



Universitat Ramon Llull

TESI DOCTORAL

Títol: ***SISTEMA DE LOCALITZACIÓ EN INTERIORS BASAT EN UNA MALLA D'EMISSORS D'ULTRASONS CODIFICATS***

Realitzada per **Francesc Escudero i Costa**

en el Centre **ETSEEI d'Enginyeria i Arquitectura La Salle**

i en el Departament d'**Electrònica**

Dirigida per **Dr. Jordi Margalef i Marrugat**

C. Claravall, 1-3
08022 Barcelona
Tel. 936 022 200
Fax 936 022 249
E-mail: urisc@sec.url.es
www.url.es

A la Maria i la Ilona,

Elogi del viure

“...Estima el teu ofici, la teva vocació, la teva estrella, allò pel que serveixes, allò en el qual et sents un entre els homes. Esforça't en la teva tasca com si de cada detall que penses, de cada mot que dius, de cada peça que hi poses, de cada cop del teu martell, en depengués la salvació de la humanitat. Car en depèn, creu-me. Si oblidant-te de tu mateix fas tot el que pots en el teu treball, fas més que un emperador que regeix automàticament els seus estats; fas més que el qui inventa teories universals només per satisfer la seva vanitat, fas més que el polític, que l'agitador, que el qui governa. Pots negligir tot això i l'adobament del món.

El món s'arreglaria bé tot sol, només que tothom fes el seu deure amb amor a casa seva...”

Joan Maragall

A la Gemma, per tot; a la meva mare, per la constància i la voluntat; al meu pare, per ensenyar-me que tot es pot fer si tens les eines correctes i que si no és així, les fabriques. A la meva família, als mestres dels qui he après i en especial al Daniel.

“Creure que una cosa és possible és el primer pas cap a la innovació.”
Darwi Odrade, Mare Superiora Bene Gesserit.
Diaris personals.

***‘Sistema de localització en interiors basat en una
malla d’emissors d’ultrasons codificats’***

Estudiant de doctorat: Francesc Escudero i Costa

Director de tesi: Jordi Margalef i Marrugat

Programa de doctorat: ‘Tecnologies de la informació i comunicació i la seva gestió’

Departament d’Electrònica

Enginyeria i Arquitectura La Salle

Universitat Ramon Llull

Març 2008

Sinopsi

En l'actualitat, determinar la posició d'un mòbil en interiors de locals en els que no es rep el senyal GPS i per on hi circulen persones habitualment, no es pot resoldre si no és amb un error mínim d'un metre i mig. La present tesi descriu la solució que permet reduir aquest error fins a fer-lo menor de 30cm, gràcies al desplegament d'una xarxa d'emissors d'ultrasons en el sostre del local, alimentats per un sincronisme comú. Cadascun d'aquests emissors està configurat amb un número identificador únic, identificador que cada emissor emet sobre una portadora ultrasònica de 40 kHz, tot emprant una modulació d'amplitud.

Els receptors que circulen per sota dels emissors reben els codis d'aquells que cauen dins del seu radi de cobertura, tradueixen el retard temporal en distància i obtenen la seva posició per triangulació. Atès que els receptors i els emissors no estan sincronitzats i que la velocitat del so a l'aire varia en funció de la temperatura i la resta de condicions ambientals, s'ha hagut d'implementar un algorisme d'aproximació successiva basat en el fet que la coordenada z del receptor és coneguda i fixada. Aquest algorisme és capaç de resoldre la desincronia entre emissors i receptors emprant tres emissors i eliminar les influències ambientals si disposa de quatre emissors.

La tesi es completa amb l'anàlisi de les alternatives rivals i amb un estudi sobre els efectes que l'exposició perllongada als ultrasons pot causar en persones i animals domèstics.

Cal esmentar que aquesta solució es troba en fase d'acceptació de la patent.

Resumen

En la actualidad, determinar la posición de un objeto móvil en interiores de locales en los que no se recibe la señal GPS y por donde circulan personas habitualmente, no se puede resolver si no es con un error mínimo de un metro y medio. La presente tesis describe la solución que permite reducir este error hasta hacerlo menor de 30 cm, gracias al despliegue de una red de emisores de ultrasonidos en el techo del local, alimentados por un sincronismo común. Cada uno de estos emisores está configurado con un número identificador único, identificador que cada emisor emite sobre una portadora ultrasónica de 40 kHz, utilizando una modulación de amplitud.

Los receptores que circulan por debajo de los emisores reciben los códigos de aquellos que caen dentro de su radio de cobertura, traducen el retardo temporal en distancia y obtienen su posición por triangulación. Dado que los receptores y los emisores no están sincronizados y que la velocidad del sonido en el aire varía en función de la temperatura y el resto de condiciones ambientales, se ha implementado un algoritmo de aproximación sucesiva basado en el hecho que la coordenada z del receptor es conocida y fija. Este algoritmo es capaz de resolver la falta de sincronización entre emisores y receptores utilizando solo tres emisores y eliminar las influencias ambientales si dispone de cuatro emisores.

La tesis se completa con el análisis de las alternativas rivales y con un estudio sobre los efectos que la exposición prolongada a los ultrasonidos puede causar en personas y animales domésticos.

Se debe señalar que esta solución se encuentra en fase de aceptación de la patente.

Abstract

At present, determining the position of a movable object inside a local which does not receive the GPS signal is only possible with the minimum margin error of one and a half meters. This thesis describes a solution which permits a reduction in the margin of error, decreasing it to 30cm, thanks to the creation of a network of ultrasounds emitters, supplied by a common synchronism, in the ceiling of the building. Each emitter is configured with a unique identification code that each emitter emits on an ultrasonic carrier of 40 kHz, using amplitude modulation.

Receptors circulating below the emitters receive the codes of the emitters which are within each coverage area, convert the temporary delay into distance and obtain its position by triangulation. Given the fact that the receivers and the emitters are not synchronized and that the sound speed in the air varies depending on the temperature and other environmental conditions, we have had to implement an algorithm of subsequent approximation based on the fact that coordinate z of the receiver is recognised and fixed. This algorithm solves the problem of the lack of synchronization between emitters and receivers using only three emitters and it also deletes the environmental influences in the case of the receptor having four emitters.

The thesis is completed with the analysis of the alternatives available and a study on the possible effects of prolonged exposure to ultrasounds on people and domestic animals.

The fact that this solution is in currently awaiting patent approval should be underlined.

Índex

<i>Sinopsi</i>	<i>IV</i>
<i>Resumen</i>	<i>VI</i>
<i>Abstract</i>	<i>VIII</i>
<i>Índex</i>	<i>X</i>
<i>Relació de figures</i>	<i>XII</i>
Capítol I. Introducció	3
I.1. Contextualització	3
I.2. Presentació de la solució final	6
Capítol II. Alternatives	13
II.1. Introducció	13
II.2. La solució GPS, descripció i limitacions	13
II.3. Solucions basades en xarxes WIFI	19
II.4. Solucions basades en RFID	22
II.5. Solucions basades en ultrasons	23
II.6. Conclusions	24
Capítol III. Caracterització dels transductors d'ultrasons	27
III.1. Introducció	27
III.2. Estudi de risc d'exposició	28
III.3. Modelització	31
III.4. Disseny preliminar de l'emissor i el receptor	37
III.5. Comparativa de prestacions i selecció	45
III.6. Primeres proves	51
III.7. Conclusions	53
Capítol IV. El problema de la triangulació i els errors que se'n deriven	57
IV.1. Introducció	57
IV.2. Càlcul de la posició en coordenades esfèriques	58
IV.2.1 Cas particular 1, $K = \infty$	62
IV.2.2 Cas particular 2, $\cos\beta_1 = 0$	63
IV.2.3 Cas particular 3, $\sin\delta_1 = 0$	64
IV.2.4 Ajust del signe de R_1	64
IV.3. Transformació de les coordenades esfèriques a coordenades cartesianes referides a l'edifici	65
IV.4. Anàlisi de les rutines de càlcul	71
IV.5. Càlcul i correcció d'errors	77
IV.6. Conclusions	83
Capítol V. Descripció dels components	87
V.1. Introducció	87
V.2. Generador de sincronisme	88

V.3.	Emissor	92
V.4.	Receptor	100
V.4.1	Primera versió del compàs	101
V.4.2	Segona versió del compàs	107
V.4.3	Primera versió de l'amplificador d'ultrasons	112
V.4.4	Segona versió de l'amplificador d'ultrasons	115
V.4.5	Captura de la trama	118
V.5.	Estimació de la incertesa	125
V.6.	Conclusions	127
Capítol VI.	Proves i resultats	131
VI.1.	Introducció	131
VI.2.	Proves a les cambres anecoica i reverberant	132
VI.3.	Proves de camp: descripció de l'entorn	145
VI.4.	Proves de camp: resultats	151
VI.5.	Conclusions	165
Capítol VII.	Conclusions i línies de futur	169
Bibliografia		175
Annex A. Publicacions i patents		179
Annex B. Característiques del transductors utilitzats		205
Annex C. Glossari d'acrònims		207
Annex D. Codi font de les rutines més rellevants		209

Relació de figures

Figura 1.	Descripció general	6
Figura 2.	Diagrama de blocs del generador de sincronisme.....	7
Figura 3.	Diagrama de blocs de l'emissor.....	8
Figura 4.	Diagrama de blocs del receptor	9
Figura 5.	Model equivalent del transductor d'ultrasons	32
Figura 6.	Mòdul i fase de la impedància del 400ST160 (en blau).....	34
Figura 7.	Circuit simulat del 400ST160.....	35
Figura 8.	Impedància (mòdul i fase) del model entre 10 kHz i 100 kHz.....	35
Figura 9.	Tensió en el transductor enfront d'un pols de 12,5 μ s, amb un amplificador 36	
Figura 10.	Tensió en el transductor enfront d'un pols de 12,5 μ s, amb dos amplificadors 36	
Figura 11.	Geometria de referència	38
Figura 12.	Disseny preliminar de l'emissor	40
Figura 13.	Disseny preliminar del receptor.....	43
Figura 14.	Resposta freqüencial teòrica.....	43
Figura 15.	Resposta freqüencial simulada	44
Figura 16.	Tipus de transductors.....	45
Figura 17.	Primers resultats	51
Figura 18.	Resposta simulada de l'emissor 400STR120	52
Figura 19.	Sistema de coordenades inicial.....	58
Figura 20.	Projecció sobre el pla 1,2,3 dels angles β_1 , γ_1 i δ_1	59
Figura 21.	Relació entre els emissors i el sistema de coordenades final	65
Figura 22.	Base $\{ \vec{i}, \vec{j}, \vec{k} \}$ en el pla 123.....	66
Figura 23.	Rotació de la base $\{ \vec{i}, \vec{j}, \vec{k} \}$ sobre \vec{j}	68
Figura 24.	Rotació de la base $\{ \vec{i}_0, \vec{j}, \vec{k} \}$ respecte \vec{i}_0	69
Figura 25.	Rotació de la base $\{ \vec{i}_0, \vec{j}_0, \vec{k}_0 \}$ respecte \vec{k}_0	70
Figura 26.	Programa per provar les equacions de localització	74
Figura 27.	Generador de sincronisme	88
Figura 28.	Detall del DC Switch.....	88
Figura 29.	Esquemàtic del generador de rellotge	90
Figura 30.	Forma d'ona del senyal Enable	91
Figura 31.	Vista del circuit de sincronisme	91
Figura 32.	Diagrama de blocs de l'emissor.	92
Figura 33.	Esquema del regulador de tensió.....	94
Figura 34.	Esquema de l'etapa dels transductors.	95
Figura 35.	Esquema de l'etapa de control i configuració	96
Figura 36.	Format de la trama.	98
Figura 37.	Placa de circuit imprès de l'emissor.....	99
Figura 38.	Diagrama de blocs del receptor.....	100
Figura 39.	Representació del camp magnètic terrestre.....	101
Figura 40.	Angles i vectors implicats en l'orientació.....	102

Figura 41.	Primera versió del compàs.....	105
Figura 42.	Diagrama de blocs de la meitat d'un KMZ52 de Philips.....	108
Figura 43.	Segona versió del compàs	109
Figura 44.	Primera versió del receptor d'ultrasons	113
Figura 45.	Segona versió del receptor d'ultrasons.....	116
Figura 46.	Vista de la placa muntada (56x40mm).....	117
Figura 47.	Trama amb identificador 1023 (0x3FF)	118
Figura 48.	Nivells de detecció i de descodificació per a l'identificador 16 (0x3FF) amb un nivell de recepció elevat	119
Figura 49.	Nivells de detecció i de descodificació per a l'identificador 16 (0x3FF) amb un nivell de recepció baix.....	120
Figura 50.	Evolució del llindar de detecció.....	121
Figura 51.	Dos comportaments de la tensió de llindar.....	123
Figura 52.	Banc de proves per a les cambres anecoica i reverberant.. ..	132
Figura 53.	Escenari de prova a la cambra anecoica.....	133
Figura 54.	Codi 0, variant l'angle de l'emissor amb el receptor fixat a zero graus 135	
Figura 55.	Codi 0, variant l'angle del receptor amb l'emissor fixat a 45 graus....	137
Figura 56.	Codi 32, variant l'angle del receptor amb l'emissor fixat a 45 graus..	138
Figura 57.	Codi 0x155, posicions extremes del receptor i de l'emissor.....	139
Figura 58.	Codi 0x2AA, posicions extremes del receptor i de l'emissor.....	139
Figura 59.	Codi 0x3FF, posicions extremes del receptor i de l'emissor.....	140
Figura 60.	Codi 0x3FF, a un ms de temps de bit, mínima i màxima recepció.	141
Figura 61.	Escenari de prova a la cambra reverberant	142
Figura 62.	Resultats a la cambra reverberant.....	143
Figura 63.	Resultats a la cambra reverberant. Material absorbent a terra.....	144
Figura 64.	Instal·lació dels emissors a la sala Mirador.....	145
Figura 65.	Primer banc de proves complet.....	146
Figura 66.	Pantalla principal de l'aplicació UP4.....	148
Figura 67.	Resultat enregistrat per l'aplicació UP4	149
Figura 68.	Escenari de proves amb tres emissors	151
Figura 69.	Resultats amb tres emissors	153
Figura 70.	Distribució de l'error amb tres emissors	154
Figura 71.	Resultat de les proves a l'entorn de l'emissor 17, sense modificar el guany	155
Figura 72.	Resultat de les proves a l'entorn de l'emissor 17, amb el guany modificat 156	
Figura 73.	Resultat de les proves a l'entorn de l'emissor 17, sense modificar el guany, amb les coordenades de l'emissor 16 corregides.....	158
Figura 74.	Simulació d'un passadís.....	159
Figura 75.	Resultat de la simulació d'un passadís amb $G = 0,85$	160
Figura 76.	Distribució de l'error amb $G = 1$	161
Figura 77.	Plataforma Linux desenvolupada per al client	163
Figura 78.	El banc de proves final o, senzillament, el carrito.....	164

Capítol I.
Introducció

Capítol I. Introducció

I.1. Contextualització

La localització d'un mòbil dins d'un edifici és un problema que apareix arran d'un projecte que rep Transferència de Tecnologia La Salle, a començament del 2006, per part d'una empresa de nova creació, Ariadna Soluciones, i que té com a objectiu la creació d'un aparell per facilitar la compra en les grans superfícies. Aquest giny consistiria en una pantalla tàctil, un element per identificar l'usuari, un lector de codis de barres i un programa per ajudar aquest usuari en la dura tasca d'adquirir productes que, amb total seguretat, no necessita per a res. Acompanyaria el sistema el paquet habitual d'electrònica de control, connectivitat Ethernet i Wifi, memòria *flash* i gestió de l'energia romanent en les bateries. Fins al moment, res de nou.

L'escull apareix ben aviat: cal un sistema de guiatge que condueixi l'usuari cap a l'estanteria on reposa el tan preuat objecte que cal adquirir i es vol que l'error màxim en la determinació de la posició sigui de mig metre. Era ben conegut que la precisió del sistema de localització global (GPS), tan comú a hores d'ara, podria arribar fins a dos metres en condicions de recepció òptimes, però de cap manera es podria confiar en el GPS dins d'un edifici. Sense descartar d'entrada el GPS, varem esmerçar un nombre considerable d'hores a recollir l'estat de l'art en la tecnologia de localització en interiors, esforç que es recull i es considera en el capítol 2.

Després d'estudiar les alternatives disponibles al mercat, varem arribar a la conclusió que caldria desenvolupar una tecnologia de localització *ad hoc* que fos assequible en termes de costos de disseny i d'industrialització. Aquest atac al problema comença per descartar la mesura per efecte Doppler ja que no hi ha cap mòbil amb una velocitat significativa; es descarta també la mesura de la intensitat de radiació electromagnètica, atesa la seva escassa fiabilitat a llarg termini i la seva dependència de l'entorn, i es descarta, finalment, la mesura del temps de recepció de codis modulats sobre ones electromagnètiques, a l'estil del GPS, per la dificultat inherent a la mesura de variacions temporals tan petites.

Només dues alternatives sobreviuen a la discussió. La primera consisteix a sembrar el sòl de l'edifici amb emissors passius d'identificadors per radiofreqüència (RFID) i dotar el sistema d'una antena per dialogar amb aquests dispositius. La segona rau en la instal·lació al sostre de l'edifici d'una malla d'emissors d'ultrasons, sincronitzats per un patró comú i amb una codificació única per cada emissor. Nosaltres creïem –i seguim creient- que la primera solució era molt més fiable i econòmica, però el client no podia acceptar que una gran superfície es veiés obligada a aixecar el sòl per poder-hi instal·lar els emissors: això es considera una obra major, mentre que la instal·lació al sostre es pot fer d'una forma molt més gradual, discreta i, sobretot, sense afectar l'activitat habitual.

El fonament de l'elecció de la malla d'emissors d'ultrasons per poder localitzar un mòbil és que la velocitat de propagació del so a l'aire és molt petita, almenys comparada amb la velocitat de propagació de les ones electromagnètiques, per la qual cosa es fa evident que el càlcul del retard (t) respecte a l'emissor ens dona fàcilment la distància (e) per la coneguda expressió, $e=vt$, sense cap dificultat aparent. Almenys a priori. El següent pas, es pot dir que obligat, rau en l'estudi dels transductors d'ultrasons disponibles en el mercat i en la caracterització del seu lòbul de radiació, la pressió de sortida disponible i la seva resposta a l'impuls. El lector trobarà en el capítol 3 el resum d'aquesta tasca i les conclusions que se'n varen desprendre, així com els primers esbossos de l'electrònica del rellotge de sincronisme, de l'emissor i del receptor.

Ultra la problemàtica de la caracterització del transductors i la seva electrònica associada, hi havia la necessitat d'obtenir una expressió de la posició del mòbil suposant coneguda la distància del mòbil a tres emissors. En essència, es tracta d'aplicar el teorema del cosinus reiteradament –sempre controlant els casos especials- fins a obtenir una solució transcendent relativa als tres emissors i, un cop calculada aquesta solució, transportar-la al sistema de coordenades global bo i aplicant les rotacions i translacions pertinents. Una bona part de les rutines de càlcul de posició s'han de dedicar a corregir els errors de posició causats per la concatenació d'incerteses residents dins de l'electrònica, com ara la deriva de rellotge i la variació de la velocitat del so per causa dels canvis de temperatura, la humitat i la pressió atmosfèrica. Aquesta tasca es va resoldre en paral·lel amb el desenvolupament de l'electrònica, tot esperant que les equacions fossin útils en el moment en què es pogués calcular aquesta distància. El

capítol 4 recull aquest treball, així com la previsió d'altres possibles errors presents en tota la cadena.

Per descriure la solució completa, com es pretén en el capítol 5, cal estudiar la resta de components de la cadena, des del rellotge de sincronisme fins al processador que executa les rutines de càlcul, passant per l'emissor i el receptor. Si bé aquesta tesi se centra en la localització, hem de comentar que la localització pura no té gaire valor, el problema complet és la navegació i per poder navegar es necessita un rumb, una orientació respecte de l'edifici. El lector no pot considerar que l'orientació del mòbil es pot resoldre, senzillament, per la resta de dues posicions consecutives en el temps. Aquesta és una sortida que només és vàlida en vehicles que es desplacen a una velocitat significativa i que no poden rotar sobre si mateixos, com el cas dels cotxes o els vaixells. És clar que l'orientació no forma part d'aquesta tesi, focalitzada en el tractament dels ultrasons, però pertany a la solució i ha portat molts més problemes dels que es podien esperar d'antuvi.

Aquesta tesi es completa amb els capítols 6 i 7, dedicats a proves i conclusions respectivament i, per acabar –després de l'obligada relació bibliogràfica– hem dedicat un annex a recollir les aportacions que han sorgit d'aquesta tesi, a saber: un article a la revista *SENSORS* durant el 2007 i una patent, actualment registrada i pendent d'acceptació; un altre annex pel glossari d'acrònims, un annex amb les especificacions tècniques dels transductors d'ultrasons utilitzats en aquesta document i, finalment, un annex amb el codi font de les principals rutines de càlcul.

I.2. Presentació de la solució final

S'instal·larà una malla d'emissors al sostre del recinte, disposats en una configuració tal que tendeixin a cobrir la major superfície possible, de forma que la major part de la zona de trànsits estigui sempre coberta per, com a mínim, tres emissors. A banda d'això, i a despit del que podria suggerir la Figura 1, no s'imposa cap altra restricció al posicionament dels emissors ni en x , ni en y ni en z . A cada emissor se li assigna un identificador i un nivell de potència en proporció a l'alçada a la qual ha estat instal·lat. Per tal de facilitar aquesta feina, els emissors disposen d'un receptor d'infrarojos que permet configurar aquests dos paràmetres. Tots aquests emissors reben una alimentació de baixa tensió comuna, la qual porta modulada la informació del rellotge patró de sincronisme d'1 Hz.

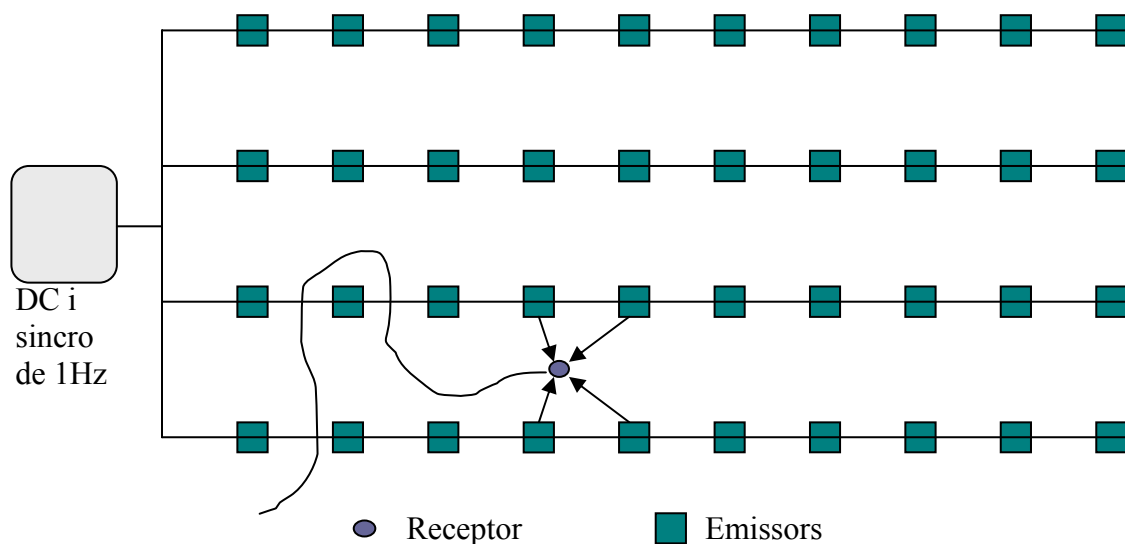


Figura 1. Descripció general

El nombre d'emissors ve delimitat per la longitud temporal del seu codi, al qual se li suma la distància de guarda entre dos codis consecutius i el límit que marca la freqüència de repetició, la qual es fixarà a un hertz. El nombre d'emissors, d'altra

banda, no te cap limitació atès que són independents entre si, i per això en endavant considerarem només un únic receptor.

Bàsicament, el receptor disposa d'un transductor d'ultrasons sintonitzat a la mateixa freqüència que els emissors, és capaç d'extraure el codi que els emissors modulen sobre l'ona ultrasònica i calcula la distància relativa entre diversos emissors. Aquesta distància temporal relativa es converteix en distància espacial absoluta, i a partir d'aquí estem en condicions de calcular la posició del receptor.

El sistema complet de guiatge necessita conèixer l'orientació del carret respecte l'orientació de l'edifici. Com ja s'ha dit, no podem confiar en extraure aquesta orientació partint de dos punts de la trajectòria: s'imposa determinar aquest angle per algun altre camí. De les alternatives evidents, com ara el giroscopi, els sensors d'efecte Hall o els sensors magnetoresistius compensats, s'escollirà aquesta darrera opció després de provar –i menysprear- la solució basada en sensors d'efecte Hall.

El primer element de la cadena consisteix en el generador de sincronisme d'1 Hz que reben tots els emissors, esquematitzat a la Figura 2, que injecta una interrupció de la línia d'alimentació cada segon.

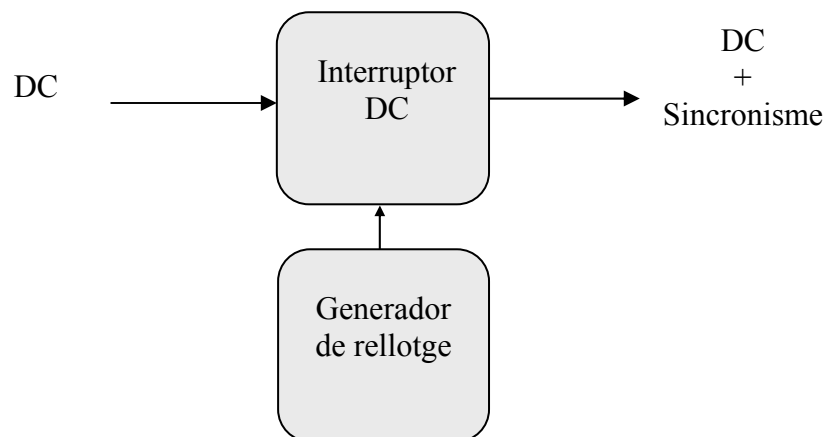


Figura 2. Diagrama de blocs del generador de sincronisme

Els emissors estan dissenyats per mantenir la seva funcionalitat sense que aquesta interrupció l'alteri, i a la vegada per a fer servir aquesta interrupció com a flanc de

referència per enviar el seu codi. Si assumim que el rellotge dels receptors no està en fase amb el rellotge d'aquest generador, hem d'assumir també que els receptors tenen algun mecanisme que els fa independents de les derives d'aquest rellotge. Llavors, la conclusió que segueix és que aquest rellotge no requereix precisió ni estabilitat, més enllà dels paràmetres habituals per a aquests dispositius.

El segon element de la cadena el componen el emissors codificats que cal instal·lar a l'interior de l'edifici, a una alçada prou operativa. El diagrama de blocs de l'emissor es pot veure a la Figura 3.

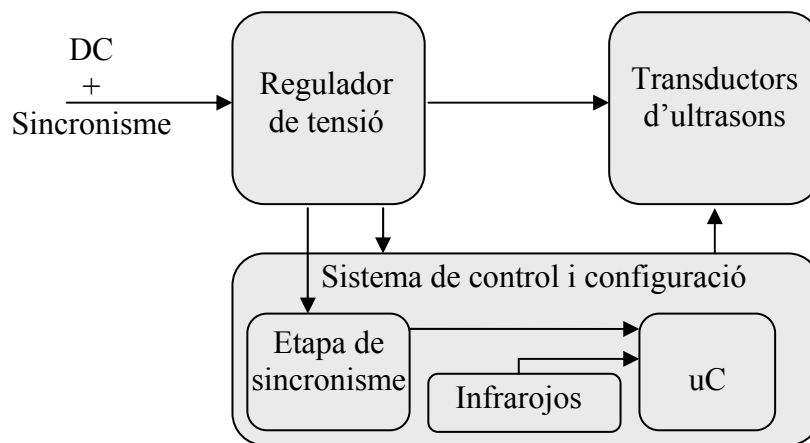


Figura 3. Diagrama de blocs de l'emissor

El regulador de tensió rep la línia de distribució d'energia, en forma de corrent continu de 24 V que és interromput cada segon pel generador de sincronisme. El regulador de tensió elimina aquesta interrupció i subministra la informació del tall a l'etapa de sincronisme, la qual s'encarregarà de presentar aquesta informació al microcontrolador. El microcontrolador coneix i emmagatzema el codi que li és associat gràcies al detector d'infrarojos, dissenyat per tal que l'instal·lador pugui assignar el codi de l'emissor des del sòl, còmodament i remota.

El microcontrolador espera un temps τ a comptar des que rep el patró de sincronisme (τ és proporcional a l'identificador associat a cada emissor i , per tant, és

diferent per a cada emissor) i envia una trama ultrasònica, la qual transporta el codi de l'emissor cap el receptor.

El tercer i últim element de la cadena és el receptor. Com es pot veure a la Figura 4, el receptor es compon de tres mòduls: el compàs magnètic, el receptor d'ultrasons i el bloc de control. La problemàtica i la solució final adoptada per al compàs magnètic es descriu molt breument, ja que cau fora de la línia argumental d'aquesta tesi, tot i que es tracta d'un mòdul apassionant que ha presentat noves dificultats a mesura que avançaven les solucions en el cantó del ultrasons.

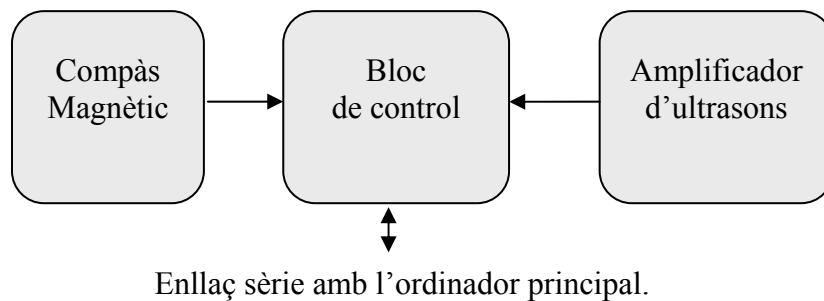


Figura 4. **Diagrama de blocs del receptor**

El receptor d'ultrasons és un amplificador passa banda, centrat en la freqüència de ressonància dels transductors d'ultrasons amb un guany de quasi 80 dB. El bloc de control descodifica les trames dels emissors que superen el llindar del soroll aïtat per l'amplificador, calcula la diferència temporal entre aquestes i envia aquesta informació cap a l'ordinador principal, el qual calcularà la solució de posició del receptor. L'ordinador principal ha de confiar en la base de dades que conté la posició de tots els emissors i en el fet que la component z del receptor és coneguda i constant per poder eliminar dues incògnites: el retard dels emissors respecte del sincronisme principal i la variació de la velocitat de propagació del so a l'aire per causes ambientals, com ara la temperatura, la humitat i els sistemes de ventilació forçada.

Capítol II
Alternatives

Capítol II. Alternatives

II.1. Introducció

Com no podria ser d'altra manera, el projecte que va derivar en aquesta tesi s'inicià amb l'estudi dels sistemes de localització en interiors existents i disponibles. El primer atac consistia a actualitzar l'estat de l'art del GPS, en especial pel que fa a la seva precisió, després que els EUA eliminessin la inserció d'errors pseudoaleatoris, i el nivell de cobertura dins dels edificis amb estructura de ferro o de ciment armat. En vista que, com es justifica més endavant, la tecnologia GPS era clarament insuficient per als requeriments de base es va inquirir en solucions basades en la intensitat de senyal rebut, essencialment electromagnètic radiat, per calcular la distància als emissors.

Tampoc va ser reeixida la recerca de solucions basades en intensitat de senyal rebut, com tampoc ho van ser, per raons de seguretat de les persones, les aplicacions de localització basades en làsers per a magatzems automatitzats i plantes de producció.

II.2. La solució GPS, descripció i limitacions

Abans de començar l'estudi de la solució GPS ja se sabia que no era una bona solució, o almenys una solució genèrica, per al nostre cas. Això, d'altra banda, no pot ser mai una excusa per foragitar tot intent d'estudiar els fonaments d'una tecnologia que resol un problema semblant al que ens ocupa. És molt probable que algunes tècniques, processos o millores es puguin aplicar encara que la tecnològica aplicada sigui molt diferent, com així ha estat. Pensem amb la conformació aerodinàmica d'un tauró i un dofí: mateix problema, mateixa solució, malgrat que un sigui un peix i l'altre un mamífer i que entre ells hi hagi un abisme evolutiu.

El *Global Positioning System* permet calcular les coordenades de punts situats a la superfície de la Terra a partir de la recepció de trames codificades i modulades sobre ones electromagnètiques, que una constel·lació de satèl·lits envien contínuament. Aquesta tecnologia neix el 4 d'octubre de 1957, amb el llançament del satèl·lit Sputnik-1. La seva posada en òrbita va fer notar que la freqüència del senyal de ràdio patia un

efecte Doppler considerable¹. Ben aviat, la recepció d'aquests senyals va permetre calcular l'òrbita del satèl·lit des d'una estació terrestre i posteriorment es va invertir el procés, cosa que va servir per conèixer la posició d'un mòbil a partir de la desviació Doppler dels senyal emès pel satèl·lit i del coneixement de l'òrbita del satèl·lit [1].

La navegació terrestre sobre una bona cartografia es beneficia de la presència d'accidents geogràfics, naturals i artificials, que simplifiquen el treball del personal de navegació –a l'ensem que les vies de comunicació- i la del personal de topografia. Aquestes referències no existeixen en la navegació marítima, que només podia confiar en la brúixola per conèixer el rumb, els cronòmetres per determinar la longitud i la posició dels astres per calcular la latitud [1]. L'art de la navegació, especialment a l'Atlàntic nord², va rebre un considerable impuls gràcies als submarins nuclears *Polaris*. El receptor a bord exposava la seva antena al pas del satèl·lit i captava la desviació *Doppler* dels seus senyals, en diferents instants de temps i, per tant, en diferents posicions del satèl·lit, en desplaçar-se aquest en la seva òrbita [1]. Inicialment, calia escoltar durant un interval de temps entre 10 i 15 minuts, un equivalent a 4.300 km i 6.500 km de trajectòria. L'èxit dels submarins nuclears en travessar el pol nord per sota del gel va permetre endegar el sistema NNSS que, a la vegada, va obrir noves línies d'investigació [1][4]:

- Estudi de les òrbites. Ubicació dels satèl·lits sobre horitzó visible i nombre de satèl·lits necessaris per obtenir una bona constel·lació, que permeti una convergència acceptable en els interseccions espacials per determinar una solució de posició correcta.
- Formulació d'un model gravitacional terrestre capaç de determinar amb precisió les òrbites dels satèl·lits.
- Refinament dels equips receptors i dels elements de procés necessaris per calcular la solució de posició. L'ordinador més poderós dels anys seixanta era

¹ I, per tant, fàcilment mesurable amb la tecnologia de l'època.

² L'error que comet la brúixola s'incrementa notablement a mesura que el mòbil s'acosta als pols terrestres. Així mateix, l'observació dels astres demana cels clars, cosa poc freqüent a l'Atlàntic nord.

una minúscula fracció del que es pot trobar avui en dia en la PDA més modesta.

El mes de juliol de 1967 es posa en marxa el sistema Transit (el nom extraoficial del NNSS), compost per una xarxa de 5 satèl·lits en òrbites circumpolars a 1.075 km d'alçada, que resolien una volta al voltant de la terra cada 107 minuts.

El 22 de febrer de 1978 comença l'era del GPS, destinat a la determinació de coordenades terrestres de molt alta precisió, així com per a l'ajuda en la navegació aèria i marítima i la transmissió del temps universal. Evidentment, en els seus inicis, aquesta tecnologia estava destinada únicament a usos militars, però amb el pas del temps ha evolucionat vers usos civils comercials i, avui en dia, en l'ajut a la navegació d'automòbils.

El segment espacial del GPS es compon d'una constel·lació de 24 satèl·lits NAVSTAR, més 4 de reserva, distribuïts en sis òrbites inclinades sobre el pla de l'equador 55 graus entre si, en una òrbita de 20.200 km que els enginyers recorren en 12 hores. Aquest disseny de constel·lació busca presentar al receptor entre 4 i 8 satèl·lits per damunt de la línia de 15 graus sobre l'horitzó. No s'ha de pensar en aquesta constel·lació com una entitat inamovible, ben al contrari. Les bateries del satèl·lits tenen una vida de 7 anys i la duresa de l'entorn en què es mouen fa que les avaries siguin habituals. Per això hi ha satèl·lits de reserva i se n'enlairen de nous, amb millors prestacions segons avança la tecnologia.

La posició d'un punt a la terra es calcula mesurant la distància entre l'emissor i el receptor per l'aplicació de la fórmula $e = v \cdot t$, on:

v = Velocitat de les ones electromagnètiques a l'aire.

t = Temps transcorregut durant el trajecte del missatge.

La determinació del temps del trajecte és el punt cabdal de la tecnologia GPS que es resol sincronitzant els codis pseudoaleatoris [4]. El receptor compara el temps entre l'emissió d'un cert codi en l'emissor i la recepció del mateix codi en el receptor. Per obtenir la precisió temporal necessària, els satèl·lits usen entre 2 i 4 oscil·ladors atòmics de rubidi (precisió de 10^{-12}) o de cesi (precisió de 10^{-13}). L'oscil·lador principal està sintonitzat a una freqüència fonamental de 10,23 MHz, sobre la qual s'estructura

l'escala de temps GPS, uniforme i independent de la rotació de la terra i que té per origen el Temps Universal Coordinat (a comptar des de les zero hores del dia 6 de gener de 1980).

Cada satèl·lit s'identifica per un senyal característic, anomenat PRN (*pseudo random noise*) que s'insereix en el missatge transmès. Conegut el moment teòric de tramesa d'un codi i mesurant el temps necessari fins fer coincidir aquest codi amb el del receptor, aquest pot calcular el temps de recorregut i, per tant, la distància al satèl·lit, però si el satèl·lit insereix, de forma maliciosa, un retard en el moment del llançament del codi és evident que la solució de posició del receptor contindrà un error indetectable. El propietari de la constel·lació, és a dir els EUA, es reserva el dret d'activar aquests errors en cas de "necessitat nacional", o sigui, de guerra. En principi, l'error que s'introdueix (uns 100 m de radi), permet continuar la navegació aèria i marítima fins el moment de l'arribada al destí de les naus (aeroport o port), moment en què aquestes naus confien en les radiobalises i el personal de terra per afinar la seva posició. Sigui perquè aquest error podria ser nefast per a la navegació d'automòbils dins d'una ciutat, sigui per no dependre de l'altri, la Comunitat Europea té previst posar en marxa la seva pròpia constel·lació, anomenada *Galileo*, a finals del 2008³ [4].

El patró de 10.23Mh genera dues freqüències, L1 i L2, anomenades portadores. L1 s'obté de multiplicar el patró de 10,23 MHz pel factor 154, que origina una ona de 1.575,42 MHz de freqüència i de 19,0425 cm de longitud d'ona. Amb el mateix criteri, però amb un factor de 120 s'obté la portadora L2, de 1.227,60 MHz de freqüència i 24,438cm de longitud d'ona. La tria d'aquestes dues freqüències no va ser arbitrària; se sabia que aquest marge de freqüències patia poca absorció en travessar l'atmosfera [1][4].

Sobre les dues portadores s'envien diferents codis i un missatge de navegació. El codi *C/A* (*Coarse/Adquisition*) té una freqüència de 1.023 MHz y el codi *P* (*precise*) es modula directament sobre la fonamental de 10,23 MHz. Sobre la portadora L1 s'

³ Aquesta data ha estat postergada repetides vegades. Els rumors apunten que fins el 2010 no hi haurà una constel·lació fiable, tot i que els fabricants de receptors GPS anuncien equips compatibles amb Galileo disponibles en l'actualitat.

insereix el codi CA, en binari, tot provocant un canvi de fase per cada canvi en el contingut. El codi P s'insereix en L1 i en L2 i es força més gran que el codi CA; concretament, el codi P es compon de $2,35 \cdot 10^{14}$ bits enfront dels 1.023 bits que conté el CA.

La velocitat de propagació en les ones no és constant; es veu afectada per fenòmens de refracció en travessar un medi no isòtrop i també per diferències de gravetat en punts diferents. Aquesta mena d'error de caire sistemàtic es pot reduir moltíssim si el receptor es capaç de sintonitzar L1 i L2 i calcular-ne la diferència relativa.

El segment terrestre del GPS es compon de les estacions de seguiment i correcció i dels receptors que desmodulen les portadores per tal de calcular la posició. El conjunt de les òrbites predeterminades i programades dels satèl·lits s'anomena *almanac*; és una informació generada per les estacions de seguiment i coneguda a priori pels receptors. La trajectòria orbital és bastant precisa, però està afectada per l'atracció gravitatòria del Sol i de la Lluna, així com les diferents mesures de radiació solar sobre el satèl·lit. Per tot això, es fa necessària la presència de les estacions de seguiment, que recalculen les noves posicions dels satèl·lits cada poques hores. Aquesta informació rep el nom d' *efemèrides*.

En l'actualitat, no tots els receptors utilitzen el codi P i el codi CA simultàniament, però només amb L1, i tenint en compte que els EUA no afegixen soroll, es pot afirmar que la precisió dels navegadors és de l'ordre de dos metres de radi en condicions òptimes. Tots els models actuals són capaços d'aplicar les correccions relacionades amb l'absorció atmosfèrica i d'aplicar les derives orbitals gràcies a les efemèrides calculades per les estacions de seguiment i enviades pels mateixos satèl·lits.

Tot i la gran homogeneïtat que sembla regnar en aquesta tecnologia, avui molt popular, encara hi ha marge per fer distincions. La qualitat d'un receptor actual és mesurar per la sensibilitat de la seva antena, el nombre de satèl·lits que pot utilitzar al vegada, l'habilitat dels algorismes per eliminar el multicamí i l'ús de la tècnica AGPS [2].

La millor sensibilitat que es pot obtenir a l'actualitat és de -160 dBm [3] que permet als receptors treballar dins d'un edifici d'una planta que en el sostre del qual no hi hagi

gaire metall. Aquesta limitació va ser la segona raó per desestimar aquesta tecnologia, però encara va pesar més la limitació en l'exactitud⁴, estimada en dos metres [4] en condicions òptimes, que en el nostre cas havia de ser menor a cinquanta centímetres [3].

És possible superar la barrera dels dos metres actuals? La resposta es sí, sempre que els receptors utilitzin combinadament les tres tècniques de mesura GPS, a saber:

- Mesura de distància per medició Doppler (a l'estil del sistema Transit).
- Mesura de distància per mesura de codis (la més utilitzada).
- Mesura de fase de l'ona portadora (mesura relativa).

I a més s'utilitza una estació terrestre de referència que, a la seva vegada, envia als receptors una actualització de les efemèrides, així com la mesura relativa de la fase de la portadora. En aquest escenari, la fita teòrica de l'exactitud és d'1,9 mm, però els costos es disparen i superen l'objectiu inicial [3][4].

Els problema del multicamí [4], es a dir, de la recepció de missatges que durant el seu recorregut han rebotat en alguna superfície és especialment crítica dins del que s'anomenen *canons urbans*: carrers envoltats d'edificis alts que provoquen, d'una banda, l'aparició de multicamins i, d'altra banda, limiten el nombre d'emissors visibles. Atès que no hi ha cap algoritme estàndard per resoldre aquest problema, cada fabricant proclama que els seus algoritmes són els millors per a la navegació urbana, però això és força difícil d'avaluar i a la pràctica s'observen "anomalies" en el comportament dels navegadors en carrers estrets.

Un receptor GPS que arrenca en fred, és a dir, sense cap record del seu estat, ha d'esperar un cert temps fins que rep les efemèrides i l'almanac provinents d'algun dels satèl·lits visibles i això pot trigar des d'un mínim de 30 segons fins a un màxim d'uns quants minuts. Aquest temps d'espera és bastant molest en els navegadors dels vehicles terrestres, que tenen un temps de posada en circulació molt inferior. Aquest temps es pot reduir amb l'ajut de la tècnica AGPS, on la "A" vol dir *Assistit*, que consisteix a dotar el receptor de GPS d'un enllaç a Internet mitjançant tecnologia cel·lular, és a dir,

⁴ La definició del concepte *exactitud* en el món GPS és un misteri insondable. L'autor no sap si es tracta d'una variable aleatòria o d'una revelació de la Sibil·la.

GPRS sobre GSM. Es tracta de “baixar” les efemèrides des d’un servidor web, que rep la posició aproximada del receptor gràcies a la ubicació de la cel·la GSM, cosa que permet al servidor web enviar les dades geodèsiques de la regió on està actualment el receptor [3][4].

Abans d’acabar es va plantejar una possibilitat molt atractiva: simular l’emissió de quatre satèl·lits en els extrems de l’edifici (anomenats *pseudolites*) on es volia implantar aquesta solució i utilitzar receptors GPS convencionals. Per alguna raó obscura, aquesta ha de ser una solució molt complicada, ja que només varem trobar alguna referència [5] en forma de patent l’any 2001, mentre que a data de 2006 amb prou feines varem trobar alguna solució comercial disponible [6], però molt difícil d’accedir.

II.3. Solucions basades en xarxes WIFI

La proliferació de xarxes sense fils basades en l’estàndard 802.11.x, altrament anomenades WIFI, ha donat pas a una gran quantitat d’activitats [8] dedicades a la localització de transceptors d’aquestes xarxes locals. L’ànim de tot aquest esforç rau en aprofitar el *hardware* nadiu dels transceptors WIFI que hom pot trobar en els ordinadors personals i molts telèfons mòbils. No cal dir que aquesta idea és molt atractiva com a solució de baix cost, tant pel que fa als receptors com pel que fa al desplegament dels emissors.

Vàrem trobar moltes referències a solucions comercials [7] amb aparença de solidesa i fiabilitat, però no vàrem ser capaços d’extraure l’exactitud i la precisió⁵ de la solució – que era el principal requeriment del projecte primigeni- en la documentació que el fabricant presenta a la seva web. Aquest no era un comportament singular, ans al contrari, ja que fins i tot el principal competidor d’aquesta solució [10], també defugia especificar quina era l’exactitud i precisió del mètode.

⁵ En endavant, entendrem per exactitud l’error màxim que comet una disposició estàtica, mentre que precisió defineix la repetibilitat de l’exactitud enfront dels canvis en l’escenari, siguin aquests canvis de tipus atmosfèric, de nombre de persones presents en l’edifici o de canvis en la disposició d’elements metàl·lics.

En vista d'aquesta indefinició, vàrem optar per cercar les investigacions realitzades sobre la qüestió amb l'esperança de copsar les limitacions o les bondats de la tecnologia. Hi ha nombroses referències en publicacions especialitzades en comunicacions en interiors com el *2006 IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, en robòtica, com ara *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, també en comunicacions sense fils com en *IEEE Wireless Communications Magazine* i fins i tot hi ha una secció completa de *Worcester Polytechnic Institute* [9] dedicada a la localització de bombers dins d'edificis amb foc, a resultes del dramàtic incendi d'un magatzem a Worcester.

Sense ànim de ser exhaustius, podem afirmar que hi ha tres solucions al problema de la localització en interiors basada en emissors WIFI [9]:

TOA (*Time Of Arrival*) o DTOA (*Difference Time Of Arrival*). Consisteix a calcular el temps de propagació de l'ona electromagnètica en el seu recorregut des de l'emissor fins al receptor (o la diferència de temps entre dos emissors). Com que l'emissor WIFI no emet una seqüència pseudoaleatòria (a l'estil del satèl·lits GPS) que permeti al receptor calcular aquest temps, ens trobem que la resolució de la solució vindrà limitada per la inversa del rellotge més gran que disposi el receptor. Per aconseguir precisions d'un metre, cal que el període dels rellotges sigui inferior al nanosegon. No és una opció gens popular.

AOA (*Angle Of Arrival*). Es tracta de trobar l'angle que ofereix la major quantitat d'energia rebuda per part d'un emissor. Per això cal un *array* d'antenes en el receptor, *array* que tindrà una determinada amplada de lòbul la qual determinarà la resolució de la solució. Com que els receptors WIFI comercials només porten una antena bidireccional, aquesta tampoc és una solució popular, però almenys es una solució plausible si hom està disposat a modificar el *hardware* del receptor WIFI per dotar-lo d'antenes més direccionals.

RSSI (*Received Signal Strength Indicator*). Es basa en la potència rebuda, la qual, en principi, ha de ser inversament proporcional a la distància entre l'emissor i el receptor. Aquesta informació està present en tots els receptors WIFI comercials i per tant, es pot resoldre només amb *software*. La precisió del sistema es veu afectada, en primer lloc,

per l'atenuació del senyal emès per culpa de qualsevol cos que contingui aigua,⁶ de les estructures metàl·liques i, especialment, del rebots en superfícies que provoquen una recepció multicamí. La triangulació tradicional no és una bona solució en aquest escenari si es vol obtenir una exactitud acceptable⁷ i molts autors aposten per aproximacions probabilístiques basades en xarxes neuronals, o en filtres Bayesianes i de partícules, com ara Ocaña, Bergasa i Sotelo [11]. Aquests autors afirmen que la millor exactitud obtinguda amb una “decisió Baynesiana” era d'1,5 m, mentre que la seva proposta, basada en filtres de partícules⁸ aconsegueix una exactitud de 40 cm sempre que compti amb el suport d'un odòmetre i les condicions ambientals no canviïn...

En vista de l'estat de les aportacions sobre el tema, no és d'estranyar que els principals productes comercials de localització evitin explicitar quina és la seva exactitud, atès que aquesta és una dada molt volàtil i molt dependent de l'entorn. Això malgrat tot, no és obstacle per defensar tant la tecnologia com els esforços que es fan per millorar-ne l'exactitud, però sí que impedeixen utilitzar aquesta tecnologia en el projecte que ens ocupa.

Encara que no tan abundants com la WIFI, el creixement del parc de xarxes de transceptors de baix consum basades en l'estàndard 802.15.4 comença a ser una opció atractiva per a aquells escenaris on no es pugui garantir l'alimentació del transceptor i l'exactitud de la localització no sigui un paràmetre decisiu. No ha de ser difícil transportar totes les aportacions que hi ha al respecte de la localització en xarxes WIFI a l'estàndard 802.15.4, i per això, en el moment de redactar aquesta memòria, l'Escola d'Enginyeria La Salle ha acceptat un projecte per localitzar transceptors de baix consum dins d'una àrea de 64 x 64 metres amb un mínim de 16 emissors, basant-nos en una solució integrada dins del mateix transductor [14].

⁶ La freqüència actual dels protocols 802.11x i 802.15.4 és 2,4 GHz, que correspon a la freqüència de ressonància de la molècula H₂O.

⁷ Després de llegir molt sobre el tema, l'autor té la impressió que “acceptable” i “excel·lent” són noves unitats del Sistema Internacional d'Unitats.

⁸ És un mètode de Monte Carlo, per tant, no determinístic, de naturalesa seqüencial.

II.4. Solucions basades en RFID

La nostra primera proposta per a la localització d'un carro de la compra dins d'una gran superfície consistia a posar etiquetes passives d'identificació per radiofreqüència al terra de l'edifici. La part inferior del carro de la compra contindria una antena de llaç que subministraria energia a l'etiqueta i n'obtidria l'identificador. Atès que cada etiqueta conté un identificador únic, només cal tenir una base de dades que relacioni l'identificador amb les seves coordenades per determinar la posició.

Aquesta proposta no és, ni de bon tros, original. De fet, fins i tot el nom de la mítica Ariadna⁹ que fa servir l'empresa contractant és utilitzat per altres empreses que es dediquen a la localització. Això no obstant, les referències a localització per RFID [12] se centren en la localització de persones en entorns hospitalaris (pacients i personal sanitari) i més especialment en la vessant de geriatria (pacients amb alguna mena de demència senil).

El problema de la nostra solució és que les etiquetes passives RFID s'han de col·locar sota del terra, protegides, ja que en cas contrari la seva durabilitat seria escandalosament curta. És molt senzill muntar aquestes etiquetes a priori, però molt enutjós d'instal·lar-les a posteriori. L'empresa contractant argumentava que seria molt difícil de convèncer els propietaris de grans superfícies de perjudicar les vendes per poder instal·lar el sistema.

Així les coses, es va descartar aquesta proposta com a opció de sortida, però mantenint un punt d'entrada en el disseny per poder incorporar la solució RFID en instal·lacions comercials de nova construcció.

⁹ Ariadna va donar a Teseu, el seu enamorat, un cabdell de fil d'or per poder sortir del laberint on vivia el minotaure.

II.5. Solucions basades en ultrasons

Des del moment que es descarta la solució RFID comença a prendre cos la malla d'emissors d'ultrasons codificats com la única idea de localització precisa. La recerca per Internet i per l'oficina de patents no va donar cap idea similar, però si que es varen obtenir algunes solucions comercials, un altre cop, molt centrades en la localització de persones [13]. El camp d'implantació principal d'aquesta solució són els entorns hospitalaris, molt orientats a habitacions o passadissos i, per tant, lluny de la precisió que se'ns demanava.

Tanmateix, en els Proceedings of the 2002 International Symposium on Underwater Technology, 2002, vàrem trobar una petita perla: un sistema per a localitzar màquines submarines amb una precisió de 10 cm [25]. Aquesta solució, però, només és vàlida per a un radi de 20 m a comptar des del centre de quatre emissors que envien una seqüència-M i necessita del concurs de tres *transponders* en el mòbil submarí per tal de compensar les variacions de la velocitat del so en funció de la temperatura i de la salinitat de les diferents capes d'aigua que ha de travessar el senyal. Aquesta solució tan onerosa pren sentit si es té en compte que hi ha un vaixell de superfície que controla una màquina i que la va seguint a mesura que aquesta es desplaça. El nostre objectiu és una superfície interior, el nostre medi és molt més estable i la malla d'emissors ha de tenir un preu que no la faci prohibitiva. Per tant, ha de ser molt més senzilla.

II.6. Conclusions

No vàrem trobar cap tecnologia raonablement estable que permetés determinar la posició d'un mòbil en interiors amb una exactitud inferior a 50cm. El GPS convencional no es prou precís ni fiable en espais coberts, la triangulació per intensitat de senyals és massa sensible als canvis a l'interior de l'edifici, la solució RFID no va ser acceptada, totes les solucions basades en radiofreqüència presentaven una exactitud que no era determinística i les solucions basades en ultrasons estaven orientades a localitzar persones dins del marge d'error d'una habitació, en el millor dels casos.

Això no obstant, apreciem una corrent d'opinió que afirma que la localització serà la *killer application*¹⁰ dels sistemes portàtils (telèfons mòbils, PDA, *Laptops* o qualsevol fusió dels tres enginys) per la gran quantitat de serveis de valor afegit que es poden donar sense modificar les infraestructures actuals sempre que s'accepti una exactitud més àmplia.

En qualsevol cas, aquesta tesi es va encaminar definitivament cap a la malla d'emissors codificats ja que és la única solució que exhibeix una naturalesa determinística afitada, en el sentit que només depèn de la temperatura ambient i de la visió directa amb l'emissor i que respon a les exigències d'exactitud, cost i facilitat d'instal·lació que requereix el client.

¹⁰ El terme *killer application* es pot referir a una aplicació que anihila una altra o bé a una aplicació de gran èxit.

Capítol III
Caracterització dels transductors
d'ultrasons

Capítol III. Caracterització dels transductors d'ultrasons

III.1. Introducció

L'ús industrial, científic i militar dels ultrasons és sorprenentment ampli [15], des de la concepció *sonar*, aplicada tant a ecografies dins d'essers vius com a la detecció d'animals dins de l'aigua¹¹ o com a suport a l'estudi geomorfològic en l'estimació dels diferents estrats subterranis. Hom tendeix a pensar que els ultrasons són ones acústiques, és a dir, que es propaguen per canvi de pressió en l'aire, però en realitat qualsevol medi, llevat del buit, pot propagar les ones acústiques, sempre que ampliem el concepte d'ona acústica a qualsevol ona que es basi en el canvi de pressió en un determinat medi.

Dit això, es pot entendre que la tecnologia ultrasònica s'utilitzi per soldar dues cobertes de plàstic entre si, ja que en aplicar vibracions de molta alta freqüència, es pot obtenir un escalfament localitzat que superi el punt de fusió del plàstic. Així mateix, les vibracions d'alta freqüència desprenen les impureses adherides als metalls, cosa que permet netejar superfícies de difícil accés, com ara tancs d'emmagatzematge de productes químics [15].

És evident que la quantitat d'energia necessària per captar el perfil d'un fetus dins del ventre de la mare és molt inferior a l'energia requerida per soldar dos plàstics o per netejar un tanc de petroli. Això ens va portar a preguntar-nos si existeix algun efecte pernicios en l'exposició perllongada a les ones ultrasòniques, un cop ja decidit que la nostra solució es basaria en un malla d'emissors d'ultrasons, a una alçada d'entre 2 i 4 metres del terra, els quals emetrien una trama cada segon. La nostra preocupació no era

¹¹ L'aplicació més famosa del sonar, és a dir, la lluita submarina i antisubmarina no es gaire utilitzada en l'actualitat, ja que delata la presència del qui la utilitza. En el seu lloc, es prefereix l'ús de tècniques passives, com ara els hidròfons direccionals, amb poderosos algorismes de tractament del senyal per identificar l'enemic.

tant el públic comprador com el personal fix, que podria patir una exposició de fins a vuit hores.

A l'estudi del risc d'exposició, que va donar resultats tranquil·litzadors, va seguir la selecció del model de transductor que ens fos més convenient i ens permetés valorar les diferents ofertes del mercat. D'aquí vàrem passar a la comparativa de prestacions i la selecció dels transductors definitius, cosa que va donar pas a l'últim apartat d'aquest capítol, és a dir, el disseny preliminar de l'emissor i el receptor.

III.2. Estudi de risc d'exposició

Ens ocupem ara dels riscos que poden patir aquelles persones que estan exposades directament a ones ultrasòniques, ja siguin pacients que solen ser examinats amb aparells ultrasònics, com persones que han de passar moltes hores prop de màquines ultrasòniques d'alta potència (màquines de neteja, equips de soldadures, màquines de tallar o de soldar,...) màquines que poden radiar ultrasons en l'espai proper.

Els efectes que poden tenir els ultrasons sobre els humans depenen bàsicament de la intensitat d'aquests, i els podem dividir en dos grans grups: els que afecten el teixit per contacte i altres efectes per ultrasons radiats.

En primer lloc hem de diferenciar la manera com arriben els ultrasons al cos humà, si és per contacte directe amb els transductors o si és mitjançant contacte amb algun líquid on s'hagin acoblat. Habitualment, aquests aparells produeixen periòdicament curts impulsos d'ultrasons. Les dues distincions que es fan en la producció dels efectes són el temps mitjà de la intensitat dels impulsos i la potència del pic que té un impuls. L'opinió més estesa en aquest sentit és que una intensitat mitjana de $0,1 \text{ W/cm}^2$ és inofensiva [15][16][17].

Hi ha tres mecanismes que poden provocar danys al teixit biològic: la producció de calor per l'absorció d'ultrasons, la tensió mecànica i l'efecte de la cavitació¹² en els fluids del cos.

Pel que fa a la calor, la preocupació radica en el temps mitjà que fa que la intensitat provoqui que el teixit no pugui respondre, per raó de la seva inèrcia tèrmica. Quan es

¹² Formació de bombolles

produeix aquesta aportació d'energia calòrica en els teixits, la temperatura d'aquests s'eleva fins a un valor fix restrictiu, que depèn de la distribució de fonts de calor sobre la geometria del camp sa, de la conducció de calor sobre el teixit i en situacions reals i de les pèrdues de calor degudes a la convecció, és a dir, al flux de fluids del cos. Tot i això, si féssim números la temperatura que obtindríem seria notablement petita causada per la refrigeració de la sang.

L'efecte de la tensió mecànica no té la intensitat mitjana com a paràmetre de referència, sinó la intensitat de pic, que acostuma a tenir un valor de consens de 100 W/cm^2 . Tot i això, el teixit biològic pot suportar quantitats superiors sense que li sigui provocat cap dany [15][16][17].

Entenem per cavitació aquell efecte que genera bombolles en certs líquids causada per pressions negatives provocades per ones de ultrasons. En general hi ha dos tipus de cavitació:

- Cavitació en el gas, que es pot produir de dues maneres diferents, ja sigui el cas en què el gas que conté la bombolla està en equilibri amb el gas que conté el líquid (aquesta cavitació provoca altes acceleracions de partícules); o el cas en què el gas que conté la bombolla és exclusivament el que s'ha evaporat del líquid (esta caracteritzada per l'aparició molt ràpida de bombolles que estan associades amb altes pressions locals i forts fluxos transitoris en intervals de curta durada).
- Cavitació en líquids que han estat prèviament desgasats i s'exposen a un fort camp ultrasònic durant un període llarg provocant que la pressió en el líquid excedeixi d'un llindar determinat.

Una condició bàsica per a la formació de cavitació és que hi hagi un nombre suficient de nuclis de cavitació; aquesta condició per això sempre es compleix en el cas del cos humà. Tot i així hem de tenir en compte que la majoria dels fluids que hi ha al cos humà tenen molts més components viscosos que aigua, causa que impedeix la formació de cavitats.

Volem anunciar que aquestes intensitats són utilitzades en aplicacions mèdiques per ultrasons siguin per fer ecografies com per a aplicacions de rehabilitació, les quals

sotmeten el pacient a tractaments per contacte directe amb el transductor o pel contacte amb el líquid que envolta el pacient. En el nostre cas, en què les ones s'emeten per l'aire, aquestes no afecten el teixit humà atesa la minúscula quantitat d'energia radiada i l'atenuació de l'aire, com es veurà en els següents apartats.

Això no obstant, si bé les intensitats generades per aquests ultrasons que viatgen per l'aire no són perilloses per causar danys als teixits del cos degut a la gran diferència de la impedància característica entre l'aire i el cos, a l'ensens de l'atenuació que pateix l'ona en el seu recorregut, no podem oblidar els danys provocats a l'oïda en el nostre estudi.

Els ultrasons poden ser percebuts per l'oïda sense la necessitat de ser sentits, és a dir, com que treballen a freqüències superiors a la de l'oïda humana, no podem sentir-los, però el nostre cervell sí que els rep. Tot i que no sentim aparentment cap to, sí que podem arribar a notar pressió a les nostres orelles o al nostre cap. Inclús després d'estar exposats durant un llarg interval de temps a un intens camp aeri d'ultrasons podríem arribar a notar mals de cap i nàusees.

Un estudi encarregat pel govern canadenc [15] va proposar una corba delimitant el so tolerable segons la freqüència, en el nostre cas, 40 kHz, el valor límit al qual ens permet arribar són 140dB de pressió. Un valor que en el nostre cas està molt, molt lluny de la pressió que poden donar els nostres emissor.¹³ Altres estudis duts a terme de forma independent i recollits en [16] s'assemblen molt¹⁴ als resultats d'aquests, per la qual cosa podem considerar el valor declarat pel govern canadenc com a acceptable, a falta de més dades. En tot cas, ens tranquil·litza saber que la longitud d'ona amb la que finalment treballarem és molt més gran que la de les molècules orgàniques, cosa que no poden dir els usuaris de telefonia mòbil o d'enginys *Bluetooth*.

L'estudi de l'efecte dels ultrasons a les persones no podia acabar sense considerar el seu efecte en un gos pigall. El estudis d'audiometria realitzats a la Universitat de Veterinària de Lousiana [18] demostren que els gossos poden detectar estímuls de fins a 40 kHz però amb un nivell de 80 dBspl, mentre que una dècada per sota, el llindar

¹³ Els valors percebuts en màquines de neteja i de soldadura és de 100 dB.

¹⁴ Casualitat o ciència?

baixa fins a 35dBspl. Com es veurà més endavant, el nostre escenari no ha de ser un problema per als gossos pigalls.

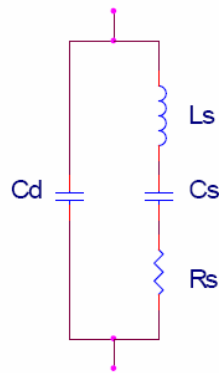
III.3. Modelització

La gamma de transductors d'ultrasons abasta des de 30 kHz, per a aplicacions de detecció de distàncies o d'intrusió, fins als giga Hz (habitualment coneguts com *gigasons*) que se solen aplicar en entorns mèdics [15]. El cas que ens ocupava requeria, d'una banda, que l'absorció atmosfèrica fos la mínima possible, sempre que el transductor emprat tingués una distribució àmplia en el mercat; calia evitar components exòtics. El coeficient d'absorció s'incrementa de forma lineal amb la freqüència (en una gràfica logarítmica) [15][23]. Per tant, ens interessa treballar amb la freqüència més baixa possible que estigui per sobre del llindar de percepció dels animals domèstics. El mercat ofereix el seu millor ventall de solucions en la freqüència de 40 kHz, seguida de 32.8 kHz¹⁵, 25 kHz, 80 kHz i 125 kHz. Les freqüències per sota de 40kHz resultaven atractives per la poca absorció que patirien, però no volíem córrer el risc de tenir problemes amb els gossos pigalls. Per sobre de 40 kHz l'absorció era excessiva; la selecció era evident.

A la gamma de 40 kHz, els transductors habituals es fabriquen amb cristalls de quars i el seu funcionament es basa en l'efecte piezoelèctric [23]. El model més estès que s'aplica a aquesta mena de transductor d'ultrasons s'il·lustra a la Figura 5, on es mostra que aquest cristall es pot veure estàticament com un condensador (Cd , mesurat lluny de la freqüència de ressonància i de l'ordre de 2nF) i dinàmicament com un sistema de segon ordre LCR amb una freqüència de ressonància de 40 kHz [15][23]. Els valors Ls , Cs i Rs s'obtenen de la informació que subministra el fabricant.

En general, el dissenyador no s'ha de preocupar excessivament per aquests valors; n'hi ha prou de saber quina és la freqüència de ressonància i excitar el transductor a aquesta freqüència. Això no obstant, la modelització resulta especialment atractiva quan es vol excitar més d'un transductor o no se sap quina necessitat de corrent tindran les etapes finals.

¹⁵ Sens dubte, per poder aprofitar el cristall de 32767 Hz tan habitual en els rellotges de temps real.



L_s : Inductància equivalent

C_s : Capacitat equivalent

R_s : Part real de la impedància

C_d : Capacitat estàtica

Figura 5. Model equivalent del transductor d'ultrasons

Aquest circuit es pot analitzar mitjançant la transformada S, com s'explica a [24], i s'obté la funció de la impedància imaginària següent:

$$Z(j\omega) = \frac{-\omega^2 + j\frac{R_s}{L_s}\omega + \frac{1}{L_s C_s}}{j\omega C_d \left[-\omega^2 + j\frac{R_s}{L_s}\omega + \frac{C_d + C_s}{L_s C_s R_s} \right]} \quad [1]$$

Aquesta expressió conté dues freqüències naturals a considerar, la del numerador o freqüència sèrie:

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L_s C_s} \quad [2]$$

I la del denominador o freqüència de ressonància en paral·lel:

$$\omega_p^2 = \frac{C_d + C_s}{C_d L_s C_s} \quad [3]$$

Substituint el producte de la inductància sèrie per la capacitat sèrie de [2] en [3] i canviant la pulsació per la freqüència, podem expressar la capacitat sèrie en funció de la capacitat estàtica i les freqüències de ressonància sèrie i paral·lel.

$$C_s = C_d \left[\frac{f_p^2}{f_s^2} - 1 \right] \quad [4]$$

La inductància sèrie es pot posar com a expressió de la freqüència sèrie i C_s gràcies a l'equació [2]

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_s} \quad [5]$$

Finalment, podem determinar R_s sabent que a la freqüència de ressonància, la impedància del conjunt no té component imaginària. Concloem així que R_s és la part real de $Z(j\omega)$ quan $\omega = \omega_s$.

Les equacions que acabem de comentar tenen sentit, ja que els fabricants no solen subministrar els paràmetres del transductor de forma discreta. En el seu lloc, tendeixen a publicar la capacitat estàtica (C_d) i una gràfica del mòdul i la fase de la impedància del transductor (vegeu l'annex B). El dissenyador obté els valors de les freqüències de ressonància sèrie i paral·lel de la gràfica, i junt amb C_d pot calcular el valor de C_s gràcies a l'equació [4]. Calculat C_s , s'obté L_s amb [5] i finalment s'extrau el valor de R_s directament de la gràfica.

A partir del model es va procedir a simular un dels transductors més voluminosos de la gamma de 40 kHz per tal d'afitar el corrent de l'etapa de potència, etapa que només era necessària, de moment, per poder verificar les característiques dels diferents transductors al nostre abast. En concret, el transductor utilitzar com a arquetip de simulació va ser el model 400ST160 del fabricant Pro-Wave. Aquest model presenta una capacitat estàtica $C_d = 2.4 \text{ nF}$ i la gràfica de la seva impedància es recull en la Figura 6, d'on es pot extraure que la freqüència sèrie és $f_s = 40.3 \text{ kHz}$ i la freqüència de ressonància paral·lel és $f_p = 41.2 \text{ kHz}$. Amb aquests valors calculem C_s

$$C_s = C_d \left[\frac{f_p^2}{f_s^2} - 1 \right] = 2.4 \cdot 10^{-9} \left[\frac{41200^2}{40300^2} - 1 \right] = 121 \text{ pF} \quad [6]$$

I amb C_s obtenim L_s :

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_s} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 40300^2 \cdot 121 \cdot 10^{-12}} = 129 \text{ mH} \quad [7]$$

Per completar el model, només queda per determinar el valor de la resistència equivalent a la freqüència de ressonància sèrie. Veiem que en aquest punt, el mòdul val 500Ω i la fase -30° , amb la qual cosa és fàcil [24] obtenir $R_s = 500 \cdot \cos(-30^\circ) = 433\Omega$.

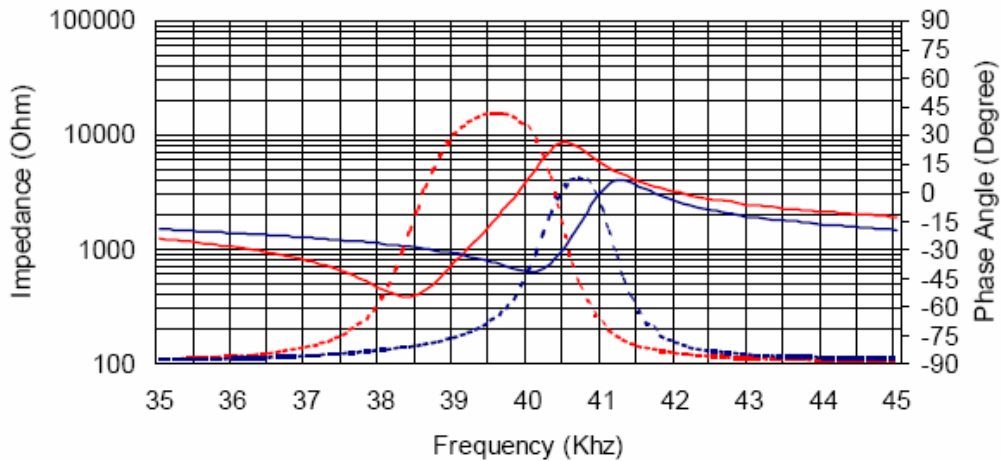


Figura 6. Mòdul i fase de la impedància del 400ST160 (en blau)

Per a la simulació del conjunt vàrem considerar que l'excitació del transductor consistiria en un pols generat per un inversor lògic de la família CMOS,¹⁶ en configuració de pont complet -excitat a 10V- amb la tranquil·litat de saber que mai superarem el límit de $200\text{mV}_{\text{rms}}$ que solen tenir com a límit aquesta mena de transductors [23]. Els inversors CMOS, com ara el MC14069, presenten una resistència sèrie de drenador a sortidor d'aproximadament 170Ω per al transistor inferior i de 595Ω per al transistor superior.

El simulador utilitzat és el *LTSpice/SwitcherCAD III*, [36] que la casa *Linear Technology* ofereix gratuïtament. En realitat, es tracta d'un captador d'esquemàtics que genera la llista de connexions per a un nucli PSPICE convencional i que resulta molt atractiu pel seu poc "pes" i la seva facilitat d'ús.

A la Figura 7 podem veure el circuit simulat i a la Figura 8 el diagrama de Bode resultant de la simulació, del qual podem constatar que es correspon amb el que declara el fabricant. Posteriorment, la Figura 9 mostra el resultat d'un pols de 12 V que ataca al

¹⁶ Per tal de poder aplicar un marge de tensió variable entre 5 V 15 V.

model del transductor a través d'una resistència de 765Ω ($R2$) que “modela” la resistència $R_{ds_{on}}$ de l'inversor CMOS.

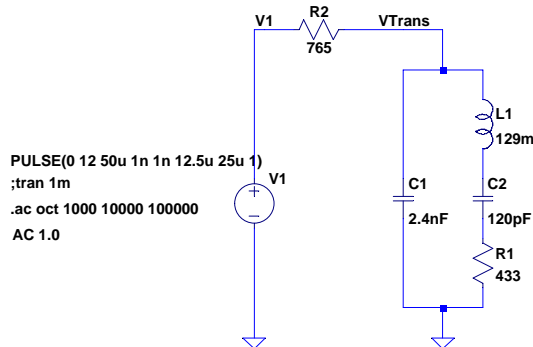


Figura 7. Circuit simulat del 400ST160

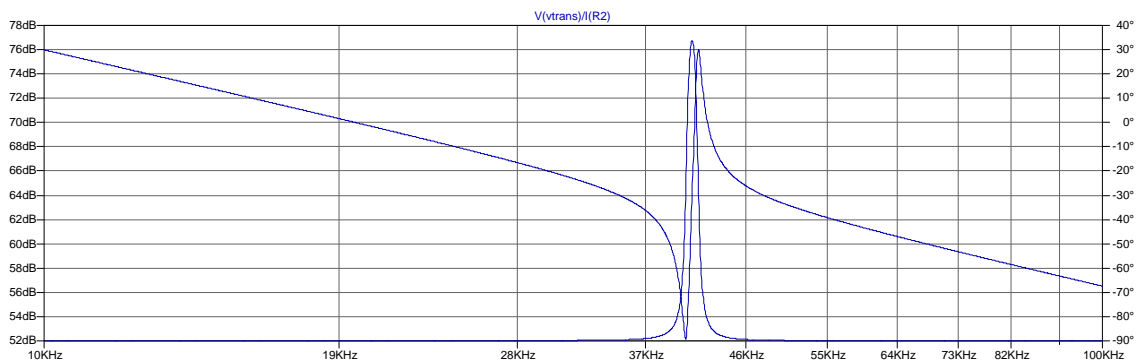


Figura 8. Impedància (mòdul i fase) del model entre 10 kHz i 100 kHz

En aquesta figura (Figura 9) es pot constatar que la tensió subministrada al transductor no és capaç d'arribar al seu màxim amb un pols que tingui una durada de la meitat del període. Per molt que el transductor que vàrem modelar inicialment era força voluminós i molt probablement ens decantéssim finalment per un altre de més petit, vàrem creure oportú duplicar l'etapa d'excitació final, és a dir, posar dos MC14069 en paral·lel. Efectivament, a la Figura 10 veiem com la tensió en el transductor arriba al seu màxim si reduïm la resistència $R2$ a la meitat.

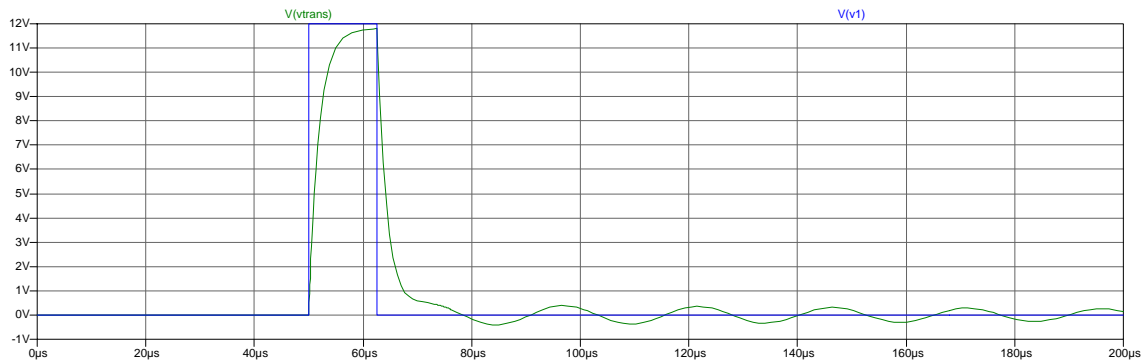


Figura 9. Tensió en el transductor enfront d'un pols de 12,5 μs , amb un amplificador

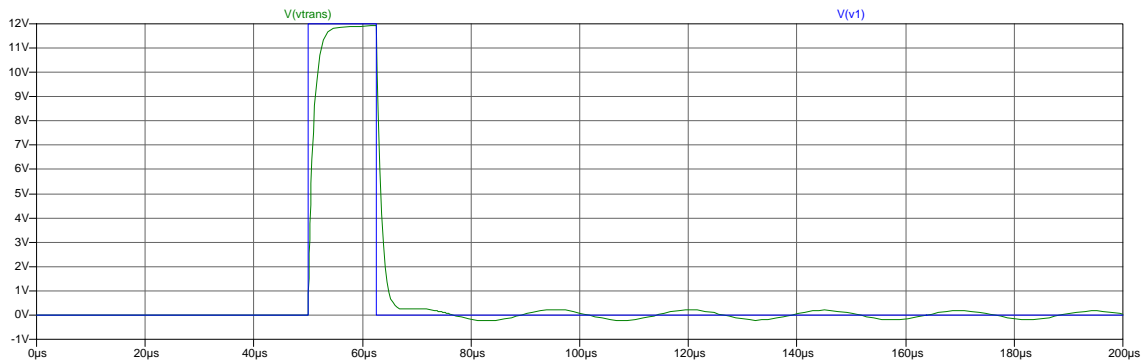


Figura 10. Tensió en el transductor enfront d'un pols de 12,5 μs , amb dos amplificadors

Així doncs, tot i desconèixer quin seria la tensió d'excitació i el model definitiu de transductor, el modelatge i la simulació ens van permetre iniciar el disseny de la primera versió de l'emissor. Una versió experimental, amb suport de l'instrumental de laboratori, amb l'ànim de verificar les prestacions de tota la gamma de transductors que volíem provar.

III.4. Disseny preliminar de l'emissor i el receptor

El següent pas consistia a dissenyar una primera versió del receptor, del qual només teníem raonat que ens centràriem en la freqüència de 40 kHz, però ni el guany del receptor ni la potència de l'emissor estava determinada. És evident que aquests dos paràmetres depenen de la distància mínima i màxima a la que es vol i es pot treballar, tot considerant que els emissors s'han de situar al sostres dels locals i que el receptor se situarà al voltant d'un metre per sobre de terra. L'ànim d'aquesta fase no és construir l'emissor i receptor definitius, ans el que es vol es experimentar amb els diferents transductors disponibles, tant per verificar que les dades del fabricant són correctes com per triar el parell de transductors amb el quals desplegem la xarxa.

D'altra banda, la distància del receptor a un emissor varia substancialment segons que el receptor estigui a la seva vertical o be estigui en el límit del seu radi d'abast. Aquest ha de ser el marge dinàmic que ha de satisfer el receptor. Malgrat tot, és possible que alguns emissors s'hagin de situar a una alçada bastant inferior a l'habitual, per raons arquitectòniques o de disseny d'interiors, la qual cosa obligaria a augmentar el marge dinàmic del receptor. Massa variables; la decisió va ser que la tensió d'excitació de l'emissor fos variable i configurable per l'instal·lador en funció de la seva alçada. D'aquesta manera, el marge dinàmic del receptor es podria afitar amb més tranquil·litat.

En cap moment ha estat objecte d'aquesta tesi l'estudi de l'arquitectònica en l'ús dels locals on es pot aplicar aquesta solució, però cal recordar que el present estudi forma part d'un projecte encarregat per un client, el qual sí que tenia un cert coneixement del mercat i es va atrevir a definir una alçada "mitjana" on s'ubicarien els emissors.

La Figura 11 il·lustra els components de la geometria "mitjana" que juguen en la discussió per al disseny preliminar del conjunt emissor-receptor. S'acorda que l'alçada h serà 3m, tot assumint que l'alçada promig és 4m i els carros de la compra tenen una alçada d'un metre i queda per decidir el radi de l'abast màxim d'un emissor. Aquest punt va ser objecte de fortes discussions, ja que el radi r es correspon amb la distància màxima entre emissors; això és, com major sigui r , menor serà el nombre d'emissors necessaris, cosa que influeix directament en el cost de la instal·lació final. Concretament, la nostra posició tendia a igualar r amb h , però el client no entenia com

podia variar tant el nivell de recepció per culpa d'un desplaçament lateral posem, per exemple, el doble de l'alçada. El nostre neguit responia a la impressió que la majoria de transductors exhibien un lòbul de radiació i sensibilitat que a 45° queia entre 6 i 12 dB i a 60° la davallada era de 20dB. Per tant, el problema no era la distància sinó l'angle d'incidència, el qual, per cert, atenua tant en l'emissor com en el receptor.

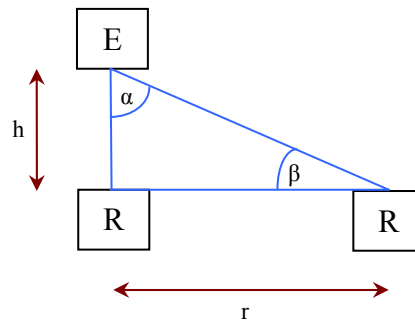


Figura 11. Geometria de referència

Hem qualificat d'“impressió” el comportament del mòdul de radiació, però seria més exacte dir que “tots els transductors que havíem seleccionat” tenien aquest comportament. El que no podíem assegurar era si existien en el mercat altres transductors amb un lòbul més ample i com sigui que treballar amb components que no es troben en els canals de distribució habitual és llarg i molt difícil de mantenir, no podíem comprometre l'evolució del disseny a un estudi exhaustiu en les formes.¹⁷

En conclusió, l'escenari mitjà inicial és de 3 m entre emissor i receptor en la vertical i un radi d'abast (r) de 3 m, que es correspon a la distància entre emissors. Sota aquestes declaracions, l'angle de sortida i d'incidència màxim serà de 45° i la distància recorreguda per l'ona ultrasònica serà de $d = \sqrt{3^2 + 3^2} = 4,2m$

El límit de tensió que es pot aplicar als transductors d'ultrasons és de 50 V (aproximadament) sempre que la potència subministrada sigui inferior a 200 mW. Atès que el temps d'excitació es preveia molt curt respecte al període del senyal, el límit

¹⁷ En les referències [20] i [23] es discuteix la directivitat dels transductors i s'entreveu mecànicament complicat eixamplar el lòbul.

vindria marcat per un compromís entre el cost de l'emissor i la màxima tensió que podríem subministrar a tota una malla d'emissors. Com a compromís inicial fixarem que la tensió d'excitació "estàndard" seria de 12V, amb la possibilitat de variar-la de forma controlada en funció de l'alçada real d'instal·lació.

L'amplificador d'ultrasons en la banda de 40 kHz més usat en sistemes d'alarmes i de control remot es basa en el popular inversor *CMOS 4069*, el qual, recordem, es pot alimentar fins a 15V. Com ja s'ha dit prèviament quan estudiàvem el model i la simulació, l'etapa final dobra els inversors per subministrar més corrent al transductor, tal com es mostra a la Figura 12.

L'etapa final s'ha confegit en una disposició *push-pull* clàssica, excitada en contrafase gràcies a *IC2A*, mentre que *IC2D* serveix per adaptar el nivell *TTL* que es presenta en el connector "*POLS*", a l'excursió de V_{cc} (12V) amb l'ajut de l'etapa d'adaptació formada per *Q2* i les resistències de polarització que l'envolten. Diem que aquesta és una etapa "de laboratori" ja que el senyal *POLS* neix d'un generador de funcions i la tensió d'alimentació és proveïda per una font de tensió variable, tot plegat orientat a l'experimentació i caracterització dels transductors.

El següent pas consisteix a decidir el guany de l'amplificador del receptor. Les dades disponibles són el nivell de pressió sonora que llança l'emissor o *SPL* (donat un transductor, una tensió d'excitació i un angle de projecció), la distància màxima de recepció, la sensibilitat del receptor (descomptant l'angle de recepció) i l'absorció nominal de l'aire [23].

El nivell de pressió sonora del transductor a 30cm amb una excitació de 10V és una dada normalitzada que el fabricant subministra en les dades tècniques del producte. Aquest nivell, en dB, s'ajusta a la tensió d'excitació (suposem 12V) i es descompta l'atenuació de l'angle de sortida màxim, això és, 45°. Al nivell resultant se li aplica l'efecte de l'absorció atmosfèrica i l'atenuació per la distància i obtenim el nivell *SPL* al front del receptor. Cal convertir aquest nivell, expressat en dB, a unitats de Pascals (o millor μ Bars), per poder operar amb la sensibilitat del transductor receptor que subministra el fabricant [26].

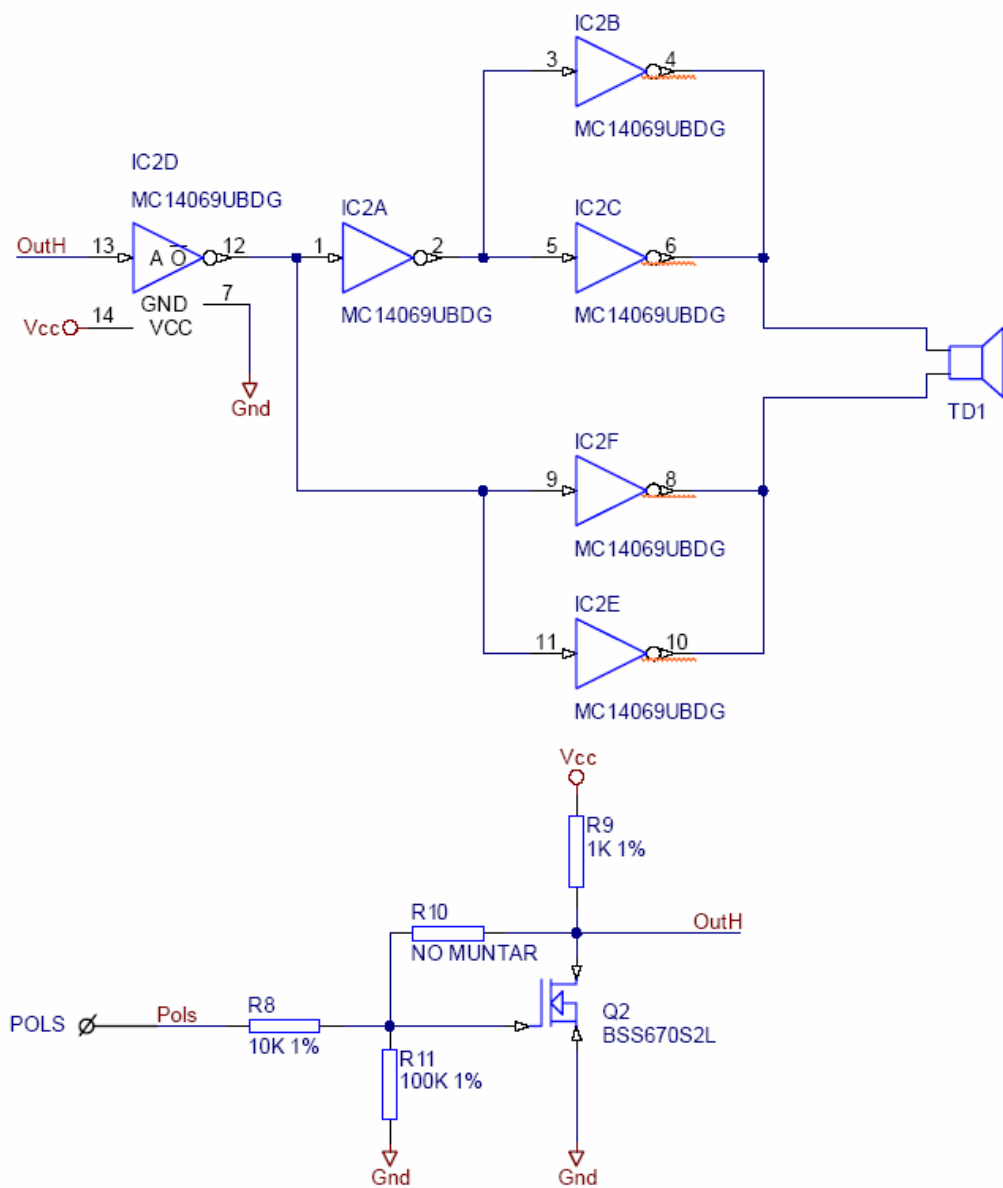


Figura 12. Disseny preliminar de l'emissor

El resultat és el nivell, en mV, que apareix a la sortida del transductor. Aquest nivell haurà de ser amplificat, amb total seguretat, fins a un nivell que sigui manejable en el pitjor cas, però que no sature l'amplificador quan el receptor estigui sota la vertical de l'emissor.

Continuant amb el model 400ST/R160, iniciem els càlculs sabent que, segons el *Data Sheet* del fabricant [26]:

Sound Pressure Level transmesa a 40 kHz:

0dB re 0.0002μbar per 10 Vrms a 30 cm, 120 dB min.

Sensibilitat del receptor a 40,0 kHz

0 dB = 1 volt/μbar -65dB min.

Determinem el nivell *SPL* en el receptor separat a 3m de la vertical (4,2m d'hipotenusa, 45° de sortida i d'incidència):

- Guany SPL per una excitació de 12Vrms = $20 * \log (12 \text{ V} / 10 \text{ V}) = 1,58 \text{ dB}$
- Reducció a un angle de sortida de 45° = -12
- Reducció a 4,2 m = $20 * \log (30 \text{ cm} / 420 \text{ cm}) = -22,9 \text{ dB}$
- Absorció nominal a 40 kHz en 4,2m = $0.2 \text{ dB/m} * 4,2 = 0,84 \text{ dB}$
- SPL(dB) a 4,2m amb un angle de 45° és = $120+1,58-12-22,9-0,84 = 85,8 \text{ dB}$

Convertim SPL (dB) a SPL (μbars): $85,8 \text{ dB} = 20 * \log (\text{SPL} (\mu\text{bars}) / 0,0002 \mu\text{bar})$, llavors el nivell de pressió SPL(μbars) que rep el transductor es = 3,89(μbars). La sensibilitat del receptor es de -65 dB a 40 kHz, on 0 dB equivalen 1 volt/ μbar, però amb una incidència de 45°, es perden 12 dB segons les gràfiques del fabricant, per tant,

$$-(65+12) \text{ dB} = 20 * \log (\text{Sensibilitat} / 1 \text{ Volt}/\mu\text{bar})$$

$$\text{Sensibilitat} = 0,141 \text{ mV}/\mu\text{bar}$$

Finalment, el voltatge que es genera amb 3,89 μbar = $0,141 * 3,89 = 0,55 \text{ mV}$. Si assumim que volem un senyal amb un pic de 1 V, el guany de l'amplificador d'entrada ha de ser de 1.818, això és, prop de 66 dB. És un guany elevat, però no és difícil si es fa un repartiment curós dels desacoblaments amb la part digital.

A fi i efecte de valorar el marge dinàmic de la resposta de l'amplificador cal repetir aquests càlculs per al cas que el receptor es disposi a la vertical de l'emissor, això és, 3m de distància i 0° de sortida i d'incidència:

- Guany SPL per una excitació de 12 Vrms = $20 * \log (12 \text{ V} / 10 \text{ V}) = 1,58 \text{ dB}$
- Reducció a un angle de sortida de 0° = 0
- Reducció a 3 m = $20 * \log (30 \text{ cm} / 300 \text{ cm}) = -20 \text{ dB}$
- Absorció nominal a 40 kHz en 3 m = $0,2 \text{ dB/m} * 3 \text{ m} = 0,6 \text{ dB}$

- SPL (dB) a 4,2 m amb un angle de 45° és = $120 + 1,58 - 0 - 20 - 0,6 = 100,98$ dB

Convertim SPL (dB) a SPL (μ bars): $100,98 \text{ dB} = 20 * \log (\text{SPL} (\mu\text{bars}) / 0,0002 \mu\text{bar})$, llavors, el nivell de pressió SPL (μ bars) que rep el transductor és = 22,4(μ bars). La sensibilitat del receptor es de -65 dB a 40 kHz, on 0 dB equivalen 1 volt/ μ bar, sense descomptar res ja que estem a la vertical. Per tant,

$$-(65) \text{ dB} = 20 * \log (\text{Sensibilitat} / 1 \text{ Volt}/\mu\text{bar})$$

$$\text{Sensibilitat} = 0,56 \text{ mV}/\mu\text{bar}$$

Finalment, el voltatge que es genera amb $22,4 \mu\text{bar} = 0,56 * 22,4 = 12,5 \text{ mV}$. Com que el guany en el cas anterior s'ha fixat a 1.818, el pic de tensió que s'obté ara és de 22 V.

D'aquestes primeres estimacions varem extraure una reflexió important: el marge dinàmic no podia ser tan gran, ja que això obligaria al receptor a treballar amb tensions massa elevades per poder-les tractar amb un microprocessador o bé a afegir una etapa de guany automàtic en l'amplificador d'entrada. Cap de les dues solucions era atractiva. Ara bé, si examinem les pèrdues entre un cas i l'altre, veiem que la major diferència no prové de la distància, ans de l'atenuació de 12 dB que pateix aquest transductor a 45°, el qual genera una diferència de 24 dB entre la posició vertical i la posició desplaçada a 3 m. Per tant, en la tria dels transductors, el paràmetre de selecció més important ha de ser l'atenuació a 45°, tant pel receptor com per l'emissor, per davant, fins i tot, d'una millor sensibilitat o potència de sortida, ja que com més petita sigui aquesta atenuació, tant menor serà el marge dinàmic del receptor.

El disseny preliminar del receptor no havia de ser tant exigent pel que fa al guany que hem calculat anteriorment, ja que el seu objectiu era el de verificar que les dades subministrades pels fabricants fossin correctes. Tanmateix, tampoc ens interessava que del disseny preliminar al disseny definitiu hi hagués un abisme estructural i creiem que el comportament freqüencial (en mòdul i fase) hauria de ser, si més no, similar al del disseny definitiu.

Per tot això, varem optar per un humil filtre de dues etapes passa-banda constituïdes cadascuna d'elles per una combinació de passa baixes i passa altes (Figura 13). Aquesta

mena de filtres no descolla per l'estretor de la seva banda passant, però ofereix una elevada immunitat a les toleràncies dels components, es poden concatenar per obtenir un guany major i cada dues etapes el retard de fase s'anul·la.

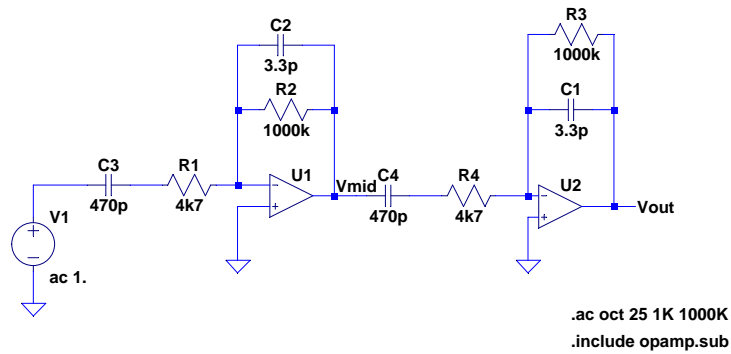


Figura 13. Disseny preliminar del receptor

La banda passant de cada etapa es determina per la freqüència de tall passa-alta f_1 i la freqüència de tall passa-baixa f_2 , com es mostra a la Figura 14

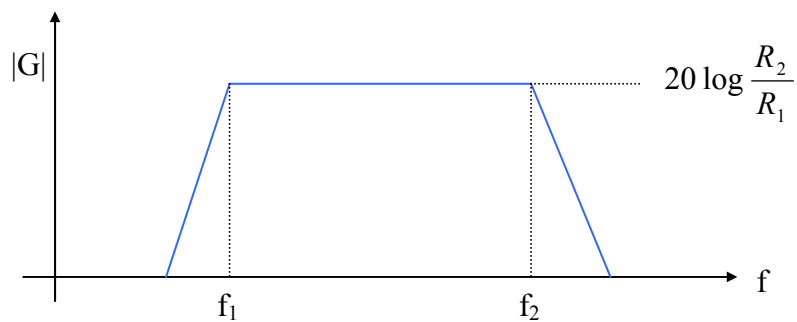


Figura 14. Resposta freqüencial teòrica

On les freqüències de tall responen a les expressions següents:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_3} = 32\text{KHz} \quad [8]$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 48\text{Khz} \quad [9]$$

Amb un guany de 46dB teòrics per cada etapa, 93dB en total, que el simulador retalla a 77dB. El resultat de la simulació, tant pel que fa al final de l'etapa com a la meitat es pot veure a la Figura 15.

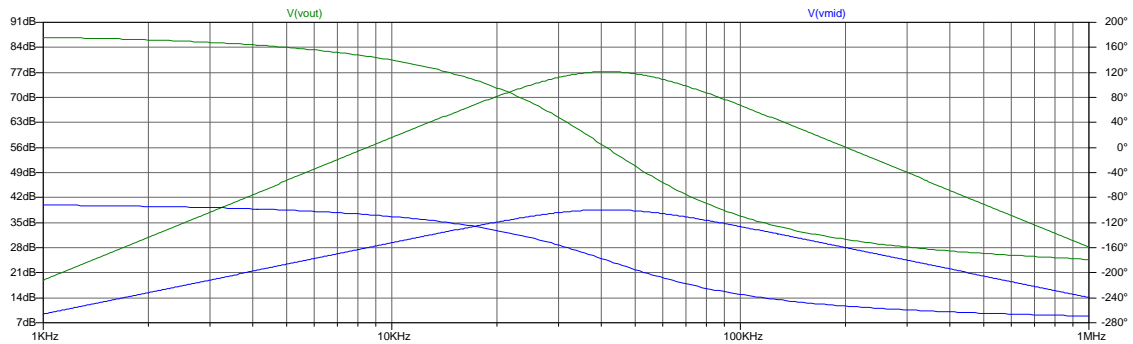


Figura 15. Resposta freqüencial simulada

Aquest esquema, alimentat de forma simètrica i muntat sobre una placa de prototipus, junt amb l'emissor que hem discutit anteriorment ens van permetre analitzar la resposta dels transductors d'ultrasons que havíem preseleccionat. Volem insistir que no es tractava de fer un estudi rigorós, ja que, en principi, disposàvem de les dades dels fabricants, tan sols una presa de contacte abans d'iniciar el disseny definitiu.

III.5. Comparativa de prestacions i selecció

Com ja s'ha dit en el capítol anterior, els transductors candidats haurien d'exhibir les virtuts següents:

- Lòbul de radiació el més ample possible.
- Nivell de pressió sonora el més gran possible.
- Freqüència de ressonància: 40 kHz.

En principi, els fabricants ofereixen els transductors en parelles emissor-receptor, tot i que segons el principi de reciprocitat [23], el mateix transductor serveix tant per a emissió com per a recepció. Com sigui, els fabricants distingeixen un de l'altre, suposem que per raons de petites millores en la sensibilitat.

Ara bé, el receptor està a l'abast de l'usuari i per tant, és un element vulnerable. Com s'il·lustra a la figura 1, els transductors d'ultrasons poden ser oberts o segellats.



Transductors oberts



Transductors segellats

Figura 16. Tipus de transductors

És clar que el receptor ha de ser segellat, però no hi ha cap restricció en aquest sentit que afecti l'emissor, ja que aquest estarà ubicat al sostre i de cap per avall.

A continuació detallarem les característiques més importants dels candidats preseleccionats de la casa ProWave [26] i Murata [27], els principals fabricants de transductors d'ultrasons en la banda de 40 kHz. Es poden trobar altres fabricants en aquesta banda, com ara International Transducers [29], però estan molt enfocats a transductors amb un lòbul molt estret, just el contrari del que ens interessa. Val a dir que es poden trobar un bon ventall d'altres fabricants de transductors, entre els quals destaca

Weber Ultrasonics [28], però el seu producte està orientat a aplicacions de neteja, soldadura o electromedicina. Finalment, es poden trobar uns quans fabricants OEM, que segurament són els que fabriquen els productes de Murata i Prowave, ja que la seva aparença és sospitosament similar, però tant la informació com la disponibilitat són dubtoses. Per tant, la llista no és gaire llarga.

Per a cada un d'aquests es declara el model, la sensibilitat del receptor (expressada en dB a la freqüència de ressonància, on 0dB = 1 volt/ μ bar), el nivell de pressió sonora (*SPL*), el tipus (segellat o obert) i el lòbul de radiació.

Model:	400ST/R100	
Sensibilitat:	-70dB	
SPL:	112	
Tipus:	Obert	

Model:	400ST/R120	
Sensibilitat:	-65dB	
SPL:	115	
Tipus:	Obert	

Model:	400ST/R160	
Sensibilitat:	-65dB	
SPL:	120	
Tipus:	Obert	

Model:	400WB 160	
Sensibilitat:	-78dB	
SPL:	105	
Tipus:	Obert	

Model:	400ET/R080	
Sensibilitat:	-80dB	
SPL:	100	
Tipus:	Segellat	

Model:	400ET/R180	
Sensibilitat:	-70dB	
SPL:	112	
Tipus:	Segellat	

Model:	400ET/R250	
Sensibilitat:	-70dB	
SPL:	115	
Tipus:	Segellat	

Model:	400PT 120	
Sensibilitat:	-68dB	
SPL:	115	
Tipus:	Obert	

Model:	400PT 60	
Sensibilitat:	-65dB	
SPL:	117	
Tipus:	Obert	

Model:	400EP 125	
Sensibilitat:	-80dB	
SPL:	98	
Tipus:	Segellat	

Model:	MA40B 8R/S	
Sensibilitat:	-70dB	
SPL:	120	
Tipus:	Obert	

Model:	MA40E 7R/S	
Sensibilitat:	-72dB	
SPL:	106	
Tipus:	Obert	

Sabem que el receptor ha de ser segellat i que el seu lòbul ha de ser tan ample com sigui possible i exempt d'entrades. De la lectura de la llista anterior concloem que només hi ha tres possibles receptors: el 400ET/R080, el 400EP125 i el MA40E7R/S. Si examinem l'atenuació del lòbul a 45° podem descartar el tercer enfront dels dos primers, pràcticament idèntics. A igualtat d'atenuació el paràmetre que discrimina és la sensibilitat, la qual resulta ser de -80 dB per a ambdós models. Afortunadament, el

mercat resol la disjuntiva per a nosaltres: el model 400EP125 no està en l'estoc dels principals distribuïdors¹⁸ i ens decidim pel 400ET/R080.

En la tria dels emissors disposem d'algunes alternatives més. El primer criteri de filtre consisteix a exigir una reducció menor de 6 dB a 45°, acomplert per: 400STR120, 400ETR080, 400PT120, 400EP125, MA40E7RS. A continuació, filtrem aquells que presentin un nivell de pressió sonora major de 110dB, com són el 400STR120 i el 400PT120. Aquests dos són força similars i estan accessibles dins dels canals de distribució; ens decantem pel 400STR120, uns 3dB millor que el seu competidor, però romanem amb la tranquil·litat que el 400PT120 és un substitut gairebé equivalent.

Un cop presa la decisió sobre els models de l'emissor i el receptor, s'imposava recalculer el guany del receptor, en el mateix escenari descrit a l'apartat anterior:

Sound Pressure Level transmesa a 40 kHz pel 400STR120:
0 dB re 0,0002 μ bar per 10 Vrms a 30 cm, 115 dB min.

Sensibilitat del receptor 400ETR080 a 40 kHz
0 dB = 1 volt/ μ bar -80 dB min.

Determinem el nivell SPL en el receptor separat a 3 m de la vertical (4,2 m d'hipotenusa, 45° de sortida i d'incidència):

- Guany SPL per una excitació de 12 Vrms = $20 * \log (12 \text{ V} / 10 \text{ V}) = 1,58 \text{ dB}$
- Reducció a un angle de sortida de 45° = -3
- Reducció a 4,2 m = $20 * \log (30 \text{ cm} / 420 \text{ cm}) = -22,9 \text{ dB}$
- Absorció nominal a 40 kHz en 4,2 m = $0,2 \text{ dB/m} * 4,2 = 0,84 \text{ dB}$
- SPL (dB) a 4,2 m amb un angle de 45° és = $115+1,58-3-22,9-0,84 = 89,84 \text{ dB}$

Convertim SPL (dB) a SPL (μ bars): $89,84 \text{ dB} = 20 * \log (\text{SPL} (\mu\text{bars}) / 0,0002 \mu\text{bar})$, llavors, el nivell de pressió SPL (μ bars) que rep el transductor es = 6,2 (μ bars). La sensibilitat del receptor és de -65 dB a 40 kHz, on 0 dB equivalen 1 volt/ μ bar, però amb una incidència de 45°, es perden 3dB segons les gràfiques del fabricant. Per tant,

$$-(80+3) \text{ dB} = 20 * \log (\text{Sensibilitat} / 1 \text{ Volt}/\mu\text{bar})$$

$$\text{Sensibilitat} = 0,071 \text{ mV}/\mu\text{bar}$$

¹⁸ No ens sentim gens satisfets de tenir tan poques alternatives. A la llarga, la disponibilitat dels components crítics acaba passant factura.

Finalment, el voltatge que es genera amb $6,2 \mu\text{bar} = 0,071 * 6.2 = 0,44 \text{ mV}$. Si assumim que volem un senyal amb un pic d'1V, el guany de l'amplificador d'entrada ha de ser de 2.272, això és, 67,1 dB.

A fi i efecte de valorar el marge dinàmic de la resposta de l'amplificador cal repetir aquests càlculs per al cas que el receptor es disposi a la vertical de l'emissor, això és, 3m de distància i 0 graus de sortida i d'incidència:

- Guany SPL per una excitació de 12 Vrms = $20 * \log (12 \text{ V} / 10 \text{ V}) = 1,58 \text{ dB}$
- Reducció a un angle de sortida de 0° = 0
- Reducció a 3 m = $20 * \log (30 \text{ cm} / 300 \text{ cm}) = -20 \text{ dB}$
- Absorció nominal a 40 kHz en 3 m = $0,2 \text{ dB/m} * 3\text{m} = 0,6 \text{ dB}$
- SPL (dB) a 4,2 m amb un angle de 45° és = $115+1,58-0-20-0,6 = 95,98 \text{ dB}$

Convertim SPL(dB) a SPL(μbars): $95,98 \text{ dB} = 20 * \log (\text{SPL}(\mu\text{bars}) / 0.0002\mu\text{bar})$, llavors el nivell de pressió SPL(μbars) que rep el transductor és = 12.5(μbars). La sensibilitat del receptor es de -80dB a 40 kHz, on 0dB equivalen 1volt/ μbar , sense descomptar res ja que estem a la vertical. Per tant,

$$-(80) \text{ dB} = 20 * \log (\text{Sensibilitat} / 1 \text{ Volt}/\mu\text{bar})$$

$$\text{Sensibilitat} = 0,1 \text{ mV}/\mu\text{bar}$$

Finalment, el voltatge que es genera amb $12,5 \mu\text{bar} = 0,1 * 12,5 = 1,5 \text{ mV}$. Com que el guany en el cas anterior s'ha fixat a 2.272, el pic de tensió que s'obté ara és de 3,4 V. Per tant, podem afirmar que el marge dinàmic de l'amplificador ha deixat de ser un problema gràcies a la tria de transductors amb un lòbul ample.

III.6. Primeres proves

Un cop seleccionats el 400STR120 com a emissor i el 400ETR080 com a receptor, vàrem fer les primeres proves de resposta a l'impuls a la cambra anecoica de l'Escola d'Enginyeria La Salle. L'assaig es va fer a 4m de distància, primer a visió directa, és a dir, a zero graus tant l'emissor com el receptor i amb un sol pols d'excitació de 12,5 us d'amplada, per poder-lo comparar amb els resultats de la simulació. A la Figura 17 es pot veure, a la part superior, el pols a què s'excita l'emissor cada 11 ms aproximadament.

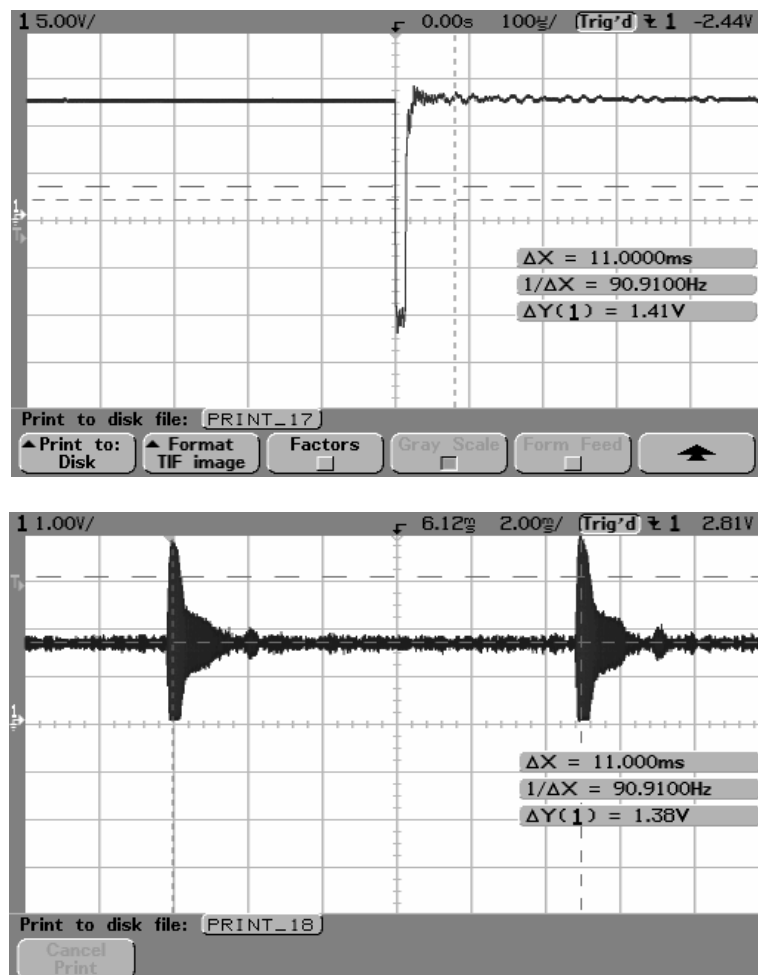


Figura 17. Primers resultats

A la part inferior de la figura veiem el resultat després de l'amplificador: un sol batec genera un pols que es manté fins a un mil·lsegon: És la resposta d'un sistema d'un ordre superior a dos, ja que tenim, per una banda, la resposta a l'impuls del mateix emissor al que se li suma la resposta del receptor, ja no a l'impuls sinó al front d'ones que ha generat l'emissor.

En tot cas, d'aquesta prova s'extrau una conclusió important: la informació codificada ha de tenir un temps de bit superior a un mil·lsegon si no es vol patir per la interferència intersimbòlica. La impressió que dóna l'oscil·lograma de la Figura 17 és que el temps de bit ha de ser de 2 ms.

La simulació de l'emissor a la resposta a l'impuls del transductor 400STR120 es pot veure a la Figura 18, després de calcular els valors de modelització per a aquest transductor. Hem ampliat la base de temps per poder veure com el tensió en bornes del transductor té activitat fins a 0,5 ms. Segons [23], la resta fins arribar a la resposta de la Figura 17 és cosa del receptor i la seva circuiteria associada.

Les proves es varen deixar en aquest punt –els resultats eren esperançadors- a l'espera de dissenyar el receptor complet, és a dir, amb la part digital connectada i amb un emissor que es pugui configurar en amplitud i que enviï una trama completa.

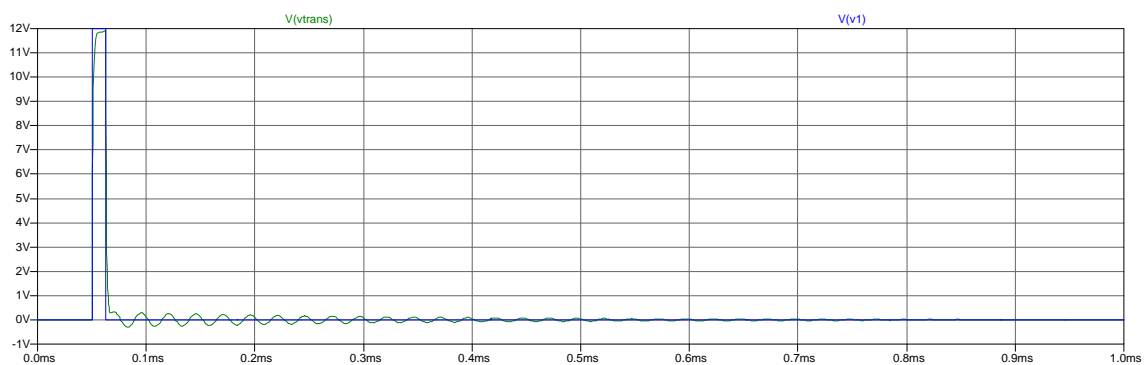


Figura 18. Resposta simulada de l'emissor 400STR120

III.7. Conclusions

El transductor que portarà l'emissor serà el 400STR120, de la casa Pro-Wave, excitat amb una tensió variable entre 5 V i 12 V, en una configuració *push-pull* generada per l'inversor *CMOS*, model *MCI4069*. En principi, confiem que amb un sol transductor per cada emissor podrem abastar un cercle de 3 m de radi.

El receptor contindrà un 400ETR08 condicionat per un amplificador passa banda, centrat a 40 kHz, amb 40 dB per dècada de pendent i un guany de 67 dB el qual genera un marge dinàmic que permet que el receptor estigui directament a sota del transmissor o bé allunyat 3 m de la vertical sense que calgui afegir cap control automàtic de guany.

És una llàstima que el lòbul del receptor s'esmoreeix tant abruptament en arribar als 45° ja que, de no ser així, podríem augmentar molt més el radi d'abast dels emissors. Fins i tot es va considerar la possibilitat de construir alguna mena de pavelló auditiu però es va descartar la idea per raons de temps, de recursos disponibles i per la implicació que tindria en la mecanització del producte final.

Per acabar, la resposta a l'impuls del transmissor fa sospitar que la durada de cada símbol no podrà ser inferior a 1 ms, però no hem estat capaços de modelar el conjunt emissor-canal-receptor. Així doncs, caldrà esperar a les proves de camp per saber si podem baixar d'1 ms o ens haurem d'accontentar amb un (o dos) mil·lisegons per símbol.

Capítol IV.

***El problema de la triangulació i els errors
que se'n deriven***

Capítol IV. El problema de la triangulació i els errors que se'n deriven

IV.1. Introducció

Partim del fet que coneixem la posició de tres emissors i que coneixem la distància del mòbil a cadascun d'aquests tres emissors. No assumim cap distribució especial per als tres emissors, els quals poden estar a diferents alçades i no formen cap malla regular, però no podem admetre que:

- Els tres emissors estiguin alineats
- Algun dels emissors tingui una alçada inferior al mòbil (respecte de les coordenades cartesianes de l'edifici).

Sota aquestes premisses, començarem per determinar les coordenades esfèriques del mòbil respecte de la posició de l'emissor 1 i el pla que formen els tres emissors. Posteriorment, es calculen les translacions i rotacions necessàries per transportar la solució esfèrica respecte de l'emissor 1 a les coordenades cartesianes respecte de l'edifici on es pretén situar el mòbil. En el decurs dels càlculs, cal considerar en quin moment es pot passar per una divisió per zero i, en aquest cas, avaluar les conseqüències de l'operació per tal d'assegurar que no incomplim cap axioma algebraic. Com es veurà més endavant, les possibles divisions per zero se solen correspondre a un cas especial de la solució, que cal tractar per separat.

Cal assenyalar que el primer intent de solució analítica es va abordar amb l'ús de coordenades cartesianes i el teorema de Pitàgores. Lamentablement, tan aviat com sorgien arrels quadrades, la tria de la solució positiva o negativa obria una ramificació en les solucions que abocava el sistema d'equacions a un despropòsit de casos especials dins dels casos especials. Ultra les consideracions d'un possible estalvi de cost computacional de la solució cartesiana respecte a la solució esfèrica, es va optar per aquesta última en consideració al millor tractament dels casos especials i de la deriva de la mesura de les distàncies, tal com s'estudiarà més endavant.

IV.2. Càlcul de la posició en coordenades esfèriques

La Figura 19 il·lustra el sistema de coordenades que s'utilitzarà per calcular la posició del mòbil o , respecte del pla format pels punts 1 , 2 i 3 . Les dades inicials són els mòduls dels vectors $\vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{r}_3$ (calculats pel retard de la trama d'ultrasons) i les coordenades cartesianes dels emissors 1 , 2 i 3 respecte de l'edifici (que ens permeten conèixer les distàncies d_{12} , d_{13} i d_{23}). Queda clar que la posició del mòbil o queda totalment determinada per la triada $\left\{ |\vec{R}_1|, \sin \alpha_1, \cos \beta_1 \right\}$ ¹⁹ respecte al pla definit pels tres emissors. El següent pas consistirà a transformar la tríada anterior a les coordenades cartesianes respecte de l'edifici, moment en que s'invertirà la posició dels tres emissors respecte al mòbil. Efectivament, per raons de claredat psicològica, a la Figura 19 els emissors estan dibuixats com si la seva posició natural fos el terra i el mòbil flotés a sobre. En realitat, els emissors es col·loquen al sostre i l'emissor circula per terra a una alçada coneguda i constant.

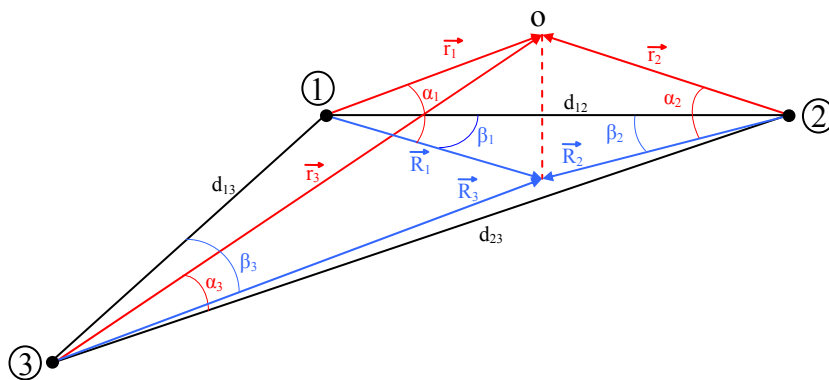


Figura 19. Sistema de coordenades inicial

Els vectors \vec{R}_1, \vec{R}_2 i \vec{R}_3 són la projecció dels vectors \vec{r}_1, \vec{r}_2 i \vec{r}_3 en el pla definit per 1 , 2 i 3 . En endavant, el mòdul dels vectors s'expressarà igual que el seu vector associat, però amb l'absència de la fletxa. Així doncs, r_1 s'ha d'entendre com $|\vec{r}_1|$.

¹⁹ No es tracta d'una definició ortodoxa de coordenades esfèriques, però resultarà molt útil de cara a la transformació a coordenades cartesianes.

Com que $r_1^2 - R_1^2 = r_2^2 - R_2^2$ i $r_1^2 - R_1^2 = r_3^2 - R_3^2$ tenim que

$$R_2^2 = r_2^2 - r_1^2 + R_1^2 \quad [10]$$

$$R_3^2 = r_3^2 - r_1^2 + R_1^2 \quad [11]$$

Pel teorema del cosinus, sabem que:

$$R_2^2 = R_1^2 + d_{12}^2 - 2R_1 d_{12} \cos \beta_1 \quad [12]$$

$$\cos \beta_1 = \frac{R_2^2 - R_1^2 - d_{12}^2}{-2R_1 d_{12}} \quad [13]$$

Utilitzant [10] en l'equació anterior

$$\cos \beta_1 = \frac{r_2^2 - r_1^2 - d_{12}^2}{-2R_1 d_{12}} \quad [14]$$

Veiem que només cal esbrinar el valor de R_1 per obtenir el cosinus de l'angle β_1 . Aquest valor s'obté gràcies a la relació entre las distàncies entre els tres emissors i la relació entre els angles de les rectes directores, tot definint els angles γ_1 i δ_1 d'acord amb la Figura 20, on hi ha il·lustrades las projeccions dels vectors \vec{r}_1 , i \vec{r}_3 en el pla 1,2,3.

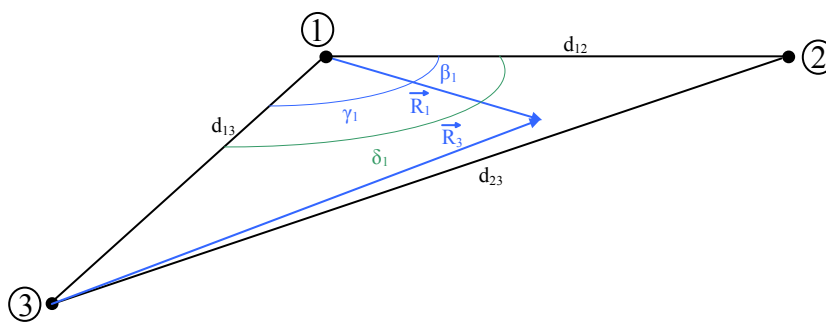


Figura 20. Projectió sobre el pla 1,2,3 dels angles β_1 , γ_1 i δ_1

Partint de la figura anterior i la definició dels nous angles γ_1 i δ_1 podem establir les relacions següents:

$$R_3^2 = R_1^2 + d_{13}^2 - 2R_1 d_{13} \cos \gamma_1 \quad [15]$$

$$\gamma_1 = \delta_1 - \beta_1 \quad [16]$$

I per la coneguda expressió del cosinus de la resta de dos angles obtenim

$$\cos(\delta_1 - \beta_1) = \cos \delta_1 \cos \beta_1 + \sin \delta_1 \sin \beta_1 \quad [17]$$

Substituint [16] a l'equació [15] i després aplicant [17] arribem a

$$R_3^2 = R_1^2 + d_{13}^2 - 2R_1 d_{13} [\cos \delta_1 \cos \beta_1 + \sin \delta_1 \sin \beta_1] \quad [18]$$

Operant

$$\frac{1}{R_1} = \frac{-2d_{13} [\cos \delta_1 \cos \beta_1 + \sin \delta_1 \sin \beta_1]}{R_3^2 - R_1^2 - d_{13}^2} \quad [19]$$

Aquí apareixen dos casos de possible divisió per zero: un, quan la projecció R_1 és zero, és a dir, el mòbil està en la vertical del primer emissor i l'altre quan el R_3 , R_1 i d_{13} formen un triangle rectangle que anul·la el denominador de la dreta. Amb una inspecció ràpida a la Figura 19 es veu que aquest segon cas és el mateix que el primer. L'algorisme final ha de tenir en compte aquesta situació i tractar-la per separat, com es veurà més endavant.

A l'equació [19] substituïm R_3^2 per l'equació [11]:

$$\frac{1}{R_1} = \frac{-2d_{13} [\cos \delta_1 \cos \beta_1 + \sin \delta_1 \sin \beta_1]}{r_3^2 - r_1^2 - d_{13}^2} \quad [20]$$

I a l'equació [14] substituïm I/R_l per l'equació [20] per obtenir:

$$\cos \beta_1 = \frac{r_2^2 - r_1^2 - d_{12}^2}{r_3^2 - r_1^2 - d_{13}^2} \cdot \frac{d_{13}}{d_{12}} [\cos \delta_1 \cos \beta_1 + \sin \delta_1 \sin \beta_1] \quad [21]$$

En endavant, els termes constants i coneguts de l'equació [21] queden agrupats dins el paràmetre K , el qual es defineix així:

$$K = \frac{d_{13}}{d_{12}} \left[\frac{r_2^2 - r_1^2 - d_{12}^2}{r_3^2 - r_1^2 - d_{13}^2} \right] \quad [22]$$

L'equació [21] queda, amb l'ús del paràmetre K com:

$$\cos \beta_1 = K \cos \delta_1 \cos \beta_1 + K \sin \delta_1 \sin \beta_1 \quad [23]$$

El següent pas consisteix a dividir les dues bandes de la igualtat pel $\cos \beta_1$, sempre que es pugui assegurar que aquest factor és diferent de zero. De l'examen de la Figura 20 se n'extrau fàcilment que aquest cas conté un escenari que ja s'ha descrit a l'equació [19] i és que el mòbil està sota la línia 1-2. Més endavant es tractarà aquest cas particular. Després de dividir per $\cos \beta_1$ resulta

$$1 = K \cos \delta_1 + K \sin \delta_1 \frac{\sin \beta_1}{\cos \beta_1} \quad [24]$$

Que es pot escriure com:

$$\operatorname{tg} \beta_1 = \frac{1 - K \cos \delta_1}{K \sin \delta_1} \quad [25]$$

Òbviament, la possibilitat que $\sin \delta_1$ sigui zero resulta, com a mínim, inquietant. Com es veurà més endavant, es tracta d'un escenari que cal evitar o, en el seu defecte, solucionar i que apareix quan els tres emissors estan alineats. De moment, s'imposa calcular δ_1 ; pel teorema del cosinus afirmem:

$$d_{23}^2 = d_{13}^2 + d_{12}^2 - 2d_{13}d_{12} \cos \delta_1 \quad [26]$$

Operem:

$$\cos \delta_1 = -\frac{d_{23}^2 - d_{13}^2 - d_{12}^2}{2d_{13}d_{12}} \quad [27]$$

I fàcilment,

$$\sin \delta_1 = \pm \sqrt{1 - \cos^2 \delta_1} \quad [28]$$

El tractament del signe de l'arrel es deixa per a més endavant. Finalment, estem en condicions d'obtenir la tríada $\{|\vec{R}_1|, \sin \alpha_1, \cos \beta_1\}$:

$$\cos \beta_1 = \cos [\arctan(\operatorname{tg} \beta_1)] \quad [29]$$

La projecció R_1 , s'obté de l'equació [14]

$$R_1 = \frac{r_2^2 - r_1^2 - d_{12}^2}{-2d_{12} \cos \beta_1} \quad [30]$$

I la component z respecte el pla 123,

$$z = r_1 \sin \alpha_1 = \sqrt{r_1^2 - R_1^2} \quad [31]$$

En el nostre escenari el valor negatiu de l'arrel no té cap sentit.

IV.2.1 Cas particular 1, $K = \infty$

Com ja s'ha dit, aquest cas es dóna quan r_1 i r_3 formen un triangle rectangle amb d_{13} , com es desprèn de l'equació [22]. L'algorisme detecta que el denominador d'aquesta equació val zero i abans d'intentar la divisió, deriva cap al càlcul que segueix, per tal d'obtenir el $\cos \beta_1$ per un camí que no impliqui una divisió per zero. Per això només cal considerar que R_1 forma un angle recte amb d_{13} i, per tant:

$$\cos \gamma_1 = 0 \quad [32]$$

I en conseqüència,

$$\beta_1 = \delta_1 - \frac{\pi}{2} \quad [33]$$

Com que δ_1 es pot calcular molt fàcilment:

$$d_{23}^2 = d_{13}^2 + d_{12}^2 - 2d_{13}d_{12} \cos \delta_1 \quad [34]$$

$$\cos \delta_1 = -\frac{d_{23}^2 - d_{13}^2 - d_{12}^2}{2d_{13}d_{12}} \quad [35]$$

S'arriba a $\cos \beta_1$ mitjançant les equacions [33] i [34]:

$$\cos \beta_1 = \cos \left[a \cos(\cos \delta_1) - \frac{\pi}{2} \right] \quad [36]$$

A partir d'aquí, l'algorisme segueix el seu curs tot aplicant les equacions [30] i [31] per obtenir R_1 i z i així completar la tríada $\left\{ \left| \vec{R}_1 \right|, \sin \alpha_1, \cos \beta_1 \right\}$

IV.2.2 Cas particular 2, $\cos \beta_1 = 0$

Aquest cas s'identifica fàcilment pel fet que el numerador de K esdevé zero. Efectivament, quan $\cos \beta_1$ val 0, vol dir que r_1 , r_2 i d_{12} formen un triangle rectangle, cosa que permet calcular R_1 sense haver de recórrer a la divisió per zero. Considerant l'equació [16] tenim:

$$\gamma_1 = \delta_1 - \frac{\pi}{2} \quad [37]$$

Conegut δ_1 gràcies a l'equació [28] podem conèixer el valor del $\cos \gamma_1$ i aplicar el teorema del cosinus per obtenir R_1 :

$$R_3^2 = R_1^2 + d_{13}^2 - 2R_1d_{13} \cos \gamma_1 \quad [38]$$

On R_3^2 i R_1^2 desapareixen gràcies a [11]:

$$r_3^2 - r_1^2 = d_{13}^2 - 2R_1d_{13} \cos \gamma_1 \quad [39]$$

$$R_1 = -\frac{r_3^2 - r_1^2 - d_{13}^2}{2d_{13} \cos \gamma_1} \quad [40]$$

L'algorisme continua amb el càlcul de $\sin\alpha_1$ amb l'equació [31] amb la qual cosa queda completada la tríada $\{|\vec{R}_1|, \sin\alpha_1, \cos\beta_1\}$.

IV.2.3 Cas particular 3, $\sin\delta_1 = 0$

La Figura 20 mostra clarament que aquest resultat es dona quan els tres emissors estan alineats. No és gens difícil decidir que la informació que subministra el tercer dels emissors és absolutament redundant i que, en realitat, ens trobem davant d'un sinònim del cas de només dos emissors disponibles. Així doncs, cal abordar el problema prescindint del tercer emissor, però en aquest cas ens falten equacions per poder resoldre el problema.

Amb aquest escenari ben present, s'imposa una reflexió pel que fa a la conveniència de situar els emissors formant una malla regular. És evident que aquesta disposició té innegables virtuts estètiques i pràctiques però molt probablement l'algorisme de navegació patirà forats de càlcul que es podran circumvalar si la disposició dels emissors tendeix a evitar que un receptor tingui al seu abast tres emissors completament alineats.

IV.2.4 Ajust del signe de R_1

En l'equació [28] hem deixat de banda el signe de l'arrel quadrada, però amb això hem perdut la informació del quadrant²⁰ en què es troba la solució i que β_1 , calculat com $\beta_1 = a \tan(\tan(\beta_1))$ retorna un valor que està sempre dins de l'interval $\{0, \pi/2\}$. Aquesta informació, que no es fa evident examinant les dues possibles solucions de l'arrel, està present en el signe de R_1 calculat en l'expressió [30]. Cal, doncs, normalitzar el signe d' R_1 i dotar al $\cos\beta_1$ el seu valor correcte, a partir de:

$$\text{Si } R_1 \leq 0 \Rightarrow \{ R_1 \leftarrow -R_1, \beta_1 = \beta_1 + \pi \} \quad [41]$$

I recalcular el $\cos\beta_1$ directament a partir del nou valor de β_1 .

²⁰ Tot i que els tres emissors no formen un eix de coordenades ortogonal i no es pot parlar pròpiament de quadrant, es fa servir aquest concepte per visualitzar la idea que el cosinus de β_1 té un signe que s'ha de respectar.

IV.3. Transformació de les coordenades esfèriques a coordenades cartesianes referides a l'edifici

Es parteix de la tríada $\{|\vec{R}_1|, \sin \alpha_1, \cos \beta_1\}$ calculada directament o per la via dels casos especials, tal com s'ha detallat en els apartats anteriors del present capítol. Convé remarcar que les dades inicials són els mòduls dels vectors $\vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{r}_3$ (calculats pel retard de la trama d'ultrasons) i les coordenades cartesianes dels emissors 1, 2 i 3 respecte de l'edifici. La tríada calculada està referenciada al pla format per 123 amb origen en el punt 1. La dificultat de la transformació que ara ens ocupa rau en el fet que els tres punts no tenen perquè tenir la mateixa coordenada z i tampoc tenen perquè formar una base ortogonal.

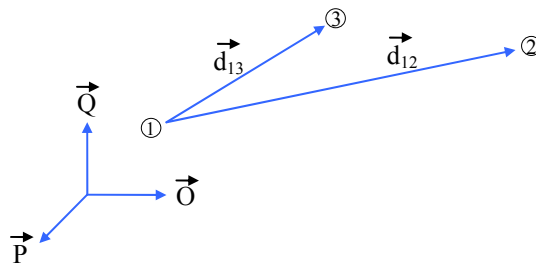


Figura 21. Relació entre els emissors i el sistema de coordenades final

Sigui $\{\vec{O}, \vec{P}, \vec{Q}\}$ la base ortogonal solidària a l'edifici sobre la que finalment caldrà determinar la posició del mòbil. Siguin $\{x_1, x_2, x_3\}, \{y_1, y_2, y_3\}$ i $\{z_1, z_2, z_3\}$ les coordenades dels emissors 1, 2 i 3 respecte a $\{\vec{O}, \vec{P}, \vec{Q}\}$, i siguin \vec{d}_{12} i \vec{d}_{13} els vectors que defineixen el pla en el que hem calculat la tríada $\{|\vec{R}_1|, \sin \alpha_1, \cos \beta_1\}$ a partir dels mòduls dels vectors $\vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{r}_3$. En la base $\{\vec{O}, \vec{P}, \vec{Q}\}$ els vectors \vec{d}_{12} i \vec{d}_{13} queden determinats per les expressions següents:

$$\vec{d}_{12} = \{x_2 - x_1, y_2 - y_1, z_2 - z_1\} = \{d_{12x}, d_{12y}, d_{12z}\} \quad [42]$$

$$\vec{d}_{13} = \{x_3 - x_1, y_3 - y_1, z_3 - z_1\} = \{d_{13x}, d_{13y}, d_{13z}\} \quad [43]$$

La transformació de coordenades se sustenta en la creació d'una base ortogonal $\{\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}\}$ de forma que \vec{i} estigui alineat amb \vec{d}_{12} tal com s'il·lustra a la Figura 22.

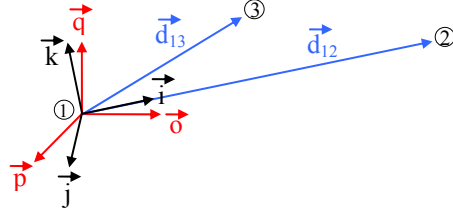


Figura 22. Base $\{\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}\}$ en el pla 123

En aquesta mateixa figura es mostra la base $\{\vec{o}, \vec{p}, \vec{q}\}$, la qual es relaciona amb $\{\vec{O}, \vec{P}, \vec{Q}\}$ per una simple translació. És evident que el vector \vec{i} , unitari, es pot calcular com:

$$\vec{i} = \{i_x, i_y, i_z\} = \left\{ \frac{x_2 - x_1}{d_{12}}, \frac{y_2 - y_1}{d_{12}}, \frac{z_2 - z_1}{d_{12}} \right\} \quad [44]$$

Atès que el vector \vec{k} ha de ser normal al pla 123, es pot obtenir fent el producte vectorial entre \vec{i} i \vec{d}_{13} dins del l'espai engendrat per $\{\vec{o}, \vec{p}, \vec{q}\}$:

$$\vec{k} = \vec{i} \times \vec{d}_{13} = \begin{vmatrix} \vec{o} & \vec{p} & \vec{q} \\ i_x & i_y & i_z \\ d_{13x} & d_{13y} & d_{13z} \end{vmatrix} \quad [45]$$

$$\vec{k} = \vec{i} \times \vec{d}_{13} = \{i_y d_{13z} - i_z d_{13y}, -(i_x d_{13z} - i_z d_{13x}), i_x d_{13y} - i_y d_{13x}\} = \{\vec{k}_x, \vec{k}_y, \vec{k}_z\} \quad [46]$$

El vector \vec{k} no és unitari, però tampoc cal que ho sigui. El que cal observar és que la seva orientació ha de ser la mateixa que $\{\vec{o}, \vec{p}, \vec{q}\}$, cosa que depèn del sentit de gir del producte vectorial que a la vegada depèn de la posició relativa dels emissors 2 i 3 respecte a 1, sempre dins del sistema engendrat per $\{\vec{o}, \vec{p}, \vec{q}\}$. Afortunadament, l'orientació del resultat es verifica fàcilment gràcies al signe del component z de \vec{k} , la qual ha de ser positiva. Si no és el cas, cal invertir aquest vector:

$$\text{Si } k_z < 0 \Rightarrow k_x \leftarrow -k_x, k_y \leftarrow -k_y, k_z \leftarrow -k_z \quad [47]$$

El procés continua amb el càlcul de vector \vec{J} , que té la mateixa orientació que \vec{j} però no és unitari. Aquest vector s'obté fent el producte vectorial entre \vec{k} i \vec{i} , en aquest ordre, per tal de mantenir la mateixa orientació que la base:

$$\vec{J} = \vec{k} \times \vec{i} = \begin{vmatrix} \vec{o} & \vec{p} & \vec{q} \\ k_x & k_y & k_z \\ i_x & i_y & i_z \end{vmatrix} \quad [48]$$

$$\vec{J} = \vec{k} \times \vec{i} = \{k_y i_z - k_z i_y, -(k_x i_z - k_z i_x), k_x i_y - k_y i_x\} = \{J_x, J_y, J_z\} \quad [49]$$

A continuació, obtenim \vec{j} (unitari) a partir de \vec{J} (no unitari) senzillament:

$$\vec{j} = \left\{ \frac{J_x}{|\vec{J}|}, \frac{J_y}{|\vec{J}|}, \frac{J_z}{|\vec{J}|} \right\} \quad [50]$$

Sabent que el mòdul de \vec{J} és:

$$|\vec{J}| = \sqrt{J_x^2 + J_y^2 + J_z^2} \quad [51]$$

Amb això completem el càlcul de la base $\{\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}\}$, amb el vector \vec{i} alineat sobre el vector \vec{d}_{12} i \vec{j} en el pla 123. El procés continua amb tres rotacions consecutives de la base $\{\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}\}$ fins que coincideixi amb $\{\vec{o}, \vec{p}, \vec{q}\}$.

Primera rotació: Rotació respecte de \vec{j} fins que \vec{i} reposi sobre el pla $\{\vec{o}, \vec{p}\}$. Tal com il·lustra la Figura 23, la dificultat d'aquesta rotació rau en el càlcul de l'angle θ . Per obtenir aquest valor projectarem el vector \vec{i} sobre el pla $\{\vec{o}, \vec{p}\}$ i l'anomenarem \vec{i}_0 . Llavors, del producte escalar de \vec{i} i \vec{i}_0 obtindrem fàcilment el cosinus de θ .

Així doncs, trobem \vec{i}_0 , unitari, normal a \vec{j} i sense component z com:

$$\vec{i}_0 = \left\{ \frac{j_y}{|i_0|}, \frac{-j_x}{|i_0|}, 0 \right\} = \{i_{ox}, i_{oy}, 0\} \quad [52]$$

Partint del producte escalar

$$\vec{i} \cdot \vec{i}_0 = |\vec{i}| |\vec{i}_0| \cos \theta \quad [53]$$

Atès que ambdós vectors són unitaris i de la definició de producte escalar, resulta que

$$\cos \theta = i_x i_{ox} + i_y i_{oy} \quad [54]$$

I un cop calculat el cosinus de θ , és fàcil tenir el sinus de θ

$$\sin \theta = \sin(\arccos(\cos \theta)) \quad [55]$$

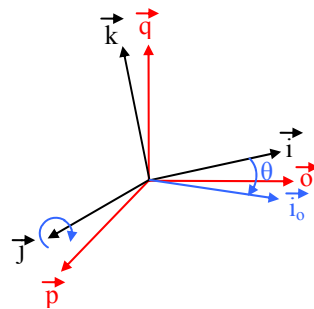


Figura 23. Rotació de la base $\{\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}\}$ sobre \vec{j}

Coordenades cartesianes respecte de la base $\{\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}\}$.

A partir de la tríada $\{|\vec{R}_1|, \sin \alpha_1, \cos \beta_1\}$, referida al pla 123 i orientada respecte del vector \vec{d}_{12} obtenim fàcilment les coordenades cartesianes del mòbil dins de la base $\{\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}\}$, d'acord amb les expressions següents:

$$x = R_1 \cos \beta_1 \quad y = R_1 \sin \beta_1 \quad z = \sin \alpha_1 \quad [56]$$

Apliquem una rotació θ sobre $\{x, y, z\}$:

$$x' = x \cos \theta \quad y' = y \quad z = -x \sin \theta + z \cos \theta \quad [57]$$

Segona rotació: Rotació σ respecte de \vec{i}_0 fins que \vec{j} reposi en el pla $\{\vec{o}, \vec{p}\}$. Tal com il·lustra la Figura 24, obtindrem l'angle σ gràcies al fet que la component z del vector \vec{j} és directament el sinus de σ .

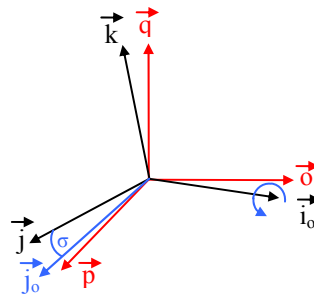


Figura 24. Rotació de la base $\{\vec{i}_0, \vec{j}, \vec{k}\}$ respecte \vec{i}_0

Llavors,

$$\sin \sigma = j_z \quad \cos \sigma = \cos(\arcsin(\sin \sigma)) \quad [58]$$

$$x'' = x' \quad y'' = z' \sin \sigma + y' \cos \sigma \quad z'' = z' \cos \sigma - y' \sin \sigma \quad [59]$$

Tercera rotació: Rotació φ respecte de \vec{k}_0 fins que \vec{i}_0 quedi alineat amb \vec{o} . Tal com il·lustra la Figura 25, tant \vec{i}_0 com \vec{j}_0 reposen sobre el pla $\{\vec{o}, \vec{p}\}$ i formen una base orthogonal amb \vec{k}_0 . Cal notar que no s'ha calculat ni \vec{j}_0 ni \vec{k}_0 atès que no són necessaris per obtenir els angles de rotació, però si que s'il·lustren en la Figura 25 per tal d'aclarir la geometria de les rotacions.

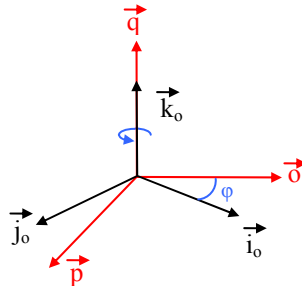


Figura 25. **Rotació de la base** $\{\vec{i}_0, \vec{j}_0, \vec{k}_0\}$ respecte \vec{k}_0

Es veu fàcilment que el cosinus i el sinus de φ són directament les components x i y del vector \vec{i}_0 i, per tant:

$$\sin \varphi = i_{oy} \quad i \quad \cos \varphi = i_{ox} \quad [60]$$

$$x''' = x'' \cos \varphi + y'' \sin \varphi \quad y''' = -x'' \sin \varphi + y'' \cos \varphi \quad z''' = z'' \quad [61]$$

Translació final. En aquests moments coneixem les coordenades cartesianes $\{x''', y''', z'''\}$ del mòbil o respecte a la base $\{\vec{o}, \vec{p}, \vec{q}\}$. Sabent que aquesta base té el seu origen en l'emissor número 1, situat en la posició $\{x_1, y_1, z_1\}$ respecte a la base $\{\vec{O}, \vec{P}, \vec{Q}\}$, les coordenades finals del mòbil són:

$$\{x''' + x_1, \quad y''' + y_1, \quad z_1 - z'''\} \quad [62]$$

IV.4. Anàlisi de les rutines de càlcul

En aquest apartat exposarem les rutines de càlcul basades en les equacions de l'apartat anterior. En primer lloc detallarem la signatura del tipus abstracte de dades que conté les esmentades rutines, comentarem les línies més rellevants del codi i veurem, també, una breu descripció funcional de l'aplicació que hem utilitzat per verificar totes les situacions possibles i els casos especials. Cal remarcar que el TAD que s'exposa a continuació és el TAD final, el qual conté tota la informació i el refinament del conjunt d'aquesta tesi. Diem això perquè hi ha alguns conceptes dins del TAD que encara no s'han definit en aquest document, però hem preferit no alterar les rutines actuals per evitar confusions.

La capçalera del TAD comença amb la declaració de l'estructura que descriu un emissor:

```
struct Emissor {
    double x,y,z; // La posició dels emissors
    int Identificador;
    char Periode, Nivell; // De moment, el període es sempre 0
};
```

Continua amb la declaració del prototipus del constructor.

```
void InitCoord(int QuantsEmissors, struct Emissor *p, double ZReceptor) ;
// Pre: QuantsEmissors > 0;
// Pre: p Apunta a un array de posicions de "QuantsEmissors" de profunditat
// Pre: ZReceptor > 0 i menor que qualsevol emissor
// Post: Inicialitza el tad de calcul. No fa cap copia de l'array d'emissors
```

Sorpren la presència de l'alçada a la qual es troba el receptor, que se suposa que ha de ser calculada per les equacions de l'apartat anterior. Més endavant es clarifica aquest concepte.

A continuació segueix la rutina més important, *CalculaCoord*, la qual, suposant que els radis són correctes, calcula la posició (x, y, z) del mòbil donades les distàncies a tres emissors (r_1 , r_2 , r_3) i les coordenades dels tres emissors (x_i, y_i, z_i), amb $i=1..3$. Tant les coordenades dels emissors com la que retorna la rutina estan referides al sistema de coordenades solidari a l'edifici.

```

int CalculaCoord( double r1, double r2, double r3,
                 double x1, double x2, double x3,
                 double y1, double y2, double y3,
                 double z1, double z2, double z3,
                 double *X, double *Y, double *Z);
// Pre: Els tres punts són diferents en x o en y. Poden ser iguals, o no en la z
// Pre: La coordenada Z sempre és positiva i superior a la del receptor
// Pre: R1,r2 i R3 són majors que zero.
// Post:Calcula X Y iZ i omple el seu valor si retorna 0. Si no retorna 0 omple
// X,Y,X amb -1
// Els valors de retorn possibles són:
//      0 : Tot bé
//     -1: Denominador K és zero (obsolet)
//     -2: Sinus de delta és zero (emissors alineats, no són bons)
//     -3: Cosinus de Beta és zero (obsolet)

```

El problema és que, habitualment, els tres radis tenen un error afegit, pràcticament idèntic entre si, que anomenem *offset*, fruit de la desincronització entre el rellotge dels emissors i el rellotge del receptor, tal com es discutirà en l'apartat següent. En aquell mateix apartat veurem com el *TAD* resol el problema gràcies al fet que la coordenada *z* del receptor és coneguda i, en cas que la rutina *CalculaCoord* retorni una *z* diferent a la nominal, l'aplicació crida a la rutina *CalculaOffset* per determinar de forma iterativa quan val l'error d'*offset*.

```

int CalculaOffset(double r1, double r2, double r3,
                 double x1, double x2, double x3,
                 double y1, double y2, double y3,
                 double z1, double z2, double z3, double Z,
                 double *Offset);
// Pre: Els tres punts són diferents en x o en y. Poden ser iguals, o no en la z
// Pre: La coordenada Z dels emissors sempre és positiva i superior a la del receptor
// Pre: R1,r2 i R3 són majors que zero.
// Pre: L'error en l'offset de les tres distàncies és idèntic
// Pre: Z positiva (la Z del receptor)
// Post: calcula l'error de l'offset dels tres radis fins que Z coincideixi i
// l'actualitza en Offset
// Retorna el nombre d'iteracions que ha necessitat o zero si la Z coincideix
// amb un error menor del 0,1%

```

L'*Offset* que retorna aquesta rutina se suma als tres radis i es torna a invocar a la rutina *CalculaCoord*.

Encara hi ha una última font d'error, anomenada *Guany*, provocada per la variació de la velocitat del so en funció de la temperatura i de la pressió atmosfèrica, tal com comentarem, també, en el proper apartat. La rutina que segueix s'encarrega d'anul·lar aquest error, però necessita quatre emissors per funcionar.

```

int CalculaOffsetIGuany(
    double r1, double r2, double r3,
    double x1, double x2, double x3,
    double y1, double y2, double y3,
    double z1, double z2, double z3,
    double r4, double r5, double r6,
    double x4, double x5, double x6,

```



```

double y4,double y5,double y6,
double z4,double z5,double z6,
double ZReal, double *RInicial, double *Guany);
// Pre: ZReal és la Z del receptor.
// Pre: Els radis són positius, cap z per sota de Zreal i sempre positives.
// ZReal positiva
// Pre: Com a mínim hi ha quatre punts diferents
// Post:Calcula la RInicial que cal sumar als radis i el Guany, amb la qual cosa
// cal multiplicar-los
// Retorna el nombre d'iteracions fins que la Z calculada té un error menor
// del 0.1% respecte de la real

```

Centrem-nos ara en la rutina *CalculaCoord*, la qual conté els càlculs de l'apartat anterior i que el lector pot trobar a l'Annex D. La rutina segueix fil per randa el desenvolupament de les equacions de l'apartat anterior. Comença per avaluar la solució en coordenades esfèriques referides al sistema format pels tres emissors, detecta els casos particulars i abandona la rutina si així s'escau i finalment, des del PAS 0 fins al PAS 8, calcula les transformacions necessàries per traslladar les coordenades esfèriques al sistema de coordenades de l'edifici.

Val la pena comentar que el llenguatge de programació C, tant en la seva definició ANSI com en el superconjunt C++, és especialment temible a l'hora d'operar amb variables de distinta naturalesa, especialment quan barreja nombres expressats en coma flotant (*double*, en aquest cas) amb nombres enters, ja que es tracta d'una qüestió semàntica, no pas sintàctica, que la definició del llenguatge no contempla amb precisió. Més exactament: l'autor d'aquesta tesi ha comprovat diferències de comportament del codi generat en diferents compiladors per a diferents plataformes. Davant d'aquesta problemàtica, hi ha dues sortides possibles per aturar la indefinició pròpia del C: l'ús de sentències *cast* davant de cada terme o factor o l'ús de variables intermèdies. Ens hem decantat per aquesta darrera alternativa, ja que el codi resultant resulta molt més llegible.

La programació de rutines de càlcul numèric ha d'anar acompanyada d'un programa de verificació que permeti presentar tots els casos possibles i verificar-ne els resultats. A tal efecte, es va desenvolupar l'aplicació UP2 (ultrasons, coordenades polars, versió 2) que es pot veure en la Figura 26. El requadre de color vermell conté cinc emissors (en blanc) amb els cercles que limiten l'abast de cadascun, disposats de manera que, segons on es premi el cursor del ratolí permet avaluar tota la casuística de la rutina *CalculaCoord* (i de les rutines de correcció). L'alçada de cada emissor, així com

l'alçada del receptor es poden introduir en les caixes d'edició que apareixen a la part superior dreta del programa.

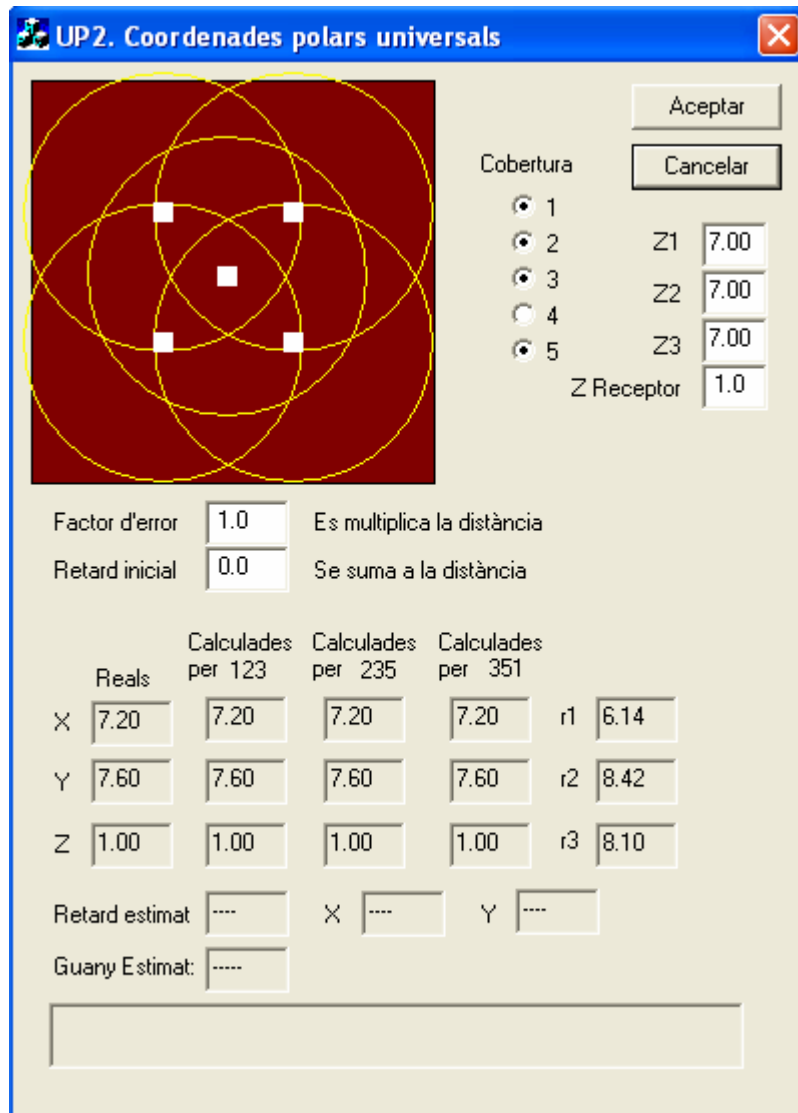


Figura 26. Programa per provar les equacions de localització

En prémer el cursor del ratolí sobre alguna zona del requadre vermell, el programa esbrina quins són els emissors que donen cobertura al punt seleccionat, calcula les distàncies reals i invoca a la rutina *CalculaCoord* per a totes les combinacions d'emissors que pot fer en funció de la cobertura. El resultat es presenta en les diferents columnes de coordenades calculades i l'operador pot comprovar el resultat amb la

columna de coordenades reals, detectar anomalies en el funcionament de la rutina, corregir-les i verificar-les molt còmodament.

Els requadres “Factor d’error” i “Retard inicial” permeten simular les condicions d’error que es descriuen en el següent apartat i, per tant, posar a prova les altres rutines del TAD.

IV.5. Càlcul i correcció d'errors

En aquest apartat estudiarem “com” un receptor calcula la distància als emissors que cauen dins del seu abast. Per això cal, en primer lloc, entendre com funcionen els emissors.

Cada emissor té un identificador únic associat. Aquest identificador és conegut pel mateix emissor i també pel receptor, el qual disposa, a més, d'una base de dades en què consten les coordenades $\{x, y, z\}$ de cada emissor respecte del sistema de coordenades de l'edifici.

Tots els emissors reben un flanc de sincronisme comú, generat a la mateixa font d'alimentació i que viatja per les línies de potència. A partir d'aquest sincronisme, cada emissor espera un temps τ que és proporcional al valor del seu identificador i llança una trama per l'emissor d'ultrasons en la qual modula el seu identificador. Aquest procés es repeteix cada segon. La distància temporal entre el llançament de les trames d'identificació ha de ser tal que no se solapin entre diferents emissors quan arribin als receptors.

Cada segon, el receptor rep la trama del primer emissor que rep, memoritza l'instant d'arribada respecte al seu propi rellotge, el qual no està en fase amb el rellotge dels emissors, i fa una conjectura sobre l'instant en què l'emissor ha rebut el flanc de sincronisme. L'exactitud d'aquesta conjectura no té cap importància, sempre que no s'allunyi d'allò que és possible, com veurem més endavant. L'important és que l'instant que el receptor suposa com a flanc de sincronisme dels emissors és el mateix per als tres emissors que ha detectat.

Sigui t_1 el temps en què l'emissor k comença a enviar una trama, respecte de l'instant t_0 , comú a tots els emissors. Llavors,

$$t_1 = t_0 + p(k \bmod 2^n) \quad [63]$$

on p és el període de temps que cal respectar entre el llançament de dues trames i n és el nombre de bits de l'emissor que són rellevants de cara al càlcul de retard de trama. El temps entre trames ha de garantir que dos emissors amb un número d'identificador

contigu no solapin les seves trames en el front del receptor. Això vol dir que p ha de ser major que el temps que dura la trama més la màxima diferència de temps de propagació de les dues trames. El pitjor dels casos es dona quan el mòbil està allunyat del primer emissor i proper al segon i la velocitat del so és baixa.

Per poder tenir una idea del valor de p , suposem que la temperatura ambient a l'interior del local és de 15 graus centígrads i que la velocitat del so es pot aproximar linealment segons [19] per la fórmula:

$$v = 331 + 0.6 T \quad m/s \quad [64]$$

on T està en graus centígrads. Llavors, la velocitat del so a 15 graus serà de 340 m/s.

En la configuració estàndard que hem definit al capítol III, la mínima distància a l'emissor és de 3m i la màxima és de 4,2 m. El temps de propagació des de l'emissor llunyà serà de $4,2/340 = 12,35$ ms i des de l'emissor proper $3/340 = 8,82$ ms. Per tant, el temps que ha de salvar p és, com a mínim, de 3,53 ms; però encara cal sumar el temps de la trama.

Hem vist a l'apartat anterior que el temps per enviar un bit sense perill imminent d'interferència intersimbòlica era de 2ms. La trama ha de contenir l'identificador i alguna mena de senyalització d'inici i de fi. Suposem que donem 10bits per l'identificador i dos més de senyalització, això fa un temps de trama de $12 \times 2 = 24$ ms, molt superior a la diferència de temps entre emissors. Donem un marge de seguretat gran, que doni acollida a majors alçades i abast dels emissors i que sigui fàcil d'operar per part de petits microcontroladors: decidim que $p = 48$ ms.

Un cop assignat el valor de p , cal decidir quants bits de l'identificador són rellevants per calcular el retard. Donat que es vol donar una solució de posició cada segon, es evident que el nombre d'identificadors diferents, multiplicat per 48ms, ha de ser inferior a un segon, o no podrem assegurar que tots els emissors puguin enviar el seu codi. Per exemple, si usem 4 bits ($n = 4$), hi haurà 16 valors possibles per la qual cosa l'identificador que acabi en quatre ens enviarà el seu codi $16 \times 48 = 768$ ms després de

rebre el flanc de sincronisme.²¹ Es clar que el següent valor d' n ja no permet encabir tots els emissors en un segon.

Evidentment, en un moment donat hi pot haver més d'un emissor enviant el seu codi (fins a 64), per això caldrà disposar la malla d'emissors de forma que els identificadors amb el rest enter de 16 no estiguin en posicions properes.

Tornem a l'equació [63] quan el receptor rep el primer codi dins del període actual d'un segon. La conjectura del receptor consisteix a suposar que es troba el màxim d'allunyat (D_{\max} d'aquest sensor, que la velocitat del so és molt baixa (V_{\min}) i decideix que:

$$t'_0 = \frac{D_{\max}}{V_{\min}} - p(k \bmod 2^n) \quad [65]$$

Com veurem més endavant, aquest és un valor com qualsevol altre, però és constant durant el període de temps de la mesura actual i no està gaire allunyat de la realitat. A partir d'aquest moment, els temps d'arribada de les trames dels altres emissors tenen un error constant $\varepsilon = t'_0 - t_0$.

Siguin t_i amb $i = 1..3$ els temps de sortida de les trames en cada emissors i , sabem que t_i conté un error ε independent d' i . Sigui t_{ai} el temps d'arribada de la trama i al receptor i sigui t_{ri} el temps de propagació real de la trama des de l'emissor fins al receptor.

Podem afirmar que

$$t_{ai} = t_{ri} + t_i + \varepsilon \quad [66]$$

²¹ En un sistema de control tan precís com el que s'entreveu en el receptor és vital poder disposar d'espais de temps diferenciats per a diferents tasques. Per exemple, en els primer 768 ms de cada segon les interrupcions es poden limitar a la recepció de codis i en la resta fins arribar el segon es poden habilitar les interrupcions de comunicació amb el *host*. Cal recordar que la incertesa interruptiva és directament proporcional al nombre de fonts d'interruptió actives en un moment donat.

$$t_{ri} = t_{ai} - t_i - \varepsilon \quad [67]$$

El receptor coneix t_{ai} i t_i , però ignora quin es l'error actual ε . Serenament, suposa que ε val zero, suposa també que la temperatura actual és de 22 graus i per tant la velocitat del so $V_{nom} = 344,2$. Amb la mateixa fermesa, troba la distància r_i per a l'equació $e=v \cdot t$:

$$r_i = V_{nom} t_{ri} \quad [68]$$

I obté els tres radis que necessita la rutina *CalculaCoord*. Com és evident, aquest càlcul conté dos errors. El primer és l'ajust del sincronisme, ε , que és constant i no depèn de la distància de l'emissor al receptor i que, per tant, aplica per igual als tres radis. El segon és la diferència entre la velocitat nominal del so a 22 graus i la velocitat actual del so, que no ha de coincidir necessàriament. Sigui G el quocient entre la velocitat nominal del so i la velocitat actual. Llavors, el càlcul de r_i es veu afectat per un paràmetre que no coneixem i que no afecta per igual a les tres distàncies,

$$r_i = t_{ri} \frac{V_{nom}}{G} \quad [69]$$

Afortunadament, G és un factor molt proper a la unitat, fins i tot si considerem que la temperatura del local és de 10° C, G val 1,02. Tanmateix, el problema roman pel que fa a l'error de sincronisme.

Des d'un punt de vista algebraic, disposem de quatre incògnites: $\{x, y, z\}$ més l'error de sincronisme ε ; en canvi només tenim tres equacions. És aquí on es decideix utilitzar el fet que el receptor estarà ubicat a una alçada coneguda, això és, que la z no és una incògnita. Evidentment, abordar una solució analítica sota aquesta nova llum ens va semblar una tasca ingent i en el seu lloc vàrem preferir un atac de tipus computacional.

L'algorisme parteix del càlcul dels radis segons l'equació [68], suposant que l'error de sincronisme (en endavant en direm *Offset*) és zero. A continuació s'invoca la rutina *CalculaCoord* i es compara la coordenada z que calcula aquesta funció amb la coordenada z coneguda. Lògicament, no coincidirà; l'algorisme crida la funció *CalculaOffset*, la qual, de forma iterativa, assaja diferents valors d'*Offset* per als radis

calculats i comprova el resultat que dona la *z* de *CalculaCoord* fins que coincideix amb la *z* real. El codi C d'aquesta rutina, *CalculaOffset*, es mostra a l'Annex D.

Aquesta primera iteració és força costosa però les següents ja no, en la mesura que els rellotges dels emissors i del receptor són bastant regulars. Això fa que l'*Offset* calculat actualment sigui similar al que valdrà d'aquí a un segon i, per tant, la rutina *CalculaOffset* haurà d'iterar molt poques vegades per ajustar-lo de nou.

En realitat, aquesta rutina és una variant del metode de la bisecció que es pot trobar, entre molts d'altres llocs, a [30].

Si es disposa de suficient potencia de càlcul és possible ajustar *G* per la força bruta, això és, fent un escombrat que doni valors a *G* des d'0,7 que correspon a una temperatura de 18° C fins a 2 valor associat a una temperatura de 32 graus. El mètode es força pedestre però efectiu: consisteix a comprovar que un mateix valor de *G* calculi les mateixes coordenades aplicat a dues tríades d'emissors. Per això, cal, evidentment, que el receptor hagi captat quatre emissors i que el marge de temperatura sigui correcte.

A continuació es detalla aquesta rutina

```
int CalculaOffsetIGuany(
    double r1,double r2,double r3,
    double x1,double x2,double x3,
    double y1,double y2,double y3,
    double z1,double z2,double z3,
    double r4,double r5,double r6,
    double x4,double x5,double x6,
    double y4,double y5,double y6,
    double z4,double z5,double z6,
    double ZReal, double *RInicial, double *Guany) {
// Pre: Els radis són positius, cap z per sota de Zreal
// i sempre positives. ZReal positiva
// Pre: Com a mínim hi ha quatre punts diferents
// Post:Calcula la Rinicial que cal sumar als radis i el Guany
// amb el que cal multiplicar-los
// Retorna el nombre d'iteracions fins que la Z calculada té
// un error menor del 0.1% respecte de la real
    double f, Offset1, Offset2;
    int iteracio;
    for (f = F_INFERIOR, iteracio = 0;
        f<= F_SUPERIOR; f+=F_PAS, iteracio++) {
        CalculaOffset(r1*f, r2*f, r3*f,
            x1,x2,x3,y1,y2,y3,z1,z2,z3, ZReal, &Offset1);
        CalculaOffset(r4*f, r5*f, r6*f,
            x4,x5,x6,y4,y5,y6,z4,z5,z6, ZReal, &Offset2);
        if (fabs(Offset1-Offset2) < ERROR_OFFSET_GUANY) {
            // Dons ja podem plegar
            *RInicial = Offset1; *Guany = f;
        }
    }
}
```

```
        return iteracio;
    }
}
// No hem trobat res, deixem les coses el millor que sabem
*Guany = f = 1.0;
CalculaOffset(r1*f, r2*f, r3*f,
             x1,x2,x3,y1,y2,y3,z1,z2,z3, ZReal, RInicial);
return 0;
}
```

Notem que en lloc de comprovar la distància entre les dues solucions, el que es fa és comparar que l'*offset* calculat coincideixi. Es tracta d'una maniobra equivalent, però menys costosa computacionalment.

L'escenari de proves d'aquestes dues rutines segueix essent el programa UP2 que hem comentat a l'apartat anterior. Aquest programa té habilitades dues caixes de text per poder introduir un *Retard inicial (Offset)* i un *factor d'error (G)* sobre els radis de forma que obligui el programa a executar les dues rutines que acabem de comentar.

Cal esmentar que aquesta rutina s'ha d'aplicar dues restriccions, tal com es va descobrir durant les proves de camp. La primera restricció és que cal verificar les coordenades dels emissors que intervenen en aquesta rutina, ja que un error en aquestes ocasionarà un canvi erroni en G que afectarà a tot el circuit. Una solució pot ser predeterminar quins subconjunt d'emissors està qualificat per actuar com a calibradors i dedicar una especial atenció a les seves coordenades. La segona restricció consisteix en que els quatre radis siguin el més semblants possibles, amb una desviació màxima del 15% respecte la seva mitjana, ja que l'error que es produeix per culpa de G té un comportament no lineal que augmenta a mesura que augmenta la diferència entre els radis.

IV.6. Conclusions

Disposem d'un paquet de rutines per resoldre la triangulació que ha vençut el problema de la dessicronia entre els emissors i el receptors i la variació de la velocitat del so en funció de les condicions ambientals. Només queda esperar que l'electrònica estigui a l'alçada de les circumstàncies.

En aquest sentit, és un bon moment per considerar on poden aparèixer més fonts d'error dins de tota la cadena. Sense "ànim de ser exhaustius", serien:

- Els emissors no detecten el flanc de sincronisme de forma simultània, per culpa de la capacitat paràsita de la xarxa d'alimentació.
- El receptor no detecta l'inici de la trama en el mateix moment sempre, sinó que depèn de l'atenuació.
- El receptor no descodifica correctament la trama de l'emissor.
- La base de dades de coordenades dels emissors conté errors.
- Fenòmens de turbulència prop de la sortida de ventilació d'aire condicionat.

Alguns d'aquets errors es comenten en el següent capítol i els altres es recullen i es sistematitzen el capítol VI.

Capítol V.

Descripció dels components

Capítol V. Descripció dels components

V.1. Introducció

En aquest capítol descriurem el *hardware* i el *software* dels components més importants de la cadena de localització: el generador de sincronisme, l'emissor, i el receptor, amb l'amplificador d'ultrasons per detectar la posició i la brúixola per estimar l'orientació. No comentarem aquí la descripció del conjunt car ja hi hem dedicat un espai significatiu a l'apartat I.2 i considerem que seria repetitiu.

És ben coneguda la dificultat que un disseny funcioni a la primera, sigui per errors conceptuals, sigui per errors "tipogràfics", sigui per documentació incorrecta, sigui per soroll, sigui per millores... En general, la major part d'errors no tenen més rellevància que el cost de repetir els prototipus, però altres errors són consubstancials al problema en si, o bé tenen una càrrega autopedagògica important. Diem això perquè en aquest capítol només estudiarem la versió final de cada component, llevat del receptor, on hi ha hagut la major part de problemes i d'on es poden extraure algunes conclusions interessants.

Veurem, en primer lloc, el generador de sincronisme que s'intercala a la línia d'alimentació. Continuarem per l'emissor, si bé la part més important d'aquest component ja s'ha discutit al capítol 3. No entrarem a comentar l'aparell de configuració de l'emissor, ja que no aporta res interessant a aquesta tesi. Seguirem amb les dues versions de receptor juntament amb les dues versions de la brúixola electrònica i acabarem amb la descripció de l'algorisme de detecció i desmodulació de la trama ultrasònica.

Pot sorprendre la presència de la brúixola, per innecessària, però hem de recordar que el sistema lliura una posició cada segon i amb aquest període i amb un mòbil que es desplaça tant lentament és impossible donar una solució de direcció i sentit basada en dos punts. Per això i, especialment, pels problemes que ha portat hem considerat oportú incloure-la en aquest capítol.

V.2. Generador de sincronisme

A la Figura 27 es presenta el diagrama de blocs del generador de sincronisme. Aquest bloc rep la tensió contínua de la font d'alimentació i el bloc "DC Switch" interromp l'alimentació al ritme que li imposa el generador de rellotge per mitjà del senyal *Enable*

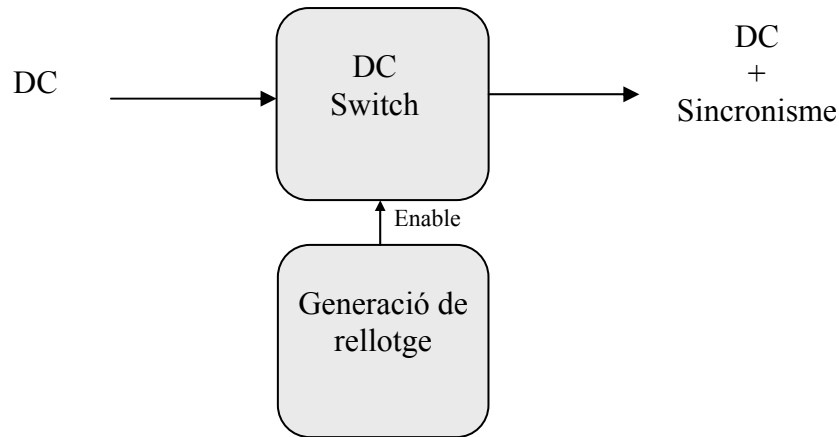


Figura 27. **Generador de sincronisme**

La Figura 28 expandeix el contingut del bloc *DC Switch*. Vegem el senyal *Enable* a la part inferior esquerra, excitant la porta de Q4.

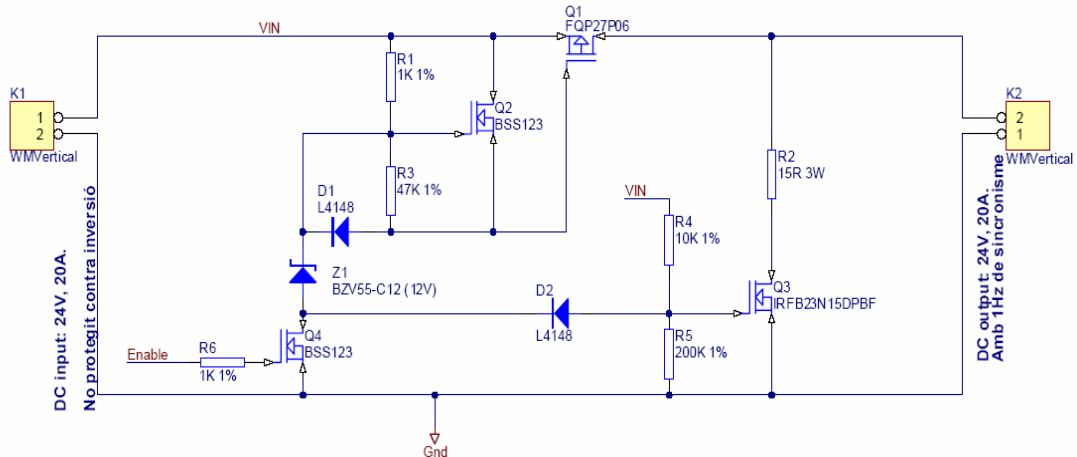


Figura 28. **Detall del DC Switch**

L'alimentació provinent de la font es connecta a K1, sense l'habitual protecció de polaritat, ja que es considera que aquesta és una connexió industrial, no pas de camp, i

per tant no val la pena perdre energia en un díode de protecció. Aquesta alimentació s'envia cap al connector de sortida K1 a través del transistor Q1. L'estat habitual del senyal *Enable* és un 1 lògic, però un cop per segon transiciona a zero durant 16 ms. Així doncs, durant la major part del temps, Q4 està en ON i per tant també ho estarà Q1, sempre que la tensió d'entrada sigui superior als 12 V que imposa Z1 més la tensió de llindar de porta a sortidor de Q1, això dóna uns 15 V aproximadament. Cal recordar que la tensió d'entrada nominal és de 24 V, valor molt habitual i per tant de fàcil aprovisionament.

Quan el bloc de generació de rellotge baixa el senyal *Enable* a zero, Q4 entra en tall i provoca que Q1 es talli i que Q3 entri en conducció. Aquest estat es mantindrà durant 16 ms.

L'objectiu de Q3 és provocar la descàrrega dels condensadors de filtratge que tindran els emissors. Si suposem que cada emissor té una capacitat de 100nF a l'entrada i que una instal·lació típica pot arribar a tenir fins a 1.000 emissors, la capacitat conjunta serà de 100uF. Atès que pretenem donar un "flanc" de sincronisme, cal que algú descarregui aquesta capacitat el més ràpidament possible. El valor de la resistència R2 és un compromís entre la velocitat del flanc de baixada i el nivell d'emissions conduïdes i radiades que estem disposats a assumir, tenint en compte la quantitat de cable que por arribar a tenir una instal·lació. El valor actual, 15 Ω , generaria una constant de temps de $\tau = 15 \Omega \times 100 \mu\text{F} = 1,5 \text{ ms}$ en una instal·lació completa.

Pel que fa a la potència nominal d'aquesta resistència, cal dir que no es tracta d'un paràmetre important, ja que només ha de dissipar l'energia emmagatzemada en els condensadors un cop per segon. Més exactament, la potència que dissipa per culpa dels condensadors, sabent que es descarrega un cop per segon i que la tensió nominal de la xarxa d'alimentació és 24 V, resulta:

$$P = \frac{E}{1s} = \frac{1}{2} CV_{pic}^2 = \frac{1}{2} 100 \cdot 10^{-6} \cdot 24^2 = 28 \text{ mW} \quad [70]$$

Però cal tenir present que el pic de corrent que pateix pot arribar a ser d'1,2 A i és per aquesta raó, i no pas per la potència que realment dissipa, que hem especificat un valor de potència tan elevat per a R2.

La xarxa formada per Q2, R1 i R3 és la responsable d'extraure la càrrega emmagatzemada en la porta de Q1 de la manera més ràpida possible. Cal esmentar que fins que no s'extrau tota la càrrega, Q1 segueix conduint a la vegada que ho fa Q3. Sense aquesta xarxa, el consum en el moment de la commutació seria prohibitiu.

Passem ara a descriure el bloc del generador del rellotge, l'esquema del qual podem veure a la Figura 29.

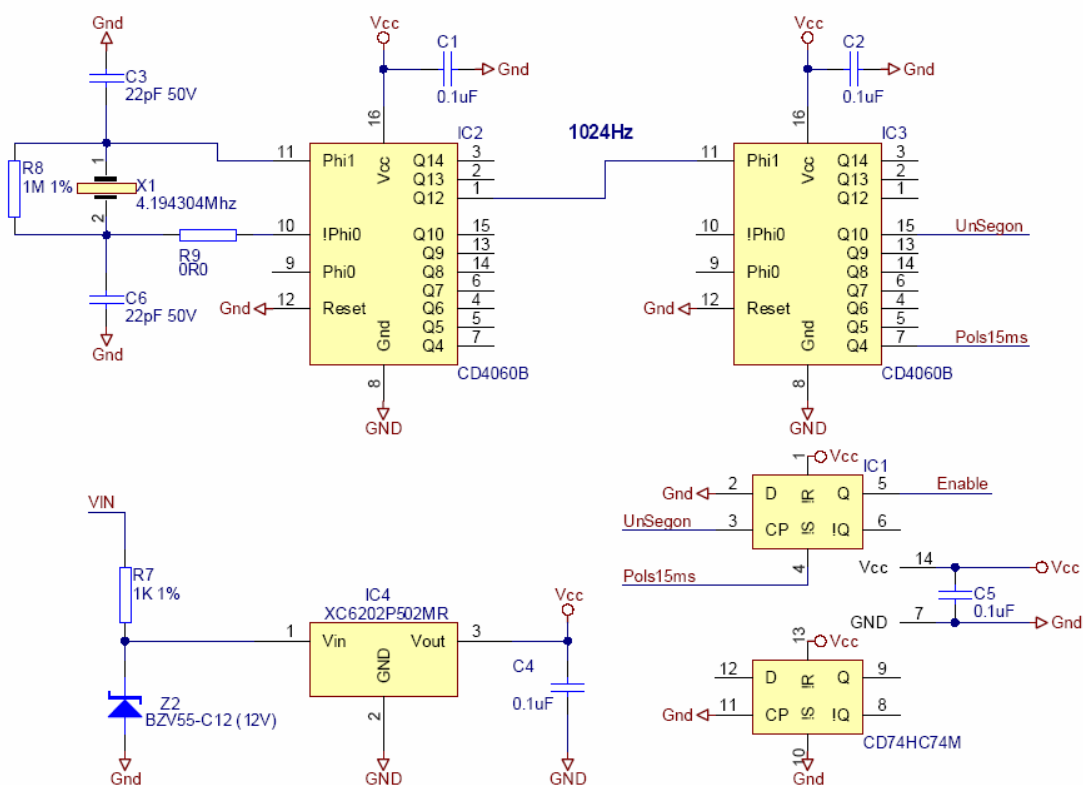


Figura 29. Esquema del generador de rellotge

A partir d'un cristall de 4,194304 Mhz, el comptador IC1 obté una sortida de 1.024 Hz després de dividir-lo per 4096, sortida que torna a ser dividida, ara per 1023, en IC3. La sortida Q4 d'aquest mateix comptador ofereix un "subproducte" molt interessant: es tracta del senyal *PolS15ms*, de 15,625 ms de durada. Combinats els dos senyals, és a dir

UnSegon i *Pols15ms*, en la bàscula IC1 obtenim el senyal *Enable*, que té una forma d'ona com la que es presenta a la Figura 30.

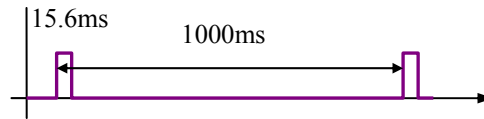


Figura 30. Forma d'ona del senyal Enable

Gracies a les rutines de càlcul que eliminen la diferència de fase entre aquest cristall (X1) i el cristall dels receptors, no cal que ni la freqüència nominal ni la deriva en temperatura d'X1 tingui cap característica rellevant.

Tornant a la instal·lació completa de 1.000 emissors, i suposant que cada emissor consumeix 100mW, tenim que la font d'alimentació ha de poder subministrar 100 W a 24 V, per tant, el corrent de sortida serà de 4,2 A. Aquest corrent ha de travessar Q1, el qual té una R_{dson} de 75 m Ω que provoca una dissipació de calor de $P = 0.075 \cdot (4,2)^2 = 1.3$ W. Aquesta potència calòrica es pot mantenir a ratlla amb un mínuscul dissipador de 20 °C/W i per això tot el conjunt es pot encabir en una petita placa de circuit imprès, com es pot veure a la Figura 31.

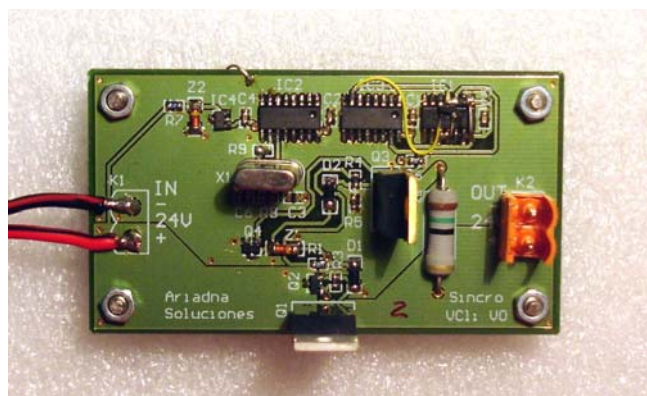


Figura 31. Vista del circuit de sincronisme

V.3. Emissor

Tal com ja s'ha dit a la introducció i com s'il·lustra a la Figura 32, l'emissor es compon de tres blocs que són: regulador de tensió, transductor d'ultrasons i el sistema de control i de configuració.

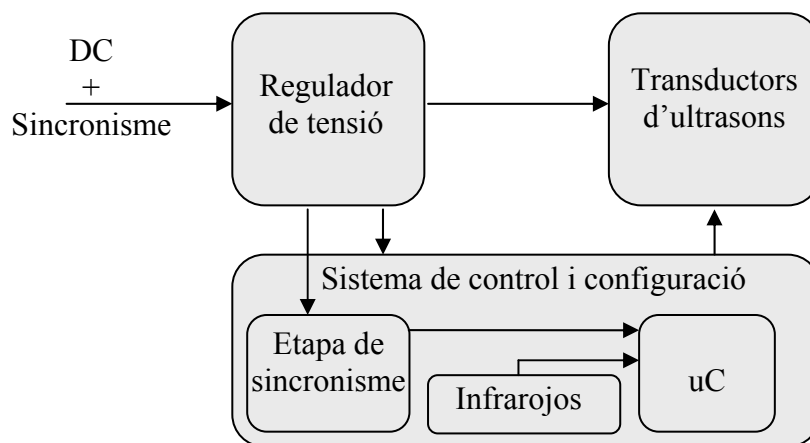


Figura 32. Diagrama de blocs de l'emissor.

El regulador de tensió rep l'alimentació contínua de 24 V (que pot caure fins a 18 V per tirades molt llargues de fil) i la rectifica mitjançant el pont de díodes D3, D4, D5, D6. Aquesta rectificació evita problemes en la instal·lació inicial o durant el manteniment, ja que tant se val com es connecti l'alimentació: l'emissor funciona igualment. Previ a aquesta rectificació, l'alimentació s'enfronta a un filtratge en mode diferencial confegit per F1, F2 i C2. La missió d'aquest filtre es reduir les interferències que es poden acoblar a les línies d'alimentació, però encara és més útil per eliminar les interferències que genera el regulador commutat IC1.

Seria impensable que el funcionament anòmal d'un emissor pogués fer caure tota la xarxa, per això hem incorporat un fusible rearmable, *Fuse1*. El fet que sigui rearmable té molt de sentit, ja que el *transil* Z1 –que disposem per eliminar, en tant que sigui possible, els efectes d'una ona de xoc a les línies d'alimentació– podria fondre un

fusible convencional de forma permanent, tot i que la pertorbació fos de naturalesa transitòria. Es per aquesta raó que els fusibles rearmables²² gaudeixen de tanta popularitat.

Just després del fusible i abans de D1 neix el senyal *Sincro*, cap el bloc de control. La presència del díode D1 permet que *Sincro* caigui a zero quan ho faci l'alimentació a ritme del generador de sincronisme, mentre que el condensador C4 dóna energia a la resta del mòdul durant els 16 ms que durarà el pols de sincronisme. L'energia acumulada en C4 i la que subministra la línia d'alimentació es gestiona de forma molt eficient gràcies al regulador commutat IC1, en configuració *Step-Down*, el qual genera una tensió de 16 V fortament desacoblada de l'alimentació de 24 V, de les caigudes de tensió que pot patir per la llargada del cable²³ i del sincronisme que porta associat.

Els tres reguladors lineals IC3, IC5 i IC6 són els responsables de subministrar energia al bloc del transductor d'ultrasons. Gràcies a la porta *OR* cablejada amb D7, D8 i D9, la tensió V_{cc} pot valer 12 V, 9 V o 5 V segons que el sistema de control activi el senyal *!Enable12V*, *!Enable9V* o *!Enable5V*. Aquesta alimentació programable està dissenyada per al cas que algun emissor hagi d'anar en un sostre molt baix; si no es baixa la tensió d'excitació des dels 12 V que tenim calculats per a una distància de 3 m, a 9 V o a 5 V, el receptor quedaria saturat amb total seguretat (vegeu III.5).

L'etapa del transductor d'ultrasons (vegeu Figura 34) és la mateixa que varem simular al principi d'aquesta tesi, llevat dels canvis en la tensió d'alimentació. El circuit de potència, basat en l'inversor *CMOS MC4069*, rep la seva alimentació a través de V_{cc} , que com ja hem dit, pot prendre els valors 5 V, 9 V o 12 V a voluntat del sistema de control. Quan V_{cc} val 12 V, l'inversor *CMOS* necessita 6 V a la seva entrada per passar de 0 a 1; atès que l'etapa de control s'alimenta a 5 V, ha estat necessari afegir Q2 i les resistències associades per poder adaptar els nivells de tensió entre l'etapa de control i l'etapa de potència.

²² En realitat, es tracta d'una versió millorada de les velles resistències PTC

²³ IC1 pot mantenir estables els 16 V encara que la tensió a l'entrada baixi fins a 17,5 V.

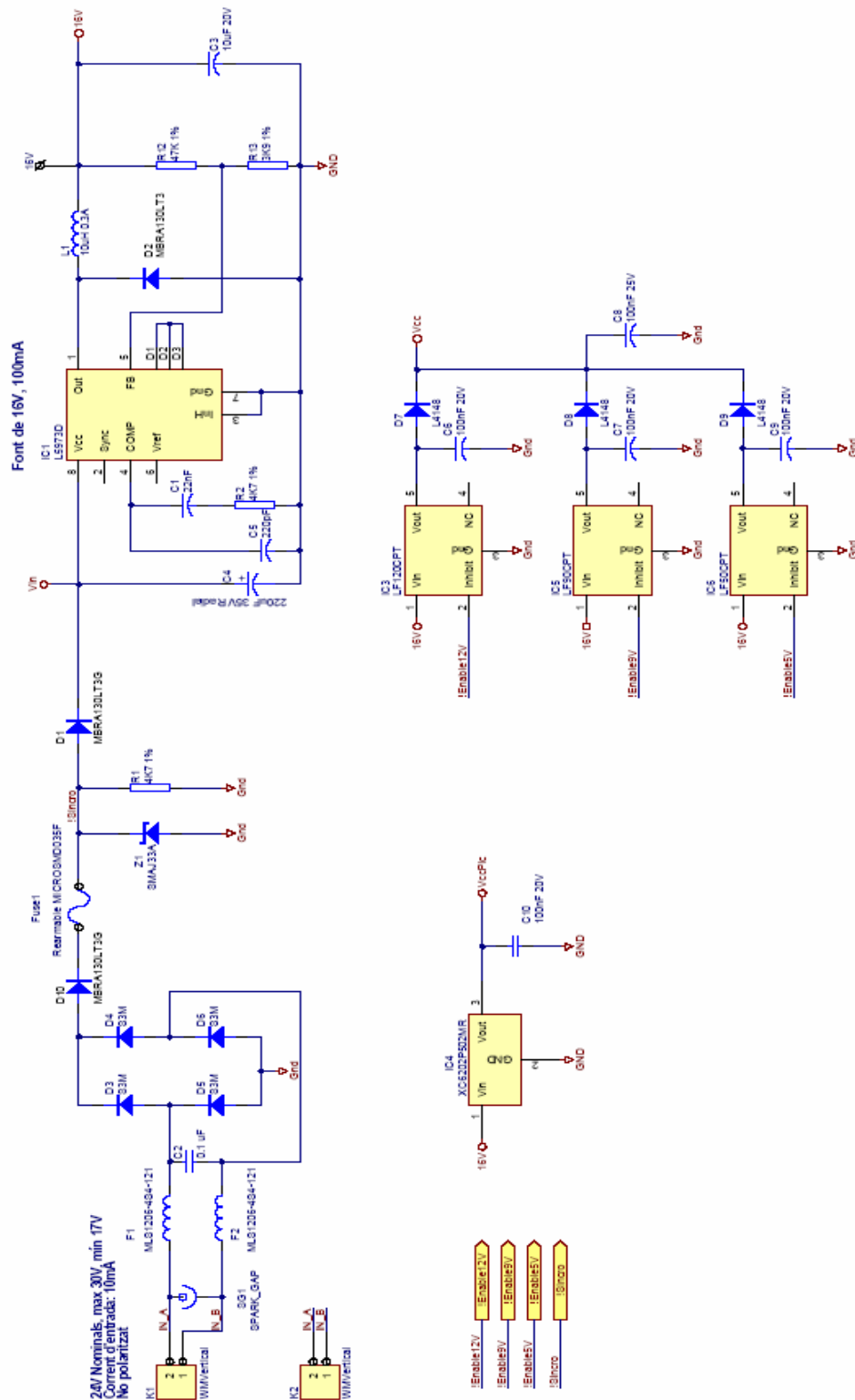


Figura 33. Esquema del regulador de tensió.

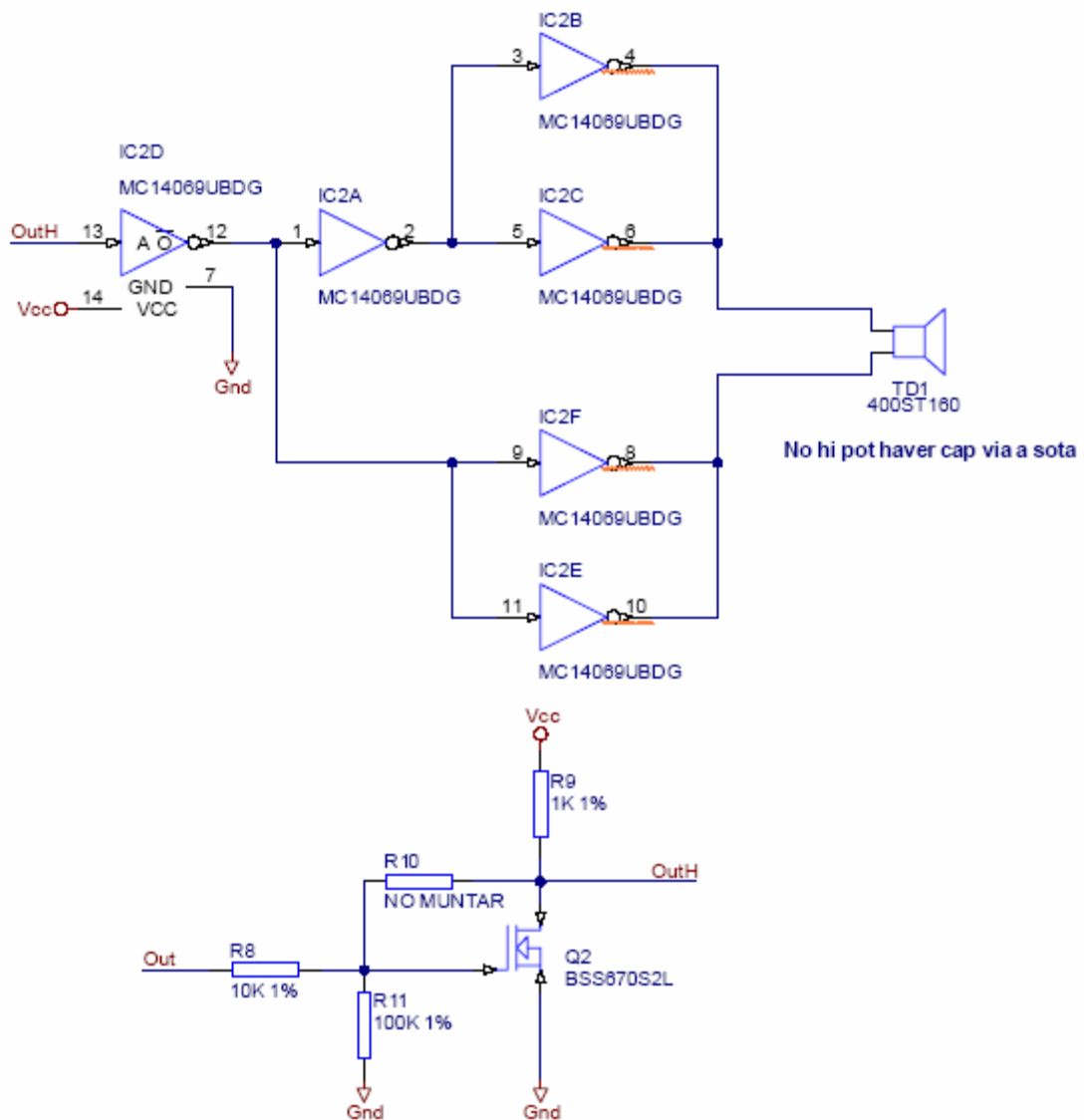


Figura 34. Esquema de l'etapa dels transductors.

El bloc de control i configuració conté el comparador de sincronisme, la interfície de configuració per infrarojos i el microcontrolador de govern. La Figura 35 recull l'esquema d'aquest bloc.

El senyal *!Sincro* que prové de l'alimentació es conforma amb el comparador IC8A, que bascula quan el senyal *!Sincro* passa pels 5 V amb els que alimentem el

microcontrolador. La sortida de IC8, anomenada *Sincro*, s'envia a l'entrada interruptiva principal del PIC16F627, això és, RB0.

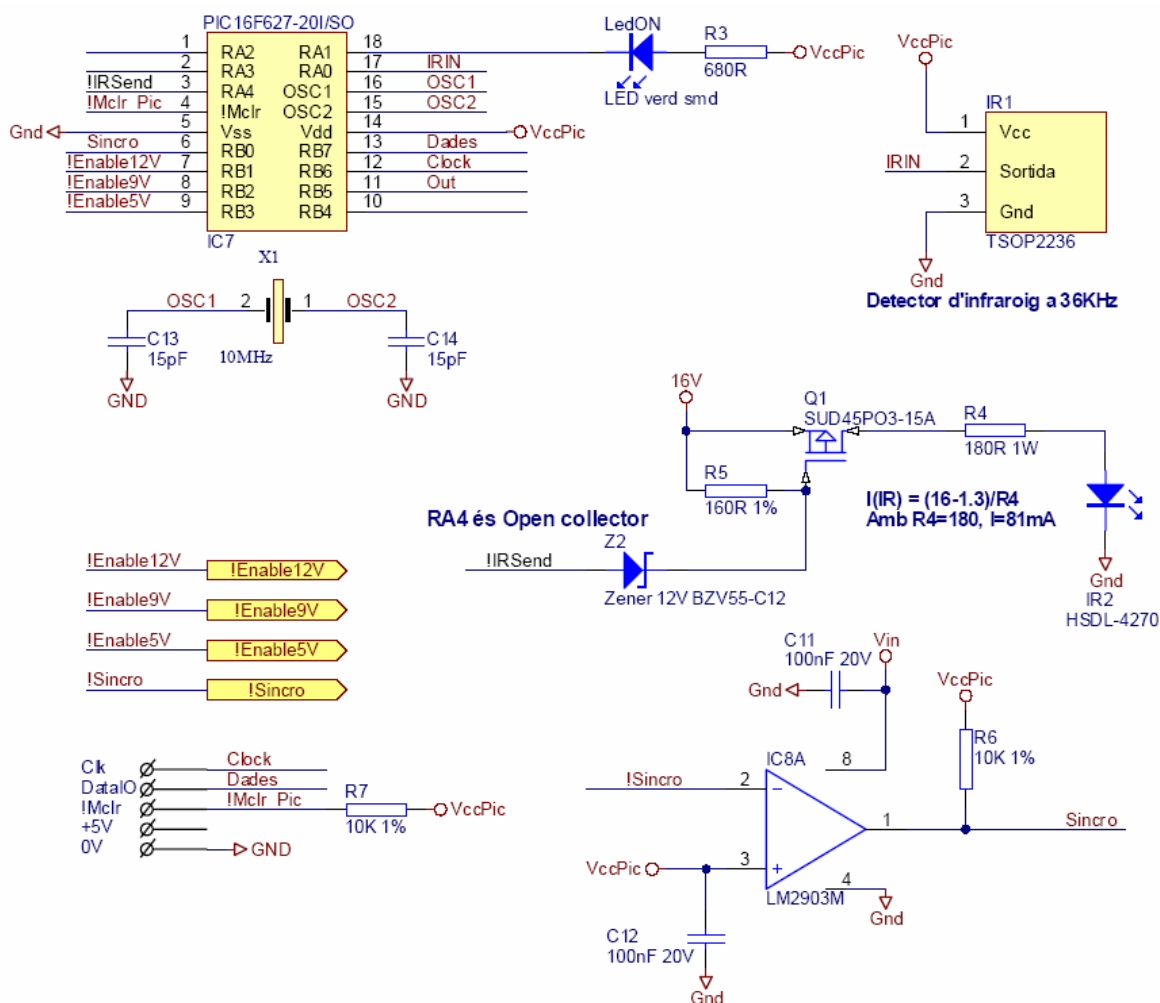


Figura 35. Esquema de l'etapa de control i configuració

Cal treballar sota la hipòtesi que la xarxa d'alimentació no seguirà cap patró regular, per la qual cosa és molt probable que tres emissors a l'abast d'un receptor no generin el senyal *Sincro* simultàniament. L'estimació d'aquesta incertesa requereix la definició prèvia de la geometria del connexionat dels emissors dins del local. Aquesta geometria ve limitada per la resistivitat del cable, pel corrent que hi ha de passar i per la mínima tensió a què poden treballar els emissors.

Hem imposat que la geometria de la xarxa sigui una estrella amb el punt central a la sortida del generador de sincronisme del qual en deriven les branques. Cada branca pot tenir fins a 100 metres de llargària i 31 emissors i el cable que els alimenta tindrà una secció d'1 mm² (AWG 17). Sabent que aquest cable té una resistivitat de 16 Ω/Km [31] i que cada emissor consumeix 4,2 mA a 24 V, podem veure que la caiguda de tensió màxima serà de $V = 31 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 16 \cdot 0,1 = 0,2$ V, perfectament assumible, i que la resistència del cable màxima serà d'1.6 Ω. En el pitjor dels casos, la diferència teòrica màxima que podria aparèixer es donaria entre el primer d'una branca que només tingues un emissor i l'últim d'una branca amb tots els 31 emissors muntats. Aquest últim veuria una constant de temps equivalent a un condensador de 3.100 nF (100 nF per emissor²⁴) i una resistència de 1.6 Ω, que dóna 4,6 μs. Com que la velocitat nominal del so es de 344 m/s, un error de 4,96 μs es tradueix en 1,7 mm de distància; per tant, no creiem oportú considerar rellevant aquesta incertesa.

El microcontrolador necessita conèixer quin és l'identificador que porta associat, quin és el període de trama i quin nivell de potència ha d'aplicar al transductor. Sempre hem defensat que la facilitat d'instal·lació i de manteniment ha de ser una prioritat de disseny en una instal·lació com aquesta. D'aquí que hàgim mesclat l'alimentació amb el sincronisme i que l'alimentació no té polaritat. Seguint en aquesta línia, vàrem incorporar un receptor-emissor d'infrarojos (IR1 i IR2) per poder configurar els emissors des de terra, un cop instal·lats, amb una eina feta a mida per a aquesta aplicació. Es tracta del típic conjunt de control remot tan habitual en televisors i reproductors, però amb una codificació *ad hoc* per evitar interferències, i no creiem que valgui la pena dedicar espai en aquest document per detallar el funcionament d'aquesta comunicació.

El microcontrolador rep el flanc de sincronisme, per interrupció, en un moment en què totes les seves interrupcions estan inhibides llevat de RB0. Això assegura que la incertesa interruptiva quedi reduïda a 250 ns. A continuació, arma un *timer* que generarà una interrupció després de t mil·lisegons, on t val

²⁴ La capacitat paràsita del pont de díodes és negligible enfront de 100 nF.

$$t = p(k \bmod 2^n) \quad [71]$$

En l'equació anterior, p és el temps de trama, que pot valer 48 ms o 96 ms (configurable per infrarojos), k és l'identificador de l'emissor, també configurable per infrarojos i n és el nombre de bits significatius de l'identificador. Aquest valor, n , val 4 si el període és 48, o val 3 si el període és 96 ms.²⁵ En qualsevol cas, t valdrà com a molt 768 ms, amb una incertesa de 250 ns respecte el senyal *!Sincro*. A partir d'aquest moment, l'emissor comença a enviar la seva trama, que podem veure il·lustrada a la Figura 36.

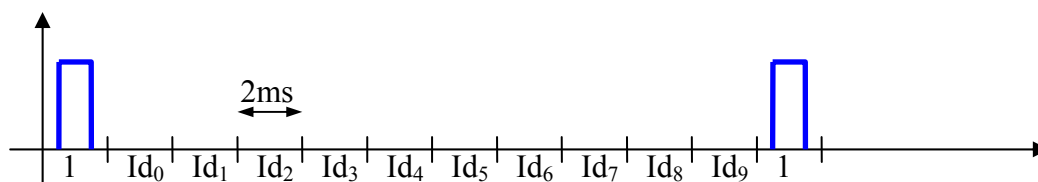


Figura 36. **Format de la trama.**

Els bits que valen "1" es tradueixen en un batec de 12,5 us al transductor i els zeros no provoquen cap excitació. El primer bit de la trama sempre serà un 1, al qual seguiran els bits de l'identificador, i finalment, s'envia un "1" per senyalitzar el final de trama.

Enviada la trama, el microcontrolador es prepara per admetre interrupcions provinents del receptor d'infrarojos, captar ordres de configuració si s'escau, gravar la informació a l'*EEPROM* interna i enviar un reconeixement, també per infraroig. Aquest estat s'acaba 960 ms després de la rebuda del flanc de sincronisme, moment en que el microcontrolador es prepara per interceptar el flanc de sincronisme, havent inhibit temporalment totes les fons d'interrupció.

Aquest comportament tan restrictiu de les interrupcions permet afitar la incertesa del llançament de la trama a només 500 ns, però fa que l'emissor sigui una mica "dur d'orella" a l'hora d'acceptar nous valors de configuració des de l'infraroig.

²⁵ El període de 96 ms l'hem deixat per si s'ha de treballar a alçades molt elevades, però cal dir que no tenim encara un emissor prou potent per treballar a més de 5 m. Per això totes, les proves s'han fet a 48 ms de període de trama.

Efectivament, l'emissor només escolta aquesta durant 168ms de cada segon i tot i que l'eina de configuració remota fa uns quants reintents, no es pot dir que tingui una resposta àgil. En tot cas, no és una operació que s'hagi de fer gaire sovint, per la qual cosa no ho considerem important.

L'emissor s'ha dissenyat sobre una placa de circuit imprès quadrada de 64 mm de costat tal com podem veure a la Figura 37, on s'han emmarcat amb línies discontinües els diferents blocs que hem explicat. Destaca el transductor d'ultrasons 400EST120 al centre de la part superior.

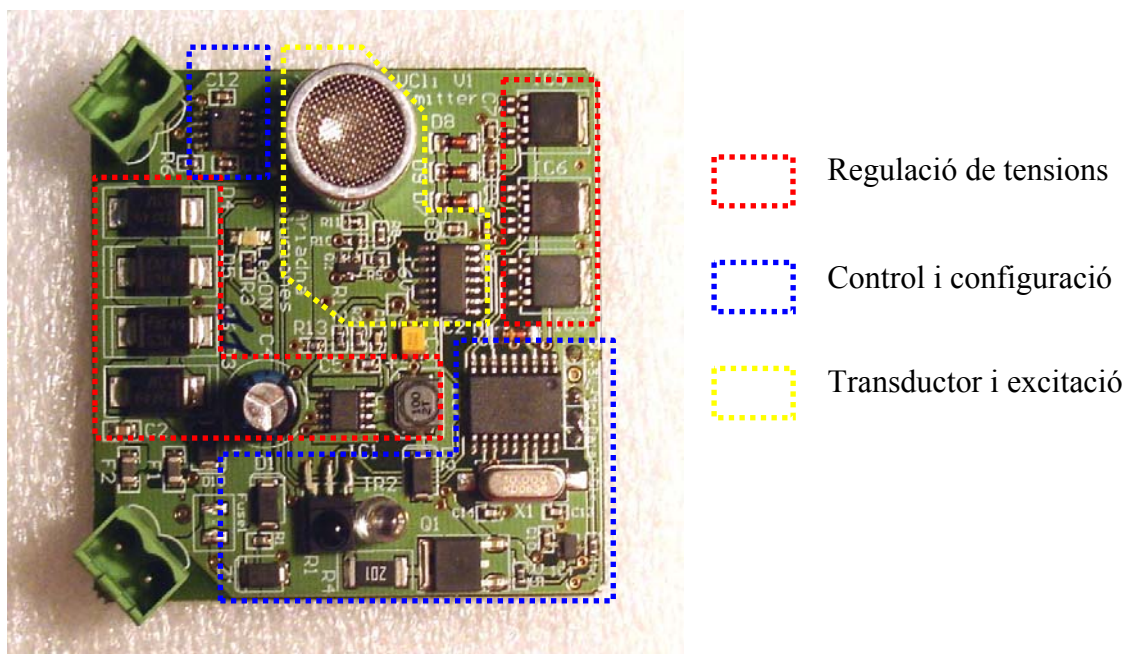


Figura 37. Placa de circuit imprès de l'emissor

V.4. Receptor

El receptor, tal com s'exposa a la Figura 38, es compon de tres blocs: el compàs magnètic, responsable d'obtenir l'orientació del mòbil respecte del el nord magnètic; l'amplificador d'ultrasons, que recull i amplifica les trames provinents dels emissors, i el bloc de control.

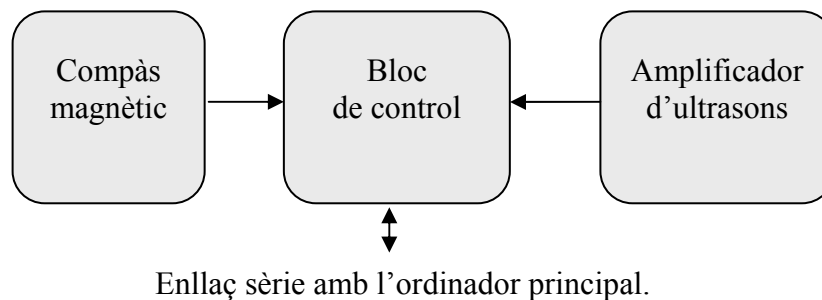


Figura 38. **Diagrama de blocs del receptor**

El bloc de control no disposa de la suficient potència de càlcul ni per obtenir l'angle azimutal, car es necessiten funcions transcendents en coma flotant, ni per executar les oneroses rutines del capítol IV. La seva feina es limita a detectar, amb tan poca incertesa com sigui possible, el temps d'arribada de les trames i el codi de l'emissor que porten a sobre. També recullen la informació que els conversors analògic-digital extrauen dels compàs magnètic, i tot plegat s'envia per un canal sèrie cap a l'ordinador principal.

Des del principi s'ha volgut que el receptor fos el més senzill possible, ja que hi havia en ment la idea de tenir diferents plataformes, mes o menys sofisticades, però totes amb una potència de càlcul notable. Si sempre hi ha potència al darrere, per què dotar al receptor d'un processador que no necessita?

Veurem les dues versions, radicalment diferents, del compàs magnètic i les dues versions de l'amplificador d'ultrasons, tot i que en aquest cas els canvis entre les dues són imperceptibles.

V.4.1 Primera versió del compàs

El compàs o brúixola magnètica té l'objectiu de substituir l'antiga agulla magnetitzada per un mecanisme electrònic que doni aquesta informació al sistema de navegació, per tal que pugui determinar l'angle que forma el mòbil respecte de l'edifici on es mou. Aquest problema es pot resoldre amb un girocompàs, molt precís, però com que l'exactitud que es demanava era molt laxa (amb 20 graus d'error en teníem prou) es va desestimar aquesta opció i es va optar per una solució magnètica, basada en dos sensors d'efecte *HALL* [32].

Atès que la solució magnètica es basa en el comportament del camp magnètic terrestre, paga la pena dedicar uns paràgrafs a comentar com és aquest camp i com el podem detectar [1][33].

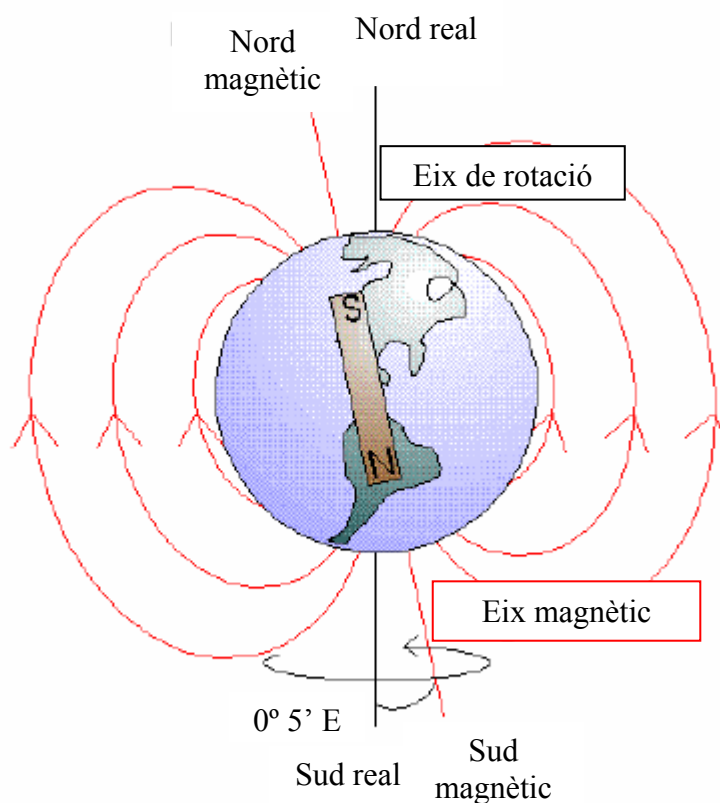


Figura 39. Representació del camp magnètic terrestre

A la Figura 39 veiem la representació del dipol magnètic que hi ha en l'interior del nucli de la terra i que no està necessàriament alineat amb l'eix de rotació, sinó que deriva lentament. L'angle que forma el pol nord magnètic respecte el pol nord real en una certa latitud s'anomena *declinació magnètica*, o senzillament *Declinació*. Els mapes topogràfics [1] subministren la declinació en el centre de la quadrícula per una certa data i la seva variació anual. Per exemple, segons [34], la declinació de Piera a principis del 2008 era de $0^{\circ} 8'$ Est, valor que es pot aplicar a tot el Principat sense caure en un error excessiu.

De la mateixa figura s'extrau que les línies de flux no són paral·leles al pla de terra, sinó que presenten un angle que depèn de la latitud. Aquest angle s'anomena *Inclinació*, s'aproxima als 90 graus prop dels pols i a zero graus prop de l'equador.

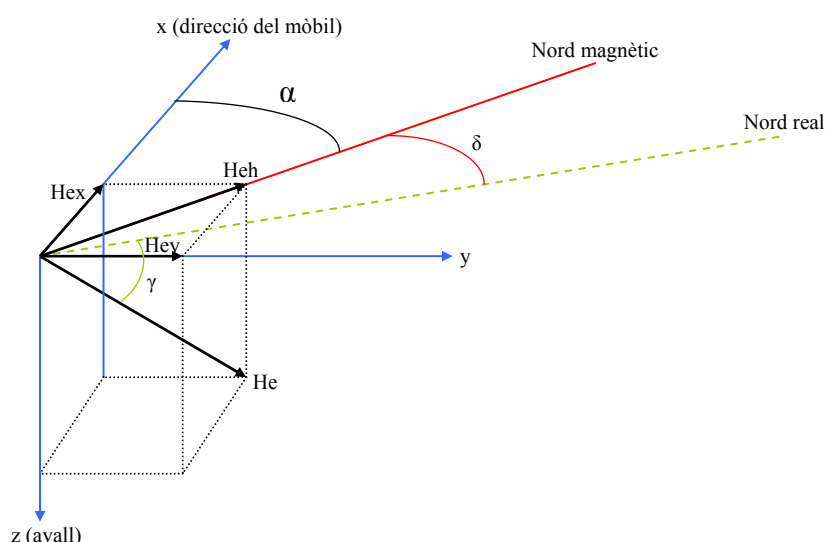


Figura 40. Angles i vectors implicats en l'orientació

A la Figura 40 hi ha tots els vectors i angles implicats en la mesura de l'orientació. A partir del camp magnètic H_e que pateix una certa posició fem la projecció d'aquest vector sobre el pla de terra, en aquests cas, el pla xy . D'aquesta projecció en direm H_{eh} i l'angle que forma H_e amb el pla de terra és la inclinació γ que hem comentat en el paràgraf anterior. Siguin H_{ex} i H_{ey} les components x i y de la projecció H_{eh} .

L'objectiu de l'electrònica és calcular l'*azimut* α , és a dir l'angle que forma la direcció del moviment del mòbil respecte de la direcció del pol nord magnètic. Es deixa per al *software* la correcció de la declinació δ , si s'escau.

Per obtenir α , disposarem dos sensors magnètics: un orientat en la direcció del moviment x i que mesura el valor de H_{ex} i un altre orientat en la direcció de les y respecte del mòbil i que mesura el valor de la component H_{ey} . Els conversors analògic-digital transformen el resultat dels sensors en dues magnituds, V_x i V_y que el sistema de control envia a l'ordinador principal, el qual obté α senzillament:

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{V_y}{V_x} \quad [72]$$

Lògicament, el valor de fons d'escala de V_x i V_y s'ha de calibrar almenys una vegada, tot orientant el mòbil en els quatre punts cardinals per obtenir els valors màxims i mínims de cadascuna de les components del camp magnètic. En principi, un cop calibrat no caldria fer cap altre ajust, però hi ha algunes consideracions a tenir presents:

- En cas que es presenti un camp magnètic molt potent, encara que sigui de forma transitòria, els sensors poden magnetitzar-se i afegir un valor de contínua en la seva sortida. S'imposa, llavors, una recalibració de quatre punts.
- Si en les immediacions on s'ubiqui el sensor hi ha un camp magnètic permanent (un altaveu, per exemple) caldrà fer una calibració de dos punts
- Si el sensor no està paral·lel al pla xy , l'equació [72] no és correcta. Si aquesta inclinació es constant, la calibració de quatre punts permet obtenir una mesura de l'*azimut* força acceptable. Si no és així, cal afegir un acceleròmetre de tres eixos i compensar la inclinació per *software*.²⁶

²⁶ En l'actualitat, hi ha molt poques brúixoles electròniques que ofereixin aquesta correcció, tot i que l'abaratiment gradual dels acceleròmetres fa pensar que això canviarà en breu.

Deixem de banda les consideracions més específiques del problema de l'orientació i centrem-nos a comentar les dues solucions que hem assajat per calcular l'azimut, tot reiterant que l'objectiu d'aquesta tesi és la localització per ultrasons.

A la Figura 41 podem veure la primera versió del compàs, basada en dos sensors d'efecte *HALL* com elements captadors de les components verticals i horitzontals del camp magnètic projectat. El tercer sensor d'efecte Hall s'afegeix per fixar el punt de treball en el centre del mode comú i, de passada, per ajudar a la compensació de temperatura si fos necessari, tot i que després es va demostrar absolutament inútil. Es van triar els millor sensors lineals del mercat, de la casa Allegro, amb una sensibilitat ratiomètrica de 5 mV/G i per volt d'excitació i suposadament compensats en temperatura gràcies a un mecanisme intern de "trossejat".

L'increment de camp magnètic que s'aprecia en el Principat en girar sobre un mateix val, segons [35], aproximadament 0,25 G. Amb una sensibilitat de 5 mV/G a 5 V d'alimentació tenim que una rotació de 360 graus ofereix un increment de tensió de 6,25 mV, petit, certament, però amb un guany de 160 podíem obtenir una excursió d'1 V, perfectament tractable.

En realitat, abans de l'esquema de la Figura 41 va existir un disseny preliminar, basat en un únic amplificador d'instrumentació amb un guany de 160. El problema va ser que el soroll de commutació del mecanisme de compensació intern dels sensors *HALL* era tan notable, que la sortida de l'amplificador se saturava. Vist en retrospectiva, aquest comportament hauria d'haver-nos fet desistir en l'ús dels sensors *HALL* per aquesta aplicació, però molt esbiaixats per la idea de fer una brúixola fàcil i sense pretensions, varem muntar aquest segon esquema, amb una etapa inicial darrere de la qual vam aplicar un filtre passa baixes enèrgic (R3-C3), amb un ajust del punt de treball (P1) que calia calibrar manualment i usant amplificadors d'instrumentació caríssims. El resultat va ser una mesura dolenta, amb un soroll de baixa freqüència insalvable, molt més guany del que s'havia previst i una deriva temporal de més de cinc graus per minut.

Ras i curt, un desastre.

COMPÀS

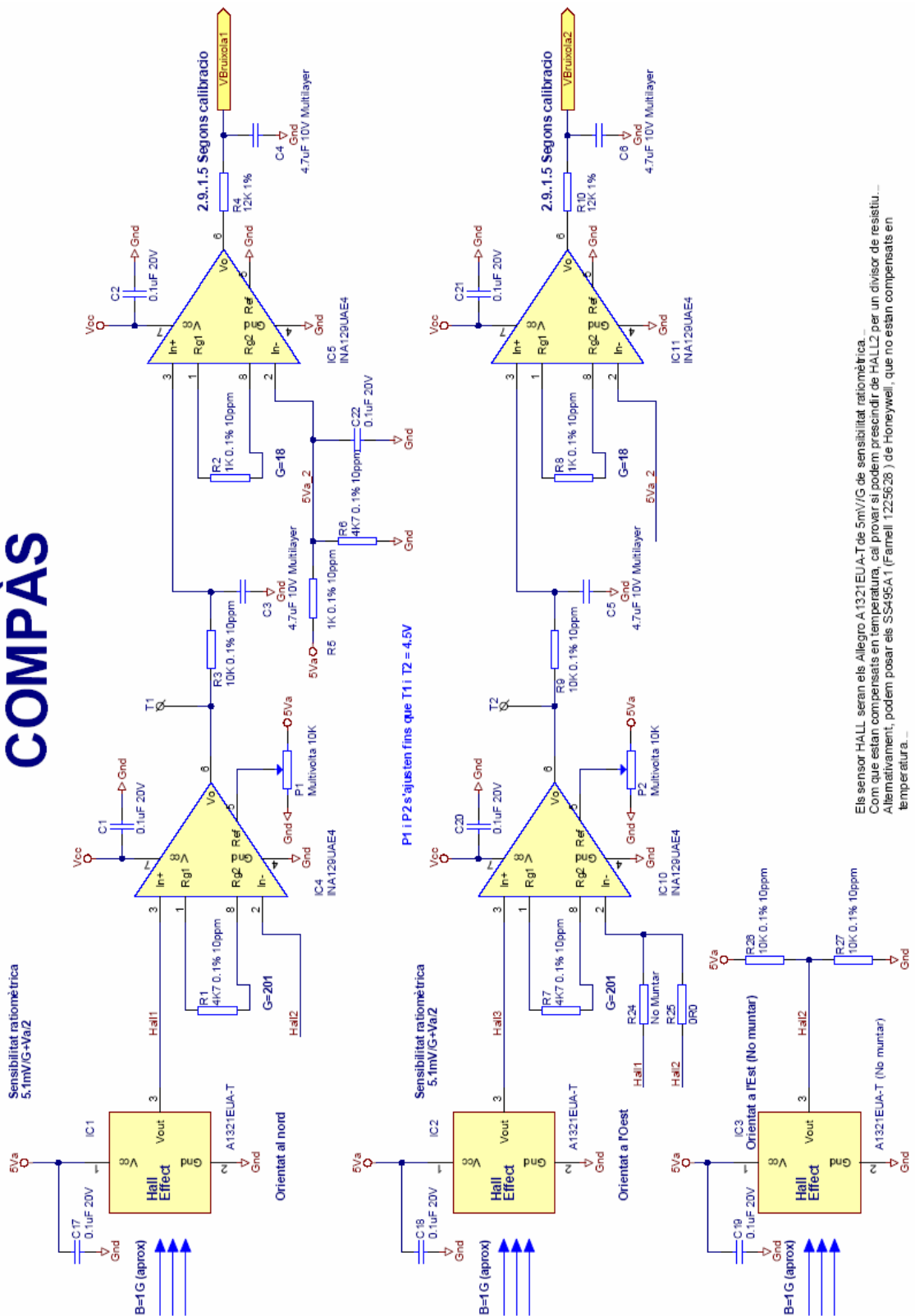


Figura 41. Primera versió del compàs

La conclusió que se'n va treure va ser que aquests sensors, això és, els HALL lineals amb compensació de temperatura, serveixen per a camps magnètics molt més poderosos, segurament basats en la proximitat d'un imant o en la detecció de corrents importants, però no estan dissenyats per a la detecció de camps magnètics dèbils. L'alternativa era utilitzar sensors lineals sense compensació interna i fer la compensació en el mateix circuit d'amplificació, però per experiències prèvies i molt negatives amb aquests sensors es va desestimar del tot la solució basada en l'efecte HALL.

V.4.2 Segona versió del compàs

El pas obvi era cercar una solució basada en sensors del tipus magneto-resistius i, amb sorpresa, vàrem constatar que Philips [33] disposava d'un circuit integrat específicament dissenyat per a camps magnètics dèbils i que venia acompanyat de nombroses explicacions sobre com es resol una brúixola.²⁷

La Figura 43 presenta la solució que proposa Philips, basada en el seu circuit integrat KMZ52 (IC3), compost de dos sensors magnetoresistius posicionats en quadratura, al que s'hi han afegit dos debanats inductius, un per a la compensació de la sensibilitat i l'altre per a la desmagnetització.

En aparença, el circuit sembla molt més complicat que la solució Hall, però això no és del tot cert. Si examinem amb una mica d'atenció la Figura 43, veurem que hi ha dues branques idèntiques, dedicades cadascuna d'aquestes a un dels dos sensors magnètics. El resultat de les dues branques són els senyals *VBruixola1* i *VBruixola2*, que seran enviats als conversors analògics-digitals del microprocessador. Concentrem-nos, doncs, en l'etapa superior, la que manipula el sensor que apunta al nord. El procés comença per amplificar la sortida del pont magnetoresistiu *Vo2+* i *Vo2-*, per un factor de 100, gràcies a IC9A. La sortida d'IC9A és realimentada negativament cap a la seva entrada per mitjà de l'integrador format per IC9C i C4. Típica maniobra per compensar l'*offset* que ens permet utilitzar amplificadors de molt baixes prestacions i, de retruc, de molt baix cost.

El guany del sistema queda ben determinat per la sensibilitat nominal dels sensors magnetoresistius –en aquest cas val 6.3 mV/G [33]– que demana un guany total pràcticament idèntic al dels sensors *HALL*, això és, 160 aproximadament. En aquest sentit, no es pot dir que els magneto resistius siguin més sensibles que els basats en l'efecte *HALL*, el que sí que es pot assegurar és que el nivell de soroll és molt menor.

²⁷ És evident que el primer pas hauria d'haver estat la recerca de l'estat de l'art en aquest camp, però l'autor creia conèixer sobradament el món dels sensors magnètics. L'aforisme “córrer molt no serveix de res, si no es corre en la direcció correcta” s'hauria d'emmarcar en lloc visible.

Atès que el guany de la primera etapa val 100, cal afegir una etapa final IC9D que té per missió suavitzar el senyal i completar el guany total fins a 160.

La circuiteria que hi ha entre IC9A i IC9D mereix un comentari més exhaustiu. Els sensors magnetoresistius tenen el problema de la magnetització remanent que exhibeixen quan han patit un camp magnètic poderós. Molt enginyosament, el fabricant integra un nucli bobinat, anomenat *flip*, que si rep un corrent de forma impulsional i alternat –tal com mostra la Figura 42– pot eliminar aquest efecte.

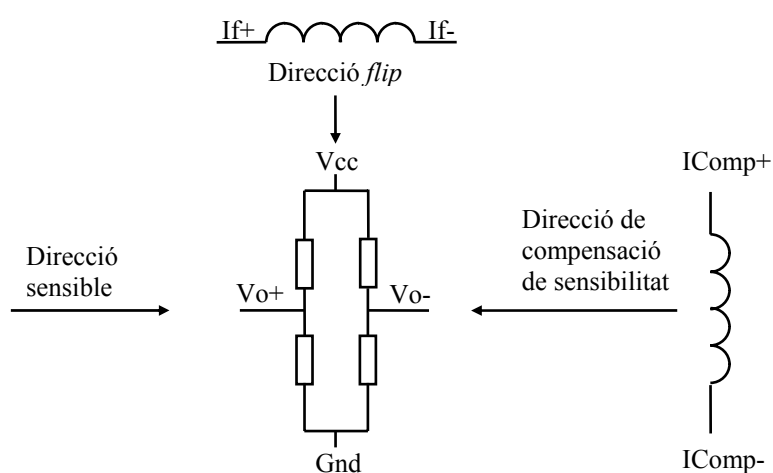


Figura 42. Diagrama de blocs de la meitat d'un KMZ52 de Philips

A la part superior dreta de la Figura 43 veiem un oscil·lador basat en IC11C, la sortida del qual, el senyal *flip*, excita l'etapa de potència IC4, prèviament desacoblada mitjançant C5 i C7. La sortida d'IC4 s'envia als bobinats de *flip* dels dos sensors que conté IC3 després de passar per C39. La forma d'ona resultant és un pic de corrent de gairebé un amper, amb una amplada temporal de 10 us, cada 500 ms aproximadament.

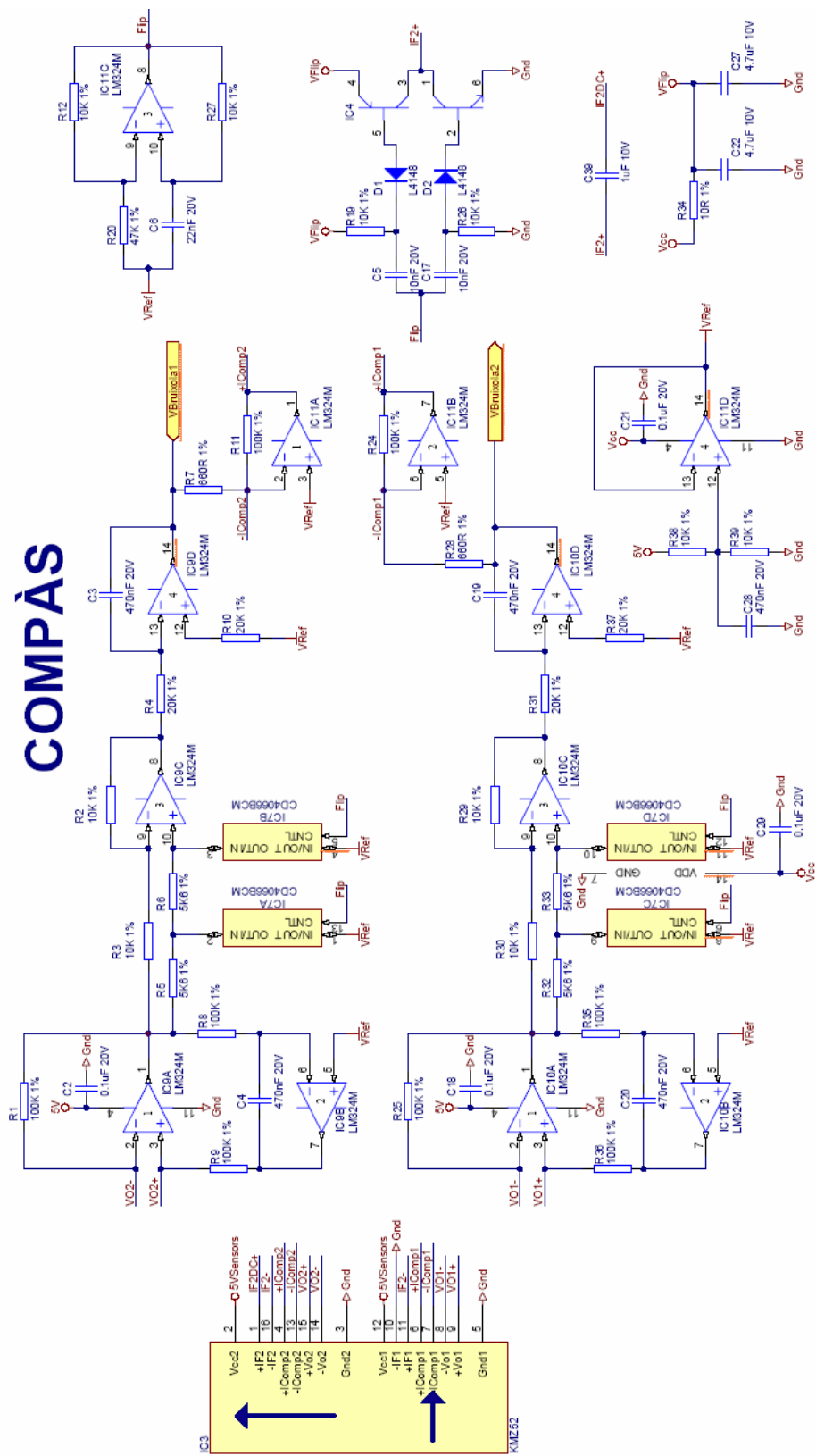


Figura 43. Segona versió del compàs

Aquests pics de corrent, a banda d'eliminar la magnetització remanent que era el seu objectiu, es tradueixen en una tensió alterna a la sortida del pont de sensors, és a dir, en V_{o+} i V_{o-} , l'*offset* de la qual és la mesura del camp magnètic que es pretén calcular. L'electrònica ha d'eliminar la component alterna i presentar aquest *offset* a l'etapa final, cosa que es pot aconseguir amb un rectificador sincronitzat amb el senyal que provoca l'alternança. En el nostre cas, IC9C es un amplificador de guany 1 quan el senyal *Flip* val zero o de guany -1 quan *Flip* val 5 V, gràcies al concurs dels llegendaris interruptors CMOS IC7A i IC7B.

Només amb això ja es pot aconseguir una error màxim de 10 graus en el càlcul de l'azimut, però el fabricant encara afegeix un bobinat (I_{Comp+} , I_{Comp-}) per poder compensar l'increment de sensibilitat que pateixen el sensors magnetoresistius a mesura que el camp magnètic augmenta. Per tal que aquesta opció sigui efectiva, l'electrònica ha d'incrementar el corrent que circula per l'esmentat bobinat proporcionalment al nivell de tensió de l'etapa de sortida, com ho fa l'amplificador IC11A.

Cal dir que aquesta darrera opció no s'ha implementat actualment, ja que el punt de treball dels senyals $V_{Bruixola1}$ i $V_{Bruixola2}$ resultava massa baix (prop de 0,5 V), fora del marge que podia assolir IC9D. Per superar aquest escull o bé muntàvem amplificadors *rail-to-rail output* o bé augmentàvem l'alimentació de 5 V fins a 10 V. Atès que l'error de 10 graus és més que acceptable per a navegar en interiors, el disseny actual no munta R7 i polaritza la sortida d'IC9D amb una resistència de 87 K en paral·lel amb C3.

Per completar la mesura, el microcontrolador que rep els senyals $V_{Bruixola1}$ i $V_{Bruixola2}$ ha de calcular l'angle azimutal en graus segons les equacions següents [33]:

$$\begin{aligned}
 \alpha(V_x = 0, V_y > 0) &= 270 \\
 \alpha(V_x = 0, V_y < 0) &= 90 \\
 \alpha(V_x > 0, V_y > 0) &= 360 - \tan^{-1}\left(\frac{V_y}{V_x}\right) \frac{180}{\pi} \\
 \alpha(V_x > 0, V_y < 0) &= -\tan^{-1}\left(\frac{V_y}{V_x}\right) \frac{180}{\pi} \\
 \alpha(V_x < 0) &= 180 - \tan^{-1}\left(\frac{V_y}{V_x}\right) \frac{180}{\pi}
 \end{aligned} \tag{73}$$

Les equacions anteriors poden semblar poc elegants des d'un punt de vista matemàtic, però cal recordar que l'arctangent està definida per l'interval angular $\{-\pi/2, \pi/2\}$ i per tant no aporta informació sobre el quadrant, al qual s'afegeix el pol en $V_x = 0$ que s'ha de tractar per separat.

Tant V_x com V_y són valors normalitzats entre 0 i 1 d'acord amb el valor màxim i el valor mínim de la mesura del camp magnètic. Per a V_x , es tracta del nord i del sud, mentre que per a V_y aquests valors s'obtenen a l'est i a l'oest. Però aquests valors no es poden estimar a priori ja que depenen del camp magnètic ambiental i, sobretot de la inclinació del sensor respecte el pla de terra. Nosaltres hem optat per un procediment de calibració de quatre punts (Nord, Est, Sud i Oest) dins de l'equip final, sobre el carro de la compra i amb la inclinació definitiva. El microcontrolador emmagatzema en la seva *EEPROM* interna els valors màxims i mínims i envia al *host* el valor actual capturat en *VBruixola1* i *VBruixola2*, acompanyat dels valors de calibració emmagatzemats i li deixa la responsabilitat del càlcul de l'arctangent.

Aquesta versió, a més de resultar mol econòmica, ha demostrat ser estable i amb una exactitud superior a la necessària.

V.4.3 Primera versió de l'amplificador d'ultrasons

A partir de la simulació que hem analitzat en el capítol III s'arriba directament a l'esquemàtic de la Figura 44 només afegint els elements necessaris per poder treballar en el centre del mode comú dels amplificadors sense usar alimentacions simètriques. Així, veiem que el transductor TD1 reposa a 2.5 V i es presenta a l'entrada del primer amplificador que també té la seva entrada positiva centrada a 2.5 V gràcies al divisor R17-R22, el qual genera una “massa virtual” que aprofitem per polaritzar l'etapa següent.

Com ja ha discutit anteriorment, IC6A i IC6B componen un filtre passa banda de segon ordre centrat a 40 kHz. Cal ser una mica curosos amb la qualitat de l'amplificador operacional que es posa en un disseny amb un guany de quasi 80 dB: cal que aquest component tingui un molt baix nivell de soroll intern. Per sort, aquest és l'únic paràmetre restrictiu a tenir present, car la deriva de l'*offset* no és significativa en la segona etapa, i entre la primera i la segona etapa hi tenim, per construcció, el desacoblament en contínua que ofereix C12. Després d'algunes proves, no gaire exhaustives, cal reconèixer-ho, vàrem optar pel TLE2142 per ser un component de gamma mitjana, fàcilment aprovisionable i amb un nivell de soroll excel·lent.

La sortida d' IC6B conté la portadora de 40 kHz sobre la qual l'emissor ha modulats el seu codi. És evident que cal desmodular aquesta informació de la manera més precisa, fiable i econòmica possible, tot i tenint present que hi haurà diferències significatives de nivell entre un emissor i un altre. La nostra solució és ben simple: un comparador (IC7) compara la sortida de l'amplificador amb un nivell de tensió que el microcontrolador pot modificar a voluntat, per mitjà del típic conversor digital–analògic basat en una sortida PWM del microcontrolador, convenientment filtrada per R19-C15. El resultat present en el senyal *Receiver* segueix exhibint la portadora de 40 kHz, però hem eliminat la suavitat de la portadora en benefici d'un senyal abrupte i amb dos nivells possibles: 0 V o 3.3 V.

En el següent apartat s'estudiarà el comportament del *software* que, a partir d'aquest senyal, és capaç d'obtenir el temps d'arribada de la trama i extraure'n el codi. De moment, ens centrarem a validar el comportament d'aquesta electrònica.

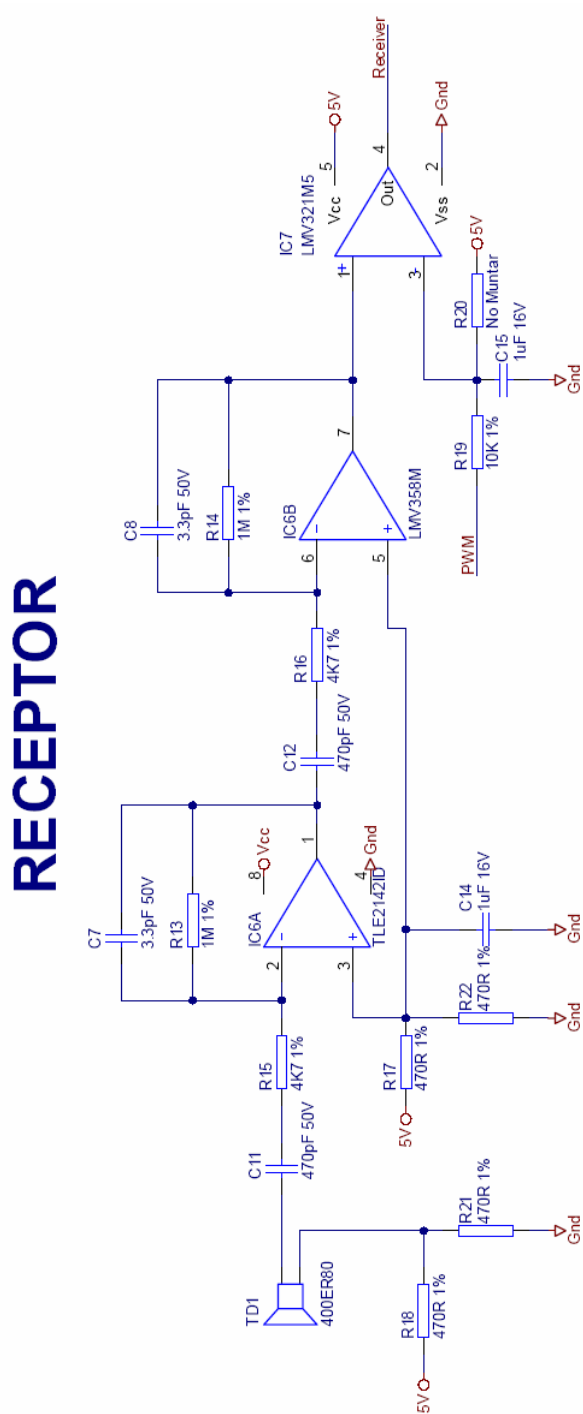


Figura 44. Primera versió del receptor d'ultrasons

Si es prova aquest circuit sense connectar el comparador IC7, obtenim un comportament perfecte i d'acord amb les simulacions. De fet, les gràfiques de recepció que es discuteixen en el següent capítol es varen fer amb aquesta electrònica. Però en el moment en què es

connecta IC7, la sortida d'IC6B es posa a oscil·lar -oh! casualitat- a 40 kHz. Ben aviat vàrem notar que el problema neixia de la massa virtual que generen R10-R21 o R17-R22, ja que l'alimentació de 5 V a partir de la que es genera aquesta massa virtual és la mateixa que dóna energia al comparador IC7. Per tant, s'imposava:

- Desacoblar amb més entusiasme IC7 i tota la línia d'alimentació.
- Disminuir la freqüència de tall de la xarxa que genera la massa virtual.
- Separar l'alimentació de commutació i control de l'alimentació analògica.

Aquests canvis es varen recollir en la següent versió del receptor d'ultrasons i també es va eliminar el comparador IC7, ja que el microcontrolador PIC16F88 disposa de comparadors analògics integrats.

No hi va haver canvis en els valors de guany i de banda passant dels dos amplificadors: les proves a la cambra anecoica eren consistents amb les simulacions i amb els previsions de valors de pic calculats en el capítol III.

V.4.4 Segona versió de l'amplificador d'ultrasons

La Figura 45 conté la nova versió de l'amplificador i també la resta de la circuiteria implicada en el receptor, ja que les millores que acabem de comentar no es poden explicar sense veure tot el conjunt.

El connector K1 subministra la tensió de bateria (V_{cc}) que pot valer entre 6 V i 8,4 V, de la qual en neix la tensió de 5 V. Tot això passa a la placa base que és el que conté el microprocessador de gamma alta (*host*), responsable de la interfície amb l'usuari i del càlcul de les rutines de posició i orientació. El diàleg amb el *host* és resol mitjançant un canal sèrie asíncron en els pins *Rx* i *Tx*. La tensió de 5 V és la que alimenta tots els circuits digitals, siguin els de la placa base, com en el receptor d'ultrasons, on el PIC16F88 és alimentat a partir d'aquesta tensió.²⁸

Amb l'afany de separar al màxim les dues tensions –analògica vs. digital– la generació de la massa virtual s'obté gràcies a un regulador lineal, IC1, amb l'ajut de tres condensadors multicapa de 4,7 μ F cadascun. La tensió 5Va que subministra ICI genera la massa virtual gràcies a les resistències R17, R22 i el concurs de C14. Per tant, el camí de realimentació de la freqüència de 40 kHz que provocava l'oscil·lació de la versió anterior de l'amplificador ha de viatjar des dels 5 V del microprocessador, fins a la placa base, retornar per la V_{cc} , travessar ICI i vèncer el filtre R17, C14. Tot això sense oblidar els condensadors de desacoblament que s'ha trobat pel camí: no en va quedar ni rastre de l'oscil·lació.

Res més queda per dir respecte a aquest esquemàtic: la resta s'amaga dins del microcontrolador PIC16F88, el qual conté els conversors analògic-digital responsables d'adquirir el senyals *VBruixola1* i *VBruixola2*, i el comparador que rep la sortida de l'amplificador IC6B, amb un nivell de comparació que el microcontrolador pot variar a voluntat.

²⁸ També alimentem els amplificadors, però tenen un rebuig al mode comú de 118 dB, no és preocupant.

RECEPTOR

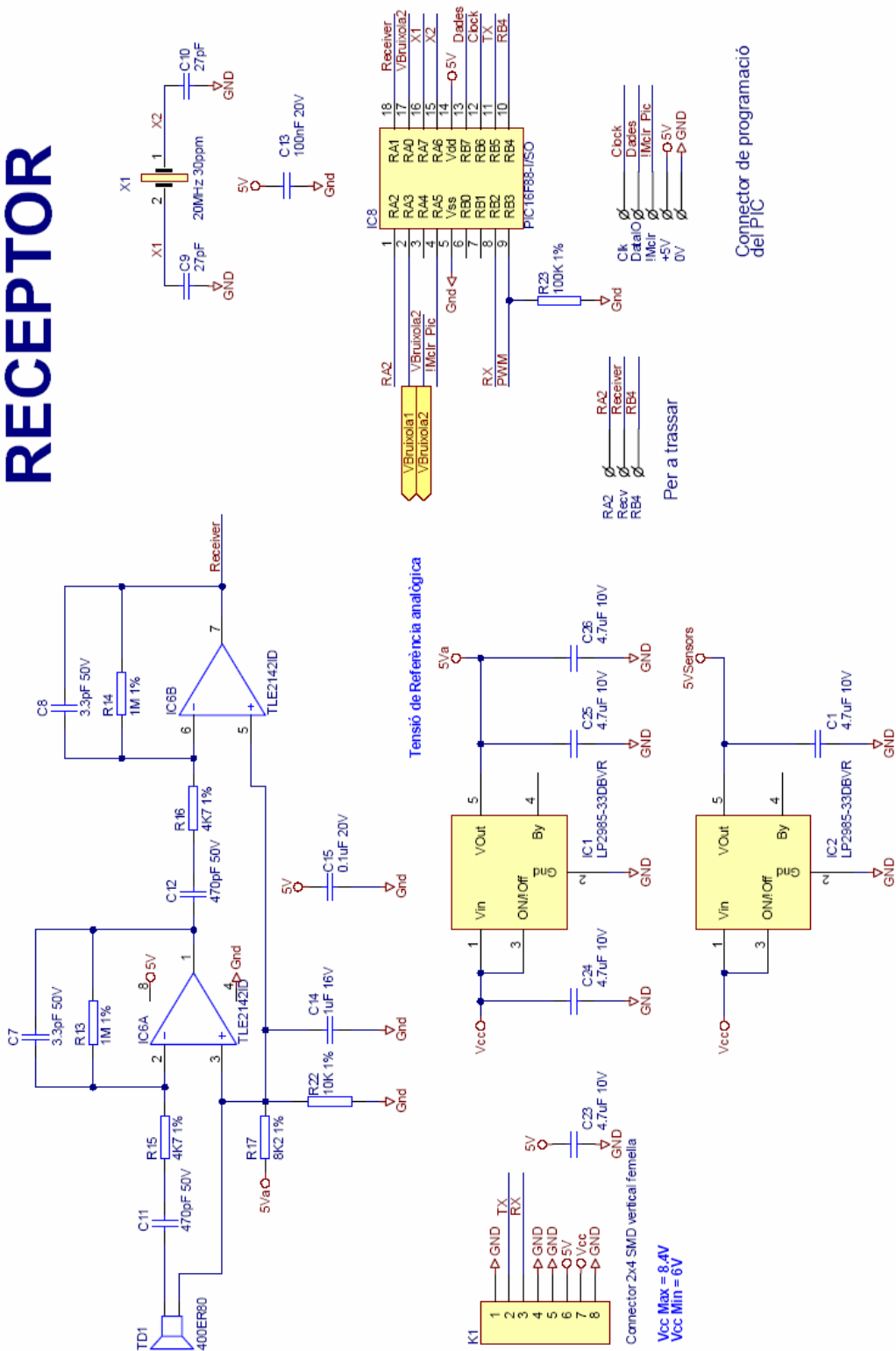


Figura 45. Segona versió del receptor d'ultrasons

A la Figura 46 podem veure la placa de circuit imprès final, amb la intenció d'identificar les diferents parts. A la part esquerra hi veiem la zona de control, que es compon del connector amb el *host* i el PIC16F88 just a sota del connector. La zona central es dedica al transductor d'ultrasons i l'amplificador passa-banda amb el transductor ocupant una posició rellevant, tot i que el més habitual és que la posició final d'aquest transductor no sigui aquesta, sinó més a prop de la superfície. En aquest cas, cal fer l'extensió amb un cable coaxial.

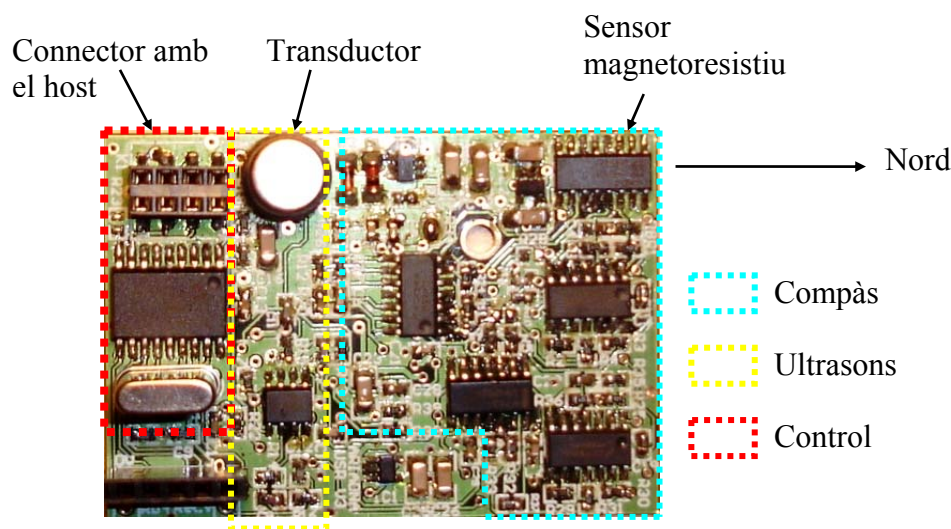


Figura 46. Vista de la placa muntada (56x40mm)

La part del lleó se l'enduu l'electrònica dedicada a amplificar i compensar el sensor magnetoresistiu de Philips que es troba ubicat a la part superior dreta de la figura. Estem força convençuts que amb l'ajut d'un altre microcontrolador es podria reduir sensiblement la zona dedicada a la captura del camp magnètic terrestre, però, a hores d'ara, no tenim cap inquietud per reduir l'àrea d'aquesta placa.

V.4.5 Captura de la trama

L'algorisme de la captura de la trama ha estat la part més sensible d'aquesta tesi, ja que és un procés que s'ha de resoldre amb la mínima incertesa possible i això vol dir que o bé es treballa amb lògica programable o bé es treballa amb llenguatge màquina en un microcontrolador RISC que asseguri la constància en el temps d'execució de totes les instruccions. Per raons de cost, espai i consum, ens vàrem decantar per aquesta opció.

En aquest punt hem d'aclarir que la línia argumental de la present tesi no concorda amb la realitat cronològica, ja que per poder resoldre l'algorisme que tot seguit explicarem primer feia falta tenir caracteritzada la resposta de l'amplificador en els diferents escenaris de recepció. Hem decidit, en virtut de la claredat explicativa, deixar la descripció de les proves per al capítol següent i dedicar-nos ara a l'anàlisi de l'algorisme de detecció a partir dels resultats a la cambra anecoica.

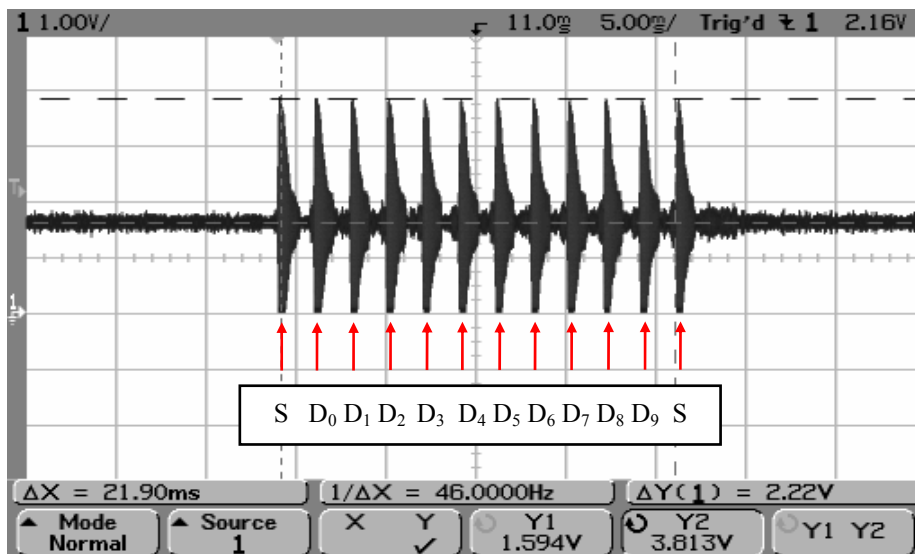


Figura 47. Trama amb identificador 1023 (0x3FF)

En primer lloc cal tenir una idea de com és la trama i, especialment, de les diferents formes d'ona que pot prendre. Partirem de la Figura 47, on es veu la recepció d'una trama amb un identificador igual a 1.023, que en binari es correspon a deu uns seguits. El punt de

repòs és d'1,75 V, sobre el qual s'hi superposen els bits rebuts, començant per l'*start* bit, seguit per D_0 fins a D_9 i acabant per l'*stop* bit, separats entre si una distància de 2 ms. Veiem que el pic positiu arriba fins a 4 V mentre que el negatiu queda saturat molt a la vora del nivell de massa.

Aquesta és la trama més densa que ens podem trobar. Ara examinarem una trama més esparsa per tal de poder estudiar el comportament dels mecanismes de detecció i modulació. La Figura 48 mostra la recepció d'una trama amb identificador igual a 16 (0x10 en hexadecimal) amb les mateixes condicions que el cas anterior, és a dir, amb visió directa a 3 metres de distància, sense cap angle d'incidència.

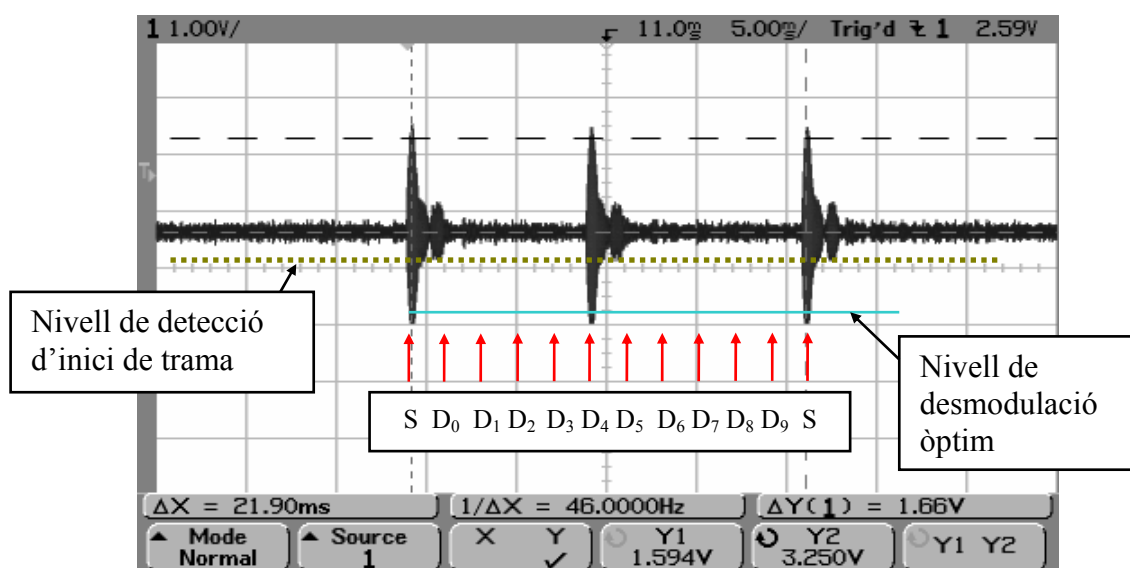


Figura 48. Nivells de detecció i de descodificació per a l'identificador 16 (0x3FF) amb un nivell de recepció elevat

Observem que després de l'*start* bit, molt proper al lloc on hi podria haver el bit 0, es manifesta un cert nivell d'activitat, resultat d'un rebot de l'ona ultrasònica. La línia discontinua de color verd indica el nivell intern del microcontrolador que es compara amb l'ona ultrasònica i genera la interrupció principal. El valor d'aquest nivell és un compromís entre el nombre d'emissors que es volen detectar en un moment donat respecte del soroll de fons del receptor en repòs. Si el valor és molt proper al punt de repòs, es molt probable

que es detectin falsos codis que acabin emmascarant els autèntics. Si el valor s'allunya del punt de repòs, deixarem de detectar molts emissors.

És il·lustrador observar el resultat de la mateixa trama quan l'emissor i el receptor presenten un angle de 45 graus, tal com podem veure a la Figura 49. Els uns queden molt atenuats, però encara més atenuats queden els rebots que observàvem a la Figura 48. De seguida és fa evident que el nivell de tensió que el microcontrolador ha d'usar per detectar l'identificador depèn de l'amplitud amb què es rep la trama.

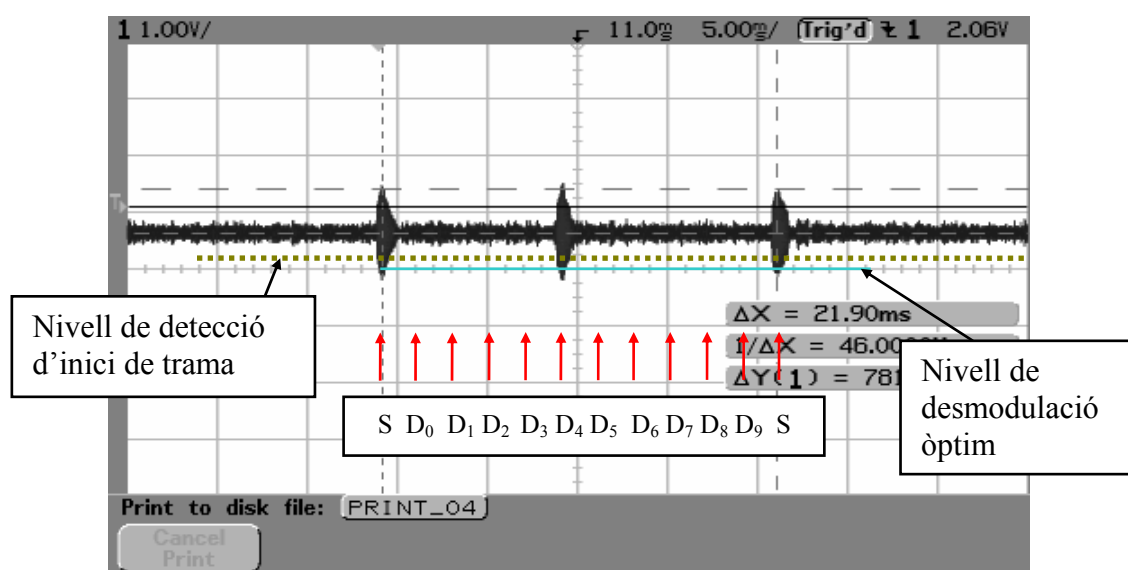


Figura 49. Nivells de detecció i de descodificació per a l'identificador 16 (0x3FF) amb un nivell de recepció baix

La línia de color blau és el nivell desitjable a què hauria de treballar el microcontrolador per detectar els uns i els zeros de la trama, el qual hem dibuixat, idealment, molt proper al nivell de repòs quan l'emissor està lluny (Figura 49) o més allunyat si l'emissor és proper i ben enfocat, com en la Figura 48, on es veu que si no es canvia el nivell de desmodulació es podrien interpretar falsos uns.

Hi ha diferents aproximacions possibles enfront d'aquets problema. La primera d'aquestes és aplicar un filtre passa baixes que suavitzi el soroll i ens permeti mantenir el nivell de detecció estable. La segona consisteix en aplicar un control automàtic de guany a

l'amplificador del receptor d'ultrasons. Totes dues, però, es van desestimar pel fet que en modificar la forma d'ona també es perdia informació sobre el moment en què arriba la trama al receptor, i per tant vàrem optar per una solució algorísmica que tot seguit detallarem.

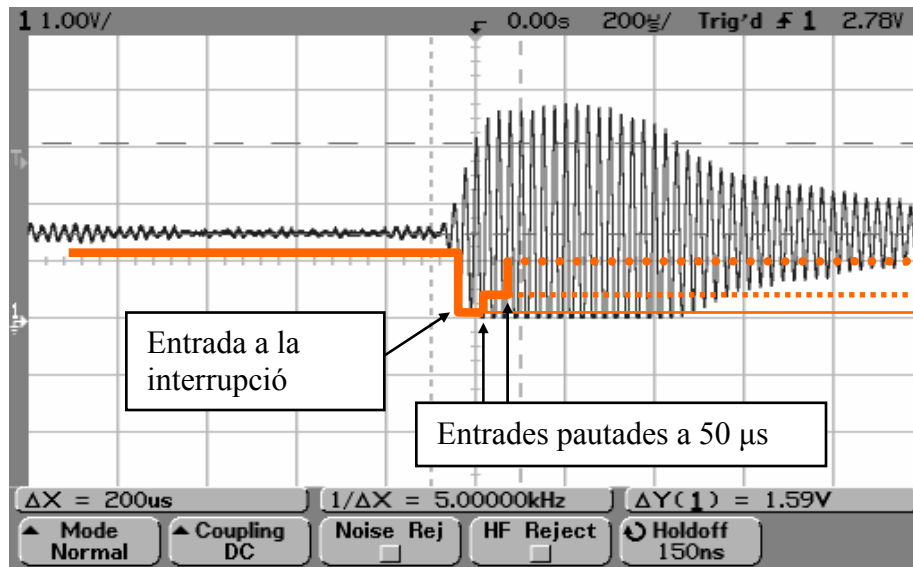


Figura 50. Evolució del llindar de detecció.

A la Figura 50 hem ampliat la base de temps per examinar el comportament del primer bit de la trama ultrasònica. Aquest bit pot ser molt abrupte i de valor elevat, pot estar a un valor mitjà o bé pot ser petit, sempre en funció de la distància i el desalineament entre emissor i receptor. L'algorisme parteix del moment en què el nivell de detecció (línia taronja) és superat per l'ona ultrasònica amplificada que provoca l'entrada a la rutina de servei d'interrupció. En aquest moment, el software registra el temps d'arribada d'una possible trama vàlida i rearma el *timer* de 50 µs que esdevindrà la pauta temporal per analitzar la resta de la trama; anul·la la interrupció de temps principal i anul·la la interrupció per detecció de llindar que ha provocat aquesta entrada. Abans de sortir de la rutina de servei d'interrupció es modifica el llindar de detecció i se situa el més allunyat possible del nivell de repòs i s'esborra el bit que avisa d'una superació del llindar.

Cinquanta microsegons més tard, el *timer* provocarà una nova entrada a la rutina de servei d'interrupció. Com que el comparador de llindar és una font d'interrupció, tot i que estigui desactivat segueix tenint “memòria”, per la qual cosa si el primer bit és molt potent el bit de superació de llindar estarà activat. En aquest cas, el llindar és correcte, ja que la trama que seguirà tindrà un nivell molt elevat. En cas contrari, la rutina rebaixa el llindar a la meitat i es prepara per tornar a entrar d'aquí a 50 μ s; de nou, es comprova el bit de superació i en el cas que estigui actiu hem d'entendre que ens trobem amb una trama de mitjana potència i que es pot donar per bo el nivell actual de detecció. En cas contrari, donarem una tercera oportunitat a la trama i, després de 50 μ s repetim la maniobra, però ara amb un llindar quasi igual al nivell inicial de detecció (10%). Si el bit de superació està actiu, decidim que es tracta d'una trama dèbil i que aquest llindar és bo. En cas contrari descartem aquesta trama, tot assumint que es tracta d'un espuri de soroll; cal recordar que en aquest moment ja han transcorregut 100 μ s des de la detecció inicial, temps més que suficient per decidir descartar-la.

El resultat d'aquest primer bit és un llindar que pot prendre tres valors (alt, mitjà i baix, com veiem a la Figura 50) i que es manté durant tota la trama. A partir d'aquest moment, les successives entrades a ritme de 50 μ s no ofereixen cap dificultat, car es tracta de seguir una màquina d'estats ben simple, que registri els uns i els zeros dels deu bits que componen l'identificador i que verifiqui la presència de l'*stop* bit final. La resta de tasques són feines rutinàries de gestió, com ara registrar el codi de l'identificador juntament amb l'instant d'arribada i restaurar les condicions per a una nova possible trama.

A la Figura 51 veiem el diferent comportament de la tensió de llindar (línia taronja) que es manifesta per a una trama vigorosa, sense arribar a la saturació, i una trama dèbil com la de la Figura 49). En el primer cas el pols és gran però no suficientment gran, per la qual cosa l'algorisme rebaixa el llindar de detecció a la meitat. Si la trama estigués molt saturada el llindar s'hauria mantingut en el seu valor màxim per poder dilucidar els uns dels zeros. En el segon cas, l'algorisme ha baixat el nivell fins al límit més petit –però una mica per sobre del nivell de detecció per evitar espuris dins la trama- que li permet detectar els uns sense problemes. Cal insistir que no es tracta de proves puntuals, ans del resultat i l'observació de les proves realitzades a la cambra anecoica que descriurem en el següent capítol.

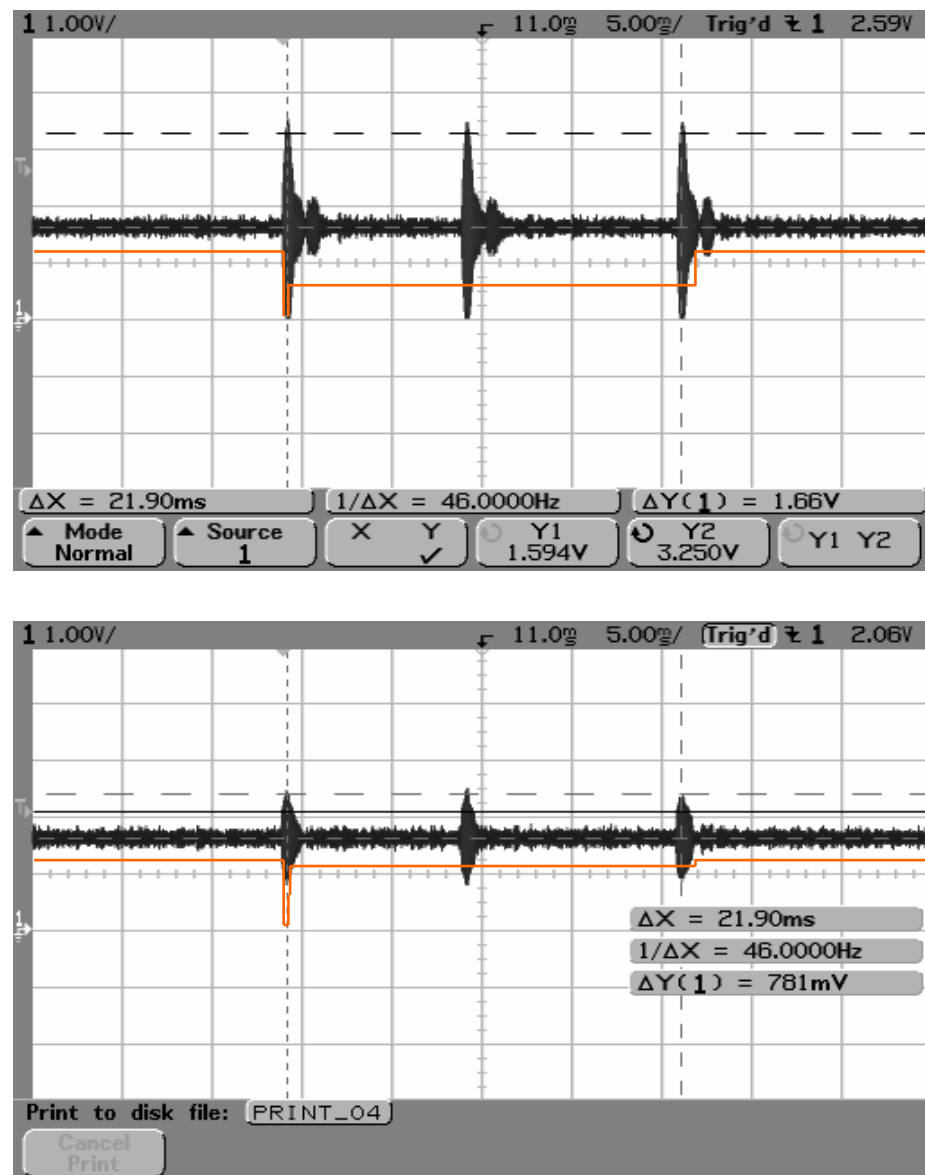


Figura 51. Dos comportaments de la tensió de llindar

L'única dificultat d'aquest algorisme rau en el fet que tot el codi s'ha d'escriure en llenguatge màquina, amb la vista posada sobre el nombre d'interrupcions permeses en cada instant de temps per poder afitar la incertesa interruptiva, tal com es comenta en el següent apartat. Per sort, disposem de 232 ms durant els quals els emissors no emeten cap codi; és el moment d'activar la resta de tasques que ha de resoldre el sistema de control, com ara la

captura dels senyals analògics del compàs, l'enviament de la informació o l'entrada en el mode de calibració de la brúixola. Durant la resta del temps, l'única font d'interrupció que es manté activada és la que compta el temps transcorregut des de l'inici relatiu de la tramesa de codis (en endavant, interrupció del *Timer 1*) i que com a molt triga 30 instruccions (a 20 MHz, això suma un retard de 6 μ s).

V.5. Estimació de la incertesa

En l'estimació de la incertesa en qualsevol procés d'instrumentació hi concuren paràmetres objectivables i paràmetres absolutament subjectius. Com a mostra d'aquest últim grup en l'exemple que ens ocupa hi tenim la probabilitat que en la base de dades de coordenades dels emissors hi hagi un error humà, de caire tipogràfic. O un error en la mesura de la ubicació física. Si l'error és gran, serà detectat per les pròpies queixes dels usuaris, però si és petit pot ser que passi desapercbut, i si és així: en quina mesura? Creiem que no val la pena entrar a discutir els paràmetres subjectius que participen i ponderen la incertesa global; ens limitarem a delimitar els errors quantificables i en endavant parlarem d'exactitud o d'error màxim.

L'error que comet el sistema se centra en la diferència temporal que hi ha entre el moment en què el receptor decideix que ha rebut una trama i el moment en què l'hauria d'haver rebuda, considerant la base de temps dels altres dos emissors que formen la tríada. Les fonts d'error que contribueixen a l'error total, considerant que les rutines de càlcul han eliminat la velocitat del so i la sincronització dels rellotges, són:

1. Diferència entre la detecció del sincronisme entre dos emissors que pertanyen a una tríada.
2. Diferència en el moment de detecció de l'inici de trama entre una trama d'un emissor proper i una altra d'un emissor llunyà.
3. Diferència en el moment de la detecció de l'inici de trama provocada per la rutina de servei d'interrupció del *timer* 1.

L'error número 1 ha estat quantificat a l'apartat V.3 per un valor de $5\mu\text{s}$. L'error número 2 s'ha de comptar com a múltiples del període de la portadora de 40 kHz, tal com es pot intuir a la Figura 50 i com es va corroborar en les proves que es descriuran en el següent capítol. La diferència entre les atenuacions donava un error de $125\mu\text{s}$.

L'error número 3 conté el temps que triga la rutina de servei d'interrupció del *timer* 1, $6\mu\text{s}$ com a màxim, més el temps d'una instrucció del microprocessador (200 ns en aquest cas).

Per tant, l'error temporal que pot cometre el sistema és $\varepsilon = 5+125+6,2 = 136,2\mu\text{s}$. Ara bé, com es tradueix aquest error temporal en un error en el radi? En primer lloc cal decidir quina és la mínima temperatura a la qual funcionarà el sistema, tot considerant que es tracta d'una solució aplicada a interiors amb aire condicionat. Segons l'equació [64], l'error en la distància des de l'emissor al receptor en funció de la temperatura ambient T (en graus Celsius) serà, expressat en metres:

$$e = (331 + 0.6 T) \cdot 136,2 \times 10^{-6} \quad [m] \quad [74]$$

Suposant que la temperatura ambient més alta que es pot assumir és de 30° , l'error valdrà 47 mm. Aquest és l'error màxim d'extrem a extrem que comet el sistema assumint que les dades referents a la posició dels emissors no contenen cap error, que el receptor no descodifica un codi que no és i que el receptor veu quatre emissors. Queda per veure què passarà amb les proves de camp i com afectaran les turbulències causades per les sortides d'aire. De moment ho deixem per al proper capítol, tot recordant que, de moment, estem molt per sota dels 50 cm de radi que imposaven les primeres especificacions.

V.6. Conclusions

Les tres plaques que componen els fonaments del sistema, el generador de sincronisme, l'emissor i el receptor van arribar a la seva maduresa després d'alguns retocs, com en el cas de l'emissor, i després de quatre versions en el cas del receptor. Aquest últim, sens dubte, il·lustrat per la crossa de la brúixola magnètica, però per la resta, el pas de la teoria a la pràctica ha estat pràcticament directe; estem satisfets de la bondat de les simulacions i de totes les decisions de disseny que es varen prendre sense tenir totes les dades a la mà.

En el moment en què es concreten els resultats i el receptor comença a capturar i descodificar les trames comença la part més interessant de la tesi: la integració amb una malla d'emissors i la comunicació amb el microcontrolador que ha de calcular la posició.

Caldrà esperar les proves de camp.

Capítol VI.

Proves i resultats

Capítol VI. Proves i resultats

VI.1. Introducció

Aquest capítol recull el resultat de les proves a les cambres anecoica i reverberant de l'edifici La Salle i les proves a l'aula Mirador, de l'edifici Sant Jaume Hilari. Es tracta de dos conjunts de proves ben diferenciats, tant en el temps com en la seva naturalesa, agrupades en un sol capítol per consideracions purament editorials.

Les proves a les cambres de l'edifici Salle es van fer tan aviat com es va disposar d'un emissor i un receptor operatius en mode analògic, capaç el primer d'enviar una trama codificada mentre que el segon només era capaç d'amplificar-la, sense fer-ne cap tractament digital. El resultat d'aquestes proves va servir per acabar de decidir que el temps de bit, que ballava entre un o dos mil·lisegons, seria definitivament de dos mil·lisegons; mentre que l'observació de diferents trames en diferents escenaris va permetre caracteritzar l'algorisme de detecció que hem analitzat a l'apartat V.4.5.

Quan es va completar el *software* de captura de trama es va procedir a la instal·lació d'una malla de 16 emissors a la sala Mirador i de dos sistemes complets de localització, ambdós mòbils, però mentre que un usava un ordinador portàtil amb *Windows*© com a *host* de càlcul, el segon s'ubicava en la plataforma *Linux* desenvolupada *ad hoc* per al client, *Ariadna Solutions*. El més important pel que fa a les proves i al refinament de les rutines de detecció de trama i de càlcul de posició és el primer; el segon l'esmentarem només a tall de curiositat.

VI.2. Proves a les cambres anecoica i reverberant

Es van construir dues plataformes per suportar l'electrònica associada a l'emissor i al receptor, tal com es mostra a Figura 52. La plataforma de l'emissor conté la font d'alimentació i el generador de sincronisme, a partir del qual, l'emissor situat al capdamunt del suport radia la seva trama a ritme d'un segon. L'emissor està collat a un suport que pot girar i que a la seva base porta un semicercle graduat en graus sexagesimals. El suport del receptor és molt similar; també reposa sobre un suport giratori i graduat, tal com s'il·lustra a la figura. La placa de circuit imprès anomenada *host*, a la dreta de la figura, no té, en el moment de fer aquestes proves, cap altre missió que no sigui la de subministrar alimentació al receptor.

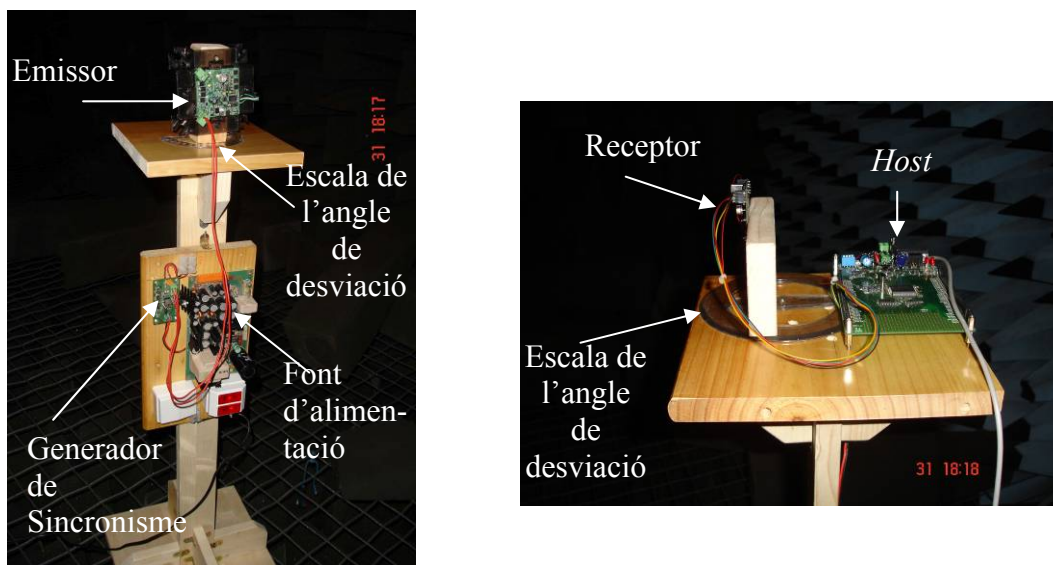


Figura 52. Banc de proves per a les cambres anecoica i reverberant..

La cambra anecoica ofereix un escenari on la recepció de les trames ultrasòniques no es veurà afectada per cap rebot, serà una informació neta; és un bon lloc per caracteritzar els nivells de recepció, en especial quan l'angle de recepció i el d'emissió s'allunyen del zero. Notem que l'experiment s'enfoca més cap als efectes de la desviació angular, on es poden

perdre fins a 6 dB a 45° que no pas en l'increment de la distància, on només es juguen 3 dB per cada metre.²⁹

En paral·lel a la caracterització, es varen repetir les proves per assegurar que no hi havia cap angle cec o cap davallada abrupta de la sensibilitat en alguna orientació concreta. No cal dir res més al respecte, ja que després d'un escombrada fina no es va detectar cap discrepància greu amb les dades subministrades pel fabricant en aquests sentit.

Continuant amb la descripció de les proves, podem veure a la Figura 53, en primer terme, el suport per a l'emissor i, al fons, el suport per al receptor, amb l'oscil·loscopi que registra les formes d'ona subministrades per la sortida de l'amplificador d'ultrasons.



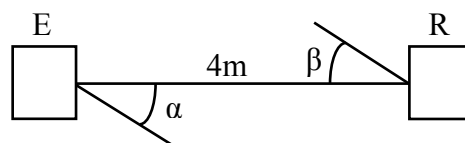
Figura 53. Escenari de prova a la cambra anecoica

Durant la planificació de les proves vàrem discutir quins haurien de ser els identificadors que caldria modular i emetre a les cambres anecoiques i reverberants per poder tenir el màxim nivell de caracterització amb el mínim nombre d'assajos. Cal recordar també que no només ens interessava investigar el comportament del sistema des

²⁹ Cal recordar que, més que l'atenuació absoluta, el que ens preocupava era el marge dinàmic del receptor.

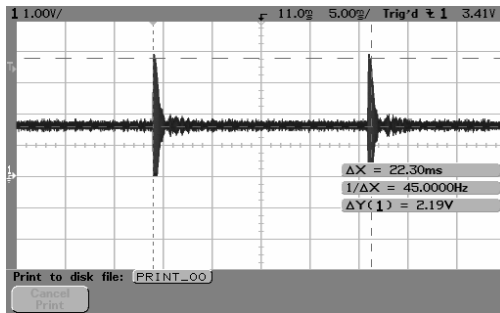
del punt de vista de l'atenuació, sinó la possibilitat d'una interferència intersimbòlica destructiva. La conclusió va ser que usàriem l'identificador 0, és a dir, una trama que només conté l'*start* bit i l'*stop* bit, per caracteritzar l'atenuació que s'observa a mesura que s'augmenta l'angle de desviació entre emissor i receptor. La distància temporal entre aquests dos bits és de 22 ms; per tant, cadascun dels dos bits es poden considerar i analitzar com una resposta impulsional. El següent codi candidat a formar part del conjunt de proves és el 32 (20 en hexadecimal) ja que només presenta un bit actiu en el centre de la trama. Té l'interès de comprovar, amb una sola gràfica, que el conjunt emissor-medi-receptor es comporta de forma similar durant tot l'interval de temps que dura la trama. Els següents codis ja haurien de presentar una densitat més elevada d'informació per tal d'observar i caracteritzar la interferència intersimbòlica. Es proposen els codis 155 i 2AA, ambdós expressats en hexadecimal, ja que la seva seqüenciació binària és una alternança de zero i uns, el primer alineat a la dreta i el segon a l'esquerra. Finalment s'aplicarà el codi 1023 (3ff en hexadecimal) amb tots els bits a 1. Resumint, el codis de treball són el 0, el 20, el 155, el 2AA i el 3FF, tots aquests expressats en hexadecimal.

En totes les gràfiques que seguiran, la base de temps de l'oscil·loscopi, així com l'escala vertical, es mantenen constants, a 5 ms per divisió en l'eix temporal i a 1 V per divisió en l'escala vertical. El lector pot usar el valor del llindar de *trigger* a la part superior dreta de la pantalla per facilitar la comparació de les gràfiques, ja que l'oscil·loscopi pinta aquest nivell amb un petit triangle en el lateral esquerre.

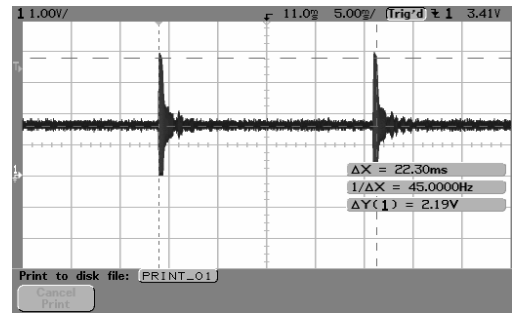


L'emissor i el receptor s'encaren a una distància de 4 m, ambdós a 1 m d'alçada i es prenen mesures tot modificant l'angle de l'emissor respecte la visual (α) i després el del receptor (β). La temperatura de la cambra és de 24° C amb una humitat relativa del 57% i una pressió atmosfèrica de 1.006 mBars.

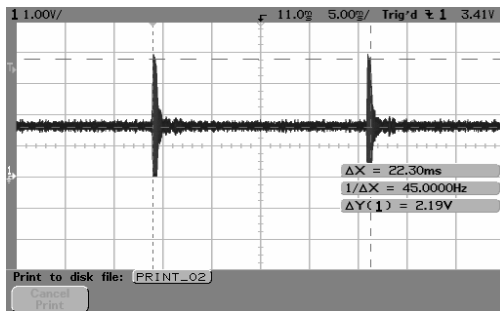
La Figura 54 recull el resultat d'emetre la trama amb identificador zero tot fent variar l'angle de l'emissor des de 0° fins a 45° amb el receptor sempre alineat, i ja es poden treure les primeres conclusions.



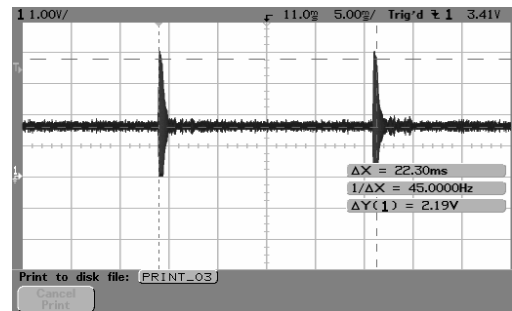
$$\alpha = 0, \beta = 0^\circ$$



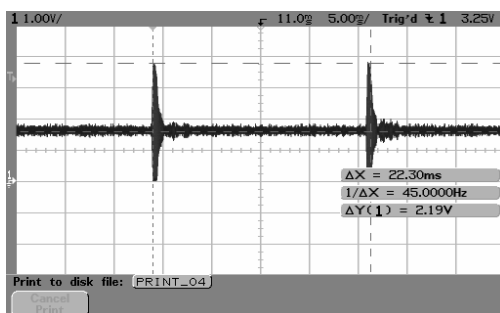
$$\alpha = 10^\circ, \beta = 0^\circ$$



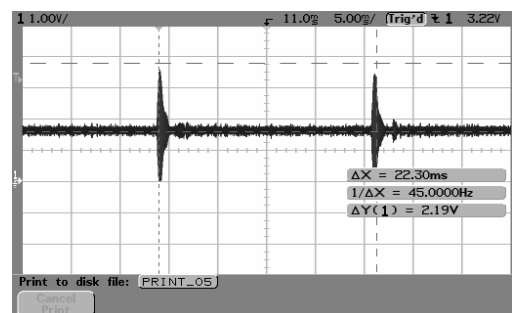
$$\alpha = 20^\circ, \beta = 0^\circ$$



$$\alpha = 30^\circ, \beta = 0^\circ$$



$$\alpha = 40^\circ, \beta = 0^\circ$$



$$\alpha = 45^\circ, \beta = 0^\circ$$

Figura 54. Codi 0, variant l'angle de l'emissor amb el receptor fixat a zero graus

En primer lloc es constata que, efectivament, la distància entre els dos uns és suficient com per considerar que es tracta de respostes impulsional separades. En segon lloc,

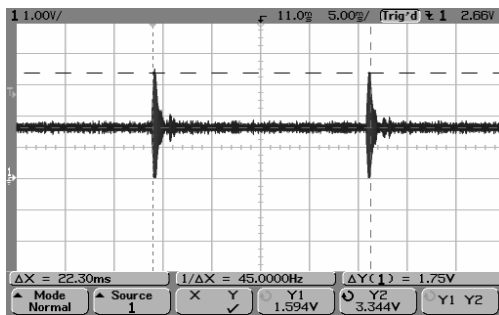
observem la presència d'una rèplica molt atenuada després dels dos uns, que ens fa dubtar entre suposar que és un rebot provinent de la malla de terra o bé suposar que forma part de la resposta impulsional. Considerant que la distància a terra és de 1 m i la distància entre emissor i receptor és de 4 m, calculem que l'ona que rebota a terra recorre 0,47 m més que l'ona directa. Amb una velocitat de 344,4 a 24° C en resulta un retard de 1,36 ms que quasi coincideix amb el retard que observem a la figura anterior; diem "quasi" perquè no es veu molt clar el moment exacte en què comença el rebot però tot i així decidim que es tracta d'un rebot provinent de terra.

En tercer lloc, veiem que el nivell en el receptor no presenta símptomes de debilitació fins que l'emissor no supera els 40° d'inclinació. L'emissor 400ST120 exhibeix –segons podem veure a l'annex B– una atenuació de només -3 dB a 45°, això és, una reducció de 0,707 respecte del nivell a zero graus. Les gràfiques donen un valor una mica millor, ja que la diferència relativa entre la primera gràfica i l'última és de 0,83; aquesta diferència és prou petita com per considerar-la dins de la dispersió de fabricació.

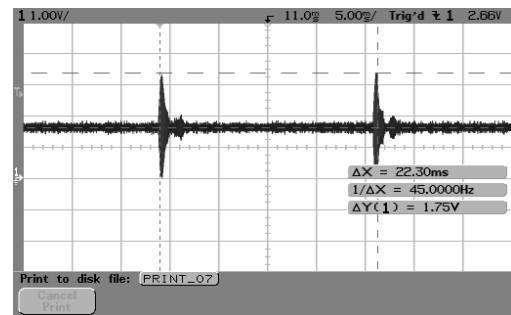
A la Figura 55 continua la davallada progressiva del valor de pic, a mesura que s'augmenta la desviació del receptor respecte de la visual, alhora que es manté la desviació de 45° de la figura anterior. El resultat que tenim en l'escenari del pitjor cas es que l'ona modulada encara està francament per sobre del soroll de fons i, per tant, és un senyal tractable amb poca potència de càlcul. L'atenuació conjunta de l'emissor i el receptor desviats 45° respectivament és –vegeu l'annex B– de -6 dB, per la qual cosa s'esperava una reducció de 0,5 i en el seu lloc ens trobem amb una atenuació de 0,37. Des del nostre punt de vista, no podem afirmar que aquest valor cau a dins de la dispersió de fabricació: algú menteix o no estem fent les coses bé. Un signe inequívoc que el fabricant menteix lleugerament és el fet que a 30° es manifesti una atenuació notable que no hauria d'existir segons les seves dades. En qualsevol cas, estem en l'escenari del pitjor cas i encara podem manipular el senyal sense gaires dificultats.

Les proves amb l'identificador 20 (en hexadecimal) es recullen a la Figura 56 però no aporten res interessant, llevat que el rebot que s'aprecia en els dos primers oscil·logrames és superior al de la prova anterior, sense que s'hagi modificat l'escenari de proves. Cal remarcar que els valors d'angles intermedis no aportaven cap informació interessant, i per aquesta raó ja els hem eliminat en aquest document.

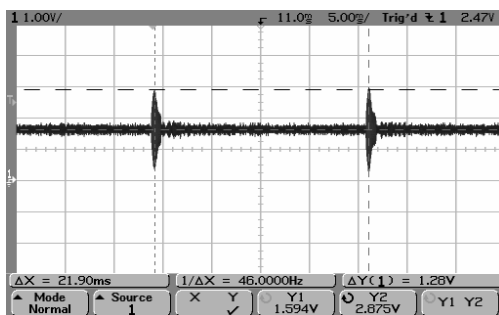
Continuem amb codis més densos; comprovem que el valor 155 en hexadecimal (Figura 57) no manifesta cap interferència intersimbòlica en els dos últims bits i que la trama és perfectament manejable, com també ho és el codi 2AA, en hexadecimal, que es recull a la Figura 58 i que tampoc presenta cap interferència, ara en els dos primers bits.



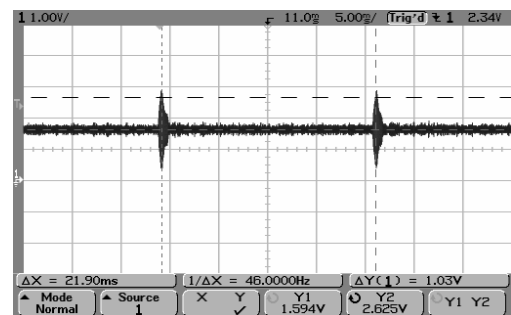
$$\alpha = 45^\circ, \beta = 10^\circ$$



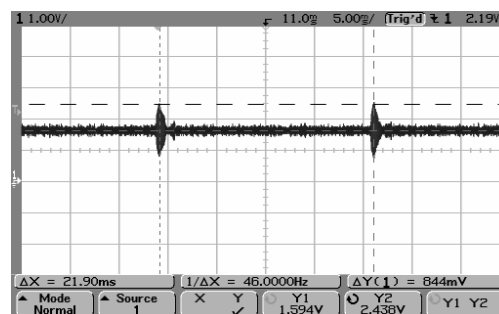
$$\alpha = 45^\circ, \beta = 20^\circ$$



$$\alpha = 45^\circ, \beta = 30^\circ$$

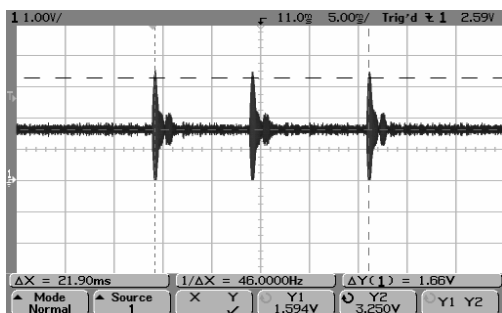


$$\alpha = 45^\circ, \beta = 40^\circ$$

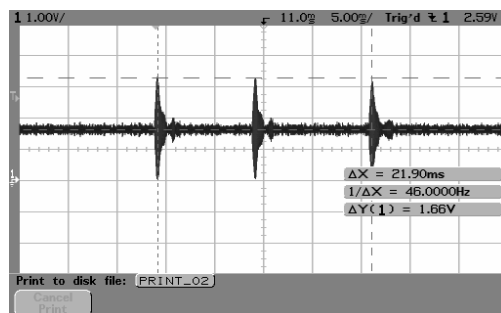


$$\alpha = 45^\circ, \beta = 45^\circ$$

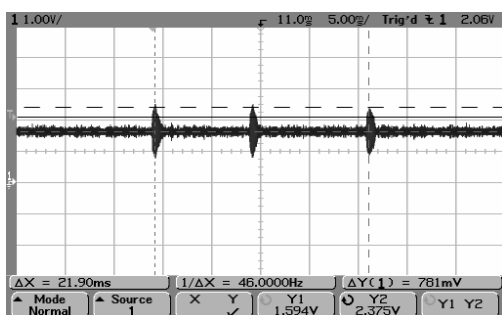
Figura 55. Codi 0, variant l'angle del receptor amb l'emissor fixat a 45 graus



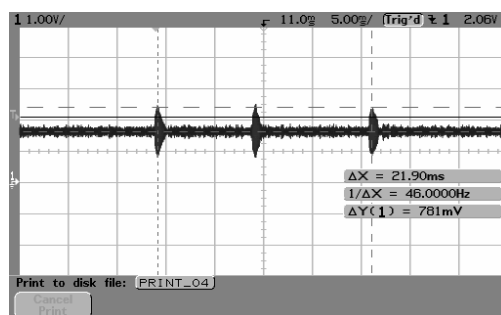
$\alpha = 45^\circ, \beta = 0^\circ$



$\alpha = 45^\circ, \beta = 20^\circ$

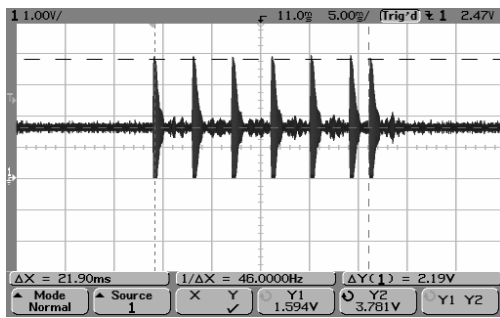


$\alpha = 45^\circ, \beta = 40^\circ$

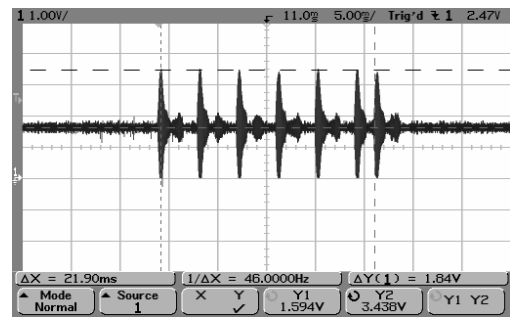


$\alpha = 45^\circ, \beta = 45^\circ$

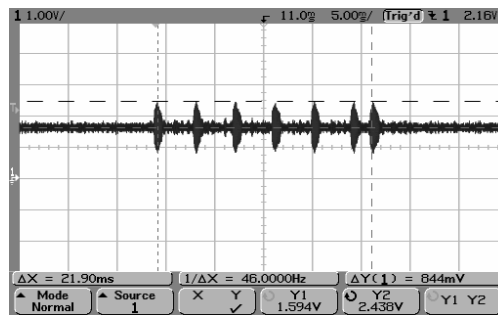
Figura 56. Codi 32, variant l'angle del receptor amb l'emissor fixat a 45 graus



$\alpha = 0^\circ, \beta = 0^\circ$

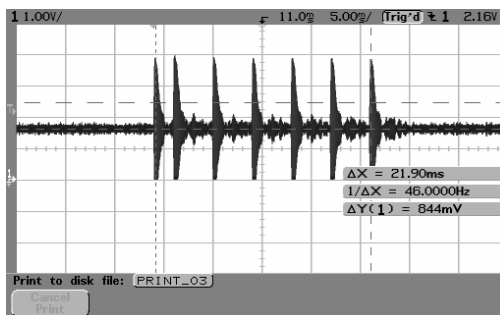


$\alpha = 45^\circ, \beta = 0^\circ$

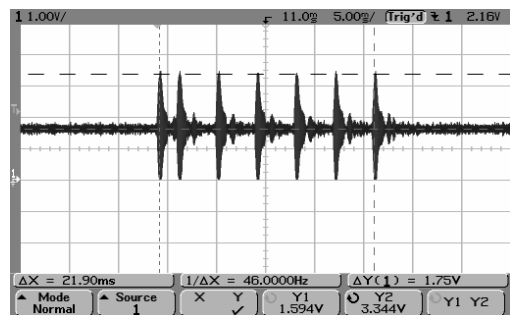


$\alpha = 45^\circ, \beta = 45^\circ$

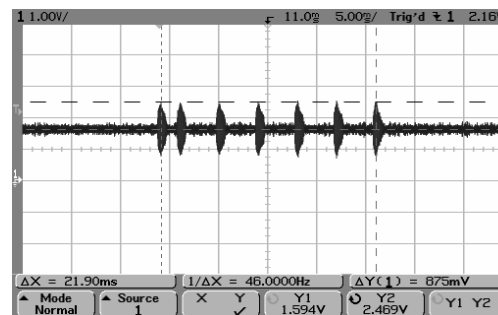
Figura 57. Codi 0x155, posicions extremes del receptor i de l'emissor



$\alpha = 0^\circ, \beta = 0^\circ$



$\alpha = 45^\circ, \beta = 0^\circ$



$\alpha = 45^\circ, \beta = 45^\circ$

Figura 58. Codi 0x2AA, posicions extremes del receptor i de l'emissor

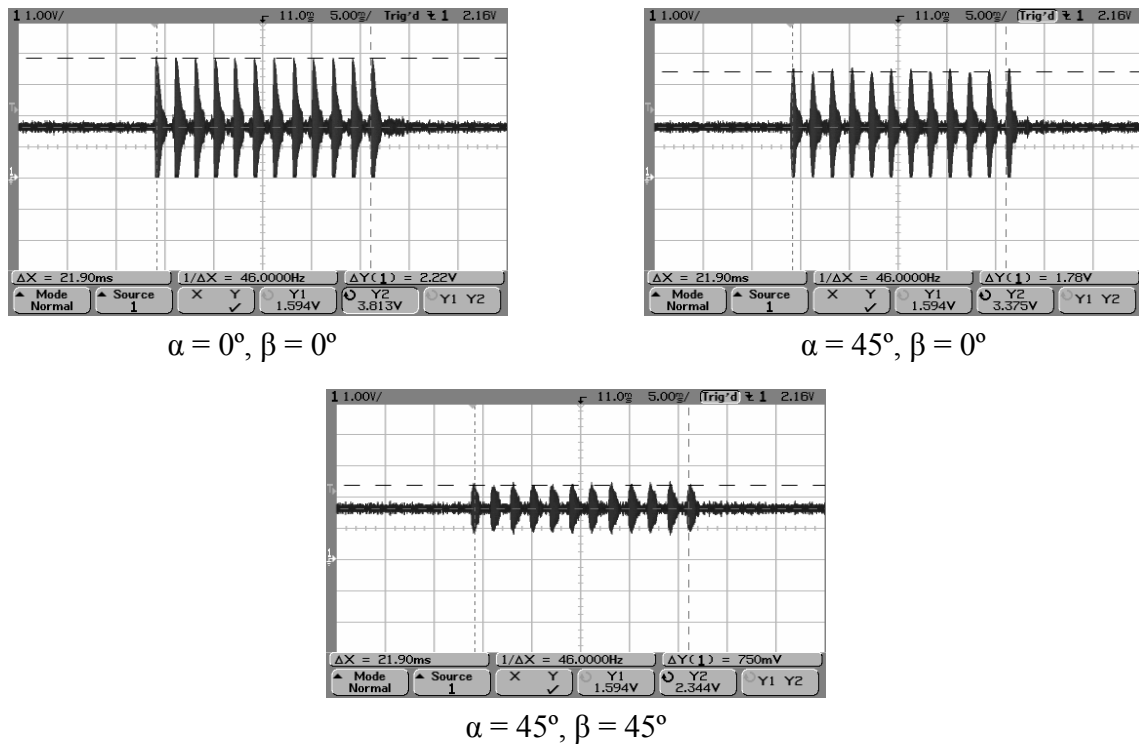


Figura 59. Codi 0x3FF, posicions extremes del receptor i de l'emissor

Finalment, vàrem comprovar el codi més dens, el 1023 (2FF en hexadecimal) i el resultat es pot veure a la Figura 59. La conclusió evident és que la distància de 2 ms no presenta cap problema i, per bé que en una cambra anecoica no hi ha rebots, pren força la sensació que el rebot a un metre de distància no interferirà en el proper bit, i que els rebots més llunyans, que sí que podrien afectar el següent símbol pateixen una atenuació que els fa inofensius. Concretament, per salvar la distància de 2 ms entre bits, cal que el camí recorregut per l'ona reflectida sigui 0,680 m més llarga, suposant una velocitat del so de 441 m/s. Segons hem vist a III.4, a 40 kHz, l'absorció de l'aire provocarà una atenuació de -7 dB, és a dir, una reducció en un factor de 0,44, que es perfectament separable de la resta de la trama, sense tenir en compte que la incidència de les ones reflectides és major que 30°.

Els resultats eren tan esperançadors que vàrem caure en la temptació d'intentar reduir el temps de bit a un mil·lilegon, en contra del que suggeria la simulació del capítol III i del que s'albirava a les Figura 55 i 56, on ja es veu com el primer reflex apareix a un

mil·lsegon de distància temporal. Tot i així, la temptació d'augmentar la quantitat d'informació transmesa forma part de la naturalesa de l'enginyeria de telecomunicació, tant, que ennuvola el seny de qualsevol.

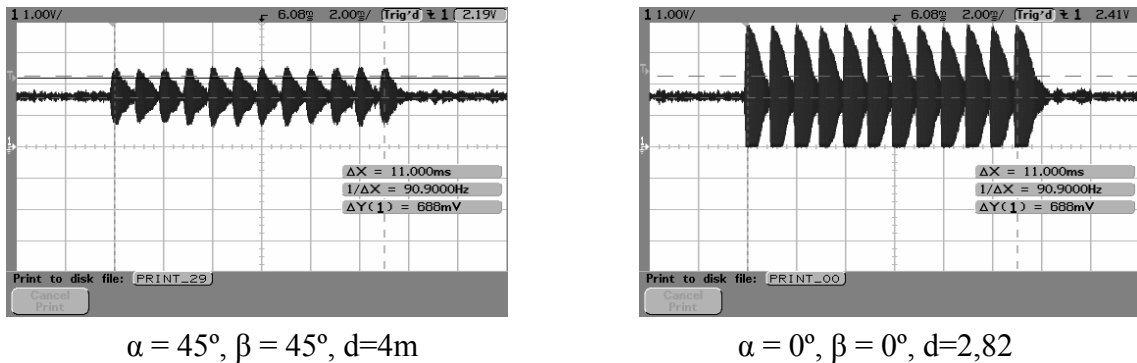


Figura 60. Codi 0x3FF, a un ms de temps de bit, mínima i màxima recepció..

Veiem directament els resultats amb el codi 1023, el més sensible a una interferència intersimbòlica, a la Figura 60. L'oscil·lograma de la dreta correspon al cas de menor nivell de recepció, amb una desviació de 45° en l'emissor i el receptor i a una distància de 4 m. El lector ha de tenir present que la base de temps ha canviat i que ara, cada quadre correspon a 2 ms i no a 5 ms com en les gràfiques anteriors. Queda clar que un bit no atrapa el següent ni tan sols quan orientem emissor i receptor i els apropem fins a 2,8 m,³⁰ com mostra l'oscil·lograma de la dreta de la mateixa figura.

El següent pas va ser repetir l'escenari de proves en la cambra reverberant, amb l'objectiu d'assegurar que el temps de bit d'un mil·lsegon podria ser aplicable. Podem veure l'escenari de l'assaig a la Figura 61, amb el receptor en primer terme, juntament amb l'oscil·loscopi, i el receptor al fons de la sala. Recolzada a la paret hi ha la planxa de fibra absorbent utilitzada per comprovar el punt de reflexió. L'escenari de proves és el mateix, que a la cambra anecoica, amb una temperatura de $24,2^\circ\text{C}$, una humitat relativa del 59,7% i una pressió atmosfèrica de 1.003 mBars. Tots els assajos es fan a zero graus de desviació.

³⁰ El catet que correspon a una hipotenusa de 4 m d'un triangle rectangle isòsceles.



Figura 61. Escenari de prova a la cambra reverberant

Comencem per caracteritzar el canal amb una trama d'identificador igual a zero, amb el resultat que es mostra a la Figura 62-a, on es veu clarament l'ona reflectida retardada 1,36 ms que correspon a un recorregut 0,47 m més llarg que la ona directa,³¹ cosa que quadra amb les previsions que hem fet anteriorment. A més, i d'acord amb l'atenuació nominal de l'aire a 40 kHz, aquest lapse espacial s'ha de traduir en una davallada de 3,8 dB, és a dir, un factor de 0,638; però observem que la relació entre l'ona reflectida i l'ona directa és menor que 0,638, més propera a 0,45 si més no. Potser el terra no és suficientment reflectant o potser les diferents reflexions es cancel·len entre si. En qualsevol cas, aquesta desviació entre la realitat i el valor teòric juga favor nostre.

Continuem amb el codi més desfavorable, el 1.023, a la Figura 62b. A primera vista, el resultat sembla acceptable, ja que tot i el cavalcament que s'observa entre els bits, els pics semblen descollar amb claredat. Lamentablement, una inspecció més acurada va demostrar

³¹ Recordem que la distància al terra és de 1m i que la distància entre emissor i receptor és de 4 m. Els 0,47 m s'obtenen de suposar que la reflexió amb una incidència màxima és dona al punt central.

que no era així. Hem dibuixat amb sagetes de color taronja el lloc on hi hauria d'haver el pic corresponent a cadascun dels bits, i es veu clarament que hi ha un problema d'interferències destructives que anul·len el pic allà on s'esperava i d'interferències constructives que el fan aparèixer allà on no toca.

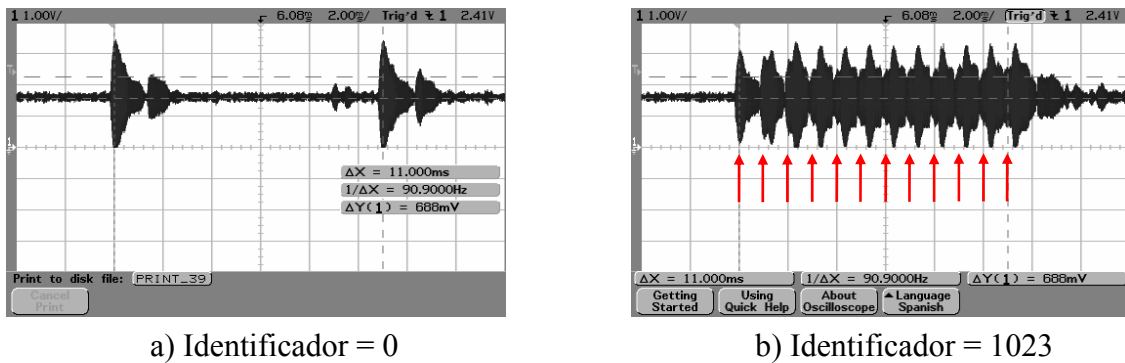
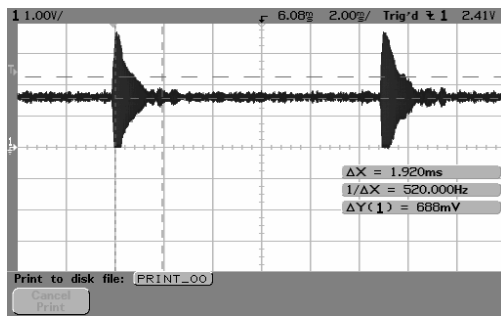


Figura 62. Resultats a la cambra reverberant

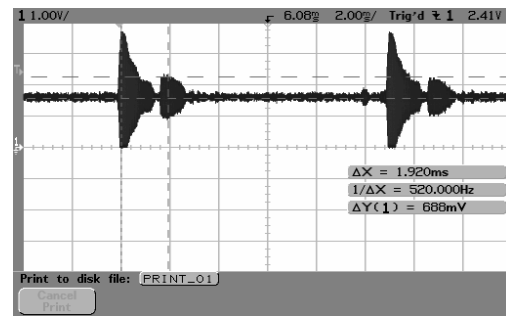
En definitiva, era d'esperar. Malgrat tot, s'entreveu una pauta de comportament i una relació encadellada entre els bits que haurien de permetre eliminar aquest efecte sense haver de retornar a un temps de bit de 2 ms. El Departament de Comunicacions de l'Escola té experiència en aquest sentit i no descartem l'ús d'un processador més poderós en un futur per poder augmentar el *bitrate*.

Per acabar de confirmar les prediccions, vàrem comprovar on es donava el punt òptim de rebot, on es minimitzessin les atenuacions additives provocades per diferents distàncies i diferents angles d'incidència. La nostra predicció era que, atès que tant l'emissor com el receptor tenen un lòbul similar, el punt de màxima reflexió hauria de ser el punt mitjà entre ambdós components.

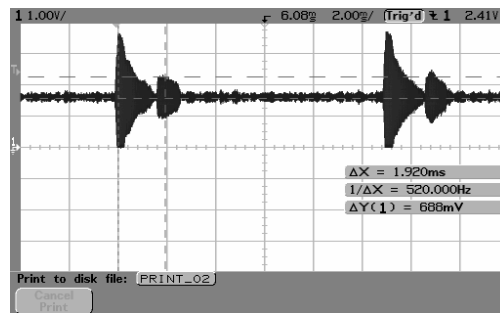
A la Figura 63 recollim el resultat de col·locar la planxa absorbent a terra, sobre la línia que uneix emissor i receptor. La figura a) mostra el resultat de posar la planxa en el punt central de la línia: el rebot desapareix quasi completament, mentre que a les figures b) i c) el rebot no es modifica; és el resultat de posar la planxa a un terç de distància, més proper a l'emissor o més proper al receptor, respectivament.



a) Absorbent al mig



a) Absorbent a un terç de l'emissor



a) Absorbent a un terç del receptor

Figura 63. Resultats a la cambra reverberant. Material absorbent a terra

Després d'aquestes proves es va decidir treballar amb un temps de bit de 2 ms i donar per bons els dissenys preliminars de l'emissor i el receptor, almenys pel que interessava a la part analògica. Cronològicament, ara vàrem continuar amb la resta de l'electrònica, és a dir, amb la part digital que hem estudiat en el capítol anterior, la qual es va nodrir de la caracterització de les trames que acabem de veure.

En el proper apartat veurem els resultats de les proves de camp de l'equip complet, amb totes les seves funcionalitats.

VI.3. Proves de camp: descripció de l'entorn

Les proves de camp s'iniciaren en el moment en que es va posar en marxa la part digital de receptor, després que els assajos a les cambres anecoiques i reverberants van caracteritzar la forma de la trama i l'algorisme per detectar-la i desmodular-la. La fabricació de setze emissors i la seva instal·lació a la banda sud de l'aula Mirador va donar pas a la integració del receptor amb un ordinador personal que faria la feina del *host*, on es podrien comprovar i depurar les rutines de càlcul amb les distàncies als emissors calculades pel receptor.

La planificació inicial començava per les proves amb un receptor connectat a un PC, amb Windows©, sobre el qual s'executaria el programa UP4 que es descriu més endavant. Un cop assegurada la funcionalitat en un entorn de laboratori, passaríem a connectar el receptor en la plataforma *Linux* alimentada amb bateries que La Salle havia desenvolupat per a l'empresa *Ariadna Soluciones*; l'origen, recordem, del problema que resol aquesta tesi.



Figura 64. Instal·lació dels emissors a la sala Mirador

La Figura 64 mostra la instal·lació dels primers emissors al sostre de la sala Mirador; la qual ha estat triada com a base experimental per diverses raons, entre elles, la més important és que es tracta d'una sala diàfana, sense obstacles. Els assajos es poden reproduir sota multitud de combinacions; per exemple, si hom s'allunya de les parets l'escenari està lliure de rebots, però en apropar-se a les parets de vidre de la façana sud es pot experimentar amb rebots sobre superfícies molt reflectants. Encara més, les pissarres mòbils permeten simular el comportament dels expositors lineals de les grans superfícies i poden crear zones d'ombra.³² D'acord amb els resultats de l'apartat anterior i amb les previsions del capítol 3, els emissors es varen instal·lar a 3 m de distància entre si.

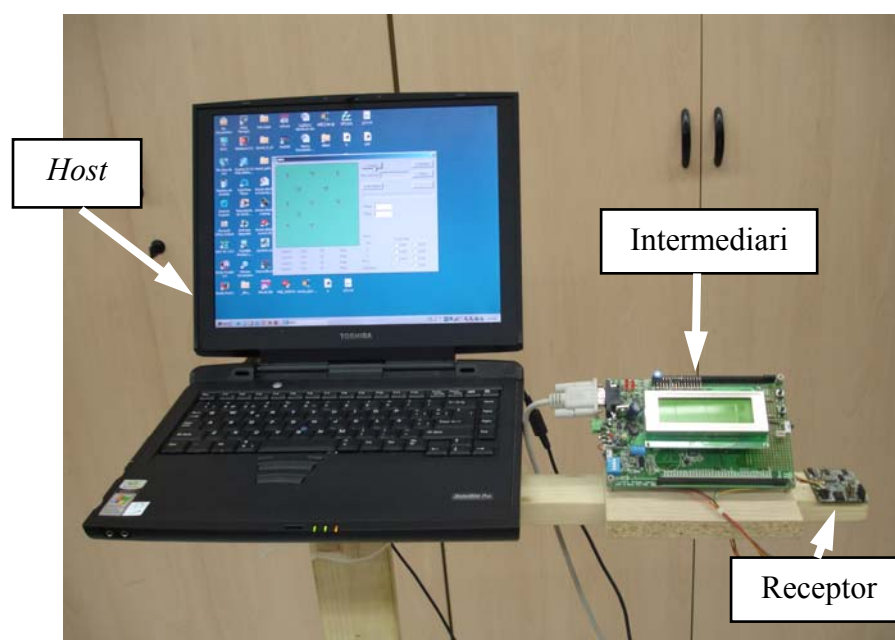


Figura 65. **Primer banc de proves complet**

A la Figura 65 es mostra el primer banc de proves. El receptor detecta i desmodula les trames que envien els emissors del sostre cap a l'intermediari mitjançant un canal sèrie síncron. La informació que s'envia és el temps relatiu entre els emissors, llurs codis i l'angle azimutal; tot això es recollit per l'intermediari, el qual té per missió subministrar energia al receptor i executar algunes rutines auxiliars, com ara la calibració del compàs.

³² Aquest cas és útil per al client, però no cau dins de l'abast de la present tesi.

La presència de l'intermediari –bàsicament una placa F00 de l'Escola– pren sentit si es pensa que la solució final tindrà un processador *embedded* dedicat a la interfície amb l'usuari i un processador de mitjana potència dedicat al control de baix nivell de l'energia de les bateries, el nivell d'il·luminació del display, etc.³³ Amb aquesta organització preliminar serà molt més senzill migrar cap a la plataforma *Linux*.

En l'ordinador personal que actua com a *host* s'hi executa l'aplicació UP4, dissenyada amb un doble objectiu. El primer és el de comprovar el funcionament global de la brúixola i del sistema de localització mentre es mou el banc de proves dins de l'abast dels emissors –cal esmentar que el banc de proves és autònom i reposa sobre rodes– i el segon és el de registrar mesures en un arxiu, per tal de poder analitzar a posteriori l'exactitud de la mesura. És un detall afortunat el fet que el terra de l'aula Mirador està fet de rajoles de 40 x 60 cm, que marquen la quadrícula del sistema de coordenades, el qual té per origen la cantonada sud-est de l'aula, l'eix de les abscisses a la paret sud i l'eix de les ordenades a la paret est. Per tal de facilitar la comprovació de la solució que dona el sistema, a les parets s'hi ha retolat el valor de l'abscissa o l'ordenada a sobre de cada línia de rajola.

L'aplicació UP4, a la Figura 66, recull les dades provinents del receptor pel canal sèrie del PC i les mostra a la part inferior de la pantalla. El motiu de visualitzar el contingut de tota la trama rau en el fet que els emissors són prototipus i és possible que algun d'aquests deixi de funcionar. Aquesta contingència queda reflectida a la pantalla. Amb aquesta informació s'invoquen les rutines de càlcul que resolen la posició XY per a fi que, acte seguit, l'aplicació dibuixi una creu en el lloc corresponent, dins del requadre que representa la sala Mirador, on es pot veure també la disposició dels emissors al sostre. Cal recordar que l'alçada de tots els emissors és de 3,08 m i que la component *z* del receptor és 0,98 m.

El mode de funcionament continu es complementa amb el mode d'enregistrament. En aquest mode, el programa guarda en un fitxer els identificadors que rep, la solució calculada i la posició real, aquesta última introduïda per l'experimentador en els requadres *XActual* i *YActual* un cop ha deixat quiet i posicionat el banc de proves. Per facilitar la

³³ Aquesta “divisió de poders” és força habitual en els desenvolupaments que es duen a terme a TT La Salle.

feina de posicionament, la base del banc de proves conté un element de punteria alineat amb el receptor d'ultrasons que l'experimentador situa sobre les línies de les rajoles.

El nom del fitxer es pot seleccionar a voluntat, però el sufix que el programa afegeix es compon del valor de la coordenada $\{x, y\}$ actual i el nombre d'emissors que ha de tenir en compte el programa. D'aquesta manera, se simplifica la identificació dels fitxers de proves.

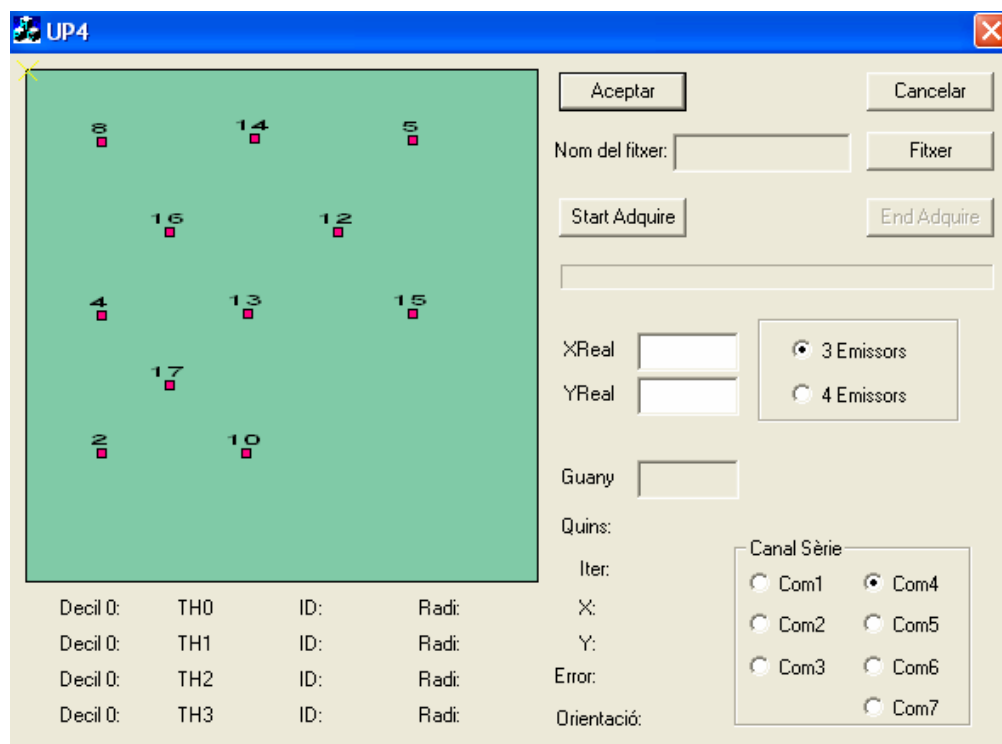


Figura 66. Pantalla principal de l'aplicació UP4

Quan esprem el botó *Acquire*, el programa genera registres en el fitxer que acabem de comentar en un format que és compatible amb el full de càlcul Excel; en el moment en què es prem el botó *EndAcquire* es tanca el fitxer (el resultat el podem veure a la Figura 67). Les tres primeres columnes indiquen quins són els tres emissors que intervenen en la localització, a continuació apareixen els valors de les components x i y calculades i al seu costat el nombre d'iteracions que han fet falta per eliminar la deriva de l'offset. La informació es completa amb el càlcul de l'error comés respecte de la x (E_x), respecte de la y (E_y) i la hipotenusa d'aquestes dues components (E_{XY}), tot usant el valor de la x real

(*XReal*) i la *y* real (*YReal*). El nombre de files del fitxer és arbitrari, depèn de en quin moment l'experimentador prem el botó *EndAcquire* i força el tancament del fitxer.

ID0	ID1	ID2	X	Y	Iter	Xreal	Yreal	Ex	Ey	EXY
2	4	17	1,852	5,500	40	1.8	5.6	0.052	0.100	0.113
2	4	17	1,853	5,500	36	1.8	5.6	0.053	0.100	0.113
2	4	17	1,853	5,501	42	1.8	5.6	0.053	0.099	0.112
2	4	17	1,853	5,502	40	1.8	5.6	0.053	0.098	0.112
2	4	17	1,853	5,501	44	1.8	5.6	0.053	0.099	0.112
2	4	17	1,853	5,501	42	1.8	5.6	0.053	0.099	0.113
2	4	17	1,853	5,502	40	1.8	5.6	0.053	0.098	0.112
2	4	17	1,866	5,501	40	1.8	5.6	0.066	0.099	0.119
2	4	17	1,853	5,501	42	1.8	5.6	0.053	0.099	0.113
2	4	17	1,853	5,501	42	1.8	5.6	0.053	0.099	0.113
2	4	17	1,853	5,500	36	1.8	5.6	0.053	0.100	0.113
2	4	17	1,873	5,510	38	1.8	5.6	0.073	0.090	0.116
2	4	17	1,875	5,525	42	1.8	5.6	0.075	0.075	0.106
2	4	17	1,866	5,503	29	1.8	5.6	0.066	0.097	0.118
2	4	17	1,872	5,510	36	1.8	5.6	0.072	0.090	0.116
2	4	17	1,868	5,516	35	1.8	5.6	0.068	0.084	0.108
2	4	17	1,860	5,509	41	1.8	5.6	0.060	0.091	0.109
2	4	17	1,873	5,510	38	1.8	5.6	0.073	0.090	0.116
2	4	17	1,861	5,509	22	1.8	5.6	0.061	0.091	0.109
2	4	17	1,867	5,516	39	1.8	5.6	0.067	0.084	0.107
2	4	17	1,861	5,510	43	1.8	5.6	0.061	0.090	0.109
2	4	17	1,866	5,516	24	1.8	5.6	0.066	0.084	0.107
2	4	17	1,860	5,509	43	1.8	5.6	0.060	0.091	0.109
2	4	17	1,867	5,517	24	1.8	5.6	0.067	0.083	0.107
2	4	17	1,882	5,532	40	1.8	5.6	0.082	0.068	0.107
2	4	17	1,890	5,540	42	1.8	5.6	0.090	0.060	0.108
Promig								0.069	0.083	0.109
Desviació								0.009656839	0.010228303	0.002572583
Màxim								0.090	0.091	0.116

Figura 67. Resultat enregistrat per l'aplicació UP4

Els càlculs estadístics que apareixen al final de l'arxiu no es generen automàticament, cal la intervenció de l'experimentador, el qual ha de complimentar les cel·les que contenen les fórmules del promig, de la desviació típica i del màxim, referides a les columnes dels errors. El valor promig de l'error no té gran importància, és clar, comparat amb l'error màxim que comet el sistema a mesura que va calculant noves solucions i, a la vegada, aquest últim és encara menys important que la desviació típica. Efectivament, si l'error màxim es manté per sota de les especificacions inicials, no serà percebut com un problema;

però si la solució varia molt entre dues mostres, el resultat és un comportament desagradable que transmet una sensació de poca exactitud. És important, doncs, que la desviació sigui el més petita possible.

Finalment, el programa permet limitar el nombre d'emissors amb el que han de treballar les rutines de càlcul. Quan el boto "3 Emissors" està seleccionat, el programa només aplica la correcció de l'*offset*, i tot i que disposi de les dades de quatre emissors. Quan s'activa l'opció "4 Emissors" i el programa veu quatre emissors, intenta executar la rutina que busca compensar la velocitat actual del so (vegeu el capítol IV), tot calculant de nou el valor del paràmetre *Guany* que es mostra a sota de les components x i y reals.

VI.4. Proves de camp: resultats

Les proves de camp a l'aula Mirador es varen començar en el moment en què es va posar en marxa el programa de detecció i descodificació de les trames que el receptor d'ultrasons amplificava; era la baula que tancava tota la cadena forjada en paral·lel: el generador de sincronisme, els emissors, el configurador dels emissors per via infraroja, les rutines de càlcul, els programes de simulació, i finalment el programa UP4.

Amb aquest programa es va dur a terme una bateria de proves per comprovar la cobertura dels emissors, caracteritzar el comportament del sistema en funció dels canvis de temperatura, estudiar l'error màxim comès des d'un punt de vista estadístic i avaluar el funcionament "en trànsit". El resultat global el comentarem més endavant, però ara ens centrarem en les diferents proves realitzades i les dades subministrades pel programa UP4.

La primera prova consisteix en desactivar tots els transmissors menys tres: el 4, el 17 i el 2 i observar com varia l'error en funció de la posició del mòbil i del guany en el que es considera el triangle bàsic de localització.

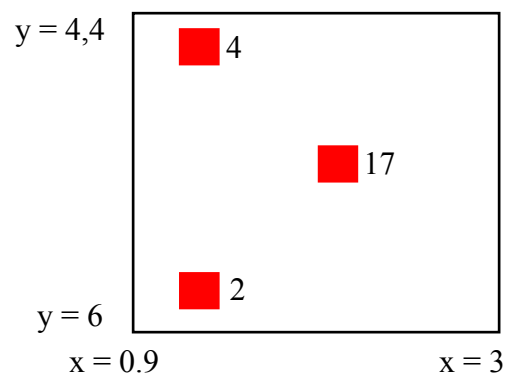


Figura 68. Escenari de proves amb tres emissors

A la Figura 68 hem representat l'àrea rectangular que cau dins de l'abast dels tres emissors. L'abast real és una mica superior però no té una forma senzilla de representar i tampoc aportaria gaire més informació per als nostres propòsits. Posem a prova el sistema usant com a quadrícula de referència les rajoles de l'aula, de 40 cm per 60 cm per facilitar l'assaig i el repetim amb tres valors de guany: 0,85 0,9 i 1.

G = 1

Y Real	6		5.6		5.2		4.8		4.4	
X real	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
0.9	0.168	0.067	0.167	0.035	0.119	0.024	0.153	0.028	0.153	0.028
1.2	0.236	0.084	0.193	0.030	0.187	0.010	0.209	0.010	0.209	0.010
1.5	0.174	0.125	0.083	0.021	0.108	0.003	0.088	0.007	0.088	0.007
1.8	0.232	0.049	0.242	0.042	0.104	0.003	0.234	0.004	0.281	0.041
2.1	0.302	0.067	0.307	0.017	0.302	0.012	0.304	0.025	0.304	0.025
2.4	0.442	0.121	0.344	0.084	0.145	0.007	0.390	0.047	0.390	0.047
2.7	0.413	0.085	0.590	0.070	0.573	0.007	0.356	0.038	0.229	0.160
3.0	0.897	0.236	0.909	0.116	0.851	0.013	0.948	0.104	0.948	0.104
Max	0.897	0.236	0.909	0.116	0.851	0.024	0.948	0.104	0.948	0.160
Mitjana	0.358	0.104	0.354	0.052	0.299	0.010	0.335	0.033	0.325	0.053
Desv	0.240	0.059	0.271	0.035	0.273	0.007	0.267	0.033	0.268	0.053

G = 0.9

Y Real	6		5.6		5.2		4.8		4.4	
X real	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
0.9	0.237	0.036	0.174	0.013	0.201	0.022	0.233	0.065	0.233	0.065
1.2	0.166	0.056	0.173	0.013	0.159	0.019	0.165	0.054	0.165	0.054
1.5	0.098	0.042	0.144	0.020	0.137	0.009	0.005	0.080	0.187	0.079
1.8	0.100	0.048	0.120	0.026	0.031	0.034	0.121	0.054	0.139	0.085
2.1	0.150	0.061	0.010	0.025	0.120	0.010	0.153	0.046	0.175	0.064
2.4	0.397	0.165	0.173	0.028	0.061	0.029	0.147	0.039	0.249	0.047
2.7	0.112	0.054	0.183	0.027	0.162	0.015	0.160	0.014	0.050	0.049
3.0	0.189	0.004	0.222	0.005	0.224	0.009	0.198	0.053	0.206	0.051
Max	0.397	0.165	0.222	0.028	0.224	0.034	0.233	0.080	0.249	0.085
Mitjana	0.181	0.058	0.150	0.020	0.137	0.018	0.148	0.051	0.176	0.062
Desv	0.099	0.047	0.064	0.008	0.066	0.009	0.067	0.019	0.062	0.014

G = 0.85

Y Real	6		5.6		5.2		4.8		4.4	
X real	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
0.9	0.223	0.100	0.165	0.021	0.213	0.019	0.233	0.086	0.233	0.086
1.2	0.136	0.093	0.154	0.032	0.136	0.015	0.138	0.080	0.102	0.081
1.5	0.073	0.098	0.119	0.030	0.123	0.017	0.017	0.109	0.144	0.149
1.8	0.043	0.092	0.073	0.034	0.022	0.017	0.090	0.091	0.108	0.141
2.1	0.065	0.097	0.044	0.081	0.045	0.016	0.078	0.068	0.112	0.136
2.4	0.043	0.096	0.235	0.055	0.121	0.025	0.058	0.089	0.073	0.116
2.7	0.060	0.112	0.056	0.037	0.065	0.015	0.151	0.123	0.093	0.134
3.0	0.060	0.113	0.069	0.039	0.055	0.010	0.194	0.226	0.221	0.236

Max	0.223	0.113	0.235	0.081	0.213	0.025	0.233	0.226	0.233	0.236
Mitjana	0.088	0.100	0.114	0.041	0.098	0.017	0.120	0.109	0.136	0.135
Desv	0.062	0.008	0.066	0.019	0.063	0.004	0.072	0.050	0.060	0.048

Figura 69. Resultats amb tres emissors

Tenint en compte que la temperatura de l'aula és de 21° C, que es corresponen amb un guany teòric de 0,85, no resulta estrany que els millors resultats, tant en mitjana com en desviació s'obtinguin per aquest guany. A banda d'això, les tres taules mostren una tendència que no depèn de la temperatura: l'error en la coordenada x és més gran que en la coordenada y , especialment en allunyar-se dels emissors 2 i 17. Aquest comportament està causat per què la component y de la informació és superior a la x , ja que l'emissor 2 i l'emissor 4 estan alineats respecte de les x . S'afegeix a aquest problema el fet que com més gran és la distància, major és l'efecte que provoca l'error de temperatura, per la qual cosa el pitjor cas apareix en els extrems superior i inferior dreta de l'àrea de cobertura.

També resulta molt il·lustrador observar que en el centre de la taula, corresponent amb el centre del triangle que delimiten els tres emissors, l'error és molt petit; tan es val quin sigui el guany que s'estigui utilitzant. Aquest efecte va modificar les rutines de càlcul per al cas que el receptor disposés de quatre o més emissors. Com ja hem avançat en el capítol 3, només es posarà en marxa l'algorisme d'ajust del guany si les dues tríades d'emissors es troben a una distància tal que la diferència relativa entre els seus radis sigui menor del 15%. I d'altra banda, si el receptor disposa de dues o més tríades d'emissors per calcular la solució, escollirà aquella tríada que els seus radis tinguin una desviació menor.

Abans de donar per bones aquestes conclusions, feia falta tenir un cert grau de confiança en la repetibilitat estadística d'aquestes conclusions i per aquesta raó varem aplicar la prova *t de Student* [37] a l'error en x per a $G = 1$ i $G = 0,85$. La hipòtesi nul·la és que l'error no depèn de la temperatura i com que podem afirmar que les dues mostres presenten normalitat – com s'il·lustra en els histogrames de la Figura 70 – apliquem la prova de *Student*, amb dues cues i desviacions diferents i n'obtenim un valor de $p =$

$1.23 \cdot 10^{-6}$. Atès que aquest valor és inferior a 0,05 podem afirmar que la solució es sensible a la temperatura, amb una confiança estadística superior al 95%.

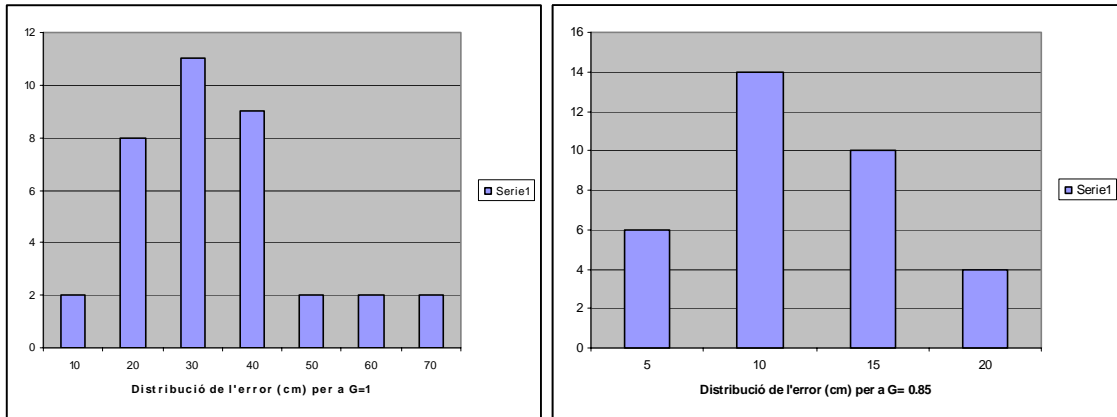


Figura 70. Distribució de l'error amb tres emissors

La segona prova consisteix a registrar mesures a l'entorn de l'emissor número 17 i anotar l'error màxim en XY i la desviació típica, amb un guany inicial de 0,8 i sense permetre que el programa intenti modificar aquest guany. És a dir, amb l'opció "3 emissors" activada, però amb capacitat d'escollir la triada amb menys dispersió de radis en cas de més de tres emissors disponibles. Com que la disposició dels emissors és simètrica i regular, llevat de les petites desviacions que es donen en el moment d'instal·lar els emissors al sostre, es pretenia comprovar que l'error en una certa posició, amb una certa distància relativa a tres emissors era la mateixa, amb independència dels emissors i, acte seguit, repetir les mesures després d'executar l'algorisme d'ajust del guany. A la Figura 71 es mostra el resultat de l'assaig; els emissors es representen com a cercles i els punts de mesura com a requadres, a l'interior dels quals hi ha el radi de l'error màxim (en cm), la desviació estàndard (també en cm) i el número dels emissors que intervenen en la mesura.

Si es prescindeix de les dues primeres mesures de la part superior esquerra, els resultats d'aquesta prova serien fantàstics, ja que l'error màxim que es comet és de 17,3 cm i la desviació estàndard és menor de 2,5 cm, valors molt inferiors als 50 cm requerits inicialment.

Es fàcil veure que com més semblants siguin les distàncies als emissors que s'utilitzen per a una mesura, menor és l'error que comet el sistema, atès que la variabilitat de la velocitat del so és un factor que es multiplica sobre aquestes distàncies. Per això sorprèn que el dos primers resultats presentin un error tan gran (en especial el segon, de gairebé 45 cm), ja que els emissors que intervenen són pràcticament equidistants.

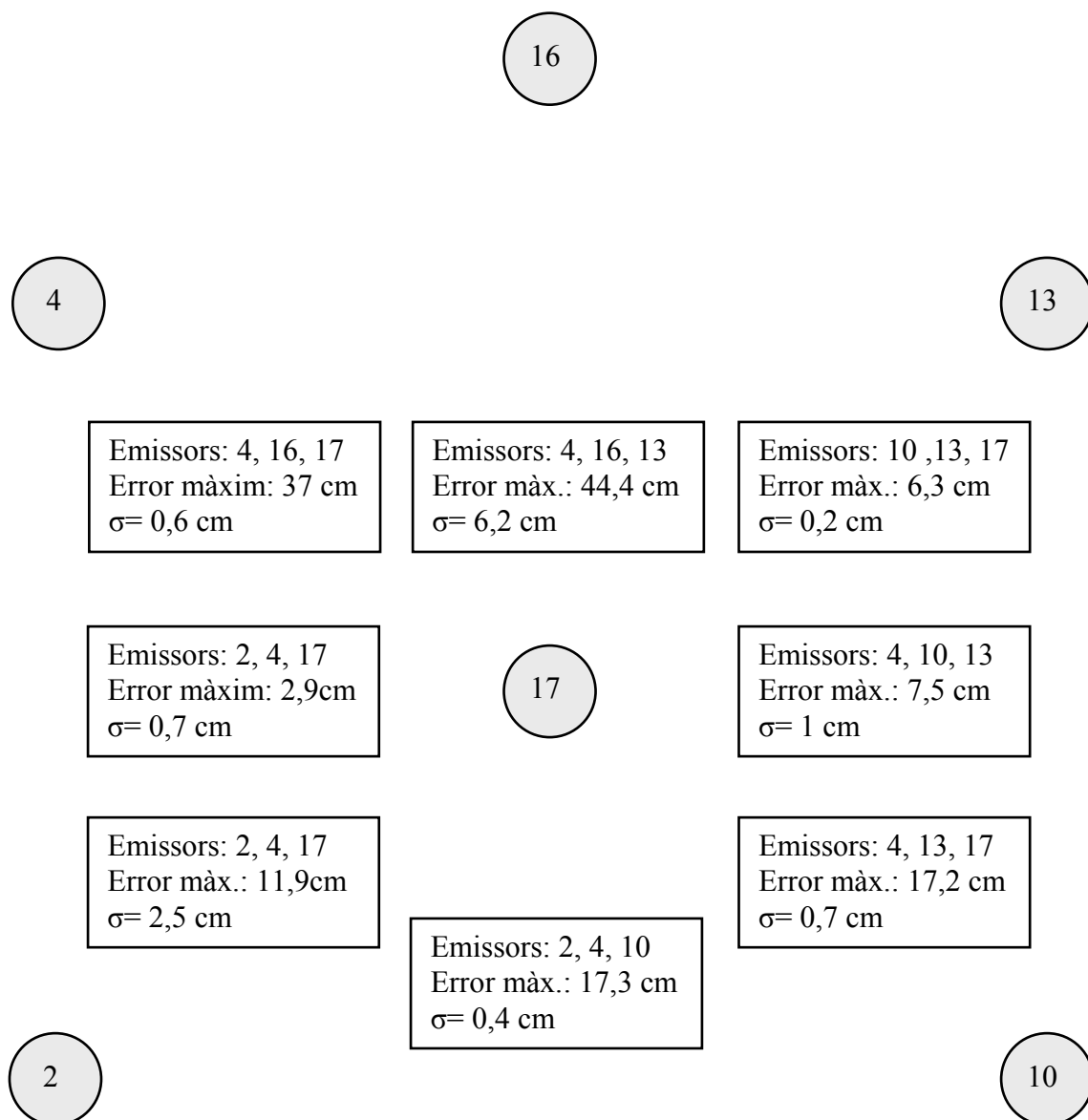


Figura 71. Resultat de les proves a l'entorn de l'emissor 17, sense modificar el guany

En qualsevol cas, la mesura cau dins dels requeriments inicials de 50 cm, així que es va procedir a comprovar el comportament de l'algorisme de l'ajust de guany, que el programa UP4 va resoldre comparant les solucions a partir de les distàncies als emissors 4, 6 i 17, com a primera solució i els emissors 4, 16 i 13. El resultat va ser sorprenent.

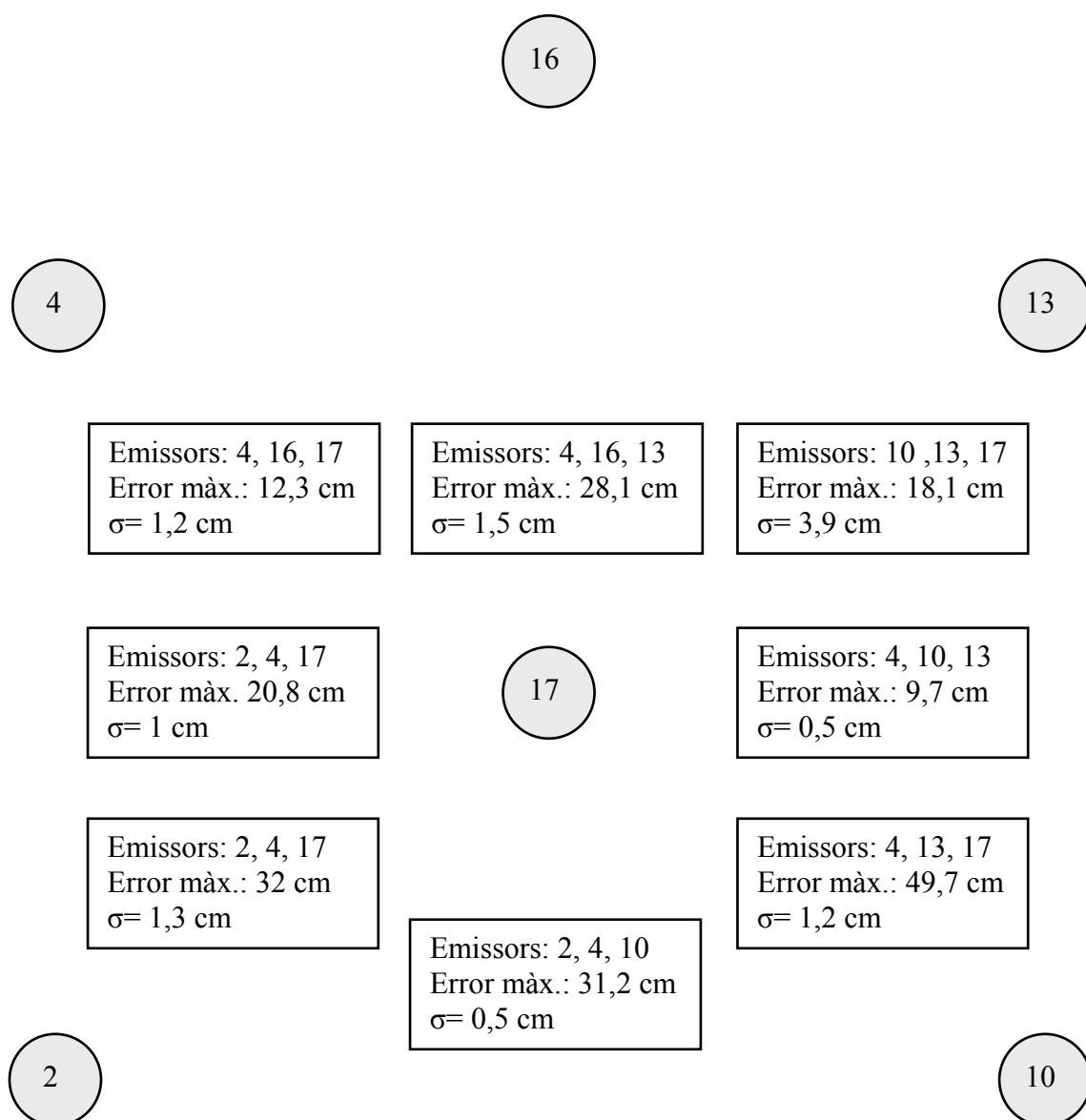


Figura 72. Resultat de les proves a l'entorn de l'emissor 17, amb el guany modificat

A la Figura 72 podem veure que les dues primeres mesures van millorar el seu registre respecte de la figura anterior. Concretament, varen passar d'un error de 37 cm a un error de 24 cm, en el primer, i de 44,4 cm a 28,1 cm en el segon. Però, com a contrapartida, totes les altres mesures varen augmentat el seu error escandalosament i ostensiva.

Ben aviat s'endevinà la pauta: allà on intervé l'emissor número 16, l'error augmenta. Aquest fet es va comprovar tot circulant el banc de proves per tota la zona de l'assaig, i acte seguit es va verificar que les coordenades de l'emissor número 16, on es va descobrir un error de tipogràfic: la component *y* valia 2,553 a la base de dades, mentre que a la realitat valia 2,353.

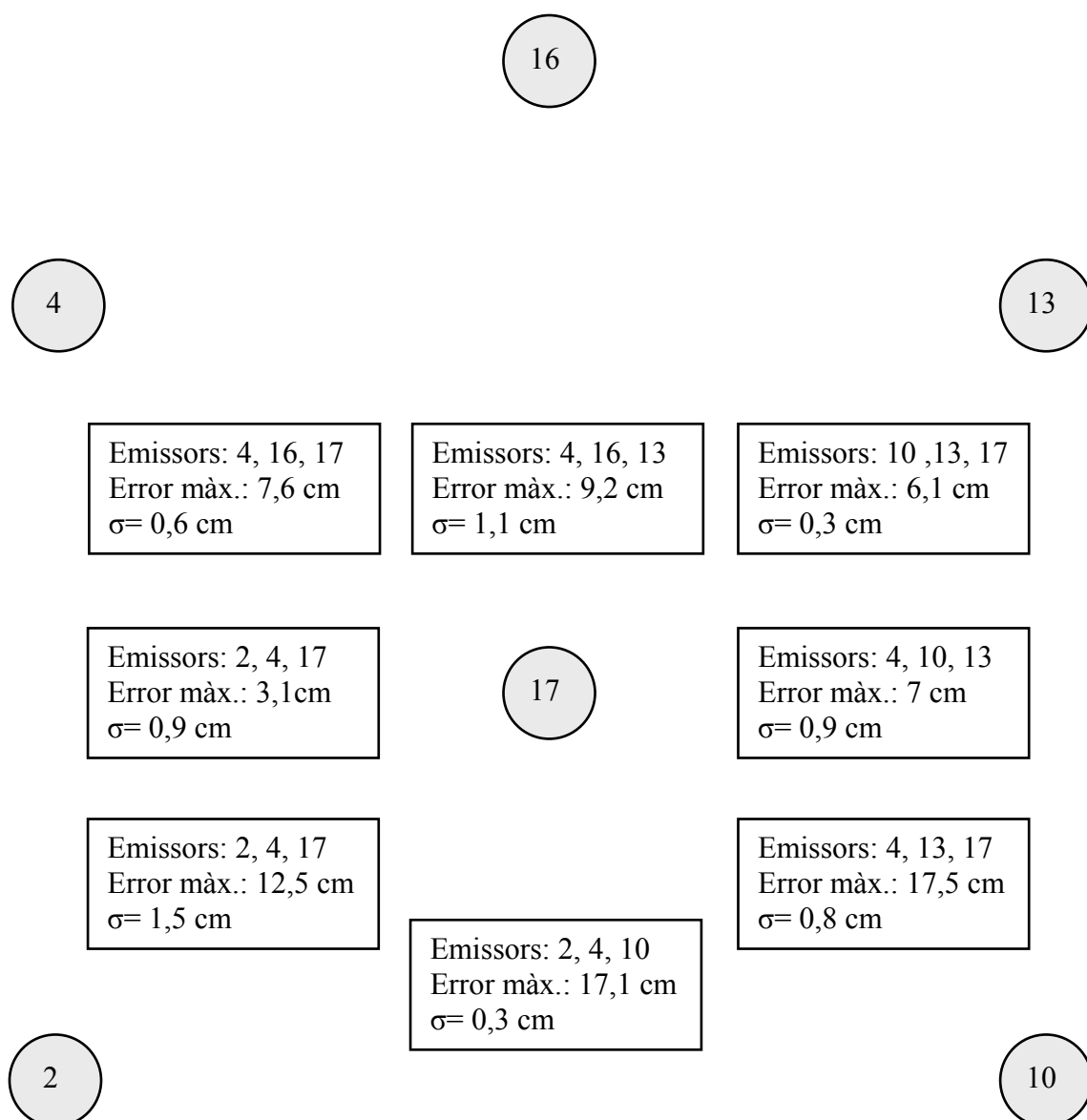


Figura 73. Resultat de les proves a l'entorn de l'emissor 17, sense modificar el guany, amb les coordenades de l'emissor 16 corregides

Aquest assaig va provocar una reflexió intensa sobre la idoneïtat de l'algorisme d'ajust del guany si es deixa executar de forma genèrica. És molt fàcil que hi hagi un error en la base de dades de les coordenades dels emissors que passi desapercbut, especialment quan la instal·lació contingui mil emissors. Si en un muntatge de setze emissors, fet per l'autor d'aquesta tesi, hi ha hagut un error que ha passat desapercbut fins al moment en què,

afortunadament, el programa UP4 ha executat una correcció de guany basat en les coordenades errònies d'un emissor, és raonable esperar molt més errors no detectats en instal·lacions grans.

La tercera prova intenta reproduir el passadís d'un supermercat, tal com mostra la Figura 74. El rectangle es considera la zona de pas ja que els emissors es col·loquen sobre els mostradors lineals llevat dels número 16 i 17 que es disposen sobre l'eix del passadís. Aquesta disposició es molt senzilla d'instal·lar, mantenir i verificar, alhora que respecte la posició dels emissors de la primera prova. L'emissor número 10 es desconnecta amb la intenció de simular una fallida puntual del sistema en un angle mort.

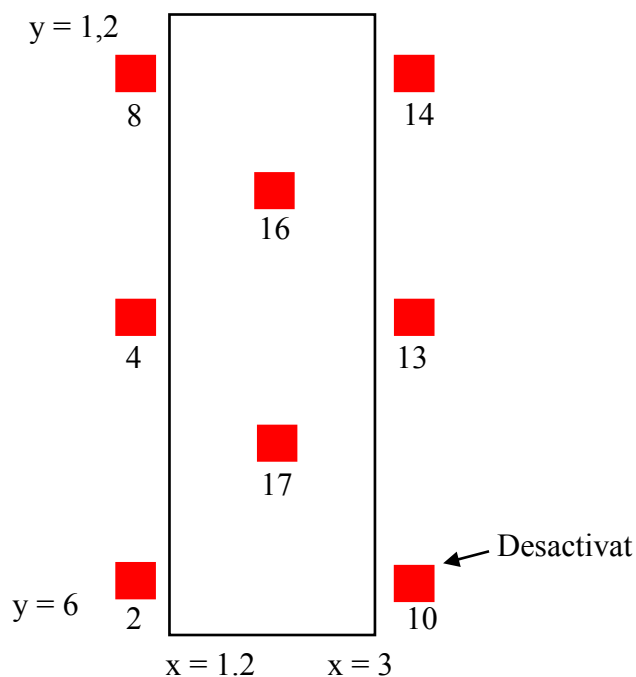


Figura 74. Simulació d'un passadís

Es van fer assajos amb diferents guanys, sense permetre mai que el receptor ajustés el guany de forma automàtica, però amb la capacitat de d'escollir els tres emissors més favorables en cas de disposar de més de tres distàncies. Els resultats no van diferir dels obtinguts a la primera prova, ja que la malla d'emissor segueix el mateix patró, però es va

detectar un efecte desagradable: quan el receptor es col·locava sota la línia entre el número 4 i el número 6, disposava de dues solucions possibles, la que es basava en { 8, 16, 4 } i la { 16, 4, 17 } i com que les dues solucions tenen la mateixa desviació respecte els seus radis, el receptor triava ara una, ara l'altra. El resultat era un ball entre dues solucions que es traduïa en un efecte una mica galdós el qual, no cal dir-ho, caldrà eliminar en la solució final.

X Real	1.2			1.8			2.4			3		
Y real	Ex	Ey	Exy	Ex	Ey	Exy	Ex	Ey	Exy	Ex	Ey	Exy
1.2	0.214	0.073	0.226	0.138	0.003	0.138	0.064	0.082	0.104	0.045	0.055	0.071
1.6	0.230	0.142	0.230	0.018	0.122	0.123	0.107	0.024	0.110	0.004	0.182	0.182
2.0	0.082	0.031	0.088	0.159	0.250	0.216	0.056	0.146	0.156	0.074	0.114	0.136
2.4	0.065	0.017	0.067	0.133	0.114	0.175	0.237	0.087	0.252	0.023	0.012	0.026
2.8	0.050	0.077	0.092	0.010	0.083	0.084	0.058	0.211	0.219	0.085	0.033	0.091
3.2	0.072	0.144	0.161	0.095	0.027	0.099	0.075	0.146	0.164	0.044	0.096	0.106
3.6	0.021	0.209	0.210	0.112	0.093	0.146	0.144	0.022	0.146	0.085	0.141	0.165
4.0	0.045	0.155	0.161	0.158	0.015	0.159	0.049	0.282	0.226	0.177	0.015	0.178
4.4	0.228	0.109	0.220	0.247	0.076	0.218	0.073	0.116	0.137	0.168	0.150	0.225
4.8	0.245	0.161	0.243	0.238	0.137	0.215	0.151	0.020	0.152	0.194	0.069	0.206
5.2	0.134	0.025	0.136	0.012	0.017	0.021	0.036	0.053	0.064	0.102	0.015	0.103
5.6	0.128	0.035	0.133	0.069	0.038	0.079	0.235	0.055	0.241	0.060	0.048	0.077
6.0	0.146	0.089	0.171	0.040	0.101	0.109	0.042	0.101	0.109	0.089	0.122	0.151
Max	0.245	0.209		0.247	0.250		0.237	0.282		0.194	0.182	
Mitjana	0.128	0.097		0.110	0.083		0.102	0.103		0.088	0.081	
Desv	0.079	0.061		0.080	0.067		0.069	0.078		0.059	0.057	
Max			0.243			0.218			0.226			0.225
Mitjana			0.168			0.140			0.177			0.133
Desv			0.069			0.080			0.070			0.062

Mitjana d'error en el radi	0.154
Desviació típica.	0.070

Figura 75. Resultat de la simulació d'un passadís amb $G = 0,85$

La Figura 75 recull els resultats d'aquesta prova amb $G = 0,85$ (que coincideix amb els 21 °C als que està fixada la consigna de l'aula Mirador). Notem que l'absència de l'emissor

número 10 no afecta de forma significativa i que la fita màxima de l'error en el radi és de 24,3 cm, amb una mitjana de 15,cm i una desviació típica de 7 cm.

Tanmateix, per a diferents valors del guany si que apareix la desconexió de l'emissor número 10. Concretament, quan es pretén estudiar la normalitat de les dades per a $G = 1$ s'obté una doble campana de Gauss, com es pot veure a la Figura 76, amb un valor esperat a l'entorn de 10 cm i un altre a l'entorn de 25, aquest últim molt present en la cantonada inferior dreta.

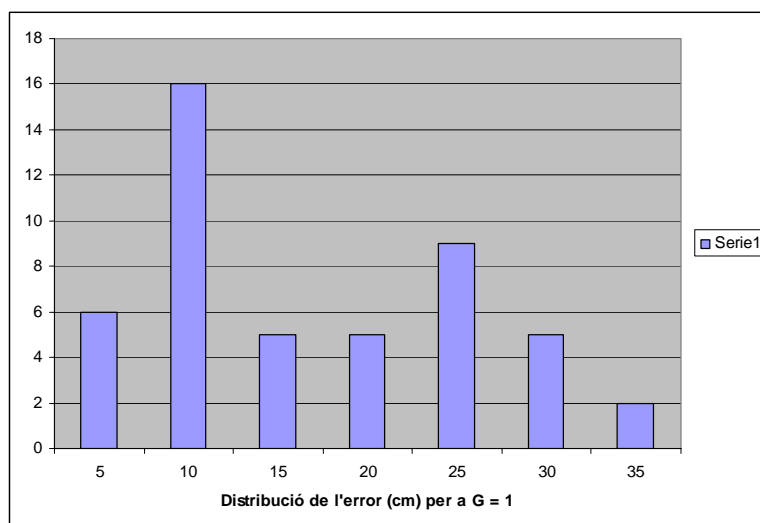


Figura 76. Distribució de l'error amb $G = 1$

La forma de la distribució de la Figura 76 invalida l'aplicació de la prova de *Student*; primer per definició, ja que aquesta prova es pot aplicar si les dues poblacions tenen una distribució normal y segon per concepte: un passadís amb un fenomen excepcional com és el de tenir un emissor avariats, no es pot considerar estadísticament significatiu. Així que ens mantenim en els resultats de la primera prova i afirmem que es poden extrapolar a tot l'edifici si la instal·lació segueix la pauta que hem usat en aquesta última prova.

Si no s'executa l'ajust de guany i es parteix d'un guany afinat per a una temperatura de 21 °C, l'error màxim que es cometrà si el local està a 25 °C serà de 47 mm, segons hem discutit a l'apartat V.5. Atès que l'error màxim detectat a tota la zona d'assaig va ser menor de 24,3 cm i que aquest error (molt més gran del que havíem previst al capítol 5 i molt més petit que el que es demanava inicialment) sembla provenir de la rutina que corregeix la deriva del rellotge dels emissors respecte del receptor, vàrem decidir sumar els dos errors i afirmar que l'error màxim del sistema seria de 29 cm, per a un rang de funcionament de 18 °C fins a 25 °C. Per tal de deixar un marge a tots els imponderables que s'amaguen direm que l'error màxim serà de 30 cm.

La resta de les proves no va aportar cap altra dada significativa llevat del fet que mentre es mou la plataforma d'assaig, apareix soroll a la banda de 400 kHz que dificulta la mesura del receptor, ja que emmascara la informació provinent dels emissors.³⁴

Per fi, un cop assegurada la funcionalitat de la solució, es va muntar sobre la plataforma *Linux* dissenyada per TT La Salle per a l'empresa Ariadna Soluciones (Figura 77). Es tracta d'un sistema basat en una placa ETX, amb un processador LX800, una pantalla LCT tàctil de 10,4" i alimentada amb dues bateries de Li+ de 16 Wh cadascuna. El receptor, a l'esquerra de la placa, es comunica amb el *Fujitsu*, el qual, a la seva vegada, es comunica amb el processador LX800 que serà el responsable d'executar les rutines de càlcul i de resoldre la interfície gràfica amb l'usuari final.

³⁴ Resulta sorprenent la quantitat de soroll acústic que hi ha a la banda de 40 kHz provocat per raons mecàniques. Per exemple, un aplaudiment, un espetegar de dits es suficient per saturar el receptor.

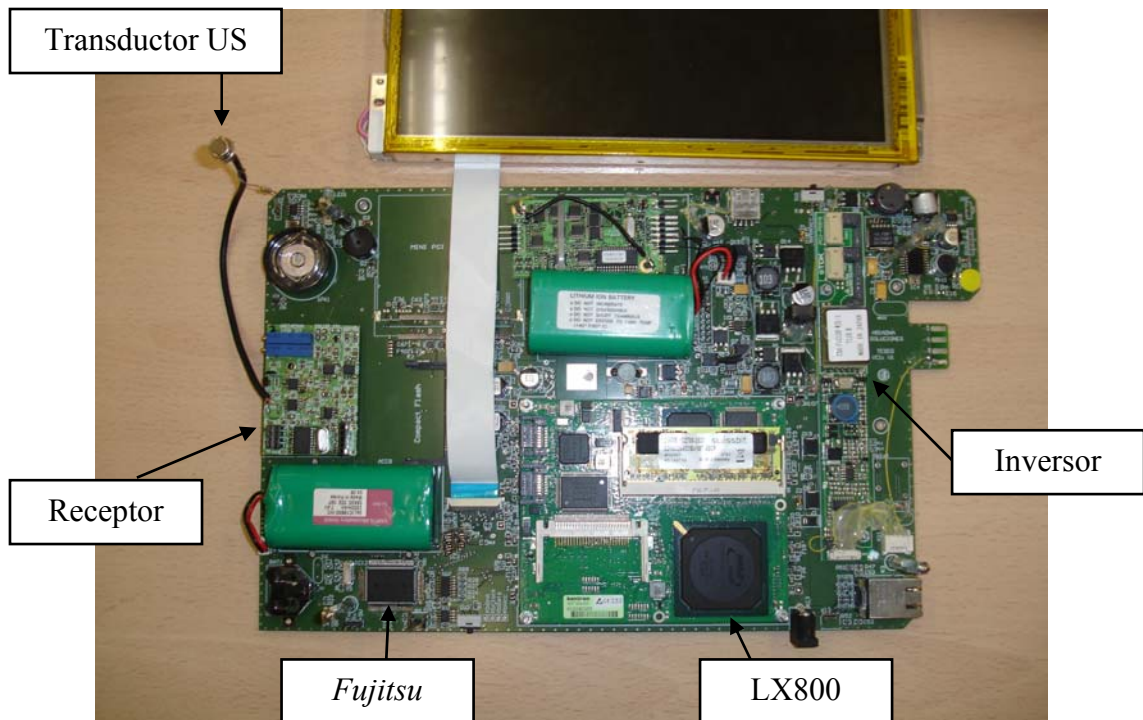
a) Plataforma *Linux* desplegadaa) Plataforma *Linux* muntadaFigura 77. Plataforma *Linux* desenvolupada per al client



Figura 78. El banc de proves final o, senzillament, el *carrito*.

Aquesta segona versió, amb uns rodaments de major qualitat, no generava tan soroll en desplaçar-se però, com a contrapartida, el generador d'alta tensió per excitar la làmpada fluorescent que il·lumina la pantalla treballava a una freqüència nominal de 40 kHz, just a sobre de la nostra freqüència de treball. El problema s'ha resolt en part apartant el transductor de la pantalla amb un cable coaxial i, en part, augmentant el llindar de detecció per esquivar el soroll de 40 kHz. Evidentment, el fet d'augmentar el llindar obliga a posar més emissors o més transductors en els emissors, però això ja no forma part d'aquesta tesi.

Tant en un cas com en l'altre, vàrem aprofitar les característiques de la sala Mirador per intentar aproximar-nos a l'escenari més probable on s'implantarà aquesta tecnologia, és a dir, en les grans superfícies de venda. Hem pogut comprovar que l'efecte més important a primera vista, els rebots contra les parets llises, no són un problema si es deixa una distància d'un metre entre les parets i el lloc de pas permès.

VI.5. Conclusions

Les proves han permès afitar l'error del sistema dins d'un radi de 30 cm, per a un rang de temperatura teòric de 18 °C fins a 25 °C, sempre que el receptor rebi les trames identificadores de tres emissors i, al menys, pugui veure 4 emissors qualificats per tal d'executar l'ajust del guany. També hem pogut corroborar que no hi haurà problemes amb els rebots mentre es mantingui una distància intersímbol de 2 ms i el camí per on viatgen els receptors estigui a més de un metre d'una paret llisa.

Després de les proves, la distància entre els emissors no ha variat dels tres metres estimats al capítol III, per bé que la presència d'una font de soroll de 40 kHz en el segon banc de proves ha obligat a augmentar el llinar de detecció de trames i, per pal·liar aquest efecte, hem hagut de dotar els emissors de més transductors amb diferents orientacions.

De cara a la implantació en entorns reals, cal aclarir que no s'han verificat els aspectes següents:

- Canvis de temperatura sobtats, ja que no disposem d'instal·lacions adequades.
- Corrents d'aire poderosos, tot i que el sistema d'aire condicionat de Mirador és molt similar al de les grans superfícies.
- Rang de temperatura estès. Les proves s'han fet sempre amb una temperatura que podria oscil·lar entre 20 °C i 23 °C

Capítol VII.

Conclusions i línies de futur

Capítol VII. Conclusions i línies de futur

El fruit principal d'aquesta tesi ha estat l'obtenció d'un sistema de localització per a interiors amb una exactitud de 30 cm, que a hores d'ara només es pot assolir amb l'ús d'emissors làser i, que per la seva naturalesa, no és una solució apta per a instal·lar en un local transitat per persones. Tanmateix, ens continuem qüestionant si una exactitud tal és necessària per dirigir un carro de la compra i si no seria suficient amb l'error d'un metre i mig que es pot aconseguir amb la tecnologia 802.15.4. En qualsevol cas, ara disposem d'aquesta tecnologia i cal buscar totes les aplicacions possibles com, per exemple, la localització de les càmeres robotitzades en els platós de televisió o la localització submarina. Citem aquests dos escenaris amb propietat; el primer, perquè ja hem iniciat contactes per comprovar la viabilitat de la solució i el segon perquè hi ha un gran nombre d'aficionats i professionals del submarinisme als qui podria interessar disposar d'un "GPS submarí".

Els fruits secundaris que hem obtingut i que val la pena assenyalar són el compàs electrònic i la caracterització dels transductors d'ultrasons. Estem convençuts que el compàs electrònic, acompanyat d'un inclinòmetre de dos eixos, formarà part d'un nombre cada cop més gran d'interfícies home-màquina. L'avantguarda d'aquesta nova generació de perifèrics és la popular *Wii*, acompanyada dels telèfons mòbils i dels visualitzadors de fotografies i de vídeos, els quals canvien la forma de la presentació en pantalla segons la posició de l'aparell. Per tant, ens considerem afortunats de dominar aquesta tecnologia just en aquest moment.

La caracterització del transductors d'ultrasons, estudiada en el capítol III, ens dona el bagatge per poder fer estimacions acurades davant de noves ofertes de projectes, tal com ja ens ha passat: hem fet oferta d'una solució per a la detecció del volum de residus dins d'un contenidor i per al confinament de bestiar, ambdues basades en els transductors d'ultrasons de la gamma de 40 kHz. En aquest mateix capítol hem après quin són els llimars admissibles per a la salut de les persones i els nivells d'audició de diferents animals.

El càlcul de la solució de posició a partir de tres distàncies a tres emissors dels quals coneixem la posició –capítol IV– serà aplicat a un projecte de localització de persones que en el moment de redactar aquest document ja ha començat. La tecnologia que s'utilitza es

basa en la xarxa Zigbee©, la qual funciona sobre la norma 802.15.4 que ja hem comentat abans. Se suposa que la triangulació és un problema senzill i conegut, i ho és, però juntament amb el fet que els emissors no estiguin en el mateix pla que el receptor aporta una problemàtica afegida de la qual resulta que hom no es pot refiar de les solucions “de llibre”: hi ha massa casos particulars que cal saber resoldre en funció del context. En aquesta línia, la conclusió més important per a qualsevol sistema de localització és que els emissors no han de formar una malla regular. Una malla regular té l'avantatge de facilitar la cobertura de la superfície, però provoca que els receptors hagin de treballar amb tres receptors que estan alineats, i això vol dir que un dels tres no aporta informació.

Al capítol V hem analitzat la vessant electrònica dels components; una electrònica que en bona part s'havia deduït i simulat en el capítol III. No podem extraure cap conclusió innovadora pel que fa a l'electrònica del conjunt emissor-receptor: ja se sap que la potència dels transductors és proporcional a la tensió a la qual s'exciten; ja se sap que un amplificador amb 80 dB de guany és molt sensible a la realimentació positiva i que s'ha de desacoblar amb entusiasme de la part digital. Potser el que val la pena comentar, per poc coneguda, és la solució a l'obtenció de l'angle azimutal basada en sensors magnetoresistius amb nuclis bobinats per compensar la magnetització romanent i la deriva de la sensibilitat. Es tracta d'una solució molt atractiva per la seva robustesa, precisió i baix cost enfront de la clàssica solució basada en l'efecte *HALL*.

El component més exòtic d'aquesta tesi ha estat el d'enviar informació modulada sobre una portadora d'ultrasons. No estem dient que sigui una innovació, sinó que el més habitual és usar el temps de recorregut d'anada i tornada per calcular distàncies o bé la potència *per se* a fi i efecte de provocar vibracions amb prou energia com per soldar o per netejar materials. Tampoc estem dient que treballem amb tecnologia d'avantguarda –al cap i a la fi es tracta d'una modulació d'amplitud–, però l'algorisme que modifica el llindar de detecció segons quina sigui l'amplitud del primer bit mereix un cert reconeixement, ja que resol d'un sol batec i amb un grau elevat de robustesa la detecció del temps d'arribada de la trama i la desmodulació.

La versió inicial d'aquesta solució proposava que un emissor radiofreqüència emetés un to de sincronisme cap als receptors. D'aquesta manera, podríem assegurar que els rellotges dels emissors i els receptors treballessin amb la mateixa fase, però ben aviat ens vàrem adonar que si la component z era fixa teníem informació suficient per eliminar aquesta diferència de fase. Tanmateix, hem de lamentar que no hem estat capaços de trobar una solució analítica, amb ofici, per eliminar la diferència de fase i hem hagut de recórrer a la típica solució iterativa.

El capítol VI (proves i resultats), a banda de certificar que la nostra solució és vàlida, ha permès comprovar que els rebots de les ones ultrasòniques no són un problema, en el nostre escenari, si la distància intersimbòlica és superior o igual a dos mil·lisegons. Cal esmentar que en els estudis d'Enginyeria de Telecomunicacions, especialitat d'Imatge i So que imparteix La Salle, hi ha experiments amb ultrasons i s'ha col·laborat en experiments de captura de sons de mamífers submarins; però es tracta sempre del medi aquàtic. El nostre medi, l'aire dins de locals de venda, està poblat de mobiliari que provoca ombres i rebots i, per tant, no tenim cap experiència prèvia en el tema. La ignorància genera superstició i llegendes urbanes. Una de les llegendes més estesa en el món de l'electrònica és que les bateries de Niquel-Cadmi exhibeixen l'efecte memòria, cosa que es va detectar en els primers satèl·lits i que segurament seria veritat; però quaranta anys més tard i amb nombrosos articles on es nega aquest efecte, la llegenda resisteix. L'altra llegenda és que els ultrasons donen problemes amb els rebots. Doncs bé, a risc que Palas-Atenea demani al seu pare, Zeus, que ens socarrimi el nas amb un feix de llamps, nosaltres no veiem cap problema amb els rebots: hem caracteritzat l'emissor i el receptor, hem calculat l'atenuació i hem fet proves a la cambra reverberant i a l'aula Mirador. Els rebots no són un problema en la nostra aplicació.

El que sí que és un problema són les ombres que provoquen les estanteries, cosa evident, però també les persones, tal com hem pogut observar a la sala Mirador: una persona en la línia directa emissor-receptor a menys d'un metre del receptor és suficient per a que el receptor sigui incapaç de detectar la trama. Cal tenir en compte aquesta contingència quan es dissenya la ubicació dels emissors en el local i situar emissors sobre la línia de les estanteries, alhora que es disposen emissors al centre dels passadissos.

Hem assolit els objectius inicials, com és preceptiu, però hi ha aspectes manifestament millorables. El més greu de tots és l'elevat nombre d'emissors que fan falta per cobrir una superfície comercial gran, no tant pel cost dels emissors, com per la molèstia de llur instal·lació i de l'efecte visual que generen. Encara que no forma part d'aquesta tesi, el desplegament de la xarxa d'emissors és un problema que haurem d'abordar tan bon punt l'empresa que ens ha demanat aquest producte pugui trobar un soci, dins del món de les grans superfícies, que vulgui apostar per aquesta tecnologia. Mentrestant, estem treballant amb la idea de posar més d'un transductor per cada emissor, de forma que s'orientin hàbilment amb la intenció de reduir l'atenuació que pateixen aquests transductors quan l'angle de sortida és superior a 45 graus. Segons la simulació, podríem excitar dos transductors sense perdre potència; si en posem més, cadascun dels transductors emetrà amb menor energia, però potser estem disposats a sacrificar l'energia total radiada en pro d'un millor enfocament d'aquesta.

Un altre aspecte millorable és la durada de la trama: recordem que hem resolt la interferència intersimbòlica amb el clàssic recurs de separar els símbols. Creiem que el Departament de Comunicacions de l'Escola té els coneixements i l'experiència de camp suficients com per millorar aquest aspecte de la nostra solució i que val la pena dedicar esforços en aquest sentit: en aquests moments el sistema resol la seva posició a ritme d'un segon. Una millora en el temps de bit es traduiria directament en un càlcul de la posició cada mig segon.

Malgrat tot, recordem que hi ha escenaris on no es necessiten gaires emissors i es vol una localització acurada. Ja hem comentat que la localització submarina o en platós de televisió amb càmeres robotitzades són vies d'aplicació que comencem a explorar i a les quals veiem una sortida viable. Aquests escenaris de pocs emissors tenen l'avantatge afegit que es pot lliurar una solució amb un període més curt: respectant una distància de 48 ms entre identificadors, un espai abastat per quatre emissors es pot resoldre cada $48 \times 4 = 192$ ms, sense cap modificació en la tecnologia actual. Si, a més, reduïm la trama per encabir dos bits per identificador, la distància entre identificadors (comptant el temps de propagació màxim) pot caure fins a 24 ms, amb el que es resol una posició cada $24 \times 4 = 96$ ms.

La nostra opinió és que la localització de persones o d'objectes relacionats amb persones serà un camp que creixerà molt en els propers anys ja que les oportunitats de negoci en el camp del màrqueting contextual i en els serveis afegits al fet de “saber on ets” van “in crescendo”: n'hi ha prou a veure l'èxit del *Google* i del *Google Maps* i la proliferació de navegadors per a automòbils. Tanmateix, així com existeix un estàndard de localització per a exteriors –sigui GPS o sigui *Galileu*- no hi ha encara el seu equivalent per a interiors.

Considerem que hi ha tres línies possibles d'actuació. La primera consisteix en usar els repetidors WIFI i obtenir una localització molt poc precisa amb el receptor WIFI del telèfon mòbil, la PDA o l'ordinador portàtil. Aquesta solució es pot posar en marxa immediatament, ja que no necessita afegir cap hardware específic: només cal esperar que el nombre de repetidors WIFI sigui prou gran com per que en un local es puguin rebre més de dos emissors simultàniament. S'intueix que els grans centres comercials seran els primers en oferir aquesta servei: resulta molt econòmic i en aquest centres s'acumulen moltes botigues que competeixen entre si per atraure els potencials clients.

La segona línia consisteix en augmentar el grau de precisió fins a un radi de pocs metres, amb l'ajut d'una malla d'emissors RF (Zigbee©, per exemple), de baix cost que permetin calcular on es troben certs dispositius. Aquesta malla ha de ser més densa que en el cas anterior, però es tracta de dispositius de baix cost. Notem que el cas es diferent; aquí és un sistema central el qui vol saber on són els seu equips o, eventualment les persones. El camp d'aplicació evident és el sector hospitalari, sigui per traçar la posició dels equips de diagnosi portàtils, sigui per localitzar el personal sanitari o sigui per vigilar els pacients dependents. Com ja s'ha dit, aquesta línia ja està en marxa.

La tercera línia se situa en aquells escenaris on sigui necessari un grau de precisió inferior als 50 cm; allà on hi hagi una necessitat o bé se'n pugui crear una, allà hi tindrem una oportunitat. Si tindrem èxit o no, el temps ho dirà. Certament,

“Veritatem dies aperit”

Piera, 14 d'abril de 2008.

Bibliografia

- [1] LOPEZ-CUERVO, S (1996). *Topografía*. Segona edició. Madrid: Ediciones Mundi Prensa. ISBN 84-7114-633-9
- [2] uBLOX (2007, 24 d'octubre). *Antaris 4 GPS Positioning engine*. Suïssa [Consultat: 12 de març de 2008]. Disponible a Internet:
<http://www.u-blox.com/technology/antaris4/index.html>
- [3] uBLOX (2007, 24 d'octubre). *Antaris 4 GPS Positioning engine*. [S.1.]: *Technology*. Suïssa [Consultat: 18 de març de 2008]. Disponible a Internet:
<http://www.u-blox.com/technology/supersense.html>
- [4] uBLOX (2007, 24 d'octubre), *Essentials of Satellite Navigation*, Jean-Marie Zogg [Consultat el 22 de febrer de 2008]. Disponible a Internet:
[http://telecom.tlab.ch/~zogg/Dateien/GPS_Compndium\(GPS-X-02007\).pdf](http://telecom.tlab.ch/~zogg/Dateien/GPS_Compndium(GPS-X-02007).pdf)
- [5] Patent Storm (2001, 6 de març). *Method and apparatus for automatic and autonomous assignment of PRN codes to a multiplicity of pseudolites*. James M. Janky. USA. [Consultat el 26 de març de 2008]. Disponible a Internet:
<http://www.patentstorm.us/patents/6198432-description.html>
- [6] Naviva (2007). *Pseudolite*. Finlàndia. [Consultat el 26 març de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.naviva.fi/pseudolites/>
- [7] Ekahau (2008). *Setting the standard for Wi-Fi Based Enterprise Visibility Solutions*. USA. [Consultat el 12 de març de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.ekahau.com/>
- [8] Andrew Turner (2006), Indoor Location tracking projects.[Consultat el 27 de gener de 2008]. Disponible a Internet: <http://highearthorbit.com/indoorwifi-tracking-projects/>
- [9] Worcester Polytechnic Institute (2008, 24 de març). *Precision Indoor/Outdoor Personnel Location Project*. Worcester, USA. [Consultat el 2 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.ece.wpi.edu/Research/PPL/>

- [10] Inner Wireless (2007). *Pango Overview*. Richardson, USA. [Consultat el 26 de març de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.innerwireless.com/vision-over.asp>
- [11] Universidad de Alcalá, Departamento de Electrónica (2008) *ROBUST NAVIGATION INDOOR USING WIFI LOCALIZATION*, M. OCAÑA, L.M. BERGASA, M.A. SOTELO. [Consultat el 26 de març de 2008]. Disponible a Internet: www.depeca.uah.es/personal/mocana/Publicaciones/mmar2004.pdf
- [12] Radianse (2008). *The one real-time location system for healthcare with unlimited potential*. Andover, USA. [Consultat el 26 de març de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.radianse.com/technology-whitepaper.html>
- [13] Sonitor Technologies (2008) High Definition Ultrasound Indoor positioning systems. Largo, USA [Consultat el 27 de gener de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.sonitor.com/>
- [14] Texas Instruments (2008) CC2431 System-on-Chip (SoC) Solution for ZigBee/IEEE 802.15.4 Wireless Sensor Network. Texas USA [Consultat el 15 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/cc2431.html>
- [15] KUTTRUFF, H (1991). *Ultrasonic Fundamental and applications*. 2a Edició. Berlin: Elsevier Applied Science. ISBN 1-85166-553-6
- [16] Minister of Supply and Services , Canada, Canadian Communication Group – Publishing (1991) *Guidelines for the Safe Use of Diagnostic Ultrasound*. Ottawa, Canada K1A 0S9. [Consultat el 16 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: http://www.hc-sc.gc.ca/ewh-semt/pubs/radiation/01hecs-secs255/index_e.html
- [17] Leighton_Institute of Sound and Vibration Research, Southampton University (Agost de 2006). *What is ultrasound?* Timothy G., Highfield, Southampton, SO17 1BJ, UK [Consultat 25 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.wpi.edu/Academics/Research/BEI/Publications/index.html>
- [18] Louisiana State University (2007) *How Well Do Dogs and Other Animals Hear?* Georges M.S. Louisiana USA. [Consultat el 14 de març de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.lsu.edu/deafness/HearingRange.html>
- [19] ROSSING, T. D. (1982). *The science of sound*. 1a Edició. USA: Addison Wesley. ISBN 0-201-06505-3.

-
- [20] BASILIO PUEO, O. ROMÁ ROMERO, M. (2003). *Electroacústica, Altavoces y micrófonos*. 1a Edició. Madrid: Pearson Education. ISBN 84-205-3906-6
- [21] ISALGUÉ BUIXEDA, A (1995). *Física de la llum i el so*. 1a Edició. Barcelona: Edicions UPC. ISBN 84-7653-544-9.
- [23] MASON, W.P. (1950) *Piezo Electric crystals and their applications to ultrasonics*. 1a Edició, USA. McMillan Publishing .
- [24] MARGALEF, J. (1994) *Anàlisi i síntesi de circuits analògics*.1a Edició. Barcelona. Institut d'Estudis Catalans. ISBN 84-7653-544-9
- [25] Shirai, K. Akizono, J. Hirabayashi, T. *Development of underwater ultrasonic positioning systems for construction machines*. 2004. Underwater Technology, Proceedings of the 2004 International Symposium on. Pag 139-144. ISBN 0-7803-8541-1
- [26] Pro-Wave Electronic Corp. (2008). *Ultrasonic Transducers*. Taiwan. [Consultat el 25 de març de 2008]. Disponible a Internet:
<http://www.prowave.com.tw/english/item/ut.htm>
- [27] Murata (2008). *Sensors*. Japó. [Consultat el 27 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.murata.com/sensor/index.html>
- [28] Weber Ultrasonics (2008). *Special applications*. Alemanya. [Consultat el 27 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.weber-ultrasonics.de/134.0.html>
- [29] International transducers (2008) *Air transducers*. USA. [Consultat el 27 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.itc-transducers.com/>
- [30] ESCUDERO COSTA, F. GARRELL GUIU, JM (1993). *Fonaments de programació*. 1a Edició. Barcelona: Editorial Bruño. ISBN 84-216-2028-2
- [31] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *International standard on conductors of insulated cables*. IEC 60228 UNE 60228. Madrid. AENOR
- [32] Allegro Microsystems (2008) *Hall effect sensors*. USA. [Consultat el 29 de febrer de 2008]. Disponible a Internet:
<http://www.allegromicro.com/en/Products/Categories/Sensors/>
-

- [33] NXP (2008) *Weakfield sensors*. Holland. [Consultat el 29 de febrer de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.nxp.com/>
- [34] Institut cartogràfic de Catalunya. *Consulta i descarrega de mapes*. Barcelona. [Consultat el 3 de març de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.icc.es/portal/>
- [35] Ministerio de Fomento, Instituto geográfico nacional (2008). *Campo magnético de la tierra*. España. [Consultat el 3 de març de 2008]. Disponible a Internet: <http://www.icc.es/portal/>
- [36] Linear Technology (2007). *Design tools*. USA. [Consultat el 25 de març de 2008]. Disponible a Internet: www.linear.com/designtools.html
- [37] Peña, D. (1995). *Estadística. Modelos y metodos*. 1a Edició. Madrid. Alianza Editorial. ISBN 84-206-8993-1.

Annex A. Publicacions i patents

En aquest apartat exposem l'article publicat a la revista SENSORS el novembre de 2007. Es tracta de la part electrònica de la nostra solució: no explicàvem res al respecte de les rutines de càlcul.

Al final de l'article hem inclòs el primer full del plec de petició de la patent.

Sensors **2007**, *7*, 2579-2598

sensors

ISSN 1424-8220

© 2007 by MDPI

www.mdpi.org/sensors

Determining Position Inside Non-industrial Buildings Using Ultrasound Transducers

Francesc Escudero ¹, Jordi Margalef ^{2,*}, Sonia Luengo ¹, Maria Alsina ¹, Josep M. Ribes and Juan Pérez ⁴

1 TT- Area Electrònica, Enginyeria i Arquitectura La Salle, Quatre Camins 30 08022 Barcelona, Spain. E-mails: malsinac@salle.url.edu (M.A.); sisco@salle.url.edu (F.E.); sonia@salle.url.edu (S.L.)

2 Department d'Electrònica, Enginyeria i Arquitectura La Salle, Quatre Camins 30 08022 Barcelona, Spain. jordm@salle.url.edu

3 TT La Salle, Enginyeria i Arquitectura La Salle, Quatre Camins 30 08022 Barcelona, Spain. jmribes@salle.url.edu

4 Parc d'Innovació La Salle, Quatre Camins 30 08022 Barcelona, Spain. juanp@parclasalle.com

* Author to whom correspondence should be addressed. E-Mail: jordm@salle.url.edu

Received: 20 October 2007 / Accepted: 29 October 2007 / Published: 2 November 2007

Abstract: The position determination inside a building where no GPS signal is being received can be ascertained using laser transmitters in industrial situations where there are no people or using triangulation of the signal strength, normally electro-magnetic signals, if the required accuracy is more than a metre. Our solution is aimed at situations where people are present and where the required accuracy is less than 30 cm, such as in shopping precincts or supermarkets. To achieve this, a network of ultrasonic transmitters is fitted into the ceiling which receives a synchronised time signal. Each transmitter has a unique identifier code and emits its code with a delay with respect to the common time signal which is proportional to its code number with an ASK modulation over the ultrasonic band centred on 40 KHz. The receivers circulating beneath the transmitters receive the codes

of those within their detection range, translate the time delays into distances and then obtain their position by triangulation since the receivers know the position of every transmitter. Since the receivers are not synchronised with the common time signal or the actual speed of the sound, whose value varies appreciably with temperature, relative humidity and atmospheric pressure, a consecutive approximation algorithm has been introduced. This is based on the fact that the Z coordinator of the receiver is known and constant and thus it is possible, with only three different identifiers received, to deduce the phase of the common time signal and estimate the speed of the sound with a fourth identifier.

Keywords: Ultrasound, positioning

1. Introduction: Overall Description

First of all a network of transmitters is connected, not necessarily in a regular form, and positioned at different heights. All are fed from a common source which synchronises the common time signal of 1 Hz as is shown in figure 1. Each transmitter is capable of remembering its identity code which has to be unique within its range of operation, together with the strength of the signal transmitted which varies according to its height. In order to be able to change this configuration easily, the transmitter has an infrared receiver based on the popular band of domestic remote controllers.

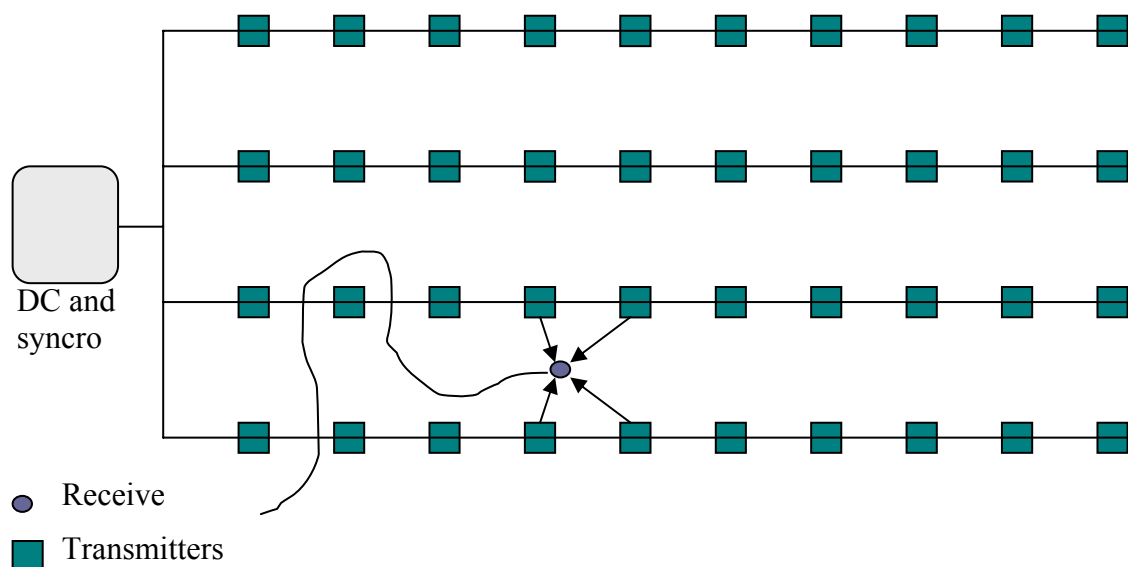


Figure 1. General description. Transmitters on the ceiling and synchronized by a common DC with clock modulated.

As will be seen later, the number of transmitters depends on the time lapse of the modulated code in the ultrasonic band, the distance between transmitters and the limit defined by the passing of one second, during which time all the transmitters must emit their codes. This is not the case of the receivers. There is no maximum number because they act independently of each other. For this reason only one receiver is considered from now on. Essentially the receiver is an intelligent sensor that consists of an ultrasonic transducer centred on the 40 KHz band, sealed in order to make it as resistant as possible to use, and a microcontroller which decodes a modulated frame modifying the threshold dynamically and applying processing techniques to cancel bouncing interference [6]. The sealed restriction significantly increases the gain of the input amplifier.

The whole system needs to know the course of the receiver which in the GPS system[1] is obtained from two position measurements at different times as long as there is movement. Since, in this case, the position measurements are obtained every second, the user moves slowly and, as a final touch, the orientation of the receiver does not necessarily coincide with the direction of movement, it was necessary to develop a system to detect the orientation of the receiver [1]. Of the two available ways of resolving these problems- the gyroscope and the magnetic compass- it was decided to use the latter based on two Hall-effect linear transducers. The accuracy of this method is poor – plus or minus 15 degrees- but is sufficient for this purpose.

In the following pages each of the components which make up the system will be analysed, starting with the generator of the main clock, continuing with the transmitter and finishing with a description of the receiver, where we will be seen the system impulse response, the design of the input amplifier and the frame detection circuit. Following that is the description of the test scenarios, the trials of sensitivity, the determination of the radius of reception, the intersymbolic interference caused by signals reflected off nearby walls and of the algorithms which correct the sources of error.

2. General Clock Generation

In figure 2 can be seen the blocks of the generator of the time signal. It receives DC voltage from the power source and the DC switch block interrupts the source at the rhythm imposed by the “Enable” signal. This signal is generated in the “Clock Generation” block.

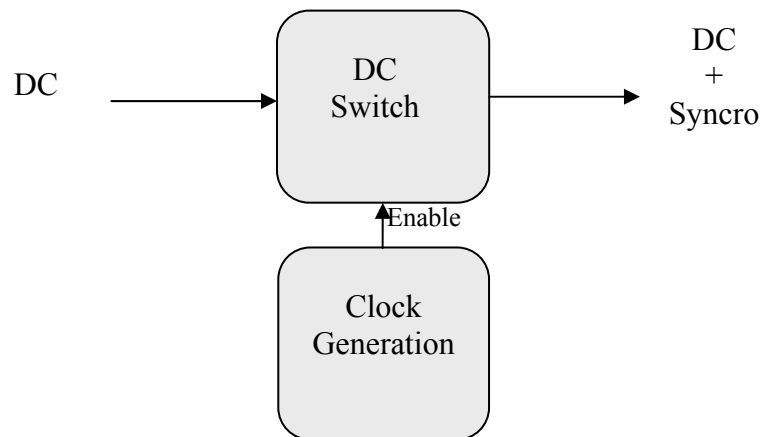


Figure 2. General clock generator

The natural condition of “Enable” is logical one during most of the time but every second it changes to zero for 16 ms. Looking at figure 3 it can be seen that for most of the time Q4 is “On” so that Q1 will also be “on” as long as the entry voltage is more than 12V plus the threshold voltage, V_{GS} , of Q1, that is 15V.

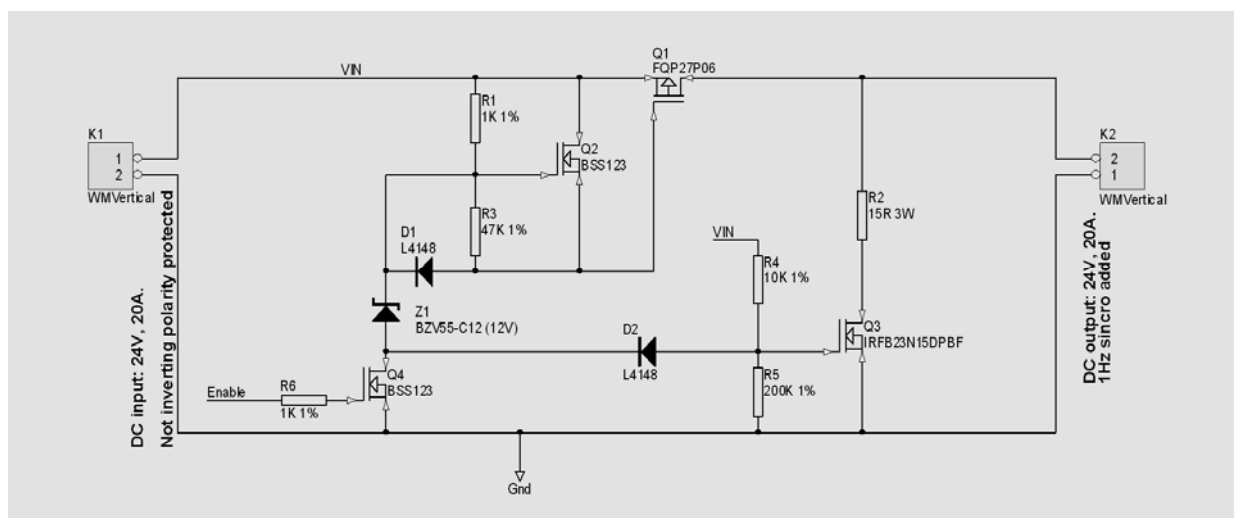


Figure 3. DC Switch

At the exact moment that “Enable” falls to zero, Q1 cuts off and Q3 starts to conduct. Since the transmitters have a significant entry capacity (100nF each one, for 1000 transmitters in the average system, gives a combined capacity of 100uF) it is necessary to use a resistance which can absorb the energy of all these condensers. R2, together with Q3, completes an RC network with an accuracy of 1.5ms in the average installation, ten times less than the duration of the “Not Enable” pulse. Without Q2, the

static capacity between the Gate and the Source of Q1 would prevent it changing to “off” quickly enough to avoid an unnecessary flow of current to R2 [5].

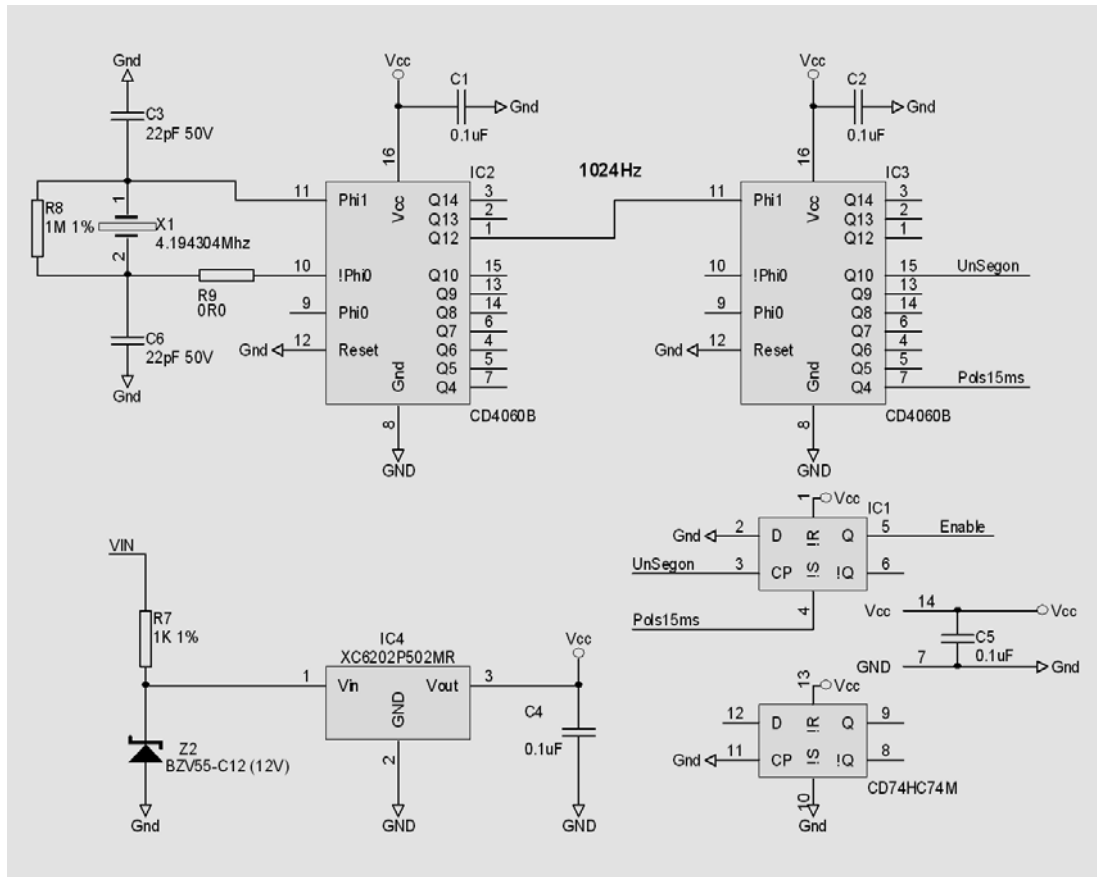


Figure 4. Clock Generation

The second block consists of the actual clock which creates the “Enable” signal as can be seen in figure 4. A crystal of 4.19430Mhz is divided by 4096 at point IC2 which generates a frequency of 1024Hz which is then divided again, this time by 1024, thanks to IC3. The exit point Q4 of this integrated circuit produces a pulse of 15.625 ms as a by-product of the division of 1024 by 64. Finally the ICI flip-flop combines the two signals to create the “Enable” exit, the wave form of which is shown in figure 5.

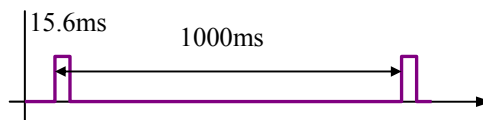


Figure 5. Wave form of Enable

Since the consumption of each transmitter is known to be 20mA on average and a typical installation consists of 1000 transmitters, this device was designed to allow 2A to pass through without needing to add cooler to the transistors at Q1 and Q3. Effectively the power absorber in Q1 hardly reaches 300mW which, with a thermal resistance union-ambient of 62.5, only increases its temperature by 17 degrees.

Similarly Q3 discharges a capacity of 100uF via a 15Ω resistance in 1ms which, in an average of 1 second, produces a 2.5mA current and can be ignored.

As a result the whole synchronising mechanism can be positioned in a printed circuit as shown in figure 6.

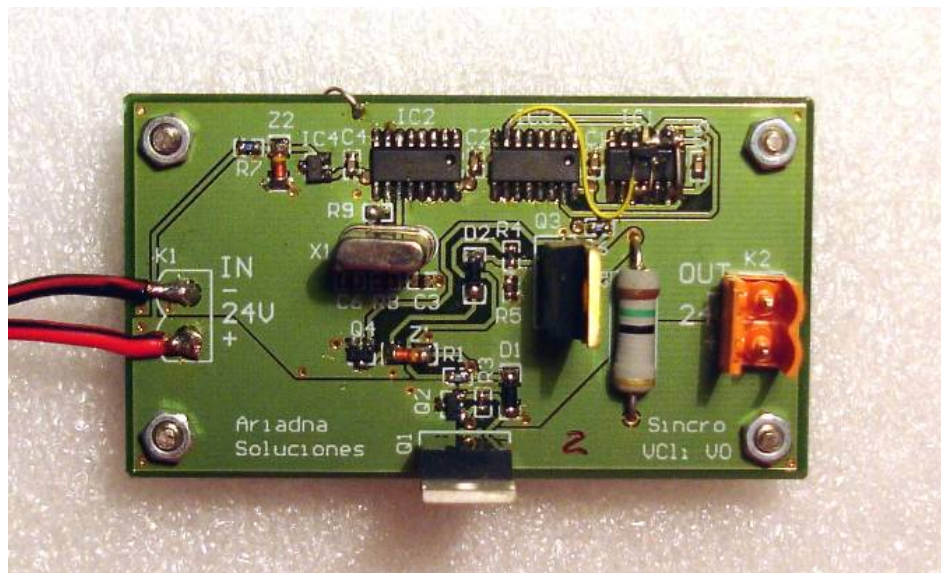


Figure 6. Clock Generation PCB layout

3. The Ultra Sound Transmitter

3.1. Block diagrams

As can be seen in figure 7, the ultrasound transmitter consists of 3 blocks- the voltage generator, the ultrasonic transducer and the control and set-up system.

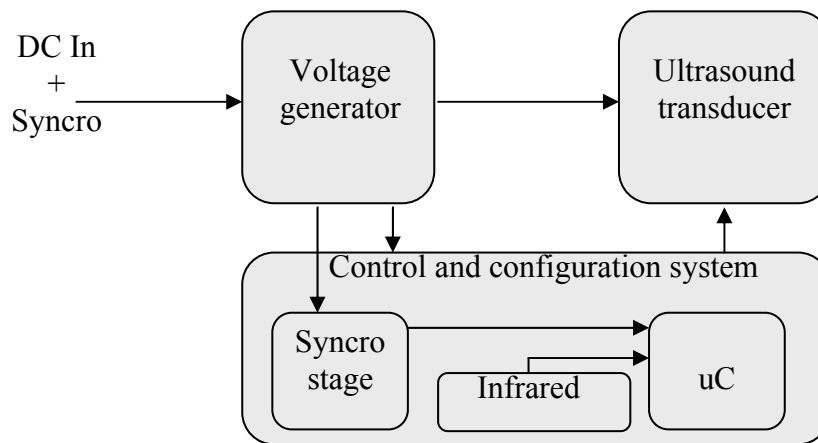


Figure 7. Emitter bloc diagram.

3.2. Voltage generation

This unit receives a constant supply of 24V with the synchronised clock overloaded and creates a rectified voltage (D3, D4, D5 and D6) independent of the input polarity, and filter it in differential mode (F12, F2, F3). This filter is not designed to increase the conductive immunity of the transmitter but to reduce the noise level which the ICI regulating switch can introduce into the 24 V network. To prevent any anomalous electronic occurrence in the transmitter from causing a short-circuit in the whole 24V network, a fuse (fuse 1) was added. Since this fuse can be re-triggered, it allows the shock wave passing through the 24V network to be absorbed by Z1 without causing a permanent malfunction as would happen with conventional fuses.

From here the “!Sincro” signal is obtained and sent to the clock’s detection circuit. It also provides the voltage which the Step Down (ICI) regulates to a value of 16V with 95% efficiency. This voltage level protects against the variations possible when the full 24V net is deployed, generates the voltage of the microcontroller at IC4 and of the 3 linear regulators IC3, IC5 and IC6. These last three supply the ultrasound transducer’s power via the control signals “!Enable 5V”, “!Enable9V” and “!Enable12V” which switch on one of the 3 regulators according to the height at which the transmitter is installed. The need to control the voltage of the transducer according to the height of the installation is discussed in section 4. It will suffice at this stage to say that if the distance between the transmitter and the receiver is too short, the receiver’s amplifier can become overloaded [3][4].

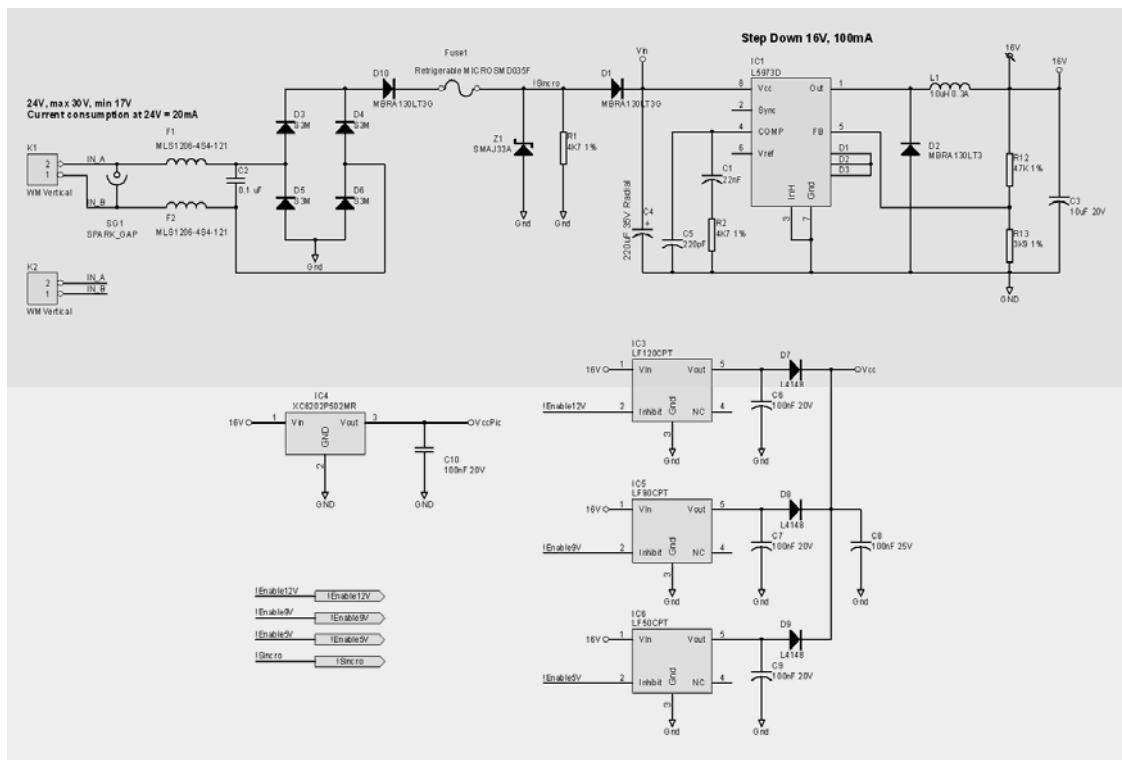


Figure 8. Voltage generation.

3.3. The ultrasound transducer

The choice of an ultrasound transducer operating in the 40 KHz band and not another one was decided on the grounds of availability and variety because of the existence of a large number of manufacturers and models [3][4]. The different models easily available in the European market were analysed and the main deciding factor was the breadth and uniformity of the beam of radiation. The need for a wide beam of radiation is shown in figure 9. It can easily be seen that the radius of reception of a transmitter increases as the beam of radiation increases [3]. It is also evident that the greater the radius, the fewer transmitters are required for a given area.

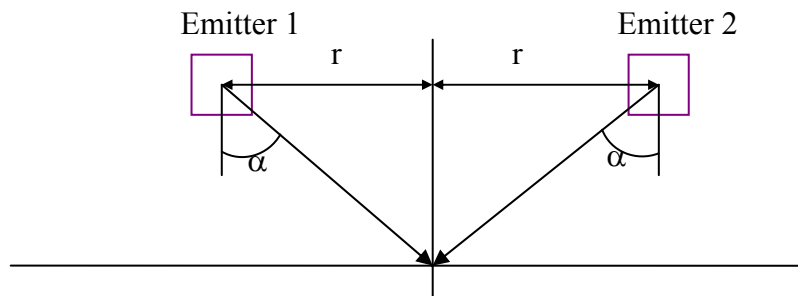


Figure 9. Radius of reception.

The transducer which met the requirements best was Model 400ST120, distributed by Midas Components Ltd. Figure 10 shows its beam of radiation and it can be seen that at 45 degrees the loss suffered hardly reaches 3dB.

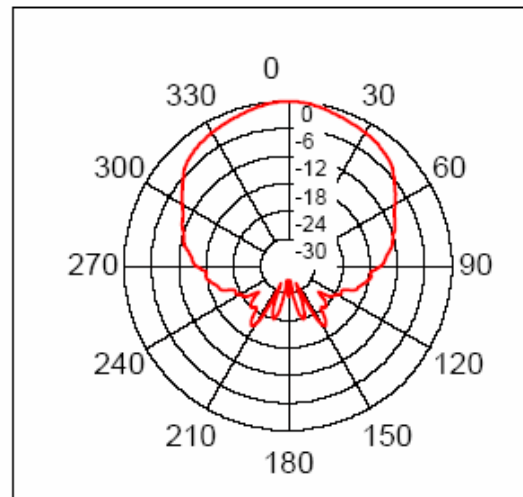


Figure 10. 400ST120 Beam angle.

This kind of transducer is based on a piezoelectric properties crystal [3] with a mechanical resonance frequency centred on 40KHz. To achieve a change in air pressure which produces an acoustic wave, it is only necessary to apply a change in voltage to the transducer's terminals. Clearly, new impulses produce new waves. From the electronic point of view the transducer behaves like a condenser with small traces of induction and resistance which are negligible for this purpose.

Later the format of the information sent by the transmitter via the transducer will be discussed. For the time being, only the power phase described in figure 11 will be studied. It can be seen that the "Out" signal coming from the micro-controller is applied to a level shifter (the micro-controller works with 5V) based on Q2 to increase it up to the IC2 supply level. The choice of a CMOS hex inverter as the exit stage is justified

because of the range of voltages with which it can work (from 3 to 18V) and its adequate output current capability– both source and sink [5].

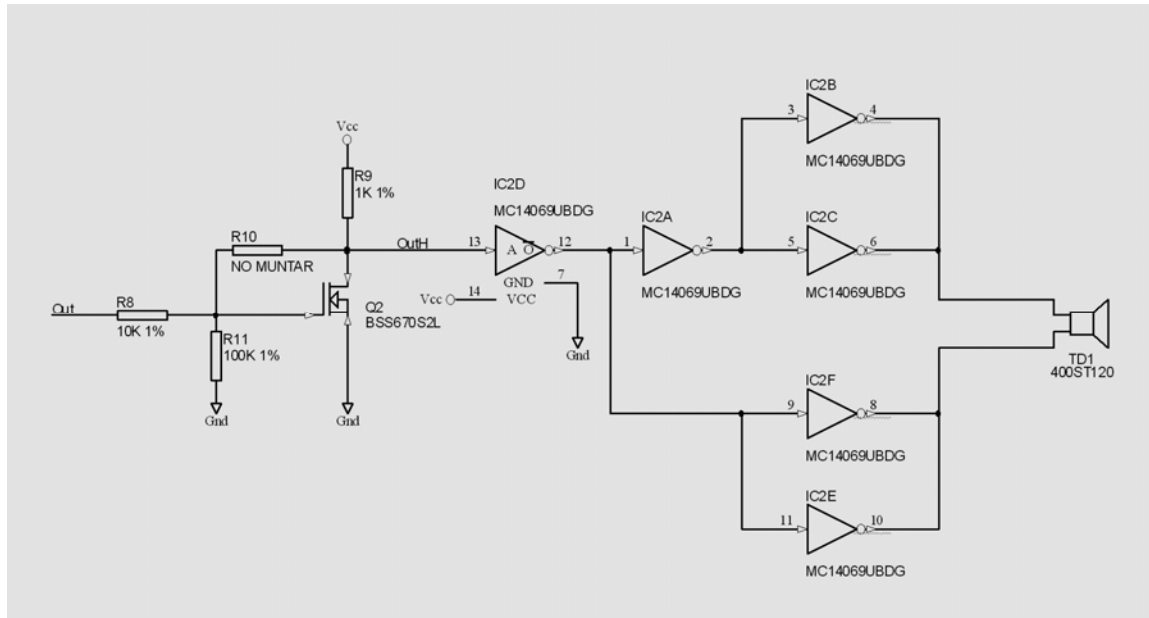


Figure 11. Ultrasound transducer and power

To estimate the current the inverters need to supply, it should be remembered that the supply can be 5V, 9V or 12V according to what the micro-controller decides in the “!Enable5V”, “!Enable9V” and “!Enable12V” signals and sends to the voltage generator [3][4]. Given the well-known formula $C=Q/V$ or $C = \Delta Q / \Delta V$, it will be noted that the higher the voltage, the greater the power fed to the condenser, as long as it is possible to maintain the current required by the capacitor. The chosen transducer has a nominal capacity of 2.4nF and the duration of a pulse is 25us. If the time required for an falling and rising is 2us in the worst case i.e. 12V, then the current needed is $\Delta i = 2.7nF \cdot 12V / 2us$ or 15mA. Since each inverter is capable of delivering 8.8mA, it was decided to put two in parallel which also stimulate the TD1 transducer in counter phase, thanks to IC2A. The shape of the wave delivered by the inverters is shown in figure 12. Note that the amount detected by the transducer is twice the supply voltage of IC2, in this case 12V.

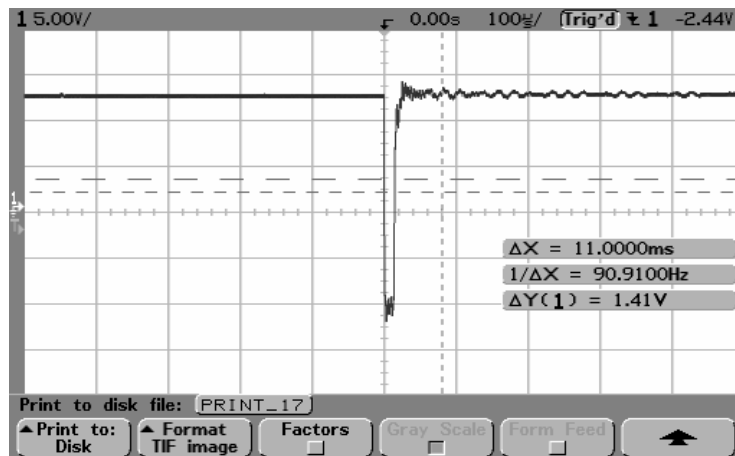


Figure 12. Ultrasound transducer waveform

3.4. *The control and configuration system*

The control system is based on Microchip's PIC16F627 microprocessor which executes the program which sends the transmitter's code to the ultrasound transducer. The microprocessor stores in its EEPROM 2 parameters which it receives from the infrared receiver – the voltage of the emission and the transmitter's identifier code. In principle, this information is only needed the first time the system is switched on, via an infrared signal sent by an authorised operator to each of the transmitters. According to the configured power level, the microcontroller will activate one of the three voltage control signals “!Enable5V”, “!Enable9V” or “!Enable12V”.

Figure 13 shows the diagram of the 3 parts which make up this complete block. Firstly, on the right-hand side, is the unit which detects falls in the supply voltage every second and sends them to the microprocessor as the source for synchronisation. The detection point is influenced by the equivalent capacity which the supply voltage presents and is a function of the place occupied by the transmitter in the network. Clearly this is a possible source of error which is called “Capacity variation error”, but it is not the only one.

The microcontroller, on receiving the synchronising signal, starts a time count which depends upon the transmitter's identity code. The delay from the main clock synchronisation to the transmitting of the message frame by every transmitter is:

$$\tau = (1 + (\text{Transmitter Identifier Mod } 32)) \cdot 24\text{ms} \quad (1)$$

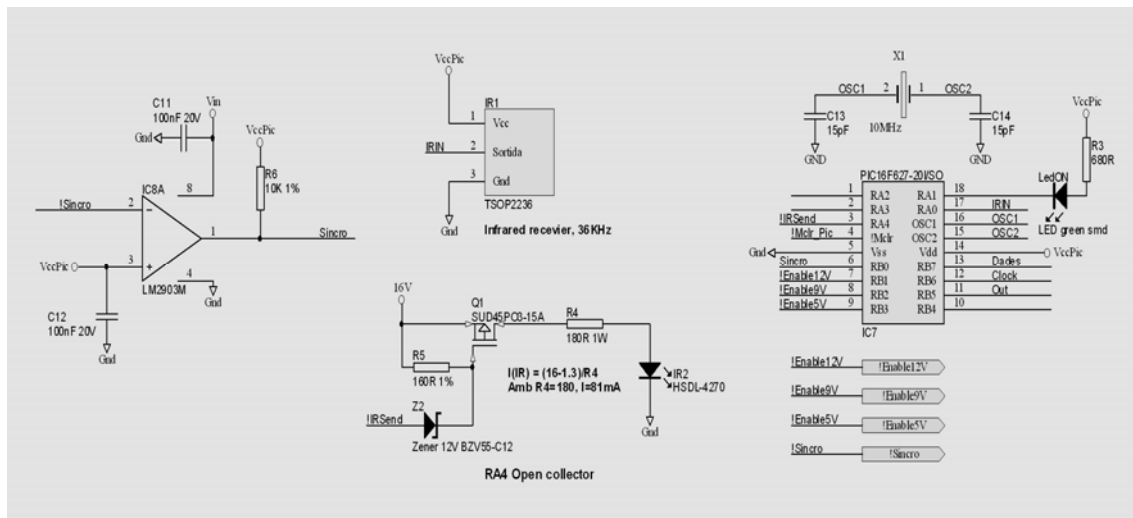


Figure 13. Control and configuration system

The 24 ms which the software uses as its time-base comes from the need to establish a security distance between two transmitters which, in the case of two set up at the maximum height with the capacity to contact a receiver means that their signals never collide. The integer remainder operator (mod) applied to the identifier limits the account to 32 possible delays, which makes it possible for two identifiers with the same integer remainder of 32 (that is they are synonymous) to be seen by the same receiver. Evidently this should not happen but it is not a very important restriction because it is possible to separate the synonymous identifiers by double the nominal range so that they are invisible to each other. The accuracy of the equation (1) time count depends exclusively on the accuracy and deviation of crystal X1 which in turn produces the “Error in the start-up phase”. It is worth noting that this error is minimised, though not eliminated, by choosing for X1, a model with an accuracy of 20ppm and thermal deviation.

Remembering that in reality there are only 32 different transmitters, these only occupy 768ms of each 1000ms which makes up the synchronisation period i.e. $32 \times 24\text{ms}$. This apparently unused time window is used to enable the interruptions received by the infrared reader and to be able to deal with the eventual reception of new configuration values. Outside this reception window, the microcontroller only deals with the timing interruptions and the internal timer. In this way the uncertainty of interruption is limited to 500ns, the effect of which is so small that it does not feature in the list of sources of error.

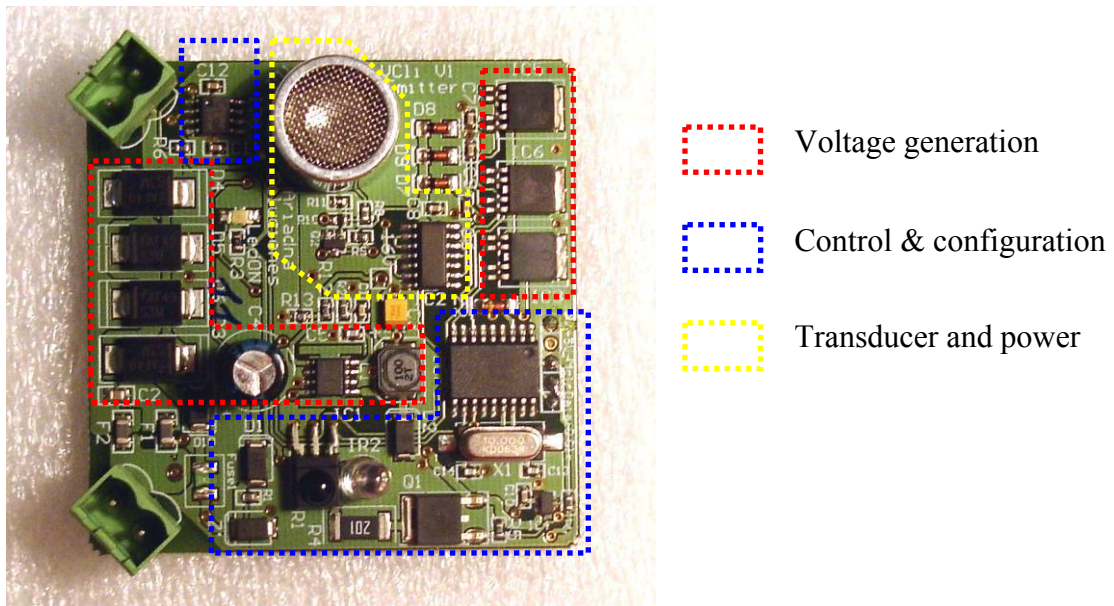


Figure 14. Ultrasound emitter PCB Layout

4. Description of the Ultrasound Receiver

The receiver consists of three blocks- the ultrasound amplifier, the electronic compass and the control unit as shown in figure 15.

It can be seen that the control unit communicates with a host whose computing capacity is much greater because, in order to calculate the position, it is necessary to calculate a series of operations with double float accuracy and subject several trigonometric routines [1][12]. The receiver only detects and retransmits the identifier codes that the receivers it receives in one second and the time gap between them. This information, together with the direction obtained from the magnetic compass is sent to the host every second. The host, since the position of all the transmitters is known and the height is constant, can eliminate the uncertainty caused by the difference between the receiver's clock and the standard synchronisation, and also calculate the actual speed of the sound by successive approximations [1]. Unfortunately it is not possible to study the description of the algorithms which execute the software in this paper for reasons of space. Neither is the design of the magnetic compass studied but it is worth noting that it contains nothing new for it consists of the classic pair of Hall-effect sensors set up in 90 degrees [11][5].

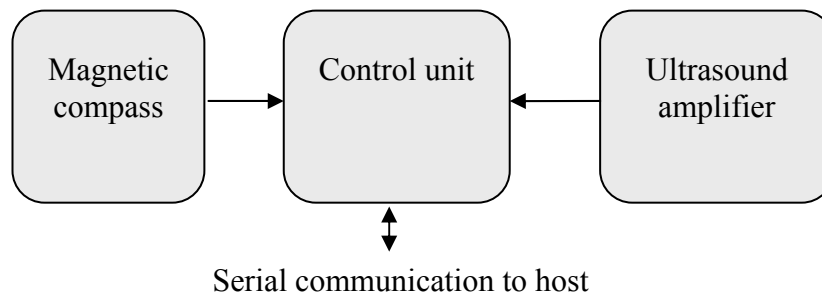


Figure 15. Receiver block diagram.

4.1 *Ultrasound amplifier*

4.1.1 Overall description

Figure 16 shows the amplifier and the design works with an asymmetrical of 0 to 5V which means special attention must be paid to polarising the inputs of the operational amplifiers to the centre of the common permissible mode [5], that is 2.5V. Having said this, the amplification circuit will now be considered, starting with the virtual ground which is generated from the voltage of 5V, firmly decoupled from the entry voltage and divided in two by the R17-R22 and R18-R21 separators. At both points there is 2.5 V, a relatively low impedance and ceramic decouplers of 1 μ F, which enable the non-inverting inputs of the two operational amplifiers contained in IC6 to be digital noise isolated. This amount of resources to obtain a virtual ground is due to the fact that the final result of the ultrasound amplifier is a digital signal which changes at the same rhythm as the signal received by the transducer. Experience shows that if the virtual ground is not firmly decoupled from the input voltage, the digital output is seen in the entry signal and generates positive feedback and, therefore, oscillations in the whole circuit [5].

The waves received by the TD1 transducer are filtered and amplified by IC6A and IC6B, which are configured as a pass band amplifier centred on 40 KHz and produce a gain of 70dB – later the need for such a gain will be discussed. Finally they are connected to a measuring device, the reference level of which can be changed by the micro-controller thanks to a PWM outlet which is filtered by R19-C15 to obtain a DC level proportional to the Duty Cycle of the PWM output. Because of lack of choice the TIE2142 was chosen for its low noise level, an essential property for handling such a high gain.

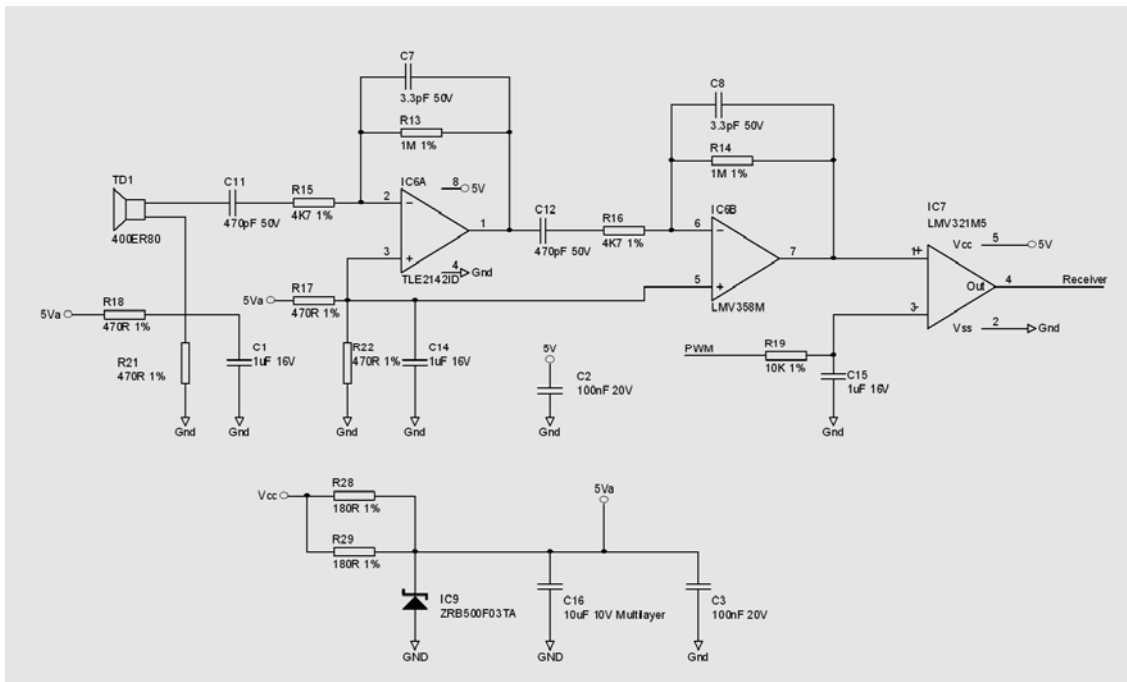


Figure 16. Ultrasound amplifier

4.1.2 The transducer

The same parameters for the transmitter were used to choose the transducer i.e. a wide reception area, availability, reasonable price and, in addition, sealed. Sealed transducers have lower reception sensitivity than open ones for obvious reasons. The result of the search was model 400ER080 made by the same manufacturer as the transmitter and the reception beam of which is shown in figure 17 which shows that at 45 degrees the reduction in nominal sensitivity is only -3dB.

The calculation of the gain must take into account the worst case scenario [3], which is when the receiver is not vertical to the transmitter. The working limit of the average set-up which is expected to be found in places where this solution is installed is considered to be an angle of 45 degrees and a distance of three metres between transmitters situated three metres above the receiver, as shown in figure 18.

In these conditions and given the following data, taken from the manufacturer's specifications, the first estimate of the gain from the amplifier was made.

Transmitter:

- a) Sound pressure level at 40KHz : 10Vrms a 30cm; 0dB re 0.0002 μ bar
- b) SPL a 40Khz = 120

Receiver:

a) Sensitivity of the receiver at 40KHz: -75dB; 0dB = 1V/ μ bar

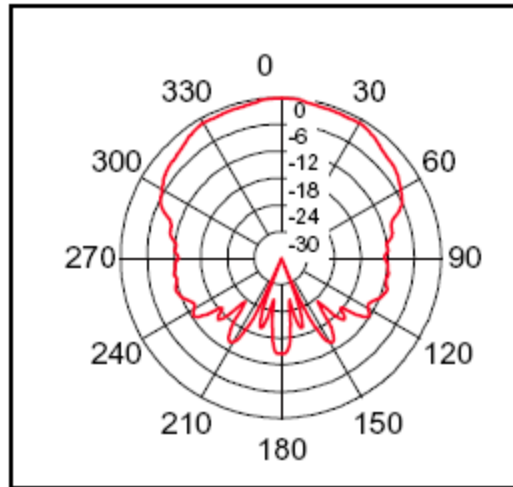


Figure 17. Receiver beam diagram.

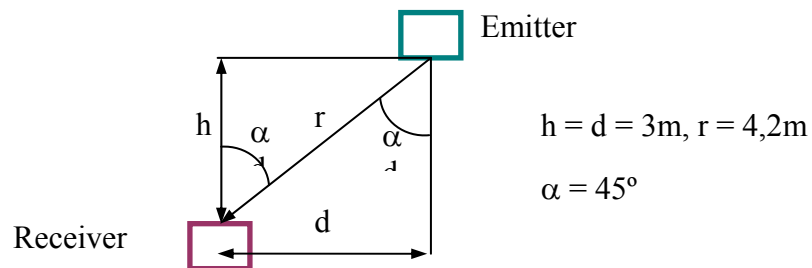


Figure 18. Worst case conditions.

Knowing that the pressure decrease with the distance at the rate of $1/r$ [3], it is possible to deduce [2] that the pressure present in the output of the transducer of the receiver, in the worst case shown in figure 18, starting from the pressure at distance r from the transmitter:

$$P_e = \frac{\log\left(\frac{120}{20}\right) \cdot 0,0002 \cdot 0,707}{r} = 33 \mu\text{bar} \quad (\text{for } r=4.2\text{m}) \quad (2)$$

Where the factor 0.707 corresponds to the fall of -3dB which the transmitter suffers at 45 degrees. Now it is possible to calculate the voltage present at the transducer's output:

$$V_r = \log\left(\frac{-75}{20}\right) \cdot 0,707 \cdot P_e = 2.9mV \quad (3)$$

Fixing an output of 1V maximum as the worst case, in order to obtain a margin of up to 2.5V in the case of the receiver bring vertically below the transmitter, it is estimated that the gain from the amplifier needs to be 345, that is 50,7 dB.

The test results do not coincide with this value for there was a difference close to ten which translates into a gain of 20dB in the test circuit compared to the theoretical gain. At the present time it has not been possible to identify the cause of this difference.

4.1.3 The transmitted frame.

The message sent by the transmitter consists of a bit of 1 value followed by the 10 bits of the transmitter's identifier code and a final bit, also of 1 value. As can be seen in figure 19, the time of one bit is 1ms and the transmitter understands from "1" a pulse in the transducer and from "0" the absence of signal.

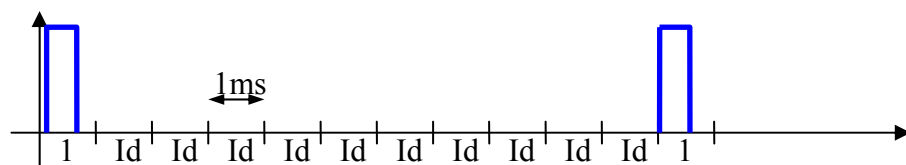


Figure 19. Frame format

Of all the possible values of the transmitter's identifier code there are two which are especially useful for studying the system—they are the identifier codes 0 and 0x3ff. The first of these can be seen as the pulse response of the whole system which is considered to cover of the transmitter, the air, the receiver and the amplifier. This is due to the fact that the message with an identifier code equal to zero only emits two "1"s separated by 10ms, a time which is much greater than the maximum damping time as will be seen later. The second one is used to detect the inter symbolic interference caused by reflections of the walls. Please see Part 5 for a better description of the measurement scenario.

Figure 20 (a and b) shows the oscilloscope picture resulting from the receipt of a message with identity code "0" and one with identity code "1". In both cases the receiver was vertical to the transmitter which was 4 metres above it.

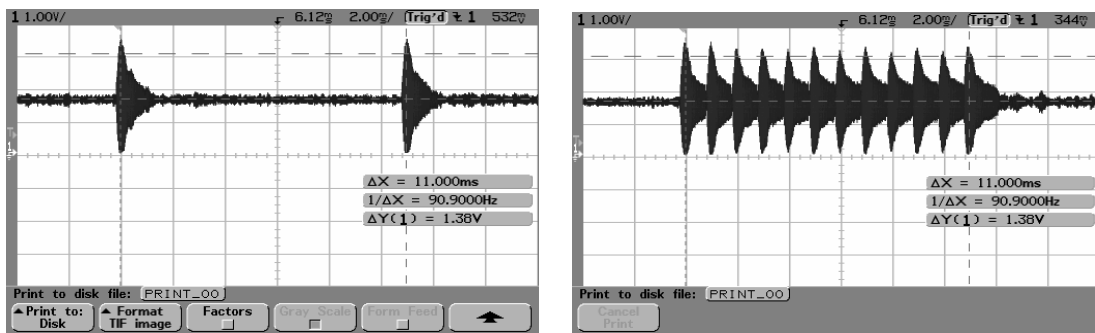


Figure 20 a and b. Received frame for ID=0 and ID= 0x3ff

Note that the answer to the impulse, that is the bit of “1” at the beginning of the message, gives a width of almost one millisecond for just one pulse of the transmitter (see figure 21). It should be remembered that the ultrasound transducers consist of a system of damped spring mass and that this waveform results from the sum of responses to the pulses of both the transmitter and the receiver. Clearly it is no accident that the duration of a bit of the message is the same as the duration of a impulse response. Before defining the time of the bit, exhaustive tests were carried out of different types of excitation of the transmitter to determine the shortest message time without compromising the legibility of the message.

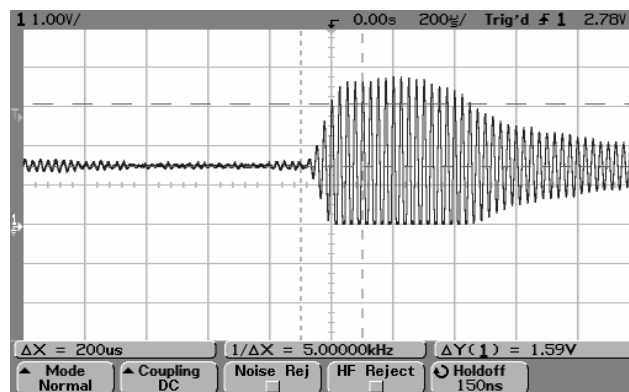


Figure 21. Zoom of pulse response

4.2 Control unit

The control unit is responsible for detecting the start of the message, calculating the delay in relation to the internal clock and for sending the identifier codes detected and the relative time between them (see figure 22).

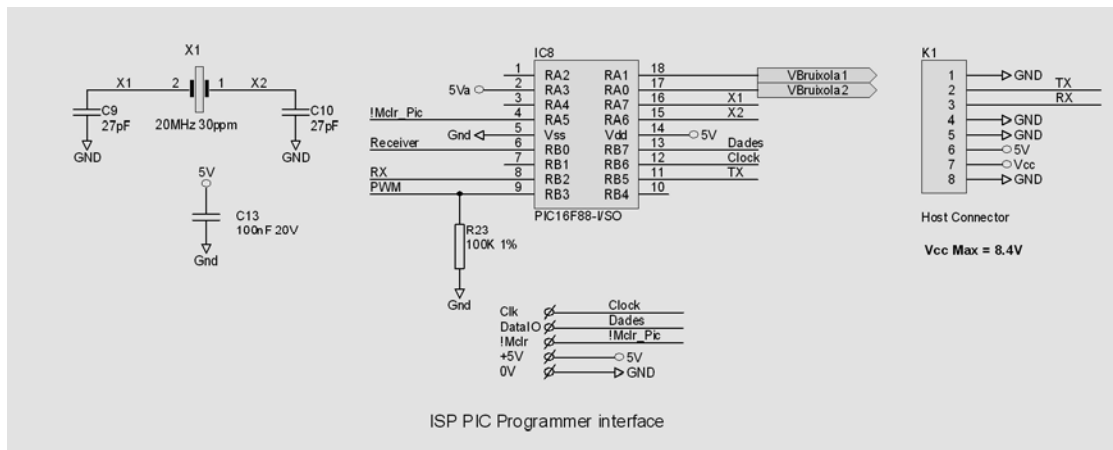


Figure 22. Receiver control

The heart of this unit is a microcontroller, Microchip Model PIC16F8, with a high accuracy external clock with reduced deviation to avoid adding further sources of error to those already identified. The microcontroller generates a PWM signal which allows it to vary the detection threshold level of the message according to the strength of the signal received. This signal, after passing through the IC7 comparator, is connected to the RB0 interrupt input to calculate the delay. Connector K1 connects the receiver to the host which effects the trigonometric calculations, the changes in coordinates systems and the error compensations algorithms [8][9] which, for reasons of space, are not described in this paper.

The data sent to the host once a second are, in addition to the identity codes and their relative delays, the direction detected by the magnetic compass and the calibration values of the compass stored in the EEPROM of the microcontroller.

The moment when the micro-controller detects the first bit of the message depends on the threshold level set at the time and the strength of the signal received. This difference, shown in figures 23 for two threshold levels (th1 and th2) is the third source of significant error which is referred to as "Message detection threshold error". In order to minimize this error, processing techniques to cancel bouncing interference have been applied [7].

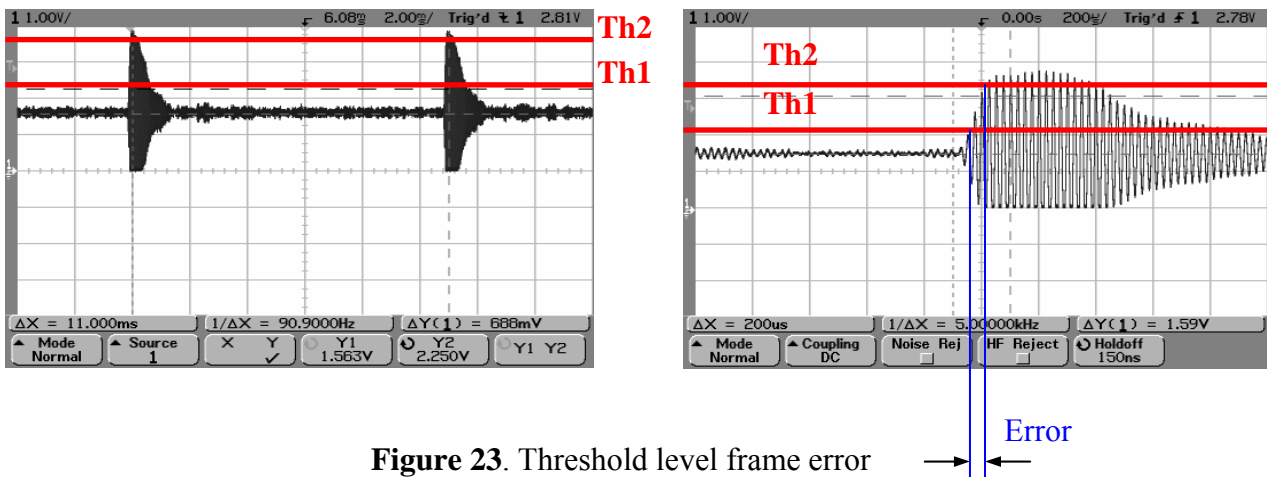


Figure 23. Threshold level frame error

Finally, the description of the ultrasound receiver is completed with a photograph of the PCB layout in figure 24. The receiver is 56 mm wide and 40 mm high. The 400ER80 transducer is sealed and water resistant as long as the sealing material does what it is supposed to do.

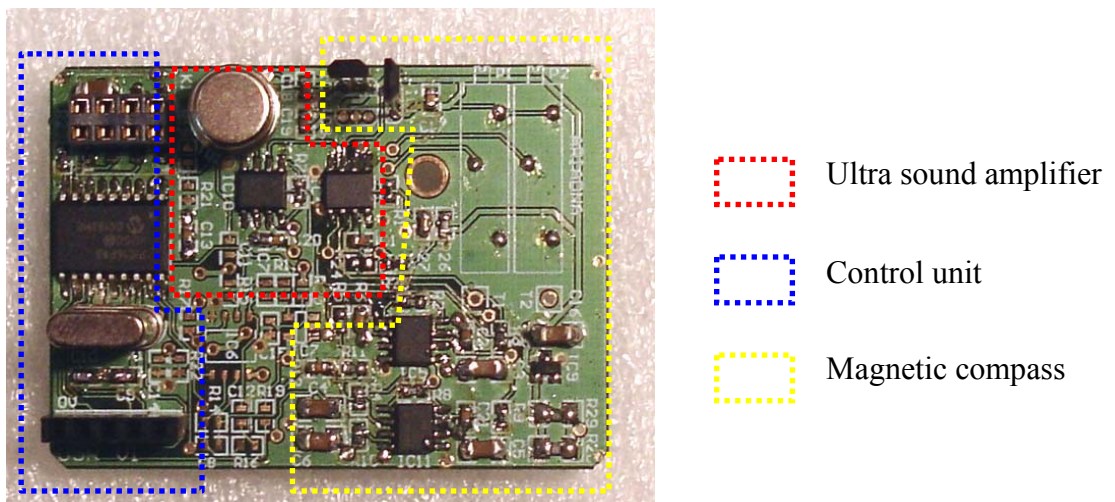


Figure 24. Ultrasound receiver PCB layout

5. The Trial Scenario

In order to test the characteristics of the various types of ultrasound transducers available in the market, 2 revolving supports were placed in the anechoic chamber of the ETSEEI of the La Salle School of Engineering and Architecture (see figure 25).

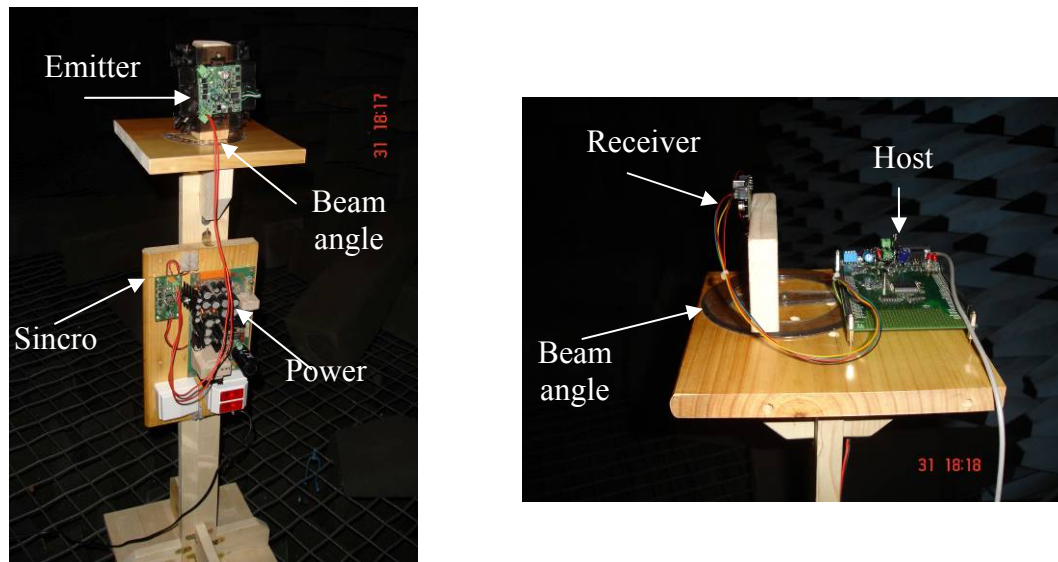


Figure 25. Emitter and receiver

On the left –hand side of figure 25 can be seen the support for the ultrasonic transmitter, the power source and the clock generator necessary for activating the transmitter. On the right-hand side the ultrasound receiver connected to the host, which carries out the error correcting algorithms [12], was set up. Using this test bed almost 20 pairs of different transducers from various manufacturers was tested to ensure their specifications coincided with reality. Once the transmitter and receiver had been chosen, the beam of reception of both of them was tested to ensure there was no blind spot in the radius.

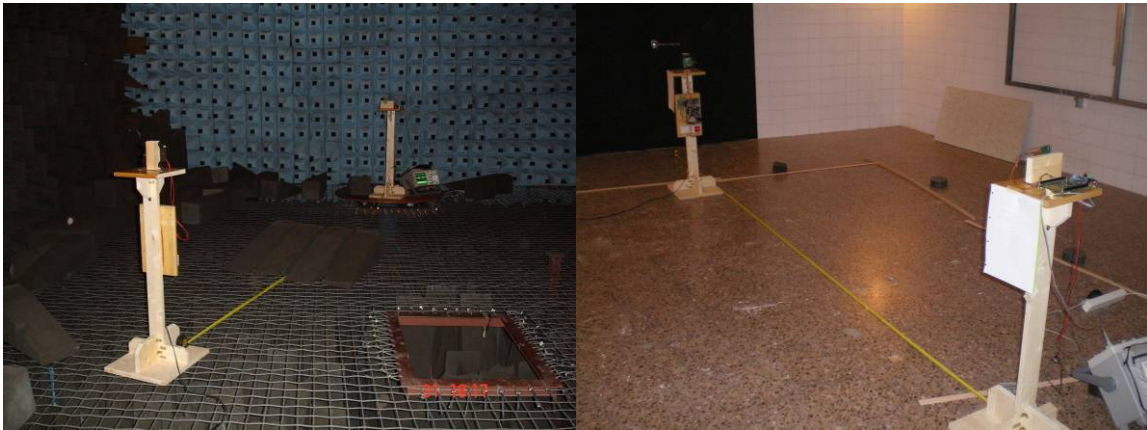


Figure 26. Anechoic and reverberant chamber

The anechoic chamber is shown in the left-hand of figure 26 as well the beam angle test setup- in front term, the emitter, and at the end of the room the receiver and oscilloscope can be seen. The reverberation chamber is shown on the right-hand side of figure 26. Here the trials of intersymbolic interference caused by reflections were carried out. It was discovered that the reduction in the sensitivity of the transducer beyond 45 degrees prevents the reflections from the walls from influencing the arrival of the wave unless the wall is less than 1.5 metres from the transmitter's vertical. This needs to be taken into account in the final algorithms. In the background of the photograph can be seen the absorbent panels placed on the floor and the side wall of the chamber to make the test conditions meet our requirements. In these conditions in figure 27 can be seen the direct message and the delayed reflection.

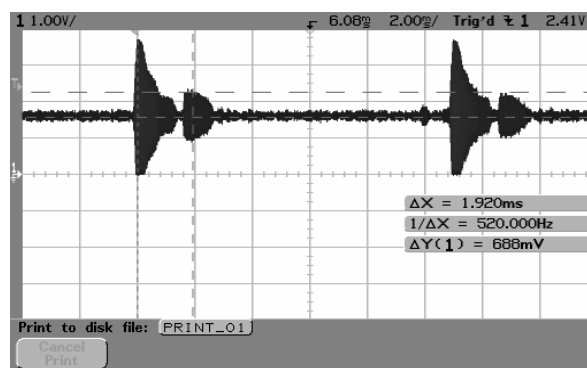


Figure 27. Main and delayed (and attenuated)

In order to evaluate the error correction algorithms a diaphanous [4] room was used in which four transmitters were installed in the ceiling and a receiver, at a constant height, moved around the floor. In figure 28 can be seen the four sensors installed at a fixed height and the mobile receiver setup in the floor.



Figure 28. Error correction environment.

The work area includes the square formed by the four emitters (enclosed by a white circle at the ceiling) but also the area near the walls, in this case the glass windows, in order to test the intersymbolic interference rejecting algorithm referenced before. Clearly this room was far from the real environment where it will be necessary to deal with shelves, air-conditioning currents, temperature variations and much more.

6. Final Considerations

The current state of this research is focused on improving the algorithms to minimise the effects of the three most important sources of error, that is, “Error in the start-up phase”, “Capacity variation error” and “Message detection threshold error”. At this time this is being carried out in the diaphanous environment described in the previous section. With temperature variations of plus or minus two degrees, the accuracy of the system is 30 cm. The next step should be a field experiment in the real environment i.e. in a supermarket and the refinement of the algorithms in situ as long as the different parameters can be maintained within reasonable limits.

Finally it should be emphasised that patent protection for this system has been applied for.

Acknowledgements

This work was supported by the Department of Electronics in the ETSEEI of Enginyeria i Arquitectura La Salle at the Universitat Ramon Llull de Barcelona, Spain.

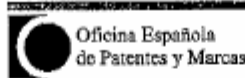
References

1. Lopez-Cuervo, S. *Topografia*, Mundi Prens: Barcelona, 1996.
2. Henrich, K. *Ultrasonic fundamentals and applications*, Elsevier: Amsterdam, 1991.
3. Warren, P. *Piezo Electric Crystals and their application*, Mason, 1950.
4. Rossing, T. *The science of sound*. Addison-Wesley: Illinios, 1982
5. Margalef, J. *Anàlisi i síntesi de circuits analògics*. Bruño: Barcelona, 1995
6. Hernandez, W. A survey on optimal signal processing techniques applied to improve the performance of mechanical sensors in automotive applications. *Sensors* **2007**, *7*, 84-102
7. Hernandez, W. Improving the response of a load cell by using optimal filtering. *Sensors* **2006**, *6*, 697-711.
8. Hernandez, W. Robust multivariable estimation of the relevant information coming from a wheel speed sensor and an accelerometer embedded in a car under performance tests. *Sensors* **2005**, *5*, 488-508.
9. Hernandez, W. Improving the response of a rollover sensor placed in a car under performance tests by using a RLS lattice algorithm. *Sensors* **2005**, *5*, 613-632.
10. Hernandez, W. Improving the response of a wheel speed sensor by using a RLS lattice algorithm. *Sensors* **2006**, *6*, 64-79.
11. Hernandez, W. Magnetic-field sensor based on a relaxation oscillator. *Sens. Actuators A* **1996**, *55*, 163-166.
12. Escudero, F.; Garrell, J.M. *Fonaments de Progamació*, Bruño: Barcelona, 1994.

© 2007 by MDPI (<http://www.mdpi.net>). Reproduction is permitted for noncommercial purposes.



MINISTERIO
DE CIENCIA
Y TECNOLOGÍA



Oficina Española
de Patentes y Marcas

INSTANCIA DE SOLICITUD

(1) MODALIDAD: <input checked="" type="checkbox"/> PATENTE DE INVENCION <input type="checkbox"/> MODELO DE UTILIDAD		NÚMERO DE SOLICITUD P200701599 11 JUN '07 11:45	
(2) TIPO DE SOLICITUD: <input type="checkbox"/> ADICIÓN A LA PATENTE <input type="checkbox"/> SOLICITUD DIVISIONAL <input type="checkbox"/> CAMBIO DE MODALIDAD <input type="checkbox"/> TRANSFORMACIÓN SOLICITUD PATENTE EUROPEA <input type="checkbox"/> PCT: ENTRADA FASE NACIONAL		(3) EXP. PRINCIPAL O DE ORIGEN: MODALIDAD N° SOLICITUD FECHA SOLICITUD	
(5) SOLICITANTE (S): APELLIDOS O DENOMINACIÓN SOCIAL UNIVERSITAT RAMON LLULL FUNDACIO PRIVADA FUNDACIO PRIVADA UNIVERSITAT I TECNOLOGIA		FECHA Y HORA DE PRESENTACIÓN EN LA O.E.P.M. FECHA Y HORA PRESENTACIÓN EN LUGAR DISTINTO O.E.P.M.	
NOMBRE		(4) LUGAR DE PRESENTACIÓN: MADRID CÓDIGO 28	
NACIONALIDAD		CÓDIGO PAIS	DIRCIF
Española		ES	G-59089740
Española		ES	G-50643558
(6) DATOS DEL PRIMER SOLICITANTE: DOMICILIO PASEO BONANOVA, 8 LOCALIDAD BARCELONA PROVINCIA BARCELONA PAÍS RESIDENCIA ESPAÑA NACIONALIDAD Española		TELÉFONO FAX CORREO ELECTRÓNICO CÓDIGO POSTAL 08022 CÓDIGO PAIS ES CÓDIGO PAIS ES	
(7) INVENTOR (ES): ESCUADERO COSTA ALSINA CLARET LUENGO ÁLVAREZ	APELLIDOS	NOMBRE	NACIONALIDAD
		FRANCESC MAFUSA SONIA	ESPAÑOLA ESPAÑOLA ESPAÑOLA
(8) <input type="checkbox"/> EL SOLICITANTE ES EL INVENTOR <input checked="" type="checkbox"/> EL SOLICITANTE NO ES EL INVENTOR O ÚNICO INVENTOR		(9) MODO DE OBTENCIÓN DEL DERECHO: <input checked="" type="checkbox"/> INVEN. LABORAL <input checked="" type="checkbox"/> CONTRATO <input type="checkbox"/> SUCESIÓN	
(10) TÍTULO DE LA INVENCION: "SISTEMA DE LOCALIZACION"			
(11) EFECTUADO DEPÓSITO DE MATERIA BIOLÓGICA: <input type="checkbox"/> SI <input checked="" type="checkbox"/> NO			
(12) EXPOSICIONES OFICIALES LUGAR			
(13) DECLARACIONES DE PRIORIDAD:			
PAÍS DE ORIGEN	CÓDIGO PAIS	NÚMERO	FECHA
(14) EL SOLICITANTE SE ACOGE AL APLAZAMIENTO DE PAGO DE TASAS PREVISTO EN EL ART. 162. LEY 1/1985 DE PATENTES <input type="checkbox"/>			
(15) AGENTE REPRESENTANTE: NOMBRE Y DIRECCIÓN POSTAL COMPLETA (SI AGENTE PAÍS, NOMBRE Y CÓDIGO) (REPRESENT. ÚNICAMENTE POR PROFESIONALES) CARLOS DURAN MOYA 414/6 (COL. 264) 09037 Barcelona-Còrsega, 329 (Pg. de Gràcia/Diagonal)			
(16) RELACIÓN DE DOCUMENTOS QUE SE ACOMPAÑAN: <input checked="" type="checkbox"/> DESCRIPCIÓN Nº DE PÁGINAS: 6 <input checked="" type="checkbox"/> Nº DE REMINDACIONES: 10 <input checked="" type="checkbox"/> DIBUJOS Nº DE PÁGINAS: 3 <input type="checkbox"/> LISTA DE RECLAMACIONES Nº DE PÁGINAS: <input type="checkbox"/> RESUMEN <input type="checkbox"/> DOCUMENTO DE PRIORIDAD <input type="checkbox"/> TRADUCCIÓN DEL DOCUMENTO DE PRIORIDAD		FIRMA DEL SOLICITANTE O REPRESENTANTE (VER COMUNICACIÓN) FIRMA DEL FUNCIONARIO 	
NOTIFICACIÓN SOBRE LA TASA DE CONCESIÓN: Se le notifica que esta solicitud se considerará retirada si no procede al pago de la tasa de concesión; pero el pago de esta tasa dispone de tres meses a contar desde la publicación del anuncio o de la concesión en el B.O.P.I. más los diez días que establece el art. 61 del R.D. 2245/1988.			

IND. 3101 - 2 - CEMPLAR PARA EL SOLICITANTE

NO CUMPLIR LOS RECUADROS ENMARCADOS EN ROJO

ILMO. SR. DIRECTOR DE LA OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS
informacion@oepm.es
www.oepm.es

C/ PANAMÁ, 1 • 28071 MADRID

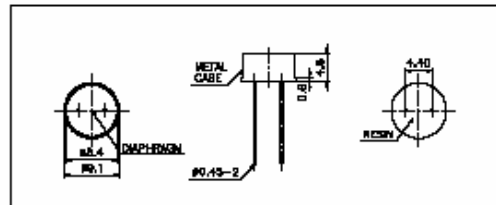
Annex B. Característiques del transductors utilitzats

Air Ultrasonic Ceramic Transducers

400ET/R080



Dimensions: dimensions are in mm



Specification

400ET080	Transmitter
400ER080	Receiver
Center Frequency	40.0±3.0Khz
Bandwidth (-6dB)	400ET080 1.5Khz 400ER080 2.0Khz
Transmitting Sound Pressure Level	100dB min.
at 40.0Khz; 0dB re 0.0002μbar per 10Vrms at 30cm	
Receiving Sensitivity	-80dB min.
at 40.0Khz 0dB = 1 volt/μbar	
Capacitance at 1Khz ±20%	1700 pF
Max. Driving Voltage (cont.)	15Vrms
Total Beam Angle -6dB	125° typical
Operation Temperature	-30 to 80°C
Storage Temperature	-40 to 85°C

All specification taken typical at 25°C
Closer frequency tolerance can be supplied upon request.

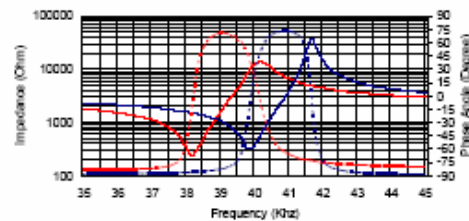
Model available:

1	400ET/R080	Plated Metal Housing
---	------------	----------------------

Impedance/Phase Angle vs. Frequency

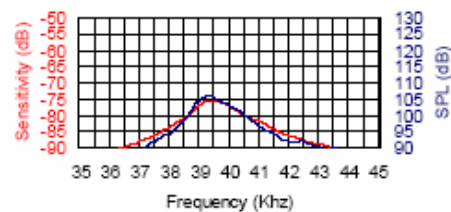
Tested under 1Vrms Oscillation Level

400ER080 Impedance
400ER080 Phase
400ET080 Impedance
400ET080 Phase

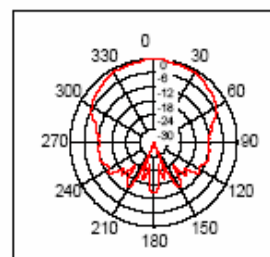


Sensitivity/Sound Pressure Level

Tested under 10Vrms @30cm



Beam Angle: Tested at 40.0Khz frequency

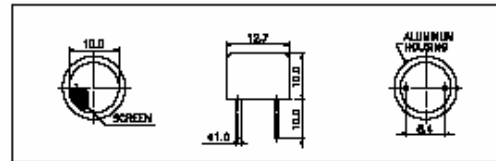


Air Ultrasonic Ceramic Transducers

400ST/R120



Dimensions: dimensions are in mm



Specification

400ST120	Transmitter
400SR120	Receiver
Center Frequency	40.0±1.0Khz
Bandwidth (-6dB)	400ST120 2.0Khz 400SR120 2.0Khz
Transmitting Sound Pressure Level at 40.0Khz; 0dB re 0.0002μbar per 10Vrms at 30cm	115dB min.
Receiving Sensitivity at 40.0Khz 0dB = 1 volt/μbar	-67dB min.
Capacitance at 1Khz	±20% 2400 pF
Max. Driving Voltage (cont.)	20Vrms
Total Beam Angle	-6dB 85° typical
Operation Temperature	-30 to 80°C
Storage Temperature	-40 to 85°C

All specification taken typical at 25°C
Closer frequency tolerance can be supplied upon request.

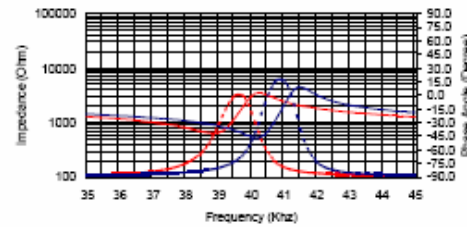
Model available:

1	400ST/R120	Aluminum Housing
2	400ST/R12B	Black Al. Housing

Impedance/Phase Angle vs. Frequency

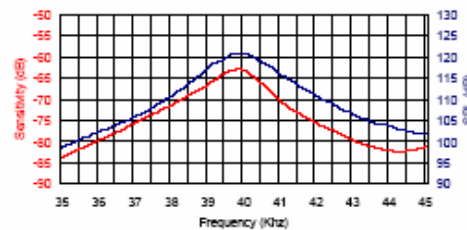
Tested under 1Vrms Oscillation Level

400SR120 Impedance ————
400SR120 Phase ————
400ST120 Impedance ······
400ST120 Phase ······

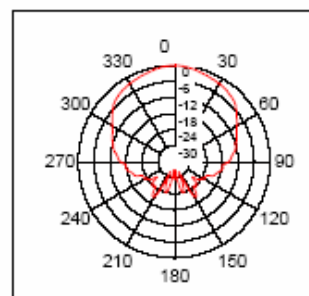


Sensitivity/Sound Pressure Level

Tested under 10Vrms @30cm



Beam Angle: Tested at 40.0Khz frequency



Annex C. Glossari d'acrònims

GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
GPRS	General Packet Radio Service
AGPS	Assisted Global Positioning System
RFID	Radio-frequency identification
NNSS	Navy Navigational Satellite System.
PDA	Personal digital assistant,
NAVSTAR	Navigation satellite Timing and Ranging
WiFi	Wireless Fidelity
RSSI	Received Signal Strength Indicator
TAD	Tipus abstracte de dades
SPL	Sound pressure level
PWM	Pulse-width modulation

Annex D. Codi font de les rutines més rellevants

```

int CalculaCoord(double r1, double r2, double r3,
                double x1, double x2, double x3,
                double y1, double y2, double y3,
                double z1, double z2, double z3,
                double *X, double *Y, double *Z) {

    // Variables intermèdies
    double d12, d13, d23, K, NumeradorK,
           DenominadorK, CosDelta1, SinDelta1, TanBeta1;
    double CosB1, SinB1, R1, SinAlfa1;
    double Beta, Delta1;
    double ix, iy, iz;
    double kx, ky, kz;
    double d13x, d13y, d13z;
    double Jx, Jy, Jz, ModulJ;
    double jx, jy, jz;
    double ModulIo;
    double Iox, Ioy;
    double CosAlfaPrima;
    double SinAlfaPrima;
    double x, y, z;
    double xPrima, yPrima, zPrima;
    double SinTheta, CosTheta;
    double SinPhi, CosPhi;
    // En previsió d'una sortida no estructurada.
    *X = *Y = *Z = -1;
    d12 = sqrt((x1-x2)*(x1-x2)+(y1-y2)*(y1-y2)+(z1-z2)*(z1-z2));
    d13 = sqrt((x1-x3)*(x1-x3)+(y1-y3)*(y1-y3)+(z1-z3)*(z1-z3));
    d23 = sqrt((x2-x3)*(x2-x3)+(y2-y3)*(y2-y3)+(z2-z3)*(z2-z3));
    NumeradorK = (( r2*r2-r1*r1-d12*d12 ) );
    DenominadorK = r3*r3-r1*r1-d13*d13;
    if (DenominadorK == 0.0) {
        Delta1=acos((d23*d23-d12*d12-d13*d13)/(-2*d12*d13));
        Beta = Delta1 - PI_2;
        CosB1 = cos(Beta);
    } else {
        K = (NumeradorK * d13) / (DenominadorK*d12);
        CosDelta1= (d23*d23-d13*d13-d12*d12)/(-2*d13*d12);
        SinDelta1=sqrt(1-CosDelta1*CosDelta1);
        if (SinDelta1 == 0.0) {
            // Els emissors estan alineats
            return -2;
        }
        TanBeta1=(1-K*CosDelta1)/(K*SinDelta1);
        CosB1 = cos(atan(TanBeta1));
        Beta = atan(TanBeta1);
        if (CosB1 == 0) {
            return -3;
        }
    }
    R1 = NumeradorK /(-2*d12*CosB1);
    // És possible que no estiguin del tot alineats per quasi i no és
    // prudent deixar continuar la rutina. Això es pot detectar
    // si R1 és major que la seva projectadora r1
    if (fabs(R1) > r1) {
        // Ho considero un alineament
        return -2;
    }
}

```

```

// Normalitzo el radi i l'angle per no perdre la informació del quadrant
if (R1 < 0) {
    R1 *= -1; Beta += PI;
}
CosB1 = cos(Beta);
SinB1 = sin(Beta);
SinAlfal = sqrt(r1*r1-R1*R1)/r1;
// PAS 0, Vector i unari
ix = (x2-x1)/d12; iy = (y2-y1)/d12; iz = (z2-z1)/d12;
// PAS 1, Vector k
d13x = (x3-x1); d13y = (y3-y1); d13z = (z3-z1);
kx = iy*d13z-iz*d13y; ky=-(ix*d13z-iz*d13x); kz = ix*d13y-iy*d13x;
if (kz < 0) {
    // L'orientació dels vectors no és correcta, ajusto la
    // component K i el signe de l'angle Beta
    Beta = -Beta;
    if (Beta < 0) {
        if (Beta < -PI_2) Beta+=DOS_PI;
    }
    CosB1 = cos(Beta);
    SinB1 = sin(Beta);
    kx=-kx; ky=-ky; kz = -kz;
}
// PAS 2, Vector j
Jx =-(iy*kz-iz*ky); Jy= (ix*kz-iz*kx); Jz=-(ix*ky-iy*kx);
ModulJ = sqrt(Jx*Jx+Jy*Jy+Jz*Jz);
jx = Jx/ModulJ; jy = Jy/ModulJ; jz = Jz/ModulJ;
// PAS 3 Rotació respecte de J
ModulIo = sqrt(jy*jy+jx*jx);
Iox = jy/ModulIo; Ioy= -jx/ModulIo;
CosAlfaPrima = ix*Iox+iy*Ioy;
if (CosAlfaPrima>1.0) CosAlfaPrima = 1.0;
SinAlfaPrima = sin(acos(CosAlfaPrima));
// Ull amb aquest signe
if (z1 > z2) SinAlfaPrima = -SinAlfaPrima;
// PAS 4: Coordenades cartesianes respecte de la base original i,j,k
x = R1*CosB1; y = R1*SinB1; z = r1*SinAlfal;
// PAS 5: Rotació respecte la coordenada y (el vector j)
xPrima = x*CosAlfaPrima+z*SinAlfaPrima;
zPrima = -x*SinAlfaPrima+z*CosAlfaPrima;
x = xPrima; z = zPrima;
// PAS 6: Rotació respecte de l'eix x
SinTheta = jz;
if (SinTheta>1.0) SinTheta = 1.0;
CosTheta = cos(asin(SinTheta));
yPrima = z*SinTheta+y*CosTheta;
zPrima = z*CosTheta-y*SinTheta;
y = yPrima; z = zPrima;
// PAS 7: Rotació respecte de l'eix Z
SinPhi = Ioy; CosPhi = Iox;
xPrima = -y*SinPhi+x*CosPhi;
yPrima = y*CosPhi+x*SinPhi;
x = xPrima;
y = yPrima;
// PAS 8: Traslació final
*Z = z1- z;
*Y = y + y1;
*X = x + x1;
return 0;
}

```

```

int CalculaOffset(double r1, double r2, double r3,
                 double x1, double x2, double x3,
                 double y1, double y2, double y3,
                 double z1, double z2, double z3,
                 double ZReceptor, double *Off) {
    double Inc, Pas, X,Y,Z;
    Iteracio = 0; Pas = r1*OFFSET_INICIAL; Inc = 0; *Off = 0;
    // Cas trivial, no hi ha error
    CalculaXYZ;
    if (ZCorrecta) return 0;
    // Per exces o per defecte.
    Iteracio = 0;
    Pas = 0.1; Inc = NormalitzaRadis(r1, r2, r3);
    CalculaXYZ;
    if (ZMajor) {
        while(1) {
            CalculaXYZ;
            if (ZCorrecta) { *Off = Inc; return Iteracio; }
            if (ZMenor) { // ens hem passat
                Pas = Pas /2; Inc -= Pas;
                do {
                    CalculaXYZ; Inc -= Pas; Iteracio++;
                    if (Iteracio > MAX_ITERACIONS) {
                        *Off = Inc; return Iteracio;
                    }
                } while(ZMenor);
            } else {
                Inc += Pas;
            }
            Iteracio++;
            if (Iteracio > MAX_ITERACIONS) {
                *Off = Inc; return Iteracio;
            }
        }
    } else {
        while(1) {
            CalculaXYZ;
            if (ZCorrecta) { *Off = Inc; return Iteracio; }
            if (ZMajor) { // ens hem passat
                Pas = Pas /2; Inc += Pas;
                do {
                    CalculaXYZ; Inc += Pas; Iteracio++;
                    if (Iteracio > MAX_ITERACIONS) {
                        *Off = Inc; return Iteracio;
                    }
                } while(ZMajor);
            } else {
                Inc -= Pas;
            }
            Iteracio++;
            if (Iteracio > MAX_ITERACIONS) {
                *Off = Inc; return Iteracio;
            }
        }
    }
    return Iteracio;
}

```




Universitat Ramon Llull

Aquesta Tesi Doctoral ha estat defensada el dia ____ de _____ de 200__

al Centre _____

de la Universitat Ramon Llull

davant el Tribunal format pels Doctors sotasignants, havent obtingut la qualificació:

President/a

Vocal

Vocal

Vocal

Secretari/ària

Doctorand

Francesc Escudero i Costa

*C. Claravall, 1-3
08022 Barcelona
Tel. 936 022 200
Fax 936 022 249
E-mail: urisc@sec.url.es
www.url.es*