

Implementació d'oscil·ladors digitals polsats

Sergi Gorreta i Mariné

Directors

Dr. Manuel Domínguez i Pumar
Dr. Joan Pons i Nin

Barcelona, 20 de juliol de 2010

*Des del moment en que vaig agafar el seu llibre,
vaig caure a terra rodolant de riure.
Algun dia espero llegir-lo.*

Groucho Marx.

Índex

Llista de figures	iv
Llista de taules	viii
Agraïments	x
1 Introducció	1
1.1 Els Oscil·ladors Digitals Polsats	1
1.2 Objectius del projecte	2
1.2.1 Dispositius termoeleèctrics	2
1.2.2 Dispositius electrostàtics	3
1.3 Estructura del document	4
2 Oscil·ladors digitals polsats	5
2.1 Presentació del sistema	6
2.2 Caracterització analítica	7
2.2.1 Anàlisi lineal	7
2.2.2 Anàlisi dinàmica no lineal	10
2.3 Seqüències S^3 i moduladors $\Sigma\Delta$ de primer ordre	13
2.4 Efectes del mostreig	16
2.5 Llaç de realimentació	17
2.6 Excitació de modes de vibració mitjançant PDO	19
2.6.1 Modes de vibració de bigues elàstiques	19
2.6.2 Modes de vibració de ressonadors excitats amb PDO	21
2.6.3 Mapa de fase	23
2.6.4 Selecció de modes de vibració	24
3 Dispositius d'actuació termoeleèctrica	25
3.1 Descripció dels dispositius	26
3.2 Caracterització modal dels dispositius	28
3.3 Disseny del Hardware	30
3.3.1 Entorn digital	30
3.3.2 Entorn analògic: primer prototipus	34
3.3.3 Entorn analògic: segon prototipus	40
4 Dispositius d'actuació electrostàtica	53
4.1 Descripció dels dispositius	53

4.2	Mètode d'actuació i sensat	57
4.3	Disseny del Hardware	62
5	Resultats experimentals	75
5.1	Actuació termoelèctrica	75
5.1.1	Mesures amb vibròmetre	75
5.1.2	Mesures amb oscil·loscopi	81
5.1.3	Aplicacions de sensat	88
5.2	Actuació electrostàtica	91
5.2.1	Resultats preliminars	91
6	Conclusions	95
6.1	Objectius assolits	95
6.2	Línies futures	96
6.3	Articles i publicacions	96
7	Annex	97
7.1	Layout del primer prototipus emprat en dispositius termoelèctrics	98
7.2	Layout del segon prototipus emprat en dispositius termoelèctrics	99
7.3	Layout del prototipus per a dispositius electrostàtics	100
	Bibliografia	101

Índex de figures

1.1	Prototipus antic del sistema PDO per a dispositius termoelectrics.	3
2.1	Topologia genèrica del PDO. En la configuració més habitual, el filtre digital de realimentació és una cadena de retards.	6
2.2	Substitució del quantificador per un bloc lineal.	8
2.3	Simulació de l'equació 2.9 per a diferents valors de ρ	10
2.4	Simulació del PDO en l'espai de fase durant 50 cicles de rellotge, per a $\rho = 0$ i una freqüència de ressonància normalitzada $f = \frac{1}{4}$.	12
2.5	Simulació del PDO en l'espai de fase durant 200 cicles de rellotge, per a $\rho \neq 0$ i una freqüència de ressonància normalitzada $f = \frac{1}{4}$.	13
2.6	Obtenció de seqüències S^3	14
2.7	Diagrama de blocs d'un modulador $\Sigma\Delta$ de primer ordre	14
2.8	Circuits de conversió de seqüències S^3 a $\Sigma\Delta$	15
2.9	Circuits de conversió de seqüències $\Sigma\Delta$ a S^3	15
2.10	Senyal recuperat en submostreig. Efecte de l'aliasing	16
2.11	Valor del paràmetre r en cadascun dels segments de f i simulació de l'evolució de la f_D del PDO suposant un ressonador lineal (vermell) i un no-lineal (blau) per a un factor $\rho = 0.01$.	17
2.12	Efecte de la cadena de retards	19
3.1	Imatges preses amb el microscopi òptic. A l'esquerra, disposició dels ressonadors MEMS de tipus voladís. A la dreta, detall d'un dels ressonadors.	26
3.2	Efecte bimetall	26
3.3	Encapsulat utilitzat en els dispositius MEMS termoelectrics. A l'esquerra, amb el dispositiu MEMS tapat. A la dreta, sense la tapa de protecció.	28
3.4	Mallat dels dispositius MEMS en l'entorn de simulació Coventorware.	28
3.5	Simulacions Coventorware del moviment d'un dispositiu pels quatre primers modes de ressonància	30
3.6	Diagrama de blocs del sistema digital. Amb entrada provinent del comparador de la placa analògica (<i>in</i>) i sortida (<i>out</i>) per atacar el ressonador.	31
3.7	Placa DE2 d'altera.	32
3.8	Diagrama ASM del protocol d'ús de la placa DE2.	33
3.9	Circuit d'atac de la placa analògica	35

3.10	Simulació del circuit d'atac	35
3.11	Senyal de sortida del sensor i filtratge	36
3.12	Muntatge de l'amplificador d'instrumentació	37
3.13	Diagrama de bode de l'amplificador amb la configuració triada	37
3.14	Muntatge de l'ajust de tensió a l'entrada del comparador.	38
3.15	Simulació del muntatge de la figura 3.14 pel rang de valors del potenciòmetre.	38
3.16	Esquema lògic dels <i>transceivers</i>	39
3.17	Primer prototipus de la part analògica del sistema.	40
3.18	Zona d'atac i connexió del ressonador	41
3.19	Esquema del circuit d'alimentació.	42
3.20	Sistema de selecció de guany de l'amplificador d'instrumentació.	44
3.21	Diagrama de Bode de l'amplificador OPA657	45
3.22	Muntatge de l'amplificador operacional per reduir l'ample de banda.	45
3.23	Diagrama de Bode de l'amplificador OPA657 per un guany de 40dB.	46
3.24	Muntatge del comparador AD790. VC=5V, VE=-5V, ALIM=3.3V.	47
3.25	Muntatge del convertidor A/D AD9215	48
3.26	Muntatge de l'amplificador diferencial AD8138.	49
3.27	Simulació del funcionament de l'amplificador diferencial AD8138.	49
3.28	Esquema del connector alternatiu.	50
3.29	Segon prototipus de la part analògica del sistema	51
4.1	Disposició dels MEMS electrostàtics a dins del xip	54
4.2	Fotografia d'un MEMS d'actuació electrostàtica feta amb un mi- croscopi electrònic.	55
4.3	Model d'un dispositiu MEMS electrostàtic	56
4.4	Característica C-V d'un MEMS electrostàtic amb $V_{Pull_in} \simeq 16 V$ per $V > 0$ i $V_{Pull_in} \simeq -12 V$ per $V < 0$	57
4.5	Sistema d'excitació en tensió del DACEA. El MEMS es troba representat mitjançant una capacitat variable $C(t)$, la capacitat sèrie introduïda està representada per C_S i les capacitats paràsites per C_{P1} , C_{P2} i C_{P3}	57
4.6	Esquema del DECAE.	59
4.7	Evolució temporal dels senyals de control quan s'introdueix un pols d'entrada $CLKIN$	60
4.8	Encapsulat del xip d'atac i sensat, dissenyat per Daniel Fernández en la seva tesi doctoral.	62
4.9	Circuit regulador d'alimentació a 3.3V	63
4.10	Muntatge de l'amplificador DIDO AD8138. Acondicionament es- pecífic per alimentació unipolar.	64
4.11	Muntatge del comparador ADCMP601	66
4.12	Cable <i>UltraDMA</i> emprat en el connexionat entre la part analògica i digital del sistema electrònic	67
4.13	Subcircuit de connexió dels MEMS electrostàtics i la capacitat sèrie C_S	68

4.14	Imatge de la part del circuit per on circula el senyal d'entrada al xip, provinent de la resposta del ressonador. A l'esquerra es mostra la cara superior de la placa amb el senyal <i>NULLCAP</i> . A la dreta es mostra la cara inferior on s'aprecia com el senyal <i>NULLCAP</i> rodeja al senyal d'entrada	69
4.15	Connector de 24 pins per a la connexió del ressonador	70
4.16	Subcircuit amplificador connectat al port de 34 pins	70
4.17	Circuit de selecció del mode de funcionament del xip	71
4.18	Circuit de polarització del xip	72
4.19	Prototipus del circuit analògic emprat en les mesures de ressonadors electrostàtics	73
5.1	Espectre de freqüència d'un ressonador MEMS de tipus cantilever de $1000 \times 1000 \mu m^2$ d'àrea i $5 \mu m$ de gruix, on s'aprecien els pics corresponents als tres primers modes de vibració de l'estructura	76
5.2	Captura del moviment del MEMS en el primer mode de ressonància longitudinal, extreta del vídeo proporcionat pel vibròmetre.	77
5.3	Espectre de freqüència obtingut a partir de les mostres proporcionades pel vibròmetre durant l'excitació del primer mode longitudinal de ressonància.	78
5.4	Captura del moviment del MEMS en el segon mode de ressonància longitudinal, extreta del vídeo proporcionat pel vibròmetre.	78
5.5	Espectre de freqüència obtingut a partir de les mostres proporcionades pel vibròmetre durant l'excitació del segon mode longitudinal de ressonància.	79
5.6	Captura del moviment del MEMS en el tercer mode de ressonància longitudinal, extreta del vídeo proporcionat pel vibròmetre.	79
5.7	Espectre de freqüència obtingut a partir de les mostres proporcionades pel vibròmetre durant l'excitació del tercer mode longitudinal de ressonància.	80
5.8	Captura del moviment del MEMS en un mode de vibració transversal.	80
5.9	Simulació Matlab del primer mode de ressonància i la seva posició dins del triangle freqüencial amb $\rho = 0$	82
5.10	Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del primer mode longitudinal de vibració mitjançant el sistema PDO	83
5.11	Simulació Matlab del segon mode de ressonància i la seva posició dins del triangle freqüencial amb $\rho = 0$	84
5.12	Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del segon mode longitudinal de vibració mitjançant el sistema PDO	85
5.13	Simulació Matlab del tercer mode de ressonància i la seva posició dins del triangle freqüencial amb $\rho = 0$	86
5.14	Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del tercer mode longitudinal de vibració mitjançant el sistema PDO	87
5.15	Freqüència digital d'oscil·lació obtinguda a partir de les seqüències de bits generades a la sortida del PDO al excitar successivament el primer, el segon i el tercer mode de vibració.	87

5.16	MEMS de tipus voladís de $300 \times 300 \mu m^2$ de superfície recoberta per un polímer PDMS.	88
5.17	Mesura de concentració de Toluè en aire sintètic amb PDO mostrejat a $f_S = 213 kHz$	89
5.18	Resultats experimentals al realitzar un assaig de variació de pressió. Assaig amb el segon mode de ressonància.	90
5.19	Resultats experimentals al realitzar un assaig de variació de pressió. Assaig amb el tercer mode de ressonància.	91
5.20	Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del primer mode de vibració mitjançant el sistema PDO. Amb $f_S = 45 kHz$	92
5.21	Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del primer mode de vibració mitjançant el sistema PDO. Amb $f_S = 60 kHz$	92
5.22	Imatge de la cambra de buit i el maquinari emprats en les mesures de ressonadors electrostàtics.	93
5.23	Imatge de la col·locació del circuit analògic dins la cambra de buit.	94

Índex de taules

2.1	Freqüències espacials pels primers quatre modes de vibració . . .	21
3.1	Freqüències dels primers modes de ressonància longitudinals per a tres dispositius MEMS diferents, obtingudes mitjançant simulacions Coventorware	29
3.2	Possibles configuracions dels <i>transceivers</i> LVX4245 de Texas Instruments	39
3.3	Configuració del guany de l'amplificador AD8250ARMZ.	43
3.4	Modes de funcionament de l'AD9215	48
4.1	Valors <i>default</i> dels corrents de polarització del xip	72
5.1	Freqüències dels primers tres modes de ressonància longitudinals obtingudes mitjançant simulacions en l'entorn Coventorware . . .	77

Agraïments

Aquest document simbolitza molt més que un projecte final de carrera. Doncs és la conclusió d'una etapa de cinc anys, durant els quals, han estat moltes les persones que, volen o sense voler, hi han acabat formant part.

Primerament vull agrair al Paco, la Cristina i la Irene, la meva família, tot el que han fet per mi durant aquest període, ja que sense ells, res d'això hagués estat possible. Gràcies doncs per proporcionar-me tots els recursos necessaris, i més, per poder gaudir dels meus estudis, sense haver de preocupar-me per res.

A tots els altres membres de la family: avis, tiets, cosins, etc. Gràcies a tots per sentir-vos tan orgullosos de mi. Això em dóna les forces necessàries per seguir donant, cada dia, una mica més. No podria tancar els agraïments a la família sense enrecordar-me dels dos peques més molons que existeixen: el Nil i en Roger, que tant si els moments són bons, com si són dolents, sempre t'arrenquen un somriure. Gràcies a tots.

Tot seguit, pel que fa a la gent de l'escola, voldria començar agraïnt als meus altres dos pares, el Manolo i en Joan, la seva col·laboració en tot moment i la confiança que sempre han mostrat en mi. Així mateix voldria agrair el suport econòmic que m'han donat durant tot aquest temps, una mostra més del valor que pren la meva feina. Espero que els anys que ens queden per endavant siguin iguals o millors que els que hem passat fins ara i que ploquin les publicacions, això serà una mostra de que seguim anant per bon camí.

Pel que fa a en Jordi, que seguint amb l'organigrama familiar li tocava ser el meu germà gran, vull agrahir-li tots els coneixements que m'ha transmès, i les estones que hem passat mentres hem estat colze amb colze treballant en el mateix. Gràcies per les birres que m'has pagat i les que et queden per pagar-me. Gràcies també al David, per fer que les estones de feina resultin més amenens i per ajudar-me en les petites coses que de tant en tant et vaig demanant.

Dins d'aquest àmbit, mereix una especial atenció l'Eva, ja que va ser ella la que em va introduir per primer cop en el món en el que ara em trobo i la que sempre ha estat allà per donar-me un cop de mà amb el que calgués. Moltes gràcies per tot. Finalment, vull agrair la col·laboració i l'atenció constant del Vicente, gràcies a ell cada dia em sento una mica més bon electrònic.

Continuant amb la gent de la uni, no voldria deixar-me als col·legues, amb els quals hem compartit moltes coses durant aquests cinc anys, des d'una xuleta d'examen fins a un cubatilla sortint de festa. Així doncs, vull destacar, per sobre de tots, als 6 de sempre: Èric, Querol, Albert, Raül, Marc i Joan, i també a d'altres, com el Fran, el Javi, el Nando, el Jordi, l'Oriol i l'Elisenda (la noia de l'espai). Que puguem seguir fent rissilles durant molt de temps. Moltes gràcies a tots.

Canviant de context, haig d'agraïr a tots els amics que no formen part d'aquest ambient, que en són molts, tot el suport que m'heu donat durant aquest temps. Per sobre de tot, els amics de tota la vida de Premià, doncs són aquest els amics que sempre estan quan els necessites, aquells que mai fallen. Moltíssimes gràcies. I ara sí, marxem de Festa Major!!!

Capítol 1

Introducció

Si busques resultats diferents, no facis sempre el mateix.

(A.Einstein)

1.1	Els Oscil.ladors Digitals Polsats	1
1.2	Objectius del projecte	2
1.2.1	Dispositius termoelèctrics	2
1.2.2	Dispositius electrostàtics	3
1.3	Estructura del document	4

1.1 Els Oscil.ladors Digitals Polsats

La tecnologia de microsistemes (Micro-Electro-Mechanical Systems, MEMS) ha evolucionat molt desde que en el 1959 el professor Richard Feynman va donar la seva famosa xerrada davant de l'American Physical Society [1]. En aquesta es va deixar entreveure la iniciació de l'ús dels dispositius MEMS i NEMS. Cinquanta anys més tard, aquesta tecnologia encara té nombrosos reptes pendents, entre els que es poden destacar la fiabilitat dels dispositius a llarg plaç, el control de ressonadors que presenten dinàmiques complexes, o la integració eficient de dispositius MEMS amb l'electrònica de control adient dins d'un mateix xip.

Diversos sistemes polsats han aparegut els darrers anys com una forma d'actuar i controlar estructures MEMS ressonants de forma simple i eficaç, sense la necessitat d'una electrònica gaire sofisticada. Així, autors com Colinet [2, 3, 4] en el 2004, Bahreyni [5] en el 2007, i Roubicek [6] en el 2008 han proposat i desenvolupat sistemes de control amb llaç tancat de dispositius MEMS que actuen mitjançant polsos.

El primer sistema d'actuació polsada per a ressonadors MEMS va ser el PDO (Pulsed Digital Oscillator), introduït en el 2003. Així, en [7] es mostren els resultats preliminars obtinguts amb un ressonador d'actuació termoelèctrica i sensat piezoresistiu. Aquests primers resultats van ser ampliat i explicats amb

més detall en [8, 9], tot i que l'explicació rigurosa del funcionament dels PDO, en termes d'anàlisi no lineal, no va ser publicada fins al 2008 [10].

El funcionament bàsic del PDO es basa en aplicar trens de polsos de força a un ressonador MEMS, amb la intenció d'afavorir sempre el moviment d'aquest. Aquesta excitació polsada del ressonador no es realitza amb seqüències predefinides, ni modulacions establertes de polsos, sino que, en funció de la posició del ressonador en cada instant de mostreig, es decideix si s'ha d'aplicar o no un pols d'actuació. Aquesta decisió d'atacar o no el ressonador la du a terme un llaç de realimentació digital. En la versió més simple, el llaç de realimentació està format per una cadena de retards i un signe (equivalent a un desfassament de π rad). L'atac al ressonador, així com el sensat de la posició del mateix, necessita d'una interfície analògica. Per tal de transmetre la informació rebuda per la interfície analògica al sistema digital, es fa ús d'un quantificador d'un bit. Així, el senyal tret del MEMS es mostreja i passa al domini digital i en funció del valor que pren, es decideix si s'ha de transmetre o no un pols de força.

1.2 Objectius del projecte

L'objectiu d'aquest projecte és bàsicament el disseny i la posta a punt de Hardware adequat per a fer mesures experimentals amb sistemes PDO. Val a dir que es disposa dos tipus de dispositius MEMS a utilitzar, amb principis de funcionament molt diferents: *dispositius MEMS termoelectrics* i *dispositius MEMS electrostàtics*. Així el treball a realitzar segueix dues branques força separades i implica el disseny de, com a mínim, un prototipus per a cada tipus de dispositiu. Cal destacar que el resultat final perseguit és tenir el Hardware dissenyat i verificat, però que en la mesura del possible es desitja també posar-lo a prova en aplicacions concretes.

1.2.1 Dispositius termoelectrics

El primer dels objectius que es planteja en aquest projecte implica millorar un disseny ja existent (figura 1.1), molt simple i que ha permès obtenir resultats correctes, però força limitats. Les principals modificacions que s'han plantejat en aquest nou disseny són:

- Substituir el CPLD per un placa digital basada en FPGAs. L'objectiu és tenir una major versatilitat de configuració, més potència de càlcul, poder monitoritzar l'estat del sistema, i també disposar de capacitat d'emmagatzemar dades i de comunicació directa amb l'ordinador.
- Re-dissenyar el sistema d'amplificació, per tal d'augmentar el guany i l'ample de banda disponible.
- Modificar el sistema de comparació, fent-lo més ràpid.
- Reduir el soroll existent en el circuit.

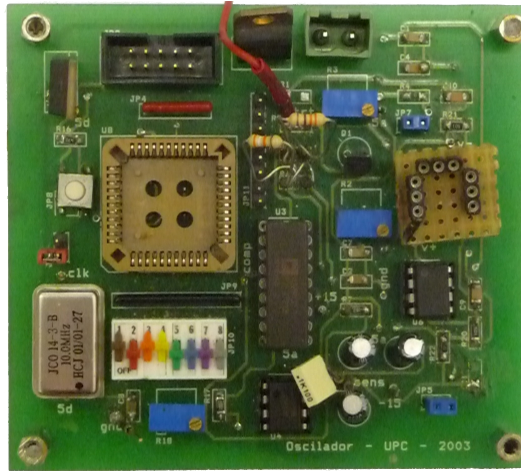


Figura 1.1: Prototipus antic del sistema PDO per a dispositius termoeleèctrics.

Una de les aplicacions que ha d'implementar el nou disseny és la capacitat de detectar modes de vibració més elevats, ja que fins al moment només s'ha pogut detectar el mode fonamental dels ressonadors. És per aquest motiu que una de les característiques més importants del disseny és l'ampliació del guany i l'ample de banda.

Pel que fa a les mesures, referents a aquests tipus de ressonadors, s'ha pensat en la possibilitat d'obtenir resultats de modes elevats d'oscil·lació dels ressonadors. Tot i així, pel que fa al mode fonamental de ressonància, s'ha pensat en la possibilitat d'obtenir resultat on es faci servir el ressonador MEMS com un sensor de gasos tòxics.

Per tal d'obtenir aquests resultats, serà indispensable, també, caracteritzar perfectament els dispositius i obtenir, així, les freqüències de ressonància a les quals oscil·la el dispositiu MEMS.

1.2.2 Dispositius electrostàtics

Pel que fa als dispositius electrostàtics, es tracta d'un tema molt més recent i, ara per ara, força menys desenvolupat. Així, encara no s'havia aconseguit obtenir resultats bons fent ús del sistema PDO amb MEMS electrostàtics. D'acord amb això, es planteja com a objectiu del projecte el disseny d'un prototipus que permeti simplement demostrar el funcionament d'un sistema PDO amb aquest tipus de ressonadors, deixant com a treball futur la realització d'aplicacions concretes.

Per tal d'obtenir aquests resultats, s'utilitza un xip d'interficiat amb el MEMS dissenyat per en Daniel Fernandez en la seva tesi doctoral [11]. Per això en el disseny del prototipus corresponent hi juguen un paper cabdal les característiques d'aquest xip.

En aquest cas, també serà necessari realitzar una caracterització dels dispositius. Per a dur a terme aquesta tasca, es farà ús de l'analitzador d'impedàncies (Agilent 4294A). Amb aquest aparell serà necessari realitzar mesures per a l'obtenció de les corbes característiques C-V, que mostren la capacitat que presenta el ressonador per a cada valor de tensió aplicada i permeten identificar les tensions a les que el dispositiu "es tanca" sobtadament (efecte anomenat pull-in).

1.3 Estructura del document

Aquest document comença introduïnt les bases teòriques que sustenten el sistema PDO, segueix amb la descripció dels dissenys dels prototipus i acaba mostrant els resultats experimentals obtinguts.

Així, en el capítol primer s'expliquen bases teòriques dels sistemes PDO. Degut a la complexitat d'aquestes, es comença amb una anàlisi lineal simplificada d'un sistema PDO. Aquesta anàlisi serveix per entendre el funcionament bàsic del sistema, però resulta poc realista p.e. quan apareixen pèrdues per fregament en el MEMS. En els següents apartats es fa una ampliació de l'anàlisi, que no menysprea cap efecte i implica l'ús d'un aparell matemàtic força complicat. En aquest primer capítol es parla també d'altres efectes que influeixen en el sistema PDO, en particular propietats i graus de llibertat amb que es pot configurar el llaç de realimentació digital, on es troba la potencialitat del PDO.

El tercer capítol explica tot allò que fa referència als dispositius termoeleèctrics. Primerament es realitza una descripció d'aquest tipus de dispositius que permeti entendre els principis d'atac i sensat emprats en els prototipus. Seguidament es mostra la caracterització d'aquests dispositius, incloent la detecció de les seves freqüències de ressonància i el moviment a cadascuna d'aquestes freqüències. Finalment, es descriu la realització dels prototipus dissenyats per a l'obtenció de resultats experimentals. Cal parar atenció en que s'han dissenyat un parell de prototipus per aquests ressonadors, ja que algunes de les mesures realitzades en els últims temps de l'elaboració del projecte han demanat prestacions que no es preveïen en el primer dels dissenys.

El quart capítol segueix l'esquema de l'anterior, ara pel cas dels ressonadors MEMS electrostàtics. També es comença fent una descripció i caracterització dels dispositius, que són més complexos que el termoeleèctrics. Tot seguit, s'explica el mètode d'actuació i sensat emprat a la placa. A més, es comenten les propietats clau del xip emprat. Finalment, es descriu el prototipus dissenyat per dur a terme les mesures experimentals.

L'últim capítol fa referència a les mesures obtingudes amb cadascun dels sistemes. Com ja s'ha comentat, els dispositius amb els que s'ha pogut treballar més són els termoeleèctrics, obtenint-se així un nombre de resultats més gran que pel cas dels dispositius electrostàtics. Pel que fa a aquest darrers, els resultats que es mostren són encara preliminars.

Capítol 2

Oscil·ladors digitals polsats

*I és clar que ho he entès. Fins i tot un nen de cinc anys podria entendre-ho.
Que em portin un nen de cinc anys!*

(Groucho Marx.)

2.1	Presentació del sistema	6
2.2	Caracterització analítica	7
2.2.1	Anàlisi lineal	7
2.2.2	Anàlisi dinàmica no lineal	10
2.3	Seqüències S^3 i moduladors $\Sigma\Delta$ de primer ordre . . .	13
2.4	Efectes del mostreig	16
2.5	Llaç de realimentació	17
2.6	Excitació de modes de vibració mitjançant PDO . . .	19
2.6.1	Modes de vibració de bigues elàstiques	19
2.6.2	Modes de vibració de ressonadors excitats amb PDO	21
2.6.3	Mapa de fase	23
2.6.4	Selecció de modes de vibració	24

En aquest capítol es tractaran els temes que fan referència a la part analítica del sistema PDO. Primerament es presenta el sistema, mostrant la seva arquitectura bàsica. Tot seguit es presenta un apartat dividit en dues parts: en la primera d'elles es realitzarà un anàlisi lineal del comportament del sistema, despreciant tot tipus de no idealitats, i en el següent s'afrontaran totes aquestes no idealitats per acabar trobant la solució final.

Posteriorment s'analitzaran altres aspectes que es consideren força importants en el sistema PDO. Els aspectes més avançats que fan referència al sistema, i és per això que la complexitat d'alguns d'ells no s'abarca tota en aquest document. Aquests són: els tipus de seqüències que s'obtenen, l'efecte del mostreig i el llaç de realimentació. Finalment, es fa una explicació bàsica del tema més recent: el control de modes de vibració dels ressonadors.

2.1 Presentació del sistema

PDO són les sigles de Pulsed Digital Oscillator. Aquest és un sistema dissenyat per dur a terme el control de dispositius ressonadors (MEMS en aquest cas). Amb aquest objectiu, el sistema incorpora un llaç de realimentació, característica de la qual disposen tots els sistemes que, com aquest, pretenen dur a terme algun tipus de control. Això és servir-se de la informació que rebem a la sortida del nostre sistema per decidir l'actuació a realitzar.

El PDO presenta un comportament no lineal i això provoca que l'anàlisi d'aquest sigui força complicat. Aquesta característica ve donada pel fet que en el llaç de realimentació s'hi allotja un quantificador, un dispositiu no lineal. Aquest element s'encarrega de convertir el senyal analògic obtingut a la sortida del ressonador en un senyal digital. Així doncs, s'obté una seqüència de bits que anomenarem bit-stream b_n . Un cop obtingut el senyal digital, aquest serà introduït al llaç de realimentació, circuit digital encarregat de decidir l'actuació mitjançant polsos de força.

La gran potencialitat d'aquest sistema ve donada per les múltiples configuracions que pot prendre aquest circuit digital. Aquest fet ens duu a parlar de la família de PDO's, composta per oscil·ladors amb diferents configuracions del llaç de realimentació. Cal tenir present que qualsevol de les diferents configuracions possibles comparteix la major part del sistema, ja que, com ja s'ha comentat, la potencialitat es troba en la configuració del llaç de realimentació i, per tant, de la part digital. Aquest fet és clarament un avantatge a l'hora de dissenyar un prototipus adient a qualsevol situació.

En el diagrama de la figura 2.1 es pot observar la topologia bàsica que segueix qualsevol tipus de PDO:

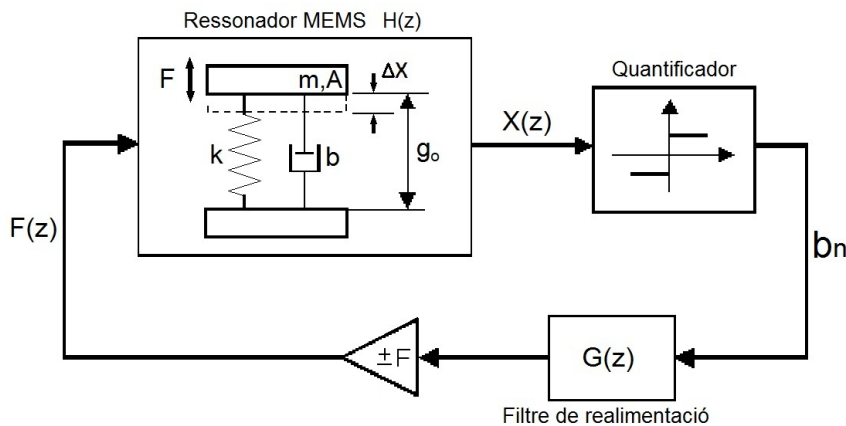


Figura 2.1: Topologia genèrica del PDO. En la configuració més habitual, el filtre digital de realimentació és una cadena de retards.

Tot seguit es fa un recull amb les característiques més rellevants dels PDO's:

- Els sistemes PDO presenten arquitectures senzilles que no requereixen components gaire complexos.
- Els requeriments a l'hora de sensar el senyal de sortida són simples, ja que no és necessari conèixer la posició exacta del ressonador en cada instant de temps, sinó que tan sols cal saber si aquest es troba per damunt o per sota de la posició d'equilibri.
- S'utilitza un tren de deltes com a excitació, per tal de fer despreciables les no-linealitats en l'actuació del ressonador.
- La freqüència de la oscil·lació digital del PDO f_D pot obtenir-se directament de l'espectre de bits a la sortida del quantificador.
- El sistema PDO presenta dos modes d'operació, seleccionables en funció del signe del llaç de realimentació digital, del nombre de retards introduïts i del valor de la freqüència de mostreig f_s del quantificador. El mode Oscil·lació o *Forward* afavoreix l'oscil·lació, mentre que el mode Antioscil·lació o *Reverase* la cancela.
- A diferència dels sistemes sigma-delta ($\Sigma\Delta$) convencionals, els PDO poden funcionar, no tan sols en sobremostreig, sinó també en submostreig.

2.2 Caracterització analítica

L'estudi en profunditat del sistema PDO resulta força complex, com ja s'ha deixat entreveure en el darrer apartat. No obstant, tot i que el desenvolupament complet d'aquesta anàlisi no forma part d'aquest treball, resulta força interessant tenir clares les bases matemàtiques sobre les quals es sustenta el sistema.

Com ja s'ha comentat, el sistema a estudiar presenta un comportament no lineal però, per tal d'introduir el tema de forma progressiva, sembla interessant començar simplificant el màxim possible aquest estudi. Així doncs, es començarà fent una anàlisi lineal que comportarà, com és d'esperar, un seguit d'aproximacions. Tot seguit, en l'anàlisi dinàmica del sistema, s'observarà un increment notable en la dificultat de l'estudi, ja que s'eliminaran totes aquelles aproximacions que s'havien fet anteriorment.

2.2.1 Anàlisi lineal

Per tal d'evitar els efectes del component no-lineal s'ha optat per substituir el quantificador per una font de soroll uniforme i un seguit de mostres independents, tal i com es pot observar en la figura 2.2. Aquest tipus d'aproximació és habitual en l'estudi de moduladors $\Sigma\Delta$.

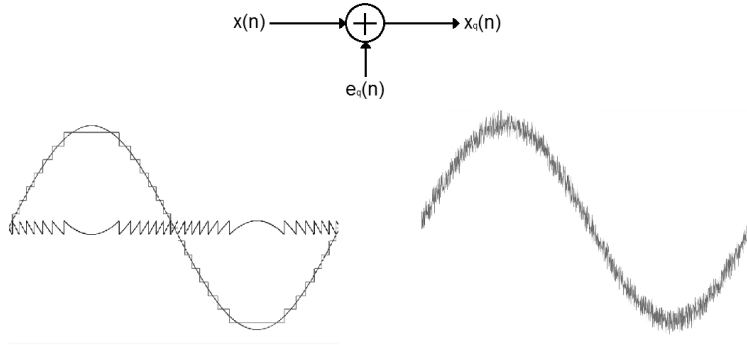


Figura 2.2: Substitució del quantificador per un bloc lineal.

Com a punt de partida, es pren el model lineal massa-molla amb pèrdues (2.1), que presenta una gran similitud amb el moviment dels ressonadors que ens ocupen.

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + b \frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = F(t) \quad (2.1)$$

Essent m la massa mòbil del ressonador, x la posició del ressonador, b el factor de pèrdues, k la constant elàstica de la molla i F la força externa aplicada.

Es comença considerant que la força aplicada és constant i independent de la posició del ressonador, és a dir, en aquesta aproximació no es tindran en compte les condicions inicials de l'equació diferencial anterior. Per tal de facilitar els càlculs, farem ús de la Transformada de Laplace per obtenir la resposta del sistema:

$$H(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{m(s^2 + 2\rho\omega_o s + \omega_o^2)} \quad (2.2)$$

D'on se'n pot extreure ρ i ω_o que representen, respectivament, el factor d'esmortiment o damping i la freqüència natural d'oscil·lació del ressonador MEMS.

$$\rho = \frac{b}{2\sqrt{km}} \quad \omega_o = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.3)$$

Un cop obtinguda la funció de transferència, resulta necessari transformar-la al domini discret, ja que el llaç de realimentació així ho demana. Per tal d'obtenir aquesta funció s'aplica la Transformada Z sobre l'equació 2.2. El resultat es mostra a continuació (2.4) on, ara sí, la funció depèn clarament de la freqüència de mostreig f_s , que és un dels graus de llibertat del sistema.

Per tal d'obtenir la resposta impulsional del ressonador s'ha fet ús d l'*Impulsive Invariant Method (IMM)*, ja que es desconeix la forma que prendrà la sortida digital de l'oscil·lador a cada flanc de rellotge.

$$H(z) = \frac{K_n z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1} + \beta z^{-2}} \quad (2.4)$$

A on:

$$K_n = \frac{e^{-\frac{\rho\omega_o}{f_s}} \sin(\omega_o \frac{1}{f_s} \sqrt{1-\rho^2})}{m\omega_o \sqrt{1-\rho^2}} \quad (2.5)$$

$$\alpha = 2e^{-\frac{\rho\omega_o}{f_s}} \cos(\omega_o \frac{1}{f_s} \sqrt{1-\rho^2}) \quad (2.6)$$

$$\beta = e^{-\frac{\rho\omega_o}{f_s}} \quad (2.7)$$

Si ara es té en compte que s'ha substituït el bloc que fa referència al quantificador per el de soroll amb mostres independents (figura 2.2), l'equació característica del sistema que s'obté és:

$$1 - \alpha z^{-1} + (\beta + FK_n)z^{-2} \quad (2.8)$$

Així doncs, la condició d'oscil·lació per al model aproximat lineal del PDO es resumeix en:

$$\begin{array}{ll} \text{Condició d'oscil·lació} & F \geq (1 - \beta)/K_n \\ \text{Condició de no oscil·lació} & F < (1 - \beta)/K_n \end{array}$$

En el cas real, la pròpia naturalesa no lineal del sistema fa que aquest oscil·li independentment del valor de la força d'excitació. Així, l'efecte de la força d'excitació, o dit d'una altra manera, l'energia entregada al ressonador influirà tan sols en un factor d'escala de la posició del MEMS, però no farà variar el bit-stream a la sortida del sistema.

A continuació es calcula f_D , la freqüència d'oscil·lació digital obtinguda a la sortida del PDO:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \cos^{-1}(e^{-\rho 2\pi \frac{f_o}{f_s}} \sqrt{1-\rho^2}) \quad (2.9)$$

Essent f_o la freqüència natural d'oscil·lació del MEMS, és fàcilment observable com el terme f_o/f_s és adimensional. Aquest rep el nom de freqüència normalitzada de ressonància i serà de gran utilitat en l'estudi de les freqüències de ressonància de l'oscil·lador.

També es pot observar que per $\rho = 0$, és a dir en un cas ideal on no existeix cap força de fregament, la freqüència d'oscil·lació digital normalitzada coincideix amb la freqüència normalitzada de ressonància $f_D = f_o/f_s$. En un cas més real, aquesta força de fregament afecta força al comportament del sistema. Aquest fet pot apreciar-se a la figura 2.3. Finalment s'arriba a la conclusió que la freqüència d'oscil·lació a la sortida del PDO dependrà de les pèrdues per fricció i de la freqüència de mostreig.

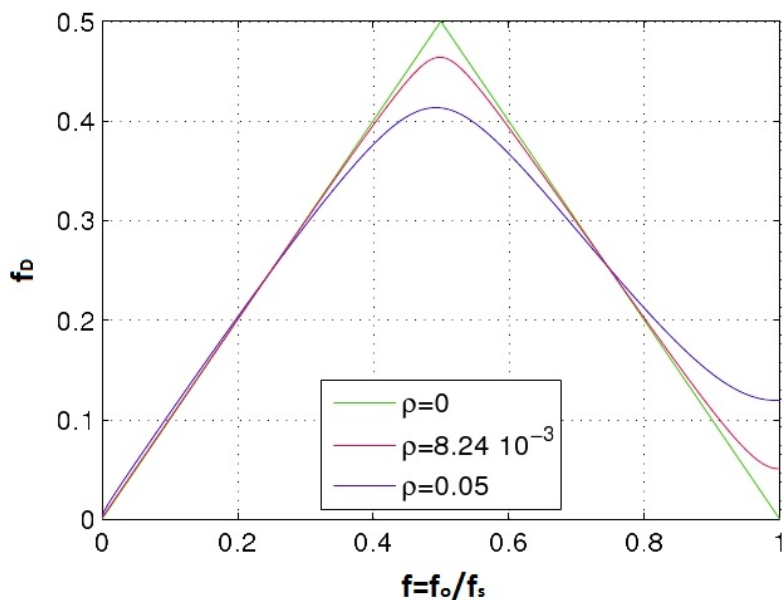


Figura 2.3: Simulació de l'equació 2.9 per a diferents valors de ρ

És interessant observar que la darrera figura mostra dues zones, que coincideixen amb les dues pendents de la funció. En la primera ($f \in (0, 0.5]$) el sistema treballa en sobremostreig, ja que $f_s > 2f_o$, en canvi en la següent ($f \in [0.5, 1)$) $f_s < 2f_o$, i per tant el sistema es troba en zona de submostreig.

2.2.2 Anàlisi dinàmica no lineal

L'anàlisi que s'ha dut a terme fins ara s'ha d'entendre com una aproximació de primer ordre del comportament real del sistema, ja que els resultats obtinguts només són certs en situacions ideals, en les que no existeix cap força de fregament ($\rho = 0$). Ara bé, si s'aprofundeix una mica més en l'estudi del sistema, s'arriba a la conclusió que si el paràmetre comentat no és nul, els resultats que s'obtenen en la realitat no s'assemblen gaire als estudiats fins ara. Així doncs, les condicions d'oscil·lació presentades tampoc es corresponen amb el cas real.

Per tal d'aconseguir un resultat més acurat, es procedeix a l'estudi del sistema tractant aquest com un sistema dinàmic no lineal. Això implica veure'l dins l'espai de fase, una representació en la qual apareixen tots els estats possibles d'un sistema dinàmic. Cada estat del sistema es representa en un punt del diagrama i per a cada grau de llibertat del sistema es traça un espai multidimensional d' n punts. El PDO presenta tan sols un parell de graus de llibertat: la posició i la velocitat del ressonador.

A continuació es parteix del mateix punt que en l'apartat 2.2.1 (model de massa-molla) per a fer l'anàlisi matemàtica, però en aquest cas no es realitzarà cap

tipus d'aproximació. Això farà que l'anàlisi hagi de ser rigurosa i no es puguin despreciar en cap cas les condicions inicials del sistema, i, per tant, es redueixen les possibles tècniques d'anàlisi, com la Transformada de Laplace emprada anteriorment.

$$m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + kx(t) = F \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \Pi\left(\frac{t}{\varepsilon}\right) \quad (2.10)$$

Per tal de resoldre l'equació diferencial que es planteja s'haurà de començar trobant la solució homogènia de la mateixa, és a dir, s'haurà d'anul·lar l'excitació ($F=0$):

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = 0 \quad (2.11)$$

Aplicant les equacions 2.3 presentades a l'apartat anterior i dividint per la massa (m):

$$\ddot{x} + 2\rho\omega_o\dot{x} + \omega_o^2x = 0 \quad (2.12)$$

Així s'obté la solució homogènia de l'equació:

$$\lambda^2 + 2\rho\omega_o\lambda + \omega_o^2 = 0 \quad (2.13)$$

$$\lambda = -\rho\omega_o \pm i\sqrt{1 - \rho^2} \quad (2.14)$$

Solució homogènia:

$$X_h = e^{-\rho\omega_o t} (A \cos(t\sqrt{1 - \rho^2}) + B \sin(t\sqrt{1 - \rho^2})) \quad (2.15)$$

Un cop obtinguda la solució homogènia de l'equació diferencial, es procedeix a trobar la particular. Es començarà trobant les condicions inicials:

$$x(0) = 0 \quad \dot{x}(0) = \frac{F}{m} \quad (2.16)$$

Finalment, amb el resultat obtingut anteriorment:

$$y(t) = \begin{cases} x(t) & t < 0 \\ x(t) + \frac{F}{m\omega_o\sqrt{1-\rho^2}} e^{-\rho\omega_o t} \sin(\omega_o t \sqrt{1-\rho^2}) & t \geq 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

El resultat anterior (2.17) mostra l'evolució de la posició que seguirà el MEMS de forma continua, és a dir, en l'espai temporal. Tractant aquest resultat per tal de transformar-lo al domini discret, l'evolució de la posició (x_n) i de la velocitat (v_n) es pot expressar com:

$$\begin{pmatrix} x_{n+1} \\ v_{n+1} \end{pmatrix} = \alpha \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_n \\ v_n \end{pmatrix} \mp \frac{F}{m} \begin{pmatrix} 0 \\ q_{n-L} \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

A on:

$$\begin{aligned}\alpha &= e^{-2\pi \frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} f} \\ a_{11} &= \cos(2\pi f) + \frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} \sin(2\pi f) \\ a_{12} &= \frac{1}{\omega_o \sqrt{1-\rho^2}} \sin(2\pi f) \\ a_{21} &= -\frac{\omega_o}{\sqrt{1-\rho^2}} \sin(2\pi f) \\ a_{22} &= \cos(2\pi f) - \frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} \sin(2\pi f)\end{aligned}\tag{2.19}$$

Per a $f = \frac{f_o}{f_s} \sqrt{1-\rho^2}$, $q_n = \text{sign}(x_n)$ i essent x_0 i v_0 les condicions inicials. Per tal de simplificar la notació matemàtica, s'ha decidit emprar el pla complex, tot aplicant el canvi de variable següent:

$$u_n = x_n + \frac{i}{\sqrt{1-\rho^2}} \left(\rho x_n + \frac{v_n}{\omega_o} \right)\tag{2.20}$$

Així doncs, l'evolució del sistema a cada instant de mostreig segueix la següent equació en el pla complex:

$$u_{n+1} = \alpha p u_n - i \delta q_{n-L}\tag{2.21}$$

A on $\delta = \pm \frac{F}{m \omega_o \sqrt{1-\rho^2}}$ depèn del signe del llaç de realimentació, $p = e^{-i2\pi f}$, essent α el factor de pèrdues i, finalment $q_n = \text{sign}(\text{Real}(u_n))$ indica el signe de la part real de n mostres complexes quantificades en els n instants de mostreig anteriors. $(L+1) \in \mathbb{N}$ és el nombre de retards en el llaç de realimentació.

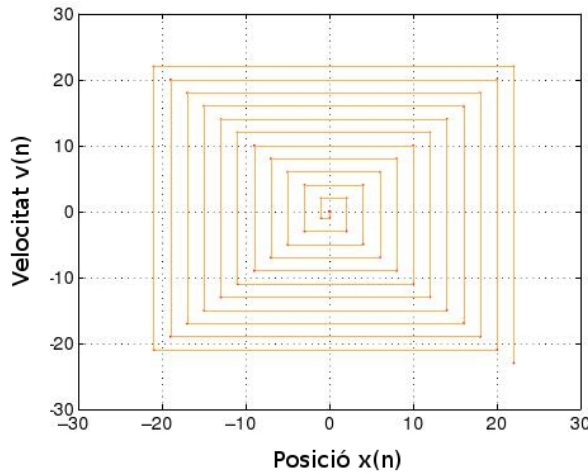


Figura 2.4: Simulació del PDO en l'espai de fase durant 50 cicles de rellotge, per a $\rho = 0$ i una freqüència de ressonància normalitzada $f = \frac{1}{4}$.

Mitjançant l'entorn *Matlab*, s'han realitzat simulacions en temps discret utilitzant el resultat de l'equació 2.21. La figura 2.4, presenta la simulació del comportament del PDO dins l'espai de fase en absència de pèrdues per fricció ($\rho = 0$). A partir dels resultats es pot observar que l'evolució del PDO en el pla (x, v) va creixent en cada instant de mostreig degut a la manca de pèrdues.

A la figura 2.5, es mostra el mateix anàlisi realitzat amb un coeficient $\rho = 0.05$. S'han suposat les mateixes condicions inicials que a la simulació mostrada a la figura 2.4 però, en aquest cas, l'evolució del sistema dins l'espai de fase creix de forma no constant i més lenatment, fins a assolir el cilce límit.

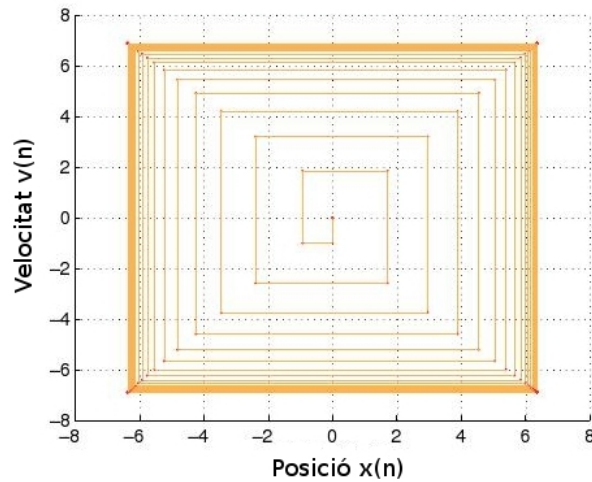


Figura 2.5: Simulació del PDO en l'espai de fase durant 200 cicles de rellotge, per a $\rho \neq 0$ i una freqüència de ressonància normalitzada $f = \frac{1}{4}$.

En molts casos, les trajectòries del sistema tendeixen a formar una òrbita tancada; quan això succeeix, es diu que existeix un cicle límit estable. També es dona el cas en que les trajectòries es desprenen d'una òrbita tancada, i, en aquest cas, es diu que existeix un cicle límit inestable.

Per al cas concret dels sistemes PDO amb pèrdues, els cicles límit són sempre estables. El motiu de que el sistema presenti aqueste òrbites es deu a que el valo d'energia aportada al ressonador mitjançant deltes d'atac, coincideix amb les pèrdues d'energia degudes al fregament.

2.3 Seqüències S^3 i moduladors $\Sigma\Delta$ de primer ordre

Una de les característiques més importants del PDO és el tipus de seqüències de bits que s'obtenen a la sortida. L'objectiu d'aquest apartat és estudiar la relació entre les seqüències S^3 i les produïdes per un modulador $\Sigma\Delta$ de primer ordre, així com l'obtenció d'una forma senzilla de conversió d'una a l'altra.

En un cas ideal, l'espectre d'un ressonador MEMS presenta un pic a la seva freqüència de ressonància i, així, és d'esperar que el senyal a la sortida quan el MEMS es troba en ressonància correspongui a una funció sinusoidal. Això no és del tot cert en un cas real, ja que les pèrdues i les no-idealitats dels dispositius fan que l'espectre no es correspongui del tot a l'esmentat. Tot i així, si es fa ús d'un ressonador amb un factor de qualitat Q prou elevat, els efectes comentats prenen menys importància i s'obté el senyal desitjat.

No s'ha d'oblidar que el senyal a la sortida del PDO és una versió mostrejada de l'obtingut a la sortida del ressonador, per tant, en el cas de ressonància correspon al signe d'un sinus mostrejat (figura 2.6). Aquest tipus de seqüències rep el nom de S^3 (*Sign of Sampled Sinusoid*)

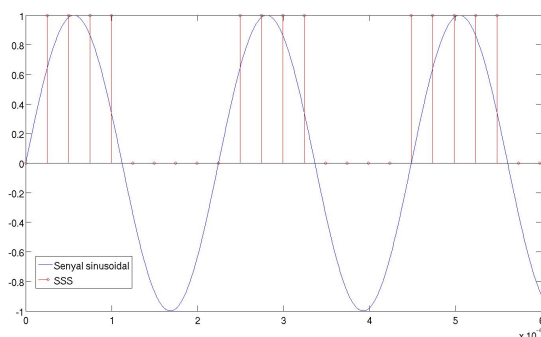


Figura 2.6: Obtenció de seqüències S^3

L'esquema de la figura 2.7 correspon a un modulador sigma-delta de primer ordre [12]. Si el comparem amb l'esquema que apareix a l'apartat 2.1 referent al PDO, s'hi observen força similituds, tot i que la forma que prenen els bit-streams a la sortida del sistema evidencien que són diferents.

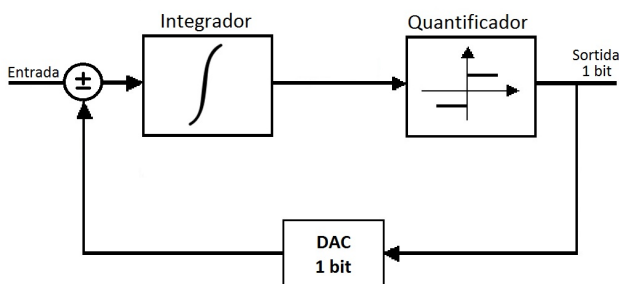


Figura 2.7: Diagrama de blocs d'un modulador $\Sigma\Delta$ de primer ordre

En el cas del PDO, les seqüències obtingudes (S^3), es poden descriure com:

$$s(n) = \text{sign}(\sin(2\pi fn + 2\pi\lambda)) \quad n \geq 0 \quad (2.22)$$

Amb $f \in [0, \frac{1}{2})$ (freqüència de ressonància normalitzada) i $\lambda \in [0, 1)$. Qualsevol seqüència generada amb la freqüència natural de ressonància $f_0 \in [\frac{1}{2}, 1)$ i offset $\lambda_0 \in [0, 1)$ és idèntica a la generada amb una freqüència $1-f_0$ y offset $\langle \frac{1}{2} - \lambda_0 \rangle$. Aquestes seqüències poden ser representades com:

$$\frac{s(n)}{2} = \langle nf - \frac{1}{2} + \lambda \rangle - \langle nf + \lambda \rangle \quad n \geq 0 \quad (2.23)$$

Un cop obtinguda la forma que prenen les seqüències S^3 en funció dels paràmetres descrits, cal fer el mateix procés pel cas de seqüències $\Sigma\Delta$ amb l'objectiu de poder ser comparades. Aquest tipus de seqüències s'anomenen SD i prenen la següent forma:

$$b(n) = x + \langle (n-1)x + \lambda \rangle - \langle nx + \lambda \rangle \quad n \geq 0 \quad (2.24)$$

amb x i $\lambda \in [0,1)$.

Segons el Teorema 1, demostrat en [10], existeix una bijecció entre el conjunt de seqüències S^3 i el conjunt de seqüències $\Sigma\Delta$ de primer ordre. Aquesta és:

$$s(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } \langle n\frac{x}{2} + \frac{\lambda}{2} \rangle \in [0, \frac{1}{2}) \\ -1 & \text{si } \langle n\frac{x}{2} + \frac{\lambda}{2} \rangle \in [\frac{1}{2}, 1) \end{cases} \quad (2.25)$$

o:

$$s(n) = \begin{cases} -1 & \text{si } \langle n\frac{x}{2} + \frac{\lambda}{2} \rangle \in [0, \frac{1}{2}) \\ 1 & \text{si } \langle n\frac{x}{2} + \frac{\lambda}{2} \rangle \in [\frac{1}{2}, 1) \end{cases} \quad (2.26)$$

El resultat anterior proporciona una forma senzilla de convertir seqüències $\Sigma\Delta$ a S^3 i viceversa:

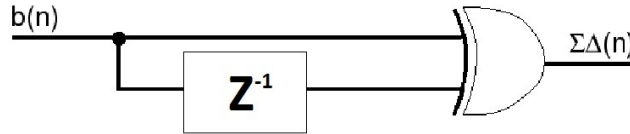


Figura 2.8: Circuits de conversió de seqüències S^3 a $\Sigma\Delta$

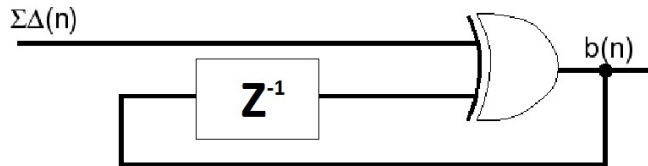


Figura 2.9: Circuits de conversió de seqüències $\Sigma\Delta$ a S^3

A partir d'aquest potent resultat, resulta immediata l'obtenció de la freqüència d'oscil·lació del PDO a partir de la seqüència de bits a la sortida (bit-stream), sense la necessitat de realitzar una FFT amb les mostres obtingudes. Aquest resultat implica, també, un gran avantatge a l'hora de dissenyar un Hardware adequat, ja que no caldrà cap sistema gaire complex per calcular la freqüència f_D en temps real.

2.4 Efectes del mostreig

El sistema PDO, com per exemple també passa en els sistemes $\Sigma\Delta$, requereix un mostreig del senyal de sortida per tal de tractar-lo en el llaç de realimentació digital. Aquest és un fet que, per norma general, limita aquests tipus de sistemes, ja que segons el Teorema de Nyquist, la freqüència de mostreig ha de ser com a mínim el doble de la d'oscil·lació del ressonador. En el cas de no complir aquesta condició, els espectres múltiples es sobreposen, fenòmen conegut com *aliasing*.

Si ens fixem en la figura 2.3, veurem com el comportament d'un PDO contempla dues zones ben diferenciades: una en la que es compleix el criteri de Nyquist ($f \in (0, \frac{1}{2}]$) i una en la que no ($f \in (\frac{1}{2}, 1]$). Així doncs, el PDO destaca pel fet de poder treballar en zona de submostreig, és a dir per sota de la freqüència de Nyquist. Això permet emprar el sistema en aplicacions que requereixen freqüències elevades de mostreig.

L'equació 2.9 presentada en l'anàlisi lineal del PDO, indica que f_D és funció de f_s , de f_o i de les pèrdues ρ . Si considerem els valors de f dividits en trams, o segments, de longitud $1/2$ (figura 2.3), la relació entre f_D i f varia en funció del segment en que es troba f . Així, l'equació 2.27 indica aquesta relació per a qualsevol valor de f .

$$f_D = |\langle f + \frac{1}{2} \rangle - \frac{1}{2}| \quad (2.27)$$

Ara bé, si apliquem l'equació 2.27 a un PDO en condicions de submostreig, el valor f_D obtingut és una freqüència d'oscil·lació aparent, efecte de l'aliasing (figura 2.10).

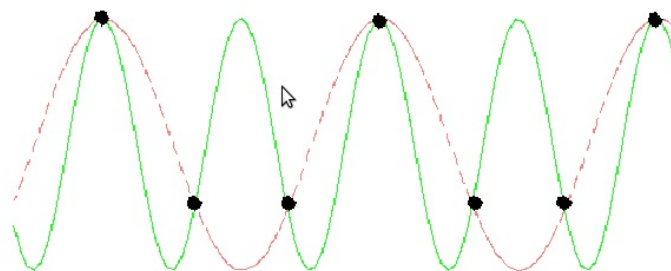


Figura 2.10: Senyal recuperat en submostreig. Efecte de l'aliasing

Tot i així, és possible recuperar la freqüència real d'oscil·lació aplicant l'expressió 2.28, on f_D és la freqüència d'oscil·lació real del PDO, f_s la de mostreig, f_D^* la freqüència d'oscil·lació aparent obtinguda directament de la trama de bits, i r el segment de f en el que es troba f_D .

$$f_D = \begin{cases} (\frac{r}{2} + f_D^*) & \text{si } r \text{ és parell} \\ (\frac{r+1}{2} - f_D^*) & \text{si } r \text{ és imparell} \end{cases} \quad (2.28)$$

Aquesta darrera equació demostra que, certament, es pot obtenir el valor real d'oscil·lació del ressonador, ara bé, sempre i quant el tram (r) on es troba f sigui conegut. A la figura 2.11 es mostra el valor de r per cadascun dels primers segments de f .

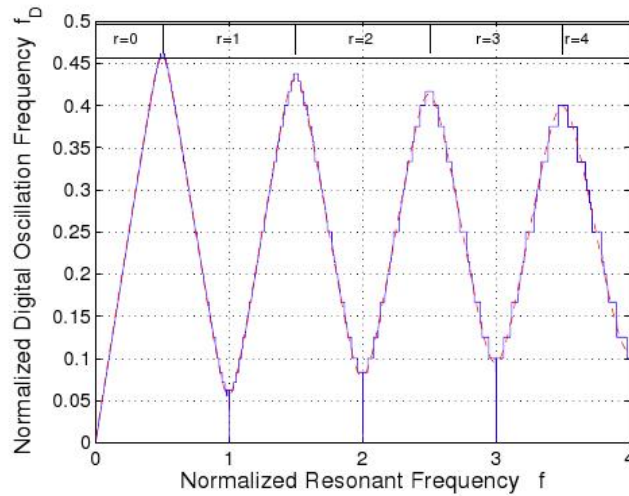


Figura 2.11: Valor del paràmetre r en cadascun dels segments de f i simulació de l'evolució de la f_D del PDO suposant un ressonador lineal (vermell) i un no-lineal (blau) per a un factor $\rho = 0.01$.

2.5 Llaç de realimentació

Gran part dels avantatges del PDO es deuen a les múltiples configuracions del seu llaç de realimentació. En concret, al fet de que aquest sigui digital i es comporti a mode d'un filtre FIR. Tot seguit es definexen un seguit d'avantatges que presenta aquest llaç:

- Facilitat de reconfiguració del llaç de control, modificant així la topologia del sistema
- Possibilitat de canviar el signe del llaç, ja sigui a priori o durant el funcionament del sistema.

- Possibilitat de modificar l'amplada del pols d'actuació per adaptar-lo a cada tipus de dispositiu.
- Obtenció directa de la freqüència d'oscil·lació a partir del bitstream generat.

Seguidament es definiran les diferents parts que componen el llaç de realimentació del sistema PDO.

Signe del llaç de realimentació

El canvi de signe del llaç de realimentació en els sistemes PDO, equival a modificar la fase de l'oscil·lador 180° . Aquest fet implica que els polsos d'excitació passin a ser de frenada, és dir, el sistema passa a cancel·lar l'oscil·lació. Anomenarem aquests dos modes: *Mode Forward* (el que afavoreix la oscil·lació) i *Mode Reverse* (el que la cancel·la).

El control del signe es duu a terme mitjançant un sol bit de control. Alternar el mode d'operació en temps real resulta una eina molt útil a l'hora de controlar paràmetres del sistema com ara l'amplitud de l'oscil·lació o els modes de vibració del ressonador, que seran explicats més endavant.

Cadena de retards

En el model més habitual del PDO, el llaç de realimentació digital està compost per un nombre $(L + 1) \in \mathbb{N}$ de retards en sèrie. Cal estudiar, però, l'efecte d'aquests retards en el canvi de signe dels sistemes PDO.

Per tal d'explicar aquest efecte, es contemplin algunes característiques que s'han anat esmentant en capítols anteriors. Prenent com a referència la figura 2.3, on s'hi distingeixen dos segments clarament diferenciats, en el cas més simple ($L=0$) cadascun d'ells correspon a un dels dos modes de funcionament: *Mode Forward* i *Mode Reverse*. D'aquí resulta fàcil pensar que si el ressonador es troba en una zona de f on no oscil·la, tan sols serà necessari canviar el signe del llaç de realimentació per fer que aquest comenci a oscil·lar, ja que això farà invertir els dos modes. Aquesta deducció no sempre és certa, ja que apareixen el que s'anomenen *zones prohibides* en les quals per cap dels dos valors del signe del llaç de realimentació s'aconsegueix fer oscil·lar el ressonador. Tot i així, aquestes zones no resulten fàcils de calcular sense l'ajuda d'un simulador, i per tant no treu interès a la teoria més bàsica del sistema.

Si s'augmenta el nombre de retards de la cadena, de tal manera que ara es fa $L=1$, l'efecte resultant és la subdivisió de les dues zones del cas $L=0$, obtenint així un total de quatre zones alternades. És important destacar que les zones d'oscil·lació i anti-oscil·lació s'inverteixen davant d'un canvi de signe (figura 2.12).

Tal i com es pot començar a deduir, a mesura que s'augmenta el nombre de retards, es doblen les zones d'oscil·lació i anti-oscil·lació (figura 2.12).

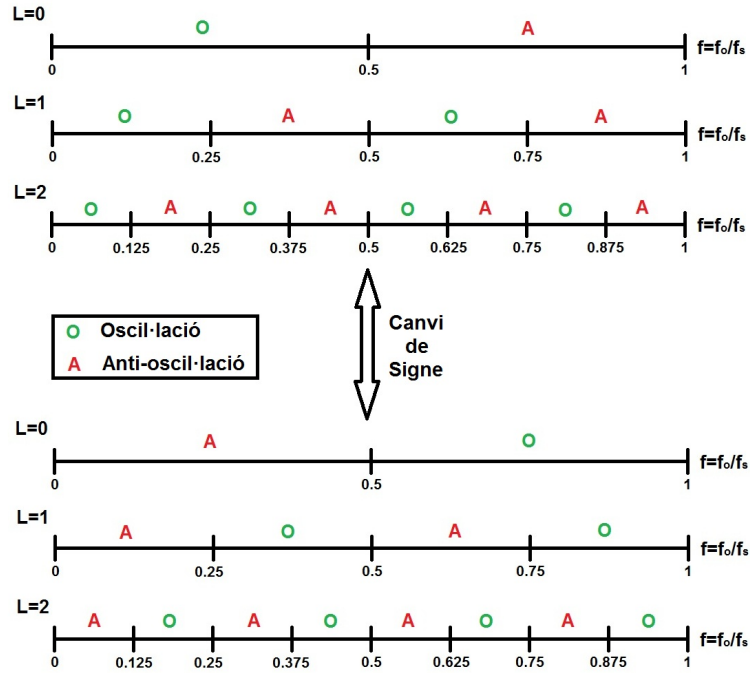


Figura 2.12: Efecte de la cadena de retards

2.6 Excitació de modes de vibració mitjançant PDO

L'objectiu d'aquest apartat, és mostrar com els sistemes PDO poden emprar-se per al control dels diferents modes de vibració d'un ressonador. Es realitzarà una anàlisi teòrica dels modes de vibració [13, 14, 15], explicant el model que descriuen aquests en una biga el·làstica, per acabar utilitzant-lo en ressonadors MEMS.

2.6.1 Modes de vibració de bigues elàstiques

L'anàlisi de la vibració d'estructures és un problema força conegut i estudiat. Així, a partir de l'equació diferencial 2.29 es pot descriure la vibració d'una barra/biga o voladís elàstic.

$$EI \frac{\partial^4 v}{\partial z^4} + \rho A \frac{\partial^2 v}{\partial z^2} = 0 \quad (2.29)$$

On E és el mòdul d'elasticitat, I el moment d'inèrcia y ρA la densitat de massa lineal del voladís. Contextualitzant el problema en els ressonadors MEMS, nombroses publicacions han abordat el tema de la vibració d'un voladís [16, 17, 18]. Normalment l'enfocament parteix del model aproximat d'un sistema 1D continu, tenint en compte les no linealitats geomètriques de l'estructura. A continuació,

es vol obtenir el model d'ordre reduït per a un ressonador MEMS de tipus voladís amb actuació externa, com és el cas del PDO. Amb aquest objectiu, es tindran en compte els treballs de Younis et Al [16, 19, 20, 21] assumint que l'estructura del MEMS té un extrem fixe i un altre lliure i a on se li aplicarà una excitació externa $F(\xi, \tau)$.

L'equació adimensional i les condicions de contorn que descriuen les vibracions transversals del voladís s'escriuen com:

$$EI \frac{\partial^4 u}{\partial \xi^4} + \rho A \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + c \frac{\partial u}{\partial \tau} = F(\xi, \tau) \quad (2.30)$$

$$v(0, \tau) = \frac{\partial u(0, \tau)}{\partial \xi} = 0 \quad \frac{\partial^2 u(l, \tau)}{\partial \xi^2} = \frac{\partial^3 u(l, \tau)}{\partial \xi^3} = 0 \quad (2.31)$$

On $u(\xi, \tau)$ és el desplaçament transversal en la posició ξ i el temps τ .

$$\xi = \frac{z}{l} \quad \tau = \frac{t}{l^2} \sqrt{\frac{EI}{\rho A}} \quad \gamma = cl^2 \sqrt{\rho AEI} \quad (2.32)$$

Essent E el mòdul de Young, ρ la densitat del material, A l'àrea de la secció transversal, c el coeficient de dissipació i, finalment, I el moment d'inèrcia transversal del voladís, calculat com

$$I = \frac{bh^3}{12} \quad (2.33)$$

on l és la longitud, b l'amplada i h el gruix del voladís.

L'ecuació continua 2.30 es pot discretitzar utilitzant una sèrie de formes modals truncades:

$$u(\xi, \tau) = \sum_{i=1}^M x_i(\tau) \psi(\xi) \quad (2.34)$$

Definint x_i com una funció depenent del temps i essent ψ_i les formes modals espacials. Per tal d'arribar a les solucions que es mostren en [14] es parteix de les expressions 2.30 i 2.34 per obtenir els modes de vibració freqüencials Ω_i . Així, el sistema d'equacions diferencials 2.35 representen cada mode de vibració espacial d'un sistema massa-molla amb pèrdues, mitjançant el paràmetre de dissipació γ i $\omega_{0i} = \Omega_i^2$.

$$\ddot{x}_i + \gamma \dot{x}_i + \Omega_i^4 x_i = F_i(\tau) \quad \text{amb } i = 1, \dots, M \quad (2.35)$$

Definint F_i com la quantitat de força aplicada per a l'excitació d'un dels modes, de la forma:

$$F_i(\tau) = \int_0^1 \psi_i(\xi) F(\xi, \tau) d\xi \quad (2.36)$$

Mitjançant el conjunt d'equacions 2.35, es pot descriure l'evolució dels autovalors espacials per separat i obtenir la solució conjunta del problema mitjançant la superposició de modes de vibració. Així, les solucions F_i passen a ser projeccions de la força externa aplicada a cada autovalor. Això és possible gràcies a que els modes formen una base entre ells, això és, són ortogonals.

Finalment, les expressions 2.32, estableixen les correlacions entre els paràmetres dimensionals i adimensionals. Per últim, es poden escriure les freqüències temporals dimensionals, radial i cíclica, en l'equació 2.37, les quals són proporcionals al quadrat de les freqüències espacials Ω_i .

$$\Omega_{0i} = \frac{\Omega_i^2}{l^2} \sqrt{\frac{EI}{\rho A}} \quad f_{oi} = \frac{\Omega_{0i}}{2\pi} \quad (2.37)$$

A la següent taula s'aprecien les quatre primeres freqüències Ω_i obtingudes en [14].

$\Omega_1=1.8751$
$\Omega_2=4.6941$
$\Omega_3=7.8549$
$\Omega_4=10.9955$

Taula 2.1: Freqüències espacials pels primers quatre modes de vibració

2.6.2 Modes de vibració de ressonadors excitats amb PDO

A continuació es mostra com els sistemes PDO poden emprar-se per al control dels diferents modes de vibració d'un ressonador. En el cas ideal, es suposa que els PDO són excitats mitjançant trens de deltes ($\delta(t)$) de força. Això no és així en el cas real, ja que els trens de deltes es transformen en polsos de valor $\pm F_0$. El signe d'aquesta força σ es decideix mitjançant l'evaluació de la posició del ressonador respecte la seva posició d'equilibri. Si es suposa un ressonador tipus voladís, com el que s'ha fet servir en gairebé totes les aplicacions que apareixeran més endavant, aquest serà actuat amb una força externa que pot ser escrita com:

$$F(\xi, \tau) = -\sigma F_0 \sum_{n+1} \text{sgn}(u(\xi_s, (n-L-1)T_s)) Q(\xi - \xi_a) \delta(\tau - nT_s) \quad (2.38)$$

Amb:

$$u(\xi, \tau) = \sum_{i=1}^M x_i(\tau) \psi_i(\xi) \quad (2.39)$$

Essent $u(\xi, \tau)$ la posició del ressonador, $(L+1)$ el nombre de retards en el llac de realimentació, $T_s = 1/f_s^*$ el període adimensional de mostreig i ξ_a i ξ_s les coordenades en l'estructura on es realitza l'actuació i el sensat respectivament. Resulta interessant recalcar que el terme T_s és adimensional i no és més que la inversa de la freqüència de mostreig adimensional $f_s^* = (f_s/2\pi l^2) \sqrt{EI/\rho A}$. Amb E el mòdul d'elasticitat, I el moment d'inèrcia i ρA la densitat de massa lineal del voladís. La funció $Q(\xi)$ representa la densitat de distribució de la força d'actuació. Per tal de simplificar el problema, es pot substituir aquesta funció per una delta de Dirac ($\delta(t)$), localitzant llavors el pols de força en el punt ξ_a .

Es defineix $\tau_n = nT_s$ com l'n-èssim instant de mostreig en el que s'aplica un pols de força. La força aplicada $F_i(\tau)$ es pot representar com:

$$\begin{aligned} F_i(\tau) &= -\sigma F_0 \sum_n \int_0^1 \psi_i(\xi) \operatorname{sgn}(u(\xi_s, \tau_{n-L-1})) \times Q(\xi, \xi_a) \delta(\tau - \tau_n) d\xi = \\ &= -\sigma F_{0i} \sum_n b_n \delta(\tau - \tau_n) \end{aligned} \quad (2.40)$$

On l'amplitud de la força aplicada al ressonador per a cada mode de vibració pot expresar-se com:

$$F_{0i} = F_0 \int_0^1 \psi_i(\xi) Q(\xi - \xi_a) d\xi \quad (2.41)$$

Pel cas en el qual $Q(\xi - \xi_a) = \delta(\xi - \xi_a)$, l'expressió anterior es redueix a:

$$F_{0i} = F_0 \psi_i(\xi_a) \quad (2.42)$$

La seqüència de bits generada a través de la funció signe s'obté mitjançant l'expressió:

$$b_n = \operatorname{sgn} \sum_{i=1}^M x_i(\tau_n) \psi_i(\xi_s) \quad (2.43)$$

L'equació 2.43 es serveix de l'expressió 2.39 per a obtenir les posicions de sensat en l'estructura estudiada. A partir de les expressions obtingudes, es pot descriure la dinàmica dels primers M-modes espacials en un sistema PDO amb $(L + 1)$ retards en el llaç de realimentació.

$$\ddot{x}_i + \gamma \dot{x}_i + \Omega_i^4 x_i = -\sigma F_{01} \sum_n b_{n-L-1} \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.44)$$

Pel cas de $F_{01} = F_0 \psi_1(\xi_a)$ i $F_{02} = F_0 \psi_2(\xi_a)$ l'expressió 2.43 pot ser substituïda per:

$$b_n = \operatorname{sign}\{x_1(\tau_n) + \beta x_2(\tau_n)\}, \text{ amb } \beta = \psi_2(\xi_s) / \psi_1(\xi_s) \quad (2.45)$$

Per tal de simplificar l'expressió 2.43 i suposant la condició $\psi_1(\gamma_s) > 0$ es proposa el següent canvi:

$$b_n = \operatorname{sgn}\{x_1(\tau_n) \psi_1(\xi_s) + x_2(\tau_n) \psi_2(\xi_s)\} \quad (2.46)$$

Essent:

$$\beta_i = \frac{\psi_i(\gamma_s)}{\psi_1(\gamma_s)} \quad (2.47)$$

A partir de l'expressió 2.45 es pot parlar d'un nou conjunt de paràmetres β_i que representen la geometria del sistema de sensat i la contribució de la força externa en l'n-èssim mode espacial a la posició del ressonador. Aquests paràmetres seran importants en la fase de disseny dels dispositius referent al mode de vibració que es vol mesurar, així com de la situació de la part sensora del moviment en la superfície del ressonador.

$$\mu_i = \frac{\psi_i(\gamma_a)}{\psi_1(\gamma_a)} \quad F_{01} = \mu_i F_{01} \quad (2.48)$$

2.6.3 Mapa de fase

En l'apartat 2.2.2, s'ha introduït el concepte de mapa de fase per a determinar l'evolució de sistemes dinàmics no lineals. En aquesta secció, s'aprofitarà el mateix recurs per tal d'analitzar els sistemes PDO que fan ús de ressonadors amb múltiples modes de vibració. Tal i com es mostra en [14], les equacions diferencials que descriuen l'evolució dels valors $x_i(\tau)$ i $v_i(\tau)$ a cada instant de mostreig τ_n prenen la següent forma:

$$\begin{pmatrix} x_{i,n+1} \\ v_{i,n+1} \end{pmatrix} = \alpha_i R(2\pi f_i) \begin{pmatrix} x_{i,n} \\ y_{i,n} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \zeta_i \end{pmatrix} b_{n-L} \quad (2.49)$$

On $R(2\pi f_i)$ representa la matriu de rotació per l'angle θ , definida com:

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (2.50)$$

I pel que fa a la resta de valors que apareixen a l'equació:

$$\begin{aligned} \rho_i &= \frac{\gamma}{2\Omega_i^2} & f_i &= \frac{\Omega_i^2}{f_s} \sqrt{1 - \rho_i^2} \\ \zeta_i &= \frac{\sigma F_{0i}}{\Omega_i^2 \sqrt{1 - \rho_i^2}} & \alpha_i &= e^{-\frac{2\pi\rho_i f_i}{\sqrt{1 - \rho_i^2}}} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Essent f_i la freqüència de ressonància normalitzada i ζ_i la força normalitzada d'actuació, que depèn del signe del llaç de realimentació. α_i és el factor de pèrdues, fet que s'observa amb la dependència del fregament normalitzat ρ_i . Les equacions diferencials 2.49 generen un sistema iteratiu dins d'un espai de fase 2D amb els eixos de coordenades corresponents a la posició del ressonador x_n , mentre que v_n és proporcional a la velocitat del mateix i on n especifica el nombre d'iteració. Per tal de simplificar la notació, com en l'apartat 2.2.2, s'ha decidit emprar una transformació al pla complex, i així l'evolució del PDO es descriu com:

$$u_{i,n+1} = \alpha_i p_i u_{i,n} - i\zeta_i b_{n-L} \quad (2.52)$$

On:

$$p_i = e^{-i2\pi f_i} \quad (2.53)$$

A mode d'exemple, si el ressonador presentés un parell de ressonàncies, les expressions d'iteració en notació complexa quedarien de la forma següent:

$$u_{1,n+1} = p u_{1,n} - i\zeta_1 b_{n-L} \quad (2.54)$$

$$u_{2,n+1} = q u_{2,n} - i\zeta_2 b_{n-L} \quad (2.55)$$

$$b_n = \text{sign}\{\text{Real}(u_{1,n} + \beta u_{2,n})\} \quad (2.56)$$

Amb ζ_i com a conjunt de forces d'actuació normalitzades (2.51), mentre que $p = \alpha_1 e^{-i2\pi f_1}$ i $q = \alpha_2 e^{-i2\pi f_2}$. β depèn de la geometria del ressonador. Per al cas d'un ressonador de tipus voladís, la geometria es defineix en l'equació 2.45.

2.6.4 Selecció de modes de vibració

En l'apartat 2.5 s'ha explicat la influència del signe i el nombre de retards en el llaç de realimentació del PDO, i com això pot afectar a l'oscil·lació del ressonador. Aquests dos paràmetres són de gran utilitat a l'hora de seleccionar un mode de funcionament. Essent els dos modes possibles:

- *Mode d'oscil·lació o Forward:* En aquest mode l'actuació del ressonador es realitza amb l'objectiu d'afavorir l'oscil·lació del mateix. Per tant, el PDO presenta una oscil·lació automantinguda a la sortida del sistema.
- *Mode d'antioscil·lació o Reverse:* En aquest cas s'actua sobre el ressonador de forma contrària, és a dir, intentant cancel·lar l'oscil·lació.

Aquests modes han estat comentats anteriorment (apartat 2.5) focalitzant el seu ús en el funcionament del PDO genèric, a on la freqüència d'oscil·lació digital f_D s'obté a partir de la freqüència natural f_o de l'oscil·lador, és a dir, del seu primer mode de vibració. Si ara partim del fet que un mateix ressonador pot tenir varis modes de ressonància, l'objectiu d'aquest apartat és aplicar els modes de funcionament del PDO per a la selecció d'un únic mode de vibració, així doncs només un d'ells haurà d'estar en *Mode Forward* mentre que els altres es situaran en *Mode Reverse*. Per aconseguir tal efecte entraran en joc els graus de llibertat que presenta el llaç de realimentació: el signe i el nombre de retards.

Capítol 3

Dispositius d'actuació termoelèctrica

L'experiència no té cap valor ètic, és simplement el nom que donem als nostres errors.

(Oscar Wilde)

3.1	Descripció dels dispositius	26
3.2	Caracterització modal dels dispositius	28
3.3	Disseny del Hardware	30
3.3.1	Entorn digital	30
3.3.2	Entorn analògic: primer prototipus	34
3.3.3	Entorn analògic: segon prototipus	40

Aquest capítol es centra en l'ús del sistema PDO sobre ressonadors termoelèctrics. Aquest tipus de ressonadors han estat els més utilitzats en aquest projecte, i és per això que s'han obtingut força resultats. Primerament es fa una petita descripció dels dispositius, necessària per entendre el principi de funcionament del sistema analògic. Seguidament, s'exposa la caracterització d'aquests dispositius, duta a terme mitjançant l'entorn de simulació Coventorware en la tesi doctoral de Jordi Ricart [22]. Aquestes simulacions proporcionen uns valors aproximats de les diferents freqüències de ressonància dels dispositius emprats en les mesures experimentals.

Finalment, la part més important d'aquest capítol, fa referència al sistema electrònic, emprat en les mesures experimentals d'aquest projecte. La circuiteria necessària està composta per una part digital, encarregada de dur a terme la configuració del llaç de realimentació del sistema i un circuit analògic, dissenyat per adaptar el ressonador i acondicionar el senyal de sortida adequadament. S'han realitzat dos dissenys de la part analògica del circuit electrònic. El primer va ser dissenyat als inicis d'aquest projecte, i ha estat millorat amb un nou prototipus gairebé al final. El nou disseny, però, encara no ha estat provat en totes les aplicacions per a les quals ha estat dissenyat.

3.1 Descripció dels dispositius

Els dispositius termoelèctrics que s'han fet servir han estat fabricats en el Centre Nacional de Microelectrònica (CNM) de Bellaterra [23, 24, 25] mitjançant tecnologia de micromecanització de volum a partir de substractes BESOI (Bond Etching back Silicon On Insulator). Les geometries implementades són dels tipus pont i voladís, amb gruixos de 5 i 15 μm . Les freqüències de ressonància mecànica, que depenen de la forma i les dimensions de cada dispositiu, estan entre 1KHz i 100KHz.



Figura 3.1: Imatges preses amb el microscopi òptic. A l'esquerra, disposició dels ressonadors MEMS de tipus voladís. A la dreta, detall d'un dels ressonadors.

La figura 3.1 mostra la disposició dels dispositius de tipus voladís en un dels xips utilitzats, així com una ampliació on s'observa l'estructura d'un d'ells. En la imatge es pot apreciar que en els dos braços exteriors que subjecten la part mòbil del ressonador hi ha el mecanisme termoelèctric d'excitació: una resistència implantada en el substracte de silici, que s'escalfa en circular-hi corrent. Com que l'objectiu és aplicar l'efecte bimetal·la, la resistència està recoberta per un material amb un coeficient de dilatació tèrmica diferent al del substracte.

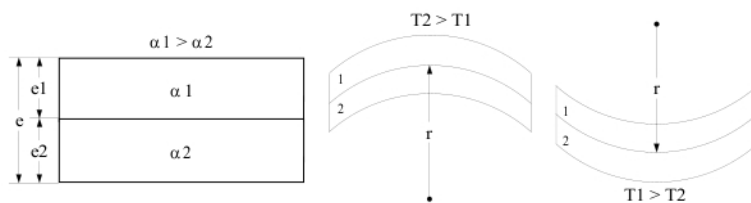


Figura 3.2: Efecte bimetal·la

L'efecte bimetal·la es dona quan s'uneixen dos metalls amb coeficients de dilatació tèrmica (α) diferents. En la figura 3.2 es mostra aquest efecte: quan es produeix un canvi de temperatura, l'estructura es deforma seguint un arc, el radi del qual és inversament proporcional a l'increment de temperatura (equació 3.1). Aquest efecte es fa servir per actuar els MEMS termoelèctrics mitjançant la tensió

aplicada a les resistències, que escalfa les resistències provocant la deformació de l'estructura i, amb ella, el moviment de la placa suspesa.

$$r \approx \frac{2e}{3(T_2 - T_1)(\alpha_1 - \alpha_2)} \quad (3.1)$$

S'han fet servir dos materials de recobriments: una aleació d'alumini-silici (99%) i òxid de silici. El coeficient de dilatació tèrmica del silici té un valor de $2.6 \times 10^{-6} K^{-1}$ mentre que l'òxid de silici i l'aleació alumini-silici, presenten coeficients de $0.4 \times 10^{-6} K^{-1}$ i $23 \times 10^{-6} K^{-1}$, respectivament. La diferència entre fer servir l'un i l'altre, rau en que el coeficient de dilatació de l'òxid de silici és menor que el del silici del substrat i, quan s'escalfa, produeix una torsió en l'estructura de forma ascendent respecte la posició d'equilibri. En canvi, en el cas de l'aleació alumini-silici, el coeficient és més gran i, per tant, la torsió es produeix de forma descendent.

Per tal de realitzar l'actuació que força el moviment del cantilever, el PDO es serveix del principi bimetal·la comentat més amunt, escalfant el material per tal que aquest sofreixi una deformació. Concretament, el mecanisme d'actuació consisteix en aplicar un seguit d'impulsos elèctrics que escalfen el material quan per les resistències que formen el bimetal·la hi circula corrent. A la figura 3.10 es mostren els impulsos elèctrics aplicats al ressonador i la potència subministrada als braços laterals de l'estructura, que s'escalfa per efecte Joule. Les resistències calefactores dels dispositius MEMS utilitzats tenen valors entre $1 \text{ k}\Omega$ i $10 \text{ k}\Omega$, depenent de l'exemplar.

És important destacar que cada ressonador requereix una quantitat d'energia diferent per tal de provocar el seu moviment. Ara bé, l'energia subministrada ha d'afavorir l'oscil·lació del dispositiu, però mai forçar-la. Això implica que l'amplada dels polsos d'atac no pot ser qualsevol, sinó que ha de ser adient a la freqüència de ressonància del mode que es vol excitar i la geometria del MEMS.

Pel que fa al sensat del moviment del voladís, a la figura 3.1 es distingeixen quatre pistes conductores que van al braç central. Aquestes pistes van a un Pont de Wheatstone format per quatre resistències variables. Aquestes resistències canvien el seu valor quan se'ls aplica estrès mecànic, és a dir, quan sofreixen una deformació. Aquest tipus de resistències s'anomenen *Piezoresistències*, que en contrast amb l'efecte piezoelèctric, aquestes només causen canvis en la resistència, sense produir potencial elèctric.

L'efecte piezoresistiu parteix de la base de que tot material canvia la seva resistència quan es deforma. Així els esforços mecànics que s'indueixen produeixen variacions molt petites de resistència, mesurables amb estructures en principi equilibrades com per exemple un Pont de Wheatstone fet amb resistències situades en posicions transversals i longitudinals. Quan es sotmet el pont a la magnitud a mesurar, unes resistències augmenten el seu valor i altres el disminueixen. És per això que la posició de les resistències en la part sensora de l'estructura, juga un paper molt important: cal que estiguin situades en el punt on el moviment del MEMS provoqui el màxim estrès mecànic. El desavantatge

més gran associat a l'efecte piezoresistiu és la forta dependència dels coeficients piezoresistius amb la temperatura. Dit d'una altra manera, la sensibilitat de les piezoresistències decau ràpidament conforme augmenta la temperatura.

Finalment, en la figura 3.3 es mostren dues imatges de l'encapsulatge d'un dels dispositius.



Figura 3.3: Encapsulat utilitzat en els dispositius MEMS termoelèctrics. A l'esquerra, amb el dispositiu MEMS tapat. A la dreta, sense la tapa de protecció.

3.2 Caracterització modal dels dispositius

Els ressonadors MEMS d'actuació termoelèctrica han estat modelats i analitzats mitjançant simulacions en l'entorn Coventorware, amb la finalitat d'obtenir-ne els modes de vibració. En funció de la geometria del ressonador a simular, les freqüències de ressonància varien. Com ja s'ha comentat anteriorment, en el nostre cas els dispositius són de tipus voladís. Així doncs, en l'entorn de simulació, s'han modelat els ressonadors tal i com es mostra a la figura 3.4.

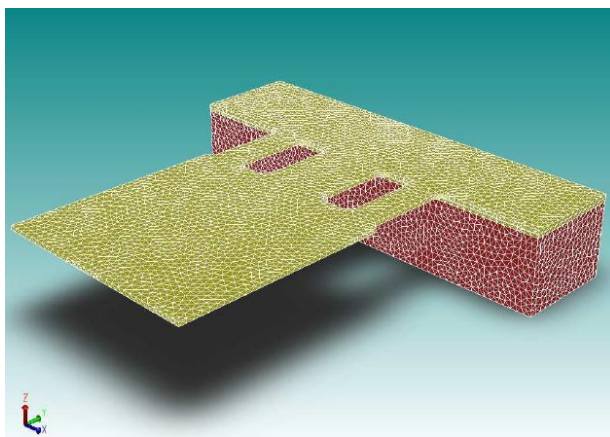


Figura 3.4: Mallat dels dispositius MEMS en l'entorn de simulació Coventorware.

La figura 3.4, mostra el modelat d'un dispositiu MEMS. L'estructura base o layout del dispositiu s'ha realitzat amb diferents mides i gruixos. Els gruixos van dels $5\mu m$ als $15\mu m$. En el modelat s'ha fet servir un mallat parabòlic format per tetraedres de $10\mu m$ d'aresta. Amb l'objectiu de simular el comportament mecànic de l'estructura, s'ha utilitzat l'eina MemMech, que resol un problema d'autovalors per a trobar les freqüències naturals i formes modals de les estructures proposades.

Com ja s'ha comentat en l'apartat 3.1, els dispositius MEMS utilitzats en la part experimental, que es corresponen amb les simulacions de la figura 3.4, tenen un mecanisme de sensat de posició mitjançant piezoresistències. La disposició de les piezoresistències fa que només puguin detectar-se els modes de vibració longitudinals però no els transversals. És per aquesta raó que les simulacions, així com els experiments, només mostren els resultats obtinguts a partir dels modes de vibració longitudinals.

Així, el resultat de les simulacions ha estat l'obtenció dels primers cinc modes de ressonància longitudinal per les estructures emprades en la part experimental. S'han simulat tres dispositius concrets, amb geometries força diferenciades. Les dimensions d'aquests dispositius i les freqüències de ressonància obtingudes es mostren a la taula 3.1.

Àrea del dispositiu	$1000 \times 1000 \mu m^2$	$400 \times 300 \mu m^2$	$400 \times 300 \mu m^2$
Gruix	$5 \mu m$	$5 \mu m$	$15 \mu m$
1 ^{er} mode	4.1705 kHz	34.056 kHz	100.443 kHz
2 ^{on} mode	28.359 kHz	247.086 kHz	719.942 kHz
3 ^{er} mode	82.654 kHz	728.344 kHz	2.10 MHz
4 ^{rt} mode	164.77 kHz	1.457 MHz	4.116 MHz
5 ^e mode	273.695 kHz	2.423 MHz	6.769 MHz

Taula 3.1: Freqüències dels primers modes de ressonància longitudinals per a tres dispositius MEMS diferents, obtingudes mitjançant simulacions Coventorware

Cal notar la influència de la geometria dels dispositius. La taula 3.1 mostra que les freqüències de ressonància són més baixes pels dispositius amb més àrea i menys gruix. Altrament, a igual àrea els dispositius amb menys gruix tenen freqüències de ressonància més baixes. Aquest resultat és força important de cara a les mesures experimentals, ja que com més baixa és la freqüència de ressonància, és a dir, com més gran és el dispositiu, aquest es mou més i s'obté un senyal d'amplitud força més gran a la seva sortida. Això fa que es pugui detectar un nombre més elevat de modes longitudinals de ressonància en els dispositius més grans.

Finalment, en la figura 3.5 es mostren imatges extretes de les simulacions, on s'observa el moviment d'un dels ressonadors MEMS per a cadascun dels quatre primers modes de ressonància longitudinals.

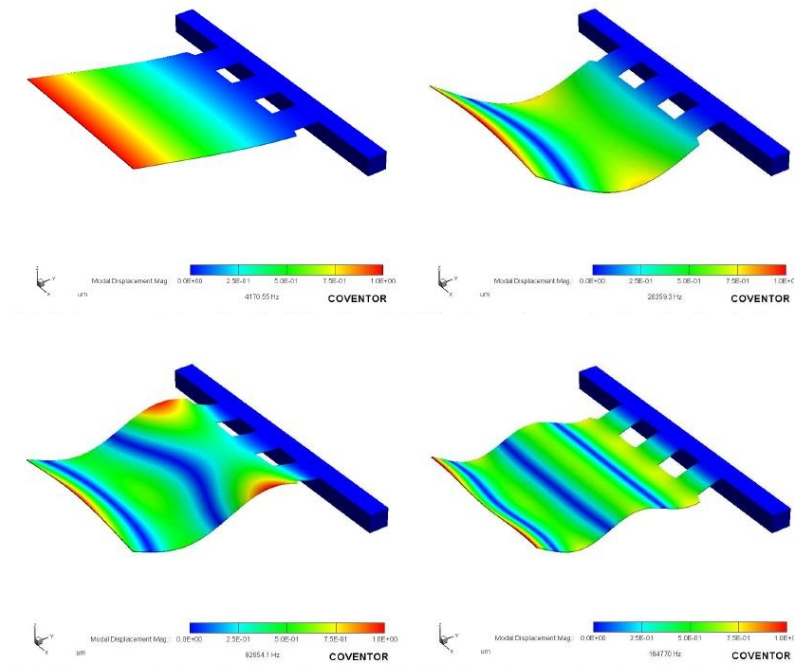


Figura 3.5: Simulacions Coventorware del moviment d'un dispositiu pels quatre primers modes de ressonància

3.3 Disseny del Hardware

Amb l'objectiu de dur a terme els mètodes d'actuació i sensat explicats en apartats anteriors, s'ha dissenyat un sistema electrònic que consta de dues parts ben diferenciades:

- *Part digital:* Implementa el llac de realimentació i l'extracció de dades digitals del sistema. Consta d'una placa basada en una FPGA, amb ports d'entrada i sortida per comunicar-se amb el sistema analògic i amb un ordinador. Dota el sistema d'una gran flexibilitat gràcies a la seva fàcil reprogramació.
- *Part analògica:* Encarregada d'acondicionar el dispositiu ressonador i adaptar els senyals d'entrada i sortida de la part digital. Requereix una arquitectura específica per a cada tipus de ressonador.

3.3.1 Entorn digital

El sistema PDO conté un llac de realimentació que processa les dades que rep de la sortida del ressonador per tal de prendre la decisió més adient, amb l'objectiu de provocar l'oscil·lació d'aquest. Per tal de garantir un entorn fàcilment adaptable a qualsevol situació s'ha decidit emprar una placa comercial: DE2

d'Altera. Aquesta conté una FPGA programable desde l'entorn de Quartus II. La descripció de la part digital del PDO s'ha fet mitjançant el llenguatge VHDL.

La FPGA permet modificar en qualsevol moment el llaç de realimentació amb un ampli ventall de possibilitats. Pel cas que ens ocupa, la FPGA ha estat programada seguint l'estructura que apareix a la figura 3.6. En el corresponent diagrama s'hi representa la estructura del sistema digital, composta per:

- Funcions pròpies del llaç de realimentació del PDO: cadena de biestables, un parell de multiplexors, i un bloc encarregat de generar els polsos de sortida, que atacaran el resonador.
- Memòria RAM.
- Un port d'entrada/sortida USB

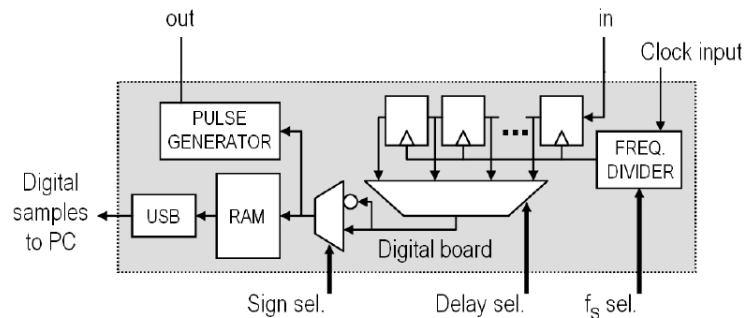


Figura 3.6: Diagrama de blocs del sistema digital. Amb entrada provinent del comparador de la placa analògica (*in*) i sortida (*out*) per atacar el resonador.

Primerament hi trobem una cadena de biestables, encarregats de proporcionar els retards Z^{-i} necessaris. Aquests retards poden ser fàcilment configurables via el senyal de selecció al multiplexor (*Delay sel.* a la figura 3.6). La cadena de retards es sincronitza amb el senyal provinent del divisor de freqüència, que al mateix temps s'alimenta d'un senyal extern a la placa digital. Així doncs, la freqüència de mostreig a la qual treballarà el sistema es governa externament, per exemple des d'un generador de funcions. Tot seguit, aquest senyal pot ser dividit gràcies al divisor de freqüència amb l'objectiu de no reconfigurar el senyal en el generador de funcions, per a freqüències submúltiples de la ja generada.

A la figura 3.6 s'hi pot observar, també, un multiplexor encarregat de canviar el signe al senyal d'entrada del generador de polsos de sortida. La selecció del signe de realimentació també és configurable per l'usuari mitjançant un interruptor que controla aquest multiplexor. Gràcies a aquest bloc, el sistema és capaç de canviar el seu criteri de decisió, és a dir, actuar o no segons el senyal, a l'entrada, es trobi a nivell alt o a nivell baix.

Pel que fa a la FPGA, finalment, el bloc encarregat de generar el pols de sortida disposa d'un seguit de senyals externs de configuració. Amb aquests és pos-

sible canviar l'amplada del pols d'excitació, o dit d'una altre manera, l'energia entregada al ressonador. S'han configurat quatre possibles amplades de pols de sortida amb un valor determinat, és a dir, l'amplada d'aquests no dep en en cap cas de la freqüencia de mostreig.

Fora de la FPGA, però formant part del sistema digital, hi ha una memòria RAM. Aquesta  s de gran utilitat a l'hora d'emmagatzemar les dades provinents de la sortida del comparador, i, per tant, de la resposta digitalitzada del ressonador. Un cop plena, es pot transferir la informació cap a un ordinador via el port USB.

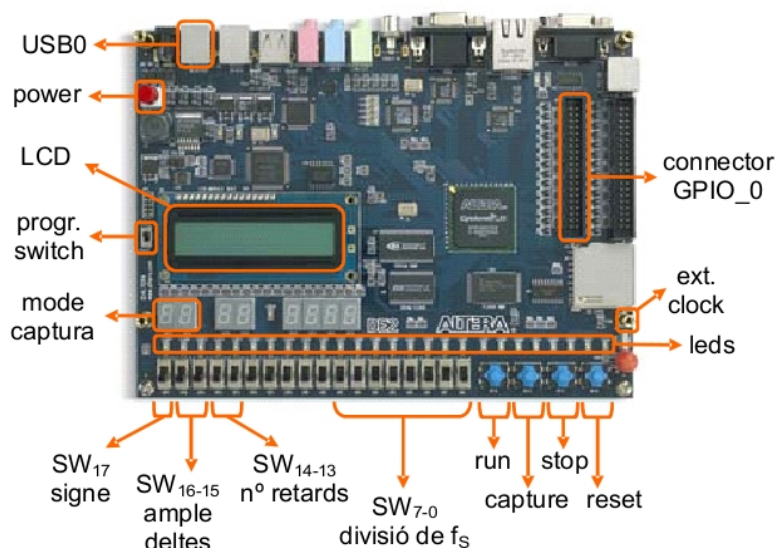


Figura 3.7: Placa DE2 d'altera.

En la figura 3.7 es mostra l'aspecte físic del Hardware digital emprat. Hi podem veure els diferents components que s'han anat detallant anteriorment, com ara els interruptors encarregats de la selecció del signe, de l'amplada dels polsos, del nombre de retards i el divisor de freqüencia. També s'hi destaca el port USB i el connector per al senyal de rellotge extern.

A més a més, hi apareixen marcats altres components que no han estat descrits, com els quatre pulsadors (run, capture, stop i reset) o l'interruptor de programació (prog.switch a la figura). L'interruptor de programació serveix per seleccionar on es vol emmagatzemar la configuració dissenyada amb Quartus II. Així doncs, aquesta podrà ser emmagatzemada en la memòria SRAM vol til de la FPGA, de tal manera que quan s'apagui la placa es perdr  la informació o de manera permanent dins d'una memòria EEPROM.

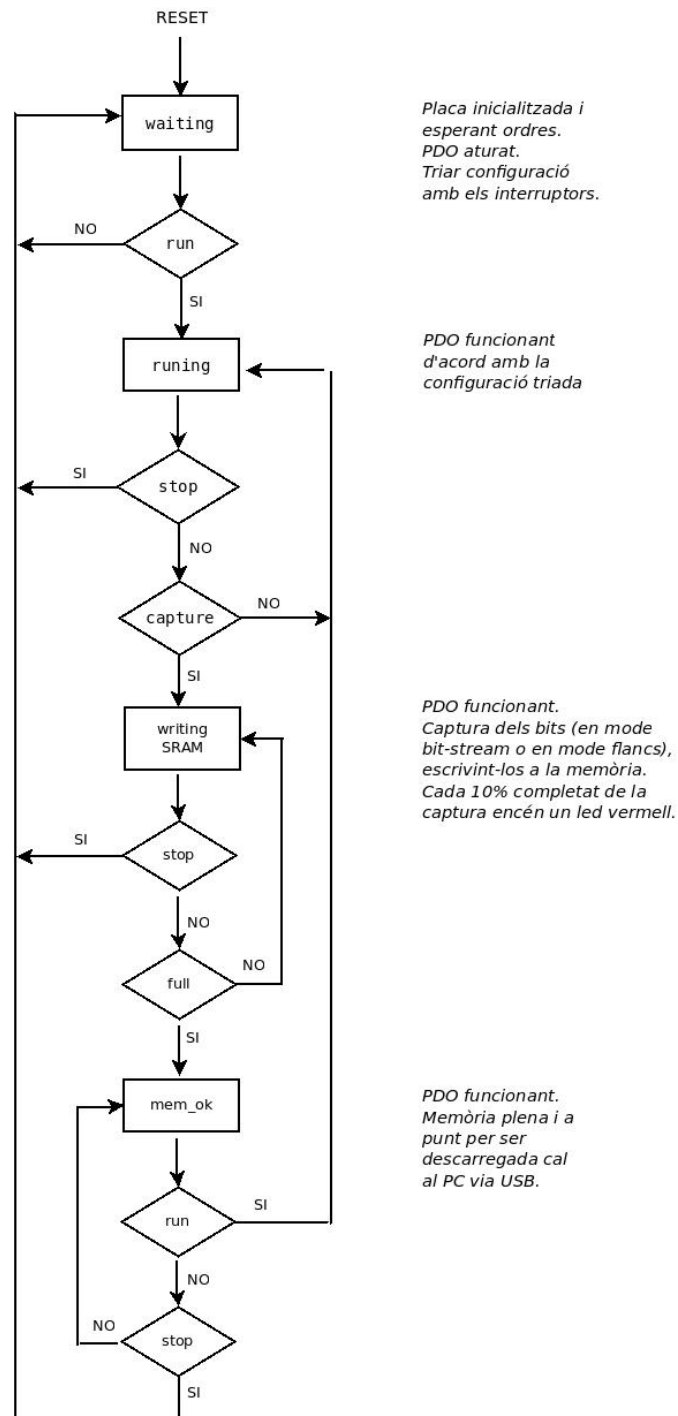


Figura 3.8: Diagrama ASM del protocol d'ús de la placa DE2.

Pel que fa als pulsadors, amb la descripció que es dona a la figura 3.7 es pot entendre a la perfecció quin objectiu té cadascun d'ells, dins del protocol d'ús de la placa triat. En la figura 3.8 es mostra un diagrama ASM que descriu el protocol del sistema. El contingut de les caixes d'estat (rectangulars) són els missatges que la placa va mostrant en el visualitzador LCD de la placa. Aquests missatges ajuden molt a saber què està fent el sistema PDO en cada moment.

3.3.2 Entorn analògic: primer prototipus

La part analògica és la més delicada del sistema PDO, ja que el seu disseny ha de ser específic i molt adaptat a cadascun dels ressonadors amb que es treballa. Per això, abans de plantejar-se el disseny del prototipus, s'ha de conèixer a la perfecció les característiques del ressonador i el metode d'actuació i sensat que es volen aplicar.

Pel que fa als dispositius termoelèctrics, en l'apartat 3.3 ja s'han vist els metodes d'actuació i sensat que es fan servir. Amb aquestes especificacions, el prototipus ha de complir els requisits que es detallen a continuació:

- El senyal d'atac rebut des del sistema digital ha de ser tractat, ja que el ressonador, per tal d'oscil·lar, necessita més energia que la que aquest subministra.
- El connector on anirà connectat el ressonador ha de ser adient, segons l'encapsulat que aquest presenti.
- El senyal de sortida del ressonador ha de ser filtrat i amplificat.
- El senyal analògic amplificat ha de ser convertit a digital, mitjançant un comparador.
- Cal incorporar un port d'entrada/sortida adient per poder-se comunicar amb el sistema digital.

S'ha començat a dissenyar el prototipus tenint en compte les tensions d'alimentació necessàries. El prototipus s'alimenta des d'una font d'alimentació configurada amb una tensió de sortida de $\pm 15V$, així doncs el sistema disposarà d'un marge de tensions de 30V. El fet de fer servir aquestes tensions, ve marcat pels requisits del ressonador, que necessita una tensió d'atac de 15V. També s'han aprofitat aquestes tensions per alimentar l'amplificador i el comparador, servint-nos de la possibilitat d'alimentar-los de forma simètrica, és a dir, +15V a l'alimentació positiva del xip i -15V a la negativa. Això facilita molt el filtratge del senyal de sortida del ressonador.

Tot i que la decisió d'atacar o no la pren el sistema digital, s'ha de tenir en compte que aquest no ataca directament al ressonador, ja que no disposa de suficient energia per fer-lo oscil·lar. Així doncs el senyal rebut desde la placa digital a l'hora d'atacar, s'ha d'entendre com un avís, que li indica al sistema analògic el moment just de dur a terme l'operació.

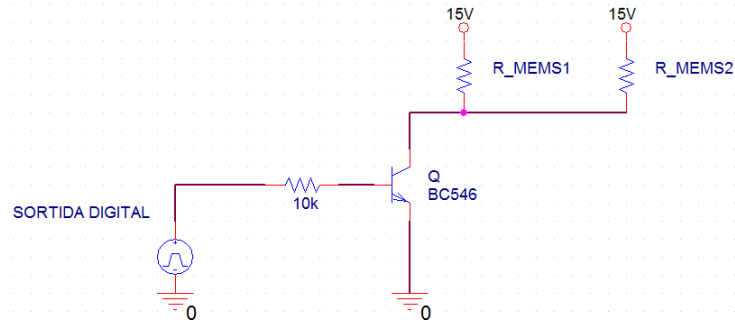


Figura 3.9: Circuit d'atac de la placa analògica

Per tal de generar un senyal d'atac adequat la placa disposa d'un transistor bipolar NPN que fa d'interruptor, tal i com es mostra a la figura 3.9. Observem que les resistències d'atac del MEMS (R_MEMS1 i R_MEMS2 a la figura 3.9), estan alimentades a 15V i que la generació d'un pols d'atac per part de la placa digital fa caure aquesta tensió. És en aquest moment, quan circula corrent per les resistències, quan aquestes s'escalfen per efecte Joule i fan que el voladís del MEMS (la part no subjecta), es posi en moviment. La resistència de $10k\Omega$ a la base del transistor força el pas del corrent quan aquest entra en conducció.

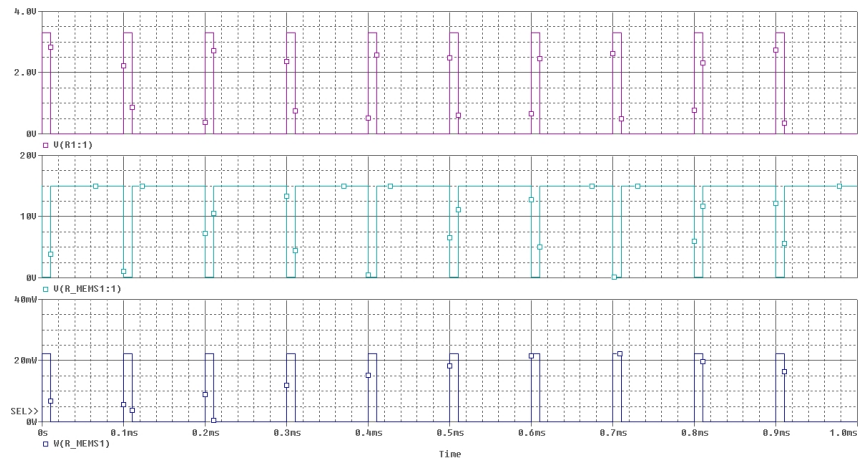


Figura 3.10: Simulació del circuit d'atac

A la figura 3.10 es mostra una simulació del comportament del circuit d'atac. En color verd apareix un tren de deltes que simula l'atac provinent de la placa digital (pulsos de 3.3V d'amplitud). En la segona corba (color vermell), s'hi observa la tensió en el node on s'uneixen l'emisor del transistor amb la resistència d'atac del ressonador. Fixem-nos que en aquest cas, el senyal és justament el complementari del d'atac. Finalment, en color groc, apareix la potència que es subministra a les resistències d'atac del MEMS. Observem que aquesta només apareix quan el ressonador és atacat pel transistor.

Un cop el ressonador es posa en moviment, genera una variació del valor de les resistències de sensat que es troben en el Pont de Wheatstone. Aquestes, al seu temps, provoquen un canvi en la tensió de sortida del pont que serà filtrada amb l'objectiu de suprimir l'offset que pugui presentar, i no saturar així l'amplificador on serà introduïda posteriorment. En la figura 3.11 es mostra la sortida del sensor (Pont de Wheatstone) i el filtratge posterior.

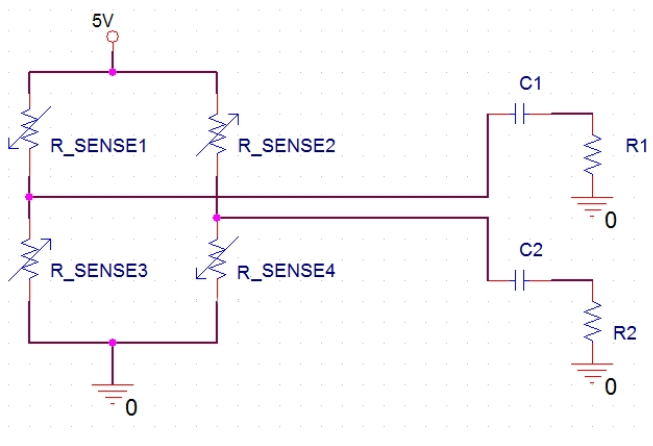


Figura 3.11: Senyal de sortida del sensor i filtratge

Com es pot veure a la figura 3.11, el Pont de Wheatstone està alimentat a 5V, la qual cosa és possible gràcies a un regulador de tensió que realitza la conversió dels 15V subministrats per la font d'alimentació a 5V. En aquest cas, s'ha escollit el model LM7805.

A l'hora d'amplificar el senyal obtingut a la sortida dels filtres és important vigilar la impedància d'entrada de l'amplificador. Per tal que les no idealitats de l'amplificador no afectin en excés al senyal, s'ha decidit emprar un amplificador d'instrumentació, com és habitual en circuits d'acondicionament de senyals provinents de sensors. Per al cas que ens ocupa, s'ha seleccionat l'INA163 de Texas Instruments.

Les característiques més importants d'aquest amplificador, i per les quals ha estat seleccionat són:

- Baix soroll: $1nV/\sqrt{Hz}$ a $1kHz$.
- Ample de banda de 800KHz per a un guany de 100.
- CMRR=100 dB.
- Guany fàcilment ajustable mitjançant una resistència externa.
- Rang de tensió d'alimentació fins a $\pm 18V$, necessari per alimentar el dispositiu a $\pm 15V$.

Per tal d'obtenir un senyal prou bo a l'entrada del comparador, s'ha seleccionat un guany de 200, i per tant, seguint el datasheet del fabricant,

$$G = 1 + \frac{6000}{R_G} \quad (3.2)$$

la resistència d'amplificació (R_G en 3.2) resulta:

$$R_G = 33\Omega \quad (3.3)$$

En la figura 3.12 es mostra el muntatge de l'amplificador.

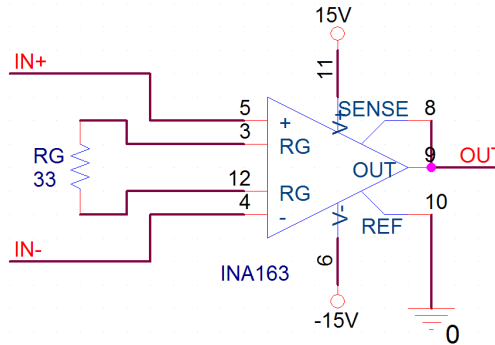


Figura 3.12: Muntatge de l'amplificador d'instrumentació

Cal tenir present que el guany seleccionat fa que l'ample de banda de l'amplificador baixi per sota dels 800 kHz, però aquest fet no és un problema, sempre que no s'atenueï el senyal a la freqüència del mode fonamental del ressonador. Per comprovar que efectivament no serà un problema, tenint en compte que el mode fonamental es troba per sota dels 100 kHz (depenent del ressonador utilitzat), s'ha realitzat una simulació on es mostra el Diagrama de Bode de l'amplificador (figura 3.13).

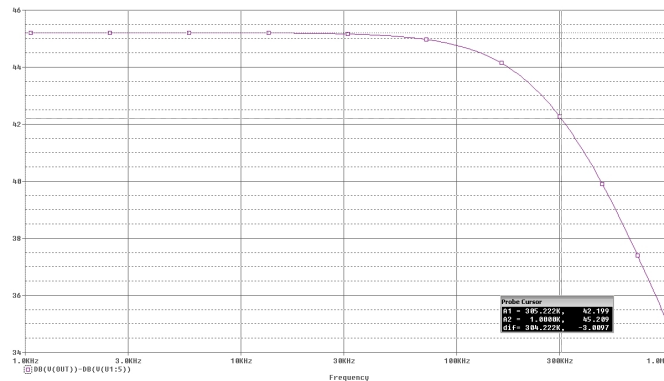


Figura 3.13: Diagrama de bode de l'amplificador amb la configuració triada

L'ample de banda, segons la simulació, és de 300 kHz. Com ja s'havia previst anteriorment, és suficient per no atenuar el mode fonamental del ressonador.

Un cop amplificat el senyal, és necessari digitalitzar-lo per tal de proporcionar el bit stream al sistema digital. Aquest procés el durà a terme un comparador, en concret l'LM311 de Texas Instruments. Abans, però, d'introduir el senyal al comparador, resulta interessant filtrar-lo per tal de suprimir completament la component continua que aquest pugui presentar i realitzar una correcta comparació amb el punt d'equilibri del ressonador. Amb aquest objectiu s'ha situat abans de l'entrada al comparador un filtre passiu passa-alts.

Pel que fa al comparador, s'ha decidit realitzar un muntatge que permeti comparar amb un valor ajustable al voltant de la massa del circuit. Així doncs una de les entrades del comparador, ha de poder prendre valors per sota i per sobre del valor de referència (massa). S'ha intentat però que aquest ajust sigui el més precís possible, ja que no cal un marge de tensions massa gran. A les figures 3.14 i 3.15 es mostren el muntatge i una simulació dels valors possibles a l'entrada del comparador, respectivament.

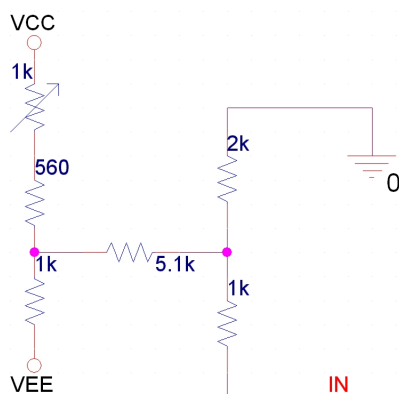


Figura 3.14: Muntatge de l'ajust de tensió a l'entrada del comparador.

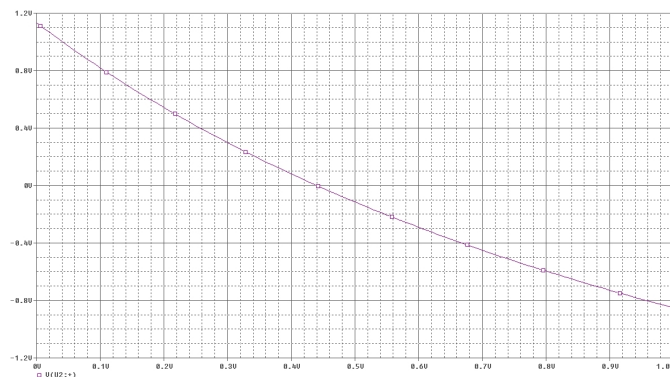


Figura 3.15: Simulació del muntatge de la figura 3.14 pel rang de valors del potenciòmetre.

Finalment, queda resoldre una part força important del circuit analògic: la conversió de nivells de tensió. Per tal que el sistema analògic es pugui comunicar amb el digital sense cap problema, cal de convertir el senyal proporcionat pel comparador (5V) a 3.3V. Aquesta funció la realitzen els *transceivers*. Així doncs, s'han incorporat un parell de *transceivers* al sistema analògic, un per convertir el senyal d'entrada (de 3.3V a 5V) i un altre per convertir el senyal de sortida (de 5 a 3.3V). Com en el disseny de la placa no s'ha tingut en compte una alimentació de 3.3V, aquesta la subministra el sistema digital mitjançant el bus de connexió. El model emprat és l'LVX4245 de Fairchild Semiconductor. A la figura 3.16 es mostra l'esquema lògic d'aquest component.

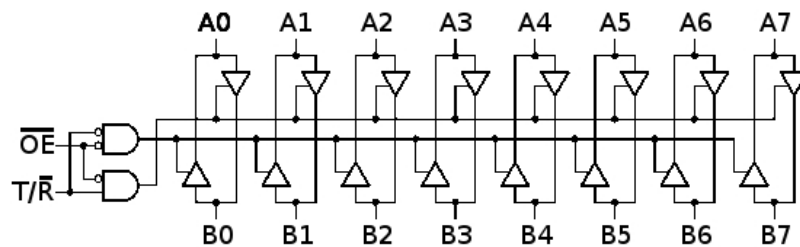


Figura 3.16: Esquema lògic dels *transceivers*

Aquests components tenen tres els tres modes de funcionament mostrats a la següent taula:

Inputs		Outputs
OE	T/R	
L	L	Bus B Data to Bus A
L	H	Bus A Data to Bus B
H	X	High-Z state

Taula 3.2: Possibles configuracions dels *transceivers* LVX4245 de Texas Instruments

Tenint en compte que el Bus A és el de 5V i el Bus B el de 3.3V, en el disseny de la placa s'han situat un parell de *transceivers* amb les següents configuracions:

- Transceiver d'entrada: *Output Enable* a Nivell baix i *Transmit/Receive* a nivell baix.
- Transceiver de sortida: *Output Enable* a Nivell baix i *Transmit/Receive* a nivell alt.

Un cop fet el disseny de la placa, s'ha dut a terme la conversió a PCB, és a dir, s'ha realitzat el Layout pertinent. El Layout resultant no és excessivament complicat i això ha fet que la la PCB s'hagi realitzat mitjançant la tècnica d'insolació sobre una Placa positiva de doble cara. El resultat final del disseny es mostra a la figura 3.17.

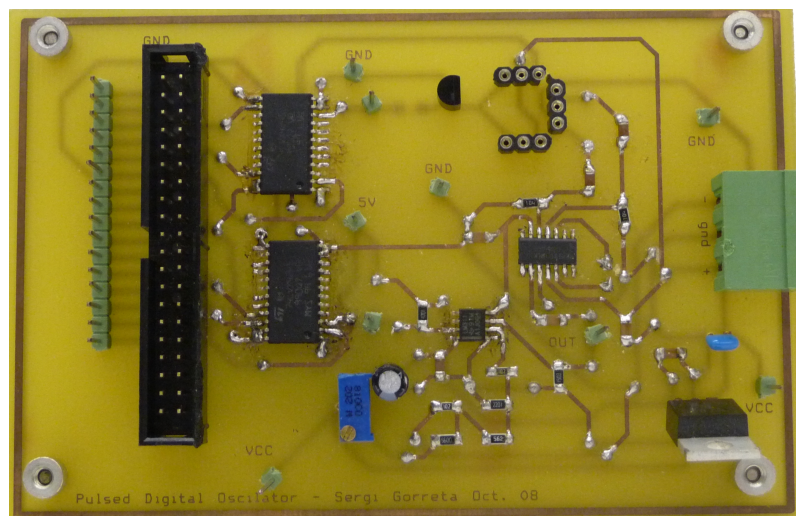


Figura 3.17: Primer prototipus de la part analògica del sistema.

3.3.3 Entorn analògic: segon prototipus

En aquest apartat es descriu un segon model de la part analògica del circuit. El fet de dissenyar una nova placa no és pas perquè l'anterior no funcionés, ja que aquesta va permetre veure les oscil·lacions dels sensors i comunicar-se a la perfecció amb el sistema digital. Així doncs, apareixen noves aplicacions possibles del PDO que requereixen unes característiques per part del sistema analògic que el primer no tenia. Aquestes mancances es poden resumir en:

- Es requereix un guany i un ample de banda de l'amplificador més grans, prou com per permetre detectar modes superiors de vibració dels ressonadors MEMS.
- Es requereix un comparador molt més ràpid, ja que a grans velocitats l'actual no compara bé el senyal provinent del ressonador.
- Els *transceivers* no són prou ràpids en alguns casos i això dificulta la lectura del bit-stream per part del sistema digital.
- El sistema de detecció presenta massa soroll, cal reduir-lo.

Aquests requisits empenyen a dissenyar un nou prototipus, però n'hi ha d'altres que van anar sorgint a mesura que s'anava realitzant el disseny i que van proveir el sistema de més possibilitats d'ajust i diferents modes de detecció.

Circuit d'alimentació

Es va començar dissenyant un sistema d'alimentacions força més complex que en el prototipus anterior. En aquest prototipus, les alimentacions que provenen de la font d'alimentació són regulades adequadament per cada component. La placa té un total de tres alimentacions externes (20V, -10V i massa). El motiu

pel qual l'alimentació positiva és molt més gran que la negativa resulta evident quan es coneixen les diferents alimentacions que proveeixen el circuit un cop regulades. Aquestes són:

- 15V necessaris en les resistències d'atac del ressonador.
- 5V necessaris per gairebé tots els xips del circuit, així com pel sistema de sensat del ressonador.
- -5V necessaris per l'alimentació negativa dels xips del circuit. Destacar que novament el circuit serà alimentat de manera simètrica, facilitant així les tasques de filtratge del senyal provinent del ressonador. Això sí, en aquest cas reduïm aquestes alimentacions de ($\pm 15V$ a $\pm 5V$)
- 3.3V necessaris per tots els xips encarregats de fer alguna conversió a senyal digital: comparador i *transceiver*.

En el prototipus anterior, el sistema analògic ja comptava amb una alimentació de 3.3V, però aquesta provenia directament del sistema digital a través d'un pin del bus de dades. En aquest cas s'ha decidit incorporar aquesta alimentació a la part analògica amb l'objectiu de poder treballar només amb el sistema analògic, sense necessitat de tenir sempre connectat el digital, ja sigui per fer proves en llaç obert o per evitar que per un descuit d'encendre la placa digital es cremi un *transceiver* o el comparador. Tot i així, aquesta alimentació és preferible que la segueixi donant el sistema digital, ja que és amb aquest amb qui s'haurà de comunicar el sistema analògic. Per tal de solucionar aquesta situació, s'ha incorporat un *jumper* encarregat de la selecció dels 3.3V (entre el sistema analògic o el digital).

Seguint amb el circuit d'alimentació, en aquest disseny s'ha fet una distinció entre les alimentacions del sistema analògic i les del sistema digital. L'objectiu és evitar que la gran velocitat dels senyals provinents del sistema digital i la seva gran potència un cop tractats, distorsionin el senyal de sortida del ressonador. Doncs com s'observa a la figura 3.10 el senyal d'atac és ràpid i un cop passa pel transistor adquireix una gran potència. Això provoca que el senyal que es genera, a la sortida del ressonador, estigui altament contaminat, ja sigui per un acoblament en les alimentacions, entre les pistes o pel simple disseny dels ressonadors.

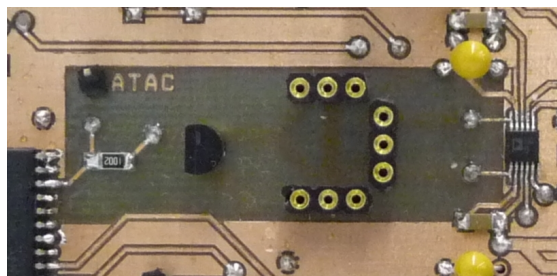


Figura 3.18: Zona d'atac i connexió del ressonador

Com resulta evident, el problema més gran es troba en la zona en la qual aquest senyal encara no ha estat amplificat, i  s per aix  que en el disseny d'aquest prototipus s'ha buidat aquesta zona. Aix  és, treure tot el coure innecessari evitant aix  els acoblaments (figura 3.18).

Separar les alimentacions digitals de les analògiques  s molt important per tal d'evitar acoblaments, ja que les alimentacions serveixen per tots els xips del nostre circuit. Així doncs són els senyals que han de presentar menys distorsió. No s'ha d'oblidar, però, que per tal que el sistema analògic i el digital es puguin comunicar, aquests han de compartir una referència, és a dir, les masses d'un i de l'altre s'han d'unir en algun punt del circuit. En el cas que ens ocupa, s'ha decidit fer el curtcircuit de les dues masses directament a la sortida de la font d'alimentació, que és el punt de més baixa impedància del circuit, forçant aix  que les possibles distorsions hagin de passar a través d'ella per arribar al sistema analògic.

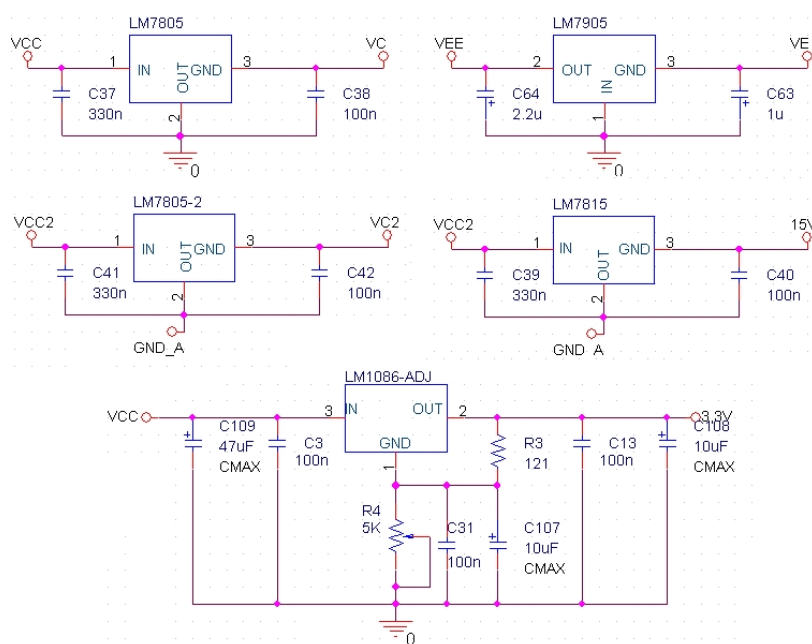


Figura 3.19: Esquema del circuit d'alimentació.

En la figura 3.19 es mostra el circuit d'alimentació, on s'hi poden apreciar els reguladors necessaris per cadascuna de les alimentacions. Com es pot observar, el circuit consta de:

- Dos reguladors LM7805, encarregats de proporcionar una alimentació de 5V. Un d'ells alimenta els xips de la part analògica mentre que l'altre  s exclusiu per l'alimentació del ressonador, ja que es troba en una zona fàcilment contaminable per altres senyals.

- Un regulador LM7905, encarregat de dotar el circuit d'una alimentació de -5V, necessaris per tenir alimentació simètrica en els diferents amplificadors del circuit.
- Un regulador LM7815, encarregat de proporcionar els 15V que demanen les resistències d'atac del ressonador.
- Un regulador LM1086-ADJ, encarregat de proporcionar els 3.3V necessaris per la part digital. Aquest regulador és ajustable mitjançant un potenciòmetre, tal i com s'observa a la figura 3.19.

Finalment pel que fa al circuit d'alimentació, és important destacar que els reguladors es referencien a una massa diferent segons s'encarreguin d'alimentar una zona sorollosa o no. En la figura 3.19, GND_A és la massa del circuit d'atac, és a dir, la corresponent a la zona sorollosa.

Circuit d'atac

El sistema d'atac d'aquest nou prototipus ha estat l'únic que no ha variat respecte el prototipus anterior, ja que s'ha considerat que aquest funcionava correctament. Recordem que el sistema d'atac, com s'explica en l'apartat anterior, consta d'un *transceiver* que converteix el senyal provinent de la placa digital (3.3V) a 5V i d'un transistor BJT NPN encarregat d'actuar sobre el ressonador (figura 3.9). També es pot veure implementat a la figura 3.18.

Circuit d'amplificació

Un cop atacat el sensor, aquest genera un senyal de sortida que ha de ser amplificat. Amb aquest objectiu, en aquest prototipus s'ha incorporat un sistema d'amplificació força més complex que en el prototipus anterior. S'han incorporat tres etapes amplificadores. La primera d'aquestes etapes és un amplificador d'instrumentació. El motiu d'això ha estat explicat en l'apartat anterior(4.4.2). L'amplificador seleccionat és un AD8250ARMZ d'Analog Devices, amb un ample de banda de 10MHz. Aquest amplificador presenta un guany programable amb quatre valors possibles (1, 2, 5 i 10), seleccionable mitjançant dues potes de l'amplificador (A0 i A1), tal i com es mostra a la següent taula:

A1	A0	Gain
GND	GND	1
GND	5V	2
5V	GND	5
5V	5V	10

Taula 3.3: Configuració del guany de l'amplificador AD8250ARMZ.

Per tal d'ajustar el guany de l'amplificador d'instrumentació, s'han instal·lat un parell d'interruptors que s'encarreguen de fixar el valor corresponent a les potes A0 i A1. Aquests interruptors, són ajustables per l'usuari i poden ser modificats en qualsevol moment. Tot i que aquest és el mètode que s'ha fet

servir en les mesures fins ara realitzades amb aquest prototipus, s'ha dotat al sistema de la possibilitat de modificar el guany des del sistema digital, podent així seleccionar el guany de forma automàtica segons el senyal rebut a l'entrada del sistema digital. Novament, per tal de triar entre els dos tipus de selecció, s'han incorporat en el disseny un parell de *jumpers*, tal i com es pot veure a la figura 3.20.

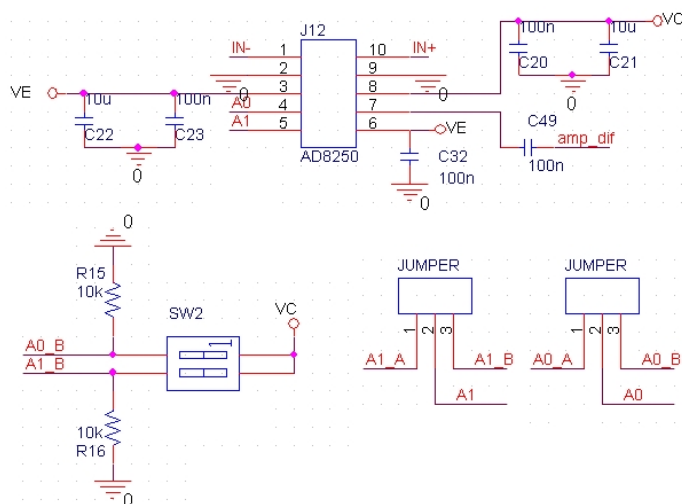


Figura 3.20: Sistema de selecció de guany de l'amplificador d'instrumentació.

En la la figura 3.20 hi trobem l'amplificador d'instrumentació, el switch encarregat de la selecció de guany i els *jumpers*. Els senyals que apareixen en la figura com: A1_A i A0_A provenen del *transceiver* d'entrada, que s'encarrega d'adaptar el senyal provinent del sistema digital.

Un cop el senyal és amplificat per l'amplificador d'instrumentació, es segueix amplificant mitjançant un parell més d'etapes. Per aquestes etapes s'ha seleccionat un amplificador operacional (OPA657) amb un ample de banda d'1.6GHz per a guany unitari. S'han fet servir aquests amplificadors degut a que el sistema analògic que s'està presentant ha de ser vàlid per altres aplicacions que no entren dins dels objectius d'aquest projecte. Aquestes aplicacions, tot i que són semblants, es serveixen de ressonadors piezoelèctrics que presenten el seu primer mode de ressonància al voltant d'1MHz, i proporcionen un senyal de sortida molt feble. Això fa que el guany de l'amplificador hagi de ser molt gran, i per tant es redueix el seu ample de banda. Així doncs val la pena fixar-se en el producte guany-ample de banda (GBW), ja que per a una amplificació de 100, l'ample de banda d'aquest amplificador decau al voltant dels 20MHz, és a dir, de l'ordre de l'ample de banda de l'amplificador d'instrumentació.

El guany dels amplificadors operacionals és, en aquest cas, fix. Això pot provocar que la selecció d'un guany en concret permeti veure a la perfecció el primer mode de ressonància del MEMS, però no s'apreciïn la resta de modes. O el

que encara seria pitjor: fixar un guany prou elevat per veure alts modes de ressonància i provocar així la saturació del senyal en cas de voler veure el primer mode. Recordem que com més gran és el mode, més petita és l'amplitud del senyal de sortida, és a dir, el MEMS es mou menys.

Per tal d'evitar aquesta situació, en primer lloc s'ha de recordar que es pot modificar el guany de la primera etapa, tot i que és preferible que aquesta aportí el màxim guany, amb l'objectiu d'amplificar el més aviat possible el senyal, per protegir-lo de possibles interferències. Així, s'ha dissenyat un circuit que permet seleccionar el senyal segons sigui preferible rebre'l de la segona etapa o de la tercera. Així doncs, es pot donar el cas que pel mode fonamental del resonador la tercera etapa es trobi saturada, mentre que la segona proporciona un bon senyal, en canvi, la tercera interessarà tenir-la connectada per a modes més elevats de ressonància.

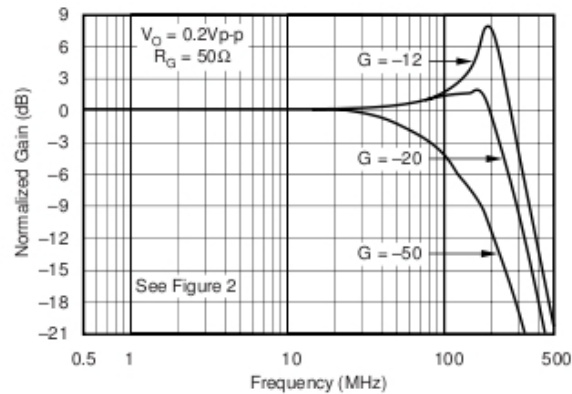


Figura 3.21: Diagrama de Bode de l'amplificador OPA657

La figura 3.21, tret del full de característiques del fabricant, mostra el Diagrama de Bode de l'amplificador operacional OPA657 per diferents guanys. És important veure que per guanys no gaire elevats, el diagrama presenta un pic de ressonància a la freqüència de 200MHz aproximadament. Això pot provocar que el sistema es torni inestable i, per aquest motiu, és necessari posar un condensador en paral·lel amb la resistència de realimentació.

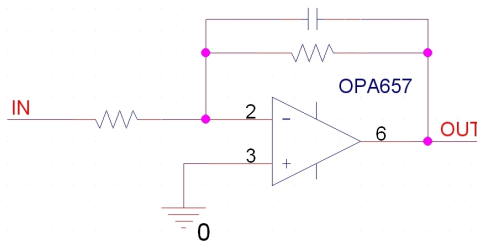


Figura 3.22: Muntatge de l'amplificador operacional per reduir l'ample de banda.

Aquest mètode incorpora un pol a la funció de transferència, reduint així l'ample de banda, però fent desaparèixer el pic de ressonància. El muntatge fet es mostra en la figura 3.22.

Si el guany que es vol donar a l'amplificador és prou elevat, no convé situar aquest condensador, ja que això reduiria encara més l'ample de banda. La figura 3.23 mostra una simulació on s'ha configurat l'OPA657 amb un guany de 100 (40dB) i s'ha suprimit el condensador. Es pot veure com l'ample de banda s'ha reduït de 1.6GHz a 24MHz.

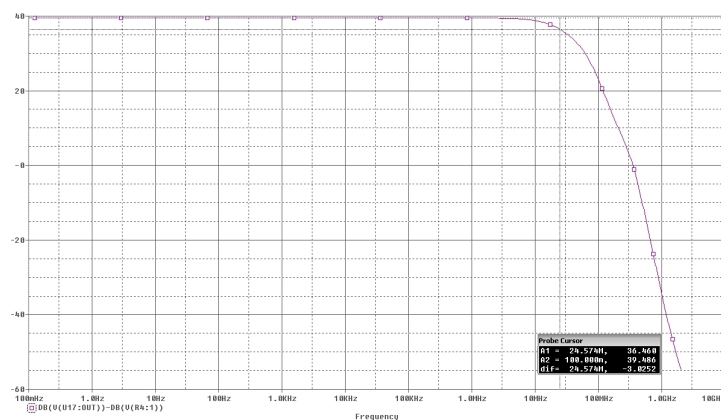


Figura 3.23: Diagrama de Bode de l'amplificador OPA657 per un guany de 40dB.

Una altra característica a destacar d'aquests amplificadors és la fase que presenten a les freqüències de ressonància dels MEMS segons l'amplificació proporcionada. En l'apartat 2.5 s'ha parlat dels retards dins del llac de realimentació i de com es poden aprofitar per fer oscil·lar els ressonadors a diferents modes de ressonància. Els $L + 1$ retards dels quals s'ha parlat són els que es poden configurar des del sistema digital, és a dir, un nombre enter de períodes de mostreig. Ara bé, qualsevol retard que introdueixi el sistema analògic farà que $(L + 1 + \Delta L) \in \mathfrak{R}$, és a dir, introdueirà un retard fraccionari, i en aquest cas el sistema pot no comportar-se de la manera esperada. És per això que interessa que la part analògica introdueixi la mínima fase possible.

Conversió del senyal analògic a digital

En aquest prototipus, així com en l'anterior, el circuit analògic conté un comparador que realitza la conversió del senyal analògic a digital. En aquest cas, però, a més a més de canviar el model del comparador, s'ha afegit una nova funcionalitat al sistema que consta d'un convertidor Analògic/Digital, amb l'objectiu de poder escollir el tipus de conversió que es vol realitzar.

Primerament, pel que fa al comparador, s'ha buscat un model molt més ràpid que el del primer prototipus, ja que el nou sistema està pensat per detectar modes de vibració més elevats, i això comporta una freqüència de treball més

gran. El model que s'ha incorporat és l'AD790 d'Analog Devices. Aquest nou component ofereix la possibilitat de convertir el senyal d'entrada directament a la tensió de 3.3V, és a dir, rep dues alimentacions diferents, una per les tensions d'entrada i una per la tensió digital, un cop convertit el senyal. Així doncs, tal i com mostra la figura 3.24 s'ha alimentat el comparador amb $\pm 5V$ d'entrada i $+3.3V$ de sortida.

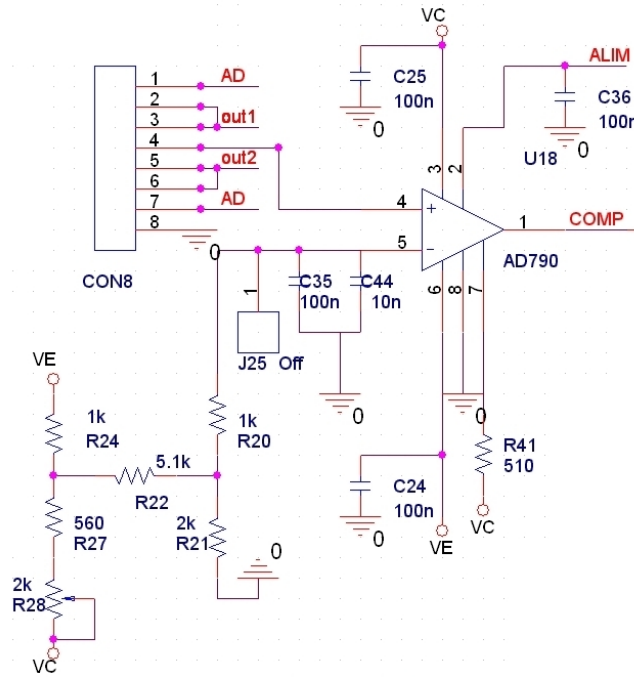


Figura 3.24: Muntatge del comparador AD790. VC=5V, VE=-5V, ALIM=3.3V.

Tal i com es pot observar a la figura 3.24, el senyal d'entrada al comparador pot ser seleccionat entre *out1* i *out2*, és a dir, entre les sortides de la segona i la tercera etapa d'amplificació, respectivament. La selecció d'aquest senyal es duu a terme mitjançant un *jumper*.

Gràcies a la possibilitat que ofereix aquest component de fixar la sortida a 3.3V, pot suprimir-se l'ús del *transceiver* i així dotar el sistema d'una velocitat molt més elevada, limitada pel propi comparador.

L'altre opció que s'ha incorporat en aquest disseny és la de digitalitzar les dades mitjançant un convertidor A/D. Aquesta opció, tot i estar implementada en el disseny, encara no s'ha fet servir, ja que requereix una modificació de la programació de la FPGA. El convertidor que s'ha seleccionat és l'AD9215 d'Analog Devices. Aquest és capaç de funcionar a freqüències de mostreig força elevades (105MSPS). A més a més, disposa de quatre modes diferents de funcionament seleccionables a partir de la tensió aplicada a una entrada del convertidor, tal i com es mostra a la següent taula, extreta del datasheet del component.

MODE Voltage	Data Format	Duty Cycle Stabilizer
VDD	Two's Complement	Disable
2/3VDD	Two's Complement	Enable
1/3VDD	Offset Binary	Enable
GND	Offset Binary	Disable

Taula 3.4: Modes de funcionament de l'AD9215

En aquest prototipus s'han implementat les dues primeres opcions que es mostren a la taula, seleccionables mitjançant un *jumper*, tal i com es mostra a la figura 3.25.

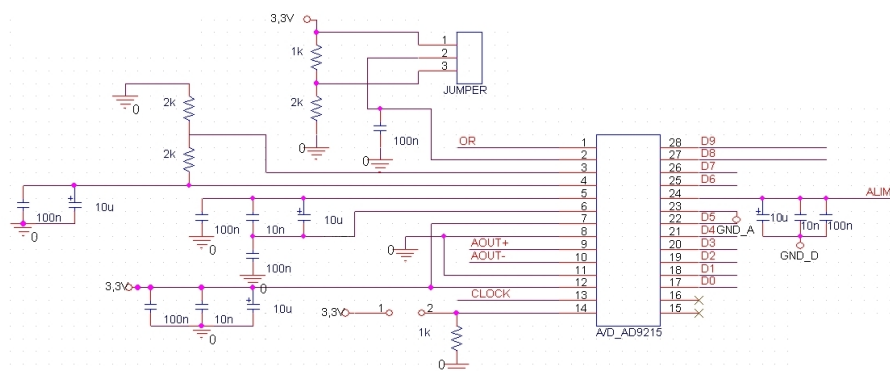


Figura 3.25: Muntatge del convertidor A/D AD9215

Una altra opció que ofereix aquest convertidor és detectar quan el senyal d'entrada té més amplitud que la que aquest pot acceptar, és a dir, mitjançant una pota de sortida d'aquest component es pot saber quan el senyal ha saturat el convertidor. Aquesta sortida (OR en la figura 3.25) és enviada al sistema digital per tal que aquest pugui prendre les mesures adequades: baixar el guany del primer amplificador, reduir l'energia entregada al sistema o simplement indicar-ho a l'usuari mitjançant un LED.

S'ha de tenir en compte que aquest convertidor pot rebre entrades diferencials, de les quals, fins ara, el sistema no disposa. És per això que s'ha hagut d'incorporar un amplificador diferencial que proporcioni aquestes sortides. L'element escollit ha estat l'AD8138, adaptat per tal de recollir el senyal proporcionat per l'etapa amplificadora previa, que novament pot ser escollida entre la segona i la tercera, i extreure un senyal diferencial que serà introduït al convertidor. El muntatge d'aquest component es pot observar a la figura 3.26.

Cal parar atenció en el muntatge d'aquest amplificador. Doncs el senyal introduït es compara amb la tensió de referència (massa), però tenint en compte que la tensió de mode comú (VOCM en la figura 3.26) ha de ser tal que permeti que el marge de tensions, a la sortida de l'amplificador, sigui adient pel convertidor AD, alimentat entre 0 i 3.3V.

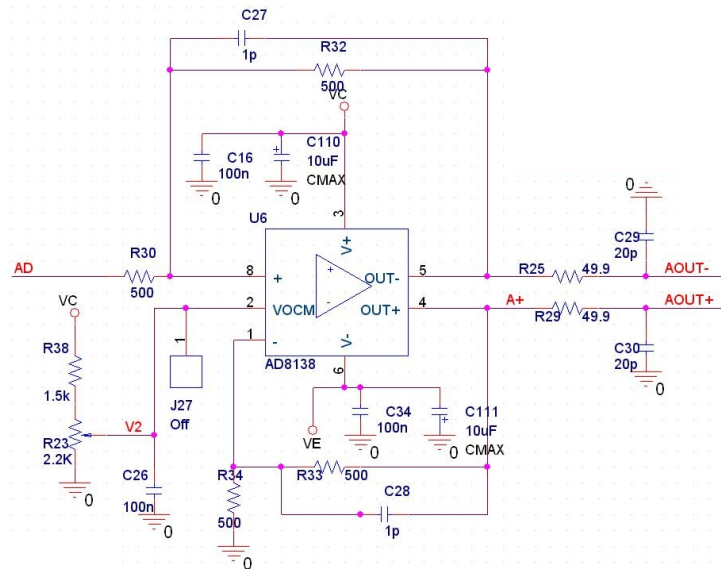


Figura 3.26: Muntatge de l'amplificador diferencial AD8138.

En el disseny s'ha incorporat un potenciòmetre, amb l'objectiu de poder variar la tensió de mode comú, que normalment es trobarà fixada a la meitat del rang dinàmic del convertidor, és a dir a 1.65V.

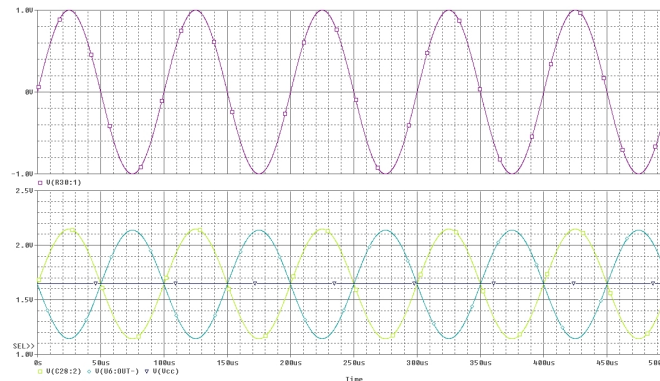


Figura 3.27: Simulació del funcionament de l'amplificador diferencial AD8138.

A la figura 3.27 es mostra el resultat d'una simulació d'aquest component, on s'observa clarament el seu comportament amb la configuració esmentada i en presència d'un senyal sense component continua a l'entrada.

Connector auxiliar

Fins ara s'han presentat els circuits que fan referència a la utilització de la placa per fer funcionar el PDO amb ressonadors termoelèctrics, però és important destacar que aquest sistema, com ja s'ha esmentat anteriorment, ha estat pensat

per ser utilitzat en més aplicacions.  s per aix , que s'ha dotat aquest segon prototipus d'un connector suplementari on s'hi poden connectar petits dissenys per a ser utilitzats en altres aplicacions. Aquest connector es proveeix d'una gran part dels senyals de la placa, fent possible que qualsevol altre circuit que s'hi connecti pugui aprofitar-los, com s'observa a la figura 3.29. La figura 3.28 mostra un esquema del connector amb els senyals dels que disposa.

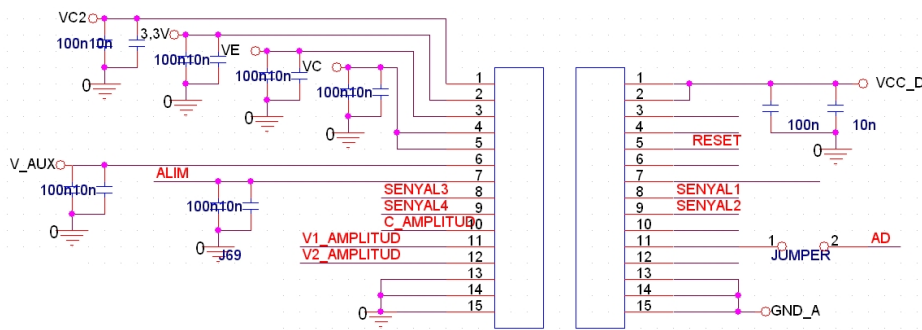


Figura 3.28: Esquema del connector alternatiu.

D'acord amb la figura 3.28, el connector consta de 30 pins amb una sèrie de senyals associats. A continuació es fa una breu descripció de cadascun:

- VC2: Alimentació de 5V. Prové del regulador LM7805 associat a la part digital del circuit.
- VE: Alimentació de -5V.
- VC: Alimentació de 5V. Prové del regulador LM7805 associat a la part analògica del circuit.
- V_AUX: Alimentació auxiliar generada des de la font d'alimentació.
- ALIM: Alimentació de 3.3V.
- SENYAL1: senyal auxiliar. Pensat per ser una sortida del subcircuit i poder-lo monitoritzar des de la placa principal.
- SENYAL2: senyal auxiliar. Pensat per ser una sortida del subcircuit i poder-lo monitoritzar des de la placa principal.
- SENYAL3: senyal auxiliar. Per comunicar-se amb el sistema digital.
- SENYAL4: senyal auxiliar. Per comunicar-se amb el sistema digital.
- V1_AMPLITUD: sortida d'un circuit específic: control d'amplitud.
- V2_AMPLITUD: sortida d'un circuit específic: control d'amplitud.
- RESET: senyal de sortida d'un circuit específic: control d'amplitud.

- VCC_D: alimentació de 3.3V provinent del sistema digital.
- AD: senyal de sortida del subcircuit. Ofereix la possibilitat de portar aquest senyal al convertidor AD.
- GND_A: Alimentació de referència associada a la part digital del circuit.

Disseny final

Un cop acabat el disseny del segon prototipus, s'ha realitzat el *Layout* pertinent i s'ha passat a PCB mitjançant una fresadora. A diferència del primer prototipus, la complexitat que presenta aquest respecte l'anterior a fet canviar la tècnica a l'hora de confexionar la PCB. El disseny final es mostra a la figura 3.29.

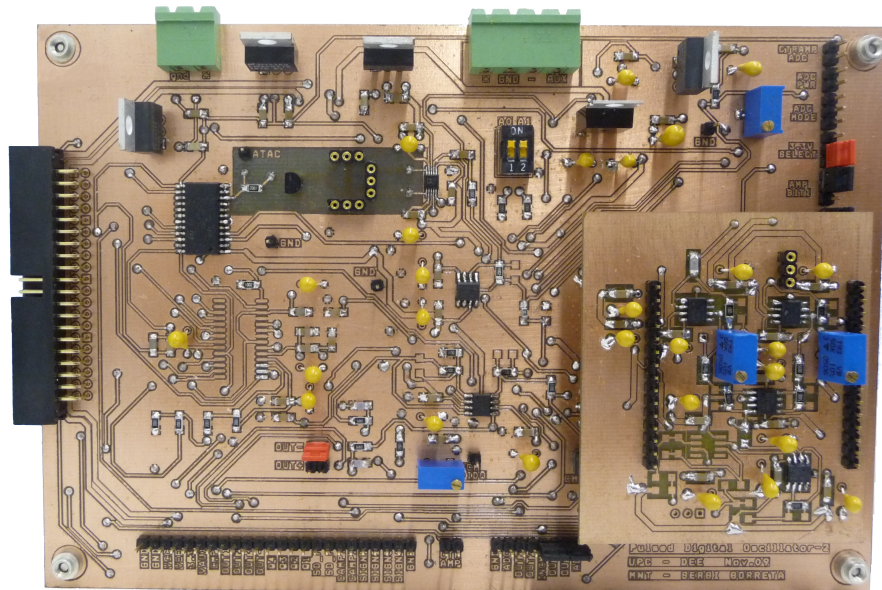


Figura 3.29: Segon prototipus de la part analògica del sistema

Capítol 4

Dispositius d'actuació electrostàtica

Renunciaria a menjar tan sols perquè no comprenc totalment el procés de la digestió?

(Oliver Heaviside)

4.1	Descripció dels dispositius	53
4.2	Mètode d'actuació i sensat	57
4.3	Disseny del Hardware	62

En aquest capítol es tractaran tot els temes que fan referència als dispositius electrostàtics. S'ha de tenir en compte que el funcionament d'aquests ressonadors no és el mateix que pel cas dels ressonadors termoeleèctrics, i és per això que tot el que s'aborda en aquest capítol difereix força de l'anterior.

Primerament es realitzarà una descripció del principi de funcionament del sensor. Tot seguit, partint d'aquest principi de funcionament, s'explicaran els mètodes d'atac i sensat que s'han implementat per tal de detectar el moviment del ressonador. I, finalment, es farà una descripció del prototipus dissenyat per dur a terme les mesures experimentals amb aquest tipus de ressonadors. Cal tenir en compte que, en aquest capítol, no es farà una explicació de la part digital del sistema electrònic emprat, ja que aquest és el mateix que pel cas dels dispositius termoeleèctrics.

4.1 Descripció dels dispositius

Els dispositius emprats per validar el principi de funcionament dels sistemes PDO amb dispositius d'actuació electrostàtica, van ser dissenyats en la tesi doctoral de Daniel Fernández [11]. La tecnologia utilitzada es basa en processos Multi-User MEMS (MUMPS). En concret, el procés utilitzat va ser POLY-MUMPS, basat en tres capes de Polysilici que es fan servir com a material

estructural i dues capes d'òxid de silici com a material sacrificial. El xip fabricat, conté un gran nombre d'exemplars amb geometria similar i mides diferents (4.1).

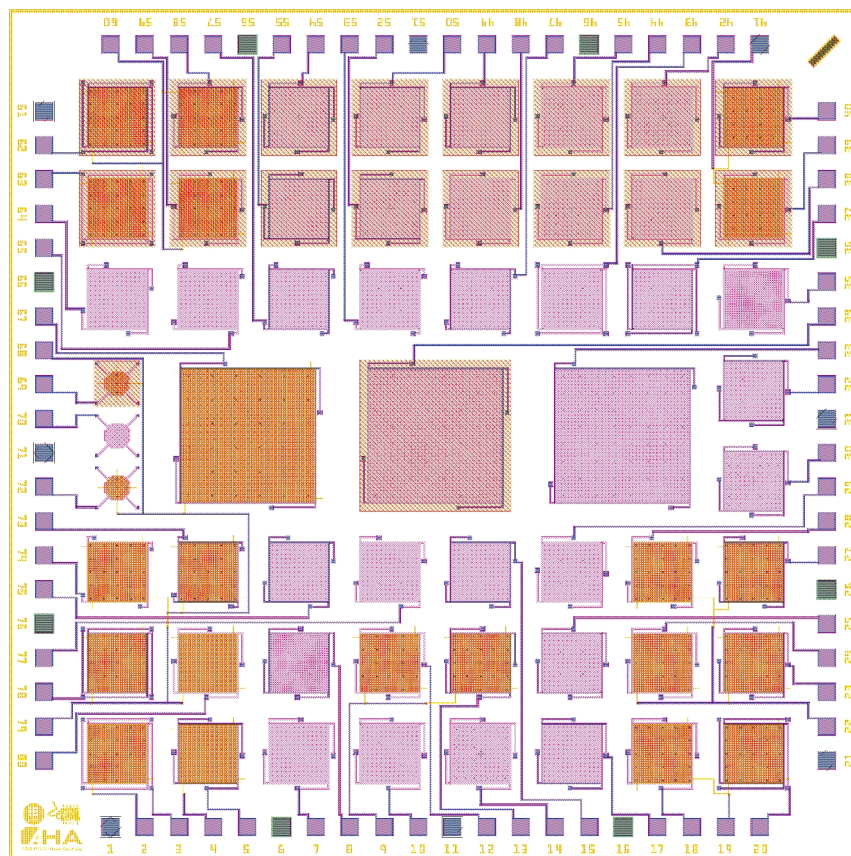


Figura 4.1: Disposició dels MEMS electrostàtics a dins del xip

Pel cas concret d'aquest projecte, els MEMS d'actuació electrostàtica que s'han fet servir, consten d'una plataforma suspesa en l'aire amb quatre potes de subjecció. Aquesta estructura, a diferència dels cantilevers termoelèctrics explicats en l'apartat 3.1, no presenta cap part lliure d'anclatge, sinó que es troba subjecta pels quatre costats. Entre la part mòbil del dispositiu i el substrate, s'hi troba una capa de dielèctric, tal i com es mostra a la figura 4.3. Aquesta capa de dielèctric és necessària per evitar que la part mòbil del dispositiu quedi enganxada al substrate quan, degut a la tensió aplicada per tal d'excitar el MEMS, aquesta es mou apropant-se al substrate.

En la imatge que es mostra en la figura 4.2, feta amb un microscopi electrònic per Daniel Fernandez, es mostra l'estructura d'un MEMS, com els que s'han fet servir en la part experimental d'aquest capítol. Aquest té unes dimensions de $100 \times 100 \mu\text{m}$.

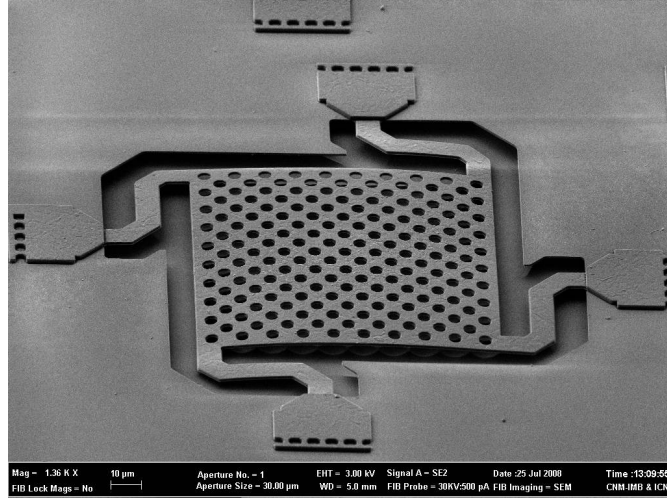


Figura 4.2: Fotografia d'un MEMS d'actuació electrostàtica feta amb un microscopi electrònic.

Dins del domini elèctric, es pot considerar que un MEMS electrostàtic és com un condensador de capacitat variable. La capacitat total entre les plaques d'un dispositiu tipus membrana com el de la figura 4.2, s'obté de la suma de les dues capacitats sèrie: C_a i C_d , que corresponen a la capacitat de l'aire i del dielèctric entre les plaques del condensador, respectivament. Tal i com es pot observar a la figura 4.3, l'àrea de les armadures del condensador és el producte de W per L . Al tractar-se de l'armadura mòbil d'un MEMS, s'ha definit el moviment d'aquesta, en la capa d'aire com: $g - x$ (on g és la distància entre plaques en repòs). La capacitat total C_T del dispositiu és per tant:

$$C_T = \frac{C_a C_d}{C_a + C_d} \quad (4.1)$$

$$A = WL \quad C_d = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \quad C_a = \varepsilon_0 \frac{A}{g-x} \quad (4.2)$$

On $\varepsilon_0 = 8.8954 \times 10^{-12} F/m$ (permitivitat elèctrica en el buit) i ε_r és la permitivitat relativa del dielèctric. Aplicant una tensió entre les armadures del dispositiu, el corrent a través seu ve donat per:

$$I(t) = \frac{\partial}{\partial t} [C(V_{MEMS} - V_{0-MEMS})] \quad (4.3)$$

Essent V_{0-MEMS} la diferència de tensió inicial entre les armadures del MEMS. Aquesta tensió sorgeix com a efecte d'una càrrega acumulada sobre la superfície del dielèctric, quan el MEMS és excitat de forma continua al llarg del temps. Aquest efecte provoca canvis en les característiques del dispositiu, que no formen part de l'estudi d'aquest projecte [26]. Així, es considerarà que la càrrega acumulada en el dielèctric és nula en tot moment, és a dir $V_{0-MEMS} = 0$.

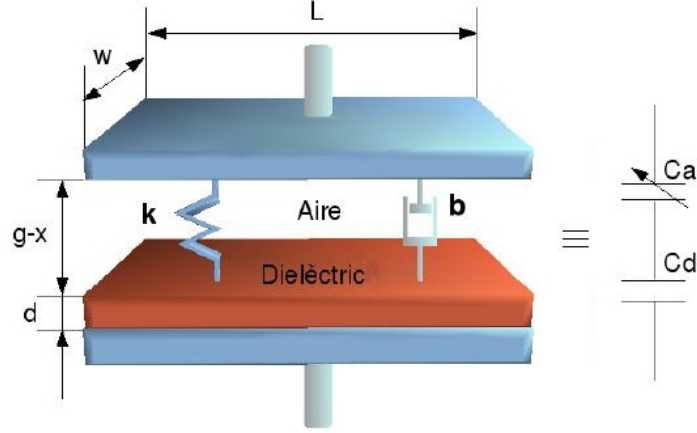


Figura 4.3: Model d'un dispositiu MEMS electrostàtic

És important destacar que, en el càlcul del corrent que circula a través del MEMS, a diferència d'un condensador convencional, la capacitat (C) varia amb el temps. Això és degut a que el moviment de la placa suspesa fa variar la distància entre plaques.

Es denomina tensió de *Pull-in* d'un dispositiu electrostàtic atacat per tensió, al punt d'inestabilitat on, si el supera la tensió aplicada, provoca el col·lapse de l'armadura mòbil amb la part fixe o amb el dielèctric que es troba entre ambdues. La posició del punt de *Pull-in*, on la força electrostàtica s'iguala a la força mecànica ($F_{el} = F_m$) es pot trobar partint de:

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F_e(V, x) \quad (4.4)$$

on:

$$F_e(V, x) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r^2 A V^2}{2[d + \epsilon_r(g + d - x)]^2} \quad (4.5)$$

Així, de 4.5 s'extreu la posició de *Pull-in*:

$$x_{Pull-in} = \frac{d + \epsilon_r(g + d)}{3\epsilon_r} \quad (4.6)$$

I amb aquest resultat s'obté la tensió de *Pull-in*:

$$V_{Pull-in} = \sqrt{\frac{8k(\epsilon_r g + d)^3}{27\epsilon_0 \epsilon_r^3 A}} \quad (4.7)$$

Tot seguit, a la figura 4.4 es mostra una mesura de la característica C-V d'un MEMS electrostàtic, on s'hi pot apreciar el punt de tensió de *Pull-in* i com, quan es sobrepassa aquest punt, la capacitat entre les armadures canvia notablement.

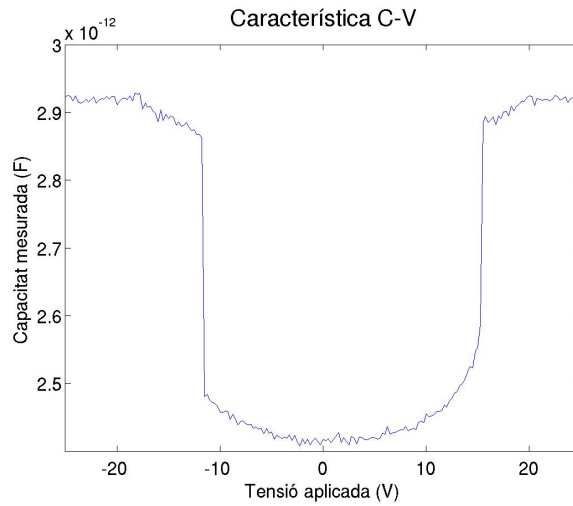


Figura 4.4: Característica C-V d'un MEMS electrostàtic amb $V_{Pull-in} \simeq 16 V$ per $V > 0$ i $V_{Pull-in} \simeq -12 V$ per $V < 0$.

4.2 Mètode d'actuació i sensat

El mètode d'actuació i sensat, en el cas dels dispositius electrostàtics, difereix força respecte els mètodes emprats en els dispositius termoelèctrics. En aquest cas, per provocar el moviment del MEMS, se li aplica una tensió, que provoca una atracció electrostàtica entre la part mòbil i el substracte. Així doncs, la distància entre les armadures del dispositiu, i per tant la capacitat, varia en funció de la tensió aplicada. A la figura 4.5 es pot veure el circuit d'atac.

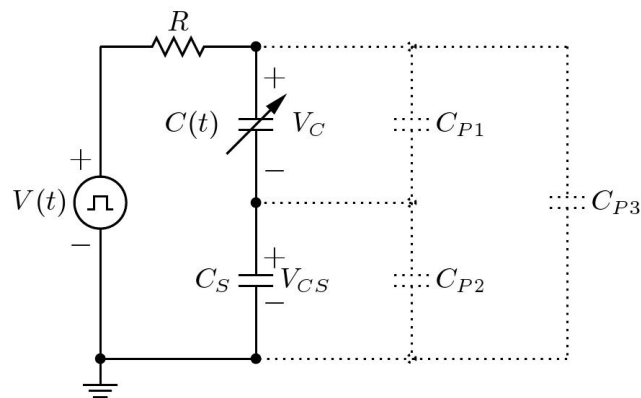


Figura 4.5: Sistema d'excitació en tensió del DACEA. El MEMS es troba representat mitjançant una capacitat variable $C(t)$, la capacitat sèrie introduïda està representada per C_S i les capacitats paràsites per C_{P1} , C_{P2} i C_{P3} .

A més a més, el mètode de detecció no prové de la variació de la conductivitat d'una resistència piezorresistiva, com en el cas dels MEMS termoeleèctrics, i això fa que el mètode de sensat sigui completament diferent i força més complicat. En aquest cas per tal de detectar la posició del ressonador, cal mesurar la capacitat que aquest presenta entre les seves armadures. Per tal de dur a terme les tasques d'actuació i sensat, s'ha fet ús d'un xip dissenyat per Daniel Fernández. Aquest ha estat denominat *Distance And Capacitance Estimator for electrostatic Actuators* (DACEA) [11].

Si analitzem el circuit que es mostra a la figura 4.5, ignorant les capacitats paràsites, trobem que la tensió en els extrems de C_S és funció de la capacitat del MEMS segons l'equació:

$$V_{CS}(t) = V(t) \frac{C(t)}{C(t) + C_S} \quad (4.8)$$

Ara bé, si $C_S \gg C(t)$, es pot aproximar mitjançant el primer terme del desenvolupament de Taylor:

$$V_{CS}(t) \approx C(t) \frac{V(t)}{C_S} \quad (4.9)$$

Així, prenent com a sortida $V_{CS}(t)$, l'estimador proporciona una sortida lineal, en primera aproximació, amb la capacitat del MEMS.

No s'ha d'oblidar l'efecte de les capacitats paràsites, que és el següent: la capacitat paràsitica C_{P3} no afecta al funcionament del sistema, ja que es troba en paral·lel amb la font (sempre i quan R prengui un valor suficientment baix). Per tant, si es desprecia l'efecte de C_{P3} , només es consideren C_{P1} i C_{P2} , que es troben en paral·lel amb C i C_S , respectivament. Tenint en compte, ara, les capacitats paràsites i aplicant l'equació $C = \varepsilon_0 \frac{A}{x}$, resulta:

$$x(t) = \frac{\varepsilon_0 A}{\frac{C_S + C_{P2}}{V(t)} V_{CS}(t) - C_{P1}} \quad (4.10)$$

El paràsit C_{P2} és només un factor d'escala que pot ser eliminat canviant lleugerament el valor de C_S . El paràsit C_{P1} , no obstant, té un impacte sobre l'estimació que requereix una compensació per assegurar un correcte funcionament del sistema. A més a més, en presència de paràsits, és necessari assegurar $C_S \gg C(t) + C_{P1}$, el que significa que, per a capacitats paràsites iguals o superiors a la del actuator, pot ser necessari incrementar la capacitat C_S per mantenir, així, la condició de disseny. Això però, suposa una pèrdua de la sensibilitat de l'estimador. És important assenyalar que, degut a la condició $C_S \gg C(t) + C_{P1}$, la capacitat en sèrie no realitza cap funció d'estabilització de l'actuator, ni requereix tensions d'actuació significativament superiors a la de *Pull-in*.

Aquesta arquitectura requereix un refrescament periòdic de la càrrega en els condensadors C i C_S degut a que les resistències de fugues carreguen o descarreguen la capacitat en sèrie o la del actuator, afegint o extraient, així, corrent del node intermig del divisor capacitiu i invalidant la mesura a llarg plaç. Aquestes

diferencial. Els substractes i surtidors dels seguidors de tensió M_6 i M_7 estan connectats a una tensió d'alimentació superior (V_{BUF}) per permetre l'increment de tensió inherent als seguidors de tensió.

En la figura 4.6 es mostra l'esquema simplificat del DACEA juntament amb el sistema d'excitació. Els parells de transistors M_1, M_4 i M_5 funcionen com a portes de pas, els transistors M_2 i M_3 com a interruptors i M_6 i M_7 com a seguidors de tensió PMOS. El circuit està controlat per tres senyals digitals: R o *Reset*, D o *Disconnect* i H o *Hold*. Aquests senyals es generen a partir d'un únic senyal d'entrada: $CLKIN$, i el seu retard, respecte aquest, pot ser ajustat mitjançant uns potenciòmetres del sistema analògic (apartat 4.3). Així doncs, per tal de dur a terme el refrescament, s'activa el senyal $CLKIN$, que genera la seqüència que es mostra a la figura 4.7.

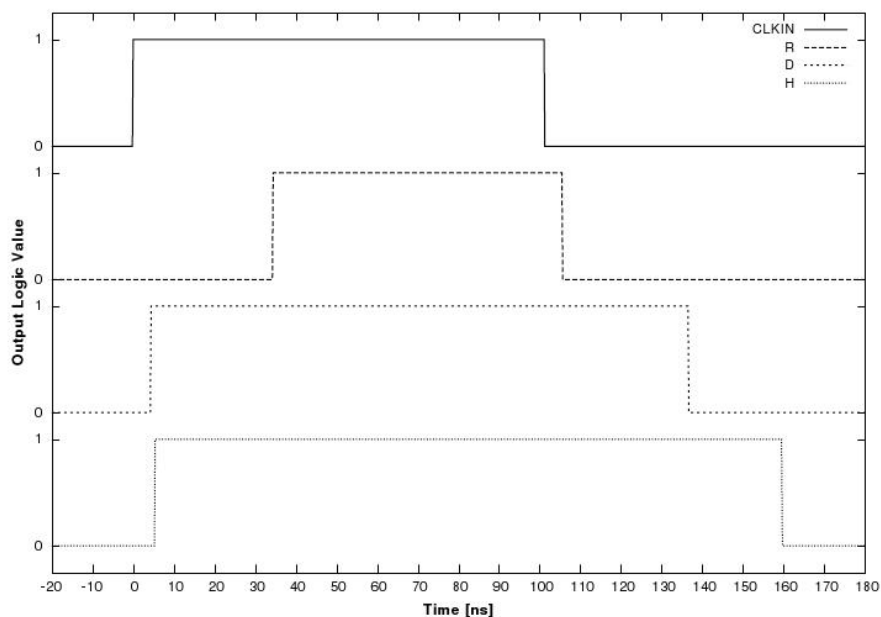


Figura 4.7: Evolució temporal dels senyals de control quan s'introdueix un pols d'entrada $CLKIN$

Un cop s'activa el senyal $CLKIN$ el circuit genera la següent seqüència:

1. Els senyals D i H passen a nivell alt, desconectant el ressonador de la tensió V_{MAX} i aïllant la sortida del circuit de l'entrada, de tal manera que la tensió de sortida es manté constant.
2. El senyal R passa a nivell alt, descarregant el ressonador $C(t)$ i la capacitat C_S .

Un cop transcorregut el temps necessari de descàrrega del ressonador i la capacitat C_S , a través de M_2 i M_3 , respectivament, pot ser desactivat el senyal $CLKIN$. Així es genera la següent seqüència:

1. El senyal R passa a nivell baix. Amb això es desactiven els interruptors M_2 i M_3 .
2. El senyal D passa a nivell baix i novament es carreguen la capacitat del ressonador i C_S .
3. El senyal H passa a nivell baix, un cop transcorregut el temps necessari per tal que les capacitats tornin a estar carregades. D'aquesta manera, el senyal de sortida torna a seguir el senyal d'entrada. Funcionalment, això proporciona el comportament d'un *sample and hold*.

Es pot observar que els cicles de treball de $CLKIN$ i del senyal V_{MAX} són aproximadament oposats, això és, quan $CLKIN = 0$ la tensió d'actuació és V_{MAX} i quan $CLKIN = 1$ la tensió d'actuació és de $0V$. S'ha de tenir en compte que la seqüència no pot ser arbitràriament ràpida, ja que si l'amplada del pols $CLKIN$ és insuficient, les capacitats no es descarregaran totalment durant el temps en que el senyal de *Reset* estigui a nivell alt, de tal manera que apareixerà un efecte memòria que desvirtuarà la mesura.

Amb l'objectiu de millorar els resultats obtinguts amb l'estimador DACEA, i afegir noves funcionalitats, en les darreres mesures que es recullen en aquest document, s'ha fet servir un nou disseny de l'estimador anomenat *Distance And Capacitance Estimator for electrostatic Actuators eXtended version* DACEAX, també dissenyat per Daniel Fernández en la seva tesi doctoral. Aquest estimador es basa en el mateix principi de funcionament que el que s'ha explicat anteriorment, però afegeix noves funcionalitats:

- Redueix la susceptibilitat al soroll i millora la interferència d'entrada/sortida.
- Evita la pèrdua de sensibilitat en front de capacitats paràsites.
- Redueix la injecció de càrrega provinent dels interruptors i les portes de pas.
- Afegeix més possibilitats de configuració dels senyals R , H i D .

Una característica important del xip emprat, que s'ha hagut de tenir molt en compte en el disseny del prototípius, és el fet que aquest poseeix un senyal anomenat $NULLCAP$ encarregat de cancel·lar capacitats paràsites. Aquest senyal no és més que una còpia exacta del senyal d'entrada al xip, provinent del ressonador. La funció d'aquest senyal és la de rodejar en tot moment el senyal d'entrada al xip mentre aquest circula per la PCB, protegint-lo de qualsevol tipus de capacitat paràsita, sempre i quan la freqüència no sigui molt elevada.

4.3 Disseny del Hardware

En aquest apartat es descriu el disseny del Hardware utilitzat per implementar el sistema PDO amb ressonadors electrostàtics. Novament, tal i com s'ha fet pel cas de MEMS termoeleèctrics, el sistema electrònic emprat consta d'una part digital que proporciona el llaç de realimentació i una part analògica que s'encarrega de l'adaptació dels dispositius, i, en aquest cas, l'adaptació d'un xip específic (ASIC) que duu a terme les tasques d'actuació i sensat del dispositiu.

Pel que fa a la part digital del sistema, s'ha fet servir la mateixa estructura que en el cas dels dispositius termoeleèctrics. Aquesta adopta les mateixes possibilitats, tant de canvi de signe com de configuració dels retards del llaç de realimentació. Cal destacar que l'efecte dels polsos d'atac és força diferent que en el cas anterior. En aquest cas s'aprofita el refrescament de la capacitat del dispositiu i la capacitat C_S (explicat a l'apartat 4.2) per efectuar l'atac que provoca el moviment del ressonador.

Com ja s'ha explicat a l'apartat 4.2 el sistema d'atac es basa en l'excitació del ressonador amb una tensió constant, que haurà d'anar sent refrescada per tal que la mesura es correspongui amb la realitat, o si més no, que s'hi assembli el màxim possible. Aquest refrescament es duu a terme mitjançant polsos d'excitació negativa, això és, fent que la tensió d'excitació passi momentàniament per 0V. Tot i que l'excitació sembli ser inversa al cas dels dispositius termoeleèctrics, el mètode d'actuació segueix sent el mateix, ja que el xip així ho contempla. Així doncs, mentre el senyal d'atac provinent del sistema digital es mantingui en valor baix (0V), el xip seguirà excitant de manera continua el dispositiu a la tensió d'alimentació. És a l'hora de rebre un pols per part del sistema digital quan el xip genera una seqüència com la que es mostra a la figura 4.7.

Pel que fa a la part analògica del sistema electrònic, en aquest cas el disseny es basa fonamentalment en l'acondicionament del xip. L'encapsulat d'aquest xip, tal i com s'observa a la figura 4.8, presenta un total de 68 pines, cadascuna de les quals requereix d'un tractament diferent.



Figura 4.8: Encapsulat del xip d'atac i sensat, dissenyat per Daniel Fernández en la seva tesi doctoral.

Circuit d'alimentació

A diferència dels prototipus dissenyats per les mesures amb ressonadors termoelèctrics, en aquest cas el circuit només disposa d'un tipus d'alimentació de 3.3V. Tot i així, s'han generat tres branques d'alimentació diferents, cadascuna de les quals s'encarrega d'alimentar una part diferent del circuit:

- Una alimentació de 3.3V pels components analògics. Alimentació lliure d'interferències.
- Una alimentació de 3.3V pels components digitals. Pot presentar interferències.
- Una alimentació de 3.3V exclusiva per alimentar el xip.

Per tal de regular la tensió d'entrada, que no serà sempre constant, i obtenir una tensió de 3.3V, s'han fet servir tres reguladors de tensió LM1086-ADJ de National Semiconductor, tots ells ajustables mitjançant un potenciòmetre que serà fixat per tal de subministrar 3.3V, tal i com es mostra a la figura 4.9.

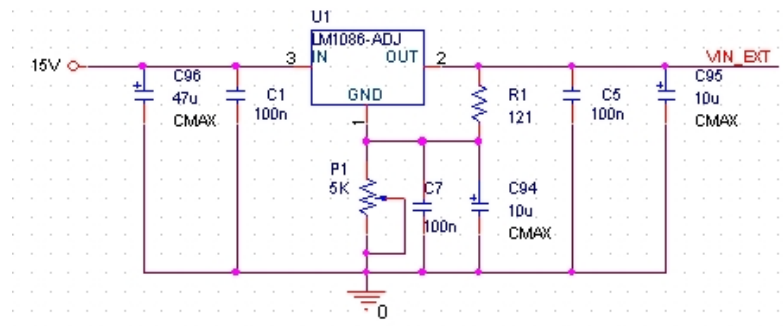


Figura 4.9: Circuit regulador d'alimentació a 3.3V

Cal destacar que el circuit està dissenyat de tal manera que la seva alimentació és unipolar; això vol dir, que tots els components del circuit es troben alimentats entre 3.3V i massa. Això dificulta el tractament dels senyals, ja que ara no podran ser filtrats per tal d'eliminar la component continua i centrar-les a 0V. El punt, doncs, on els senyals es troben a la meitat del rang d'alimentació és 1.65V.

Pel que fa a les alimentacions, cal destacar, també, que s'han dissenyat un parell de senyals de referència (massa) amb l'objectiu de separar aquests senyals segons es connectin a components analògics o digitals. La unió d'aquests dos senyals, es duu a terme en el punt de més baixa impedància del circuit, és a dir, al connector de la font d'alimentació. Per tal de referenciar la massa del circuit analògic amb la placa digital, aquestes són curtcircuitades mitjançant la massa que alimenta als components digitals. Això és així per evitar qualsevol interferència en les alimentacions dels components, i, sobre tot, al xip.

Circuit d'amplificació

En el disseny d'aquest circuit no s'ha contemplat cap amplificació externa al xip, degut a que aquest està dotat d'un amplificador intern fàcilment ajustable amb l'ajuda d'un parell d'interruptors situats a la placa. L'amplificador intern proporciona tres tipus de guany: 1, 10 i 100.

En cas que l'amplificació del xip no sigui suficient o es busqui un nivell d'amplificació intermig, el circuit analògic disposa d'un DIDO (*Differential Input Differential Output*) preparat per subministrar el senyal a un convertidor A/D d'entrada diferencial, tal i com es feia en el segon prototipus de dispositius termoelectrics. S'ha de tenir en compte que aquest amplificador diferencial no està pensat per amplificar el senyal, sinó per adaptar-lo a l'entrada del convertidor A/D, és per això que aquesta possibilitat resulta un recurs suplementari en cas de necessitat.

Circuit de comparació

Novament ens trobem en la situació d'haver de digitalitzar el senyal que es rep de la sortida del ressonador per tal d'enviar-lo al sistema digital. En aquest cas, però s'ha de tenir en compte que l'alimentació, com ja s'ha comentat, és unipolar, això dificulta la comparació del senyal, ja que en aquest cas no es pot aplicar la tècnica de filtratge de la continua.

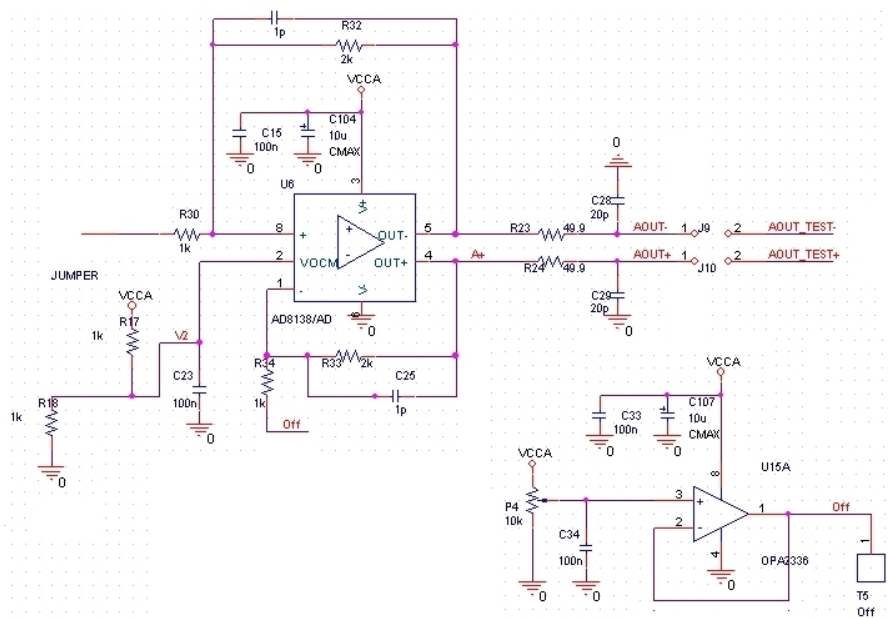


Figura 4.10: Muntatge de l'amplificador DIDO AD8138. Acondicionament específic per alimentació unipolar.

Per tal d'obtenir la digitalització del senyal, així com en el segon prototipus dels dispositius termoelèctrics, el sistema està dotat de dues tècniques: un comparador i un convertidor A/D. Cal recordar que per aquesta última tècnica, cal adaptar el senyal aconseguint una entrada al convertidor diferencial. Amb aquest propòsit, el sistema fa servir un amplificador DIDO AD8138, com el que es mostra a la figura 4.10. Aquesta serà la solució òptima pel cas del convertidor A/D. La configuració d'aquest component en aquest cas, és diferent al cas anterior, ja que ara el senyal rebut per aquest es trobarà centrat, aproximadament, en 1.65V, i, per tant, l'entrada negativa no podrà ser referenciada a massa, sinó a una tensió equivalent al valor mig de la d'entrada. Per tal d'ajustar aquest valor, s'ha implementat un petit circuit que s'ajuda d'un potenciòmetre per tal d'adaptar-se a la tensió desitjada. A la figura 4.10 es pot veure el muntatge complet de l'amplificador DIDO i el circuit que es connecta a l'entrada negativa.

Com s'observa a la figura 4.10, l'offset configurat per alimentar l'entrada negativa de l'amplificador DIDO, es genera mitjançant un divisor resistiu seguit d'un amplificador amb configuració de seguidor de tensió. Aquesta configuració permet aïllar el divisor de tensió (potenciòmetre), encarregat de generar la tensió adequada, de les resistències de realimentació de la part negativa de l'amplificador. Aprofitant doncs l'aïllament, s'aconsegueix que el valor de les resistències que formen el divisor resistiu no afectin l'amplificació del sistema. Això podria provocar un desequilibri entre les dues branques de realimentació (positiva i negativa) i obtenir així una mala amplificació del senyal.

És important fixar-se que en aquest cas, a diferència del cas en el que s'ha fet servir aquest amplificador amb alimentació simètrica (Capítol 3), el rang d'entrada és molt més reduït. Això implica que l'amplificació que es pot proporcionar al senyal sigui molt més reduïda. Aquest fet no resulta un problema, ja que tots els components estan alimentats a la mateixa tensió i un rang de 3.3V és suficient per veure a la perfecció el senyal de sortida. Tot i així, si que pot suposar un problema si les dues branques de l'amplificador no estan perfectament ajustades, ja que amb poca amplificació, per molt petit que sigui el desajustament, ràpidament es saturarà l'amplificador. A més a més, aquest model en concret no permet amplificar senyals en tot el seu rang d'alimentació, és a dir, no és *Rail to rail*, aquest fet genera un inconvenient més que haurà de ser tractat amb cura a l'hora d'ajustar el circuit amb els potenciòmetres.

En el cas que el mètode que es vulgui fer servir per transformar el senyal analògic a digital sigui el del comparador, s'haurà d'agafar el senyal provinent d'una de les dues branques de l'amplificador DIDO. Recordem que aquesta, en un cas d'ajust perfecte, es trobarà centrada a 1.65V i per tant el senyal podria ser comparat amb aquest valor. Aquesta no és una bona opció si es té present que els dispositius emprats, d'actuació electrostàtica, varien amb facilitat la seva posició depenent del punt de treball, això vol dir que el senyal no estarà centrat a 1.65V permanentment. Per tal d'evitar que aquestes fluctuacions afectin la comparació del senyal, s'ha emprat la tècnica de comparació que es mostra a la figura 4.11. En aquest cas es fa servir el mateix senyal provinent de l'amplificador DIDO a les dues entrades del comparador, amb un previ filtratge

d'aquestes. Les dues entrades són filtrades pas-baix, la diferència entre ambdues és la freqüència de tall de cadascuna. Una d'elles passa per un filtre passiu pas-baix amb freqüència de tall molt baixa, amb l'objectiu de obtenir en tot moment el valor mig del senyal d'entrada. Aquest serà comparat amb el senyal introduït a l'altra entrada que, opcionalment, presentarà un filtre, també pas-baix però amb una freqüència de tall molt elevada, que es limitarà a filtrar els possibles senyals interferents a altes freqüències.

El comparador que s'ha seleccionat per aquest prototipus és l'ADCMP601 d'Analog Devices. Els avantatges que presenta són la seva gran velocitat de comparació i el fet de ser *Rail to rail*, una característica força important en aquest circuit degut al poc marge d'alimentació del qual es disposa.

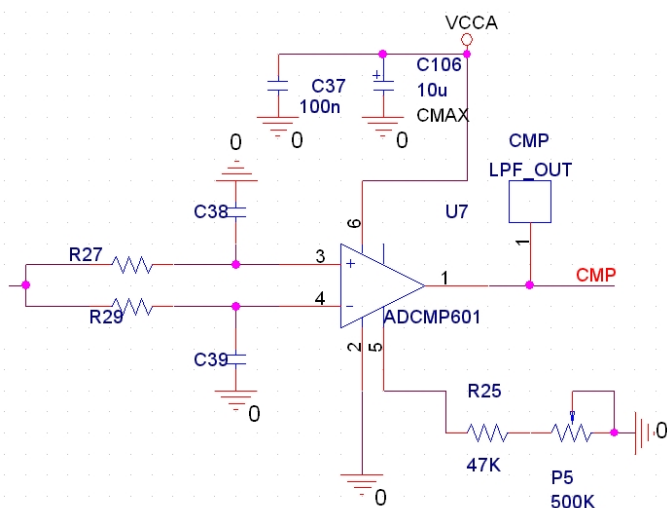


Figura 4.11: Muntatge del comparador ADCMP601

El comparador ADCMP601, disposa de l'opció de fer servir un interval d'histèresi en la seva configuració (pota 5 de la figura 4.11). Aquesta opció és ajustable mitjançant un potenciòmetre, però és important destacar que, en el cas que ens ocupa, no interessa que el comparador presenti histèresi, o en el cas que en tingui, aquesta haurà de ser molt petita, ja que si no és així el senyal resultant de la comparació no es correspondrà a la perfecció amb el senyal d'entrada, i això comportarà una seqüència de sortida en el PDO que, molt probablement, deixi de ser una S^3 (Capítol 2).

Connectors d'interfície

El prototipus dissenyat per dur terme les mesures experimentals amb dispositius electrostàtics, presenta un total de quatre connectors que es comuniquen amb subsistemes externs. Aquests són:

- Connector de 40 pins, per comunicar-se amb el sistema digital.

- Connector de 24 pins, per connectar els ressonadors electrostàtics.
- Connector de 34 pins, per a la connexió d'un subcircuit amplificador de potència.
- Connector de 20 pins, per possibles modificacions i/o subcircuitos addicionals.

El connector necessari per a la comunicació amb el sistema digital, dissenyat en aquest prototipus, així com en altres prototipus explicats al capítol 3, inclou tots els senyals necessaris per a dur a terme el control i monitorització de senyals provinents del sistema analògic. En aquest cas, però, s'ha tingut en compte el fet que el cable de connexió entre els dos sistemes produeix moltes interferències entre els senyals i això afecta clarament el senyal rebut. Es parteix de la base que, en aquest cas, la part analògica del Hardware no és accessible per l'usuari, ja que en el moment de realitzar les mesures, aquesta haurà d'estar tancada dins d'una cambra de buit. Això vol dir que en cap cas es podrà connectar la sonda de l'oscil·loscopi directament al pin de sortida del senyal a la placa analògica. Doncs aquesta haurà de ser transmesa a través del connector a l'exterior de la cambra per tal de ser monitoritzada. Això genera interferències en els senyals analògics, degudes a la presència de senyals digitals d'alta velocitat.

Per tal de solucionar aquests problemes, s'ha optat per la utilització d'un cable *UltraDMA*, aquest és semblant al DMA de 40 pins emprat en els prototipus anteriors, però amb la diferència que en aquest cas, tot i seguir tenint 40 pins de connexió el nombre de cables es duplica. Així doncs l'estructura d'un cable *UltraDMA* es basa en la inclusió d'una línia de massa entre cada dues línies de senyal, resultant així un total de 80 cables. Aquesta però no és l'única diferència entre el cable *DMA* i l'*Ultra DMA*, ja que a més a més, en últim aquest, s'hi troben connexions internes pensades per comunicació de dispositius, normalment d'ordinador (Disc dur, lectors de CD's, etc.). A la figura 4.12 es mostra l'aparença d'un d'aquests cables.



Figura 4.12: Cable *UltraDMA* emprat en el connexionat entre la part analògica i digital del sistema electrònic

Tal i com es pot observar a la figura 4.12, el cable té tres tipus diferents de connector:

- Connector blau: extrem de connexió a la placa base del ordinador.
- Connector gris: extrem de connexió per a un perifèric amb configuració *Slave*.
- Connector negre: extrem de connexió per a un perifèric amb configuració *Master*.

El fet que cadascun dels extrems estigui pensat per ser connectat a un perifèric en concret, fa que el cable no sigui simètric, sinó que presenta unes connexions internes de transmissió segons quin sigui el connector concret. A més a més, hi ha un total de 7 senyals que es troben curtcircuitades amb la massa en tots els connectors. Així doncs, el fet d'escollir aquest cable limita el nombre de senyals que es poden extreure a un total de 30 senyals.

Aprofitant l'estructura del cable, s'han situat els senyals analògics de sortida amb la màxima separació respecte els digitals, comptant amb les 7 connexions de massa que presenta el connector. Cal recordar que aquests senyals de massa estan curtcircuitats entre ells i es referencien a la massa digital de la part analògica del prototipus, és a dir, a la part més contaminada per interferències.

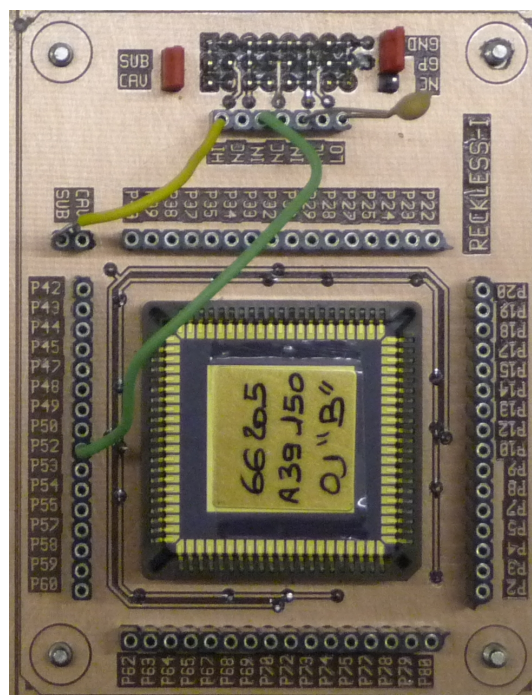


Figura 4.13: Subcircuit de connexió dels MEMS electrostàtics i la capacitat sèrie C_S .

El sistema analògic també disposa d'un connector de 24 pins, on es connecta una petita placa de circuit imprès on es duran a terme les connexions del MEMS i la capacitat C_S , explicada a l'apartat 4.2. El disseny d'aquesta placa es pot veure a la figura 4.13.

La placa que es mostra a la figura 4.13, està dotada d'un connector de 84 pins on s'hi connecten dispositius electrostàtics encapsulats seguint el model PLCC84. Per tal de seleccionar un dels dispositius encapsulats, resulta de gran utilitat el sistema emprat, que es basa en la extracció dels senyals de dins de l'encapsulat a l'exterior mitjançant pins de connexió. Així amb l'ajuda de dos cables, es realitza la connexió d'un dels dispositius interns amb el sistema analògic. Cal destacar també l'existència del condensador C_S , ja que aquest s'encarrega de l'ajust del divisor capacitiu. El mètode per canviar aquesta capacitat també resulta trivial, ja que aquesta està connectada directament a dos pins femella.

Cal destacar la forma en que es connecta aquest subcircuit a la placa analògica, ja que el connector ha estat pensat per tal que el senyal d'entrada al xip, provinent de la sortida del ressonador, no sofreixi interferències degudes a capacitats paràsites. Amb aquest propòsit, s'ha aprofitat el senyal *NULLCAP*, explicat a l'apartat 4.2, per tal de rodejar el senyal en tot moment, formant així una estructura semblant a la d'un cable coaxial. A la figura 4.14 es mostren dues imatges del circuit (cara superior i inferior), on es destaquen el senyal d'entrada al xip, i el *NULLCAP* que el rodeja.

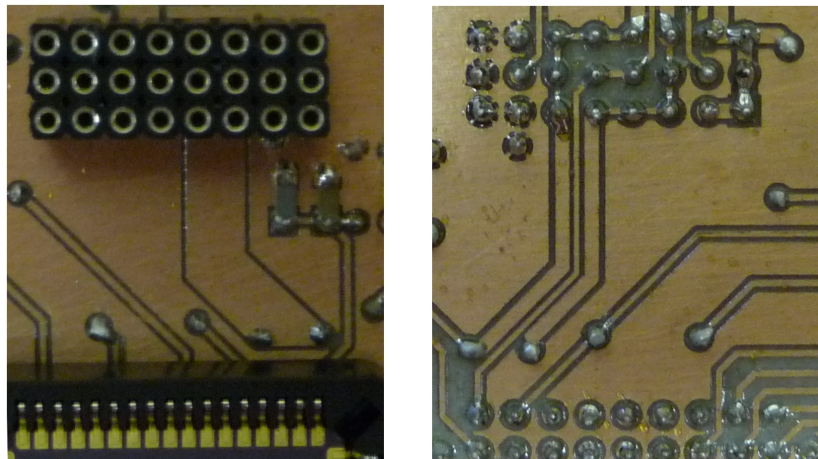


Figura 4.14: Imatge de la part del circuit per on circula el senyal d'entrada al xip, provinent de la resposta del ressonador. A l'esquerra es mostra la cara superior de la placa amb el senyal *NULLCAP*. A la dreta es mostra la cara inferior on s'aprecia com el senyal *NULLCAP* rodeja al senyal d'entrada

Els 24 pins del connector reben els senyals, tal i com es mostra a la figura 4.15, on s'observa que, també en aquest cas, el senyal *NULLCAP* rodeja el senyal d'entrada.

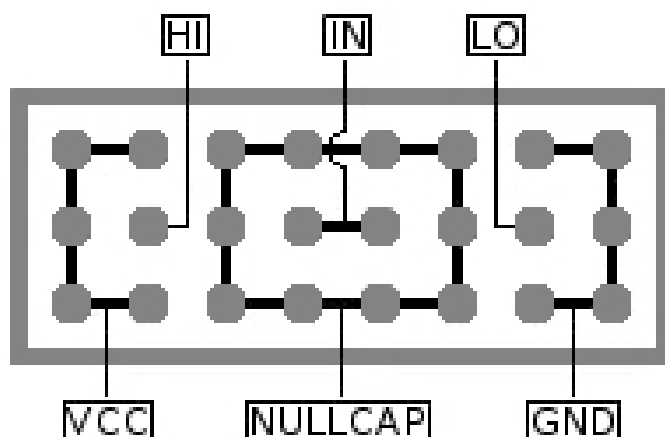


Figura 4.15: Connector de 24 pins per a la connexió del ressonador

Observant la figura 4.15 s'hi troben 6 senyals diferents. Pel que fa al VCC i al GND , s'han fet arribar a aquest connector amb l'objectiu d'alimentar el subcircuit on es connecten els ressonadors. El ressonador a mesurar, anirà connectat entre els senyals HI i IN i la capacitat sèrie C_S , anirà connectada entre LO i IN . Aquest connexionat es pot observar a la figura 4.13.

El tercer dels connectors d'interfície que es troben al sistema analògic consta de 34 pins. A aquest s'hi connecta un subcircuit encarregat de transformar el senyal d'atac de 3.3V a una tensió més alta, determinada per l'alimentació global del circuit analògic. L'objectiu d'aquest subcircuit és atacar el MEMS a una tensió més elevada, per tal que aquest s'apropi més a la seva tensió de *Pull-in*. Com ja s'ha vist a la figura 4.4, els MEMS electrostàtics emprats en les mesures experimentals d'aquest projecte, tenen una tensió de *Pull-in* força més gran que 3.3V. Això impedeix generar un atac amb la tensió d'alimentació regulada del circuit (3.3V), ja que no s'aconseguiria un moviment del ressonador suficientment gran com per ser detectat.

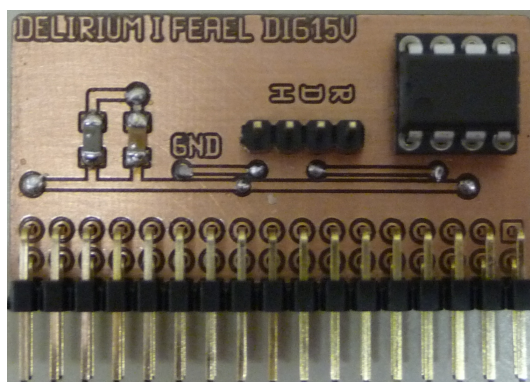


Figura 4.16: Subcircuit amplificador connectat al port de 34 pins

A la figura 4.16 es mostra el subcircuit amplificador que es connecta al connector de 34 pins. On s'hi pot trobar l'ICL7667 (*Dual Power MOSFET driver*), encarregat de la conversió de tensions, i tres punts de test des dels quals es poden monitoritzar els senyals *H*, *R*, i *D*, comentats a l'apartat 4.2.

Així doncs el sistema és capaç de seleccionar entre diferents tensions d'atac. En el cas que amb 3.3V sigui suficient per atacar el ressonador, s'ha dotat al sistema d'un parell de *jumpers* (un pel senyal *HI* i l'altre pel senyal *LO*). Així, cadascun d'aquests senyals pot ser generat directament pel xip o, si la tensió és insuficient, aquests poden ser amplificats mitjançant el subcircuit amplificador.

Finalment, l'últim dels connectors, disposa de 20 pins i té com a objectiu preveure qualsevol ampliació del circuit o modificar alguna de les parts del circuit ajudant-se d'un petit pont realitzat amb un cable. Aquest connector disposa de tots els senyals d'alimentació, 4 senyals auxiliars, que es troben també al connector digital per poder comunicar-se amb la placa de control del llaç de realimentació, i 8 pins que no es troben connectats a cap senyal i que tenen com a objectiu realitzar ponts entre punts del circuit, en cas de necessitar-ho.

Circuits específics d'acondicionament del xip i placa final

Fins ara s'han explicat tots els circuits que tenen a veure amb l'acondicionament del senyal, tant de sortida com d'entrada, del sistema analògic. No s'ha d'oblidar, però, que el fet de fer servir un ASIC per aquesta aplicació, requereix un seguit de circuits d'acondicionament d'aquest.

Primerament, cal tenir en compte que el xip ha estat dissenyat per dur a terme 4 funcions diferents, de les quals en el cas que ens ocupa només se n'ha fet servir una. Tot i així per tal de seleccionar una de les funcions, ha calgut situar quatre interruptors de la forma que s'indica en la figura 4.17. Per tal de fer servir el xip en el sistema PDO, els quatre interruptors s'han de situar en estat *OFF*.

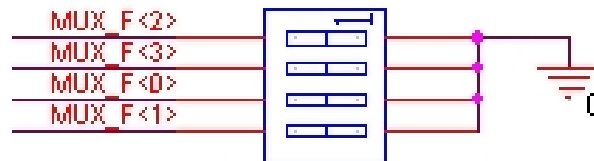


Figura 4.17: Circuit de selecció del mode de funcionament del xip

Com a última característica important que s'ha hagut de tenir en compte a l'hora de fer el disseny del sistema analògic, el xip presenta 5 entrades de senyal extern que s'encarreguen de polaritzar, cadascun d'ells, una part específica del circuit intern del xip. Per tal de proporcionar el corrent de polarització adequat en cada cas, s'ha implementat un subcircuit que consta de dues resistències i un potenciòmetre, per cadascuna de les entrades, tal i com es mostra a la figura 4.18. El potenciòmetre permet modificar els valors *default* d'aquests corrents de polarització, podent adaptar-los, així, a cada cas específic.

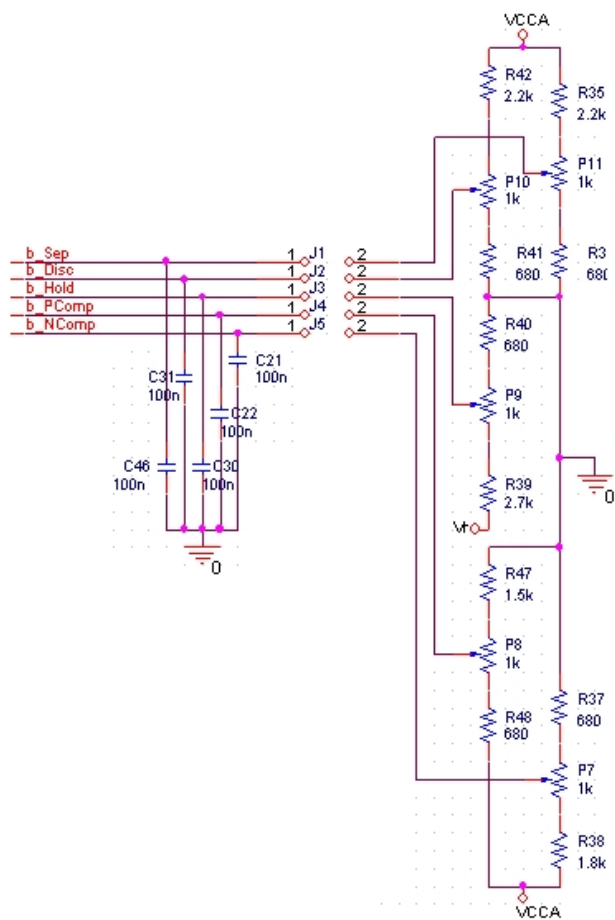


Figura 4.18: Circuit de polarització del xip

Cal recalcar, en aquest cas, la importància que prenen els *jumpers* situats entre el circuit de polarització i cada entrada del xip. Aquests *jumpers* han estat introduïts en el disseny amb l'objectiu de facilitar la mesura del corrent, ja que per mesurar aquesta, cal obrir el circuit en algun punt i situar-hi un amperímetre en sèrie. A la taula següent, s'indiquen els valors *default* dels corrents de polarització esmentats.

Senyal	Corrent de polarització
b_Sep	$30\mu A$
b_Disc	$10\mu A$
b_Hold	$2\mu A$
b_PComp	$100\mu A$
b_NComp	$100\mu A$

Taula 4.1: Valors *default* dels corrents de polarització del xip

Finalment, un cop dissenyat el circuit i confeccionat el *layout*, s'ha realitzat la PCB mitjançant la tècnica de la fresadora, tal i com es va fer en el segon prototipus del sistema analògic emprat en les mesures de resonadors termoeleèctrics. Així doncs, un cop soldats tots els components l'aparença del prototipus és la que es mostra a la figura 4.19.

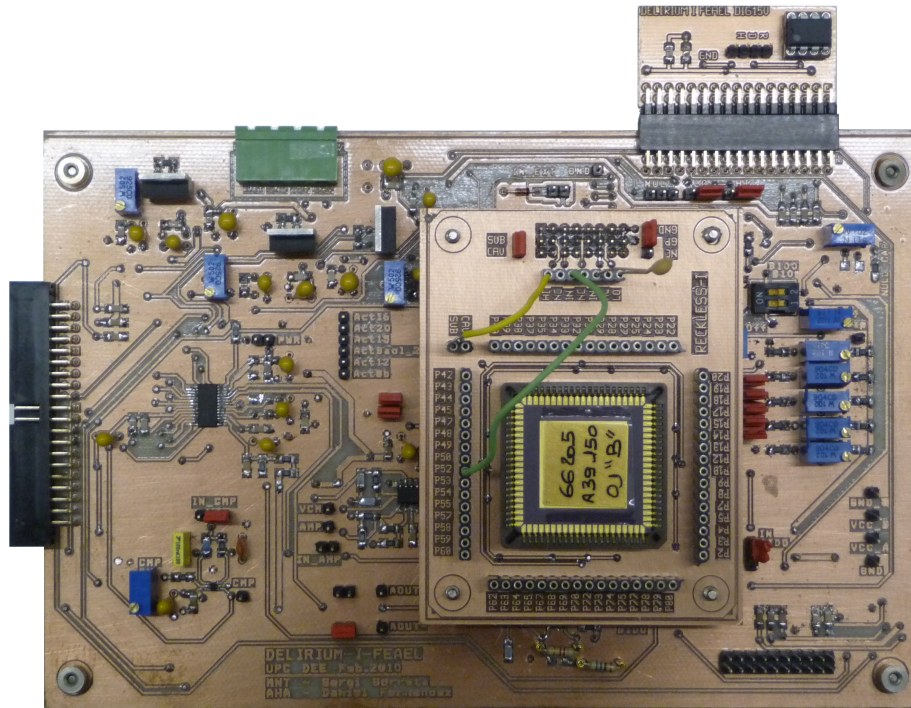


Figura 4.19: Prototipus del circuit analògic emprat en les mesures de resonadors electrostàtics

Capítol 5

Resultats experimentals

L'èxit consisteix en obtenir el que es desitja. La felicitat, en gaudir del que s'obté.

(Ralph Waldo Emerson)

5.1	Actuació termoelèctrica	75
5.1.1	Mesures amb vibròmetre	75
5.1.2	Mesures amb oscil·loscopi	81
5.1.3	Aplicacions de sensat	88
5.2	Actuació electrostàtica	91
5.2.1	Resultats preliminars	91

Aquest capítol es centra en resultats experimentals obtinguts amb els prototipus dissenyats i explicats en els darrers dos capítols. Primerament es mostren els resultats obtinguts amb ressonadors termoelèctrics. A l'inici d'aquest projecte només es disposava de ressonadors termoelèctrics i és per això que la major part dels resultats fan referència a aquest tipus de dispositius. Posteriorment es va pensar en fer servir ressonadors electrostàtics. Amb aquests ressonadors no s'han obtingut tants resultats degut a que el treball experimental tot just ha començat.

5.1 Actuació termoelèctrica

5.1.1 Mesures amb vibròmetre

Per tal de realitzar la caracterització dels modes de vibració longitudinal dels ressonadors MEMS de tipus voladís, que s'han fet servir en les mesures experimentals, s'ha fet servir un vibròmetre Polytec MSV 400. Aquest equip es troba en el departament d'Enginyeria Elèctrica, Electrònica, Automàtica i Comunicacions de la universitat de Castella-La Mancha (Ciudad Real), en el grup del professor J.L.Sanchez De Rojas, amb el que es manté una línia de col·laboració en el desenvolupament de tecnologies apropiades per al control dels modes de ressonància en ressonadors MEMS i piezoelèctrics.

El vibròmetre Polytec MSV 400 és capaç de detectar el desplaçament i la velocitat dels diferents punts en la superfície d'un dispositiu, mitjançant un feix de llum làser i per efecte Doppler. Les primeres mesures amb dispositius MEMS han estat realitzades amb l'objectiu de caracteritzar els modes de ressonància de cada dispositiu. Per tal d'obtenir el resultat, es confecciona un mallat de punts en la superfície del ressonador que s'ha d'estudiar. En cadascun d'aquests punts es focalitza el feix del vibròmetre i realitza una mesura de velocitat mitjançant el mòdul decodificador VD02 de Polytec. En el moment d'atacar el dispositiu, les resistències d'actuació del ressonador MEMS es sotmeten a un escombrat de freqüència mitjançant un senyal altern de 5V. Durant l'escombrat, el vibròmetre mostreja cadascun dels punts del mallat en un rang de 0 a 400KHz. Posteriorment i mitjançant un processat de les dades, s'obté l'espectre de freqüència del dispositiu, el desplaçament i la velocitat en cada punt de mesura, així com una representació en vídeo de la morfologia de cadascuna de les formes modals del ressonador.

L'espectre de freqüència del dispositiu MEMS amb àrea de $1000 \times 1000 \mu m^2$ i de $5 \mu m$ de gruix s'ha obtingut mitjançant un escombrat en freqüència del vibròmetre. La figura 5.1 mostra els tres primers modes de vibració del dispositiu, que són $f_1 = 4.473 \text{ kHz}$, $f_2 = 30.55 \text{ kHz}$ i $f_3 = 87.4 \text{ kHz}$.

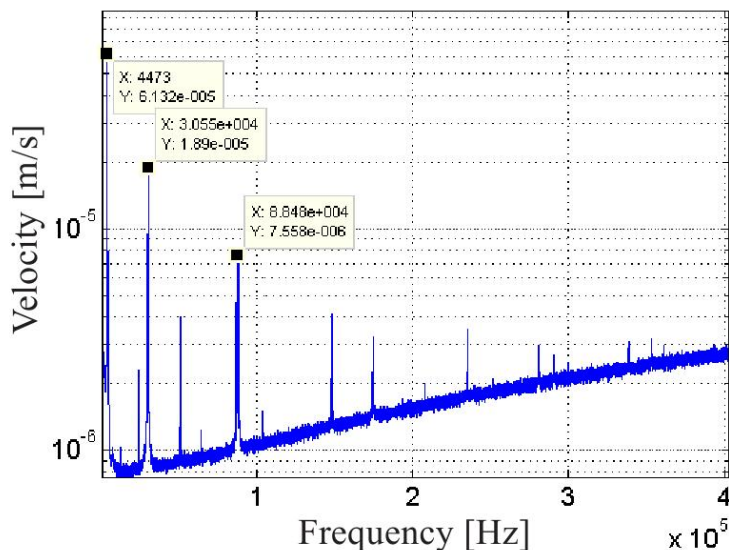


Figura 5.1: Espectre de freqüència d'un resonador MEMS de tipus cantilever de $1000 \times 1000 \mu m^2$ d'àrea i $5 \mu m$ de gruix, on s'aprecien els pics corresponents als tres primers modes de vibració de l'estructura

La taula 5.1 mostra les freqüències de ressonància dels primers modes longitudinals per a resonadors amb la mateixa geometria però amb diferents dimensions. Comparant el valor de freqüència obtingut en cada mode amb els resultats de les simulacions realitzades amb Coventorware es constata que els valors són molt

pròxims entre si, el que proporciona una gran coherència als resultats experimentals. També s'aprecia que la similitud dels resultats de mesures modals realitzades amb el vibròmetre i les simulacions, és extensible a la resta de dispositius MEMS (veure taula 3.1). El tercer mode de vibració del dispositiu de $15\ \mu\text{m}$ de gruix i $400 \times 300\ \mu\text{m}^2$ no s'ha pogut mesurar degut a que la banda passant de l'equip (vibròmetre) no permet arribar a freqüències de $2\ \text{MHz}$, que és a on, segons els resultats de les simulacions mostrats a la taula 3.1, es troba aquest mode de vibració.

Àrea del dispositiu	$1000 \times 1000\ \mu\text{m}^2$	$400 \times 300\ \mu\text{m}^2$	$400 \times 300\ \mu\text{m}^2$
Gruix	$5\ \mu\text{m}$	$5\ \mu\text{m}$	$15\ \mu\text{m}$
1 ^{er} mode	4.473 kHz	32.42 kHz	98.1 kHz
2 ^{on} mode	30.55 kHz	229.80 kHz	702.50 kHz
3 ^{er} mode	88.48 kHz	609.40 kHz	-

Taula 5.1: Freqüències dels primers tres modes de ressonància longitudinals obtingudes mitjançant simulacions en l'entorn Coventorware

Per tal de mostrar els resultats obtinguts de les mesures realitzades amb el vibròmetre, s'ha escollit el dispositiu d'àrea més gran i menor gruix, ja que és aquest el que sofreix un desplaçament més gran i presenta un millor senyal a la seva sortida. L'àrea del dispositiu seleccionat és de $1000 \times 1000\ \mu\text{m}^2$ i presenta un gruix de $5\ \mu\text{m}$. Tot seguit es fa un recull amb tres imatges capturades del vídeo proporcionat pel vibròmetre (una per cada mode de vibració longitudinal), cadascuna d'elles recolzada per l'espectre freqüencial obtingut segons el mode atacat.

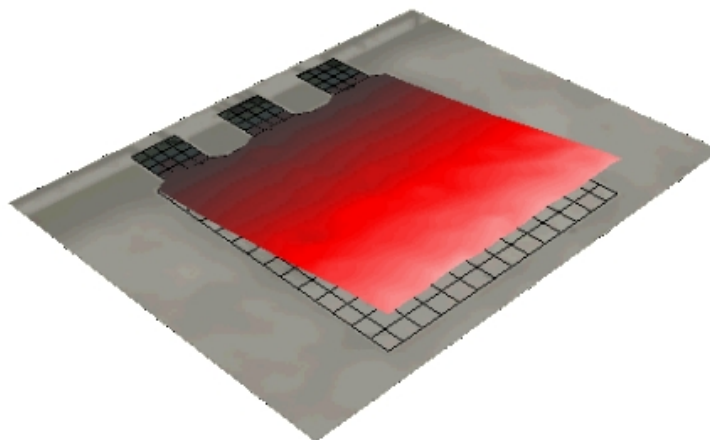


Figura 5.2: Captura del moviment del MEMS en el primer mode de ressonància longitudinal, extreta del vídeo proporcionat pel vibròmetre.

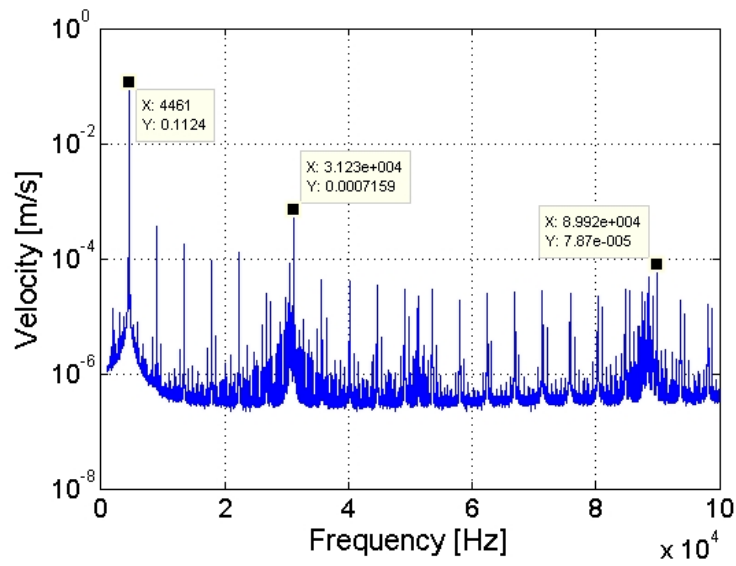


Figura 5.3: Espectre de freqüència obtingut a partir de les mostres proporcionades pel vibròmetre durant l'excitació del primer mode longitudinal de ressonància.

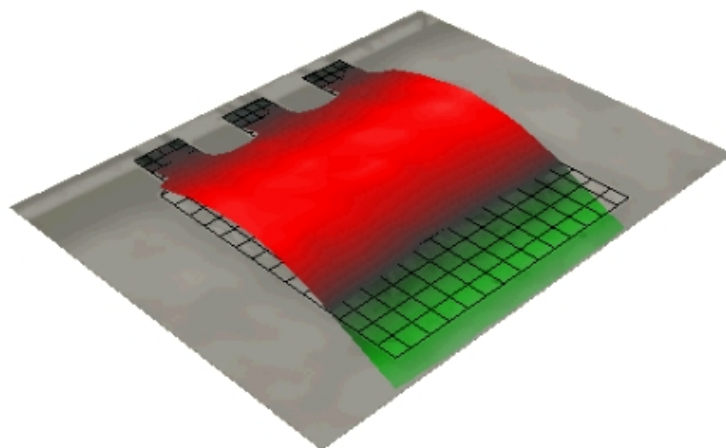


Figura 5.4: Captura del moviment del MEMS en el segon mode de ressonància longitudinal, extreta del vídeo proporcionat pel vibròmetre.

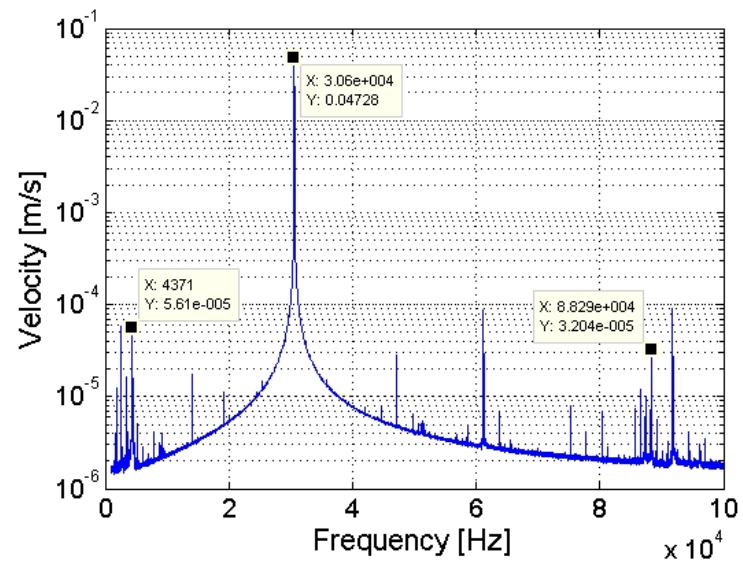


Figura 5.5: Espectre de freqüència obtingut a partir de les mostres proporcionades pel vibròmetre durant l'excitació del segon mode longitudinal de ressonància.

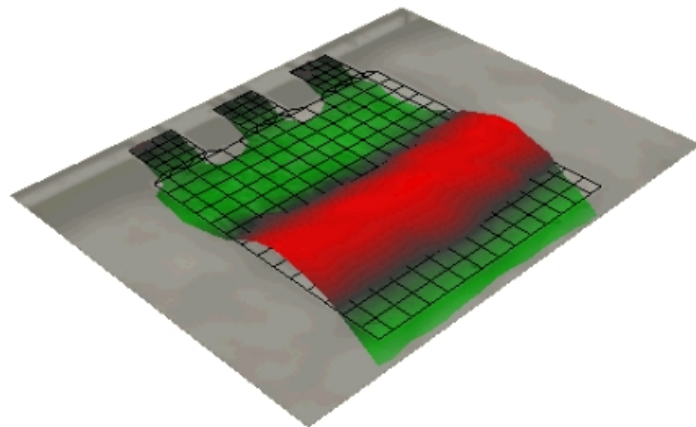


Figura 5.6: Captura del moviment del MEMS en el tercer mode de ressonància longitudinal, extreta del vídeo proporcionat pel vibròmetre.

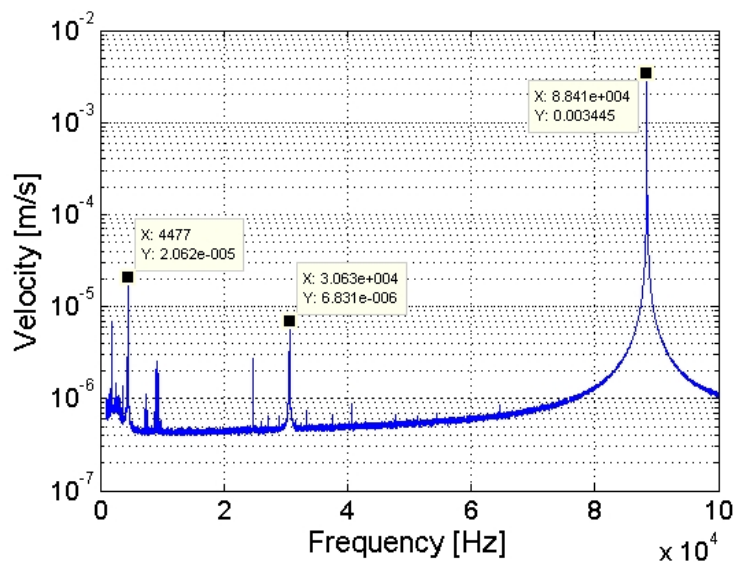


Figura 5.7: Espectre de freqüència obtingut a partir de les mostres proporcionades pel vibròmetre durant l'excitació del tercer mode longitudinal de ressonància.

La caracterització dels tres primers modes de ressonància excitats mitjançant un escanament en freqüència del vibròmetre, mostra com la part central del dispositiu, és a dir, la zona de sensat, sofreix notables deformacions que permeten detectar el moviment del cantilever gràcies al sistema implementat en el disseny analògic.

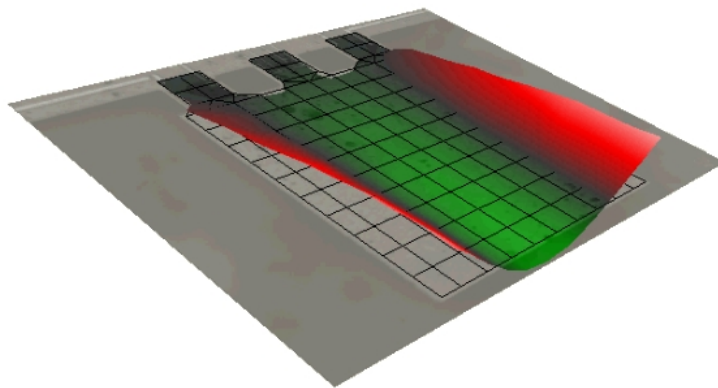


Figura 5.8: Captura del moviment del MEMS en un mode de vibració transversal.

És important destacar que els espectres freqüencials extrets de les mesures realitzades amb el vibròmetre mostren com, a mesura que s'incrementa el mode d'oscil·lació, l'amplitud és cada cop més petita. Aquest és el motiu pel qual, els modes de vibració més elevats, són més difícils de detectar pel sistema analògic, ja que, arribats a un cert punt, la resposta del sensor queda solapada pel soroll.

Com ja s'ha comentat anteriorment, les captures dels modes mostrats responen al moviment del MEMS, quan aquest és excitat a freqüències on oscil·la longitudinalment. Tot i així, no s'ha d'oblidar que existeixen freqüències a les quals el ressonador oscil·la de forma transversal. Aquestes modes són indetectables pels dissenys electrònics confeccionats. Una mostra d'aquestes oscil·lacions es mostra a la figura 5.8. Notar que aquest tipus d'oscil·lacions fa que la part central del ressonador (la de sensat) es desplaci molt menys que els casos anteriors (ressonàncies longitudinals).

5.1.2 Mesures amb oscil·loscopi

En aquest apartat es mostren els resultats de les mesures experimentals fetes mitjançant el sistema PDO. Per tal de realitzar aquestes mesures, s'ha emprat el sistema electrònic explicat a l'apartat 3.4, concretament s'ha fet ús del segon prototipus analògic dissenyat. Amb els resultats següents es pretén demostrar com, el sistema PDO posat en pràctica, respon perfectament a la teoria exposada en el capítol 2 i com la forma d'ona dels senyals obtinguts responen a les freqüències mesurades amb l'ajut del vibròmetre.

Les mesures que aquí s'exposen han estat realitzades amb diferents dispositius, obtenint, per cadascun d'ells, pràcticament els mateixos resultats. Per tal de poder realitzar una bona comparativa entre els resultats obtinguts en aquest apartat i els obtinguts a l'apartat anterior s'ha pres com a exemple el mateix dispositiu. Cal recordar que aquest dispositiu presenta una àrea de $1000 \times 1000 \mu\text{m}^2$ i un gruix de $5 \mu\text{m}$. De tots els dispositius amb els que s'han realitzat les mesures, aquest és el que té més àrea i menys gruix, donant així un millor senyal a la seva sortida. Així, la geometria d'aquest dispositiu permet detectar alts modes de vibració amb més facilitat.

És important recordar la teoria referent a la configuració del llaç de realimentació que permet detectar diferents modes de ressonància. En el capítol 2 d'aquest document s'ha parlat del signe del llaç de realimentació i del nombre de retards en la seva configuració. Arribats a aquest punt, cal trobar una configuració adient per tal d'excitar cadascun d'aquests modes. Primerament, per tal de detectar el primer mode de ressonància del dispositiu seleccionat, es proposa una configuració **OAA**. Això és, aconseguir que, dels tres primers modes longitudinals de ressonància, l'excitació només afavoreixi al primer d'aquests.

A la figura 5.9 es mostra la configuració proposada amb $L = 3$ retards del llaç de realimentació. Es destaquen en color verd els trams on l'oscil·lador es troba en mode *Forward* i en color blau on aquest es troba en mode *Reverse*. S'observa que només el primer dels modes de ressonància es troba en oscil·lació, men-

tre que els altres dos es troben en anti oscil·lació. La potencialitat d'aquests resultats es basa en la selecció dels diferents modes de ressonància variant simplement el nombre de retards del llaç de realimentació. Així s'ha seleccionat una freqüència de mostreig $f_S = 138992$ Hz, que serà fixa per tots els casos presentats.

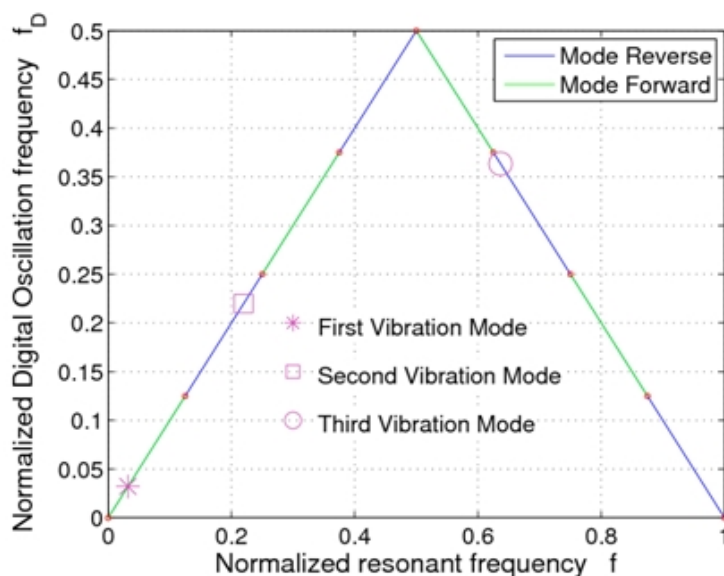


Figura 5.9: Simulació Matlab del primer mode de ressonància i la seva posició dins del triangle freqüencial amb $\rho = 0$.

Cal destacar que aquesta configuració ha estat simulada en l'entorn *Matlab*, on s'ha suposat un coeficient de damping $\rho = 0$. Això fa que els resultats no s'ajustin totalment a la simulació. Tot i així, per tal de comprovar el grau de certesa de les simulacions, s'han realitzat les mesures dins d'una cambra de buit, reduint així les pèrdues del ressonador.

Tot seguit es corroboren els resultats de les simulacions amb l'anàlisi teòric realitzat al capítol 2. Prenent $f_0 = 4.46$ kHz i $f_S = 138992$ Hz:

$$\begin{aligned}
 f_1 &= \frac{f_{0-1}}{f_S} = \frac{4.473 \text{ kHz}}{138992 \text{ Hz}} = 0.032 \\
 f_2 &= \frac{f_{0-2}}{f_S} = \frac{30.55 \text{ kHz}}{138992 \text{ Hz}} = 0.220 \\
 f_3 &= \frac{f_{0-3}}{f_S} = \frac{88.48 \text{ kHz}}{138992 \text{ Hz}} = 0.636
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Si ara es pren:

$$\begin{aligned} \langle (L + 1)f \rangle &\in [0, 0.5) \\ \langle (L + 1)f \rangle &\in [0.5, 1) \end{aligned} \quad (5.2)$$

com a dues possibles zones, en les quals el ressonador es troba en *Mode Forward* o *Mode Reverse* depenent del signe del llaç de realimentació, només cal que ens servim del valor d'aquest signe per invertir la situació d'oscil·lació, tal i com es mostra a la figura 2.12.

Així resulta:

$$\begin{aligned} \langle (3 + 1)0.032 \rangle &\in [0, 0.5) \rightarrow \text{Mode 1 en oscil·lació} \\ \langle (3 + 1)0.220 \rangle &\in [0.5, 1) \rightarrow \text{Mode 2 en anti-oscil·lació} \\ \langle (3 + 1)0.636 \rangle &\in [0.5, 1) \rightarrow \text{Mode 3 en anti-oscil·lació} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Es comprova que els resultats anteriors corresponen als simulats en l'entorn *Matlab*. Així, aplicant aquesta configuració, s'obté el senyal de sortida que es mostra a la figura 5.10, on s'hi observa la freqüència de mostreig aplicada, la freqüència de ressonància del primer mode de l'oscil·lador i el senyal a la sortida del comparador de l'entorn analògic que formarà el bit-stream.

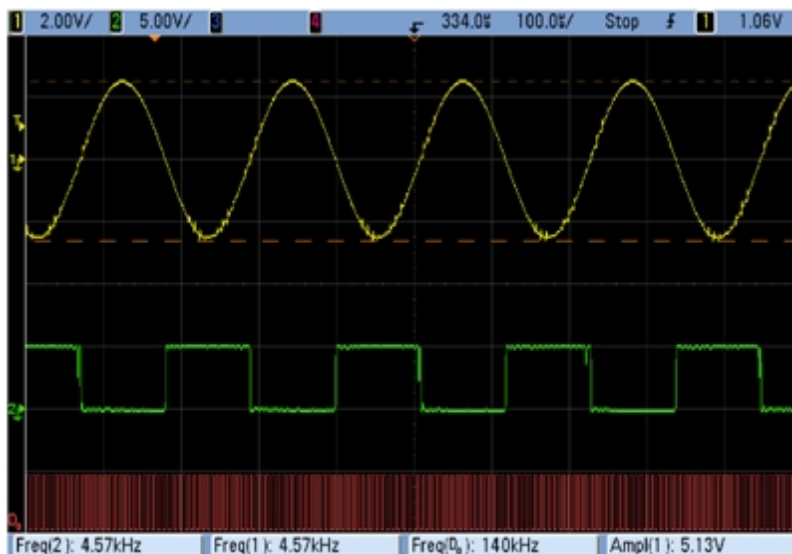


Figura 5.10: Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del primer mode longitudinal de vibració mitjançant el sistema PDO

A la figura 5.10 s'observa una freqüència del senyal de sortida de 4.57 kHz, que és molt pròxima a l'obtinguda mitjançant el vibròmetre. Cal destacar també l'amplitud que pren el senyal a la sortida del sensor, quan s'excita el primer mode de vibració. El fet que el ressonador es mogui tant i provoqui aquest senyal a la seva sortida, facilita clarament la detecció de modes més elevats, mostrats a continuació.

Seguidament es proposa un canvi en el nombre de retards, per tal d'obtenir una configuració **AOA**. Aquesta configuració s'obté amb un nombre de retards $L = 12$ i el resultat obtingut és el mostrat a la figura 5.11.

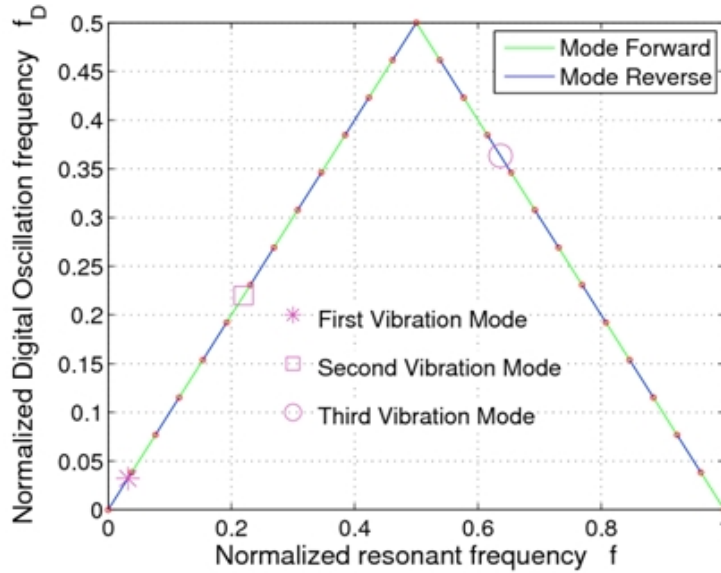


Figura 5.11: Simulació Matlab del segon mode de ressonància i la seva posició dins del triangle freqüencial amb $\rho = 0$.

Novament es realitzen els càlculs per corroborar els resultats mostrats a la figura 5.11:

$$\begin{aligned}
 \langle (12 + 1)0.032 \rangle &\in [0, 0.5) \rightarrow \text{Mode 1 en anti-oscil·lació} \\
 \langle (12 + 1)0.220 \rangle &\in [0.5, 1) \rightarrow \text{Mode 2 en oscil·lació} \\
 \langle (12 + 1)0.636 \rangle &\in [0, 0.5) \rightarrow \text{Mode 3 en anti-oscil·lació}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

En aquest cas, a diferència del primer mode de ressonància, el mode d'oscil·lació es troba en l'interval de $\langle (L+1)f \rangle \in [0.5, 1)$, mentre que els modes que es troben en anti-oscil·lació, pertanyen a la zona $\langle (L+1)f \rangle \in [0, 0.5)$. Aquest fet no representa cap problema, ja que només comporta un canvi en el signe del llaç de realimentació.

A la figura 5.12 es mostra una captura de pantalla del segon mode d'oscil·lació del ressonador emprat en les mesures. S'observa que el senyal, en aquest cas, presenta més distorsió que en el cas anterior, degut a que l'amplitud ha disminuït i esdevé més vulnerable a qualsevol acoplament de senyals propers. En aquest cas, l'acoplament que sofreix, prové clarament dels polsos d'atac del ressonador.

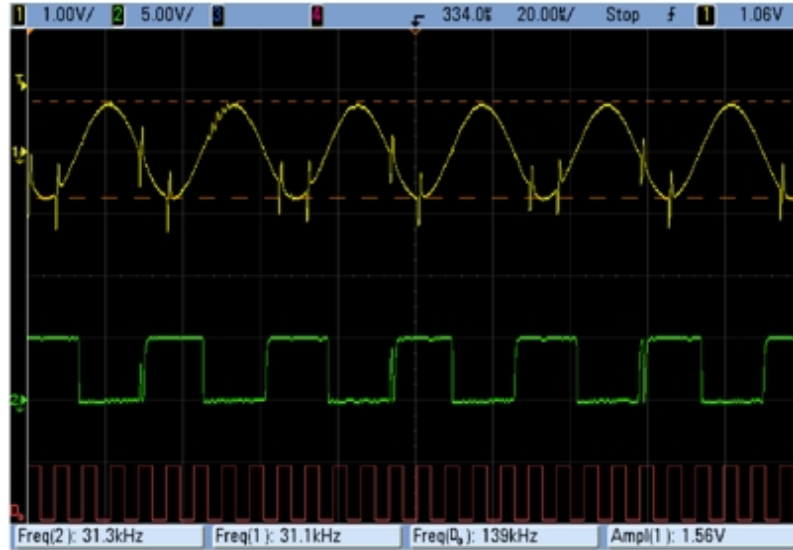


Figura 5.12: Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del segon mode longitudinal de vibració mitjançant el sistema PDO

Finalment, el treball es centra en trobar una configuració que permeti observar el tercer mode de vibració longitudinal, aconseguint una configuració **AAO**. Per tal d'obtenir aquesta configuració, s'ha seleccionat un nombre de retards $L = 14$, obtenint així:

$$\begin{aligned}
 \langle (14 + 1)0.032 \rangle &\in [0, 0.5) \rightarrow \text{Mode 1 en anti-oscil·lació} \\
 \langle (14 + 1)0.220 \rangle &\in [0, 0.5) \rightarrow \text{Mode 2 en anti-oscil·lació} \\
 \langle (14 + 1)0.636 \rangle &\in [0.5, 1) \rightarrow \text{Mode 3 en oscil·lació}
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Observant la figura 5.13, es corroboren els resultats obtinguts en 5.5, on només el tercer mode d'oscil·lació és troba situat en una zona de color verd, és a dir, en una zona d'oscil·lació.

Cal parar atenció en que, en aquest cas, degut a la freqüència de mostreig seleccionada ($f_S = 138992 \text{ Hz}$), el tercer mode de ressonància es troba en la zona d'*undersampling*, és a dir, per sota de la freqüència de Nyquist. Aquest fet influeix clarament en la detecció de la freqüència digital, ja que, com s'ha explicat en el Capítol 2, el mètode per calcular la freqüència d'oscil·lació del

ressonador difereix de la que es fa servir per calcular les freqüències en la zona d'*oversampling*.

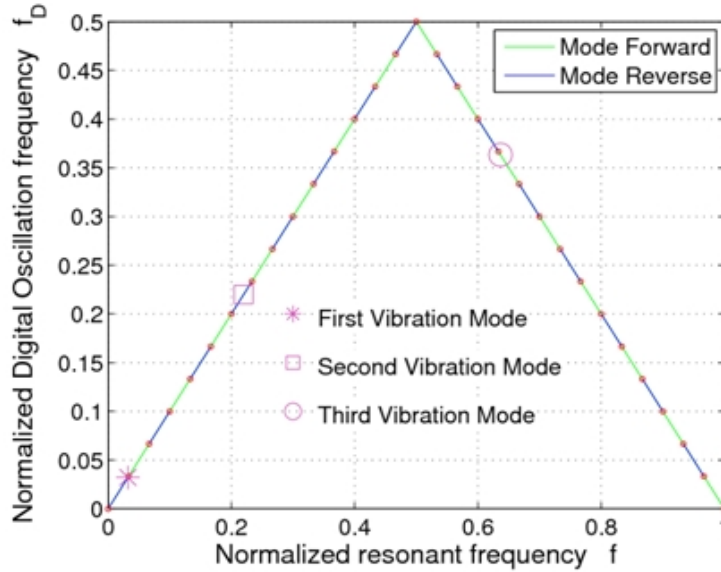


Figura 5.13: Simulació Matlab del tercer mode de ressonància i la seva posició dins del triangle freqüencial amb $\rho = 0$.

En aquest cas la freqüència digital detectada serà aproximadament $f_D = 0.364$. Si amb aquest resultat s'intenta extreure la freqüència d'oscil·lació del ressonador, el valor obtingut serà: $f_D f_S = 50.6 \text{ kHz}$, que és un resultat erroni. Així doncs, el fet que el tercer mode d'oscil·lació es trobi en *undersampling*, força a servir-se de les equacions 2.28 per tal d'obtenir el seu valor de ressonància real. Si s'apliquen aquestes equacions amb $r=1$ (imparell), s'obté:

$$f_D = \frac{r+1}{2} - f_D^* = 1 - 0.364 = 0.636 \quad (5.6)$$

I aplicant aquest resultat: $f_{0.3} = f_D f_S = 88.4 \text{ kHz}$, que és exactament el resultat obtingut pel vibròmetre (figura 5.7).

Un cop més es realitza una captura de pantalla de l'oscil·loscopi on es mostra el senyal obtingut a la sortida del ressonador quan és excitat el tercer mode longitudinal de ressonància d'aquest. El resultat es mostra a la figura 5.14.

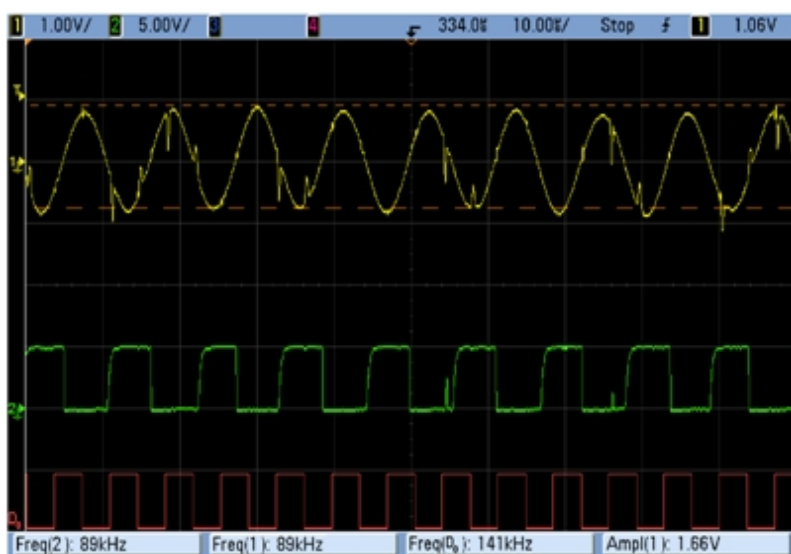


Figura 5.14: Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del tercer mode longitudinal de vibració mitjançant el sistema PDO

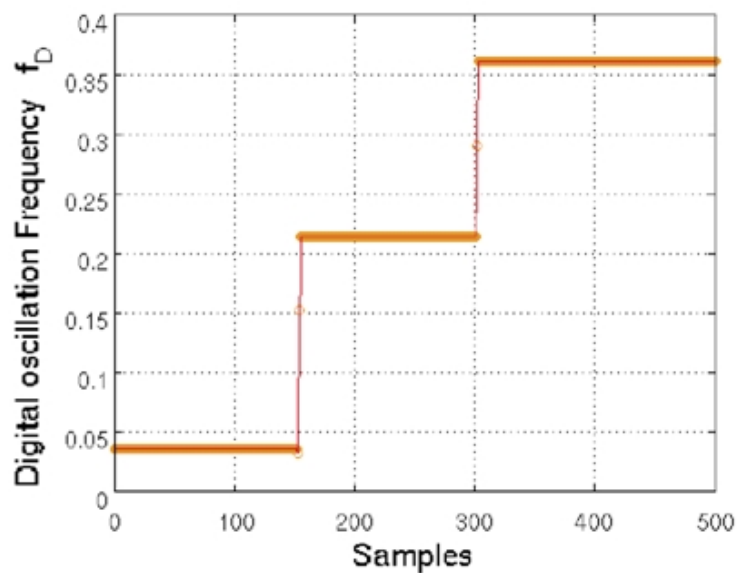


Figura 5.15: Freqüència digital d'oscil·lació obtinguda a partir de les seqüències de bits generades a la sortida del PDO al excitar successivament el primer, el segon i el tercer mode de vibració.

Un cop estudiades les configuracions d'excitació dels diferents modes i corroborats els resultats obtinguts, s'ha realitzat una mesura en la que s'ha situat el ressonador MEMS dins d'una cambra de buit i s'ha excitat cadascun dels modes de vibració d'aquest durant un temps prolongat. El resultat final, mostrat a la figura 5.15, desmuestra l'estabilitat del sistema quan el ressonador es troba oscil·lant.

Cal destacar que, a diferència que en els casos anteriors, aquesta gràfica s'ha obtingut del senyal rebut pel sistema digital, és a dir, pel bit-stream. Comparant doncs, els resultats obtinguts en aquesta gràfica amb els mostrats anteriorment, s'observa que aquests són exactament iguals: $f_1 = 0.032$, $f_2 = 0.220$ i $f_3 = 0.364$.

5.1.3 Aplicacions de sensat

En aquest apartat es mostren un parell d'aplicacions del sistema PDO. La primera aplicació correspon a l'ús del sistema PDO com a detector de gasos. Seguidament es mostra una altra aplicació que es basa en la utilització del sensor com a detector de presió. Aquesta darrera aplicació fa ús, a més a més, dels modes de vibració del ressonador, aprofitant-se la sensibilitat que presenta cadascun d'ells per a diferents rangs de valors de presió.

Sensat de gasos orgànics volàtils

El sensat de concentracions de productes químics diversos utilitzant dispositius MEMS té com a reptes realitzar l'anomenat "olfacte electrònic". L'aplicació que aquí es presenta es centra en el sensat de gasos, més en concret en el grup conegut com gasos orgànics volàtils (VOC). Exemples de VOC són el toluè i l'octà. Aquests gasos comparteixen la propietat de ser altament tòxics, tot i estant en petites concentracions barrejades en l'aire. Per això, la detcció ràpida de baixes concentracions de VOC és un objectiu d'interès.

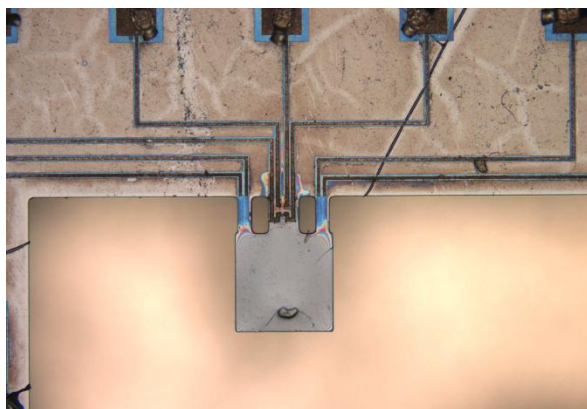


Figura 5.16: MEMS de tipus voladís de $300 \times 300 \mu\text{m}^2$ de superfície recoberta per un polímer PDMS.

En les mesures de concentració de VOC amb PDO, s'han emprat tres ressonadors MEMS de tipus voladís amb una capa de polímer dipositada sobre la seva superfície mòbil. Els polímers que s'han fet servir són: Polydimetilsiloxano (PDMS) i Polyepiclorohidrina (PECH). La figura 5.16 mostra la imatge d'un ressonador MEMS amb un dipòsit de PDMS repartit per tota la superfície de la placa, que té una àrea de $300 \times 300 \mu m^2$.

El principi de mesura d'un PDO que utilitza un ressonador MEMS com a microbalança es basa en el canvi de massa. Variacions de massa en la microbalança es tradueixen en canvis de freqüència d'oscil·lació f_{OSC} . Com ja s'ha comentat en Capítol 2, l'evolució del sistema a cada instant de mostreig respon a l'equació 2.21. Sabent que el paràmetre δ depèn de la massa del ressonador, llavors la variació de la massa del conjunt ressonador més polímer, provocada per l'absorció de gas contaminant, produeix una variació en la freqüència d'oscil·lació del ressonador.

Primerament cal tenir en compte que el simple efecte de la massa del polímer dipositat sobre la superfície del voladís, provoca una disminució de la freqüència de ressonància del dispositiu. Seguidament quan aquest polímer absorbeix gas, la massa varia, provocant així mateix un canvi en la freqüència de ressonància. D'aquesta forma és possible detectar la presència de gasos contaminants, tal i com mostra la figura 5.17.

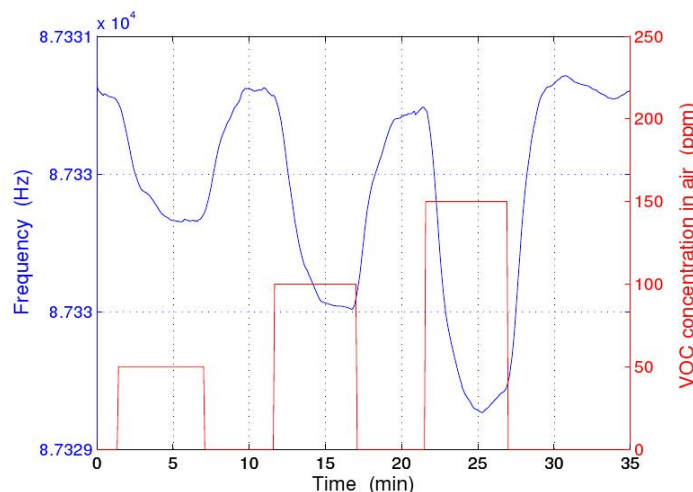


Figura 5.17: Mesura de concentració de Toluè en aire sintètic amb PDO mostrejat a $f_S = 213 \text{ kHz}$

A la figura 5.17 s'observa com, en absència de gas, la freqüència d'oscil·lació del ressonador és sempre la mateixa, tot i que és més baixa que en les mesures comentades anteriorment, degut a l'efecte de la massa del polímer. En canvi, quan s'aplica una concentració de gas, aquest influeix en la massa del cantilever fent disminuir la freqüència, sempre en funció del valor de la concentració (a més concentració, freqüència de ressonància més baixa).

Sensat de pressió

Una altra de les aplicacions del sistema PDO i que s'ha posat en pràctica en aquest projecte, és sensar pressió. En aquest cas, a diferència de les mesures de gas contaminant, s'ha aprofitat el coeficient de damping ρ com a paràmetre variable que juga un paper important en la variació de la freqüència de ressonància de l'oscil·lador.

Així doncs, si el coeficient de damping disminueix, la freqüència d'oscil·lació augmenta, i viceversa. Per tal de posar en pràctica això, s'ha fet ús d'una cambra de buit realitzant un escombrat de pressió i observant la freqüència d'oscil·lació del ressonador en cada instant. A diferència del cas anterior, on s'ha fet servir el ressonador com a sensor de gasos, en aquest cas, s'ha comparat el resultat de realitzar la mesura amb diferents modes d'oscil·lació. L'objectiu de fer servir diferents modes de ressonància, no és més que el trobar una solució òptima, és a dir, el mode que millor sensibilitat mostri per cada rang de pressió.

Tot seguit es mostra una mesura realitzada en una cambra de buit, a on sota les mateixes condicions i amb el mateix rang de pressió, s'han excitat el segon i el tercer mode d'un mateix ressonador, per tal de observar-ne les diferències. En la figura 5.19 s'observa clarament que, amb el tercer mode de ressonància, s'aconsegueix molta més sensibilitat que amb el segon. Tot i així, cal destacar que el segon mode de ressonància també és vàlid per realitzar les mesures i que, aquest, resulta de gran utilitat per a nivells més alts de pressió.

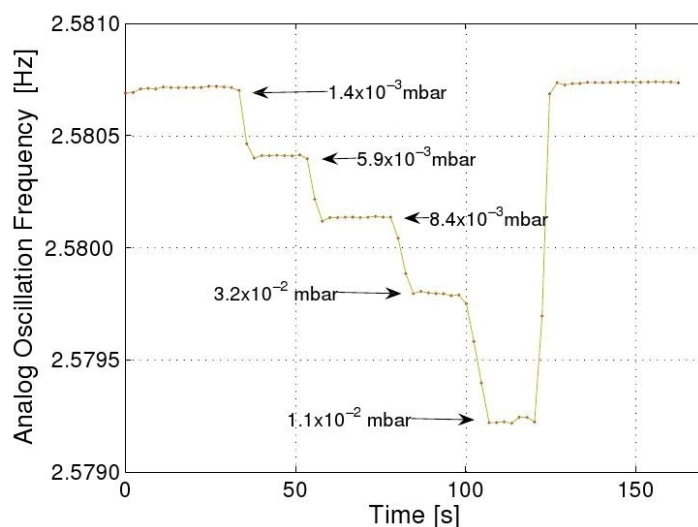


Figura 5.18: Resultats experimentals al realitzar un assaig de variació de pressió. Assaig amb el segon mode de ressonància.

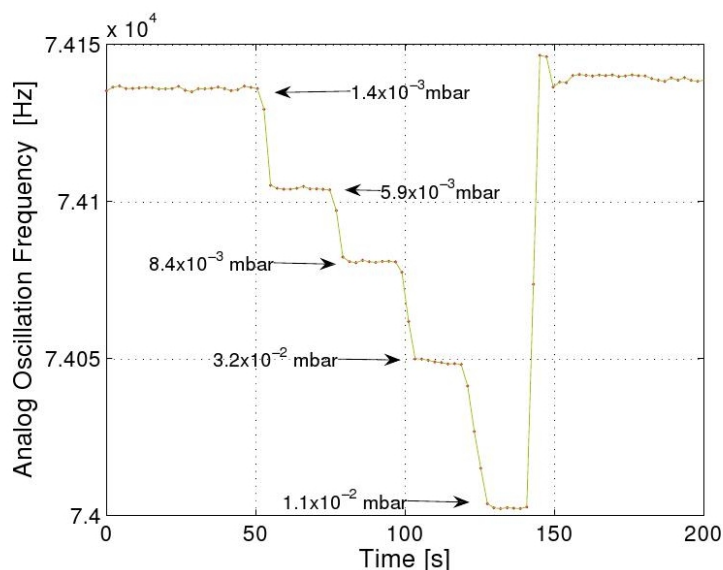


Figura 5.19: Resultats experimentals al realitzar un assaig de variació de pressió. Assaig amb el tercer mode de ressonància.

5.2 Actuació electrostàtica

5.2.1 Resultats preliminars

En aquest apartat s'inclouen els resultats obtinguts fins al moment de les mesures realitzades amb PDO's fent servir ressonadors electrostàtics. Aquest es un tema relativament nou, amb el qual encara s'hi està treballant, i és per això que només es disposa de resultats preliminars.

Per tal de garantir un bon funcionament del PDO i una configuració òptima del sistema electrònic, cal conèixer a la perfecció els dispositius amb els quals es treballa. Per tal de caracteritzar aquests dispositius, la primera mesura necessària és l'obtenció de la corba C-V, com per exemple la mostrada a la figura 4.4. Amb aquesta gràfica es determina la tensió d'actuació a la qual es pot excitar el ressonador, marcada per la tensió de *Pull-in*. A més a més, aquesta mesura proporciona els valors de capacitat que presenta el dispositiu per cada valor de tensió, la qual cosa permet escollir la capacitat sèrie C_S .

Així doncs, els resultats dels quals es disposa fins al moment, responen al senyal obtingut a la sortida del ressonador quan aquest és atacat mitjançant el sistema PDO, implementat amb el xip dissenyat per Daniel Fernandez i les dues plaques electròniques: la part digital i el prototipus explicat al Capítol 4 de la part analògica. Les figures 5.20 i 5.21 corresponen al moviment d'un mateix ressonador amb dues freqüències de mostreig diferents. És interessant destacar que l'atac de les dues mesures és diferent, i en canvi el ressonador MEMS oscil·la a la mateixa freqüència. Aquesta freqüència és la del primer mode de ressonància del dispositiu.

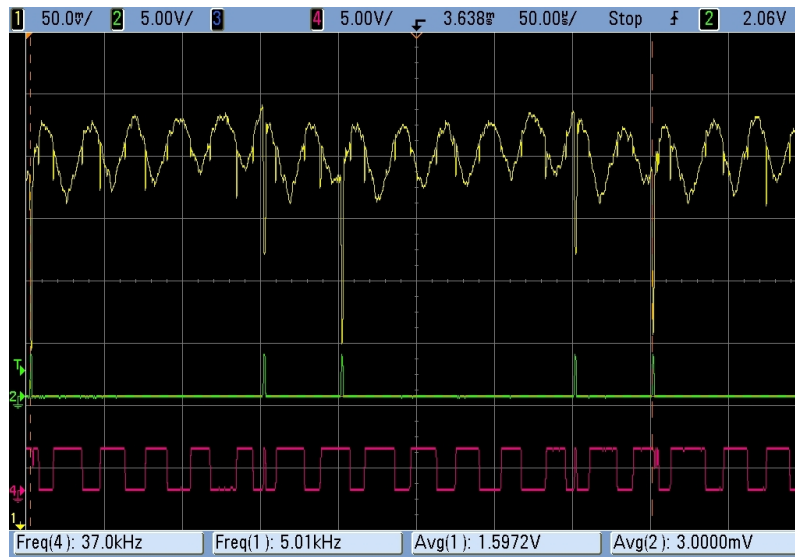


Figura 5.20: Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del primer mode de vibració mitjançant el sistema PDO. Amb $f_S = 45 \text{ kHz}$

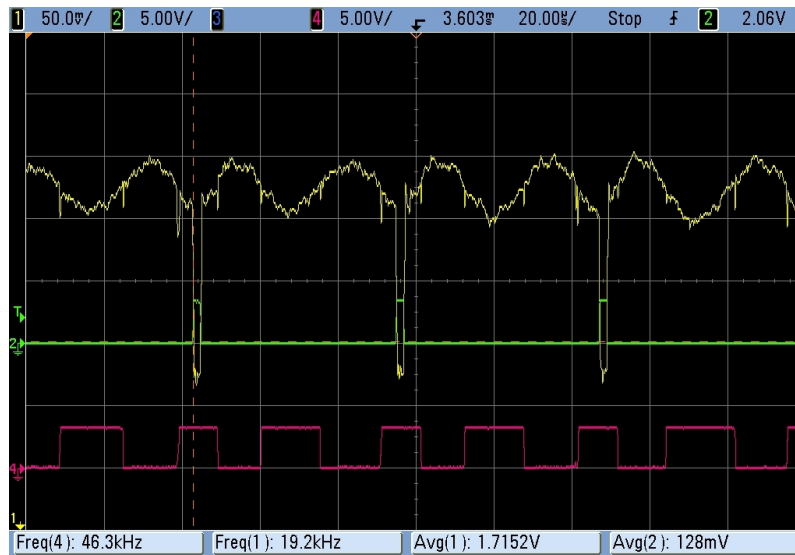


Figura 5.21: Captura de pantalla de l'oscil·loscopi durant l'excitació del primer mode de vibració mitjançant el sistema PDO. Amb $f_S = 60 \text{ kHz}$

Cal destacar que degut a la complexitat que mostra aquest sistema, fins al moment només s'ha pogut detectar el primer mode de ressonància d'aquest tipus de ressonadors.

A les figures 5.20 i 5.21 es pot observar que el senyal de sortida del sensor presenta una forma d'ona semblant a un sinus, però aquesta es troba força contaminada per soroll. Aquest fet es deu a que l'amplitud del senyal és molt baixa, la qual cosa provoca que el soroll prengui una gran importància. Per tal de corregir aquest inconvenient, s'ha decidit emprar uns altres ressonadors d'àrea més gran que es moguin més al ser atacats pel circuit analògic. Aquests dispositius, però, encara han de ser caracteritzats i mesurats adequadament.

Tot seguit es mostren un parell d'imatges (figures 5.22 i 5.23) amb l'entorn de treball de les mesures realitzades al buit. En aquestes s'hi pot observar la cambra de buit i la col·locació del circuit electrònic dins de la mateixa.

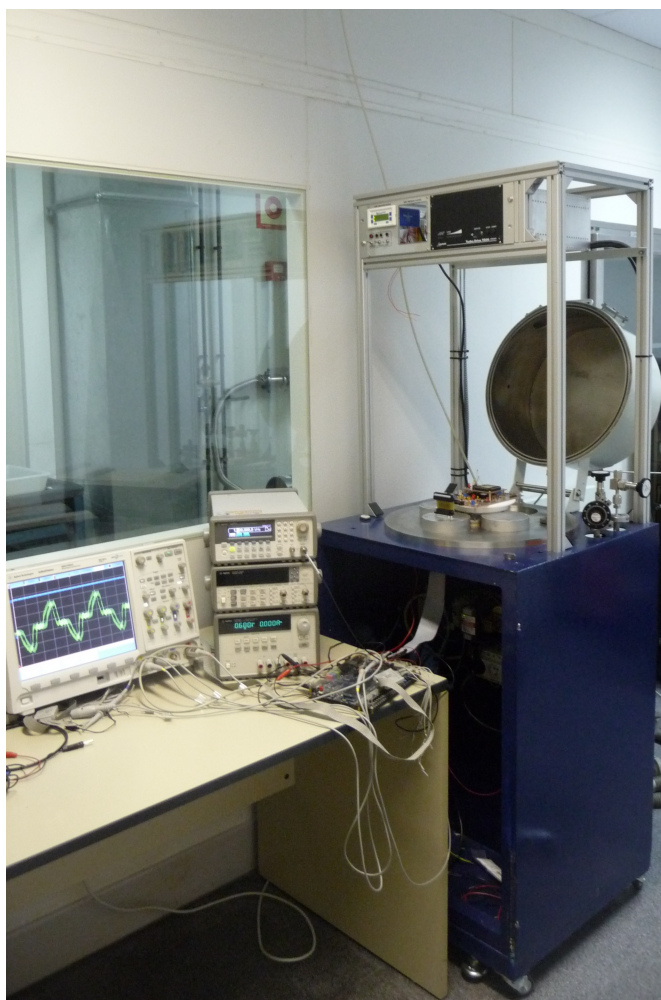


Figura 5.22: Imatge de la cambra de buit i el maquinari emprats en les mesures de ressonadors electrostàtics.

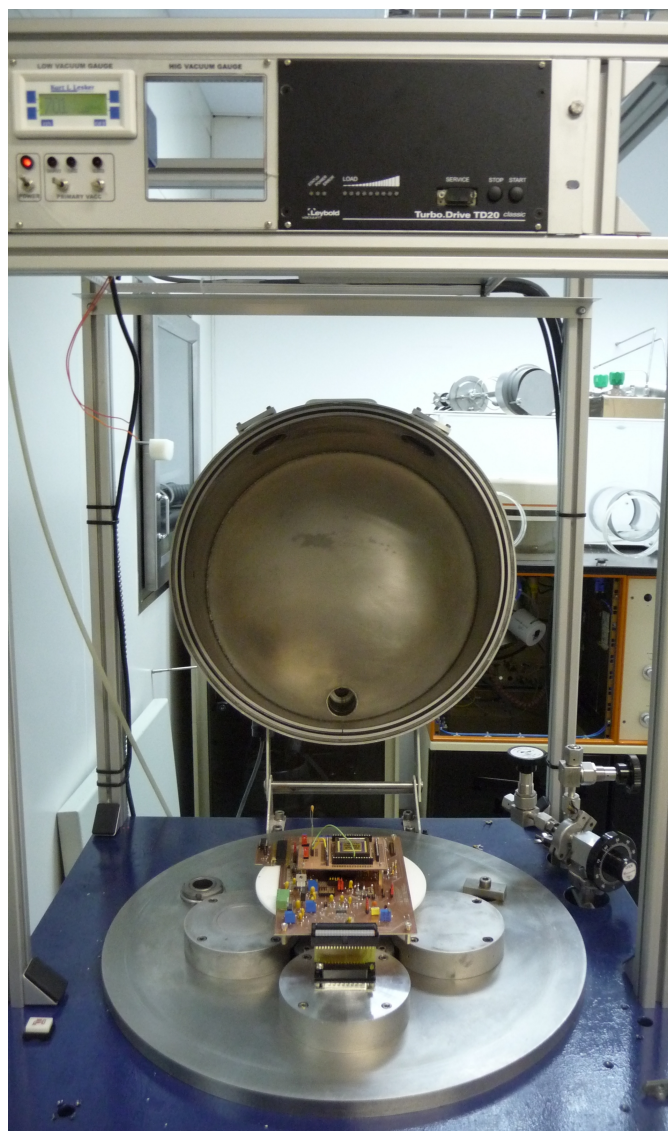


Figura 5.23: Imatge de la col·locació del circuit analògic dins la cambra de buit.

Capítol 6

Conclusions

Amb les dificultats pròpies dels que caminen en un Ford de l'any 1920 per un mal camí, anem donant tombos, però avançant, avançant.

(Allende)

6.1	Objectius assolits	95
6.2	Línies futures	96
6.3	Articles i publicacions	96

6.1 Objectius assolits

En aquest projecte s'han abordat temes que fan referència a la implementació pràctica d'oscil·ladors digitals polsats. Dels objectius que varen ser plantejats a l'inici del mateix, s'han obtingut resultats favorables que acrediten la feina feta. Els dispositius termoelèctrics, han comportat la major part d'aquest projecte i els resultats obtinguts han estat més dels que s'havien plantejat. Per un altre cantó, els dispositius electrostàtics han estat els més difícils de controlar, ja que sobre aquests no hi havia resultats previs que mostressin el seu funcionament. Finalment, però s'han obtingut, també, resultats prometedors.

Pel que fa als ressonadors MEMS termoelèctrics, es va començar dissenyant un prototipus que millorés les prestacions del que ja es gaudia fins al moment. Amb aquest nou disseny s'han obtingut resultats que demostren la possibilitat de controlar els modes de ressonància dels dispositius MEMS. A més, va sorgir la possibilitat d'implementar un prototipus que proporcionés un control d'amplitud a la sortida del sensor. Per tal de dur a terme aquesta nova aplicació, s'hagut de fer el disseny d'un prototipus nou, però encara no es disposa de resultats.

Aprofitant el compromís d'obtenir una placa que proporcioni el nou sistema de control, s'han integrat múltiples opcions de les quals no disposava el model anterior i que han estat útils per a la detecció d'alts modes de ressonància

en dispositius d'àrea reduïda. Aquest fet, proporciona un gran avantatge, per exemple a l'hora de realitzar mesures de pressió o en presència de gasos contaminants, podent així, ser capaços d'emprar modes de ressonància superiors (quart o cinquè) i obtenir majors sensibilitats en la mesura.

Pel que fa als dispositius electrostàtics, es plantejava el disseny d'un circuit que adaptés el xip, dissenyat per Daniel Fernández [11], i tractés el senyal rebut a la sortida del mateix per tal de ser enviat al sistema digital i processar-lo. La part més esgorrosa d'aquest disseny ha estat el fet d'haver-se d'adaptar a unes característiques que venien imposades pel disseny del xip. Així doncs, coses com les tensions d'alimentació o els mètodes de filtratge no han resultat fàcils d'implementar. Tot i així, els resultats obtinguts demostren que el sistema funciona.

6.2 Línies futures

Fins al moment s'han obtingut resultats que mostren el bon funcionament del sistema i de les aplicacions plantejades. Tot i així, amb les conclusions d'aquest projecte s'enceta una nova etapa en la que es seguirà treballant en temes relacionats. Aquesta feina es centrarà en els següents punts:

- Obtenció de resultats definitius amb ressonadors electrostàtics.
- Obtenció de resultats, aprofitant les característiques del nou disseny del sistema analògic emprat en MEMS termoelèctrics: control d'amplitud, mesures de pressió...
- Modificació del sistema digital per tal de sensar la sortida del sensor a partir de les dades aportades pel convertidor A/D, suprimint així l'ús del comparador.
- Aplicació del PDO en materials piezoelèctrics.

6.3 Articles i publicacions

La feina duta a terme durant aquests darrers dos anys, i de la qual neix aquest document, ha donat lloc a dues publicacions:

- Un article de congrés el febrer de 2009 [27], on es va emprar el primer prototipus analògic per a dispositius termoelèctrics, per a l'obtenció de les mesures experimentals.
- Un article publicat en *IEEE Transactions on Circuits and Systems I* al 2009 [15], on es va fer ús del segon prototipus analògic per a dispositius termoelèctrics, per tal d'obtenir les mesures experimentals.

Capítol 7

Annex

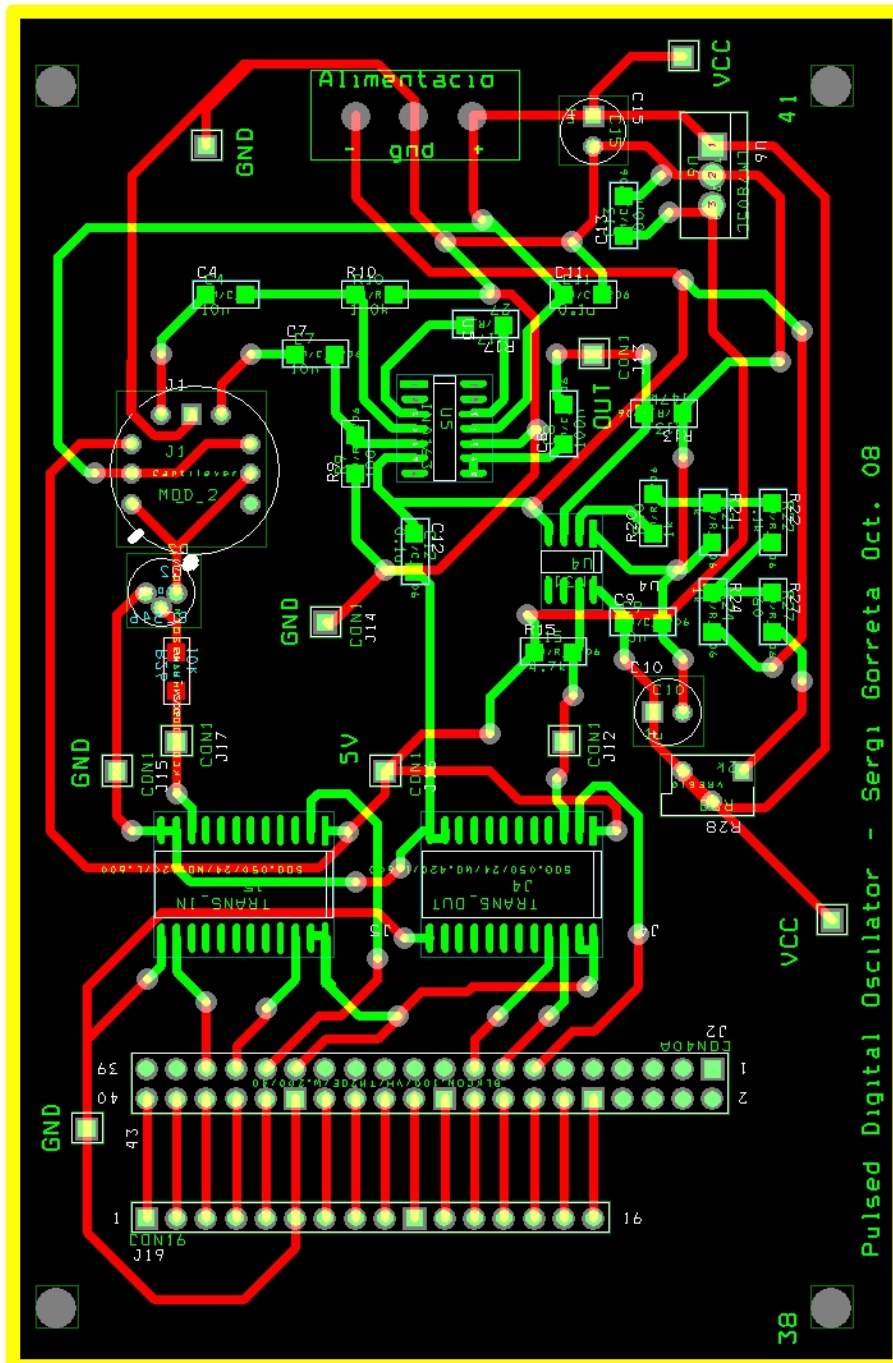
No deixaré de parlar-li només perquè no m'estigui escoltant. M'agrada escoltar-me a mi mateix. És un dels meus majors plaers. Sovint mantinc converses amb mi mateix, i sóc tan intel·ligent que molts cops no entenc ni una paraula del que dic.

(Oscar Wilde)

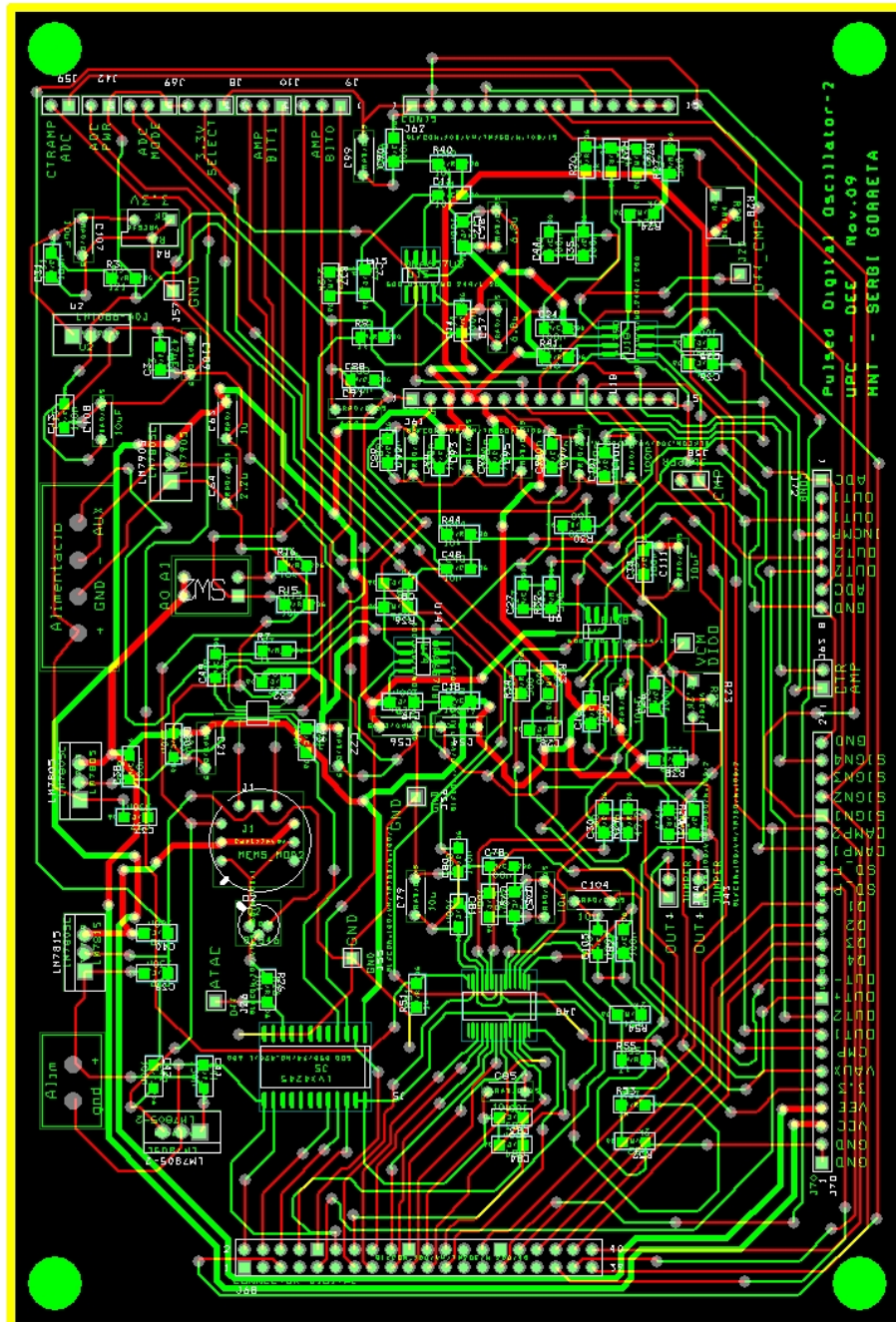
7.1	Layout del primer prototipus emprat en dispositius termoeèctrics	98
7.2	Layout del segon prototipus emprat en dispositius termoeèctrics	99
7.3	Layout del prototipus per a dispositius electrostàtics .	100

En aquest capítol es troben els dissenys dels prototipus dissenyats. Per tal de poder observar el disseny i les pistes, s'ha suprimit el pla de massa de tots aquests dissenys.

7.1 Layout del primer prototipus emprat en dispositius termoelèctrics



7.2 Layout del segon prototipus emprat en dispositius termoeleèctrics



Bibliografia

- [1] R. P. Feynman. There's plenty of room at the bottom: An invitation to enter a new world of physics. In *Annual meeting of the American Physical Society at the California Institute of Technology*, Caltech's Engineering and Science, dec 1959.
- [2] E. Colinet, J. Juillard, and L. Nicu. Application of MCLC method for estimating the parameters of MEMS sensors. *Nanotech 2005*, 3:335–338, 2005.
- [3] E. Colinet, J. Juillard, L. Nicu, and C. Bergaud. Digital self-calibration method for MEMS sensors. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 54(4):1–6, 2005.
- [4] E. Colinet, J. Juillard, S. Guessab, and R. Kielbasa. Actuation of resonant MEMS using short pulsed forces. *Sensors and Actuators A*, 115:118–125, 2004.
- [5] B. Bahreyni and C. Shafai. Oscillator and frequency-shift measurement circuit topologies for micromachined resonant devices. *Sensors and Actuators A*, 137:74–80, 2007.
- [6] T. Roubicek and S. Dado. Digital control circuit for piezoelectric resonators. In *Euroensors 2008*, pages 445–448, Dresden, sep 2008.
- [7] M. Domínguez, J. Pons, J. Ricart, and A. Bermejo. A sigma-delta digital oscillator for MEMS. In *Proceedings of IEEE Sensors Conf. 2003*, pages 834–838, Toronto, oct 2003.
- [8] M. Domínguez, J. Pons-Nin, J. Ricart, A. Bermejo, and E. Figueras-Costa. A novel $\Sigma - \Delta$ pulsed digital oscillator for MEMS. *IEEE Sensors Journal*, 5:1379–1388, dec 2005.
- [9] M. Domínguez, J. Pons-Nin, J. Ricart, A. Bermejo, E. Figueras-Costa, and M. Morata. Analysis of the $\Sigma - \Delta$ pulsed digital oscillator for MEMS. *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, 52:2286–2297, nov 2005.
- [10] M. Domínguez, J. Pons-Nin, and J. Ricart. General dynamics of pulsed digital oscillators. *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, 55:2038–2050, 2008.

- [11] D. Fernández. *Arquitecturas y circuitos CMOS para el control, generación y procesamiento de señal de MEMS*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2008.
- [12] S. R. Norsworthy, R. Schreier, and G. C. Temes (Eds.). *Delta-sigma Data converters: Theory, Design and Simulation*. IEEE Press, New-York, 1996.
- [13] E. Blokhina, O. Feely, and M. Domínguez. Dynamics of the MEMS pulsed digital oscillator with multiple delays in the feedback loop. In *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2009*.
- [14] E. Blokhina and O. Feely. A kicked oscillator as a model of MEMS. *International Journal of Bifurcations and Chaos*, 19(1):187–202, 2009.
- [15] J. Ricart, J. Pons, E. Blokhina, S. Gorreta, J. Hernando, T. Manzanque, J. L. Sanchez-Rojas, O. Feely, and M. Domínguez. Control of MEMS vibration modes with pulsed digital oscillators: Part II - simulation and experimental results. *In Print to IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, In Print to IEEE Trans. on Circuits and Systems I, 2009.
- [16] A. H. Nayfeh, M. I. Younis, and E. M. Abdel-Rahman. Reduced-order models for MEMS applications. *Nonlinear Dynamics*, 41:211–236, 2005.
- [17] M. I. Qaisi. Non-linear normal modes of a continuous system. *Journal of Sound and Vibration*, 209:561–569, 1998.
- [18] A. H. Nayfeh, C. Chin, and S. A. Nayfeh. Nonlinear normal modes of a cantilever beam. *Journal of Vibration and Acoustics*, 117:477–481, oct 1995.
- [19] M. I. Younis, E. M. Abdel-Rahman, and A. Nayfeh. A reduced-order model for electrically actuated microbeam-based MEMS. *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, 12:672–680, oct 2003.
- [20] M. I. Younis and A. H. Nayfeh. A study of the nonlinear response of a resonant microbeam to an electric actuation. *Nonlinear Dynamics*, 31:91–117, 2003.
- [21] E. M. Abdel-Rahman, M. I. Younis, and A. H. Nayfeh. Characterization of the mechanical behavior of an electrically actuated microbeam. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 12:759–766, 2002.
- [22] J. Ricart. *Análisis y aplicaciones de los Osciladores Digitales Pulsados*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, February 2010.
- [23] M. Morata, E. Figueras, L. Gràcia, L. Fonseca, and C. Cané. Thermal and mechanical simulation of bulk resonators. *Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS*, pages 208–213, 2003.
- [24] M. Morata. *Resonadores micromecanizados para su aplicación en la detección de gases*. PhD thesis, Universitat Autònoma de Barcelona, 2004.
- [25] M. Morata, E. Figueras, L. Fonseca, J. Santander, L. Gràcia, and C. Cané. Mechanical characterisation of micro-resonator structures. *IEEE*, 2005.

- [26] D. López. Caracterización y control de los efectos de la carga parásita en dispositivos MEMS. Master's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2009.
- [27] J. Ricart, J. Pons, S. Gorreta, and M. Domínguez. Digital resonance for mems. *Proc. of the 7th Spanish Conference on Electron Devices*, pages 312–315, February 2009.