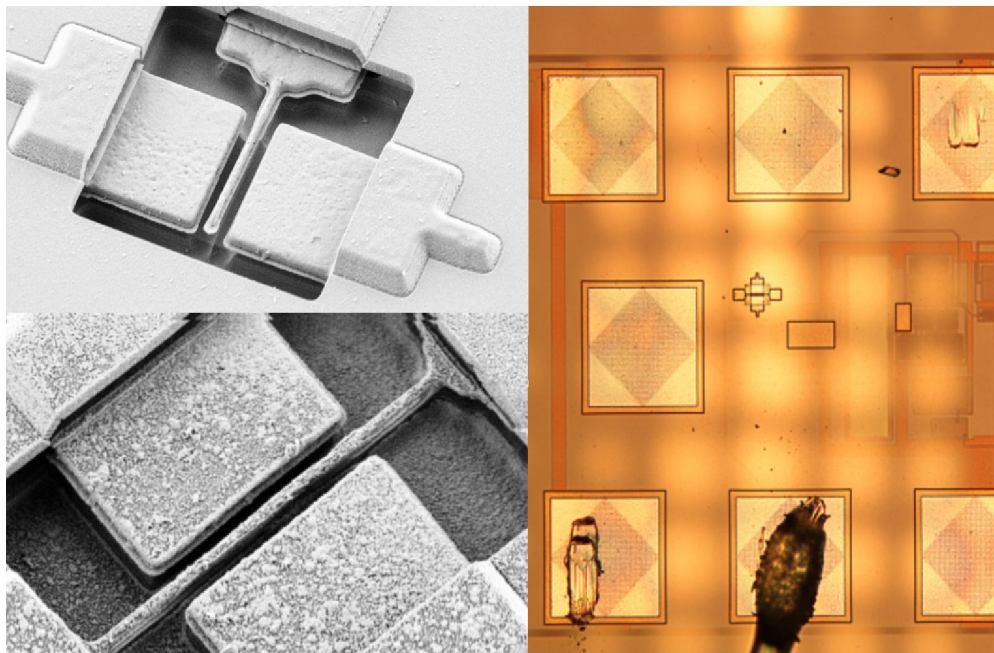


CARACTERITZACIÓ D'OSCIL·LADORS BASATS EN CMOS-M/NEMS I LA SEVA APLICACIÓ COM A SENSORS DE MASSA



Memòria del projecte
d'Enginyeria de Telecomunicació
realitzat per
Marc Sansa Perna
i dirigit per
Núria Barniol Beumala
Bellaterra, 16 de juny de 2008

El sotasignat, Núria Barniol Beumala

Professora del departament d'Enginyeria Electrònica de l'Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria de la UAB,

CERTIFICA:

Que el treball a què correspon aquesta memòria ha estat realitzat sota la seva
direcció per en Marc Sansa Perna

I per tal que consti firma la present.

Signat:

Bellaterra, 13 de Juny de 2008

Agraïments

En primer lloc, agrair a la meva directora Núria Barniol Beumala tota l'ajuda i hores dedicades a aquest projecte.

Vull donar les gràcies també a en Francesc Pérez-Murano del CNM per tot l'ajut i interès que he rebut per part seva.

També vull agrair als meus companys del CNM la bona rebuda, l'ambient i l'ajuda que m'heu donat. Gràcies Iñigo, Gemma, Irene, Albert i Marta.

Thanks also to Julien Arcamone and Marc van den Boogart for all the hard-working hours before, during and after the experiments, and that intense week in the EPFL.

Un sincer agraïment també a la Laia, la Monica, el Pablo, la Sara, la Teresa i la Mireia per aquests diumenges al Calissó. I una disculpa també per les poques hores que us he vist durant aquest semestre.

Merci també a l'Eloi, el Jose i la Laura per les hores de prèviues, pràctiques, classes, informes i un llarg etcètera (a més de les festes que ens muntem de tant en quant!).

Un agraïment a la meva família per estar sempre allà quan us he necessitat, i aguantar alguns moment d'estres.

I per acabar, gracies a tu també Irene per totes les hores, ajuda i suport que m'has donat durant aquest projecte i per compartir aquestes estones de cel (sigui blau o verd!).

Marc Sansa, juny 2008

INDEX

CAPÍTOL 1: INTRODUCCIÓ.....	1
CAPÍTOL 2: INTRODUCCIÓ TEÒRICA ALS SENSORS DE MASSA.....	3
2.1 Introducció MEMS/NEMS, Aplicacions.....	3
2.2 Tipus de MEMS/NEMS i aplicacions.....	5
2.3 Nanoelectromechanical systems (NEMS).....	7
2.3.1 Fabricació de NEMS.....	8
2.3.2 NEMS Ressonants.....	10
2.4 MEMS / NEMS com a sensors de massa.....	17
2.4.1 Mínima massa detectable.....	19
2.4.2 Estat de l'art.....	20
2.5 Característiques dels sensors utilitzats.....	21
2.5.1 Descripció i característiques dels ressonadors.....	21
2.5.2 Fabricació.....	22
CAPÍTOL 3: OSCIL·LADORS.....	26
3.1 Oscil·ladors simples: models basats en elements discrets.....	26
3.2 Model de ressonador: Cristall de quars.....	29
3.2.1 Condició d'oscil·lació.....	32
3.2.2 Oscil·lador bàsic de tres ports.....	35
3.2.3 Exemple pràctic: valors nominals d'un oscil·lador basat en cristalls de quars.....	38
3.3 Model de ressonador: MEMS/NEMS.....	39
3.4 Circuit oscil·lador dels sensors utilitzats.....	41
CAPÍTOL 4: CARACTERITZACIÓ D'OSCIL·LADORS.....	44
4.1 Característiques dels oscil·ladors.....	44
4.2 Estabilitat en freqüència.....	45
4.3 El soroll de fase i l'estabilitat en freqüència.....	46
4.3.1 Causes del soroll de fase.....	48
4.3.2 Model del soroll de fase.....	50
4.4 Estabilitat en front a paràmetres ambientals.....	53
4.5 Mesura de l'estabilitat en freqüència.....	55
4.5.1 Domini freqüencial: el soroll de Fase.....	56
4.5.2 Domini temporal: la variància d'Allan.....	58
4.5.3 Equivalències entre estabilitat en domini freqüencial i domini temporal.....	66
CAPÍTOL 5: CARACTERITZACIÓ EXPERIMENTAL OSCIL·LADOR.....	72

5.1	Procediments de mesura.....	72
5.1.1	Mesures en el domini temporal.....	72
5.1.2	Mesures en el domini freqüencial.....	77
5.1.3	Dependència amb factors ambientals.....	79
5.2	Resultats de les mesures.....	82
5.2.1	Característiques oscil·ladors.....	82
5.2.2	Punt de polarització dels oscil·ladors.....	85
5.2.3	Senyal de sortida vs. VDC.....	86
5.2.4	Espectre del senyal de sortida.....	89
5.2.5	Soroll de fase.....	92
5.2.6	Variància d'Allan.....	95
5.2.7	Proves en buit.....	98
5.2.8	dependència amb la temperatura.....	106
5.2.9	Dependència amb la humitat.....	111
5.2.10	Mesures d'estabilitat a llarg termini: 3 hores.....	114
5.2.11	Mesures d'estabilitat a llarg termini: 30 dies.....	120
5.3	Mínima massa detectable pel sensor.....	123
5.4	Resum de les proves realitzades.....	125
5.4.1	dependència de la tensió de polarització.....	125
5.4.2	Desviació d'Allan (σ).....	126
5.4.3	Estabilitat (llarg termini).....	126
5.4.4	Dependència amb la temperatura i humitat.....	126
5.4.5	Mínima massa detectable.....	126
5.5	Conclusions i comparativa.....	127
CAPÍTOL 6: APLICACIÓ DEL SENSOR DE MASSA.....		130
6.1	Litografia Nanostencil.....	130
6.2	Descripció del sistema.....	133
6.2.1	Elements del sistema.....	134
6.2.2	Interfície d'usuari i sistema de control.....	138
6.3	Modelatge teòric	142
6.3.1	Modelatge del flux a través d'obertures micromètriques.....	142
6.3.2	Modelatge del flux incident al sensor	145
6.3.3	Model de flux incident al sensor a través d'obertures a la màscara de dimensions micromètriques.....	147
6.4	Caracterització experimental.....	148

6.4.1 Descripció dels experiments.....	148
6.4.2 Resultats.....	151
6.5 Conclusions.....	153
CAPÍTOL 7: CONCLUSIONS.....	155
CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT.....	156
8.1 Càlcul Desviació d'Allan.....	156
8.2 Tractament de les dades experimentals: Estabilitat a llarg termini.....	158
8.3 Modelatge de flux incident al sensor de massa.....	160
8.3.1 Funcions bàsiques.....	161
8.3.2 Funcions d'alt nivell.....	164
8.4 Adquisició dades HP 53131A (comptador de freqüències).....	172
CAPÍTOL 9: BIBLIOGRAFIA.....	174

CAPÍTOL 1: INTRODUCCIÓ

El elements electromecànics de dimensions micromètriques/nanomètriques (M/NEMS) són un camp de desenvolupament important avui dia en l'àmbit dels microsisemes. Aquests dispositius, com el seu nom indica disposen d'elements mecànics amb excitació/lectura elèctrica, i tenen gran nombre d'aplicacions, des del seu ús com a sensors fins a elements de sistemes de telecomunicacions. El present projecte tracta la caracterització d'oscil·ladors basats en ressonadors M/NEMS i la seva aplicació com a sensors de massa. Aquest està dividit en tres blocs: una introducció teòrica als conceptes utilitzats, la caracterització dels dispositius i la seva aplicació com a sensors de massa.

El primer bloc del projecte és una introducció teòrica als conceptes que s'utilitzen més endavant. Al Capítol 2 es fa una introducció als dispositius micro/nanoelectromecànics i les seves aplicacions, fent especial èmfasi en els M/NEMS ressonants i el seu ús com a sensors de massa. El Capítol 3 introdueix els oscil·ladors, explicant alguns conceptes i circuits bàsics. Per acabar la part teòrica, al Capítol 4 s'expliquen algunes característiques importants dels oscil·ladors i la seva caracterització.

El segon bloc explica el procés de caracterització dels oscil·ladors basats en MEMS desenvolupats pels investigadors del grup ECAS del departament d'Enginyeria Electrònica de la UAB. Al Capítol 5 s'expliquen les diferents proves realitzades (estabilitat a curt termini, llarg termini i caracterització en front a paràmetres ambientals) i els resultats obtinguts. Per acabar es fa una valoració teòrica de l'ús dels oscil·ladors com a sensors de massa i una comparació entre els sensors estudiats i altres dispositius similars.

El tercer bloc descriu un aplicació real dels sensors de massa estudiats. Aquests s'han utilitzat per a la caracterització del flux de massa a traves d'obertures de dimensions micromètriques en una màscara en condicions d'alt buit. El Capítol 6 descriu els experiments realitzats, el model de flux incident al sensor desenvolupat i els resultats obtinguts. Aquests experiments han estat desenvolupats en el marc d'un projecte de col·laboració CNM/EPFL, finançat pel projecte europeu

CAPÍTOL 1: INTRODUCCIÓ

NaPa [NaPa].

Per acabar s'inclou un Annex amb els codis dels programes creats per a l'obtenció i tractament de dades, així com la modelització del flux incident al sensor a través d'obertures de dimensions micromètriques.

CAPÍTOL 2: INTRODUCCIÓ TEÒRICA ALS SENSORS DE MASSA

L'estudi i caracterització de dispositius electromecànics treballant com a sensors de massa comprèn molts camps diferents, des del model de ressonador fins a l'estudi del seu comportament com a sensor de massa. En el present capítol es fa una introducció teòrica dels conceptes que s'utilitzaran per a realitzar l'estudi i mesures d'aquests dispositius. En primer lloc es fa una introducció al concepte dels dispositius micro/nanoelectromecànics, seguida per la seva aplicació com a sensors de massa. Per acabar, es fa una petita descripció dels dispositius que s'han estudiat i les seves característiques.

2.1 Introducció MEMS/NEMS, Aplicacions

El sistema microelectromecànic (microelectromechanical systems, o MEMS en anglès) són objecte d'ampli estudi avui en dia gràcies a la seva aplicació en molts camps i les seves excepcionals qualitats. Aquests dispositius són estructures mecàniques de dimensions micromètriques, que interaccionen amb elements elèctrics mitjançant transductors electromecànics [Ek05]. Aquests transductors transformen estímuls elèctrics en estímuls mecànics que s'apliquen al sistema i viceversa. També és possible disposar de transductors addicionals que modifiquin les propietats del sistema mecànic, activant senyals elèctriques de control (Figura 2.1).

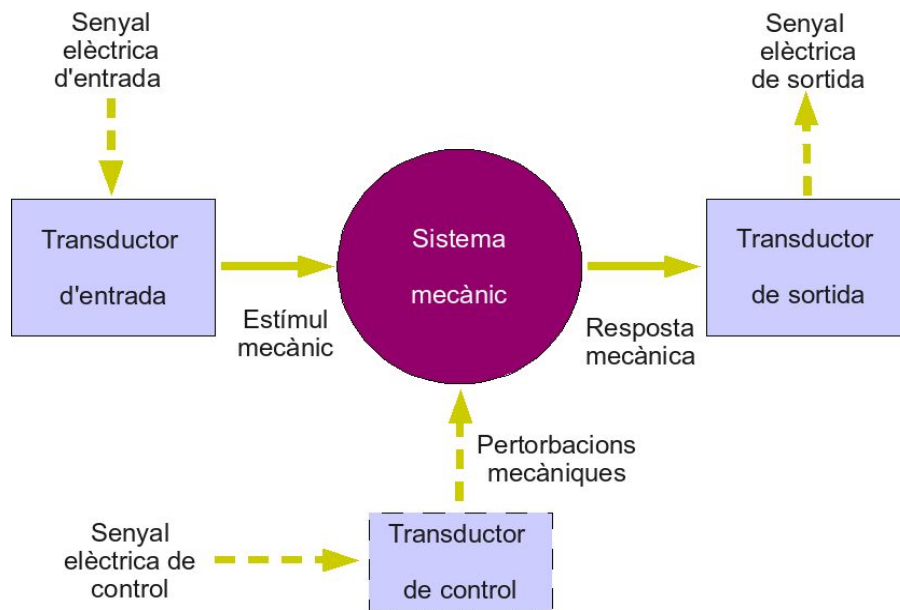


Figura 2.1: Esquema de funcionament d'un sistema microelectromecànic

L'origen dels sistemes microelectromecànics es situa a finals dels anys 70, quan els avenços en la fabricació de circuits integrats van permetre la creació dels primers MEMS a partir dels materials i processos usats en la fabricació de circuits integrats [Arc08]. Aquests tenien dimensions típicament de centenars de micròmetres, però les tècniques i tecnologies de fabricació han avançat en els últims anys permetent la miniaturització d'aquests dispositius, tot i que no al mateix ritme que els circuits integrats. Gràcies a aquests avenços s'ha obert el camp dels NEMS (nanoelectromechanical systems), és a dir, MEMS de dimensions submicromètriques. Un dels avantatges dels MEMS és la seva integració amb tecnologies CMOS, és a dir, poder integrar en un mateix circuit l'element microelectromecànic i la corresponent circuiteria de control, acondicionament i processat implementada en un sol microsistema monolític.

Les aplicacions dels MEMS són variades, i inclouen sensors de diferents tipus, aplicacions de RF, o fins i tot actuadors de petites dimensions.

2.2 Tipus de MEMS/NEMS i aplicacions

La fabricació de MEMS es basa en les excel·lents qualitats mecàniques dels materials a escala sub-micromètrica (com el silici i d'altres materials), que formen aquests dispositius. Generalment els MEMS estan formats per silici o derivats, els materials utilitzats a la indústria microelectrònica per a crear circuits integrats.

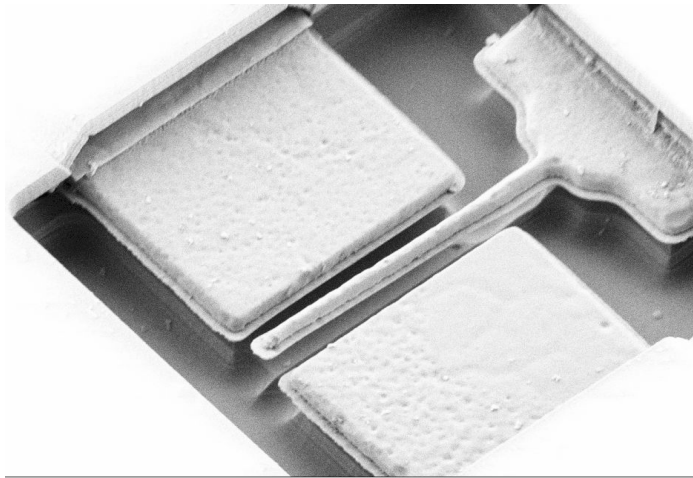


Figura 2.2: Exemple de MEMS: Palanca (cantilever) vibratòria. Dimensions (lxwxt): $10\mu\text{m} \times 0.85\mu\text{m} \times 0.6\mu\text{m}$

Hi ha molts tipus diferents de MEMS. A continuació es descriuen els més importants:

- Sensors de pressió: Aquests sensors generalment es basen en una membrana, que fa de frontera entre dos medis. La diferència de pressió entre les dues bandes de la membrana provoca una deformació en aquesta. Així, mesurant aquesta deformació utilitzant sensors es pot obtenir informació sobre les diferències de pressió. Existeixen models de sensors de pressió comercials de l'empresa Infineon [Hie00],[Infin].
- Sensors de massa: Aquests dispositius es basen en la variació de la freqüència de ressonància d'un element mecànic en dipositar-li massa. Mesurant aquesta variació es pot trobar la quantitat de massa dipositada. La palanca de la Figura 2.2 és un exemple de sensor de massa.

- Sensors inercials: Aquests dispositius són utilitzats per a mesurar acceleracions. El seu funcionament és semblant als sensors de pressió. Per exemple, mesurant la deformació d'una membrana sotmesa a una acceleració podem obtenir informació d'aquest paràmetre. Els acceleròmetres basats en MEMS tenen aplicacions com a sensors d'airbags de seguretat en el camp de l'automobilística [Cha96]. També existeixen models d'acceleròmetres i giroscopis comercials de l'empresa Analog Devices [Analo].
- RF MEMS: Els Dispositius utilitzats en aplicacions d'alta freqüència i telecomunicacions s'estan introduint recentment al món dels MEMS [Kri05],[Ngu98],[Ngu99],[Ngu07]. Alguns exemples d'aquests són capacitats variables [Gol99], inductors integrats amb alts factors de qualitat [Jia00] o bé interruptors micromecànics de baixes pèrdues [Bro98].

En el camp dels MEMS comercials també destaquen els micro-miralls utilitzats en sensors òptics i pantalles, que es preveu que substitueixin les actuals LCDs. Un exemple d'aquests dispositius és el Digital Mirror Device (DMD) de Texas Instruments [Mig98],[Kes98]. Uns altres dispositius destacats són les micro-bombes del Ink Jet Print Head [Kra95], que té aplicacions en les impressores d'injecció de tinta.

Un altre camp on els MEMS tenen un gran desenvolupament és a l'àrea biomèdica, com a instruments d'anàlisi, implants i transport de medicines. En aquest camp poden ser utilitzats per a l'anàlisi d'ADN, sang i altres [Bas04],[Fri00],[Ili00].

Gràcies a les seves qualitats es preveu l'ús creixent dels M/NEMS en camps com les microblanaces comercials. Aquests dispositius són adequats per a aplicacions on és necessari detectar petites quantitats de massa i, en alguns casos, en temps real. Alguns exemples d'aplicacions d'aquests dispositius són el la monitorització de reaccions químiques, el control de deposició de materials o l'ús en aplicacions biomèdiques. També poden ser útils per a detectar paràmetres com viscositat, densitat, adsorció o desorció.

2.3 Nanoelectromechanical systems (NEMS)

L'evolució de les tecnologies de fabricació ha permès entrar al camp dels dispositius electronecànics de dimensions nanomètriques o NEMS. Aquests dispositius són molt semblants als MEMS, però amb dimensions submicromètriques [Ek05b]. L'escalat dels NEMS té efectes importants en les seves propietats, com la reducció de la seva àrea i la seva massa o l'augment de la seva rigidesa, que comporten a avantatges en el seu ús. Algunes de les propietats dels NEMS són les seves freqüències de ressonància extremadament altes o el seu alt factor de qualitat de ressonància. Tots aquests paràmetres fan que la miniaturització sigui atractiva per a multitud d'aplicacions. Per exemple, en el cas de sensors de massa, la seva sensibilitat es veu augmentada conforme les seves dimensions disminueixen.

Un altre fet diferencial entre MEMS i NEMS, més enllà de la diferència de dimensions, és que els segons es poden veure afectats per fenòmens quàntics típics de dimensions nanomètriques [Ek05b]. En aquests casos, les lleis de mecànica clàssica deixen de ser aplicables i apareixen nous fenòmens que s'han de tenir en compte. Això es pot explotar en moltes aplicacions, des d'aconseguir majors sensibilitats fins a l'estudi dels límits de la mecànica convencional.

Els dos fronts principals en la investigació amb NEMS avui en dia són la recerca de mètodes de fabricació barats i eficients i el desenvolupament de mètodes de transducció acurats adaptats a dispositius de dimensions nanomètriques [Ek05b].

Els NEMS poden ser de dos tipus: dispositius ressonants i no ressonants. Molts dels NEMS utilitzats avui en dia es basen en dispositius ressonants. Degut a les seves dimensions aquests dispositius tenen altes freqüències de ressonància, de l'ordre de MHz o GHz. A la Figura 2.3 es poden veure alguns exemples de NEMS d'aquest estil, basats en palanques fixades a un electrode.

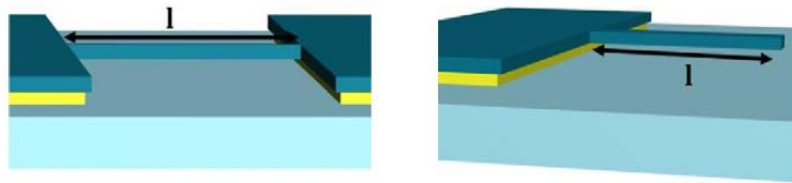


Figura 2.3: Exemples de MEMS ressonants. D'esquerra a dreta: pont (CC-Beam) i palanca (cantilever)

Existeixen molts altres tipus de NEMS amb la mateixa estructura que els MEMS vists anteriorment. També n'hi ha d'altres que fan un pas més i utilitzen estructures nanomètriques com nanotubs de carboni o bé efectes quàntics, com l'efecte túnel [Ek05b].

2.3.1 Fabricació de NEMS

El procés de fabricació de NEMS es basa en processos similars als dels circuits integrats, degut als materials utilitzats per la seva fabricació i a que usualment són integrables en xips monolítics.

Històricament s'han utilitzat processos fotolitogràfics per a la creació de NEMS [Arc08], però aquests no són una solució òptima per a la creació de dispositius nanomètrics: la longitud d'ona de la llum utilitzada és el límit de resolució per a aquests mètodes. Avui en dia els processos fotolitogràfics utilitzats per a la creació de NEMS es basen en radiació ultraviolada profunda (deep ultraviolet o DUV), raigs X o sistemes basats en làser. Tot i així, el desenvolupament de mètodes de litografia capaços de creació de motius de petites dimensions efectius i barats és un dels reptes de la indústria nanoelectrònica.

Altres mètodes molt utilitzats per a la creació de NEMS són les litografies de feixos d'electrons i ions (eBL i iBL respectivament). Aquestes mètodes es basen en un raig que “imprimeix” els motius en una resina sensible a la càrrega. Així, aquests mètodes no precisen màscares i tenen una resolució major, ja que no pateixen d'efectes de difracció que afecten els mètodes fotolitogràfics. La Figura 2.4 mostra el procés de fabricació simplificat d'un dispositiu NEMS ressonant [Ek05b].

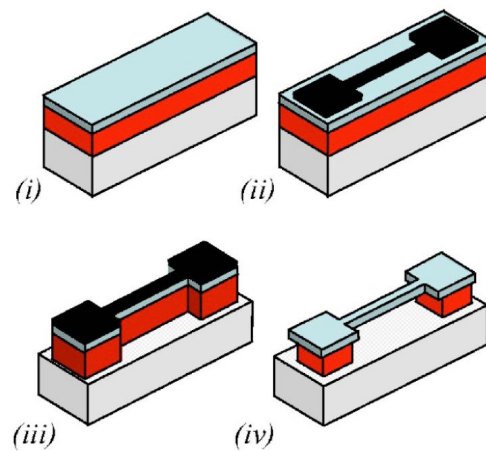


Figura 2.4: Procés de fabricació d'un NEMS

Partim d'una oblea semiconductora que consta d'un substrat (capa inferior), una capa intermitja (sacrificial layer) i una capa estructural al capdamunt

- i. En primer lloc es defineix una màscara de gravat utilitzant un mètode de litografia com eBL.
- ii. A continuació el patró definit s'imprimeix a la capa sacrificial utilitzant un procés de litografia anisotròpic. Això significa que el procés de gravat és perpendicular al substrat, com es pot veure a (iii).
- iii. Finalment es sotmet el dispositiu a un gravat selectiu que ataca la capa sacrificial (iv). Aquest tipus de gravats es solen dur a terme utilitzant composts químics determinats que ataquen la capa que es desitgi. D'aquesta manera s'allibera el NEMS (en aquest cas un pont), que és la part on la capa sacrificial és més estreta. Controlant el temps d'exposició al compost obtindrem diferents resultats, ja que s'elimina més o menys quantitat de la capa intermitja.

El procés complet de creació d'un NEMS pot variar en funció de les necessitats, el tipus de dispositiu o la seva integració. Per exemple, si s'ha de crear en un xip monolític amb tecnologia CMOS la fabricació constarà de moltes altres etapes. Hi ha tres mètodes d'integració amb aquesta tecnologia: pre- intra- i post- fabricació en un circuit CMOS. El més utilitzat és el tercer, és a dir,

fabricar la circuiteria CMOS i després el dispositiu nanoelectromecànic. Aquest mètode és flexible i no interfereix amb els processos de fabricació estàndard.

2.3.2 NEMS Ressonants

Un gran nombre de NEMS avui en dia són ressonants, on el dispositiu és excitat en un dels seus modes de ressonància per al seu funcionament. Alguns exemples d'aquests dispositius són els basats en palanques, com els que es poden veure a la Figura 2.3. A continuació s'explica el funcionament bàsic d'alguns dispositius ressonants, els seus transductors, mètodes d'actuació i detecció.

Un dispositiu ressonant a una freqüència propera a un mode de ressonància es pot aproximar per un oscil·lador unidimensional harmònic [Ek05]. Si considerem un sistema sense pèrdues, el seu comportament es modela per la seva massa efectiva (m_{eff}) i la seva constant elàstica k utilitzant la següent expressió:

$$\frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2} m_{eff} + k x(t) = 0 \quad (2.1)$$

On $x(t)$ és el moviment de la vibració de la palanca (Figura 2.5).

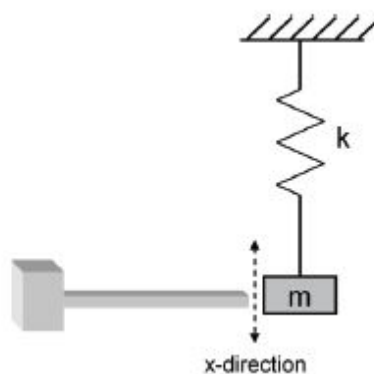


Figura 2.5: Model d'oscil·lador unidimensional harmònic

La solució de l'expressió (2.1) té la forma d'oscil·lador harmònic. A partir d'aquesta podem trobar la freqüència de ressonància del sistema:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{eff}}} \quad (2.2)$$

Per tal de poder aplicar aquest concepte a una estructura ressonant hem de trobar la seva massa efectiva. Aquesta depèn de la seva estructura, mida, materials de fabricació i mode de vibració. La massa del ressonador es pot obtenir a partir de les seves dimensions, que es mostren a la Figura 2.6, i la densitat del seu material ρ .



Figura 2.6: Dimensions del ressonador

$$m_{RES} = wlt\rho \quad (2.3)$$

La massa efectiva de dos dels dispositius ressonants més comuns, la palanca i el pont, es pot trobar utilitzant les següents equacions [Ver08]:

$$m_{eff_cant} = \frac{3m_{RES}}{(k_n l)^4} = \frac{3\rho wlt}{(k_n l)^4} \quad m_{eff_pont} = \frac{192m_{RES}}{(k_n l)^4} = \frac{192\rho wlt}{(k_n l)^4} \quad (2.4)$$

L'altre paràmetre utilitzat per al model d'oscil·lador harmònic simple és la constant elàstica k , que s'identifica amb la rigidesa del feix del ressonador. Si assumim la força s'aplica a l'extrem lliure en el cas d'una palanca, i al centre del feix en el cas d'un pont, la constant elàstica es pot trobar a partir

de les dimensions del ressonador i el seu mòdul de Young (E) [Ver08].

$$k_{\text{cant}} = \frac{E t w^3}{4 l^2} \quad k_{\text{pont}} = \frac{16 E t w^3}{l^3} \quad (2.5)$$

El mòdul de Young (E) és un paràmetre característic de cada material, i té relació amb la seva elasticitat.

Un model més acurat del dispositiu es pot aconseguir introduint pèrdues d'energia que són inherents a qualsevol sistema electromecànic. Aquestes pèrdues es modelen incloent un factor Damping (D) a l'equació (2.1) com es pot veure a continuació:

$$\frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2} m_{\text{eff}} + \frac{\partial x(t)}{\partial t} D + k x(t) = 0 \quad (2.6)$$

El factor D és el coeficient d'esmoreïment del sistema. L'equació (2.6) també es pot definir a partir del factor d'esmoreïment ζ i la freqüència de ressonància $\omega_o = (k/m_{\text{eff}})^{1/2}$:

$$\frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2} + 2 \zeta \omega_o \frac{\partial x(t)}{\partial t} + \omega_o^2 x(t) = 0 \quad (2.7)$$

On el factor d'esmoreïment ζ es pot definir com $\zeta = D/2m_{\text{eff}}\omega_o$.

Els ressonadors basats en MEMS són utilitzats per a la creació d'oscil·ladors, com a substitut dels cristall de quars, utilitzats fins ara. Els oscil·ladors basats en MEMS/NEMS són integrables, de menors dimensions que els cristalls i tenen millors característiques. Avui en dia, però, tenen limitacions en freqüència que els fan menys aptes per a algunes aplicacions. Tot i així es preveu que poc a poc vagin substituint els cristalls com a elements oscil·ladors.

2.3.2.a Transductors

El que diferencia molts d'aquests ressonadors, a part de les seves característiques físiques, són els transductors utilitzats per al seu funcionament. Un transductor és l'element que converteix la tensió i intensitat al port del ressonador en la força que apliquem al dispositiu $f(t)$ i velocitat $v(t)$, i a la inversa [Ek05], com s'ha vist a la Figura 2.1. Aquest element ha de ser capaç d'activar el ressonador o transformar el seu moviment en senyals elèctriques. En el camp dels NEMS, l'efectivitat d'un transductor electromecànic ve donada pels següents punts:

1. La seva sensibilitat o resolució
2. Pertorbació en l'element mecànic a causa del circuit
3. Ample de banda de transducció
4. Acoblament entre el circuit d'actuació i detecció
5. Facilitat d'integració

● Transductors actuadors

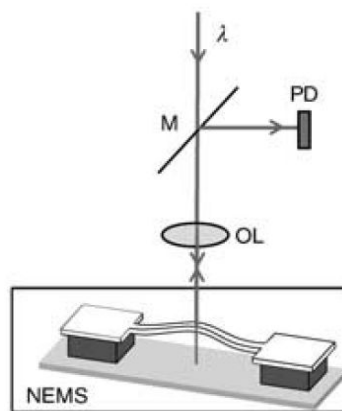
A continuació s'explicaran alguns dels transductors actuadors més habituals en el camp dels NEMS ressonants.

1. Tècniques magnetomotrius: Aquestes es basen en introduir una corrent AC a la palanca en presència d'un camp magnètic fort. La força de Lorentz generada proporciona la força motriu necessària per a fer oscil·lar el ressonador.
2. Actuació capacitiva: aquesta es basa en situar un electrode de porta proper a la palanca dels ressonador o bé al seu substrat. D'aquesta manera es crea una capacitat entre la porta i la palanca, que farà que els elements s'acostin en introduir una tensió entre ells. Aquest mètode perd eficiència a altres freqüències, degut a les capacitats paràsites. Aquest és el mètode que s'ha utilitzat en els oscil·ladors utilitzats.
3. Altres: Hi ha altres mètodes com l'actuació tèrmica o la piezoelectricitat que no són tant utilitzats però que poden presentar bons resultats com a actuadors.

● Transductors sensors

Hi ha varis tipus de transductors utilitzats per a detectar el moviment del ressonador i transformar-lo en magnituds elèctriques.

1. Tècniques magnetomotrius: Aquestes es basen en la força electromotriu induïda pel ressonador en moviment dins d'un camp magnètic estàtic i uniforme. Aquesta força és detectada i amplificada per un circuit de detecció. Aquest mètode no és efectiu quan el circuit és actuat elèctricament, ja que existeix acoblament entre els circuits actuator i sensor.
2. Tècniques òptiques: Existeixen tècniques òptiques basades en interferometria per a detectar el moviment d'una palanca ressonant, per exemple la interferometria de *Fabry-Perot*. La Figura 2.7 mostra un interferòmetre d'aquest tipus:



*Figura 2.7:
Interferometria Fabry-
Pierot*

Es dirigeix un làser de longitud d'ona λ cap al dispositiu ressonant a través d'una lent OL. La llum reflectida pel NEMS travessa la mateixa lent i es dirigeix a un fotodiode PD. El moviment del ressonador provoca canvis en la llum detectada pel fotodiode, de manera que es pot detectar a partir de mètodes interferomètrics.

3. Detecció capacitiva: Aquest tipus de detecció es basa en el mateix principi que l'actuació

capacitiva. En aquest cas, el moviment del ressonador provoca un canvi en la capacitat que forma amb l'electrode de porta. Aquest canvi de capacitat genera una intensitat que és detectada pel circuit detector. La detecció capacitiva és el mètode que s'utilitza en els sensors de massa utilitzats. La Figura 2.8 mostra un esquema del mecanisme de detecció capacitiva.

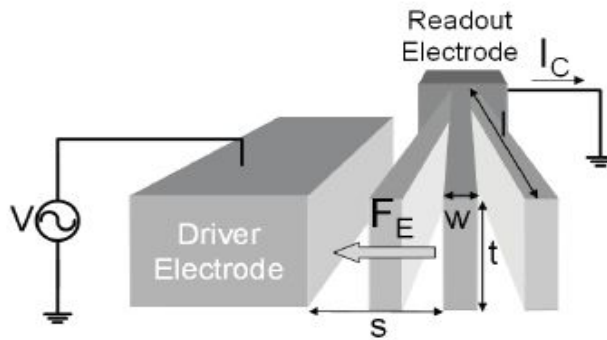


Figura 2.8: Detecció capacitiva

En la situació de la Figura 2.8 es crea una capacitat entre la palanca i l'electrode d'excitació (*Driver electrode*). Aquesta es pot expressar en funció del desplaçament de la palanca mitjançant la següent expressió:

$$C = C_0 \frac{s}{s-x} \quad (2.8)$$

On C_0 és la capacitat quan el desplaçament de la palanca és 0, s és la distància entre la palanca i l'electrode i x és el desplaçament de la palanca. A partir d'aquesta capacitat es pot obtenir la intensitat I_C que es genera a l'electrode de lectura. Si suposem que la tensió V aplicada a l'electrode d'excitació es pot expressar com una tensió alterna V_{AC} sumada a una tensió contínua V_{DC} , ($V_{DC} \gg V_{AC}$) la intensitat I_C es pot trobar a partir de la següent expressió:

$$I_C = \frac{\delta}{\delta t} T(CV) \approx C_0 \frac{\delta V_{AC}}{\delta t} + V_{DC} \frac{\delta C}{\delta t} = I_P + I_M \quad (2.9)$$

Com es pot veure la intensitat detectada consta de dos factors. El primer, I_P és una capacitat paràsita deguda a la tensió d'excitació aplicada a la palanca, mentre que el segon I_M reflecteix el moviment de la palanca a partir de la variació de la seva capacitat. Per tant, es pot observar que com major sigui la tensió contínua major serà el factor degut al moviment de la palanca en la intensitat detectada.

4. Altres tipus, com la detecció piezoresistiva, piezoelèctrica o basada en l'efecte túnel.

2.3.2.b Efectes dels transductors sobre les propietats del ressonador

Un paràmetre important dels NEMS ressonants és la seva freqüència de ressonància efectiva. Fins ara hem suposat que la freqüència de ressonància del dispositiu només depenia de la freqüència de ressonància mecànica de la palanca, determinada per la seva constant elàstica k i la massa efectiva m_{eff} . En realitat, la constant elàstica efectiva també es veu afectada pel sistema de transducció. En el cas d'un mecanisme de transducció electrostàtic, que és el que s'utilitza als oscil·ladors estudiats, la constant elàstica efectiva es veu disminuïda per un factor que depèn dels paràmetres de l'actuador. En primera aproximació, es pot considerar que la força electrostàtica que activa la palanca depèn linealment de la seva posició. D'aquesta manera, com més s'acosta la palanca a l'elèctrode major serà aquesta força. Això provoca una disminució de la freqüència de ressonància del dispositiu, modelat per una constant elàstica elèctrica k_{el} que modificarà la constant elàstica del circuit. Sense entrar en detalls sobre el mecanisme d'actuació, la constant elàstica elèctrica depèn del quadrat de la tensió efectiva aplicada entre l'electrode del transductor i la palanca $\langle V^2 \rangle$ [Ver08]:

$$k_{el} \propto -\langle V^2 \rangle \quad (2.10)$$

Així, en general, la freqüència de ressonància efectiva f_e vindrà donada per l'expressió:

$$k_{eff} = k - |k_{el}| \rightarrow f_e = f_0 \sqrt{1 - \left| \frac{k_{el}}{k} \right|} \quad (2.11)$$

La freqüència de ressonància real de la palanca és més baixa que la freqüència mecànica degut a l'efecte de l'actuador electromecànic. També podem veure que la freqüència de ressonància del dispositiu es veu afectada per la tensió aplicada entre l'electrode del transductor i la palanca.

2.4 MEMS / NEMS com a sensors de massa

Un dels camps d'interès dels MEMS/NEMS és la seva aplicació com a sensors de massa. Fins ara, els dispositius utilitzats amb aquesta finalitat eren les microbalances de cristall de quars, formades per una capa fina de cristall de quars envoltada per dos elèctrodes. Aplicant tensions alternes als elèctrodes es generen ones acústiques (bulk acoustic wave) degut a les propietats piezoelèctriques dels cristalls. Aquestes ones resultats tenen alt factor de qualitat (Q) i alts modes de ressonància. Actualment les microbalances comercials basades en cristalls de quars tenen sensibilitats de l'ordre de 10^{-8} g/cm²Hz i resolucions de 10^{-10} g/cm² [Infin],[Qsen].

Els sensors basats en elements microelectromecànics es basen en la detecció de la variació de la freqüència de ressonància del dispositiu quan es diposita massa al damunt de l'estructura ressonant [Arc06]. Com més petita sigui aquesta estructura, més sensible serà el sensor, ja que el canvi relatiu de massa també serà major. Les petites dimensions dels dispositius també permeten obtenir resolució espacial en la mesura de massa.

La sensibilitat en massa d'un ressonador M/NEMS actuant com a sensor de massa es pot expressar de manera senzilla si suposem que la deposició de massa no provoca cap variació al factor d'esmoreïment k i aplicant el model d'oscil·lador harmònic simple vist anteriorment. Aquesta suposició és vàlida quan la massa dipositada és petita en comparació amb la massa efectiva del ressonador m_{eff} i no hi ha efectes d'estres a la superfície del ressonador, que ressona a una freqüència f_0 . En aquesta situació una deposició de massa puntual Δm provocarà una variació de freqüència de ressonància Δf_n que segueix la següent expressió [Ver08]:

$$f_0 - \Delta f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{\Delta m + m_{\text{eff}}}} \quad (2.12)$$

La sensibilitat en massa puntual d'un sensor (S_m) es pot definir com la variació del paràmetre d'interès en funció de la massa dipositada. En el cas d'un sensor de massa basat en un M/NEMS ressonant, aquesta es pot expressar per la següent expressió [Arc08], [Ver08]:

$$S = \frac{\Delta m}{\Delta f_0} \approx \frac{-2 m_{\text{eff}}}{f_0} \quad (2.13)$$

En algunes situacions ens pot interessar la sensibilitat de massa distribuïda (S_A) del sensor, és a dir, la sensibilitat en massa quan aquesta és dipositada de manera uniforme sobre la superfície del sensor. Això és important per a caracteritzar la resposta de sensor en realitzar una evaporació sobre el sensor, per exemple. Suposant una deposició uniforme, es pot aproximar S_A per a desviacions de freqüència properes a la freqüència de ressonància a partir de la següent expressió [Arc08]:

$$S_A = \frac{1}{A} \frac{\delta m}{\delta f} \approx 2 \frac{1}{A} \frac{m_{\text{RES}}}{f_0} \quad \text{g Hz}^{-1} \text{cm}^{-2} \quad (2.14)$$

On A és l'àrea de la superfície del ressonador i m_{RES} és la massa del feix de l'oscil·lador. A partir d'aquesta sensibilitat es pot trobar la variació teòrica de la freqüència de ressonància Δf en efectuar una deposició sobre el sensor a partir de la següent expressió:

$$\Delta f = \frac{\rho R t}{S_A} \quad (2.15)$$

On ρ és la densitat del material dipositat, R el ratio de deposició (nm/s) i t el temps de deposició (s). Aquest paràmetre és útil per a calcular de manera experimental la sensibilitat en massa distribuïda S_A del sensor, a partir de les dades obtingudes d'una evaporació.

Així, la variació de la freqüència de ressonància amb la massa dipositada variarà amb paràmetres com la topologia del ressonador, o les seves dimensions. A la pràctica, la deposició de massa també provoca efectes com la variació de la rigidesa de l'estructura i un estrès de la superfície del dispositiu [Arc08]. Quan la massa dipositada al dispositiu és prou gran, aquests efectes comencen a ser importants i la balança entra en saturació, perdent el seu comportament com a sensor lineal.

2.4.1 Míxima massa detectable

Una de les característiques importants per a l'ús dels oscil·ladors com a sensors de massa és la mínima massa detectable. Aquest paràmetre determina la resolució en massa del sensor, i vindrà donat principalment per la seva estabilitat en freqüència. Degut a que una deposició de massa al sensor es tradueix en una variació en la freqüència de ressonància, com més estable sigui aquesta major serà la resolució que es podrà aconseguir. El soroll de fase o altres elements que puguin distorsionar la sortida minvaran la mínima variació de freqüència de ressonància detectable i, per tant, la mínima massa detectable pel sensor. Amb aquest motiu és important disposar de bons elements transductors, elements amplificadors i un circuit que introdueixi poc soroll.

La mínima massa detectable pel sensor δM_{min} es pot trobar a partir de la fórmula de la sensibilitat en massa puntual (2.13) vista anteriorment [Arc08]. Si aïllem de l'expressió la massa dipositada al sensor obtenim la següent expressió:

$$\delta M_{min} = \frac{\delta f}{f_0} 2m_{eff} \quad (2.16)$$

L'estabilitat en freqüència del sensor és el factor que limita la mínima massa detectable. En el cas teòric d'una freqüència totalment estable, la mínima massa detectable només estaria limitada per la capacitat de detectar les variacions en freqüència. Tot i així, el soroll inherent a qualsevol sistema limita la mínima massa detectable. Així, podem identificar l'estabilitat en freqüència del sensor amb

la seva desviació respecte la freqüència de ressonància:

$$\frac{\delta f}{f_0} = \sigma \quad (2.17)$$

En aquest cas, la mínima massa detectable pel sensor vindrà donada per l'expressió:

$$\delta M_{min} = \frac{\delta f}{f_0} 2 m_{eff} = \sigma 2 m_{eff} \quad (2.18)$$

Per a un sensor de massa donat, per tant, ens interessa tenir la mínima variància possible (és a dir, soroll o efectes que provoquin una deriva de freqüència) i també minimitzar també la massa del ressonador, de manera que la massa dipositada suposi una variació de massa relativa major.

2.4.2 Estat de l'art

Per a observar els avantatges dels ressonadors basats en dispositius MEMS/NEMS es farà un petit repàs a l'estat de l'art de les microbalances. Les microbalances basades en cristalls de quars comercials arriben a sensibilitats en massa de $1.2 \cdot 10^{-8} \text{ g cm}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$ i una resolució en freqüència òptima de 0.005 Hz [Infin]. En canvi, recents experiments realitzats utilitzant balances basades en MEMS/NEMS mostren millors resultats, com es pot observar a la Figura 2.9.

Research group & year	f_{RES} (MHz)	S (g.Hz ⁻¹)	δm (g) (deposited)	resolution (10 ⁻¹⁸ g)	deposited material	conditions
Caltech [9] 2006	190	0.62 10 ⁻²¹ (zepto)	100 10 ⁻²¹	0.02	N ₂ (areal)	SiC bridge in ultra-high vacuum at 37 K
Caltech [49] 2004	32.8	0.39 10 ⁻¹⁸ (atto)	40 10 ⁻¹⁸	2.5	Au (areal)	SiC bridge in ultra-high vacuum at 17 K
Cornell [85] 2004	13.3	≈ 0.1 10 ⁻¹⁸ (atto)	≈ 10 10 ⁻¹⁸	0.4	Thiolate SAM (punctual)	Polysilicon paddles measured at 3 10 ⁻⁶ Torr
Caltech [81] 2007	127	1.4 10 ⁻²¹ (zepto)	1 10 ⁻¹⁸	≈ 0.1 (in air)	chemisorption of di-fluoroethane (areal)	SiC nanocantilevers with metallic piezoresistive layer measured in air
UAB [86] 2007	1.3	0.9 10 ⁻¹⁸ (atto)	1.4 10 ⁻¹⁵	12	Au (areal)	CMOS metal cantilever in vacuum (6 10 ⁻⁷ mBar)

Figura 2.9: Experiments de sensor de massa basats en NEMS. J. Arcamone – Integration of Nanomechanical Sensors on CMOS by Nanopatterning Methods.

A la Figura 2.9 es pot observar que les capacitats dels dispositius electromecànics com a sensors de massa amb sensibilitat espacial és varis ordres de magnitud major a les microbalances de quars. Alguns d'aquests (per exemple, UAB [Ver08],[Ver08b]) presenten a més l'avantatge d'estar integrats en circuiteria CMOS estàndard.

2.5 Característiques dels sensors utilitzats

A continuació es presentaran els sensors utilitzats per a la seva caracterització com a sensors de massa. En primer lloc es fa una descripció dels ressonadors i les seves característiques, seguida pel seu procés de fabricació i una descripció del circuit oscil·lador.

2.5.1 Descripció i característiques dels ressonadors

Els sensors a estudiar són MEMS ressonants tipus palanca (cantilever) i pont (bridge o CC-Beam). Aquests han sigut dissenyats per Jaume Verd com a part del treball de la seva tesi doctoral [Ver08] i s'emmarquen dins dels treballs de recerca del projecte Nanosys finançat pel MEC. Aquest té l'objectiu de desenvolupar micro/nano sistemes basats en micro/nano estructures mecàniques i

circuiteria CMOS de baix consum.

Els ressonadors tenen un sistema d'excitació electrostàtica i lectura capacitiva, que s'han descrit anteriorment. També utilitza l'anomenada “configuració de dos ports”, que es pot observar a la Figura 2.10.

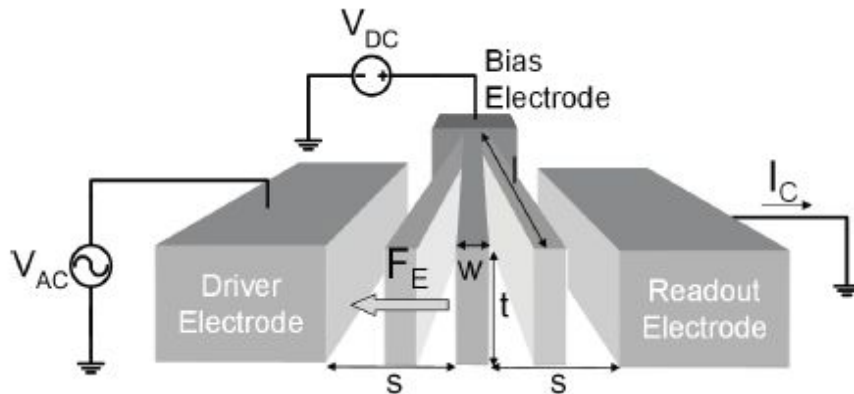


Figura 2.10: Configuració dels ports de polarització, lectura i excitació

En aquest tipus de configuració la lectura i excitació es realitzen mitjançant ports separats a cada banda del ressonador [Ver08]. La polarització en canvi es du a terme utilitzant un tercer electrode que fixa la palanca ressonant al substrat i la resta de circuit. Aquesta configuració minimitza l'acoblament entre els diferents ports.

A continuació es pot veure una taula amb algunes característiques dels ressonadors [Ver08].

	f_0 (mesurada)	$K_n l$	ρ	w	l	t	Mòdul de Young E
Pont (Placa A2)	13.9 MHz	4.73	3000 kg/m ³	600 nm	18 μm	850 nm	131 GPa
Cantilever (Placa B2)	6.33 MHz	1.875	3000 kg/m ³	600 nm	10 μm	850 nm	131 GPa

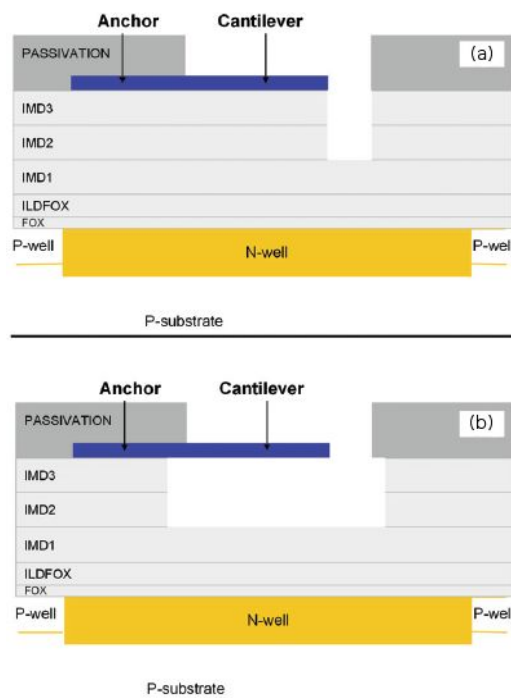
Taula 2.1: Característiques generals dels ressonadors (pont i palanca)[Ver08]

2.5.2 Fabricació

Els ressonadors estan integrats en tecnologia CMOS utilitzant un procés estàndard que només requereix una etapa posterior per a alliberar les palanques ressonants. Per a la fabricació s'ha utilitzat tecnologia comercial de *Austriamicrosystems* (AMS), en concret la família C-35. Aquesta tecnologia defineix CMOS de 3.3V i $0.35\mu\text{m}$ [AMS].

L'última etapa de fabricació consisteix en un gravat humit sense màscara, que allibera les palanques de la capa sacrificial. El disseny dels ressonadors s'ha fet de tal manera que permeti el ràpid gravat de la capa sacrificial sense danyar la resta de circuiteria CMOS.

La Figura 2.11 mostra les capes de la tecnologia AMS-C35, així com la capa que s'ha utilitzat per a fabricar els ressonadors.



*Figura 2.11: Capes de la tecnologia AMS-C35 amb un ressonador definit.
a) Abans de l'etapa de post-procés.
b) Després de l'etapa de post-procés*

CAPÍTOL 2: INTRODUCCIÓ TEÒRICA ALS SENSORS DE MASSA

Les mides i algunes característiques importants dels dispositius ressonants són proporcionades pel dissenyador utilitzant dades del fabricant [Ver08],[AMS].

Dispositiu	Tec.CMOS / litografia	Dimensions $l \times w \times t, s$ (μm)	E / ρ	f_0	Sensibilitat en massa
Nanosys Pont de metall	AMS-C35 UVL	10x0.6x0.85 0.6	131 Gpa / 3000kg/m ³	6.40 MHz	1.16 ag/Hz 79.5pg/Hz·cm ²
Nanosys Cantilever de metall	AMS-C35 UVL	18x0.6x0.85 0.6	131 Gpa / 3000kg/m ³	12.6 MHz	1.70 ag/Hz 40.6pg/Hz·cm ²

Taula 2.2: Característiques dels ressonadors

En aquest cas s'ha optat per deixar el xip a l'aire i connectar-lo amb una PCB mitjançant un wire-bonding. S'han fixat connectors SMA a la placa per tal de connectar-la amb la instrumentació d'alimentació i mesura. Aquest muntatge permet utilitzar el xip de manera senzilla i portable.

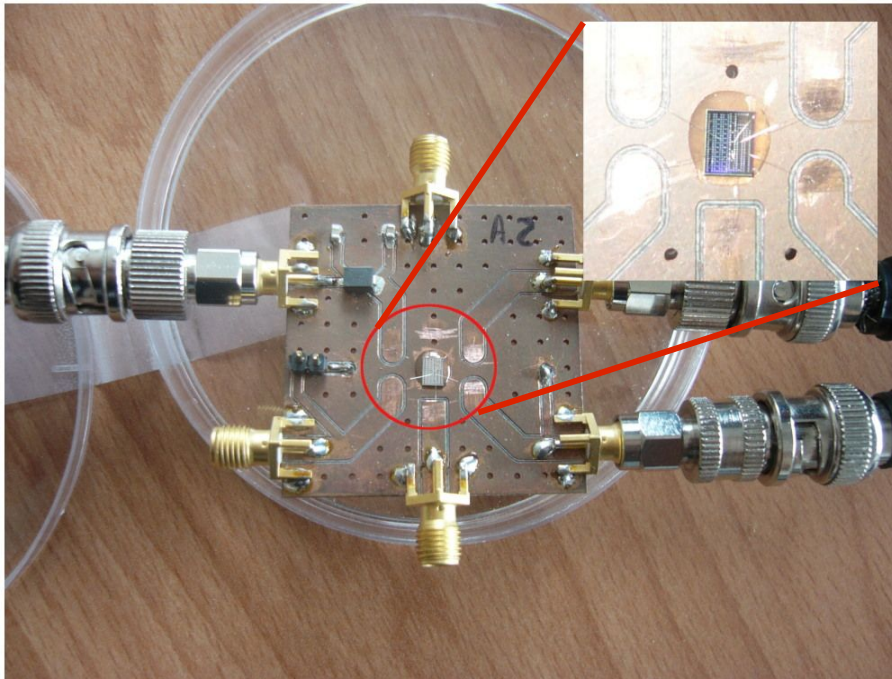


Figura 2.12: Encapsulat de la placa A2. Detall del wire-bonding del xip

La Figura 3.8 un detall del xip amb el wire-bonding cap als diferents ports d'alimentació i sortida. En aquest cas, la massa del sistema és la part superior de la placa, que es connecta amb la massa dels connectors SMA. Aquesta configuració proporciona portabilitat i facilitat d'ús als ressonadors.

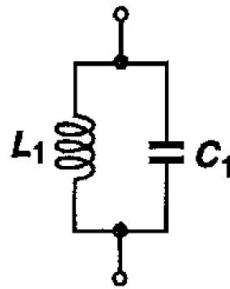
CAPÍTOL 3: OSCIL·LADORS

Els oscil·ladors són una part integral de molts circuits electrònics. Aquests dispositius generen un senyal de sortida periòdica a partir d'una entrada contínua, i tenen aplicacions en molts camps diferents. El present capítol és una introducció teòrica als conceptes dels oscil·ladors i circuits oscil·ladors. Per començar es fa una introducció teòrica als oscil·ladors. A continuació es parla dels ressonadors basats en cristalls de quars, un tipus de ressonador molt utilitzat en oscil·ladors avui en dia. A partir d'aquest model es parla dels ressonadors basats en sistemes microelectromecànics. Per acabar es fa una descripció del circuit dels oscil·ladors que s'estudien en capítols següents.

3.1 Oscil·ladors simples: models basats en elements discrets

Un oscil·lador és un dispositiu que proporciona una sortida periòdica, usualment en forma de tensió, a partir d'una entrada contínua. Aquests dispositius són presents avui en dia en gran quantitat d'aplicacions i dispositius, sobretot en el camp de les comunicacions.

La modelització d'aquests dispositius és important per tal de predir el seu comportament, establir les seves limitacions i millorar-ne el disseny. El model més simple d'oscil·lador és un circuit LC [Raz01].

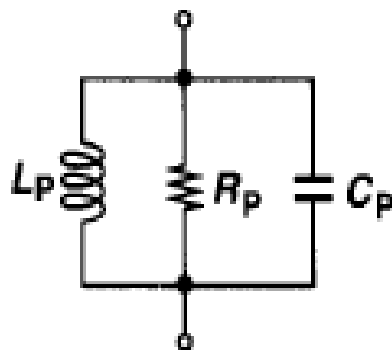


*Figura 3.1:
Model simple
d'oscil·lador LC*

La inductància L en paral·lel amb el condensador C ressonen a la freqüència de ressonància, obtinguda mitjançant la següent expressió:

$$\omega_{RES} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

A la pràctica, però, els components tenen no-idealitats importants que hem de considerar. Les bobines, per exemple, tenen una resistència causada pel metall utilitzat en la seva construcció, que es modela com una resistència. Així, un model més realista d'un oscil·lador es pot veure a la Figura 3.2.



*Figura 3.2: Model simple
d'oscil·lador*

Aquest model té en compte les pèrdues modelades per una resistència R_p en paral·lel amb els

altres dos components. Si calculem la magnitud de la impedància del circuit en el domini freqüencial, veiem que aquesta té un màxim a la freqüència de ressonància del circuit: En aquest moment, la inductància i la capacitat s'anul·len i el circuit equivalent és una resistència Figura 3.3.

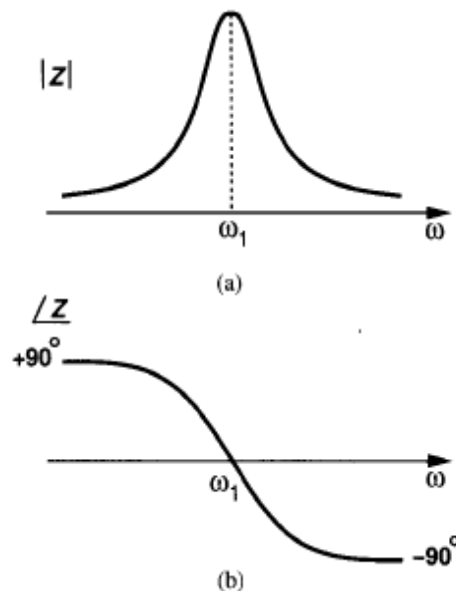


Figura 3.3: Magnitud (a) i fase (b) de la impedància d'un circuit RLC paral·lel, amb freqüència de ressonància ω_1

També s'observa que el circuit té un comportament inductiu per a freqüències menors a la freqüència de ressonància, i capacitiu per a freqüències majors.

Les pèrdues provocades per l'element resistiu provocarien l'atenuació del senyal de sortida fins a fer-lo desaparèixer. És per això que introduïm una “resistència negativa” o restaurador d'energia per a cancel·lar les pèrdues del circuit. Aquest restaurador és un element actiu, i per tant necessitem alimentar-lo.

L'oscil·lador LC és fàcilment sintonitzable variant el valor dels components. Tot i així, té les desavantatges que és molt susceptible a la impedància de càrrega, les variacions en temperatura i la tensió d'alimentació. Per a aquest motiu usualment s'utilitzen oscil·ladors basats en ressonadors,

com els cristalls de quars o, en el nostre cas, dispositius NEMS. depenent del tipus de ressonador l'oscil·lador té diferents característiques: els cristalls de quars típicament tenen bona estabilitat i poca sensibilitat a canvis de temperatura.

El disseny d'un oscil·lador basat en cristalls de quars és molt semblant al d'un dispositiu basat en MEMS/NEMS. Per aquest motiu, tot seguit s'explicarà el model d'un cristall de quars i la seva aplicació en ressonadors. Més tard s'explicarà l'equivalència amb els ressonadors MEMS/NEMS i les seves diferències.

3.2 Model de ressonador: Cristall de quars

Els cristalls de quars són molt utilitzats com a ressonadors gràcies a la seva precisió i estabilitat en freqüència. Aquests ressonadors es basen en la freqüència de ressonància del cristall de quars, que degudament amplificada es pot utilitzar per a construir un ressonador.

Els oscil·ladors basats en cristalls de quars són utilitzats en moltes aplicacions, des de rellotges fins a generació de senyals de rellotge en circuits electrònics o microprocessadors [Vit88].

Per tal d'entendre el comportament d'un cristall de quars, en primer lloc es presentarà el seu model elèctric basat en elements discrets [Vit88]. Un cristall té varis modes de ressonància, cadascun representat per un circuit RLC en sèrie, com es pot veure a la Figura 3.4. La freqüència de ressonància d'un mode i es descriu mitjançant la següent expressió:

$$\omega_m(i) = \sqrt{\frac{1}{L(i)C(i)}} \quad (3.2)$$

On $L(i)$ i $C(i)$ són la inductància i la capacitat intrínseques del mode respectivament. Per tant, el cristall de quars estarà format per un conjunt de circuits ressonants RLC en paral·lel. A la pràctica,

només un d'aquests modes és l'actiu, i la resta es poden menysprear. Si s'observa la impedància de cada circuit RLC sèrie es pot veure que és molt similar a la Figura 3.3, amb un màxim a la freqüència de ressonància, en què la inductància i la capacitat es cancel·len.

El model utilitzat per caracteritzar un cristall de quars actuant en el mode concret i es pot veure a la Figura 3.4.

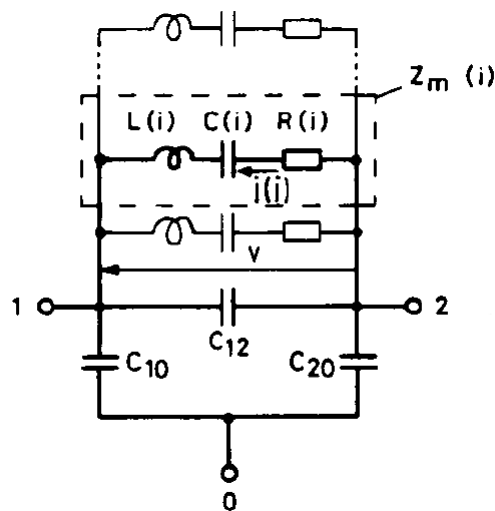


Figura 3.4: Esquema d'un ressonador amb els seus múltiples modes d'oscil·lació

El cristall també inclou capacitats entre els seus electrodes i la coberta del cristall, anomenades C_{12} , C_{10} i C_{20} . Aquestes capacitats paràsites tenen un efecte important en la resposta elèctrica del circuit. La capacitat total entre els nodes 1 i 2 C_0 es pot expressar en termes de les capacitats paràsites, que són molt majors que la capacitat $C(i)$:

$$C_0 = C_{12} + \frac{C_{10} \cdot C_{20}}{C_{10} + C_{20}} \quad (3.3)$$

Així el circuit equivalent del ressonador en un mode de ressonància determinat, tenint en compte les capacitats paràsites, es pot modelar com un circuit RLC en paral·lel amb una capacitat paràsita C_0 . Si representem la resposta del circuit es comprova que aquesta veu afectada per aquesta

capacitat, i apareix una freqüència d'antiresonància a la freqüència f_p .

$$f_p = f_0 \sqrt{1 + \frac{C_i}{C_0}} \quad (3.4)$$

On C_i és la capacitat del mode ressonant i . En representar la resposta del circuit es pot observar aquest efecte Figura 3.5.

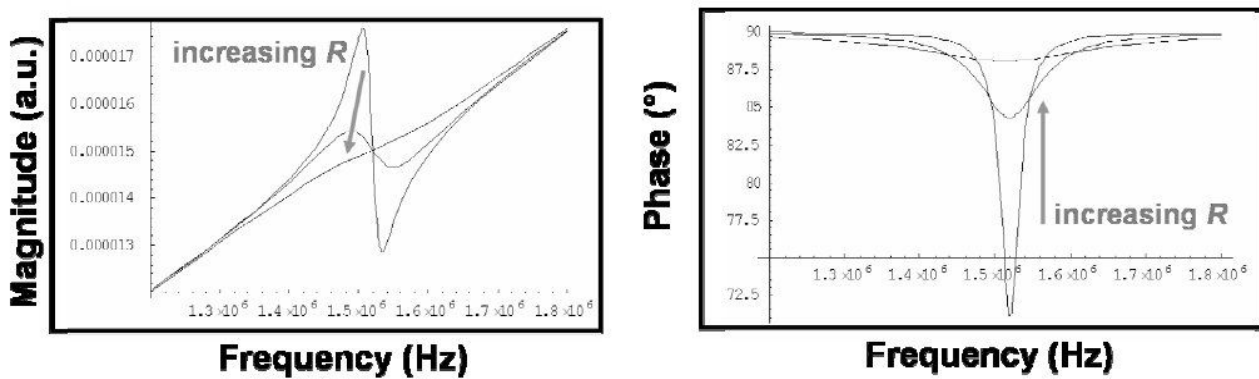


Figura 3.5: Magnitud i fase de la resposta d'un circuit RLC//C per a diferents valors de resistència. En aquest cas $L_i=1H$, $C_i=10fF$ i $C_0=1.5p$. Valors de R_i entre 0.2 i $2M\Omega$.

A la resposta del circuit RLC//C es pot observar el pic de ressonància que apareixia anteriorment seguit per un pic d'antiresonància. A la resposta en fase ja no s'observa un comportament en forma d'esglaó, sinó que la fase comença a disminuir a la freqüència de ressonància per a tornar a pujar a 90° a la freqüència d'antiresonància. Com major sigui el valor de la capacitat, major serà el pic de la magnitud i menor serà el pic de la fase.

Un paràmetre important dels ressonadors és el factor de qualitat. De manera general, aquest dóna una idea de la qualitat del ressonador, i és àmpliament utilitzat com a figura de mèrit d'aquests dispositius. Aquest es pot definir com:

$$Q = \frac{\text{Energia emmagatzemada}}{\text{Pèrdues}} \quad (3.5)$$

En el cas d'un oscil·lador, aquest es defineix per a cada mode de ressonància determinat. A partir d'ara suposarem que el ressonador treballa al seu mode de ressonància fonamental, caracteritzat pels components R_S , L_S i C_S que oscil·len a freqüència ω_m . En aquest cas, el factor de qualitat es pot definir com:

$$Q = \frac{1}{\omega_m C_S R_S} \quad (3.6)$$

En el cas dels oscil·ladors de cristall de quars, el factor de qualitat disminueix amb les pèrdues del mode de ressonància, la seva capacitat i la seva freqüència. Un altre paràmetre important és la impedància del ressonador en cada mode Z_m . Per a trobar-la només cal calcular la impedància en paral·lel de la branca RLC i la branca C_0 . El resultat és la següent expressió:

$$Z_m(j\omega) = \frac{1}{C_0 j\omega + \frac{1}{\frac{1}{jC_m\omega} + jL_m\omega + R}} \quad (3.7)$$

Un paràmetre de l'oscil·lador que afecta el seu rendiment és el pull-in en freqüència p . Aquest té lloc quan la freqüència de disseny del circuit ω no és exactament la mateixa que la freqüència de ressonància del ressonador ω_m . En aquest cas el funcionament de l'oscil·lador es veurà degradat. El pull-in en freqüència és usualment causat per les capacitats paràsites del circuit, que modifiquen la capacitat del mode de ressonància del ressonador C_m i en fa variar la freqüència de ressonància. El pull-in p es mesura com la diferència entre la freqüència del circuit ω i la freqüència mecànica ω_m respecte la freqüència mecànica:

$$p = \frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \quad (3.8)$$

El desajust de la freqüència de disseny del circuit respecte la freqüència de ressonància del ressonador provoca que el circuit no treballi a freqüència òptima, cosa que es tradueix en una

degradació del factor de qualitat Q de l'oscil·lador.

3.2.1 Condició d'oscil·lació

Per a que un sistema amb realimentació negativa oscil·li cal que compleixi les condicions del criteri de Barkhausen [Raz01], que són necessàries però no suficients. La primera condició s'anomena “condició de magnitud”, i determina que el mòdul de la funció de transferència ha de ser major o igual a 1 per a que hi hagi oscil·lació.

$$|H(j\omega_0)| \geq 1 \quad (3.9)$$

Per a que l'amplitud de l'oscil·lació sigui constant, el mòdul de la seva funció de transferència ha de ser 1, si aquest és major l'oscil·lació augmentarà d'amplitud. Quan el mòdul de la funció de transferència és 1 ens trobem en l'anomenada “condició crítica”, que és el mínim valor pel qual existirà oscil·lació no esmorteïda. El segon criteri de Barkhausen és el criteri de la fase. Aquest determina que, per a que hi hagi oscil·lació la fase de la funció de transferència ha de ser 180° .

$$\angle H(j\omega_0) = 180^\circ \quad (3.10)$$

Cal notar que, en cas d'un oscil·lador amb realimentació positiva, la fase ha de ser 0° o 360° per a oscil·lar correctament. Això és degut a que la inversió del senyal durant la realimentació negativa comporta intrínsecament un canvi en la fase de 180° . Aquestes condicions s'han de prendre com a base del disseny del circuit de l'oscil·lador. Si considerem que el circuit descrit està en règim lineal, podem trobar la condició d'oscil·lació de manera senzilla. Per a que el circuit oscil·li és necessari “cancel·lar” els efectes de la impedància per evitar que les pròpies pèrdues del circuit ressonant evitin l'oscil·lació i evitin que s'acompleixi el criteri de Barkhausen del mòdul. Per satisfer aquesta condició, dividirem el circuit en dues parts: la primera consta de la branca RLC i la resta de circuit es caracteritza mitjançant una resistència de càrrega Z_C com es pot veure a la Figura 3.6.

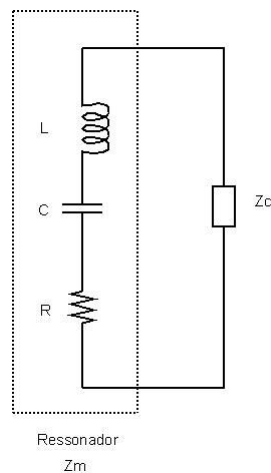


Figura 3.6: Model RLC de l'oscil·lador

La condició crítica d'oscil·lació és la següent:

$$Z_c + Z_m = 0 \quad (3.11)$$

Si la impedància del circuit Z_c és menor que Z_m no hi haurà oscil·lació, ja que aquesta es veurà cancel·lada per les pròpies pèrdues del ressonador. En canvi, si Z_c és major que Z_m l'oscil·lació augmentarà la seva amplitud fins que entri en règim no lineal.

Ara, utilitzant les expressions (3.7) i (3.8) podem dividir la condició crítica d'oscil·lació en la seva part real i imaginària:

$$\begin{aligned} -\Re(Z_c) &= R \\ -\Im(Z_c) &= \frac{2p}{\omega C} \end{aligned} \quad (3.12)$$

El disseny d'un oscil·lador basat en cristalls de quars està orientat a complir aquestes condicions. A continuació es presenta un model bàsic de circuit, l'oscil·lador de tres ports basat en

un transistor. Aquest model ha sigut utilitzat als dispositius que es caracteritzen al següent capítol.

3.2.2 Oscil·lador bàsic de tres ports

El model més bàsic d'oscil·lador de tres ports basat en un ressonador es basa en connectar el ressonador a un circuit oscil·lador basat en un element transconductor, com un transistor. A la Figura 3.7 es mostra la forma general de l'oscil·lador de tres ports, que conté el model de ressonador connectat al circuit oscil·lador.

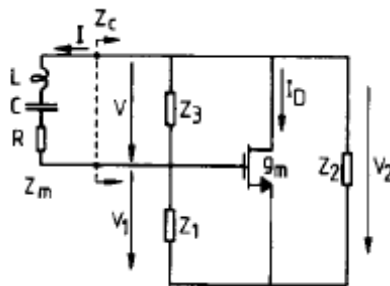


Figura 3.7: Model general de l'oscil·lador de tres ports

El circuit es basa en un amplificador amb una transconductància g_m . Aquest paràmetre representa el guany de l'amplificador. En el cas d'un FET, la transconductància es defineix com:

$$g_m = \frac{i_D}{v_{GS}} \quad (3.13)$$

En el circuit de la figura el transistor és l'encarregat de proporcionar un guany al circuit, és a dir, cancel·lar la resistència R del ressonador i complir la condició d'oscil·lació. Per tant, el valor de g_m ha de ser escollit correctament per tal que el circuit oscil·li. Per tal de complir la condició (3.11) necessitem saber la impedància del circuit Z_C . Aquesta ve donada per la següent expressió:

$$Z_C = \frac{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + g_m Z_2 Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + g_m Z_1 Z_2} \quad (3.14)$$

Per a trobar el punt de treball del circuit oscil·lador la impedància del circuit Z_C ha de ser igual i de signe contrari a la impedància de la branca RLC de l'oscil·lador, com s'ha explicat anteriorment. Això es pot fer ajustant la transconductància de l'amplificador g_m de manera adequada.

Per a simplificar els càlculs, suposem un circuit ideal, de manera que les úniques pèrdues són les del ressonador. En aquest cas, Z_1 , Z_2 i Z_3 són capacitats pures (C_1 , C_2 i C_3 respectivament). En aquest cas, i substituint a l'expressió (3.14) podem trobar la impedància del circuit en funció de les capacitats i la transconductància:

$$\begin{aligned} \Re(Z_C) &= \frac{-g_m C_1 C_2}{(g_m C_3)^2 + \omega^2 (C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_3 C_1)^2} \\ \Im(Z_C) &= \frac{-g_m^2 C_3 + \omega^2 (C_1 + C_2)(C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_3 C_1)}{\omega [(g_m C_3)^2 + \omega^2 (C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_3 C_1)^2]} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Les expressions trobades són complexes, i es fa difícil treballar amb elles per trobar el valor de transconductància adequat per a acomplir (3.11). És per això que és útil representar la impedància Z_C en funció de la transconductància g_m com es pot veure a la Figura 3.8. Aquesta gràfica ens ajuda a identificar els punts en que la impedància del circuit compleix la condició crítica d'oscil·lació i, a partir d'aquest valor, trobar el valor de transconductància associat.

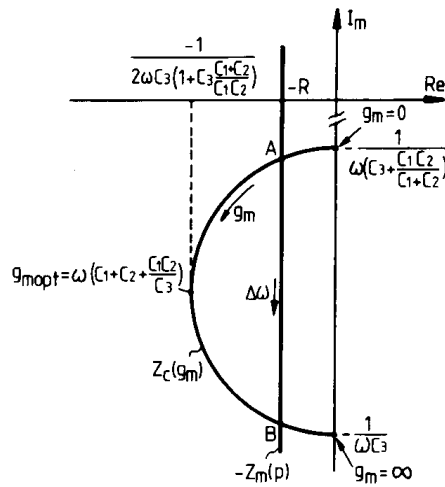


Figura 3.8: Impedància del circuit Z_c en funció de la transconductància g_m

Els punts on la gràfica $Z_c(g_m)$ es creua amb la línia $-Z_m(p)$ són els punts de treball del circuit, és a dir, els que aconsegueixen la condició crítica d'oscil·lació (3.11). Notem que la impedància Z_m depèn del frequency pulling p degut a que (3.7) depèn de la freqüència de ressonància real del ressonador. Per a produir una oscil·lació estable, el circuit ha de treballar al punt A. Per a arrancar l'oscil·lació, però, Z_c ha de ser major que Z_m per tal que el guany de la realimentació sigui positiu i l'oscil·lació pugui créixer a partir del soroll.

A partir d'aquests valors i les condicions esmentades anteriorment podem trobar la transconductància mínima per a aconseguir oscil·lació, $g_{m,crit}$.

$$g_{m,crit} = \frac{\omega C (C_1 + C_2)^2}{Q p^2 4 C_1 C_2} \quad (3.16)$$

Aquesta és mínima per a $C_1=C_2$. Aquesta expressió mostra un compromís entre el factor de qualitat Q , el frequency pulling p i la transconductància mínima $g_{m,crit}$. Per tant, per a factors de qualitat alts es precisa un major valor de transconductància per a aconseguir oscil·lació.

Una de les configuracions d'oscil·lador de tres ports més utilitzada és la de font a terra, també

anomenada oscil·lador Pierce [Vit88]. La Figura 3.9 mostra un exemple d'aquesta configuració, utilitzant un inversor CMOS.

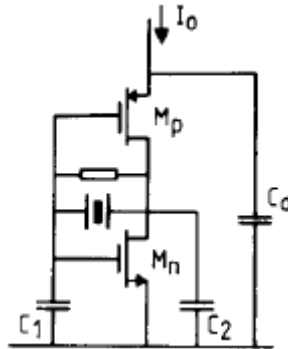


Figura 3.9: Circuit oscil·lador Pierce

La configuració Pierce és simple però presenta alguns desavantatges, com poca estabilitat en freqüència, forts efecte no lineals i un alt consum de potència.

3.2.3 Exemple pràctic: valors nominals d'un oscil·lador basat en cristalls de quars

Com s'ha comentat anteriorment, el model de ressonadors basats en cristalls de quars també pot ser utilitzat per a modelar ressonadors basats en MEMS/NEMS. La diferència és que els components discrets utilitzats en el model tindran valors molt diferents. Per a fer-nos una idea del modelatge d'un cristall de quars, posarem un exemple dels valors d'un cas real [Vit88].

Component	Símbol	Valor
<i>Freqüència</i>	$\omega/2\pi$	2.1 MHz
<i>Capacitat mecional</i>	C	0.53 fF
<i>Capacitat en paral·lel</i>	C_{12}	0.55 pF
<i>Resistència mecional</i>	R	240 - 480 Ω
<i>Factor de qualitat</i>	Q	600 – 300 10^5

Taula 3.1: Valors dels components de modelatge d'un ressonador basat en cristalls de quars ($T=300K$). Estabilitat en freqüència: 10ppm de -10 a 50°C ()

La Taula 3.1 mostra els valors del model d'un ressonador basat en un cristall de quars d'alta qualitat ressonant a 2MHz.

3.3 Model de ressonador: MEMS/NEMS

La modelització d'un ressonador basat en dispositius micro/nano-electromecànics és molt similar a la d'un cristall de quars. El ressonador d'un port es pot modelar com un circuit RLC paral·lel amb C en la proximitat d'un mode de ressonància [Bie95]. Aquest model es pot observar a la Figura 3.10.

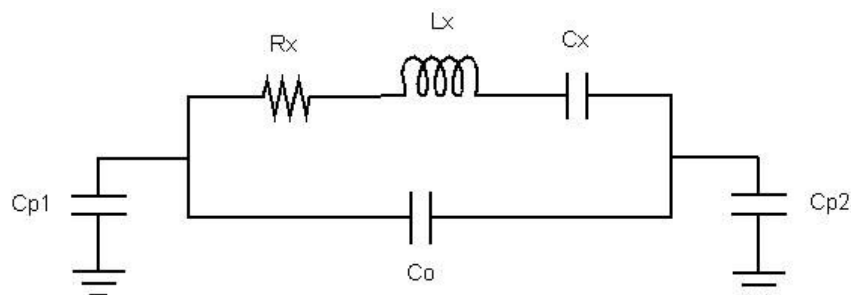


Figura 3.10: Model de ressonador: Circuit RLC en paral·lel amb C

La principal diferència amb els oscil·ladors basats en cristalls de quars són els valors dels

components que modelen el ressonador i la necessitat d'incloure una tensió de polarització al circuit, cosa que en els cristalls de quars no és necessària. Aquesta tindrà efectes sobre el circuit oscil·lador, l'estabilitat del sistema i la freqüència de ressonància [Bie95] que s'han de tenir en compte.

En general, els cristalls de quars tenen un factor de qualitat més alt que els dispositius electromecànics, i són més fàcils de fer ressonar. Per aquest motiu, juntament amb l'efecte de la tensió de polarització, la selecció del punt de polarització del circuit oscil·lador ha de ser més precisa en el cas dels MEMS/NEMS.

Per altra banda, la resistència mecànica (és a dir, la resistència d'un mode de ressonància concret) dels ressonadors basats en MEMS/NEMS presenta valors molt més alts que en els cristalls de quars. Si recordem la condició d'oscil·lació:

$$Z_c + Z_m = 0 \quad (3.17)$$

Per tant, com més alta sigui la resistència mecànica més baixa ha de ser la resistència del circuit (i, recordem, de valor negatiu). Per aconseguir la resistència Z_c desitjada ho fem utilitzant un amplificador i utilitzant el concepte de “resistència negativa”. Per tant, si utilitzem ressonadors MEMS/NEMS el circuit amplificador ha de tenir un guany major que en el cas dels cristalls de quars i, per tant, ha de ser més complex.

Per fer-nos una idea de l'ordre de magnitud dels paràmetres de modelatge d'un oscil·lador basat en MEMS/NEMS, podem veure a continuació un exemple dels valors d'un oscil·lador basat en una palanca ressonant [Ver08]. Es pot observar, com s'ha explicat, el baix factor de qualitat Q comparat amb ressonadors basats en cristalls de quars i la seva alta resistència mecànica R_m .

Component	Símbol	Valor
<i>Freqüència</i>	$\omega/2\pi$	6 MHz
<i>Resistència mocional</i>	R_m	25 M Ω
<i>Factor de qualitat</i>	Q	100

Taula 3.2: Valors dels components de modelatge d'un ressonador basat en una palanca ressonant MEMS [Ver08]

3.4 Circuit oscil·lador dels sensors utilitzats

L'estructura del circuit oscil·lador per a tots els sensors utilitzats és la mateixa, tant en el pont com la palanca ressonant. Aquest té diverses funcions: per una banda, ha de polaritzar i excitar correctament l'oscil·lador, ha de ser capaç de detectar el seu moviment i ha de garantir la seva oscil·lació, de manera que funcioni a partir d'una alimentació contínua. La major dificultat en el disseny del circuit oscil·lador és la compensació de l'alta resistència mocional de la palanca [Ver08b]. Un altre dels reptes durant el disseny és el circuit de lectura capacitiu, i evitar l'acoblament entre els diferents circuits. La Figura 3.11 mostra una imatge del circuit oscil·lador fabricat, on es pot observar també el ressonador i els pads de connexió.

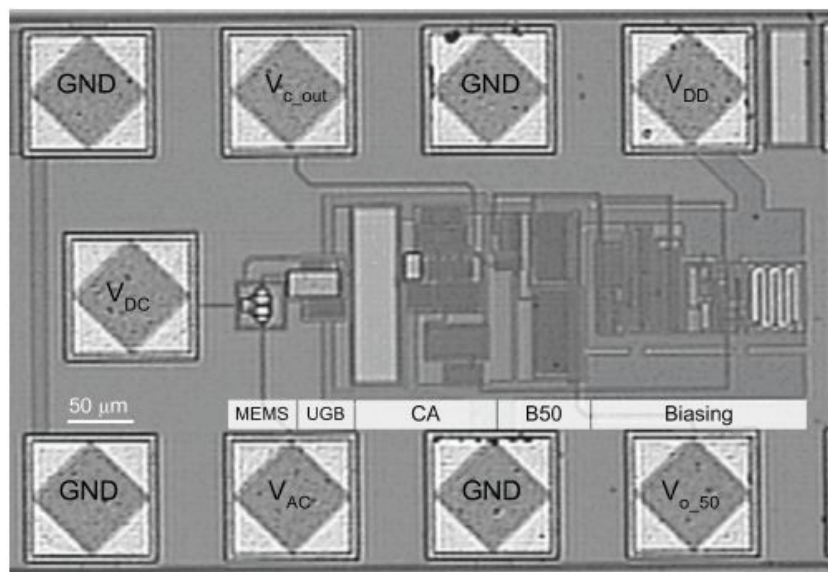


Figura 3.11: Imatge del circuit oscil·lador i els seus pads de connexió

El circuit està basat en una topologia Pierce adaptada per a compensar l'alta resistència mocional del circuit i garantir el criteri de fase de l'oscil·lació [Ver08]. Com s'ha explicat anteriorment, un alta resistència mocional necessita un amplificador d'alt guany per a ser compensada utilitzant la tècnica de la “resistència negativa”. Segons el criteri de fase de l'oscil·lació, la fase de la funció de transferència ha de ser igual a 360° . Això significa que el ressonador i els elements del circuit entre els nodes d'excitació i lectura han de proporcionar un desfasament suficient per a aconseguir oscil·lació.

D'aquesta manera, el circuit de l'oscil·lador ha de permetre la correcta lectura del senyal de sortida, proveir un guany suficient per a que l'oscil·lador compleixi el criteri de Barkhausen del mòdul i incloure buffers per tal que s'acompleixi el criteri de la fase. La Figura 3.12 mostra un esquema del circuit de l'oscil·lador.

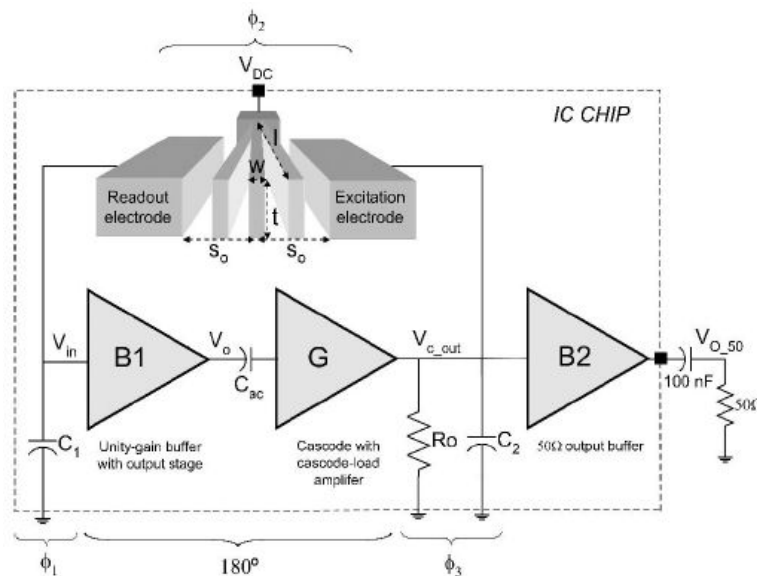


Figura 3.12: Esquema del circuit de l'oscil·lador

El buffer B1 té com a objectiu minimitzar la impedància d'entrada i garantir una fase alta al node d'entrada (ϕ_1). Aquest circuit ha sigut dissenyar per a detectar la corrent capacitiva dels ressonadors, basant-se en un mètode capacitiu de transducció. Aquest buffer té guany unitari.

L'amplificador G s'utilitza per a aconseguir un guany prou alt per a que s'acompleixi el criteri de Barkhausen del mòdul, és a dir, compensar la resistència mecànica del ressonador. El mòdul G també presenta una alta impedància de sortida que provoca un alt canvi de fase al node de sortida (ϕ_3). El circuit és un amplificador cascode, amb càrrega cascode i acoblament AC.

La Taula 3.3 mostra les característiques més importants dels mòduls del circuit oscil·lador.

	Buffer d'entrada B1	Etapa de guany G
Consum potència	4.6 mW	2.8 mW
Tensió d'alimentació	3.3 V	3.3 V
Ample de banda	47MHz	25 Mhz @ 350 fF
Capacitat de càrrega	30 pF	350 fF
Transimpedància	947 k Ω @ 10MHz	-
Guany de tensió	Unitari	51.3 dB

Taula 3.3: Característiques dels mòduls de l'oscil·lador [Ver08]

El buffer de sortida B2 s'utilitza per a realitzar adaptació d'impedàncies a la sortida, i poder mesurar amb instruments de 50 Ω d'impedància característica. Aquest circuit ha de tenir un baix consum de potència i poc canvi de fase. Aquest està basat en dues etapes seguidores de font.

CAPÍTOL 4: CARACTERITZACIÓ D'OSCIL·LADORS

La caracterització d'oscil·ladors és necessària per a obtenir les seves característiques i la seva qualitat en relació a altres dispositius similars. Aquest procés ha de servir per a avaluar el rendiment de l'oscil·lador i si és adequat per a una aplicació concreta. El present capítol fa una introducció a les característiques més importants dels oscil·ladors, i s'explica de manera detallada l'estabilitat en freqüència, la seva caracterització i mesura. En aquest àmbit, s'expliquen mètodes de mesura en el domini temporal i domini freqüencial, i la relació entre els dos. Per acabar es parla d'una altra característica important d'aquests dispositius, la seva estabilitat davant paràmetres ambientals com són la temperatura, la humitat o la pressió.

4.1 Característiques dels oscil·ladors

Les característiques que s'estudiaran dels oscil·ladors són la seva estabilitat en freqüència i la seva dependència de factors ambientals. Altres característiques importants dels oscil·ladors són la seva freqüència central, la dissipació de potència, l'amplitud de sortida i la robustesa respecte el soroll d'alimentació [Raz01].

Els factors ambientals poden induir variacions en la freqüència de ressonància de l'oscil·lador [All87]. Per aquest motiu, és important estudiar la robustesa del circuit en front a aquests paràmetres, ja que això ens permetrà, en alguns casos, compensar el seu efecte. Alguns dels factors que típicament produeixen desviacions en la freqüència de ressonància dels oscil·ladors són les vibracions, el shock, la radiació, la humitat o la temperatura [All87].

4.2 Estabilitat en freqüència

Un dels paràmetres que caracteritza un oscil·lador és la seva freqüència central. Considerem que aquesta freqüència és la de treball, i un oscil·lador ideal produiria una sortida pura a aquesta freqüència. Es pot definir l'estabilitat en freqüència com la mesura de les fluctuacions de la freqüència de sortida respecte la freqüència de ressonància. Més concretament, l'estabilitat en freqüència és el grau en que un senyal oscil·lant té el mateix valor de freqüència per un interval determinat de temps durant un període de temps determinat [NIST]. Usualment l'estabilitat en freqüència es mesura respecte un oscil·lador de referència. Per tant, considerem que un oscil·lador és estable en freqüència si genera la mateixa freqüència de sortida que un oscil·lador de referència.

L'estabilitat en freqüència, com s'ha explicat, es calcula durant períodes de temps determinats. Hi ha dues maneres de caracteritzar l'estabilitat en freqüència: a curt termini o llarg termini també anomenada deriva en freqüència [HP]. La divisió entre els dos camps depèn de l'aplicació que es du a terme: per exemple, en un sistema de comunicacions, qualsevol variació més lenta que la portadora més estreta es pot considerar de llarg termini. En canvi, en un aparell de mesura de temps una variació de dies es pot considerar de curt termini. També depenent de l'aplicació de l'oscil·lador es buscarà estabilitat en un camp o un altre. Per exemple, els oscil·ladors de rellotges han de tenir una alta estabilitat en períodes de temps llargs, mentre que en un sensor o un sistema de telecomunicacions generalment es busquen alts valors d'estabilitat en temps curts.

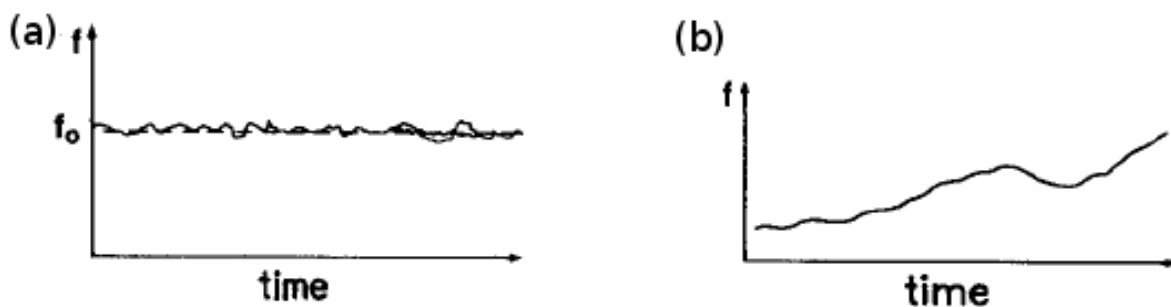


Figura 4.1: Diferència entre estabilitat a curt termini (a) i llarg termini (b)

L'estabilitat en llarg termini, o derives en freqüència, fa referència al canvis lents en la mitjana de la freqüència de treball de l'oscil·lador deguts a canvis en el ressonador o el seu circuit [HP]. Aquesta estabilitat generalment es mesura com la variació de freqüència respecte la freqüència de ressonància $\Delta f/f_0$ per a un determinat interval de temps. Aquest efecte usualment s'anomena deriva en freqüència, i té una evolució lineal o bé exponencial [HP].

L'estabilitat a curt termini fa referència a variacions de la mitjana aleatòries o periòdiques que no es poden considerar derives o errors estàtics. Normalment es descriuen en termes de variacions de la freqüència mitjana que tenen lloc en períodes de pocs segons o menys. Una eina important per a estudiar la variació a curt termini és el soroll de fase, que s'explica a continuació. Degut a la importància de l'estabilitat en curt termini per al funcionament dels oscil·ladors com a sensors, es dedicarà una atenció especial a l'estudi d'aquest paràmetre.

4.3 El soroll de fase i l'estabilitat en freqüència

L'estabilitat a curt termini són les variacions instantànies de freqüència al voltant de la freqüència fonamental. Aquesta és afectada per dos tipus bàsics de variacions: les variacions deterministes i les aleatòries [HP]. Les variacions deterministes són senyals discrets que apareixen a components determinats de l'espectre freqüencial. Les variacions freqüencials, en canvi, són degudes a soroll tèrmic o d'altres tipus, i usualment s'anomena soroll de fase. Aquest paràmetre s'estudia usualment en domini freqüencial. En observar l'espectre del senyal de sortida d'un oscil·lador es poden observar unes bandes al voltant de la freqüència fonamental f_0 (Figura 4.2). Aquestes bandes són originades pel soroll de fase.

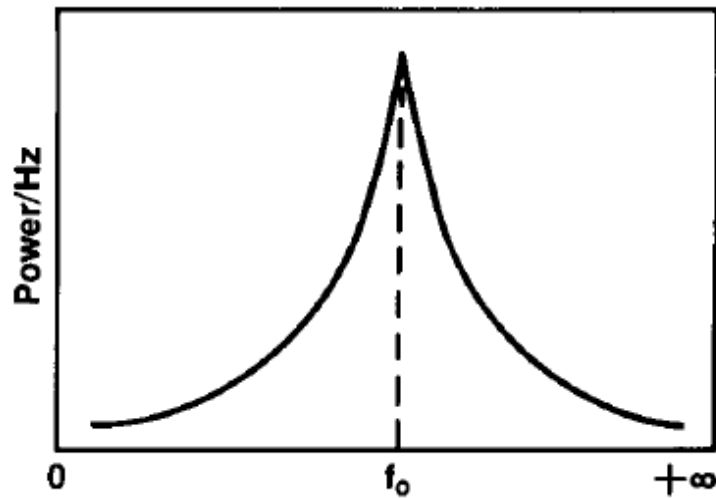


Figura 4.2: Espectre freqüencial del senyal de sortida d'un oscil·lador

El senyal de sortida ideal d'un oscil·lador és un to a una freqüència determinada f_0 . El soroll afegeix variacions a la fase $\phi(t)$ i l'amplitud $\varepsilon(t)$ del senyal, que es tradueixen en fluctuacions de freqüència instantània, com es pot veure a (4.1) i la Figura 4.3.

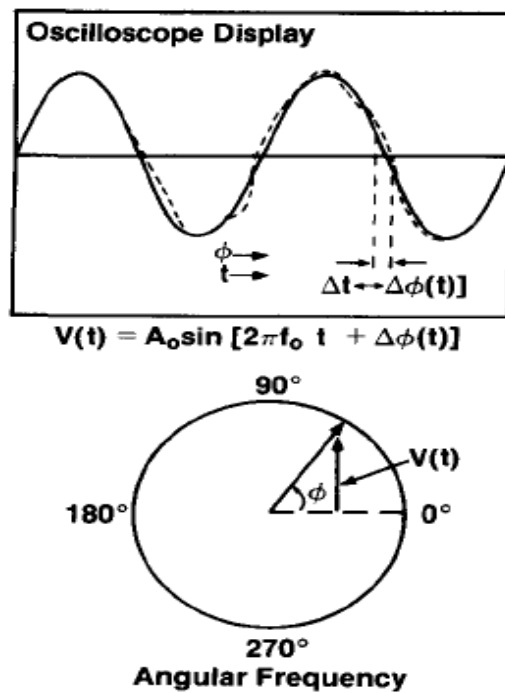


Figura 4.3: Soroll de fase en el domini temporal (jitter)

$$V(t)=[A_0+\epsilon(t)]\sin(2\pi f_0 t+\phi(t)) \quad (4.1)$$

Partim d'un senyal ideal en el domini temporal, que és pertorbat per soroll en un curt instant de temps. Durant aquest instant, podríem dir que la ΔV i Δt del senyal corresponen a un senyal de freqüència diferent. Si aquesta pertorbació es repeteix de manera constant durant els següents cicles, hi ha una quantitat de la potència que forma part d'un altre senyal amb el període igual al període de la pertorbació. Si representem aquesta situació en el domini freqüencial, veurem una pic de potència a la freqüència del senyal desitjat i un petit pic de potència a la freqüència de la pertorbació. Per tant, una variació de la freqüència instantània de senyal es tradueix en les bandes de soroll al voltant de la freqüencial fonamental f_0 que s'observen a la Figura 4.2.

4.3.1 Causes del soroll de fase

A continuació s'estudiaran les causes més usuals del soroll de fase d'un dispositiu. El soroll de l'oscil·lador en general pot afectar tant l'amplitud com la fase del senyal de sortida però, degut als mecanismes limitadors d'amplitud inherents als oscil·ladors, la contribució més important és a la fase del senyal [Lee00]. És per això que l'estudi del soroll de fase és important per a la caracterització d'un oscil·lador. Aquest està format per diverses causes que sumen les seves contribucions al soroll total del sistema.

- **Soroll tèrmic**

El soroll tèrmic és el soroll inherent en qualsevol sistema pel fet de no treballar a una temperatura de 0°K. Aquest es defineix com la potència mitja de potència de soroll per Hz d'ample de banda d'una resistència a una temperatura determinada. El soroll tèrmic N_p es defineix com a:

$$N_p=kTB \quad (4.2)$$

On k és la constant de Boltzmann, T és la temperatura ambient en graus Kelvin i B és l'ample de banda del sistema. Aquest soroll és de banda ampla i és constant amb la freqüència.

- **Figura de soroll**

La figura de soroll F és la relació entre la SNR a l'entrada i la SNR a la sortida d'un dispositiu a una temperatura $T=290^{\circ}\text{K}$. En el cas dels dispositius actius (com amplificadors), el soroll a la sortida es veu afectada per l'amplificació del propi component G i la seva figura de soroll F :

$$N_{\text{OUT}_G} = kTBGF \quad (4.3)$$

I la densitat espectral de soroll de fase a la sortida d'un amplificador és:

$$S_{\phi}(f) = \frac{FkT}{P_s} \left(1 + \frac{f_c}{f} \right) \left[\frac{\text{rad}^2}{\text{Hz}} \right] \quad (4.4)$$

On f_c és un paràmetre experimental que representa la freqüència on la contribució del soroll de fase iguala la contribució de soroll tèrmic. Aquest tipus de soroll s'anomena soroll flicker, i té lloc en dispositius actius. Per altra banda, El soroll tèrmic d'entrada a l'amplificador també és afectat pel factor de soroll, de manera que el fons de soroll de banda ampla augmenta. Aquests efectes es poden observar a la Figura 4.4.

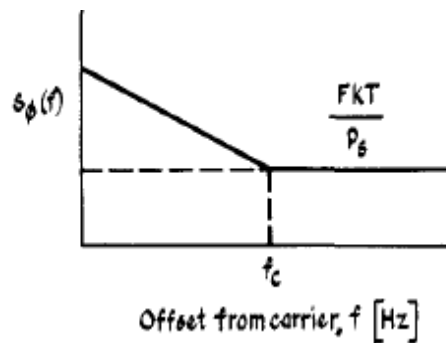


Figura 4.4: Densitat espectral de fluctuacions de fase: efecte del soroll flicker

El soroll flicker no és constant amb la freqüència, sinó que forma una rampa que es sobreposa al soroll tèrmic de base. Aquesta disminueix amb la freqüència, de manera que la seva contribució serà important a freqüències properes a la portadora. El soroll de fase flicker disminueix a ritme de -10dBc/dec.

- **Altres contribucions**

Un oscil·lador té altres contribucions de soroll, com el seu factor de qualitat Q o desviacions en freqüència provocades per canvis de fase en la realimentació del ressonador. D'aquesta manera, el soroll de fase realimentat es modula al ressonador i crea soroll de fase modulad en freqüència.

Les dues contribucions de modulació de freqüència més importants són el soroll blanc FM i el soroll flicker FM, que són ocasionats pel soroll de fase blanc i flicker respectivament. Aquests també són importants a bandes properes a la freqüència fonamental. Aquests es modelen amb uns pendents de -20dBc/Hz en el cas del soroll blanc FM i -30dBc/Hz en el cas del soroll flicker FM.

4.3.2 Model del soroll de fase

Com hem vist, els models reals d'oscil·ladors compten amb fonts de soroll, tant provinent dels seus propis dispositius com provinent del circuit [Lee00]. La modelització teòrica d'aquest soroll és important per a quantificar-lo i determinar el seu origen.

És usual representar el soroll de fase en l'espectre freqüencial. En aquest cas representem la mitjana quadràtica de densitat de tensió de soroll i la normalitzem amb la mitjana quadràtica de densitat de senyal. El resultat és expressat en decibels respecte a la portadora per Hertz o dBc/Hz, és dir, obtenim el valor del soroll respecte la portadora en funció de la freqüència. Usualment la representació d'aquesta magnitud per a un oscil·lador té l'aspecte que es pot veure a la Figura 4.5.

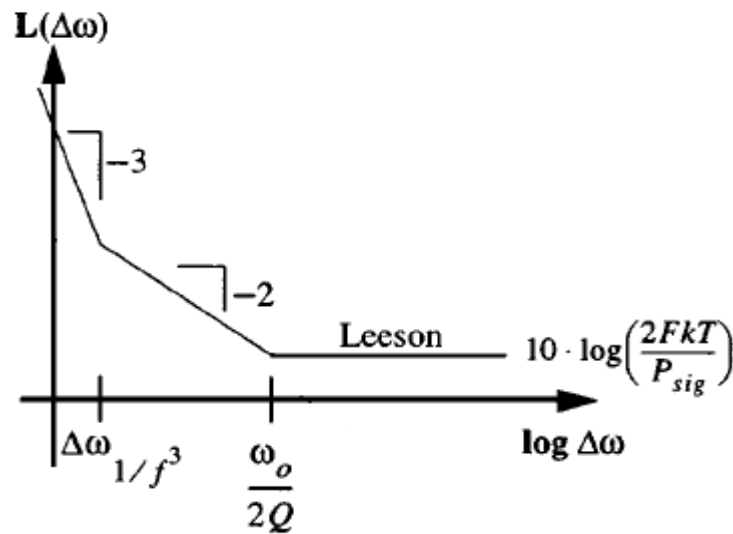


Figura 4.5: Soroll de fase: Model de Leeson

La gràfica de la Figura 4.5 representa el model de Leeson per a representar el soroll de fase. Aquest té en compte dues contribucions que s'han descrit anteriorment: el soroll blanc FM i el soroll flicker FM. El soroll flicker FM només té lloc a bandes molt properes al fonamental, així que en una primera aproximació no el tindrem en compte. D'aquesta manera la zona de soroll blanc FM del model es pot descriure mitjançant la següent equació [Lee00]:

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \log \left[\frac{2FkT}{P_{sig}} \left(\frac{\omega_o}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right] \quad (4.5)$$

On F és el factor de soroll de l'amplificador de l'oscil·lador, k és la constant de Boltzmann ($k=1.3806505(24)\times 10^{-23}$), T és la temperatura en graus Kelvin, P_{sig} és la potència del senyal, ω_o és la freqüència del senyal portador, $\Delta\omega$ és el desplaçament en freqüència respecte la portadora i Q és

el factor de qualitat de l'oscil·lador. Es pot veure que en augmentar el factor de qualitat Q disminuïm el soroll de fase del dispositiu, augmentant d'aquesta manera la seva estabilitat en freqüència. Aquest model és vàlid fins a la freqüència de tall $f_c = \omega_0/2\pi$. A partir d'aquest punt s'arriba al punt en que domina el fons de soroll, que és constant i governat per la següent equació:

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left[\frac{2FkT}{P_{sig}}\right] \quad (4.6)$$

Si es precisa un model més concret es pot incloure la zona de soroll flicker FM al model de Leeson. En aquest cas, el model és descrit per la següent equació:

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left[\frac{2FkT}{P_{sig}}\left(1 + \frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega}\right)^2\left(1 + \frac{\Delta\omega_1/f^3}{|\Delta\omega|}\right)\right] \quad (4.7)$$

On el factor $\Delta\omega_1/f^3$ és un factor experimental, que representa la intersecció entre les zones de soroll flicker i blanc FM. Generalment es considera que el soroll de fase d'un oscil·lador està format per cinc zones diferents, com es pot veure a la Figura 4.6.

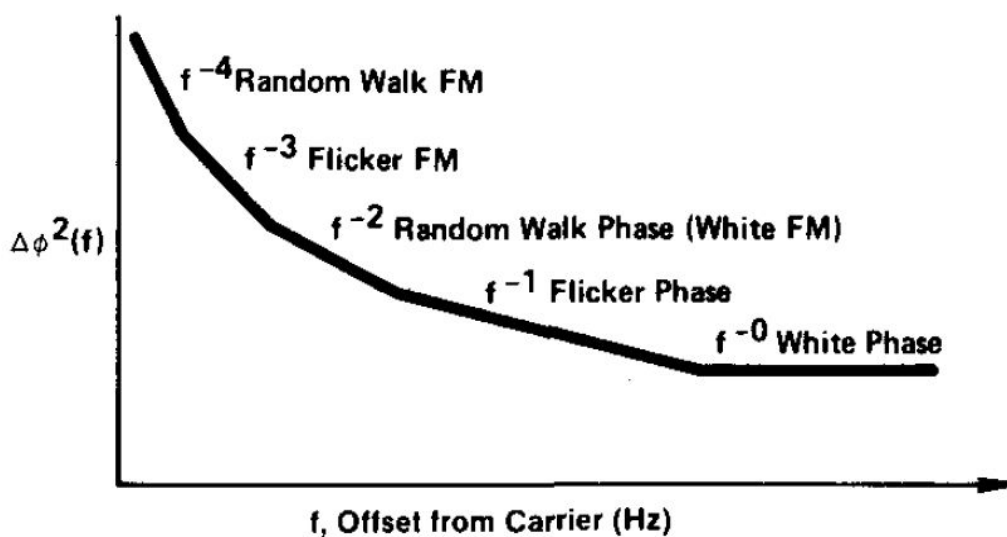


Figura 4.6: Contribucions de les diferents regions del soroll de fase

Les equacions de Leeson proporcionen un model descriptiu del soroll de fase. Tot i així, a la pràctica aquest no ens serveix per a realitzar prediccions, ja que hi ha molts tipus de soroll no contemplats per aquest model, i la forma del soroll de fase pot variar enormement d'un oscil·lador a un altre. A més, aquest model suposa un comportament ideal per part dels elements que formen el ressonador. En alguns casos això no s'acompleix, i apareixen efectes no lineals en el soroll de fase no contemplats pel model. Un exemple freqüent d'això és que l'amplificador treballi en saturació, o en un rang de freqüències massa alt.

4.4 Estabilitat en front a paràmetres ambientals

Els paràmetres ambientals poden provocar canvis en les propietats dels ressonadors i els seus circuits: Aquests canvis poden provocar variacions en la seva freqüència de ressonància i, per tant, en la seva estabilitat en freqüència. Un encapsulat adient pot ajudar a prevenir o disminuir l'impacte d'aquests factors sobre el ressonador.

- **Fluctuacions en temperatura**

Els ressonadors basats en elements ressonants micromecànics són sensibles als canvis de temperatura, que poden fer variar la seva freqüència de ressonància. La quantitat d'energia tèrmica necessària per a elevar la temperatura d'un cos determinat es mesura mitjançant la capacitat tèrmica C_p . Degut a les petites dimensions del ressonador, aquesta és molt baixa, de manera que qualsevol petita fluctuació de temperatura fa variar la temperatura del ressonador. Com que els materials que el formen són sensibles a les variacions de temperatura, qualsevol petita variació farà variar les seves propietats i, per tant, la seva freqüència de ressonància [Cle02].

- **Adsorció/desorció**

L'adsorció és el fenomen pel qual molècules d'un gas o líquid s'acumulen a la superfície d'un sòlid, formant una pel·lícula. L'ambient de treball de ressonador inclou una certa densitat de molècules contaminants, que tendiran a formar una capa al voltant del ressonador. Com s'ha

vist anteriorment, les deposicions de massa al ressonador provoquen una variació de la seva freqüència de ressonància. Per tant, com menor sigui la massa efectiva del ressonador, major serà la influència del fenomen d'adsorció sobre el dispositiu. Si assumim un tipus de molècula amb massa m i una densitat de molècules P , l'adsorció es pot quantificar mitjançant la taxa d'adsorció r_a que es descriu a continuació [Cle02]:

$$r_a = \frac{2}{5} \frac{P}{\sqrt{mkT}} s \quad (4.8)$$

On s és el coeficient d'adsorció del material que forma el ressonador. Aquesta expressió mostra que l'adsorció depèn de la pressió de molècules en l'entorn del ressonador i de la temperatura ambient.

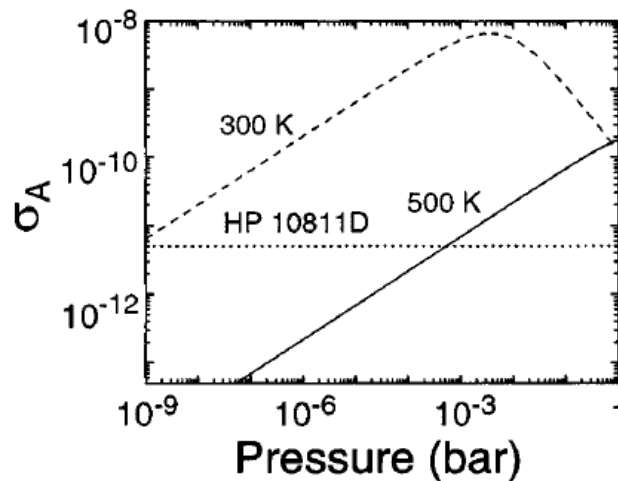


Figura 4.7: Desviació d'allan en funció de la pressió a dues temperatures diferents per a un ressonador real (HP 10811D) [Cle02]

El fenomen d'adsorció/desorció provoca, a part de la deriva en freqüència, soroll extra al dispositiu, causat per la constant variació de massa d'aquest. Per tal de minimitzar el soroll, s'ha d'aconseguir minimitzar el fenomen d'adsorció/desorció. Com es mostra a la Figura 4.7, dues maneres efectives d'aconseguir-ho són augmentar la temperatura i disminuir la pressió. Per aquest motiu, és important caracteritzar l'efecte de la pressió sobre l'estabilitat en freqüència del ressonador.

4.5 Mesura de l'estabilitat en freqüència

Els paràmetres d'avaluació de l'estabilitat en freqüència d'un oscil·lador es poden dividir en dos grans tipus [Rut91]: els paràmetres espectrals, avaluats en domini freqüencial, i els paràmetres temporals, que caracteritzen l'estabilitat de l'oscil·lador en un interval de temps determinat.

Amb l'objectiu d'estudiar aquests dos tipus de paràmetres s'utilitzen dos famílies d'eines:

- Densitats espectrals de fluctuació de fase i freqüència (soroll de fase)
- Variàncies de les fluctuacions de freqüència en domini temporal

Aquests dos tipus de paràmetres es poden relacionar entre ells mitjançant algunes relacions matemàtiques, que es veuran més endavant.

Les mesures d'estabilitat en freqüència parteixen de la suposició que el senyal de sortida de l'oscil·lador es pot expressar mitjançant l'expressió (4.1) que es recorda a continuació [Rut91].

$$V(t) = (V_0 + \epsilon(t)) \sin[2\pi\nu_0 t + \phi(t)] \quad (4.9)$$

On $\phi(t)$ és un procés estadístic que representa el soroll de fase, V_0 i ν_0 són l'amplitud i freqüència nominals de l'oscil·lador respectivament i $\epsilon(t)$ és el soroll d'amplitud que usualment es pot menysprear. La freqüència instantània de l'expressió (4.9) es pot definir com:

$$\nu(t) = \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (4.10)$$

A partir d'aquesta expressió es pot identificar el soroll de freqüència instantània del senyal $\Delta\nu(t)$

com el terme que modifica la freqüència nominal.

$$\Delta \nu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (4.11)$$

Aquest terme és un procés aleatori, ja que el terme $\phi(t)$ també ho és. Un terme àmpliament utilitzat per a la mesura de l'estabilitat en freqüència, tant en domini temporal com en domini freqüencial, és la desviació en freqüència fraccional instantània $y(t)$ [Rut91],[Bar71],[All88].

$$y(t) = \frac{\Delta \nu(t)}{\nu_0} \quad (4.12)$$

A continuació es veuran mètodes per a calcular l'estabilitat en freqüència en el domini temporal i freqüencial, ambdós basats en el terme $y(t)$.

4.5.1 Domini freqüencial: el soroll de Fase

La mesura del soroll de fase, com s'ha explicat, es fa analitzant la densitat de potència del senyal de sortida de l'oscil·lador. De manera més concreta, usualment es representa la densitat de potència del senyal de sortida de l'oscil·lador respecte a la fonamental en funció de la freqüència respecte a la freqüència de ressonància. La majoria d'analitzadors d'espectres avui en dia incorporen funcions per a representar de manera automàtica el soroll de fase. Tot i així, la mesura d'estabilitat en domini freqüencial recomanada per el IEEE des de l'any 1971 és la densitat espectral de fluctuacions fraccionals de freqüència $S_y(f)$ [Rut91],[Bar71]. Aquest terme és la densitat espectral de $y(t)$ definit anteriorment a (4.12). $S_y(f)$ es pot definir mitjançant el següent desenvolupament:

$$Y(f) = TF\{y(t)\} = \frac{2\pi f}{2\pi f_0} \Delta\phi(f)$$

$$Y_{rms}^2(f) = \frac{f^2}{f_0^2} \Delta\phi_{rms}^2(f) \quad (4.13)$$

$$S_y(f) = \frac{f^2}{f_0^2} \frac{\Delta\phi_{rms}^2(f)}{B} \left[\frac{1}{Hz} \right]$$

On B és l'ample de banda amb el qual avaluem la densitat de potència, f és la freqüència a la que avaluem la funció i f_0 és la freqüència nominal de l'oscil·lador estudiat. El paràmetre $S_y(f)$ es pot trobar fàcilment a partir del soroll de fase $S_\phi(f)$ mitjançant la següent transformació [Rut91],[HP]:

$$S_y(f) = \frac{f^2}{f_0^2} S_\phi(f) \quad (4.14)$$

Per tant, l'estabilitat en freqüència en el domini freqüencial es pot trobar fàcilment a partir del soroll de fase, proporcionat de manera automàtica per molts instruments de mesura avui en dia.

Molts analitzadors d'espectres són capaços de calcular la funció $L(f)$, també anomenada potència de la banda lateral respecte el nivell de la portadora, a partir de $S_\phi(f)$. Aquest paràmetre és el que s'utilitza freqüentment com a mesura del soroll de fase. De manera conceptual $L(f)$ es defineix com:

$$L(f) = \frac{\text{Densitat de potència (Banda lateral de la modulació de fase)}}{\text{Potència de la portadora}} \left[\frac{dBc}{Hz} \right] \quad (4.15)$$

Aquesta funció es pot calcular a partir de $S_\phi(f)$, sempre que $\Delta\phi_{PIC} \ll 1$ rad i $B=1$ Hz [HP]:

$$L(f) = \frac{1}{2} S_\phi(f) \quad (4.16)$$

Amb aquest motiu, sovint s'identifica $S_{\phi}(f)$ amb $L(f)$ a l'hora d'avaluar el soroll de fase d'un oscil·lador.

4.5.2 Domini temporal: la variància d'Allan

L'estabilitat freqüencial en domini temporal serveix per a determinar quina és l'estabilitat durant un període de temps T per una determinada aplicació [Rut91]. Aquest interval de temps pot variar des de milisegons fins a dies o fins i tot mesos, depenent de l'aplicació de l'oscil·lador que es caracteritzi.

Segons el tipus d'aplicació que es vulgui donar a l'oscil·lador hi ha dos grans tipus d'estabilitat de l'oscil·lador: l'estabilitat respecte una font de referència i l'estabilitat relativa de les mesures. L'estabilitat respecte a una referència és útil per a aplicacions com rellotges, en les quals l'oscil·lador ha d'actuar com a referència a llarg termini. En canvi, l'estabilitat relativa d'un oscil·lador fa referència a l'estabilitat entre les mesures del mateix oscil·lador: aquest és el cas de l'ús de l'oscil·lador com a sensor, en què és important que aquest sigui estable respecte la seva sortida en instants anteriors, no respecte a una referència.

4.5.2.a Estabilitat respecte una font de referència

En les mesures d'estabilitat respecte una font de referència mesurarem la diferència de freqüència o fase del senyal de l'oscil·lador respecte un senyal de referència (per exemple, un altre oscil·lador amb estabilitat coneguda). Hi ha varis mètodes per a realitzar aquestes mesures. A continuació s'expliquen tres d'ells [NIST].

1. Mètode del batut de freqüència

Aquest mètode es basa en mesclar els senyals de l'oscil·lador sota test i el senyal de referència. La mesura de la freqüència de el senyal resultant ens donarà informació sobre l'estabilitat en freqüència del dispositiu. La Figura 4.8 mostra un esquema més detallat d'aquest procés.

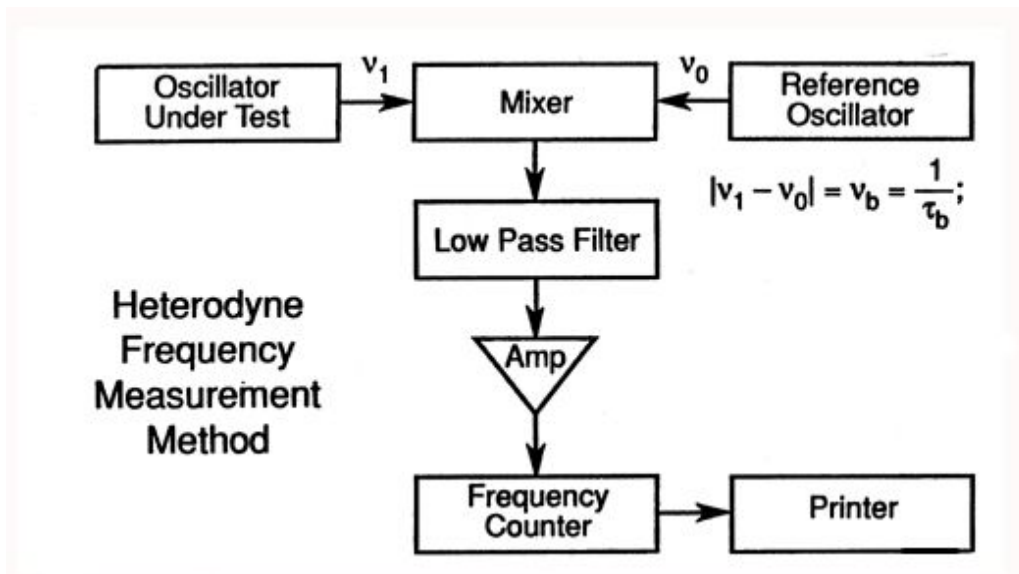


Figura 4.8: Esquema del mètode del batut de freqüències

El senyal de sortida del mesclador conté un component en banda base igual a la diferència de freqüències dels mescladors. Aquest component es filtra i s'envia a un comptador de freqüències. Els senyals en banda base són més fàcilment manipulables i mesurables que els senyals d'alta freqüència, és per això que aquest sistema té una gran precisió.

2. Mètode de la diferència temporal

Aquest mètode es basa en trobar la diferència temporal entre el senyal sota test i l'oscil·lador de referència. La Figura 4.9 mostra un esquema del funcionament d'aquest mètode.

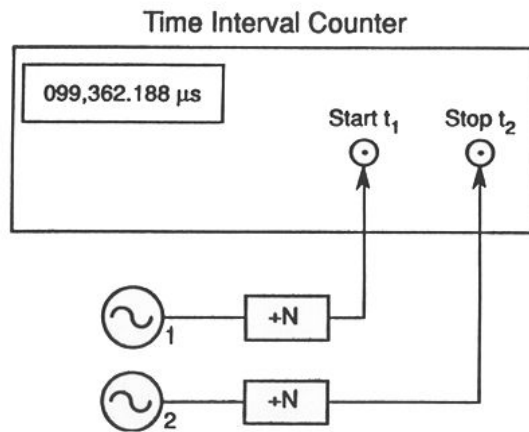


Figura 4.9: Esquema del mètode de la diferència temporal

Els senyals provinents dels oscil·ladors es fan passar per uns divisors de freqüència i després s'introdueixen en instrumentació de mesura de la diferència temporal entre senyals. Aquest mètode és senzill i proporciona la mesura d'estabilitat directament, encara que degut a les altes freqüències de treball no és massa exacte. Es precisa instrumentació d'alta qualitat per tal d'aconseguir bones mesures.

3. Mètode de la diferència temporal utilitzant un mesclador dual

Aquest mètode es basa en la mesura de la diferència temporal entre dos senyals provinents d'oscil·ladors diferents batuts amb un oscil·lador de referència. La Figura 4.10 mostra un esquema més complet d'aquest mètode.

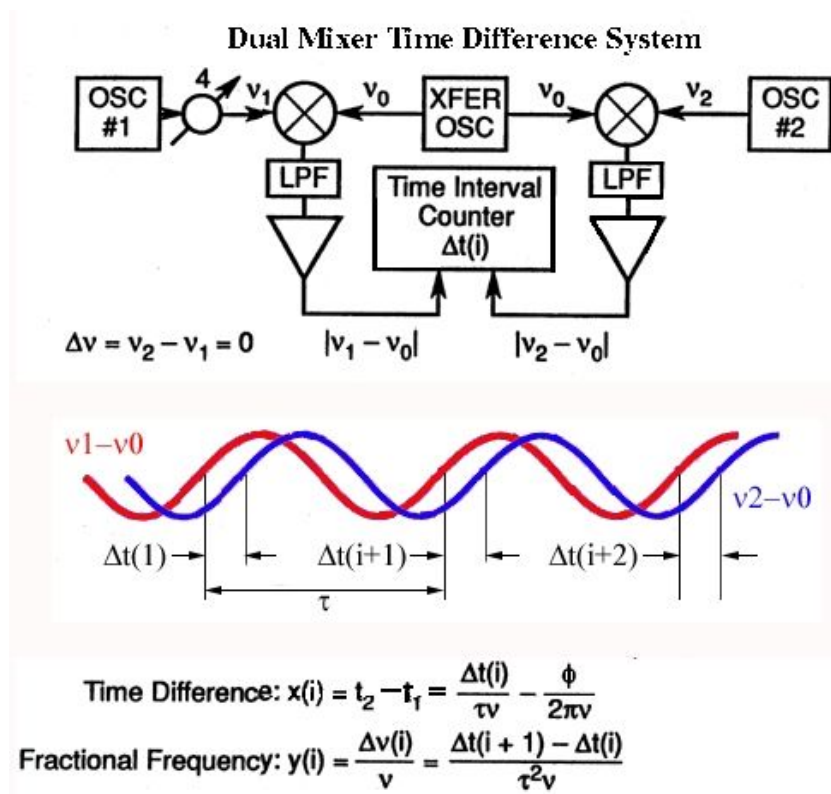


Figura 4.10: Mètode de la diferència temporal utilitzant un mesclador dual

En aquest cas podem considerar el primer oscil·lador (OSC #1) com a dispositiu sota test i el segon com a senyal de referència. Els dos senyals es baten amb una senyal de referència (XFER OSC) utilitzant un mesclador balancejat. El senyal de sortida, filtrat per obtenir només el senyal de banda baixa, és introduït en un comptador d'interval de temps. Aquest dispositiu ens retornarà la funció $\Delta t(i)$, que serà constant si els dos senyals tenen el mateix període. La funció de l'estabilitat en freqüència ve donada per l'expressió:

$$y(i) = \frac{\Delta v(i)}{v} = \frac{\Delta t(i+1) - \Delta t(i)}{\tau^2 v} \tag{4.17}$$

On τ és el període de batut i v és la freqüència de l'oscil·lador de referència. L'avantatge d'aquest mètode respecte l'anterior és que la diferència temporal entre els senyals es mesura en banda base (baixes freqüències), per la qual cosa no cal un instrument de mesura de qualitat massa alta per a obtenir bons resultats.

4.5.2.b Estabilitat relativa de l'oscil·lador

A continuació es presenta el mètode utilitzat per a calcular l'estabilitat relativa d'un oscil·lador. Aquest també és útil per a tractar les dades provinents de les mesures d'estabilitat amb un oscil·lador de referència que s'han explicat anteriorment. El mètode utilitzat per a mesurar l'estabilitat en freqüència és prendre mostres d'aquesta amb un temps d'integració τ . Aquestes es poden prendre de manera senzilla amb un mesurador de freqüència. En primer lloc es defineix la desviació de la fase respecte el temps $x(t)$ com [Bar71]:

$$x(t) = \frac{\phi(t)}{2\pi f_0} \quad [s] \tag{4.18}$$

Aquest paràmetre es pot calcular mesurant la variació del període d'una senyal determinada respecte el període nominal. Si aquestes mesures es prenen amb un període τ , la forma que prenen aquestes mesures es pot veure a la Figura 4.11 [Rut91]:

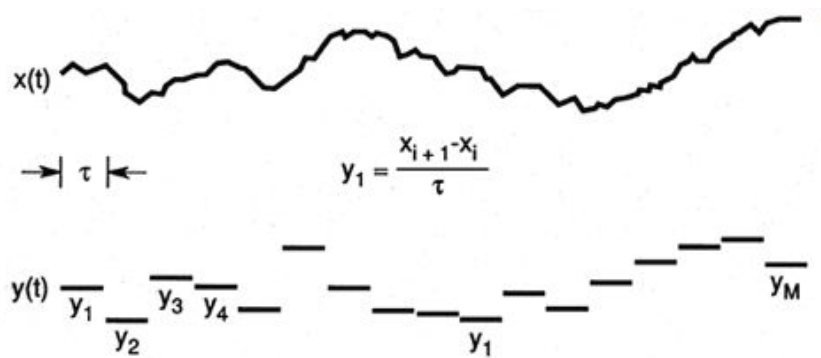


Figura 4.11: Presa de mesures de freqüència

A partir de l'evolució de $x(t)$ es pot trobar els paràmetres \overline{y}_k . Com que la diferència de fase es pren cada període τ , a partir de la diferència de dos punts consecutius es pot trobar la variació de fase promediada \overline{y}_k mitjançant l'expressió:

$$\overline{y}_k = \frac{x(t_k + \tau) - x(t_k)}{\tau} \tag{4.19}$$

Per a tenir una idea quantitativa de l'estabilitat de freqüència hem de tractar aquestes dades estadísticament. El mètode estàndard per a mesurar l'estabilitat de mostres estadístiques és la variància o la desviació estàndard, però en el nostre cas aquests paràmetres no ofereixen bons resultats. Per a oscil·ladors reals, la desviació estàndard sempre tendeix a infinit [Rut91]. Això és degut a les derives en freqüència de l'oscil·lador, que es va allunyant de la font de referència conforme augmenta el temps, de manera que la seva variància cada cop és major. Per tal d'evitar aquest efecte utilitzarem la variància de mostres adjacents o variància d'Allan (Allan Variance) [Rut91].

El mètode de la variància d'Allan va ser proposat per David Allan l'any 1966 i va ser recomanat com a mètode de mesura estàndard d'estabilitat en freqüència l'any 1971 per l'IEEE. Aquest paràmetre té en compte la variància entre mostres adjacents de la freqüència mesurada, tal i com es pot veure a la següent expressió [All87].

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} \langle (\bar{y}_2 - \bar{y}_1)^2 \rangle \quad (4.20)$$

La variància d'Allan és adimensional, ja que es calcula a partir de y_i que tampoc té unitats. Aquest paràmetre és teòric, ja que els símbols “< >” denoten una mesura infinita. A la pràctica prendrem un nombre finit de mesures durant un temps determinat, per la qual cosa no usarem realment aquesta expressió. Generalment s'utilitza el següent estimador de la variància d'Allan per a un nombre finit de mostres:

$$\sigma_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2(m-1)} \sum_{i=1}^{m-1} (\bar{y}_{i+1} - \bar{y}_i)^2 \quad (4.21)$$

On τ és el temps d'integració i m és el nombre de mostres utilitzades per a l'estimació. Si mesurem la variància de les mostres d'un ressonador en funció de la seva freqüència fonamental f_0 , la variància d'Allan es pot calcular utilitzant l'expressió:

$$\sigma_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2(m-1)} \sum_{i=1}^{m-1} (\bar{y}_{i+1} - \bar{y}_i)^2 \quad (4.22)$$

Amb aquesta expressió calcularem la variància d'Allan per a un temps d'integració determinat. Per tal de caracteritzar la variància per a diferents tipus d'aplicacions, és útil calcular-la amb diferents temps d'integració. És per això que un paràmetre usual de caracterització dels oscil·ladors és la gràfica de variància d'Allan vs temps d'integració per a un nombre determinat i significatiu de mostres. També és molt utilitzada la desviació d'Allan, ja que és l'arrel quadrada de la variància.

La variància d'Allan es pot trobar a partir de les mesures preses amb un comptador de freqüències mitjançant la diferència de freqüències de cada mostra amb l'anterior, com es pot veure mitjançant la següent expressió:

$$\sigma_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2(m-1)} \sum_{i=1}^{m-1} \left(\frac{v_{i+1} - v_0}{v_0} - \frac{v_i - v_0}{v_0} \right)^2 = \frac{1}{2(m-1)v_0^2} \sum_{i=1}^{m-1} (v_{i+1} - v_i)^2 \quad (4.23)$$

La variància d'Allan d'un oscil·lador teòric disminueix linealment amb el temps d'integració. Això és degut a que, per a temps d'integració majors, les mesures obtingudes han sigut promediades prèviament per l'instrument de mesura. La variància també disminueix amb el factor de qualitat Q del ressonador ja que, com hem vist, com més alt és aquest major és l'estabilitat en freqüència de dispositiu.

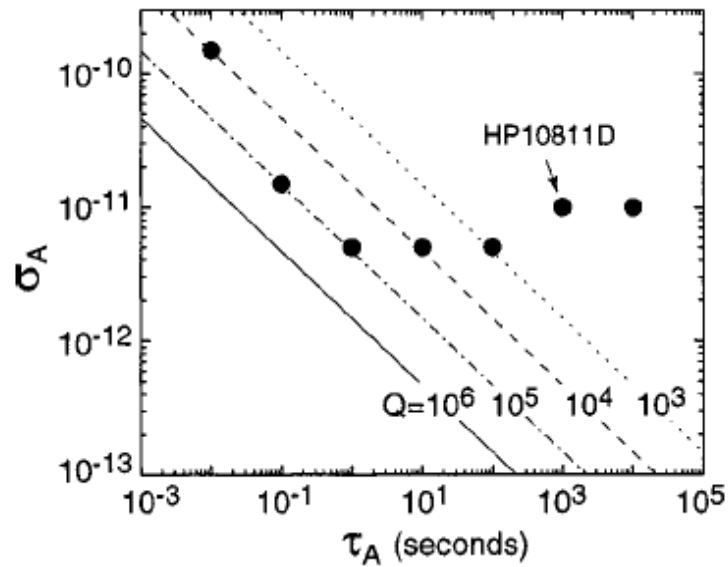


Figura 4.12: Comparativa: Desviació d'Allan teòrica i real d'un oscil·lador en funció del temps d'integració i el factor de qualitat. Oscil·lador real: HP10811D, 10MHz, cristall de quars [Cle02]

La Figura 4.12 mostra comparativa entre la desviació d'Allan teòrica i real d'un oscil·lador. Es pot veure que per a temps d'integració petits aquesta disminueix amb el temps d'integració. Tot i així, per a temps d'integració grans aquesta tendència es modifica i la variància comença a augmentar. Això és degut a les derives a llarg termini de la freqüència, degudes al propi oscil·lador o paràmetres ambientals. Aquestes fan variar el valor de la freqüència de ressonància al llarg del temps de manera que, per a temps d'integració llargs, la variància d'Allan empitjora.

La variància d'Allan és un tractament estadístic de la variació de freqüència respecte la freqüència de ressonància respecte a un temps d'integració determinat. Això ens dona una idea acurada de l'estabilitat en freqüència d'un dispositiu en un període de temps determinat.

$$\sigma_A = \frac{\Delta f}{f_0} \quad @ \quad \tau_{INT} \tag{4.24}$$

La desviació de freqüència s'expressa freqüentment en parts per milió (*ppm*). Aquesta mesura es pot obtenir a partir de la desviació d'Allan aplicant el següent factor de conversió:

$$\frac{\Delta f}{f_0} [ppm] = \sigma_A \cdot 10^6 \quad (4.25)$$

A tall d'exemple, a continuació s'indica l'estabilitat de l'oscil·lador de la Figura 4.12 per a un temps d'integració $\tau=10s$. Es pot observar que la seva variància per aquest temps d'integració és aproximadament $\sigma_A=4 \cdot 10^{-12}$. A partir d'aquesta dada i la seva freqüència de treball $f_0=10MHz$ podem trobar la seva estabilitat en freqüència:

$$\begin{aligned} \sigma_A &= \frac{\Delta f}{f_0} = 5 \cdot 10^{-12} = 5 \cdot 10^{-6} ppm \\ \Delta f &= \sigma_A f_0 = 5 \cdot 10^{-5} Hz \end{aligned} \quad (4.26)$$

Estabilitat oscil·lador: $10MHz \pm 5 \cdot 10^{-5} Hz$

Com es pot observar, el dispositiu estudiat és un oscil·lador d'alta qualitat.

4.5.3 Equivalències entre estabilitat en domini freqüencial i domini temporal

Tant el soroll de fase com la variància d'Allan són mesures de l'estabilitat en freqüència de l'oscil·lador, tot i que la variància d'Allan és un mètode més que permet una comparació més directa entre dos dispositius. Concretament, a l'hora de calcular la resolució d'un oscil·lador actuant com a sensor de massa es precisa el valor de la variància d'Allan. Com s'ha explicat, per a calcular-la cal instrumentació concreta i un procés determinat, i en alguns casos pot ser difícil fer-ho. Per aquest motiu és útil disposar d'un mètode per a estimar aquest paràmetre a partir de l'espectre soroll de fase, que es pot descriure utilitzant la llei de potència.

El mètode per transformar les mesures d'estabilitat en el domini freqüencial al domini temporal es basa en identificar les contribucions de diferents sorolls en el domini freqüencial. Cada tipus de

contribució en domini freqüencial té una contribució equivalent en domini temporal, de manera que cal aplicar una transformació per canviar-lo. Per acabar, només cal sumar les diferents contribucions. A continuació s'explica el procés de manera més concreta, on partim del soroll de fase obtingut d'un analitzador d'espectre $S\phi(f)$.

En primer lloc, cal transformar el soroll de fase obtingut de l'analitzador d'espectres $S\phi(f)$ a densitat espectral de fluctuacions de freqüència fraccional $S_y(f)$. Aquesta transformació no és indispensable, però facilita els càlculs més endavant. La transformació es fa mitjançant l'expressió proporcionada anteriorment (4.14).

Un cop tenim el paràmetre $S_y(f)$ hem de separar les zones de diferents contribucions. Això es realitza a partir dels seus pendents, com ja hem vist anteriorment. Cal notar que els pendents de les diferents contribucions a $S_y(f)$ són diferents que a $S\phi(f)$. Podem considerar l'espectre d'aquesta funció com la suma de contribucions de les diferents fonts de soroll [NIST],[All88]:

$$S_y(f) = \sum_{\alpha=-\infty}^{\alpha=+\infty} h_\alpha f^\alpha \quad (4.27)$$

On α és el pendent de cada zona determinada, i h_α representa la seva amplitud. Un cop es tenen les zones diferenciades, s'aplica la transformació al domini temporal. Existeixen taules amb les transformacions tabulades, com la que es pot veure a continuació (Taula 4.1) [NIST],[All88], [Rut91].

$S_y(f) = h_\alpha f^\alpha$ $\alpha =$	$S_y(f) = a \cdot \sigma_A^2(\tau)$ $a =$
2 <i>(Soroll blanc de fase)</i>	$\frac{(2\pi)^2 \tau^2 f^2}{3 f_h}$
1 <i>(Soroll flicker de fase)</i>	$\frac{(2\pi)^2 \tau^2 f^2}{1.038 + 3 \ln(\omega_h \tau)}$
0 <i>(Soroll blanc de freqüència)</i>	2τ
-1 <i>(Soroll flicker de freqüència)</i>	$\frac{1}{2 \ln(2) \cdot f}$
-2 <i>(Soroll random walk de freqüència)</i>	$\frac{6}{(2\pi)^2 \tau f^2}$

Taula 4.1: Equivalència entre $S_y(f)$ i $\sigma_A^2(\tau)$

On f_h és la freqüència de tall del filtre passa-baixos del senyal, és a dir, la freqüència màxima del soroll de fase mesurat i $\omega_h = 2\pi f_h$.

A partir d'aquestes eines podem efectuar la transformació de variància d'Allan a soroll de fase i viceversa. Aquest mètode només és útil quan l'espectre en freqüència té zones amb pendents ben definides.

4.5.3.a Exemple de conversió de domini temporal a domini freqüencial

A continuació es realitzarà un exemple de pas del domini freqüencial al temporal [NIST]. Obtenim la Figura 5.13 d'un analitzador d'espectres d'un oscil·lador que oscil·la a $f_0=1\text{MHz}$.

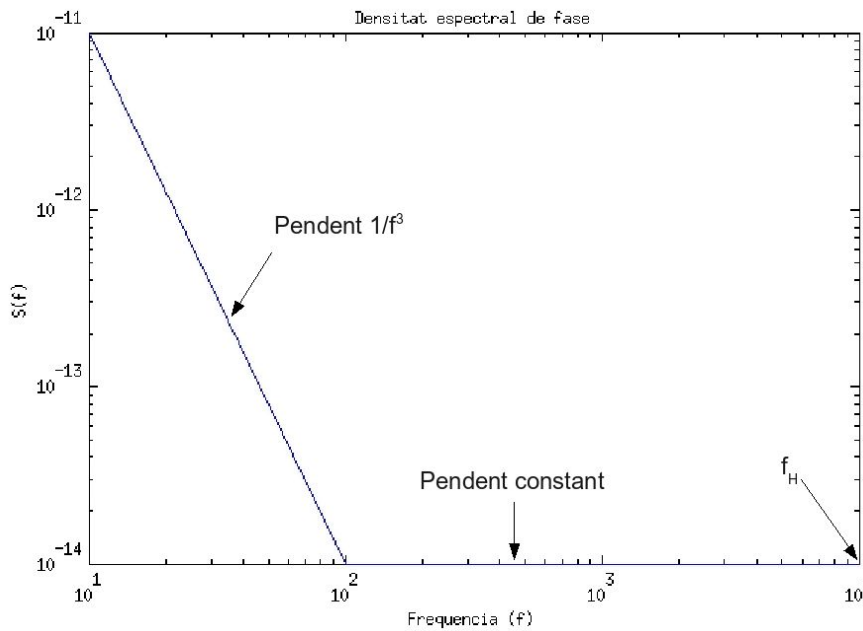


Figura 4.13: Exemple de soroll de fase obtingut amb un analitzador d'espectres. $f_H=10^4$ Hz

Com podem veure hi ha dues regions diferenciades: la primera per a freqüències menors a 100Hz, on el soroll de fase disminueix a ritme de $1/f^3$ i la segona on el soroll de fase és constant a 10^{-14} . A partir de les dades de la Taula 4.1 podem realitzar la conversió de les zones en domini freqüencial a temporal. La primera zona ($f < 100$ Hz) es pot obtenir amb la següent expressió:

$$\sigma_{A_{\text{zona 1}}}^2(\tau) = \frac{2 \ln(2) f^3}{f_0^2} S_\phi(f) \quad (4.28)$$

Substituïm en un punt de la primera zona, per exemple: $f=10$ Hz; $S_\phi(10)=10^{-11}$. A partir d'aquestes dades, trobem:

$$\sigma_{A_{\text{zona 1}}}^2(\tau) = 1.18 \cdot 10^{-10} \quad (4.29)$$

Que és la variància que correspon a la primera zona. Si busquem a les taules la conversió per a la segona zona ($f > 100$ Hz) obtenim l'expressió:

$$\sigma_{A_zona\ 2}^2(\tau) = \frac{2f_h}{(2\pi)^2 \tau^2 f_0^2} S_\phi(f) \quad (4.30)$$

Si substituïm en un punt qualsevol, obtenim que la variància per a la segona zona segueix l'expressió:

$$\sigma_{A_zona\ 2}(\tau) = 2.76 \cdot 10^{-12} \frac{1}{\tau} \quad (4.31)$$

Si sumem les contribucions de les dues zones obtenim la següent aproximació de la desviació d'Allan en funció del temps d'integració $\sigma_A(\tau)$:

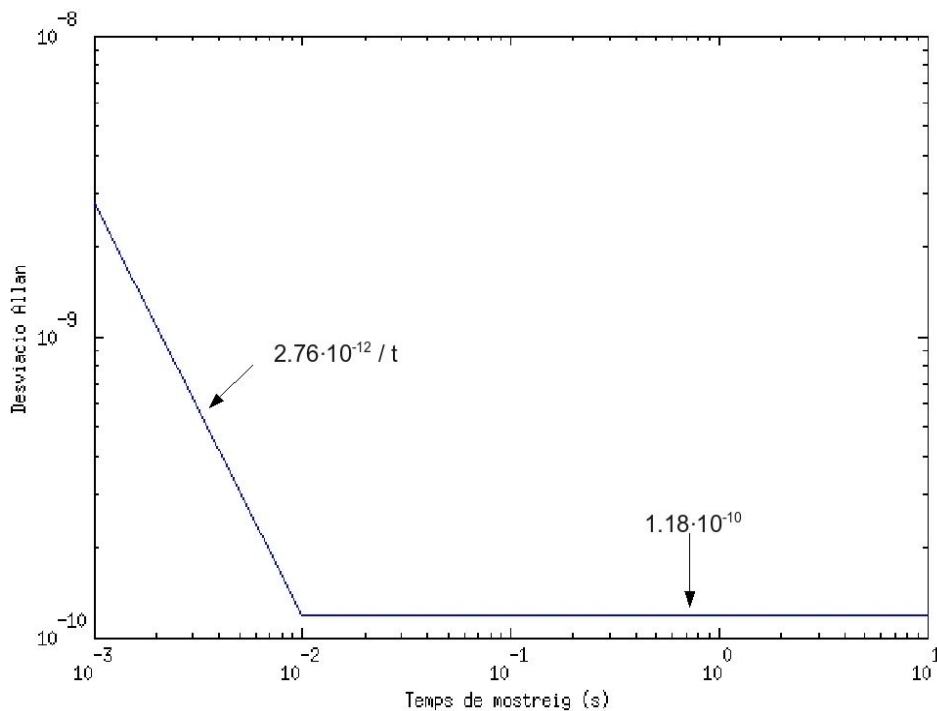


Figura 4.14: Estimació de $\sigma_A(\tau)$

D'aquesta manera, s'ha aplicat el mètode de conversió de domini temporal a domini freqüencial per tal de obtenir la desviació d'Allan a partir del soroll de fase.

CAPÍTOL 5: CARACTERITZACIÓ EXPERIMENTAL OSCIL·LADOR

El present capítol explica el procediment de caracterització dels oscil·ladors i el seu resultat. Els paràmetres estudiats són l'estabilitat en freqüència a curt i llarg termini del sistema i la dependència de factors ambientals com la temperatura, la pressió i la humitat. En primer lloc s'expliquen les diferents proves que s'han realitzat: els procediments de mesura, equipaments necessaris i tractament de les dades obtingudes. A continuació es presenten els resultats dels experiments realitzats, i se'n extreuen conclusions. Per acabar es fa un resum dels resultats més importants obtinguts i una comparativa amb altres dispositius similars.

5.1 Procediments de mesura

A continuació es presenten els diferents experiments realitzats. Estan dividits en quatre grans grups: mesures en el domini temporal, en el domini freqüencial, en condicions de buit i mesures de dependència de temperatura i humitat. Per a cada grup es llista el material utilitzat per a les proves, els diferents tipus de mesura, els set-up corresponents i el procediment de mesura.

5.1.1 Mesures en el domini temporal

Aquest tipus de mesures tenen com a objectiu l'obtenció de paràmetres de caracterització de l'oscil·lador en el domini temporal, com són la variància d'Allan o l'estabilitat en freqüència. Per a realitzar aquest tipus de mesures s'han utilitzat els següents components:

- Comptador de freqüències: HP 53131A
- Font DC 1: Amb capacitat per a oferir fins a 5VDC i mesurar intensitat consumida
 - AG - 6614C
- Font DC 2: Capacitat per oferir fins a 100VDC
 - Keithley 230
- Oscil·loscopi
- PC amb bus GPIB
- Software específic programat amb Labview i Matlab (Veure Annex)

Els instruments de mesura es poden veure a la Figura 5.1. D'esquerra a dreta i de baix a dalt: Oscil·loscopi, comptador de freqüències, Font DC 2 (Keithley) i Font DC 1 (AG).



Figura 5.1: Mesures en el domini temporal: instrumentació i set-up de mesura

5.1.1.a Mesura 1: Variància d'Allan en funció del temps d'integració

L'objectiu d'aquesta mesura és obtenir el valor de la variància d'Allan dels oscil·ladors en funció del seu temps d'integració.

El procés d'obtenció de la variància consta de tres etapes que es descriuen a continuació.

1. Obtenció del punt de calibratge del sensor

Aquesta etapa consisteix en realitzar el connexionat pertinent per tal de trobat el punt de polarització del sensor. Els instruments que s'utilitzaran es poden veure a la Figura 5.2.

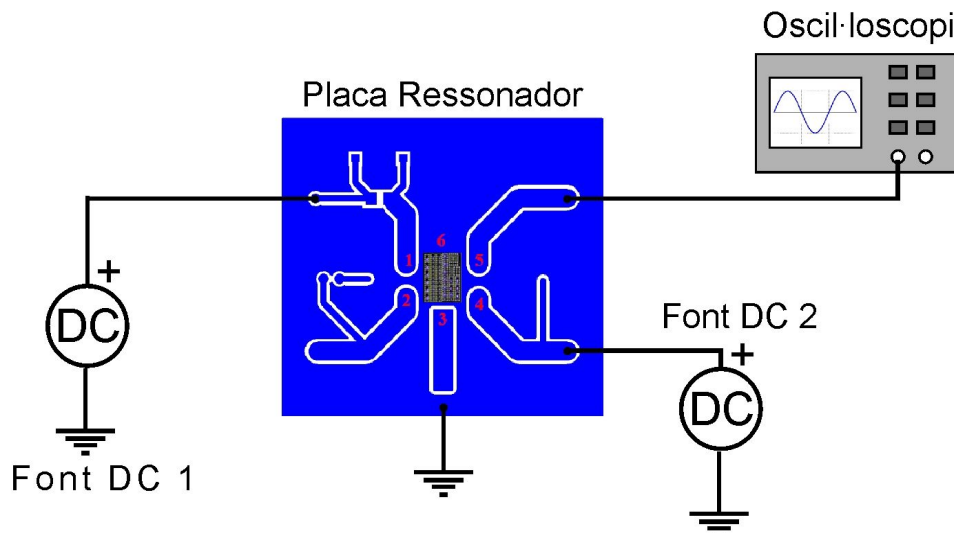


Figura 5.2: Set-up de mesura del punt de calibratge del sensor

El primer pas és augmentar la tensió de polarització del sensor fins a 3.3V. A continuació observem el consum de l'oscil·lador per comprovar que aquest és correcte, i en cas afirmatiu comencem a augmentar la tensió en contínua fins a obtenir una oscil·lació. Un cop l'oscil·lació sigui correcta, podem passar al següent pas.

2. Presa de mesures

Aquesta etapa és on es prendran les mesures pròpiament dites. El set-up de mesura és el mateix que en el pas anterior, però canviarem l'oscil·loscopi pel comptador de freqüències tal i com es pot

veure a la Figura 5.3.

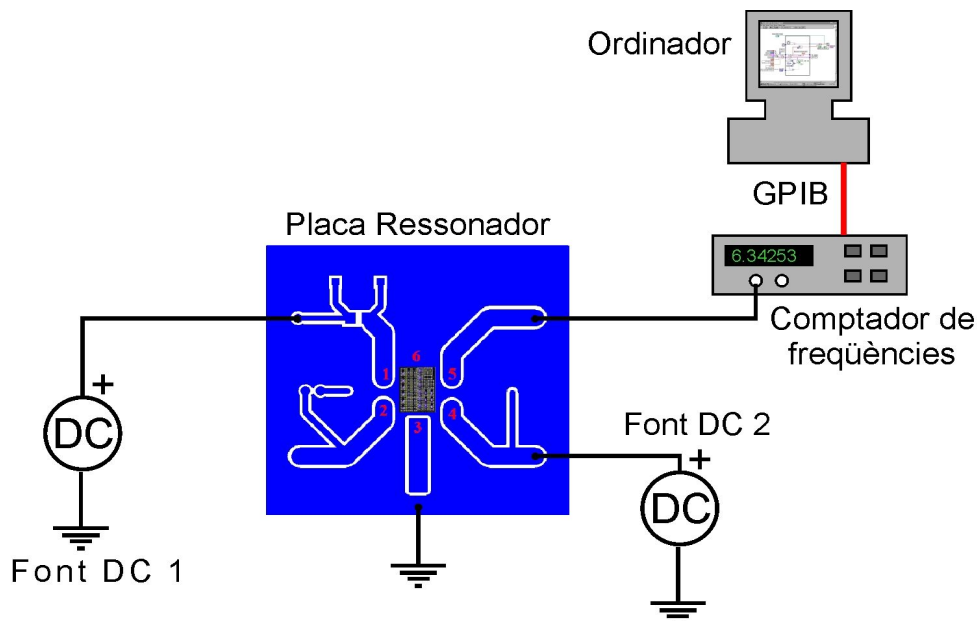


Figura 5.3: Set-up de mesura de freqüència de ressonància

El control del comptador de freqüències es farà remotament via GPIB i software específic de Labview. Això permet automatitzar el procés de mesura i emmagatzemar les dades.

Es prenen un nombre de mostres constant amb diferents intervals de temps, típicament 100 mesures amb un període d'integració des de $1 \cdot 10^{-3}$ segons fins a 10 segons. Les dades s'emmagatzemen en diferents fitxers segons el seu període d'observació per a poder-les tractar més tard.

3. Tractament de les dades obtingudes

El tractament de les dades de freqüència es realitza utilitzant Matlab (veure Annex). Aquest consisteix en mesurar la variància d'Allan de cada conjunt de mostres amb un període determinat i representar-les en funció del seu temps d'integració.

5.1.1.b Mesura 2: Evolució de la freqüència de ressonància a llarg termini: 3 hores

L'objectiu d'aquestes mesures és determinar l'evolució de la freqüència de ressonància en mig termini. Per això s'han pres mesures freqüencials durant 3 hores aproximadament utilitzant un set-up de mesura molt semblant a les mesures de la variància d'Allan. Els passos són els mateixos que en el cas anterior. En aquest cas es prenen mesures durant 3 hores aproximadament i totes amb el mateix període d'integració, 1 segon.

5.1.1.c Mesura 3: Evolució de la freqüència de ressonància a llarg termini: 30 dies

L'objectiu d'aquestes mesures és determinar l'evolució de la freqüència de ressonància dels oscil·ladors a llarg termini. S'ha escollit prendre mesures durant un període d'un mes, considerant que serà suficient per a detectar possibles canvis en les propietats dels sensors. Degut a problemes de disponibilitat, les mesures no han sigut preses de forma totalment periòdica.

En aquest cas les mesures es prenen durant un curt interval de temps i amb condicions el més semblants possibles entre mesures diferents (mateixes condicions de temperatura, il·luminació, tensió...). Les etapes de mesura són molt semblants a les dues mesures anteriors. Durant el procés de mesura s'han pres mostres de la temperatura i humitat relativa, per tal de poder discriminar els efectes provocats per aquests paràmetres sobre l'evolució dels sensors. En aquest cas es prenen mesures durant 1 minut aproximadament i totes amb el mateix període d'integració, 1 segon.

5.1.1.d Mesura 4: Freqüència de ressonància en funció de la tensió de polarització

Un dels paràmetres que poden afectar la freqüència de ressonància de l'oscil·lador és la seva tensió de polarització. Aquest factor també pot afectar el factor de qualitat del sistema, ja que augmenta la tensió de pic a la sortida. Amb l'objectiu de mesurar aquest efecte farem un conjunt de mesures per observar la forma del senyal a la sortida i la freqüència de ressonància en funció de diferents tensions de polarització.

1. Obtenció del senyal de sortida de l'oscil·lador

El senyal de sortida de l'oscil·lador es pren utilitzant el set-up de la figura Figura 5.2. En aquest cas l'oscil·loscopi esta connectat a un ordinador que permet emmagatzemar les dades. Abans de cada presa de mostres, s'ajusta la tensió de polarització del circuit, i a continuació s'obté la forma de l'ona resultant. Els senyals s'han obtingut realitzant una mitjana de 64 mostres, per tal d'eliminar soroll i poder observar la forma de l'ona correctament.

2. Obtenció de la freqüència de ressonància

L'obtenció de la freqüència de ressonància s'ha realitzat a partir de set-up de la Figura 5.3. Abans de cada mesura, s'ajusta la tensió de polarització al valor desitjat, i a continuació es comencen a prendre les mesures. Per a cada tensió es pren un conjunt de 10 mostres amb un temps d'integració de 1 segon.

3. Tractament de les dades obtingudes

El tractament de les dades obtingues es divideix en dues parts. Les formes d'ona obtinguda no precisen massa tractament, només exportar-les a un format amb el qual es pugui treballar i tractar-les. Les dades de freqüència de ressonància s'han de promitjar per a cada tensió de polarització determinada, i a continuació es representen en funció d'aquesta.

5.1.2 Mesures en el domini freqüencial

Les mesures en el domini freqüencial tenen com a objectiu mesurar paràmetres importants per a caracteritzar l'estabilitat de l'oscil·lador en un instant determinat de temps. Més concretament, s'adquireix l'espectre freqüencial del senyal i s'analitza el soroll de fase del dispositiu. Aquests es mesuren en el domini freqüencial utilitzant un analitzador d'espectres. Per a prendre aquestes mesures s'ha utilitzat equipament semblant al de les mesures temporals i dos analitzadors d'espectres:

- Analitzador 1
 - Agilent E5052A – Signal Source Analyzer 10MHz-7GHz
- Analitzador 2

■ Agilent E4404B Spectrum Analyzer 9kHz-6.7GHz

L'espectre freqüencial del senyal de l'oscil·lador ofereix poca informació per sí sol, ja que només permet observar el pic del senyal i la seva potència. Un paràmetre més interessant és el soroll de fase, que permet observar la relació entre la potència del pic del senyal i el soroll a una freqüència determinada de l'oscil·lador. Com ja hem explicat al capítol 4 molts equips moderns són capaços de calcular el soroll de fase d'un dispositiu automàticament, com és el cas del Agilent E5052A i el Agilent E4404B. A la Figura 5.4 es pot veure el set-up de mesura utilitzat.

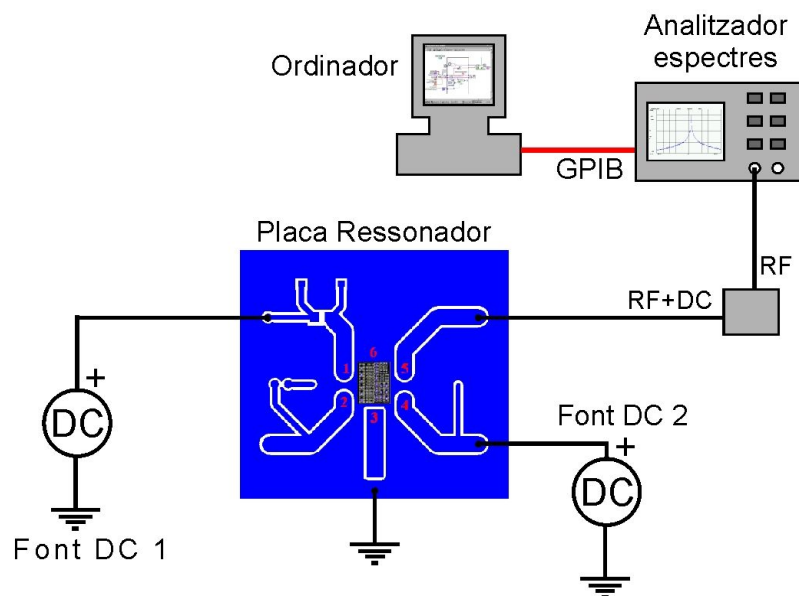


Figura 5.4: Set-up de mesura dels paràmetres freqüencials

Per a realitzar mesures del soroll de fase en primer lloc s'ha de polaritzar l'oscil·lador correctament com ja s'ha explicat anteriorment a la mesura de la variància d'Allan. A continuació es connecta l'oscil·lador a l'analitzador d'espectres utilitzant un Bias-Tee, que separa la part en contínua del senyal de la part d'alta freqüència. És important connectar a l'analitzador només la part RF del senyal, ja que la component DC pot danyar l'equip. Un cop connectat l'oscil·lador es prenen les mesures del soroll de fase en el marge de freqüències que es desitgi, en el nostre cas des de 10Hz fins a 5MHz.

5.1.3 Dependència amb factors ambientals

L'objectiu d'aquest tipus de mesures és comprovar la dependència dels oscil·ladors a variacions de factors ambientals i com afecten la seva estabilitat. S'ha estudiat la sensibilitat del sensor a variacions de temperatura, humitat i pressió.

5.1.3.a dependència amb temperatura i humitat

L'objectiu d'aquestes mesures és mesurar l'efecte dels canvis de temperatura i humitat en la freqüència de ressonància de l'oscil·lador. Per a fer-ho es sotmet l'oscil·lador a canvis en la temperatura ambiental mentre es monitoritza la seva freqüència de ressonància. Les mesures s'han realitzat en una cambra climàtica CCK-40/81 de *Dycometal* al Centre Nacional de Microelectrònica de Barcelona (CNM-IMB). Degut a problemes amb la cambra de *Dycometal*, que introduïa soroll elèctric al circuit, més tard s'ha utilitzat la cambra SE-1000L de *Thermotron* a l'empresa Applus+.

Les mesures de dependència de temperatura s'han fet en una cambra climàtica que és capaç de monitoritzar i controlar la temperatura i humitat relativa al seu interior.

- Precisió de monitorització de temperatura: 0.1°C
- Rang de temperatures: De -40°C fins a 150°C
- Gradient de refrigeració: 1°C/min, aproximadament
- Gradient d'escalfament: 2°C/min, aproximadament

S'han observat errors de fins a 1°C entre la temperatura desitjada i la temperatura mesurada pel sensor de la cambra. Això és degut a la gran mida de la cambra i la inèrcia tèrmica que això comporta.

La resta de components són els mateixos que a les mesures 1, 2 i 3. A continuació es descriuen

les etapes de mesura.

1. Muntatge del dispositiu a la cambra climàtica

El primer pas és introduir l'oscil·lador a la cambra climàtica i realitzar les connexions pertinents amb la resta d'instrumentació, que es situa a l'exterior. Per començar, es fixen la temperatura i humitat relativa de la cambra a valors usuals, 25°C i un 30% d'humitat relativa.

2. Obtenció del punt de calibratge del sensor

El set-up i procediment d'obtenció del punt de calibratge del sensor és el mateix que a l'obtenció de la variància d'Allan (Figura 5.3).

3. Presa de mesures

Per tal de determinar la dependència del sensor de la temperatura es fan varis tipus de mesures. En primer lloc es prenen mostres de la freqüència del sensor dins la cambra climàtica mantenint constant la temperatura i humitat relativa durant mitja hora. Això ens dóna una idea de l'efecte de la cambra i la instrumentació sobre el sensor. El segon pas és efectuar una rampa de temperatura mentre es prenen mostres, cosa que permetrà trobar l'efecte del canvi de temperatura en la freqüència de ressonància. Per acabar, es realitza una rampa d'humitat relativa a temperatura constant per a observar el seu efecte sobre el sensor.

El set-up de la presa de mesures és el mateix que a la Figura 5.3.

4. Tractament de les dades obtingudes

El primer pas en el tractament de les dades és comparar les mesures de freqüència de ressonància amb les mesures de temperatura i humitat relativa. S'ha de tenir en compte que els canvis observats en la freqüència poden venir donats per la variació de temperatura o altres efectes. Això es pot comprovar amb les mesures preses sense variació de temperatura i, si és necessari, separant els efectes de temperatura d'altres que puguin aparèixer.

Un cop s'obté la informació de la temperatura, la humitat relativa i el seu efecte sobre la

freqüència de ressonància, es calcula la sensibilitat de l'oscil·lador a aquests paràmetres en ppm.

5.1.3.b Mesures a la cambra de buit

L'objectiu d'aquestes mesures és observar l'efecte que té el buit sobre l'oscil·lador i la seva freqüència de ressonància. Amb aquest objectiu es realitzen un seguit de mesures en temps i freqüència amb el dispositiu situat dins d'una cambra de buit (Figura 5.5), a una pressió de $6\mu\text{bars}$ aproximadament.

La cambra de buit consta de diverses entrades per a connectar el sensor amb la instrumentació i alimentació, que són a l'exterior. D'aquesta manera, un cop el sensor es troba en condicions de buit les proves es poden realitzar normalment utilitzant les configuracions descrites anteriorment.

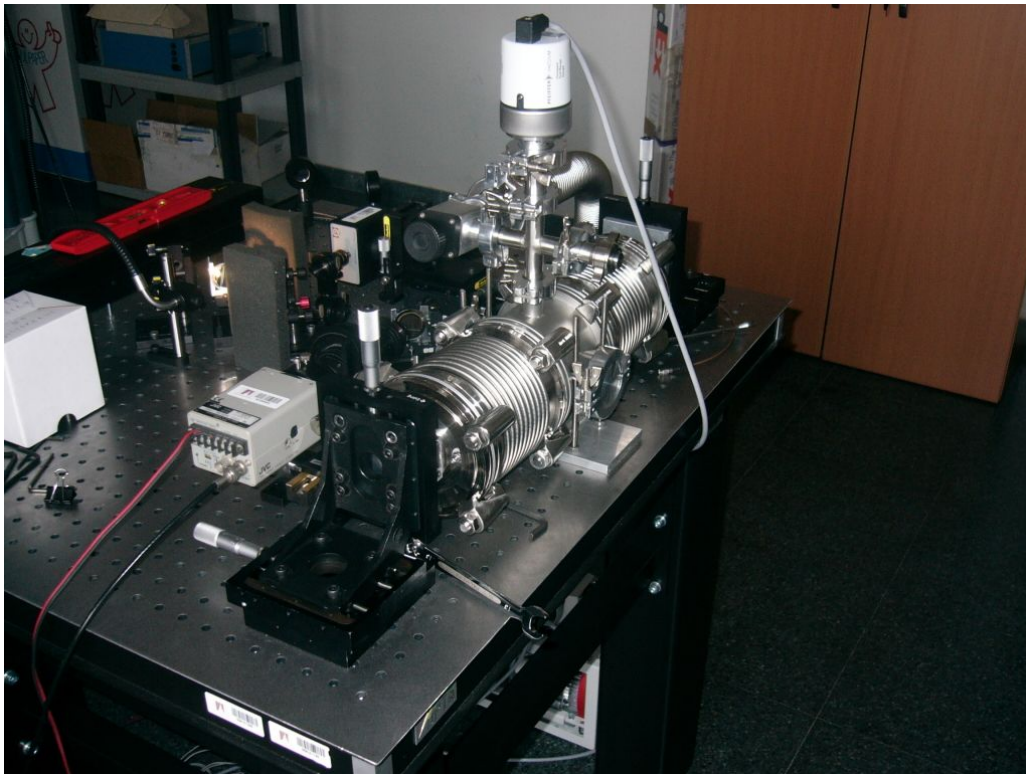


Figura 5.5: Cambra de buit per a caracterització elèctrica i òptica de MEMS del grup ECAS del Departament d'Enginyeria Electrònica de la ETSE (UAB).

5.2 Resultats de les mesures

En aquest apartat s'expliquen els resultats de totes les proves que s'han realitzat els oscil·ladors. També es realitza un tractament de les dades obtingudes i interpretació dels resultats. Amb les dades obtingudes es realitza el càlcul de l'estabilitat en freqüència i la mínima massa detectable pel sensor. Per acabar es fa un resum de les dades més importants obtingudes i una comparativa entre els oscil·ladors estudiats i altres dispositius similars.

5.2.1 Característiques oscil·ladors

En primer lloc, partim de les especificacions experimentals dels oscil·ladors per a utilitzar-les com a guia per a trobar el seu punt de polarització. S'ha de tenir en compte que, en ser dispositius experimentals, els seus valors poden diferir de les especificacions.

Es disposa de diverses plaques procedents del mateix run, que contenen ressonadors i oscil·ladors en topologia de pont i cantilever. Gràcies a proves anteriors, també es té informació de les característiques típiques d'aquests ressonadors [Ver08].

	INPUT VDC típic	INPUT VDC Màxim	INPUT VDD	Fres	VOUT (DC)	Consum nominal
Pont	70V	90V	3.3V	15MHz	2.83V aprox.	5mA
Palanca	44V	80V		6.4MHz		

Taula 5.1: Especificacions sensors ETSE: Run octubre 05

S'han fixat alguns d'aquests oscil·ladors en plaques PCB i connectat pel procediment de wire-bonding. A continuació es pot veure la llista de dispositius disponibles, i una petita descripció de cada un d'ells. Per a fer-nos una idea dels dispositius, també s'inclouen imatges preses amb microscopi d'electrons (SEM) d'altres dispositius del mateix run.

5.2.1.a Placa A2: F4C3(pont oscil·lador)

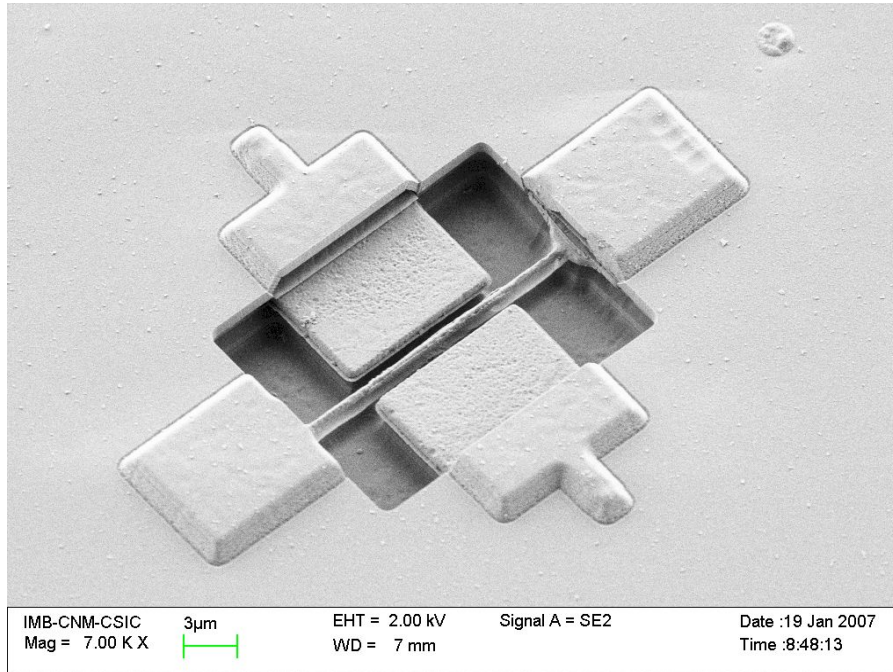


Figura 5.6: Imatge SEM del pont ressonador (CC-Beam) de la placa A2

Com es pot veure el pont consta d'una palanca fixada al substrat pels dos extrems i amb dos electrodes col·locats paral·lels a ella. Aquesta configuració també s'anomena Clamped-Clamped beam o CC-Beam. Els electrodes compleixen les funcions d'excitació i lectura del moviment de la palanca. El dispositiu té dimensions de $18\mu\text{m}$ de longitud, $0.6\mu\text{m}$ d'amplada i $0.85\mu\text{m}$ de gruix. La Figura 5.7 mostra la resposta elèctrica del ressonador.

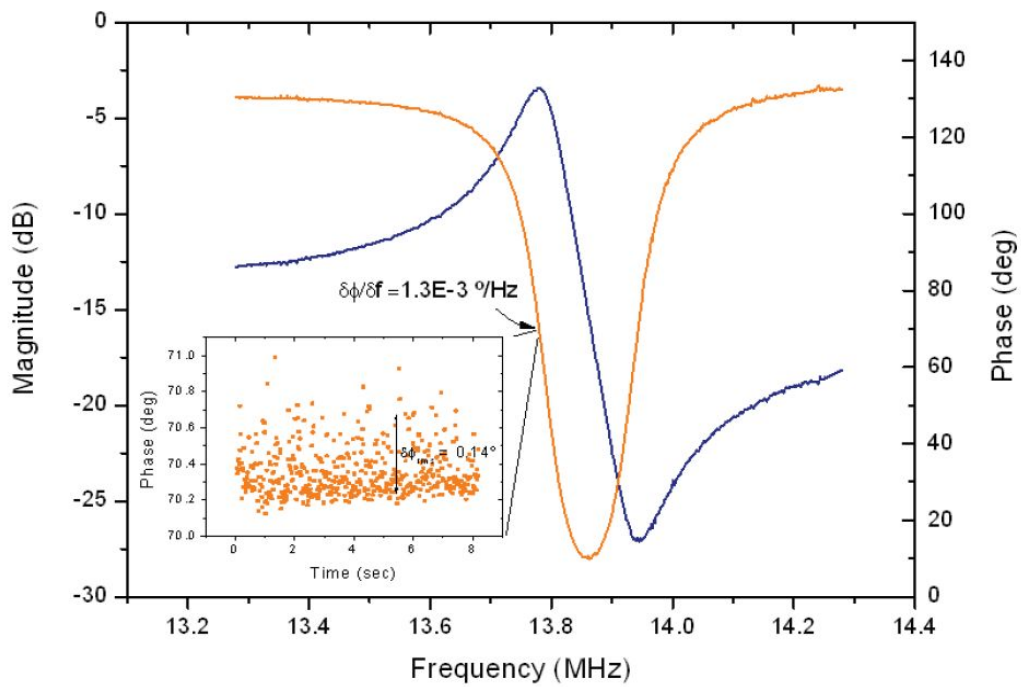


Figura 5.7: Resposta en freqüència (V_{out}/V_{AC}) de la palanca ressonant mesurada en condicions d'aire amb $V_{DC} = 70 V$ i $V_{AC} = -20 dBm$. Detalls: Fluctuacions de la fase del senyal mesurades en un ample de banda de 50Hz [Ver08].

5.2.1.b Placa B2: F4C6(palanca oscil·ladora)

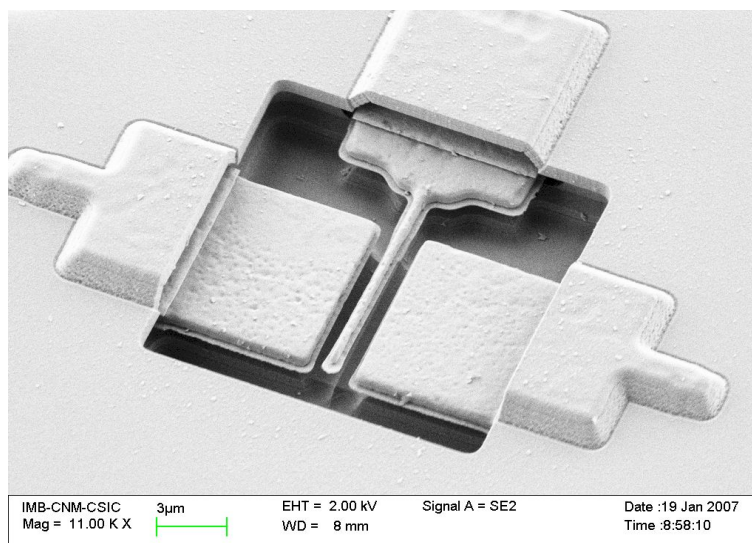


Figura 5.8: Imatge SEM de la palanca ressonadora (Cantilever) de la placa B2

La palanca és molt semblant al pont oscil·lador, però en aquest cas només està fixada al substrat per un dels seus extrems. També té electrodes a cada banda, amb les mateixes funcions que al pont. Les dimensions de la palanca són $10\mu\text{m}$ de longitud, $0.6\mu\text{m}$ d'amplada i $0.85\mu\text{m}$ de gruix. La Figura 5.9 mostra la resposta elèctrica del ressonador.

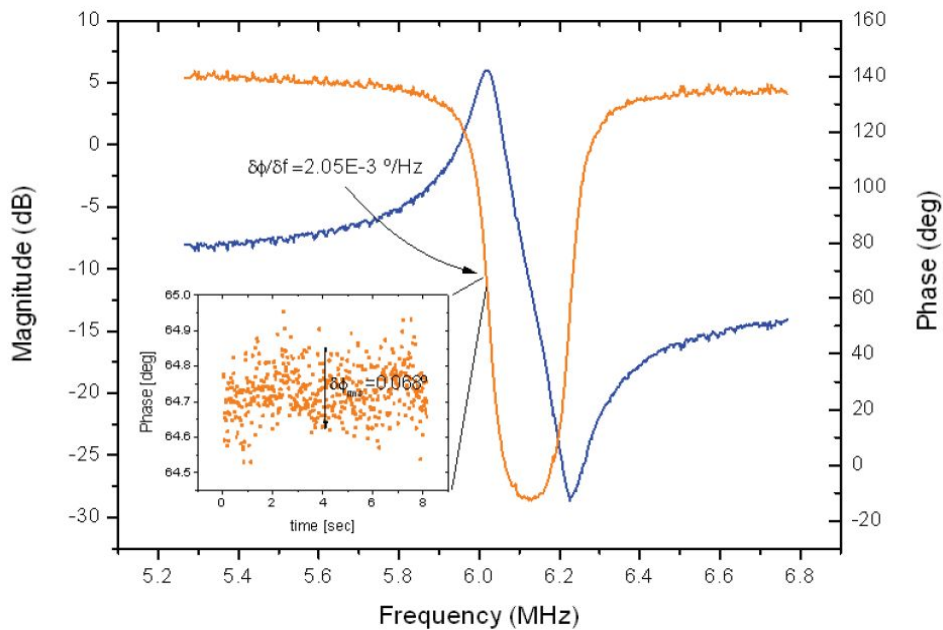


Figura 5.9: Resposta en freqüència (V_{out}/V_{AC}) de la palanca ressonant mesurada en condicions d'aire amb $V_{DC} = 60\text{ V}$ i $V_{AC} = -20\text{ dBm}$. Detalls: Fluctuacions de la fase del senyal mesurades en un ample de banda de 50 Hz [Ver08].

5.2.2 Punt de polarització dels oscil·ladors

Mitjançant el procés de trobar el punt de calibratge del sensor s'ha obtingut el punt de polarització de cada oscil·lador.

AIRE	INPUT VDC mínim	INPUT VDD	Freqüència ressonància	Vout (DC)	Consum nominal
Pont placa A2	68 V	3.3 V	14 MHZ	2.68 V.	5.7 mA
Cantilever placa B2	48V	3.3 V	6.3 MHz	2.67 V.	5.5 mA

Taula 5.2: Característiques elèctriques plaques A2 i B2

Es pot veure que, en general, les característiques de les plaques coincideixen amb les especificacions de què es disposa.

A l'hora de fer les proves s'utilitzarà una tensió lleugerament major que la tensió mínima del dispositiu per tal de garantir l'oscil·lació durant tot el procés. Per a la placa A2 s'utilitzarà $V_{DC}=70V$ i per a la placa B2 $V_{DC}=50V$.

5.2.3 Senyal de sortida vs. V_{DC}

Un cop trobada la tensió de polarització mínima per a fer oscil·lar el circuit observarem la sortida dels dos circuits de què disposem per a diferents valors de tensió de polarització V_{DC} . Per a fer-ho, s'ha realitzat una captura de pantalla de l'oscil·loscopi per a diferents tensions d'alimentació.

Aquest estudi s'ha realitzat més profundament a la placa A2: també s'ha monitoritzat la variació de la freqüència de ressonància del dispositiu en variar la tensió de polarització.

5.2.3.a Placa A2 – Pont oscil·lador

Les mesures al pont oscil·lador s'han realitzat a la tensió mínima d'oscil·lació, a la tensió nominal i a intervals de 5V per sobre fins a 90V. A cadascuna d'aquestes tensions s'ha pres una mostra del senyal de sortida utilitzant l'oscil·loscopi.

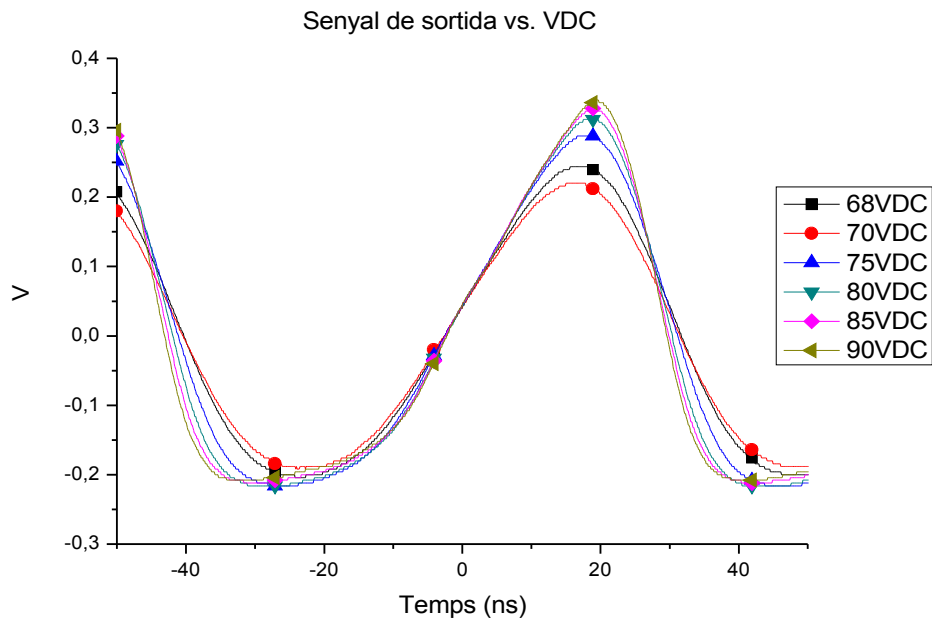


Figura 5.10: Placa A2 – senyal de sortida vs. V_{DC}

A la Figura 5.10 podem veure que en variar la tensió de polarització es produeixen canvis en la forma del senyal i la seva amplitud. A la tensió de 68V possiblement el circuit no està suficientment polaritzat, i la tensió pic a pic és una mica menor del que hauria de ser, però la forma del senyal és sinusoidal. Conforme anem augmentant la tensió de polarització augmenta també la tensió pic a pic de la sortida. A causa d'aquest efecte, el senyal presenta també efectes de saturació, especialment al semicicle negatiu. Això és degut a que l'amplificador no controla el senyal de polarització, i per tant no modifica el guany si aquesta és massa alta.

A continuació es representa la freqüència de ressonància en funció de la tensió de polarització al quadrat.

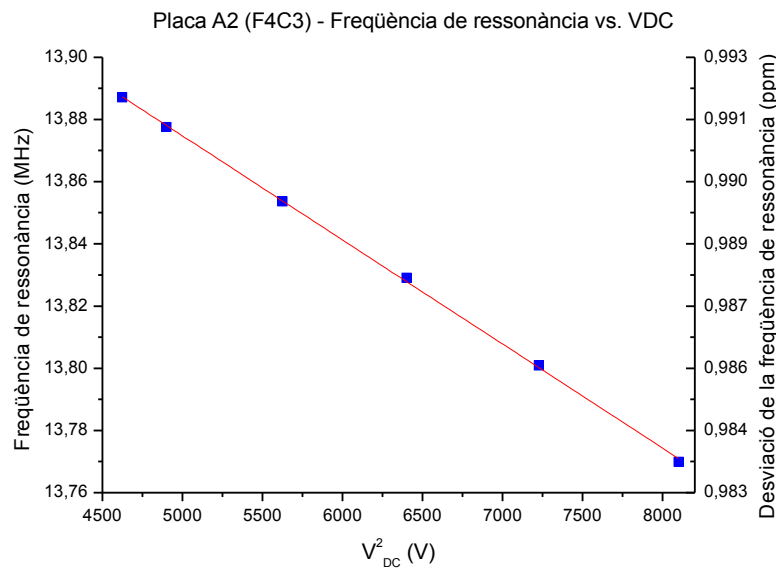


Figura 5.11: Placa A2 (F4C3) – freqüència de ressonància en funció del quadrat de la tensió de polarització

A la Figura 5.11 es pot observar que la freqüència de ressonància disminueix linealment conforme augmenta el quadrat de la tensió de polarització. Això és degut a l'efecte de *spring softening* que modifica la constant elàstica de la molla que modela el ressonador. En variar la constant elàstica també varia la freqüència de ressonància del dispositiu, com s'ha explicat al capítol de “Efectes dels transductors sobre les propietats del ressonador”. A partir del gràfic es pot obtenir la sensibilitat de la freqüència de ressonància a la tensió de polarització:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -374 \text{ ppm/V}$$

Variacions en la tensió de polarització del circuit poden provocar també fluctuacions en la freqüència de ressonància. Per això és important tenir instrumentació de bona qualitat a l'hora d'utilitzar els oscil·ladors.

5.2.3.b Placa B2 – Palanca oscil·ladora

Les mesures de la palanca oscil·ladora s'han realitzat a la tensió mínima d'oscil·lació, a la tensió nominal i 2V per sobre, és a dir, 48V, 50V i 52V respectivament.

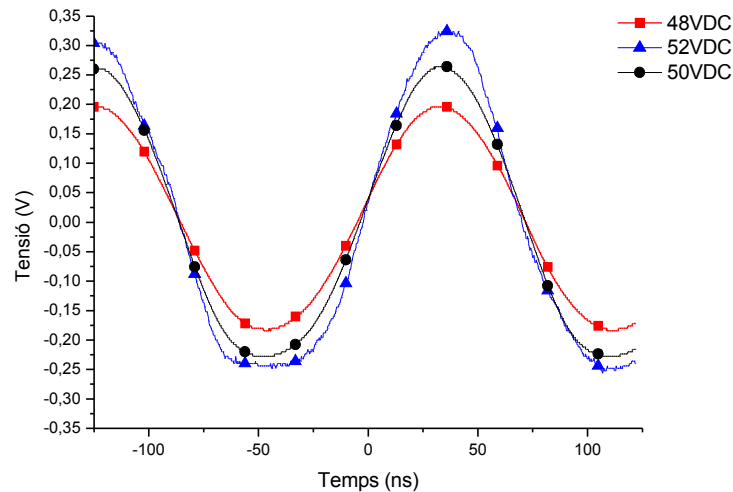


Figura 5.12: Placa B2 – senyal de sortida vs. V_{DC}

A la Figura 5.12 es poden veure clarament els efectes de la tensió de polarització sobre la sortida. Per a la tensió més baixa el senyal té amplitud mínima, aproximadament 400Vpp. Conforme augmentem aquesta tensió augmenta també l'amplitud del senyal, fins arribar a uns 500Vpp aproximadament. Per a la tensió de 52V es pot apreciar una deformació del senyal, especialment al semicicle negatiu, degut a la saturació del dispositiu. Aquests efectes es poden observar molt millor en la palanca que en el pont, vist anteriorment.

5.2.4 Espectre del senyal de sortida

Les mesures de l'espectre de la senyal ens donen informació de la densitat de potència en un rang de freqüències de l'espectre. Tot i que en aquest cas no ens proporciona cap informació important, és interessant observar-lo per a obtenir informació qualitativa.

5.2.4.a Placa A2 – pont oscil·lador

Les mesures s'han pres utilitzant una tensió de polarització de 3.3V i una tensió DC de 70V.

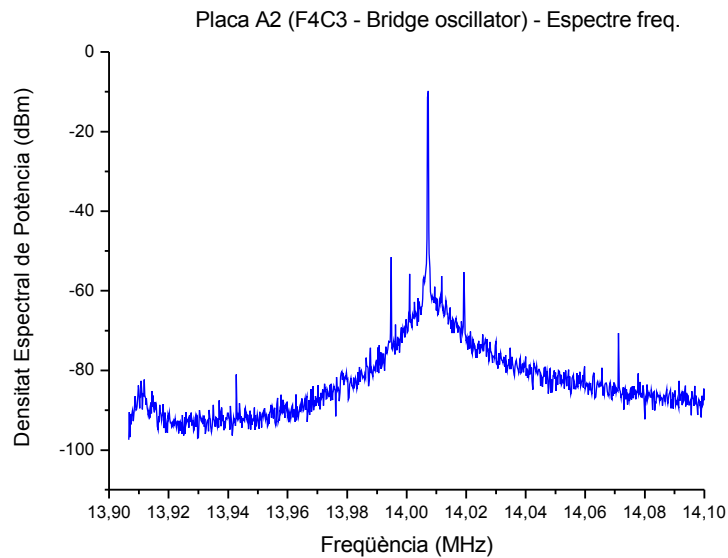


Figura 5.13: Placa A2 – Espectre en freqüència

A la Figura 5.13 es pot apreciar l'espectre de la sortida centrat a 14MHz i amb un span de 200kHz. El pic del senyal de l'oscil·lador es situa a 14.0072MHz amb una densitat espectral de potència de -9.75dBm . Es pot apreciar el soroll a les bandes del pic, que decreix conforme es va allunyant de la freqüència de ressonància. També apareixen alguns pics menors al voltant del senyal principal.

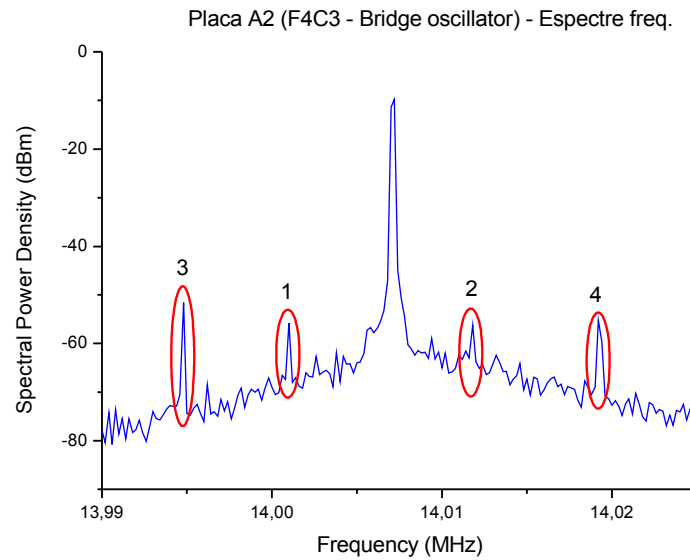


Figura 5.14: Placa B2 – Espectre en freqüència

La Figura 5.14 mostra un detall de l'espectre que permet observar els pics esmentats.

Número pic	Freqüència	Δf respecte f_{res} (kHz)	Potència respecte la portadora (dBc)
f_{res}	14.0072MHz	0	0
1	14.001 MHz	-6.2 kHz	-46 dBc
2	14.0118 MHz	4.6 kHz	-46,5 dBc
3	13.9948 MHz	-12.4 kHz	-45,5 dBc
4	14.0192 MHz	12 kHz	-41,8 dBc

Taula 5.3: Propietats dels pics del domini freqüencial

A la Taula 5.3 podem veure que estan situats simètricament respecte la freqüència de ressonància, i tenen un nivell de potència un 45dB per sota de la portadora. Degut al seu baix nivell de potència, considerem que tenen poc efecte en la qualitat de l'oscil·lació. Degut a la naturalesa no lineal dels oscil·ladors basats en ressonadors MEMS, aquests senyals poden ser algun tipus d'efecte no lineals.

5.2.4.b Placa B2 – Palanca oscil·ladora

S'ha obtingut l'espectre en freqüència de la palanca oscil·ladora de la placa B2 utilitzant l'analitzador d'espectres Agilent E4404B degut a les limitacions en freqüència del Agilent E5052A, utilitzat per a mesurar la placa A2. Les mesures s'han pres utilitzant una tensió de polarització de 3.3V i una tensió DC de 50V. El resultat es pot veure a la Figura 5.15.

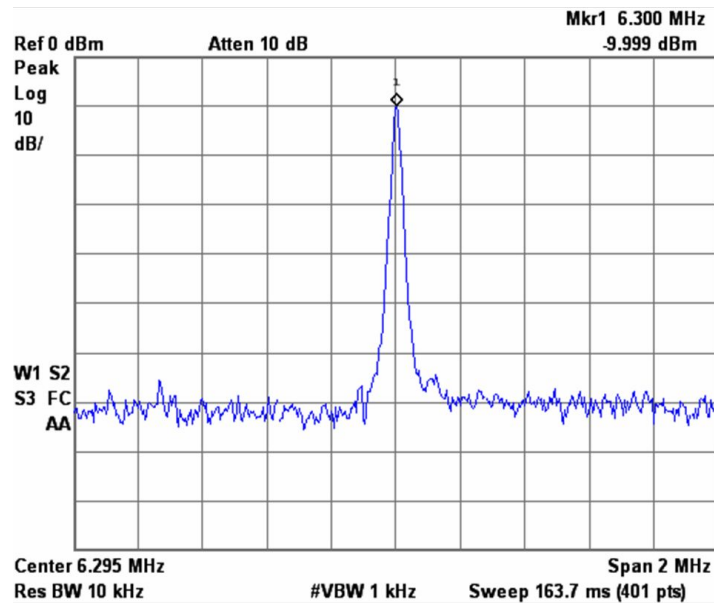


Figura 5.15: Espectre en freqüència - Palanca placa B2

La Figura 5.15 mostra l'espectre centrat a 6.295MHz amb un span de 2MHz. En aquest cas, el pic de ressonància es situa a 6.300MHz amb un nivell de -9.999dBm. A l'espectre de la palanca no s'aprecien els pics en voltant de la freqüència de ressonància.

5.2.5 Soroll de fase

Una altra de les mesures en el domini freqüencial és el soroll de fase. Aquest ens dóna una idea de la relació entre la densitat de potència de soroll i la potència del fonamental per a diferents freqüències. Per a calcular-la s'ha utilitzat el mateix equipament que per a l'espectre freqüencial. Aquesta mesura és important per a la caracterització de l'estabilitat de l'oscil·lador.

5.2.5.a Placa A2 – Pont oscil·lador

El soroll de fase del pont de la placa A2 s'ha mesurat des de 10Hz fins a 5MHz i es pot veure a la Figura 5.16. Les mesures s'han pres utilitzant una tensió de polarització de 3.3V i una tensió DC de 70V.

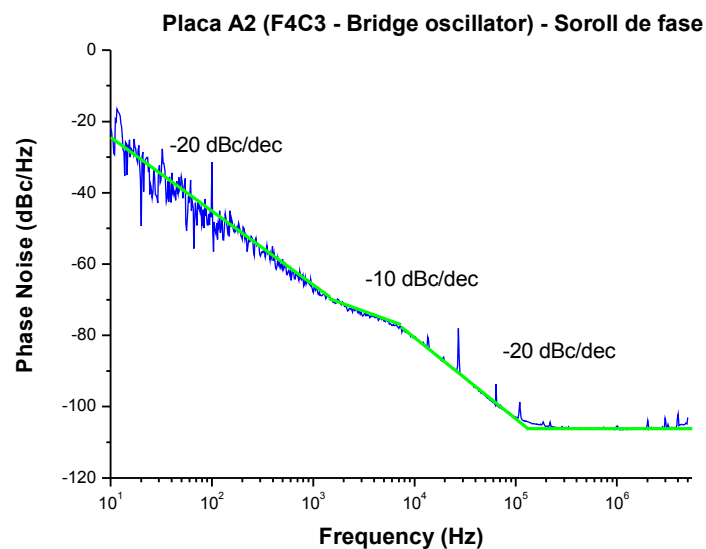


Figura 5.16: Soroll de fase - pont oscil·lador placa A2

El soroll de fase a prop del fonamental disminueix a ritme de -20dBc/dècada aproximadament fins als 1kHz. Aquesta zona té una contribució alta de soroll anomenat White FM. D'acord amb el model de Leeson, aquest soroll és ocasionat per la modulació del soroll blanc per part del ressonador, i depèn en part del factor de qualitat del dispositiu. La segona zona, de 1kHz a 10kHz aproximadament té menys pendent que l'anterior: el soroll de fase disminueix a ritme de 10dBc/dec. A continuació existeix una altra zona de -20dBc/dec fins a 100kHz, en que el soroll s'estabilitza a un nivell de -110dBc/Hz aproximadament. Aquest correspon a soroll tèrmic de banda ampla degut a treballar a temperatures més altes de 0°K. Aquest soroll tèrmic depèn del factor de soroll de l'amplificador del llaç de realimentació.

Podem veure que el soroll de fase disminueix a ritme constant menys a la zona entre 1kHz i 10kHz en que hi ha una zona més plana. Aquesta pot ser deguda a el soroll de fase flicker (Flicker PM), ocasionat per l'amplificador del llaç de realimentació. Una altra possible causa d'aquest soroll és el soroll d'amplitud. Aquest pot provocar en alguns casos pedestals com en aquest cas [Lee00].

5.2.5.b Placa B2 – Palanca oscil·ladora

El soroll de fase de la palanca de la placa B2 s'ha mesurat des de 10Hz fins a 100MHz, utilitzant una tensió d'alimentació de 3.3V i una tensió de polarització de 52V DC.

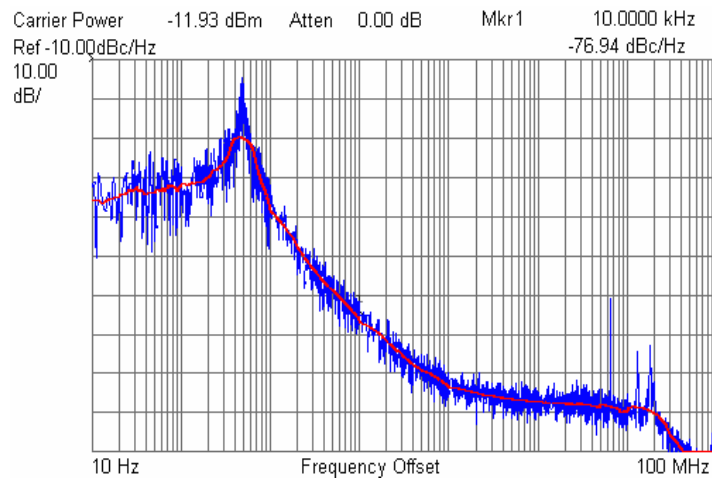


Figura 5.17: Soroll de fase - palanca oscil·ladora placa B2

La Figura 5.17 mostra el soroll de fase de la palanca de la placa B2. Com podem veure en aquest cas es poden apreciar algunes de les zones del model de Leeson. La Figura 5.18 mostra un fit de la gràfica seguint aquest model.

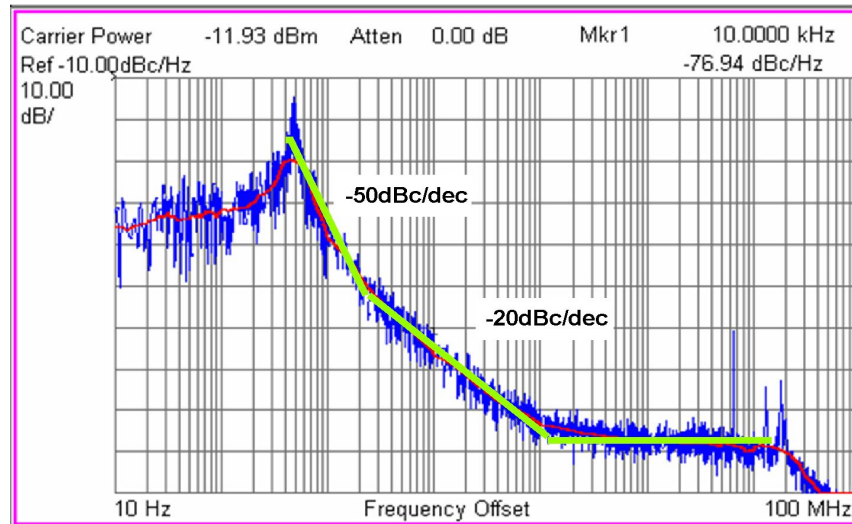


Figura 5.18: Placa B2 - Model de Leeson del soroll de fase

La primera zona del soroll de fase, molt a prop de la portadora, és plana. L'aparició d'una zona plana a freqüències molt properes a la portadora usualment no es té en compte, ja que té lloc a offsets molt petits [Lee00]. Com podem veure, a la primera zona el soroll de fase disminueix amb un pendent aproximadament de $1/f^5$ i arriba aproximadament fins a 1.1kHz. Aquesta evolució pot ser ocasionada pel soroll anomenat “Popcorn Noise” [NIST], ocasionada per soroll dels circuits. La segona zona de soroll és des de 1.1kHz fins a uns 100kHz aproximadament, i en aquesta el soroll disminueix aproximadament com a $1/f^2$, el pendent típic quan domina el soroll ocasionat per la modulació del soroll tèrmic per part del ressonador (White FM). Per acabar, la zona de soroll tèrmic és plana a -100dBc/Hz aproximadament fins a altes freqüències, on disminueix.

Es pot observar que l'espectre del soroll de fase de l'oscil·lador de la placa B2 és diferent al de la placa A2. Això és degut en part al comportament de l'amplificador: tot i que els dos circuits utilitzen el mateix ressonador, aquest treballarà a dues freqüències diferents i, per tant, la seva resposta pot variar.

5.2.6 Variància d'Allan

La variància d'Allan és un paràmetre importants per a caracteritzar l'estabilitat en freqüència de

l'oscil·lador. A grans trets, és la variància de mostres adjacents per a un conjunt de mesures de freqüència preses amb un temps d'integració determinat. Les mesures s'han realitzat prenent un conjunt de 100 mostres per a temps d'integració variables des de 1ms fins a 10s.

5.2.6.a Placa A2 – Pont oscil·lador

Les mesures de la variància d'Allan s'han pres utilitzant una tensió d'alimentació de 3.3V i una tensió de polarització de 70V.

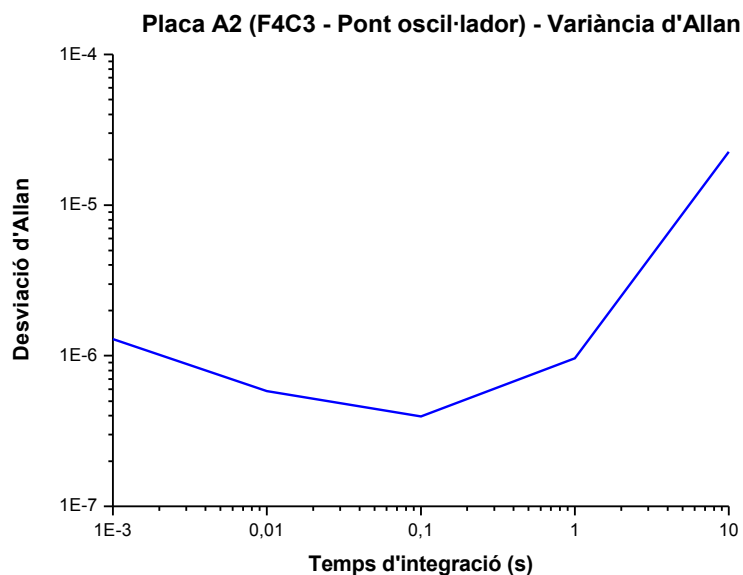


Figura 5.19: Desviació d'Allan: pont oscil·lador placa A2

La Figura 5.19 mostra la desviació d'Allan de l'oscil·lador de la placa A2. La relació entre la variància (σ_A^2) i la desviació estàndard (σ_A) és quadràtica. El motiu pel que es representa la desviació en comptes de la variància és que la primera és més utilitzada per a caracteritzar oscil·ladors. Podem veure que la desviació d'Allan del pont ressonant de la placa A2 és de l'ordre de 10^{-6} . A partir d'aquest valor es pot obtenir l'estabilitat de l'oscil·lador en parts per milió (ppm):

$$\frac{\Delta f}{f_o} \cdot 10^6 \Big|_{\tau=0.1s} = 0.39488 \text{ ppm}$$

Es pot veure que la desviació d'Allan té dues zones diferenciades: per a temps d'integració menors a 0.1s aquesta disminueix, i per a temps d'integració majors augmenta. Això és degut a les derives de l'oscil·lador. Per a temps d'integració baixos, el temps que utilitza l'instrument de mesura per a promitjar les mostres és molt baix, i aquestes tenen molta variància. Això es veu reflectit en una desviació d'Allan alta. Conforme augmentem el temps d'integració, l'instrument genera mostres amb menys variància entre elles i més dígits de precisió: això fa disminuir la seva desviació d'Allan. Aquest efecte domina fins a temps d'integració menors que 0.1s.

Per a temps d'integració alts, el procediment de mesura serà més llarg: en el cas del temps d'integració màxim ($T=10s$) el procés de presa de mesures dura un 1000s. Aquest temps és suficient per a tenir unes derives considerables en la freqüència. L'efecte de les derives temporals afecta la variància de les mesures amb temps d'integració alts. És per a això que, per a temps d'integració majors que 0.1s, la desviació d'Allan augmenta.

5.2.6.b Placa B2 – Palanca oscil·ladora

Les mesures de la variància d'Allan s'han pres utilitzant una tensió d'alimentació de 3.3V i una tensió de polarització de 50V.

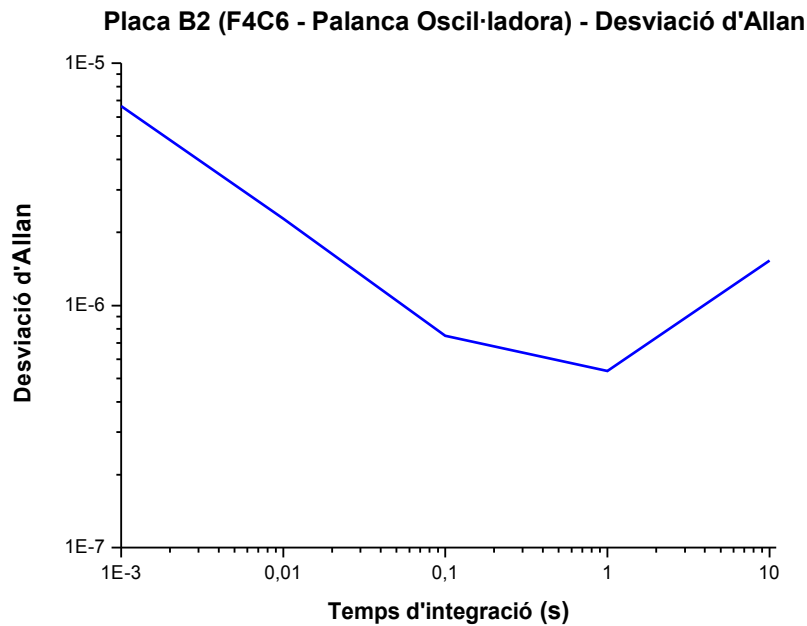


Figura 5.20: Desviació d'Allan: palanca oscil·ladora placa B2

La Figura 5.20 mostra la desviació d'Allan de la palanca oscil·ladora de la placa B2. Podem veure que en aquest cas la desviació es situa també a l'ordre de 10^{-6} però és major que pel pont per a temps d'integració baixos. En aquest cas la desviació és mínima per a un temps d'integració de 1s. Això és degut a que la deriva de la freqüència de ressonància de la palanca és menor que la del pont, o bé que és menys sensible a paràmetres ambientals o del circuit (temperatura, etc.).

$$\frac{\Delta f}{f_o} \cdot 10^6 \Big|_{\tau=1s} = 0.535 \text{ ppm}$$

5.2.7 Proves en buit

El comportament dels ressonadors sota condicions de buit pot variar les seves propietats, com s'ha explicat anteriorment. En general, el factor de qualitat Q i l'estabilitat en freqüència dels

ressonadors M/NEMS augmenten en condicions de buit [Cle02]. L'objectiu d'aquestes proves és observar l'efecte del buit sobre la polarització i estabilitat en freqüència dels ressonadors i comparar les mesures amb aquelles preses en l'aire. Les proves s'han realitzat en una cambra de buit a una pressió aproximada de $1 \cdot 10^{-3}$ mbar.

5.2.7.a Punt de polarització

La tensió de polarització és un dels paràmetres que varia de manera important en condicions de buit. Això és degut a que la vibració de la palanca no es veu tant entorpidida per les molècules d'aire al seu voltant, per la qual cosa la tensió necessària per aconseguir que oscil·li és menor.

Per tal de trobar la tensió de polarització mínima s'ha seguit el mateix procediment que en l'aire. Els resultats es poden veure a la Taula 5.4.

BUIT $P \approx 6 \cdot 10^{-6}$ bar	INPUT VDC mínim	INPUT VDD	Freqüència ressonància	Vout (DC)	Consum nominal
Pont placa A2	30 V	3.3 V	14 MHz	2.68 V.	5.7 mA
Cantilever placa B2	20V	3.3 V	6.3 MHz	2.67 V.	5.5 mA

Taula 5.4: Característiques elèctriques plaques A2 i B2 en condicions de buit

Es pot veure que la tensió de polarització en condicions de buit ha disminuït en gran mesura: en condicions de buit aquesta és aproximadament un 40% de la necessària per aconseguir oscil·lació en l'aire. Per tant l'operació dels dispositius en aquestes condicions milloren una de les característiques més restrictives d'aquests sensors, la seva alta tensió de polarització.

5.2.7.b Espectre del senyal de sortida

S'ha repetit l'adquisició de l'espectre del senyal per als dos dispositius ressonadors.

- Placa A2 – Pont oscil·lador

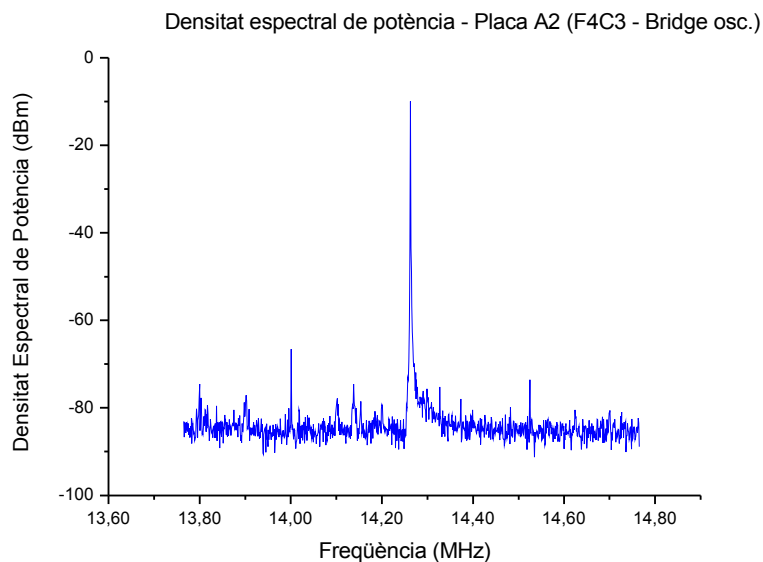


Figura 5.21: Placa A2 - Densitat espectral de potència en condicions de buit

El pic de ressonància en aquest cas es situa a 14.263MHz. Hi ha una petita diferència entre aquesta freqüència i l'obtinguda en aire, però pot ser deguda a altres factors com la temperatura. La potència del pic tampoc ha patit canvis. En general, no es poden apreciar canvis important entre l'espectre obtingut en condicions de buit i en aire.

- Placa B2 – Palanca oscil·ladora

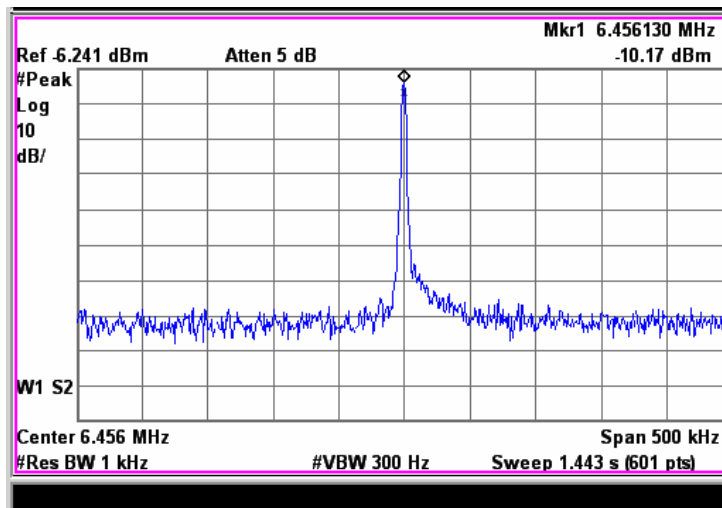


Figura 5.22: Placa B2 - Densitat espectral de potència en condicions de buit

En aquest cas el pic de ressonància es troba a 6.456MHz. Aquesta variació entre la freqüència de ressonància en aire i buit també pot ser deguda a canvis en altres paràmetres ambientals.

5.2.7.c Soroll de fase

S'han repetit les mesures per al soroll de fase. Part del soroll del dispositiu és degut al fet que el soroll disminueix com a efecte de l'augment del factor de qualitat Q em condicions de buit.

- Placa A2 – Pont oscil·lador

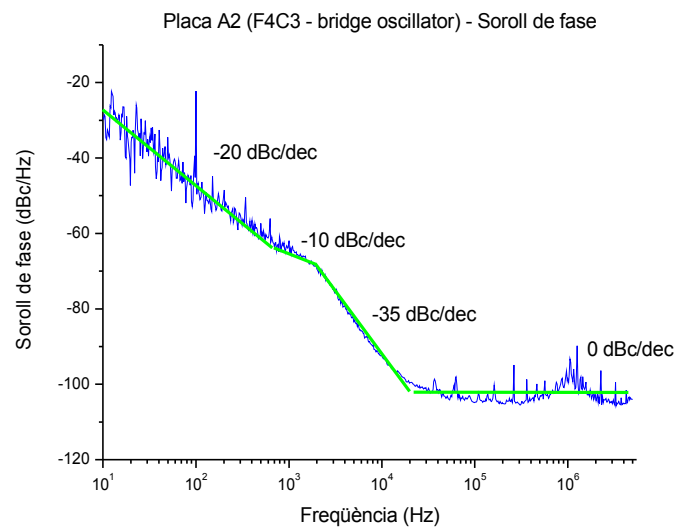


Figura 5.23: Placa A2 - Soroll de fase en condicions de buit

El soroll de fase del dispositiu sota condicions de buit és lleugerament menor que en condicions d'aire, però segueix la mateixa tendència. Els pendents de les diferents zones són similars en ambdós casos, com es pot veure a la Figura 5.23. A freqüències properes a la portadora domina el soroll blanc FM, seguida d'una zona amb un pendent menor. La principal diferència en condicions de buit és que apareix una contribució de -35dBc/dec des de 2kHz fins a 20kHz aproximadament. L'aparició d'aquesta zona provoca que el soroll de fase arribi abans a la zona de soroll tèrmic. A freqüència de pocs kHz, el soroll de fase baixa abruptament fins arribar a -100dBm aproximadament. Això vol dir que s'arriba al límit de soroll tèrmic per a freqüències més properes a la freqüència de ressonància que en el cas de l'aire. També s'observa que el fons de soroll té el mateix valor que en condicions d'aire, ja que no ha variat la temperatura ni el factor de soroll de l'amplificador de l'oscil·lador.

La variació de les zones del soroll de fase pot ser deguda a la variació del punt de funcionament de l'analitzador: Com que treballem amb una polarització del circuit diferent el model del ressonador ha canviat. Això pot provocar que l'analitzador treballi en condicions diferents i l'espectre del soroll de fase variï.

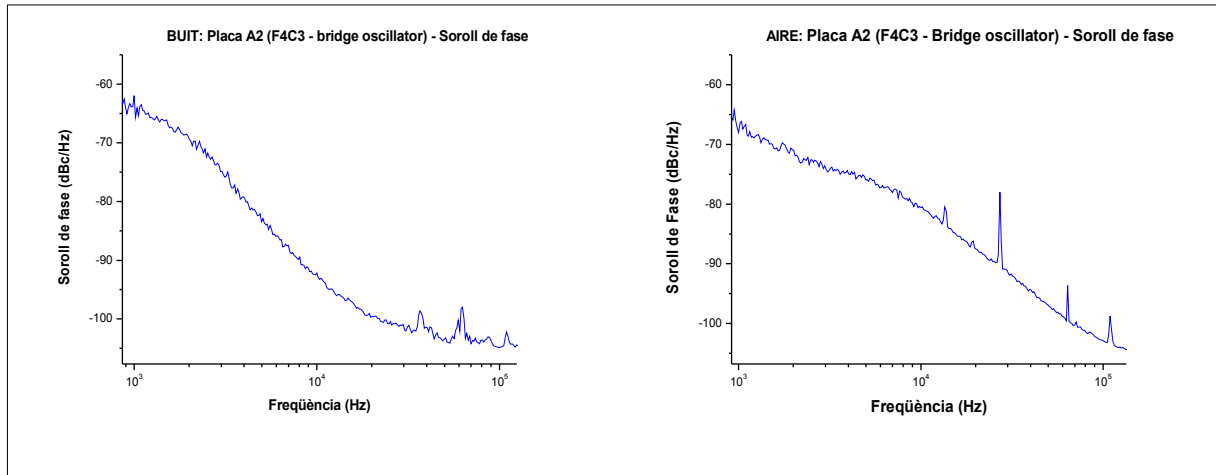


Figura 5.24: Comparativa buit - aire: detall

A la Figura 5.24 es pot veure la diferència en el pendent en freqüència de l'ordre de desenes de kHz. Mentre que en condicions de buit el soroll de fase disminueix abruptament, en condicions d'aire aquesta evolució és molt més suau.

- Placa B2 – Palanca oscil·ladora

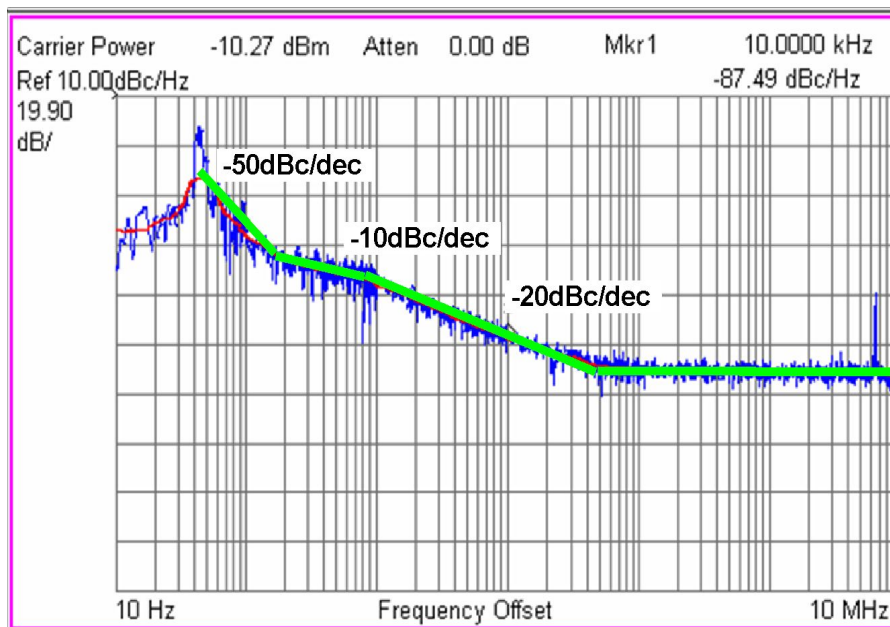


Figura 5.25: Placa B2 - Soroll de fase en condicions de buit

En el cas de la palanca ressonant, el nivell del soroll de fase és inferior en condicions de buit que en condicions d'aire, com es pot observar a la Figura 5.25. En general tenen la mateixa forma, tot i

que sota condicions de buit existeix una zona intermitja amb un pendent de -10dB/dec com el que apareix al soroll de fase del pont. Es pot observar que el pic que abans apareixia a 500Hz aproximadament ara apareix a 50Hz . Això provoca que s'arribi al fons de soroll per a freqüències més properes al fonamental que en condicions de pressió normals. El nivell del fons de soroll és molt semblant al de les condicions de pressió normal i es situa a -100dBc/Hz ja que, com s'ha explicat anteriorment, les condicions de temperatura i l'amplificador no han variat. El soroll de fase millora en condicions de buit respecte a l'aire, comportant una major estabilitat de l'oscil·lador, millorant el seu comportament i factor de qualitat (Q).

Es pot observar que el fons de soroll és molt similar per a tots els casos estudiats. Això és degut que, com s'ha explicat, aquest depèn de la temperatura i el factor de soroll de l'amplificador. Com que els dos circuits utilitzen el mateix factor de soroll i la temperatura és similar per a totes les proves, el fons de soroll també es manté constant.

5.2.7.d Variància d'Allan

La variància d'Allan és una mesura de la qualitat de l'oscil·lador. Les mesures al buit poden fer reduir el soroll i així augmentar la variància. Per a comprovar si el buit afecta la qualitat de l'oscil·lador mesurarem la seva variància d'Allan utilitzant el mètode descrit anteriorment.

- Placa A2 – Pont oscil·lador

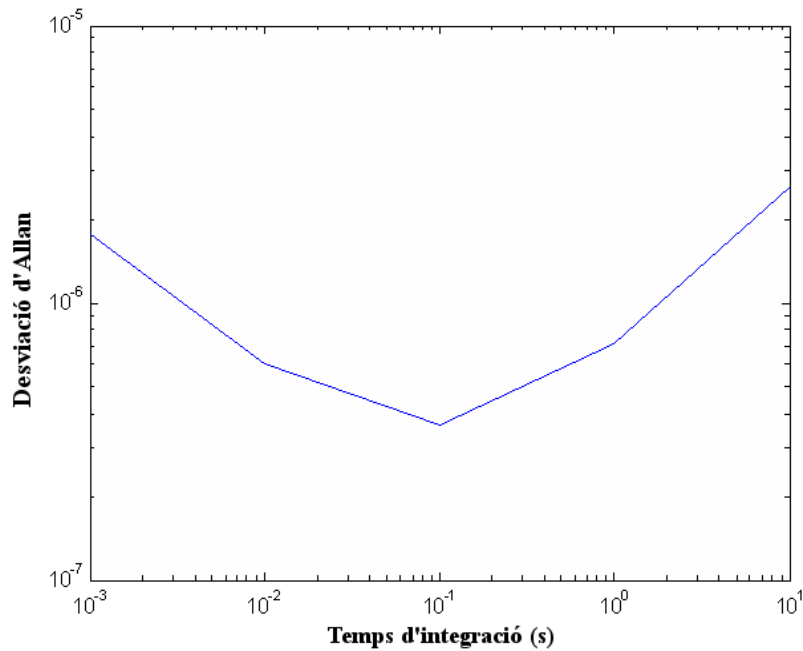


Figura 5.26: Placa A2 - Desviació d'Allan (buit)

El valor de la desviació d'Allan del pont és bastant semblant en les dues situacions. Tant la forma general com el seu valor mínim són semblants: la diferència més gran entre les dues gràfiques és el valor de la variància per a un temps d'integració de 10s. En el cas de la variància a l'aire, aquest té un valor de l'ordre de 10^{-5} , mentre que per a les mesures en buit aquesta és de l'ordre de 10^{-6} . A partir del menor valor de la desviació d'Allan s'obté l'estabilitat en freqüència en condicions de buit.

$$\frac{\Delta f}{f_o} \cdot 10^6 \Big|_{\tau=0.1s} = 0.360 \text{ ppm}$$

La poca diferència entre les gràfiques pot ser deguda a l'efecte del cablejat i el muntatge sobre les mesures: tot i que l'efecte del buit és millorar la variància de les mesures, el cablejat més complex pot degradar el senyal.

- Placa B2 – Palanca oscil·ladora

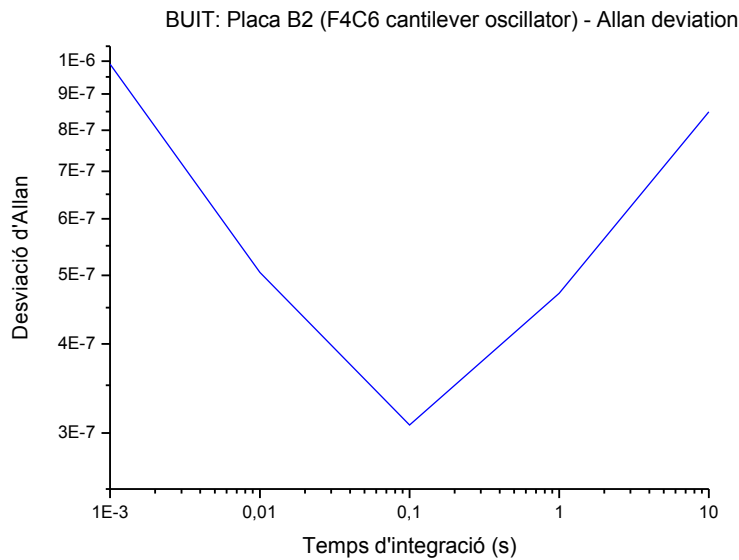


Figura 5.27: Placa B2 – Desviació d'Allan (buit)

Com es pot veure a la Figura 5.27, en el cas de la placa B2 s'observa una millora de la desviació d'Allan en condicions de buit: aquesta ha disminuït gairebé en un ordre de magnitud. La forma de la variància és semblant, però en aquest cas el mínim es situa a 0.1s. A partir del menor valor de la desviació d'Allan s'obté l'estabilitat en freqüència en condicions de buit.

$$\frac{\Delta f}{f_o} \cdot 10^6 \Big|_{\tau=0.1s} = 0.308 \text{ ppm}$$

La millora de la desviació d'Allan és consistent amb la millora del seu soroll de fase vist anteriorment. Aquests fets juntament amb la disminució de la tensió de polarització fan que la palanca oscil·ladora de la placa B2 obtingui grans avantatges de treballar en condicions de buit.

5.2.8 dependència amb la temperatura

Hem observat que la temperatura té un efecte important en el funcionament dels dispositius

ressonadors. És important caracteritzar aquest efecte per tal de poder compensar-lo per a millorar el rendiment dels ressonadors, o bé aprofitar-lo per a utilitzar-los com a sensors de massa.

Amb aquest objectiu s'han dut a terme un seguit de mesures en una cambra climàtica, mesurant la freqüència de ressonància mentre es realitza un rampa de temperatura.

5.2.8.a Placa A2 – Pont oscil·lador

S'ha realitzat una rampa de temperatura de 15°C a 35°C aproximadament i s'ha mesurat la freqüència de ressonància durant el procés. La tensió d'alimentació utilitzada és de 3.3V i la tensió de polarització del circuit 70V. Els resultats es poden veure a la Figura 5.28.

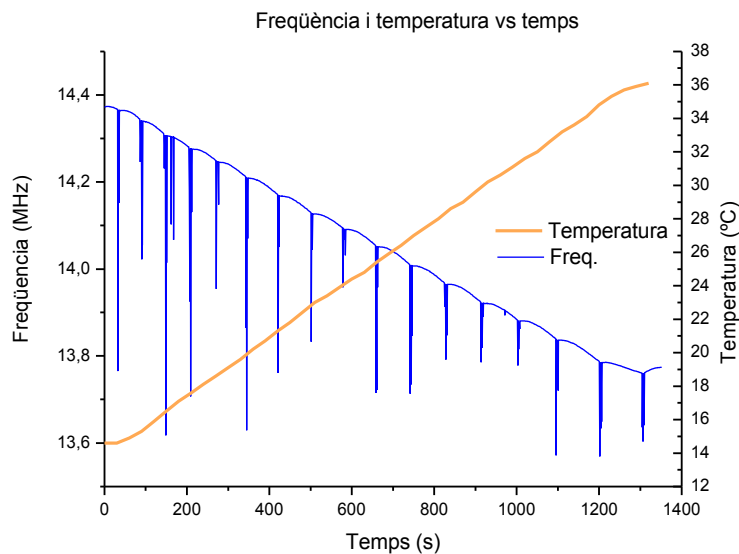


Figura 5.28: Placa A2 – Freqüència de ressonància vs. temperatura

Com s'ha comentat anteriorment, es poden observar pics a la freqüència de ressonància deguts a l'efecte dels actuadors de la cambra climàtica. Tot i això, s'observa una dependència clara entre la freqüència de ressonància i la temperatura de la cambra. A continuació es mostra la zona lineal de la gràfica, on s'han eliminat els pics de freqüència.

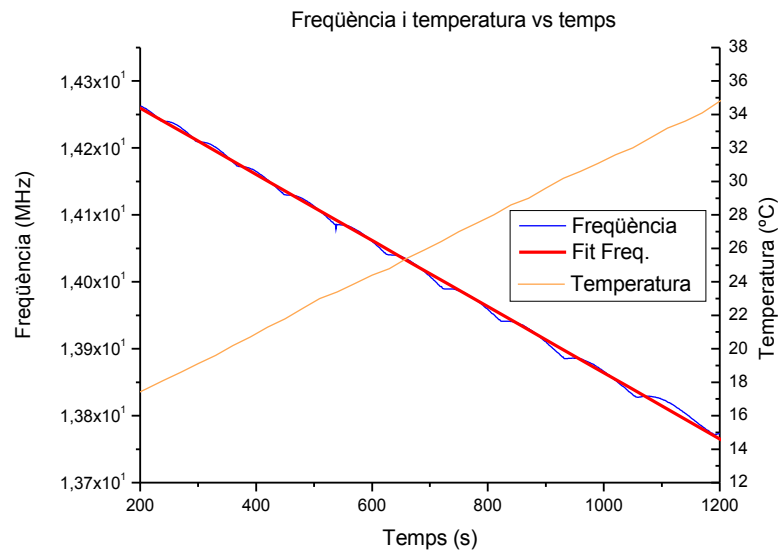


Figura 5.29: Placa A2 – Freqüència de ressonància vs. Temperatura: detall

S'ha realitzat un fit lineal de la freqüència en el marge estudiat (línia vermella). A partir d'aquest fit lineal es pot obtenir la dependència en temperatura dels sensor:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -2039 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

Es pot veure que el sensor és molt sensible a canvis de temperatura. Això vol dir que no és adequat per a treballar en ambients on hi hagi variacions de temperatura, ja que aquests modificaran el seu comportament.

Per tal d'eliminar els efectes negatius de la cambra climàtica sobre les mesures s'ha decidit repetir-les utilitzant un rang de temperatures més ampli i una cambra climàtica de més qualitat (SE-1000L de *Thermotron*). S'ha realitzat un escombrat de temperatura de 85°C a 20°C, per a comprovar la resposta del sensor en altes temperatures i si la seva desviació és lineal.

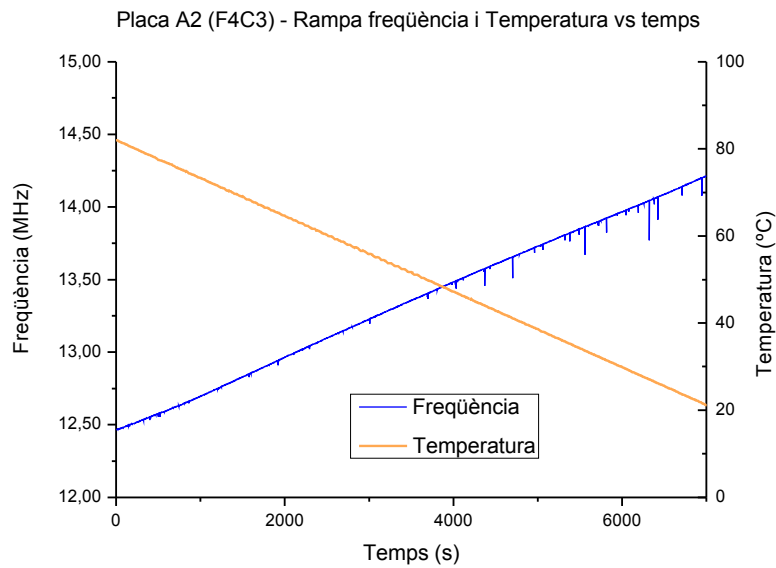


Figura 5.30: Placa A2 – Freqüència de ressonància vs. Temperatura: prova 2

La Figura 5.30 mostra el resultat d'aquest escombrat, mantenint una humitat relativa del 15%. Es pot veure que la freqüència de ressonància conserva la seva linealitat, i en aquest cas no apareixen pics de freqüència importants. S'ha aconseguit millorar la qualitat de l'escombrat, ja que l'augment de temperatura també és més lineal. La sensibilitat obtinguda de la Figura 5.30 és de:

$$\frac{\frac{\Delta f}{f_0}}{\Delta T} = -2055 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

El resultat és molt semblant a l'escombrat anterior.

5.2.8.b Placa B2 – Palanca oscil·ladora

S'han realitzat les mesures a la cambra climàtica amb el sensor de la placa B2. Aquestes s'han realitzat en les mateixes condicions climàtiques que el sensor de la placa A2. La tensió d'alimentació utilitzada és de 3.3V i la tensió de polarització 50V. La Figura 5.31 mostra el resultat

de les mesures.

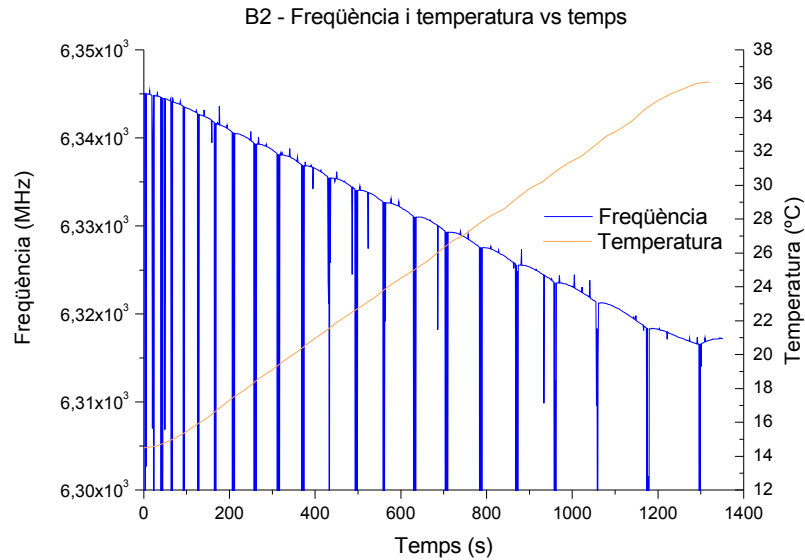


Figura 5.31: Placa B2 – Freqüència de ressonància vs. Temperatura

En aquest cas es pot observar també una marcada dependència lineal de la freqüència de ressonància amb la temperatura, i també s'aprecien els pics deguts als actuadors de la cambra climàtica. Per a obtenir la dependència de la freqüència de ressonància amb la temperatura s'ha escollit la zona lineal del gràfic, s'han eliminat els pics de freqüència i s'ha fet un fit lineal d'aquest. Els resultats es poden veure a la Figura 5.32.

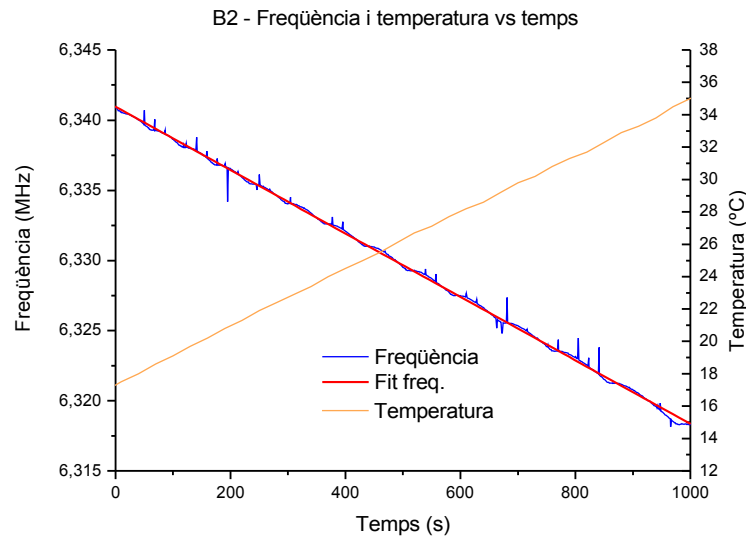


Figura 5.32: Placa B2 – Freqüència de ressonància vs. Temperatura: detall

A partir del gràfic obtingut es pot obtenir la sensibilitat en temperatura del dispositiu.

$$\frac{\frac{\Delta f}{f_o}}{\Delta T} = -205 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

La sensibilitat en temperatura del sensor de la placa B2 és aproximadament un ordre de magnitud menor que la de la placa A2. Això significa que aquest sensor és més robust respecte a canvis de temperatura i, per tant, més adequat per a treballar amb ambients on aquests siguin freqüents. És per això que el resultat de les mesures d'estabilitat durant 3 hores han sigut molt millors per al sensor de la placa B2 que pel de la placa A2.

5.2.9 Dependència amb la humitat

Un altre factor que influeix en la freqüència de ressonància és la humitat. Per tal de trobar la dependència entre els dos factors s'han realitzat proves a la cambra climàtica SE-1000L de

Thermotron, utilitzant el mateix set-up que a les proves de temperatura i controlant la humitat relativa.

La dependència de la freqüència de ressonància amb la humitat s'ha comprovat amb el pont (Placa A2 – F4C3), realitzant una rampa d'humitat relativa de 50% a 20% amb una temperatura constata de 25°C.

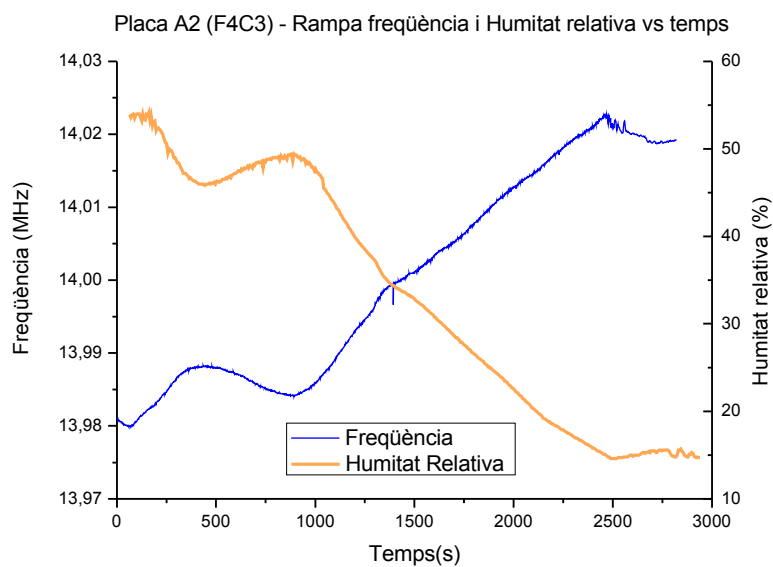


Figura 5.33: Placa A2: freqüència de ressonància i humitat relativa vs. temps

Veiem que el sensor segueix perfectament els canvis de humitat relativa. Degut a les limitacions de la cambra climàtica no tota la rampa ha sigut lineal, només el tram de 35% a 15% aproximadament. Aquest tram es pot observar a la Figura 5.34.

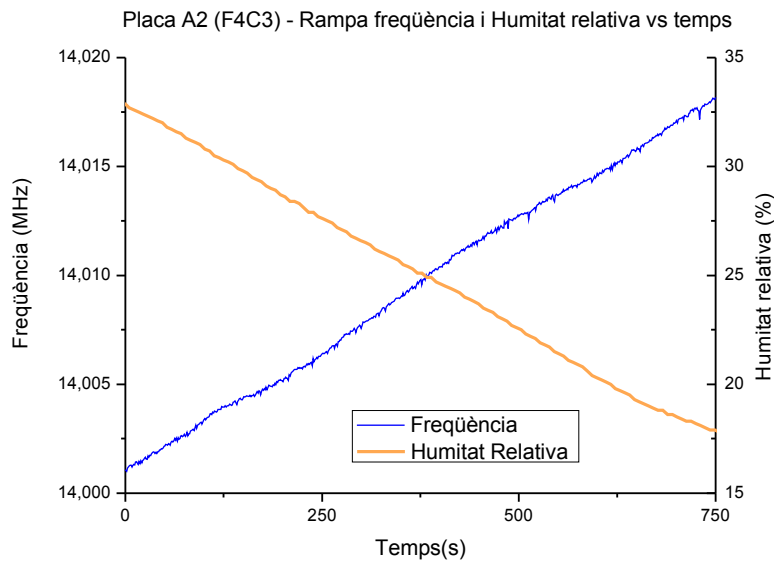


Figura 5.34: Placa A2 – Freqüència de ressonància vs. Humitat relativa

A la Figura 5.34 es mostra l'evolució lineal de la freqüència de ressonància amb la humitat relativa. Es pot veure que, de manera semblant a la temperatura, la freqüència disminueix linealment en augmentar la temperatura. Aquest fenomen és ocasionat per l'aigua absorbida per la palanca, que provoca un augment de la seva massa i, així, una disminució de la freqüència de ressonància. A partir de les rampes es pot obtenir la sensibilitat del sensor a aquest paràmetre ambiental:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -80.21 \text{ ppm/\%}$$

En aquest cas la dependència de la freqüència de ressonància amb la humitat relativa és menor comparada amb la temperatura. A partir de la sensibilitat i la desviació d'Allan podem trobar la mínima variació d'humitat relativa detectable, és a dir, la resolució de l'oscil·lador com a sensor de massa. La mínima desviació del pont oscil·lador es dona per a un temps d'integració de 0.1s:

$$\sigma @ 1s = \frac{\Delta f_{MIN}}{f_0} = 3.9488 \cdot 10^{-7}$$

La mínima variació d'humitat relativa detectable es pot definir així com:

$$\%_{HR-MIN} = \frac{\frac{\Delta f_{MIN}}{f_0}}{\frac{\Delta f_{HR}}{f_0} / \%_{HR}} = 0.0049 \% HR \quad (5.1)$$

Veiem que el sensor, a primera vista, podria ser utilitzat com a sensor d'humitat relativa. El seu comportament en un rang petit d'humitat és lineal, però caldria un anàlisi més exhaustiu de la seva resposta en altres condicions per a utilitzar-lo com a sensor.

5.2.10 Mesures d'estabilitat a llarg termini: 3 hores

Les mesures d'estabilitat a llarg termini permeten comprovar l'estabilitat de la freqüència de ressonància durant terminis de temps de varies hores. En aquest cas les mesures s'han pres durant 3 hores amb un temps d'integració de 1s.

5.2.10.a Placa A2 – Pont oscil·lador

S'han pres varies mesures d'estabilitat en freqüència del pont oscil·lador, degut a que semblava haver-hi efectes d'un factor ambiental no controlat. Les primeres proves es poden observar a la Figura 5.35.

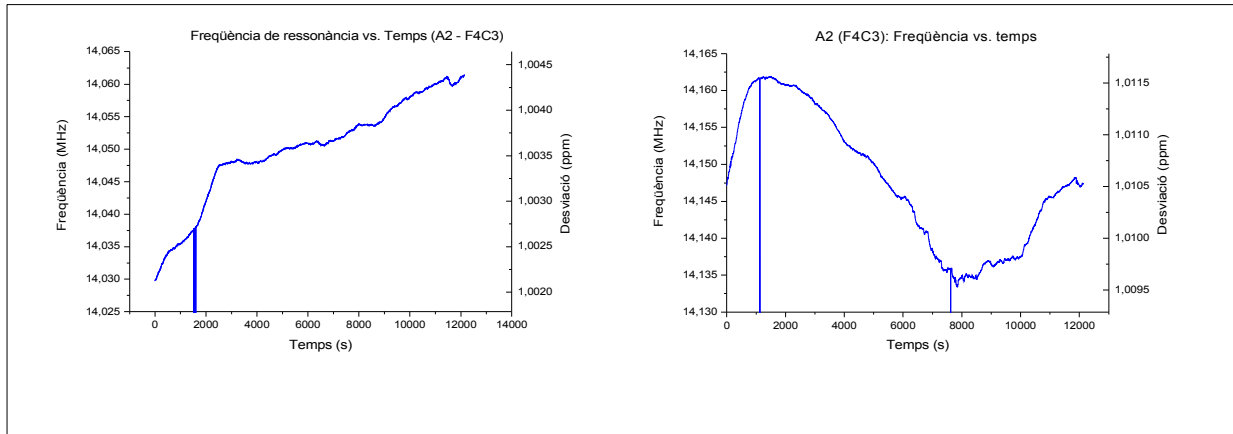


Figura 5.35: Placa A2 - Mesures estabilitat a llarg termini (3h)

Com es pot veure a la Figura 5.35 s'han realitzat varies proves per a obtenir l'estabilitat en freqüència del pont oscil·lador. Els resultats obtinguts han estat dispers, tot i haver deixat el sistema funcionant durant varies hores per a aconseguir una estabilitat de la instrumentació.

Les altes fluctuacions en freqüència del pont, de desenes de kHz, fan pensar que la seva causa és un factor ambiental no controlat. S'han descartat variacions en la instrumentació deixant el sistema encès i prenent mesures varies hores abans de prendre les dades, de manera que els diferents aparells tinguin temps d'estabilitzar-se. Un altre factor ambiental no controlat és la temperatura, de manera que s'ha decidit repetir les mesures en una cambra climàtica.

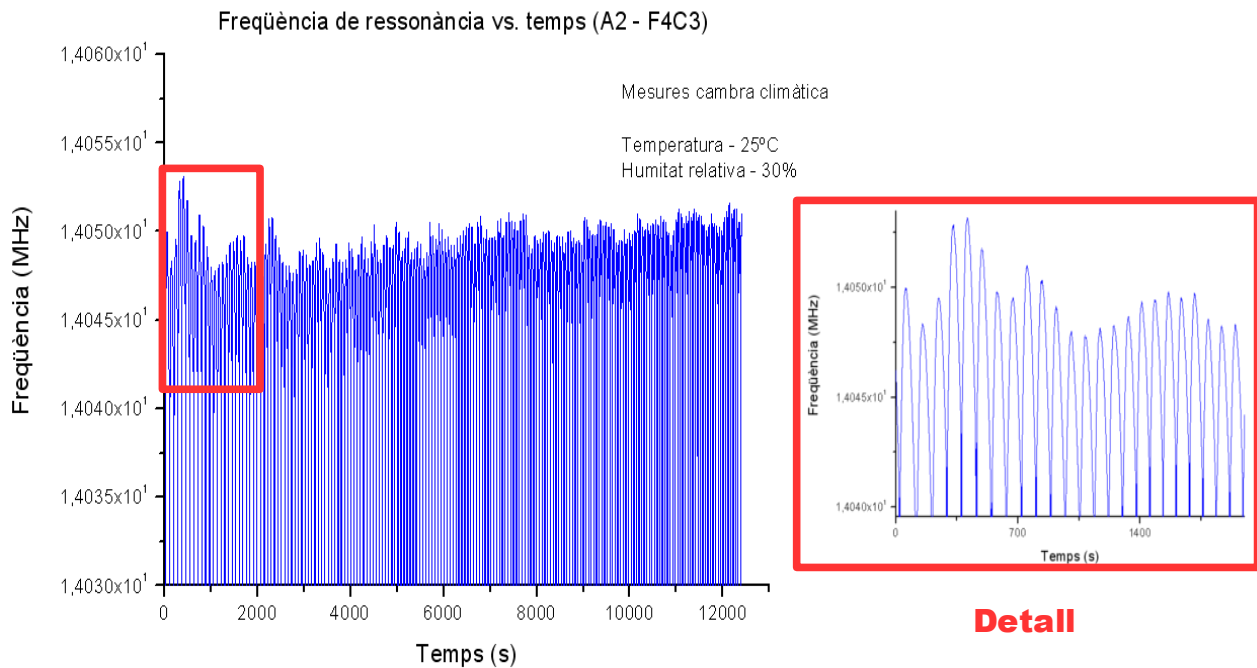


Figura 5.36: Placa A2 - Mesures estabilitat a llarg termini (3h) - cambra climàtica

Les mesures s'han pres a una temperatura de 25°C aproximadament i una humitat relativa del 30%. El primer que s'observa a la Figura 5.43 és l'aparició de multitud de pics aproximadament cada 90s durant tot el procés de presa de mesures. Aquests pics apareixen quan s'activa algun dels actuadors de la cambra climàtica utilitzats per a controlar-ne la temperatura i humitat relativa. Com que desitgem que aquests paràmetres siguin fixes, els actuadors actuen constantment per a mantenir-los. Observant el procés de presa de mesures, s'observava clarament l'aparició de pics a la freqüència cada cop que s'activava un relé o actuator.

Tot i l'aparició d'aquests pics, es pot observar que la freqüència es manté molt més estable que en mesures anteriors. Mentre que a la Figura 5.35 es poden observar variacions de desenes de kHz, durant les mesures a la cambra climàtica la variació de la freqüència de ressonància és de kHz. D'aquesta manera, podem deduir que les grans variacions en la freqüència de ressonància observades durant altres mesures eren degudes a petites variacions en la temperatura ambient, que afectaven el ressonador de manera important.

Per tal d'observar millor les mesures d'estabilitat caldria tractar les dades obtingudes. Per tal de fer-nos una idea de l'evolució de la freqüència de ressonància prendrem només una part de les dades: el punt màxim de cada semi-oscil·lació, com es mostra a la Figura 5.37.

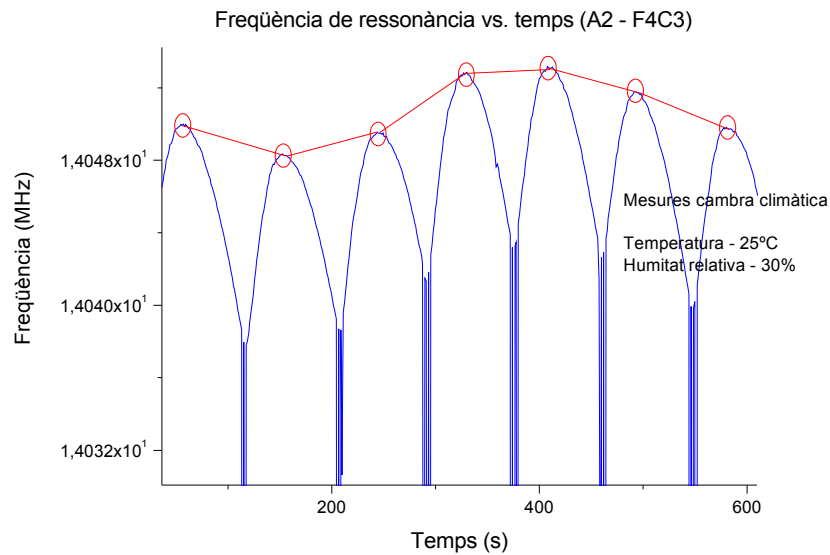


Figura 5.37: Tractament de les dades: gràfic dels pics

Per tal de realitzar aquesta operació per a nombres grans de dades cal implementar un algorisme. Per a distingir el punt del màxim de la resta de punts s'ha fet la derivada de les dades. Els punts on aquesta és mínima generalment coincideixen amb els màxims, especialment si es fa un suavitzat de les dades. Amb aquest objectiu, s'han tractat les dades amb un algorisme que fa les següents operacions:

1. Suavitzat de les dades: mitjana de cada n mostres
2. Cercar punts amb derivada menor que un valor llindar. Aquest s'ha escollit de manera manual

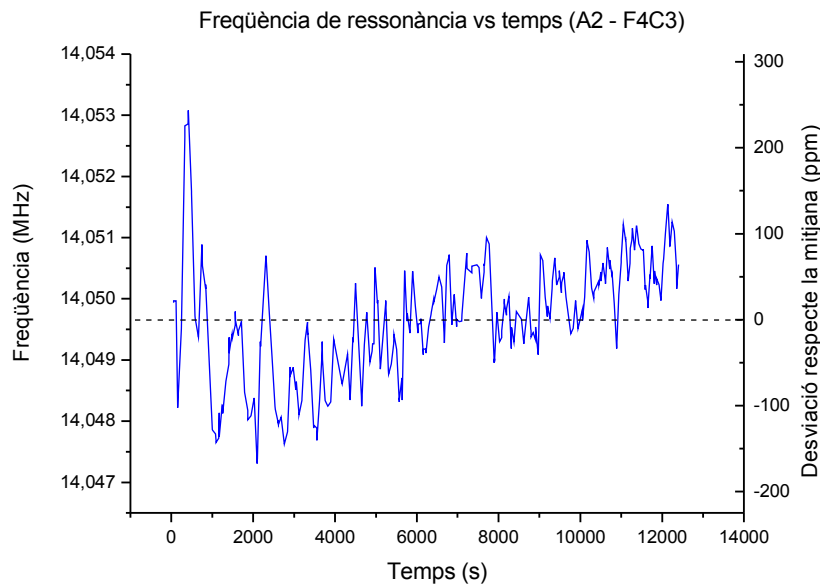


Figura 5.38: Placa A2 - Mesures estabilitat a llarg termini (3h) (cambra climàtica, aire) – dades tractades

La Figura 5.38 mostra les mesures d'estabilitat tractades amb l'algorisme que s'ha explicat. Podem veure que la mitjana de les dades des de 14.0496MHz màxima desviació de la freqüència de ressonància respecte la mitjana durant el període de temps mesurat és de 150ppm aproximadament. Així podem expressar l'estabilitat en freqüència com:

$$\Delta f_{3h_{ppm}} = 14.0496\text{MHz} \pm 2.107\text{kHz}$$

Els pics observats a la Figura 5.36 impedeixen un estudi més profund de l'estabilitat a mig termini de la freqüència de ressonància. La cambra climàtica també introdueix derives de temperatura de fins a 1°C, així que en general les mesures no són acurades. Per a estudiar l'estabilitat de manera més rigorosa, cal una cambra climàtica de millors prestacions per tal de mantenir les condicions ambientals constants.

5.2.10.b Placa B2 – Palanca oscil·ladora

Les mesures de la placa B2 s'han pres utilitzant el mateix procediment que per a la placa A2. En aquest cas tampoc s'ha controlat la temperatura ambient per a evitar derives degudes a aquest paràmetre.

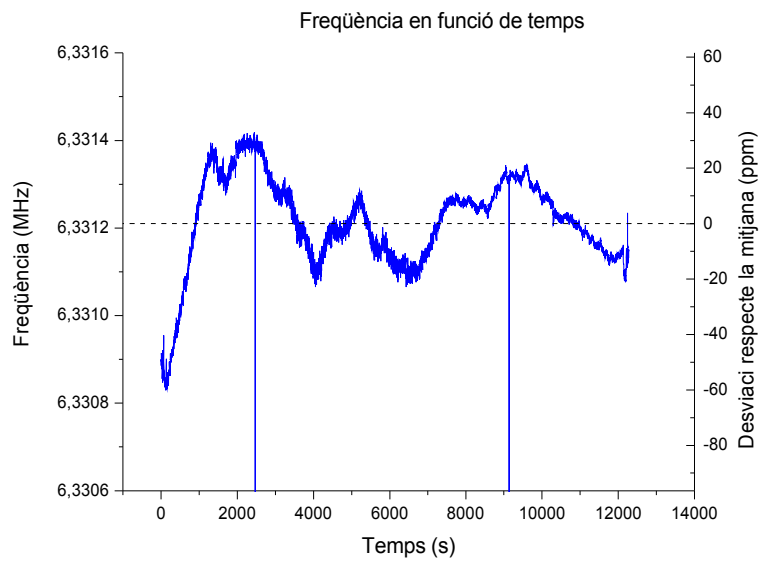


Figura 5.39: Placa B2 - Mesures estabilitat a llarg termini (3h)

A la Figura 5.39 es pot observar l'estabilitat a mig termini de la freqüència de ressonància de la palanca. En aquest cas es pot observar una deriva de kHz en els resultats. La mitjana de les dades calculades és de 6.3312MHz, i la màxima desviació respecte aquesta freqüència és de 30ppm aproximadament. D'aquesta manera podem expressar l'estabilitat en freqüència com:

$$\Delta f_{3h_{ppm}} = 6.3312\text{MHz} \pm 190 \text{ Hz}$$

Aquestes derives són, segurament, degudes en gran part a les variacions de temperatura ambient. Hem vist en el cas de la placa A2 que la temperatura ambiental afectava molt l'estabilitat de la freqüència de ressonància. Degut a que els dispositius són molt semblants, podem assumir que també es veuen afectats pel mateix paràmetre. Tot i així, de les mesures podem extreure que l'oscil·lador basat en la palanca no es veu tant afectat com el dispositiu de la placa A2.

5.2.11 Mesures d'estabilitat a llarg termini: 30 dies

Les mesures d'estabilitat a llarg termini permeten comprovar l'estabilitat de la freqüència de ressonància durant terminis de temps de varis dies. En aquest cas les mesures s'han pres durant 1 mes, juntament amb mesures de temperatura i humitat, pels dos sensors. Aquest tipus de mesura permet comprovar si els sensors presenten derives de freqüència de ressonància durant períodes de temps llargs.

Per a realitzar les mesures s'han pres mostres cada pocs dies. Aquestes han sigut preses durant 1 minut amb un temps d'integració de 1 segon. A l'hora que es prenen les mostres s'ha mesurar la temperatura i la humitat relativa.

5.2.11.a Placa A2 – Pont oscil·lador

El resultat de les mesures d'estabilitat a llarg termini es pot veure a la Figura 5.40.

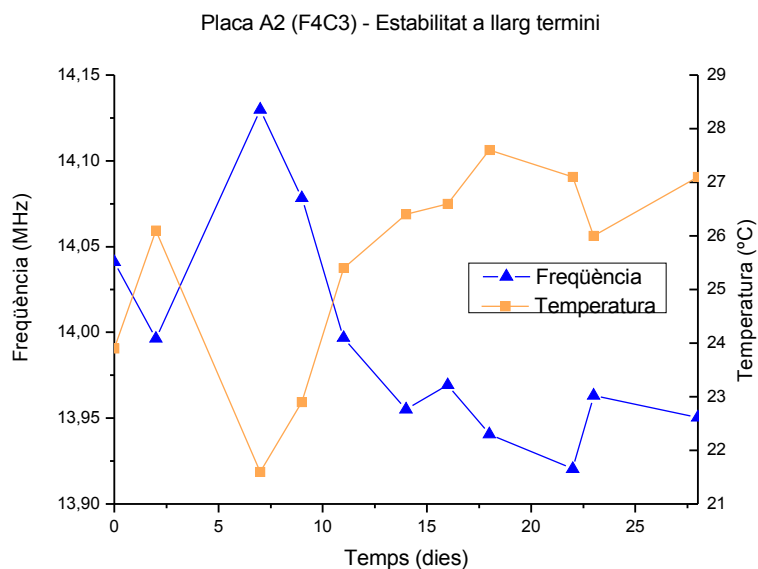


Figura 5.40: Placa A2 (F4C3) - Mesures d'estabilitat a llarg termini

CAPÍTOL 5: CARACTERITZACIÓ EXPERIMENTAL OSCIL·LADOR

Com es pot veure, la freqüència de ressonància segueix marcadament la variació de la temperatura, de manera que les seves derives venen donades en gran mesura per la variació de temperatura ambient. Per tal de trobar la desviació en freqüència real, caldria compensar l'efecte de la temperatura en la freqüència de ressonància.

A partir de les proves de temperatura, sabem la dependència de la temperatura sobre la freqüència de ressonància. Per tant, podem compensar l'efecte de la temperatura i a partir dels valors resultants calcular la desviació en freqüència. Per tal de realitzar-ho s'ha implementat un algoritme amb Matlab (Annex) i utilitzant les dades obtingudes a l'apartat de dependència amb temperatura. El resultat es pot veure a la Figura 5.41.

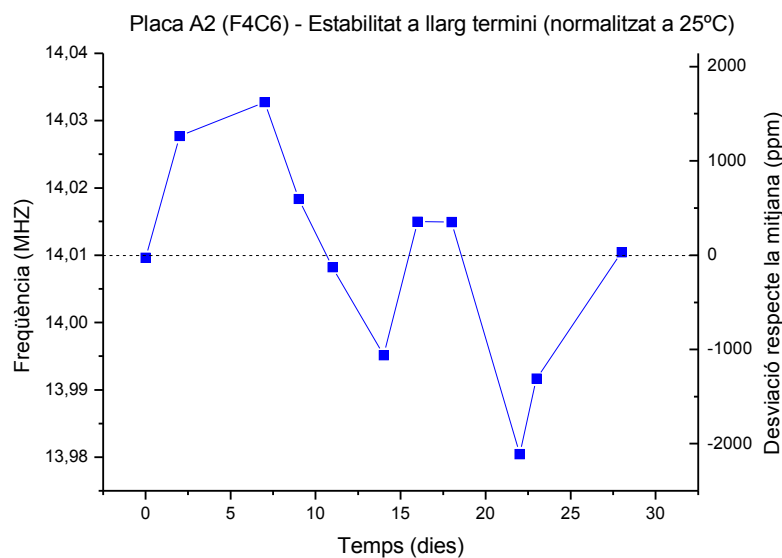


Figura 5.41: Placa A2 (F4C3) - Mesures d'estabilitat a llarg termini (Normalitzat a 25°C)

A partir dels gràfics obtinguts es pot obtenir la màxima desviació en freqüència respecte la mitjana, que és de 2114ppm. També sabem que la mitjana és de 14.01MHz. Per tant, l'estabilitat en freqüència obtinguda és de:

$$\Delta f_{30\text{dies}_{ppm}} = 14.01\text{MHz} \pm 29.62 \text{ kHz}$$

Tenint en compte la desviació de freqüència durant tres hores, podem dir que aquesta desviació és acceptable. És possible que els sensors es vegin afectats per altres paràmetres que no s'han estudiat ni compensat, i que la desviació real sigui menor a la calculada.

5.2.11.b Placa B2 – Palanca oscil·ladora

El resultat de les mesures d'estabilitat a llarg termini es pot veure a la Figura 5.42.

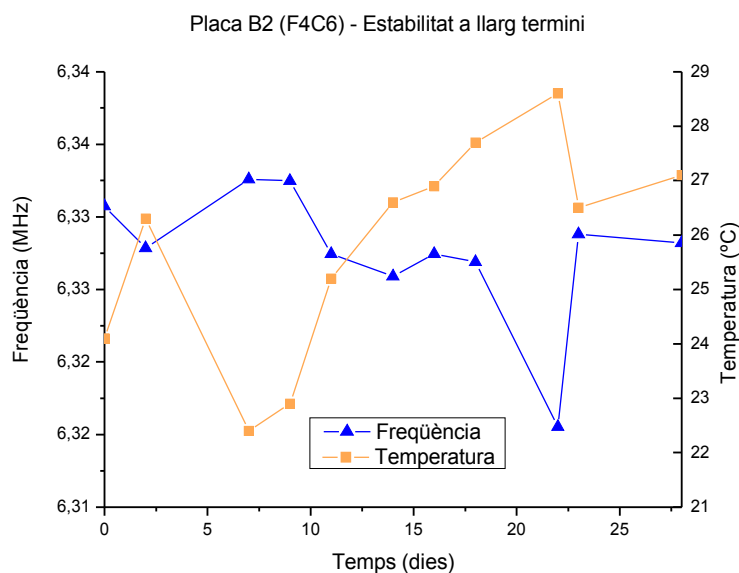


Figura 5.42: Placa B2 (F4C6) - Mesures d'estabilitat a llarg termini

En aquest cas també s'observa una dependència de la temperatura per part de la freqüència de ressonància, tot i que és menys marcada. Per tal d'eliminar aquesta dependència utilitzem el mateix mètode que amb la placa A2: utilitzant la dependència trobada mitjançant les proves de dependència amb la temperatura, eliminem la desviació en freqüència provocada per aquesta.

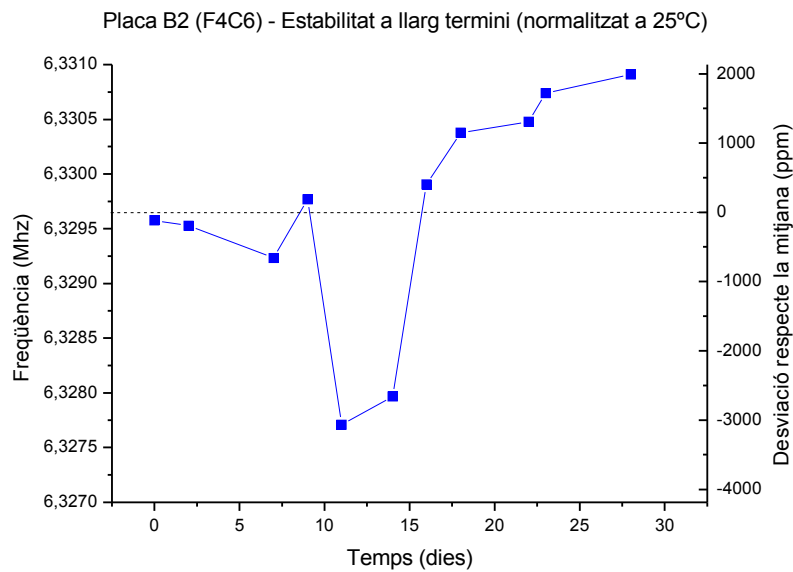


Figura 5.43: Estabilitat a mig termini- sense dependència amb temperatura

La Figura 5.43 mostra el resultat de l'algorisme aplicat. Així obtenim una desviació màxima de la placa B2 a llarg termini de -3090ppm. També sabem que la mitjana és de 6.3297MHz. D'aquesta manera, podem calcular l'estabilitat en freqüència com:

$$\Delta f_{30\text{dies}_{ppm}} = 6.3297\text{MHz} \pm 1.899\text{kHz}$$

Aquesta desviació és una mica menor a l'obtinguda amb la placa A2, tot i que el seu ordre de magnitud és semblant. És possible que els sensors es vegin afectats per altres paràmetres que no s'han estudiat ni compensat, i que la desviació real sigui menor a la calculada.

5.3 Mínima massa detectable pel sensor

A partir de les proves realitzades es pot calcular la mínima massa detectable pel sensor de massa. En primer lloc, recordem l'expressió de la mínima massa detectable:

$$\delta M_{min} = \frac{\delta f}{f_0} 2 m_{eff} = \sigma 2 m_{eff} \quad (5.2)$$

La variació de freqüència respecte la freqüència de ressonància s'ha calculat utilitzant la desviació d'Allan. Per tal de minimitzar la massa detectable, s'ha de triar el temps d'integració òptim per a cada sensor i entorn (buit o aire). La Taula 5.5 mostra els valors mínims de desviació en els quatre possibles escenaris.

	Aire		Buit (6·10 ⁻³ mbar)	
	Temps d'integració (s)	Desviació (σ)	Temps d'integració (s)	Desviació (σ)
Pont (Placa A2)	0,1 s	3,9488E-7	0,1s	3,5989E-7
Cantilever (Placa B2)	1s	5,3530E-7	0,1s	3,07962E-7

Taula 5.5: Valors de desviació òptims per als diferents tipus de sensors (aire i buit)

A partir d'aquesta taula es pot observar el sensor que presenta millors característiques en condicions de pressió normals és el pont (placa A2), i en condicions de buit la palanca (placa B2), ambdós amb un temps d'integració de 0,1s.

La massa efectiva dels sensors es pot obtenir utilitzant l'expressió (2.4), que recordem a continuació:

$$m_{eff_cant} = \frac{3 \rho w l t}{(k_n l)^4} \quad m_{eff_pont} = \frac{192 \rho w l t}{(k_n l)^4} \quad (5.3)$$

Els autovalors pel mode fonamental de ressonància són coneguts, i la resta de paràmetres de geometria i densitat han sigut proporcionats pel fabricant.

A partir dels valors de la Taula 2.1 podem calcular la massa efectiva del pont i la palanca:

$$m_{\text{eff_cant}} = 3.7 \times 10^{-15} \text{ kg}$$

$$m_{\text{eff_pont}} = 1.05 \times 10^{-14} \text{ kg}$$

Amb aquests valors, la desviació d'Allan mínima i les anteriors equacions es pot obtenir la mínima massa detectable pels sensors, en condicions d'aire i buit:

	Aire	Buit ($6 \cdot 10^{-3}$ mbar)
	Mínima massa detectable (g)	Mínima massa detectable (g)
Pont (Placa A2)	$8.2925 \cdot 10^{-18}$	$7.5577 \cdot 10^{-18}$
Cantilever (Placa B2)	$3.9612 \cdot 10^{-18}$	$2.2789 \cdot 10^{-18}$

Taula 5.6: Mínima massa detectable pels sensors en condicions de buit i aire

Es pot observar que no hi ha una variació massa gran de la massa mínima detectable pels diferents tipus de sensors ni per la diferència de pressió. La millor opció és el cantilever de la placa B2, degut a que la seva massa és menor i és més robust davant de canvis de temperatura.

5.4 Resum de les proves realitzades

A continuació es presenta un resum dels resultats més importants obtinguts en les diferents proves.

5.4.1 dependència de la tensió de polarització

	Sensibilitat (ppm/V)
Pont (Placa A2)	$-3.74 \cdot 10^2$

5.4.2 Desviació d'Allan (σ)

	Aire		Buit ($6 \cdot 10^{-3}$ mbar)	
	Temps d'integració (s)	Desviació (ppm)	Temps d'integració (s)	Desviació (ppm)
Pont (Placa A2)	0,1 s	0,395	0,1s	0,360
Cantilever (Placa B2)	1s	0,535	0,1s	0,308

5.4.3 Estabilitat (llarg termini)

	Llarg termini (3 hores)	Llarg termini (30 dies)
	Desviació (ppm)	Desviació (ppm)
Pont (Placa A2)	14.0496MHz \pm 2.107 kHz	14.01MHz \pm 29.62 kHz
Cantilever (Placa B2)	6.3312MHz \pm 190 Hz	6.3297MHz \pm 1.899 kHz

5.4.4 Dependència amb la temperatura i humitat

	Temperatura	Humitat relativa
	Sensibilitat (ppm/°C)	Sensibilitat (ppm/%)
Pont (Placa A2)	-2055	-80.21
Cantilever (Placa B2)	-205	-

	Resolució d'humitat relativa
Pont (Placa A2)	0.0049%

5.4.5 Mínima massa detectable

	Aire	Buit ($6 \cdot 10^{-3}$ mbar)
	Mínima massa detectable (ag)	Mínima massa detectable (ag)
Pont (Placa A2)	8.2925	7.5577
Cantilever (Placa B2)	3.9612	2.2789

5.5 Conclusions i comparativa

S'han realitzat experiments de caracterització de ponts i palanques ressonants en mode dinàmic. Aquests han inclòs un estudi de l'estabilitat de la freqüència de ressonància dels dispositius i la seva dependència d'alguns paràmetres ambientals. Finalment s'ha calculat la mínima massa a detectar pels dispositius actuant com a sensors de massa.

Un dels paràmetres estudiats és la variància d'Allan, que proporciona una mesura de l'estabilitat en freqüència per a diferents temps d'integració. La Taula 5.7 mostra una comparativa de l'estat de l'art d'estabilitat d'oscil·ladors, tant comercials com experimentals.

Dispositiu	F_{RES} (MHz)	Desviació d'Allan (σ)	Descripció
Couteleau 2004 [Cou04]	10	10^{-11} @ $\tau=10s$	Cristall quars, compensació temperatura
Kersalé 2006 [Ker06]	0.197	10^{-13} @ $\tau=10s$	TiO ₂ – safir
Roukes 2008 [Rou08]	428	$3 \cdot 10^{-7}$ @ $\tau=1s$	Oscil·lador NEMS
UAB – Pont (bridge)	14	$3.9 \cdot 10^{-7}$ @ $\tau=0.1s$	Oscil·lador MEMS pont
UAB – Palanca (Cantilever)	6.3	$5.35 \cdot 10^{-7}$ @ $\tau=1s$	Oscil·lador MEMS palanca

Taula 5.7: Variància d'Allan d'alguns oscil·ladors experimentals i comercials (aire)

L'estabilitat en freqüència està molt per sota de l'estat de l'art d'oscil·ladors de referència en oscil·ladors basats en cristalls de quars o altres materials. Tot i així la seva estabilitat de l'ordre

d'altres oscil·ladors NEMS similars.

Un altre paràmetre estudiat del sensor és la seva sensibilitat a la humitat relativa. Degut a l'aigua absorbida per la palanca ressonant, la freqüència de ressonància varia inversament a la humitat relativa.

Grup de recerca i any	Tipus	Resolució (%_{HR})
Sensirion 2007 [Sens]	Tecnologia CMOSens ® (comercial)	0.03
Dallas Semiconductor 2004 [Dall]	temperature/humidity logger (comercial)	0.04
Y.Y. Qiu 2001 [Qiu01]	CMOS	0.06
UAB – Pont (bridge)	CMOS-MEMS	0.0049

Taula 5.8: Resolució de sensors d'humitat relativa (comparativa)

Com es pot observar a la Taula 5.8 la resolució de l'oscil·lador actuant com a sensor d'humitat relativa és millor que d'altres sensors d'humitat comercials. Tot i així caldria un estudi d'altres paràmetres com la linealitat, repetitivitat i exactitud per a avaluar amb profunditat el seu ús com a sensor d'humitat relativa.

Els resultats de les proves demostra la capacitat del sensor per a actuar com a sensor de massa, ja que la seva estabilitat en freqüència permet una detecció de deposicions de massa de l'ordre de atograms damunt el ressonador. Aquesta resolució és comparable, tot i que una mica menor que les obtingudes en proves recents de dispositius similars, com es pot veure a la comparativa de la Taula 5.9.

Grup de recerca i any	F_{RES} (MHz)	Resolució (10⁻¹⁸ g)	Condicions
Caltech 2006 [Yan06]	192	0.02	Ultra-alt buit, 37K
Caltech 2004 [Eki04]	32.8	2.5	Ultra-alt buit, 17K
Cornell 2004 [Ili04]	13.3	0.4	4·10 ⁻⁹ bar
Caltech 2007 [Li07]	127	0.1	Aire
Roukes 2008 [Rou08]	428	0.001	Oscil·lador NEMS, Buit, 22K
UAB – Pont (bridge)	14	7.56	Buit (10 ⁻⁶ bar), Integrats CMOS
UAB – Palanca (Cantilever)	6.3	2.28	Buit (10 ⁻⁶ bar), Integrats CMOS

Taula 5.9: Resolució de sensors basats en dispositius MEMS/NEMS (comparativa). Mesures en buit

CAPÍTOL 6: APLICACIÓ DEL SENSOR DE MASSA

La litografia Nanostencil (Nanostencil Lithography, SL) és una tècnica per a fabricar patrons en una superfície. És un mètode versàtil que es pot utilitzar en varietat de situacions, i recentment hi ha un interès creixent en l'ús d'aquest mètode de litografia basada en màscares. Aquest interès prové majoritàriament de la ciència de materials combinacionals, fabricació de dispositius orgànics i prototipatge d'estructures nanomètriques [Bru07]. En el context d'aquesta tecnologia, s'ha estudiat la deposició de massa a través d'obertures de dimensions micromètriques en una màscara.

6.1 Litografia Nanostencil

El mètode de la litografia Nanostencil es basa en la definició de patrons en una superfície (substrat) a partir de la deposició de massa a través d'una màscara situada paral·lelament a sobre seu (Figura 6.1).

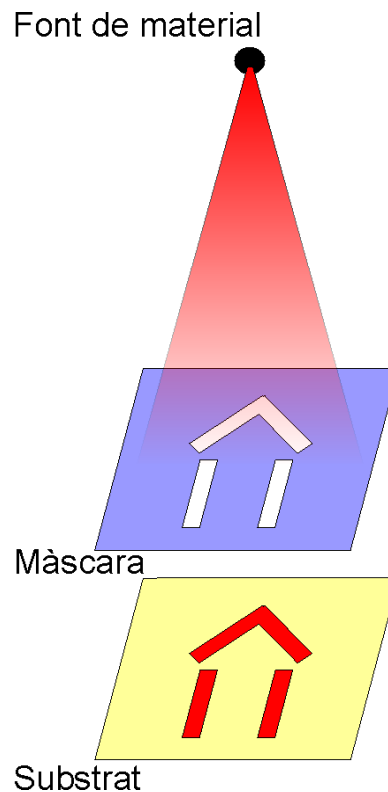


Figura 6.1: Definició de patrons mitjançant litografia Nanostencil

Els principals avantatges d'aquesta tècnica respecte a altres processos de litografia són la seva netedat, flexibilitat, paral·lelisme (Figura 6.2) i alta resolució. La litografia Nanostencil permet la creació d'estructures mecànicament fràgils i superfícies funcionalitzades químicament, degut a l'absència de processos basats en etapes cícliques existents en altres tècniques de litografia i l'absència de processos de gravat. Aquest mètode també permet l'ús de gran quantitat de superfícies i materials de deposició, i el seu paral·lelisme el fa molt més ràpid que altres tècniques com FIB (Focused Ion Beam) o eBL (electron-Beam Lithography). S'han fabricat diversos sistemes de litografia Nanostencil fins a la data, que han permès comprovar les avantatges d'aquesta tecnologia [Rac04]. També s'han creat sistemes de litografia Nanostencil dinàmics [Egg05], on la màscara es mou paral·lelament al substrat. Això permet diferents mètodes de litografia que permeten la creació de patrons complexos.

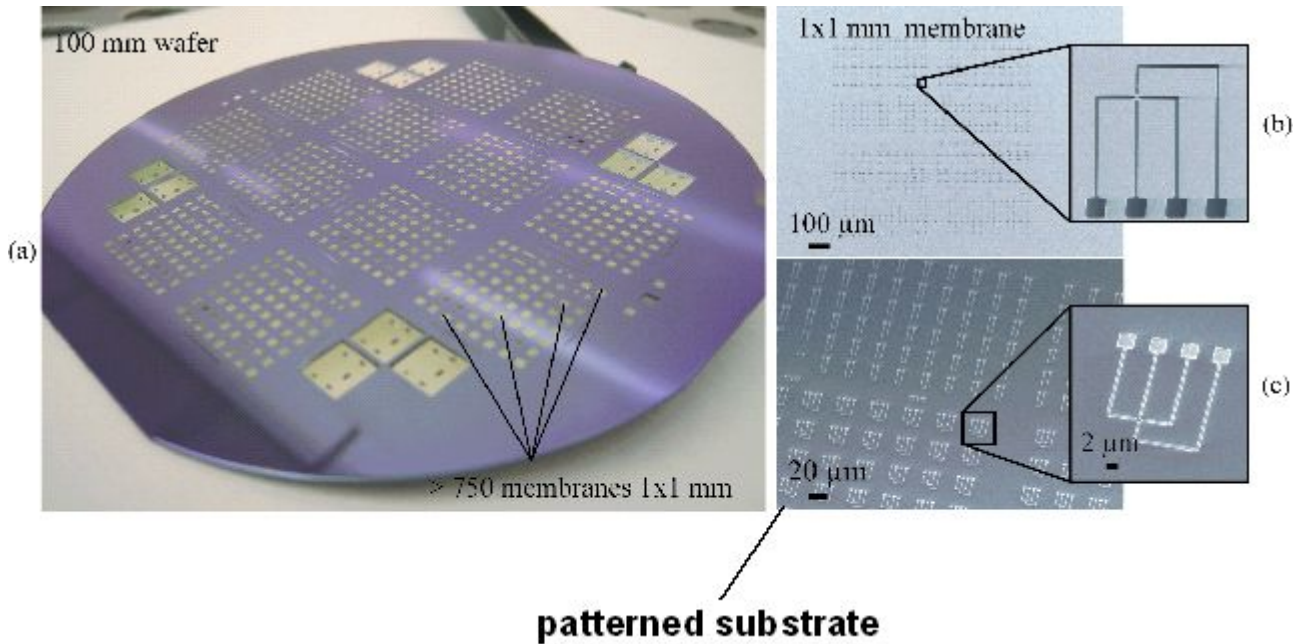


Figura 6.2: Exemple de litografia Nanostencil (EPFL) (a) Màscara; (b) Obertures a la màscara; (c) Patrons al substrat creats a partir de les deposicions a través dels patrons a la màscara

Es poden observar els avantatges del paral·lelisme amb la creació de multitud d'estructures simultàniament

L'objectiu dels experiments que s'han dut a terme és la caracterització de flux dipositat a través d'una màscara. Per a la definició de patrons d'alta resolució mitjançant la litografia Nanostencil, és necessari estudiar els efectes de la màscara sobre el flux incident al substrat i caracteritzar l'efecte que aquests poden tenir sobre els motius fabricats. Per tal de caracteritzar el flux de massa a través d'obertures micromètriques, es precisa un mètode amb alta resolució espacial (per sota de $1\mu\text{m}$) i alta sensibilitat en massa per a detectar baixes taxes de deposició (per sota de 10 pm/s). La utilització d'un sensor de massa basat en NEMS és una bona solució en aquest cas, ja que gràcies a les seves propietats i petites dimensions compleix aquests requeriments.

Aquesta nova àrea d'aplicació dels sensors de massa basats en NEMS només és possible gràcies a les propietats d'aquests dispositius: la seva alta resolució de massa, les seves petites dimensions, que proporcionen una alta resolució espacial i la portabilitat del dispositiu, ja que la seva integració amb tecnologia CMOS simplifica el set-up i funcionament del dispositiu.

La meua tasca principal en els experiments de caracterització del flux incident a través

d'obertures de dimensions micromètriques ha sigut la programació de la interfície d'usuari que controla i monitoritza el sistema. També he participat en la realització dels experiments, el disseny d'alguns elements del sistema, en la modelització del flux i he realitzat el software de modelatge teòric de flux incident sobre el sensor.

6.2 Descripció del sistema

El desenvolupament del sistema de caracterització del flux a través d'obertures micromètriques en una màscara s'ha desenvolupat dins del marc d'un projecte de col·laboració entre el CNM-IMB (Centre Nacional de Microelectrònica – Institut de Microelectrònica de Barcelona) i la EPFL (Ecole Polytechnique Federale de Lausanne) com a part del projecte europeu NaPa [NaPa]. El sistema de caracterització s'ha instal·lat en una evaporadora comercial. Els seus diferents elements es poden observar a la Figura 6.3.

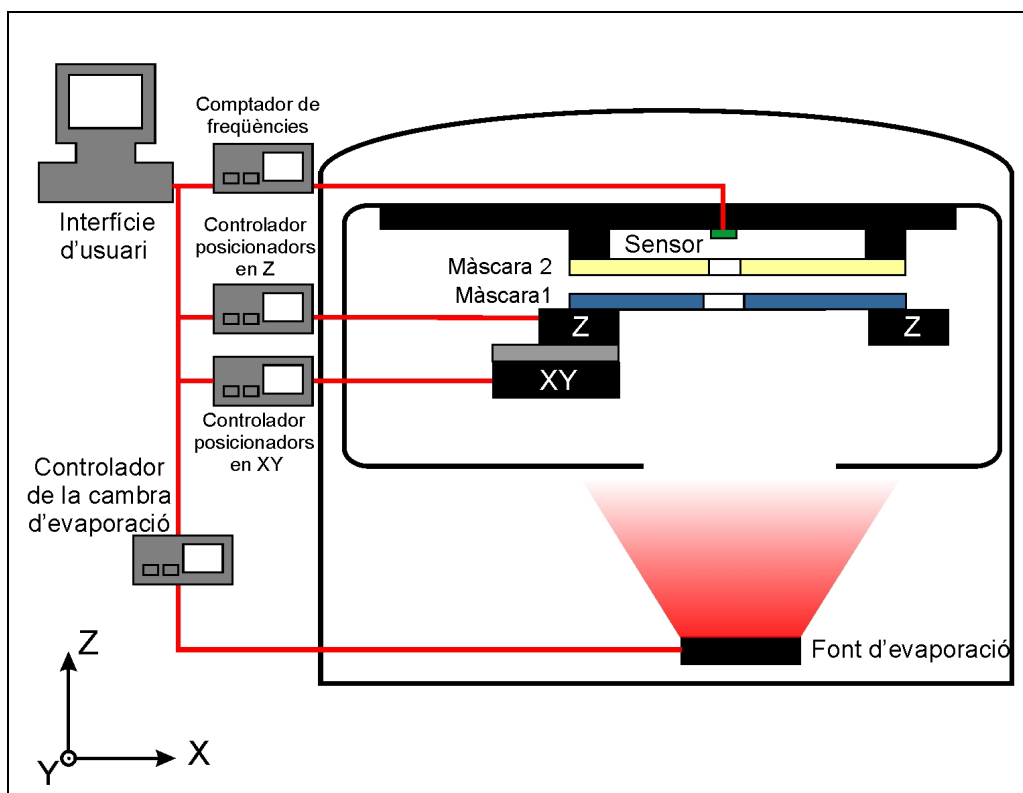


Figura 6.3: Elements del sistema de caracterització del flux de massa

El sistema ha de controlar el buit, les condicions de deposició de material, el moviment relatiu entre la màscara i el sensor i el senyal de sortida del sensor de massa. Les dues primeres funcions es duen a terme utilitzant una cambra d'evaporació comercial, mentre que el control del moviment és proporcionat per un conjunt de microposicionadors de llarg abast i precisió controlats per un software dissenyat amb aquest objectiu. La detecció del flux es fa mitjançant el sensor de massa basat en M/NEMS d'alta sensibilitat i resolució espacial descrit als capítols anteriors.

6.2.1 Elements del sistema

A continuació es fa una descripció més detallada dels diferents elements que comprenen el sistema.

6.2.1.a Evaporadora

La cambra evaporadora tèrmica UNIVEX 450b té la funció de realitzar la evaporació de material de manera controlada i en condicions de buit. El nivell de buit i taxa d'evaporació es programa de manera manual des d'un controlador situat a la mateixa cambra. L'adquisició de dades sobre el procés (nivell de buit, evolució de la taxa de deposició,...) es realitza des d'un ordinador mitjançant software propietari.

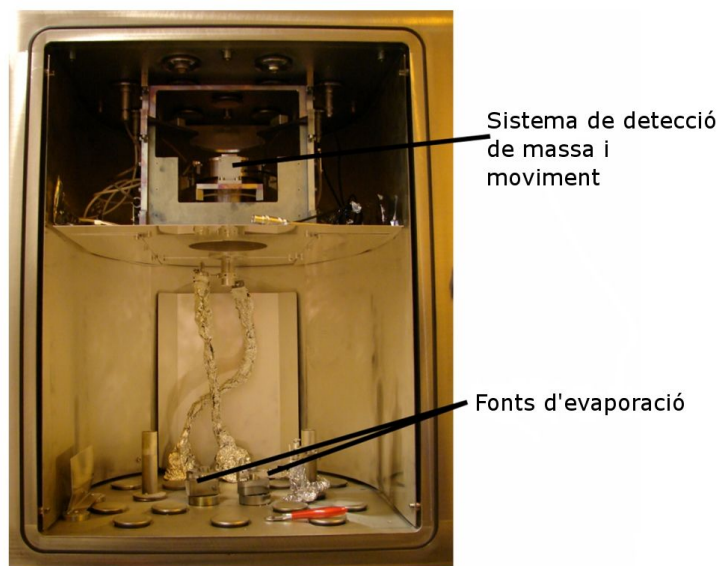


Figura 6.4: Imatge de la cambra evaporadora

Els elements de moviment i detecció de massa es situen a la part superior de la cambra, darrere un blindatge que impedeix que el flux impacti en àrees no desitjades (Figura 6.4). La cambra disposa de dues fonts d'evaporació per tal de poder evaporar materials diferents, així com un sistema de bloqueig del flux de massa en cas que sigui necessari aturar la deposició de manera instantània.

6.2.1.b Màscares

Les màscares tenen com a funció bloquejar part del flux incident al sensor. El sistema disposa de dues màscares:

- Màscara 1: Aquesta màscara és mòbil respecte la Màscara 2 i la resta de sistema. Disposada d'obertures micromètriques de diferents mides per a la caracterització del flux a través seu.
- Màscara 2: Aquesta té com a objectiu bloquejar el flux que no incideix al sensor. La seva posició és fixa respecte al sensor de massa i la resta de sistema. Disposada d'un conjunt d'obertures amb l'objectiu que una d'elles es situï exactament a sobre de l'àrea de sensat.

6.2.1.c Mètode de desplaçament de la màscara

El mètode de desplaçament de la Màscara 1 respecte el sensor i la resta de sistema esta format per un conjunt de microposicionadors de llarg abast i alta precisió. Aquests es controlen mitjançant un software de control centralitzat. Hi ha dos tipus de posicionadors:

- Posicionadors XY: proveeixen moviment paral·lel entre les màscares. Son comandats per un controlador que es connecta a la interfície d'usuari. El moviment és proporcionat per a dos posicionadors independents, i cadascun d'ells proporciona moviment en un eix diferent. Aquests són el model TSE-820-V de l'empresa EXFO [EXFO], versió compatible amb buit. Tenen un abast de moviment de 25mm i una resolució de 20nm.
- Posicionadors Z: Són un conjunt d'actuadors que controlen el moviment en Z de la Màscara 1. Son comandats per un controlador que es connecta a la interfície d'usuari. Són el model M663 de l'empresa PI [PI], amb un abast de moviment de 19mm i una resolució de 0.1µm. El moviment és proporcionat per 3 actuadors per tal que puguin suportar el pes del sistema.

La Figura 6.5 mostra la posició dels diferents actuadors dins del sistema. El conjunt mostrat es situa dins de la cambra d'evaporació.

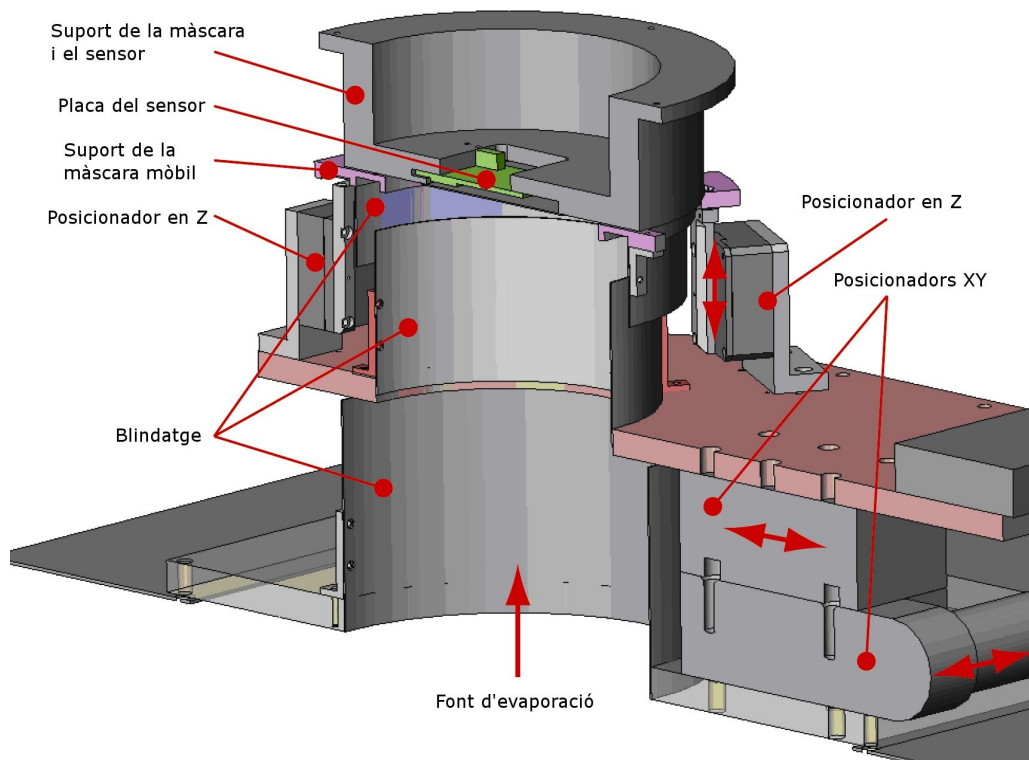
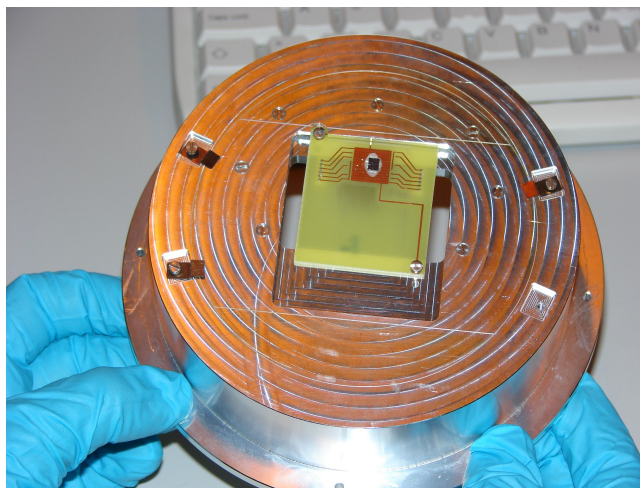


Figura 6.5: Esquema del sistema amb els posicionadors

6.2.1.d Sensor

El sensor és l'element que s'encarrega de mesurar la massa dipositada a través de les obertures del sistema. Aquest sensor està basat en M/NEMS i té alta sensibilitat en massa i resolució espacial.

De manera més concreta, el sensor utilitzat és el pont de metall ressonant a 14MHz integrat en CMOS que s'ha caracteritzat anteriorment. Aquest s'ha fixat a una placa PCB amb dimensions i connectors especials per a la integració al sistema de caracterització de massa a través de les obertures. També s'ha realitzat un procés de neteja per a que la placa sigui compatible amb alt buit.



*Figura 6.6: Suport del xip del sensor de massa:
PCB fixada al suport de la màscara*

S'ha caracteritzat la sensibilitat del sensor efectuant una deposició de 20nm de fluorat de magnesi i mesurant la variació de la seva freqüència de ressonància resultant. A partir d'aquestes dades s'ha calculat una sensibilitat en massa distribuïda de $3.4 \cdot 10^{-11} \text{ g} \cdot \text{cm}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$ [Ver08].

La freqüència de ressonància del sensor es mesura amb un comptador de freqüències HP 53131A, que es connecta a la interfície d'usuari mitjançant un bus GPIB.

6.2.2 Interfície d'usuari i sistema de control

La part més complexa del sistema és la interfície d'usuari, que permet controlar i monitoritzar els diferents elements i processos que es duen a terme, és a dir, els posicionadors XYZ i el sensor de massa.

La interfície d'usuari ha estat desenvolupada amb Labview amb l'objectiu de proporcionar totes les eines de control del sistema. Inclou la connexió amb 5 elements diferents: 1 controlador dels eixos XY, 3 controladors dels eixos Z i el comptador de freqüències HP 53131A. El sistema està comprès de diverses sub-interfícies diferents: el control dels actuadors XY, el control dels actuadors en Z i monitorització i control dels experiments de caracterització del flux a través d'una obertura,

entre d'altres.

6.2.2.a Interconnexió amb la interfície d'usuari

La interconnexió dels diferents instruments amb la interfície d'usuari es realitza mitjançant busos GPIB i llibreries pròpies de cada instrument.

- HP 53131A: La comunicació amb el comptador de freqüències es realitza mitjançant comandes estàndard de HP per la interfície GPIB.
- PI-M663 (Posicionadors Z): Els posicionadors en Z s'han programat utilitzant les llibreries en Labview proporcionades pel fabricant. A partir de les instruccions bàsiques s'han creat els mòduls de moviment dels 3 actuadors.
- EXFO TSE-820-V (Posicionadors XY): Els posicionadors en XY s'han programat mitjançant les llibreries proporcionades pel fabricant. Aquestes llibreries estan escrites en C i s'utilitzen a Labview per mitjà d'una capa ActiveX. A partir d'aquestes s'han creat els mòduls de moviment en XY.

6.2.2.b Mòduls de la interfície de control

La interfície de control consta de varis programes i mòduls per a utilitzar el sistema. La Figura 6.7 mostra els diferents mòduls del software i com estan organitzats entre ells.

Organització del software

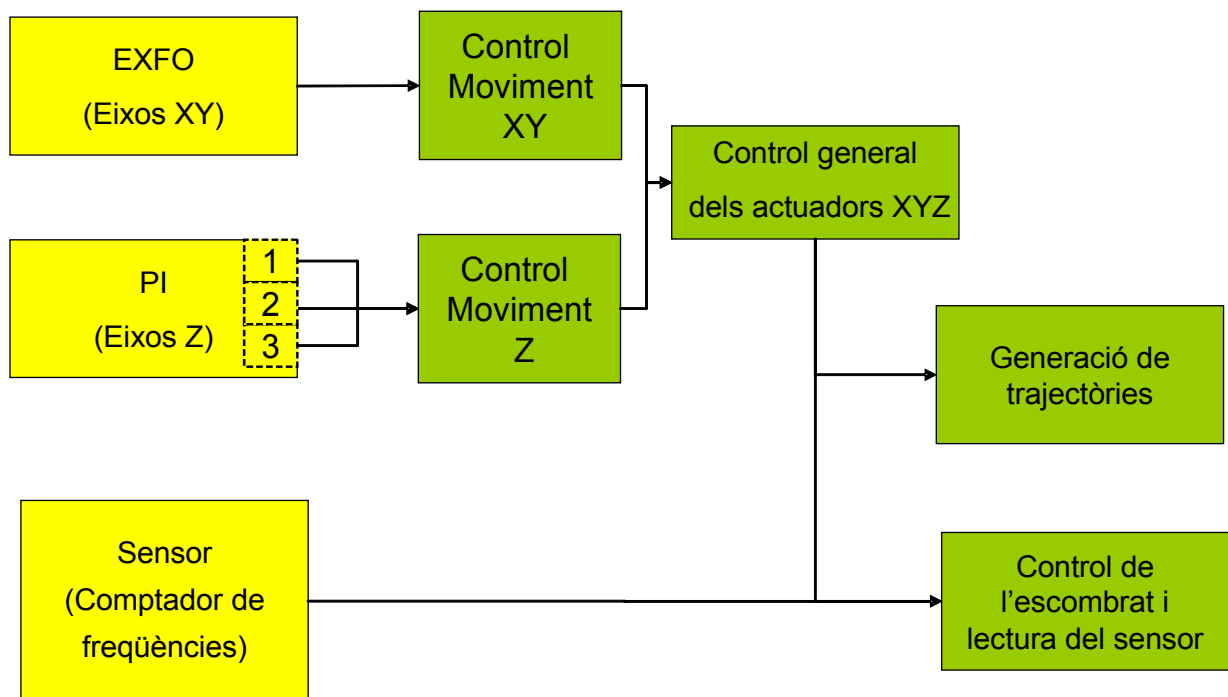


Figura 6.7: Organització dels mòduls del software

A continuació es descriuen els mòduls i es detallen les seves funcions més importants.

1. Control posicionadors XY (EXFO): Aquest mòdul permet controlar i visualitzar el moviment dels actuadors EXFO en temps real. També dóna accés a algunes funcions més complexes (Moviment incremental, posició “home”, etc.).

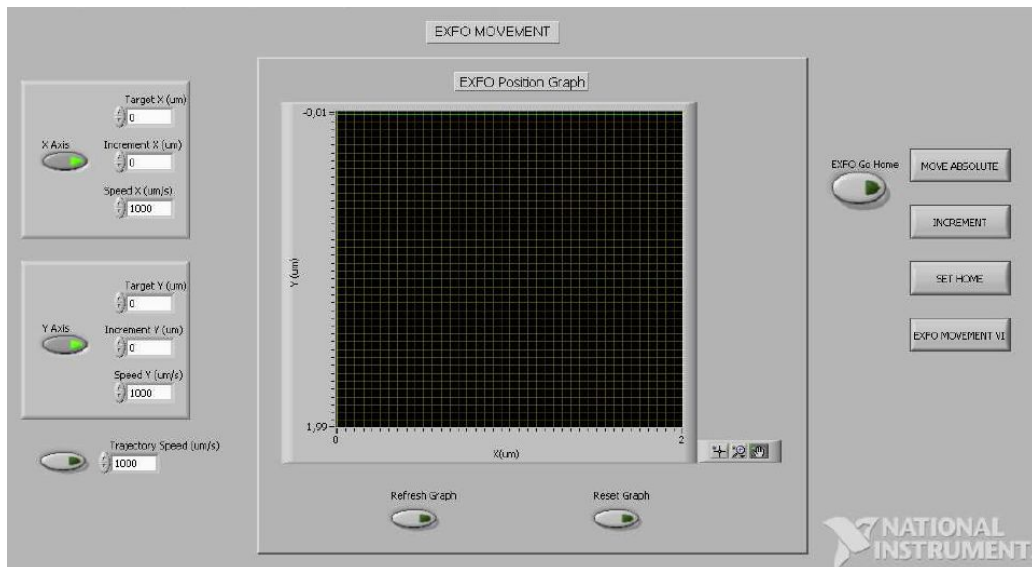


Figura 6.8: Mòdul de control dels posicionadors EXFO

2. Control posicionadors Z (PI): Aquest mòdul permet controlar el moviment dels actuadors PI. També dóna accés a algunes funcions més complexes (Moviment incremental, posició de càrrega, etc.).
3. Control general dels actuadors (XYZ): Aquest mòdul permet el moviment simultani dels eixos XYZ.
4. Trajectòries: El mòdul de trajectòries es divideix en dues parts: la primera permet emmagatzemar trajectòries (conjunts de punts a una velocitat determinada) en fitxers de text. La segona permet carregar aquests fitxers i donar la ordre als actuadors de seguir aquestes trajectòries. Això és útil a l'hora de realitzar moviments complexos o bé planificar moviments amb antelació.
5. Lectura del sensor i moviment: Aquest mòdul permet obtenir les dades provinents del sensor de massa a través del comptador de freqüències. Mostra aquestes dades en temps real i les emmagatzema en un fitxer, així com les posicions dels actuadors en cada moment. També permet controlar el moviment dels actuadors. Degut a la multitud de dades i processos de comunicació que ha de controlar aquest mòdul (sensor, 3 actuadors Z, 2 actuadors XY,...), està implementat en un programa a part.

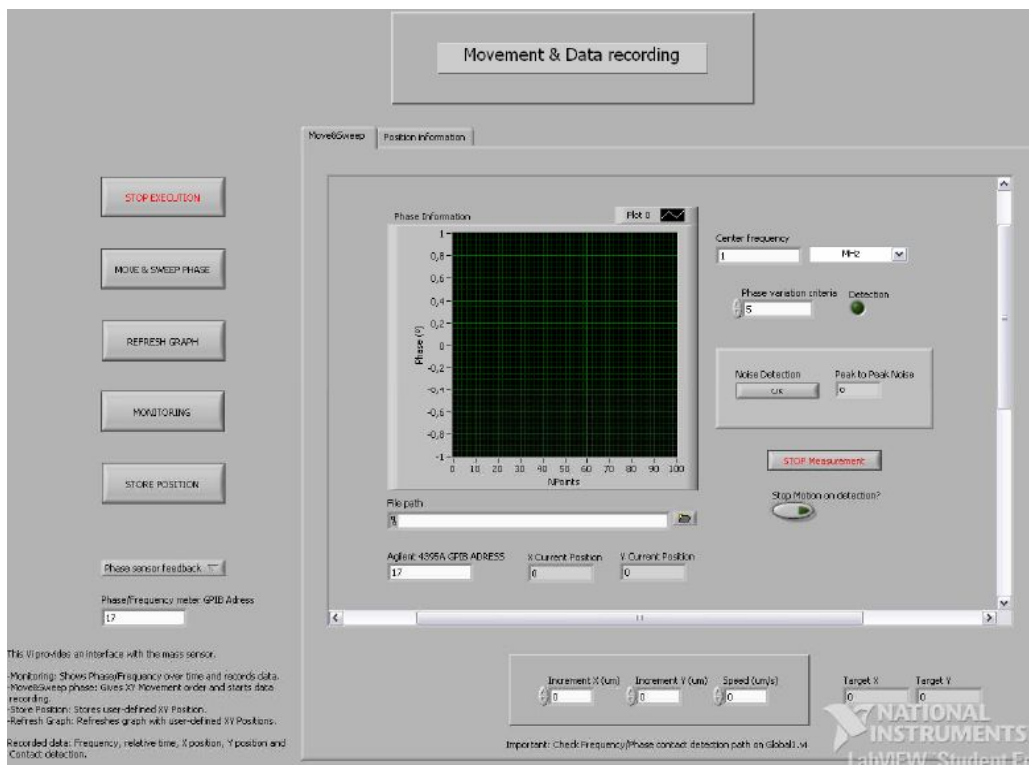


Figura 6.9: Mòdul d'e lectura del sensor i moviment

Aquest mòdul ha sigut utilitzat per a prendre les dades experimentals i emmagatzemar-les.

6.3 Modelatge teòric

A continuació es detalla el procés de modelatge teòric del flux de massa incident al sensor a través d'una obertura en moviment..

6.3.1 Modelatge del flux a través d'obertures micromètriques

Per tal de caracteritzar el flux a través de les obertures de manera experimental, primer cal desenvolupar un model de flux impactant sobre la superfície del sensor. Això permetrà una correcta

caracterització del flux a través de les obertures a partir de les dades obtingudes durant els experiments.

La deposició de flux a través d'obertures es veu afectada per un efecte d'eixamplament geomètric, degut a que la distància entre les obertures i la superfície de deposició (en aquest cas, el pont del sensor) no és nul·la. D'aquesta manera la superfície coberta pel flux serà major que la superfície de l'obertura, i el flux màxim dipositat a la superfície del sensor no serà igual al flux nominal. Aquest efecte és important quan la distància entre la màscara i la superfície de deposició és molt gran. La Figura 6.10 mostra un exemple d'aquest efecte.

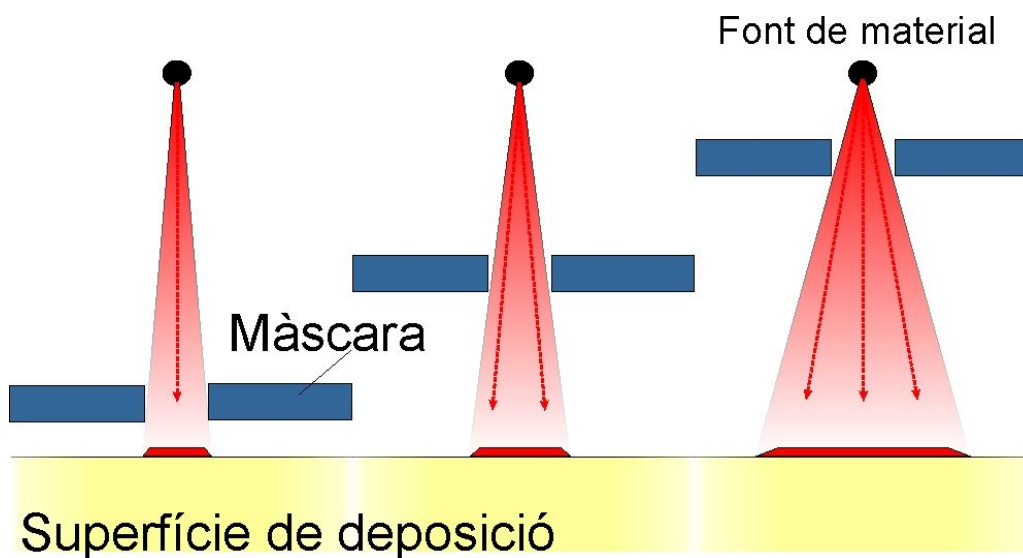


Figura 6.10: Efecte d'eixamplament dels patrons

Degut a l'encapsulat del sensor i el set-up experimental, la distància entre la màscara i el feix del sensor de massa és aproximadament de 1.5 mm. Per aquest motiu és important estudiar i modelar aquest efecte.

L'eixamplament del flux es pot calcular de manera geomètrica. S'ha de conèixer el diàmetre de la font de deposició S (en el nostre cas, 1 cm aproximadament), la distància entre la font i el sensor D (50cm.) i la distància entre la màscara i el sensor G (1.5 mm). A partir d'aquestes dades, l'eixamplament ΔW es pot expressar com:

$$\Delta W = \frac{1}{2} \frac{SG}{D} \approx 15 \mu m \tag{6.1}$$

Si tenim en compte que les dimensions de les obertures a la màscara són de l'ordre de 20µm, l'efecte de l'eixamplament s'ha de tenir en compte durant els experiments. Un altre fenomen a tenir en compte és l'efecte de penombra, que també afectarà el flux a través de l'obertura. Aquest té lloc perquè la mateixa obertura bloqueja part del flux provinent de la font. Aquest efecte es pot veure a la Figura 6.11, juntament amb l'eixamplament del patró. La combinació d'aquests fenòmens provoquen una disminució del flux màxim sobre l'àrea del sensor, i que la deposició de flux sobre aquesta àrea tingui forma trapezoïdal en lloc de rectangular.

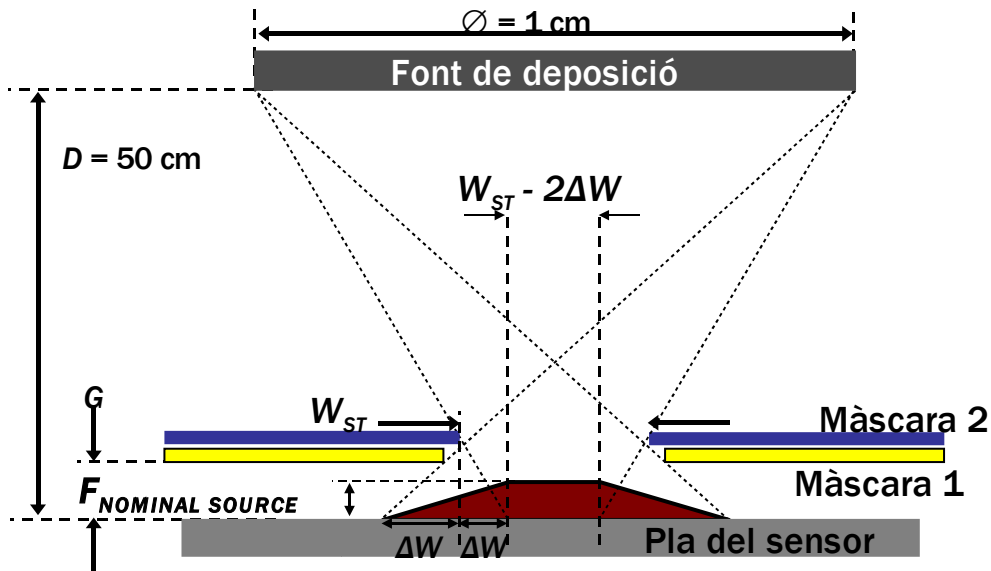


Figura 6.11: Modelatge del flux a través d'una obertura a la màscara (no a escala), suposant $W_{ST} < 2\Delta W$

L'àrea de flux màxim es pot trobar a partir de paràmetres geomètrics. Suposem que s'acompleix la condició $W_{ST} < 2\Delta W$, és a dir, la mida de l'obertura (W_{ST}) és més petita que el doble de l'eixamplament. En les proves que s'han realitzat, aquesta condició s'acompleix en la majoria de casos. En aquest cas, l'àrea de flux màxim A_{MAX} vindrà donada per l'expressió:

$$A_{MAX} = (2 \Delta W - W_{ST_X})(2 \Delta W - W_{ST_Y}) \tag{6.2}$$

On W_{ST_X} i W_{ST_Y} són les dimensions de l'obertura en els plans X i Y respectivament. En aquest cas el flux màxim F_{SENSOR_MAX} també es pot calcular geomètricament utilitzant la següent expressió:

$$F_{SENSOR_MAX} = F_{NOMINAL_FONT} \cdot \frac{W_{ST_X} \cdot W_{ST_Y}}{4 \Delta W^2} \quad (6.3)$$

On $F_{NOMINAL_FONT}$ és el flux dipositat nominal proporcionat per la font. A partir d'aquestes dades és possible realitzar un model tridimensional del flux relatiu dipositat a través d'una obertura a la màscara (Figura 6.12). A partir d'aquest model, la geometria del sistema i les dimensions del sensor es pot modelar el flux de massa dipositat sobre el feix del ressonador.

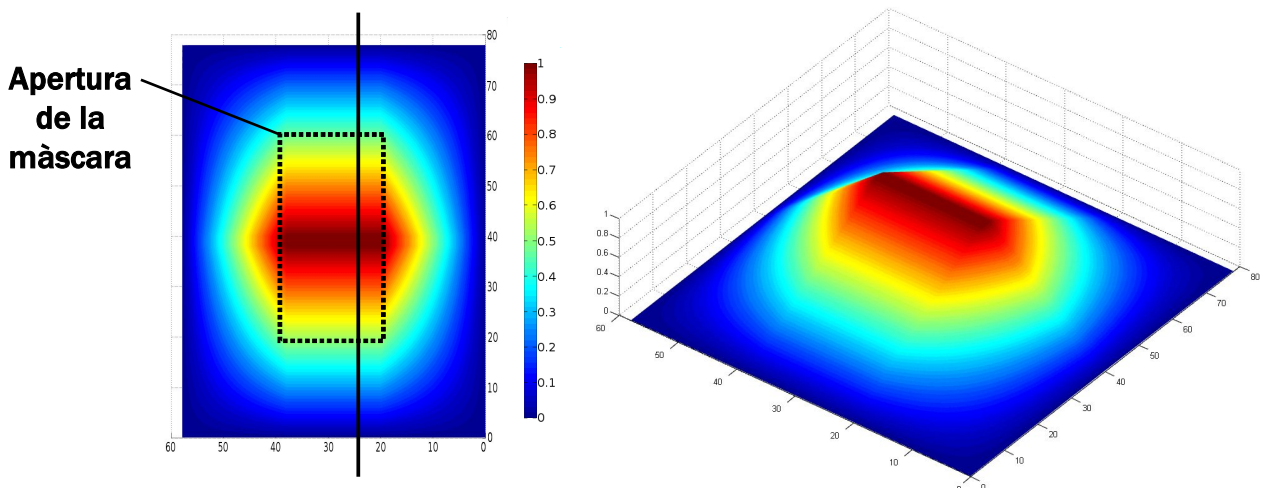


Figura 6.12: Model de flux tridimensional per a una obertura a la màscara de $20\mu\text{m} \times 40\mu\text{m}$

6.3.2 Modelatge del flux incident al sensor

A partir del model del flux a través d'una obertura es pot calcular el flux incident al sensor quan una obertura passa per sobre seu a velocitat constant. S'ha de tenir en compte la geometria de l'àrea de sensatge (en el nostre cas, el pont ressonant del sensor), la posició d'aquesta respecte l'obertura i la relació velocitat de desplaçament de la màscara / ratio de deposició.

En primer lloc, es modela el flux de matèria incident en un sensor puntual quan una obertura

passa per sobre seu. S'ha desenvolupat un algoritme amb aquest objectiu, que calcula el flux incident al sensor en cada instant. Per a fer-ho, realitza els següents passos:

Per a cada instant de temps:

1. *Calcular mida real de l'obertura de la màscara*
2. *Calcular posició del sensor puntual sota l'obertura*
3. *Aplicar model de flux incident al sensor puntual.*

D'aquesta manera s'obté una gràfica del flux incident sobre el sensor en cada instant de temps. Per tal de calcular la massa dipositada i, per tant, la variació de la freqüència de ressonància, s'ha d'integrar el flux incident en funció del temps, és a dir, sumar la contribució de flux sobre el sensor en cada moment.

6.3.2.a Modelatge del pont ressonant

El pont ressonant és l'element que realitza la detecció de la massa incident al sensor. Per aquest motiu és important determinar la quantitat de flux que està rebent cada part del pont en cada instant de temps, així com les seves dimensions. Per a realitzar el model s'ha suposat que la contribució de massa en cada punt del pont té el mateix efecte sobre la variació de la freqüència de ressonància, és a dir, que aquesta no depèn del punt on s'hagi dipositat la massa.

El pont ressonant té unes dimensions de $18\mu\text{m} \times 0.6\mu\text{m}$. Així, la llargada del sensor és comparable a les obertures de la màscara. Durant el modelatge es menysprea l'amplada, ja que aquesta és molt més petita que la llargada i les obertures. El sensor es modela com una línia d'elements puntuals tal i com es mostra a la Figura 6.13.

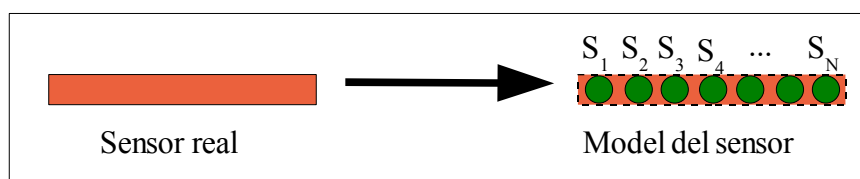


Figura 6.13: Modelatge de la palanca ressonant

A partir d'aquest model el flux total detectat pel sensor f_{mean} es calcula com la mitjana de les contribucions de cada sensor puntual:

$$f_{mean} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_{S_i} \quad (6.4)$$

On f_{S_i} és el flux detectat per cada sensor puntual i N és el nombre de sensor puntuals utilitzats pel model.

6.3.3 Model de flux incident al sensor a través d'obertures a la màscara de dimensions micromètriques

A partir del model de flux incident sobre un sensor puntual i el modelatge de la palanca ressonant en contribucions de sensors puntuals es pot calcular el flux detectat pel sensor en cada moment. L'algoritme final desenvolupat és el següent:

Per a cada instant de temps:

1. *Calcular mida real de l'obertura de la màscara*
2. *Per a cada sensor puntual:*
 - i. *Calcular posició del sensor puntual sota l'obertura*
 - ii. *Aplicar model de flux incident en el sensor puntual.*
3. *Calcular el flux total al sensor a partir de les contribucions individuals*

Aquest model s'ha utilitzat per a modelar els la resposta del sensor a escombrats amb obertures micromètriques. L'Annex recull els codis utilitzats per a realitzar el modelatge descrit. A continuació es contrasta amb els resultats experimentals per tal de comprovar la seva validesa.

6.4 Caracterització experimental

Els experiments realitzats es basen en desplaçar obertures de diferents mides per sobre del sensor de massa a velocitat constant. Això ens permet caracteritzar el flux incident en cada instant de temps per tal de millorar el modelatge del flux incident a la superfície del sensor.

6.4.1 Descripció dels experiments

Els experiments s'han realitzat en condicions de buit a una pressió de $2 \cdot 10^{-6}$ mbar. S'ha dipositat plata (Ag) amb una taxa de deposició és de 0.15 a 0.2 nm/s. La distància entre la màscara 1 i la màscara 2 és de 50µm aproximadament.

En primer lloc s'ha situat la màscara 1 sobre el sensor, de manera que una de les obertures estigui situada sobre l'àrea de sensatge. Aquest procés s'ha dut a terme de manera manual, amb l'ajuda d'un microscopi òptic. La primera deposició ha consistit en evaporar 1.1nm de plata amb la màscara 1 fixada sobre el sensor. L'objectiu d'aquesta prova és determinar si està correctament posicionat i determinar la seva posició exacta sota la màscara 1.

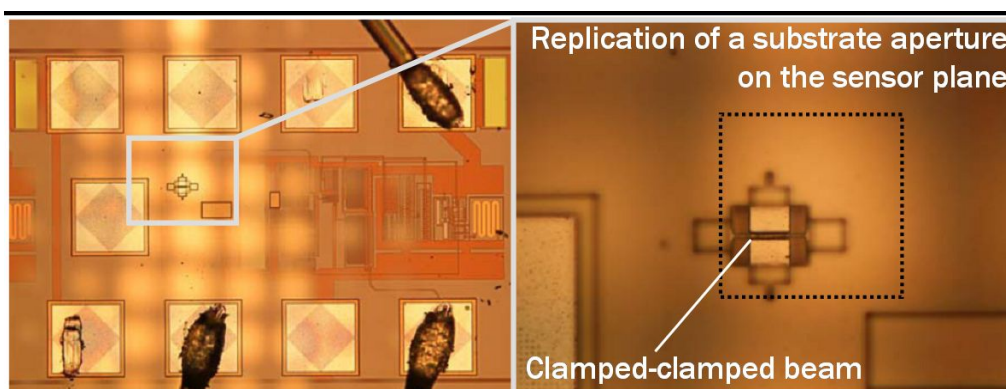


Figura 6.14: Pont ressonador després de la primera deposició. Imatges preses amb posterioritat als experiments

La Figura 6.14 mostra el resultat de la primera deposició sobre el sensor de massa. Es poden observar les marques de la deposició a través de la quadrícula de la màscara 1, i com el sensor està

situat sota una obertura. Durant els experiments, la deposició ha resultat en una disminució de la freqüència de ressonància del sensor (Figura 6.15), cosa que ha confirmat el seu correcte posicionament.

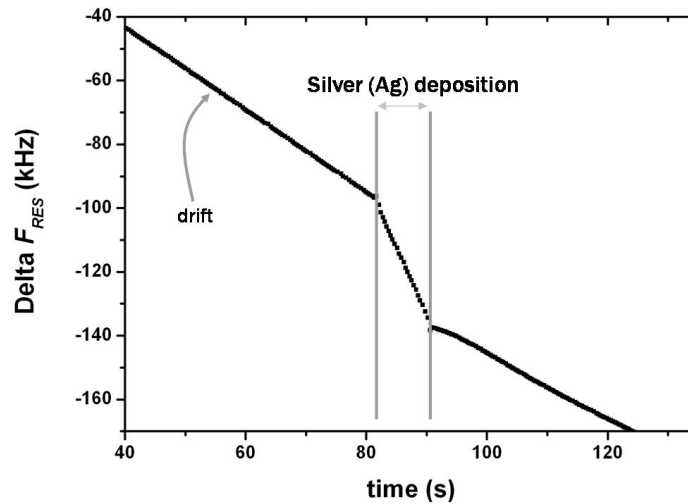


Figura 6.15: Evolució de la freqüència de ressonància del sensor durant la primera deposició

Durant la primera deposició s'ha observat una deriva en la freqüència de ressonància durant tot el procés. Aquesta és provocada per la variació de temperatura en l'evaporadora, que augmenta com a part del procés d'evaporació. Com que aquesta deriva és constant, ha sigut restada de l'evolució de la freqüència de ressonància per tal d'obtenir només les variacions degudes a la deposició de massa sobre el sensor.

Les següents proves realitzades han consistit en l'escombrat d'obertures de la màscara 2 sobre l'àrea de sensatge a velocitat constant (Figura 6.16). Per posicionar les obertures sobre el sensor s'ha utilitzat un procés de prova i error, fent escombrats a diferents posicions.

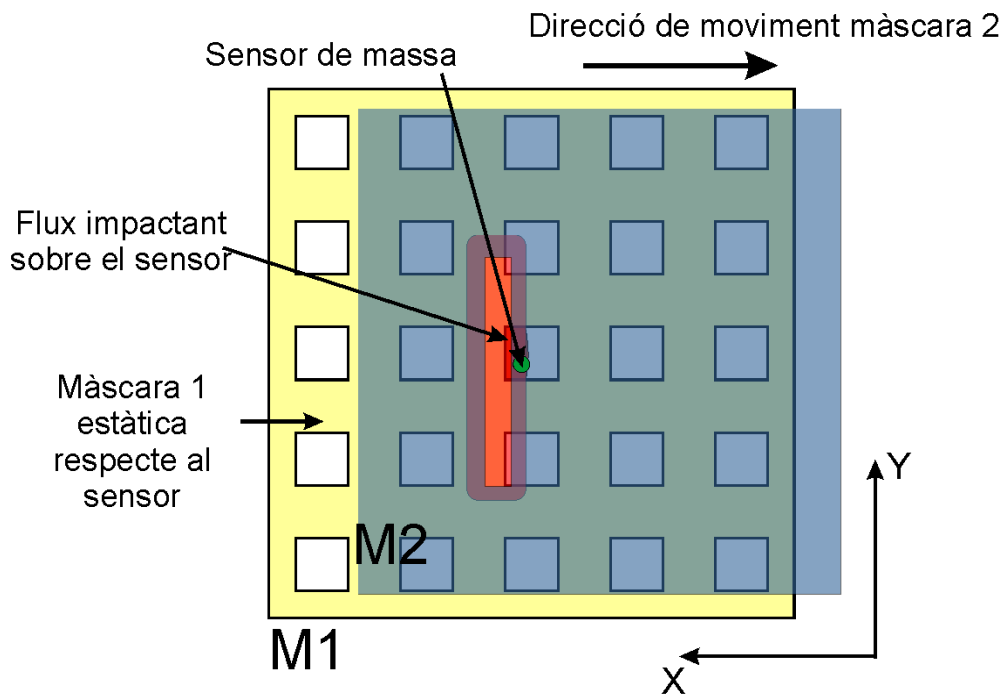


Figura 6.16: Procés d'escombrat d'una obertura rectangular de la màscara 2 sobre el sensor.

S'han realitzat tres tipus d'escombrats amb obertures i velocitats diferents:

- Prova 1: ranura de $400\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$; velocitat $3 \mu\text{m/s}$
- Prova 2: ranura de $20\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$; velocitat $1.5 \mu\text{m/s}$
- Prova 3: conjunt de ranures: $40\mu\text{m} \times 40\mu\text{m}$, $20\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$, $10\mu\text{m} \times 10\mu\text{m}$; velocitat $1.5 \mu\text{m/s}$

Durant les deposicions de massa s'ha monitoritzat la freqüència de ressonància del sensor i la posició dels diferents posicionadors. A partir d'aquestes dades s'han elaborat gràfics de variació de la freqüència de ressonància en funció de la posició de la màscara 2, com el que es pot observar a la Figura 6.17.

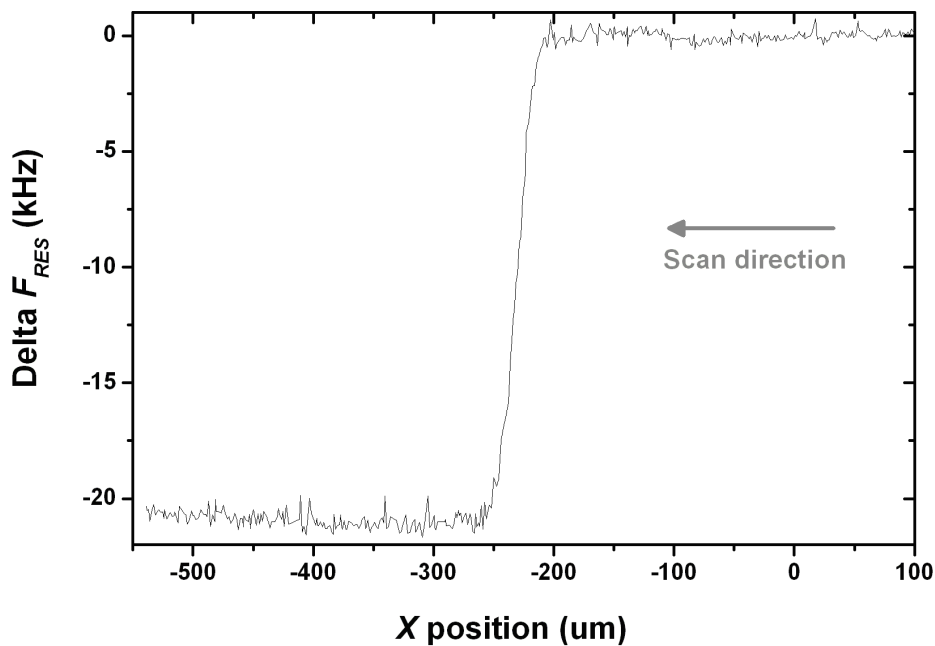


Figura 6.17: Variació de la freqüència de ressonància en funció de la posició de la màscara 2 (prova 1)

En les condicions de l'experiment el flux de metall incident al sensor en funció del desplaçament de la màscara ($F_{ON_SENSOR}(X)$) es pot expressar com:

$$F_{ON_SENSOR}(X) = \frac{S_A \nu}{\rho_D} \frac{d}{dX} (f_{RES}(X)) \quad (6.5)$$

On S_A és la sensibilitat per unitat d'àrea del sensor (en $\text{g}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{Hz}^{-1}$), ν és la velocitat de desplaçament de la màscara i ρ_D és la densitat del material evaporat (en aquest cas, plata). Aquesta expressió permet obtenir el flux incident al sensor a partir de l'evolució de la freqüència de ressonància durant la deposició que s'ha obtingut als experiments.

6.4.2 Resultats

A partir de l'expressió de la variació de la freqüència de ressonància del sensor en funció del flux incident (6.5) i les dades experimentals s'han obtingut els gràfics de la Figura 6.18.

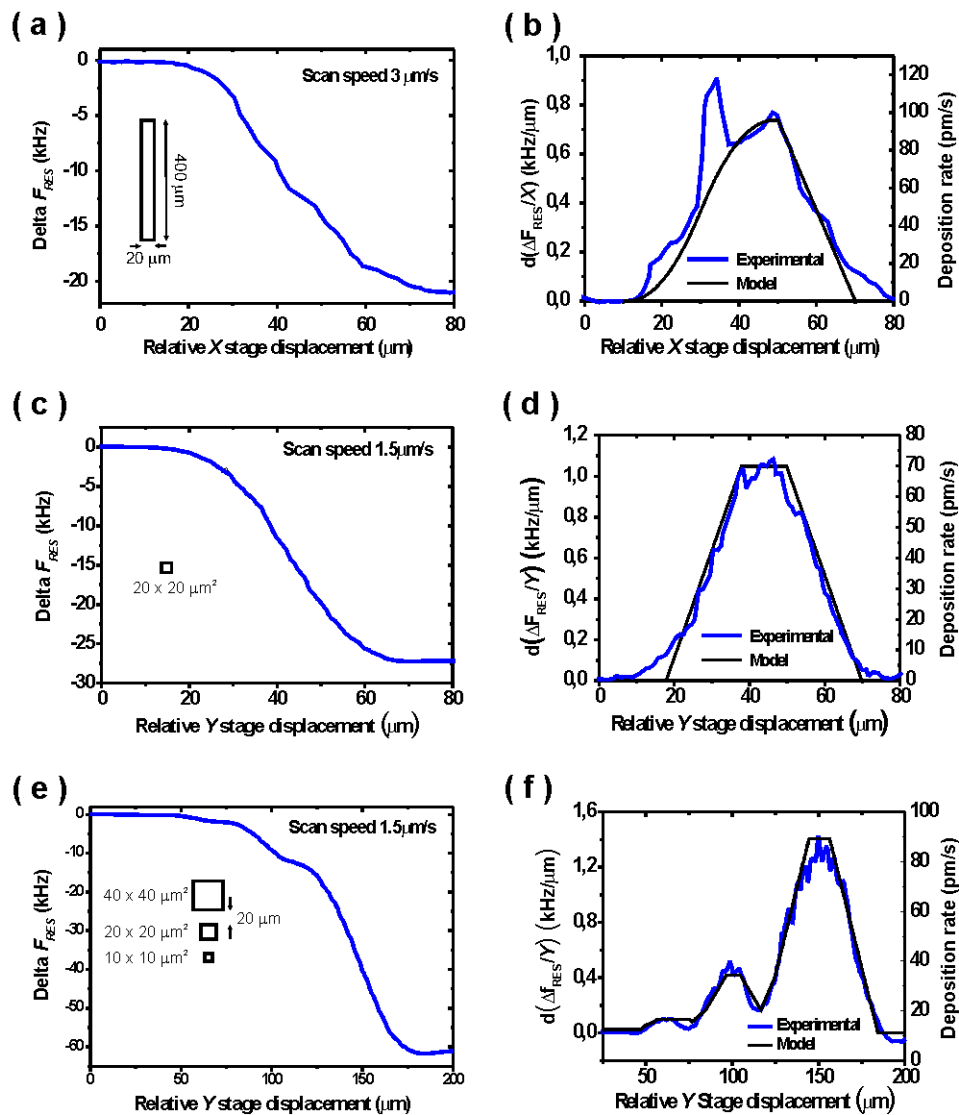


Figura 6.18: Resultats experimentals dels escombrats

La primera columna (Figura 6.18.a,c,e) mostra el senyal de sortida del sensor quan l'obertura passa per damunt seu. Es pot apreciar clarament l'efecte de la deposició de massa sobre el sensor. La segona columna (Figura 6.18.b,d,f) mostra el flux de massa incident en funció de la posició de la màscara, calculat a partir de les dades de la primera columna. Es pot observar que el flux màxim durant el primer experiment és de 0.1 nm/s, i durant el segon és de 0.07 nm/s. Això és consistent amb el fet que l'obertura del primer experiment és més gran que la del segon. Això també es confirma amb les dades del tercer experiment, en què s'utilitzen obertures de diferents mides.

La Figura 6.18 també mostra el model teòric aplicat als escombrats realitzats. Aquest és consistent amb els resultats experimentals, confirmant la validesa del model desenvolupat. La Figura 6.19 mostra una imatge SEM del sensor després dels experiments. Es pot observar una capa de metall a sobre la seva superfície.

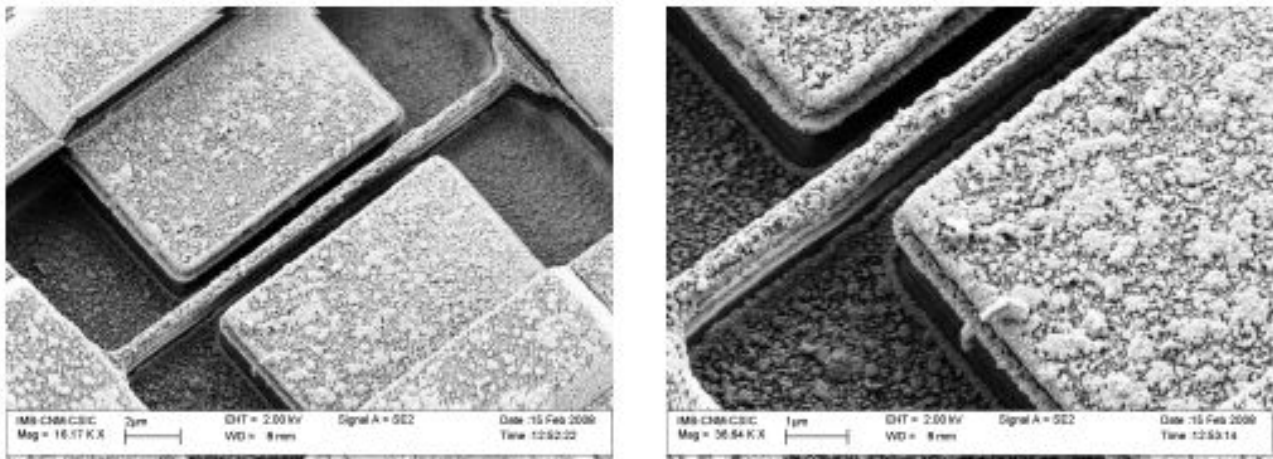


Figura 6.19: Sensor de massa després de les deposicions (imatges SEM)

Durant els experiments s'han mesurat deposicions de massa molt per sota de la sensibilitat de microbalances basades en cristalls de quars. Més concretament, s'han mesurat volums de massa per sota de 0.01 nm/s durant els escombrats, i els resultats mostren que s'haguessin pogut mesurar volums de deposició menors. L'ús dels sensors de massa basats en ressonadors M/NEMS també aporta avantatges en termes de resolució espacial.

6.5 Conclusions

S'ha comprovat l'efectivitat dels sensors de massa basats en M/NEMS per a mesurar el flux de massa dipositat a través d'una obertura de dimensions micromètriques en una màscara. L'alta sensibilitat en massa distribuïda i la resolució espacial dels dispositius degut a les seves petites dimensions fan que aquests presentin grans avantatges respecte altres sistemes com les microbalances basades en cristalls de quars. També s'ha desenvolupat un model teòric sobre el flux dipositat a través d'una obertura de dimensions micromètriques, i s'ha validat mitjançant els resultats experimentals.

CAPÍTOL 7: CONCLUSIONS

El present projecte explica la caracterització d'oscil·ladors basats en ressonadors CMOS-M/NEMS que s'han utilitzat com a sensors de massa. S'ha treballat amb dos dispositius diferents, un pont i una palanca ressonants de metall dissenyats per Jaume Verd com a part de la seva tesi doctoral [Ver08]. S'ha realitzat una introducció teòrica als conceptes necessaris per a entendre el funcionament dels ressonadors i el sistema oscil·lador, així com el seu ús i caracterització com a sensors de massa.

S'han dissenyat i realitzat experiments per a caracteritzar l'estabilitat en freqüència, a curt i llarg termini, dels dispositius, en condicions d'aire i buit. S'ha vist que els oscil·ladors tenen major estabilitat a curt termini en condicions de buit, ja que el seu soroll de fase és menor. També s'ha estudiat la seva estabilitat en front a paràmetres ambientals. Els resultats obtinguts mostren una gran sensibilitat dels sensors en front a variacions de temperatura, especialment el pont. També s'ha observat una alta dependència amb la humitat, d'ordre superior a sensors d'humitat. Per acabar, aquests experiments també han servit per a estimar la resolució dels oscil·ladors com a sensors de massa. S'ha obtingut una resolució en massa teòrica comparable amb altres sensors de massa similars, tot i que els dispositius estudiats presenten l'avantatge d'estar integrats en circuiteria CMOS.

Per acabar, s'han utilitzat els sensors per a la caracterització del flux de massa a través d'obertures de dimensions micromètriques. Els experiments s'han desenvolupat dins del marc d'un projecte de col·laboració entre el CNM i la EPFL com a part del projecte europeu NaPa [NaPa]. Aquests experiments han consistit en desplaçar una obertura en una màscara per sobre el sensor a velocitat coneguda mentre es dipositava material sobre ells. També s'ha realitzat un model del flux incident al sensor en aquest escenari, i s'ha validat gràcies a les proves realitzades. Aquests experiments han sigut possibles gràcies a la gran sensibilitat en massa i resolució espacial dels sensors de massa utilitzats.

CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT

El present annex mostra alguns dels codis utilitzats per al tractament de les dades obtingudes. No s'inclouen els programes de control implementats per a l'aplicació del sensor (capítol "Aplicació del sensor de massa") ja que inclouen funcionalitats relatives a altres aplicacions del software encara en procés de patent.

Els codis descrits també s'inclouen al CD que acompanya la memòria del projecte.

8.1 Càlcul Desviació d'Allan

Els següents codis de Matlab s'utilitzen per a calcular la desviació d'Allan en funció del temps d'integració.

- **Càlcul de la desviació d'Allan a partir de les dades**

```
%Càlcul de la desviació d'Allan a partir de les dades i el temps  
%d'integració
```

```
function y=allanv(samples,inttime)
```

```
nums=length(samples); %Número de mostres  
avar=0; %Inicialització de la variable avar
```

```
fc=mean(samples); %Definició de la freqüència central
```

```
for m=2:length(samples) %Sumatori  
%(Fórmula 4.23)
```



```

    avar=avar+(1/(2*fc^2*(nums-1)))*(samples(m)-samples(m-1))^2;
end

```

```

y=sqrt(avar); %Retorna desviació

```

- **Obtenció de la desviació d'Allan en funció del temps d'integració**

```

%Càlcul de la desviació d'Allan en funció del temps d'integració

```

```

%Carregar dades dels experiments

```

```

s0_001=dlmread('100m 0.001s.dats','\t');
s0_01=dlmread('100m 0.01s.dats','\t');
s0_1=dlmread('100m 0.1s.dats','\t');
s1=dlmread('100m 1s.dats','\t');
s10=dlmread('100m 10s.dats','\t');

```

```

%Càlcul de la desviació per a cada temps d'integració

```

```

avar0_001=allanv(s0_001,0.001);
avar0_01=allanv(s0_01,0.01);
avar0_1=allanv(s0_1,0.1);
avar1=allanv(s1,1);
avar10=allanv(s10,10);

```

```

%Formació dels vectors de desviació i temps

```

```

avar=[avar0_001 avar0_01 avar0_1 avar1 avar10];
inttime=[0.001 0.01 0.1 1 10];

```

```

%Desar i graficar dades

```

```

save allanvariance.mat
loglog(inttime, avar)
xaxis('Temps integració (s)')
yaxis('Desviació Allan')

```

8.2 Tractament de les dades experimentals: Estabilitat a llarg termini

Els següents codis s'han utilitzat per al tractament de les dades d'estabilitat en llarg termini obtingudes a la cambra climàtica. L'objectiu d'aquests algorismes és eliminar els pics i obtenir el punt màxim de les semi-oscil·lacions (Figura 5.37).

- **Eliminar pics**

```
%Eliminar pics: eliminació de valors amb variació molt brusca de freqüència
```

```
close all;
```

```
clear all;
```

```
load dades3h; %Carregar dades
```

```
for i=2:length(freq)-1 %Per a cada freqüència
```

```
    if(abs((freq(i)-freq(i-1)))>3000) %Si la diferència és menor que
```

```
% 3000 (valor trobat manualment)
```

```
        freq(i)=freq(i-1); %Eliminar pic substituïnt per freqüència
```

```
        % anterior
```

```
    end
```

```
end
```

```
plot(tem,freq); %Graficar resultat
```

- **Cercar màxims**

```
%Trobar màxim semi-oscil·lacions de freqüència
```

```
close all;
```

```
clear all;

load dades3h; %Carregar dades

%Inicialitzar vectors
freq2=zeros(1,200);
tem2=zeros(1,200);

%Derivada de les dades d'origen
deriv=diff(freq);
deriv2=diff(deriv);

a=1; %Index del nou vector de dades
for i=1:length(freq)-2 %Per a cada freqüència
    if(abs(deriv(i))<50) %Si la derivada és petita
        freq2(a)=freq(i); %Afegir punt f al nou vector
        tem2(a)=tem(i); %Afegir punt T al nou vector
        a=a+1;
    end
end

%Graficar els vectors de dades
plot(tem2,freq2,'color','red','MarkerSize',10)
hold on;
plot(tem,freq,'color','red')
```

- **Normalització freqüència amb la temperatura**

```
%Compensació de l'efecte de la temperatura en mesures de freqüència de
%ressonància - 25°C

close all;
clear all;

%Carregar dades de freqüència i temperatura
load B2_llargtermini.mat;
```

```
% load A2_llargtermini.mat;

%Dades de dependència en temperatura del sensor
dep=-1.2915000000000000e+03; %Hz/°C Placa B2
%dep=-28546; %Hz/°C Placa A2

%Freqüència nominal dels sensors
fnom=6.3; %Palanca
% fnom=14; %Pont

%Normalització a 25°C
temp=temp-25;

%Bucle de compensació de freqüència
for i=1:length(time)
    fnew(i)=freq(i)-temp(i)*dep;
end

%Graficar dades
plot(time,fnew);
xlabel('Temps (dies)')
ylabel('Freqüència (Hz)')
hold on
plot(time,freq,'color','red');
xlabel('Temps (dies)')
ylabel('Freqüència (Hz)')

%Mostrar mitjana, desviació i desviació normalitzada a fnom de les noves
%dades
mitjana=mean(fnew)
desv=max(fnew)-min(fnew)
desv_fnom=desv/fnom
```

8.3 Modelatge de flux incident al sensor de massa

Els següents codis han sigut utilitzats per a calcular el model de flux incident al substrat a traves

d'una obertura de dimensions micromètriques i per a modelar el flux incident al sensor per a diferents tipus d'escombrats. Tots els codis utilitzen el model de flux explicat, tenint en compte l'efecte d'eixamplament i penombra.

Els codis estan ordenats de menor a major nivell, és a dir, els últims codis necessiten les funcions proporcionades pels anteriors per a funcionar.

8.3.1 Funcions bàsiques

A continuació es mostren les funcions de baix nivell del model de flux incident al sensor de massa.

- **Rampa 1**

`%Rampa augment (model de flux 3D): retorna un punt de la rampa en funció de la seva posició`

```
function y=ramp1 (fmax, DW, x)
```

`%Rampa amb maxim fmax i longitud DW`

```
y= (fmax/DW) *x;
```

- **Rampa 2**

`%Rampa descendent (model de flux 3D): retorna un punt de la rampa descendent en funció de la seva posició`

```
function y=ramp2 (fmax, DW, x)
```

`%Rampa amb maxim fmax i longitud DW`

```
y= (fmax/DW) * (DW-x) ;
```

- **Flux en un punt a traves d'una obertura (tamany obertura < 2ΔW)**

`%Càlcul del flux a traves d'un hole per a un punt concret`

```
function y=fluxhole(pm,WST,DW,fmax)
%x=0 => punt on es comença a rebre flux
%tamany obertures<2DW
%sensor posicionat en 0, WST y DW valors reals
% DW=eixamplament
% WST= Obertura mascara (superposició mascara 1 i 2)

npm=100; %Nombre punts per micra

WST_EFF=2*DW-WST; %Obertura efectiva determinada pel model
DW_EFF=WST; %Eixamplament efectiu determinat pel model
DMAX=2*DW+WST; %Longitud màxima en que es rep flux a traves del
%forat

%Determinar en quina regio del model ens trobem
%i retornar el valor de flux en funcio d'això
if(pm<DW_EFF)
    flux=ramp1(fmax,DW_EFF,pm);
elseif (pm>=DW_EFF) && (pm<=DW_EFF+WST_EFF)
    flux=fmax;
elseif (pm<=DMAX) flux=ramp2(fmax,DW_EFF,pm-DW_EFF-WST_EFF);
else flux=0;
end;

y=flux;
```

- **Flux en un punt a traves d'una obertura (tamany obertura > 2ΔW)**

```
%Càlcul del flux a traves d'un hole per a un punt concret:
%Obertures grans
function y=fluxholebig(pm,WST,DW,fmax)
%x=0 => punt on es comença a rebre flux
%tamany obertures>2DW
```

```
%sensor posicionat en 0, WST y DW valors reals
% DW=eixamplament
% WST= Obertura mascara (superposició mascara 1 i 2)

WST_EFF=WST-2*DW;%Obertura efectiva determinada pel model
DW_EFF=2*DW; %Eixamplament efectiu determinat pel model
DMAX=2*DW+WST; %Longitud màxima en que es rep flux a traves del
% forat

%Determinar en quina regió del model ens trobem
%i retornar el valor de flux en funció d'això
if(pm<DW_EFF)
    flux=ramp1(fmax,DW_EFF,pm);
elseif (pm>=DW_EFF) && (pm<=DW_EFF+WST_EFF)
    flux=fmax;
elseif (pm<=DMAX) flux=ramp2(fmax,DW_EFF,pm-DW_EFF-WST_EFF);
else flux=0;
end;
y=flux;
```

- **Càlcul del flux incident en un punt determinat del substrat**

```
%Càlcul del flux en un punto determinat del substrat en funció
%dels paràmetres geomètrics: Determinar model a utilitzar (hole
%gran o hole petit) per a cada dimensió; càlcul del flux total)
function y=flux3d(pmx,pmx,DW,WSTX,WSTY,FMAX_X,FMAX_Y)
%Dades d'entrada:
%pmx=coordinada x de la deposició
%pmx=coordinada y de la deposició
%DW=Eixamplament
%WSTX=Tamany obertura coordenada x
%WSTY=Tamany obertura coordenada y
```

```
%FMAX_X/Y=Flux màxim en les coordenades X/Y

if(WSTY>2*DW) %Hole gran dimensió Y
    if(WSTX>2*DW) %Hole gran dimensió Y & Hole gran dimensió X
    %Flux en un punt és la suma de les contribucions x i y.
        y=fluxholebig(pmy,WSTY,DW,FMAX_Y)*fluxholebig(pmx,WSTX,DW,
FMAX_X);
    else %Hole gran dimensió Y & Hole petit dimensió X
        y=fluxholebig(pmy,WSTY,DW,FMAX_Y)*fluxhole(pmx,WSTX,DW,FMA
X_X);
    end
else %Hole petit dimensió Y
    if(WSTX>2*DW) %Hole petit dimensió Y & Hole gran dimensió X
    %Flux en un punt es la suma de les contribucions x i y.
        y=fluxhole(pmy,WSTY,DW,FMAX_Y)*fluxholebig(pmx,WSTX,DW,FMA
X_X);
    else %Hole petit dimensió Y & Hole petit dimensió X
        y=fluxhole(pmy,WSTY,DW,FMAX_Y)*fluxhole(pmx,WSTX,DW,FMAX_X
);
    end
end

%Per evitar problemes amb rampes negatives=> flux negatiu
if (y<0)
    y=0;
end
```

8.3.2 Funcions d'alt nivell

A continuació es presenten els codis de més alt nivell: El càlcul del flux en 3 dimensions i els

resultats dels diferents escombrats.

- **Graficar flux 3D a traves d'una obertura**

```
%Graficar flux a traves d'una obertura
close all;
clear all;

DW=19; %Eixamplament patro (blurring)
WSTX=20; %Tamany hole mascara (Dimensio X)
WSTY=40; %Tamany hole mascara (Dimensio Y)
FMAX=1; %Flux màxim (normalitzat)

npm=10; %Nombre punts per micra

for x=1:(WSTX+2*DW)*npm; %Per a cada punt de l'espai (Dim x)
    pmx(x)=x/npm; %Posicio x de deposicio
    for y=1:(WSTY+2*DW)*npm; %Per a cada punt de l'espai (Dim y)
        pmy(y)=y/npm; %Posicio y de deposicio
        flux(x,y)=flux3d(pmx(x),pmy(y),DW,WSTX,WSTY,FMAX,FMAX); %Flux
    %al punt
    end
end

%Graficar flux
surf(flux);
shading flat;
```

- **Simulació del flux incident al sensor durant un escombrat a l'eix X**

```
%Flux incident al sensor per a un escombrat en l'eix X.
%Per a un escombrat en l'eix Y, el programa és l'equivalent
```

CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT

```
%variant els eixos, modificant la posició del sensor i les zones
```

```
clear all;
```

```
close all;
```

```
WSTX=20; %Longitud obertura mascara eix X
```

```
WSTY=40; %Longitud obertura mascara eix Y
```

```
DW=15; %Eixamplament dels patrons
```

```
DHSB=40; %Longitud hole màscara 2 (suposem hole quadrat)
```

```
LS=18; %Longitud del sensor en la dimensió X
```

```
%           WSTX
```

```
%
```

```
% | _____ | <-----
```

```
% |           | Direcció escaneig
```

```
% |           |
```

```
% |DB         | WSTY
```

```
% |<-> ===== |
```

```
% |   DBY     |
```

```
% | _____ |
```

```
% ===== Sensor
```

```
%Posició sensor relativa a la obertura
```

```
DB=2; %Distancia marge x esquerre
```

```
DBY=13; %Distancia marge y inferior
```

```
%Paràmetres de simulació
```

```
npm=10; %Punts per micròmetre
```

```
k=50; %Punts per sensor
```

```
%inicialització de les variables
```

```
pm=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));
```

```
WST2=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));
```

CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT

```
WSTINI=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));
flux=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));
fluxtot=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));
fmax_x=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));
fmax_y=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));
fshift=zeros(1,npm*(WSTX+DHSB));

%Inici
for x=1:(npm*(WSTX+DHSB)) %càlcul longitud efectiva hole en funció
%de x
%Hole efectiu és funció de la màscara 1 i la màscara 2
    pm(x)=x/npm; %Posició en um
    DHSB0=0;
    DHSB1=DHSB;
    WST0=pm(x)-WSTX;
    WST1=pm(x);
%Calculem les dimensions efectives del hole en cada punt de
%l'escombrat
%en funció de les dimensions i la posició de les obertures
    if (DHSB0>WST0) Border0=DHSB0;
    else Border0=WST0;
    end

    if(DHSB1>WST1) Border1=WST1;
    else Border1=DHSB1;
    end
    WSTINI(x)=Border1;
    WST2(x)=Border1-Border0;
end

%Repetir per a cada punt del sensor
for f=1:k
%Càlcul de la posició del sensor puntual
```

CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT

```
DB1 (f) = DB + (LS/k) / 2 + (LS/k) * (f-1); %Posició x
PS1 (f) = DB1 (f);
pmy = DBY; %Posició y

for x=1:(npm*(WSTX+DHSB)) %Repetir per a cada punt de
%l'escombrat
    %Flux màxim efectiu (seguint el model)
    fmax_x (x) = WST2 (x) / (2*DW);
    fmax_y (x) = 1;

%Flux incident al sensor depenent de la zona on està situat
    if ((pm(x)+DW) > DB1 (f)) && ((pm(x)-WSTX-
DW) < (DB1 (f)) && (pm(x) < DHSB))
        flux (x, f) = flux3d (pm(x)+DW-
PS1 (f), pmy+DW, DW, WST2 (x), WSTY, fmax_x (x), fmax_y (x)); %flux en el
%punt
    elseif ((pm(x)+DW) >= DB1 (f)) && ((pm(x)-WSTX-
DW) <= (DB1 (f)) && (pm(x) >= DHSB))
        flux (x, f) = flux3d (DHSB+DW-
PS1 (f), pmy+DW, DW, WST2 (x), WSTY, fmax_x (x), fmax_y (x)); %flux en el
punt
    else flux (x, f) = 0;
    end

%Contribució del sensor puntual al flux total detectat pel sensor
    fluxtot (x) = fluxtot (x) + (1/k) * flux (x, f);
end
end

%Graficar flux en funció de la posició
plot (pm, fluxtot)

%Integrar el flux per obtenir variació freqüència
for x=1:(npm*(WSTX+DHSB))
    fshift (x) = trapz (fluxtot (1:x) / npm);
```

```

end

%Graficar les dades obtingudes
figure;
fshift3d=-fshift;
pm3d=-pm;

subplot(2,1,2);
plot (pm3d,fshift3d);
title('Frequency shift');
xlabel('x(um) ');
subplot(2,1,1);
plot(pm3d,fluxtot,'k');
title('Flux');
xlabel({'x (um) ' ; '<=== scan direction';' '});

figure;
plot(fshift);
title('Factor I');
figure;

%Desar les dades obtingudes
save 'curbasx3d' pm3d fshift3d;

```

- **Funció escombrat en l'eix y**

```

%Flux incident al sensor per a un escombrat en l'eix Y.
%Té en compte el desplaçament de la màscara en l'eix X respecte la
%seva posició ideal (factor "correcció").

```

```

function y=funcsweep_y_3d(WSTX,WSTY,DBX,DBY,npm,k,correccio)

```

CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT

```
DB=DBX; %Distancia marge x esquerre
DW=15; %Eixamplament dels patrons
DHSB=40; %Longitud hole màscara 2 (suposem hole quadrat)
LS=18; %Longitud del sensor en la dimensió X

%Inicialització de variables
pm=zeros(1,np*(WSTY+DHSB));
WST2=zeros(1,np*(WSTY+DHSB));
WSTINI=zeros(1,np*(WSTY+DHSB));
flux=zeros(1,np*(WSTY+DHSB));
fluxtot=zeros(1,np*(WSTY+DHSB));
fmax_x=zeros(1,np*(WSTY+DHSB));
fmax_y=zeros(1,np*(WSTY+DHSB));

%Inici
for y=1:(np*(WSTY+DHSB)) %càlcul longitud efectiva hole en funció
%de y
%Hole efectiu és funció de la màscara 1 i la màscara 2
    pm(y)=y/np; %Posició en um
    DHSB0=0;
    DHSB1=DHSB;
    WST0=pm(y)-WSTY;
    WST1=pm(y);

%Calculem les dimensions efectives del hole en cada punt de
%l'escombrat
%en funció de les dimensions i la posició de les obertures
    if (DHSB0>WST0) Border0=DHSB0;
    else Border0=WST0; %Borde "derecho"
    end

    if(DHSB1>WST1) Border1=WST1;
    else Border1=DHSB1; %Borde "izquierdo"
    end
```

CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT

```
WSTINI(y)=Border1;
WST2(y)=Border1-Border0;
end

%Càlcul del valor de correcció a partir del desplaçament en l'eix
%x de la màscara
if(abs(correccio)<((DHSB-WSTX)/2))
    a=(DHSB-WSTX)/2-correccio;
    WSTXR=WSTX;
else
    if correccio>0
        a=0;
    else
        a=(DHSB-WSTX)/2-correccio;
    end
    WSTXR=WSTX+((DHSB-WSTX)/2-abs(correccio));
end

%Repetir per a cada punt del sensor
for f=1:k
    %Càlcul de la posició del sensor puntual

    DB1(f)=DB+(LS/k)/2+(LS/k)*(f-1);
    PS1(f)=DW+DB1(f)-a; %Posició del sensor utilitzada per la
                        %funció "flux3d"
    PSY=DHSB-DBY;

    for y=1:(npm*(WSTY+DHSB))%Repetir per a cada punt de
%l'escombrat
        %Flux màxim efectiu (seguint el model)
        if(WST2(y)>2*DW)
            fmax_y(y)=1;
        else
```

```

        fmax_y(y)=WST2(y)/(2*DW);
    end
    fmax_x(y)=WSTXR/(2*DW);

    %Flux incident al sensor dependent de la zona on està
    %situat
    if ((pm(y)+DW)>PSY) && ((pm(y)-WSTY-
DW)<(PSY)) && (pm(y)<DHSB)
        flux(y,f)=flux3d(PS1(f),pm(y)+DW-
PSY,DW,WSTXR,WST2(y),fmax_x(y),fmax_y(y)); %flujo recibido
    elseif ((pm(y)+DW)>=PSY) && ((pm(y)-WSTY-
DW)<=(PSY)) && (pm(y)>=DHSB)
        flux(y,f)=flux3d(PS1(f),DHSB+DW-
PSY,DW,WSTXR,WST2(y),fmax_x(y),fmax_y(y)); %flujo recibido
    else flux(y,f)=0;
    end
    %Contribució del sensor puntual al flux total detectat pel sensor
    fluxtot(y)=fluxtot(y)+(1/k)*flux(y,f);
end

    hold on;
end

    %La funció retorna la gràfica del flux incident al sensor en cada
    %moment
    y=fliplr(fluxtot);

```

- **Escombrat amb obertures de diferents mides**

```

clear all;
close all;
%Càlcul del flux incident al sensor en escombrar amb un array

```


CAPÍTOL 8: ANNEX: SOFTWARE DESENVOLUPAT

```
%d'obertures de diferents mides. En aquest cas concret:
% 1,5,10,20 i 40 micròmetres

%Posició de cada obertura
PM1=0;
PM5=21;
PM10=46;
PM20=76;
PM40=116;

%Número de punts per micròmetre
npm=10;
p=20;

lensim=300; %length of simulation (microns)
Fluxtot=zeros(1,npm*lensim); %inicialització vector flux

desaliniament=-8; %Desaliniament de l'array d'obertures respecte
%al sensor
%Posició sensor - veure codi sweep_x_3d
DBX=2;
DBY=13;
%y=funcswEEP_y_3d(WSTX,WSTY,DBX,DBY,npm,k,correccio)
%k=num puntos sensor

%Càlcul del flux incident al sensor per a cada obertura concreta
flux1=funcswEEP_y_3d(1,1,DBX,DBY,npm,50,desaliniament);
flux5=funcswEEP_y_3d(5,5,DBX,DBY,npm,50,desaliniament);
flux10=funcswEEP_y_3d(10,10,DBX,DBY,npm,50,desaliniament);
flux20=funcswEEP_y_3d(20,20,DBX,DBY,npm,50,desaliniament);
flux40=funcswEEP_y_3d(40,40,DBX,DBY,npm,50,desaliniament);

%Càlcul del flux total a partir de cada obertura concreta i de la
```

```
%posició de les obertures.
```

```
Fluxtot(1:length(flux1))=Fluxtot(1:length(flux1))+flux1;
```

```
Fluxtot (PM5*npm:PM5*npm+length(flux5)-1)=Fluxtot (PM5*npm:PM5*npm+length(flux5)-1)+flux5;
```

```
Fluxtot (PM10*npm:PM10*npm+length(flux10)-1)=Fluxtot (PM10*npm:PM10*npm+length(flux10)-1)+flux10;
```

```
Fluxtot (PM20*npm:PM20*npm+length(flux20)-1)=Fluxtot (PM20*npm:PM20*npm+length(flux20)-1)+flux20;
```

```
Fluxtot (PM40*npm:PM40*npm+length(flux40)-1)=Fluxtot (PM40*npm:PM40*npm+length(flux40)-1)+flux40;
```

```
%Graficar flux total resultant
```

```
figure;
```

```
plot(Fluxtot);
```

```
%Transformem flux en variació de freqüència
```

```
for x=1:(npm*lensim)
```

```
    fshifty(x)=-trapz(Fluxtot(1:x)/npm);
```

```
end
```

```
pmy=linspace(1,lensim,lensim*npm);
```

```
figure;
```

```
plot(pmy,fshifty);
```

```
%Desar les dades obtingudes
```

```
save curbasyproof143D.mat fshifty pmy Fluxtot;
```

8.4 Adquisició dades HP 53131A (comptador de freqüències)

El programa d'adquisició de dades de freqüència s'encarrega d'adquirir i desar dades de freqüència de ressonància en funció del temps des freqüencímetre HP 53131A. Es comunica amb l'instrument via GPIB, i realitza les següents funcions:

- Configuració inicial del HP 53131A
- Configuració del temps d'integració del HP 53131A
- Configurar nombre de mesures, directori on desar-les i observacions (informació) sobre la mesura.
- Obtenir mesures des del comptador de freqüències i emmagatzemar-les juntament amb l'instant de temps en què han sigut preses.

La Figura 8.1 mostra la interfase del programa.

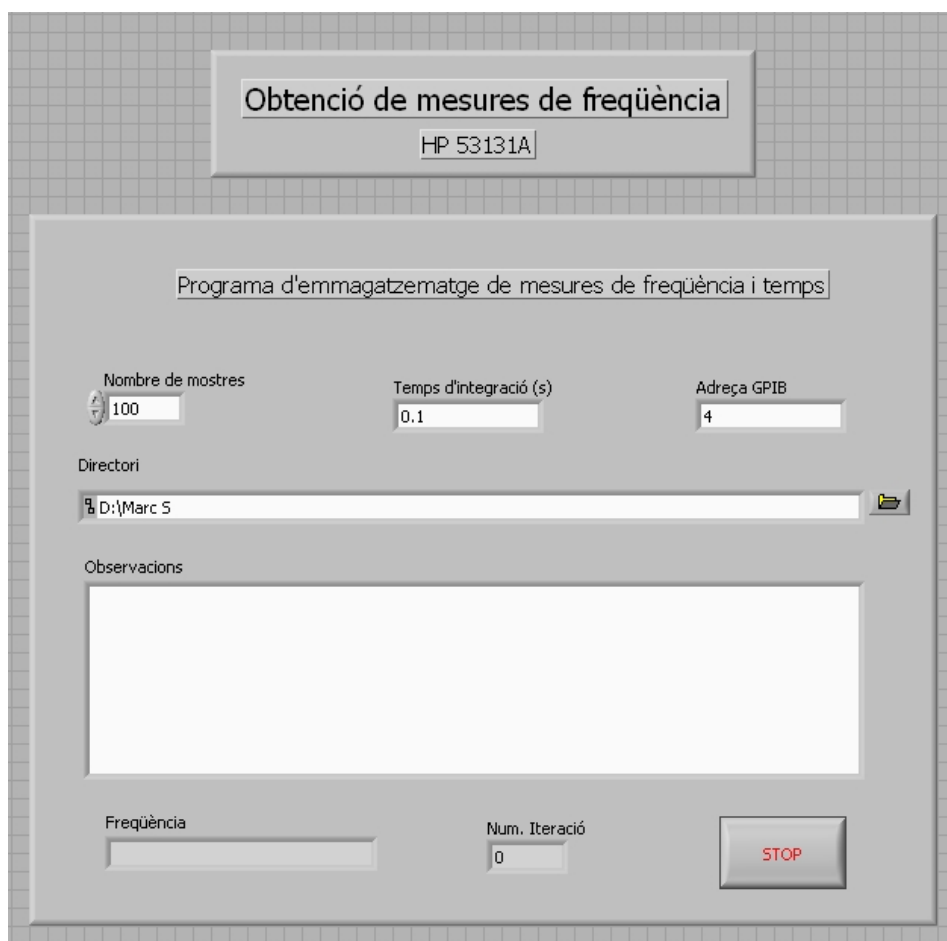


Figura 8.1: Interfase del programa d'adquisició de freqüència de ressonància

Aquest programa emmagatzema les dades de freqüència i temps en dues columnes separades per tabulacions. D'aquesta manera, les dades poden ser recuperades des de la majoria de programes de tractament de dades.

El CD que acompanya la memòria conté una còpia d'aquest programa en Labview v.8.5 on es pot observar millor com està programat.

CAPÍTOL 9: BIBLIOGRAFIA

- [All87] David W. Allan, **Time and Frequency (Time-Domain) Characterization, Estimation, and Prediction of Precision Clocks and Oscillators**, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. UFFC-34, NO. 6., 1987
- [All88] David Allan et. al, **Standard Terminology for Fundamental Frequency and TimeMetrology**, 42nd Annual Frequency Control Symposium, 1988
- [AMS] Austriamicrosystems AG, Austria, Disponible on-line a: <http://www.austriamicrosystems.com> , 2008
- [Analo] Analog Devices, Norwood, MA., Disponible on-line a: <http://www.analog.com/imems> , 2008
- [Arc06] J. Arcamone, G. Rius, et. al, **Micro/nanomechanical resonators for distributed mass sensing with capacitive detection**, Microelectronic Engineering 83, 2006
- [Arc08] Julien Arcamone, **Integration on Nanomechanical sensors on CMOS by Nanopatterning methods**, CNM/UAB, 2008
- [Bar71] James A. Barnes et. al, **Characterization of Frequency Stability**, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-20, No. 2, 1971
- [Bas04] R. Bashir, **BioMEMS: state-of-the-art in detection, opportunities and prospects**, Advanced DrugDelivery Reviews, vol. 56, pp. 1565-1586, 2004
- [Bie95] Jan Bientsman, Harrie A. C. Tilmans, Michel Steyaert, Robert Puers, **An Oscillator Circuit for Electrostatically Driven Silicon-Based One-Port Resonators**, The 8th International Conference on Solid-state Sensors and Actuators, and Eurosensors IX, 1995
- [Bro98] E.R. Brown, **RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits**, IEEE Trans. Microw.Theory Tech., vol. 46 (11), pp. 1868-1880, 1998
- [Bru07] J. Brugger et al., **Quick & Clean: Advances in High Resolution Stencil**

Lithography, E-nano newsletter (8), 207, p 22-28, 2007

[Cle02] A.N. Cleland, M.L. Roukes, **Noise processes in nanomechanical resonators**, Journal of Applied Physics, vol. 92 (5), pp. 2758-2769, 1993

[Cou04] L. Couteleau, T. Delhomme , **New sub one inch ultra stable oscillator**, IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Joint 50th Anniversary Conference, 2004

[Cha96] K.H.-L. Chau, S.R. Lewis, Y. Zhao, R.T. Howe, S.F. Bart, R.G. Marcheselli, **“An integrated forcebalancedcapacitive accelerometer for low-g applications**, Sensors and Actuators A., vol. 54, pp.472-476, 1996

[Dall] Dallas Semiconductors (Maxim), Disponible on-line a: <http://www.maxim-ic.com/> , 2008

[Egg05] S. Egger, A. Ilie, Y. Fu, J. Chongsathien, D.-J. Kang i M. E. Welland, **Dynamic Shadow Mask Technique: A Universal Tool for Nanoscience**, Nanoletters 5,15, 2005

[Ek05] K. L. Ekinci, **Electromechanical Transducers at the Nanoscale: Actuation and Sensing of Motion in Nanoelectromechanical Systems (MEMS)**, SMALL, 2005

[Ek05b] K. L. Ekinci, M. L. Roukes, **Nanoelectromechanical Systems**, REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS 76, 061101, 2005

[Eki04] Ekinci, K. L., X. M. H. Huang, and M. L. Roukes, **Ultrasensitive nanoelectromechanical mass detection**, Applied Physics Letters, 2004. 84(22): p. 4469-4471, 2004

[EXFO] EXFO, Disponible on-line a: <http://www.exfo.com/en/index.aspx> , 2008

[Fri00] J. Fritz, M. K. Baller, H. P. Lang, H. Rothuizen, P. Vettiger, E. Meyer, H. J. Güntherodt, Ch.Gerber, J. K. Gimzewski, **Translating Biomolecular Recognition into Nanomechanics**, Sciencevol. 288, pp. 316-318, 2000

[Gol99] C.L. Goldsmith, A. Malczewski, Z.J. Yao, S. Chen, J. Ehmke, D.H. Hinzl, **RF MEMS variablecapacitors for tunable filters**, Int. J. RF Microw. Comput-Aid. Eng., vol. 9 (4), pp. 362-

374, 1999

- [Hie00] C. Hierold, **Intelligent CMOS sensors**, Proc. of the IEEE MEMS 2000, pp. 1-6, 2000
- [HP] HP, **RF & Microwave Phase Noise Measurement Seminar**, Disponible a: <http://www.thegleam.com/ke5fx/gpib/pn.htm>, 1985
- [Ili00] B. Ilic, D. Czaplewski, H.G. Craighead, P. Neuzil, C. Campagnolo, C. Batt, **Mechanical resonant immunospecific biological detector**, Appl. Phys. Lett., vol. 77 (3), pp. 450-452, 2000
- [Ili04] Ilic, B., H. G. Craighead, S. Krylov, W. Senaratne, C. Ober, and P. Neuzil, **Attogram detection using nanoelectromechanical oscillators**, Journal of Applied Physics, 2004. 95(7): p. 3694-3703, 2004
- [Infin] Infineon Technologies, Munich, Germany, Disponible on-line a: <http://www.infineon.com/sensors/> , 2008
- [Jia00] H.T. Jiang, Y. Wang, J.L.-A. Yeh, N.C. Tien, **On-chip spiral inductors suspended over deep copper-lined cavities**, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48 (12), pp. 2415-2423, 2000
- [Ker06] Y. Kersalé, N. Boubekour, M. Chaubet, N. Bazin and V. Giordano, **New Temperature Compensated Sapphire-Rutile Resonator Oscillator**, International Frequency Control Symposium and Exposition, 2006 IEEE, 2006
- [Kes98] P.F. van Kessel, J.J. Hornbeck, R.E. Meier, and M.R. Douglas, **A MEMS-based projection display**, Proceedings of the IEE, vol. 86, no. 8, pp.1687-1704, 1998
- [Kra95] P. Krause, E. Obermeier, W. Wehl, **Backshooter-A New Smart Micromachined Single-chip Inkjet Printhead**, Digest of Technical Papers of Transducers'95, vol. 2. pp. 325-328, 1995
- [Kri05] K. Sundaresan, G. Ho, S. Pourkamali, and F. Ayazi, **A two-chip, 4-MHz microelectromechanical reference oscillator**, Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems(ISCAS'05), pp. 5461-5464, 2005

- [Lee00] Thomas H. Lee, Ali Hajimiri, **Oscillator Phase Noise: A Tutorial**, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35, No. 3, 2000
- [Li07] Li, M., H.X. Tang, and M. L. Roukes, **Ultra-sensitive NEMS-based cantilevers for sensing, scanned probe and very high-frequency applications**, Nature Nanotechnology, 2007. 2(2): p. 114-120, 2007
- [Mig98] M.A. Mignardi, **From IC's to DMD's**, Texas Instruments Technical J., vol. 15 (3), pp. 56-63, 1998
- [NaPa] NaPa (Emerging Nanopatterning Methods) - Contract no: NMP4-CT-2003-500120, Disponible on-line a: <http://www.phantomsnet.net/NAPA/index.php?project=3> , 2008
- [Ngu07] C.T.-C Nguyen, **MEMS technology for timing and frequency control**, IEEE Trans. Ultrason.Ferroelectr. Freq. Control, vol. 54 (2), pp. 251-270, 2007
- [Ngu98] C.T.-C Nguyen, L.P-B Katehi, G.M. Rebeiz, **Micromachined devices for wireless communications** , Proc. of the IEEE, vol. 86, no. 8, pp. 1756-1768, 1998
- [Ngu99] C.T.-C Nguyen and R.T. Howe, **An Integrated CMOS Micromechanical Resonator High-Q Oscillator**, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 34, no. 4, pp. 440-455, 1999
- [NIST] D.A. Howe, D.W. Allan, and J.A. Barnes (Time and Frequency Division, National Institute of Standards and Technology), Disponible on-line a: <http://tf.nist.gov/phase/Properties> , Juny 2008
- [PI] Physik Instrumente, Disponible on-line a: <http://www.physikinstrumente.com/> , 2008
- [Qiu01] Y. Y. Qiu, C. Azeredo-Leme, L. R. Alcácer, J. E. Franca, **A CMOS humidity sensor with on-chip calibration**, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 92, Issues 1-3, 1 August 2001, Pages 80-87, 2001
- [Qsen] Q-SENSE, Sweeden, Disponible on-line a: <http://www.q-sense.com/>, 2008
- [Rac04] Racz, Z., J.L. He, S. Srinivasan, W. Zhao, A. Seabaugh, K.P. Han, P. Ruchhoeft, and J. Wolfe, **Nanofabrication using nanotranslated stencil masks and lift off**, Journal of Vacuum Science & Technology B, 2004. 22(1): p. 74-7, 2004

- [Raz01] Behzad Razavi, **Design of Analog CMOS Integrated Circuits**, Mc Graw Hill International Edition, 2001
- [Rou08] M. L. Roukes, X. L. Feng, C. J. White, A. Hajimiri, **A self-sustaining ultrahigh-frequency nanoelectromechanical oscillator**, nature nanotechnology (ADVANCE ONLINE PUBLICATION) www.nature.com/naturenanotechnology, 2008
- [Rut91] Jacques Rutman, F. L. Walls, **Characterization of Frequency Stability on Precision Frequency Sources**, Proceedings of the IEEE, Vol. 79, No. 6, 1991
- [Sens] Sensirion - the sensor company, Disponible on-line a: <http://www.sensirion.com/> , 2008
- [Ver08] Jaume Verd Martorell, **Monolithic CMOS-MEMS Resonant Beams for Ultrasensitive Mass Detection**, UAB , 2008
- [Ver08b] J. Verd, Member, IEEE, A. Uranga, G. Abadal, J. L. Teva, F. Torres, J. López, F. Pérez-Murano, J. Esteve, and N. Barniol, Member, IEEE, **Monolithic CMOS MEMS Oscillator Circuit for Sensing in the Attogram Range**, IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 29, NO. 2, 2008
- [Vit88] Eric A. Vittoz, Marc G. R. Degrauwe, Serge Bitz, **High-Performance Crystal Oscillator Circuits: Theory and Application**, IEEE Journal of Solid-State Circuits No. 3, 1988
- [Yan06] Yang, Y.T., C. Callegari, X. L. Feng, K. L. Ekinici and M. L. Roukes, **Zeptogram-scale nanomechanical mass sensing**, Nano Letters, 2006. 6(4): p. 583-586, 2006

Marc Sansa Perna

Bellaterra, 16 de juny de 2008

El present projecte tracta sobre la caracterització d'oscil·ladors basats en ressonadors micro/nanoelectromecànics (M/NEMS) i la seva aplicació com a sensors de massa. Els oscil·ladors utilitzats es basen en un pont i una palanca ressonants M/NEMS, integrats en tecnologia CMOS.

En primer lloc s'ha fet una introducció teòrica als conceptes utilitzats per a entendre el funcionament i la caracterització dels dispositius. A continuació s'han realitzat proves per tal de caracteritzar els paràmetres importants per a l'ús dels oscil·ladors com a sensors de massa, com la seva estabilitat en freqüència. Per acabar s'han aplicat aquests sensors en la caracterització i modelització del flux de massa a través d'obertures de dimensions micromètriques.

The aim of the present project is the characterization of micro/nanoelectromechanical(M/NEMS)-based oscillators and their application as mass sensors. The studied oscillators are based on a bridge and a cantilever resonant M/NEMS, integrated in CMOS technology.

Firstly, an introduction to the concepts used to understand the operation and characterization of the devices has been written. Then important parameters for the oscillator working as a mass sensor, like his frequency stability, have been characterized. Finally, the sensors have been used in the characterization of flux passing through micrometer-size apertures.

El presente proyecto trata sobre la caracterización de osciladores basados en resonadores micro/nanoelectromecánicos (M/NEMS) y su aplicación como sensores de masa. Los osciladores utilizados se basan en un puente y una palanca resonantes M/NEMS, integrados en tecnología CMOS.

En primer lugar se ha realizado una introducción teórica a los conceptos utilizados para entender el funcionamiento y caracterización de los dispositivos. A continuación se han realizado pruebas para caracterizar los parámetros importantes para el uso de los osciladores como sensores de masa, como su estabilidad en frecuencia. Para terminar se han aplicado estos sensores en la caracterización y modelado del flujo de masa a través de aperturas de dimensiones micrométricas.

