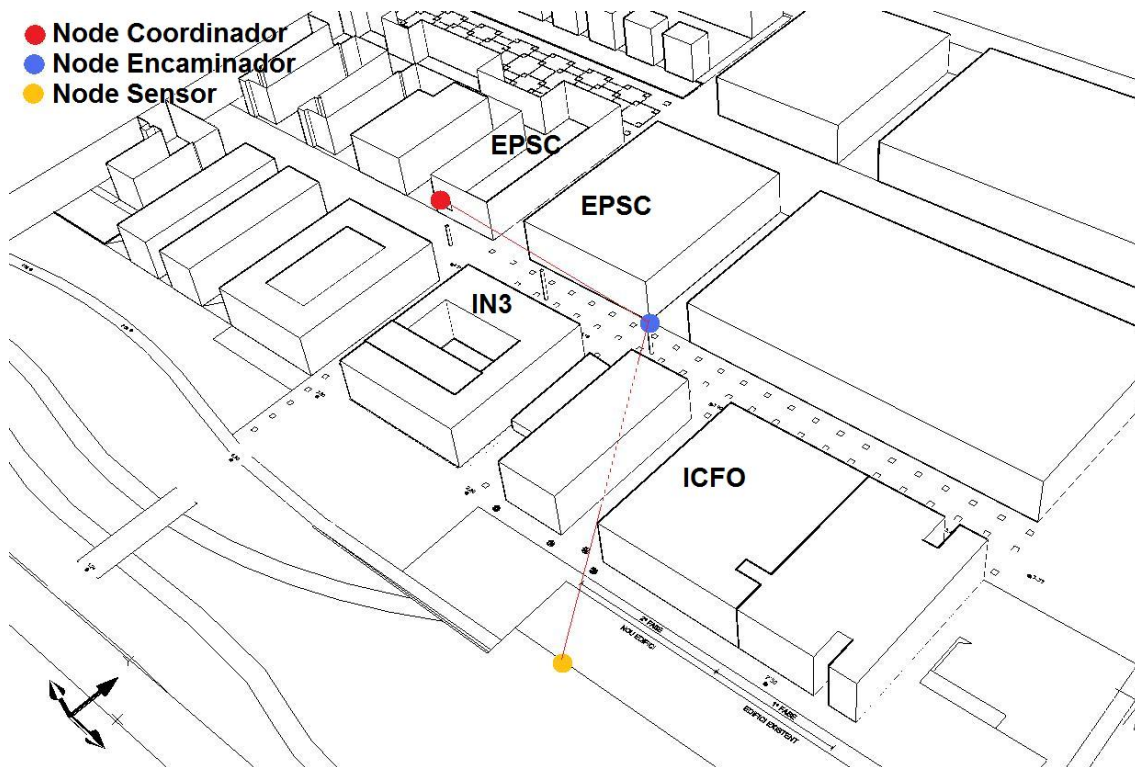


Fig. 2.1 Configuració inicial de la xarxa REALnet².

² Els planimètrics van ser proporcionats per l'empresa que ha realitzat les obres d'ampliació de l'ICFO i s'han utilitzat amb autorització de l'ICFO. A partir d'ells s'han realitzat els altimètrics amb AUTOCAD.

2.2. Estimació de l'abast

Els passos que s'han seguit a l'hora de realitzar el nou desplegament són:

- Modelar les pèrdues respecte la distància.
- Definir un abast màxim per a que la comunicació sigui viable.

Els models que prediuen la potència de senyal que serà rebuda pel receptor quan es troba separat una distància arbitrària de l'emissor s'anomenen models de propagació a llarga escala i son útils per estimar l'abast de l'emissor. Pel contrari aquells models que caracteritzen les fluctuacions ràpides en la potència de senyal rebuda a distàncies d'algunes longituds d'ona, s'anomenen models d'esvaïment (en anglès, *fading models*). Degut a les característiques del desplegament, l'estudi es centrarà en el primer tipus de models de propagació.

El model de propagació de pèrdues per espai lliure prediu la potència de la senyal quan entre el transmissor i el receptor hi ha línia de visió directa ideal. La potència rebuda segons l'equació d'espai lliure de Friis és:

$$P_R(d) = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (2.1)$$

On P_R és la potència en recepció, depenent de la distància d ; P_T la potència transmesa; G_T i G_R els guanys de les antenes transmissora i receptora respectivament; i λ la longitud d'ona. S'extreu de (2.1) que la potència decau en relació al quadrat de la distància. Un terme útil en les estimacions de comunicacions sense fils és el *path loss* (pèrdues del camí) expressat en decibels. Aquest terme es defineix com la diferència de potències en decibels entre transmissió i recepció o el que és el mateix la divisió de P_T i P_R .

$$P_L(d) = 10 \log \left(\frac{P_T}{P_R} \right) = -10 \log \left(\frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (2.2)$$

Els models de propagació usen el valor de potència rebuda a curta distància, $P_R(d_0)$, com a punt de referència. Es pot donar el valor de potència rebuda a qualsevol distància major a d_0 , $P_R(d)$, amb referència a $P_R(d_0)$, el valor del qual es pot predir de (2.1) o a partir de mesures experimentals a distàncies properes al transmissor. La fórmula (2.3) mostra aquesta relació.

$$P_R(d) = P_R(d_0) + 20 \log \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad (2.3)$$

Aquesta fórmula només és vàlida per sistemes ideals amb línia de visió directa, i s'usa per a estimacions inicials. Qualsevol model de propagació ja sigui teòric o experimental indica que la potència rebuda decau de forma logarítmica amb la distància. La potència rebuda en un model de llarga escala s'expressa com:

$$P_R(d) = P_R(d_0) + 10n \log\left(\frac{d_0}{d}\right) \quad (2.4)$$

sent n el factor en que decau la potència rebuda segons l'entorn on es troben emissor i receptor. La taula 2.1 mostra els diferents valors de n que es poden trobar a la literatura [7,8].

Taula 2.1. Taula d'exponents n de pèrdues segons l'entorn.

Entorn	Exponent de pèrdues
Espai lliure	2
Àrea urbana	2,7 – 3,5
Àrea suburbana	2,3 – 2,5
Línia de visió directa dins d'edifici	1,6 – 1,8
Línia obstruïda dins d'edifici	4 – 6
Línia obstruïda dins de fàbriques	2 – 3

Per l'estimació de l'abast es prenen mesures a una distància d'un metre entre emissor i receptor obtenint un valor mig de potència rebuda de -40 dBm (annex B). En aquest cas coincideix amb el valor teòric obtingut de l'equació (2.2) suposant els guanys d'antena unitaris i una potència emesa de 0 dBm. A partir de l'equació (2.4) en entorn suburbà l'abast optimista seguint el model és:

$$d_{m\grave{a}x} = 10^{\frac{P_R(d_0) - P_R(d_{m\grave{a}x}) - MS}{23}} \approx 100 \text{ m} \quad (2.5)$$

L'abast pessimista seguint el model és:

$$d_{m\grave{a}x} = 10^{\frac{P_R(d_0) - P_R(d_{m\grave{a}x}) - MS}{25}} \approx 70 \text{ m} \quad (2.6)$$

Sent $P_R(d_0)$ la potència rebuda a 1m i $P_R(d_{m\grave{a}x})$ la sensibilitat del receptor (mínima potència que ha de rebre el receptor per tal que la comunicació sigui factible). Segons el fabricant la sensibilitat del transceptor radio és de -96 dBm. Es deixa un marge de seguretat MS de 10 dB per preveure pèrdues addicionals degut a la naturalesa poc predictable de l'entorn [8], per exemple per la presència de més vegetació (fulles dels arbres) a la primavera i estiu.

2.3. Desplegament proposat

Amb la informació extreta de l'estudi d'abast es vol aconseguir una comunicació fiable entre el node sensor del llac i el laboratori 123 de l'EPSC (edifici C-4 del PMT), on es situa el node coordinador. Les premisses pel desplegament són:

- Es prioritza l'ús d'antenes omnidireccionals integrades en els mòduls ETRX2, tant per ampliar la zona de cobertura de cara a afegir nous nodes a la xarxa, com per disminuir les dimensions dels mecanitzats dels nodes.

- Disminuir la distància entre nodes respecte al desplegament de [6] ja que es requerien antenes directives, intentant al mateix temps no augmentar excessivament el nombre de nodes encaminadors.
- Comunicació amb línia de visió directa sempre que sigui possible entre dos nodes contigus i amb una distància d'abast que no superi els 75 m.

Amb aquestes i després de fer un estudi sobre el terreny es decideixen les ubicacions que es mostren a la Figura 2.2, on C1 és el node coordinador, R1 a R3 són nodes encaminadors, i S1 és el node sensor. Respecte a l'emplaçament inicial s'han afegit R1 i R3. A la figura s'han traçat cercles de radi 75 m des dels diferents nodes per observar que es compleix la premissa d'una distància menor a 75 m entre dos nodes contigus. La distància entre C1 i R1 es tant sols de 15 m ja que el node C1 està dintre del laboratori 123 i no hi ha visió directa per la presència de l'edifici. R1 s'ha col·locat en un fanal, al igual que R2 que ja era present a la configuració inicial. La ubicació dels nodes en els fanals a una certa altura impedeix l'accés sense la utilització d'escales i, per tant, dificulta el vandalisme, i permet una visió directa entre els nodes. Entre R1 i R2 existeix un altre fanal que de moment no és necessari utilitzar. R3 s'ha disposat a la part externa de l'enreixat que cobreix la façana nord-est de l'edifici IN3 (encarada a l'edifici ICFO) a una altura aproximada de 5 m. S1 es troba mecanitzat arran de terra, a la paret que dona al llac.

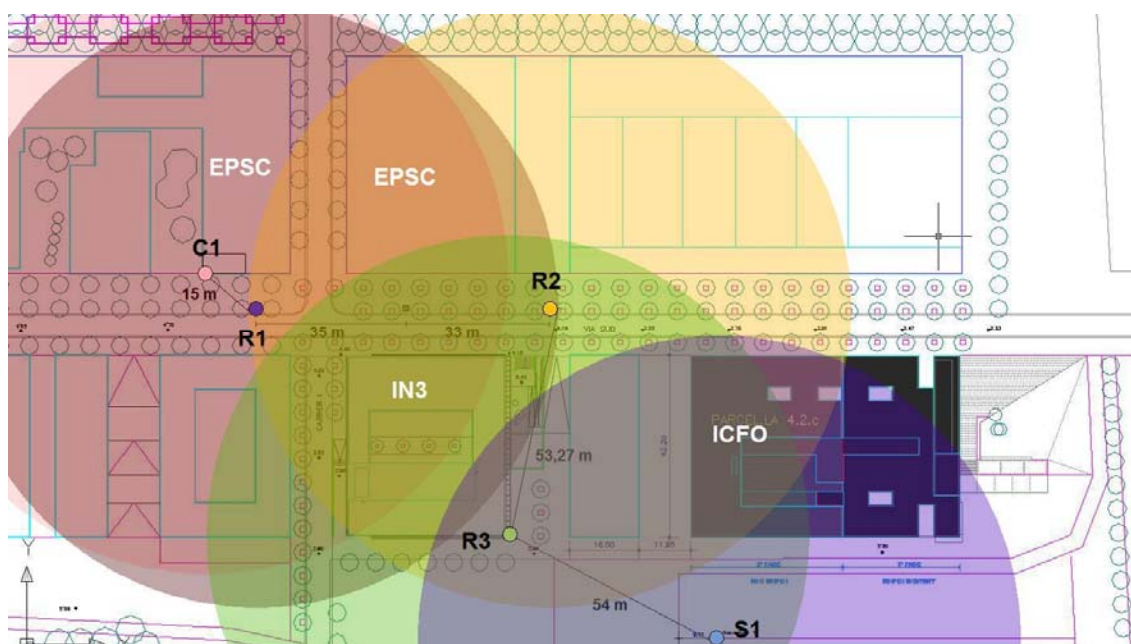


Fig. 2.2 Ubicacions dels nodes i cercles de cobertura³ de 75 m.

³ Els planimètrics van ser proporcionats per l'empresa que ha realitzat les obres d'ampliació de l'ICFO i s'han utilitzat amb autorització de l'ICFO. Posteriorment s'ha processat amb AUTOCAD.

2.4. Mètode de comunicació

La figura 2.3 mostra el mètode de comunicació entre els diferents nodes de la xarxa que es va proposar i implementar en [6]. El node sensor envia en tres paquets les dades de tensió d'alimentació, temperatura i nivell de l'aigua de l'estany. Els nodes encaminadors retransmeten aquests paquets de forma transparent. Les transmissions s'efectuen gràcies al microcontrolador que el node sensor porta incorporat i que a través del port sèrie executa les comandes "AT+SCAST", "AT+SCASTB". Aquestes dues comandes tenen com a destinatari el node *SINK* de la xarxa, que en aquest cas és el coordinador. Mitjançant la comanda "AT+SCASTB" s'envien les dades de temperatura i nivell en dos paquets de dades binàries, la comanda "AT+SCAST" envia les dades de tensió en un paquet decimal. Al finalitzar l'enviament d'aquestes dades el node sensor espera rebre un paquet del node coordinador que conté la cadència d'enviament de dades (freqüència). El node coordinador envia aquest paquet automàticament mitjançant la comanda "AT+UCAST" que té com a únic destinatari el node sensor. La freqüència pot ser de dos tipus: contínua, en la que el sensor envia dades sense aturar-se; i diària, on s'envien dades cada dues hores i en els intervals de no transmissió el node sensor entra en un mode de consum reduït (*Sleep*). Els nodes encaminadors romanen sempre activats.

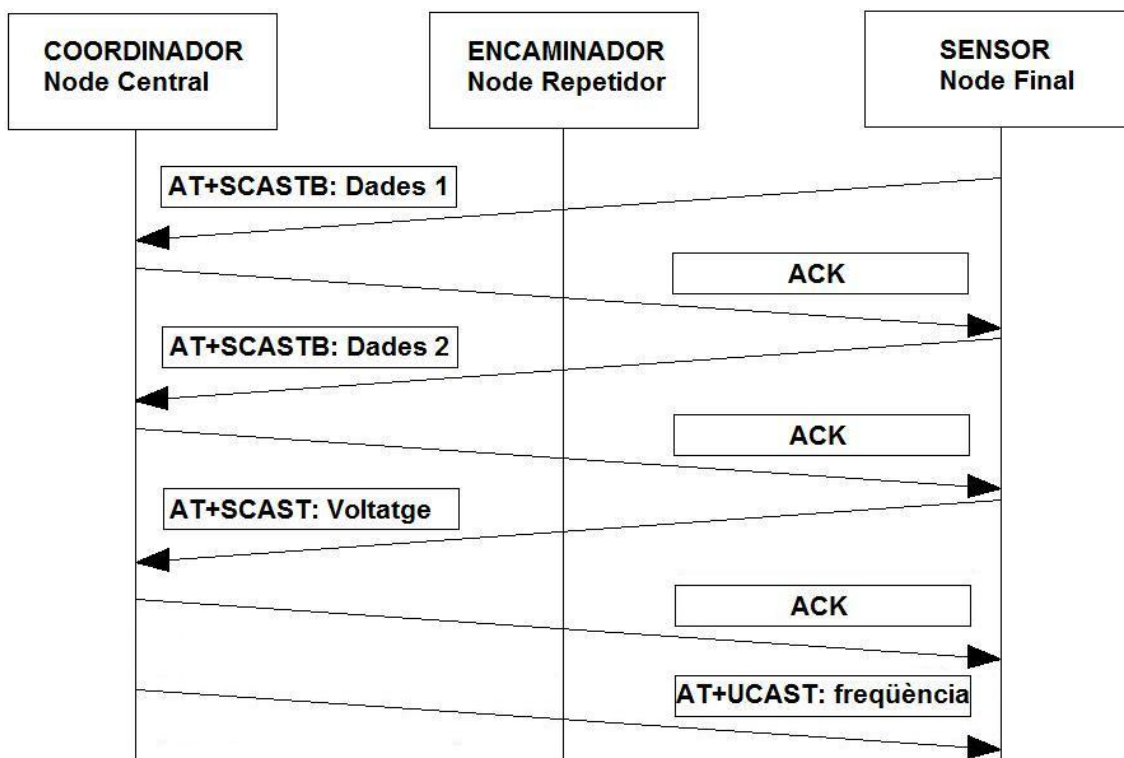


Fig. 2.3 Mètode de comunicació entre els nodes de la xarxa.

CAPÍTOL 3. Implementació dels nodes

3.1. Node encaminador sincronitzat

El node encaminador és aquell dispositiu que dins la xarxa s'encarrega de retransmetre de forma transparent els paquets de dades que li arriben dels nodes finals cap al node coordinador. Degut a les característiques de la xarxa desplegada i orientat a usos futurs es realitza el disseny d'un nou node encaminador. El dispositiu encaminador provinent del treball previ [6] és un node autònom alimentat amb panells solars que roman en un estat de plena funcionalitat les 24 hores del dia. Amb aquest disseny es pretén mantenir la comunicació entre el node sensor i el node coordinador de forma constant. Per altra banda, coneixent la cadència d'enviament de dades des del node sensor, es pot decidir apagar els nodes que enllacen aquest amb el coordinador mentre no s'estiguin transmeten dades. Basant-se en aquesta idea es realitza el disseny d'un dispositiu encaminador sincronitzat amb el node sensor capaç d'enllaçar aquest amb el central únicament quan es requereixi, estalviant d'aquesta manera energia i disminuint les dimensions dels panells solars necessaris, que actualment són el dispositiu d'àrea més gran del node encaminador. Aquest disseny es atractiu de cara a ampliar l'abast de la xarxa amb branques que es poden adormir i que condueixen a un o diversos nodes finals.

El node encaminador capaç de sincronitzar el seu funcionament amb el del node sensor inclou el mòdul transceptor ETRX2, un microcontrolador extern que realitza les funcions de control sobre el transceptor, un grup de sensors (per caracteritzar el consum i la temperatura al interior del node) i un sistema d'alimentació que s'adeqüi a les dimensions i demandes de consum del node.

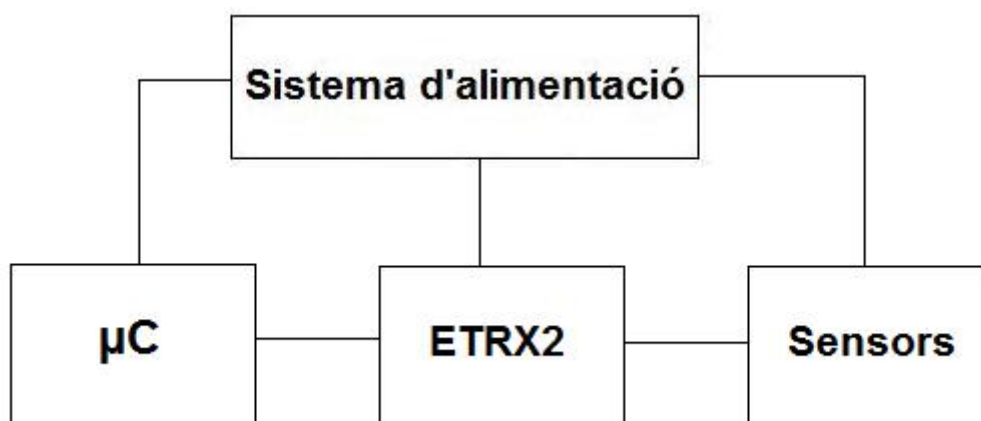


Fig. 3.1 Diagrama de blocs del node encaminador sincronitzat

3.1.1 Microcontrolador

Per tal de realitzar les funcions de control sobre el mòdul transceptor i poder apagar aquest durant el temps que es requereixi és necessari incloure al disseny, a més del mòdul transceptor ETRX2, un microcontrolador. Aquest microcontrolador ha de complir amb els criteris de:

- Baix preu.
- Baix consum. Es pretén reduir el consum dels nodes i esdevé igual de crític el consum del μC com el del propi transceptor.
- Estat de funcionament en mode espera que ens permeti apagar les parts que integren el μC excepte el comptador que manté latent el dispositiu. Aquesta funció és important de cara a reduir el consum.
- Un mínim de 2 pins d'entrada/sortida per implementar les interrupcions d'engegar i apagar el mòdul ETRX2.
- Comunicació i gestió del port sèrie per a velocitats iguals o superiors a 9600 bauds.
- Un *watchdog timer*, per evitar que el microcontrolador quedi bloquejat i pel control dels temps en mode de consum reduït.

Es decideix utilitzar el mateix μC utilitzat en [6], l'ATtiny2313 d'Atmel. Per a més informació sobre el μC es pot consultar l'annex C i [9].

El μC ATtiny2313 es comunica amb el mòdul transceptor ETRX2 a través de dues interrupcions externes de les que disposa l'ETRX2 i els dos pins de port sèrie (figura 3.2)

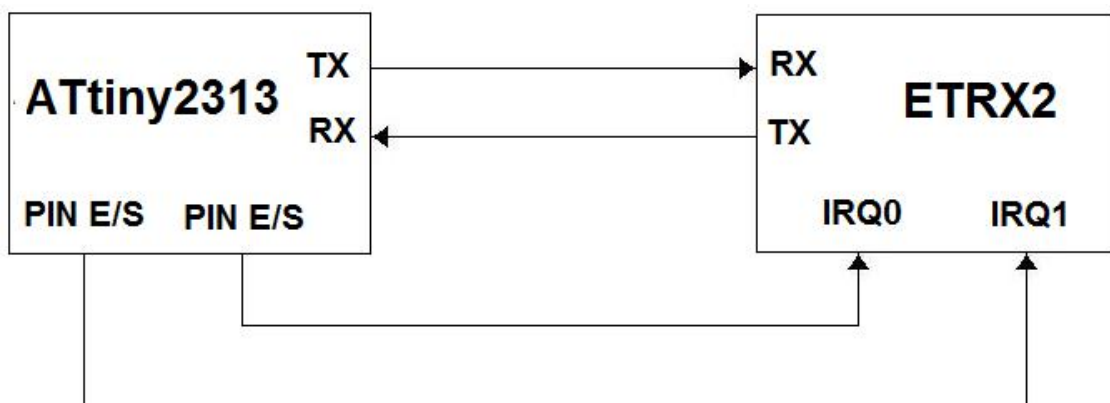


Fig. 3.2 Diagrama de comunicació entre l'ETRX2 i l'ATtiny2313

3.1.2 Sincronisme

Es pretén que el node romangui engegat mentre el node sensor està transmetent les dades capturades. Per tal d'assolir aquesta fita, el node sensor, al finalitzar l'enviament de les dades capturades, envia un paquet *broadcast* (a tots els nodes de la xarxa) amb una paraula clau (SLP). Això es realitza amb la comanda "AT+BCAST:00,SLP", aquesta sentència envia un paquet que conté "SLP" a tots els dispositius a un número de salts o nodes de distància de l'emissor, si s'escull el valor 00 envia a tots els nodes de la xarxa sigui quin sigui el número de salts des de l'emissor. Els canvis efectuats en el diagrama de comunicació entre el node sensor i el coordinador s'expliquen detalladament a l'apartat 3.2. Els nodes encaminadors sincronitzats al rebre la paraula clau "SLP" passen a un mode de consum reduït durant el temps que romangui el node sensor apagat. Un cop passat aquest lapse de temps els nodes tornen a un mode de plenes funcionalitats llestos per enllaçar el node sensor amb el coordinador i que aquest últim pugui rebre les dades.

Per temporitzar les interrupcions que apaguen i engeguen l'ETRX2 s'usa el *watchdog timer* (WDT) de l'ATtiny2313. El WDT es basa en un oscil·lador de 128 kHz intern al xip que genera una interrupció quan el comptador assoleix un valor de temps prefixat (T_{WDT} que va de 16 ms a 8 s). El μC està dormit i quan s'arriba al temps prefixat (8 s en el nostre cas) s'entra en una rutina d'interrupció que posarà a dormir novament al μC a no ser que s'assoleixi un valor de *TimeOut* prefixat (2 h en el nostre cas). El número d'iteracions que s'haurà d'executar la rutina d'interrupció és:

$$N = \frac{TimeOut}{T_{WDT}} = 900 \quad (3.1)$$

Es pot produir la situació en que el node sensor inicia l'enviament de les dades sense que el node encaminador estigui despert. Aquest fenomen es deu a les derives en el WDT. Per aquest motiu és important donar un marge entre que el node encaminador desperta i el node sensor inicia l'enviament de dades. Aquesta finestra de temps es pot acotar teòricament observant les gràfiques de deriva del rellotge *watchdog* (figures 3.3 i 3.4) [9]. L'alimentació dels nodes pot variar aproximadament entre 2 V a 3 V (apartat 3.1.4). A partir de la figura 3.3 es deriva que la freqüència del *watchdog* pot variar entre el 101,5 % i el 100,5 % del valor teòric de 128 kHz per una temperatura de 25 °C. El marge de temperatures a l'exterior es considera que pot variar entre 0 °C i 40 °C. De la figura 3.4 es deriva que la freqüència del *watchdog* pot variar entre el 102,5 % i el 101,5 % a una tensió d'alimentació de 2,7 V. La deriva més ampla del *watchdog* respecte al valor nominal és del +2,5 %. Respecte al període de 2 h això significa un decrement de 180 s (3 min), que s'haurà de tenir en compte a l'hora de considerar la finestra temporal pel sincronisme dels nodes de la xarxa.

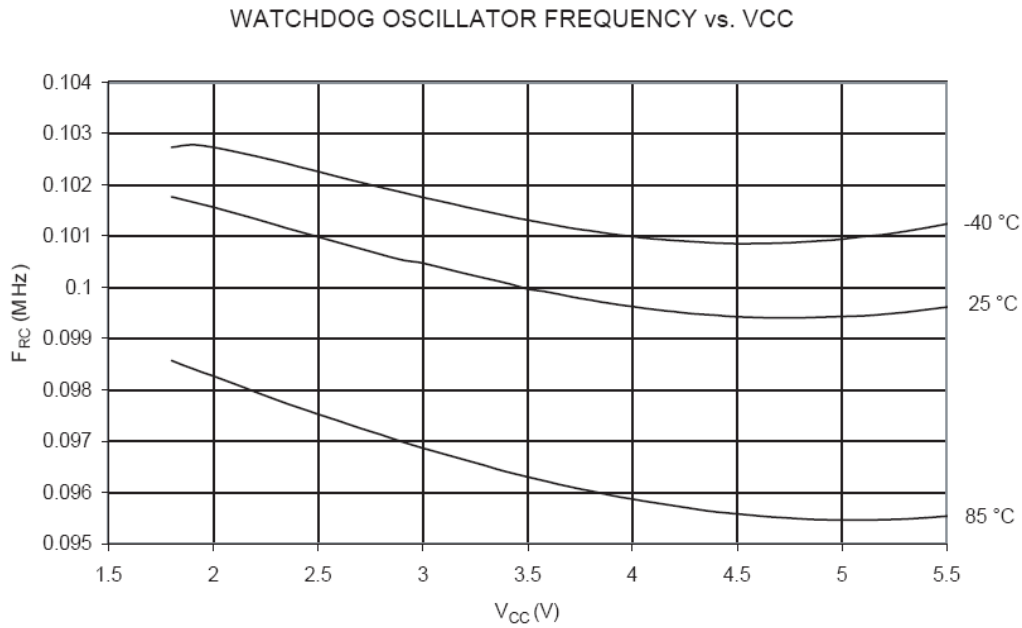


Fig. 3.3 Freqüència de l'oscil·lador *Watchdog* respecte la tensió V_{CC} ⁴

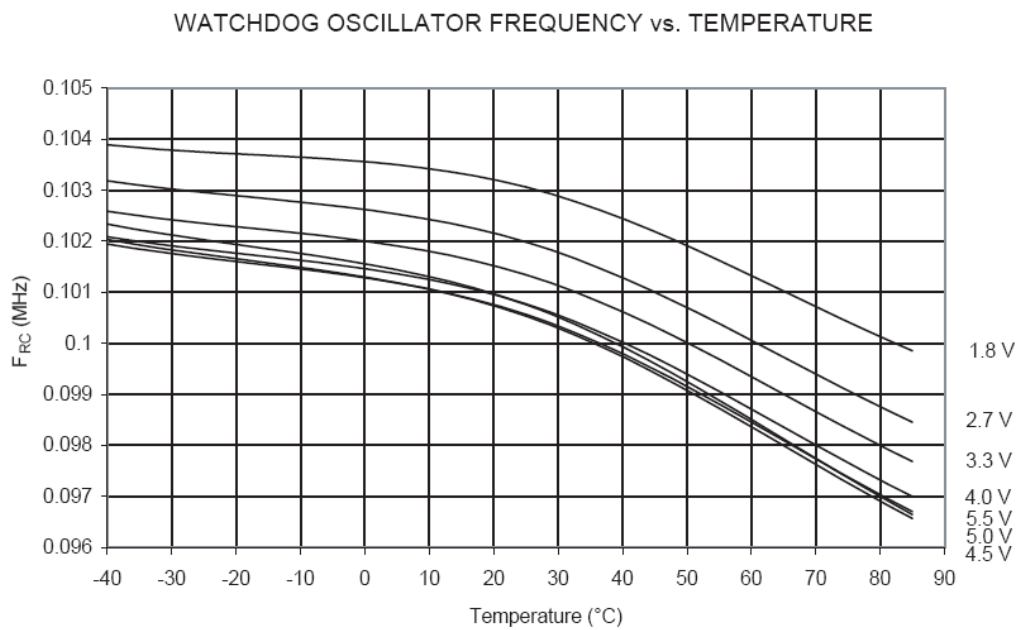


Fig. 3.4 Freqüència de l'oscil·lador *Watchdog* respecte la temperatura

⁴ Les gràfiques proporcionades pel fabricant fan referència a un oscil·lador de 100 kHz. Es tracten els valors en percentatge respecte al valor teòric de l'oscil·lador, ja que l'oscil·lador del dispositiu és de 128 kHz.

3.1.3 Estimació del consum

El mòdul ETRX2 té 4 modes de funcionament segons les parts de la seva arquitectura que siguin desactivades i el tipus de dispositiu dins la xarxa (coordinador, encaminador, MED, SED). Aquests 4 modes de funcionament es poden definir al registre "S29". Tal com podem observar a la taula 3.1, un node encaminador passa de consumir 36 mA en plenes funcionalitats (mode 0) a un consum de 0,7µA en mode 3 (*sleep*). En el mode 3 s'apaguen les funcions del nucli microcontrolador i la radio. Per la seva part el µC ATtiny2313 té un consum de 2 mA en plena funcionalitat i de 6µA en mode de consum reduït [9]. La taula 3.2 mostra la tensió d'alimentació requerida i el consum conjunt del µC ATtiny2313 y del transceptor. S'obté un consum màxim de 38 mA en plena funcionalitat i de 6,7 µA en mode *sleep*.

Taula 3.1. Consums especificats pel mòdul ETRX2

Mode	Encaminador, Coordinador			
	MCU	Radio	Comptadors	I _c
0	Despert	Despert	Definits per l'usuari	36 mA
1	IDLE	Despert	Definits per l'usuari	32 mA
2	Despert	Despert	Definits per l'usuari	0,7 mA ⁵
3	Adormit	Adormit	Apagat	0,7 µA

Taula 3.2. Característiques elèctriques del conjunt ETRX2 i ATtiny2313

	ETRX2	ATtiny2313/V	Mòdul conjunt
Tensió d'alimentació	2,1 -3,6 V	1,8 – 5,5 V ⁶	2,1 – 3,6 V
I_c en plenes funcions	36 mA	2 mA	38 mA
I_c en mode <i>sleep</i>	0,7 µA	6 µA	6,7 µA

Amb aquestes dades el consum mig del dispositiu format pel conjunt ETRX2 i ATtiny2313 amb funcionament de 117 min de mode *sleep* i 3 min (finestra de sincronisme) de ple funcionament cada 2 h és de:

$$I_c = \frac{117 \text{ min} \cdot 6,7 \mu\text{A} + 3 \text{ min} \cdot 38 \text{ mA}}{120 \text{ min}} = 0,96 \text{ mA} \quad (3.2)$$

El consum de la resta de dispositius del node no és significatiu, com es veurà en els següents apartats. A la pràctica, però, aquest valor serà lleugerament més elevat (1,5 mA) tal i com veurem a l'apartat 4.5. Per als càlculs següents s'utilitzarà doncs el valor de 1,5 mA pel consum promig.

La càrrega consumida pel dispositiu (C_c) diàriament és:

⁵ Suposant que el dispositiu enquesta per dades cada segon. Si el dispositiu no enquesta i es realitzen altres accions temporitzades el consum pot ser de 1,5 µA en aquest mode.

⁶ El voltatge mínim s'extreu del funcionament a 4MHz del µC. Consultar [9]

$$C_{C,diaria} = I_C \cdot 24 \text{ h} = 36 \text{ mAh} \quad (3.3)$$

Si es volgués alimentar el sistema durant un any, la càrrega consumida seria de:

$$C_{C,anual} = I_C \cdot \frac{24 \text{ h}}{\text{dia}} \cdot 365 \text{ dies} \approx 13 \text{ Ah} \quad (3.4)$$

Malgrat existeixen bateries amb capacitats d'aquest ordre, les dimensions, el pes i el preu fan que aquest sistema d'alimentació no sigui el més adient. S'opta per un disseny amb panell fotovoltaic que permet la recarrega diària de les bateries reduint la capacitat requerida i per tant la mida del sistema d'alimentació.

3.1.4 Sistema d'alimentació

El sistema d'alimentació estarà format per un panell fotovoltaic, bateries i un sistema de protecció de la bateria que eviti la seva sobrecàrrega i la descàrrega per sota un nivell mínim.

- Bateria

Els criteris principals per l'elecció de la bateria són:

- Capacitat: Ha de ser igual o superior a la demanda energètica establerta.
- Voltatge entregat: Ha d'estar comprès en el marge establert pel node (Taula 3.2).
- Baixa resistència interna: Per tal d'evitar les pèrdues internes a la bateria.
- Ampli marge de temperatures per a la carrega i descarrega: Aquesta dada és important ja que el mecanitzat rep llum directa del sol i la temperatura de les bateries pot assolir valors elevats.

Es vol que la bateria sigui capaç d'alimentar el node en cas que fallés en la recepció de dues sentències consecutives de *sleep*, en aquest cas el node romandria en un estat de consum màxim durant 4h. Per poder alimentar el node 4 h durant un període amb manca d'il·luminació la capacitat de la bateria ha de ser de:

$$C_{BAT} = 38 \text{ mA} \cdot 4 \text{ h} = 152 \text{ mAh} \quad (3.5)$$

Per altra banda, amb aquest valor de capacitat el node podria mantenir-se en mode sincronitzat (activant-se 3 min cada 2 h) durant 4 dies amb manca d'il·luminació, com es pot observar a (3.6).

$$\frac{C_{\text{BAT}}}{C_{\text{C,diaria}}} \approx 4 \text{ dies} \quad (3.6)$$

La taula 3.3 resumeix els requisits per la bateria a seleccionar. La taula 3.4 mostra les especificacions de les bateries més apropiades que s'han trobat al mercat i la bateria finalment escollida. S'han marcat en vermell aquells requisits que no són aconseguits per les diferents bateries.

Taula 3.3. Principals requisits per la bateria

Bateria	
V_{BAT}	2,1 V - 3,6 V
C_{BAT}	$\geq 155 \text{ mAh}$
T	0 °C – 60 °C
R_{int}	$\leq 1 \text{ Ohms}^7$

Taula 3.4. Especificacions de la bateria escollida

Model	GP170BVH	V250H	GP1029L18	CR2032
V_{BAT}	1,2 V - 1,4 V	1,2 V - 1,35 V	3,7 V – 4,2 V	3 V
C_{BAT}	170 mAh	250mAh	180 mAh	240 mAh
T	0 – 45 °C	0 – 65°C	0 – 45 °C	0 – 45 °C
R_{int}	200 mΩ	460 mΩ	150 mΩ	100 Ω
Dimensions	Botó	Botó	Cilindre	Botó
$\emptyset \times \text{alçada}$	25,2 × 6,4 mm	25,1 × 6,7 mm	10,5 × 29 mm	20 × 3,2 mm

S'escull el model V250H (es poden consultar les característiques a l'annex D) en front al model GP170BVH per tenir un marge de temperatures de treball més ampli i perquè el model de Varta V250H és distribuït en forma de pack i no és necessari realitzar la concatenació sèrie de les dues piles de botó.

Amb una capacitat de la bateria de 250 mAh s'aconsegueix una autonomia del node a ple funcionament (consum màxim) de 6 h 30 min i en mode sincronitzat de 7 dies.

- Sistema fotovoltaic

Com s'observa a la figura 3.5 els panells fotovoltaics es caracteritzen segons els següents paràmetres bàsics: el corrent de curtcircuit (I_{SC}), que és el màxim corrent que pot entregar i que depèn proporcionalment de la irradiació present, la tensió de circuit obert (V_{OC}), que només varia lleugerament amb la irradiació, i el PMP (Punt de Màxima Potència), on el panell entrega la màxima potència. Idealment el panell hauria de treballar al voltant d'aquest punt; a la pràctica la zona de treball es situa habitualment a l'esquerra del PMP en la zona de corrent quasi-constant.

⁷ Es considera el valor de 1 Ohm com a llindar ja que s'han realitzat proves a [6] i amb aquest valor no es redueix de forma considerable la tensió entregada al circuit.

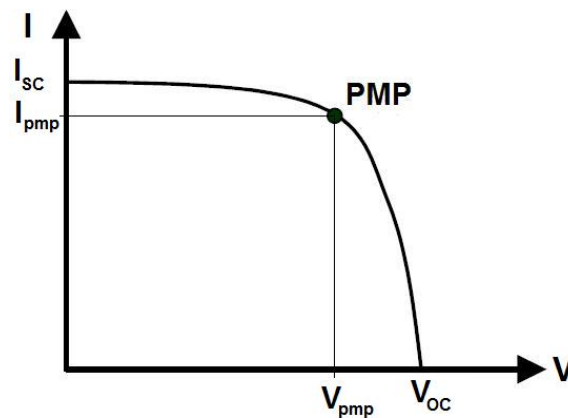


Fig. 3.5 Caracterització I/V d'un panell fotovoltaic

El panell es connecta a la bateria mitjançant un diode amb una tensió de polarització V_γ , per tal d'evitar la descarrega de la bateria quan no hi ha radiació solar. S'ha de seleccionar un panell amb:

$$V_{pmp} \geq V_{bat,m\grave{a}x} + V_\gamma \approx 3,2 \text{ V} \quad (3.7)$$

Per estimar el corrent I_{pmp} necessari del panell fotovoltaic s'usen les dades extretes del serveis per a professionals d'energia solar i radiació (SoDa, *Services for Professionals in Solar Energy and Radiation* [10]) als que es fa referència a [6]. Segons aquestes dades, en el període de l'any de menor irradiació (Desembre - Gener) a la zona de Castelldefels es disposa de 3,471 PSH (hores de pic solar, en anglès, *Peak Solar Hours*). Es defineix el paràmetre PSH com les hores equivalents al llarg d'un dia en que es rep una potència de 1000 W/m^2 .

Per a que la càrrega proporcionada pel panell solar sigui superior a la demandada per la càrrega, I_{pmp} haurà de ser:

$$I_{pmp} \geq \frac{C_{C,diaria}}{PSH} = \frac{36 \text{ mAh}}{3,471 \text{ h}} = 10,4 \text{ mA} \quad (3.8)$$

La taula 3.5 mostra els requisits demandats pel panell solar. La taula 3.6 mostra el panell solar finalment escollit. Per complir els requisits es connectaran dos mòduls en sèrie, incrementant la tensió al doble i mantenint el corrent. La tensió V_{pmp} resultant serà de 3,06 V, lleugerament per sota del requerit. Així i tot es considera suficient i es decideix no afegir un tercer mòdul per no incrementar el cost i la mida d'aquest subsistema.

Taula 3.5. Principals requisits pel panell fotovoltaic

Panell solar	
I_{pmp}	$\geq 10,4 \text{ mA}$
V_{pmp}	$\geq 3,2 \text{ V}$

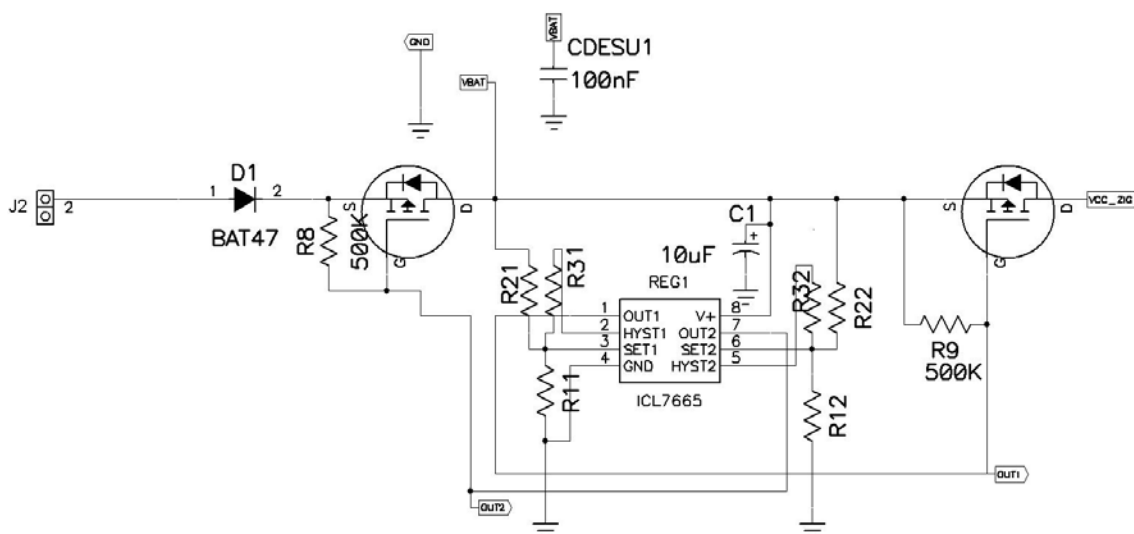
Taula 3.6. Especificacions del panell fotovoltaic escollit

Panell solar: Ixys XOB17-04x3	
V_{oc}	1,89V
I_{sc}	12,6mA
V_{pmp}	1,53 V
I_{pmp}	11,7 mA
Dimensions	22 × 7 × 1,4 mm

Es pot consultar la fulla d'especificacions del panell Ixys XOB17-04x3 del fabricant a l'annex E.

- Sistema de protecció de la bateria

Aquest sistema té la finalitat de protegir la bateria. Per una banda ha de desconectar-la del panell solar quan la tensió a la bateria pugi per sobre d'un llindar màxim i per altra banda ha de desconectar-la de la càrrega (μC i transceptor) quan la seva tensió baixi per sota d'un llindar mínim. La figura 3.6 mostra el circuit utilitzat, basat en el disseny ja implementat en [6]. El díode D1 evita la descàrrega de la bateria. Dos transistors PMOS actuen com els interruptors de protecció. L'integrat ICL 7665 (Maxim) és un detector de llindar amb histèresi que marca els dos nivells llindars. Es poden consultar les característiques principals a l'annex F.

**Fig. 3.6** Circuit de protecció.

El disseny del detector de llindar segueix la informació del full d'especificacions (figura 3.7). Quan el valors a les sortides (OUT1, OUT2) és 0 V els PMOS (interruptors) respectius estaran activats (tancats). V_{IN1} i V_{IN2} es connecten a la tensió de la bateria que es vol monitoritzar. Els llindars inferiors (V_{L1} , V_{U1}) venen determinats per la xarxa resistiva R_{11} , R_{21} , R_{31} , mentre que els llindars superiors venen determinats per R_{12} , R_{22} i R_{32} (V_{L2} , V_{U2}). V_{L1} i V_{U1} desactiven (obren) i activen (tanquen) respectivament el PMOS (interruptor) connectat a la càrrega. V_{L2} i V_{U2} desactiven (obren) i activen (tanquen) respectivament el PMOS (interruptor) connectat al panell.

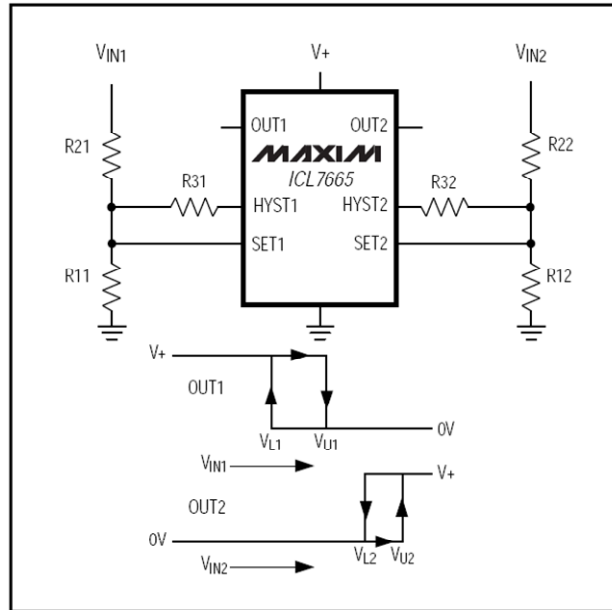


Fig. 3.7 Detector de llindar amb histeresi [11].

Per V_{U1} s'escull un valor de 2,3V. Llavors:

$$\frac{R_{21}}{R_{11}} = \frac{V_{U1} - 1,3 \text{ V}}{1,3 \text{ V}} = \frac{2,3 - 1,3}{1,3} = 0,77 \quad (3.9)$$

Escollint $R_{21} = 750 \text{ k}\Omega$ i $R_{11} = 1 \text{ M}\Omega$ s'obté

$$V_{U1\text{real}} = 1,3 \cdot (0,75) + 1,3 = 2,275 \text{ V} \quad (3.10)$$

Per V_{L1} s'escull un valor de 2,1V. Llavors:

$$\frac{R_{31}}{R_{21}} = \frac{V_{L1} - 1,3 \text{ V}}{V_{U1} - V_{L1}} = \frac{2,1 - 1,3}{2,275 - 2,1} = 5,14 \quad (3.11)$$

Escollint $R_{31} = 3,9 \text{ M}\Omega$ s'obté

$$V_{L1\text{real}} = \frac{5,2 \cdot (2,275) + 1,3}{6,2} = 2,12 \text{ V} \quad (3.12)$$

Per V_{U2} s'escull un valor de 2,7V. Llavors:

$$\frac{R_{22}}{R_{12}} = \frac{V_{U2} - 1,3 \text{ V}}{1,3 \text{ V}} = \frac{2,7 - 1,3}{1,3} = 1,077 \quad (3.13)$$

Escollint $R_{22} = 1 \text{ M}\Omega$ i $R_{12} = 910 \text{ k}\Omega$ s'obté

$$V_{U2\text{real}} = 1,3 \cdot \left(\frac{1000}{910}\right) + 1,3 = 2,73 \text{ V} \quad (3.14)$$

Per V_{L2} s'escull 2,2V.

$$\frac{R_{32}}{R_{22}} = \frac{V_{L2} - 1,3 \text{ V}}{V_{U2} - V_{L2}} = \frac{2,2 - 1,3}{2,7 - 2,2} = 1,8 \quad (3.15)$$

Escollint $R_{32} = 1,8 \text{ M}\Omega$ s'obté $V_{L2\text{real}} = 2,2 \text{ V}$

$$\frac{1,8 \text{ M}\Omega}{1 \text{ M}\Omega} = 1,8 \quad (3.16)$$

Aquest valor per V_{L2} no és massa adient ja que no permet la recàrrega de la bateria fins que aquesta està pràcticament esgotada. Per tant, s'hauria de canviar en un futur disseny a un valor proper a V_{U2} .

El consum del ICL7665 és de 3 μA (típica). A més, cal sumar les pèrdues que generen les resistències R_8 i R_9 (500K Ω), que serveixen per activar els PMOS (figura 3.6). A l'estat més habitual, les sortides ICL7665 estan a nivell baix (0 V) i, per tant, els PMOS activats. En aquesta situació, considerant una tensió a la bateria de 2,5 V tenim:

$$I_{R8} = I_{R9} = V_{CC} / R_8 = 5 \mu\text{A} \quad (3.17)$$

El corrent consumit pel sistema de protecció de la bateria és pot aproximar, doncs, a 13 μA , poc significatiu respecte al corrent promig de tot el node encaminador.

3.1.5 Sistema complet

El node encaminador amb sincronisme està format per les següents etapes:

- Nucli: format per un transceptor radio ETRX2 i un μC ATtiny2313, que es comuniquen entre si a través de port sèrie i dues línies pel control d'interrupcions.

- Sistema d'alimentació.
- Mesura de corrent: s'usa pel monitoratge del corrent entregat pel panell fotovoltaic segons les hores solars i la climatologia.
- Mesura de temperatura: permet conèixer la temperatura interior del node, aspecte important de cara a estudiar el comportament del node a diferents temperatures.
- Mesura de la tensió de les bateries: permet una mesura indirecta del nivell de càrrega aproximat de la bateria.

La figura 3.8 mostra el diagrama de blocs corresponent amb més detall que el presentat a la figura 3.1.

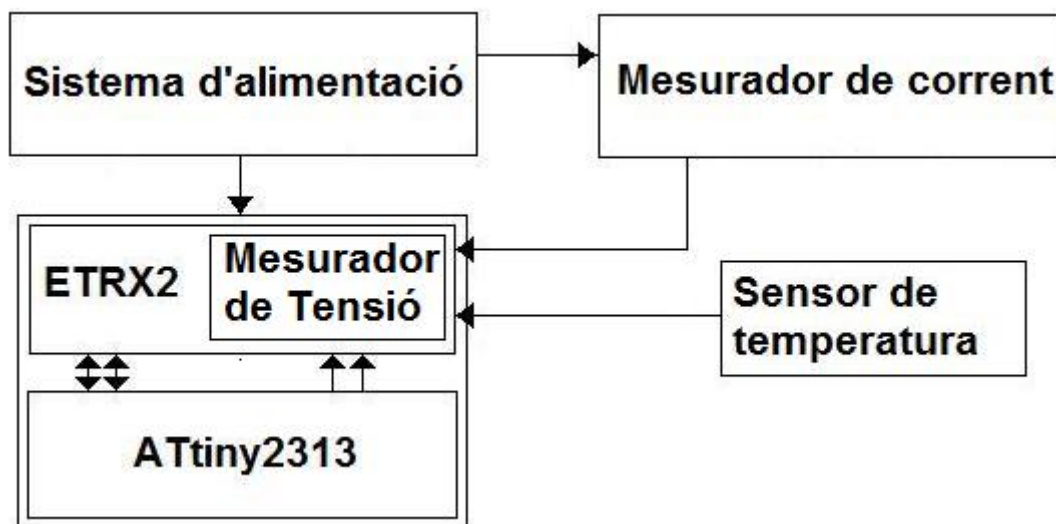


Fig. 3.8 Diagrama de blocs del node encaminador sincronitzat.

El nucli i el sistema d'alimentació ja s'han descrit amb detall anteriorment. Es procedirà a descriure les parts restants.

- Mesura de corrent

Aquesta etapa mesura el corrent que proporciona el panell solar (figura 3.9) i és la mateixa que es va utilitzar en [6]. S'han redimensionat els valors de les resistències per tenir en compte el nou valor del corrent del panell. El corrent del panell circula a través d'una resistència de baix valor (R_{SENS}). L'amplificador operacional AD8607 [12] configurat com a amplificador inversor adequa la tensió en bornes de R_{SENS} a l'entrada del convertidor analògic-digital (A/D) del mòdul ETRX2. L'AD8607 s'alimenta a partir d'un dels ports E/S de l'ETRX2. Quan el transceptor entra en mode de baix consum es desactiva, reduint el consum global..

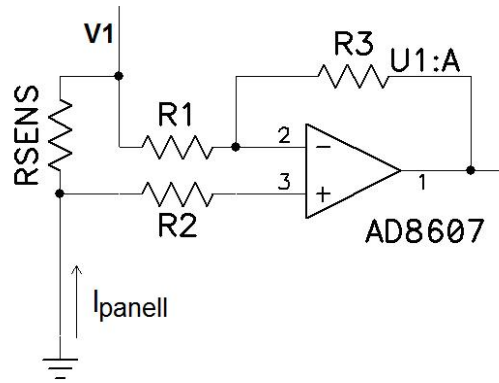


Fig. 3.9 Model esquemàtic del mesurador de corrent

De l'anàlisi del circuit s'obté

$$V_{\text{out}} = -V_1 \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (3.18)$$

$$V_1 = -I_{\text{panell}} R_{\text{SENS}} \quad (3.19)$$

$$\frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{panell}}} = R_{\text{SENS}} \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (3.20)$$

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{panell}} R_{\text{SENS}}} \quad (3.21)$$

El corrent I_{sc} especificat pel panell per a una radiació solar de 1000 W/m^2 és de $12,6 \text{ mA}$. Com a l'estiu es pot sobrepassar aquesta radiació s'escull una intensitat màxima un 30% més elevada, $I_{\text{panell}} = 16,4 \text{ mA}$. El valor de R_{SENS} ha de ser petit per tal que la tensió que cau a aquesta resistència sigui molt menor que la tensió de la bateria i, per tant, no afecti significativament la tensió que ha de rebre la càrrega. Per altra banda, el valor de R_{SENS} ha ser suficientment gran per a que el soroll de les resistències i del AD8607 no afecti significativament. Com a balanç de les dues premisses esmentades s'escull un valor de $R_{\text{SENS}} = 1 \Omega$. La màxima tensió d'entrada del convertidor A/D és de $V_{\text{out}} = 1,2 \text{ V}$. Amb aquests valors, de (3.21) s'obté:

$$R_3 \approx 73 R_1 \quad (3.22)$$

Els valors comercials escollits son:

$$R_3 = 8,2 \text{ M}\Omega + 3,9 \text{ M}\Omega \text{ (1\% de tolerància)}$$

$$R_1 = R_2 = 120 \text{ K}\Omega + 47 \text{ K}\Omega \text{ (1\% de tolerància)}$$

Resultant en:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{12,1 \text{ M}\Omega}{167 \text{ K}\Omega} = 72,45 \quad (3.23)$$

R_2 s'escull igual a R_1 per evitar els efectes dels corrents de polarització. El consum d'aquesta etapa ve dominat pel AD8607 que és de $40 \mu\text{A}$ (típic), poc significatiu de cara al consum promig de tot el node, i més tenint en compte que es desactiva quan el transceptor s'adorm. Es poden consultar les especificacions principals de l'AD8607 a l'annex G.

- Mesura de temperatura

Per la mesura de temperatura s'utilitza el integrat LM94021 [13], que proporciona una tensió de sortida inversament proporcional al increment de temperatura. S'alimenta directament de la bateria i el seu consum és de $9 \mu\text{A}$, per tant no és significatiu de cara al corrent promig del node. La seva sortida es connecta a l'entrada del convertidor A/D del transceptor a través d'un filtre pas baix de primer ordre ($R_S=800 \Omega$ i $C=1 \mu\text{F}$, figura 3.10). El marge de temperatures que podem mesurar, tenint en compte que la tensió màxima que pot mesurar el A/D és de $1,2 \text{ V}$, va de $-30 \text{ }^\circ\text{C}$ a $150 \text{ }^\circ\text{C}$, més que suficient per la nostra aplicació. Per una visió general d'aquest dispositiu es pot consultar l'annex H.

- Mesura de la tensió de la bateria

La mesura de tensió s'efectua des del transceptor ETRX2 de forma interna. S'habilita aquesta opció posant a "1" el bit 5 del registre "S06", la mesura de tensió d'alimentació s'envia junt amb les dades dels ports A/D per les funcionalitats 0100-0103, 0110-0113 i 2000.

La figura 3.8 mostra l'esquemàtic complet (a excepció del panell solar) del node encaminador. Es poden observar les diferents etapes que s'han descrit al llarg del capítol: el nucli (μC i transceptor), el sistema d'alimentació, la mesura de corrent i la mesura de temperatura.

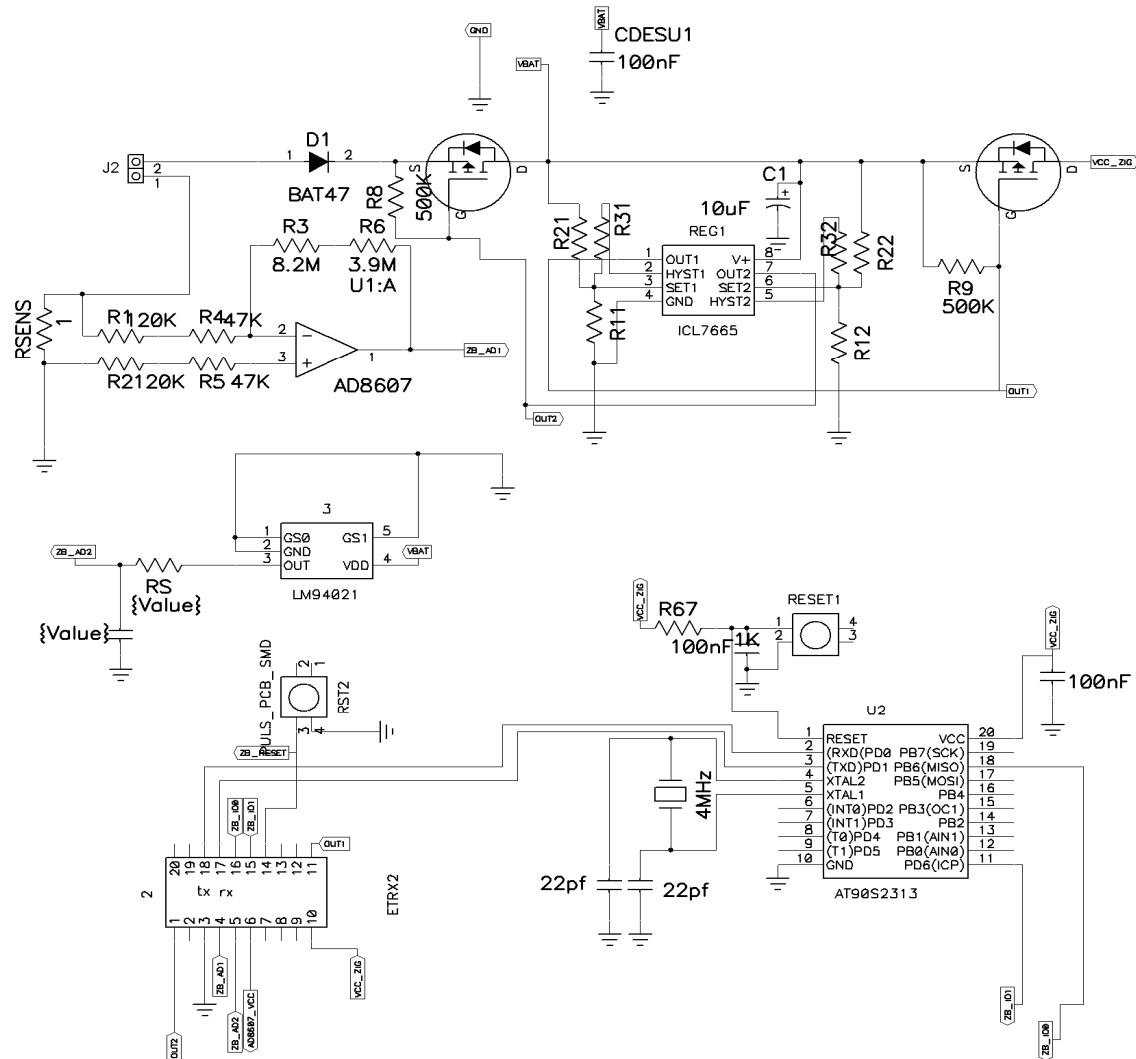


Fig. 3.10 Model esquemàtic del circuit del node encaminador

El llistat de components i preus pel node encaminador sincronitzat, el node encaminador actiu les 24h i el node coordinador es poden consultar a l'annex I. Tots els preus han estat extrets dels distribuïdors Farnell S.A. [14] i Amidata S.A. [15]

3.1.6 Encapsulat

Per tal d'escollir un encapsulat adequat pel sistema electrònic cal respectar la norma UNE 20-324-93 que defineix els graus de protecció proporcionats per les envoltants. Aquesta norma UNE és la versió oficial de la norma Europea EN 60529. El sistema de classificació tipus IP (Protecció del contingut, en anglès *Ingress Protection*) defineix a través de dos xifres el grau de protecció de l'envoltant. Es pot veure la taula de classificació IP a l'annex J. El dispositiu es troba a la intempèrie en un clima molt humit i amb possibilitat de forts ruixats, la penetració de pols i aigua en el cas de pluja torrencial són les premisses per l'elecció de l'encapsulat. Segons la classificació IP es requereix una enclosa del tipus IP66/67.

Després de fer un estudi de les solucions que es troben al mercat s'escull una caixa de policarbonat IP67 del fabricant FIBOX [14] amb unes dimensions de 110 mm de longitud (H), 80 mm d'amplada (W) i 65 mm de profunditat (D), com s'observa a la figura 3.11.

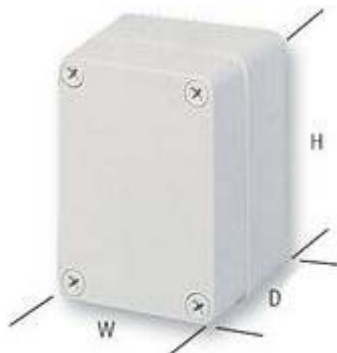


Fig. 3.11 FIBOX PC B 65 G

3.1.7 Programació

Per tal d'engegar i apagar el transceptor radio ETRX2 s'usen les dues interrupcions que ens proporciona el dispositiu. Es vol que les interrupcions es disparin al rebre un flanc de pujada i per implementar aquesta opció es dona el valor corresponent al registre "S2E". Els bits que s'han d'habilitar són el 1 i 3 com s'observa a la taula 3.7.

Taula 3.7. Bits del registre "S2E"

Bit	Valor del Bit	Funció
Bit 3	"1"	IRQ1 per flanc de pujada
Bit 2	"1"	IRQ1 per flanc de baixada
Bit 1	"1"	IRQ0 per flanc de pujada
Bit 0	"1"	IRQ0 per flanc de baixada

El registre que defineix la funció a realitzar quan es produeix la IRQ1 és el registre "S16". Es selecciona la funció "0004" que posa el dispositiu en el mode de més baix consum (mode 3). El registre que defineix la funció a realitzar quan es produeix la IRQ1 és el registre "S15". Es selecciona la funció "0001" que posa el dispositiu en un estat de plenes funcionalitats (mode 0, consum més alt). Amb aquesta configuració el dispositiu ETRX2 s'apaga al rebre un flanc de pujada al pin 15, corresponent a la IRQ1, i s'activa al rebre un flanc de pujada al pin 16, corresponent a la IRQ0.

Per realitzar la programació del μC s'usa el compilador en llenguatge C Imagecraft ICC AVR [16]. S'inicialitzen les variables internes del μC , per tal que la comunicació sèrie sigui a 9600 Kb/s amb trames de 8 b i 1 bit de parada. S'inclouen dues funcions que apareixen definides al *datasheet* [9] per tal de

llegir i transmetre dades pel port sèrie. Es configura el pin 6 del port B i el pin 6 del port D com a sortida pel control de les interrupcions de l'ETRX2. Com ja s'ha esmentat a l'apartat de sincronisme per tal de temporitzar aquestes interrupcions s'usa el *watchdog timer* (WDT). S'inicialitza aquest comptador per disparar la funció d'interrupció del *watchdog* cada 8 segons. La interrupció del WDT es programa per mantenir el dispositiu en mode *sleep* fins assolir un temps (*TimeOut*) de 2 hores. La figura 3.12 mostra el diagrama de flux del codi de l'ATtiny2313. Quan el node s'activa, el port UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*) rep de forma constant els missatges que provenen de l'ETRX2 i cerca en aquests missatges la paraula clau "SLP". Si es rep aquesta sentència s'inicia el procés per adormir el dispositiu, s'envia un flanc de pujada que dispara IRQ1 del transceptor radio ETRX2 i s'adorm l'ATtiny2313. Un cop el WDT ha assolit el *TimeOut* s'activa l'ATtiny2313 i s'envia un flanc de pujada per disparar la IRQ0 de l'ETRX2 que activa aquest dispositiu. En mode actiu el transceptor està configurat per retransmetre les dades que li arribin de forma transparent.

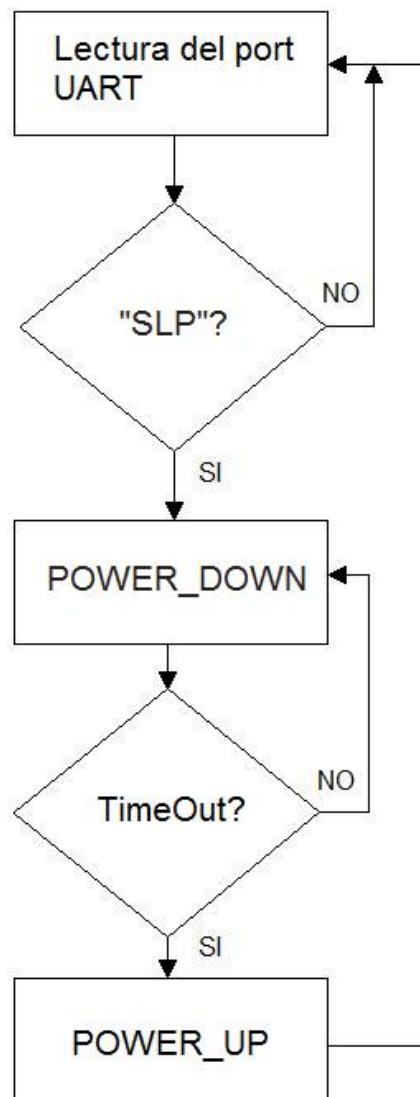


Fig. 3.12 Diagrama de flux del codi del µC Attiny2313

3.2. Node sensor

La figura 3.13 mostra el diagrama de blocs del node sensor. El node sensor s'encarrega de prendre mesures de temperatura i nivell de l'estany i les transmet al node coordinador a través dels nodes encaminadors. El node està constituït per dos sensors, el μ C ATtiny2313 que realitza també les tasques d'interfície de mesura i el mòdul transceptor ETRX2. El node sensor és el mateix que es va implementar a [6].

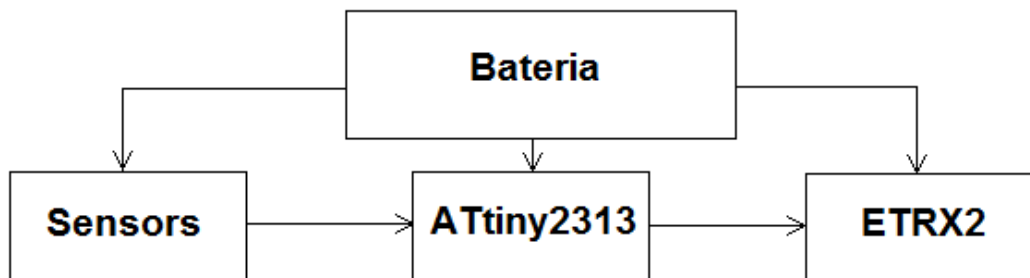


Fig. 3.13 Diagrama de blocs del node sensor

Respecte al disseny que es va dur a terme per a aquest node a [6] s'afegeix a la programació l'enviament d'un paquet *broadcast* després de l'enviament de dades. Amb aquest paquet, que conté la paraula clau "SLP", s'aconsegueix que els nodes encaminadors que disposin de la programació específica per entendre aquesta sentència passin a un mode de baix consum (*sleep*) mentre el node sensor també romangui en aquest estat. El diagrama de comunicació després d'aplicar aquest canvi és mostra a la figura 3.14

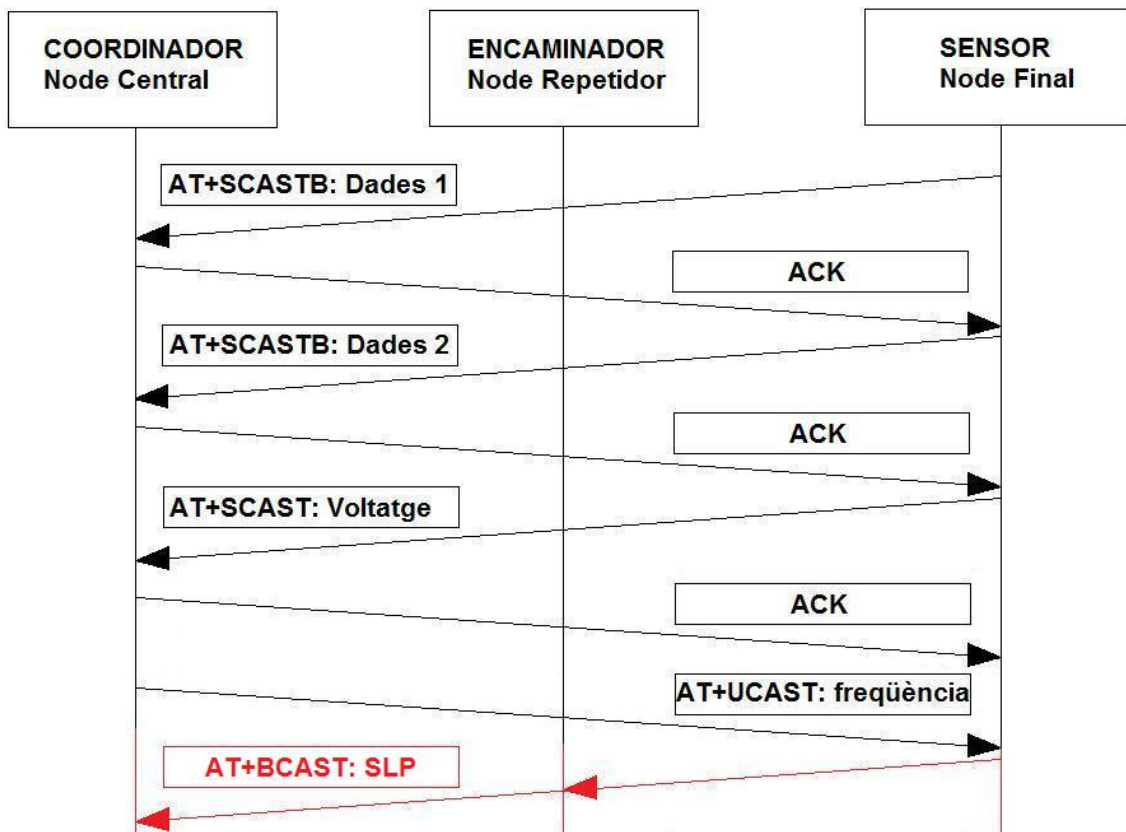


Fig. 3.14 Diagrama de comunicació del node sensor al node central

El node sensor després d'enviar les dades, tal i com s'ha explicat a l'apartat 2.4, espera rebre un paquet que conté la cadència d'enviament de dades. Aquesta cadència pot ser de dos tipus: contínua, en la que el sensor envia dades sense aturar-se; i diària, on s'envien dades cada dues hores i en els intervals de no transmissió el node entra en un mode de consum reduït (*Sleep*). Si el paquet que indica la cadència és del tipus diari el node sensor envia immediatament abans d'entrar en mode *sleep* un paquet *broadcast* a tota la xarxa amb la sentència "SLP" inclosa dins d'aquest. Els nodes que hagin estat preparats en la seva programació al rebre aquesta sentència entraran en un mode *sleep* durant dues hores.

3.3. Node coordinador

El node coordinador implementat anteriorment en [6] ha estat substituït pel dispositiu EAP (*Ethernet Access Point*) de Telegesis (Figura 3.15). Aquest dispositiu està format per un mòdul ETRX2 connectat via sèrie a un dispositiu Lantronix Xport Direct que fa d'interconnexió entre la interfície sèrie del mòdul transceptor i l'estàndard Ethernet. D'aquesta manera podem tenir accés al mòdul i a les seves dades des de qualsevol punt de la xarxa.



Fig. 3.15 Telegesis EAP

El dispositiu EAP permet definir a més dels paràmetres de velocitat de connexió, control de flux i sintaxi de la comunicació, altres paràmetres per afegir una capa de seguretat de cara a la xarxa IP. Aquests són: contrasenya d'administració, encriptació de les dades mitjançant codi AES de 128 bits o configuració d'un terminal host predeterminat per a una adreça IP. Permet altres possibilitats com fer eco de les dades que li arriben a diversos dispositius que formen part de la xarxa per tal de distribuir la informació. La configuració del mòdul es pot realitzar a través de comandes AT tal i com es fa per qualsevol mòdul ETRX2. Es poden consultar les especificacions principals d'aquest mòdul a l'annex K.

Aprofitant els avantatges de transmetre les dades sobre una xarxa IP, es poden desenvolupar aplicacions pel monitoratge i gestió de la xarxa en servei web. En aquest sentit s'ha realitzat un altre projecte per la captura i emmagatzemament de les dades a través d'Internet [17].

Per a aquest projecte s'ha utilitzat un programa en LabVIEW, desenvolupat a [6] i millorat pel mateix autor, que captura les dades de tots els nodes de la xarxa, les mostra per pantalla en forma de gràfiques, i les emmagatzema en fitxers de text.

CAPÍTOL 4. Caracterització i resultats

Amb l'objectiu de realitzar un desplegament el més adient possible es realitza la caracterització de l'antena ceràmica Johansson i un estudi de la resposta dels dispositius a fonts d'interferència a la banda ISM. Posteriorment es detalla el desplegament realitzat, mesures de camp, i una caracterització del node encaminador amb sincronisme.

4.1 Caracterització de l'antena Johansson

Per tal de garantir un desplegament robust i predictable es caracteritza de forma experimental en la direcció de màxim guany el comportament de l'antena ceràmica Johansson [18] que porten integrada els mòduls ETRX2. Tal i com es pot veure a l'estudi presentat a l'annex L el comportament de l'antena és coherent al patró de radiació que proporciona el fabricant. No obstant aquest fet, les pèrdues per desacoblament en la polarització són molt elevades i depenen de la inclinació de l'antena que és difícil de controlar degut a les seves dimensions. Després de realitzar un primer desplegament amb les antenes ceràmiques Johansson presents en els mòduls transceptors i observar que el seu comportament és força variable degut a la imprecisió en el posicionament i orientació del mòdul per distàncies majors a 20 m és decideix usar aquestes antenes només pel node coordinador per l'enllaç de curt abast C1-R1 (figura 4.6). Per la resta d'enllaços s'usen els monopols externs BKR2400 [19] i BT-Stubby [20] distribuïts per Telegesis amb un comportament omnidireccional i amb unes pèrdues per polarització controlables mitjançant la inclinació directa del monopol.

4.2 Interferències a la banda ISM

Degut a la proliferació d'accessos a Internet sense fils, la interferència principal que es troba a la banda lliure internacional són les comunicacions d'aquests tipus de xarxa. En aquesta banda es troben també senyals interferents per part dels dispositius Bluetooth, Wireless USB i telèfons sense fils (Figura 4.1).

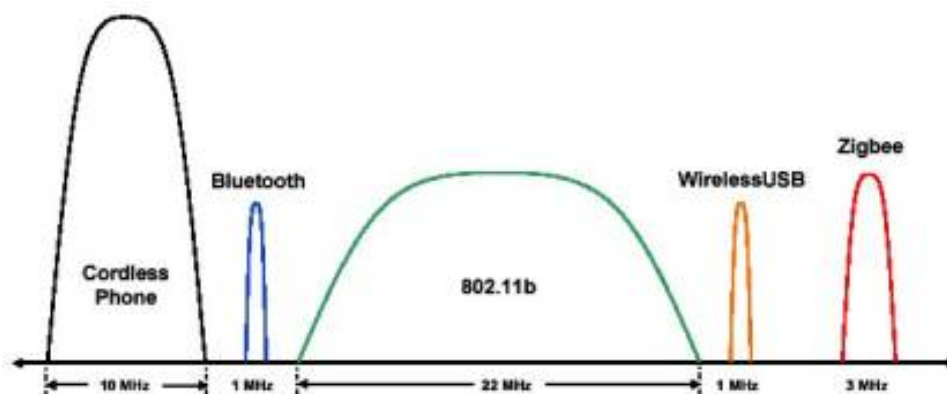


Fig. 4.1 Espectre de senyals a la banda ISM 2,4 GHz [21]

L'estudi es centra en les interferències generades pels punts d'accés Wi-Fi com a fonts interferents més properes al desplegament i de major potència. En cas de la interferència Bluetooth, les potències d'emissió són baixes, la comunicació a distàncies curtes i l'ample de banda és només de 1 MHz amb 79 canals en tota la banda. El protocol funciona amb FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) i commuta de canal unes 1600 vegades per segon de forma pseudo-aleatòria, sincronitzat amb el rellotge del dispositiu mestre de la xarxa PICONET (xarxa de dispositius Bluetooth formada per un dispositiu mestre i fins a 7 dispositius esclaus). Donat aquests fets, les probabilitats d'interferència amb la xarxa Zigbee són mínimes, tant per la característica de l'espectre com per la topografia de la xarxa. Es poden descartar els dispositius Wireless USB per la poca proliferació d'aquests i el curt abast (1-2 m) del sistema. La selecció de canal de la tecnologia Wireless USB és fa de forma dinàmica, és a dir, si es troba un canal de comunicació amb alta interferència, es canvia a un canal diferent.

Tal i com recomana la regulació de l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) [22], la màxima densitat espectral de potència per modulacions de banda ampla (p.ex. OFDM, DSSS, etc.) és de 10 mW/MHz. Degut a aquestes limitacions la potència màxima per canal emesa per un punt d'accés Wi-Fi (*Wireless Fidelity*) és:

$$22 \text{ MHz} \times 10 \frac{\text{mW}}{\text{MHz}} = 220 \text{ mW} \rightarrow 23 \text{ dBm} \quad (4.1)$$

El document 802.11b-1999_Cor1-2001 limita la màxima potència isotròpica equivalent radiada a Europa a 100 mW (20 dBm), més restrictiu que (4.1).

Consultant els principals fabricants de punts d'accés WiFi s'observa una nova limitació, aquest cop deguda a la interferència al canal adjacent, que fa que potències per sobre dels 12 dBm-18 dBm facin difícil complir les màscares de transmissió especificades al protocol IEEE 802.11. La figura 4.2 mostra la màscara de transmissió per a comunicacions sota protocol IEEE 802.11 [23].

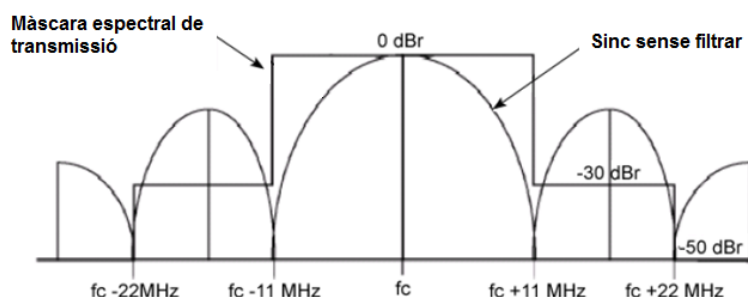


Fig. 4.2 Màscara de transmissió de IEEE 802.11 [23].

Els canals més utilitzats per WiFi són els canals 1, 6 i 11 [24]. Existeixen 4 canals del IEEE 802.15.4 que es troben entre les bandes de guarda d'aquests canals WiFi. La figura 4.3 mostra aquesta situació. Segons la màscara definida

en la figura 4.2, la potència WiFi serà molt reduïda si s'utilitzen els canals 15, 20, 25 i 26 del IEEE802.15.4.

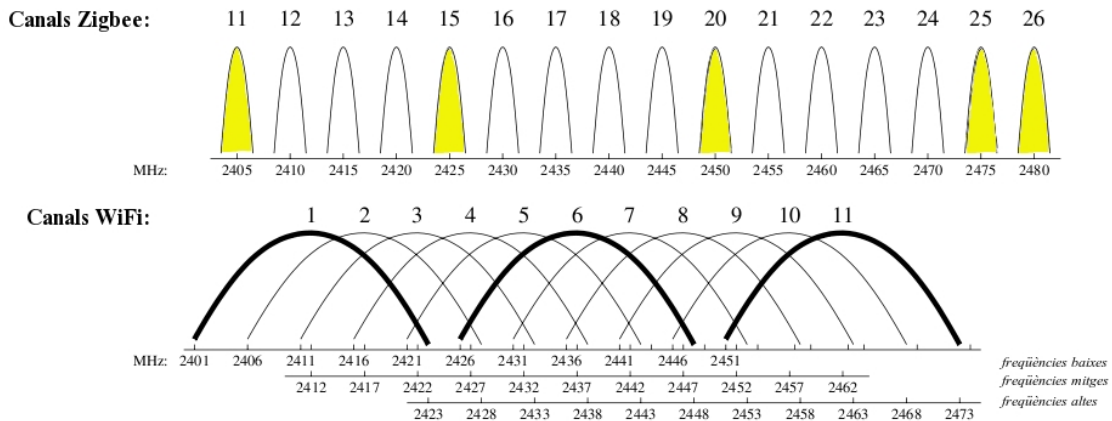


Fig. 4.3 Superposició de canals ZigBee i els 11 primers canals WiFi [24]

Un canal ZigBee es pot veure solapat per fins a 4 canals WiFi si existeix comunicació en tots ells. Si la potència rebuda després d'aplicar el filtre de banda és major al llindar CCA (-74dBm pel mòdul de Telegesis) el dispositiu resoldrà que el canal es troba ocupat. Per tal de comprovar la robustesa de les comunicacions de la xarxa es realitza un muntatge. Es situen dos nodes Zigbee molt a prop de la senyal WiFi interferent més propera, en el cas un punt d'accés (AP, *Acces Point*) a la xarxa sense fils de la EPSC. Les característiques del senyal rebut per un portàtil en la ubicació dels nodes Zigbee del senyal emès pel AP es mostren a la figura 4.4.

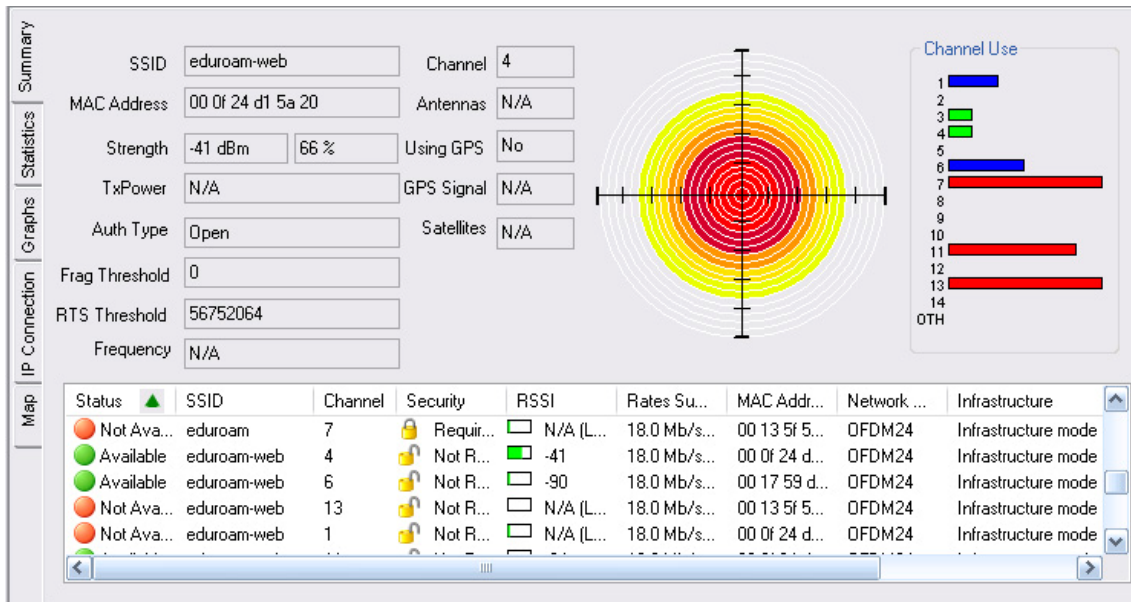


Fig. 4.4 Mesures obtingudes usant un monitor de xarxes sense fils [25]

S'observa que a una distància d'uns metres del punt d'accés WiFi es rep una senyal de -41dBm pel canal 4. La potència que es rep en la resta de canals es pot assumir també del mateix valor malgrat que el valor representat sigui menor. Això es degut a que el portàtil ha seleccionat només el canal 4 per la comunicació amb l'AP i la resta de canals es tracten com interferents i tenen un rebuig. Els canals amb més tràfic són el 7, 11 i 13. Per aquest motiu es selecciona el canal ZigBee més proper als canals 11 i 13 de WiFi, que es on tindrem més probabilitat de tenir interferències. S'escull el canal ZigBee 23 i s'inicia l'enviament de dades. Donat que la senyal interferent és aproximadament -41dBm i que la senyal rebuda per part de l'emissor ZigBee és de la mateixa magnitud (separació entre nodes de 1 m) es podria esperar una comunicació amb un enllaç pobre. Malgrat aquest fet la comunicació ZigBee no pateix pèrdua de paquets degut a que la transmissió WiFi no és constant i a que tots dos sistemes respecten el protocol CSMA/CA. Es força la comunicació generant dos escenaris crítics:

1. El receptor ZigBee s'emplaça a la vora de la font interferent, punt d'accés WiFi, tot allunyant l'emissor ZigBee uns 70 m. Per tant la potència rebuda de l'emissor Zigbee estaria propera a la sensibilitat del node Zigbee receptor (-84dBm).
2. S'inclouen obstacles en la línia de visió entre emissor i receptor ZigBee per tal d'atenuar la potència de senyal transmesa per l'emissor.

En ambdós casos la qualitat de l'enllaç no es veu degradada fins que el senyal rebut s'apropa a -90dBm , prop de la sensibilitat típica del transceptor Zigbee (-97dBm). En aquest punt la degradació del LQI es molt accentuada, amb oscil·lacions de 186 a 69 abans de la pèrdua total de comunicació. Segons el fabricant aquest valors de qualitat d'enllaç corresponen a valors de relació senyal soroll inferiors als 5dB tal i com podem veure a la figura 4.5 extreta de la fulla del fabricant [26].

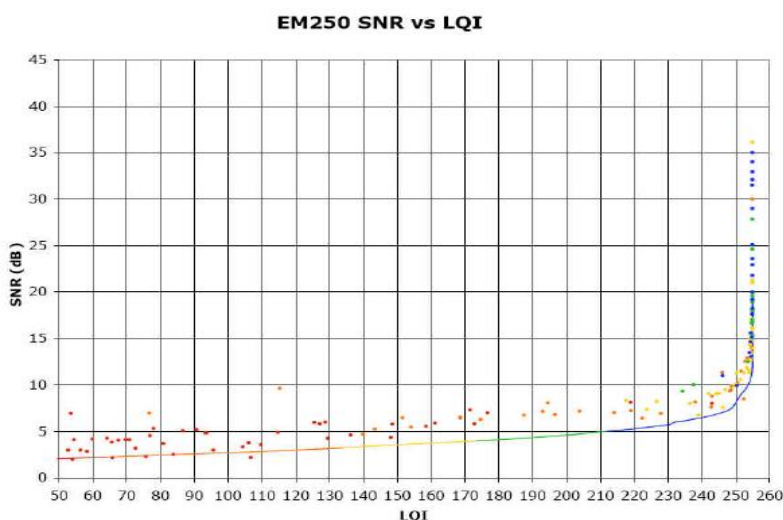


Fig. 4.5 Gràfica que relaciona el indicador de qualitat de l'enllaç i la relació senyal a soroll

4.3 Desplegament realitzat

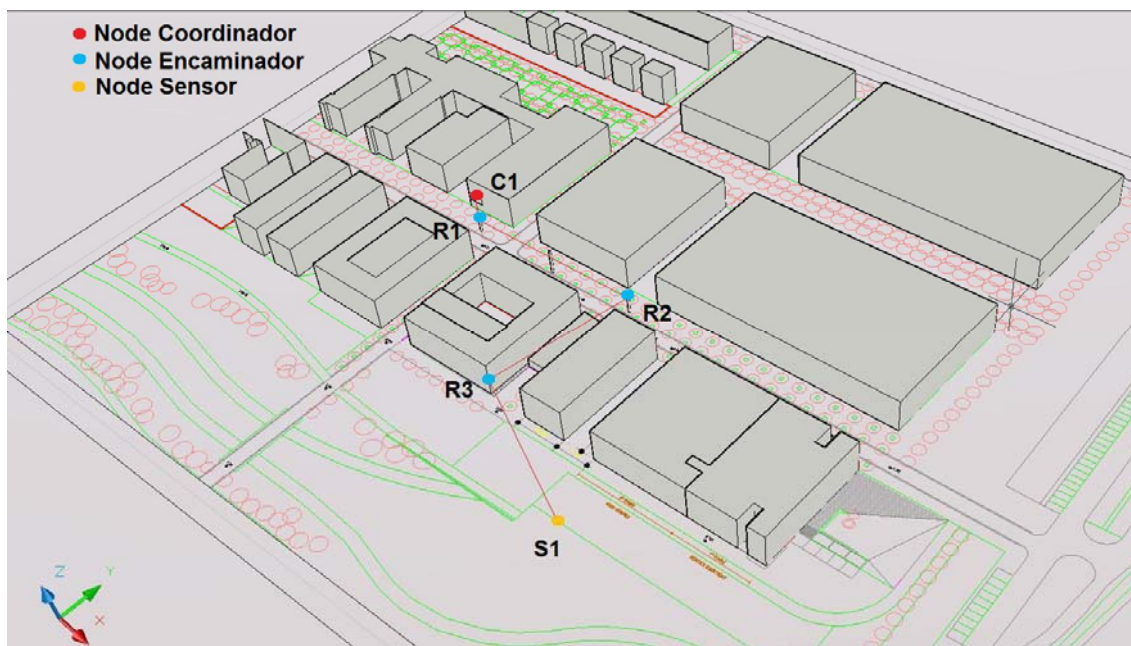


Fig. 4.6 Imatge del desplegament proposat

Un cop desplegada la xarxa es prenen mesures dels enllaços entre dispositius veïns, punt a punt. La configuració del dispositius és:

- C1 → Coordinador, *SINK* i centre de seguretat de la xarxa. Connectat a un PC per a l'adquisició de les dades i alimentat per la xarxa de corrent les 24h. Usa l'antena integrada Johansson.



Fig. 4.7 Node coordinador C1

- R1 → Primer encaminador, incorpora sensor de temperatura i mesurador de corrent. Està alimentat les 24 hores del dia amb panells

fotovoltaics i bateria. Envia de forma constant a C1 les dades de temperatura del node, corrent entregat pel panell solar i tensió d'alimentació. L'antena usada per aquest node és un monopol BKR2400 distribuït per Telegesis.



Fig. 4.8 Node encaminador R1

- R2 → Aquest encaminador, desplegat pel projecte anterior [6], està alimentat les 24h amb panells fotovoltaics i bateria. Envia de forma constant a C1 les dades de corrent entregat pel panell solar i tensió d'alimentació. L'antena usada per aquest node és una antena directiva Fractus Julia-10, però es preveu reemplaçar-la per un antena omnidireccional del tipus monopol BKR2400.



Fig. 4.9 Node encaminador R2

- R3 → Aquest node encaminador incorpora les mateixes funcions que R1. Està alimentat les 24h amb panell fotovoltaic i bateries. Envia dades a C1 de temperatura del node, corrent entregat pel panell i tensió d'alimentació. Incorpora un monopol BKR2400 distribuït per Telegesis.



Fig. 4.10 Node encaminador R3

- S1 → El node sensor pren mesures del nivell i la temperatura de l'estany i les envia a C1 de forma contínua o cada dues hores. El node està alimentat per bateries. Incorpora una antena monopol BT-Stubby.



Fig. 4.11 Node sensor S1

Per tal d'obtenir una caracterització dels enllaços de la xarxa de forma real s'usa la comanda "AT+REMSN", que amb la configuració adient del registre "S06" permet visualitzar els valors de potència i qualitat de cada enllaç punt a punt en la xarxa. Les pèrdues esperades en l'enllaç entre C1 i R1 són de 64 dB segons el model i obtenim un valor real de -65dBm sense pèrdua de paquets que encaixa amb el valor esperat. Les pèrdues en l'enllaç entre R1 i R2 separats 68 m hauria de ser de 76 dB i per tant inferior a la màxima establerta, malgrat aquesta dada la comunicació amb les antenes integrades Johansson no és factible. Es decideix incorporar a R2 l'antena Fractus Julia-10, ja usada en el desplegament anterior. Amb la incorporació de l'antena directiva, encarada al node R3, obtenim un enllaç entre R1 i R2 de -80 dBm sense

pèrdua de paquets. L'enllaç entre R2 i R3, amb una distància de 53 m i unes pèrdues teòriques de 74 dB, és de -64 dBm degut al guany de 10 dB de l'antena directiva. L'enllaç entre R3 i el node final del llac S1, amb unes pèrdues teòriques de 74 dB, és de -82 dBm sense pèrdua de paquets. Aquest valor és inferior al esperat i es suposa causat per la interposició d'objectes a la línia de visió directa que no s'observen a simple vista.

4.4 Mesures obtingudes per la xarxa

A partir de les dades capturades per la xarxa durant 8 dies (29 de maig a 5 de juny de 2008) es generen unes gràfiques per visualitzar la corrent, tensió i temperatura dels tres nodes encaminadors desplegats (R1, R2 i R3). Degut a una gran disminució del nivell d'aigua a l'estany del campus, no prevista al començar aquest projecte i deguda a la interconnexió de l'estany amb les correderes de la ciutat de Castelldefels, que dona valors de nivell erronis no es representen els valors obtinguts al node sensor.

Les figura 4.12 a 4.14 mostren respectivament el corrent del panell, la temperatura (R2 no implementa aquesta mesura) i la tensió de la bateria en els nodes encaminadors. S'observa una coherència de les dades entre els tres nodes i entre les diferents magnituds. Així, a mesura que augmenta la radiació solar també ho fa el corrent del panell, la temperatura i la tensió a la bateria. En cap moment la temperatura interna dels nodes supera els 35 °C i correlant la informació de temperatures al nodes amb les dades aportades pel Servei Meteorològic de Catalunya per l'estació de Viladecans [27] s'observa que la temperatura al interior del node és entre 5 i 10 °C superior a la de l'ambient. La tensió a les bateries no baixa per sota de 2,4 V (superior al llindar mínim). La davallada de la radiació solar el dia 31 de maig es correla bé amb les dades aportades per l'estació de Viladecans que és poden observar en forma de gràfica a la figura 4.15. En general, el node R3 presenta corrents més petits durant les hores de la tarda degut a que, per la seva situació, el sol no incideix directament en aquest període. Les baixades i pujades brusques del corrent (figura 4.12) poden ser degudes a que la bateria es trobi en estat de carrega alt i es vagi tallant la connexió amb el panell solar al actuar el circuit de protecció de la bateria.

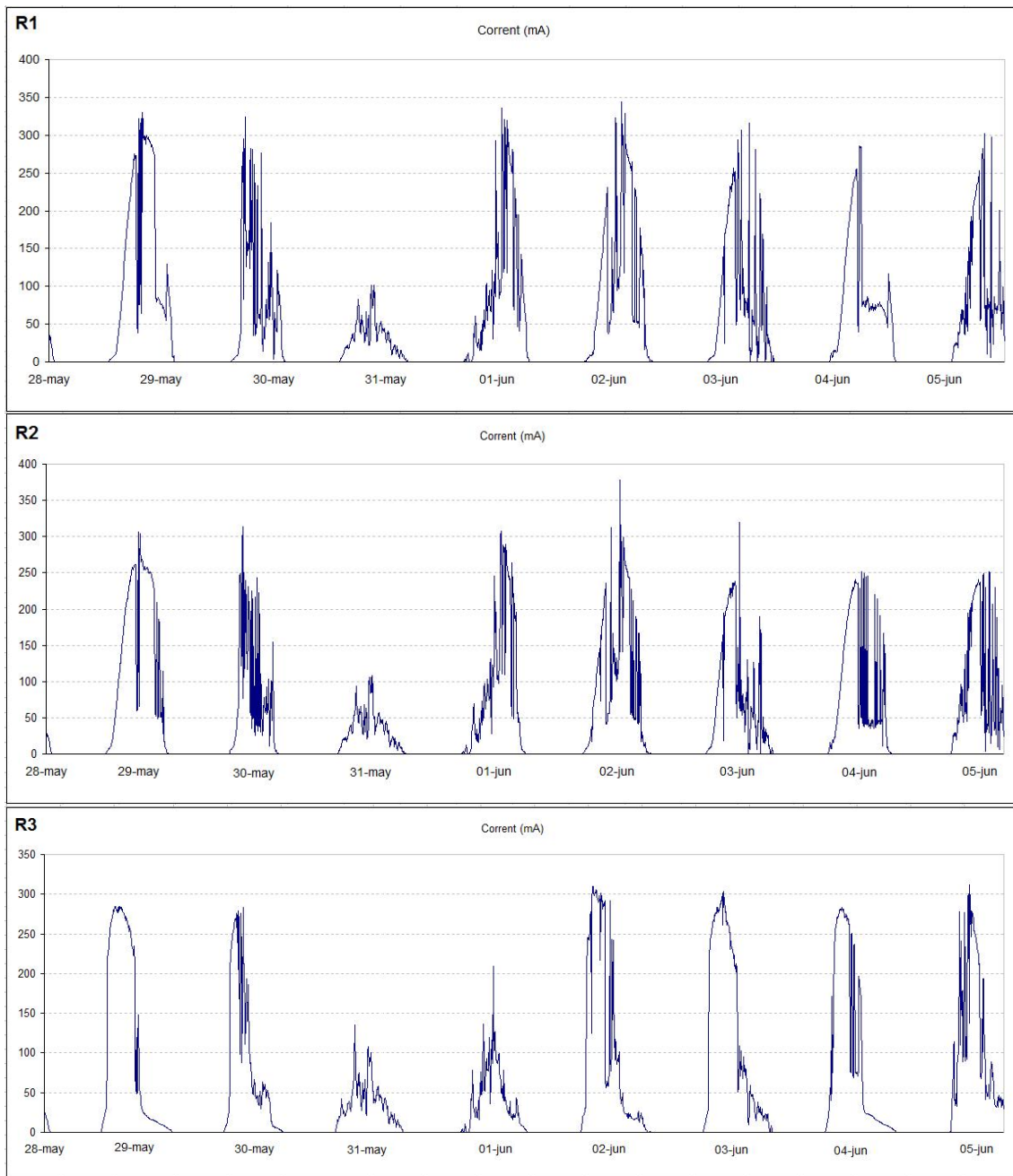


Fig. 4.12 Valors de corrent entregat pel panell als nodes R1, R2 i R3.

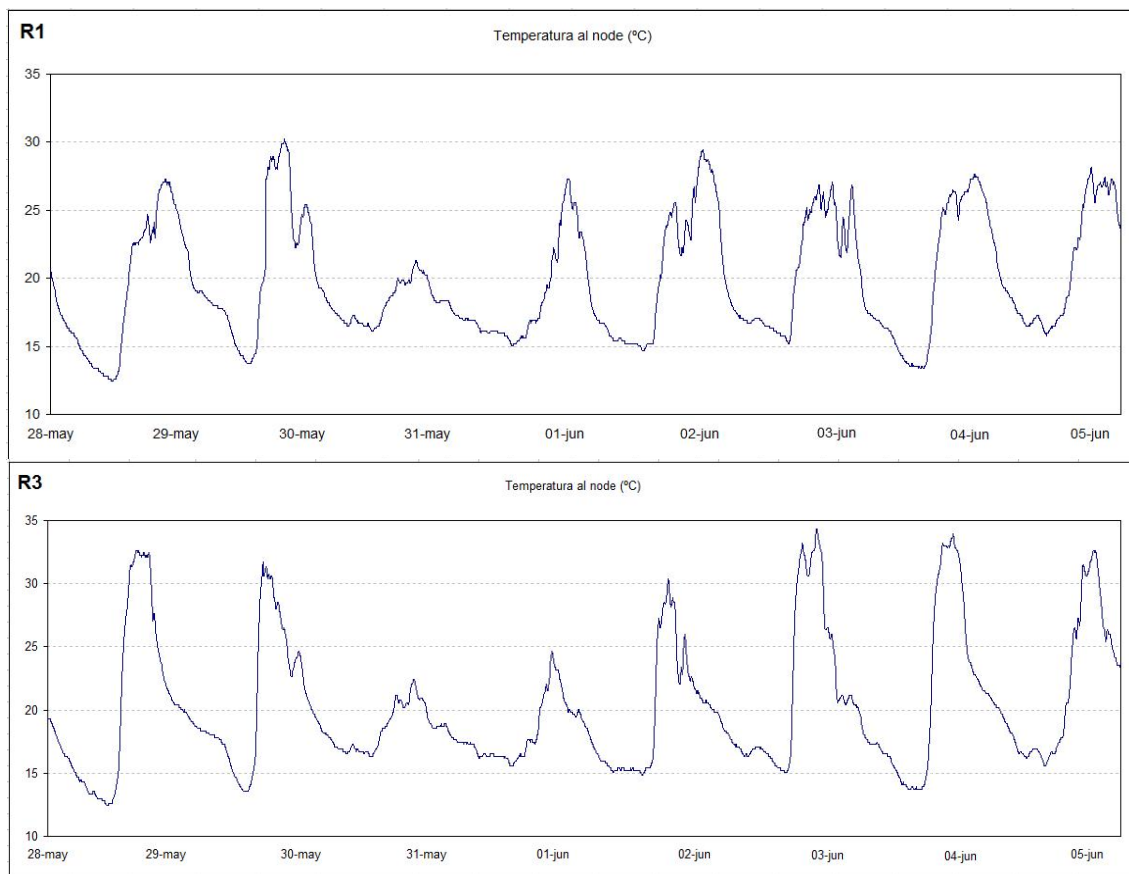


Fig. 4.13 Temperatura als nodes R1 i R3.

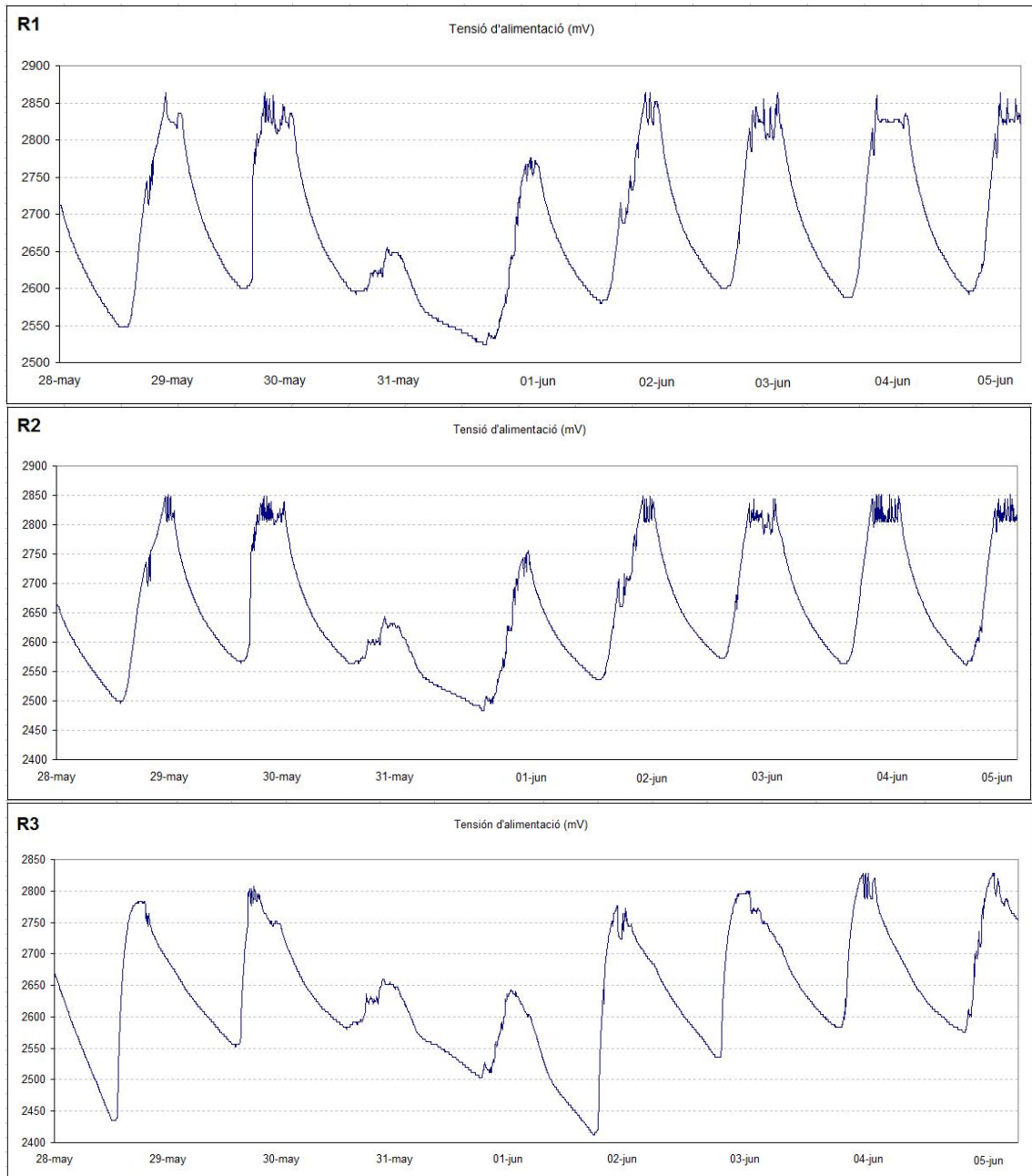


Fig. 4.14 Tensió d'alimentació dels nodes R1, R2 i R3.

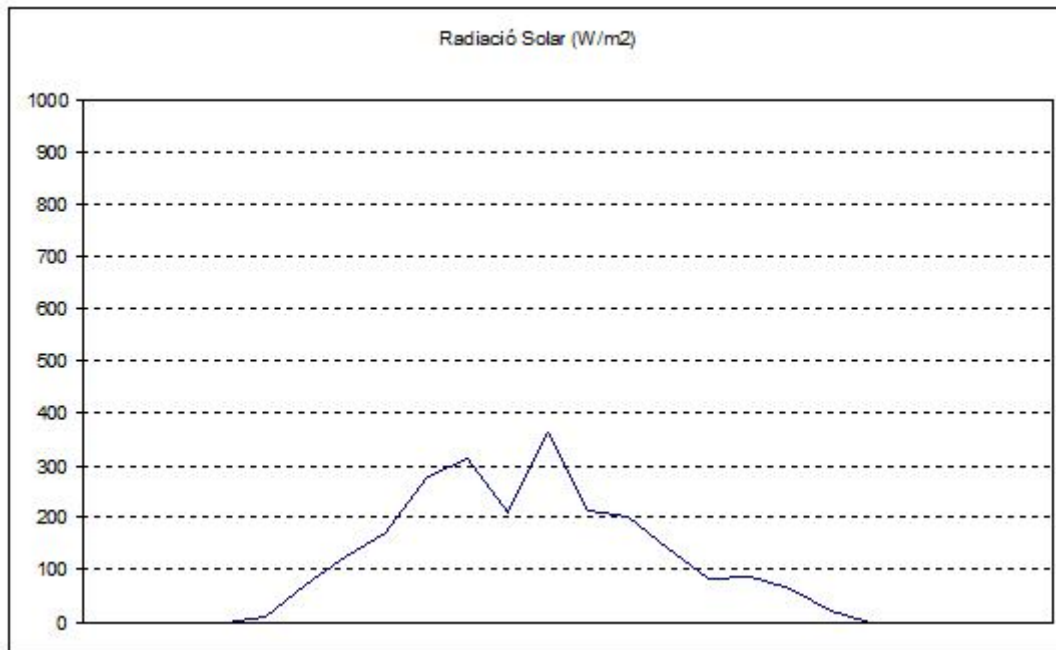


Fig. 4.15 Valors de radiació solar per el dia 31 de maig de 2008

4.5 Node encaminador sincronitzat

L'aportació principal al consum del node encaminador és el nucli format per l'ETRX2 i l'ATtiny2313. Per tal d'obtenir un valor de consum el més acurat possible es realitzen proves de consum real en dos dispositius encaminadors formats per un ATtiny2313 i un mòdul ETRX2. Amb aquestes proves es pretén:

- Fixar un consum real del dispositiu complet pel correcte dimensionat dels panells fotovoltaics i per a l'elecció de les bateries.
- Tenir un control sobre les derives de rellotge de l'ATtiny2313 i la robustesa del mètode de sincronisme implementat.

Les proves es realitzen al laboratori 125 de l'EPSC amb quatre nodes: Un node coordinador, un node sensor, i dos nodes encaminadors. El node sensor envia dades al node coordinador a través dels dos nodes encaminadors amb una cadència de dues hores. Immediatament després d'enviar les dades envia en forma de *broadcast* la sentència "SLP" per adormir els nodes encaminadors. Per les proves s'han alimentat el dos nodes encaminadors amb una font d'alimentació a 3 V i la temperatura de la sala estava al voltant dels 25 °C quan el sistema d'aire condicionat estava en marxa. Per l'adquisició de les dades de consum dels nodes encaminadors s'usa un multímetre Keithley 2100 que es configura automàticament amb un fons d'escala de 10mA o 100mA depenent del valor de la mesura. La resolució de l'aparell és de 6 dígits i mig, és a dir, de 10nA pel fons d'escala a 10mA i de 100nA pel fons d'escala a 100mA. El període de mostreig de l'aparell es configura a 500ms i es deixa el sistema en funcionament durant 6 dies. Els dos nodes encaminadors s'han muntat sobre

plaques de prova incloent només el transceptor ETRX2 i el μC ATtiny2313 (figura 4.16).

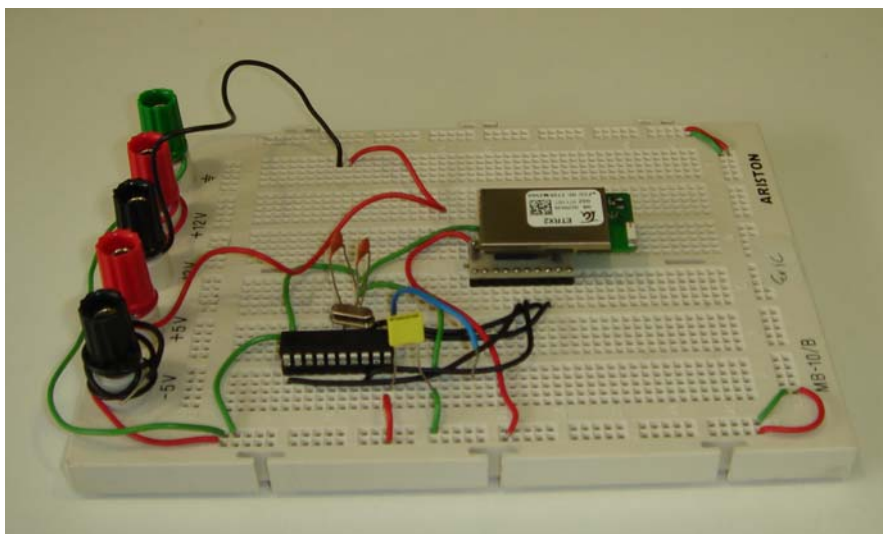


Fig. 4.16 Placa de probes pel consum.

El node sensor es configura per a que s'activi cada 2 hores (900 iteracions de la rutina d'interrupció del *watchdog*) i romanguí 3 minuts actiu abans d'enviar les dades. Els nodes encaminadors es configuren per a que es desperten, teòricament, 32 s abans que el node sensor (896 iteracions de la rutina d'interrupció del *watchdog*). La figura 4.17 mostra el consum dels nodes encaminadors en els tres primers cicles (6 hores) de les 142 hores de funcionament. Els nivells màxims de corrent són de 38mA i 39mA respectivament, i els nivells en mode de consum reduït oscil·len entre les desenes de microampere i els 5 μA . El valor mig de consum per la finestra de 142 hores és de 1,1 mA per l'encaminador 1 i de 1,5 mA per l'encaminador 2. Aquests consums representen una reducció substancial respecte a un funcionament continu del node. Durant els 6 dies de funcionament no s'han perdut paquets de dades.

La figura 4.18 mostra el temps de *sleep* dels dos nodes encaminadors durant el període de proves. El temps aproximat per cada node és:

- Encaminador 1 (blau): 6820 s (1 h 53 min 39 s)
- Encaminador 2 (vermell): 6680 s (1 h 51 min 20 s).

El valor teòric (figures 3.3 i 3.4) per a una temperatura de 25 °C i 3 V de tensió d'alimentació) és de 7236 s segons (2 h 36 s). Hi ha, doncs, una deriva elevada entre el valor teòric i el valor real, sent la màxima diferència és major a 10 min. L'explicació d'aquest resultat requeriria realitzar un estudi més extens sobre les derives del rellotge intern del dispositiu ATtiny2313. Malgrat aquest valor, les derives entre els dos dispositius encaminadors (figura 4.18) no supera el marge de 3 minuts que s'ha escollit.

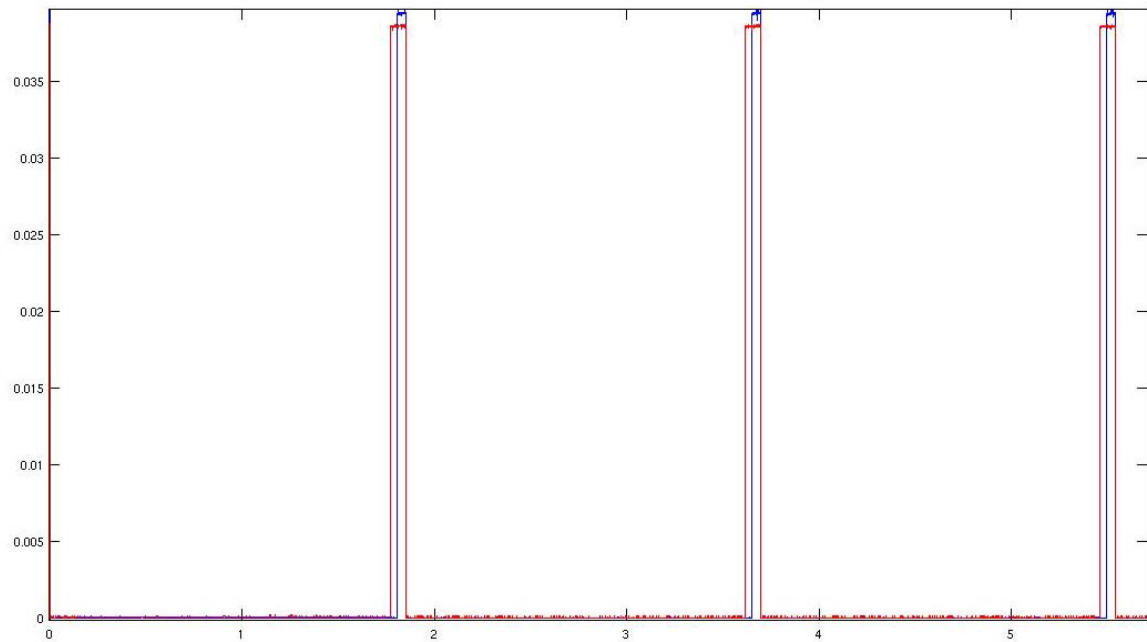


Fig. 4.17 Gràfica del consum dels nodes encaminadors en una finestra de 6 h

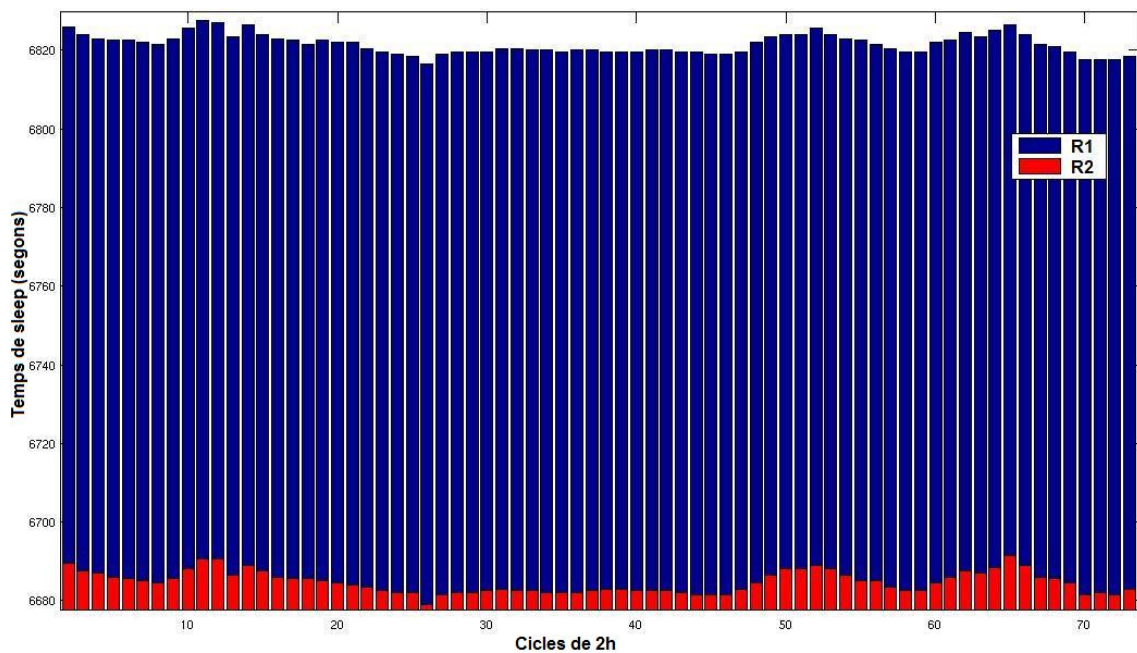


Fig. 4.18 Temps de *sleep* dels nodes encaminadors durant el període de proves de 142 h.

La figura 4.19 mostra la implementació del node encaminador sincronitzat. S'observa la implementació en circuit imprès, la caixa utilitzada i el panell solar escollit, les dimensions del qual són menors que les de la caixa, al contrari del que passa en el node no sincronitzat. S'han realitzat proves enllaçant un node

sensor amb una cadència d'enviament de dades de 2 h a un node coordinador a través del node encaminador durant un període de 18 h el dia 25 de juny. El node encaminador es va emplaçar a la terrassa de la sala 124 de l'EPSC (figura 4.19), i el node sensor i coordinador es van situar als laboratoris 125 i 123 respectivament. Les dades corresponents al node encaminador (corrent del panell, temperatura, i tensió de la bateria) s'han capturat amb el programa Telegesis Terminal i posteriorment s'han processat (figures 4.20 a 4.22). Cada vegada que el node encaminador s'activa envia dades amb una cadència de 10 segons durant 3 min 20 s, en total 20 mostres. Posteriorment el node s'adorm i es torna a activar al cap de 2 h. Els períodes d'activació estan separats a les figures per valors nuls, per tal de millorar la interpretació de les dades. Igual que pels nodes sense sincronització un increment de la radiació comporta un augment del corrent del panell, de la temperatura del node, i de la tensió a la bateria. El corrent màxim es situa entre 8 i 9 mA, proper a la I_{sc} especificada pel fabricant.



Fig. 4.19 Node encaminador sincronitzat i mecanització a la terrassa de la sala 124P de l'EPSC.

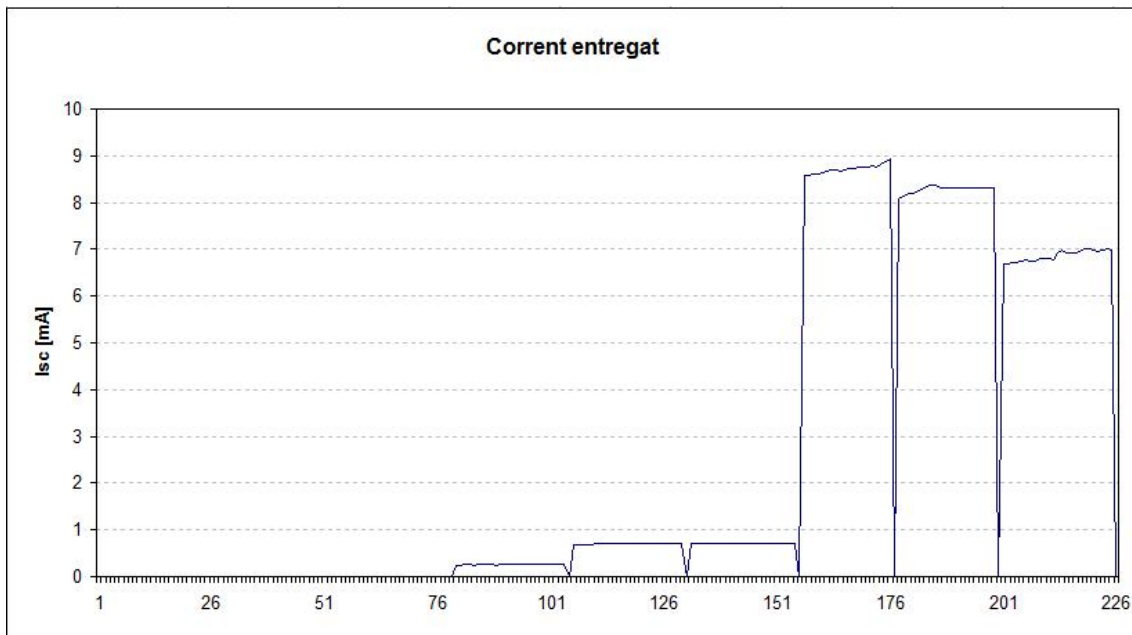


Fig. 4.20 Valors del corrent entregat pel panell al llarg de 18 hores pel node encaminador sincronitzat.

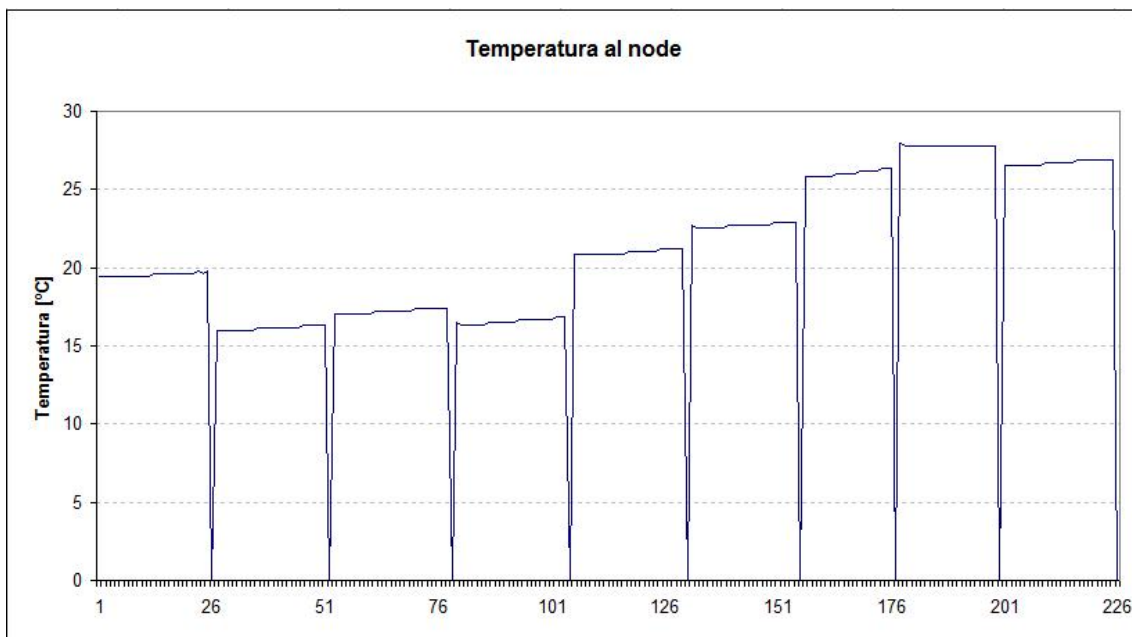


Fig. 4.21 Temperatura al node encaminador sincronitzat al llarg de 18 hores.

La figura 4.22 mostra una descarrega progressiva de la bateria quan el dispositiu està transmetent. Si s'observa la tendència de la gràfica s'observa una càrrega de la bateria al llarg del dia degut a que la càrrega generada pel panell és major a la consumida pel node.

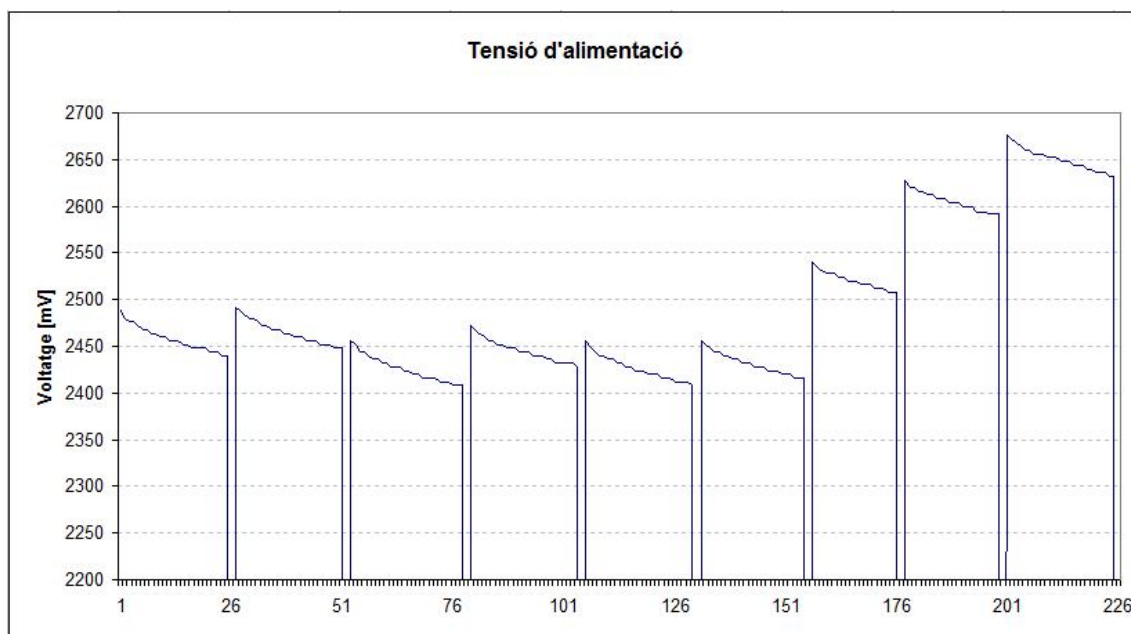


Fig. 4.22 Tensió d'alimentació al node encaminador sincronitzat al llarg de 18 hores.

CAPÍTOL 5. Conclusions

5.1 Objectius assolits

Partint del desplegament inicial realitzat en [6], s'ha millorat la comunicació entre els nodes de la xarxa, incloent dos nodes encaminadors, alimentats amb panells solars. Aquests nodes usen antenes omnidireccionals augmentant la zona de cobertura de la xarxa i permetent una ampla zona pel desplegament de nous nodes sensors sense necessitat d'incloure més nodes encaminadors. El node sensor, que mesura el nivell i la temperatura de l'estany del Campus, encara presenta problemes, en part degut a la disminució del nivell d'aigua a l'estany, no prevista al començar aquest projecte.

S'ha dissenyat i implementat un node encaminador sincronitzat amb el node sensor per tal de reduir el seu consum i, per tant, les dimensions del panell solar. Així, el node és de dimensions més reduïdes i per tant més fàcil de desplegar i ocultar (en cas de voler prevenir episodis de vandalisme). El seu consum és 24 vegades més baix respecte als nodes de funcionament continu.

Els nodes encaminadors de la xarxa i el node sincronitzat envien dades de la temperatura, el nivell de tensió d'alimentació i el corrent entregat pel panell, dades útils de cara a caracteritzar la radiació solar de la zona i el comportament de les bateries enfront la temperatura.

El node coordinador ha estat substituït per un node EAP que realitza les funcions d'interfície del protocol ZigBee al protocol TCP/IP facilitant tant el tractament de les dades del sensor com el desenvolupament d'aplicacions que permetin visualitzar aquestes a Internet. Actualment les dades provinents dels nodes de la xarxa son processades per una aplicació desenvolupada en LabVIEW que permet visualitzar-les per pantalla.

El funcionament de la xarxa s'ha validat a partir de mesures adquirides durant varis dies. El node encaminador amb sincronisme s'ha testat i validat en el laboratori, oferint l'enllaç entre un node sensor i un node coordinador.

5.2 Treball futur

Actualment es prenen mesures de temperatura i nivell de l'aigua de l'estany. En treballs futurs seria interessant incloure mesures com la conductivitat o l'acidesa de l'aigua. Actualment ja s'estan desenvolupant altres tipus de sensors que s'inclouran a la xarxa i prendran mesures com el CO₂ de l'aire o la humitat del subsòl.

El mètode de sincronisme actual obliga a la programació in situ del temps en que el dispositiu roman encès, una futura millora seria la implementació d'un codi que permeti aquest canvi de forma remota.

Com a línia futura també seria interessant desenvolupar una nova aplicació per la captura de dades que provenen dels nodes de la xarxa que permetés una gestió més acurada dels paràmetres d'aquesta i un servei web per tal de visualitzar les dades a través d'un accés a Internet.

La inclusió d'un microcontrolador extern per a les funcions de presa de mesures en el cas del node sensor i pel control de sincronisme per part del node encaminador es podria estalviar fent un ús a baix nivell del microcontrolador EM250 que integren els dispositius ETRX2 usats.

5.3 Impacte mediambiental

Com a treball emmarcat dins del projecte REAL l'impacte mediambiental és un dels punts més importants. El Campus del Baix Llobregat ofereix un entorn propici pel desenvolupament de tecnologies que ajudin a la sostenibilitat del medi. En el cas d'aquest treball es prenen mesures ambientals com el nivell i la temperatura de l'estany. Aquestes dades poden ajudar en la prevenció del desbordament de l'estany o en el control d'abocaments indeguts si s'inclogués altres tipus de sensors, com per exemple de conductivitat del nivell d'acidesa de l'aigua. Els nodes encaminadors prenen mesures de la radiació solar rebuda i de la temperatura ambient.. Una de les premisses amb la que es dissenyen els nodes és la minimització del consum i l'ús d'energies sostenibles, com els panells fotovoltaics. S'evita, en la mesura del possible, l'ús de bateries no recarregables. Les encloses pels dispositius s'han mecanitzat sense requerir una instal·lació complexa per evitar el dany a l'entorn i la ubicació dels nodes no malmet la fauna i flora del Campus. Gràcies a desplegaments com el realitzat es pot entendre millor la situació de l'entorn i prendre mesures pel control i millora de la situació ambiental.

Referències

- [1] Zigbee alliance
URL: <http://www.zigbee.org/en/index.asp>
[accés 07/08]
- [2] WirelessHART
URL: http://www.hartcomm2.org/hart_protocol/wireless_hart/wireless_hart_main.html
[accés 07/08]
- [3] ZigBee Specification Document 053474r17
URL: http://www.zigbee.org/en/spec_download/download_request.asp
[accés 07/08]
- [4] Assessing coexistence problems of IEEE 802.11b and IEEE 802.15.4 wireless networks through cross-layer measurements
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/4258011/4258012/04258508.pdf>
[accés 07/08]
- [5] Pila de protocol emberZnet
URL: http://www.ember.com/pdf/103007_ember_znetfact.pdf
[accés 07/08]
- [6] Xarxa de sensors sense fils per a la monitorització ambiental de l'estany del Campus del Baix Llobregat, PFC (EPSC-UPC), Febrer 2007.
URL: <http://hdl.handle.net/2099.1/4053>
[accés 06/08]
- [7] IEEE 802.15.4
URL: <http://standards.ieee.org/getieee802/>
[accés 07/08]
- [8] Estimating transmission range for Zigbee and proprietary short-range wireless devices in 900MHz and 2.4GHz ISM band
URL: <http://www.ednasia.com/article-19161-estimatingtransmissionrangeforzigbeeandproprietaryshortrangewirelessdevicesin900mhzand24ghzismband-Asia.html>
[accés 07/08]
- [9] ATTiny 2313 datasheet
URL: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2543.pdf
[accés 07/08]

- [10] European Comission, SoDA: Services for Professionals in Solar Energy and Radiation.
URL: http://www.soda-is.com/eng/services/meteo_eng.html
[accés 07/08]
- [11] ICL7665 Datasheet
URL: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/ICL7665.pdf>
[accés 07/08]
- [12] AD8607 Datasheet
URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8603_8607_8609.pdf
[accés 07/08]
- [13] LM94021 Datasheet
URL: <http://www.national.com/ds/LM/LM94021.pdf>
[accés 07/08]
- [14] Distribuidor Farnell
URL: <http://es.farnell.com/>
[accés 07/08]
- [15] Distribuidor Amidata S.A.
URL: www.amidata.es
[accés 07/08]
- [16] Imagecraft ICC AVR
URL: <http://www.imagecraft.com/>
[accés 07/08]
- [17] Castillo Galán Ivan / Bascones González Enrique. Realnet – Red ambiental del Campus del Baix Llobregat, TFC(EPSC-UPC). Director: José Polo, Juny 2008.
[Biblioteca ISI-LAB]
- [18] Johanson 2450AT43A100 antenna Datasheet
URL: http://www.johansontechnology.com/products/rfc/ant/JTI_Antenna-2450AT43A100_1-04.pdf
[accés 07/08]
- [19] BKR2400 datasheet
URL: http://www.telegesis.com/pdf/Zigbee/Swivel_spec.pdf
[accés 07/08]
- [20] BT-Stubby datasheet
URL: http://www.telegesis.com/pdf/Zigbee/Stubby_spec.pdf
[accés 07/08]

- [21] Avoiding Interference in the 2.4-GHz ISM Band
URL: <http://www.wirelessnetdesignline.com/60401206;jsessionid=Z01WIL4MJCSBCQSNDLQCKH0CJUNN2JVN?printableArticle=true>
[accés 07/08]
- [22] ETSI EN 300 328
URL: http://portal.etsi.org/docbox/STF/STF279_OCG_R&TTED_HarmStds/Public/STF279_072%20%20EN300%20328%20HS-RTT%20etc%20mark-up%20by%20STF.doc
[accés 07/08]
- [23] IEEE 802.11 Standard
URL: <http://standards.ieee.org/getieee802/802.11.html>
[accés 07/08]
- [24] Minimising the effect of WiFi interference in 802.15.4 wireless sensor networks
URL: http://www.inderscience.com/search/index.php?action=record&rec_id=16461&prevQuery=&ps=10&m=or
[accés 07/08]
- [25] Passmark Wireless Monitor
URL: <http://www.passmark.com/products/wirelessmonitor.htm>
[accés 07/08]
- [26] ETRX2 module Product Manual.
URL: <http://www.telegesis.com/pdf/Zigbee/TG-ETRX2-PM-001-104.pdf>
[accés 07/08]
- [27] Servei Meteorològic de Catalunya
URL: http://www.meteocat.com/mediamb_xemec/servmet/marcs/marc_dades.html
[accés 07/08]
- [28] ETRX2 module Product Manual.
URL: <http://www.telegesis.com/pdf/Zigbee/TG-ETRX2-PM-001-104.pdf>
[accés 07/08]
- [29] European Comission. European Directives
URL: http://ec.europa.eu/enterprise/electr_equipment/emc/directiv/
[accés 07/08]

Bibliografia

- Ángel Cardama y otros, Antenas, Edicions UPC, 1993.
- Constantine Balanis, Antenna Theory. Analysis and Design, John Wiley & Sons, 1997.
- Edgar H., Caldwell Jr., Wireless Sensor Networks, Auerbach, 2005.

Annexes

Annex A. Estudi de productes comercials ZigBee

Aquest annex mostra l'estudi de les solucions ZigBee que trobem al mercat, en concret es mostraran les característiques del mòduls fabricats per TexasInstruments, Jennic, Meshnetics, freescale's semiconductors (Panasonic), moteiv i Telegesis.

- Texas Instruments



Fig. A.1 CC2431 (7mm x 7mm)

Pel que fa al hardware la sèrie CC2431 de TI és probablement la més completa en quant a consum i potència del micro-controlador. A més ens presenta un sistema de localització basat en el xip transceptor de radio CC2420. El software que ens proporciona TI, SmartRF, es un software d'avaluació a nivell radio. Per a la programació del micro-controlador ens posa a disposició el *Code composer IDE*. Ambdues aplicacions són propietàries. A la taula 1.1 es mostren les principals característiques tècniques del producte.

Taula A.1. Característiques del CC2430 i CC2431

Parametres	C2430/CC2431	Unitats
Banda freqüencial	2,400 – 2,4853	GHz
Voltatge d'alimentació	2,0-3,6	Volt
Rang de temperatura suportat	-40/+85	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	0,5	µA
Corrent consumit, RX	27	mA
Corrent consumit, TX	27	mA
Memòria Flash	128	kB
Transceptor (Chipcon CC2420)		
Potència màxima de transmissió	0	dBm
Potència del segon harmònic	-50,7	dBm
Potència del tercer harmònic	-55,8	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-92	dBm
Rebuig al canal adjacent	35,5	dB

Rebuig al canal alternat	54	dB
Corrent consumit, RX	19	mA
Corrent consumit, TX	19	mA
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	-	µA
Micro-controlador (TI 8051 optimitzat)		
RAM	8	kB
EEPROM	4	kB
Freqüència màxima del µC	32	MHz
USARTs	2	
Canals Analògic - Digital (ADC)	8	
Resolució del ADC	Es pot configurar	Bits

- Jennic

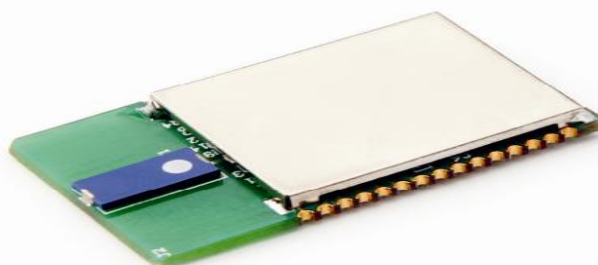


Fig. A.2 JN5121 (18mm x 30mm)

Els dispositius de Jennic aposten per un sacrifici de la potència consumida a favor de micro-controladors més potents. Pel que fa al software proporcionen un paquet propietari amb una interfaç de programació (API, *Application Programming Interface*) que inclou un compilador de llenguatge C pel micro-controlador i un conjunt d'aplicacions per accedir a la pila de protocols ZigBee del dispositiu i per personalitzar la capa d'aplicació que l'estàndard deixa oberta.

Taula A.2. Característiques del JN5139 i JN5121

Paràmetres	JN5139	JN5121	Unitats
Banda freqüencial	2,4 – 2,5	2,4 – 2,5	GHz
Voltatge d'alimentació	2,7 - 3,6	2,7 - 3,6	Volt
Rang de temperatura suportat	-20/+70	-20/+70	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	2	14	µA
Corrent consumit, RX	39	45	mA
Corrent consumit, TX	39	50	mA
Memòria Flash	128	128	kB
Transceptor			
Potència màxima de transmissió	3	0	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-97	-90	dBm

Micro-controlador			
RAM	96	96	kB
ROM	192	64	kB
Freqüència màxima del μC	16	16	MHz
USARTs	2	2	
Canals Analògic - Digital (ADC)	4	4	
Resolució del ADC	12	12	Bits
Canals Digital - Analògic (DAC)	2	2	
Resolució del DAC	11	11	Bits

- Meshnetics ZigBit



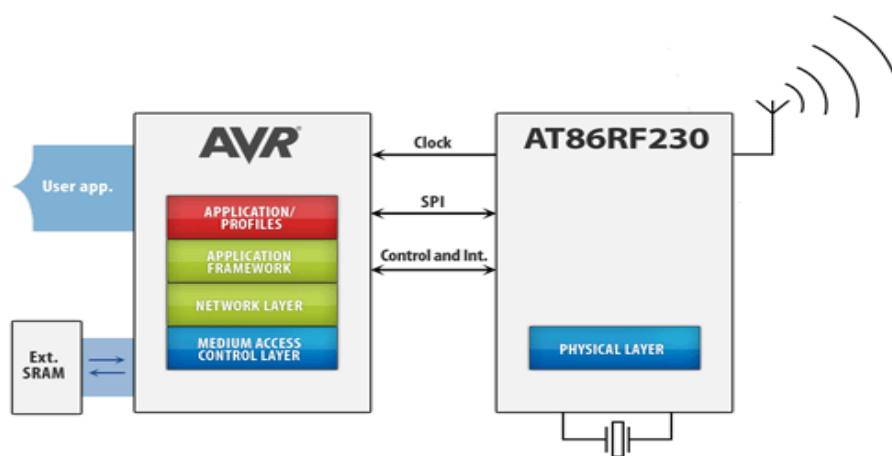
Fig. A.3 ZigBit versió d'antena dual (18,8mm x 13,5mm)

Meshnetics ens ofereix ZigBit com un mòdul basat en la robustesa dels dos dispositius Atmel™ que integra. També ens posa a la nostra disposició una API, eZeeNet, des de la qual podem controlar certs aspectes de la configuració dels mòduls sense necessitat de programar directament el micro-controlador. Es poden configurar els mòduls a través de comandes AT, grup de comandes simples enviades via sèrie per tal d'efectuar canvis en els valors dels registres d'aquests.

Taula A.3. Característiques del xip ZigBit

Paràmetres	ZigBit	Unitats
Banda freqüencial	2,400 – 2,483	GHz
Voltatge d'alimentació	1,8 – 3,75	Volt
Rang de temperatura suportat	-40/+85	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	6	μA
Corrent consumit, RX	19	mA
Corrent consumit, TX	18	mA
Memòria Flash	128	kB
Transceptor Atmel AT86RF230		
Potència màxima de transmissió	3	dBm
Potència del segon harmònic	-28	dBm
Potència del tercer harmònic	-26	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-101	dBm

Rebuig al canal adjacent	27	dB
Rebuig al canal alternat	53	dB
Corrent consumit, RX	16	mA
Corrent consumit, TX	17	mA
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	0.1	µA
Micro-controlador Atmel ATmega1281⁸		
RAM	8	kB
EEPROM	4	kB
Freqüència màxima del µC	8	MHz
USARTs	2	
Canals Analògic - Digital (ADC)	8	
Resolució del ADC	10	bits



Device	Flash	EEPROM	RAM	Pins I/O	USART	ADC
ATmega640	64KB	4KB	8KB	86	4	16
ATmega1280	128KB	4KB	8KB	86	4	16
ATmega1281	128KB	4KB	8KB	54	2	8
ATmega2560	256KB	4KB	8KB	86	4	16
ATmega2561	256KB	4KB	8KB	54	2	8

⁸ Encara que ZigBit ens presenta el seu mòdul integrat amb el microcontrolador ATmega 1281 existeix un ampli ventall de microcontroladors compatibles amb el transceptor radio AT86RF230.

- freescale semiconductors (Panasonic)

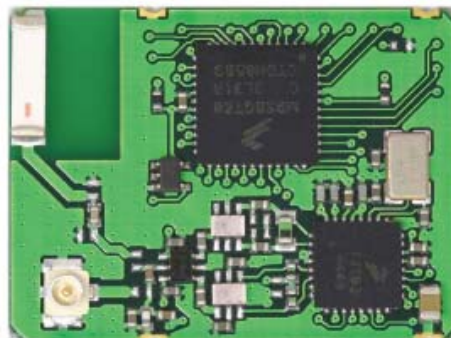
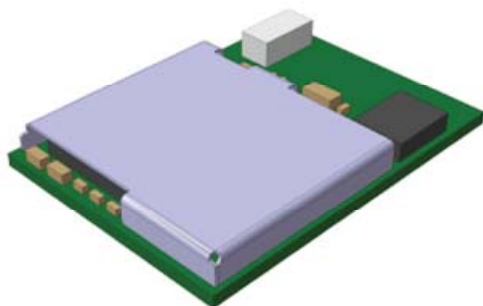


Fig. A.4 PAN4555 (12,2mm x 16,4mm) i PAN4551 (20mm x 26,5mm)

El fabricant ofereix un bon compromís entre potència de micro-controlador i consum del mòdul. Podem observar entre els dos models oferts una important millora de les característiques del segon mòdul de la sèrie respecte el primer. També resulta interessant la inclusió del port BDM per a la descarrega directa de programació. Pel que fa al software disposen d'un entorn de programació propietari anomenat Metrowerks™ CodeWarrior IDE.

Taula A.4. Característiques del PAN4555 i PAN4551

Paràmetres	PAN4555	PAN4551	Unitats
Banda freqüencial	2,405 - 2480	2,405 - 2,480	GHz
Voltatge d'alimentació	2 – 3,4	2,1 – 3,4	Volt
Rang de temperatura suportat	-40/+85	-40/+85	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	1	4	µA
Corrent consumit, RX	37	38	mA
Corrent consumit, TX	30	31	mA
Memòria Flash	60	60	kB
Transceptor	MC13214	MC13193	
Potència màxima de transmissió	3	3	dBm
Potència del segon harmònic	-43	-42	dBm
Potència del tercer harmònic	-45	-44	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-92	-98	dBm
Rebuig al canal adjacent	34	23	dBr
Rebuig al canal alternat	44	35	dBr
Micro-controlador	HCS08	MC9S08GT60	
RAM	4	4	kB
Freqüència màxima del µC	16	16	MHz
USARTs	2	2	
Canals Analògic - Digital (ADC)	8	5	
Resolució del ADC	10	10	Bits

- moteiv

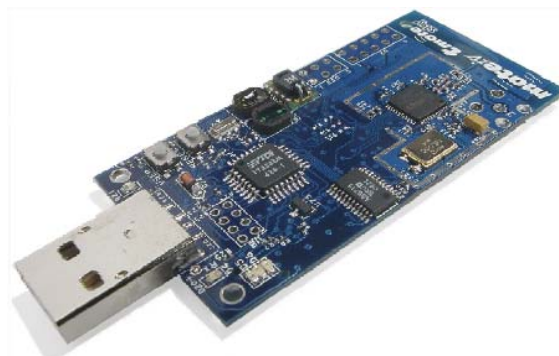


Fig. A.5 Tmote sky (80,3402 mm x 32,1818 mm)

moteiv ens presenta dos dispositius ZigBee, una solució amb sensors ja assemblejats anomenada Tmote Sky i una altra consistent només amb el mòdul transceptor radio i el micro-controlador, Tmote Mini. Tots dos dispositius suporten programació sota TinyOS, plataforma lliure, i moteiv posa a disposició el Moteiv's TinyOS software que proporciona un sistema complet per a desenvolupar aplicacions per a xarxes de sensors sense fils.

Taula A.5. Característiques del Tmote sky

Paràmetres	Tmote Sky	Unitats
Banda freqüencial	2,400 - 2,483	GHz
Voltatge d'alimentació	2,1 - 3,6	Volt
Rang de temperatura suportat	-40/+85	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	5.1	µA
Corrent consumit, RX	21,8	mA
Corrent consumit, TX	19,5	mA
Memòria Flash	48	kB
Transceptor Texas Instruments Chipcon CC2420		
Potència màxima de transmissió	0	dBm
Potència del segon harmònic	-50,7	dBm
Potència del tercer harmònic	-55,8	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-92	dBm
Rebuig al canal adjacent	35,5	dB
Rebuig al canal alternat	54	dB
Micro-controlador Texas Instruments MSP430 F1611		
RAM	10	kB
EEPROM (memòria externa ST Micro M25P80)	1024	kB
Freqüència màxima del µC	8	MHz
USARTs	2	
Canals Analògic - Digital (ADC)	8	
Resolució del ADC	12	bits
Canals Digital - Analògic (DAC)	2	
Resolució del DAC	12	bits



Fig. A.6 Tmote Mini (25,4mm x 20mm) i Mini Plus* (32mm x 20mm)

*Tmote Mini Plus té les mateixes especificacions que Tmote mini, però també inclou un amplificador de potència que incrementa la màxima potència de transmissió de 0dBm a 20dBm.

Taula A.6. Característiques del Tmote Mini

Paràmetres	Tmote Mini	Unitats
Banda freqüencial	2,400 - 2,483	GHz
Voltatge d'alimentació	2,1 - 3,6	Volt
Rang de temperatura suportat	-40/+85	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	1	µA
Corrent consumit (mode actiu sense transmissió)	2	mA
Corrent consumit, RX	19	mA
Corrent consumit, TX	19	mA
Memòria Flash	48	kB
Transceptor Texas Instruments Chipcon CC2420		
Potència màxima de transmissió	0	dBm
Potència del segon harmònic	-50,7	dBm
Potència del tercer harmònic	-55,8	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-92	dBm
Rebuig al canal adjacent	35,5	dB
Rebuig al canal alternat	54	dB
Micro-controlador Texas Instruments MSP430		
RAM	10	kB
EEPROM (memòria externa ST Micro M25P80)	1024	kB
Freqüència màxima del µC	8	MHz
USARTs	2	
Canals Analògic - Digital (ADC)	8	
Resolució del ADC	12	bits
Canals Digital - Analògic (DAC)	2	
Resolució del DAC	12	bits

- Telegesis



Fig. A.7 ETRX2 (37,75mm x 20,5mm)

La solució Telegesis ETRX2 és la usada en el desplegament ja existent. Aquest mòdul ja ve assemblet en un circuit optimitzat per a connexions RF de 50Ω que fa de ell un disseny fàcil d'implantar. Pel desenvolupament d'aplicacions específiques es disposa de l'entorn de programació de Ember a més d'una aplicació sèrie proporcionada per Telegesis, Telegesis Terminal, amb la que es poden configurar els registres del mòdul a través de comandes AT. Per implantar diferents funcionalitats que ja estan implantades en la pila proporcionada per Telegesis.

Taula A.7. Característiques del ETRX2

Paràmetres	TG ETRX2 PM 01	Unit
Banda freqüencial	2,4 - 2,5	GHz
Voltatge d'alimentació	2,1-3,6	Volt
Rang de temperatura suportat	-40/+85	°C
Corrent consumit (mode <i>Sleep</i>)	1,5	µA
Corrent consumit, RX	35,5	mA
Corrent consumit, TX	35,5	mA
Memòria Flash	128	kB
Transceptor (Ember EM250)		
Potència màxima de transmissió	3	dBm
Potència del segon harmònic	-55	dBm
Potència del tercer harmònic	-55	dBm
Sensibilitat (PER 1%)	-96	dBm
Rebuig al canal adjacent	35	dB
Rebuig al canal alternat	40	dB
Micro-controlador (Cambridge Consultants XAP2b CPU)		
RAM	5	kB
EEPROM	Simulada	
Freqüència màxima del µC	12	MHz
UART	1	
Canals Analògic - Digital (ADC)	3	Sigma delta
Resolució del ADC	12	bits

Annex B. Taula descriptiva de comandes i registres de l'ETRX2

A continuació s'expliquen algunes de les comandes AT més habituals, taula B.1, i una breu descripció dels registres principals i les seves característiques, taula B.2.

Taula B.1. Comandes AT de la pila emberZnet

Comanda	Descripció
"ATSXX?"	Amb aquesta comanda podem consultar el valor del registre XX. Sent XX la referència del registre.
"ATSXX=<valor>"	Donem valor al registre XX. El valor és un número hexadecimal de 16 bits.
"ATSREMXX:<EUI64>?"	Permet consultar el registre XX de forma remota indicant l'adreça de xarxa del dispositiu. L'adreça definida pel IEEE 802.15.4 ve donada per una xifra de 64bits en hexadecimal anomenada EUI64.
"ATSREMXX:<EUI64>=<valor>"	Permet donar valor al registre XX de forma remota al dispositiu indicat.
"AT+EN"	Estableix una PAN sota els paràmetres definits als registres del mòdul. El dispositiu esdevé el coordinador de la xarxa i només pot executar aquesta comanda un FFD.
"AT+JN"	El dispositiu s'unirà a la primera PAN disponible que trobi.
"AT+JPAN"	Uneix el mòdul que l'executa a una PAN específica.
"AT+N?"	Mostra els paràmetres de la PAN de la que forma part el dispositiu. En concret mostra el identificador de la PAN, el canal de comunicació, la potència de transmissió i una relació de cada node que forma part de la xarxa i la seva funcionalitat.
"AT+SN"	Busca a la xarxa altres nodes i mostra la seva funció desempaesa dins d'aquesta.
"AT+REMSN:<EUI64>"	Cerca els nodes veïns del dispositiu amb l'adreça especificada. Entenem com a node veí aquell que té comunicació directe. Aquesta comanda és útil per fer-se una idea de la topologia de la xarxa.
"AT+LINKCHECK:<EUI64>"	Retorna el nivell de potència i un índex de qualitat de l'enllaç (en anglès <i>Link Quality Index</i>) amb un node veí.
"AT+BCAST:xx,<dades>"	Permet enviar dades a tots els nodes a xx nodes de distància del node transmissor.
"AT+UCAST:<EUI64>,<dades>"	Permet enviar un paquet de dades al node del que especifiquem l'adreça.
"AT+SCAST"	Permet enviar un paquet de dades a un node en concret de la xarxa, anomenat <i>sink</i> , dipositari de

	tots els paquets de dades. Un node pot ser definit <i>sink</i> o magatzem de dades a través dels seus registres i només pot haver un dispositiu a la xarxa amb aquesta funcionalitat.
--	---

Taula B.2. Registres de la pila emberZnet

Registre	Descripció
S00 Mascara de canals	Aquesta mascara de 16 bits s'aplica als canals disponibles en Zigbee que van del 11 al 26 (recordem figura 1.2).
S01 Identificador de xarxa preferit	Indica el nom de la xarxa a la que el node intentarà unir-se. Pot prendre valors de 0000 a FFFF però el valor FFFF es reserva per la generació de identificador de xarxa aleatori. Si es deixa el valor FFFF a aquest registre el node intentarà unir-se a qualsevol PAN tingui el identificador que tingui.
S03 Clau d'encryptació	Clau per a la codificació, és tracta de una encryptació AES (<i>Advanced Encryption Standard</i> , estàndard d'encryptació avançat) de 128 bits.
S06 Funcions principals	Defineix el comportament del dispositiu principalment la seva funció dins la PAN i la forma d'unir-se a aquesta.
S09 Contrasenya	Contrasenya amb la que es protegeixen certs registres del node local. Es tracta d'una clau de 8 caràcters.
S0B Configuració UART	Defineix les opcions de la comunicació sèrie amb el dispositiu, tals com la velocitat de transmissió la longitud de les trames, etc.
S0D Direcció del ports E/S	Ens expressa la direcció de les dades dels ports d'entrada i sortida, definint per a cada un si es tracta d'un port d'entrada o de sortida.
S0F Buffer de sortida dels ports E/S	Si el port és definit com a sortida aquest registre es el que marca el nivell lògic d'aquest.
S11 Buffer d'entrada dels ports E/S	Representa els nivells lògics dels ports d'entrada.
S12 – S14 Ports analògic-digital	Aquests registres representen les lectures dels ports analògic-digital 1, 2 i 3 respectivament. Valor hexadecimal en mV tenint com a referència terra.
S15, S16 Funció immediata a la interrupció 0	Accions que es duen a terme al rebre la interrupció 0 i 1 respectivament. Es pot programar qualsevol de les 58 funcions disponibles en la pila emberZnet.
S17 – S28 Comptadors i funcions del comptadors	Aquests registres agrupats de dos en dos defineixen el comportament del temporitzador, el primer d'ells defineix el període del comptador i l'altre la funció a realitzar.
S29 Mode de consum	Indica el mode de consum del dispositiu. Hi ha quatre modes de consum definibles segons les parts que es volen mantenir engegades i el tipus de dispositiu, FFD o RFD. Els diferents estats de consum es poden observar a la taula 2.x

S2A Mode de consum inicial	Mode de consum al engegar i reiniciar el dispositiu.
----------------------------------	--

Per una descripció més acurada sobre les comandes disponibles en la pila proporcionada en els mòduls de Telegesis es pot referir a [26,28].

Annex C. Full d'especificacions principals de l'ATtiny2313

Features

- Utilizes the AVR[®] RISC Architecture
- AVR – High-performance and Low-power RISC Architecture
 - 120 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 20 MIPS Throughput at 20 MHz
- Data and Non-volatile Program and Data Memories
 - 2K Bytes of In-System Self Programmable Flash
Endurance 10,000 Write/Erase Cycles
 - 128 Bytes In-System Programmable EEPROM
Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
 - 128 Bytes Internal SRAM
 - Programming Lock for Flash Program and EEPROM Data Security
- Peripheral Features
 - One 8-bit Timer/Counter with Separate Prescaler and Compare Mode
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare and Capture Modes
 - Four PWM Channels
 - On-chip Analog Comparator
 - Programmable Watchdog Timer with On-chip Oscillator
 - USI – Universal Serial Interface
 - Full Duplex USART
- Special Microcontroller Features
 - debugWIRE On-chip Debugging
 - In-System Programmable via SPI Port
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Low-power Idle, Power-down, and Standby Modes
 - Enhanced Power-on Reset Circuit
 - Programmable Brown-out Detection Circuit
 - Internal Calibrated Oscillator
- I/O and Packages
 - 18 Programmable I/O Lines
 - 20-pin PDIP, 20-pin SOIC, 20-pad QFN/MLF
- Operating Voltages
 - 1.8 - 5.5V (ATtiny2313V)
 - 2.7 - 5.5V (ATtiny2313)
- Speed Grades
 - ATtiny2313V: 0 - 4 MHz @ 1.8 - 5.5V, 0 - 10 MHz @ 2.7 - 5.5V
 - ATtiny2313: 0 - 10 MHz @ 2.7 - 5.5V, 0 - 20 MHz @ 4.5 - 5.5V
- Typical Power Consumption
 - Active Mode
 - 1 MHz, 1.8V: 230 μ A
 - 32 kHz, 1.8V: 20 μ A (including oscillator)
 - Power-down Mode
 - < 0.1 μ A at 1.8V



8-bit AVR[®]
Microcontroller
with 2K Bytes
In-System
Programmable
Flash

ATtiny2313/V

Preliminary



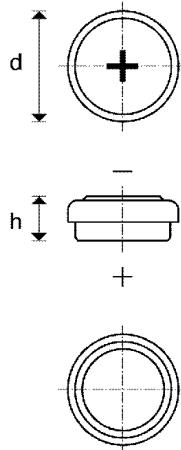
Annex D. Full d'especificacions principals de la bateria V250H



V 250 H

Ni-MH

Data Sheet



Type Number:	55625
System:	Nickel Metal Hydride / KOH Electrolyte
UL Recognition:	MH 13654 (N)
Nominal Voltage [V]:	1,2
Typical Capacity C [mAh]:	250
Nominal Capacity C [mAh]:	240
at 0.2 CA / 1.00 V	
Weight, approx [g]:	10
Coding:	Manufacturing 5 digit code (123 = day/4 = year/5 = vers)
Temperature Ranges [°C]:	min. max.
Storage:	-40 65
Discharge:	-20 65
Charge:	0 65
Dimensions [mm]:	min. max.
Diameter [d]:	24,95 25,1
Height [h]:	6,1 6,7
Charging Method:	
Normal Charging:	24 mA for 14-16 h
Accelerated Charging (20 °C): ..	48 mA for 7-8 h
Fast Charging :	120 mA for 3 h *
Trickle Charging :	7,2 mA
Overcharge (20 °C):	24 mA continuous 48 mA 1 year
Charge Retention [%] at 20 °C:	90
Capacity available after 1 month storage at 20 °C	
Internal Resistance [Ohm]:	0,46
at charged cells, 20 °C, DC: 0.2 CA/2 CA, (IEC 285)	
Impedance [Ohm]:	0,07
at charged cells, 20 °C, AC: 1 kHz, (IEC 285)	
Typical Capacities [mAh]:	
at 1 CA / 0.90 V	150
at 2 CA / 0.90 V	74
Max. Discharge Current (cont.) [mA]:	480
Life Expectancy (typical):	
IEC Cycle:	1000 Cycles
Trickle Charge:	up to 6 years (20 °C)
Trickle Charge:	up to 3 years (45 °C)

* for fully discharged cells, 20 °C

Annex E. Full d'especificacions principals del panell fotovoltaic Ixys XOB17- 04x3

Part Num: XOB17-04x3

Description: IXOLAR™ High Efficiency Solar Bits

Status: Active Part

Parameter	XOB17-04x3
L, (mm)	22
W, (mm)	7
H, (mm)	1.4
Open Circuit Voltage, (V)	1.89
Short Circuit Current, (mA)	12.6
Typ. Voltage @ Pmpp, (V)	1.53
Typ. Current @ Pmpp, (mA)	11.7

Annex F. Full d'especificacions principals de l'ICL7665

19-0001; Rev 2; 8/97

Microprocessor Voltage Monitor with Dual Over/Undervoltage Detection

General Description

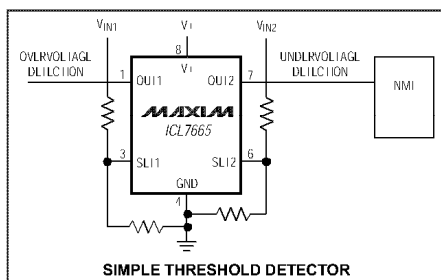
The ICL7665 warns microprocessors (μ Ps) of overvoltage and undervoltage conditions. It draws a typical operating current of only 3μ A. The trip points and hysteresis of the two voltage detectors are individually programmed via external resistors to any voltage greater than 1.3V. The ICL7665 will operate from any supply voltage in the 1.6V to 16V range, while monitoring voltages from 1.3V to several hundred volts. The Maxim ICL7665A is an improved version with a 2%-accurate VSET1 threshold and guaranteed performance over temperature.

The 3μ A quiescent current of the ICL7665 makes it ideal for voltage monitoring in battery-powered systems. In both battery- and line-powered systems, the unique combination of a reference, two comparators, and hysteresis outputs reduces the size and component count of many circuits.

Applications

- μ P Voltage Monitoring
- Low-Battery Detection
- Power-Fail and Brownout Detection
- Battery Backup Switching
- Power-Supply Fault Monitoring
- Over/Undervoltage Protection
- High/Low Temperature, Pressure, Voltage Alarms

Typical Operating Circuit



Features

- ♦ μ P Over/Undervoltage Warning
- ♦ Improved Second Source
- ♦ Dual Comparator with Precision Internal Reference
- ♦ 3μ A Operating Current
- ♦ 2% Threshold Accuracy (ICL7665A)
- ♦ 1.6V to 16V Supply Voltage Range
- ♦ On-Board Hysteresis Outputs
- ♦ Externally Programmable Trip Points
- ♦ Monolithic, Low-Power CMOS Design

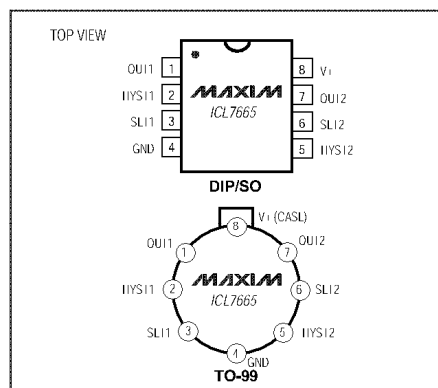
ICL7665

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
ICL7665CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
ICL7665ACPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
ICL7665BCPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
ICL7665CSA	0°C to +70°C	8 SO
ICL7665ACSA	0°C to +70°C	8 SO
ICL7665BCSA	0°C to +70°C	8 SO
ICL7665CJA	0°C to +70°C	8 CERDIP
ICL7665ACJA	0°C to +70°C	8 CERDIP
ICL7665BCJA	0°C to +70°C	8 CERDIP

Ordering information continued on last page.

Pin Configurations



Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

Microprocessor Voltage Monitor with Dual Over/Undervoltage Detection

ICL7665

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (Note 1)	-0.3V to +18V	Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)	
Output Voltages OUT1 and OUT2 (with respect to GND) (Note 1)	-0.3V to +18V	Plastic DIP (derate 9.09mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)	727mW
Output Voltages HYST1 and HYST2 (with respect to V+) (Note 1)	+0.3V to -18V	SO (derate 5.88mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)	471mW
Input Voltages SET1 and SET2 (Note 1)	(GND - 0.3V) to (V+ + 0.3V)	CERDIP (derate 8.00mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)	640mW
Maximum Sink Output Current OUT1 and OUT2	25mA	TO-99 (derate 6.67mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)	533mW
Maximum Source Output Current HYST1 and HYST2	25mA	Operating Temperature Ranges	
		ICL7665C	0 $^\circ\text{C}$ to +70 $^\circ\text{C}$
		ICL7665L	-20 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$
		ICL7665E	40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$
		Storage Temperature Range	-65 $^\circ\text{C}$ to +160 $^\circ\text{C}$
		Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300 $^\circ\text{C}$

Note 1: Due to the SCR structure inherent in the CMOS process used to fabricate these devices, connecting any terminal to voltages greater than (V+ + 0.3V) or less than (GND - 0.3V) may cause destructive latchup. For this reason, we recommend that inputs from external sources that are not operating from the same power supply **not** be applied to the device before its supply is established, and that in multiple supply systems, the supply to the ICL7665 be turned on first. If this is not possible, currents into inputs and/or outputs must be limited to $\pm 0.5\text{mA}$ and voltages must not exceed those defined above.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V+ = 5V, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage	V+	ICL7665	$T_A = +25^\circ\text{C}$	1.6		16	V
			$T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MIN}	1.8		16	
		ICL7665A	$T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MIN}	2.0		16	
			$T_A = +25^\circ\text{C}$	1.6		10	
ICL7665B	$T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MIN}	1.8		10			
	Supply Current	I+	GND \leq V _{SL11} , V _{SL12} \leq V+, all outputs open circuit	ICL7665, $T_A = +25^\circ\text{C}$; ICL7665A, $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX}	V+ = 2V	2.5	10
V+ = 9V					2.6	10	
ICL7665B, $T_A = +25^\circ\text{C}$				V+ = 15V	2.9	15	
				V+ = 2V	2.5	10	
V+ = 9V				2.6	10		
				Input Trip Voltage	V _{SL1}	ICL7665, ICL7665B, $T_A = +25^\circ\text{C}$	V _{SL11}
V _{SL12}	1.200	1.300	1.400				
ICL7665A, $T_A = +25^\circ\text{C}$	V _{SL11}	1.275	1.300			1.325	
	V _{SL12}	1.225	1.300			1.375	
ICL7665A, $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX}	V _{SL11}	1.250	1.300			1.350	
	V _{SL12}	1.215	1.300			1.385	
V _{SL1} Tempco				100		ppm/ $^\circ\text{C}$	
Supply Voltage Sensitivity of V _{SL11} , V _{SL12}		R _{OU11} , R _{OU12} , R _{IYS11} , R _{IYS12} = 1M Ω		0.004		%/V	

Annex G. Full d'especificacions principals de l'AD8607



Precision Micropower, Low Noise CMOS
Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers

AD8603/AD8607/AD8609

FEATURES

Low offset voltage: 50 μ V max
Low input bias current: 1 pA max
Single-supply operation: 1.8 V to 5 V
Low noise: 22 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Micropower: 50 μ A max
Low distortion
No phase reversal
Unity gain stable

APPLICATIONS

Battery-powered instrumentation
Multipole filters
Sensors
Low power ASIC input or output amplifiers

GENERAL DESCRIPTION

The AD8603/AD8607/AD8609 are single/dual/quad micro-power rail-to-rail input and output amplifiers, respectively, that feature very low offset voltage as well as low input voltage and current noise.

These amplifiers use a patented trimming technique that achieves superior precision without laser trimming. The parts are fully specified to operate from 1.8 V to 5.0 V single supply or from ± 0.9 V to ± 2.5 V dual supply. The combination of low offsets, low noise, very low input bias currents, and low power consumption make the AD8603/AD8607/AD8609 especially useful in portable and loop-powered instrumentation.

The ability to swing rail-to-rail at both the input and output enables designers to buffer CMOS ADCs, DACs, ASICs, and other wide output swing devices in low power, single-supply systems.

The AD8603 is available in a tiny 5-lead TSOT-23 package. The AD8607 is available in 8-lead MSOP and 8-lead SOIC packages. The AD8609 is available in 14-lead TSSOP and 14-lead SOIC packages.

PIN CONFIGURATIONS

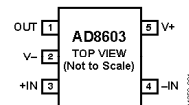


Figure 1. 5-Lead TSOT-23 (UJ Suffix)



Figure 2. 8-Lead MSOP (RM Suffix)



Figure 3. 8-Lead SOIC_N (R Suffix)

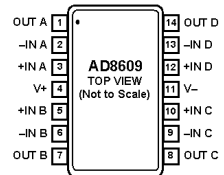


Figure 4. 14-Lead TSSOP (RU Suffix)

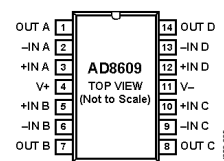


Figure 5. 14-Lead SOIC_N (R Suffix)

Rev. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781.329.4700 www.analog.com
 Fax: 781.461.3113 © 2005 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

AD8603/AD8607/AD8609

SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics @ $V_S = 5\text{ V}$, $V_{CM} = V_S/2$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
INPUT CHARACTERISTICS							
Offset Voltage	V_{OS}	$V_S = 3.3\text{ V}$ @ $V_{CM} = 0.5\text{ V}$ and 2.8 V		12	50	μV	
		$-0.3\text{ V} < V_{CM} < +5.2\text{ V}$		40	300	μV	
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$, $-0.3\text{ V} < V_{CM} < +5.2\text{ V}$				700	μV
Offset Voltage Drift	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		1	4.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Input Bias Current	I_B	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		0.2	1	pA	
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$				50	pA
Input Offset Current	I_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$				500	pA
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.1	0.5		pA
Input Voltage Range	IVR	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$				250	pA
				-0.3		+5.2	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$0\text{ V} < V_{CM} < 5\text{ V}$		85	100	dB	
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		80			dB
Large Signal Voltage Gain	A_{VD}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $0.5\text{ V} < V_O < 4.5\text{ V}$		400	1000	V/mV	
				250	450		V/mV
Input Capacitance	C_{DIFF} C_{CM}					1.9	pF
						2.5	pF
OUTPUT CHARACTERISTICS							
Output Voltage High	V_{OH}	$I_L = 1\text{ mA}$	4.95	4.97		V	
		-40°C to $+125^\circ\text{C}$	4.9			V	
		$I_L = 10\text{ mA}$	4.65	4.97		V	
		-40°C to $+125^\circ\text{C}$	4.50			V	
Output Voltage Low	V_{OL}	$I_L = 1\text{ mA}$		16	30	mV	
		-40°C to $+125^\circ\text{C}$			50	mV	
		$I_L = 10\text{ mA}$		160	250	mV	
		-40°C to $+125^\circ\text{C}$			330	mV	
Output Current	I_{OUT}			± 80		mA	
Closed-Loop Output Impedance	Z_{OUT}	$f = 10\text{ kHz}$, $A_V = 1$		36		Ω	
POWER SUPPLY							
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$1.8\text{ V} < V_S < 5\text{ V}$	80	100		dB	
Supply Current/Amplifier	I_{SY}	$V_O = 0\text{ V}$		40	50	μA	
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$			60	μA	
DYNAMIC PERFORMANCE							
Slew Rate	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		0.1		$\text{V}/\mu\text{s}$	
Settling Time 0.1%	t_S	$G = \pm 1$, 2 V Step		23		μs	
Gain Bandwidth Product	GBP	$R_L = 100\text{ k}\Omega$		400		kHz	
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$		316		kHz	
Phase Margin	ϕ_O	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$		70		Degrees	
NOISE PERFORMANCE							
Peak-to-Peak Noise	$e_{n,PP}$	0.1 Hz to 10 Hz		2.3	3.5	μV	
Voltage Noise Density	e_n	$f = 1\text{ kHz}$		25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f = 10\text{ kHz}$		22		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
Current Noise Density	i_n	$f = 1\text{ kHz}$		0.05		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
Channel Separation	C_S	$f = 10\text{ kHz}$		-115		dB	
		$f = 100\text{ kHz}$		-110		dB	

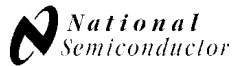
AD8603/AD8607/AD8609

Electrical Characteristics @ $V_S = 1.8\text{ V}$, $V_{CM} = V_S/2$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage	V_{OS}	$V_S = 3.3\text{ V}$ @ $V_{CM} = 0.5\text{ V}$ and 2.8 V $-0.3\text{ V} < V_{CM} < +1.8\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$, $-0.3\text{ V} < V_{CM} < +1.8\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$, $-0.3\text{ V} < V_{CM} < +1.7\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		12 40	50 300 500 700	μV μV μV μV
Offset Voltage Drift	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		1	4.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	I_B	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.2	1	pA pA pA
Input Offset Current	I_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.1	0.5	pA pA pA
Input Voltage Range	IVR		-0.3		+1.8	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$0\text{ V} < V_{CM} < 1.8\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	80	98		dB dB
Large Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $0.5\text{ V} < V_O < 4.5\text{ V}$		150	3000	V/mV
AD8603				100	2000	V/mV
AD8607/AD8609						
Input Capacitance	C_{DIFF} C_{CM}			2.1	3.8	pF pF
OUTPUT CHARACTERISTICS						
Output Voltage High	V_{OH}	$I_L = 1\text{ mA}$ -40°C to $+125^\circ\text{C}$	1.65 1.6	1.72		V V
Output Voltage Low	V_{OL}	$I_L = 1\text{ mA}$ -40°C to $+125^\circ\text{C}$		38	60 80	mV mV
Output Current	I_{OUT}			± 7		mA
Closed-Loop Output Impedance	Z_{OUT}	$f = 10\text{ kHz}$, $A_V = 1$		36		Ω
POWER SUPPLY						
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$1.8\text{ V} < V_S < 5\text{ V}$ $V_O = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	80	100		dB
Supply Current/Amplifier	I_{SY}			40	50 60	μA μA
DYNAMIC PERFORMANCE						
Slew Rate	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		0.1		V/ μs
Settling Time 0.1%	t_S	$G = \pm 1$, 1 V Step		9.2		μs
Gain Bandwidth Product	GBP	$R_L = 100\text{ k}\Omega$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$		385		kHz kHz
Phase Margin	ϕ_O	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$		70		Degrees
NOISE PERFORMANCE						
Peak-to-Peak Noise	$e_{n\text{-PP}}$	0.1 Hz to 10 Hz		2.3	3.5	μV
Voltage Noise Density	e_n	$f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$		25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Current Noise Density	i_n	$f = 1\text{ kHz}$		0.05		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation	C_S	$f = 10\text{ kHz}$ $f = 100\text{ kHz}$		-115		dB dB

Annex H. Full d'especificacions principals del LM94021



February 2005

LM94021 Multi-Gain Analog Temperature Sensor

General Description

The LM94021 is a precision analog output CMOS integrated-circuit temperature sensor that operates at a supply voltage as low as 1.5V. While operating over the wide temperature range of -50°C to $+150^{\circ}\text{C}$, the LM94021 delivers an output voltage that is inversely proportional to measured temperature. The LM94021's low supply current makes it ideal for battery-powered systems as well as general temperature sensing applications.

Two logic inputs, Gain Select 1 (GS1) and Gain Select 0 (GS0), select the gain of the temperature-to-voltage output transfer function. Four slopes are selectable: $-5.5\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, $-8.2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, $-10.9\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, and $-13.6\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. In the lowest gain configuration (GS1 and GS0 both tied low), the LM94021 can operate with a 1.5V supply while measuring temperature over the full -50°C to $+150^{\circ}\text{C}$ operating range. Tying both inputs high causes the transfer function to have the largest gain of $-13.6\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ for maximum temperature sensitivity. The gain-select inputs can be tied directly to V_{DD} or Ground without any pull-up or pull-down resistors, reducing component count and board area. These inputs can also be driven by logic signals allowing the system to optimize the gain during operation or system diagnostics.

Applications

- Cell phones
- Wireless Transceivers
- Battery Management
- Automotive

- Disk Drives
- Games
- Appliances

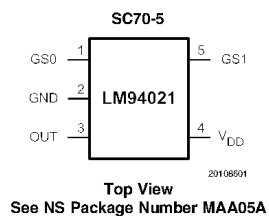
Features

- Low 1.5V operation
- Four selectable gains
- Very accurate over wide temperature range of -50°C to $+150^{\circ}\text{C}$
- Low quiescent current
- Output is short-circuit protected
- Extremely small SC70 package
- Footprint compatible with the industry-standard LM20 temperature sensor

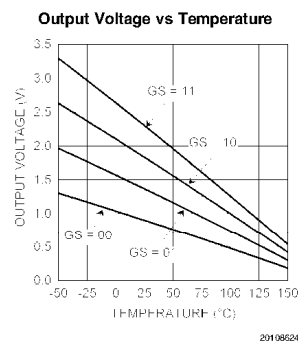
Key Specifications

■ Supply Voltage	1.5V to 5.5V								
■ Supply Current	9 μA (typ)								
■ Temperature Accuracy	<table border="0"> <tbody> <tr> <td>20$^{\circ}\text{C}$ to 40$^{\circ}\text{C}$</td> <td>$\pm 1.5^{\circ}\text{C}$</td> </tr> <tr> <td>-50$^{\circ}\text{C}$ to 70$^{\circ}\text{C}$</td> <td>$\pm 1.8^{\circ}\text{C}$</td> </tr> <tr> <td>-50$^{\circ}\text{C}$ to 90$^{\circ}\text{C}$</td> <td>$\pm 2.1^{\circ}\text{C}$</td> </tr> <tr> <td>-50$^{\circ}\text{C}$ to 150$^{\circ}\text{C}$</td> <td>$\pm 2.7^{\circ}\text{C}$</td> </tr> </tbody> </table>	20 $^{\circ}\text{C}$ to 40 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 1.5^{\circ}\text{C}$	-50 $^{\circ}\text{C}$ to 70 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 1.8^{\circ}\text{C}$	-50 $^{\circ}\text{C}$ to 90 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 2.1^{\circ}\text{C}$	-50 $^{\circ}\text{C}$ to 150 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 2.7^{\circ}\text{C}$
20 $^{\circ}\text{C}$ to 40 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 1.5^{\circ}\text{C}$								
-50 $^{\circ}\text{C}$ to 70 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 1.8^{\circ}\text{C}$								
-50 $^{\circ}\text{C}$ to 90 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 2.1^{\circ}\text{C}$								
-50 $^{\circ}\text{C}$ to 150 $^{\circ}\text{C}$	$\pm 2.7^{\circ}\text{C}$								
■ Operating Temperature	-50°C to 150°C								

Connection Diagram



Typical Transfer Characteristic



LM94021 Multi-Gain Analog Temperature Sensor

Annex I. Llistat de components i preus

Taula I.1. Llistat de components i preus del node encaminador sincronitzat

Component	Descripció	Unitats	Preu
ATtiny2313	µC	1	2,08 €/unitat
ETRX2	Transceptor radio	1	17,83 €/unitat
ICL7665	Comparador amb histeresis	1	3,13 €/unitat
LM94021	Sensor de temperatura	1	0,99 €/unitat
AD8607	Amplificador	1	1,49 €/unitat
FDN340	Transistor p-mos	2	0,88 €/unitat
BAT47	Diode	1	0,15 €/unitat
Jumper		1	0,116 €/unitat
	Polsador PCB SMD	2	0,75 €/unitat
HC49U-S	Cristall de 4 MHz	1	1,46 €/unitat
Ixys XOB17-04x3	Panell fotovoltaic	2	2,26 €/unitat
Pack Varta V250H 2,4V	Bateria	1	5,52 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 1 Ω	1	0,04 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 800 Ω	1	0,04 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 120 KΩ	2	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 8,2 MΩ	1	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 47 KΩ	2	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 3,9 MΩ	2	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 1 KΩ	1	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 500 KΩ	2	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 1 MΩ	1	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 910 KΩ	1	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 750 KΩ	1	0,02 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 1,8 MΩ	1	0,02 €/unitat
Murata CC1206 10%	C = 10 µF	1	0,15 €/unitat
Kemet CC1206 10%	C = 100 nF	3	0,19 €/unitat
Epcos CC1206 5%	C = 22 pF	2	0,10 €/unitat
Murata CC1206 10%	C = 1 µF	1	0,14 €/unitat
FIBOX PC B 65 G	Encapsulat IP67	1	17,80 €/unitat
		Total	59,77 €

Taula I.2. Llistat de components i preus del node encaminador (24 h)

Component	Descripció	Unitats	Preu
ETRX2	Transceptor radio	1	17,83 €/unitat
ICL7665	Comparador amb histeresis	1	3,13 €/unitat
LM94021	Sensor de temperatura	1	0,99 €/unitat
AD8607	Amplificador	1	1,49 €/unitat
FDN340	Transistor p-mos	2	0,88 €/unitat
BAT47	Diode	1	0,15 €/unitat
Jumper		1	0,116 €/unitat
	Polsador PCB SMD	2	0,75 €/unitat
HC49U-S	Cristall de 4 MHz	1	1,46 €/unitat
MSX - 005	Panell fotovoltaic	1	25,67 €/unitat
Ansmann 5030841	Bateria (fora de catàleg)	2	2,5 €/unitat
PHYCOMP CC1206 1%	R = 800 Ω	1	0,04
PHYCOMP CC1206 1%	R = 100 Ω	1	0,04
PHYCOMP CC1206 1%	Resistències	10	0,02 €/unitat
Murata CC1206 10%	C = 10 μ F	1	0,15 €/unitat
Kemet CC1206 10%	C = 100 nF	3	0,19 €/unitat
Epcos CC1206 5%	C = 22 pF	2	0,10 €/unitat
Murata CC1206 10%	C = 1 μ F	1	0,14 €/unitat
ROLEC starcase	Encapsulat IP66		31,43 €/unitat
		Total	91,87 €

El node coordinador Telegesis EAP té un preu de 137,95 €.

Annex J. Classificació d'encapsulats segons la normativa IP

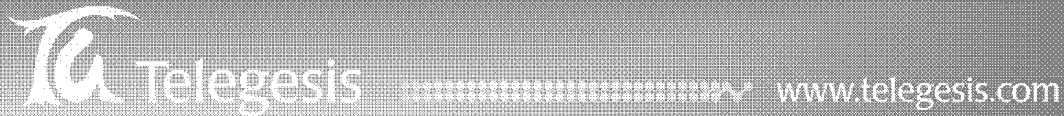
La UNE 20-324-93 defineix els graus de protecció proporcionats per les envoltants, aquesta norma UNE és la versió oficial de la norma Europea EN 60529. El sistema de classificació tipus IP (Protecció del contingut, en anglès *Ingress Protection*) defineix a través de dos xifres el grau de protecció. La primera ens indica el grau de protecció contra objectes físics i la segona contra la penetració d'aigua. Així doncs queda definit el grau de protecció segons la taula J.1 extreta de [29].

Taula J.1. Classificació IP

Ingress Protection (IP) Type

Protection Against Foreign Objects	
Type 0	Enclosures do not provide protection against foreign objects.
Type 1	Enclosures provide protection against objects greater than 50 mm.
Type 2	Enclosures provide protection against foreign objects greater than 12 mm.
Type 3	Enclosures provide protection against objects greater than 2.5 mm.
Type 4	Enclosures provide protection against objects greater than 1.0 mm.
Type 5	Enclosures provide protection against dust.
Type 6	Enclosures are dust-tight.
Protection Against Moisture	
Type 0	Enclosures do not provide protection against moisture.
Type 1	Enclosures provide protection against dripping water.
Type 2	Enclosures provide protection against dripping water when tilted up to 15 N.
Type 3	Enclosures provide protection against spraying water.
Type 4	Enclosures provide protection against splashing water.
Type 5	Enclosures provide protection against water jets.
Type 6	Enclosures provide protection against heavy seas.
Type 7	Enclosures provide protection against the effects of immersion.
Type 8	Enclosures provide protection against submersion.

Annex K. Full d'especificacions principals de Telegesis EAP



EAP-E – (ZigBee Technology)

Wireless Mesh Networking Ethernet Access Point

To accompany the Telegesis ETRX2 wireless mesh networking modules the EAP-E Ethernet Access Points offer an easy way to interact with remote ZigBee networks using Ethernet.

Via Telnet, or a virtual COM port, the Telegesis AT-Command interface - based on the EmberZNet meshing stack - can be easily accessed by the application software. Custom firmware development is also supported.

ACCESS POINT FEATURES

- Combines a Telegesis ETRX2 module with a Lantronix® serial to Ethernet bridge.
- Complete TCP/IP protocol stack and Windows deployment software.
- Interface: Ethernet 10Base-T or 100Base-TX (Auto-Sensing).
- Link and activity indicator (LED).
- Management: Telnet and Microsoft Windows®-based utility for configuration.
- Can offer access to the remote AT-Command Interface via a virtual Com port.
- SIF interface for Custom application development and real time debugging of custom firmware.

WINDOWS SOFTWARE

As a helpful starting point for developers, Telegesis supplies the simple Telegesis Terminal Application with the EAP. Device deployment and network initiation are simplified with Dynamic Host Protocol Support (DHCP) and additional IP configuration methods via the included Windows®-based Lantronix DeviceInstaller™ software.

The supported Com Port Redirector™ (CPR) software maps 'virtual COM' ports on a PC platform and redirects application data destined to an attached device. Rather than going out of the local COM port, the data is transmitted across the Ethernet network to/from the Lantronix® XPort Direct™ using TCP/IP. CPR is also licensed as an API to OEMs for incorporation into their applications on non-PC platforms such as a web pad or PDA.

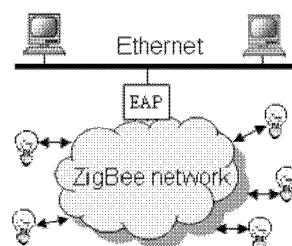
The EAP-E is also available in a Power Amplified form – see ETRX2-PA for range & specification details.

ETRX2 FEATURES

- The ETRX2 is based on the Ember Corporation EM250 single chip ZigBee / 802.15.4 solution with on die 16-bit XAP2b microprocessor.
- No need for RF design experience or expertise.
- 2.4GHz ISM Band digital direct sequence spread spectrum transceiver.
- Hardware acceleration for IEEE802.15.4 operations.
- Hardware supported encryption (AES-128).
- Pre-programmed with Telegesis AT-Command interface based on the EmberZNet meshing stack
- Can be configured to act as a ZigBee coordinator, router or end device.
- Up to 4dBm output power.
- Sensitivity up to -98dBm (1% PER).

SUGGESTED APPLICATIONS

- Remote Diagnostics and upgrades.
- Networked remote control.
- Remote data acquisition – e.g. temperature monitoring.
- Bridging between Ethernet and ZigBee



Telegesis, Marlow Business Center, 24 Station Road, Marlow, Bucks, SL7 1NX, United Kingdom
 Telephone: +44 (0) 1628 894547 | Fax: +44 (0) 1628 894333 | Email: sales@telegesis.com

Products and Company names and logos referred to here either as trademarks or registered names & of their respective companies. All information is correct at time of issue. Telegesis reserves the right to make modifications and/or improvements without prior notification. Telegesis disclaims any liability under its patent rights or otherwise for any responsibility for the use of the described products. © 2005 Telegesis

Annex L. Estudi de radiació de l'antena integrada Johansson

Per tal de realitzar la caracterització de l'antena s'encaren dues antenes Johansson en la direcció de màxim guany que es pot observar a la figura L.1.

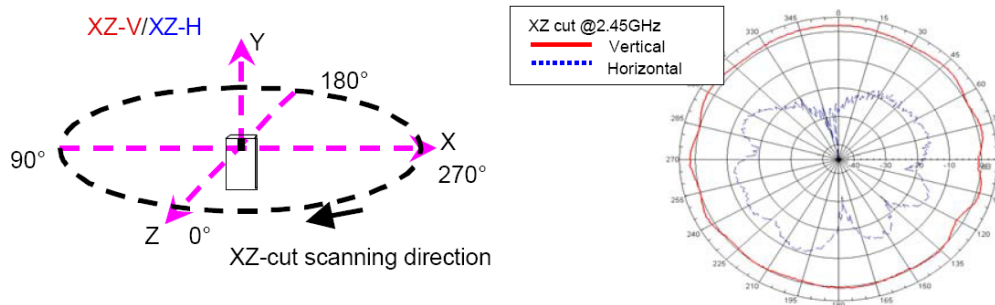


Fig. L.1 Patró de radiació en la direcció de màxim guany

Es prenen mesures reals de potència rebuda gràcies a la comanda "AT+LINKCHECK" i es comparen a la potència teòrica esperada per a les distàncies de 1 m, 1,5 m, 2 m, 2,5 m, 5 m i 10 m. És important esmentar que la distància sobre el terra també és un punt crític, per reduir els efectes de refracció i reflexió d'ones s'escull una alçada d'un metre.

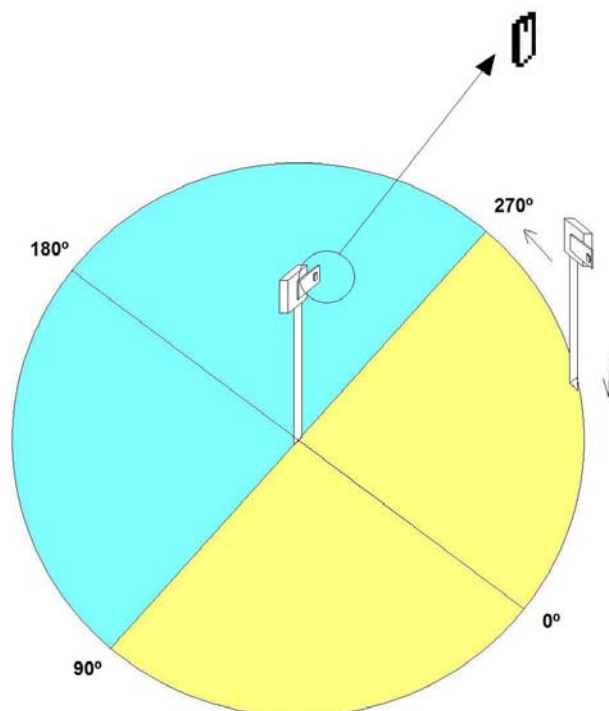


Fig. L.2 Configuració dels nodes per la presa de mesures

Taula L.1. Taula de potències rebudes teòriques segons la distància

Distància [m]	PR(d) [dBm]
1	-40
1,5	-43
2	-46
2,5	-48
5	-54
10	-60

Taula L.2. Taula de les mesures de radiació

Angle	d [m]	P _R (d) [dBm]	PR _{real} - PR _{teo} [dB]
0°	1	-36	4
	1,5	-40	3
	2	-44	2
	2,5	-45	2
	5	-51	3
	10	-61	-1
30°	1	-37	3
	1,5	-41	2
	2	-46	-1
	2,5	-49	-1
	5	-55	-1
	10	-62	-2
60°	1	-42	-2
	1,5	-48	-5
	2	-51	-5
	2,5	-51	-4
	5	-57	-4
	10	-64	-5
90°	1	-40	0
	1,5	-45	-2
	2	-46	0
	2,5	-47	1
	5	-56	-2
	10	-60	0
120°	1	-38	2
	1,5	-44	-1
	2	-45	0
	2,5	-49	-2
	5	-55	-2
	10	-64	-4
150°	1	-39	1
	1,5	-44	-1
	2	-45	1
	2,5	-47	1
	5	-55	-2
	10	-63	-4
180°	1	-41	-1
	1,5	-44	-1
	2	-47	-1

210°	2,5	-48	0
	5	-57	-3
	10	-68	-8
	1	-40	0
	1,5	-43	0
	2	-47	-1
240°	2,5	-47	0
	5	-56	-3
	10	-63	-3
	1	-41	-1
	1,5	-45	-2
	2	-46	-1
270°	2,5	-47	1
	5	-57	-3
	10	-68	-8
	1	-44	-4
	1,5	-48	-5
	2	-50	-4
300°	2,5	-50	-3
	5	-59	-5
	10	-67	-7
	1	-40	0
	1,5	-45	-2
	2	-47	-1
330°	2,5	-49	-1
	5	-56	-2
	10	-61	-1
	1	-34	5
	1,5	-39	4
	2	-41	5
	2,5	-43	5
	5	-50	4
	10	-61	-1

S'observa a l'estudi que el comportament de l'antena per distàncies curtes es coherent al proporcionat pel fabricant. Si variem lleugerament la orientació de l'antena s'observen pèrdues importants de -15 a -25dB. Aquestes pèrdues acoten l'abast de la comunicació a l'ordre de vintenes de metre. Es pot observar aquestes pèrdues a la figura L.3 extreta de la fulla del fabricant.

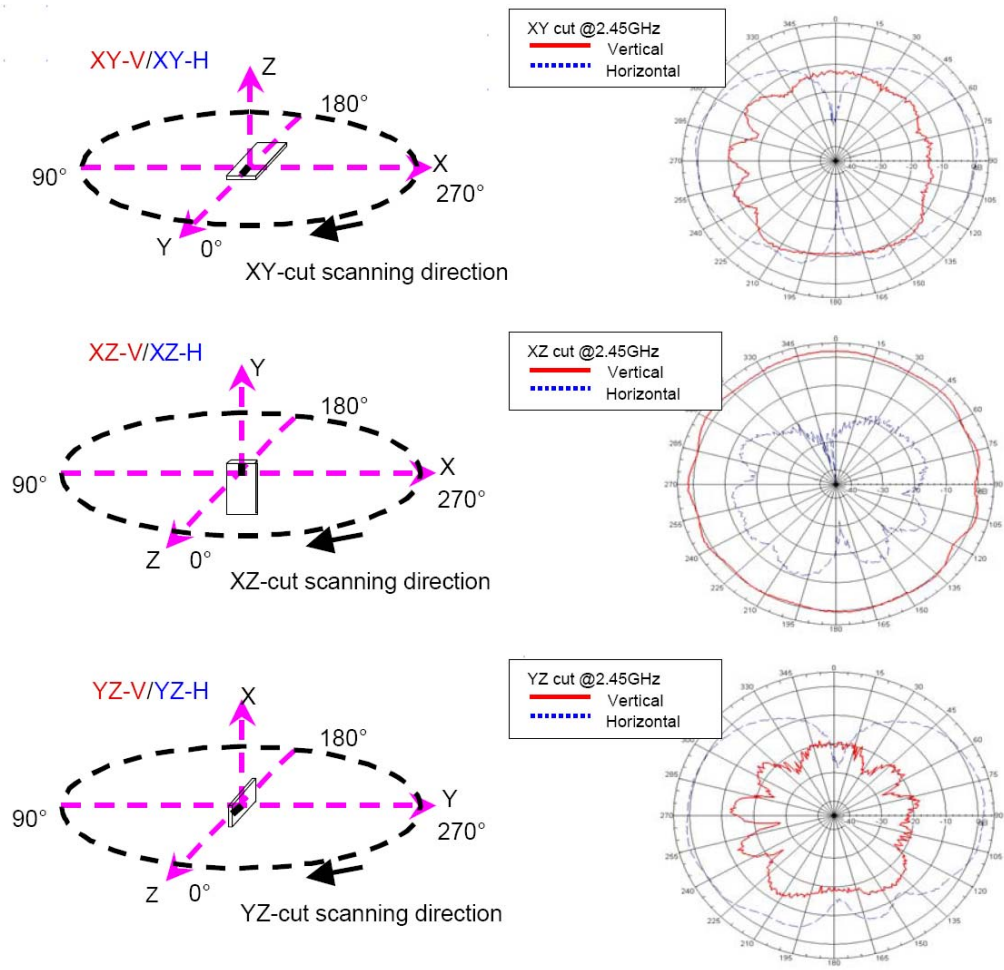


Fig. L.3 Patró de radiació de l'antena Johansson