

## Índex:

<b>1 Introducció: objectius i justificació.</b>	<b>3</b>
<b>1.1 Objectius.</b>	<b>3</b>
<b>1.2 Justificació.</b>	<b>3</b>
<b>1.3 Introducció.</b>	<b>3</b>
1.3.1 Sismologia.	3
1.3.2 SARTI.	7
1.3.3 OBS ( <i>Ocean Bottom Seismometer</i> ).	8
1.3.4 Mesures de vibracions: Sismòmetres.	9
1.3.5 Tipus de sensors i les seves aplicacions.	10
1.3.6 Teoria dels acceleròmetres.	14
1.3.7 Tecnologia micromecànica (MEMS).	15
<b>2 Prototipus dissenyat.</b>	<b>21</b>
<b>2.1 Descripció.</b>	<b>21</b>
<b>3 Convertidor Buck.</b>	<b>24</b>
<b>3.1 Necessitats.</b>	<b>24</b>
<b>3.2 Explicació teòrica.</b>	<b>24</b>
3.2.1 Mode continu.	25
3.2.2 Mode discontinu.	26
<b>3.3 Disseny.</b>	<b>28</b>
<b>3.4 Placa final.</b>	<b>28</b>
<b>3.5 Comprovació.</b>	<b>29</b>
<b>4 Acceleròmetres.</b>	<b>30</b>
<b>4.1 Objectius.</b>	<b>30</b>
<b>4.2 Com funcionen?</b>	<b>31</b>
4.2.1 Alimentació.	32
4.2.2 Amplada de banda.	32
<b>4.3 Placa CI.</b>	<b>33</b>
<b>4.4 Proves.</b>	<b>37</b>
4.4.1 Taula vibració.	37
4.4.2 Característiques del calibrador 455 BERAN.	38
4.4.3 Objectius.	39
4.4.4 Resultats.	41
<b>5 Convertidor de RMS a DC.</b>	<b>52</b>
<b>5.1 Explicació funcional.</b>	<b>52</b>
5.1.1 Càlcul directe o explícit.	52
5.1.2 Càlcul indirecte o implícit.	52
<b>5.2 El AD736, funcionament.</b>	<b>53</b>
<b>5.3 Circuit implementat.</b>	<b>55</b>
<b>5.4 Proves.</b>	<b>56</b>
<b>6 Convertidor de freqüència a tensió.</b>	<b>58</b>
<b>6.1 Explicació funcional.</b>	<b>58</b>
6.1.1 Explicació funcional del VFC.	58
6.1.2 Explicació funcional del FVC.	59
<b>6.2 Circuit implementat.</b>	<b>59</b>

<b>7 Convertidor A/D.</b>	<b>62</b>
7.1 Elecció.	62
7.2 Explicació funcional.	63
7.2.1 Tipus d'entrades.	63
7.2.2 La interfície digital.	64
7.3 Circuit ADC.	66
<b>8 Microcontrolador.</b>	<b>68</b>
8.1 Introducció.	68
8.2 Elecció.	69
8.3 Arquitectura.	70
8.4 Programació.	73
8.4.1 Programa del $\mu$ C.	75
8.4.2 Programa del PC.	77
8.5 Hardware.	81
<b>9 Interfície RS232.</b>	<b>83</b>
<b>10 Placa final.</b>	<b>85</b>
10.1 Font d'alimentació.	85
10.2 Entrades de l'ADC.	85
10.3 Disseny complet.	86
<b>11 Conclusions i perspectives.</b>	<b>91</b>
<b>Impacte mediambiental.</b>	<b>92</b>
<b>Annex I. Proves taula vibracions.</b>	<b>93</b>
<b>Annex II. Instruccions de la família MCS-51.</b>	<b>119</b>
<b>Annex III. Estàndard V.24.</b>	<b>121</b>
<b>Bibliografia.</b>	<b>129</b>
<b>Pàgines WEB.</b>	<b>130</b>

## **1 Introducció: objectius i justificació.**

Aquest projecte neix sobre la idea de comprovar si els acceleròmetres serveixen com a sensors de vibracions sísmiques. Tanmateix també té en compte la part d'adquisició del senyal de sortida de l'acceleròmetre i el seu posterior tractament per digitalitzar-lo i emmagatzemar-lo.

Es comença amb un estudi dels sensors tipus ADXL i posteriorment i per separat de cadascun dels blocs que formen el concepte final desitjat i acaba amb la presentació del disseny complet, les proves i les conclusions.

### **1.1 Objectius.**

Els principals objectius a assolir són els següents:

- Dissenyar i implementar una placa on es pugui suportar un acceleròmetre (smd).
- Provar i comparar els acceleròmetres amb els geòfons.
- Dissenyar i implementar una placa d'adquisició de dades .

### **1.2 Justificació.**

La realització del projecte és degut a que el professor ponent Xavier Roset, és del grup de recerca SARTI (Centre de Desenvolupament Tecnològic de sistemes d'adquisició remota i tractament de la informació) grup d'investigació del Centre Tecnològic de Vilanova i la Geltrú.

El SARTI, com ja s'explicarà posteriorment, està col·laborant amb el desenvolupament d'un OBS (*Ocean Bottom Seismometer*) anomenat miniDOBS.

El projecte, per tant, intenta veure si es factible utilitzar un acceleròmetre com a sensor d'un OBS i també proposa un sistema d'adquisició de dades per aquest.

### **1.3 Introducció.**

La intenció d'aquest apartat és explicar els principals conceptes que s'utilitzaran al llarg del projecte i els orígens d'aquests.

#### **1.3.1 Sismologia.**

##### **Introducció.**

La sismologia és la ciència que estudia els terratrèmols. Implica l'observació de les vibracions naturals del terreny i dels senyals sísmics generats de forma artificial, amb moltes ramificacions teòriques i pràctiques. Com a rama de la geofísica, la sismologia ha aportat contribucions essencials a la comprensió de la tectònica de plaques, l'estructura interior de La Terra, la predicció de terratrèmols i és una tècnica molt valuosa per a la recerca de minerals.

**Fenòmens sísmics.**

La deformació dels materials rocosos produeix diferents tipus d'ones sísmiques. Un desplaçament sobtat al llarg d'una falla, per exemple, produeix ones longitudinals de pressió tipus P i transversals de cisalla tipus S. Els trens d'ones P, de compressió, establerts per una empesa (o estirada) en la direcció de propagació de l'ona, causen sacsejades de darrera cap a davant en les formacions de la superfície. Els desplaçaments bruscs en cisalla es mouen a través dels materials amb una velocitat d'ona menor al agitar-se en plans de baix a dalt.

Quan les ones P i S troben un límit, com la discontinuïtat de Mohorodovicic (Moho), que hi ha entre l'escorça i el mantell de La Terra, es reflecteixen, refracten i transmeten en part i es divideixen en alguns altres tipus d'ones que travessen La Terra. Els intervals de propagació depenen dels canvis en les velocitats de compressió i d'ona S al travessar materials amb diferents propietats elàstiques. Les roques granítiques de l'escorça mostren velocitats típiques d'ona P de 6 km/s, mentre que les roques magmàtiques i ultramagmàtiques (roques fosques amb continguts creixents de magnesi i ferro) presenten velocitats entre 7 i 8 km/s respectivament.

A més de les ones P i S, ones de volum i cos, existeixen dues ones de superfície, les ones Love, anomenades així per el geofísic britànic Augustus E. H. Love, que produeixen moviments horitzontals en el sòl, i les ones Rayleigh, per el físic britànic John Rayleigh, que produeixen moviments verticals i són conegudes com a ones R. Aquestes viatgen a gran velocitat i la seva propagació es produeix a la superfície de La Terra.

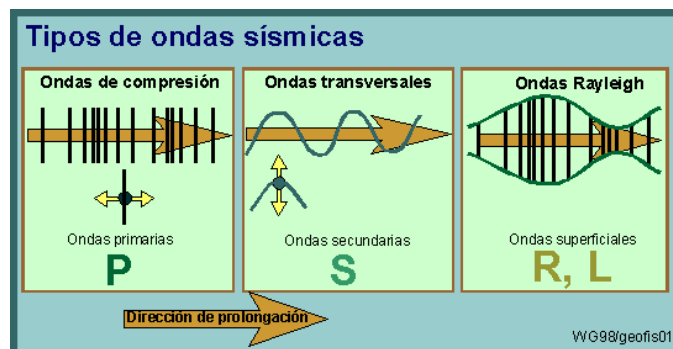
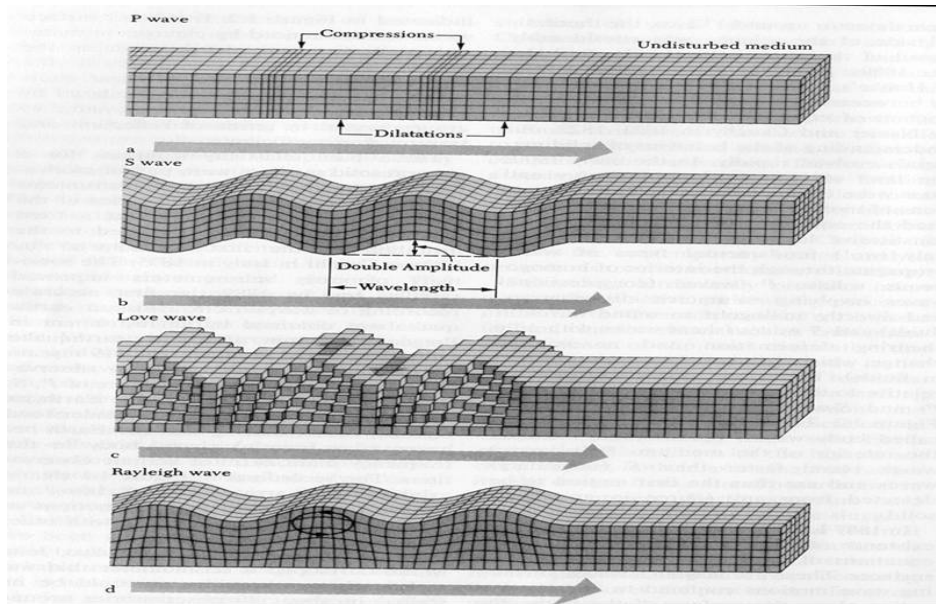
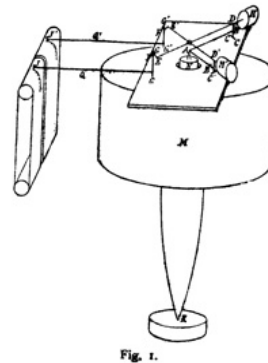
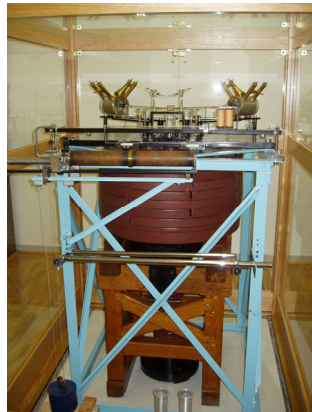


Figura 1.1, 1.2: explicació visual dels diversos tipus d'ones sísmiques.

### Mètodes d'estudi.

Les ones sísmiques longitudinals, transversals i superficials produeixen vibracions quan es troben amb la superfície terrestre. Els instruments sísmics estan dissenyats per a detectar aquests moviments amb mètodes electromagnètics o òptics. Els instruments principals, anomenats sismògrafs, s'han anat perfeccionant després del desenvolupament de l'alemany Emil Wiechert d'un sismògraf horitzontal a finals del segle XIX.



*Figura 1.3, 1.4: Sismògraf dissenyat per Emil Wiechert.  
Actualment n'hi ha dos en funcionament a Alemanya.*

Alguns instruments, com el sismògraf electromagnètic de pèndul, utilitzen registres electromagnètics, així, la tensió induïda passa per un amplificador elèctric i a un galvanòmetre. Les enregistadores fotogràfiques escombren a gran velocitat una pel·lícula deixant marques del moviment en funció del temps. Les ones de refracció i de reflexió es solien gravar en cintes magnètiques que permetien el seu ús en anàlisi per ordinador.

Els sismòmetres de tensió utilitzen mesures electròniques del canvi de la distància entre dues columnes de formigó separades per uns 30m. Poden detectar respostes de compressió i extensió del subsòl durant varies vibracions sísmiques. El sismògraf lineal de tensió de Benioff detecta tensions relacionades amb els processos tectònics associats a la propagació de les ones sísmiques i als moviments periòdics, o de marea, de La Terra sòlida. Investigacions més recents inclouen sismografies de rotació, els inclinòmetres, els sismògrafs de banda ampla i de llarg període i els sismògrafs del fons oceànic.

Hi ha sismògrafs de característiques semblants despleats en estacions de tot el món per a registrar els senyals dels terratrèmols i de les explosions nuclears subterrànies. La Xarxa Sismogràfica Estàndard Mundial engloba unes 125 estacions arreu del planeta.

### Aplicacions.

La investigació de la sismologia bàsica es concentra en la millor comprensió de l'origen i propagació dels terratrèmols i l'estructura interna de La Terra. Segons la teoria elàstica de rebotament, la tensió acumulada durant molts anys s'allibera de manera brusca en forma de vibracions sísmiques intenses pels moviments de les falles.

Les tremolors fortes poden, en segons, reduir a ruïnes les estructures dels edificis; per aquest motiu els geòlegs i enginyers consideren diversos factors relacionats amb els sismes en el

disseny de les construccions, perquè els dies, les plantes d'energia nuclear, els dipòsits d'emmagatzematge de residus radioactius, les carreteres, els edificis i altres estructures construïdes en regions sismogèniques, han de ser capaces de suportar moviments del terreny amb uns màxims estipulats.

Els mètodes sísmics de prospecció utilitzen explosius per generar ones sísmiques artificials en punts determinats; en altres llocs, usant geòfons i altres instruments, es determina el moment de l'arribada de l'energia reflectida o refractada per les discontinuïtats en les formacions rocoses. Aquestes tècniques produeixen perfils sísmics de reflexió i refracció, segons el tipus de fenomen registrat. En les prospeccions sísmiques de petroli, les tècniques avançades de generació de senyal es combinen amb sistemes sofisticats d'enregistrament digital i de cinta magnètica per a una millor anàlisi de les dades. Alguns dels mètodes més avançats d'investigació sísmica s'utilitzen en la recerca del petroli.

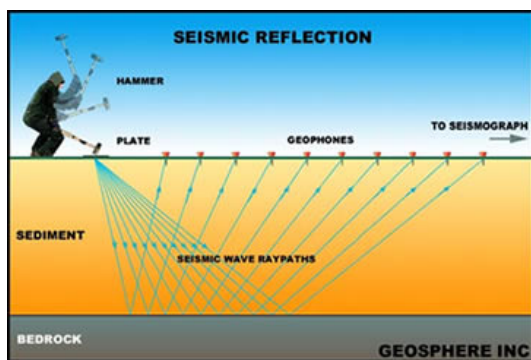


Figura 1.5: exemple de reflexió sísmica.

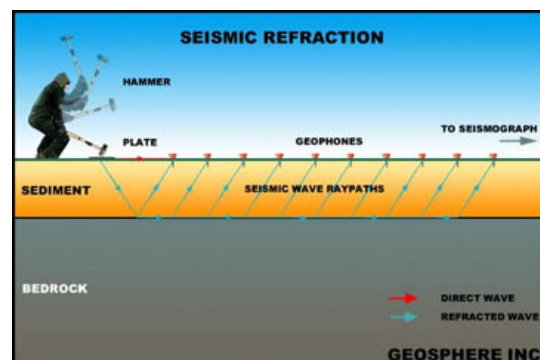


Figura 1.6: exemple de refracció sísmica.

El perfil sísmic de reflexió, desenvolupat a la dècada dels 40 per a l'exploració petrolífera, ha estat utilitzat els últims anys en investigació bàsica. A l'actualitat hi ha programes destinats a desxifrar l'estructura de l'escorça continental (com el miniDOBS) que usen aquesta tècnica per a sondejar roques a desenes de quilòmetres de profunditat; amb ells es resolen molts dels enigmes sobre l'origen i la història de determinats punts de l'escorça terrestre. Entre els grans descobriments obtinguts destaca una falla quasi horitzontal amb més de 200Km de desplaçament. Aquesta estructura, situada al sud dels Apalatges de Geòrgia i Carolina del Sud, representa la superfície al llarg de la qual una capa de roca cristal·lina es va introduir a roques sedimentàries com a resultat de la col·lisió gradual entre Amèrica del Nord i Àfrica fa uns 250 milions d'anys.

Investigacions dutes a terme en el mar del Nord d'Escòcia, han traçat estructures encara més profundes, algunes s'estenen per sota de l'escorça, per sota el mantell terrestre, a quasi 110Km de profunditat.

Els sismòlegs han dissenyat dues escales de mesura per a poder descriure de forma quantitativa els terratrèmols. Una és l'escala de Richter, nom del sismòleg nord-americà Charles Francis Richter, que mesura l'energia alliberada en el focus d'un sisme. És una escala logarítmica amb valors entre 1 i 9; una tremolor de magnitud 7 es deu vegades més forta que una de magnitud 6. S'estima que a l'any es produeixen en el món uns 800 terratrèmols de magnituds entre 5 i 6, uns 50.000 amb magnituds entre 3 i 4, i només 1 amb magnitud 8 o 9. En teoria, l'escala de Richter no té cota màxima, però fins al 1979 es creia que el sisme més poderós possible tindria una magnitud de 8.5. No obstant, des de llavors, els progressos en les tècniques de mesura dels sismes han permès als sismòlegs redefinir l'escala; avui es considera 9.5 el límit pràctic.

L'altra escala, introduïda a principis del segle XX pel sismòleg italià Giuseppe Mercalli, mesura la intensitat d'una tremolor amb gradacions entre I i XII. Donat que els efectes sísmics de superfície disminueixen amb la distància del focus, la mesura de Mercalli depèn de la posició del sismògraf. Una intensitat I es defineix com la d'un succés percebut per pocs, mentrestant que s'assigna una intensitat de XII als esdeveniments catastròfics que provoquen destrucció total, les tremolors amb intensitats entre II i III son quasi equivalents a les de magnitud 3 i 4 en l'escala de Richter, mentrestant que els nivells XI i XII en l'escala de Mercalli es poden associar a les magnituds 8 i 9 de l'escala de Richter.

Escala de Mercalli	Escala de Richter
<b>I.</b> Casi nadie lo ha sentido.	<b>2,5</b> En general no sentido, pero registrado en los sismógrafos.
<b>II.</b> Muy pocas personas lo han sentido.	<b>3,5</b> Sentido por mucha gente.
<b>III.</b> Temblor notado por mucha gente que, sin embargo, no suele darse cuenta de que es un terremoto.	
<b>IV.</b> Se ha sentido en el interior de los edificios por mucha gente. Parece un camión que ha golpeado el edificio.	
<b>V.</b> Sentido por casi todos; mucha gente se despierta. Pueden verse árboles y postes oscilando.	
<b>VI.</b> Sentido por todos; mucha gente corre fuera de los edificios. Los muebles se mueven, pueden producirse pequeños daños.	<b>4,5</b> Pueden producirse algunos daños locales pequeños.
<b>VII.</b> Todo el mundo corre fuera de los edificios. Las estructuras mal construidas quedan muy dañadas; pequeños daños en el resto.	
<b>VIII.</b> Las construcciones especialmente diseñadas dañadas ligeramente, las otras se derrumban.	<b>6,0</b> Terremoto destructivo.
<b>IX.</b> Todos los edificios muy dañados, desplazamientos de muchos cimientos. Grietas apreciables en el suelo.	
<b>X.</b> Muchas construcciones destruidas. Suelo muy agrietado.	<b>7,0</b> Terremoto importante.
<b>XI.</b> Derrumbe de casi todas las construcciones. Puentes destruidos. Grietas muy amplias en el suelo.	<b>8,0</b> Grandes terremotos.
<b>XII.</b> Destrucción total. Se ven ondulaciones sobre la superficie del suelo, los objetos se mueven y voltean.	<b>o más</b>

Figura 1.7: Comparació entre l'escala de Richter i la de Mercalli

### Predicció de Terratrèmols.

Els intents de preveure quan i on es produiran els terratrèmols han tingut cert èxit en els últims anys. En l'actualitat, Xina, Japó, l'antiga Unió Soviètica i els Estats Units són els països que donen més suport a aquestes investigacions. Al 1975, sismòlegs xinesos van predir el sisme de magnitud 7.3 de Haicheng, i van aconseguir evacuar 90.000 residents tan sols dos dies abans de que destruís el 90% dels edificis de la ciutat. Una de les pistes que van portar a aquesta predicció van ser una sèrie de tremolors de baixa intensitat, anomenades sacsejades precursoras, que es van començar a notar cinc anys abans. Altres pistes potencials de predicció són la inclinació del terreny i els canvis del camp magnètic terrestre, en els nivells d'aigua dels pous i fins i tot en el comportament dels animals. També hi ha un nou estudi basat en la mesura del canvi de les tensions sobre l'escorça terrestre. Basant-se en aquests mètodes, és possible pronosticar molts terratrèmols, tot i que aquestes prediccions no siguin sempre encertades.

### 1.3.2 SARTI.

El Centre SARTI està format per un equip multidisciplinari que inclou membres de diferents departaments de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). És Unitat Associada a el Institut de Ciències de La Terra Jaume Almera, el Institut de Ciències del Mar i a la Unitat de Tecnologia Marina del Consell Superior d'investigacions Científiques (CSIC) . Forma Part de la

Xarxa AEGIS (*Ability Enlargement For Geography and Information Technology Specialist* [Ampliació de la Capacitat Geofísica i Especialista amb la Tecnologia de la Informació]) de la Comunitat Europea.

L'àmbit temàtic d'actuacions del Centre SARTI es situa en el desenvolupament d'instrumentació i de sensors ambientals per aplicacions industrials i científiques. Es treballa en el tractament digital de senyals, el disseny electrònic de sistemes d'adquisició de dades i l'automatització de sistemes complexos de mesura.

Està situat en les instal·lacions del Centre Tecnològic de Vilanova i la Geltrú al Campus de Vilanova de la UPC.

### 1.3.3 OBS (*Ocean Bottom Seismometer*).

L'espectacular progrés tecnològic en ciències marines està permetent un major i millor aprofitament dels recursos naturals així com la prevenció de catàstrofes marines.

Des de l'any 1996 la Unitat de Tecnologia Marina del Consell Superior d'investigacions Científiques i el SARTI, a través d'una sèrie de projectes nacionals de transferència de tecnologia, amb col·laboració amb la Universitat de Cambridge, van desenvolupar el primer Sismòmetre de profunditat (miniDOBS) (veure figura 1.8) d'Espanya, equip autònom que es diposita en el fons marí, on enregistra series de dades temporals, es recupera posteriorment mitjançant alliberadors acústics.

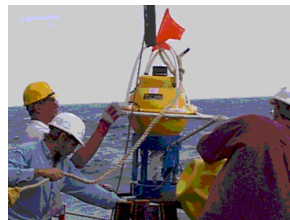


Figura 1.8: miniDOBS.

Mitjançant fronts d'ones acústiques generats artificialment d'un vaixell oceanogràfic o sísmes generats per la mateixa Terra, podem obtenir la distribució del subsòl marí (escorça) utilitzant uns certs algorismes matemàtics i així saber les capes geològiques, i les seves propietats.

Aquest equip està compost per una estructura de polietilè que protegeix l'esfera de vidre tancada al buit. L'esfera conté en el seu interior l'electrònica d'adquisició de dades, alliberament de l'equip i les bateries que alimenten l'electrònica. El conjunt s'uneix a una àncora que permet que aquest fondegi i que es alliberada acústicament. Els sensors que detecten les vibracions de l'aigua i el fons marí són respectivament un hidròfon i els tres geòfons situats ortogonalment.

Les bateries utilitzades en aquest instrument proporcionen una autonomia aproximada de deu dies captant dades, i la possibilitat de recuperar-lo fins i tot un any després del seu llançament.

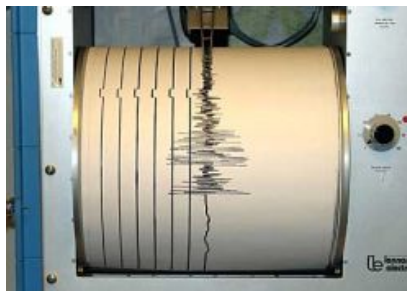
L'electrònica d'adquisició de dades està formada per quatre plaques: placa d'alimentació, placa ADC (convertidor analògic-digital), placa de la CPU i la placa de memòria RAM, a més a més disposa de un disc dur (2.1GB) per emmagatzemar les dades capturades. Actualment s'ha substituït aquest disc dur per una memòria tipus flaix i així es redueix el soroll que provoca



l'arrencada d'aquest. La placa PCU processa les mostres i les codifica de forma que puguin ser emmagatzemades de manera eficient. Els miniDOBS incorporen una placa de memòria RAM on s'emmagatzemen les dades temporalment i cada cert temps es bolquen les dades de la memòria. Els miniDOBS incorporen també una electrònica que permet alliberar l'equip de l'àncora i d'aquesta forma poder recuperar-lo en superfície per flotació

### 1.3.4 Mesures de vibracions: Sismòmetres.

Un sismòmetre o també conegut com a geòfon, és la part interna d'un sismògraf. Aquest usualment es un pèndol o una massa subjecta a una molla. Normalment el terme sismòmetre s'utilitza com a sinònim de sismògraf.



*Figura 1.9: Sismògraf.*

Els sismògrafs són els instruments que s'utilitzen per a enregistrar els moviments del sòl durant un terratrèmol. Aquests es basen en el principi de la inèrcia d'una massa que es troba suspesa en un suport rígid. El sismògraf s'instal·la i es fixa a la superfície del terra, de manera que quan La Terra tremola, la unitat sencera es mou amb el terra, excepte la massa que manté la mateixa posició per inèrcia.

A mesura que el sismògraf es mou amb el terra, el cilindre rotatiu avança a una certa velocitat i registra el moviment relatiu entre la massa i el sismògraf, enregistra d'aquesta manera el moviment del terra. La traça que queda marcada sobre aquest cilindre correspon al registre del pas de les ones sísmiques en funció del temps i s'anomena sismograma.

Els sismogrames són els registres en paper produïts pels sismògrafs. Aquests s'utilitzen per a calcular la localització i la magnitud de terratrèmol. Representen un registre a través del temps de com es mou el sòl.

En un sismograma, l'eix horitzontal = temps i l'eix vertical = desplaçament del sòl. Quan no hi ha un registre sísmic, el sismograma és simplement una línia recta, amb algunes senyals petites causades per perturbacions locals (soroll) i pels marcadors temporals.

Degut a que el moviment del terra succeeix en totes direccions, les estacions sismològiques tenen sismògrafs que registren tan les components horitzontals com les verticals. A cada observatori hi ha d'haver diferents tipus de sismògrafs: dos horitzontals orientats segons el meridià i el paral·lel de lloc i un de vertical; per que sigui possible apreciar totes les particularitats de qualsevol moviment sísmic.

Des del primer sismògraf modern creat al 1880 per l'anglès John Milne, han evolucionat fins a arribar a ser tan complexes i sensibles que són capaços d'enregistrar sismes ocorreguts a grans distàncies. Avui en dia, aquests instruments no són mecànics, sinó que treballen mitjançant

canvis electrònics produïts per moviments entre el sòl relatiu a la massa del instrument. En l'actualitat els sismògrafs són electromagnètics, enregistrant els moviments en suports digitals, això permet el seu posterior processament mitjançant ordinadors.

Quan es produeix un sisme de gran magnitud, els sismògrafs tendeixen a saturar-se. Això significa que arriba un punt en el qual l'amplitud del moviment del terra és més gran que l'escala de l'aparell i el registre s'acaba, hi ha instruments que tenen la possibilitat d'enregistrar valors sísmics depenent de la seva grandària.

Un acceleròmetre, com el seu nom indica, enregistra l'acceleració de la sacsejada. Aquests aparells són generalment utilitzats en l'anàlisi de moviments forts (grans sismes) degut que han estat dissenyats per a treballar sota aquestes circumstàncies.

### 1.3.5 Tipus de sensors i les seves aplicacions

Els diferents tipus de transductors que converteixen el moviment en un senyal elèctric depenent de la sensibilitat (desplaçament, velocitat, acceleració) son:

- Transductor de desplaçament: sistemes capacitius.
- Transductor de velocitat: sistemes electromagnètics.
- Transductor d'acceleració: sistemes piezoelèctrics i capacitius.

Com es diu anteriorment, només es pot mesurar el moviment del terra si existeix acceleració. Depenent de quina sigui la variable de mesura, desplaçament, velocitat o acceleració del sòl, podem classificar els sensors com de desplaçament, deformació de velocitat i acceleròmetres respectivament.

Existeix una gran variació entre el mínim (soroll sísmic) i el màxim senyal que pot ser observat, per això és difícil cobrir tot aquest marge amb un únic instrument. Tradicionalment els acceleròmetres s'han utilitzat per enregistrar moviments forts i els transductors de velocitat per als dèbils, cobrint així tot el marge dinàmic d'amplitud sísmica

Altrament, l'ample de banda s'estén des de les marees (període de varies hores) fins als 1000Hz o mes enllà. Per a cobrir tot aquest espectre, es necessari disposar de varis tipus de sensors. En aquest sentit es poden classificar pel seu ample de banda:

- Curt període (SP "*short period*"). Són capaços de enregistrar senyals entre 0.1 i 100Hz, amb una freqüència natural al voltant de 1Hz.
- Banda ampla (BB "*boad band*"). Presenten una resposta en velocitat plana entre 0.01 o 50Hz.
- Banda molt ampla (VBB "*very broad band*"). Amb un ample de banda que s'estén des dels 0.001 fins als 10Hz.

L'elecció del tipus de sensor vindrà imposada per l'aplicació que se li vulgui donar. A la següent taula 1.1 s'indiquen l'amplada de banda per a diverses aplicacions.

Aplicació.	Ample de banda (Hz)
Esdeveniments sísmics associats a la mineria.	5 - 2000
Microsismicitat i sismicitat induïda per embassaments.	1 - 100
Sismicitat local.	0,2 - 80
Moviments forts.	0,05 - 100
Sismicitat regional.	0,05 - 20
Absorció d'ones sísmiques amb la freqüència.	0,02 - 30
Càlculs d'energia per telesismes.	0,01 - 10
Difracció i <i>Scatering</i> .	0,02 - 2
Estudis de processos dinàmics de la terra.	0,005 - 100
Propietats de l'escorça.	0,02 - 1
Dispersió d'ones superficials.	0,03 - 0,2
Oscil·lacions lliures de la terra.	0,0005 - 0,01
Marees terrestres.	0,00001 - 0,0001

Taula 1.1: Referències d'amplada de banda.

### Transductor electromagnètic.

El tipus de transductor més senzill i utilitzat és l'electromagnètic, que consisteix en una bobina i un imant, fixada la primera respecte al sòl i el segon a un suport fix mitjançant una molla. Qualsevol moviment relatiu entre la bobina i l'imat produeix una força electromotriu entre els terminals de la bobina que és proporcional a la velocitat del moviment.

La figura 10 il·lustra la composició per a una bobina fixa i un imant mòbil: la bobina fixada a la caixa es mou amb el terra, mentrestant que l'imat actua com a element inercial. Quan la bobina és l'element inercial, el fet normal és que vagi suspesa de la carcassa mitjançant una molla. La sensibilitat d'aquests tipus de geòfons depèn de la força de l'imat i del nombre d'espines de la bobina, així com de la disposició del sistema. Recentment alguns aliatges ferromagnètics dotats d'una elevada susceptibilitat magnètica, i tècniques perfeccionades aplicades a la construcció de la bobina ha fet possible disminuir la mida dels geòfons electromagnètics, sense perdre la sensibilitat. La grandària dels transductors no supera els 10 cm d'altura.

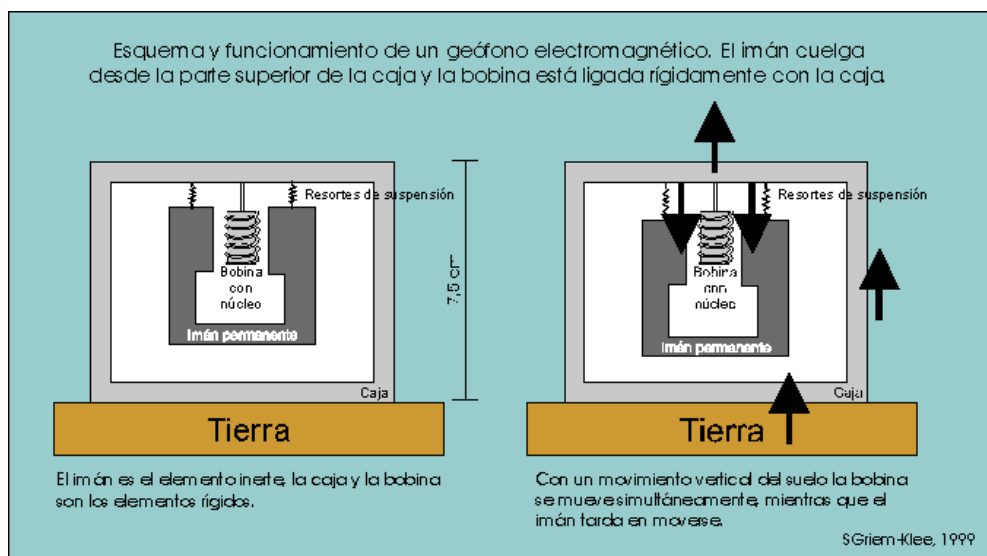


Figura 1.10: Esquema de funcionament d'un transductor electromagnètic.

### Transductor de reluctància.

Aquest tipus de transductor electromagnètic de reluctància, ara ja quasi antiquat, està disposat de tal manera que el moviment del terra generi vibracions a l'amplada d'un entreferro, donant lloc als corresponents canvis de reluctància del circuit magnètic.

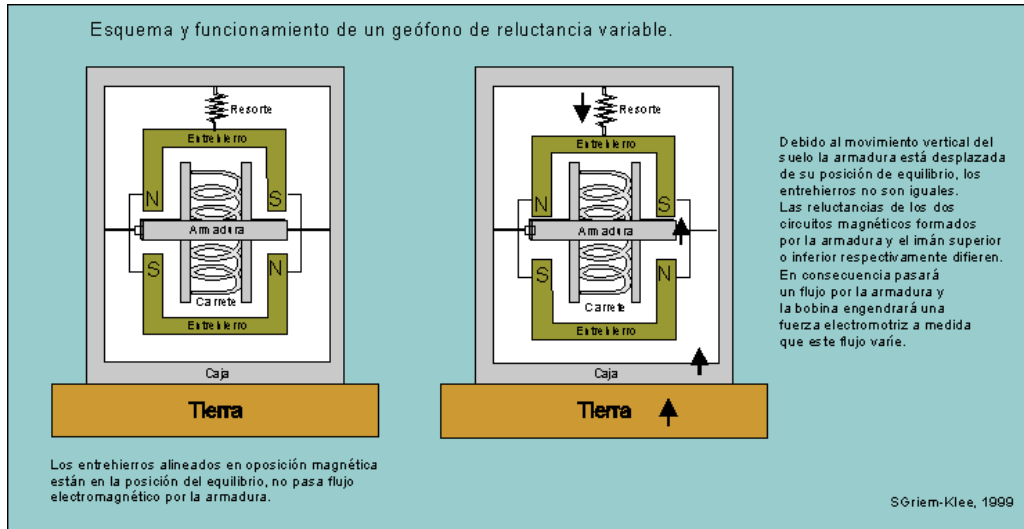


Figura 1.11: Esquema de funcionament d'un transductor de reluctància.

La peça inercial, subjecta a una caixa, és un sistema de bobina i armadura. La part mòbil, penjada de la caixa per una molla, és una parella d'imants alineats en oposició magnètica i separats de l'armadura per espais d'aire.

Quan el sistema està en equilibri, els dos entreferros són iguals, i els circuits magnètics dels imants superior i inferior com que tenen forces electromagnètiques iguals i oposades, s'anul·len exactament de manera que no passa flux magnètic per l'armadura.

Quan l'armadura es desplaça de la posició d'equilibri, els dos entreferros ja no són iguals i la reluctància del circuit magnètic format per l'imant superior i l'armadura no és igual a la del circuit format per la part inferior, per tant, passarà un flux per l'armadura i la bobina produirà una força electromotriu a mesura que el flux canviï.

El moment màxim de variació té lloc quan l'armadura passa per la posició d'equilibri i el voltatge induït té el seu valor màxim. En la posició de desplaçament màxim el voltatge és zero. Aquest tipus de detector respon a la velocitat; i, per tant, el seu senyal de sortida està desfasat  $90^\circ$  respecte al desplaçament.

### Transductor de capacitat.

En el transductor de capacitat, l'element inercial està fixat a la placa superior d'un condensador i la placa inferior es fixa respecte al sòl.

El moviment causat per una ona sísmica en el sòl, provocarà una variació en la separació de les plaques del condensador, produint una variació de la capacitat d'aquest.

En un transductor, la capacitat variable altera la sintonització i per tant la potència de sortida d'un circuit oscil·latori. En un altre tipus de variació de la capacitat, aquesta variació regula simplement el voltatge de sortida com succeeix en un micròfon electrostàtic. En aquest segon cas, la sortida de corrent és proporcional al desplaçament.

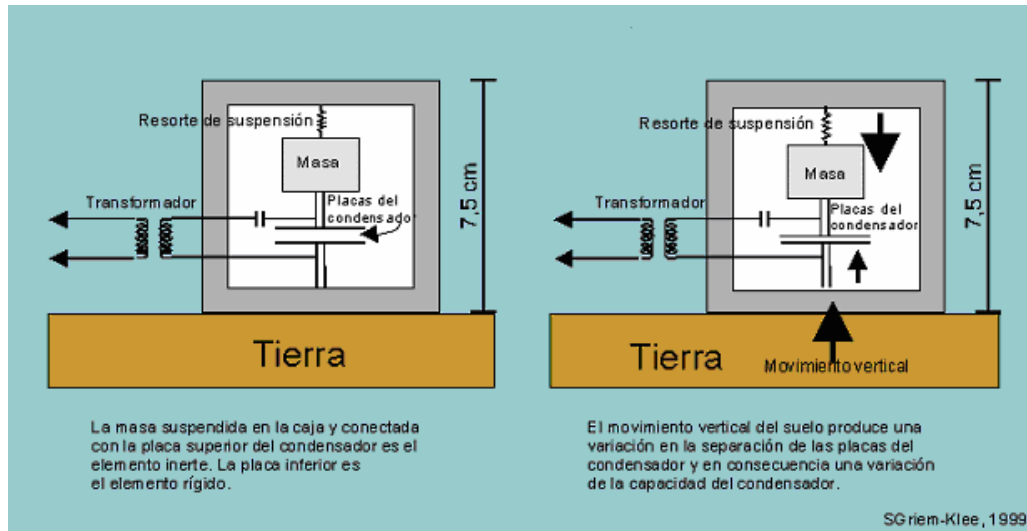


Figura 1.12: Esquema de funcionament d'un transductor de capacitat.

### Transductor piezoelèctric.

En el transductor piezoelèctric una massa descansa sobre una bateria de plaques fetes amb algun material piezoelèctric sensible a la pressió, com poden ser el quars, turmalina o el titanat de bari, tallades paral·lelament pels seus eixos òptics.

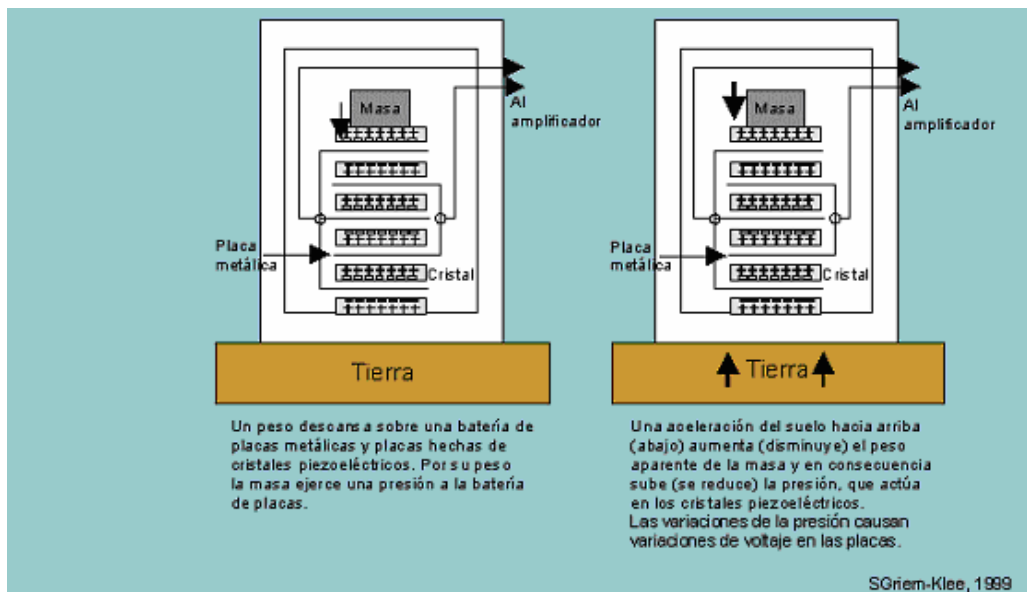


Figura 1.13: Esquema de funcionament d'un transductor piezoelèctric.

Qualsevol acceleració del terreny cap avall farà disminuir el pes aparent de la massa i en conseqüència la pressió efectuada a les plaques, mentre que en una acceleració cap amunt augmentarà el pes aparent de la massa i en conseqüència augmentarà la pressió sobre els cristalls. A mesura que canvia la pressió, s'indueixen variacions de voltatge a les plaques, i com aquest instrument respon als canvis de pressió, mesura acceleracions en lloc de desplaçaments o velocitats.

Els transductors de pressió utilitzats comercialment estan limitats als dispositius utilitzats en les perforacions per a les exploracions de velocitat i a certes exploracions marines. Quasi be tots ells utilitzen cristalls ceràmics de titanat de bari. La pressió en el flux de la perforació varia amb el moviment del sòl quan les parets de la perforació es dilaten i es contrauen al pas de les ones elàstiques. Per tant, els cristalls sensibles a la pressió són molt adequats per a detectar ones sísmiques per sota la superfície del sòl.

### 1.3.6 Teoria dels acceleròmetres.

Les tècniques convencionals per detectar i mesurar l'acceleració es basen en el principi descobert per Isaac Newton. Aquest principi és també conegut com La segona llei de Newton la qual ens diu: "la força neta aplicada sobre un cos és proporcional a l'acceleració que adquireix aquest cos". Una forma més estricta i clara és la seva expressió matemàtica  $\sum F = m \cdot a$  que relaciona tres magnituds com són la força, la massa i l'acceleració. Per tant el sumatori de les forces efectuades sobre un cos és directament proporcional al producte entre la massa (constant) d'aquest cos per l'acceleració del sistema.

El principi fonamental al que estan subjectes tots els acceleròmetres és la detecció de la força exercida a una massa lligada a una molla.

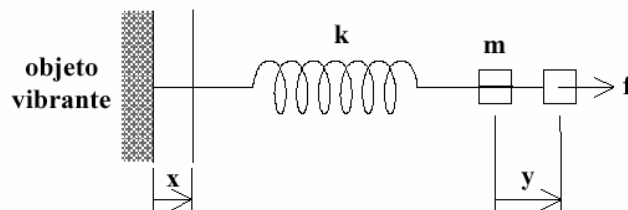


Figura 1.14: Representació física d'un acceleròmetre.

Si es té una massa "m" suspesa d'un dels dos extrems d'una molla amb constant de proporcionalitat "k". Tal com es mostra a la figura 14 si la massa es desplaça una distància "x" l'acceleració que rep el sistema deguda a la força restauradora de la molla és de  $F = k \cdot x$

L'equació que regeix el sistema anterior que com:  $F = k \cdot (x - y) = m \cdot a$  aplicant la transformada de Laplace s'obté la resposta en freqüència del sistema

$$Y(s) = \frac{X(s)}{1 + \frac{m}{k} \cdot s^2} = \frac{X(s)}{1 + \left(\frac{s}{w_0}\right)^2} \text{ on la freqüència de ressonància es } w_0 = \sqrt{k/m} .$$

Per tant la deformació mitja serà equivalent a la freqüència i al temps, donat que la freqüència de ressonància és molt major que la freqüència de deformació  $w \ll w_0$ .

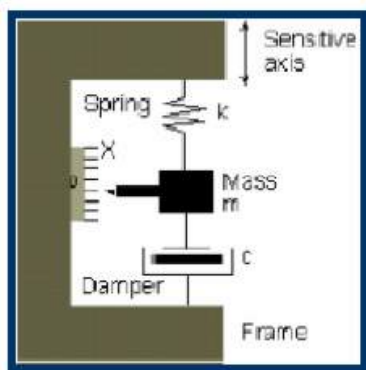
Centrant-se en el desplaçament tenim freqüencialment i temporalment les següents equacions

$$X(s) - Y(s) = \frac{X(s) \cdot \left(\frac{s}{w_0}\right)^2}{1 + \left(\frac{s}{w_0}\right)^2} = \frac{\frac{1}{w_0^2}}{1 + \left(\frac{s}{w_0}\right)^2} \cdot A(s) \quad x(t) - y(t) \cong \frac{1}{w_0^2} a(t)$$

A partir de l'última equació (temporal) es pot observar que la deformació de la molla es aproximadament proporcional a l'acceleració. Es a dir, d'aquesta manera es pot mesurar l'acceleració a partir de la deformació.

Els sensors utilitzats per mesurar acceleracions s'anomenen acceleròmetres. Aquests són sensors inercials que mesuren la segona derivada de la posició  $F = m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + c \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x$  veure figura

15. Per tant, un acceleròmetre mesura la força de la inèrcia generada quan una massa és afectada per un canvi de velocitat.



Elementos:

- Masa.
- Mecanismo de suspensión.
- Sensor.

$$F = m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx$$

Figura 1.15: Representació d'un acceleròmetre en funció dels paràmetres de la seva equació característica.

### 1.3.7 Tecnologia micromecànica (MEMS).

Apart de molts altres tipus d'acceleròmetres basats en les tecnologies ja anomenades anteriorment, cal centrar-se en aquesta ja que és la utilitzada pels acceleròmetres estudiats.

S'anomena MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) o micro sistemes electromecànics a una tecnologia que s'utilitza per crear dispositius minúsculs. Aquesta mida varia entre uns pocs micròmetres fins a un mil·límetre de diàmetre.

Les primeres investigacions amb tecnologia MEMS es van realitzar als anys 60 però no va ser fins als 90 quan es realitzen els primers avenços de comercialització i utilització. En aquest sentit, l'indústria automobilística va ser la pionera. L'objectiu era desenvolupar i implementar

detectors de col·lisions mitjançant aquesta tecnologia. Així va poder sorgir l'“airbag”, utilitzat avui en dia en qualsevol automòbil.

Durant aquesta mateixa dècada una altre tipus d'indústries (de les que es pot destacar la electromèdica) es fixaren en el potencial de la tecnologia MEMS que permetia reduir de forma considerable les dimensions dels sistemes, així com també el seu cost.

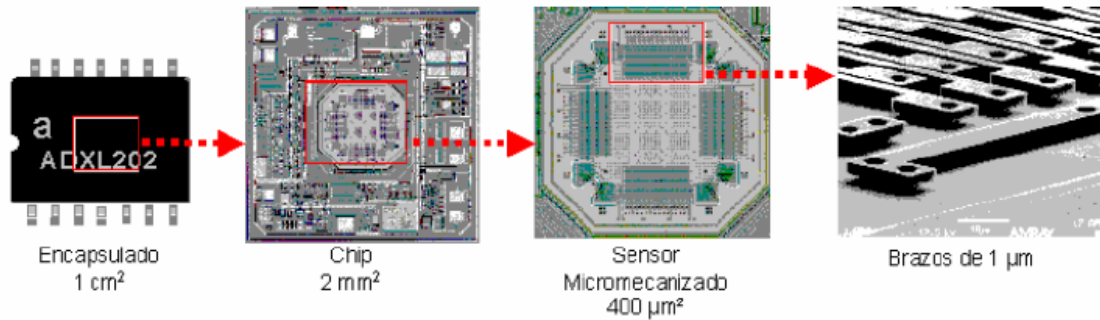


Figura 1.16: Fotografies microscòpiques d'un acceleròmetre.

### Materials.

En un principi aquests dispositius es poden fabricar amb qualsevol tipus de semiconductor, l'elecció d'aquest material i de la tècnica de fabricació dependrà del dispositiu que es vol crear i del sector del mercat en el que ha de ser utilitzat.

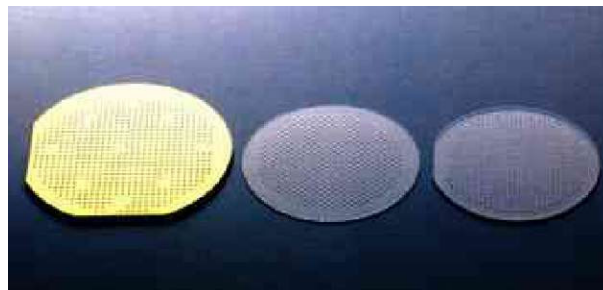


Figura 1.17: Diverses oblees de silici i vidre.

### Silici.

El silici és el material utilitzat per a crear la majoria dels circuits integrats usats en l'electrònica de consum en el món modern. La integració econòmica, la disponibilitat immediata de materials d'alta qualitat molt barats i la capacitat d'incorporar funcionalitat electrònica fan del silici un material molt atractiu per a una gran varietat de MEMS. El silici també té uns avantatges significatius provinents de les seves característiques com a material. En forma monocristal·lina, és un material quasi perfecte de Hookean (tipus d'elasticitat en la qual la deformació o tensió del material és proporcional a la tensió aplicada, d'acord amb la llei de Hooke). També és ideal per a moviments repetitius, ja que la fatiga que sofreix és molt petita i pot tenir un temps de vida de bilions o fins i tot trillions de cicles de treball sense trencar-se. Les tècniques bàsiques per a produir dispositius MEMS basats en silici són el dipositament de capes, el modelat d'aquestes per litografia i posteriorment el gravat mitjançant l'atacat per a produir les formes requerides.



*Polímers.*

Tot i que la indústria de l'electrònica proporciona un factor d'escala econòmic en la indústria del silici, el cristal·lí segueix essent un material complex i relativament costós de fabricar. Els polímers per altra banda es poden produir en volums enormes, amb una gran varietat de materials característics. Els processos per a fabricar dispositius MEMS basats en polímers són la injecció modular o l'estereolitografia, aquests estan especialment indicats per a aplicacions microfluidificants com la deposició de la sang en els cartutxos de prova.

*Metalls.*

Els metalls també poden ser utilitzats per a crear elements de MEMS. Encara que els metalls no tenen alguns dels avantatges exhibits pel silici en termes de característiques mecàniques, quan són utilitzats dins de les seves limitacions, poden donar un grau molt alt de satisfacció, es poden dipositar mitjançant xapat elèctric, evaporació i dipositament per vapor. Normalment s'usen metalls com l'or, el níquel, l'alumini, el crom, el titani, el tungstè, el platí i la plata.

**Processos de fabricació de dispositius MEMS.**

*Processos de dipositament.*

Un dels principals blocs en el procés de construcció de la tecnologia MEMS és la capacitat de dipositar pel·lícules fines de material. Es considera una pel·lícula fina aquella que te un gruix entre alguns manòmetres i 100 micròmetres. Normalment els processos de dipositament del material son: *Electroplating* (xapat elèctric), *Sputter diposition* (dipositament per espores), *Physical Vapour Deposition PVD* (dipositament físic mitjançant vaporització) i *Chemical Vapour Deposition CVD* (dipositament químic mitjançant vaporització). El CVD (*Chemical Vapour Deposition*) és el procés més utilitzat i consta de diversos subprocessos força complicats els quals es descriuen a continuació.

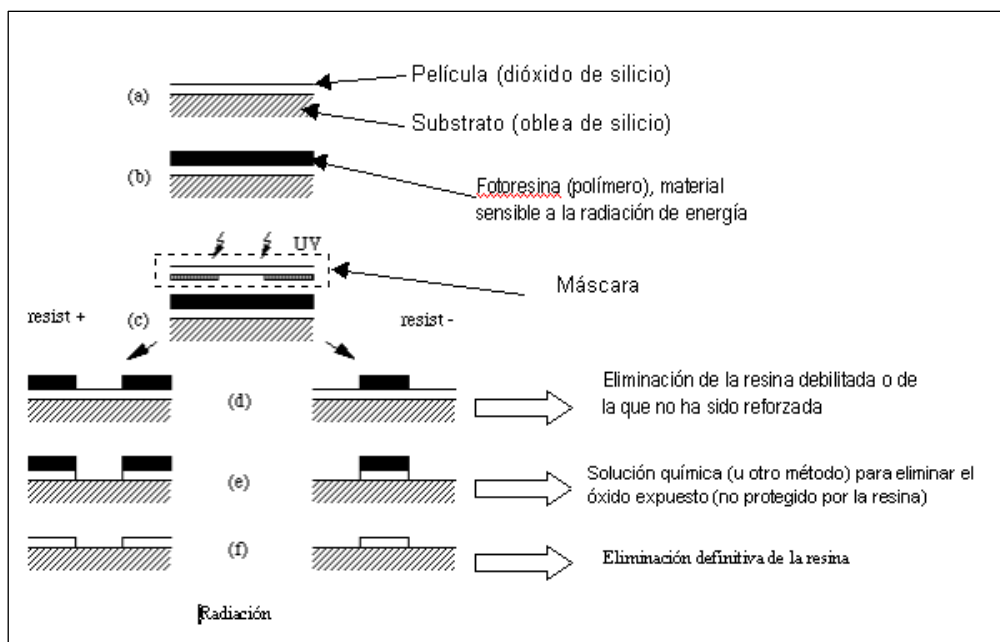


Figura 1.18: Procés de fotolitografia.

### *Fotolitografia.*

La litografia en el context del MEMS és la transferència d'un patró a un material fotosensible per l'exposició selectiva a una font de radiació com per exemple la llum ultraviolada. Un material fotosensible és aquell que experimenta un canvi en les seves característiques físiques quan està exposat a una font de radiació. Si exposem selectivament un material fotosensible a la radiació, per exemple utilitzant una màscara, el patró d'aquesta màscara es transfereix al material exposat i es poden diferenciar les zones exposades de les no exposades.

Aquesta zona exposada es pot esborrar o tractar proporcionant una màscara pel substrat que està davall seu. La fotolitografia s'utilitza principalment en els metalls o en altres dipositaments de pel·lícules fines.

### *Procés d'atacat.*

Hi ha dues categories bàsiques en el procés d'atacat: atacat humit i atacat sec. En el primer, es dissol el material quan esta submergit en una solució química. El segon, es dissol el material (*sputter*) usant ions reactius o un atac en forma de vapor.

#### Atacat humit.

L'atacat químic humit consisteix en l'eliminació selectiva del material submergint el substrat en una solució que el pugui dissoldre. Degut a la naturalesa química d'aquest procés, es pot obtenir una bona selectivitat, doncs significa que la força del material atacant és considerablement més alta que la del material de la màscara si aquest es selecciona curosament.

Alguns materials monocristal·lins, com el silici, tindran diferents relacions d'atac depenent de l'orientació cristal·lina del substrat. Un dels exemples més comuns és l'atacat del silici mitjançant KOH (hidròxid de potassi), on els plans de Si  $\langle 111 \rangle$  són consumits unes 100 vegades més lent que en altres orientacions cristal·lines. Degut a això, si s'ataca un forat rectangular d'una oblea de silici el resultat serà una piràmide amb les parets de  $54.7^\circ$  en lloc d'un forat amb les parets corbades, com seria en el cas d'un atac isotròpic, en qual la velocitat d'atac es idèntica en totes direccions. Forats llargs i estrets en la màscara produiran solcs en forma de V en el silici. La superfície d'aquests solcs pot ser atòmicament plana si el procés de gravat es realitza correctament i els angles i les dimensions són extremadament acurats.

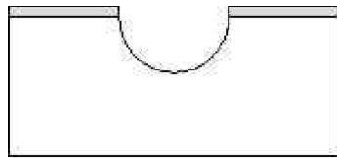


Figura 1.19: procés isotròpic.

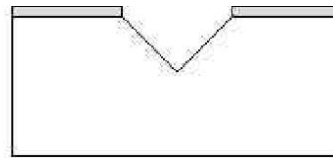


Figura 1.20: procés no isotròpic.

Un altre mètode per a canviar la selectivitat de l'atac del silici és dopar altament amb bor el patró desitjat. Això provoca que la unió silici/bor no es pugui atacar en els atacs al silici. Aquesta tècnica s'anomena *etchstop* (antiatac).

Atac de ions reactius.

En l'atac de ions reactius (RIE, *Reactive Ion Etching*), el substrat es col·loca en un reactor en el qual s'hi introdueixen diversos gasos. El plasma és empès l'interior de la barreja dels gasos usant una font d'energia de RF, el plasma trenca les molècules del gas convertint-les en ions. Els ions s'acceleren cap a la superfície del material i hi reaccionen (ataquen) formant un altre material gasos. Això es coneix com la part química de l'atac per ions reactius. Hi ha però, una part física semblant a la naturalesa de la disposició mitjançant *sputtering*. Si els ions tenen una energia suficientment alta, poden fer saltar els àtoms a fora del material per a ser atacats sense reacció química. És realment complicat desenvolupar processos secs d'atac que equilibri l'atac físic i químic ja que s'han d'ajustar molts paràmetres. Canviant l'equilibri és possible influenciar en la isotropia de l'atac, ja que la part química és isotròpica i la física no isotròpica, la combinació pot formar parets en formes que vagin des de les corbes fins a la verticalitat.

Atac profund de ions reactius (DRIE, *Deep RIE*).

Una subclasse especial del RIE la que està creixent ràpidament i fent-se popular és l'atac profund de ions reactius (*Deep RIE*). En aquest procés es poden obtenir profunditats de gravat de pistes de centenars de micròmetres amb unes parets quasi verticals. La tecnologia primària d'aquest procés està basada en el "procés de Bosch", anomenat d'aquesta manera després de que la companyia alemanya de Roberto Bosch arxivés la patent original, en la qual dues composicions diverses de gas s'alternaven en el reactor. La primera composició de gas crea un polímer a la superfície de substrat, i la segona composició de gas ataca el substrat. El polímer és immediatament polvoritzat per la part física de l'atac, però només en la superfície i no a les parets. Degut a que el polímer es dissol molt lentament en l'atac químic s'acumula en les parets i els protegeix de l'atac. Conseqüentment es poden aconseguir atacs amb una relació de 50 a 1. Aquest atac es pot utilitzar per a travessar totalment el substrat de silici i amb una relació de temps de 3 a 4 vegades més ràpid que l'atac humit.

### **Exemples de MEMS de silici.**

*Micromecanitzat del Bulk (part principal).*

El micromecanitzat del substrat és l'exemple més antic basat en el silici. S'utilitza tot el gruix de l'oblea de silici per a construir les estructures micromecanitzades. El silici es mecanitza mitjançant l'atac humit. S'utilitza l'adheriment de plaques de silici per afegir característiques en la tercera dimensió i per l'encapsulament hermètic. El micromecanitzat del substrat ha estat essencial per a aconseguir un alt rendiment en sensors de pressió i acceleròmetres, el qual ha canviat la indústria del sensor durant els anys 80 i 90.

*Micromecanitzat superficial.*

El micromecanitzat superficial va ser creat a finals dels anys 80 per a poder aconseguir un micromecanitzat del silici més planar, i per a poder aconseguir que s'assemblés més a la tecnologia planar d'un circuit integrat. L'objectiu que es buscava era que el MEMS i els circuits integrats es poguessin combinar en la mateixa oblea de silici. El concepte original del micromecanitzat superficial es basava en utilitzar fines capes de silici policristal·lí usades com a estructures mecàniques mòbils creades atacant la capa d'òxid inferior. Mitjançant elèctrodes que produïen forces planars, es podia detectar el moviment capacitat del pla. Degut a aquestes aplicacions de MEMS es va aconseguir fabricar acceleròmetres de baix cost, per exemple els *airbag* dels automòbils i altres aplicacions on el baix rendiment o el rang de fortes acceleracions

fossin suficients. Analog Devices ha liderat la industrialització del micromecanitzat planar hi ha realitzat la mútua integració entre els MEMS i els circuits integrats.

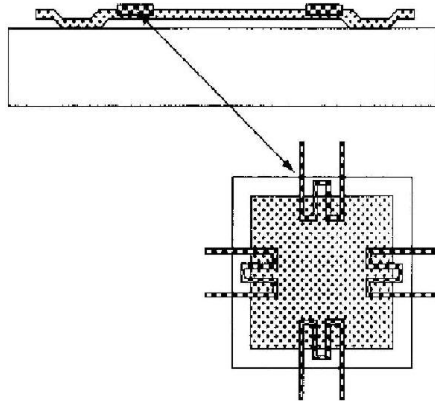


Figura 1.21: Exemple de micromecanitzat superficial.

#### *Micromecanitzat d'aspecte alt (High Aspect Ràtio, HAR).*

Tant el micromecanitzat del Bulk com el superficial es continuen utilitzant industrialment per a la producció de sensors com injectors de tinta, acceleròmetres o altres dispositius. Però en molts casos la diferència entre les dues tecnologies ha disminuït. La nova tecnologia d'atacat, l'atacat per ions reactius, ha fet possible combinar el típic bon rendiment del micromecanitzat del bulk amb les estructures combinades planes del micromecanitzat planar. Mentre que en el micromecanitzat planar és comú tenir capes fines estructurals del rang d'uns 2 $\mu$ m, en el micromecanitzat HAR el grossor de les capes va de 10 a 100 $\mu$ m. Els materials usats normalment en el HAR són silici policristal·lí dens, coneguts com *epi-poly*, i oblees de *silicon-on-insulator* (silici insolat) SOI consolidat. Enllaçant una segona capa mitjançant vidre, la unió anòdica o la unió per aliatge s'utilitzen per a protegir les estructures MEMS. Els circuits integrats normalment no es solen combinar amb la tecnologia de micromecanitzat HAR. Sembla que actualment la indústria ha arribat al consens que mantenint la flexibilitat i la reducció de la complexitat del procés obtingut tenint la part micromecanitzada i la part de circuit integrat separades, tot i pagar un petit preu per l'empaquetament, surt més a compte.

#### **Aplicacions.**

- Impressores d'injecció de tinta, les quals usen injectors piezoelèctrics o de bombolla per dipositar la tinta en el paper.
- Acceleròmetres en els cotxes moderns per a un gran nombre de funcions incloent-hi el desplegament del *airbag* en col·lisions.
- Giroscopis de MEMS utilitzats en els cotxes moderns i altres usos per a detectar inclinacions, per exemple per activar el control dinàmic d'estabilitat.
- Sensors de pressió, per exemple sensors de la pressió dels neumàtics del cotxe i sensors de interns de la pressió arterial.
- *Displays*, per exemple el xip DMD en un projector basat en la tecnologia DLP que té una superfície amb varis centenars de milers de micromiralls.
- La tecnologia òptica de commutació, que s'utilitza en la tecnologia de commutació i alineació de les comunicacions de dades.

## 2 Prototipus dissenyat.

En aquest apartat es pretén descriure de manera breu quins són els principals blocs que componen el circuit final realitzat per tal de realitzar el prototipus de mesura de vibracions a partir d'un acceleròmetre i el seu posterior acondicionament.

Aquest circuit té com a funció adaptar el senyal de sortida de l'acceleròmetre i enviar-lo al PC. És interessant observar que s'ha optat per posar una bateria com a alimentació del sensor. Això s'ha fet tenint en compte que és tracta d'un equip remot i així poder separar la part de l'acceleròmetre de la resta del circuit per ser fixat on es vulgui, en el nostre cas a la taula de vibracions.

A la figura 2.1 es veu, per blocs, el disseny del prototipus de l'equip de mesura.

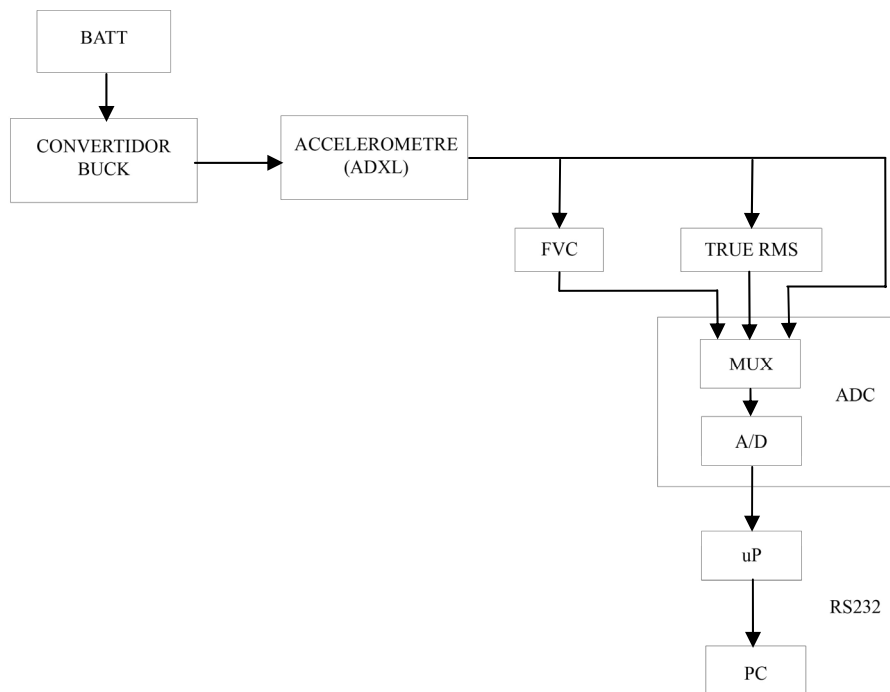


Figura 2.1: Diagrama de blocs del prototipus.

### 2.1 Descripció.

A continuació s'exposa una breu descripció dels components, els quals seran explicats amb detall més endavant.

### **2.1.1 Batt.**

S'opta per una bateria (o pila) de 9V tipus XXX per tenir una independència en l'alimentació i fer l'equip portàtil.

### **2.1.2 Convertidor Buck.**

S'utilitza aquest tipus de regulador perquè té un major rendiment que un regulador del tipus LM78XX, el Buck converteix la tensió variable de la bateria (es descarrega) a 5 volts estabilitzats amb un rendiment proper al 90%.

### **2.1.3 Acceleròmetre (ADXL).**

Es dissenya una placa estàndard per als dos acceleròmetres que es vol utilitzar (ADXL203 i ADXL311) seguint les indicacions del fabricant. La placa es dissenya per tal de poder ser adaptada a la taula de vibracions, la qual s'utilitza per provar les característiques dels acceleròmetres.

### **2.1.4 FVC (Convertidor freqüència/tensió).**

El convertidor de freqüència a voltatge és una mesura que ens pot interessar si només volem la freqüència de sortida del sensor.

### **2.1.5 True RMS.**

Aquest mòdul ens calcula el valor real RMS de la sortida de l'acceleròmetre, com en el cas anterior és útil si només volem la informació en format eficaç.

### **2.1.6 MUX.**

El multiplexor a l'entrada del convertidor A/D és necessari per així poder escollir quin dels tres senyals volem convertir: la sortida del FVC, la sortida del true RMS o la sortida de l'acceleròmetre.

### **2.1.7 A/D.**

Es tracta d'un convertidor analògic/digital de 8 bits amb la sortida en format sèrie. Aquest model ja porta el multiplexor integrat que es comanda mitjançant el mateix microcontrolador.

### **2.1.8 $\mu$ C.**

El microcontrolador és de la sèrie 8051 de Atmel de 20 pins, aquests pins són suficients per a rebre les dades del A/D i enviar-les al PC, a més de comandar el multiplexor. Un altre motiu per utilitzar un microcontrolador amb l'estàndard MCS-51 és que el llenguatge de programació d'aquesta sèrie s'ha estudiat durant la carrera.

### **2.1.9 PC.**

Aquest rep les dades del  $\mu$ P per el port sèrie seguint l'estàndard RS232 i les guarda en un fitxer en hexadecimal.

### 3 Convertidor Buck.

En aquest capítol es tracten els principals aspectes del bloc “convertidor Buck”. Aquest bloc és el que dóna alimentació a l'acceleròmetre.

#### 3.1 Necessitats.

Un cop es sap els acceleròmetres que s'utilitzaran en el PFC es decideix de dotar-los d'una alimentació autònoma. Així podem fer una aproximació més real al que passaria en un cas pràctic.

Un dels problemes que hi ha en el miniDOBS és la gran quantitat de cables entre el cos principal i la caixa on es posen els geòfons, si enlloc dels geòfons es posa un acceleròmetre, aquets cables s'incrementen ja que aquest nou sensor va alimentat i pre-amplificat.

Per reduir aquest aspecte es decideix doncs introduir una bateria petita amb els acceleròmetres. Un dels problemes resideix en que si es canvia l'alimentació de l'acceleròmetre la seva sensibilitat varia, per tant es necessita algun tipus de regulació, ja que la bateria es descarrega amb el temps i el seu valor de sortida varia. Aquí és on entra el convertidor Buck.

Es necessita una petita potència, el sensor consumeix un 1.1mA a 5V, i degut al baix rendiment d'un regulador tipus LM7805 s'opta per una font commutada tipus *buck* (redueix el voltatge).

La bateria utilitzada és una pila de 9V tipus 6LF22 (veure figura 3.1), triada per la seva petita grandària i perquè el voltatge de 9V és suficient per fer funcionar el buck, aquest té un marge de regulació amb  $V_{in} = [7 \text{ a } 40] \text{ V}$ .



Figura 3.1: pila 6LF22.

Per realitzar el convertidor pròpiament dit s'utilitza un regulador reductor de voltatge commutat. La sèrie LM2574, de National Semiconductor, ens ofereix un regulador reductor de voltatge integrat de 0.5A en un format DIL8. Es decideix utilitzar el model LM2574N-5.0 ja pensat per una sortida regulada de 5V.

Aquest tipus de regulador utilitza únicament 5 components externs cosa que ajuda molt al seu disseny (de fet preestablert pel fabricant)

#### 3.2 Explicació teòrica.

La manera més simple de fer un convertidor DC – DC és usant un driver de tensió (LM78XX, per exemple), però aquests dispositius malbaraten molta energia, ja que funcionen convertint el



voltatge sobrant en forma de calor. Un convertidor buck, per altra banda, pot ser extremadament eficient (per sobre del 95% en circuits integrats) i és auto regulable, fent-lo molt útil per a la conversió de voltatges típics de bateries (24V, 12V, 9V) a uns voltatges més adequats per l'electrònica (5V, 3.1V, ....).

La forma de treball d'un convertidor buck (veure figura 3.2) es força senzilla, utilitza un inductor i dos commutadors (normalment un transistor i un díode) que controlen l'inductor. El funcionament alterna entre connectar l'inductor a la font de tensió perquè emmagatzemi energia i posteriorment desconnectar-lo perquè es descarregui a través de la càrrega.

Aquets convertidors tenen dos modes de funcionament, continu i discontinu.

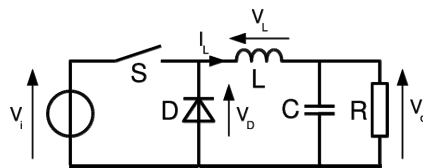


Figura 3.2: convertidor Buck.

### 3.2.1 Mode continu.

Un convertidor buck opera en mode continu si durant el cicle de commutació el corrent a través de l'inductor ( $I_L$ ) mai cau fins a zero. En aquest mode els corrents actuen com en el cronograma de la figura 3.3.

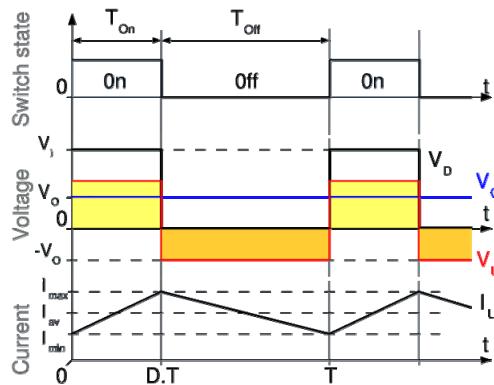


Figura 3.3: Cronograma mode continu.

Quan el commutador S de la figura 3.2 està tancat, el voltatge a través de l'inductor és  $V_L = V_i - V_o$ . El corrent a través de l'inductor incrementa linealment, mentrestant el díode es posa en inversa i el corrent no passa a través seu.

Quan el commutador està obert, el díode entra en conducció. El voltatge a través de l'inductor és  $V_L = -V_o$  i el corrent  $I_L$  decreix.

L'energia emmagatzemada a l'inductor és  $E = \frac{1}{2} L \times I_L^2$ .

Es pot veure doncs que l'energia emmagatzemada a la inductància (L) augmenta durant el temps *on* (tal com  $I_L$  augmenta) i després decreix durant l'estat *off*. La inductància s'usa per a transmetre l'energia des de l'entrada fins la sortida del convertidor.

La variació de  $I_L$  ve donada per  $V_L = L \frac{dI_L}{dt}$  amb  $V_L = V_i - V_o$  durant  $T_{on}$  i  $V_L = -V_o$  en  $T_{off}$ , llavors l'increment de corrent en  $T_{on}$  es pot expressar com  $\Delta I_{Lon} = \int_0^{ton} dI_L = \int_0^{ton} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot ton}{L}$  de la mateixa manera el decrement del corrent en  $T_{off}$  és  $\Delta I_{Loff} = \int_0^{toff} dI_L = \int_0^{toff} \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o \cdot ton}{L}$ .

Assumint que el convertidor treballa en mode estacionari, l'energia guardada a cada component al final de cicle de commutació T és igual a la del començament del cicle. Això vol dir que el corrent  $I_L$  és el mateix en  $t = 0$  que en  $t = T$ .

D'aquí s'obté  $\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0$  i ajuntant-ho amb les equacions anteriors

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot ton}{L} - \frac{V_o \cdot ton}{L} = 0$$

Com es veu a la figura 3.3  $T_{on} = D \cdot T$  i  $T_{off} = T - D \cdot T$ . D és un escalar anomenat *duty cycle* (cicle de treball) que val entre 0 i 1. Si es té en compte aquest nou factor es pot escriure  $(V_i - V_o) \cdot D \cdot T - V_o \cdot (T - D \cdot T) = 0$  i simplificant  $V_o = D \cdot V_i$ .

D'aquesta última equació es pot veure que el voltatge varia linealment amb el *duty cycle* per un voltatge d'entrada donat. Com que D és igual a  $T_{on}$  dividit entre T aquest no pot ser mai major que 1, per tant  $V_o \leq V_i$ . Aquest és el motiu del perquè aquest convertidor es diu reductor.

Per exemple si volem reduir una tensió d'entrada de 12V a 3V necessitarem un  $D = 0.25 = 25\%$  en el circuit ideal.

### 3.2.2 Mode discontinu.

De vegades la quantitat d'energia requerida per la càrrega és tan petita que no és necessari un període sencer per a transmetre-la. En aquest cas el corrent de l'inductor cau a zero durant una part del període. L'única diferència que hi ha entre aquest mode i l'anterior és que la bobina està totalment descarregada al final del període de commutació, aquest efecte el podem veure a la figura 3.4.

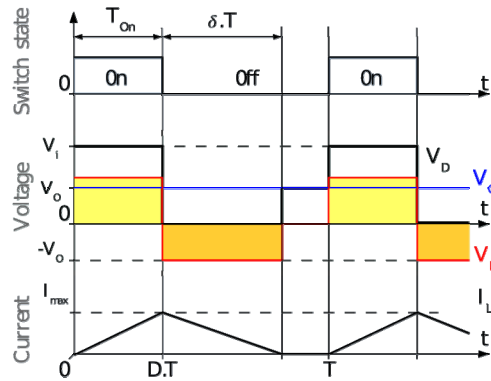


Figura 3.4: Cronograma mode discontinu.

Es continua considerant que el convertidor treballa en estat estacionari. L'energia de l'inductor doncs és la mateixa al començament i al final de període (en el cas de mode discontinu zero). Això vol dir que el voltatge mitjà de l'inductor ( $\langle V_L \rangle$ ) és zero la qual cosa ens porta a les següents equacions  $(V_i - V_o) \cdot D \cdot T - V_o \cdot \delta \cdot T = 0$  que simplificant  $D = \frac{\delta \cdot V_o}{V_i - V_o}$ .

El corrent de sortida ( $I_o$ ) entregat a la càrrega és constant, ja que tenim en compte que el condensador de sortida és suficientment gran per mantenir el voltatge constant a través dels seus terminals durant el cicle de commutació, això implica que el corrent mitjà a través del condensador és zero, tenint que  $\bar{I}_L = I_o$

$\bar{I}_L$  és el valor mitjà del corrent que circula per l'inductor. Com es pot veure a la figura 3.4 la forma de l'ona del corrent es triangular, d'aquesta manera el seu valor es pot deduir geomètricament com  $\bar{I}_L = \left( \frac{1}{2} I_{Lmax} \cdot D \cdot T + \frac{1}{2} I_{Lmax} \cdot \delta \cdot T \right) \frac{1}{T} = \frac{I_{Lmax} (D + \delta)}{2} = I_o$ .

El corrent de l'inductor és zero al començament i creix fins a  $I_{Lmax}$ . Això vol dir que

$$I_{Lmax} = \frac{V_i - V_o}{L} D \cdot T$$

Substituint el valor de  $I_{Lmax}$  a l'equació anterior resulta  $I_o = \frac{(V_i - V_o) \cdot D \cdot T \cdot (D + \delta)}{2L}$ .

Ara substituint el valor de  $\delta$  de l'expressió donada més amunt tenim finalment que

$$I_o = \frac{(V_i - V_o) \cdot D \cdot T \cdot \left( D + \frac{V_i - V_o}{V_o} D \right)}{2L}$$

o expressat en termes de voltatge

$$V_o = V_i \frac{1}{\frac{2L \cdot I_o}{D^2 \cdot V_i \cdot T} + 1}$$

Es pot veure que la sortida del convertidor Buck treballant en mode discontinu és força més complicada que la sortida de mode continu. A més a més, el voltatge de sortida no depèn només de la tensió d'entrada ( $V_o$ ) i del cicle de treball ( $D$ ), sinó que també de l'inductor ( $L$ ), del període ( $T$ ) i la intensitat de sortida ( $I_o$ ).

### 3.3 Disseny.

El circuit proposat pel fabricant es mostra a la figura 3.5.

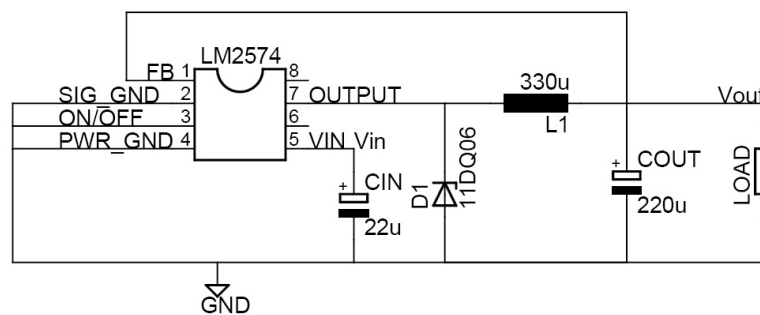


Figura 3.5: convertidor buck

Per mantenir l'estabilitat del regulador es posa un condensador a l'entrada del circuit ( $C_{in}$ ), un valor de  $22\mu\text{F}$  ha de ser suficient. Aquest condensador ha de ser major si el regulador ha de treballar a temperatures molt baixes ( $< -25^\circ\text{C}$ ) ja que la seva capacitat disminueix a aquestes temperatures i la ESR (resistència equivalent en sèrie) augmenta. Fins i tot es recomanable en aquests casos posar un condensador ceràmic o de tàntal sòlid en paral·lel.

El condensador de sortida ( $C_{out}$ ) serveix per a disminuir el factor de rissat de la tensió  $V_{out}$ , com més gran és aquest condensador menor es el rissat.

La bobina de  $330\mu\text{H}$  ha de suportar el corrent de la càrrega, per tant ha d'estar dissenyada per a aguantar, en el nostre cas,  $1.1\text{mA}$  cosa que no suposa cap problema. El seu valor ve determinat per tal d'aconseguir un mínim rissat del corrent de sortida.

Els reguladors Buck requereixen d'un díode per tan d'assegurar un retorn del corrent de la bobina correcte. Els díodes Shootky tenen una major eficiència especialment en reguladors amb baixa tensió de sortida.

Finalment cal destacar que tots els components han d'estar soldats propers al xip, del contrari els bucles produïrien corrents per inducció que posarien en perill l'estabilitat del sistema.

### 3.4 Placa final del convertidor Buck.

Es decideix muntar el circuit (veure figura 3.6) sobre una placa de prototips per la simplicitat d'aquest. El circuit és el mateix que es mostra en la figura 3.5.

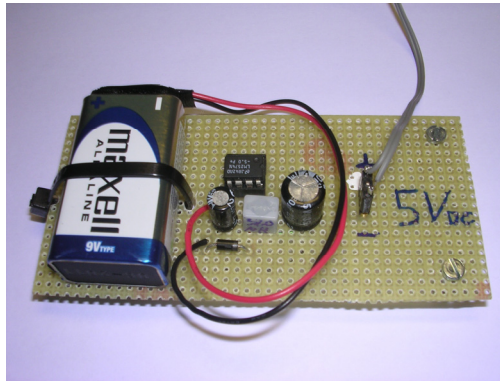


Figura 3.6: placa final convertidor buck

### 3.5 Comprovació del convertidor Buck.

Es decideix comprovar el correcte funcionament del convertidor. La prova consisteix en fer un escombrat de possibles voltatges que pot prendre la bateria i veure la variació (error) de la sortida respecte el valor desitjat (5 V). D'aquesta prova es pot deduir que la placa funciona correctament. Els resultats obtinguts són els següents:

Vin (V)	Vout (V)	Error (%)
10	5,01	0,2
9,5	5,01	0,2
9	5,01	0,2
8,5	5,01	0,2
8	5,01	0,2
7,5	5	0
7	5	0
6,5	4,99	-0,2
6	4,98	-0,4
5,5	4,94	-1,2
5	4,56	-8,8

Taula 3.1: Prova Vin vs Vout

D'aquestes dades es pot concloure que fins que la bateria no es desgasti per sota els 5.5V el convertidor dóna un resposta perfecta a les expectatives generades.

També cal destacar que la màxima tensió de rissat son 3mVpp, la qual no ens afecta quasi gens a la sortida de l'acceleròmetre.

## 4 Acceleròmetres.

Aquest capítol del sensor que volem provar, un acceleròmetre.

### 4.1 Objectius.

En principi es disposa dels tres acceleròmetres ADXL203CE, ADXL311JE i ADXL320JCP, tots tres són de la casa Analog Devices. Les seves principals característiques són:

Vs = 5V	ADXL203	ADXL311	ADXL320	
Sensibilitat	1000	310	310	mV/g
Voltatge a 0g a Xout, Yout	2,5	1,5	1,5	V
Soroll de sortida	1	-	-	mVrms
Densitat de soroll	110	300	250	$\mu\text{g} / \sqrt{\text{Hzrms}}$
Freqüència de ressonància	5,5	5,5	5,5	kHz
Màxima sortida alta	0,3	-	0,3	V
Mínima sortida baixa	4,7	-	2,5	V
Tensió d'entrada	3--6	2,4--5,25	2,4--5,25	V
Intensitat d'entrada	0,7	0,4	0,48	mA
Encapsulat	E-8	E-8	CP-16-5	
Màxima acceleració	$\pm 1.7$	$\pm 2$	$\pm 5$	g

Taula 4.1: Característiques segon els fabricant dels acceleròmetres disponibles.

A la figura 4.1 es veu l'encapsulat E-8 i a la figura 4.2 l'encapsulat CP-16-5

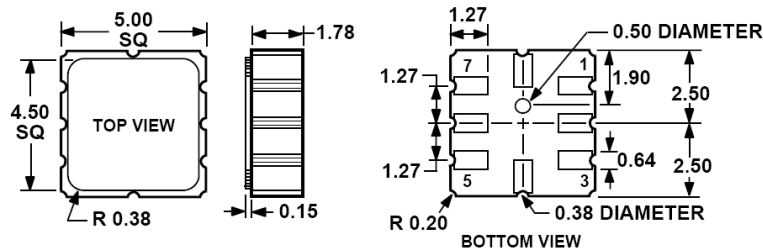


Figura 4.1: encapsulat E-8

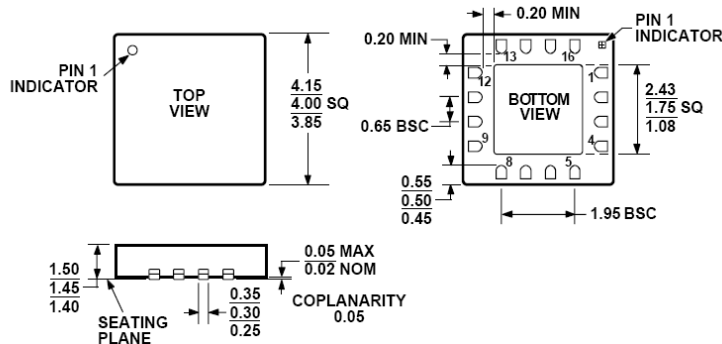


Figura 4.2: encapsulat CP-16-5

Degut a la complicació per soldar l'encapsulat CP-16-5 (s'ha de soldar amb ona de calor) i a que a més a més la sensibilitat i les prestacions de l'acceleròmetre ADXL320 són iguals que el ADXL311 es pren la decisió de no implementar el primer, es a dir no es faran les proves amb el ADXL320.

L'objectiu final d'aquest apartat doncs és comparar les propietats d'aquests dos acceleròmetres. ADXL203CE. ADXL311JE. amb les dades donades pels fabricants i amb els geòfons ja estudiats a la taula de vibracions en altres projectes.

## 4.2 Com funcionen?

Els ADXL són uns mesuradors d'acceleracions en un simple CI. En aquest cas els dos models són de doble eix (X,Y). Els dos eixos contenen una superfície de polisilici utilitzada com a sensor i posteriorment la part de condicionament del senyal. D'aquesta manera s'implementa una arquitectura de l'acceleròmetre en llaç obert. Els senyals de sortida són tensions analògiques proporcionals a l'acceleració. El ADXL203 pot mesurar acceleracions de fins a  $\pm 1.7$  g tan positives com negatives, mentre que el ADXL311 pot mesurar acceleracions de fins a  $\pm 2$  g, també tan negatives com positives. L'acceleròmetre també pot mesurar acceleracions estàtiques com per exemple la gravetat, això permet usar-lo com a sensor d'inclinacions per exemple.

El sensor és una superfície de polisilici micromecanitzada (MEMS) construïda sobre una placa de silici. Unes molles de polisilici suspenen l'estructura per sobre de la superfície de la placa i aporten una resistència en contra de les forces provocades per les acceleracions. Utilitza un condensador diferencial per a mesurar la deflexió de l'estructura, aquest consisteix en dues plaques independents unides a la massa mòbil. Aquestes plaques estan excitades per ones quadrades desfasades  $180^\circ$ . L'acceleració deflecteix la biga i desbalanceja en condensador, a la sortida es té un senyal quadrat amb l'amplitud proporcional a l'acceleració. Posteriorment s'usa un demodulador de fase per tal de saber el sentit de l'acceleració.

La sortida del demodulador s'amplifica i surt a l'exterior del xip a través d'una resistència de  $32k\Omega$ . En aquest punt s'ha de posar un condensador per tal de fixar l'ample de banda del sensor. Aquest filtratge millora la resolució i ajuda a prevenir l'aliàsing.

A la figura 4.1 es veu el funcionament per blocs de l'acceleròmetre.

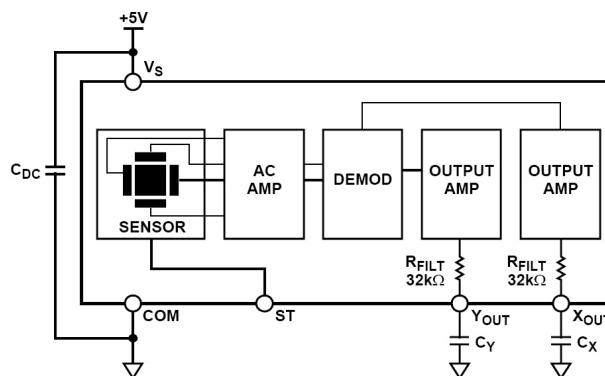


Figura 4.1: diagrama blocs ADXL203 / ADXL311

#### 4.2.1 Alimentació.

Aquests acceleròmetres estan pensats per funcionar amb una alimentació de 5V ( $V_{cc} = 5V$ ) i per la majoria d'aplicacions és suficient un condensador de desacoblament de  $0.1\mu F$ . Aquest condensador ( $C_{DG}$ ) desacobla l'acceleròmetre del soroll de la font d'alimentació.

Es decideix utilitzar doncs en un principi un  $C_{DG} = 0.1\mu F$ .

#### 4.2.2 Amplada de banda.

Els condensadors  $C_X$  i  $C_Y$  s'afegeixen per poder implementar un filtre anti-aliàsing i per reduir el soroll. El valor d'aquests condensadors ve donat per l'equació  $F_{-3dB} = \frac{1}{2\pi(32k\Omega) \cdot C_{(X,Y)}}$  que ens determina l'ample de banda que es vol. On  $F_{-3dB}$  es la freqüència de tall del filtre passa baixes.

Degut a l'amplada de banda de la taula de vibracions del laboratori (veure figura 4.2) que és de 0.1 a 100Hz (veure figura 4.3) es decideix utilitzar com a  $C_{(X,Y)} = 47nF$  que ens dona un  $BW \cong 100Hz$  per així poder utilitzar tot l'espectre de la taula.

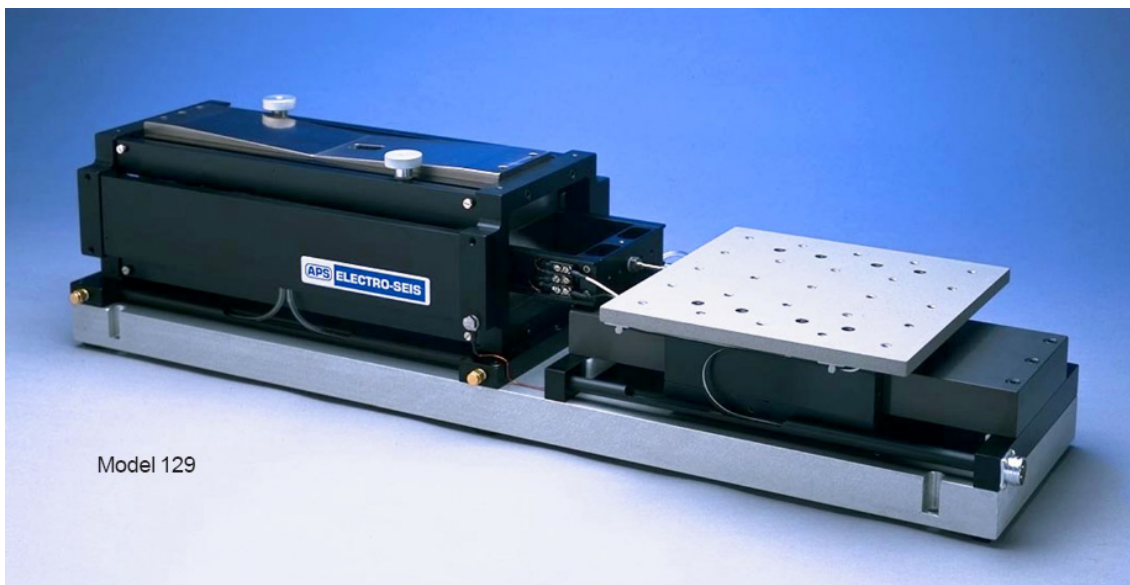


Figura 4.2: Taula de vibracions.



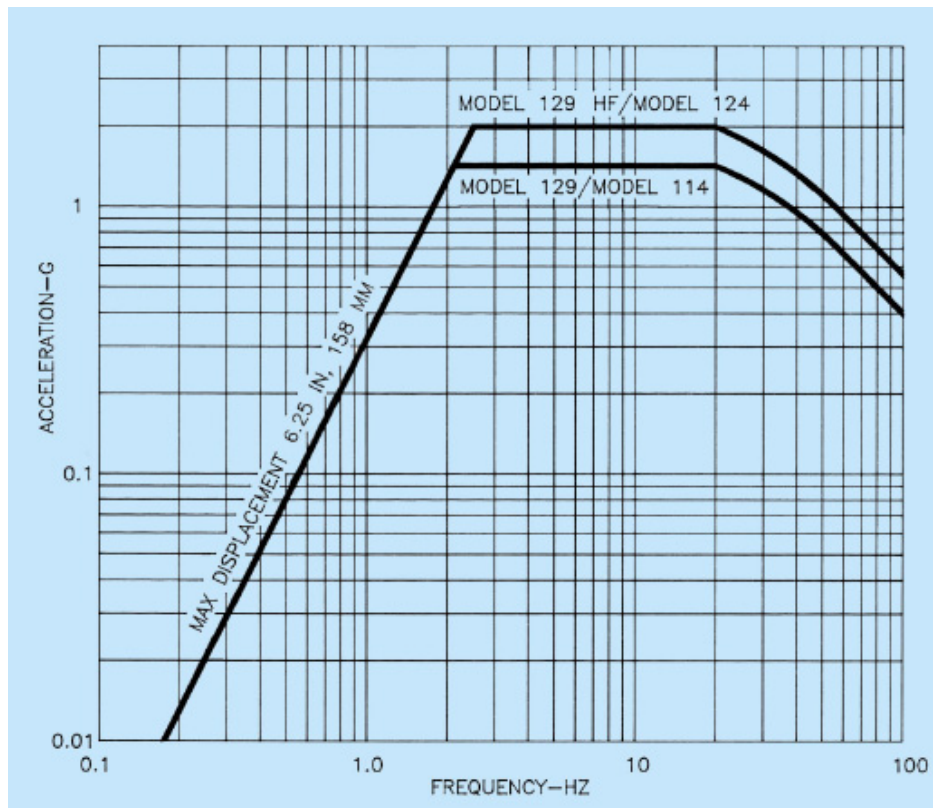


Figura 4.3: Característiques de la taula vibracions.

En tots els casos però és necessari un  $C_{(X,Y)}$  mínim de 2000pF.

### 4.3 Placa CI.

Un cop doncs ja es sap com ha de ser la placa a dissenyar i seguint la proposta de la figura 4.1 es realitza la placa (veure figura 4.3, figura 4.4, figura 4.5).

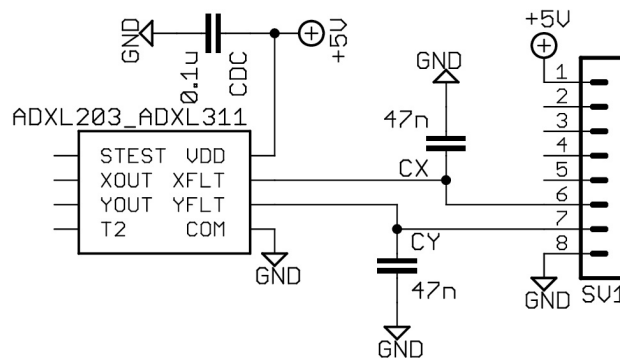


Figura 4.3: Circuit per l'acceleròmetre.

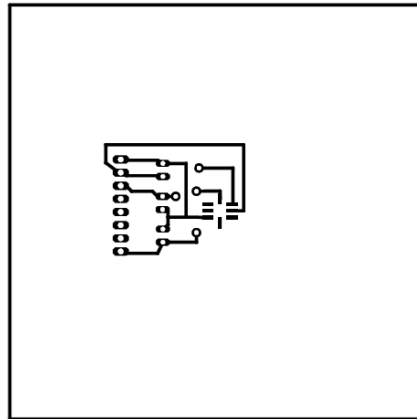


Figura 4.4: Fotolit placa acceleròmetre.

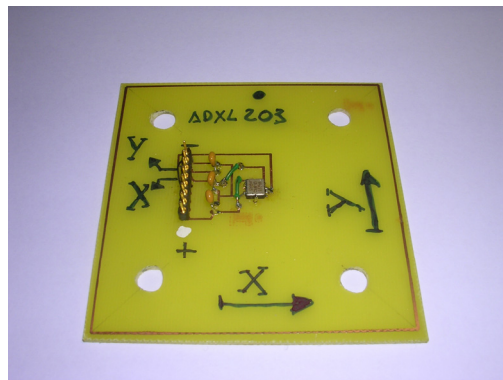


Figura 4.5: Placa ADXL.

Pel seu disseny s'han tingut en compte diversos aspectes.

El primer es realitzar una placa que es pogués fixar a la taula de vibracions d'una manera còmoda, d'aquí que hi hagi 4 forats M6 separats entre centres per 50mm (veure figura 4.6). Aquets forats permeten una bona subjecció a la taula (veure figura 4.7).

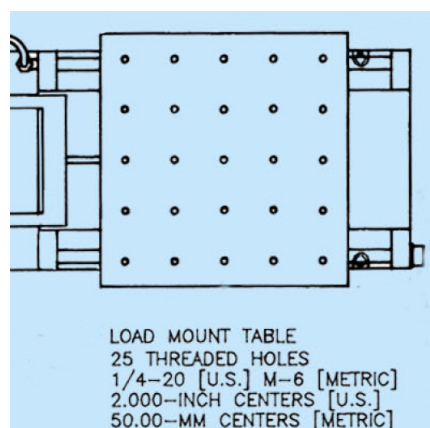


Figura 4.6: mides taula vibracions.

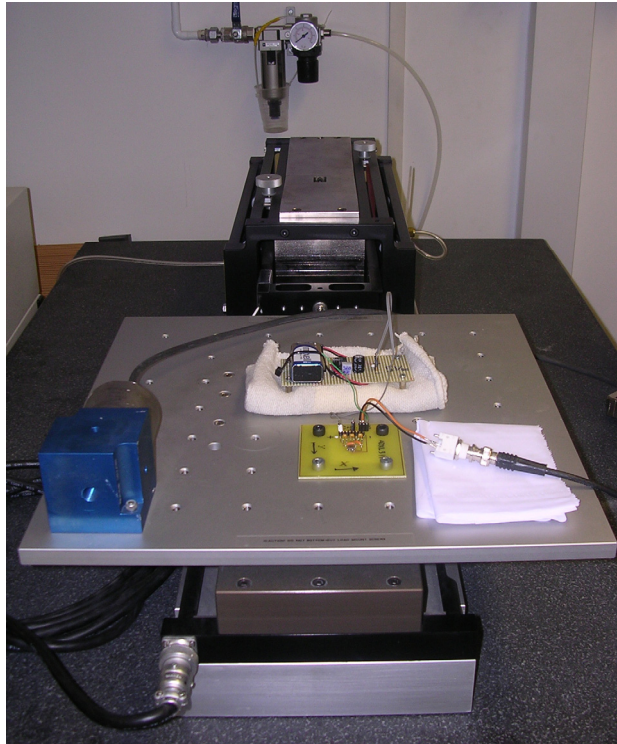


Figura 4.7: placa fixada a la taula.

En segon lloc s'ha tingut en compte que es tracta d'un component SMD per tant s'ha de soldar per la cara superior de la placa, s'opta doncs per realitzar tota la placa en una sola cara, la superior.

La placa de CI de la figura 4.5 s'ha realitzat amb el programa d'edició de layouts EAGLE (*Easily Applicable Graphical Layout Editor*) de la casa CadSoft, dissenyant primer el circuit (figura 4.3) a realitzar i posteriorment fent el *routing* de les pistes s'obté així la figura 4.4.

Un cop s'ha imprès el layout s'en fa una transparència, aquesta és el fotolit que s'utilitza per a fer la placa. És molt important realitzar aquests fotolits amb qualitat i cura, es a dir que tot el que en full blanc surti en negre ha de quedar a la transparència negre i opac, ja que en cas contrari, quan s'insola passa la llum i per tant, el resultat final de la placa resultarà defectuós.

Una vegada es tenen els fotolits s'han de muntar de la mateixa manera que van sobre la placa. És important tenir cura en aquest pas, ja que si no es col·loquen bé, la placa no sortirà com s'ha dissenyat, es probable que surti a la inversa del disseny (efecte mirall).

Un cop es disposa dels fotolits arriba el procés d'insolació. Habitualment s'utilitza una placa fotosensible positiva.

Aquest procés es realitza amb una insoladora, una màquina que accelera el procés d'insolació degut a que radia una llum d'espectre més gran que la llum solar. Es col·loca el fotolit a la placa tenint en compte la posició correcta d'aquest. Quan ja es té la placa enganxada amb el fotolit s'introdueix el conjunt a la insoladora i abans de tancar-la es selecciona el numero de cares (en aquest cas 1). Si és d'una cara es col·loca la placa amb la part fotosensible cap a dalt. Es selecciona també el temps d'insolació que serà aproximadament de 160 segons.

Aquest procés acaba quan l'insoladora deixa de contar.

Posteriorment un cop insolada la placa es realitza el procés d'atacat i revelat. És realitza amb una màquina de producció de circuits que consta de quatre mòduls.

- Mòdul de revelat
- Mòdul de neteja 1
- Mòdul d'atacat
- Mòdul de neteja2

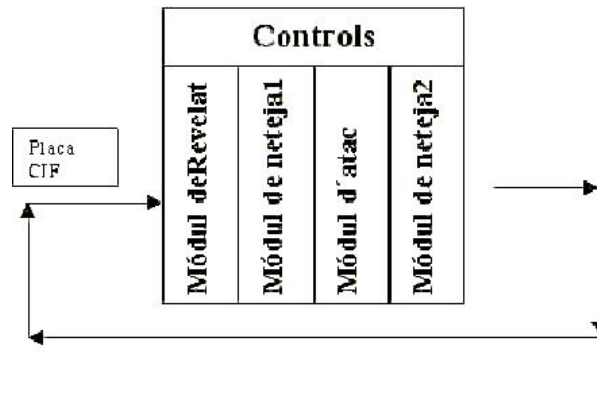


Figura 4.8: Esquema del procés de revelat.

S'ha de tenir en compte a l'hora de realitzar aquest procés que les plaques no poden ser de la marca REPRO, ja que consten d'una dissolució que malmet la màquina i que la mida mínima d'un dels costats de la placa a processar ha de ser de 10 cm, en cas contrari s'empassaria pels rodets de la màquina.

El primer mòdul, el de revelat, conté un líquid anomenat revelador, que és semblant a una dissolució de sosa càustica (NaOH) i aigua. De fet si el procés es fes manualment amb líquids comprats per fer les plaques a mà els components que s'utilitzarien serien Hidròxid de sodi sòlid (sosa càustica) diluït amb aigua.

Quan la placa surt d'aquest mòdul veiem que la capa de protecció on abans ha tocat la llum en el procés d'insolació desapareix i queda només coure. Pel contrari les zones on aniran les pistes queden protegides amb aquesta capa.

En el segon mòdul hi ha aigua per netejar les restes del líquid del primer mòdul.

Una vegada la placa arriba al tercer mòdul comença el procés d'atacat. Aquest mòdul conté Perclorur de Ferro sobreactivat. Si el procés es fa manualment s'utilitza una barreja de HCl i Perborat Sòdic.

Aquest procés consisteix en que el perclorur de ferro sobreactivat fa desaparèixer les zones de la placa on el coure queda descobert. Per tant, com en el procés de revelat han quedat protegides les zones de les pistes, en aquest mòdul desapareix la zona de coure que no pertany a zona elèctrica de la placa. Depenent de la velocitat amb la qual es passa la placa per la màquina es possible que s'hagi de passar més vegades. Aquest fet passa depenent de la placa i de l'estat dels líquids. El procés s'ha de controlar per tal de que el líquid no afecti a la zona protegida on aniran les pistes.

El quart mòdul injecta aigua a pressió contra la placa i té la funció de netejar el líquid que pugui quedar a la placa del mòdul anterior (atacat).

Finalment es pot utilitzar un cotonet impregnat d'alcohol per retirar les restes de la resina fotosensible que han quedat sobre les pistes.

Ara ja es té la placa apunt per perforar-la i posteriorment soldar-la. Un cop la placa està acabada queda com es veu a la figura 4.5.

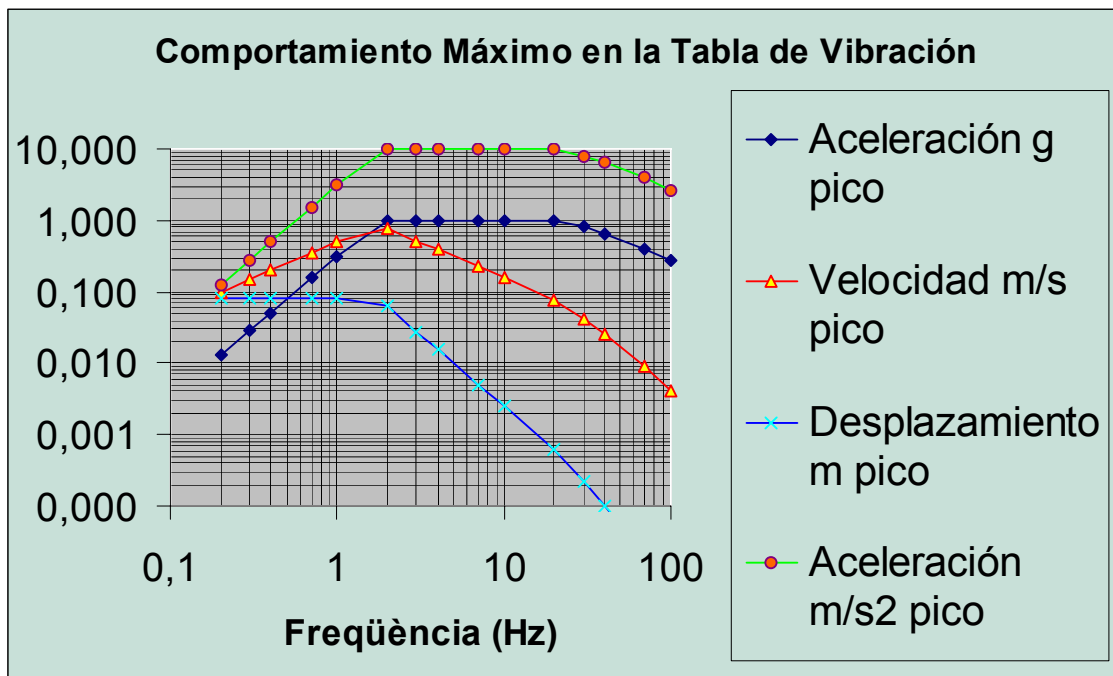
#### 4.4 Proves del prototipus amb sensor.

Una vegada es tenen les plaques construïdes s'uneixen al convertidor buck i es fixa a la taula de vibracions per així realitzar les proves.

##### 4.4.1 Taula de vibració.

La taula de vibració és un sistema que consisteix en un generador de força acoblat sobre una taula horitzontal. Aquest sistema de vibració proporciona una baixa freqüència d'excitació a l'equip, als components, als acceleròmetres i altres tipus de baixes freqüències als instruments i sensors.

Comportament màxim de la taula de vibració:



Gràfic 4.1: Comportament màxim de la taula de vibració.

Podem veure que l'acceleració creix a mesura que ho fa la freqüència, a partir de 2 Hz fins a 20Hz es manté constant i a partir de 30Hz comença a decreixer. Per tant podem afirmar que la taula de vibracions és sensible a freqüències baixes, fet que ens interessa pel cas dels geòfons.

També disposa d'un amplificador de potència en mode dual (APS DYNAMICS). Es tracta d'un amplificador de tensió o corrent. Produeix una resposta de força constant a la taula. Ofereix protecció circuital, com protecció enfront a sobrecàrregues o protecció i apagat des de curtcircuits a terra. Nosaltres sempre la utilitzarem en mode voltatge, aquest mode produeix una resposta de la taula de vibració de velocitat constant amb la freqüència.

Els límits d'ús de la taula de vibració:

- Rang de freqüències: de 0.1Hz a 100Hz
- Amplitud de vibració : límits de desplaçament de l'estructura 14 mm pic a pic

#### 4.4.2 Característiques generals del sistema calibrador 455 BERAN.

Font de potència: 90-255 Vac, 47-63 Hz  
Consum : <400 VA  
Temperatura operativa : 0° a 50°C

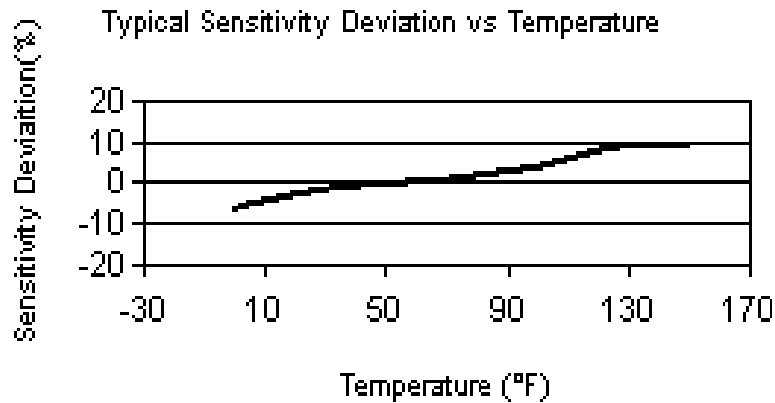
Cal remarcar que per fer mesures amb el geòfon a la taula mitjançant el Beran és necessari disposar d'un sensor de referència, en aquest cas un acceleròmetre. El model 393C ofereix la millor resposta a baixa freqüència. L'utilitzat és el model 393B31:

Amb les següents especificacions:

- |  |               |                               |
|--|---------------|-------------------------------|
| - Sensibilitat: (constant per a totes les freqüències) | 10,0 V/g      | 1,02 V/(m/s <sup>2</sup> )    |
| - Rang de mesures:                                     | 0,5 g pic     | 4,9 m/s <sup>2</sup> pic      |
| - Rang de freqüències (± 5%)                           | 0,1 a 200 Hz  | 0,1 a 200 Hz                  |
| (± 10%)  | 0,07 a 300 Hz | 0,07 a 300 Hz                 |
| - Freqüència de ressonància:                           | ≥ 700 Hz      | ≥ 700 Hz                      |
| - Resolució ample de banda:<br>(1 a 10,0 Hz)           | 0,000001g rms | 0,000009 m/s <sup>2</sup> rms |
| - Rang de temperatura:                                 | 0 a +150° F   | -18 a +65° C                  |
| - Resposta en temperatura:                             |               |                               |



Figura 4.9: Acceleròmetre 393C.



Gràfic 4.2: Sensibilitat en funció de la temperatura

- Voltatge excitació:	24 a 28 VDC	24 a 28 VDC
- Impedància de sortida:	≤ 500 ohm	≤ 500 ohm
- Voltatge sortida:	8 a 14 VDC	8 a 14 VDC
- Soroll espectral: (1Hz)	0,06 μg/√Hz	0,6 (μm/s <sup>2</sup> )/√Hz
(10Hz)	0,01 μg/√Hz	0,1 (μm/s <sup>2</sup> )/√Hz
(100Hz)	0,004 μg/√Hz	0,04 (μm/s <sup>2</sup> )/√Hz

El model 393B31 va ser seleccionat primerament pel seu baix rang de freqüències, ideal pels geòfons, tot i que 393C té una magnífica resposta a baixa, però a nivell de resolució d'ample de banda només compleix amb les especificacions necessàries a aplicar posteriorment el model 393B31.

#### 4.4.3 Objectius de les proves amb el prototipus.

Com es comenta al principi del capítol, l'objectiu de les proves que es realitzen es veure les característiques "reals" dels acceleròmetres i comparar-les amb les teòriques. Per aconseguir-ho es realitzen diverses proves amb la taula de vibracions les quals són les mateixes en els dos acceleròmetres estudiats (ADXL 203,311), així es pot comparar entre ells quin seria més adient per a la realització de l'objectiu final del treball.

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE  
L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

Disposem doncs de dos acceleròmetres de dos eixos, X i Y. S'opta per a fer un estudi més profund en un dels eixos, en aquest cas Y, i només realitzar una prova significativa en l'altre eix, X, per veure si funciona correctament.

El programa de control de la taula de vibracions ens permet, a part de molts altres, fer escombrats de freqüència (FS, *frequency sweep*) i d'amplitud (AS, *amplitut sweep*). Es decideix fer varis escombrats d'amplitud (acceleració) a vàries freqüències i varis escombrats d'amplitud a vàries freqüències.

S'ha de tenir en compte que els valors escollits pels escombrats no són aleatoris, sinó que vénen donats per les limitacions físiques de la taula (figura 4.3). En cada cas s'intenta explorar el màxim rang dinàmic sense malmetre l'equip de proves. Tenint molta cura en aquest aspecte, la taula següent mostra quines son les proves que es decideix portar a terme.

1	ADXL 203	Eix Y	AS	1Hz	11	ADXL 311	Eix Y	AS	1Hz
2	ADXL 203	Eix Y	AS	10 Hz	12	ADXL 311	Eix Y	AS	10 Hz
3	ADXL 203	Eix Y	AS	100 Hz	13	ADXL 311	Eix Y	AS	100 Hz
4	ADXL 203	Eix X	AS	10 Hz	14	ADXL 311	Eix X	AS	10 Hz
5	ADXL 203	Eix Y	FS	3 mg	15	ADXL 311	Eix Y	FS	3 mg
6	ADXL 203	Eix Y	FS	5 mg	16	ADXL 311	Eix Y	FS	5 mg
7	ADXL 203	Eix Y	FS	20 mg	17	ADXL 311	Eix Y	FS	20 mg
8	ADXL 203	Eix Y	FS	50 mg	18	ADXL 311	Eix Y	FS	50 mg
9	ADXL 203	Eix Y	FS	500 mg	19	ADXL 311	Eix Y	FS	500 mg
10	ADXL 203	Eix X	FS	50 mg	20	ADXL 311	Eix X	FS	50 mg

Taula 4.2: Proves realitzades amb la taula de vibracions.

La primera fila de la taula significa: amb l'acceleròmetre ADXL 203 es fa un escombrat d'amplitud en l'eix Y a 1 Hz.

En el següent apartat es comentaran algunes de les proves més significatives, la resta s'inclouen en l'annex I.

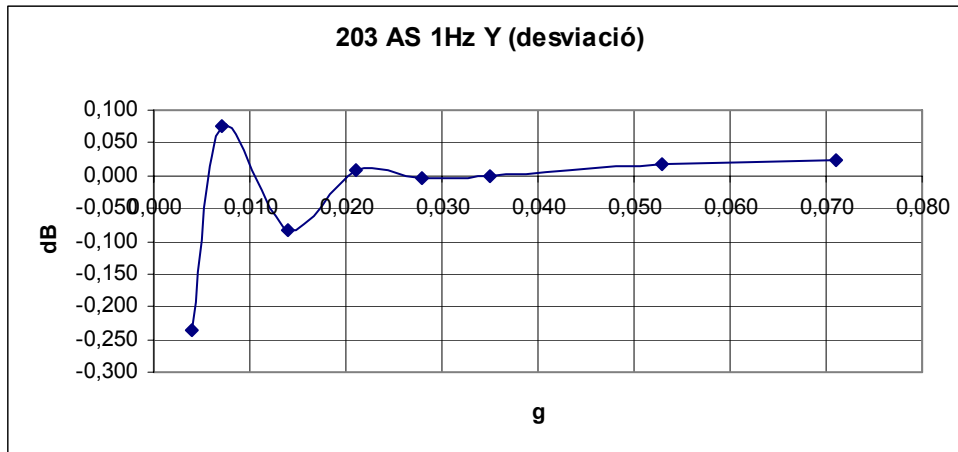


4.4.4 Resultats.

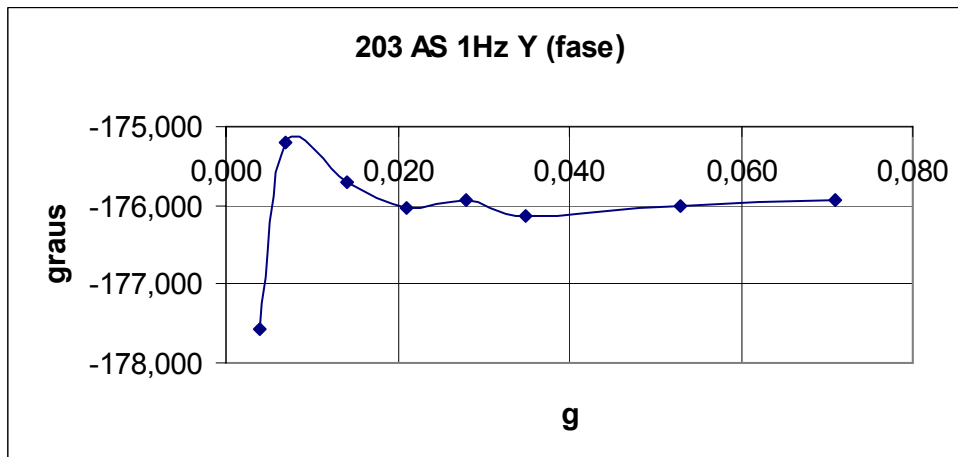
Prova 1. Escombrat d'amplitud a freqüència 1 Hz amb ADXL203 eix Y.

203 AS 1Hz Y	997,754 -175,136	Sensibilitat (mV/g) Fase (graus)	10,000 0,050	Freqüència (Hz) Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	1,000	971,2	-0,235	-177,568
0,007	1,000	1006,4	0,075	-175,203
0,014	1,000	988,6	-0,082	-175,694
0,021	1,000	998,6	0,007	-176,041
0,028	1,000	997,2	-0,004	-175,922
0,035	1,000	997,7	-0,001	-176,144
0,053	1,000	999,7	0,017	-176,007
0,071	1,000	1000,4	0,023	-175,931

Taula 4.3: 203 AS 1Hz Y



Gràfic 4.3: desviació 203 AS 1Hz Y



Gràfic 4.4: fase 203 AS 1Hz Y

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE  
L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

A la primera casella de la taula 4.3 hi ha escrita la referència de la prova, que segueix la mateixa nomenclatura que la taula 4.2.

La taula de vibracions realitza un test de calibració per tenir una referència a partir de la qual es realitzaran els càlculs de desviació. Consisteix en fer 10 oscil·lacions a la freqüència i acceleració preestablertes per l'usuari. S'ha de tenir en compte que els únics valors que variaren en totes les proves són la freqüència d'oscil·lació de la taula 4.3 i l'acceleració en que es produeixen aquestes vibracions (mg). A la segona casella tenim els valors del test que mesura el Beran en realitzar-lo. Els valors de la dreta, freqüència i amplitud, són fixats; i els valors de l'esquerra, sensibilitat i fase, són els mesurats.

A la part ja següent de la taula es troben les mesures realitzades en cada tram de l'escombrat. Depenent de si es AS o FS el que varia és l'amplitud o la freqüència respectivament. La sensibilitat, que es mesura en mV/g, és la divisió entre la sortida (V) i l'entrada (g). La desviació és la diferència en valor logarítmic del valor de sensibilitat en test i el valor mesurat. Finalment la fase indica el sentit del moviment.

Posteriorment en els dos gràfics es pot observar la desviació respecte la variable en la qual es fa l'escombrat, freqüència o tensió, i la seva fase.

Es pot veure a la primera casella de la taula, consta d'un escombrat d'amplitud a una freqüència d'1Hz. Aquesta freqüència és força significatives, ja que és usual en terratrèmols i vibracions del subsòl.

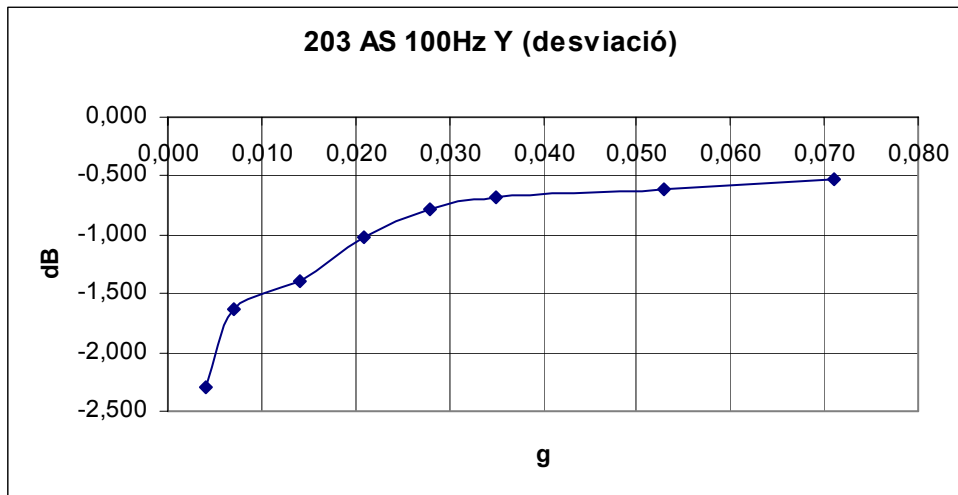
Al realitzar aquesta prova es pot veure a primer cop d'ull que la sensibilitat de l'acceleròmetre es correspon bastant al seu valor teòric, 1000mV/g. També s'observa que per a valors baixos d'acceleració la fidelitat dels resultats es redueix en un 5% aproximadament.

Pel que fa a la fase, els resultats indiquen que la mesura es realitza quan el sentit de l'acceleració es contrari al moviment, ja que  $\frac{360^\circ}{2} = 180^\circ \approx 176^\circ$ .

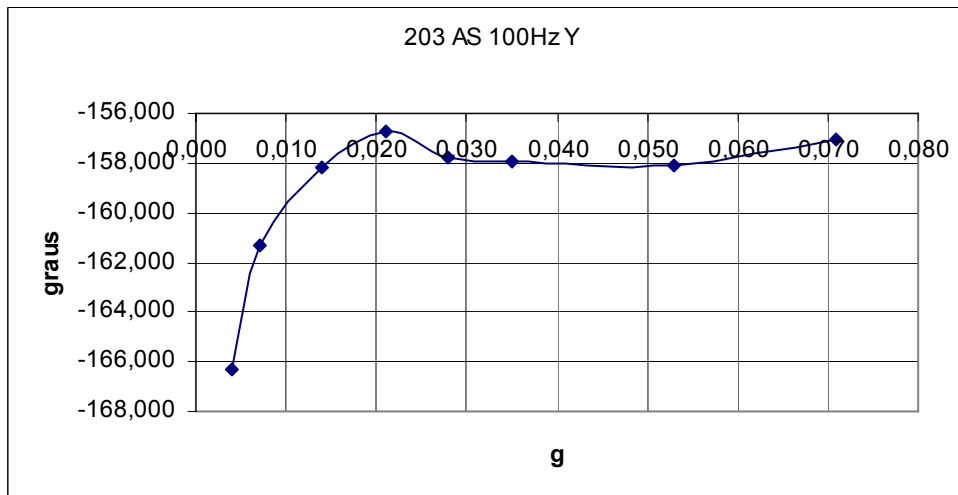
**Prova 3. Escombrat d'amplitud a freqüència 100 Hz amb ADXL203 eix Y.**

203 AS 100Hz Y	996,074	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-175,374	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	100,000	764,0	-2,303	-166,328
0,007	100,000	826,1	-1,625	-161,276
0,014	100,000	847,6	-1,402	-158,195
0,021	100,000	886,2	-1,015	-156,734
0,028	100,000	910,2	-0,783	-157,774
0,035	100,000	921,3	-0,678	-157,913
0,053	100,000	928,5	-0,610	-158,101
0,071	100,000	937,3	-0,528	-157,033

Taula 4.5: 203 AS 100Hz Y.



Gràfic 4.7: Desviació 203 AS 100Hz Y.



Gràfic 4.8: Fase 203 AS 100Hz Y.

En la prova 3 efectuada a la freqüència de 100 Hz es realitza l'escombrat d'amplitud. Com ja s'ha explicat en l'apartat 4.2.2 (amplada de banda dels acceleròmetres), a la sortida dels acceleròmetres hi ha col·locat un filtre passa baixes amb freqüència de tall de 100Hz, degut a això els valors obtinguts al fer aquesta prova són lleugerament inferiors als desitjats.

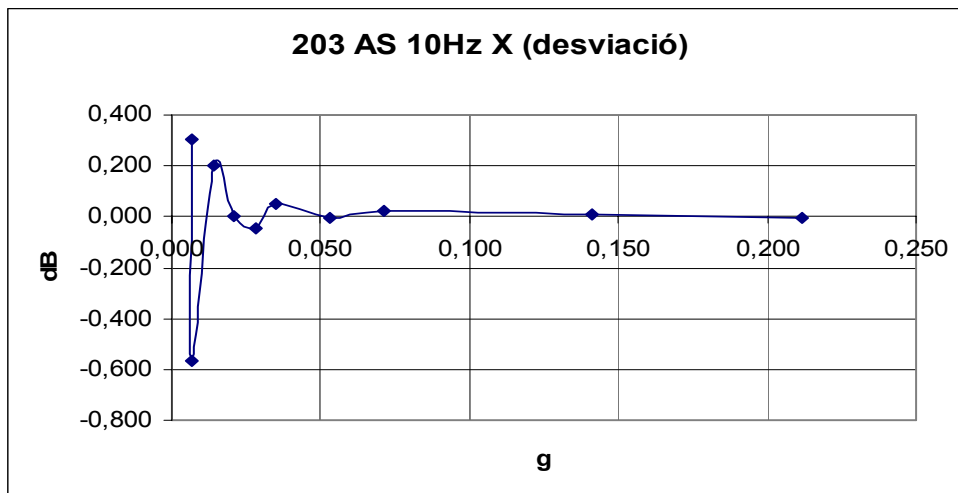
Tot i que a l'augmentar l'amplitud de l'acceleració el factor atenuant del filtre perd importància, es veu clarament el seu efecte, ja que la corba de desviació del mòdul està sempre per sota del 0.

La possibilitat de visualitzar aquest efecte és deguda a que la prova de calibració s'ha fet a 10Hz on el filtre no té influència i el valor obtingut si que és proper als 1000mV/g desitjats.

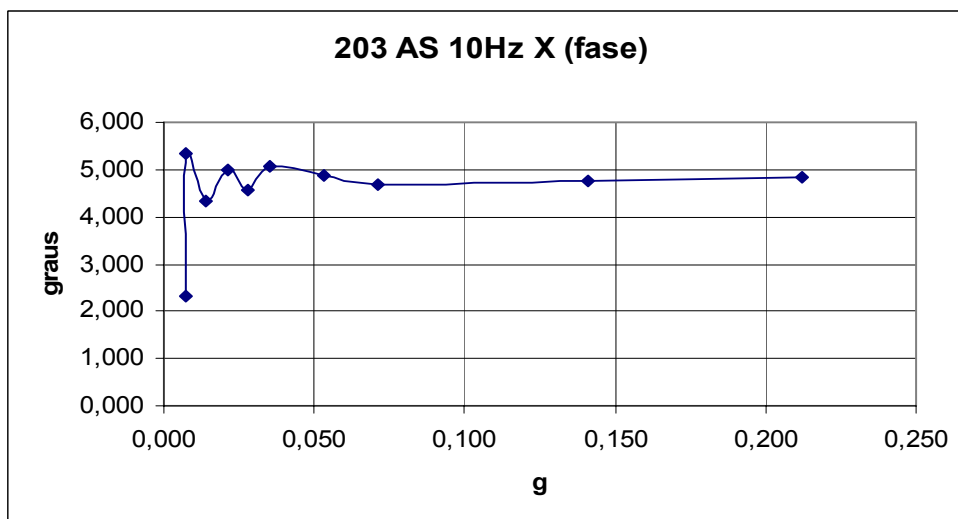
**Prova 4. Escombrat d'amplitud a freqüència 10 Hz amb ADXL203 eix X.**

203 AS 10Hz X	977,750	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	5,015	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,007	10,000	1012,4	0,302	2,310
0,007	10,000	916,0	-0,566	5,335
0,014	10,000	1000,6	0,201	4,320
0,021	10,000	977,6	-0,001	5,011
0,028	10,000	972,9	-0,043	4,581
0,035	10,000	983,2	0,048	5,086
0,053	10,000	977,1	-0,005	4,896
0,071	10,000	980,2	0,022	4,700
0,141	10,000	978,8	0,009	4,754
0,212	10,000	977,6	-0,002	4,841

Taula 4.6: 203 AS 10Hz X.



Gràfic 4.9: Desviació 203 AS 10Hz X.



Gràfic 4.10: Fase 203 AS 10Hz X.

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE  
L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

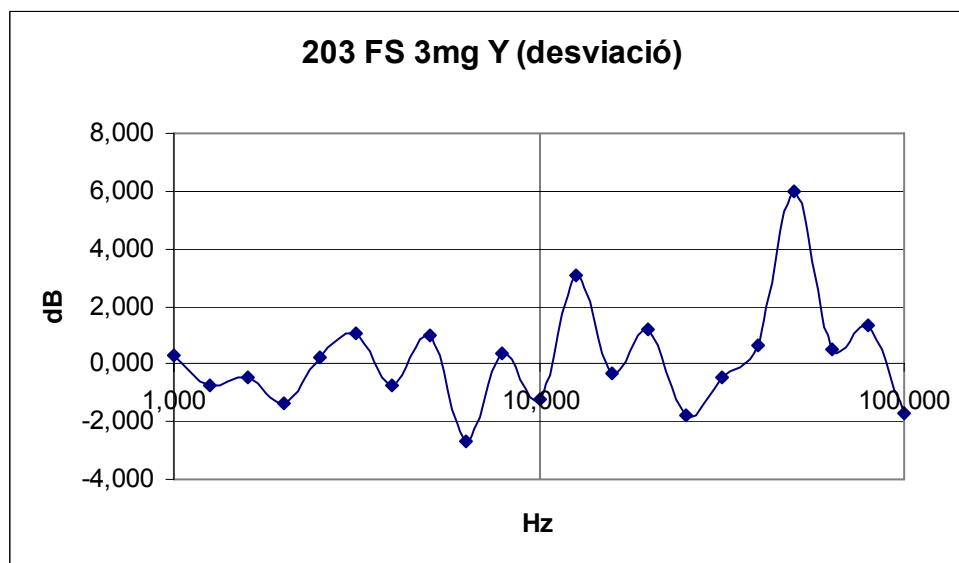
La prova 4 demostra el correcte funcionament dels dos eixos. Els seus valors són semblants als de la prova 2 amb l'única diferència que en aquest cas la fase de la sortida es propera a 0, significat això que la mesura es realitza en el moment en que el moviment va en el mateix sentit que l'acceleració.

El significat d'aquesta fase és que en la mesura de l'eix Y l'acceleròmetre estava girat 180° respecte al que els fabricants havien establert com a orientació natural, en canvi en la mesura de l'eix X, l'acceleròmetre estava col·locat correctament.

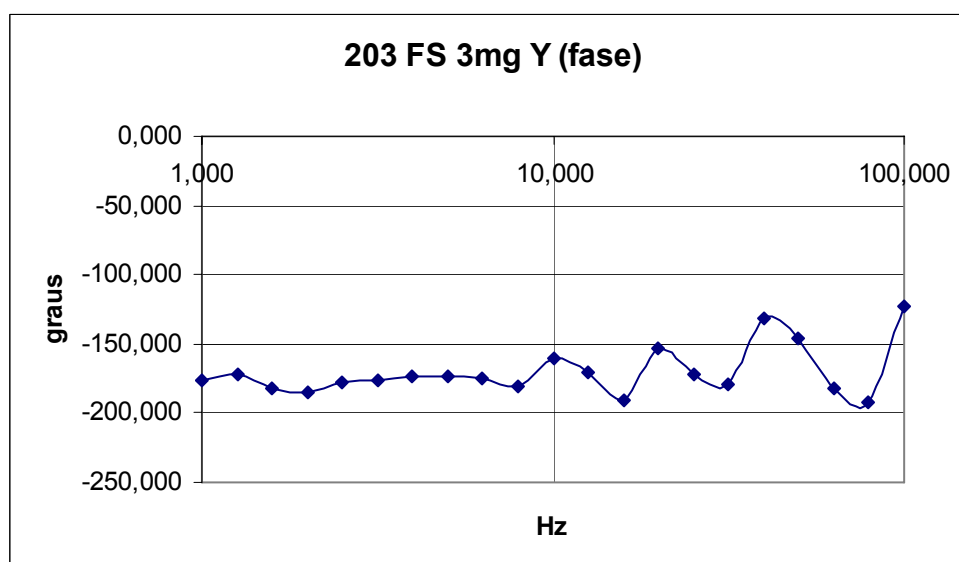
**Prova 5. Escombrat de freqüència a amplitud 3 mg amb ADXL203 eix Y.**

203 FS 3mg Y	991,732	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-175,254	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,001	1031,8	0,334	-176,354
1,259	0,001	912,5	-0,723	-172,600
1,585	0,001	943,5	-0,433	-182,206
1,995	0,001	850,4	-1,355	-185,514
2,512	0,001	1016,1	0,211	-178,090
3,162	0,001	1123,3	1,082	-175,623
3,981	0,001	914,0	-0,709	-173,229
5,012	0,001	1107,9	0,962	-173,220
6,310	0,001	726,6	-2,702	-174,973
7,943	0,001	1035,1	0,372	-181,349
10,000	0,001	859,0	-1,248	-160,483
12,589	0,001	1416,1	3,094	-170,483
15,849	0,001	952,3	-0,352	-190,771
19,953	0,001	1138,3	1,197	-152,735
25,119	0,001	810,2	-1,756	-171,735
31,623	0,001	942,2	-0,445	-178,860
39,811	0,001	167,0	0,643	-131,029
50,119	0,001	1981,4	6,012	-145,666
63,096	0,001	1049,3	0,490	-182,598
79,433	0,001	1160,9	1,368	-192,729
100,000	0,001	817,1	-1,683	-122,609

Taula 4.7: 203 FS 3mg Y.



Gràfic 4.11: Desviació 203 FS 3mg Y.



Gràfic 4.12: Fase 203 FS 3mg Y.

La prova 5 ja es tracta d'escombrat freqüencial. S'observa que a aquesta amplitud, 3mg, la sortida de l'acceleròmetre no és gens fiable al valor que hauria de correspondre (1000mV/g).

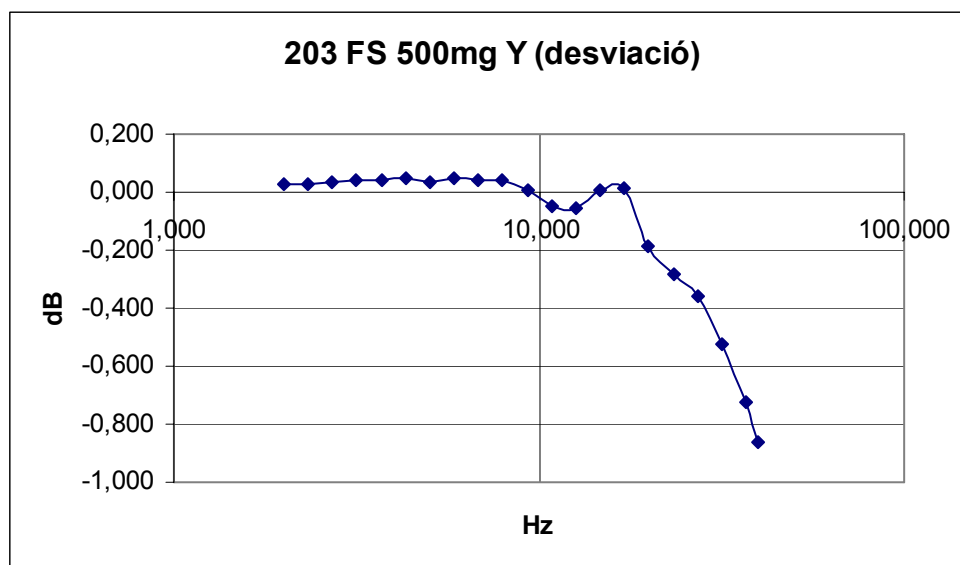
Per tant, el soroll que mesura el Beran per sota d'acceleracions de 20mg és equiparable al senyal, i en aquest cas les mesures perden el seu valor.

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

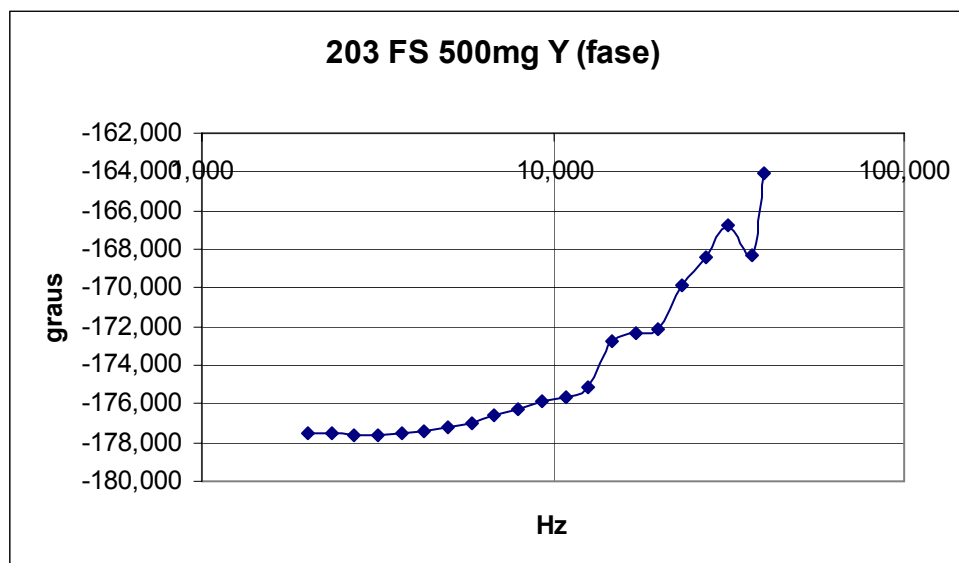
Prova 9. Escombrat de freqüència a amplitud 500 mg amb ADXL203 eix Y.

203 FS 500mg Y	996,381	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	175,254	Fase (graus)	0,500	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
2,000	0,117	999,7	0,028	-177,488
2,332	0,117	999,6	0,028	-177,559
2,719	0,117	1000,4	0,035	-177,599
3,170	0,117	1001,3	0,043	-177,625
3,696	0,117	100,4	0,043	-177,522
4,309	0,117	1002,2	0,051	-177,465
5,024	0,117	1000,3	0,034	-177,209
5,857	0,117	1002,3	0,051	-176,980
6,829	0,117	1001,3	0,043	-176,632
7,962	0,117	1001,3	0,043	-176,282
9,283	0,117	997,4	0,009	-175,819
10,823	0,117	991,2	-0,045	-175,666
12,619	0,117	990,4	-0,052	-175,157
14,713	0,117	997,2	0,007	-172,801
17,154	0,117	997,9	0,013	-172,348
20,000	0,117	975,3	-0,186	-172,109
23,318	0,117	964,3	-0,284	-169,913
27,187	0,117	956,1	-0,359	-168,465
31,698	0,117	938,3	-0,521	-166,717
36,957	0,117	916,6	-0,725	-168,348
40,000	0,117	901,9	-0,865	-164,119

Taula 4.11: 203 FS 500mg Y.



Gràfic 4.19: Desviació 203 FS 500mg Y.



Gràfic 4.20: Fase 203 FS 500mg Y.

En aquesta prova veiem que el comportament de l'acceleròmetre es correspon perfectament al comportament desitjat.

La desviació de les mesures varia d'unes poques dècimes de dB's d'una mesura a l'altra; i, només, quan ens acostem als 100Hz la diferència es va fent gran, Tot i això la corba que porta als 100Hz és totalment uniforme i suau, com correspon a la corba de sortida d'un filtre pas baix de primer ordre.

S'observa també que la desviació de la fase és creixent amb la freqüència. Es a dir, a mesura que la freqüència on es realitza la prova augmenta, la fase augmenta amb ella d'una forma logarítmica, ja que la seva pendent és constant als eixos logarítmics.

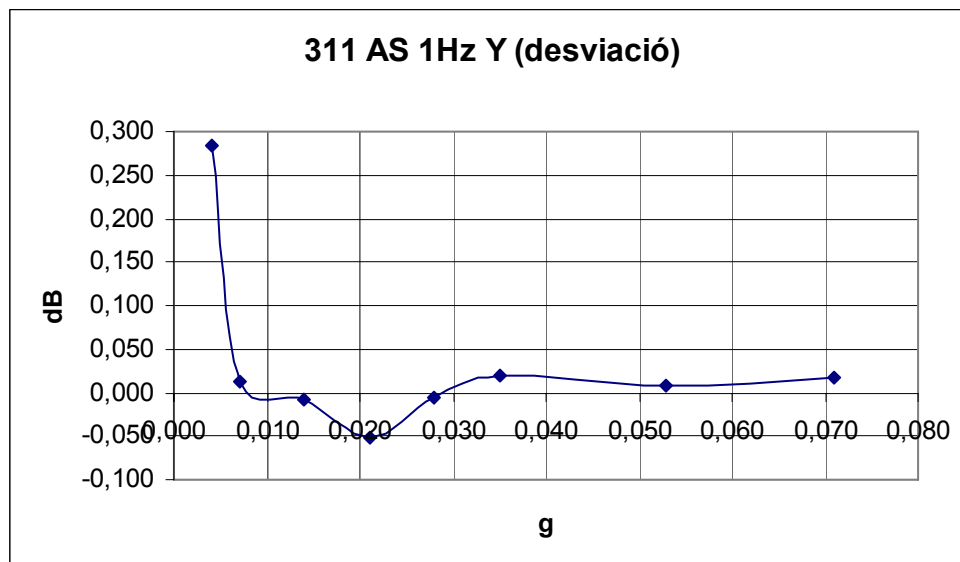
A continuació es realitzen les mateixes proves amb l'acceleròmetre ADXL 311, en teoria menys sensible, i així poder comparar-los.



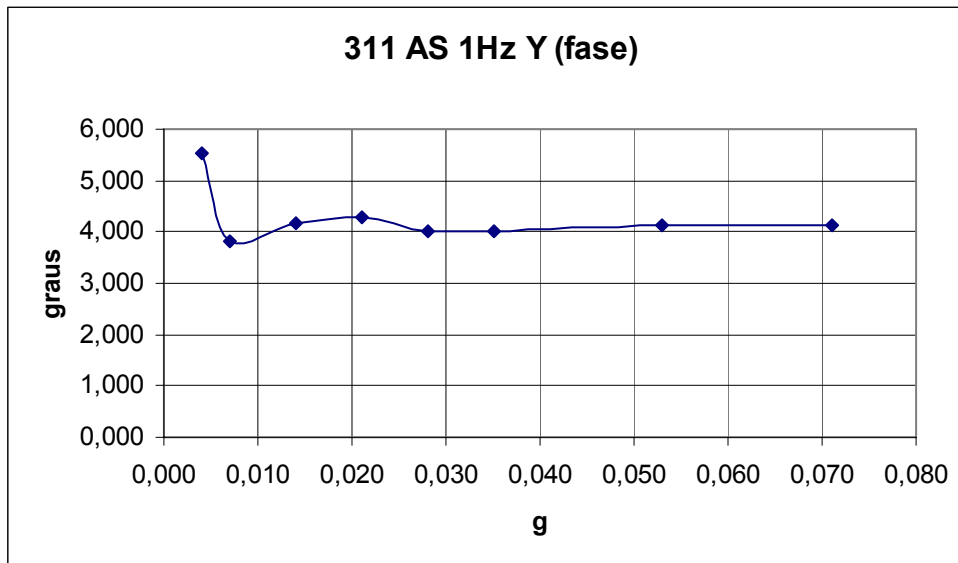
**Prova 11. Escombrat d'amplitud a freqüència 1 Hz amb ADXL311 eix Y.**

311 AS 1Hz Y	306,568	Sensibilitat (mV/g)	1,000	Freqüència (Hz)
	4,471	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	1,000	316,7	0,283	5,528
0,007	1,000	307,0	0,012	3,833
0,014	1,000	306,3	-0,009	4,162
0,021	1,000	304,8	-0,051	4,279
0,028	1,000	306,4	-0,006	4,002
0,035	1,000	307,3	0,020	3,994
0,053	1,000	306,8	0,007	4,119
0,071	1,000	307,2	0,017	4,134

Taula 4.13: 311 AS 1Hz Y.



Gràfic 4.23: desviació 311 AS 1Hz Y.



Gràfic 4.24: fase 311 AS 1Hz Y.

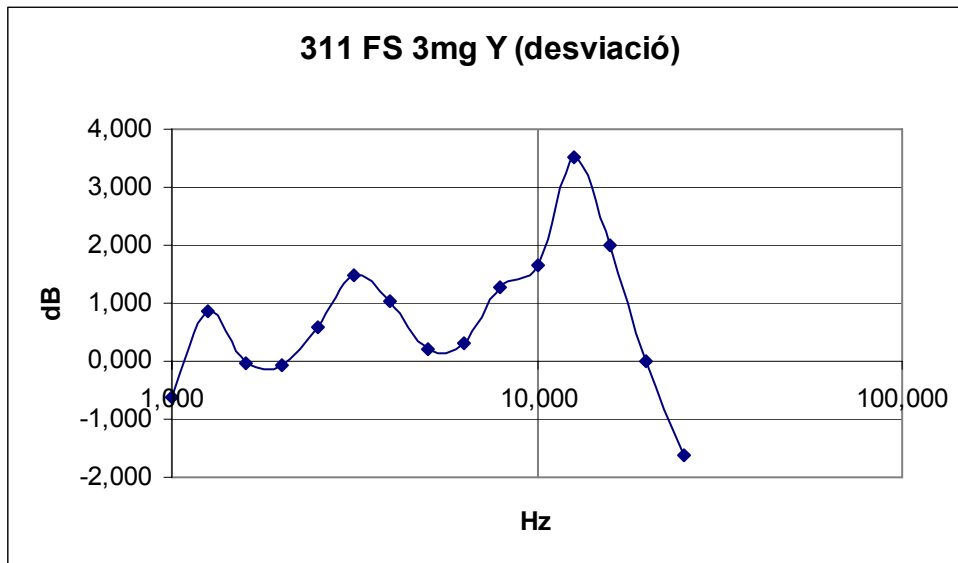
En la prova 11 els resultats i les conclusions que se'n deriven són quasi idèntiques als de les 4 primeres proves realitzades a l'acceleròmetre ADXL 203.

L'únic que s'ha de tenir en compte és que la sensibilitat del ADXL 311 es 310mV/g, unes tres vegades més baixa, i per tant els resultats de sensibilitat surten al voltant d'aquest valor.

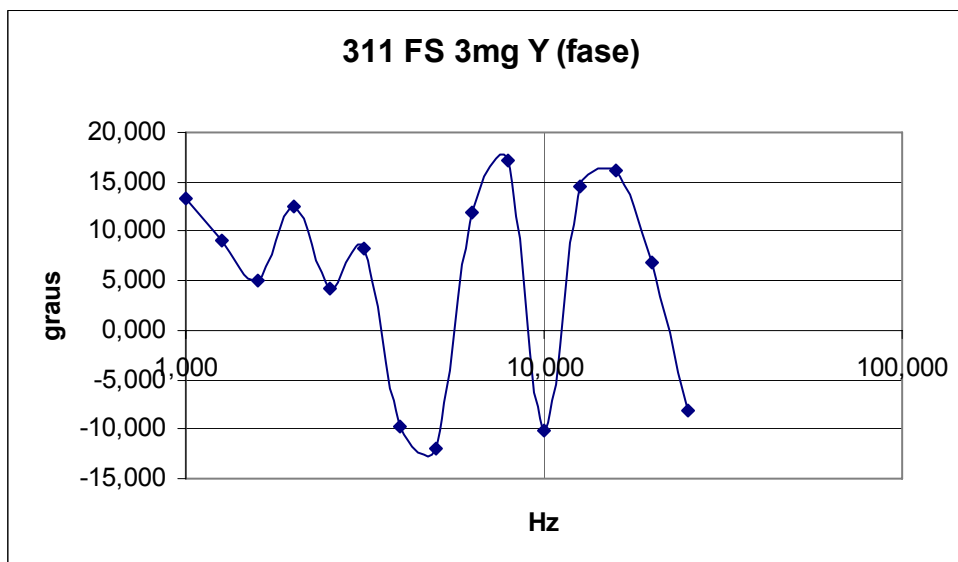
**Prova 15. Escombrat de freqüència a amplitud 3 mg amb ADXL311 eix Y.**

311 FS 3mg Y	309,587	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	5,160	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,001	287,2	-0,629	13,386
1,259	0,001	341,3	0,871	9,017
1,585	0,001	306,9	-0,051	5,077
1,995	0,001	305,9	-0,079	12,430
2,512	0,001	330,6	0,594	4,211
3,162	0,001	365,7	1,470	8,331
3,981	0,001	348,2	1,045	-9,673
5,012	0,001	316,5	0,217	-11,872
6,310	0,001	320,6	0,327	11,838
7,943	0,001	357,2	1,268	17,221
10,000	0,001	374,1	1,667	-10,157
12,589	0,001	463,2	3,524	14,571
15,849	0,001	388,1	1,986	16,150
19,953	0,001	308,4	-0,009	6,936
25,119	0,001	255,8	-1,635	-8,116

Taula 4.17: 311 FS 3mg Y.



Gràfic 4.31: desviació 311 FS 3mg Y.



Gràfic 4.32: Fase 311 FS 3mg Y.

De manera anàloga a les conclusions tretes per l'acceleròmetre ADXL 203, en la prova anterior es pot observar com per sota d'uns 20mg RMS els resultats de la sensibilitat obtinguts disten molt dels desitjats. Això és degut a que el nivell de soroll mesurat pel calibrador Beran s'equipara en ordre d'escala al nivell de senyal útil.

Podem concloure que l'acceleròmetre ADXL 311 tampoc no ens serà útil per a mesures d'acceleracions menors a 20mg aproximadament.

Cal fer notar que l'elecció de realitzar les proves principalment sobre l'eix Y es simplement una qüestió aleatòria. Ja que els dos eixos són totalment equivalents.

## 5 Convertidor de RMS a DC.

En aquest bloc i els següents es pretén explicar el funcionament de cadascuna de les parts que formen la placa principal del prototipus dissenyat. El mòdul o bloc RMS-DC és útil per extreure el valor mitjà de la tensió de sortida del sensor (acceleròmetre).

RMS o *Root Mean Square* és una mesura fonamental de la magnitud d'un senyal en AC (alterna). Aquesta definició tant pot ser matemàtica com pràctica.

El valor RMS assignat a un senyal AC és la quantitat de senyal DC requerida per a produir el mateix escalfament d'una mateixa càrrega. Per exemple: un senyal en AC de 1Vrms produirà la mateixa escalfor en una resistència que 1V de senyal DC.

Definint-ho matemàticament: el valor RMS d'un voltatge es defineix com  $V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_i^2}$ ,

això implica elevar al quadrat el senyal, agafar el seu valor mitjà i fer-ne l'arrel quadrada. El temps mitjà ha de ser suficientment llarg per permetre el filtratge a la zona de treball de baixes freqüències.

Es decideix doncs utilitzar el xip AD736 ja que es un xip de baix cost (uns 10€) i de baix consum (200µA).

### 5.1 Explicació funcional.

#### 5.1.1 Càlcul directe o explícit.

El mètode més obvi per calcular el valor RMS és implementar les funcions d'elevador al quadrat, calcular el valor mitjà i fer l'arrel quadrada de manera lineal utilitzant multiplicadors i amplificadors operacionals. El mètode directe o explícit de càlcul (figura 5.1) té una limitació en el marge dinàmic ja que els estats posteriors a l'elevador al quadrat han de tractar amb un senyal que varia enormement en amplitud.

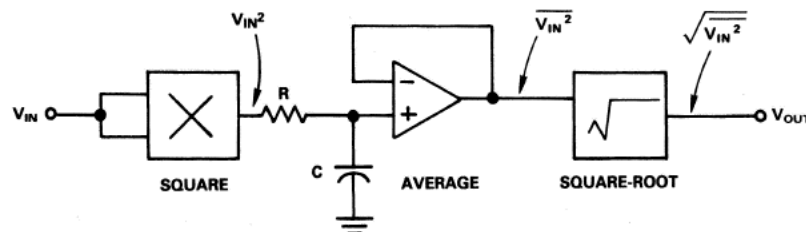


Figura 5.1: Esquema càlcul RMS explícit.

#### 5.1.2 Càlcul indirecte o implícit.

Normalment un millor mètode de càlcul utilitza la realimentació per implementar la funció d'arrel quadrada implícitament o indirectament a l'entrada del circuit com es mostra a la figura

5.2. Dividint pel senyal mitjà de sortida, els nivells del senyal mitjà són molt lineals respecte al valor RMS de l'entrada. Aquest fet incrementa considerablement el rang dinàmic del circuit, comparat amb els circuits RMS.

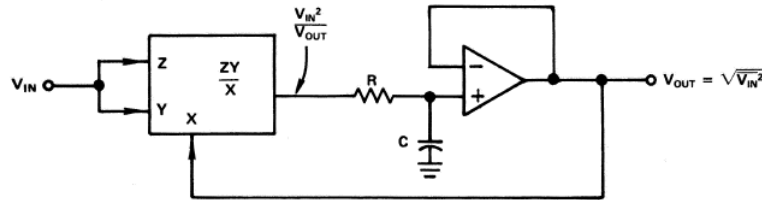


Figura 5.2: Esquema càlcul RMS implícit.

Alguns dels avantatges del càlcul implícit del valor RMS sobre altres mètodes són pocs components, bon rang dinàmic i normalment menor cost. Un desavantatge d'aquest mètode és que generalment té menys ample de banda que altres mètodes alternatius, també que ha d'utilitzar directament multiplicadors i divisors, o algun dels molts circuits log-antilog.

## 5.2 Funcionament AD736.

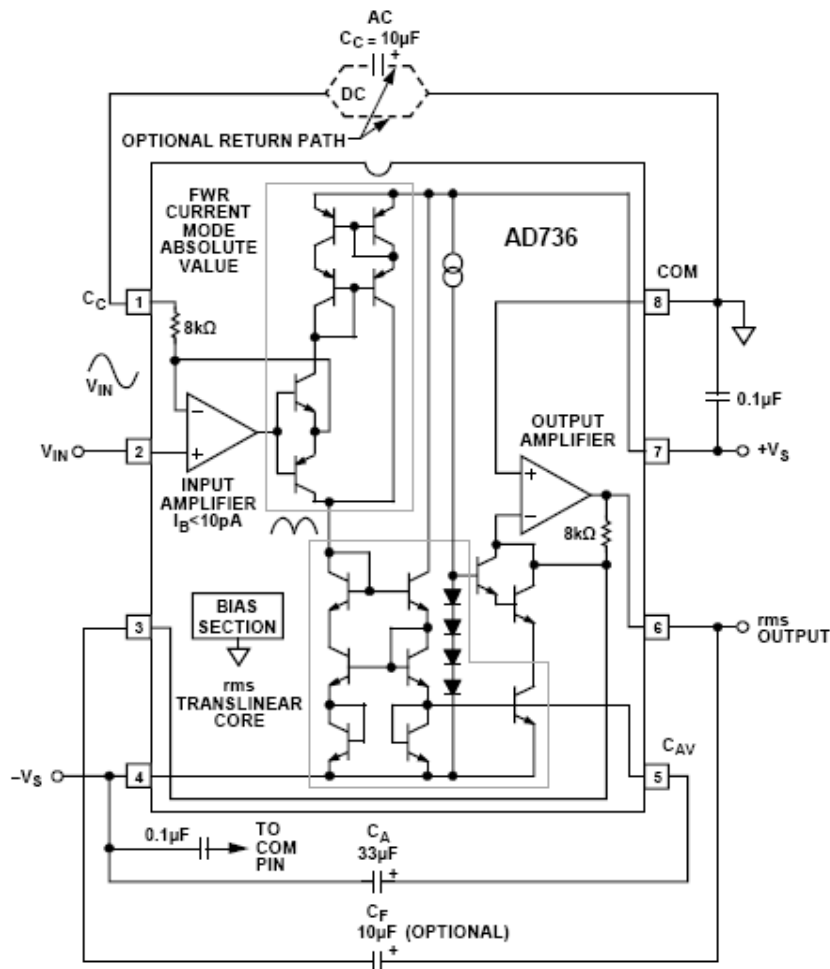


Figura 5.3: Esquema AD736.

El AD736 utilitza el mètode de càlcul RMS de computació implícit.

Tal com es mostra en la figura 5.3 el AD736 consta de cinc seccions funcionals: amplificador d'entrada, rectificador d'ona completa FWR (*Full Wave Rectifier*), nucli RMS, amplificador de sortida i secció de corrent de bias. L'amplificador d'entrada FET pot permetre tant una alta impedància per l'entrada de *buffer* (pin2) com una baixa impedància per un ample rang dinàmic (pin1). L'alta impedància d'entrada, juntament amb la seva baixa corrent de bias, està pensada per utilitzar atenuadors d'alta impedància a l'entrada.

La sortida de l'amplificador d'entrada condueix a un rectificador d'ona completa d'alta precisió, i aquest porta al nucli RMS. Aquest nucli (figura 5.4) porta el voltatge a un convertidor de corrent (un amplificador operacional) el qual el seu corrent de sortida ( $I_{IN}$ ) és el senyal rectificat d'entrada.

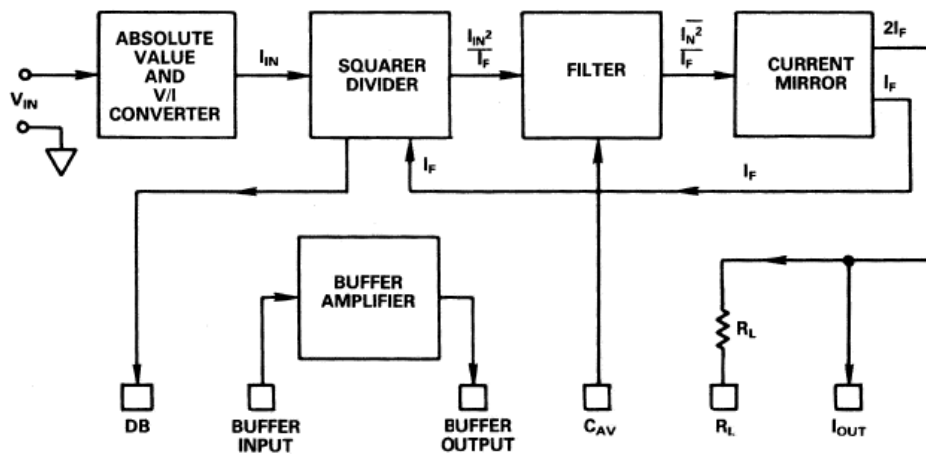


Figura 5.4: Nucli RMS del AD736.

El corrent  $I_{IN}$  guia un elevador al quadrat / divisor, el qual fa les funcions d'elevador al quadrat i arrel quadrada utilitzant la realimentació del mirall de corrent (com ja s'ha explicat anteriorment). El corrent de realimentació  $I_F$ , es divideix entre el corrent al quadrat d'entrada ( $I_{IN}^2$ ) usant circuits log-antilog. Com que els decibels són una funció del logaritme d'un senyal, la sortida en dB és derivada de l'elevador al quadrat / divisor. La sortida d'aquest estat,  $I_{IN}^2 / I_F$ , està promijada mitjançant un filtre pas baix consistent en una resistència interna i un condensador extern  $C_{AV}$ . Aquest senyal filtrat entra al mirall de corrent el qual dona el corrent de realimentació  $I_F$ , i el corrent de sortida,  $2I_F$ . El corrent de sortida és establert com el doble del corrent de realimentació per aconseguir el voltatge desitjat del dispositiu usant una resistència de  $25k\Omega$ ,  $R_L$ .

Si es torna a les cinc seccions inicials; l'amplificador de sortida de l'última secció és utilitzat per agafar el senyal del nucli RMS i fer-li de *buffer* així com també fer un filtratge pas baix opcional utilitzant el condensador extern  $C_F$ , el qual està connectat a través del senyal de realimentació de l'amplificador. En el circuit del nucli RMS, aquest filtratge addicional ajuda a reduir qualsevol rissat de sortida que hagi estat eliminat pel condensador que fa el promig,  $C_{AV}$ .

### 5.3 Circuit implementat.

Donat que l'AD736 pot funcionar en mode diferencial, s'utilitza aquesta opció, ja que la sortida de l'acceleròmetre és diferencial.

El circuit que es desitja implementar es mostra a la figura 5.5, aquest ve ja pre-dissenyat per la casa Analog Devices. La seva implementació en el programa per fer el layout l'Eagle és mostrada a la figura 5.6.

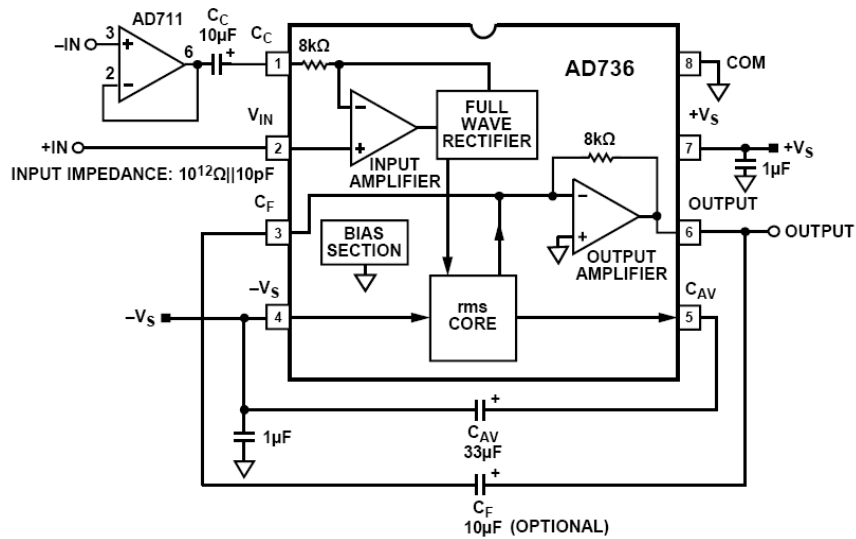


Figura 5.5: Circuit Analog Devices

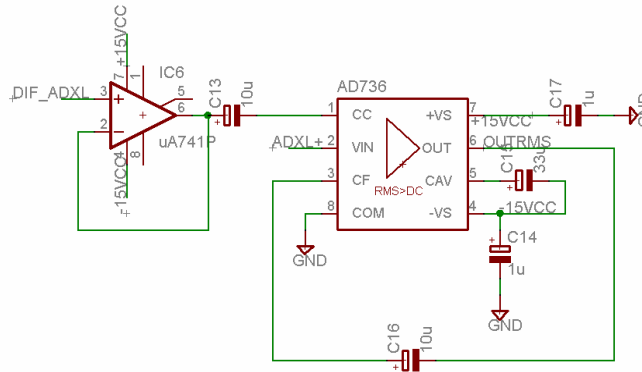


Figura 5.6: Circuit implementat pel layout

Aquest circuit s'implementa físicament juntament amb els altres circuits explicats en els capítols posteriors, per així tenir la simplicitat d'una sola placa de CI.

#### 5.4 Proves del Convertidor de RMS.

Per comprovar el correcte funcionament es munta una prova que el que fa es variar la freqüència a una amplitud de 1V, 2V i 3V, que són uns valors normals de sortida de l'acceleròmetre. La freqüència varia de 1Hz a 100Hz que són els valors que pot donar la taula de vibracions. Finalment es compara el valor de sortida del convertidor RMS del circuit amb el valor RMS que dona un múltímetre d'alta precisió HP 34401 mesurant la tensió en AC (eficaç).

La taula següent ens mostra les dades agafades i l'error comès pel mòdul dissenyat.

Freqüència (Hz)	Vo RMS V	Vo HP 34401	Diferencia	Error
1	1,002	1,012	-0,010	-1,00%
10	1,002	0,997	0,005	0,50%
20	1,002	1,014	-0,012	-1,20%
30	1,002	1,009	-0,007	-0,70%
40	1,002	1,008	-0,006	-0,60%
50	1,002	1,005	-0,003	-0,30%
60	1,002	1,008	-0,006	-0,60%
70	1,002	1,003	-0,001	-0,10%
80	1,002	1,001	0,001	0,10%
90	1,002	0,999	0,003	0,30%
100	1,002	1,007	-0,005	-0,50%

Error mitjà:	-0,37%
--------------	--------

Freqüència (Hz)	Vo RMS V	Vo HP 34401	Diferencia	Error
1	1,997	1,998	-0,001	-0,05%
10	1,997	1,999	-0,002	-0,10%
20	1,997	1,995	0,002	0,10%
30	1,997	1,997	0,000	0,00%
40	1,997	2,000	-0,003	-0,15%
50	1,997	1,996	0,001	0,05%
60	1,997	1,997	0,000	0,00%
70	1,997	2,002	-0,005	-0,25%
80	1,997	2,001	-0,004	-0,20%
90	1,997	2,000	-0,003	-0,15%
100	1,997	1,996	0,001	0,05%

Error mitjà:	-0,06%
--------------	--------



MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE  
L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

Freqüència (Hz)	Vo RMS V	Vo HP 34401	Diferencia	Error
1	3,001	3,000	0,001	0,03%
10	3,001	3,001	0,000	0,00%
20	3,001	3,006	-0,005	-0,17%
30	3,001	3,002	-0,001	-0,03%
40	3,001	2,998	0,003	0,10%
50	3,001	2,999	0,002	0,07%
60	3,001	3,005	-0,004	-0,13%
70	3,001	3,006	-0,005	-0,17%
80	3,001	3,001	0,000	0,00%
90	3,001	2,995	0,006	0,20%
100	3,001	3,010	-0,009	-0,30%

Error mitjà:	-0,04%
--------------	--------

<b>Error mitjà total:</b>	<b>-0,16%</b>
---------------------------	---------------

Taula 5.1: Verificació del circuit RMS.

Com es pot veure a la taula i com a conclusió podem dir que els valors que dona el mòdul dissenyat són totalment acceptables, ja que estem parlant d'un error mitjà al voltant del 0.2%.

## 6 Convertidor de freqüència a tensió.

El convertidor de freqüència a tensió FVC (*frequency to voltage converter*) s'implementa per tenir una tercera opció a l'hora de poder extreure informació del sensor. En aquest cas, el bloc és útil si es vol enregistrar exclusivament la freqüència que ens dona el sensor.

Per realitzar el circuit s'opta per el xip LM331 de la casa National Semiconductor, un convertidor de voltatge a freqüència (VFC) de precisió, el qual configurat en una certa disposició pot treballar com a FVC.

### 6.1 Explicació funcional.

En l'estudi funcional del convertidor de freqüència a tensió basat en LM331, primer s'ha de conèixer el funcionament d'aquest circuit treballant com a VFC ja que el FCV es basa en aquest.

#### 6.1.1 Explicació funcional del VFC.

La família LM331 són uns circuits monolítics dissenyats per poder ser utilitzats com precisos convertidors de tensió a freqüència (VFC) o de freqüència a tensió (FVC) permetent també una gran flexibilitat. En la figura 6.1 es pot veure un diagrama de blocs simplificat del LM331, el qual consisteix en un commutador de font de corrent, un comparador d'entrada i un temporitzador *1-shot* (1-tir). La comprensió d'aquests blocs es bàsica per entendre el cicle de treball de convertidor.

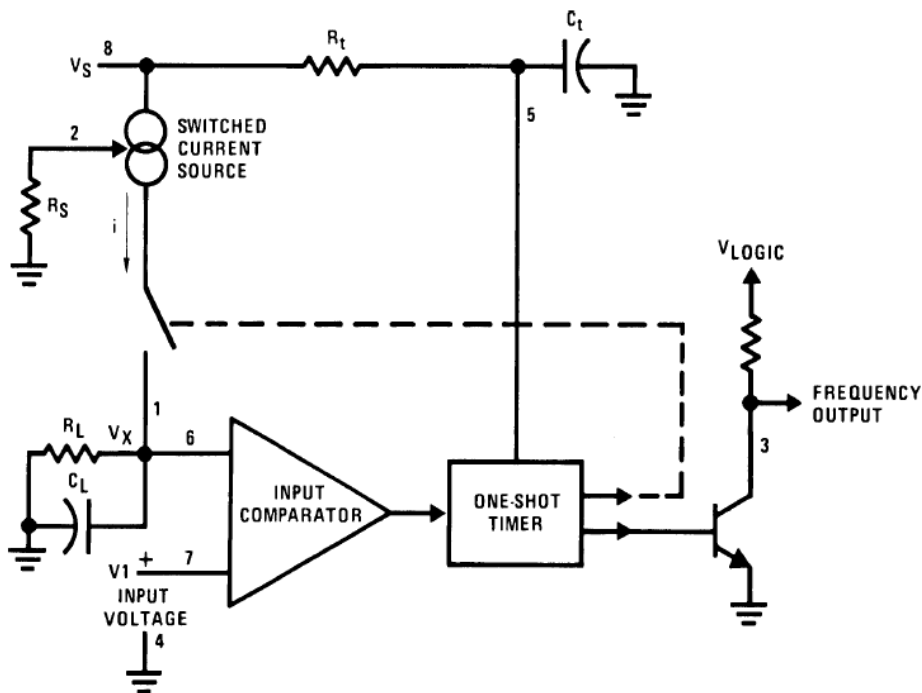


Figura 6.1: Diagrama de blocs simplificat del LM331.

Veient la figura 6.1, el comparador de voltatge compara les entrades de voltatge positives i negatives del pin 7,  $V_1$ , amb el voltatge del pin 6,  $V_x$ . Si  $V_1$  és major, el comparador dispara el temporitzador *I-shot*. La sortida del temporitzador posa en ON el transistor de sortida de freqüència i el commutador de la font de corrent durant un període  $t = 1.1 \cdot R_t \cdot C_t$ . Durant aquest temps, el corrent  $i$  sortirà pel commutador de la font de tensió i donarà una quantitat de càrrega al condensador CL igual a  $Q = i \cdot t$ . Aquest fet normalment fa pujar el nivell de  $V_x$  per sobre del de  $V_1$ . En acabar el temporitzador el corrent  $i$  passarà a OFF i es ressetejarà el temporitzador.

Ara no hi ha cap corrent a través del pin 1 i el condensador CL es descarregarà gradualment a través de RL fins que  $V_x$  descendeixi per sota de  $V_1$ . Llavors el comparador dispararà el temporitzador i començarà un altre cicle.

El corrent a través de CL és exactament  $I_{AVE} = i \cdot (1.1 \cdot R_t \cdot C_t) \cdot f$  i el corrent a través de CL és  $\frac{V_x}{RL} \cong \frac{V_{in}}{RL}$ . Si  $V_{in}$  és duplica, la freqüència és duplicarà per mantenir el sistema balancejat. Així, fins i tot un simple VFC pot proporcionar una freqüència proporcional al voltatge d'entrada per un rang molt elevat de freqüències.

### 6.1.2 Explicació funcional del convertidor Freqüència tensió, FVC.

En aquesta aplicació la freqüència d'ona quadrada connectada a  $f_{IN}$  es separa mitjançant una xarxa C-R; la part negativa del senyal va al pin 6 i provoca que el comparador d'entrada dispari el circuit temporitzador. Tal com passa en un convertidor de voltatge a tensió, el corrent mitjà de sortida al pin 1 es  $I_{AVE} = i \cdot (1.1 \cdot R_t \cdot C_t) \cdot f$  per tant el voltatge que caurà a la resistència RL serà proporcional a la freqüència d'entrada.

## 6.2 Circuit implementat.

Si es mira el datasheet del LM331, es veu que el fabricant (National Semiconductors) dona dos possibles circuits de FVC. En el cas del circuit més simple, de freqüència menor a 200 Hz (figura 6.2) el corrent és filtrat per la xarxa  $R_L=100k\Omega$  i  $1\mu F$ . El rissat és menor que 10mV de pic, però la resposta és lenta, 0.1 segons. En el circuit de precisió (figura 6.3) per freqüència major a 200 Hz, l'amplificador operacional fa de *buffer* de la sortida i de filtre de dos pols. El rissat serà menor de 5mV de pic per a freqüències superiors a 1kHz i la resposta serà més ràpida que el circuit de la figura 6.2.

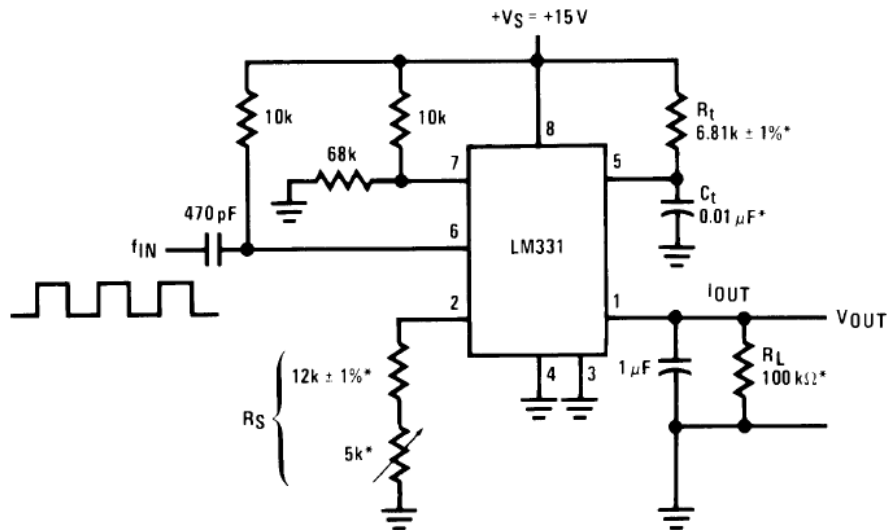


Figura 6.2: FVC per a freqüències < 200Hz

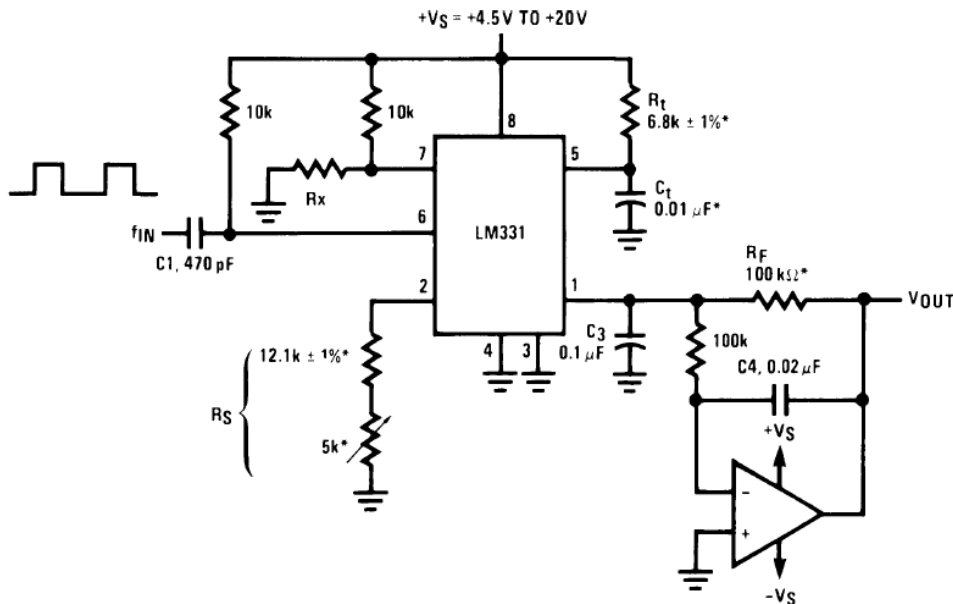


Figura 6.3: FVC per a freqüències > 200Hz

Després de muntar els dos circuits en una placa de proves es comprova com diu el mateix *datasheet* que el primer circuit, més senzill, dona menys rissat (6mVp) a les freqüències que es vol treballar, <100Hz, que el segon (12mVp).

S'opta doncs per la primera configuració del circuit (figura 6.2). Aquest respon a una sensibilitat de 1mV/Hz. També cal dir que té un inconvenient, per sota de 30Hz deixa de ser operatiu, es a dir, només servirà per  $30\text{Hz} < f < 100\text{Hz}$  (100Hz límit de la taula de vibracions).

També és necessari comentar que al circuit final implementat a l'entrada del circuit s'ha de col·locar un amplificador operacional funcionant com a comparador, ja que l'entrada del LM311 ha de ser una ona quadrada que talli el zero.

Finalment doncs tot i que es podria prescindir, es decideix implementar com una petita funció més que pugui tenir la placa prototipus. El circuit final es mostra a la figura 6.4.

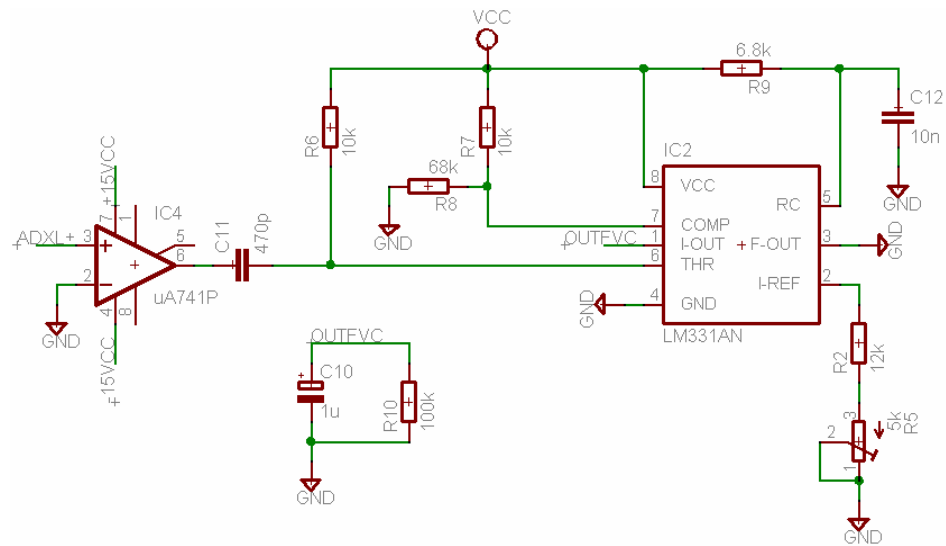


Figura 6.4: Circuit final FVC dissenyat amb Eagle.

Tant la sortida d'aquest bloc (FVC), com la sortida del bloc anterior (RMS), com el senyal original de sortida de l'acceleròmetre van connectats al ADC (*analog to digital converter*), per així poder ser adquirides digitalment.

## 7 Convertidor A/D.

Els sensors de la família ADXL (acceleròmetres) ofereixen la seva informació en format analògic, magnitud en variables,  $V(t)$ , en format continu. Actualment però, degut a la dificultat de processat que representa tractar en senyals analògiques, aquestes es transformen a digitals. Els senyals digitals són discrets i quantitzats.

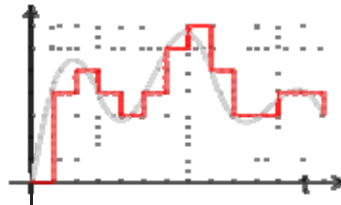


Figura 7.1: Senyal analògica enfront senyal digital.

L'avantatge que presenta un senyal digital enfront a un d'analògic és bàsicament la facilitat de processament i d'emmagatzematge d'aquest. Això justifica l'ús del convertidor analògic digital, ADC (*analog to digital converter*), per a realitzar la transformació de les dades extretes del sensor.

### 7.1 Elecció.

A l'hora de triar un ADC hem de tenir en compte quatre aspectes principals:

- Número de bits de resolució: aquest paràmetre ens dona nombre de nivells de quantificació que tindrà el ADC, es a dir en nombre de possibles valors que podrà prendre el senyal un cop digitalitzat. Aquest valor ve donat per la formula  $n^{\circ} \text{nivells} = 2^{n^{\circ} \text{bits}}$ .
- Sortida sèrie o paral·lel: normalment es pot triar que un convertidor d'aquest tipus en doni la sortida de dades (bits) en format sèrie, un després de l'altre; o en format paral·lel, es a dir un pin del xip dedicat a cadascun dels bits de resolució.
- Freqüència de mostreig: a l'hora d'elegir aquest paràmetre, un dels més importants, s'ha de tenir en compte quina és la freqüència màxima que tindrà el senyal d'entrada al ADC, un cop sabut això s'ha de fer complir el teorema del mostreig de Nyquist-Shannon,  $F_m > 2 \cdot B$ , on  $F_m$  és la freqüència de mostreig i  $B$  l'ample de banda del senyal d'entrada.
- Número d'entrades: aquest valor permet decidir el número de possibles dispositius que es vol connectar al ADC. Els convertidors actuals solen portar un multiplexor intern configurable que permet escollir quina de les entrades es vol processar.

Ara s'explica quina elecció s'ha fet de cadascun dels punts anteriors.

- Número de bits de resolució: per simplificar tot el tema d'emmagatzematge de les dades i per no malbaratar recursos es decideix utilitzar un ADC de 8 bits, això implica que el

nombre de nivells de resolució serà  $nivells = 2^8 = 256$ . Cada mostra pot adquirir un d'aquests 256 nivells, es a dir, la resolució del ADC serà

$$resolució = \frac{\Delta V_{i_{\max}}}{n^{\circ} \text{ nivells}} = \frac{2.4V}{256} = 10mV$$

El valor de resolució es pot reduir fàcilment augmentant els bits de resolució, tot i que com ja s'ha dit abans s'agafa 8 bits per simplificar el tractament de les dades posteriorment.

Com a exemple, si es volgués una resolució d'1mV tenim que el número de nivells, N, seria:  $0.001V > \frac{2.4V}{2^N}$  on  $N > 11.23$  bits. Ja que N ha de ser un enter,  $N = 12$  bits.

- Sortida sèrie o paral·lel: s'opta per una sortida sèrie per dos motius. El primer que a utilitzar aquest tipus de comunicació es redueixen notablement els pins del xip i les connexions amb el posterior microcontrolador. El segon motiu és la simplicitat que ofereixen actualment els estàndards de comunicacions sèrie on només és necessari un *clock* i un bit de *start*.
- Freqüència de mostreig: en l'aplicació que es vol implementar aquest valor no és significatiu, ja que la freqüència màxima del senyal d'entrada serà 100Hz per tant la freqüència mínima de mostreig és  $Fm > 2 \cdot 100Hz > 200Hz$  i qualsevol ADC és capaç de treballar a aquesta freqüència.
- Número d'entrades: com ja s'ha explicat anteriorment s'han implementat dos mòduls nous apart del senyal pròpiament dit del sensor, el mòdul FVC i el mòdul RMS, per tant el número d'entrada que haurà de tenir el ADC són un mínim de tres. S'ha de tenir en compte que el número d'entrades és potencia de dos; per tant, s'ha d'agafar el valor del número d'entrades = 4.

Ara que ja es té clar quins són els paràmetres que s'utilitzaran per escollir el ADC:

- Número de bits de resolució = 8bits.
- Sortida sèrie.
- Freqüència de mostreig > 200Hz
- Número d'entrades = 4.

S'opta per utilitzar el ADC0834 de la casa National Semiconductors, el qual compleix exactament les especificacions desitjades.

## 7.2 Explicació funcional.

### 7.2.1 Tipus d'entrades.

El disseny d'aquest tipus de convertidor utilitza una estructura basada en un mostrejadore de dades, el qual per una entrada analògica diferencial realitza una rutina d'aproximacions successives.

El voltatge que es converteix és sempre la diferència entre l'entrada del terminal assignada "+" i l'entrada del Terminal "-". La polaritat de cada terminal indica quina polaritat espera el

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE  
L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

convertidor que sigui la més positiva. Si l'entrada assignada “+” es menor que l'entrada “-” el convertidor dóna a la sortida zeros.

Un únic esquema de multiplexació, configurable per software, s'utilitza per a poder dotar el convertidor de múltiples entrades analògiques, entrada monopolar, entrada diferencial o entrada pseudo-diferencial. Aquesta última converteix la diferència entre el voltatge de qualsevol entrada analògica i el terminal comú. El condicionament del senyal de sortida d'un transductor, utilitzat com a sistema d'adquisició de dades, es simplifica significativament si es té en compte la flexibilitat del tipus d'entrada.

Abans de començar la conversió i durant la seqüència d'adreçament del multiplexor (MUX) s'estableix una configuració de les entrades. L'adreça del MUX selecciona quines de les entrades analògiques són habilitades i si l'entrada és monopolar o diferencial. En el cas d'un senyal diferencial, també s'assigna la polaritat dels canals. Les entrades diferencials estan restringides als canals adjacents. Per exemple, el canal 0 i el canal 1 han de ser seleccionats com a un parell diferencial, però el canal 0 o l'1 no poden actuar diferencialment amb altres canals. A més a més si es selecciona el mode diferencial el signe també s'ha d'escollir. El canal 0 s'ha d'escollir com al positiu i l'1 com al negatiu o viceversa. Aquesta programabilitat es veu millor en les taules 7.1 i 7.2 on es mostra els codis d'adreçament del MUX.

MUX Address			Channel #			
SGL/ DIF	ODD/ SIGN	SELECT	0	1	2	3
		1				
1	0	0	+			
1	0	1			+	
1	1	0		+		
1	1	1				+

Taula 7.1: Adreces del MUX en configuració monopolar.

MUX Address			Channel #			
SGL/ DIF	ODD/ SIGN	SELECT	0	1	2	3
		1				
0	0	0	+	-		
0	0	1			+	-
0	1	0	-	+		
0	1	1			-	+

Taula 7.2: Adreces del MUX en configuració diferencial.

L'adreça del MUX és entrada al convertidor a través de la línia DI.

### 7.2.2 La interfície digital.

Una de les característiques més importants d'aquests convertidors A/D és la comunicació sèrie amb el processador que el controla. Utilitzant la comunicació sèrie s'aconsegueix dues millores molt importants; això permet incloure més funcions a l'encapsulat del convertidor sense incrementar-ne la grandària i es pot eliminar la transmissió de senyals de baix nivell podent així transmetre senyals altament immunes al soroll cap al processador.



## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

Per entendre el funcionament d'aquests convertidors el millor sistema es mirar el diagrama temporal (figura 7.2) i el diagrama de blocs (figura 7.3).

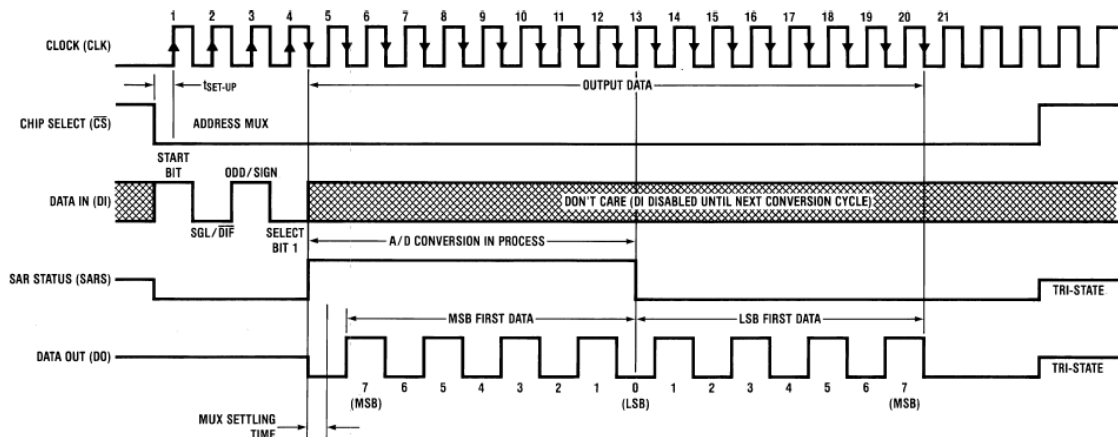


Figura 7.2: Diagrama temporal ADC0834.

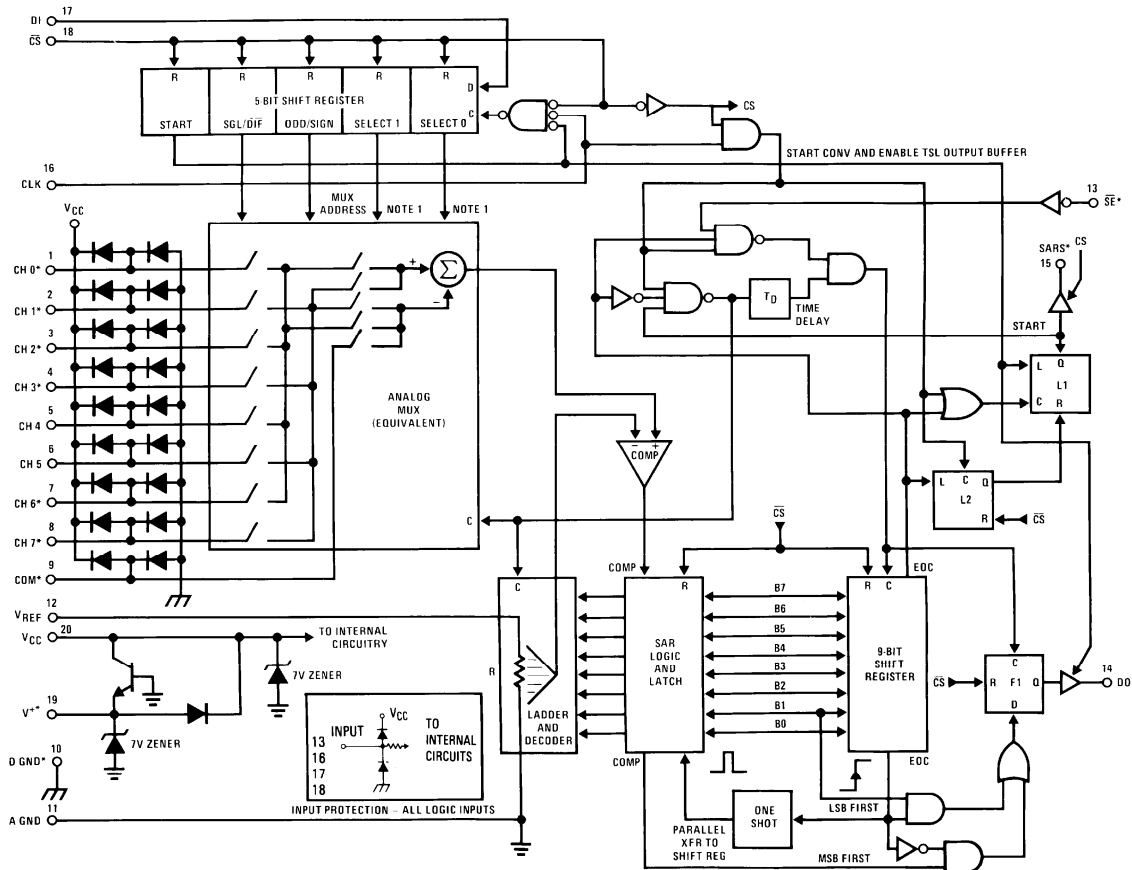


Figura 7.3: Diagrama de blocs ADC0834.

- La conversió s'inicialitza posant l'entrada  $\overline{CS}$  (chip select) a nivell baix. Aquesta entrada s'ha de mantenir a nivell baix durant tota la conversió. El convertidor ara està esperant el bit d'*start* i la paraula d'assignació del MUX.
- Un senyal de rellotge és generat posteriorment pel processador i es connecta a l'entrada de rellotge del A/D.

- A cada flanc de pujada del rellotge l'estat en que es troba la línia data in (DI) es copia a l'adreça del registre del multiplexor. El bit de començament és el primer "1" lògic que apareix a la línia (tots els zeros anteriors son ignorats). Després del bit de començament el convertidor espera els 3 bits que componen la paraula d'assignació del MUX.
- Quan el bit de començament està introduït al registre del multiplexor i el canal d'entrada queda definit el convertidor està apunt per començar una conversió. Un interval de  $\frac{1}{2}$  senyal de rellotge (en la qual no passa res) s'introdueix automàticament per permetre que el canal seleccionat del MUX s'estabilitzi. L'estat de la línia SAR es posa en estat alt mentrestant la conversió està en procés i la línia DI es deshabilita (no accepta dades).
- La línia de sortida de dades DO surt del tri-estat i dona un zero durant aquest temps de rellotge en que el multiplexor s'estabilitza.
- Quan la conversió comença, la sortida de la línia SAR, la qual indica si l'entrada analògica es superior a (alt) o inferior a (baix) cada voltatge successivament de la resistència interna corresponent, apareix a la línia de sortida DO a cada flanc de baixada del rellotge. Aquestes dades son el resultat de la conversió (amb el MSB com pa primer bit) i pot ser llegida pel processador a l'instant.
- La conversió es completa després de 8 períodes de rellotge. L'estat de la línia SAR torna a ser baix per indicar posteriorment el  $\frac{1}{2}$  cicle de període.
- Si es prefereix el format de sortida de dades es pot donar com al LSB en primer lloc (utilitzant la línia de control SE, *shift enable*). Els 8 bits del resultat es guarden en un registre de sortida. En els dispositius que no tenen la línia de control SE el format de primer LSB es treu automàticament per la línia DO després de la seqüència de MSB primer. Posteriorment la línia DO es posa baixa fins que CS retorna un valor alt.
- Tots els registres interns s'esborren quan la línia CS està alta. Si es desitja una altra conversió, CS ha de fer una transició de l'estat alt al baix seguida de l'informació de l'adreça del MUX.

Les línies DI i DO es poden unir i ser controlades usant un sol cable amb un processador bidireccional. Aquest fet és possible perquè la línia DI d'entrada només està receptiva durant l'adreçament del multiplexor i en aquest interval de temps DO està encara en alta impedància.

### 7.3 Circuit ADC.

La disposició elèctrica del ADC0834 es mostra a la figura 7.4. Aquesta mostra la configuració dels pins i l'alimentació.

Els pins CH0 ... CH3 són els 4 canals d'entrada del ADC que es configuren amb la paraula d'adreçament del multiplexor. DI i DO són els canals d'entrada i sortida de dades i AGND és la massa analògica, separada de la digital en senyals analògiques diferencials com la de l'acceleròmetre. CLK és el rellotge que sincronitza el ADC amb el microcontrolador i, finalment, !CS s'encarrega d'habilitar el convertidor.

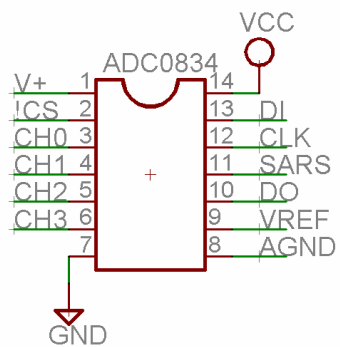


Figura 7.4: Disposició circuital ADC0834.

## 8 Microcontrolador.

### 8.1 Introducció.

Un cop s'ha decidit la utilització del convertidor analògic/digital ADC0834 aquest s'ha de comandar mitjançant algun dispositiu que sigui capaç de donar-li les instruccions concretes perquè realitzi la funció desitjada i pugui tractar les dades que el convertidor ofereix digitalment. Així doncs, la funció del microcontrolador és exercir de pont entre el que es podria anomenar un nivell electrònic (ADC) i el nivell de tractament de la informació (PC).

Un microcontrolador es pot concebre com un sistema de processador seqüencial d'instruccions (figura 8.1), que pot executar un conjunt determinat d'instruccions, el que el fa flexible, capaç de controlar una ampla gama d'aplicacions, abaratir costos i reduir el temps necessari de disseny.

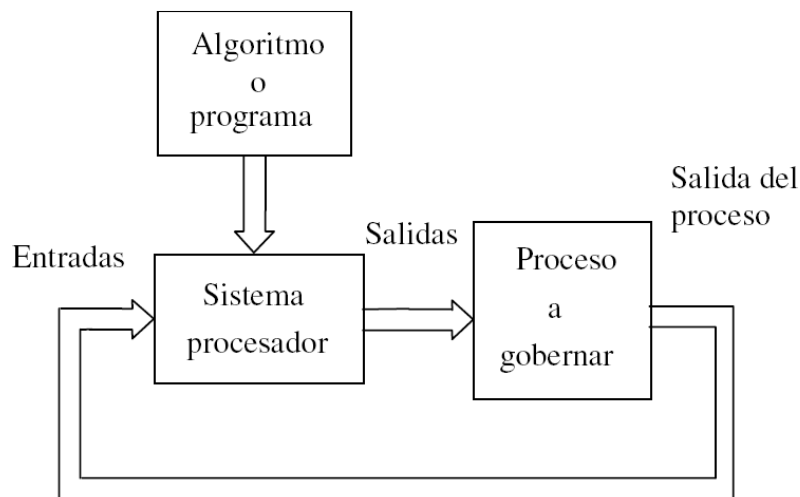


Figura 8.1: Esquema general d'un sistema processador.

La influència de l'assignatura de Sistemes Digitals II donada en la carrera és transcendental a l'hora d'elegir el llenguatge de programació i el tipus del microcontrolador. Així doncs s'utilitzarà el model d'Intel 8051.

L'Intel 8051 és un microcontrolador ( $\mu\text{C}$ ) desenvolupat per Intel al 1980 per a l'ús en productes de sistemes integrats. Aquest, és un microcontrolador molt popular, els nuclis del 8051 s'utilitzen en més de 100 microcontroladors i en més de 20 fabricants independents com Atmel, Infineon Technologies, Maxim IC (sucursal de Dallas Semiconductor), NXP (forma part de Philips Semiconductor), Winbond, ST Microelectronics, Silicon Laboratories (dins de Cygnal), Texas Instruments i Cypress Semiconductor. La denominació oficial d'Intel per la família de  $\mu\text{C}$  8051 es MCS – 51.

El microcontrolador està basat en una arquitectura Harvard (es a dir, existeixen espais de direccions separats pel codi del programa i les dades). Tot i que originalment va ser dissenyat per aplicacions simples, es permet direccionar 64KB de ROM externa i 64 KB de RAM mitjançant línies separades xip select per a programa i dades.

Adicionalment, el microcontrolador conté una memòria internat, dividida en dues parts: els SFR i la memòria de propòsit general. Els SFR (*Special Function Registers*), són els registres proporcionats pel micro, i tenen assignades direccions en aquesta memòria interna. L'accés a aquesta part de memòria interna és més ràpid que l'accés a la memòria externa, però la seva grandària és limitada. A més, part d'aquesta memòria interna s'utilitza com a pila durant les crides a funcions i el procés d'interrupcions.

Una característica particular del 8051 és la inclusió d'una unitat de procés booleà que permet que les operacions de nivell de bit lògic booleà s'executin directe i eficientment en registres interns. Aquest fet ha aconseguit que el 8051 sigui molt popular en aplicacions de control industrial.

Una altra característica molt valorada és que té quatre conjunts separats de registres. Sovint s'utilitza aquesta característica per reduir el retard de la interrupció. (La rutina que fa servir la interrupció declara utilitzar un altre conjunt de registres, evitant d'aquesta manera haver de guardar a la pila els registres originals).

La majoria dels 8051 inclouen una o dues UART's, dos o tres temporitzadors, 128 o 256 bytes de RAM interna (16 bytes dels quals són assignables a nivell de bit a bit), quatre o cinc registres d'entrada/sortida i de 0K-54K de memòria interna de programa. El nucli 8051 original executa un cicle màquina cada 12 cicles de rellotge, requerint la majoria d'instruccions entre un o dos cicles de màquina. Però actualment la majoria de fabricants ofereixen versions millorades que només requereixen de 2 a 4 cicles de rellotge per cada instrucció màquina.

Els microcontroladors moderns 8051 ofereixen moltes millores sobre l'original. Les millores comuns inclouen *watchdog timers* (un temporitzador programable que ressetja el microcontrolador si no es refresca cada cert temps), oscil·ladors interns, memòria de programa Flash ROM interna, codi de inicialització a la ROM, emmagatzemament a EEPROM interna, I<sup>2</sup>C, SPI, USB, generadors de PWM (*Pulse Wide Modulation*), convertidors analògics A/D i D/A, rellotges de temps real RTC's, temporitzadors i comptadors extra, facilitats de depuració internes, més fonts d'interrupció, modes de baix consum, interfície CAN,...

Existeixen varis compiladors de llenguatge C disponibles pel 8051. La majoria afegixen extensions al llenguatge que permeten al programador especificar per exemple el tipus de memòria on s'ubicarà la variable, el banc de registres, accedir a interrupcions especials, la manipulació de bits...

El predecessor del 8051, el 8048, es va utilitzar en el teclat del primer PC IBM, on convertia les pulsacions de les tecles en cadenes sèrie que enviava a la unitat central de l'ordenador. El 8048 i els seus derivats encara s'utilitzen actualment en teclats bàsics.

## 8.2 Elecció.

L'elecció del fabricant del xip que s'utilitzarà ve condicionada igual que la tecnologia de microcontroladors per l'experiència d'utilització en altres assignatures de la carrera. Durant els tres anys que dura aquesta sempre s'ha tractat amb la casa Atmel.

El fabricant Atmel Corporation té una família de microcontroladors de 8 bits basada en l'arquitectura MCS -51. Una de les característiques principals dels microcontroladors d'aquest fabricant és que tots ells tenen memòria interna flash. Aquets tenen un preu més reduït que els microcontroladors amb memòria interna EPROM. La taula 8.1 mostra els microcontroladors

## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

amb memòria flash de Atmel i les diferents característiques de cada un. Les característiques generals d'aquests microcontroladors són:

- Memòria interna flash per programes.
- Memòria RAM interna.
- Patilles bidireccionals de I/O accessibles bit a bit.
- Varis temporitzadors/comptadors de 16 bits.
- UART Full-Duplex.
- Múltiples fonts d'interrupció.
- La versió AT89S té una EEPROM de memòria interna, una interfície SPI de bus sèrie i un temporitzador de *Watchdog*.

Características	AT89C1051	AT89C2051	AT89C51	AT89LV51	AT89C52	AT89LV52	AT89C55	AT89S8252
Memoria flash (bytes)	1K	2K	4K	4K	8K	8K	20K	8K
Memoria RAM (bytes)	64	128	128	256	256	256	256	256
Mem. EEPROM interna	0	0	0	0	0	0	0	2K
Interfaz serie SPI	-	-	-	-	-	-	-	✓
Proframación In-system	✓	SI	SI	SI	SI	SI	SI	✓
Nº de Timers	1	2	2	3	3	3	4	3
Nº de bits de seguridad (Lock bits)	2	2	3	3	3	3	3	3
Watchdog timer	-	-	-	-	-	-	-	✓
UART serie	-	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Salida de Power Down mediante interrupción	-	-	-	-	-	-	-	✓
Comparador analógico	SI	SI	-	-	-	-	-	-
Terminales de I/O	15	15	32	32	32	32	32	32
Fuentes de interrupción	3	6	6	6	8	8	8	9
Bus externo de datos/direcciones	-	-	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Modos Power Down y Idle	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Alimentación Vcc	2.7-6.0	2.7-6.0	4.0-6.0	2.7-6.0	4.0-6.0	2.7-6.0	2.7-6.0	2.7-6.0
Frecuencia Clock	0-24	0-24	0-24	0-24	0-24	0-24	0-33	0-33
Patillas del encapsulado	20	20	40/44	40/44	40/44	40/44	40/44	40/44
I/O Current Sink (por patilla)	20mA	20mA	10mA	10mA	10mA	10mA	10mA	10mA
Corriente total máxima de I/O (mA)	80mA	80mA	71mA	71mA	71mA	71mA	71mA	71mA

*Taula 8.1: Característiques dels microcontroladors flash de Atmel.*

S'opta pel model ATC2051 ja que 15 pins I/O i 2 timers i 6 fonts d'interrupció són suficients per l'aplicació que s'està dissenyant. D'aquesta manera s'utilitza un xip ( $\mu\text{C}$ ) de 20 pins més econòmic i menys carregós de dissenyar que un de 40 pins.

### 8.3 Arquitectura.

La figura 8.2 mostra el diagrama general de blocs pels microcontroladors de la família MCS-51. D'aquesta arquitectura s'ha de destacar l'àrea de registres especials i el direccionalment de la memòria interna.

El nucli del microcontrolador està format per la unitat de control, la unitat aritmetico-logica (ALU), el registres d'estat (PSW), l'acumulador i el comptador de programa (PC). Aquest últim

## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

és un registre de 16 bits que s'utilitza com a punter a la memòria del programa i el seu valor apunta sempre a la direcció de memòria que conté la instrucció a executar.

S'ha de destacar la importància de l'acumulador, ja que intervé en la majoria de les instruccions, sobre tot en les instruccions aritmètiques.

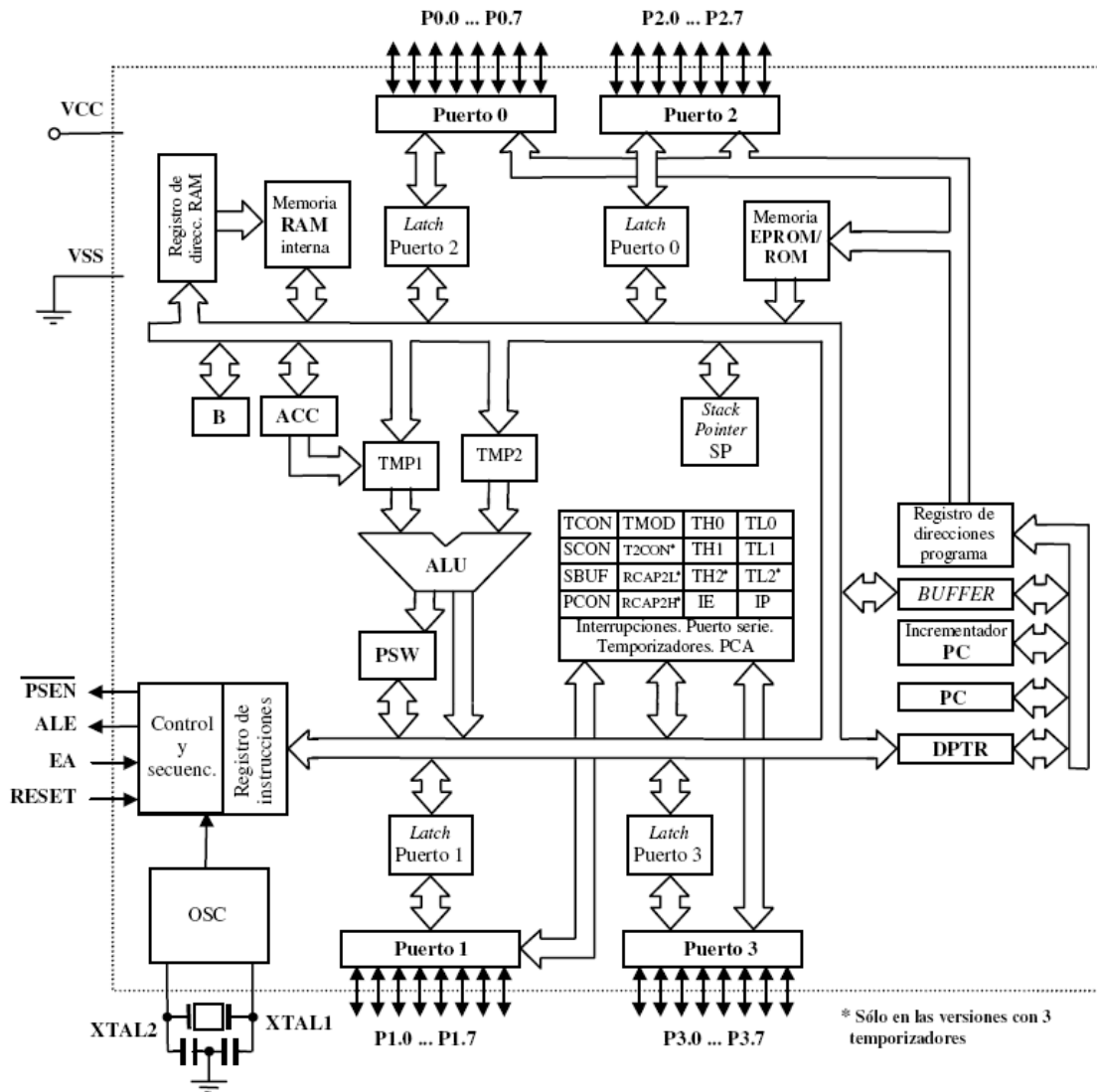


Figura 8.2: Arquitectura interna de la família MC-51.

La família MCS-51 té quatre ports: P0, P1, P2 i P3 (en el AT89C2051 només P1 i P2). Els ports són de 8 bits, i cada bit pot ser configurat de forma individual com entrada o sortida (I/O), essent transparent pel programador. La MCS-51 té versions amb memòria interna de programa EPROM, OTPROM o ROM; no obstant, en el cas de necessitar memòria externa, els ports P0 i P2 suporten un bus de direccions de 16 bits i un bus de dades de 8 per accedir a aquesta. En aquest cas, el byte baix del bus de direccions i el bus de dades comparteixen el mateix port, el P0, mitjançant una multiplexació temporal entre els dos busos. Pel que fa al byte alt del bus de direccions, aquest queda integrament suportat pel port P2. La multiplexació en el port P0 és una manera hàbil d'optimitzar el nombre de terminals del microcontrolador, minimitzant la grandària de l'encapsulat.

## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

A la figura 8.2 apareixen, a més a més, un bloc que representa la memòria RAM interna, amb la qual opera el punter de la pila (SP, *Stack Pointer*), l'àrea de registres especials (SFR) i el port P3, que suporta les següents funcions alternatives: port de comunicacions sèrie asíncrona, interrupcions externes, el control de la lectura i escriptura de la memòria externa de dades i les entrades dels temporitzadors/comptadors de la família.

La disposició dels terminals del model elegit, el AT89C2051, es mostra a la figura 8.3.

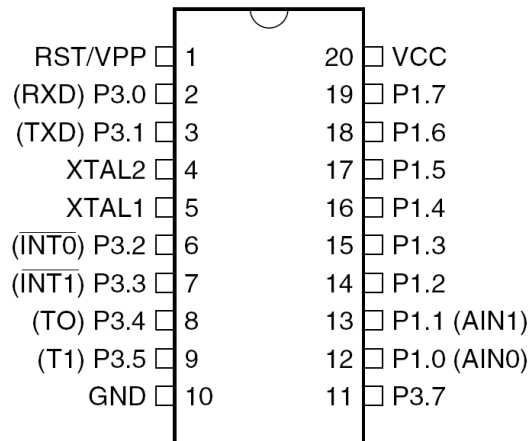


Figura 8.3: Encapsulat AT89C2051.

- VCC: tensió d'alimentació de 5V.
- GND: terminal de massa.
- P1.0 ... P1.7: Port bidireccional bit a bit I/O P1.
- P3.0 ... P3.5, P3.7: Port bidireccional bit a bit I/O P3. Suporta les funcions especials com TXD i TRD del port de comunicacions sèrie, les entrades de interrupció /INT0 i /INT1 i les senyals externes T0 i T1 dels temporitzadors.
- RST/VPP: si la senyal RST es posa a 1 reinicialitza el microcontrolador. VPP s'utilitza per programar el microcontrolador.
- XTAL1 i XTAL2: aquests terminals són l'entrada del senyal de rellotge del microcontrolador. Es pot utilitzar un ressonador ceràmic o un cristall de quars com la figura 8.4; tot i que, també es pot utilitzar un senyal de rellotge extern.



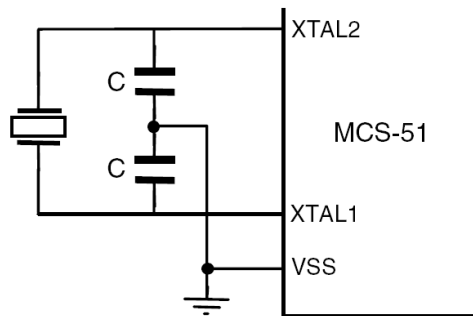


Figura 8.4: Oscil·lador amb cristall de quars o ressonador ceràmic per a MCS-51.  $C = 30\text{pF} \pm 10\text{pF}$  per a cristalls de quars (opció utilitzada).  $C = 40\text{pF} \pm 10\text{pF}$  per a ressonadors ceràmics.

## 8.4 Programació.

L'objectiu final d'introduir un microcontrolador, com ja s'ha explicat anteriorment, és controlar el ADC, extreure l'informació d'aquest i passar-la a un PC (via RS232). Per a poder dur a terme aquest objectiu és necessari programar el microcontrolador perquè realitzi les funcions especificades tot complint els estàndards imposats tant per l'arquitectura del ADC com del port sèrie RS232.

Així doncs, es realitza un programa en ensamblador (ASM) per ser introduït en la memòria de programa del  $\mu\text{C}$ , aquest conté dues parts diferenciades: la rutina que controla el ADC i la que envia les dades mostrejades per RS232.

Per poder comprendre millor el codi del programa dissenyat, primerament s'explica el significat del conjunt d'instruccions i de diferents acrònims (noms de registres, ports,...) que s'utilitzen.

La taula 8.2 mostra la relació entre les abreviacions utilitzades per anomenar els registres de l'àrea SFR, el seu significat i la direcció de memòria que ocupen.

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE  
L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

Símbol	Nom	Direcció
P0	Port 0.	80H
P1	Port 1.	90H
P2	Port 2.	A0H
P3	Port 3.	B0H
SP	Punter de la Pila ( <i>Stack Pointer</i> ).	81H
DPL	Byte baix del punter de dades DPTR.	82H
DPH	Byte alt del punter de dades DPTR.	83H
PCON	Control del consum d'energia ( <i>Power Control</i> ).	87H
TCON	Control dels temporitzadors ( <i>Timer Control</i> ).	88H
TMOD	Configuració dels temporitzadores ( <i>Timer Mode</i> ).	89H
TL0	Byte baix del temporitzador 0.	8AH
TH0	Byte alt del temporitzador 0.	8CH
TL1	Byte baix del temporitzador 1.	8BH
TH1	Byte alt del temporitzador 1.	8DH
SCON	Control de la comunicació sèrie ( <i>Serial Control</i> ).	98H
SBUF	Buffer de dades de la comunicació sèrie ( <i>Serial Buffer</i> ).	99H
IE	Habilitació d'interrupcions ( <i>Interrupt Enable</i> ).	A8H
IP	Registre de prioritats ( <i>Interrupt Priority</i> ).	B8H
PSW	Registre d'estat ( <i>Program Status Word</i> ).	D0H
ACC	Acumulador.	E0H
B	Registre B.	F0H

Taula 8.2: Registres de l'àrea SFR del AT98C2051

S'inclou també l'apèndix II per tenir una relació directa i ràpida de les instruccions de que disposa la família MC-51 amb la seva corresponent descripció.

# MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

## 8.4.1 Programa del µC pel control de l'ADC i enviament de les dades via RS232.

;PROGRAMA PRINCIPAL

ORG 0H ;VECTORITZACIÓ  
LJMP INICI

ORG 023H ;VECTORITZACIÓ DEL PORT DE COMUNICACIONS SÈRIE  
LJMP RSI\_RS

INICI: SETB ES ;HABILITA LA INTERRUPCIÓ DEL PORT SÈRIE  
SETB SM1 ;PORT SÈRIE EN MODE 1 (8BIT)  
SETB REN ;HABILITA LA RECEPCIÓ DE DADES DEL PORT SÈRIE  
MOV TMOD, #20h ;TIMER 1 EN MODE 2, GATE=0 I C/T=0  
MOV TL1, #0FDh ;VALOR DE TL1, PER A LA VELOCITAT DE 9600 BAUDIS  
MOV TH1, #0FDh ;VALOR DE RECÀRREGA DEL TIMER 1, PER A LA VELOCITAT DE  
9600 BAUDIS  
  
SETB EA ;HABILITA EL BIT D'INTERRUPTIÓ GENERAL  
SETB TR1 ;ENGEGA EL TIMER 1 (GENERA LA BASE DE TEMPS PER AL RS232)  
MOV R6, #01h ;UTILITZEM R6 PER INDICAR QUE ES POT TRANSMETRE  
LJMP PRINCIPAL

;RUTINA RS232

RSI\_RS: JNB TI, TRAN\_IT ;MIRA SI TRANSMET EL RS232  
CLR TI ;ESBORRA TI  
MOV R6, #01h ;PREPAREM UNA ALTRA CONVERSIÓ  
RETI

TRAN\_IT: CLR RI ;BORRA RI  
MOV A, SBUF ;DADA REBUDA->A  
RETI

TRANS: MOV SBUF, A ;ENVIAR EL VALOR DE A  
MOV R6, #00h ;ESPEREM QUE ES TRANSMETI  
RET

;RUTINA PRINCIPAL

PRINCIPAL: CJNE R6, #01h, PRINCIPAL ;BUCLE D'ESPERA  
CALL ADC  
CALL TRANS  
SJMP PRINCIPAL

;RUTINA DE COMUNICACIÓ AMB ADC

ADC: MOV A, P1 ;P1.4=SGL/!DIF, P1.5=ODD/SIGN, P1.6=SELECT\_BIT\_1  
RL A  
RL A  
RL A ;(STAR\_BIT=1..SGL/!DIF..ODD/SIGN..SELECT\_BIT\_1)  
ORL A, #00001000b ;POSEM STAR\_BIT A 1

START: ANL P1, #0F7H ;SELECT A/D (CS=0)  
MOV B, #4 ;BIT COMPTADOR=4 (LA MUX ADRESS ES DE 4 BITS)

LOOP1: RRC A ;CY.ADREÇA BIT  
JC ONE ;TEST BIT  
;BIT=0

ZERO: ANL P1, #0FDH ;DI.0  
JMP CONT ;CONTINUA  
;BIT=1

ONE: ORL P1, #2 ;DI=1

## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

---

```
CONT: CALL PULSE    ;RUTINA DEL POLS
      DJNZ B, LOOP1 ;CONTINUA FINS QUE ACABA
      CALL PULSE    ;EXTRA CLOCK PER SINC
      MOV B, #8     ;BIT COMPTADOR=8

      MOV R2,#0
      CLR A
LOOP2: CALL PULSE    ;PULSE SK 0.1.0
      RL A
      MOV R2, A
      MOV A, P1     ;CY.DO
      ANL A, #00000010b ;P1.1 = DI
      ADD A, R2
      DJNZ B, LOOP2 ;CONTINUA FINS QUE ACABA
      MOV R2, A
      RET

;SUBROUTINA PULSE (temporitzador del comptador)
PULSE: ORL P1, #04 ;SK=1
      NOP          ;RETARD
      ANL P1, #0FBH ;SK=0
      RET
```

END

El programa realitzat consta de 5 parts:

- Programa principal.
- Rutina RS232.
- Rutina principal.
- Rutina de comunicació amb ADC.
- Subrutina pulse (temporitzador del comptador).

La primera part del programa, programa principal, s'encarrega de, al començament, establir en quines posicions de memòria es guardaran les instruccions del programa sencer, això es necessari perquè hi ha interrupcions que mouen al PC (program counter) a una part concreta de la memòria. Posteriorment, després de l'etiqueta inici, s'inicialitzen tots els registres perquè funcioni el timer1 el qual s'encarrega d'interrompre perquè el rs232 funcioni a 9600 bauds. El registre R6 s'utilitza per indicar a la rutina RSI\_RS que pot transmetre.

La rutina RS232 s'executa quan el temporitzador timer1 desborda i genera una interrupció que salta a l'etiqueta RSI\_RS. Aquesta comprova si el port sèrie està rebent dades, si és així, guarda la dada rebuda a l'acumulador A, sinó, prepara el port per una altra recepció esborrant TI i actualitzant R6.

La rutina principal és la clau del programa. Aquest és un bucle infinit sobre ell mateix. Únicament quan el timer1 desborda surt del bucle, executa la rutina RSI\_RS i salta a la següent instrucció, aquesta crida la subrutina ADC. Aquesta passa el valor obtingut per l'ADC a l'acumulador A. Un cop es té la dada desitjada en A, es crida la subrutina TRANS. Aquesta envia pel port sèrie del microcontrolador la dada guardada a l'acumulador A i habilita el port per a una altra transmissió. Posteriorment, el bucle torna a ser infinit fins que el timer1 torna a desbordar i fa una altra conversió i enviament de la dada pel port sèrie.

La subrutina ADC és l'encarregada de controlar el convertidor analògic-digital seguint el cronograma de la figura 7.2 tal com s'explica a l'apartat 7.2.2.

A les potes P1.5, P1.6 i P1.7 tenim connectat un *microswitch* de 3 interruptors. Mitjançant aquest es configura si l'entrada de l'ADC serà diferencial o monopolar, la referència del terminal positiu i negatiu i l'entrada del multiplexor.

Es posa en fila els bits que configuren la paraula d'adreçament a l'acumulador A. Llavors es fa una rotació amb acarreu, si aquest és 1 salta a la part del programa ONE i envia un 1 a la pota P1.1 del microcontrolador; per altra part, si l'acarreu és 0, salta al ZERO i envia un 0 per la pota P1.1 del microcontrolador. Posteriorment es crida la subrutina PULE la qual genera un pols de que fa de rellotge del ADC pel pin P1.4. Es decrementa el comptador i es repeteix el bucle. Aquest es realitza 4 vegades per transmetre els 4 bits de la paraula d'adreçament.

El LOOP2 és una subrutina en forma de bucle que es dedica a guardar un per un els bits de cada mostra que realitza el ADC. Hi ha un comptador (B) que es carrega amb el valor 8 i va decrementant. Es llegeix el primer bit del pin P1.1, es guarda a l'acumulador A, es rota l'acumulador una posició, es fa una còpia temporal del valor al registre R2, el bucle posteriorment torna a començar, copia el segon bit en A, es rota A i es fa una suma lògica amb R2, a R2 queden guardats els dos primers bits. Aquest procés es realitza fins a 8 vegades per cada mostra. Finalment tenim guardat a A i R2 el valor que s'ha de transmetre pel port paral·lel mitjançant la subrutina TRANS.

En definitiva el programa del microcontrolador configura el ADC per a transmetre amb els paràmetres que desitgem, captura una mostra del ADC i l'envia pel port RS232 per ser capturada per un PC.

#### 8.4.2 Programa per capturar dades amb un PC via RS232.

En aquest punt doncs es dissenya un programa en C que corre sobre un PC per capturar les dades transmeses pel microcontrolador.

Per poder entendre el programa realitzat el primer que s'ha d'explicar és la funció que dona l'accés al port de comunicacions. Aquesta funció només permet enviar/rebre un caràcter cada cop i, per tant, s'ha de programar amb cura perquè el port de comunicacions sigui atès amb suficient periodicitat i rapidesa a fi de no perdre caràcters.

La funció que s'utilitza en llenguatge C es: `int bioscom (int cmd, char abyte, int port)`. I per ser utilitzada cal que al programa en C s'inclogui la llibreria `bios.h`, es a dir, `#include <bios.h>`.

La funció `bioscom()` s'utilitza per manipular el port de comunicacions asíncron RS-232C especificat amb el paràmetre `port`. L'operació a realitzar la indica el valor `cmd` d'acord amb els següents valors.:

Valor	Significat
0	Inicialitza el port segons abyte.
1	Envia un caràcter.
2	Rep un caràcter (els 8 bits de menys pes del codi de retorn).
3	Torna l'estat del port (els 8 bits de major pes del codi de retorn).

Taula 8.3: Codificació `cmd` de la funció `bioscom`.

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE  
L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

---

Abans d'utilitzar el port sèrie probablement es desitjarà inicialitzar-lo amb una configuració diferent a la que ve per defecte. Per fer això s'ha de cridar a bioscom() amb cmd igual a 0. La forma exacte de configurar-se el port la indica el valor de abyte que s'interpreta d'acord als següents paràmetres:

Número de bit:	7	6	5	4	3	2	1	0
Bauds:	X	X	X					
Paritat:				X	X			
Bits de stop:						X		
Bits de dades							X	X

Taula 8.4: Codificació abyte de la funció bioscom.

La velocitat de transmissió (bauds) que representen els tres bits més alts es codifica així:

Bits/segon	Patró
9600	111
4800	110
2400	101
1200	100
600	011
300	010
150	001
110	000

Taula 8.5: Codificació dels bauds.

La paritat es codifica d'aquesta manera:

Paritat	Patró
Sense	00 o 10
Imparell	01
Parell	11

Taula 8.6: Codificació de la paritat.

El nombre de bits de stop el dona el bit 2 del byte d'inicialització. Si es 1, llavors s'utilitzen 2 bits de stop, sinó s'utilitza un sol bit de stop.

El nombre de bits de dades el donen els bits 1 i 0. Si els bits 1 i 0 contenen el patró 10, llavors s'utilitzen 7 bits de dades. Si contenen el patró 11, llavors són 8 bits de dades.

El valor retornat per bioscom() és sempre de 16 bits. El byte d'ordre més gran és l'estat, que té els següents valors:

## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

---

Bit	Significat dels bits
0	Dades rebudes.
1	Error de desbordament.
2	Error de paritat.
3	Error de quadre ( <i>framming</i> ).
4	Detecció de <i>Break</i> .
5	Registre de transferència buit.
6	Registre de desplaçament buit.
7	Error de <i>Time-out</i> .

Taula 8.7: Significat de cada bit del byte alt retornat per bioscom.

Si el cmd és posat a 0, 1 o 3, el byte d'ordre més baix es codifica així:

Bit	Significat dels bits
0	Canvi en <i>clear-to-send</i> .
1	Canvi en <i>data-set-ready</i> .
2	Canvi del senyal <i>ring-indicator</i> .
3	Canvi del senyal <i>data-carrier-detect</i> .
4	<i>Clear-to-send</i> (mòdem llest per rebre caràcters).
5	<i>Data-set-ready</i> (mòdem connectat i llest).
6	Indicador de Ring.
7	Senyal en la línia detectada ( <i>carrier detected</i> ).

Taula 8.8: Significat de cada bit del byte baix del valor retornat per bioscom.

Quan cmd té el valor 2, el byte d'ordre més baix conté el valor rebut pel port.

El programa és el següent:

```
#include <bios.h>
#include <conio.h>
#include <stdio.h>

#define COM1 2
#define DATA_READY 0x100 //vectorització del pin data ready del port sèrie
#define SETTINGS ( 0xE0 | 0x00 | 0x00 | 0x03) //configuració 11100011b
#define max 128 //constant

int main(void)
{
    int status;
    int i=129;
    int num_bloc=max;
    char c[max];
    char out;
    FILE *f;
    clrscr(); //neteja pantalla
    printf("Programa per rebre dades via RS232");
    f=fopen("hola1.txt","wb");
    if(f==NULL) //comprova l'integritat del fitxer
    {
        printf("error al obrir l'arxiu hola1.txt");
        return(1);
    }
    bioscom(0, SETTINGS, COM1);
    status = bioscom(3, 0, COM1);
    if (status & DATA_READY) //comprova que el port està apunt per rebre
    i=0;
    while (i<num_bloc)
    {
        if ((out = bioscom(2, 0, COM1)) != 0)
        {
            c[i]=out;
            i++;
            printf("%c",&c[i]);
        }
    }
    fwrite(&c,sizeof(char),num_bloc,f);
    return(1);
}
```

Un cop explicada ja la funció bioscom( ) l'estructura general del programa s'inicia, com tots els programes C, amb els include corresponents a les llibreries on es poden trobar les funcions que s'utilitzen al codi. Els define ens permeten treballar amb constant en forma de text. Es veu que la mascara DATA\_READY amb el valor hexadecimal 0x100 (0001 0000 0000 en binari). La constant SETTINGS correspon a una configuració del port sèrie a 9600bits/segon, sense paritat, un bit de stop i 8 bits de dades. Es realitza una OR lògica per a diferenciar cadascun dels camps de la configuració. Existeix un sol bucle principal, tancat per l'expressió while(i<num\_bloc).



Aquest bucle es realitza num\_bloc vegades, si es volgués més adquisició de dades es podria augmentar aquest bucle tant com es volgués afegint més bucles ennuats.

El cos del programa bàsicament consisteix en una configuració inicial i un bucle infinit. La primera es fa amb la instrucció bioscom, que prepara el port COM1 per ser accedit amb la configuració ja comentada SETTINGS.

Per saber si arriba alguna dada al port sèrie, es consulta el seu estat (bioscom amb el paràmetre 3) i es comprova el resultat amb la mascara DATA\_READY. La funció bioscom en aquestes condicions retorna dos bytes, i que el bit menys significatiu del byte més significatiu indica si s'han rebut dades o no.

Si el port està apunt de rebre les dades entra dins el bucle i les guarda al vector a[] de mida num\_max, posteriorment es guarda aquest vector en un fitxer. Així ja disposem de les dades guardades en format ASCII en un PC.

## 8.5 Hardware.

Un cop dissenyat el software que té relació amb el microcontrolador és realitza el circuit amb EAGLE per condicionar-ne el seu funcionament. La figura 8.5 mostra la relació de connexions del circuit dissenyat tenint en compte els programes dissenyats i les especificacions del microcontrolador.

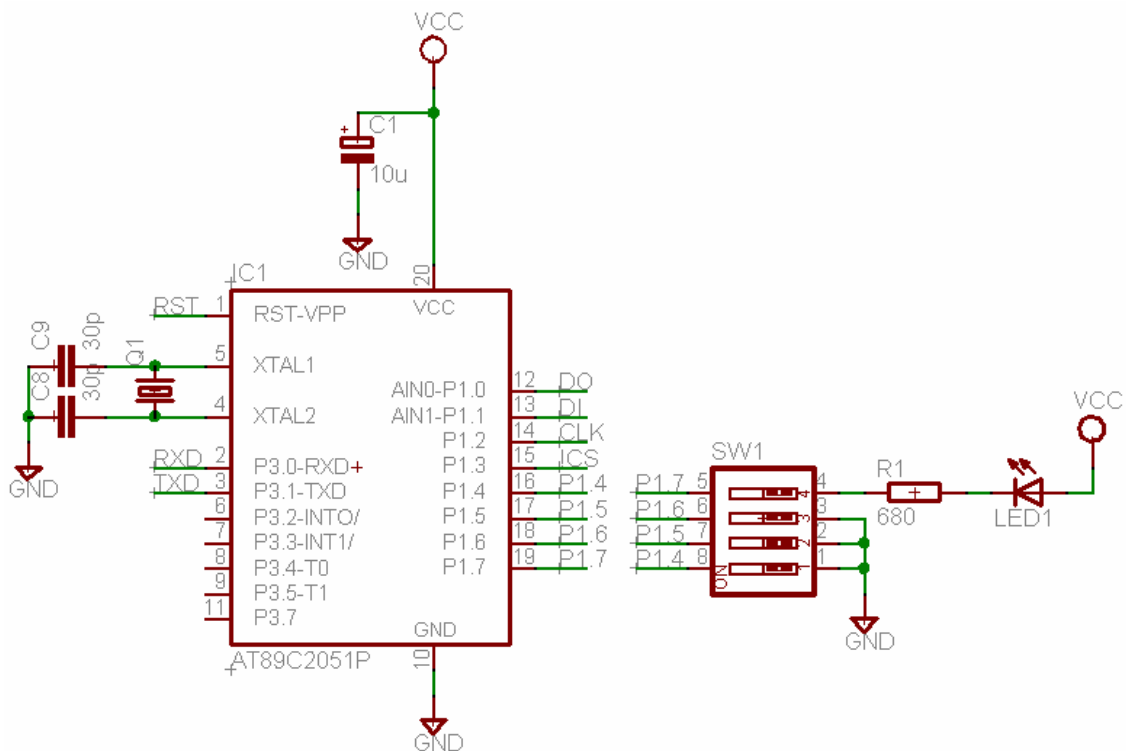


Figura 8.5: Circuit implementat per al microcontrolador.

Els tres primers interruptors SW1 serveixen per a configurar la paraula d'adreçament del ADC0834 i el quart interruptor és un led configurable per l'usuari per *software*. I així poder visualitzar, per exemple, quan el port RS232 està transmetent.

Per un correcte funcionament del microcontrolador es necessari disposar d'un circuit de reset connectat al pin RST. La figura 8.6 mostra el circuit de reset, el seu funcionament és molt senzill i quan l'interruptor es tanca, el transistor entra en tall i  $V_{RST}$  és aproximadament igual a  $V_{cc}$  i provoca un reset al microcontrolador.

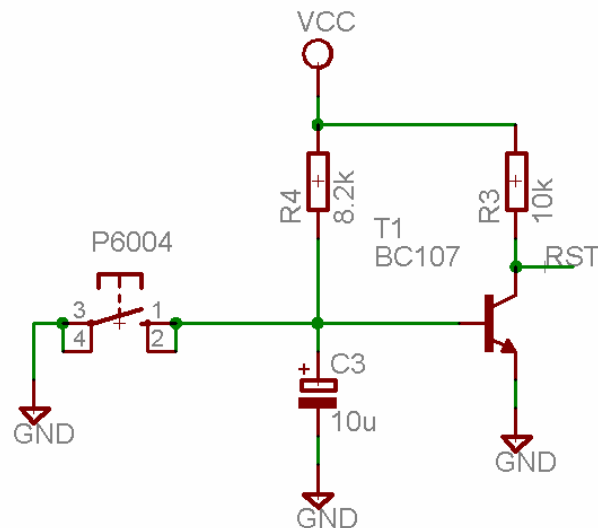


Figura 8.6: Circuit de reset del microcontrolador.

## 9 Interfície RS232.

A l'hora de connectar el microcontrolador amb el PC es troba el problema que els valors de tensió en els quals treballa el  $\mu C$ , és a dir, valors TTL, (5V) són incompatibles amb els valors de tensió que treballa el port RS232 ( $\pm 10V$ ).

Degut a aquesta diferència hi ha la necessitat d'incorporar un driver que realitzi aquesta conversió. Al ser un problema força habitual hi ha tota una sèrie de xips especialitzats en realitzar aquesta funció i específicament la família de la casa MAXIM 220 - 249 és la més comuna i econòmica.

S'opta doncs per aquesta família i la utilització del xip MAX232 (figura 9.1). El circuit que realitza aquesta funció ve ja predissenyat pel fabricant (figura 9.2) juntament amb els seus valors (taula 9.1).

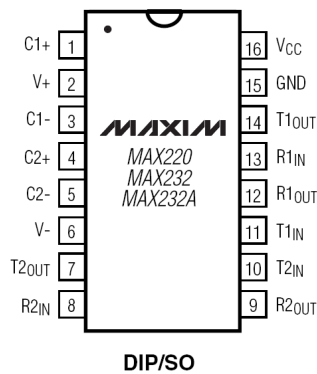


Figura 9.1: Patillatge del xip MAX232.

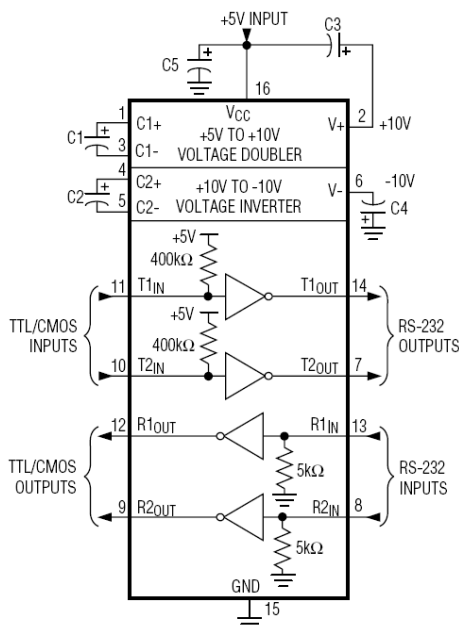


Figura 9.2: Circuit predissenyat de conversió.

CAPACITANCE ( $\mu F$ )					
DEVICE	C1	C2	C3	C4	C5
MAX220	0.047	0.33	0.33	0.33	0.33
MAX232	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
MAX232A	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1

Taula 9.1: Valors preestablerts per als condensadors.

El circuit proposat s'implementa en EAGLE i s'incorpora a la mateixa placa dels altres components, s'incorpora també un connector DB9 mascle per poder realitzar la connexió. A la figura 9.3 es pot veure el disseny del driver RS232 juntament amb el connector DB9.

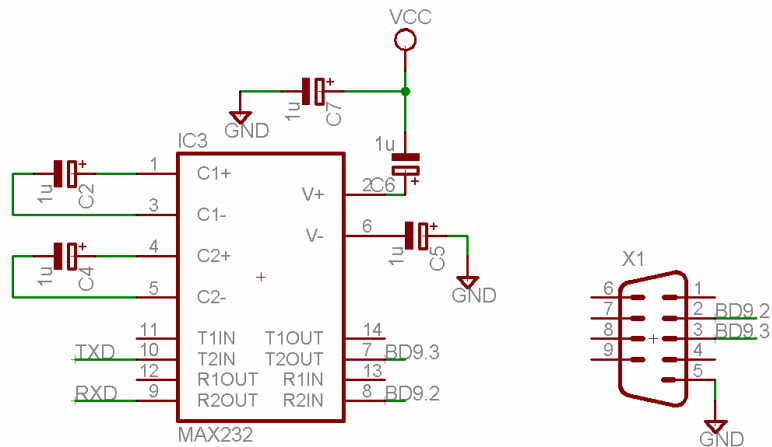


Figura 9.3: Circuit del driver MAX232 amb el connector DB9.

Finalment per poder realitzar la transmissió tal com estableix el protocol V.24 necessitem disposar d'un cable *null-modem*. La realització d'aquest segueix l'esquema de la figura 9.4.

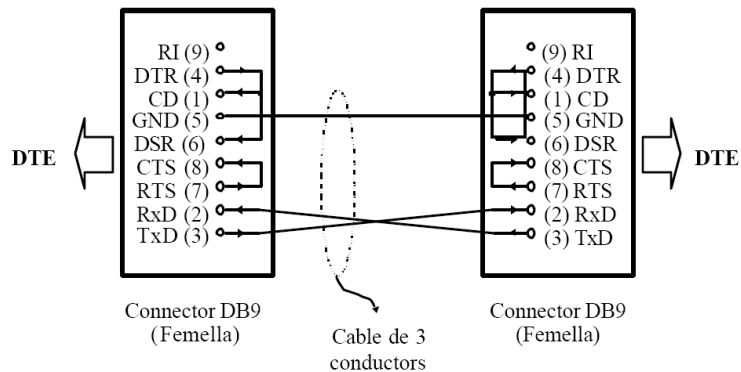


Figura 9.4: Cable Full-Duplex per a una connexió DTE-DTE amb "Null-Modem".

Per a la millor comprensió de la realització del cable *null-modem*, a l'annex III es mostren les especificacions de l'estàndard de transmissió V.24 del port sèrie.

## 10 Placa final.

En aquest darrer capítol s'exposa el disseny de la placa final. Aquesta a part dels blocs ja comentats en els capítols anteriors disposa d'una font d'alimentació regulada a 5V i una part de commutació de circuits. També s'explica com s'ha dissenyat el *layout* de la placa.

### 10.1 Font d'alimentació.

La introducció d'aquesta font es realitza per a poder utilitzar la placa només amb una alimentació de  $\pm 15V$ , i així estalviar haver d'utilitzar dues fonts d'alimentació al laboratori.

El circuit que es mostra a la figura 10.1 està basat en un regulador de tensió LM7805. Aquest dissipa en forma de calor la diferència de voltatge entre l'entrada i la sortida. Els condensadors s'utilitzen per disminuir el rissat de sortida de la font i el diode per protegir el circuit d'alimentació de cortcircuits. També disposa d'un led, connectat a una resistència per fixar la intensitat que passa a través seu, que serveix com a indicador de funcionament.

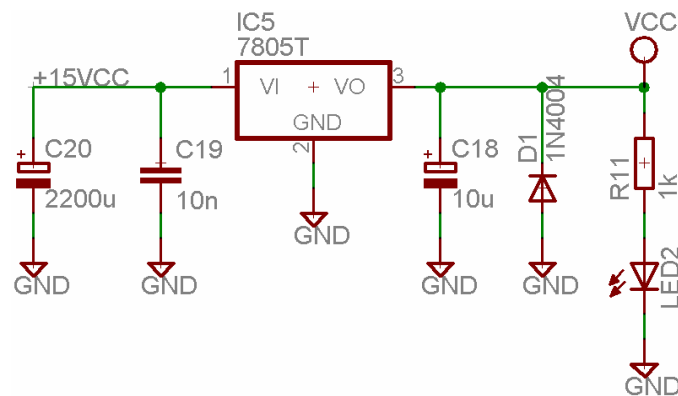


Figura 10.1: Circuit de la font d'alimentació.

La sortida del circuit és de 5V i aquests serveixen per alimentar tots els components amb estandard TTL, que actualment ja són la majoria. Però degut a la introducció de dos amplificadors operacionals i del convertidor RMS també s'ha de disposar d'una alimentació dual de  $\pm 15V$ .

### 10.2 Entrades de l' ADC.

Ja que l'acceleròmetre pot treballar en mode diferencial o en mode comú, es realitza un petit commutador per connectar la massa del circuit al terminal negatiu de l'acceleròmetre o per connectar aquest terminal a l'entrada de l' ADC.

A la figura 10.2 es pot veure aquest commutador (S1) i un *array* de jumpers per a poder realitzar comprovacions del circuit i treure'n i entrar-hi senyals analògiques.

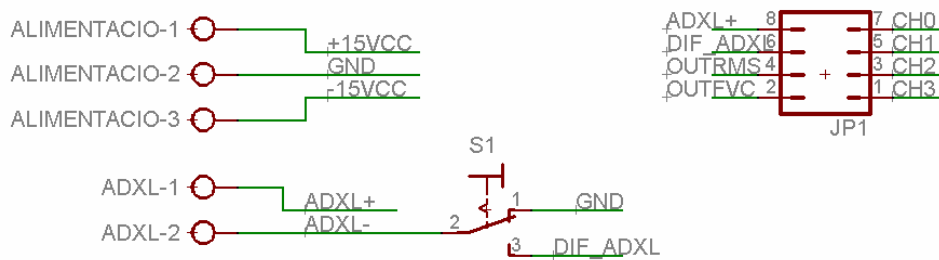


Figura 10.2: Connexions d'alimentació i pins de test.

### 10.3 Disseny complet.

Un cop es tenen tots els blocs dissenyats, s'ajunten en el mateix projecte d' EAGLE per tal de realitzar una sola placa que agrupi totes les funcions estudiades. S'opta per no incorporar la placa del convertidor Buck i la de l'acceleròmetre en aquesta, ja que en un principi es dissenya per ser utilitzat com a geòfon; i, per tant, la part del sensor està aïllada de la resta. La raó de posar el convertidor Buck per separat és, com ja s'ha exposat anteriorment, la necessitat de reduir els cables que connecten la part del geòfon amb la part de processament de dades.

Així doncs, la figura 10.3 mostra el disseny complet d'aquesta placa en forma circuital. S'ha de tenir en compte que els cables amb la mateixa etiqueta, per exemple GND estan units internament pel programa.

El programa EAGLE té tres finestres independents el *Control Panel*, *Schematic* i el *2 Board*. La primera és un tipus d' organitzador de projectes, llibreries, ... Això permet tenir un accés ràpid i còmode al projectes realitzats així com una visualització i organització de les llibreries del programa eficient.

L' *Schematic*, com el seu nom indica, funciona com un editor d'esquemes (circuitis) electrònics. Es aquí on es definiexen els components que s'utilitzen, les seves interconnexions i també l'encapsulat escollit per cada un.

Un cop es té el circuit realitzat en l'schematic el programa el passa directament al *2 Board*. En aquest punt és on es fa el disseny del la placa en la que es materialitzarà el disseny fet en squematic. Per poder aconseguir aquest objectiu s'ha de dibuixar la placa, col·locar els components, traçar les pistes que els interconnectaran i comprovar les mesures de tots els canvis introduïts perquè satisfacin els requeriments del procés de fabricació escollit, tant si és atacat amb àcid, màquina fresadora o portat a una empresa especialitzada.

El primer que ens trobem quan s'obre la finestra del *2 Board* després de realitzar l'esquema és la figura 10.4, la qual ens disposa tots els components en un fons negre amb les interconnexions en groc.

# MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

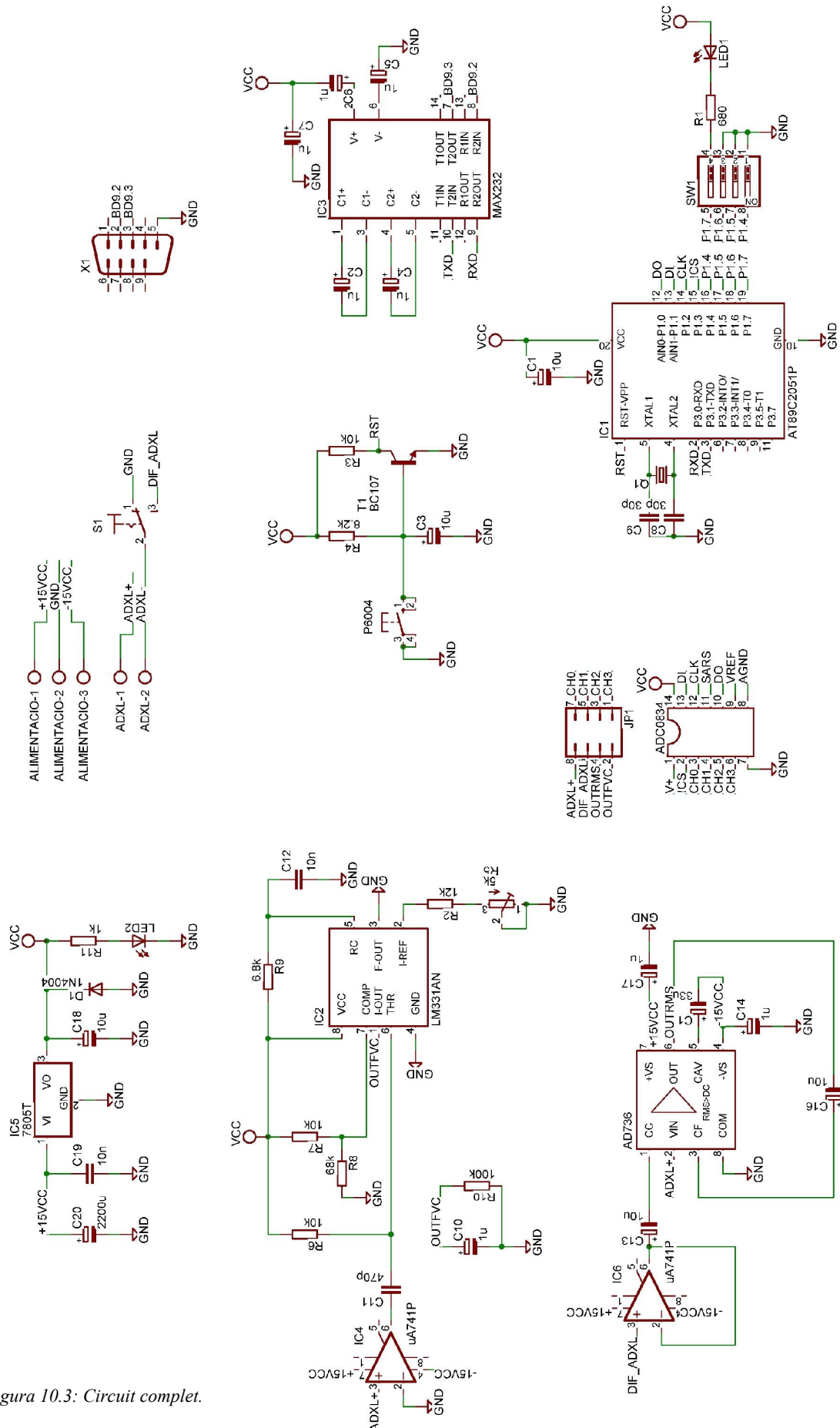


Figura 10.3: Circuit complet.

# MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

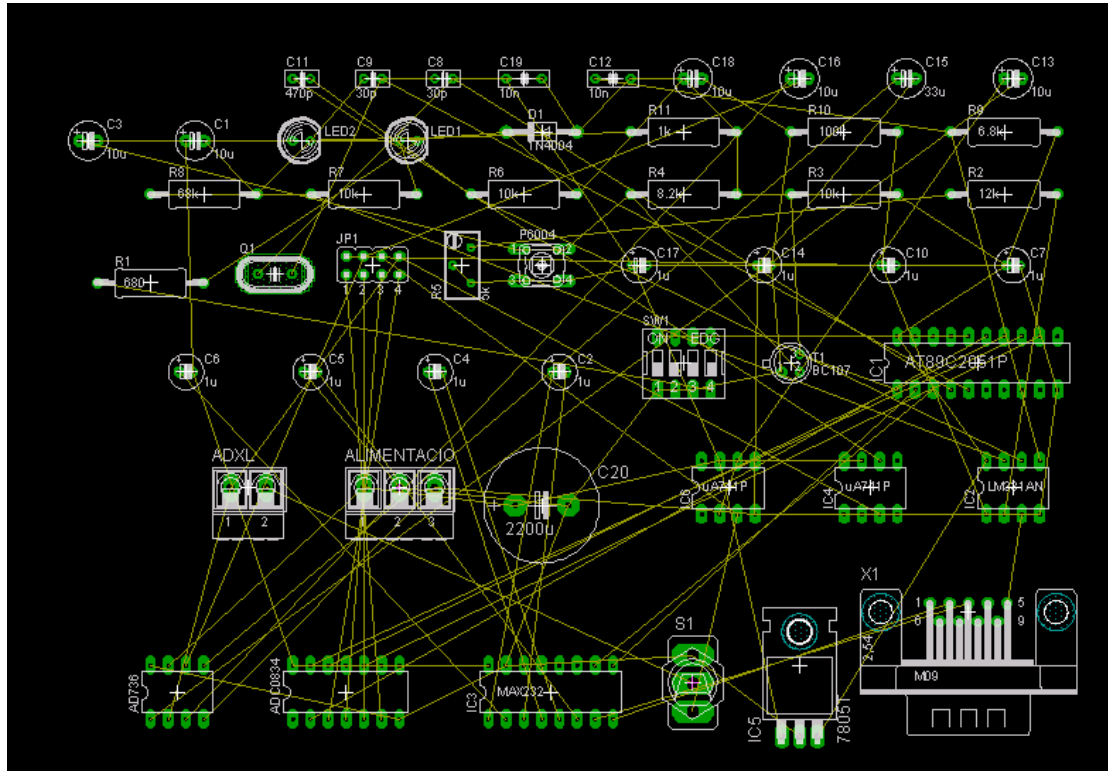


Figura 10.4: Primer circuit visualitzat en 2 Board.

Un cop aquí, el pròxim pas és recol·locar d'una manera més o menys ordenada els components sobre la placa tal com mostra la figura 10.5.

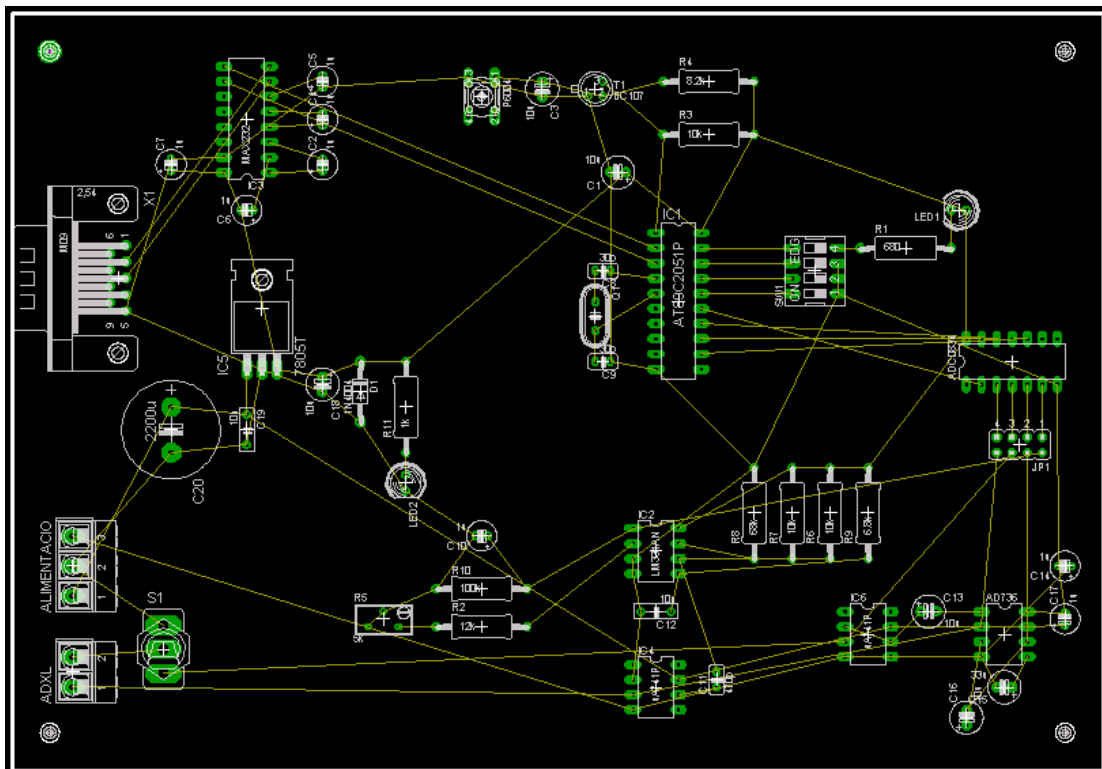


Figura 10.5: Recol·locació dels components.



## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

Posteriorment, el programa té una funció que es diu *autorute* realitza el traçat més idoni per on han de passar les pistes. A la figura 10.6 es veu el traçat d'aquestes amb blau i amb verd els pads dels components, es a dir on es farà el forat i es disposarà l'estany.

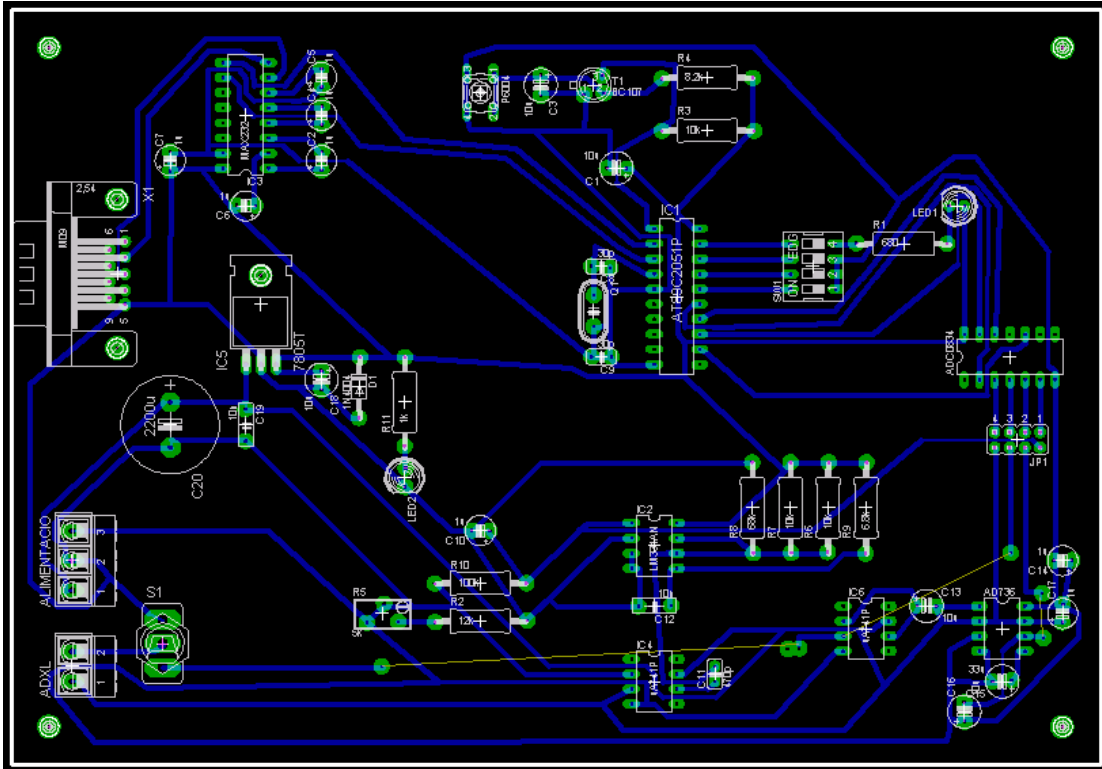


Figura 10.6: Placa enrutada.

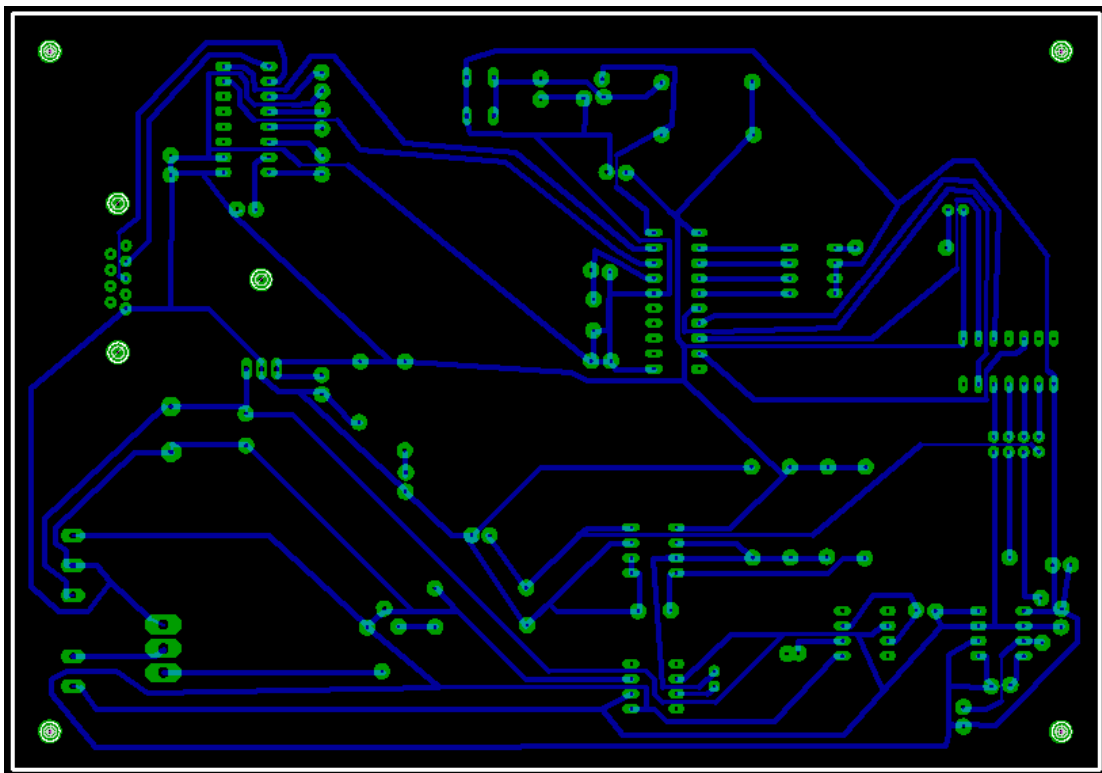


Figura 10.6: Placa apunt per imprimir.

## MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

---

Un cop realitzat l'últim pas, s'ha de deshabilitar les capes que no volem que es vegin i imprimir el circuit de la figura 10.7 si es vol realitzar la placa per atacat en àcid o exportar les dades en el format adient per a cada fabricant.

## 11 Conclusions i perspectives.

El projecte està basat en el món de la sismologia, dels sistemes de mesura de vibracions i dels ADC.

En el primer cas, la sismologia, era un àmbit totalment desconegut per mi; i, per tant, ha estat complicat però a la vegada enriquidor entrar en l'aprenentatge d'aquest fenomen. Pel que representa als sistemes de mesura de vibracions, els sensors és un tema força estudiat en la carrera, tot i que en concret els acceleròmetres i la tecnologia de fabricació (MEMS) no els coneixia anteriorment a la realització del PFC.

Com a últim tema i personalment el més satisfactori i interessant, la part que tracta sobre el ADC, la programació del microcontrolador i del PC i el disseny de les plaques corresponents, ha estat molt profitosa i gratificant, ja que he aprofitat els coneixements més propiament dits adquirits a la carrera per aplicar-los i ampliar-los en un tema eminentment factible, realitzable i pràctic.

Passant ja al tema que ocupa la part principal del projecte, puc arribar a la conclusió de que la introducció d'un convertidor buck i les plaques realitzades dels acceleròmetres són totalment útils i fins i tot aplicables en algun procés o invent per a mesurar acceleracions d'un valor absolut gran. En aquest apartat doncs es podria considerar que la introducció d'un convertidor buck amb una pila i així poder-lo fer autònom podria generar un gran benefici econòmic en determinades aplicacions com per exemple un OBS o fins i tot qualsevol sistema remot ja que s'intenta optimitzar la part de consum en aquest sentit.

Pel que fa a la part de proves realitzades sobre els acceleròmetres ADXL203 i ADXL311, hi ha dues conclusions elementals. La primera és que tant un com l'altre funcionen molt bé a baixes freqüències, es a dir, podrien ésser utilitzats com a sensors de terratrèmols en aquest aspecte, que de fet és un dels objectius que es marca a l'inici del projecte. L'altra conclusió extraïble, contradiu la primera en el sentit de poder ser utilitzats per aquest fi, ja que no són molt útils per a baixes amplituds. Així doncs són uns genials sensors de vibracions terrestres sempre i quan aquestes siguin suficientment grans per a ser detectades amb claretat per l'acceleròmetre.

Un últim punt que s'ha de tenir en compte sobre els acceleròmetres, és que com ja diuen les especificacions tècniques i com s'ha pogut provar experimentalment, l'ADXL203 té una sensibilitat unes tres vegades major a la de l'ADXL311.

Si passem ja a la part del disseny de la placa final es pot deduir que la incorporació del convertidor RMS i del FVC són prescindibles, ja que el microcontrolador ja emmagatzema tota la informació i aquest tractament es pot fer digitalment i així no perdre informació abans de fer la conversió d'analògic a digital. La seva incorporació si que seria útil en el cas que es vulgues tractar la informació analògicament.

Quan als programes realitzats, tant el del  $\mu\text{C}$  (\*.asm) com el del PC (\*.c) estan testats pels debugadors corresponents de cada editor, en el primer cas el Keil  $\mu\text{Vision}$  i en el segon el Visual Studio. El resultat de la simulació totalment coherent i correcte; i, per tant, es pot concloure que en un principi haurien de funcionar sobre les màquines corresponents.

Així doncs el projecte queda obert a possibles realitzacions materials del disseny realitzat.

Finalment només comentar que el PFC ha estat una forma molt eficient d'aplicar una gran part de conceptes estudiats teòricament durant la carrera i per aquest motiu crec que ha fet créixer les meves possibilitats d'aconseguir els objectius professionals exigits en un enginyer.

## **Impacte mediambiental.**

Respecte a l'impacte mediambiental dels processos de la indústria electrònica, tant en la fabricació de circuits impressos com en la de circuits integrats, s'utilitzen substàncies altament contaminants, i l'eficiència del consum d'aigua en els processos de neteja és realment molt baixa. Les solucions passen per la substitució dels CFC com agents de neteja i d'aleacions baixes en plom per a soldadures.

A més a més, els alts nivells d'integració i les tècniques de muntatge de superfície fan que cada vegada es necessitin menys metalls per la producció d'equips. La velocitat de canvi i el desenvolupament dels nous sistemes provoca que la vida útil sigui cada vegada més curta. Per tant, resulta necessària la realització d'una anàlisi del cicle de vida, començant a la fase de disseny dels equips i presentant una especial atenció a la fase de fabricació.

Per d'altra banda, la contaminació electromagnètica sobre els éssers vius ha generat una alarma social desproporcionada en relació a la seva base real.

Una de les aplicacions de l'electrònica a l'estalvi d'energia deriva de les aplicacions de l'electrònica de potència. Aquest fet incideix, indirectament, en la millora mediambiental associada a la reducció de l'energia generada.

En el cas del meu projecte final de carrera he intentat complir amb les normatives mediambientals. Tanmateix, el propi tema a desenvolupar ja té un fort caràcter d'ajuda mediambiental. Destaquem que s'intenta dissenyar un símil d'OBS, per tant millorem un dispositiu que té com a objectiu l'estudi de les diferents capes del subsòl marí i dels seus moviments. Trets que poden arribar a ser molt importants en la prevenció o intervencions en casos de catàstrofes produïdes per aquests tipus de moviments sísmics.

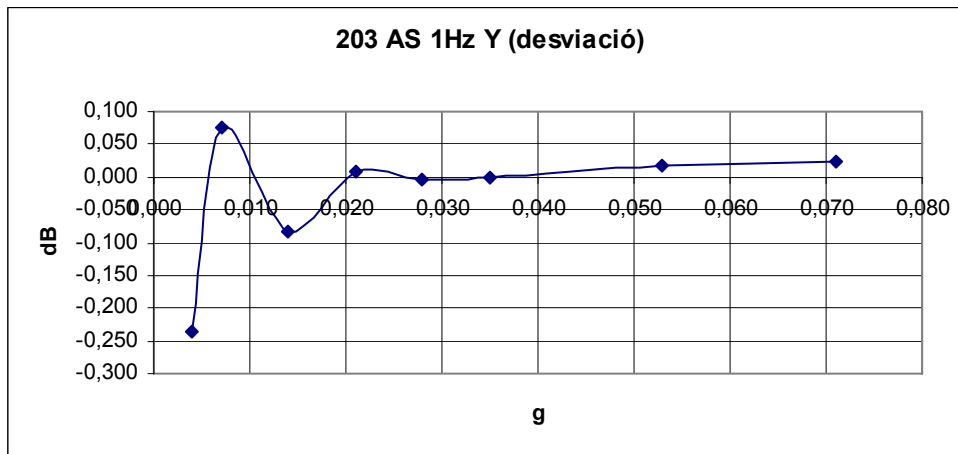
Durant la implementació dels diferents muntatges i proves s'ha intentat minimitzar la superfície i utilitzar elements integrats, que fossin precisos, però alhora assolint una reducció de consum. Aquesta reducció de potència s'ha realitzat pensant en l'autonomia de les diferents bateries que utilitza un OBS i del consum de cadascun dels elements, com poden ser ADC,  $\mu$ C o elements d'emmagatzemament d'informació. Altrament, tots són components passius i sense cap tipus de radiació electromagnètica destacable.

**Annex I. Proves realitzades amb la taula de vibracions i els accelerometres ADXL203 i ADXL311.**

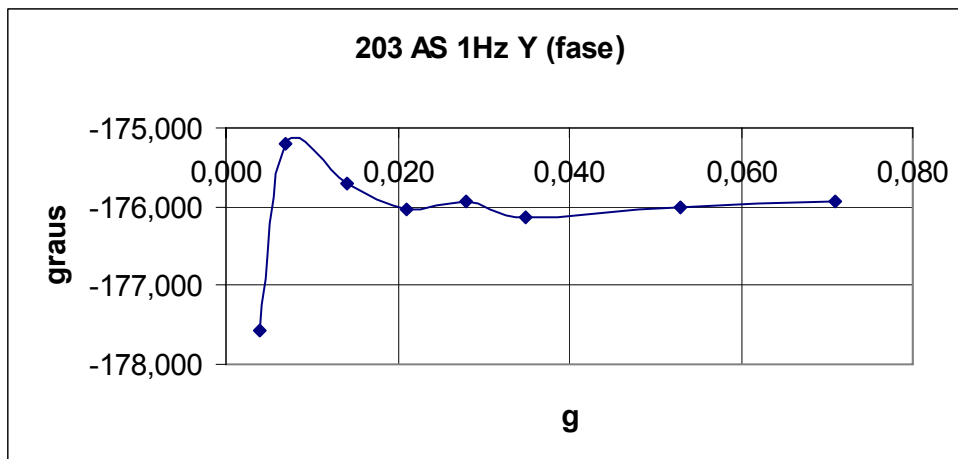
**Prova 1. Escombrat d'amplitud a freqüència 1 Hz amb ADXL203 eix Y.**

203 AS 1Hz Y	997,754 -175,136	Sensibilitat (mV/g) Fase (graus)	10,000 0,050	Freqüència (Hz) Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	1,000	971,2	-0,235	-177,568
0,007	1,000	1006,4	0,075	-175,203
0,014	1,000	988,6	-0,082	-175,694
0,021	1,000	998,6	0,007	-176,041
0,028	1,000	997,2	-0,004	-175,922
0,035	1,000	997,7	-0,001	-176,144
0,053	1,000	999,7	0,017	-176,007
0,071	1,000	1000,4	0,023	-175,931

Taula 4.3: 203 AS 1Hz Y



Gràfic 4.3: desviació 203 AS 1Hz Y

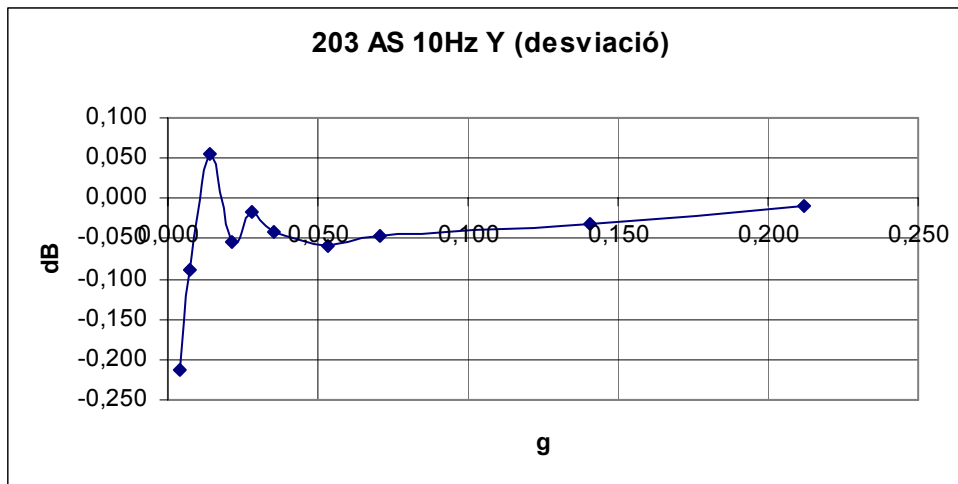


Gràfic 4.4: fase 203 AS 1Hz Y

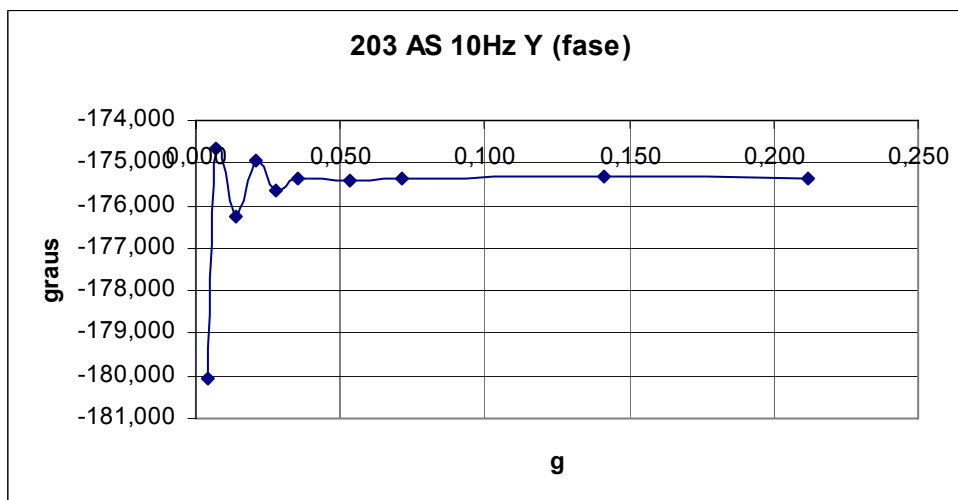
**Prova 2. Escombrat d'amplitud a freqüència 10 Hz amb ADXL203 eix Y.**

203 AS 10Hz Y	997,375	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-175,223	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	10,000	973,1	-0,214	-180,050
0,007	10,000	987,2	-0,089	-174,638
0,014	10,000	1003,7	0,055	-176,278
0,021	10,000	991,2	-0,054	-174,932
0,028	10,000	995,5	-0,017	-175,665
0,035	10,000	992,6	-0,041	-175,374
0,053	10,000	990,6	-0,059	-175,423
0,071	10,000	992,1	-0,046	-175,362
0,141	10,000	993,7	-0,032	-175,334
0,212	10,000	996,4	-0,009	-175,361

Taula 4.4: 203 AS 10Hz Y.



Gràfic 4.5: Desviació 203 AS 10Hz Y.

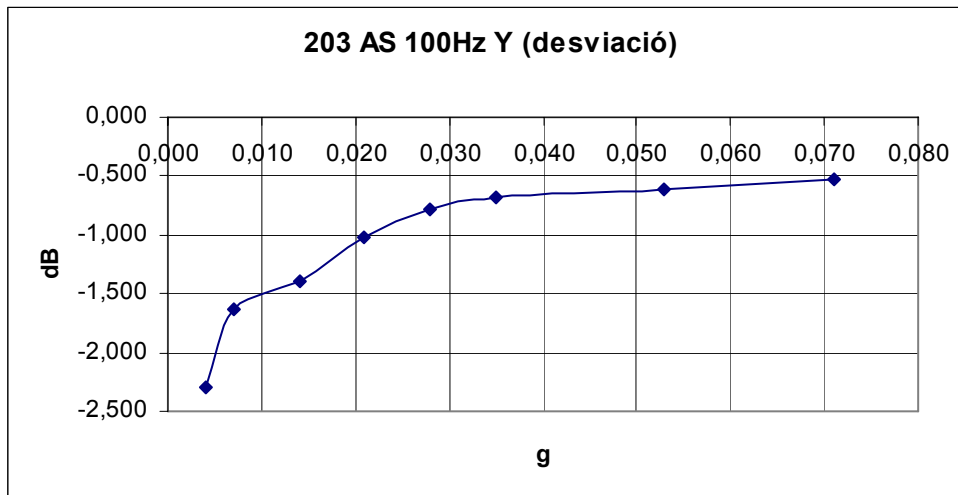


Gràfic 4.6: Fase 203 AS 10Hz Y.

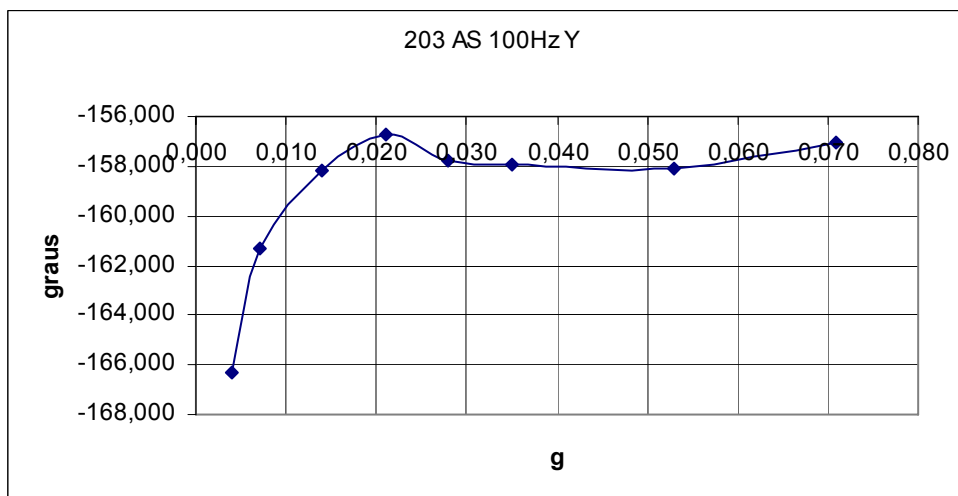
**Prova 3. Escombrat d'amplitud a freqüència 100 Hz amb ADXL203 eix Y.**

203 AS 100Hz Y	996,074	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-175,374	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	100,000	764,0	-2,303	-166,328
0,007	100,000	826,1	-1,625	-161,276
0,014	100,000	847,6	-1,402	-158,195
0,021	100,000	886,2	-1,015	-156,734
0,028	100,000	910,2	-0,783	-157,774
0,035	100,000	921,3	-0,678	-157,913
0,053	100,000	928,5	-0,610	-158,101
0,071	100,000	937,3	-0,528	-157,033

Taula 4.5: 203 AS 100Hz Y.



Gràfic 4.7: Desviació 203 AS 100Hz Y.

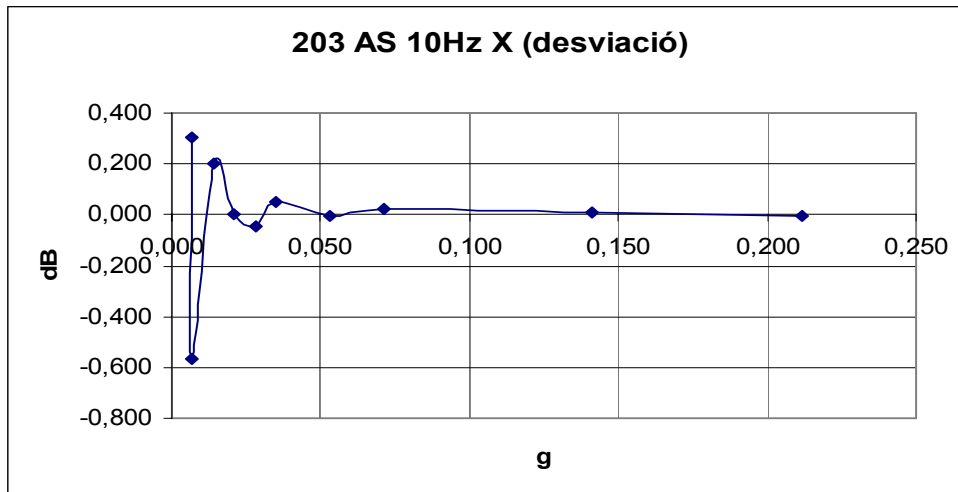


Gràfic 4.8: Fase 203 AS 100Hz Y.

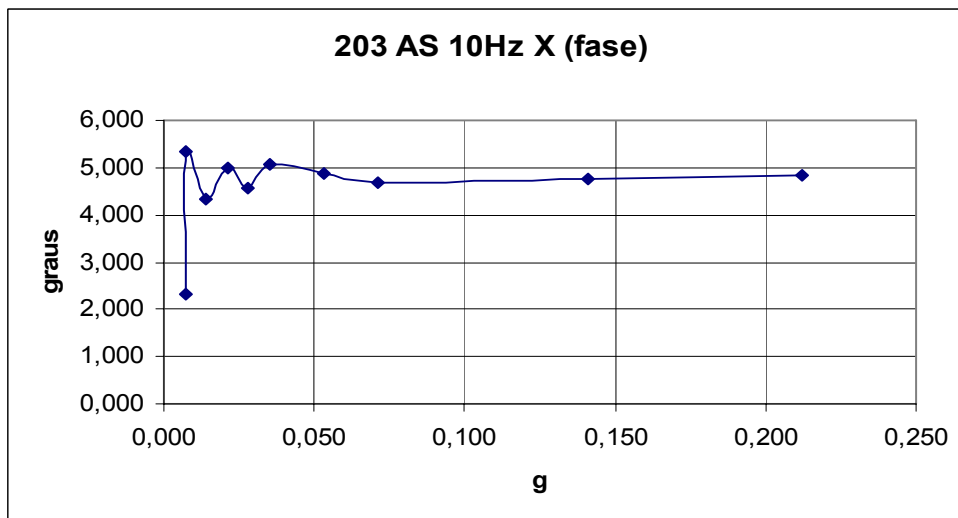
**Prova 4. Escombrat d'amplitud a freqüència 10 Hz amb ADXL203 eix X.**

203 AS 10Hz X	977,750	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	5,015	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,007	10,000	1012,4	0,302	2,310
0,007	10,000	916,0	-0,566	5,335
0,014	10,000	1000,6	0,201	4,320
0,021	10,000	977,6	-0,001	5,011
0,028	10,000	972,9	-0,043	4,581
0,035	10,000	983,2	0,048	5,086
0,053	10,000	977,1	-0,005	4,896
0,071	10,000	980,2	0,022	4,700
0,141	10,000	978,8	0,009	4,754
0,212	10,000	977,6	-0,002	4,841

Taula 4.6: 203 AS 10Hz X.



Gràfic 4.9: Desviació 203 AS 10Hz X.



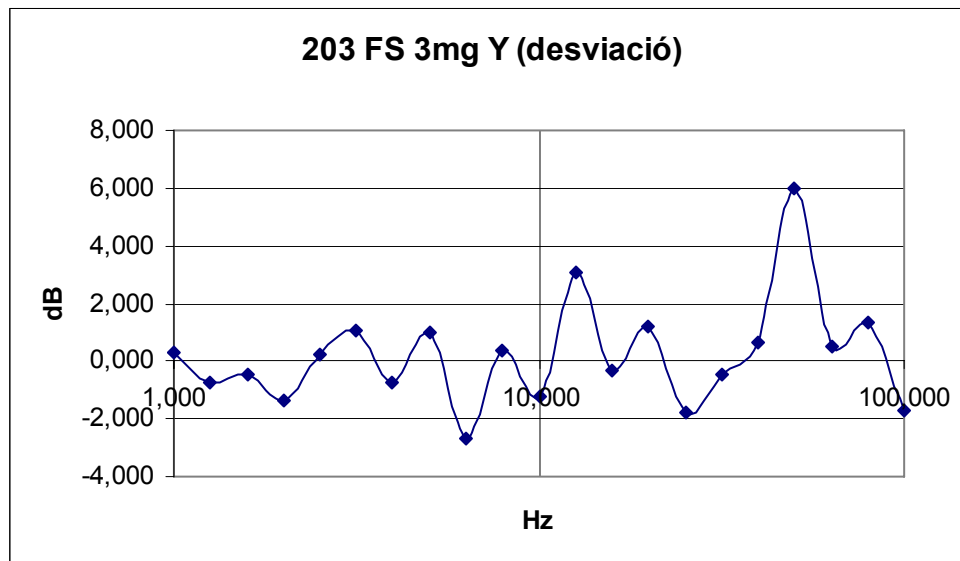
Gràfic 4.10: Fase 203 AS 10Hz X.



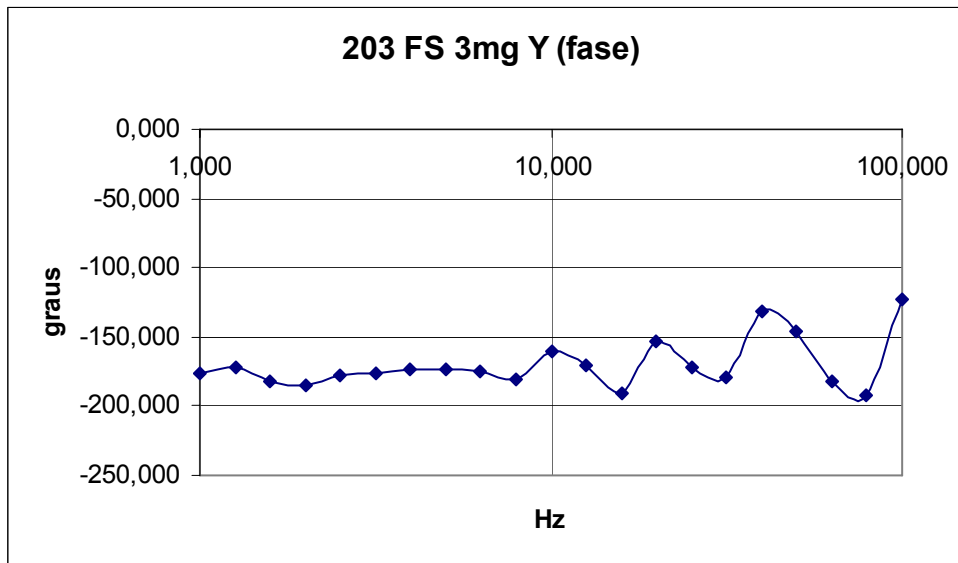
**Prova 5. Escombrat de freqüència a amplitud 3 mg amb ADXL203 eix Y.**

203 FS 3mg Y	991,732	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-175,254	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,001	1031,8	0,334	-176,354
1,259	0,001	912,5	-0,723	-172,600
1,585	0,001	943,5	-0,433	-182,206
1,995	0,001	850,4	-1,355	-185,514
2,512	0,001	1016,1	0,211	-178,090
3,162	0,001	1123,3	1,082	-175,623
3,981	0,001	914,0	-0,709	-173,229
5,012	0,001	1107,9	0,962	-173,220
6,310	0,001	726,6	-2,702	-174,973
7,943	0,001	1035,1	0,372	-181,349
10,000	0,001	859,0	-1,248	-160,483
12,589	0,001	1416,1	3,094	-170,483
15,849	0,001	952,3	-0,352	-190,771
19,953	0,001	1138,3	1,197	-152,735
25,119	0,001	810,2	-1,756	-171,735
31,623	0,001	942,2	-0,445	-178,860
39,811	0,001	167,0	0,643	-131,029
50,119	0,001	1981,4	6,012	-145,666
63,096	0,001	1049,3	0,490	-182,598
79,433	0,001	1160,9	1,368	-192,729
100,000	0,001	817,1	-1,683	-122,609

Taula 4.7: 203 FS 3mg Y.



Gràfic 4.11: Desviació 203 FS 3mg Y.

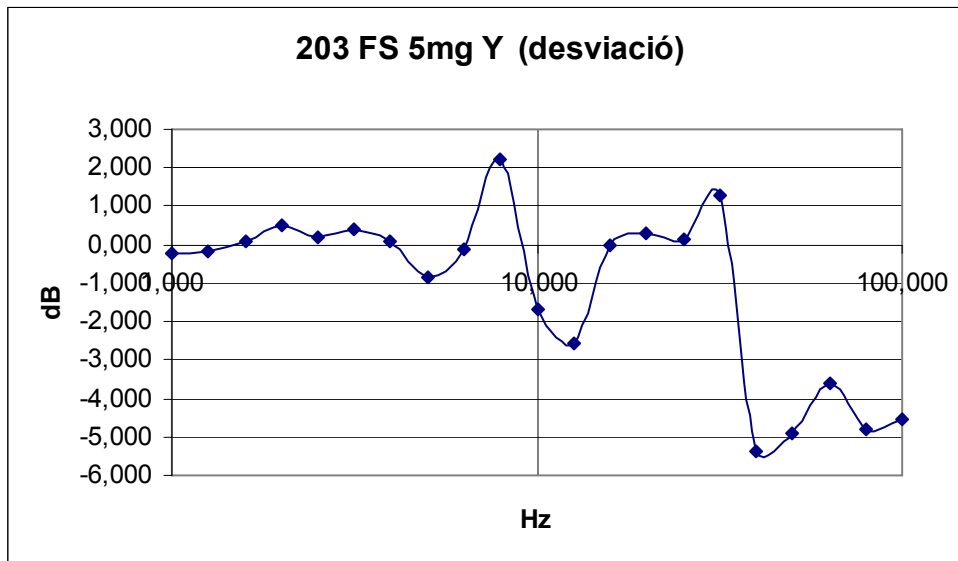


Gràfic 4.12: Fase 203 FS 3mg Y.

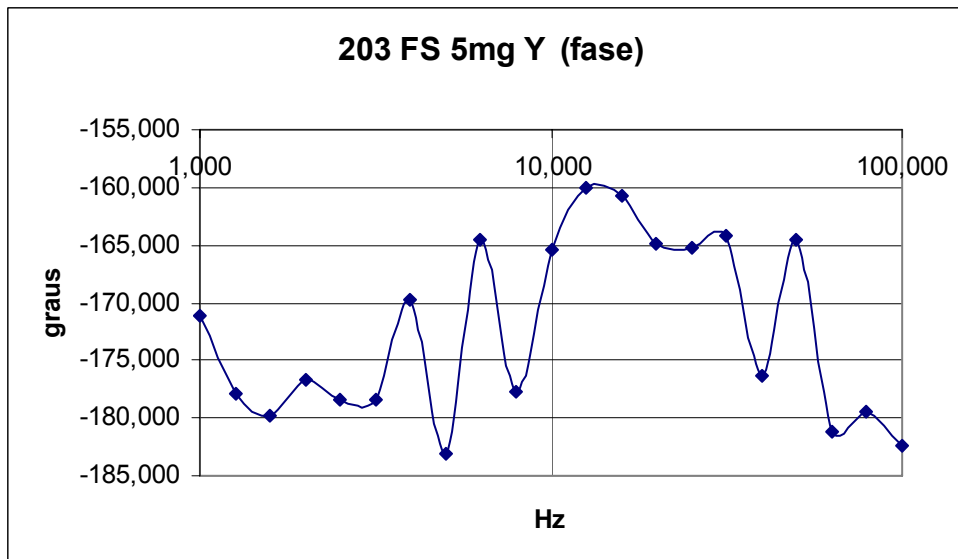
**Prova 6. Escombrat de freqüència a amplitud 5 mg amb ADXL203 eix Y.**

203 FS 5mg Y	1013,011	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-176,254	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,002	987,3	-0,220	-171,157
1,259	0,002	991,8	-0,181	-177,830
1,585	0,002	1024,6	0,101	-179,779
1,995	0,002	1075,1	0,519	-176,614
2,512	0,002	1035,4	0,192	-178,484
3,162	0,002	1062,2	0,414	-178,344
3,981	0,002	1024,5	0,100	-169,796
5,012	0,002	918,4	-0,849	-183,013
6,310	0,002	997,1	-0,135	-164,566
7,943	0,002	1309,6	2,233	-177,782
10,000	0,002	836,1	-1,664	-165,438
12,589	0,002	753,7	-2,565	-160,059
15,849	0,002	1011,4	-0,011	-160,717
19,953	0,002	978,9	0,295	-164,879
25,119	0,002	1030,3	0,150	-165,269
31,623	0,002	1172,6	1,273	-164,161
39,811	0,002	546,4	-5,360	-176,404
50,119	0,002	575,0	-4,917	-164,580
63,096	0,002	670,0	-3,588	-181,104
79,433	0,002	584,1	-4,779	-179,449
100,000	0,002	600,4	-4,541	-182,346

Taula 4.8: 203 FS 5mg Y.



Gràfic 4.13: Desviació 203 FS 5mg Y.

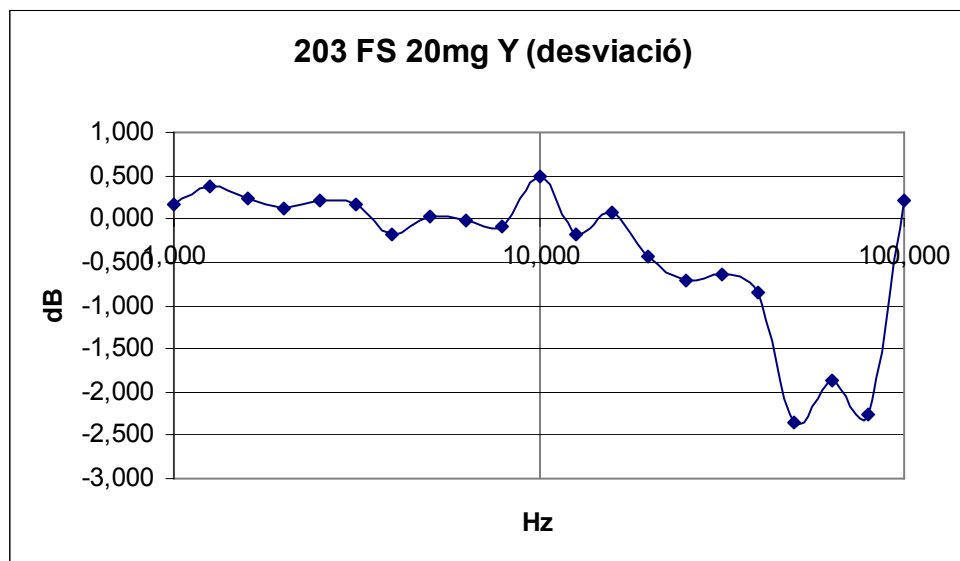


Gràfic 4.14: Fase 203 FS 5mg Y.

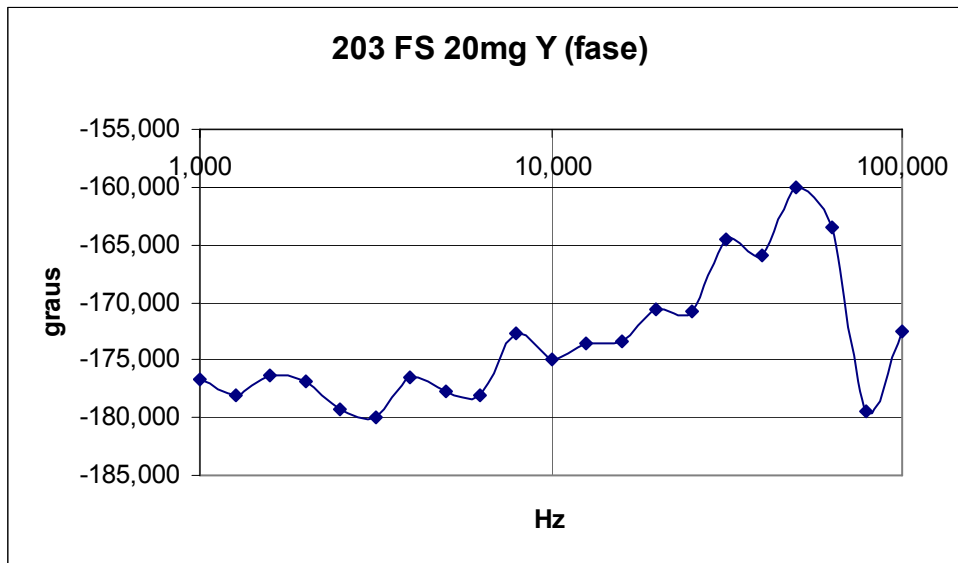
**Prova 7. Escombrat de freqüència a amplitud 20 mg amb ADXL203 eix Y.**

203 FS 20mg Y	982,254	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-176,354	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,007	1000,1	0,158	-176,590
1,259	0,007	1025,5	0,376	-178,022
1,585	0,007	1008,5	0,231	-176,325
1,995	0,007	995,6	0,119	-176,934
2,512	0,007	1007,4	0,221	-179,261
3,162	0,007	1000,2	0,159	-179,948
3,981	0,007	961,1	-0,187	-176,476
5,012	0,007	986,1	0,036	-177,717
6,310	0,007	980,4	-0,014	-178,040
7,943	0,007	971,1	-0,097	-172,640
10,000	0,007	1038,7	0,487	-174,979
12,589	0,007	961,1	-0,187	-173,560
15,849	0,007	991,5	0,083	-173,337
19,953	0,007	934,9	-0,427	-170,647
25,119	0,007	903,8	-0,721	-170,697
31,623	0,007	912,7	-0,636	-164,524
39,811	0,007	889,4	-0,861	-165,996
50,119	0,007	748,1	-2,363	-159,993
63,096	0,007	793,0	-1,857	-163,477
79,433	0,007	757,9	-2,251	-179,409
100,000	0,007	1006,6	0,215	-172,569

Taula 4.9: 203 FS 20mg Y.



Gràfic 4.15: Desviació 203 FS 20mg Y.

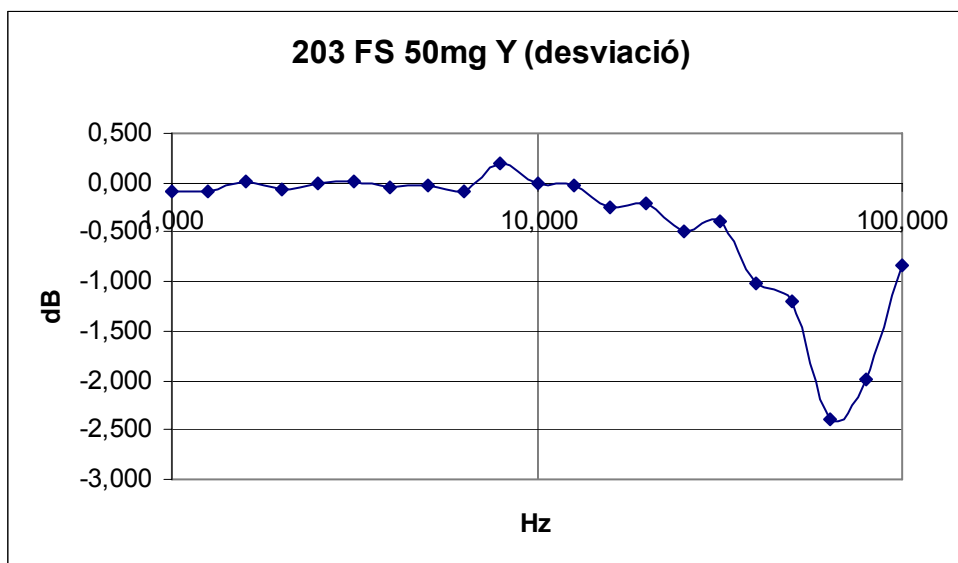


Gràfic 4.16: Fase 203 FS 20mg Y.

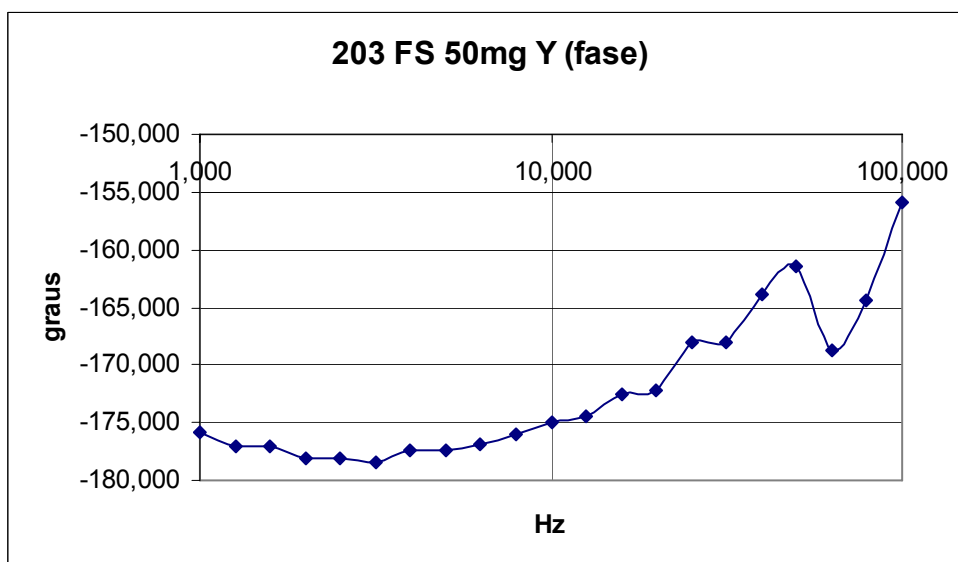
**Prova 8. Escombrat de freqüència a amplitud 50 mg amb ADXL203 eix Y.**

203 FS 50mg Y	1003,254	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	-175,698	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,018	993,7	-0,079	-175,799
1,259	0,018	993,3	-0,082	-177,128
1,585	0,018	1004,2	0,012	-177,128
1,995	0,018	995,7	-0,061	-178,090
2,512	0,018	1001,5	-0,011	-178,142
3,162	0,018	1004,5	0,015	-178,508
3,981	0,018	997,8	-0,043	-177,368
5,012	0,018	1000,6	-0,019	-177,338
6,310	0,018	992,2	-0,092	-176,891
7,943	0,018	1026,0	0,199	-176,066
10,000	0,018	1003,2	0,004	-174,896
12,589	0,018	1000,6	-0,019	-174,526
15,849	0,018	974,2	-0,251	-172,478
19,953	0,018	979,7	-0,202	-172,252
25,119	0,018	947,6	-0,491	-168,071
31,623	0,018	957,8	-0,398	-167,959
39,811	0,018	891,1	-1,025	-163,863
50,119	0,018	873,9	-1,196	-161,381
63,096	0,018	761,8	-2,387	-168,743
79,433	0,018	797,9	-1,985	-164,434
100,000	0,018	911,4	-0,830	-155,973

Taula 4.10: 203 FS 50mg Y.



Gràfic 4.17: Desviació 203 FS 50mg Y.

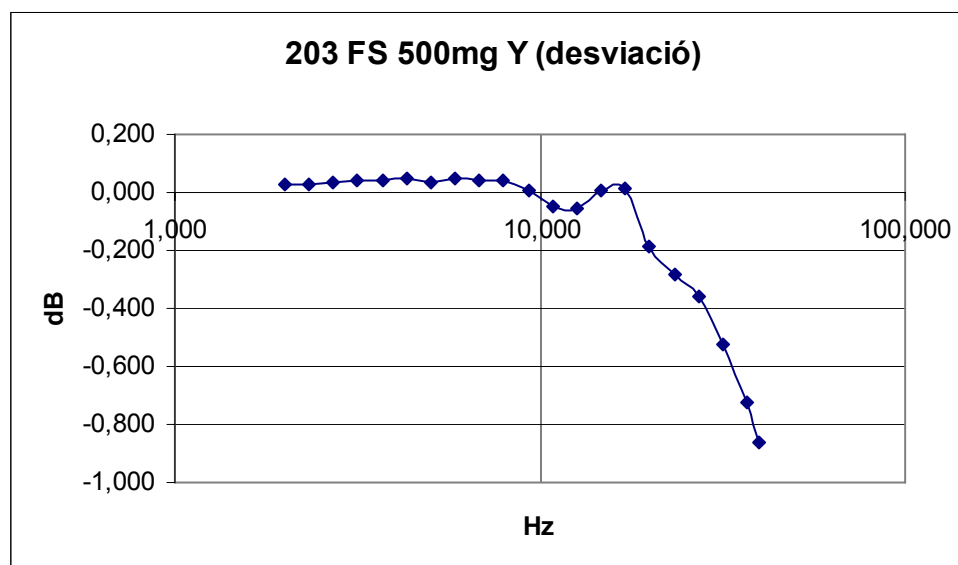


Gràfic 4.18: Fase 203 FS 50mg Y.

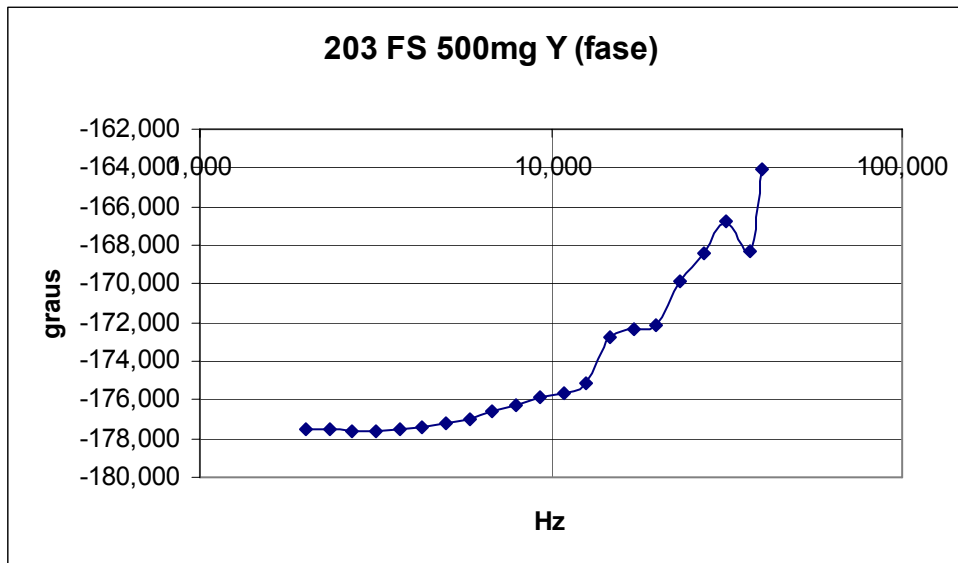
**Prova 9. Escombrat de freqüència a amplitud 500 mg amb ADXL203 eix Y.**

203 FS 500mg Y	996,381	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	175,254	Fase (graus)	0,500	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
2,000	0,117	999,7	0,028	-177,488
2,332	0,117	999,6	0,028	-177,559
2,719	0,117	1000,4	0,035	-177,599
3,170	0,117	1001,3	0,043	-177,625
3,696	0,117	100,4	0,043	-177,522
4,309	0,117	1002,2	0,051	-177,465
5,024	0,117	1000,3	0,034	-177,209
5,857	0,117	1002,3	0,051	-176,980
6,829	0,117	1001,3	0,043	-176,632
7,962	0,117	1001,3	0,043	-176,282
9,283	0,117	997,4	0,009	-175,819
10,823	0,117	991,2	-0,045	-175,666
12,619	0,117	990,4	-0,052	-175,157
14,713	0,117	997,2	0,007	-172,801
17,154	0,117	997,9	0,013	-172,348
20,000	0,117	975,3	-0,186	-172,109
23,318	0,117	964,3	-0,284	-169,913
27,187	0,117	956,1	-0,359	-168,465
31,698	0,117	938,3	-0,521	-166,717
36,957	0,117	916,6	-0,725	-168,348
40,000	0,117	901,9	-0,865	-164,119

Taula 4.11: 203 FS 500mg Y.



Gràfic 4.19: Desviació 203 FS 500mg Y.



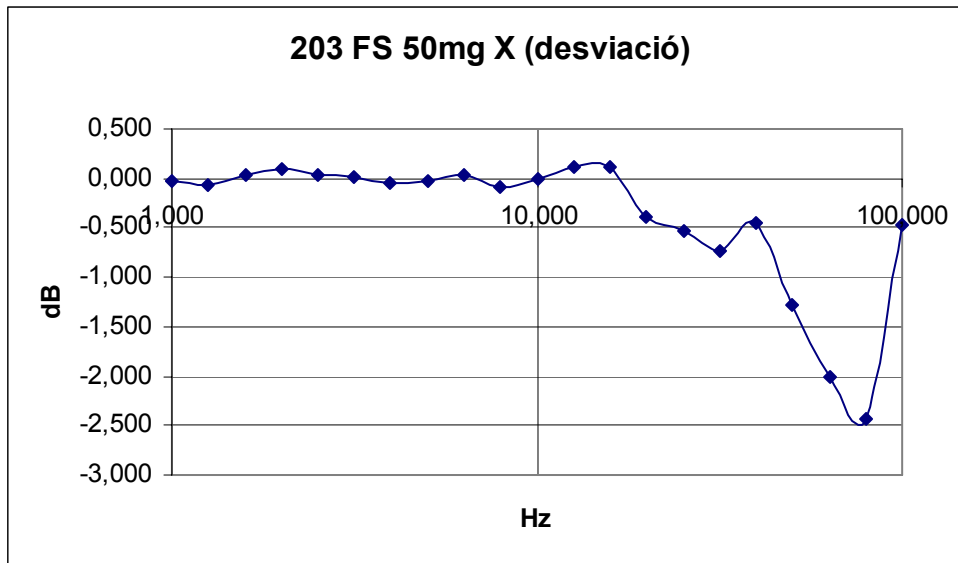
Gràfic 4.20: Fase 203 FS 500mg Y.

**Prova 10. Escombrat de freqüència a amplitud 50 mg amb ADXL203 eix X.**

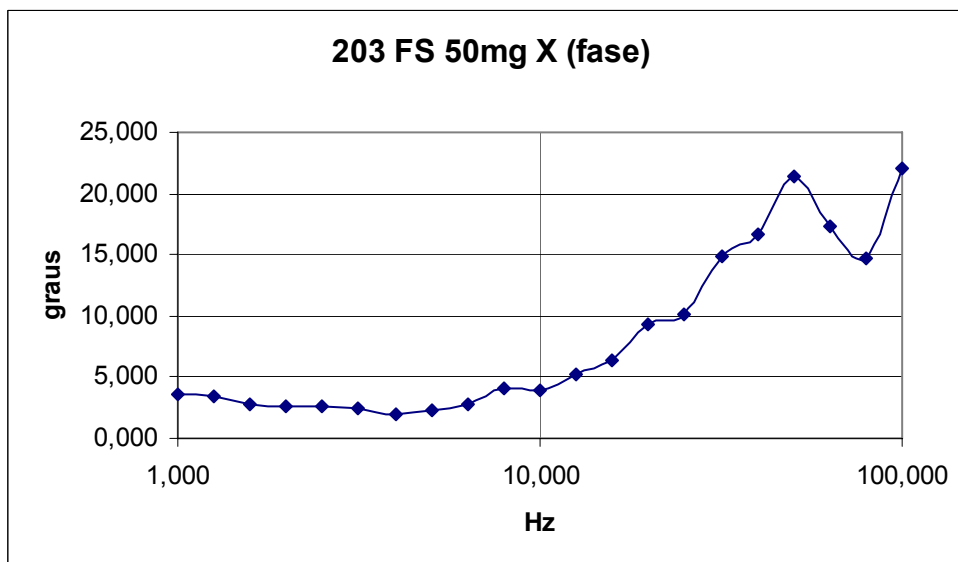
203 FS 50mg X	981,863	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	5,027	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,018	979,5	-0,021	3,546
1,259	0,018	975,4	-0,057	3,396
1,585	0,018	986,2	0,038	2,810
1,995	0,018	992,7	0,095	2,569
2,512	0,018	977,8	0,037	2,542
3,162	0,018	984,6	0,024	2,496
3,981	0,018	977,1	-0,042	2,002
5,012	0,018	978,8	-0,027	2,295
6,310	0,018	984,9	0,027	2,714
7,943	0,018	972,4	-0,084	4,064
10,000	0,018	981,6	-0,003	3,885
12,589	0,018	994,0	0,107	5,302
15,849	0,018	995,9	0,123	6,386
19,953	0,018	938,2	-0,395	9,374
25,119	0,018	923,9	-0,529	10,175
31,623	0,018	902,4	-0,733	14,845
39,811	0,018	931,4	-0,458	16,623
50,119	0,018	847,7	-1,276	21,426
63,096	0,018	779,9	-2,000	17,248
79,433	0,018	741,5	-2,439	14,737
100,000	0,018	929,7	-0,474	22,121

Taula 4.12: 203 FS 50mg X.





Gràfic 4.21: Desviació 203 FS 50mg X.

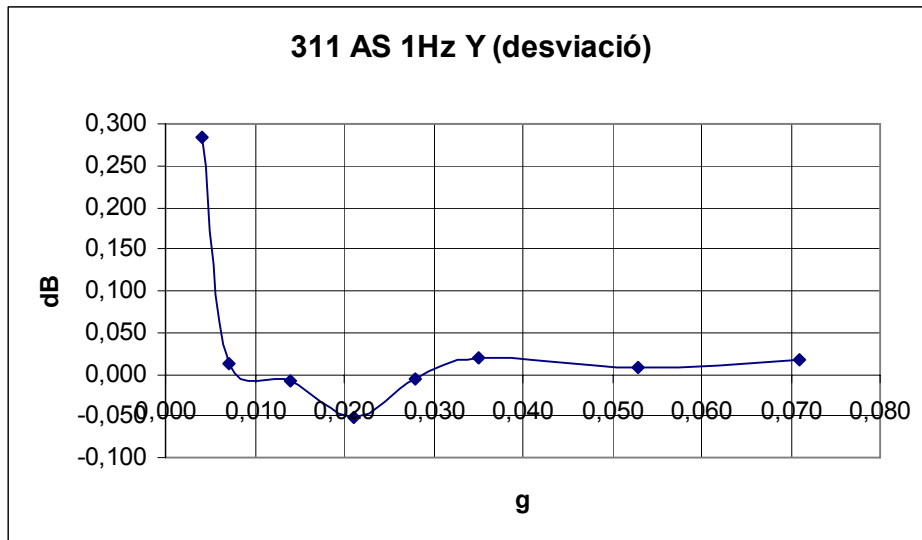


Gràfic 4.22: Fase 203 FS 50mg X.

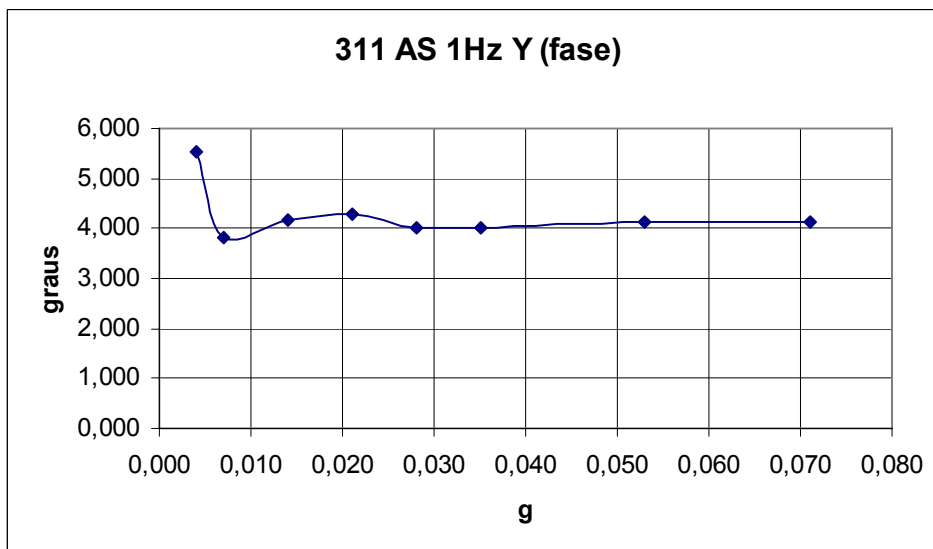
**Prova 11. Escombrat d'amplitud a freqüència 1 Hz amb ADXL311 eix Y.**

311 AS 1Hz Y	306,568	Sensibilitat (mV/g)	1,000	Freqüència (Hz)
	4,471	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	1,000	316,7	0,283	5,528
0,007	1,000	307,0	0,012	3,833
0,014	1,000	306,3	-0,009	4,162
0,021	1,000	304,8	-0,051	4,279
0,028	1,000	306,4	-0,006	4,002
0,035	1,000	307,3	0,020	3,994
0,053	1,000	306,8	0,007	4,119
0,071	1,000	307,2	0,017	4,134

Taula 4.13: 311 AS 1Hz Y.



Gràfic 4.23: desviació 311 AS 1Hz Y.

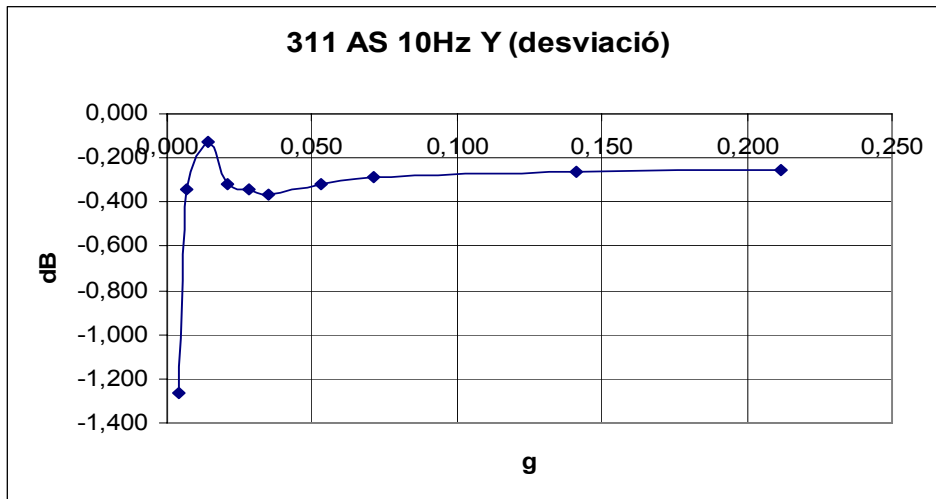


Gràfic 4.24: fase 311 AS 1Hz Y.

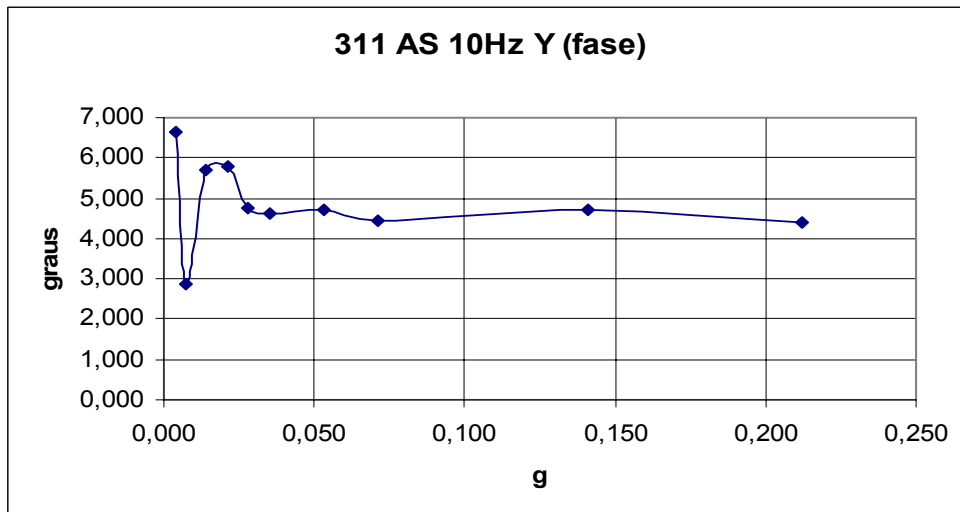
**Prova 12. Escombrat d'amplitud a freqüència 10 Hz amb ADXL311 eix Y.**

311 AS 10Hz Y	315,552	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	5,410	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	10,000	272,8	-1,265	6,627
0,007	10,000	303,3	-0,344	2,866
0,014	10,000	311,0	-0,126	5,701
0,021	10,000	308,5	-0,320	5,801
0,028	10,000	303,3	-0,345	4,741
0,035	10,000	302,5	-0,366	4,602
0,053	10,000	304,2	-0,319	4,722
0,071	10,000	305,4	-0,285	4,438
0,141	10,000	306,3	-0,259	4,691
0,212	10,000	306,5	-0,254	4,410

Taula 4.14: 311 AS 10Hz Y.



Gràfic 4.25: desviació 311 AS 10Hz Y.

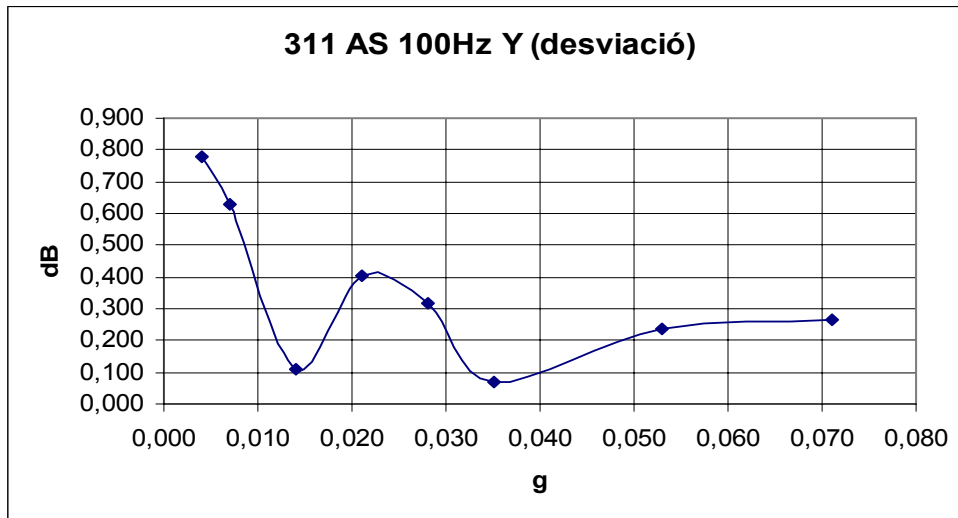


Gràfic 4.26: Fase 311 AS 10Hz Y.

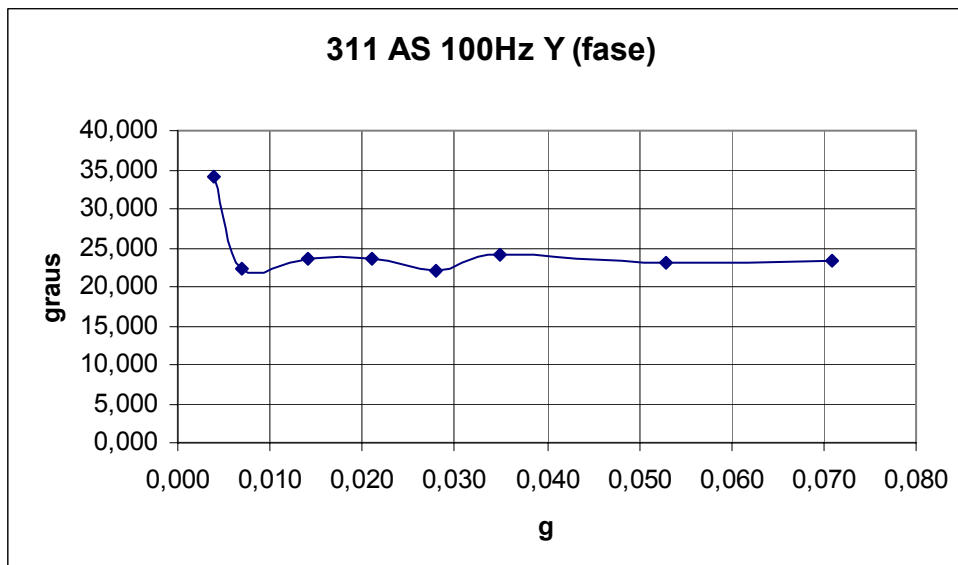
**Prova 13. Escombrat d'amplitud a freqüència 100 Hz amb ADXL311 eix Y.**

311 AS 100Hz Y	280,770	Sensibilitat (mV/g)	100,000	Freqüència (Hz)
	24,596	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	100,000	307,0	0,776	34,183
0,007	100,000	301,8	0,628	22,334
0,014	100,000	284,4	0,111	23,597
0,021	100,000	294,2	0,406	23,649
0,028	100,000	291,3	0,319	22,072
0,035	100,000	283,0	0,069	24,211
0,053	100,000	288,5	0,236	22,960
0,071	100,000	289,4	0,263	23,286

Taula 4.15: 311 AS 100Hz Y.



Gràfic 4.27: desviació 311 AS 100Hz Y.

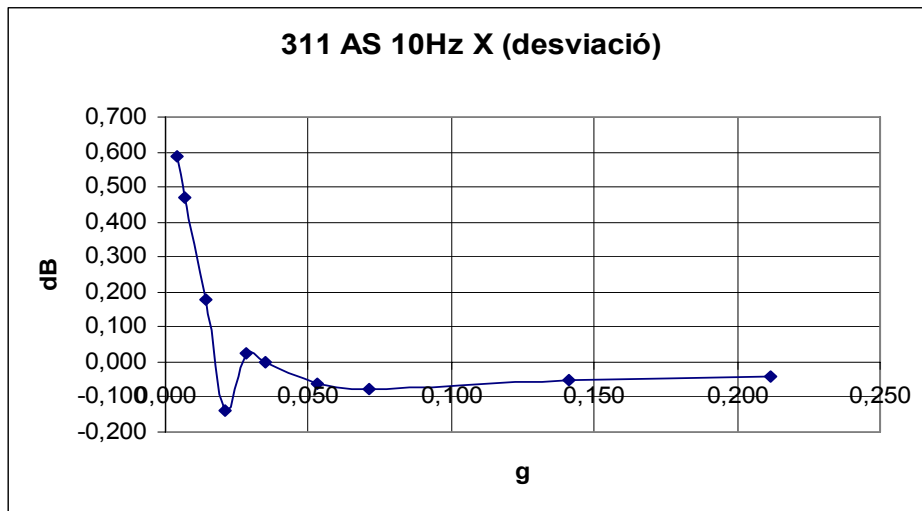


Gràfic 4.28: Fase 311 AS 100Hz Y.

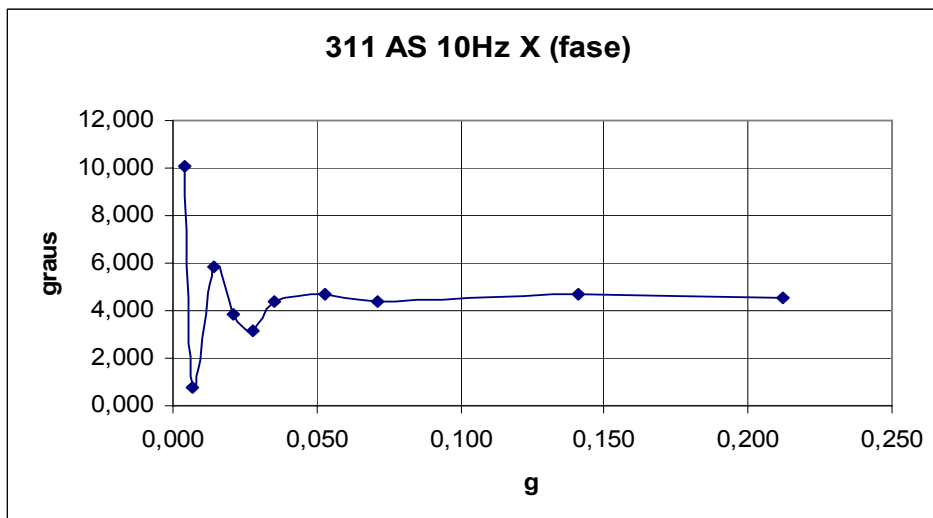
**Prova 14. Escombrat d'amplitud a freqüència 10 Hz amb ADXL311 eix X.**

311 AS 10Hz X	307,309	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	6,990	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Amplitud (g) RMS	Freqüència (Hz)	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
0,004	10,000	328,7	0,585	10,107
0,007	10,000	324,3	0,468	0,761
0,014	10,000	313,8	0,180	5,821
0,021	10,000	302,4	-0,139	3,821
0,028	10,000	308,2	0,026	3,167
0,035	10,000	307,2	-0,002	4,375
0,053	10,000	305,2	-0,061	4,685
0,071	10,000	304,6	-0,077	4,373
0,141	10,000	305,4	-0,053	4,658
0,212	10,000	305,9	-0,041	4,530

Taula 4.16: 311 AS 10Hz X.



Gràfic 4.29: desviació 311 AS 10Hz X.

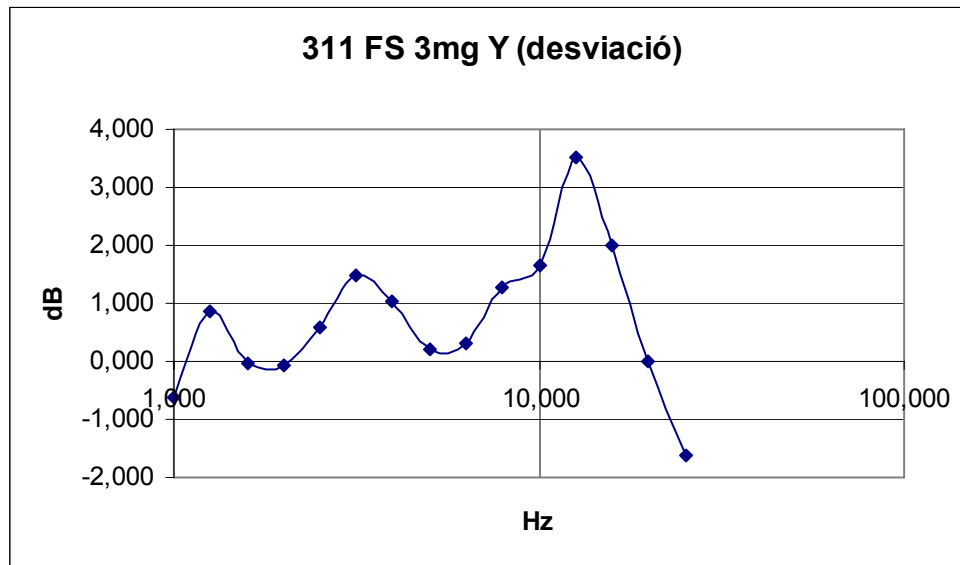


Gràfic 4.30: Fase 311 AS 10Hz X.

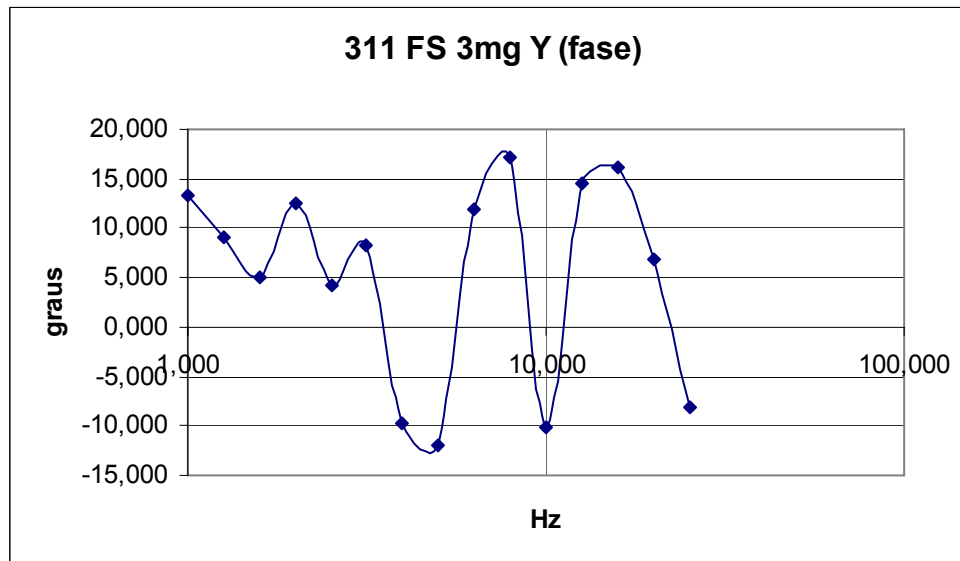
**Prova 15. Escombrat de freqüència a amplitud 3 mg amb ADXL311 eix Y.**

311 FS 3mg Y	309,587	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	5,160	Fase (graus)	0,020	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,001	287,2	-0,629	13,386
1,259	0,001	341,3	0,871	9,017
1,585	0,001	306,9	-0,051	5,077
1,995	0,001	305,9	-0,079	12,430
2,512	0,001	330,6	0,594	4,211
3,162	0,001	365,7	1,470	8,331
3,981	0,001	348,2	1,045	-9,673
5,012	0,001	316,5	0,217	-11,872
6,310	0,001	320,6	0,327	11,838
7,943	0,001	357,2	1,268	17,221
10,000	0,001	374,1	1,667	-10,157
12,589	0,001	463,2	3,524	14,571
15,849	0,001	388,1	1,986	16,150
19,953	0,001	308,4	-0,009	6,936
25,119	0,001	255,8	-1,635	-8,116

Taula 4.17: 311 FS 3mg Y.



Gràfic 4.31: desviació 311 FS 3mg Y.

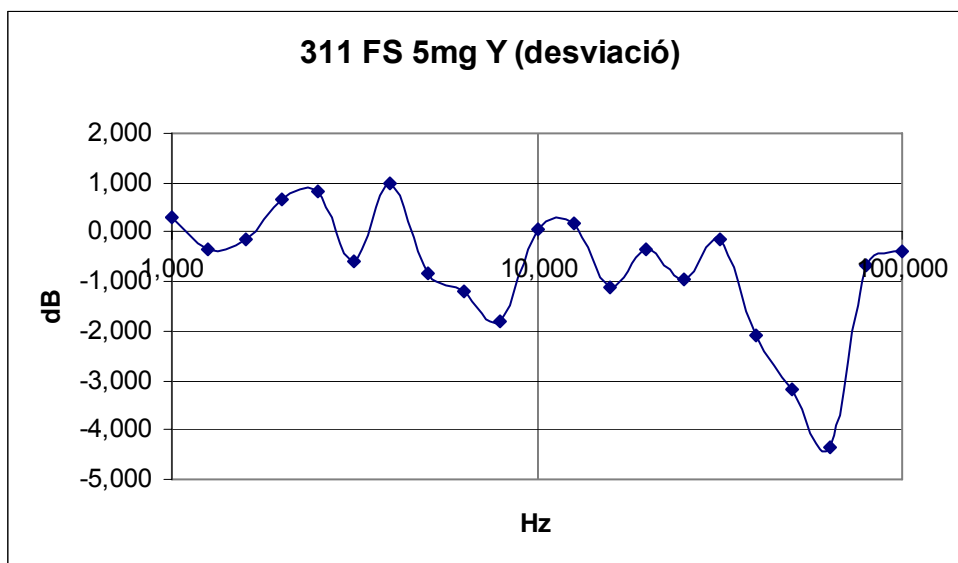


Gràfic 4.32: Fase 311 FS 3mg Y.

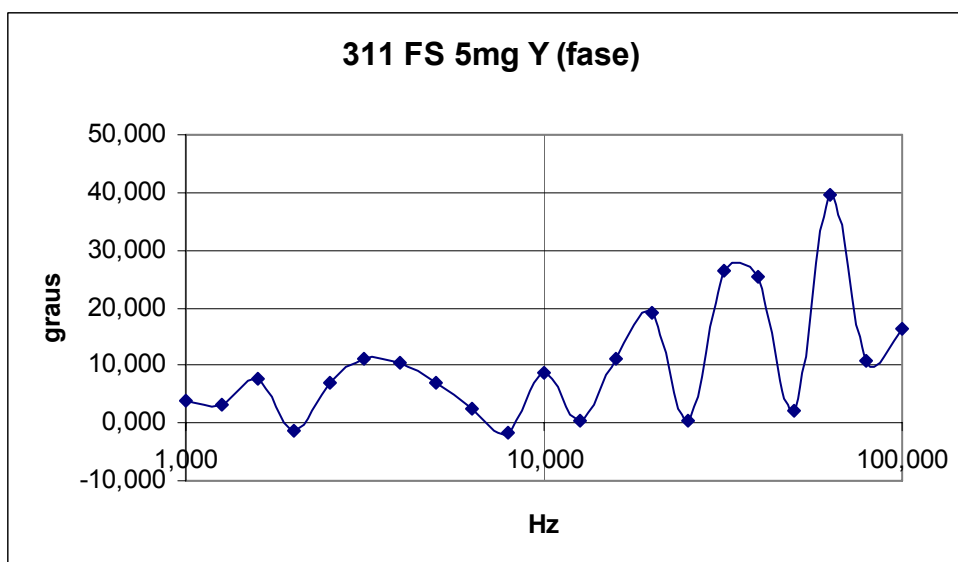
**Prova 16. Escobrat de freqüència a amplitud 5 mg amb ADXL311 eix Y.**

311 FS 5mg Y	306,257	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	4,887	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,002	316,1	0,292	3,978
1,259	0,002	293,7	-0,347	3,327
1,585	0,002	300,2	-0,156	7,547
1,995	0,002	330,1	0,669	-1,392
2,512	0,002	336,5	0,835	6,998
3,162	0,002	285,2	-0,602	11,120
3,981	0,002	342,4	0,986	10,401
5,012	0,002	277,8	-0,831	7,093
6,310	0,002	266,5	-1,190	2,491
7,943	0,002	248,7	-1,792	-1,666
10,000	0,002	308,1	0,067	8,614
12,589	0,002	312,0	0,178	0,564
15,849	0,002	269,1	-1,105	11,059
19,953	0,002	294,3	-0,329	19,094
25,119	0,002	273,3	-0,971	0,548
31,623	0,002	300,7	-0,143	26,544
39,811	0,002	240,8	-2,072	25,211
50,119	0,002	211,7	-3,191	2,084
63,096	0,002	185,5	-4,339	39,727
79,433	0,002	283,1	-0,666	10,930
100,000	0,002	292,2	-0,391	16,518

Taula 4.18: 311 FS 5mg Y.



Gràfic 4.33: desviació 311 FS 5mg Y.



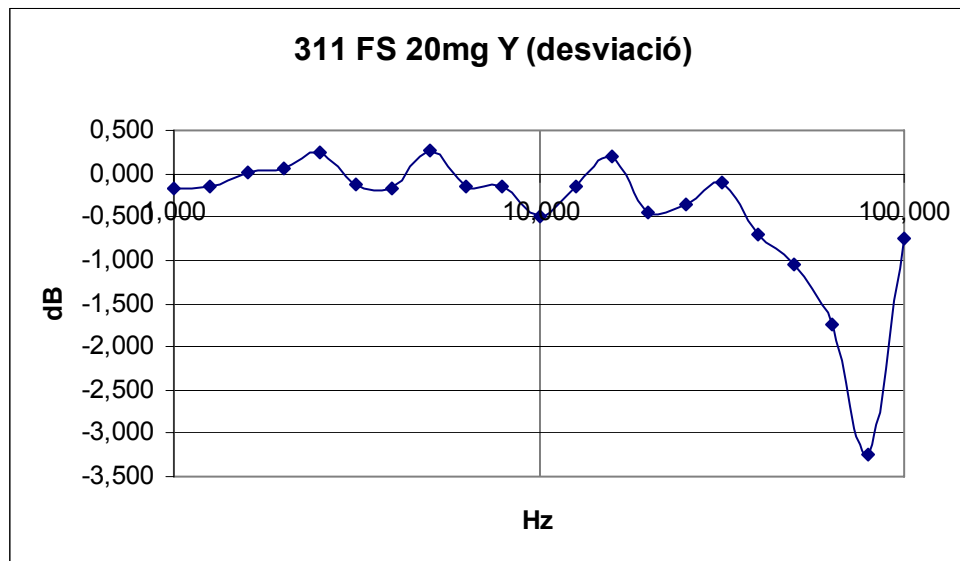
Gràfic 4.34: Fase 311 FS 5mg Y.



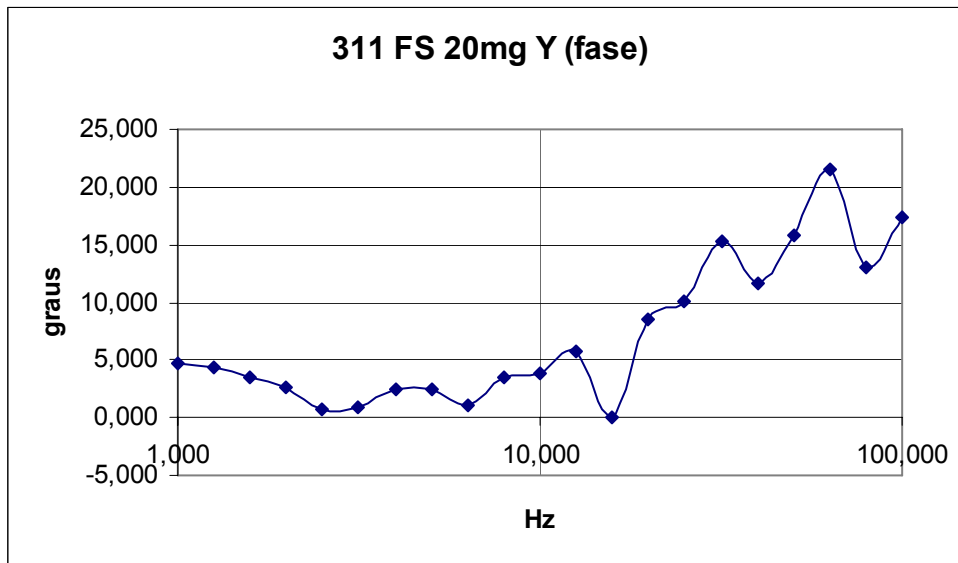
**Prova 17. Escombrat de freqüència a amplitud 20 mg amb ADXL311 eix Y.**

311 FS 20mg Y	307,259	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	4,591	Fase (graus)	0,500	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,007	301,1	-0,172	4,791
1,259	0,007	302,1	-0,142	4,302
1,585	0,007	307,8	0,021	3,526
1,995	0,007	309,0	0,053	2,633
2,512	0,007	315,9	0,246	0,698
3,162	0,007	302,9	-0,119	0,948
3,981	0,007	301,5	-0,160	2,424
5,012	0,007	316,8	0,271	2,497
6,310	0,007	302,0	-0,144	1,103
7,943	0,007	302,1	-0,142	3,437
10,000	0,007	290,4	-0,487	3,900
12,589	0,007	301,7	-0,153	5,778
15,849	0,007	314,5	0,209	-0,031
19,953	0,007	291,6	-0,448	8,457
25,119	0,007	294,9	-0,350	10,057
31,623	0,007	303,9	-0,092	15,319
39,811	0,007	283,4	-0,698	11,622
50,119	0,007	272,2	-1,047	15,782
63,096	0,007	251,5	-1,735	21,488
79,433	0,007	211,4	-3,245	12,959
100,000	0,007	282,0	-0,739	17,409

Taula 4.19: 311 FS 20mg Y.



Gràfic 4.35: desviació 311 FS 20mg Y.

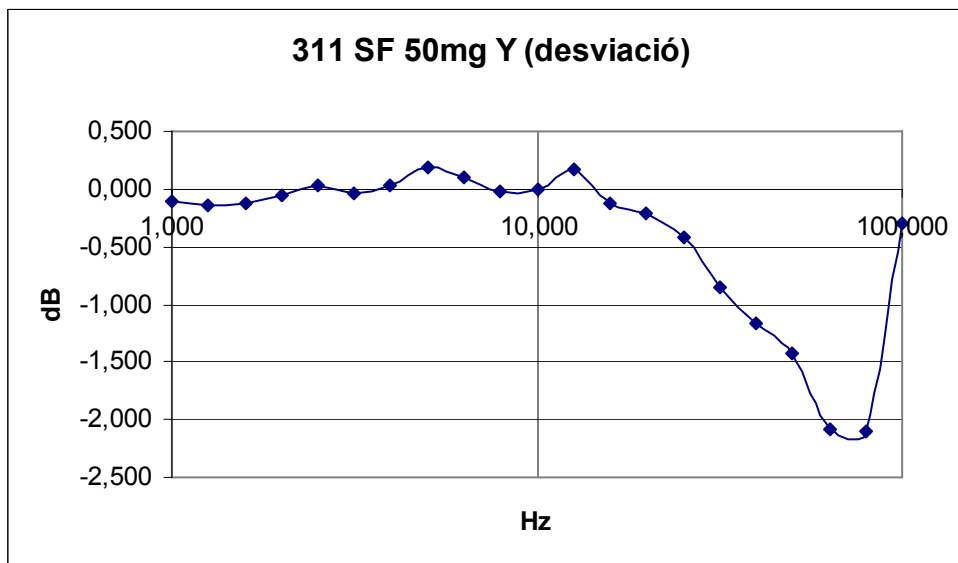


Gràfic 4.36: Fase 311 FS 20mg Y.

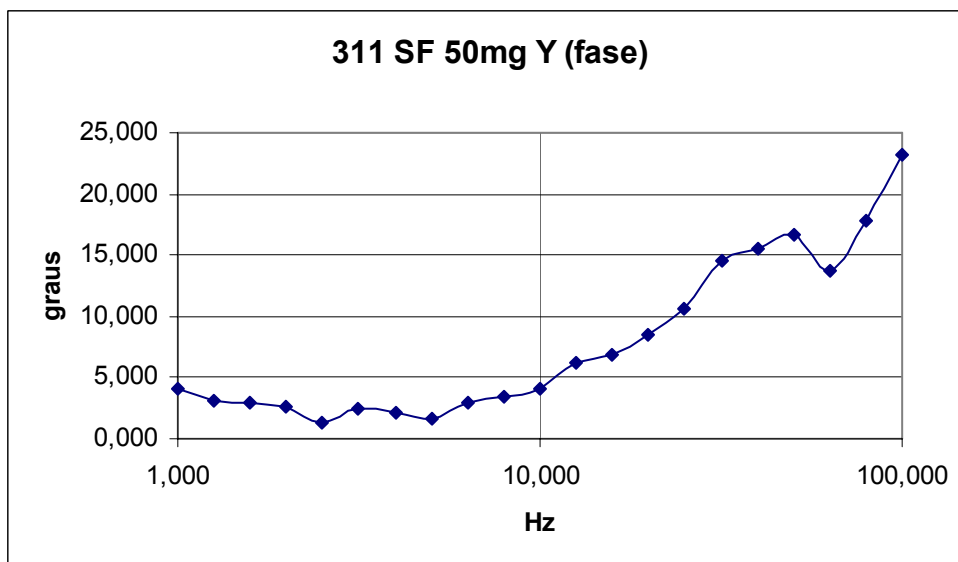
**Prova 18. Escombrat de freqüència a amplitud 50 mg amb ADXL311 eix Y.**

311 SF 50mg Y	310,258	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	3,384	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,018	306,5	-0,099	4,086
1,259	0,018	304,7	-0,150	3,161
1,585	0,018	305,6	-0,125	2,949
1,995	0,018	308,0	-0,055	2,558
2,512	0,018	311,4	0,038	1,359
3,162	0,018	308,6	-0,038	2,520
3,981	0,018	311,1	0,031	2,080
5,012	0,018	317,0	0,193	1,626
6,310	0,018	313,4	0,096	2,889
7,943	0,018	309,1	-0,025	3,362
10,000	0,018	309,7	-0,010	4,041
12,589	0,018	316,3	0,174	6,264
15,849	0,018	305,7	-0,122	6,833
19,953	0,018	302,8	-0,204	8,525
25,119	0,018	295,3	-0,423	10,563
31,623	0,018	280,9	-0,857	14,507
39,811	0,018	271,0	-1,169	15,482
50,119	0,018	263,3	-1,418	16,596
63,096	0,018	243,9	-2,082	13,789
79,433	0,018	243,4	-2,101	17,826
100,000	0,018	299,8	-0,292	23,245

Taula 4.20: 311 FS 50mg Y.



Gràfic 4.37: desviació 311 FS 50mg Y.

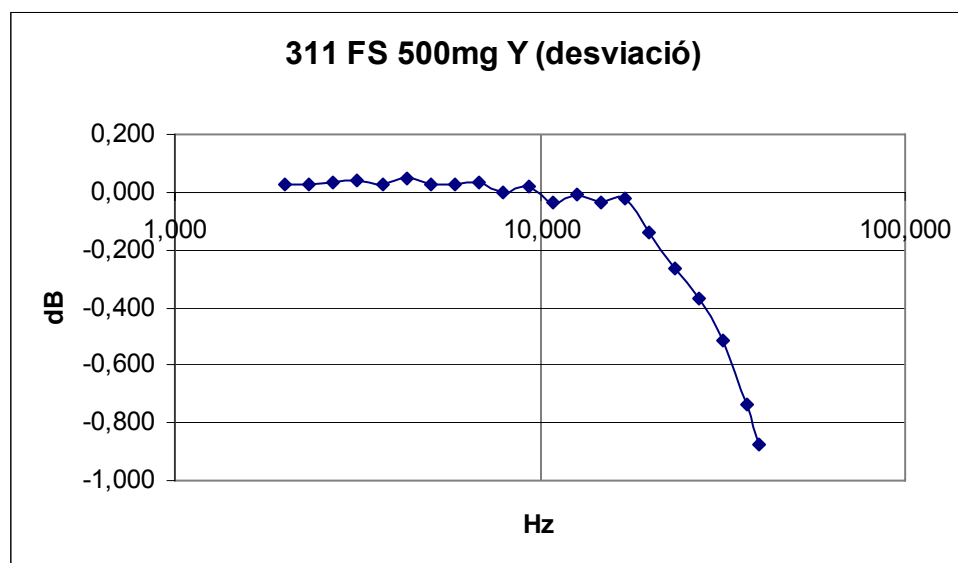


Gràfic 4.38: Fase 311 FS 50mg Y.

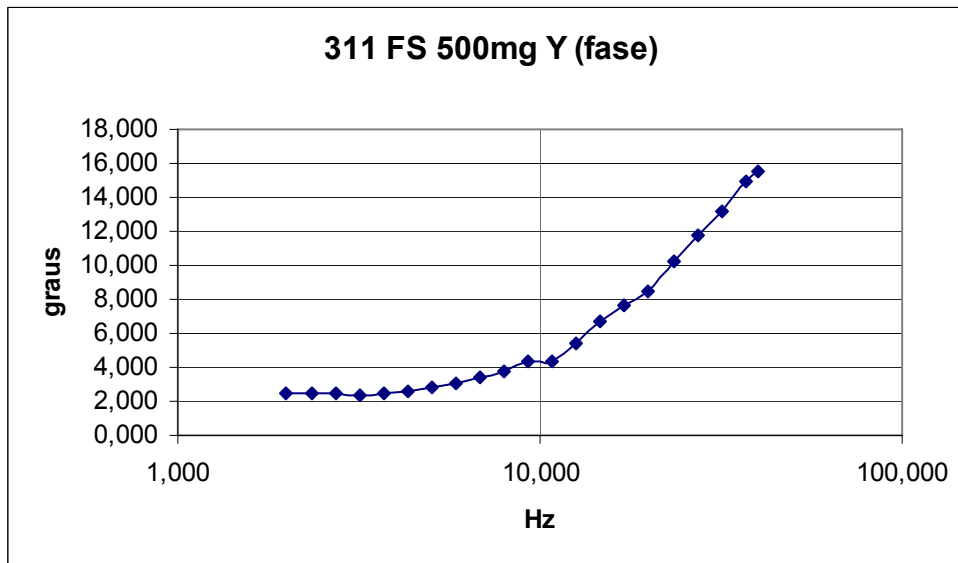
**Prova 19. Escombrat de freqüència a amplitud 500 mg ADXL311 eix Y.**

311 FS 500mg Y	307,588	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	4,589	Fase (graus)	0,500	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
2,000	0,117	308,2	0,024	2,484
2,332	0,117	308,2	0,024	2,520
2,719	0,117	308,5	0,032	2,436
3,170	0,117	308,8	0,041	2,397
3,696	0,117	308,4	0,030	2,466
4,309	0,117	308,9	0,045	2,534
5,024	0,117	308,2	0,025	2,863
5,857	0,117	308,4	0,030	3,033
6,829	0,117	308,6	0,036	3,403
7,962	0,117	307,4	0,002	3,755
9,283	0,117	308,1	0,021	4,296
10,823	0,117	306,0	-0,038	4,386
12,619	0,117	307,0	-0,009	5,404
14,713	0,117	306,1	-0,036	6,697
17,154	0,117	306,5	-0,022	7,672
20,000	0,117	302,3	-0,143	8,505
23,318	0,117	298,1	-0,265	10,195
27,187	0,117	294,5	-0,369	11,711
31,698	0,117	289,7	-0,512	13,158
36,957	0,117	282,3	-0,737	14,892
40,000	0,117	277,8	-0,877	15,507

Taula 4.21: 311 FS 500mg Y.



Gràfic 4.39: desviació 311 FS 500mg Y.

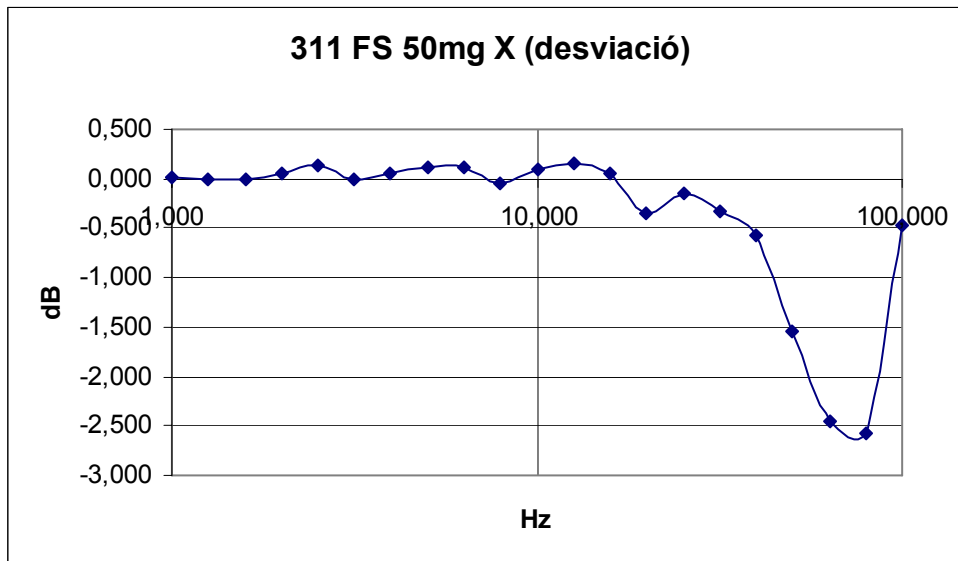


Gràfic 4.40: Fase 311 FS 500mg Y.

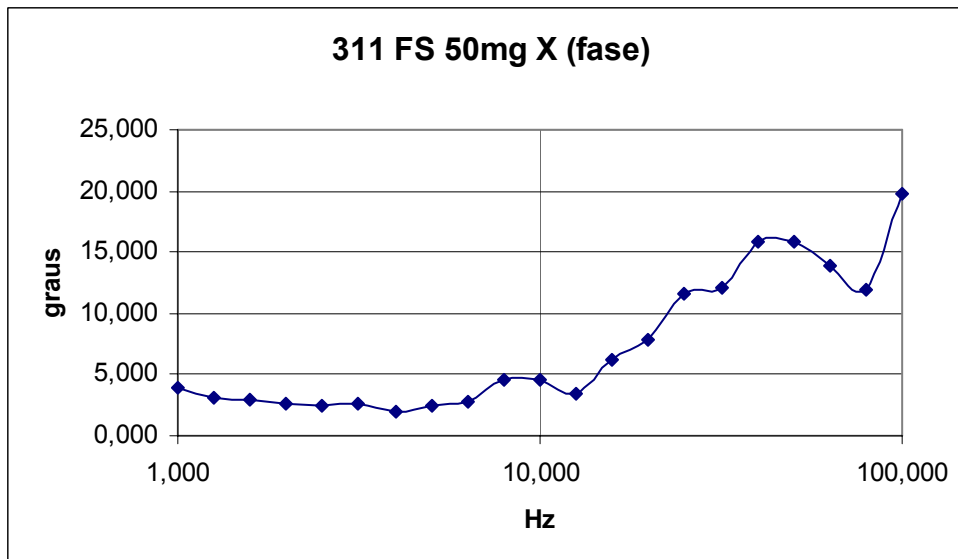
**Prova 20. Escombrat de freqüència a amplitud 50 mg amb ADXL311 eix X.**

311 FS 50mg X	304,546	Sensibilitat (mV/g)	10,000	Freqüència (Hz)
	4,775	Fase (graus)	0,050	Amplitud (g) RMS
Freqüència (Hz)	Amplitud (g) RMS	Sensibilitat (mV/g)	Desviació (dB)	Fase (graus)
1,000	0,018	305,3	0,022	3,989
1,259	0,018	304,5	-0,002	3,130
1,585	0,018	304,1	-0,012	2,921
1,995	0,018	306,7	0,063	2,563
2,512	0,018	309,4	0,139	2,480
3,162	0,018	304,5	0,000	2,555
3,981	0,018	306,7	0,061	2,042
5,012	0,018	308,9	0,124	2,447
6,310	0,018	308,4	0,110	2,841
7,943	0,018	302,7	-0,052	4,545
10,000	0,018	308,0	0,099	4,541
12,589	0,018	310,1	0,159	3,380
15,849	0,018	306,4	0,054	6,196
19,953	0,018	292,4	-0,354	7,895
25,119	0,018	399,2	-0,152	11,622
31,623	0,018	393,3	-0,326	12,158
39,811	0,018	284,8	-0,581	15,772
50,119	0,018	254,8	-1,549	15,852
63,096	0,018	229,4	-2,460	13,838
79,433	0,018	226,2	-2,582	11,945
100,000	0,018	288,2	-0,477	19,843

Taula 4.22: 311 FS 50mg X.



Gràfic 4.41: desviació 311 FS 50mg X.



Gràfic 4.42: Fase 311 FS 50mg X.

**Annex II. Joc d'instruccions MCS-51.**

**JUEGO DE INSTRUCCIONES DE LA FAMILIA MCS-51**

Mnemónico	Descripción de los símbolos empleados
dir8	Dirección directa de 8 bits. Posiciones de memoria interna o área de SFR.
dir16	Dirección 16 bits de memoria empleada en direccionamientos directos.
dir11	Dirección de 11 bits.
#dato	Constante de 8 bits.
#dato16	Constante de 16 bits.
Rn	Registro de tipo byte, R0 a R7.
@Ri	Direccionamiento indirecto a través de R0 o R1. Se accede a las posiciones (00H-FFH) de la memoria interna.
bit	Bit de la memoria RAM interna o de un registro del área de SFR accesible bit a bit.
rel	Dirección de salto. Puede ser un salto incondicional, condicional o de llamada a subrutina.

Mnemónico	<dest>,<src>	Descripción	Bytes	Tpo*
<b>Instrucciones de transferencia de datos</b>				
MOV	A, Rn	A = Rn. Copia el valor de Rn en A	1	1
	A, dir8	A = (dir8) Copia el contenido de la dirección dir8 en A	2	1
	A, @Ri	A = (@Ri) Copia el valor direccionado por @Ri en A	1	1
	A, #dato	A = #dato Pone el dato en A	2	1
	Rn, A	Rn = A Copia el valor de A en Rn	1	1
	Rn, dir8	Rn = (dir8) Copia el contenido de la dirección dir8 en Rn	2	2
	Rn, #dato	Rn = #dato Pone el dato en Rn	2	1
	dir8, A	(dir8) = A Copia el valor de A en la dirección dir8	2	1
	dir8, Rn	(dir8) = Rn Copia el valor de Rn en la dirección dir8	2	2
	dir8, dir8	(dir8) = (dir8) Copia de la dirección src a la dirección dest	3	2
	dir8, @Ri	(dir8) = (@Ri) Copia la posición direccionada por @Ri en la dirección dir8	2	2
	dir8, #dato	(dir8) = #dato Copia el dato en la dirección dir8	3	2
	@Ri, A	(@Ri) = A Copia A en la posición direccionada por @Ri	1	1
@Ri, dir8	(@Ri) = (dir8) Copia la dirección dir8 en la posición direccionada por @Ri	2	2	
@Ri, #dato	(@Ri) = #dato Copia el dato en la posición direccionada por @Ri	2	1	
DPTR, #dato16	DPTR = #dato16 Pone el dato de 16 bits en el DPTR	3	2	
MOVX	A, @Ri	A = (@Ri) Copia en A el byte de la RAM externa apuntada por @Ri	1	2
	A, @DPTR	A = (@DPTR) Copia en A el byte de la RAM externa apuntada por @DPTR	1	2
	@Ri, A	(@Ri) = A Copia A en posición de RAM externa apuntada por @Ri	1	2
	@DPTR, A	(@DPTR) = A Copia A en posición de RAM externa apuntada por @DPTR	1	2
MOVC	A, @A+DPTR	A = (A + DPTR) Pone en A el byte de código apuntado por @A+DPTR	1	2
	A, @A+PC	A = (A + PC) Pone en A el byte de código apuntado por @A+PC	1	2
PUSH	dir8	Mete el byte de la dirección dir8 en la pila	2	2
POP	dir8	Mete el byte de la dirección dir8 en la pila	2	2
XCH	A, Rn	Intercambia A y Rn	1	1
	A, dir8	Intercambia A y el byte de la dirección dir8	2	1
	A, @Ri	Intercambia A y el byte apuntado por @Ri	1	1
XCHD	A, @Ri	Intercambia los cuatro bits bajos de A y del byte apuntado por @Ri	1	1
<b>Instrucciones aritméticas</b>				
ADD	A, Rn	A=A+ Rn Suma A con Rn, pone el resultado en A	1	1
	A, dir8	A=A+ (dir8) Suma A con el byte de la dirección dir8, pone el resultado en A	2	1
	A, @Ri	A=A+ (@Ri) Suma A con el byte apuntado por @Ri, pone el resultado en A	1	1
	A, #dato	A=A+ dato Suma A con el dato, pone el resultado en A	2	1
ADDC SUBB	A, Rn	A=A± Rn Suma (+) para ADDC y resta (-) para SUBB	1	1
	A, dir8	A=A± (dir8) ± C Suma (+) para ADDC y resta (-) para SUBB	2	1
	A, @Ri	A=A± (@Ri) ± C Suma (+) para ADDC y resta (-) para SUBB	1	1
	A, #dato	A=A± dato ± C Suma (+) para ADDC y resta (-) para SUBB	2	1
INC DEC	A	A=A± 1 Signo + para INC. Signo - para DEC	1	1
	Rn	Rn=Rn± 1 Signo + para INC. Signo - para DEC	1	1
	dir8	(dir8) = (dir8) ± 1 Signo + para INC. Signo - para DEC	2	1
	@Ri	(@Ri) = (@Ri) ± 1 Signo + para INC. Signo - para DEC	1	1
INC	DPTR	DPTR = DPTR +1 Incremento del DPTR	1	2
MUL	AB	Multiplica A por B. Deja el byte alto del resultado en B y el byte bajo en A	1	4
DIV	AB	Divide A por B. Deja el cociente en A y el resto en B	1	4
DA	A	Ajuste decimal del acumulador	1	1

MESURES DEL SENYAL SÍSMIC AMB DIFERENTS AMPLIFICADORS DE L'ACONDICIONAMENT D'UN OBS

Mnemónico	<dest>,<src>	Descripción	Bytes	Tpo*
<b>Instrucciones lógicas</b>				
ANL ORL XRL	A, Rn	A = A AND o OR o XOR Rn	Función AND, OR o XOR lógica	1 1
	A, dir8	A = A AND o OR o XOR (dir8)	Función AND, OR o XOR lógica	2 1
	A, @Ri	A = A AND o OR o XOR (@Ri)	Función AND, OR o XOR lógica	1 1
	A, #dato	A = A AND o OR o XOR #dato	Función AND, OR o XOR lógica	2 1
	dir8, A	(dir8) = (dir8) AND o OR o XOR A	Función AND, OR o XOR lógica	2 2
	dir8, #dato	(dir8) = (dir8) AND o OR o XOR #dato	Función AND, OR o XOR lógica	3 2
CLR	A	A = 0 Borra el acumulador	1	1
CPL	A	Complementa el acumulador	1	1
RL	A	Rotación a la izquierda del acumulador	1	1
RLC	A	Rotación a la izquierda con acarreo del acumulador	1	1
RR	A	Rotación a la derecha del acumulador	1	1
RRC	A	Rotación a la derecha con acarreo del acumulador	1	1
SWAP	A	Intercambia los 4 bits bajos del acumulador con sus 4 bits altos	1	1
<b>Instrucciones booleanas</b>				
CLR	C	Pone a cero el bit de acarreo	1	1
	bit	Pone a cero el bit direccionado	2	1
SETB	C	Pone a uno el bit de acarreo	1	1
	bit	Pone a uno el bit direccionado	2	1
CPL	C	Complementa el bit de acarreo	1	1
	bit	Complementa el bit direccionado	2	1
ANL	C, bit	C = C AND (bit) AND lógica entre C y el bit, resultado lo pone en C	2	2
	C, /bit	C = C AND (/bit) AND lógica entre C y el bit complementado, resultado en C	2	2
ORL	C, bit	C = C OR (bit) OR lógica entre C y el bit, resultado lo pone en C	2	2
	C, /bit	C = C OR (/bit) OR lógica entre C y el bit complementado, resultado en C	2	2
MOV	C, bit	C = bit Pone el valor del bit en el bit de acarreo C	2	1
	bit, C	bit = C Pone el valor del bit de acarreo en el bit indicado	2	2
<b>Instrucciones de salto incondicional</b>				
AJMP	dir11	Salto absoluto. Salta a una dirección de 11 bits	2	2
LJMP	dir16	Salto largo. Salta a cualquier dirección del espacio de memoria	3	2
SJMP	rel	Salto corto con direccionamiento relativo	2	2
JMP	@A+DPTR	Salto indirecto a la dirección A + DPTR	1	2
NOP		Salto a la siguiente instrucción	1	1
<b>Instrucciones de salto condicional</b>				
JC	rel	Salta si el bit de acarreo está a 1 lógico	2	2
JNC	rel	Salta si el bit de acarreo está a 0 lógico	2	2
JB	bit, rel	Salta si el bit direccionado está a 1 lógico	3	2
JNB	bit, rel	Salta si el bit direccionado está a 0 lógico	3	2
JBC	bit, rel	Salta si el bit direccionado está a 1 lógico y luego lo pone a 0 lógico	3	2
JZ	rel	Salta si el acumulador vale cero	2	2
JNZ	rel	Salta si el acumulador es distinto de cero	2	2
CJNE	A, dir8, rel	Compara A con el valor de la dirección dir8 y hace un salto relativo si son distintos	3	2
	A, #dato, rel	Compara A con el dato y hace un salto relativo si son distintos	3	2
	Rn, #dato, rel	Compara Rn con el dato y hace un salto relativo si son distintos	3	2
	@Ri, #dato, rel	Compara el byte apuntado por @Ri y hace un salto relativo si son distintos	3	2
DJNZ	Rn, rel	Decrementa Rn en una unidad y hace un salto relativo si Rn es distinto de cero	2	2
	dir8, rel	Decrementa el byte de dir8 y hace un salto relativo si es distinto de cero	3	2
<b>Instrucciones de llamada y retorno a subrutinas</b>				
ACALL	dir11	Llamada a subrutina de tipo absoluto, dirección de 11 bits	2	2
LCALL	dir16	Llamada a subrutina tipo <i>long</i> , dirección de 16 bits	3	2
RET		Retorno de subrutina	1	2
RETI		Retorno de la rutina de servicio a la interrupción	1	2

\*El tiempo de ejecución, Tpo, viene dado en ciclos máquina



## Annex III. Standard V.24.

### Scope of the standard

The Electronic Industries Alliance (EIA) standard RS-232-C<sup>[1]</sup> as of 1969 defines:

- Electrical signal characteristics such as voltage levels, signaling rate, timing and slew-rate of signals, voltage withstand level, short-circuit behavior, maximum stray capacitance and cable length.
- Interface mechanical characteristics, pluggable connectors and pin identification.
- Functions of each circuit in the interface connector.
- Standard subsets of interface circuits for selected telecom applications.

The standard does not define such elements as character encoding (for example, ASCII, Baudot or EBCDIC), or the framing of characters in the data stream (bits per character, start/stop bits, parity). The standard does not define protocols for error detection or algorithms for data compression.

The standard does not define bit rates for transmission, although the standard says it is intended for bit rates lower than 20,000 bits per second. Many modern devices can exceed this speed (38,400 and 57,600 bit/s being common, and 115,200 and 230,400 bit/s making occasional appearances) while still using RS-232 compatible signal levels.

Details of character format and transmission bit rate are controlled by the serial port hardware, often a single integrated circuit called a UART that converts data from parallel to serial form. A typical serial port includes specialized driver and receiver integrated circuits to convert between internal logic levels and RS-232 compatible signal levels.

### History

The original DTEs were electromechanical teletypewriters and the original DCEs were (usually) modems. When electronic terminals (smart and dumb) began to be used, they were often designed to be interchangeable with teletypes, and so supported RS-232. The C revision of the standard was issued in 1969 in part to accommodate the electrical characteristics of these devices.

Since application to such devices as computers, printers, digitizer tables, test instruments, and so on, were not envisaged in the standard, designers implementing an RS-232 compatible interface on their equipment often interpreted the requirements idiosyncratically. Common problems were non-standard pin assignment of circuits on connectors, and incorrect or missing control signals. The lack of adherence to the standards produced a thriving industry of breakout boxes, patch boxes, test equipment, books, and other aids for the connection of disparate equipment. A common deviation from the standard was to drive the signals at a reduced voltage: the standard requires the transmitter to use +12V and -12V, but requires the receiver to distinguish voltages as low as +3V and -3V. Some manufacturers therefore built transmitters that supplied +5V and -5V and labeled them as "RS-232 compatible."

Later personal computers (and other devices) started to make use of the standard so that they could connect to existing equipment. For many years, a RS-232-compatible port was a standard feature for serial communications, such as modem connections, on many computers. It remained in widespread use into the late 1990s, and while it has largely been supplanted by other interface

standards in computer products, it is still used to connect legacy peripherals, industrial equipment (such as based on PLCs), and console ports.

The standard has been renamed several times during its history as the sponsoring organization changed its name, and has been variously known as EIA RS 232, EIA 232, and most recently as TIA 232. The standard continues to be revised and updated by the EIA and since 1988 the Telecommunications Industry Association (TIA)<sup>[2]</sup>. Revision C was issued in a document dated August 1969. Revision D was issued in 1986. The current revision is *TIA-232-F Interface Between Data Terminal Equipment and Data Circuit-Terminating Equipment Employing Serial Binary Data Interchange*, issued in 1997. Changes since Revision C have been in timing and details intended to improve harmonization with the CCITT standard V.24, but equipment built to the current standard will interoperate with older versions.

### Limitations of the standard

Because the application of RS-232 has extended far beyond the original purpose of interconnecting a terminal with a modem, successor standards have been developed to address the limitations. Issues with the RS-232 standard include:

- The large voltage swings and requirement for positive and negative supplies increases power consumption of the interface and complicates power supply design. The voltage swing requirement also limits the upper speed of a compatible interface.
- Single-ended signaling referred to a common signal ground limit the noise immunity and transmission distance.
- Multi-drop (meaning a connection between more than two devices) operation of an RS-232 compatible interface is not defined; while multi-drop "work-arounds" have been devised, they have limitations in speed and compatibility.
- Asymmetrical definitions of the two ends of the link make the assignment of the role of a newly developed device problematic; the designer must decide on either a DTE-like or DCE-like interface and which connector pin assignments to use.
- The handshaking and control lines of the interface are intended for the setup and takedown of a dial-up communication circuit; in particular, the use of handshake lines for flow control is not reliably implemented in many devices.
- While the standard recommends a connector and pinout, the connector is large by current standards.

### Role in modern personal computers

In the book *PC 97 Hardware Design Guide*<sup>[3]</sup>, Microsoft deprecated support for the RS-232 compatible serial port of the original IBM PC design. Today, RS-232 is gradually being superseded in personal computers by USB for local communications. Compared with RS-232, USB is faster, has lower voltage levels, and has connectors that are simpler to connect and use. Both protocols have software support in popular operating systems. USB is designed to make it easy for device drivers to communicate with hardware. However, there is no direct analog to the terminal programs used to let users communicate directly with serial ports. USB is more complex than the RS 232 standard, requiring more software to support the protocol used. Serial ports of personal computers were also often used to directly control various hardware devices, such as relays or lamps, since the control lines of the interface could be easily manipulated by software. This isn't feasible with USB which requires some form of receiver to decode the serial data.

Many personal computers intended for office use ship with "legacy-free" motherboards without any RS-232 serial ports. However, RS-232 is still quite common in point-of-sale (cash drawers,

barcode and magnetic stripe readers), amateur electronics and industrial measurement and remote-control devices, so computers made for such applications are still equipped with RS-232 ports. RS-232 was standard for so long that the circuits needed to control a serial port became very cheap and often exist on a single chip, sometimes also with circuitry for a parallel port. Many motherboards and desktop systems provide these ports even though they may not be used, simply because it costs the manufacturer very little to include them. Small-form-factor systems and laptops, however, often do not include them in order to conserve space.

As an alternative, USB docking ports are available which can provide connectors for a keyboard, mouse, one or more serial ports, and one or more parallel ports. Corresponding device drivers are required for each USB-connected device to allow programs to access these USB-connected devices as if they were the original directly-connected peripherals.

Network equipment such as manageable switches and routers usually have an RS-232 port to be used for configuration of the device. It's a problem for some network administrators that most new laptops don't have an RS-232 port (though one can of course use a USB-to-serial dongle). Various PCI and PCI Express cards provide RS-232 ports.

It is also possible to connect RS-232 devices via Ethernet and WLAN device drivers, that act as network servers. Some manufacturers even have virtual serial port drivers available.

## **Standard details**

In RS-232, data is sent as a time-series of bits. Both synchronous and asynchronous transmissions are supported by the standard. In addition to the data circuits, the standard defines a number of control circuits used to manage the connection between the DTE and DCE. Each data or control circuit only operates in one direction, that is, signaling from a DTE to the attached DCE or the reverse. Since transmit data and receive data are separate circuits, the interface can operate in a full duplex manner, supporting concurrent data flow in both directions. The standard does not define character framing within the data stream, or character encoding.

## **Voltage levels**

The RS-232 standard defines the voltage levels that correspond to logical one and logical zero levels. Valid signals are plus or minus 3 to 15 volts. The range near zero volts is not a valid RS-232 level; logic one is defined as a negative voltage, the signal condition is called marking, and has the functional significance of OFF. Logic zero is positive, the signal condition is spacing, and has the function ON. The standard specifies a maximum open-circuit voltage of 25 volts; signal levels of  $\pm 5V$ ,  $\pm 10V$ ,  $\pm 12V$ , and  $\pm 15V$  are all commonly seen depending on the power supplies available within a device. RS-232 drivers and receivers must be able to withstand indefinite short circuit to ground or to any voltage level up to  $\pm 25$  volts. The slew rate, or how fast the signal changes between levels, is also controlled.

Because the voltage levels are higher than logic levels used by integrated circuits, special intervening circuits are required to translate logic levels, and to protect circuitry internal to the device from short circuits or transients that may appear on the RS-232 interface.

Because both ends of the RS-232 circuit depend on the ground pin being zero volts, problems will occur when connecting machinery and computers where the voltage between the ground pin on one end, and the ground pin on the other is not zero. This may also cause a hazardous ground loop.

## Connectors

RS-232 devices may be classified as Data Terminal Equipment (DTE) or Data Circuit termination Equipment (DCE); this defines at each device which wires will be sending and receiving each signal. The standard recommended but did not make mandatory the common D-subminiature 25 pin connector. In general, terminals have male connectors with DTE pin functions, and modems have female connectors with DCE pin functions. Other devices may have any combination of connector gender and pin definitions.

Presence of a 25 pin D-sub connector does not necessarily indicate an RS-232C compliant interface. For example, on the original IBM PC, a male D-sub was an RS-232C DTE port (with a non-standard current loop interface on reserved pins), but the female D-sub connector was used for a parallel Centronics printer port. Some personal computers put non-standard voltages or signals on their serial ports.



*Female 9 pin plug*

The standard specifies 20 different signal connections. Since most devices use only a few signals, smaller connectors can be used. For example, the 9 pin DE-9 connector was used by most IBM-compatible PCs since the IBM PC AT, and has been standardized as TIA-574. More recently, modular connectors have been used. Most common are 8 pin RJ-45 connectors. Standard EIA/TIA 561 specifies a pin assignment, but the "Yost Serial Device Wiring Standard" invented by Dave Yost is common on Unix computers and newer devices from Cisco Systems. Many devices don't use either of these standards. 10 pin RJ-50 connectors can be found on some devices as well. Digital Equipment Corporation defined their own DECconnect connection system which was based on the Modified Modular Jack connector. This is a 6 pin modular jack where the key is offset from the center position. As with the Yost standard, DECconnect uses a symmetrical pin layout which enables the direct connection between two DTEs. Another common connector is the DH10 header connector common on motherboards and add-in cards which is usually converted via a cable to the more standard 9 pin DE-9 connector (and frequently mounted on a free slot plate or other part of the housing).

## Pinouts (DTE relative)

The following table lists the commonly used RS-232 signals and common pin assignments (see also RS-485 for different standard with the same connectors):

Signal		DB-25	DE-9 (TIA-574)	EIA/TIA 561	Yost	RJ-50	MMJ	Cisco	RJ-45	Hirschmann	RJ-45
Common Ground	G	7	5	4	4,5	6	3,4	4,5		4	
Transmitted Data	TD	2	3	6	3	8	2	3		3	
Received Data	RD	3	2	5	6	9	5	6		5	
Data Terminal Ready	DTR	20	4	3	2	7	1	2		-	
Data Set Ready	DSR	6	6	1	7	5	6	7		-	
Request To Send	RTS	4	7	8	1	4	-	1 (Aux only)		-	
Clear To Send	CTS	5	8	7	8	3	-	8 (Aux only)		-	
Carrier Detect	DCD	8	1	2	7	10	-	-		-	
Ring Indicator	RI	22	9	1	-	2	-	-		-	

The signals are labeled from the standpoint of the DTE device; TD, DTR, and RTS are generated by the DTE and RD, DSR, CTS, DCD, and RI are generated by the DCE. The ground signal is a common return for the other connections; it appears on two pins in the Yost standard but is the same signal. Connection of pin 1 (protective ground) and pin 7 (signal reference ground) is a common practice but not recommended. Use of a common ground is one weakness of RS-232. If the two pieces of equipment are far enough apart or on separate power systems, the ground will degrade between them and communications will fail; this is a difficult condition to trace.

Note that EIA/TIA 561 combines DSR and RI, and the Yost standard combines DSR and DCD.

### **Signals**

Commonly-used signals are:

#### **Transmitted Data (TxD)**

Data sent from DTE to DCE.

#### **Received Data (RxD)**

Data sent from DCE to DTE.

#### **Request To Send (RTS)**

Asserted (set to 0) by DTE to prepare DCE to receive data. This may require action on the part of the DCE, e.g. transmitting a carrier or reversing the direction of a half-duplex line.

#### **Clear To Send (CTS)**

Asserted by DCE to acknowledge RTS and allow DTE to transmit.

#### **Data Terminal Ready (DTR)**

Asserted by DTE to indicate that it is ready to be connected. If the DCE is a modem, it should go "off hook" when it receives this signal. If this signal is de-asserted, the modem should respond by immediately hanging up.

#### **Data Set Ready (DSR)**

asserted by DCE to indicate an active connection. If DCE is not a modem (e.g. a null modem cable or other equipment), this signal should be permanently asserted (set to 0), possibly by a jumper to another signal.

#### **Data Carrier Detect (DCD)**

Asserted by DCE when a connection has been established with remote equipment.

#### **Ring Indicator (RI)**

Asserted by DCE when it detects a ring signal from the telephone line.

*NOTE:* The standard defines RTS/CTS as the signaling protocol for flow control for data transmitted from DTE to DCE. The standard has no provision for flow control in the other direction. In practice, most hardware seems to have repurposed the RTS signal for this function.

### **Cables**

Since the standard definitions are not always correctly applied, it is often necessary to consult documentation, test connections with a breakout box, or use trial and error to find a cable that

works when interconnecting two devices. Connecting a fully-standard-compliant DCE device and DTE device would use a cable that connects identical pin numbers in each connector (a so-called "straight cable"). "Gender changers" are available to solve gender mismatches between cables and connectors. Connecting devices with different types of connectors requires a cable that connects the corresponding pins according to the table above. Cables with 9 pins on one end and 25 on the other are common, and manufacturers of equipment with RJ-45 connectors usually provide a cable with either a DB-25 or DE-9 connector (or sometimes interchangeable connectors so they can work with multiple devices).

Connecting two DTE devices together requires a null modem that acts as a DCE between the devices by swapping the corresponding signals (TD-RD, DTR-DSR, and RTS-CTS). This can be done with a separate device and two cables, or using a cable wired to do this. If devices require Carrier Detect, it can be simulated by connecting DSR and DCD internally in the connector, thus obtaining CD from the remote DTR signal. One feature of the Yost standard is that a null modem cable is a "rollover cable" that just reverses pins 1 through 8 on one end to 8 through 1 on the other end.

For configuring and diagnosing problems with RS-232 cables, a "breakout box" may be used. This device normally has a female and male RS-232 connector and is meant to attach in-line; it then has lights for each pin and provisions for interconnecting pins in different configurations.

RS-232 cables may be built with connectors commonly available at electronics stores. The cables may be between 3 and 25 conductors; typically 4 or 6 wires are used. Flat RJ (phone-style) cables may be used with special RJ-RS232 connectors, which are the easiest to configure. Cables are often unshielded, although shielding cables will help reduce electrical noise radiated by the cable.

The reason that a minimal two-way interface can be created with only 3 wires is that all the RS-232 signals share a common ground return. The use of unbalanced circuits makes RS-232 susceptible to problems due to ground potential shifts between the two devices. RS-232 also has relatively poor control of signal rise and fall times, leading to potential crosstalk problems. RS-232 was recommended for short connections (15 meters or less), however the limit is actually defined by total capacitance and low capacitance cables allow reliable communications over longer distances exceeding 50 m. RS-232 interface cables are not usually constructed with twisted pair because of the unbalanced circuits.

While the control lines of the RS 232 interface were originally intended for call setup and takedown, other "handshakes" may be required by one or the other device. These are used for flow control, for example, to prevent loss of data sent to a serial printer. For example, DTR is commonly used to indicate "device ready". Pins may also be "jumpered" or routed back within the connector; a pin saying "are you ready?" from device A might be wired to the pin saying "I'm ready" on device A, if device B did not transmit such a signal. Common handshake pins are DTR, DSR, DCD, and RTS/CTS.

## **Conventions**

For functional communication through a serial port interface, conventions of bit rate, character framing, communications protocol, character encoding, data compression, and error detection, not defined in RS 232, must be agreed to by both sending and receiving equipment. For example, consider the serial ports of the original IBM PC. This implementation has an integrated circuit UART, often 16550 UART, using asynchronous start-stop character formatting with 7 or 8 data bits per frame, usually ASCII character coding, and data rates programmable between 75 bits per second and 115,000 bits per second. Data rates above 20,000

bits per second are out of the scope of the standard, although higher data rates are sometimes used by commercially manufactured equipment. In the particular case of the IBM PC, baud rates were programmable, so that a PC could be connected to, for example, MIDI music controllers (31,250 bits per second) or other devices not using the rates typically used with modems. Since most devices do not have automatic baud rate detection, users must manually set the baud rate (and all other parameters) at both ends of the RS-232 connection.

### **RTS/CTS handshaking**

The standard RS-232 use of the RTS and CTS lines is asymmetrical. The DTE asserts RTS to indicate a desire to transmit and the DCE asserts CTS in response to grant permission. This allows for half-duplex modems that disable their transmitters when not required, and must transmit a synchronization preamble to the receiver when they are re-enabled. There is no way for the DTE to indicate that it is unable to accept data from the DCE.

A non-standard symmetrical alternative is widely used: CTS indicates permission from the DCE for the DTE to transmit, and RTS indicates permission from the DTE for the DCE to transmit. The "request to transmit" is implicit and continuous.

### **3-wire and 5-wire RS-232**

A minimal "3-wire" RS-232 connection consisting only of transmit data, receive data, and ground, is commonly used when the full facilities of RS-232 are not required. When only flow control is required, the RTS and CTS lines are added in a 5-wire version.

### **Seldom used features**

The EIA-232 standard specifies connections for several features that are not used in most implementations. Their use requires the 25-pin connectors and cables, and of course both the DTE and DCE must support them.

### **Signal rate selection**

The DTE or DCE can specify use of a "high" or "low" signaling rate. The rates as well as which device will select the rate must be configured in both the DTE and DCE. The prearranged device selects the high rate by setting pin 23 to ON.

### **Loopback testing**

Many DCE devices have a loopback capability used for testing. When enabled, signals are echoed back to the sender rather than being sent on to the receiver. If supported, the DTE can signal the local DCE (the one it is connected to) to enter loopback mode by setting pin 18 to ON, or the remote DCE (the one the local DCE is connected to) to enter loopback mode by setting pin 21 to ON. The latter tests the communications link as well as both DCE's. When the DCE is in test mode it signals the DTE by setting pin 25 to ON.

A commonly used version of loopback testing doesn't involve any special capability of either end. A hardware loopback is simply a wire connecting complementary pins together in the same connector. See loopback.

Loopback testing is often performed with a specialized DTE called a Bit Error Rate Tester (BERT).

### Timing signals

Some synchronous devices provide a clock signal to synchronize data transmission. The timing signals are provided by the DCE on pins 15 and 17. Pin 15 is the transmitter clock; the DTE puts the next bit on the data line (pin 2) when this clock transitions from OFF to ON (so it is stable during the ON to OFF transition when the DCE registers the bit). Pin 17 is the receiver clock; the DTE reads the next bit from the data line (pin 3) when this clock transitions from ON to OFF.

Alternatively, the DTE can provide a clock signal on pin 24 for both transmitted and received data. Again, data is changed when the clock transitions from OFF to ON and read during the ON to OFF transition.

### Secondary channel

Data can be sent over a secondary channel (when implemented by the DTE and DCE devices), which is equivalent to the primary channel. Pin assignments are described in following table:

<b>Signal</b>	<b>Pin</b>
Common Ground	7 (same as primary)
Secondary Transmitted Data (STD)	14
Secondary Received Data (SRD)	16
Secondary Request To Send (SRTS)	19
Secondary Clear To Send (SCTS)	13
Secondary Carrier Detect (SDCD)	12



## Bibliografia.

- “Microcontroladores MCS-51 y MCS-251”; José Matas Alcalá y Rfael Ramón Ramos Lara; Edicions UPC; primera edició: febrer de 2001.
- “Comunicaciones y Redes de Computadores”; William Stallings; PEARSON Prentice Hall; setena edició: 2004.
- “Introducción a la programación en C”; Marco A. Peña Basurto y José M. Cela Espín; Edicions UPC; primera edició: setembre de 2000.
- “Disseny i Realitació de Circuits Impressos i Programació de Microcontroladors”; Lluís Elvira Villagra; IAESTE Telecomunicacions.
- “Instrumentation in Earthquake Seismology”; Jens Havskov, Institute of Solid Earth Physics University of Bergen (Norway) i Gerardo Alguacil, Instituto Andaluz de Geofísica University of Granada (Spain).
- “The Vibration Analysis Handbook”. First Edition. James I.Taylor.
- “User Manual for 455 Vibration Transducer Calibrator”; Hatchmoor Ind Estate, Torrington, Devon, England, EX38 7HP
- “P-SPICE para Teoria de Circuitos, Principios de Funcionamiento y Aplicaciones Basicas”; José M. Miguel, Xavier Moncunill, Margarita Sanz, Orestes Mas i Joan M. Miró; Grupo de Electrónica de Comunicaciones; Impresió CPET: 1997.
- “Estudi de la resposta de diferents sismòmetres”; Enric Caelles Vilà; abril de 2006.
- “Estudi de la resposta d’un geòfon amb etapa amplificadora”; Miquel Ferrús Jornet; abril de 2006.
- “Novel Tools for Research and Education in Seismology”; Mikhail E. Boulaenko, B.SC., Master of Science Thesis Institute of Solid Earth Physics, University of Bergen.
- “Estación Sísmica Digital. Tratamiento Digital de Señales”. Septiembre, 2003. Antonio A. Pazos García.
- “Seismic Data Acquisition”. G.G.Drijkoningen. Section Applied Geophysic. Delft University of Technol. The Netherlands.
- “Introducción al análisis frecuencial y al ruido electrico”; Federico Miyara i Luis A. Lahoz; tercera edició: 2003. Universidad de Rosario.

## **Pàgines WEB.**

- Serveis Tècnics.  
<http://www.upc.edu/lgeu/>
- MEMS and Nanotechnology Clearinghouse.  
<http://www.memsnet.org/>
- Analog Devices.  
<http://www.analog.com/en/>
- ALLDATASHEET - Datasheet search site, Datasheet search site for Electronic Components and Semiconductors and other semiconductors.  
<http://www.alldatasheet.com/>
- RS Online.  
<http://www.amidata.es/>
- Wikipedia, la enciclopedia libre.  
<http://es.wikipedia.org/wiki/Wikipedia>
- Onda Radio S.A.  
<http://www.ondaradio.es/>
- Sismología.  
<http://www.procuno.com/>
- Atmel Corporation - Industry Leader in the Design and Manufacture of Advanced Semiconductors.  
<http://www.atmel.com/>
- National Semiconductor, The Power of Analog.  
<http://www.national.com/>
- New Manual of Seismological Observatory Practice.  
<http://www.seismo.com/msop/nmsop/nmsop.html>
- APS Dynamics, Inc.  
<http://www.apsdynamics.com>
- SARTI. Centre de Desenvolupament Tecnològic de Sistemes d'Adquisició Remota.  
[http://www.cdsarti.org/nova\\_web/cast/index.asp](http://www.cdsarti.org/nova_web/cast/index.asp)