
This is the **published version** of the bachelor thesis:

Ventura Camacho, Marc. *Node sensor sense fils autoalimentat per la detecció de fallades en bombes de buit a través de l'anàlisi de vibracions*. Treball de Final de Grau (Universitat Autònoma de Barcelona), 2026 (Grau en Enginyeria Electrònica de Telecomunicació)

This version is available at <https://ddd.uab.cat/record/336114>

under the terms of the  license.



Treball Fi de Grau

Grau d'Enginyeria Electrònica de Telecomunicació

**Node sensor sense fils autoalimentat per la detecció de fallades
en bombes de buit a través de l'anàlisi de vibracions**

Marc Ventura Camacho

Director: Gabriel Abadal Berini

Departament d'Enginyeria Electrònica

Escola d'Enginyeria

Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

Juliol 2026

Contingut del Treball Fi de Grau:

Pròleg.....	4
Paraules i Conceptes Clau	4
1. Introducció.....	5
1.1 Motivació i Objectius:	5
1.2 Tasques i cronograma:	6
1.3 Context i problemàtica industrial:.....	7
1.4 Estat de l'art i motivació per l'Energy Harvesting:	9
2. Marc teòric i Mètode d'Avaluació	9
2.1 Justificació normativa Estàndard ISO 10816-7:.....	10
2.2 Factor de conversió: De Velocitat (ISO) a Acceleració.....	11
2.3 Definició de les zones de salut i alarmes:.....	11
3. Setup Experimental i Modelatge del Transductor	12
3.1 Selecció del transductor piezoelèctric:	12
3.2 Sintonització de la ressonància:	14
3.3 Anàlisis amb generador de funcions i oscil·loscopi:	18
4. Arquitectura Hardware i mòduls actius	20
4.1 Gestor d'energia LTC3588-1:.....	20
4.2 Mòdul de comunicació BLE MDBT42Q (nRF52810):	24
5. Setup i Caracterització Experimental	26
5.1 Caracterització del transductor per vibració nominal:	26
5.1.1 Tensió en C.O i al xip - acceleració real de la bomba de buit:	26
5.1.2 Tensió en C.O i al xip - acceleració real de l'altaveu:	27
5.1.3 Mesura de l'efecte de càrrega del gestor de potència:	32
5.2 Problema energètic i solució proposada:	32
5.2.1 Problema energètic:	32
5.2.2 Opcions per solucionar problema energètic:	32
5.3 Modelatge electromecànic del transductor a PSPICE:	35
6. Disseny del Subsistema d'Energy Harvesting.....	38
6.1. Naturalesa de les impedàncies i règims de funcionament:	38
6.1.1 Impedància del transductor piezoelèctric:	38
6.1.2 Impedància del LTC3588-1, tres règims diferenciats:	38
6.1.3 Càlcul de la impedància del xip en la Fase A:.....	39
6.2 Agrupació de 6 transductors en sèrie - demostració analítica:	40
6.2.1 Validació de l'arrencada - Fase A (Buck apagat):	40
6.2.2 Validació de la sostenibilitat - Fase B (Buck actiu):.....	40

6.3. Modificació del Model Equivalent en PSPICE:	41
6.4 Validació analítica, balanç energètic per cicle:.....	43
6.4.1 Dimensionament del cicle de transmissió:	43
6.4.2 Validació energètica:	45
7. Emulació de la Transmissió i Detecció (VETC)	46
7.1 Arquitectura del mètode Energy-to-Time (VETC):.....	46
7.1.1 Principi de funcionament:.....	47
7.1.2 De variable mecànica a variable temporal:	47
7.2 Dinàmica del Cicle de Vida del Node (Duty Cycle):.....	47
7.3 L'estructura de la dada (paquet Beacon BLE):	48
7.4 Configuració i Validació de Programació:	48
7.4.1 Connexió i Programació amb Mòdul "Debug Out" de la placa DK:	48
7.4.2 Validació amb aplicació "nRF Connect" com a Estació Base:	50
8. Cost d'execució material	51
9. Conclusions	52
10. Ús de la Intel·ligència Artificial	53
11. Bibliografia.....	54

Pròleg

Aquest projecte analitza el disseny d'un sistema de monitorització autònom que pretén detectar vibracions perilloses en bombes de buit industrials, garantint un manteniment predictiu basat en l'Energy Harvesting. Mitjançant un transductor piezoelèctric sintonitzat a la freqüència de funcionament i ressonància de la bomba de 24,4Hz, es converteix l'energia vibracional generada en energia elèctrica per alimentar un sistema de transmissió. La solució adoptada utilitza sis transductors en sèrie, obtenint 25,2Vpp en circuit obert, que amb el gestor de potència LTC3588-1, produeix 7,52Vp als borns del gestor.

El mètode de detecció es basa en la correlació entre l'amplitud de l'acceleració de la bomba i la rapidesa de càrrega d'un dipòsit capacitatiu. Una variació en l'amplitud de les vibracions, tant per excés com per canvi de freqüència, es tradueix en una alteració del temps de càrrega del condensador d'emmagatzematge. Això indica un comportament anòmal d'acord amb l'estàndard ISO10816-7 [1], fent variar tant el temps de càrrega com també la freqüència de transmissió de paquets Bluetooth Low Energy (BLE). La viabilitat energètica es valida analíticament: l'energia emmagatzemada al condensador de 10μF per cicle (60,2μJ) supera l'energia mínima necessària per a la transmissió BLE considerant una eficiència del 80% (43,3μJ), permetent un cicle complet de càrrega i transmissió de com a màxim 327,5ms a l'acceleració nominal de la bomba de 1,06m/s².

El sistema permet prescindir de bateries i supercondensadors, minimitzant el manteniment del node i facilitant la monitorització en entorns industrials exigents.

Paraules i Conceptes Clau

Monitorització Predictiva, ISO10816-7, Energy Harvesting, Transductor Piezoelèctric, Adaptació d'Impedàncies, Gestor de Potència, Bluetooth Low Energy (BLE).

1. Introducció

1.1 Motivació i Objectius:

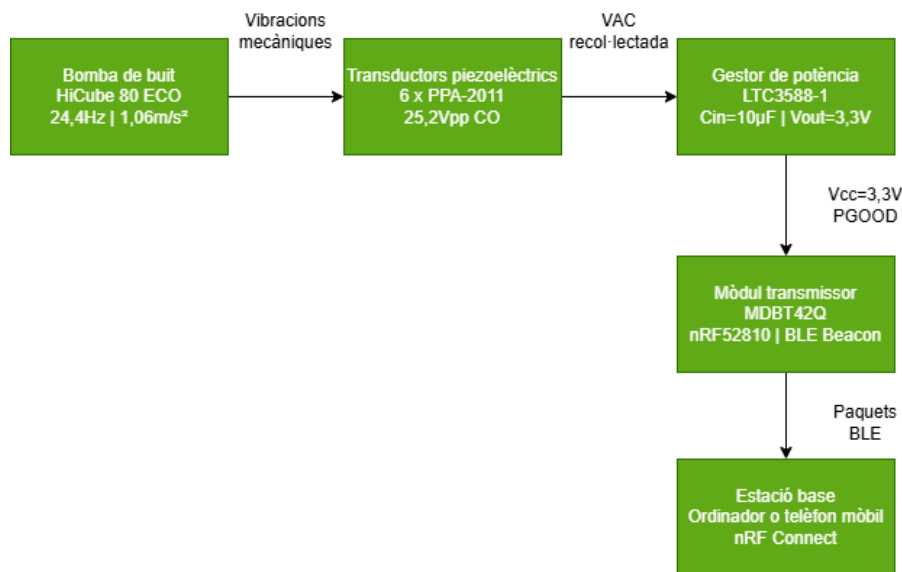
- Motivació:

Aquest TFG tracta de substituir els sistemes de manteniment predictiu en bombes centrífugues industrials, que utilitzen sensors que requereixen de bateries externes. Aquestes bateries suposen un cost de manteniment i acaben sent residus químics que es podrien evitar.

És per això que es proposa una solució equivalent, mitjançant el concepte de l'Energy Harvesting. Tracta de captar les vibracions de la pròpia bomba per avaluar el seu estat de salut sense requerir d'alimentacions externes ni de sensors extra.

Per donar resposta a aquesta motivació, el projecte s'articula al voltant de l'arquitectura del sistema corresponent a la figura 1. El sistema consta d'una font de vibracions (bomba de buit), un element recollector d'energia (transductor piezoelèctric), un subsistema de rectificació i emmagatzematge d'energia (gestor de potència LTC3588-1) i el node de transmissió sense fils (MDBT42Q). La interacció d'aquests blocs defineix el full de ruta dels objectius del projecte.

Figura 1 – Esquema sistema complet del projecte



- Objectiu general:

Dissenyar un sistema autònom capaç de realitzar un manteniment predictiu de bombes centrífugues industrials, mitjançant una estructura de "cantilever" (trampolí) amb un transductor piezoelèctric que recollecti l'energia generada per la bomba. Energia que ha de ser rectificada per un gestor de potència que proporcionï un senyal de sortida en DC a un SoC que transmeti una notificació mitjançant BLE cada cop que s'aconsegueixi emmagatzemar suficient energia per activar la sortida del gestor de potència. Aleshores s'avaluarà el temps transcorregut entre el penúltim i últim paquet rebut per valorar l'estat de salut de la bomba.

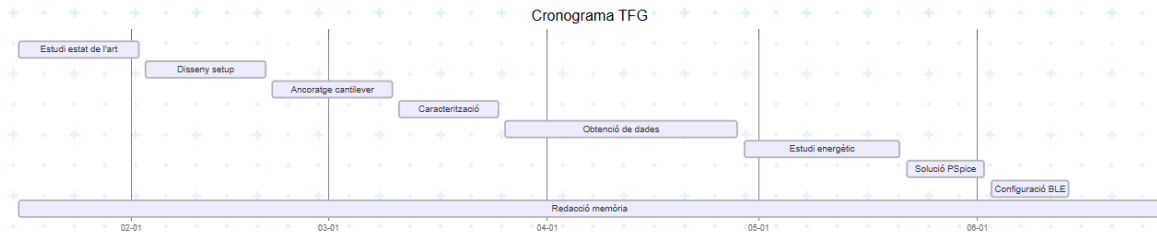
- Objectius específics:
 - Trobar un estàndard per avaluar la salut de la bomba.
 - Seleccionar els mòduls necessaris pel sistema.
 - Sintonitzar el cantilever a la freqüència de treball de 24,4Hz.
 - Avaluar el condensador necessari per emmagatzemar suficient energia per fer funcionar el sistema.
 - Assegurar l'autonomia energètica del sistema per transmetre notificació.
 - Proposar lògica per comparar temps de càrrega en estació base.
 - Definir l'estat de salut en funció del temps de càrrega del condensador.

1.2 Tasques i cronograma:

- Estudi de l'estat de l'art:
S'ha fet un estudi de l'efecte de les vibracions en bombes de buit i definit zones de salut en funció de la normativa ISO10816-7 [1]. Aleshores s'ha seleccionat el transductor piezoelèctric, gestor de potència de ultra-low power i el transmissor.
- Disseny del setup experimental:
S'ha muntat un shaker que consta d'una membrana d'altaveu que simula les vibracions d'una bomba de buit, per poder experimentar sense requerir la bomba.
- Ancoratge del cantilever:
S'ha fet un ancoratge rígid amb cargols per tractar d'obtenir propietats similars a les que indica el datasheet del transductor piezoelèctric [2].
- Caracterització del transductor:
S'ha mesurat la resposta freqüencial sense massa, però també amb una a l'extrem del cantilever per assegurar que la recollecció d'energia sigui màxima a la freqüència de treball de la bomba de 24,4Hz.
- Obtenció de dades:
S'ha connectat el transductor piezoelèctric amb el gestor de potència, analitzant tant la tensió recollida com l'acceleració mesurada tant a la bomba com a la membrana de l'altaveu.
- Estudi energètic:
Partint de les dades obtingudes s'han calculat impedàncies i tensions per vèncer els llindars i així fer funcionar el sistema, valorant la viabilitat a nivell energètic.
- Solució al problema energètic:
S'han valorat diferents opcions per fer funcionar el sistema. S'ha utilitzat PSpice per modelar el transductor i proposar una solució mitjançant una associació en sèrie. Aleshores s'ha validat la proposta mitjançant simulacions i anàlisi matemàtic.
- Configuració del transmissor:
S'ha proposat la configuració a seguir per programar el mòdul MDBT42Q en mode ultra-low power, mitjançant la placa de desenvolupament nRF52DK.

Les tasques queden resumides i classificades seqüencialment amb el cronograma de la figura 2, amb data d'inici al 16 de gener de 2026 i data final al 27 de juny de 2026.

Figura 2 – Cronograma del projecte



1.3 Context i problemàtica industrial:

Les bombes de buit són molt utilitzades en la indústria, però la seva naturalesa rotativa provoca vibracions que poden ser perjudicials i suposar un risc greu pel què fa a la producció si no es té un seguiment d'aquestes vibracions. En l'àmbit de fabricació de semiconductors es requereix d'una alta precisió, mesurada en l'ordre de nanòmetres [3]. Per aquest treball, s'ha seleccionat la bomba de buit HiCube80 ECO [4] que treballa a 24,4Hz i és molt utilitzada en laboratoris de R+D, litografia o fabricació de xips.

Figura 3 – Bomba de buit HiCube80 ECO [4]



En els processos de litografia avançada, l'exposició fotònica necessita un entorn de buit estricte per evitar la dispersió o absorció del feix de llum pels gasos atmosfèrics [5]. Pot semblar que la freqüència de treball de la bomba sigui inofensiva, però l'impacte de vibracions inusuals és catastròfic en el procés de litografia per les següents raons:

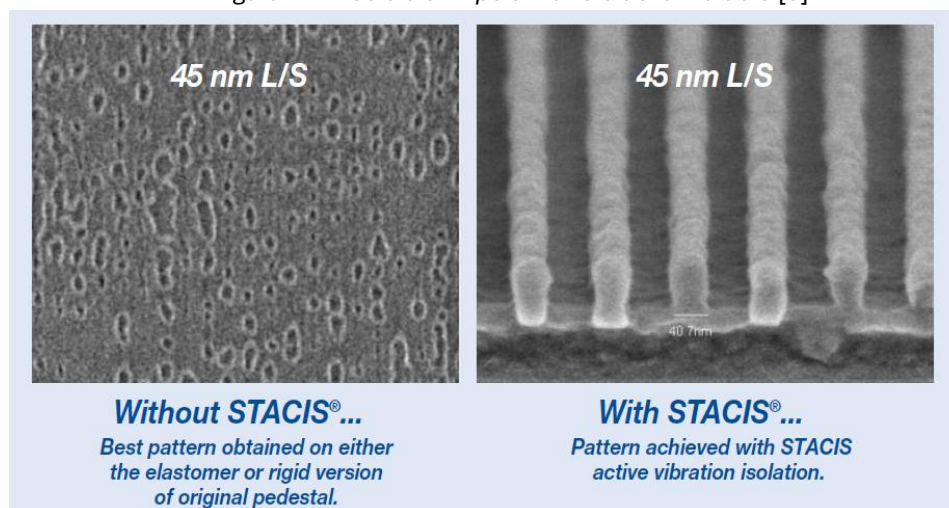
- **Fragilitat dels xips:**

La manipulació de xips requereix una sincronització absoluta entre els pins ejectors i elements de succió. Segons els estàndards actuals, els xips tenen una fragilitat extrema al ser d'un gruix que ronda els 20µm [6]. Una vibració inusual pot desalinejar aquests components diversos nanòmetres o fins i tot alguna micra, requerint sistemes de control de força i posició micromètrica per evitar danys mecànics durant la manipulació [6].

- **Degradació de la resolució en litografia:**

Les vibracions de la bomba es transmeten a través de l'estructura fins les eines de fotolitografia. Representen una amenaça crítica en processos de litografia avançada, on s'ha demostrat que la manca d'aïllament actiu degrada la resolució dels patrons, impedit assolir els llindars de disseny requerits a l'escala dels 45nm [3].

Figura 4 – Precisió en xips en funció de la vibració [3]



- **Buidatge inefficient i contaminació:**

La presència de vibracions no esperades no només compromet la integritat estructural de la bomba, sinó que degrada significativament la qualitat del procés de buidatge. L'augment de la pressió residual a causa d'un segellat deficient pot derivar en l'oxidació de capes metàl·liques sensibles [5]. Alhora, l'increment de temperatura en l'oli de lubricació causat per una fatiga mecànica excessiva, afavoreix el fenomen de retro-difusió d'oli (*oil backstreaming*) cap a la càmera de buit, contaminant les mostres [4].

- **Fatiga mecànica:**

Les vibracions constants a 24,4Hz acceleren la fatiga en les manxes i unions de buit, generant fuites intermitents que degraden la repetibilitat del procés. Per aquest motiu existeix l'estàndard ISO 10816-7 que classifica la salut de la bomba en funció de la seva velocitat de rotació [1]. El sistema de monitorització busca ser capaç de detectar aquesta fatiga en temps real.

1.4 Estat de l'art i motivació per l'Energy Harvesting:

Els sistemes de monitorització de vibracions convencionals en maquinària industrial es basen en acceleròmetres piezoresistius o MEMS connectats a unitats d'adquisició de dades amb alimentació externa o bé a nodes sense fils alimentats per bateria. Existeixen solucions comercials eficaces com les de SKF o Emerson, però presenten limitacions operatives en entorns industrials exigents. La substitució periòdica de bateries implica aturades de producció, cost de manteniment i generació de residus electroquímics [7].

Les alternatives d'Energy Harvesting per substituir les bateries en nodes de baix consum inclouen la conversió termoelèctrica i la captació d'energia solar entre altres. En el context d'una bomba de buit industrial, la conversió termoelèctrica és inviable per l'escàs gradient tèrmic disponible i la captació solar és inadequada en entorns tancats sense il·luminació natural. En canvi, la conversió piezoelèctrica de vibracions mecàniques és directament compatible amb la naturalesa vibratòria de la bomba i no requereix cap modificació sobre la pròpia màquina [4], [8].

En quant l'anàlisi i processament del senyal, els sistemes convencionals apliquen una FFT sobre l'acceleració mesurada per obtenir l'espectre de vibracions i identificar el problema [8]. Aquesta aproximació requereix un microcontrolador que treballi de forma contínua, amb consums de l'ordre de desenes de mA, que fan que sigui inviable alimentar-los exclusivament per Energy Harvesting. L'estàndard ISO 10816-7 [1] estableix, però, que per a màquines de baixa freqüència de rotació és suficient amb avaluar l'amplitud de les acceleracions sense necessitat de conèixer l'espectre freqüencial per classificar la bomba en zones de salut. Aquesta simplificació és la base del mètode VETC (*Vibrational Energy-to-Time Converter*) proposat per Panayanthatta et al. [7], que converteix l'amplitud de la vibració directament en un interval temporal mesurable a l'estació base, eliminant qualsevol processament continu al node de baix consum.

2. Marc teòric i Mètode d'Avaluació

Partint de les limitacions i explicacions de les seccions 1.3 i 1.4, el marc teòric del sistema es defineix a partir de dos pilars: l'estàndard de salut de la bomba i el mètode de detecció compatible amb les restriccions energètiques del node.

La idea és que en aquesta maquinària industrial, com és el cas d'una bomba de buit centrífuga, se li col·loqui un transductor piezoelèctric [2] que recollecti energia gràcies a les seves vibracions. Llavors s'ha classificat la salut de la bomba segons l'acceleració a la que vibra i per tant el temps que triga en carregar el condensador que emmagatzema l'energia:

- **Zona de salut nominal:**

Situació en què el transductor piezoelèctric recollecta la quantitat d'energia habitual. Per tant és la zona de salut en la què la bomba de buit està suposada a treballar idealment.

- **Zona de perill d'amplitud de les vibracions:**

El condensador que emmagatzema l'energia es carrega més ràpidament del que és normal en cas d'una vibració excessiva, que pot ser causat per un desequilibri o per coixinets en mal estat.

- **Zona de perill per canvi de freqüència:**

El condensador triga més temps del normal en carregar-se. Això indica que la freqüència ha canviat o que hi ha hagut una fallada estructural.

Com que es treballa a una freqüència fixa, habitualment les situacions perilloses es deuran a un canvi d'amplitud d'acceleració i no a un canvi de freqüència. Però es poden donar situacions en què canviï aquesta freqüència pel mal estat de l'estructura.

$$\omega = \frac{\pi \cdot n}{30} \rightarrow f = \frac{\pi \cdot n}{2\pi \cdot 30} \text{ on } n = \text{Velocitat rotacional (rpm)} [9]$$

2.1 Justificació normativa Estàndard ISO 10816-7:

La Categoria II de la ISO 10816-7 [1] (taula 1) és l'estàndard més adequat per classificar la bomba centrífuga utilitzada en aquest projecte.

Concretament s'escull la classe 1 d'aquest estàndard, que és per màquines que operen fins el rang de 200kW i per aplicacions que no són crítiques.

Taula 1 – Estàndard ISO 10816-7[1]

DIN ISO 10816-7		Category 1			Category 2			
Pump type	Rotor dynamic pumps with high reliability, availability or security requirements				Rotor dynamic pumps for general or less critical applications			r< 600 rpm
Power	<200 kw	>200 kw			<200 kw	>200 kw		0.5 rpm 1.0 rpm 2.0 rpm
Velocity v_a							Displacement Sp-p	
7.6	D			9.5	D			D
6.5	C			8.5	C			
10- 1000 Hz r> 600rpm	5.0			6.1				
2- 1000 Hz r< 600rpm	4.0			5.1	B			130
3.5	B			4.2				80
2.5				3.2				50
mm/s				mm/s			um	
rms	A			rms	A			A

A Newly commissioned machines

B Unrestricted long term operation

C Restricted long term operation

D Vibration causing damage

Els límits de velocitat del ISO 10816-7 serveixen per identificar els límits de salut de les bombes centrífugues. Es pot calcular el temps màxim de càrrega del condensador per a cada zona de salut, tenint en compte les amplituds d'acceleració corresponents.

Com s'havia introduït prèviament, es considera que la vibració és el millor paràmetre operatiu per jutjar condicions dinàmiques de baixa freqüència com ara el desequilibri, el desalineament, la soltesa mecànica, la ressonància estructural, una base poc rígida, la flexió de l'eix, el desgast excessiu dels coixinets o la pèrdua de pales del rotor [10]. Fet que facilita l'estudi i gestió energètica al no haver de recórrer a una FFT contínua.

2.2 Factor de conversió: De Velocitat (ISO) a Acceleració

La normativa ISO10816-7 [1] expressa la salut de les bombes en rangs de velocitat RMS (v_{rms}) en mm/s, però el transductor piezoelèctric reacciona a l'acceleració de la bomba. Per fer la conversió a la freqüència de treball de 24,4Hz, s'utilitza la següent relació física:

$$a_{pic}(g) = v_{rms} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 2\pi f}{1000mm \cdot 9,81m/s^2}$$

On:

- $f = 24,4Hz$ (freqüència de gir nominal).
- $\sqrt{2}$ (RMS a valor de pic, més rellevant per a l'excitació del piezoelèctric).
- Per obtenir el valor en g, es divideix el resultat per la gravetat ($9,81m/s^2$).

2.3 Definició de les zones de salut i alarmes:

Partint del factor de conversió anterior, es pot definir la taula 2, que classifica l'estat de salut de la bomba en funció de la seva amplitud d'acceleració. El temps de càrrega i transmissió màximes calcula a l'apartat 6.4.2.

Taula 2 – Salut de la bomba segons l'amplitud d'acceleració

Estat de la Bomba	Freq. Vibració	Velocitat ISO	Amplitud d'acceleració	Temps càrrega i TX màxim	Estat Alarma
Satisfactori (A)	24,4Hz	<5,1mm/s	<0,113g <1,106m/s ²	217,7-327,5ms	Verd
Alerta (B)	24,4Hz	5,1-8,5mm/s	0,113-0,188g 1,106-1,843 m/s ²	92-217,7ms	Taronja
Perill imminent (C)	24,4Hz	>8,5mm/s	>0,188g >1,843m/s ²	<92ms	Vermell
Anomalia estructural	≠24,4Hz	Variable	Variable	>500ms	Groc (Anomalia)

S'han realitzat mesures orientatives introductòries per conèixer l'amplitud d'acceleració mesurada i freqüència de treball de la bomba, mitjançant PhyPhox.

Dades recollides amb Phyphox:

- Amplitud d'acceleració $\approx 1m/s^2$ eix Y i Z.
- Freqüència de ressonància $\approx 24Hz$

Per tant, aquesta amplitud d'acceleració mesurada situaria l'estat de la bomba de buit pràcticament al límit satisfactori. Serveix per conèixer de manera aproximada l'ordre de les acceleracions i freqüències mesurades al llarg d'aquest estudi.

3. Setup Experimental i Modelatge del Transductor

3.1 Selecció del transductor piezoelèctric:

El transductor piezoelèctric amb estructura de cantilever (trampolí) utilitzat, és el “S230-J1FR-1808XB” amb referència de Mouser 509-PPA-2011 [2].

Per tant, del datasheet del transductor piezoelèctric es pot extreure l'elasticitat i massa efectiva dels piezoelèctrics tipus “2011” [2]. S'utilitzarà el Clamp 0, el muntatge típic ja que té la posició central de la pinça:

Es pot extreure el valor de $k_{eff}=573,67\text{N/m}$ i $m_{eff}=0,607\text{g}$ a partir de la taula 3, sabent que s'utilitza el Clamp 0.

Taula 3 – Rigidesa, massa efectiva i deflexió màxima del piezoelèctric [2]

Stiffness			
Parameter	Clamp -6	Clamp 0	Clamp 6
Effective Stiffness (N/m)	386.08	573.67	861.10
Effective Mass (g)	0.811	0.607	0.495
Max Tip Deflection (mm)	16.0	15.5	13.0

Sabent que la freqüència a la que treballa la bomba és de $\approx 24,4\text{Hz}$, la freqüència de la font de vibracions i per tant la del recol·lector d'energia també serà de $24,4\text{Hz}$. Les equacions s'extreuen de l'assignatura d'Aplicacions Multidisciplinàries [11], però es dedueixen de les expressions exposades a “Mechanical Vibrations” de Rao [12].

$$f_H = f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{eff}}{m_{eff} + m_{extra}}} \quad [11], [12]$$

$$m_{extra} = \frac{k_{eff}}{(2\pi \cdot f_H)^2} - m_{eff} = \frac{573,67}{(2\pi \cdot 24,4)^2} - 0,607 \cdot 10^{-3}$$

$$\mathbf{m_{extra} = 23,86g}$$

Per una massa afegida de $9,3\text{g}$, es poden extreure altres dades d'interès de la taula 5. Com per exemple el factor de qualitat, $Q=17,6$ pel Clamp 0 i l'ample de banda de $BW=2,2\text{Hz}$. A la vegada s'indica que la màxima deflexió a la punta del piezoelèctric és de $15,2\text{mm}$.

Taula 4 – Paràmetres sense massa afegida [2]

Dynamic displacement, no added tip mass, +/- 100 volt signal			
Parameter	Clamp -6	Clamp 0	Clamp 6
Resonant Frequency (Hz)	109.8	150.7	210.5
Half Power Bandwidth (Hz)	7.4	10.0	15.2
Q Factor	14.8	15.1	13.8
Peak to Peak Deflection at Resonance (mm)	12.5	12.6	9.6
Quasi Static Peak to Peak Deflection (mm)	0.8	0.8	0.6

Taula 5 – Paràmetres per una massa afegida de 9,3g [2]

Dynamic Displacement, 9.3 tip mass, +/- 100 volt signal			
Parameter	Clamp -6	Clamp 0	Clamp 6
Resonant Frequency (Hz)	31.1	38.7	47.3
Half Power Bandwidth (Hz)	2.0	2.2	2.6
Q Factor	15.6	17.6	18.2
Peak to Peak Deflection at Resonance (mm)	15.9	15.2	12.6
Quasi Static Peak to Peak Deflection (mm)	1.0	0.9	0.6

Els valors de la taula 6 sí que s'adeqüen gairebé perfectament a la freqüència mesurada amb Phyphox i la massa afegida del sistema calculada de forma analítica, però no a l'acceleració mesurada també amb Phyphox d'aproximadament 1m/s^2 .

Taula 6 – Paràmetres per freqüència de 24Hz [2]

Energy Harvesting Data for Middle Clamp Location									
Acceleration Amplitude (g)	Frequency (Hz)	Tip Mass (gram)	RMS Power (mW)	RMS Voltage (V)	RMS Current (mA)	Resistance (k Ω)	RMS Open Circuit	Peak to Peak Displacement (mm)	Peak to Peak Displacement (in)
0.25	154.0	0.0	0.1	0.9	0.1	7.0	2.3	0.6	0.03
0.50	152.0	0.0	0.4	1.2	0.3	4.0	3.7	1.0	0.04
1.00	149.0	0.0	1.2	2.0	0.6	3.3	6.0	1.6	0.06
2.00	147.0	0.0	4.0	4.5	0.9	5.1	9.2	2.6	0.10
0.25	60.0	3.5	0.5	2.3	0.2	10.5	6.3	1.6	0.06
0.50	60.0	3.4	1.5	3.7	0.4	9.0	9.1	2.3	0.09
1.00	60.0	3.3	4.3	7.9	0.5	14.7	14.8	4.3	0.17
2.00	60.0	3.4	10.4	13.7	0.8	18.2	23.3	6.9	0.27
0.25	24.0	25.3	4.1	9.9	0.4	24.0	23.3	4.8	0.19
0.50	24.0	25.3	11.5	21.3	0.5	39.4	35.9	7.9	0.31
1.00	23.8	25.3	31.0	31.0	1.0	30.9	49.6	12.0	0.47
2.00	23.0	25.3	34.0	34.0	2.0	17.2	61.5	18.5	0.73

Es pot aproximar de forma teòrica els valors d'aquests paràmetres per la massa trobada de 23,86g, que seran propers als que mostra la taula 6, al disposar de les dades per una freqüència de 24Hz amb una massa afegida de 25,3g com es comentava prèviament.

De la taula 4 es pot trobar la següent relació:

$$Q = \frac{f_H}{BW} = \frac{150,7\text{Hz}}{10\text{Hz}}; \mathbf{Q = 15,1}$$

Llavors pel cas en què hi ha una massa afegida de 9,3g (taula 5), hi ha un $Q=17,6$. Quan s'afegeix una massa, el factor de qualitat es sol estabilitzar [8] i per tant es pot aproximar que hi haurà un $Q \approx 18$.

I per tant l'ample de banda teòric, serà d'aproximadament:

$$BW = \frac{f_H}{Q} = \frac{24\text{Hz}}{18}; \mathbf{BW \approx 1,33\text{Hz}}$$

Al tenir un $Q \approx 18$ i per tant un ample de banda de $BW \approx 1,33\text{Hz}$, qualsevol variació en la freqüència de funcionament de la bomba implica una amplitud d'acceleració menor al desplaçar-se del seu pic, provocant així una caiguda notable de la potència recollida. Degut a que la potència mecànica i l'acceleració tenen una relació ($P \propto a^2$). Així s'assegura la detecció de qualsevol tipus d'anomalia, sense cap tipus d'excepció.

$$P_{mecànica} = \frac{M}{2\pi \cdot f_H} \cdot a_s^2 \cdot Q \quad [11]$$

3.2 Sintonització de la ressonància:

Tenint en compte que un cargol té una massa de 0,60g [13] i una femella és de 0,40g [14] tots dos d'acer inoxidable i de tipus M3 x 12mm:

Es proposa utilitzar dos cargols i dues femelles per fixar la massa al piezoelèctric que es calcula a continuació:

$$m_{subjecció} = 2 \cdot 0,60g + 2 \cdot 0,40g \rightarrow \mathbf{m_{subjecció} = 2g}$$

$$m_{alumini} = m_{total_afegida} - m_{subjecció} = 23,86g - 2g \rightarrow \mathbf{m_{alumini} = 21,86g}$$

Sabent la massa de la peça d'alumini a afegir, s'ha de trobar la longitud d'aquesta peça per complir amb la massa necessària, tenint en compte que es fixa un ample de 40mm, gruix de 4mm i considerant la seva densitat de 2700kg/m³.

$$m_{alumini} = \rho_{alumini} \cdot volum_{alumini}$$

$$l_{alumini} = \frac{m_{alumini}}{\rho_{alumini} \cdot w_{alumini} \cdot h_{alumini}} = \frac{21,86 \cdot 10^{-3}kg}{2700kg/m^3 \cdot 40 \cdot 10^{-3}m \cdot 4 \cdot 10^{-3}m}$$

$$\mathbf{l_{alumini} = 50,60mm}$$

Que es podria arrodonir a una longitud de 48-49mm i s'afegiria alguna femella extra en cas de requerir una massa superior per portar la freqüència de ressonància als 24,4Hz.

Aleshores s'han soldat dos cables a la secció de coure del pol positiu i del negatiu respectivament del transductor piezoelèctric, d'on s'extreu el senyal sinusoidal recollectat i des d'on es pot analitzar el senyal amb l'oscil·loscopi.

S'ha hagut de fer l'ancoratge tan rígid com s'ha pogut mitjançant 3 cargols i femelles a la base per subjectar l'estructura de cantilever amb transductor piezoelèctric. Ja que amb un setup més simple, la freqüència de ressonància obtinguda és diferent a l'esperada.

A les figures 5, 6 i 7 es pot veure que al fer un escombrat en freqüència amb $V_{pp}=1/3/5V$ provinents del generador de funcions cap al shaker que simula la bomba de buit, la freqüència de ressonància es troba als 66-67Hz després de crear l'estructura rígida. Encara lluny dels 150,7Hz teòrics per una estructura amb planxes d'acer perfectament fixades.

Figura 5 – Escombrat sense massa i altaveu amb $V_{pp}=1V$

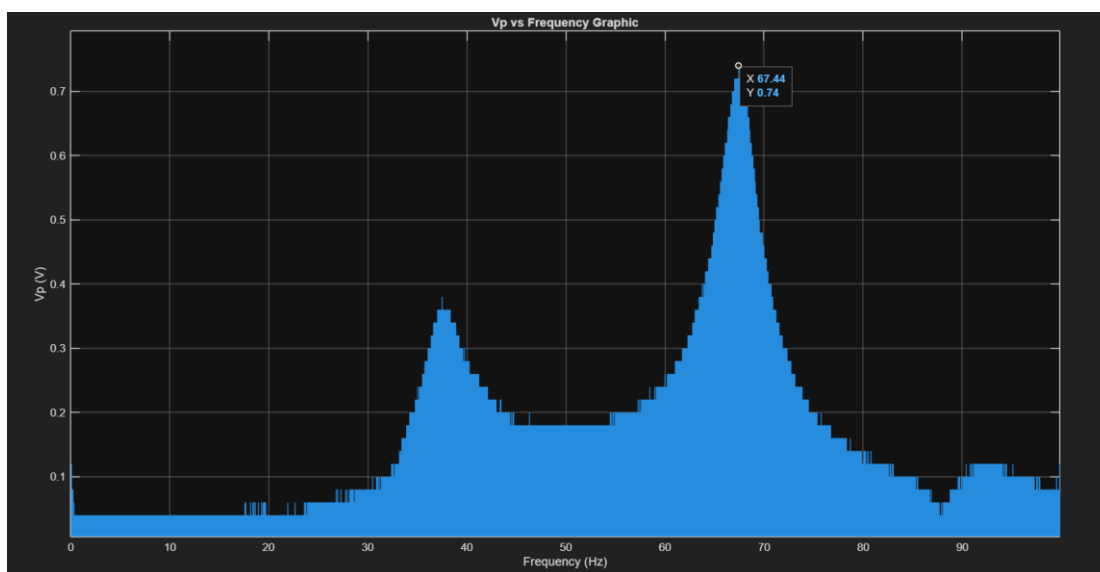


Figura 6 – Escombrat sense massa i altaveu amb $V_{pp}=3V$

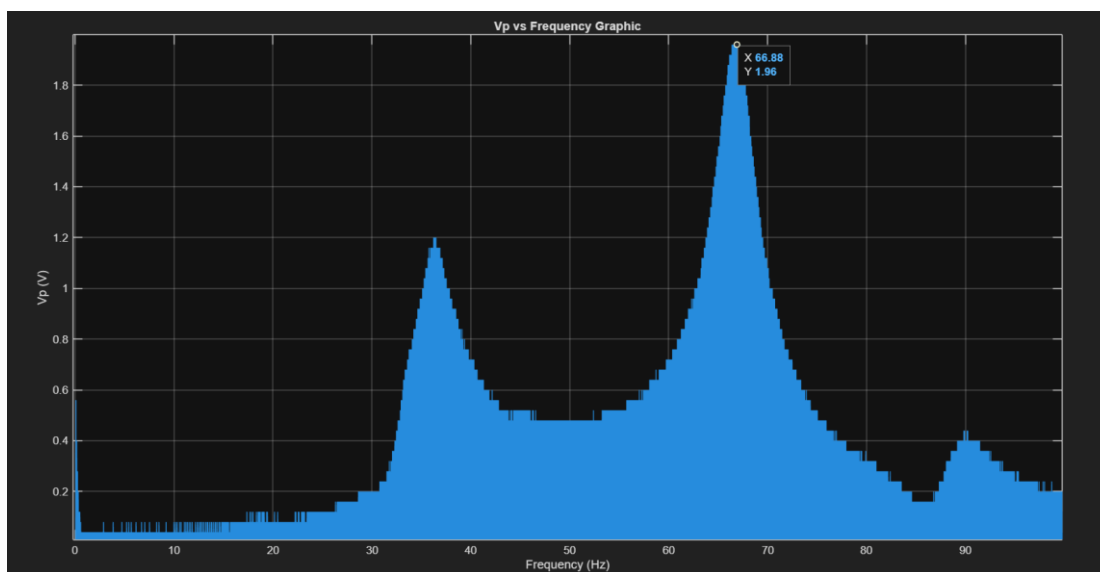
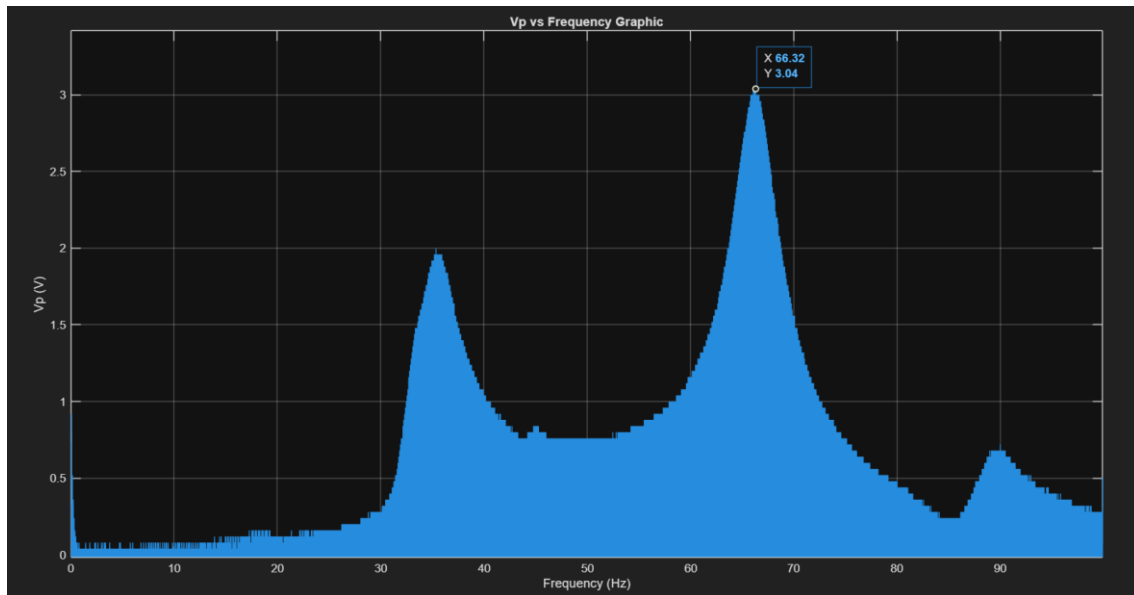


Figura 7 – Escombrat sense massa i altaveu amb Vpp=5V



Ara doncs, amb la freqüència real obtinguda es calcula la k_{eff} , assumint que realment la massa efectiva proporcionada pel datasheet és correcta:

$$f_H = f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{eff}}{m_{eff}}}$$

$$k_{eff} = m_{eff} \cdot (2\pi \cdot f_H)^2 = 0,607 \cdot 10^{-3} \cdot (2\pi \cdot 66)^2$$

$$k_{eff} = 104,38 \text{ N/m}$$

Aleshores es pot trobar la massa que s'ha d'afegir amb la nova rigidesa (k_{eff}):

$$m_{extra} = \frac{k_{eff}}{(2\pi \cdot f_H)^2} - m_{eff} = \frac{104,38}{(2\pi \cdot 24)^2} - 0,607 \cdot 10^{-3}$$

$$m_{extra} = 3,98 \text{ g}$$

S'ha provat d'afegir una massa de 6,6g (pràcticament el doble de la que s'ha calculat) mitjançant cargols i femelles a l'extrem, obtenint una freqüència de ressonància de 28Hz, més propera als 24,4Hz buscats però refutant el càlcul anterior. La discrepància entre la freqüència de ressonància teòrica i real, es deu a que la rigidesa del sistema creat realment no és la que reflecteix el datasheet.

Degut a que es suposa un ancoratge ideal, mentre que el que s'ha aconseguit realitzar no és suficientment per mantenir les propietats anomenades al datasheet [2]. Disminuint així aquesta k_{eff} i a la vegada això mateix suposa un augment de la massa efectiva del sistema

de manera proporcional com s'entén a la següent expressió. Ja que al no estar perfectament ancorat "s'afegeix" una massa paràsita que no es tenia en compte.

$$f_H = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{eff}}{m_{eff}}}$$

També hi pot haver algun lleuger desajust pel què fa a la longitud del cantilever que afecti a la rigidesa (k_{eff}):

$$k_{eff} = \frac{E}{4} \cdot w \cdot \frac{t^3}{l^3} [11], [12]$$

Totes aquestes discrepàncies, acaben suposant aquest desplaçament inicial de la freqüència de ressonància des dels 150,7Hz teòrics fins als 66Hz reals.

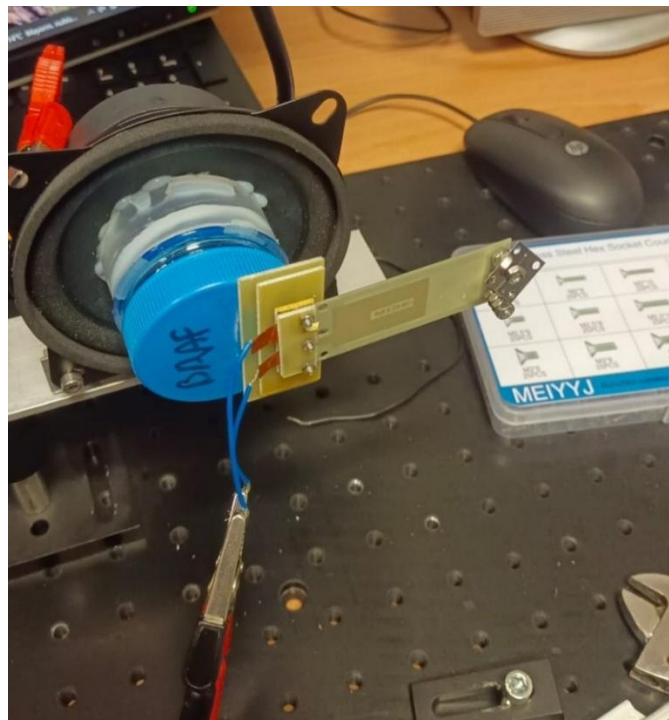
Finalment, s'ha acabat afegint femelles fins que s'ha obtingut la freqüència de ressonància buscada de 24,4Hz. S'ha hagut de col·locar 3 cargols de M3 x 12mm i un total de 12 femelles + una peça extra (6,6g + 0,4g) tots d'acer inoxidable tal i com es veu a la figura 8.

Les dimensions de la peça són de 15mmx15mm i els seus forats de 4,8mmx4,8mm.

$$massa\ pe\ca = (15 \times 15 \times 0,3 \cdot 10^{-3} m - 4,8 \times 4,8 \times 0,3 \cdot 10^{-3} m) \cdot 7,93 \frac{kg}{m^3} = \mathbf{0,4g}$$

$$massa\ total = 3 \cdot 0,6g + 12 \cdot 0,4g + 0,4g \rightarrow \mathbf{massa\ total = 7g}$$

Figura 8 – Setup del shaker + cantilever amb massa afegida



3.3 Anàlisi amb generador de funcions i oscil·loscopi:

Aleshores s'ha mesurat el senyal recollert pel transductor piezoelèctric en aquestes darreres condicions mitjançant l'oscil·loscopi, obtenint una sinusoidal perfecta. Després s'ha fet l'escombrat en freqüència des d'1-100Hz amb una $V_{pp}=1/3/5V$ en 50s amb escala de 5s/div i 2V/div. Sincronitzant l'oscil·loscopi amb l'escombrat realitzat pel generador de funcions, fent que l'oscil·loscopi actuï com un analitzador de xarxes.

També s'aprecia que alimentant el shaker amb tensions pic a pic superiors, la tensió de pic mesurada creix ràpidament al provocar una vibració major, vist a les figures 9, 10 i 11.

Figura 9 – Escombrat per massa i altaveu amb $V_{pp}=1V$

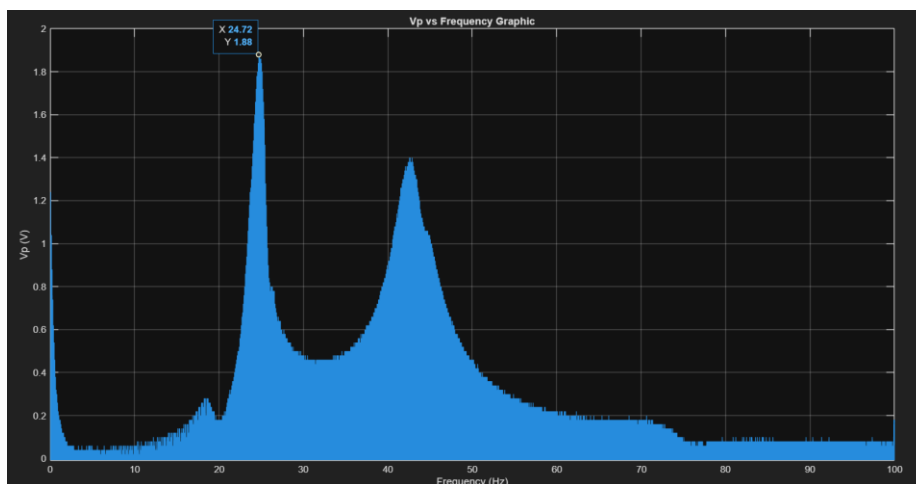


Figura 10 – Escombrat per massa i altaveu amb $V_{pp}=3V$

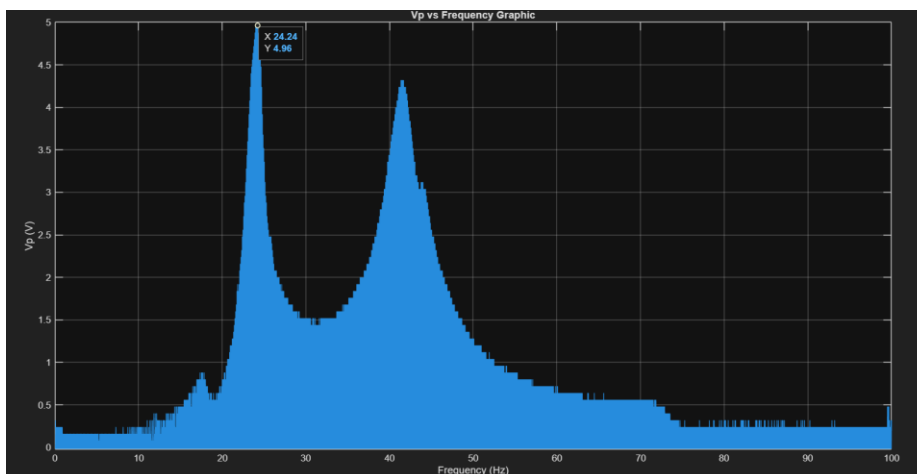
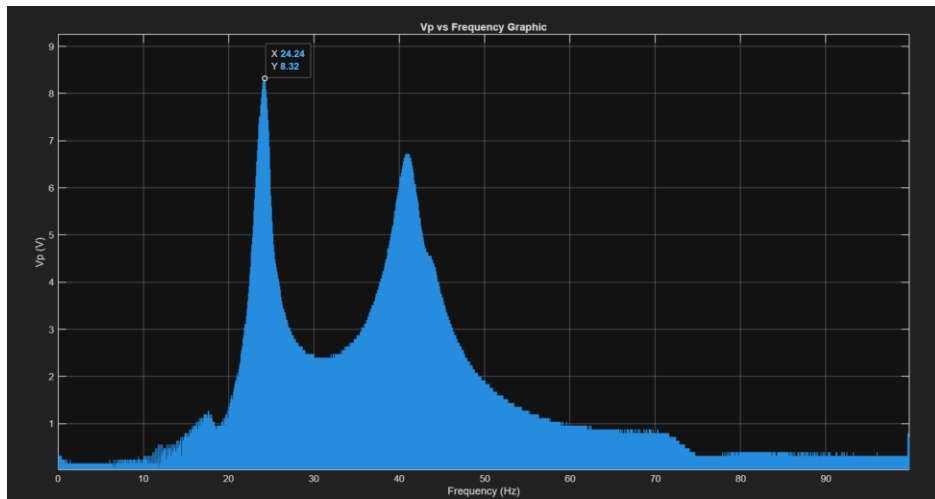


Figura 11 – Escombrat per massa i altaveu amb $V_{pp}=5V$



Els pics de freqüència amb la massa afegida es troben entre els 24-25Hz tal i com s'esperava. S'ha hagut de fer l'escombrat explicat prèviament de 1-100Hz amb una duració de 50s perquè el transductor tingués temps a reaccionar als canvis d'amplitud d'acceleració, que no podria identificar fàcilment si la duració de l'escombrat fos menor.

També s'ha demostrat la freqüència de ressonància quan no hi ha una massa afegida està als 66-67Hz com s'indicava a les figures 5, 6 i 7. El segon pic de ressonància en tots dos casos, és el del propi altaveu utilitzat per simular la bomba de buit, que per tant a la bomba de buit és inexistent.

Com es pot apreciar, el fet d'afegir una massa desplaça la freqüència de ressonància cap a la freqüència d'interès, però a la vegada també serveix per obtenir una deflexió major al transductor piezoelèctric i per tant obtenir amplituds de vibració majors. Això s'acaba transformant en una tensió de pic (V_p) major i per tant en més energia recollida.

4. Arquitectura Hardware i mòduls actius

4.1 Gestor d'energia LTC3588-1:

L'extracció de càrrega d'un transductor piezoelèctric presenta el repte d'operar amb impedàncies altes i corrents extremadament baixos. Per aquesta aplicació, s'ha seleccionat el circuit integrat LTC3588-1 [15] de Linear Technology (implementat mitjançant la placa d'avaluació de SparkFun [16]) pensat per sistemes d'Energy Harvesting com indica el propi datasheet [15]. Aquest component serveix per rectificar i emmagatzemar el senyal recollertat pel transductor piezoelèctric.

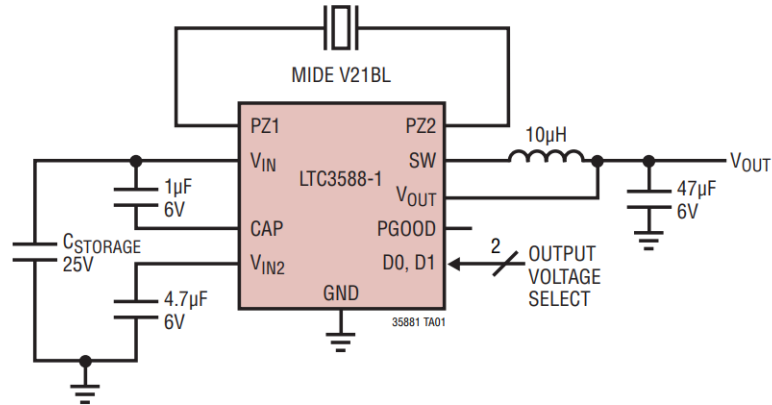
- **Pins 1 i 2:** Als pins “**PZ1**” i “**PZ2**”, s’hi solden els dos cables del piezoelèctric que transmeten el senyal AC recollertat. En aquests pins hi ha un pont de díodes intern que fa la rectificació d’ona completa del senyal AC recollertat. [15]
- **Pin 3:** És el pin “**CAP**”, que fa de rail intern referenciat a Vin que controla la porta de l'interruptor PMOS Buck. S’ha de connectar una capacitat de 1µF fixa entre Vin i CAP per garantir el funcionament anteriorment comentat i no està pensat com a rail extern. [15]
- **Pin 4:** El pin “**Vin**” és la tensió d’entrada ja rectificada al haver passat pel pont de díodes. Un condensador en aquest pin fa de dipòsit d’energia i alimentació d’entrada pel regulador Buck. Aquesta tensió d’entrada està limitada a 20V. [15]
- **Pin 5:** És el pin “**SW**” (switch pin) pel regulador de commutació Buck. S’ha de connectar almenys un inductor de com a mínim 10µH des de SW cap a Vout. [15]
- **Pin 6:** El pin de “**Vout**”, que és el pin utilitzat per a extreure la tensió de sortida seleccionada. [15]
- **Pin 7:** Pin de “**Vin2**”, el rail de baix voltatge intern utilitzat com a senyal de porta per l'interruptor NMOS Buck. Serveix també com a rail de nivell lògic alt pels bits de selecció de tensió de sortida D0 i D1. S’ha de connectar una capacitat de 4,7 µF pel seu funcionament, entre Vin2 i GND. No està pensat com a rail extern del sistema. [15]
- **Pins 8 i 9:** Són els pins “**D1**” i “**D0**” respectivament, els bits de selecció de tensió de sortida. S’han de connectar o bé a nivell alt (Vin2) o a nivell baix (GND) per seleccionar la tensió de sortida necessària seguint la taula 7. [15]
- **Pin 10:** El pin de “**PGOOD**” (power good), que està en nivell lògic alt quan indica que la Vout es troba per sobre del 92% del valor final que es vol obtenir. El nivell lògic alt està referenciat al rail de Vout. [15]
- **Pin 11:** És el “**GND**”, que hauria d’estar connectat a un pla de terra continu a la segona capa del circuit imprès mitjançant diverses vies sota el LTC3588-1. [15]

La figura 12 serveix de referència per entendre el funcionament i connexions necessàries per fer funcionar el gestor de potència.

Figura 12 – Esquema del gestor de potència LTC3588-1 [15]

TYPICAL APPLICATION

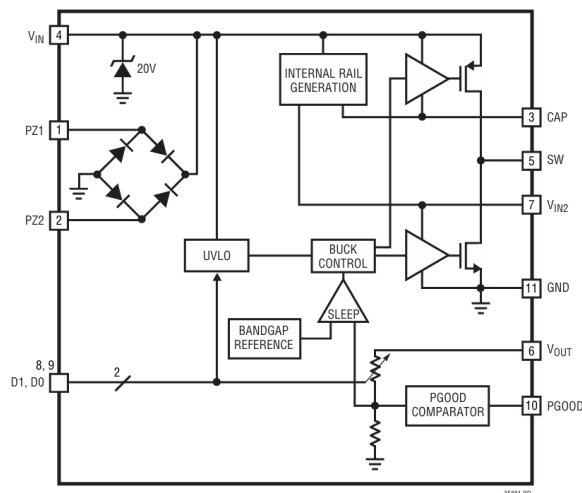
100mA Piezoelectric Energy Harvesting Power Supply



El diagrama de blocs del LTC3588-1 de la figura 13 [15] exposa l'arquitectura interna del mòdul, dividida en dues etapes funcionals: un rectificador d'ona completa de baixes pèrdues que porta el senyal cap a la línia de Vin ja en DC, i un convertidor reductor (Buck) regulat per un control histèresis. Aquest laç de control utilitza un llindar de bloqueig UVLO per activar la transferència d'energia cap a la sortida en ràfegues, minimitzant el consum en repòs.

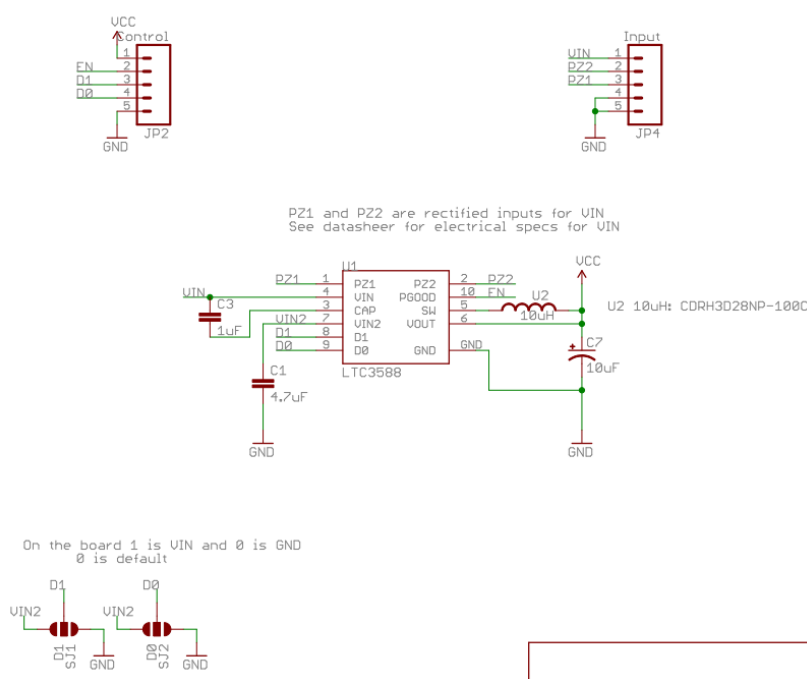
Figura 13 – Diagrama de blocs del gestor de potència [15]

BLOCK DIAGRAM



Es va decidir comprar el model LTC3588-1 de SparkFun [16] com s'ha mencionat, ja que com s'indica a l'esquemàtic de la figura 14, ja hi són incorporades les capacitats i bobina necessàries pel seu funcionament. Únicament s'ha de redimensionar la Cin de 10 μ F en cas de ser necessari per emmagatzemar l'energia i incloure una Cout que s'encarregui d'evitar els pics de corrent perillosos.

Figura 14 – Esquemàtic de la placa SparkFun [16]



Aleshores s'ha configurat el mòdul LTC3588-1 de SparkFun per fer-lo amb Vout=3,3V:

1. Configurar D0 i D1 :

S'ha de fer que D1=1 i que D0=0 connectant-los a Vin2 i GND respectivament, així s'obtenen els 3,3V de sortida com indica la taula 7 [15] . Els 3,3V seran suficients per poder alimentar un mòdul de comunicació que transmeti paquets de dades. Aleshores el LTC3588-1 ja sap que treballa amb els llindars de Vin (5,05V-3,67V).

Taula 7 – Tensió de sortida en funció dels valors D0 i D1 [15]

Table 1. Output Voltage Selection

D1	D0	V _{OUT}	V _{OUT} QUIESCENT CURRENT (I _{VOUT})
0	0	1.8V	44nA
0	1	2.5V	62nA
1	0	3.3V	81nA
1	1	3.6V	89nA

2. Cicle de l'UVLO:

- **Fase Càrrega:** Tal i com indica la taula 8 [15], fins que la V_{in} no arriba al $V_{in\text{rising}}=5,05V$ el mòdul carrega la capacitat d'entrada mentre el convertidor Buck intern està apagat.
- **Fase Activació:** Al arribar a $V_{in}=5,05V$ sí que s'encén el Buck i deixa sortir els 3,3V per alimentar el transmissor, havent activat prèviament el PGOOD.
- **Fase Descàrrega:** Mentre s'alimenta el transmissor amb l'energia recollectada, la V_{in} va caient. Es mantenen els 3,3V de sortida fins que s'arriba al $V_{in\text{falling}}=3,67V$, en aquest moment es deixa d'alimentar el transmissor.

Taula 8 – Esquemàtic de la placa SparkFun [15]

V_{IN} Rising	1.8V Output Selected; D1 = 0, D0 = 0	●	3.77	4.04	4.30	V
	2.5V Output Selected; D1 = 0, D0 = 1	●	3.77	4.04	4.30	V
	3.3V Output Selected; D1 = 1, D0 = 0	●	4.73	5.05	5.37	V
	3.6V Output Selected; D1 = 1, D0 = 1	●	4.73	5.05	5.37	V
V_{IN} Falling	1.8V Output Selected; D1 = 0, D0 = 0	●	2.66	2.87	3.08	V
	2.5V Output Selected; D1 = 0, D0 = 1	●	2.66	2.87	3.08	V
	3.3V Output Selected; D1 = 1, D0 = 0	●	3.42	3.67	3.91	V
	3.6V Output Selected; D1 = 1, D0 = 1	●	3.75	4.02	4.28	V

3. Senyal PGOOD:

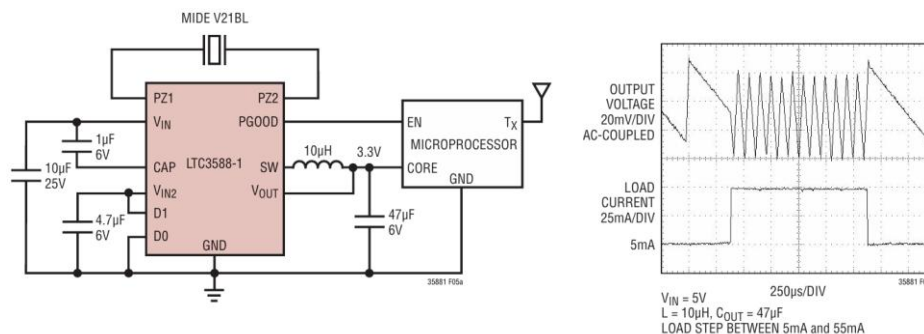
Quan V_{out} arriba al 92% del valor esperat, s'activa al nivell alt lògic, avisant al transmissor que pot despertar i operar amb l'energia que se li subministra.

La C_{in} és la capacitat que emmagatzema l'energia generada per alimentar el SoC de transmissió i la placa Sparkfun en porta una de sèrie de $10\mu F$. [16]

La C_{out} serveix per absorbir pics de corrent quan el SoC s'encén, per tant amb una C_{out} de $47\mu F$ ja hauria de ser suficient, ja que el datasheet diu que mínim ha de ser $10\mu F$ [15].

El sistema a dissenyar és el de la figura 15 [15], on el pin de sortida alimenta un mòdul transmissor que cada cop que s'encén al rebre el senyal PGOOD envia un paquet de dades a l'estació base. El "Midé V21BL" és un altre tipus de transductor piezoelèctric semblant al que s'ha escollit per aquest projecte.

Figura 15 – Esquema del sistema a realitzar [15]



4.2 Mòdul de comunicació BLE MDBT42Q (nRF52810):

Per a la transmissió sense fils dels paquets de dades corresponents a l'estat de la bomba, cal un sistema que tingui un consum energètic molt baix mentre espera despertar [7]. S'ha descartat l'ús de plaques de desenvolupament genèriques com la nRF52DK [17] com a node final, ja que incorporen components com LEDs o xips de depuració externs que afegeixen corrents de fuga paràsits que són crítics per l'Energy Harvesting.

El nRF52DK és una placa de desenvolupament. Conté dos elements soldats permanentment i connectats entre si:

- Un xip programador (el J-Link de SEGGER) que es connecta per USB a l'ordinador i permet escriure firmware [17].
- Un xip nRF52832 que és el microcontrolador real on corre el codi [17].

Aquests dos xips comparteixen alimentació i estan connectats entre ells per les pistes de la pròpia PCB. No es pot tenir un sense l'altre en funcionament.

L'arquitectura escollida, es basa en el mòdul compacte MDBT42Q Click [18], governat pel SoC nRF52810 [19] de Nordic Semiconductor. S'ha seleccionat per aquestes raons:

- **Raó 1 — L'energia disponible**

El consum en repòs del mòdul MDBT42Q Click, és d'únicament 0,3µA tal i com indica la taula 9 [19]. No fa falta que retengui informació, ja que la pròpia estació base realitza la lògica per crear intervals temporals entre missatges BLE [7]. És suficient i ideal que el transmissor despertí amb un reset (senyal PGOOD), aconseguint minimitzar les fuites de corrent durant la càrrega del condensador d'emmagatzematge del gestor LTC3588-1.

Taula 9 – Consum en repòs del MDBT42Q (nRF52810) [19]

5.2.1.3 Sleep

Symbol	Description	Min.	Typ.	Max.	Units
I _{ON_RAMOFF_EVENT}	System ON, No RAM retention, Wake on any event		0.6		µA
I _{ON_RAMON_EVENT}	System ON, Full 24 kB RAM retention, Wake on any event		0.8		µA
I _{ON_RAMON_POF}	System ON, Full 24 kB RAM retention, Wake on any event, Power fail comparator enabled		0.8		µA
I _{ON_RAMON_GPIOTE}	System ON, Full 24 kB RAM retention, Wake on GPIOTE input (Event mode)		3.3		µA
I _{ON_RAMON_GPIOTEPORT}	System ON, Full 24 kB RAM retention, Wake on GPIOTE PORT event		0.8		µA
I _{ON_RAMON_RTC}	System ON, Full 24 kB RAM retention, Wake on RTC (running from LFRC clock)		1.5		µA
I _{ON_RAMOFF_RTC}	System ON, No RAM retention, Wake on RTC (running from LFRC clock)		1.4		µA
I _{ON_RAMON_RTC_LFXO}	System ON, Full 24 kB RAM retention, Wake on RTC (running from LFXO clock)		1.1		µA
I _{ON_RAMOFF_RTC_LFXO}	System ON, No RAM retention, Wake on RTC (running from LFXO clock)		1.0		µA
I _{OFF_RAMOFF_RESET}	System OFF, No RAM retention, Wake on reset		0.3		µA
I _{OFF_RAMON_RESET}	System OFF, Full 24 kB RAM retention, Wake on reset		0.5		µA

En canvi el nRF52DK fins i tot sense l'USB connectat, necessita alimentar el J-Link, els LEDs, els reguladors de tensió i tots els components de la placa.

Tot i que no hi ha cap dada verificable del consum total mínim del DK, el propi User Guide de Nordic diu que pel J-Link quan l'USB no està alimentat, el microcontrolador d'interfície (*interface MCU*) es troba en estat de repòs i consumirà un corrent addicional de $\sim 20 \mu\text{A}$ per tal de mantenir la funcionalitat del botó de reset [17], sense considerar el consum requerit per la resta de components.

Per posar-ho en perspectiva: si el MDBT42Q consumeix $0,3 \mu\text{A}$ en repòs i el J-link sol ja consumeix $20 \mu\text{A}$, el nRF52DK consumeix com a mínim 66 vegades més energia que el MDBT42Q.

- **Raó 2 — No es pot connectar el harvester directament**

El LTC3588-1 entrega una tensió de sortida que varia entre 1,8V i 3,6V depenent de la configuració [15]. Al DK, el pin d'alimentació del nRF52832 passa obligatòriament per un regulador de tensió intern de la placa i per uns díodes de protecció que introdueixen una caiguda de tensió addicional. Amb una sortida de 3,3V del LTC3588-1, aquesta caiguda pot arribar a deixar el nRF52832 per sota del seu mínim de funcionament de 1,7V.

Al MDBT42Q el pin 11 és VDD directe, sense cap component entre el LTC3588-1 i el transmissor, sent una connexió directa sense cap caiguda de tensió extra [18].

- **Raó 3 — Les modificacions necessàries inutilitzen el DK com a eina de programació**

Per aïllar suficientment el nRF52832 (el xip intern del nRF52DK) de la resta de la placa i així baixar el consum, s'han de fer els talls documentats al nRF52DK User Guide [17] a la placa:

- SB9: per aïllar el domini d'alimentació
- SB5, SB6, SB7, SB8: per desconectar els quatre LEDs dels GPIOs
- SB13, SB14, SB15, SB16: per desconectar les línies UART de la Interface MCU
- SB12: per evitar la caiguda dels díodes de protecció

Són fins a 10 talls físics irreversibles a fer a la PCB. Un cop fets, la placa ja no funciona més com a eina de desenvolupament. Es perd l'eina necessària per programar el node.

- **Raó 4 — Dimensions**

El nRF52DK fa $112 \times 64 \text{mm}$ i és “pesada” tenint en compte que ha d'anar físicament muntat sobre la bomba de buit, un entorn industrial amb vibracions constants. El MDBT42Q fa $42,9 \times 25,4 \text{mm}$ [18] i és més lleugera. No és una diferència menyspreable, ja que un component gran i pesat sobre un sistema vibratori, introdueix masses paràsites que afecten directament a la freqüència de ressonància i amplitud de la vibració.

5. Setup i Caracterització Experimental

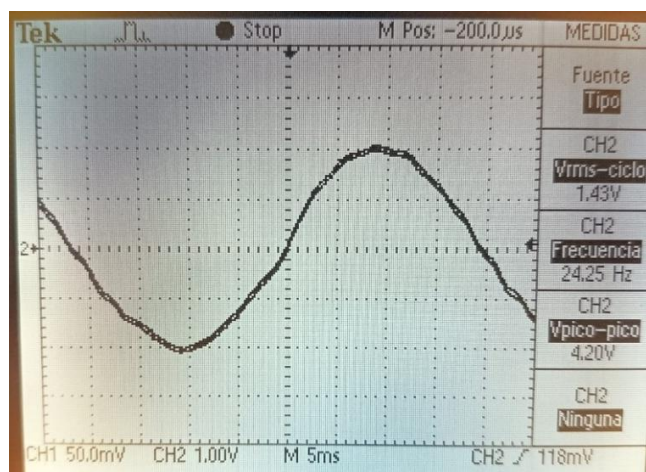
5.1 Caracterització del transductor per vibració nominal:

En col·laboració amb el TFG de l'Àlex Camps, s'ha recorregut a l'acceleròmetre ADXL335 [20] utilitzat en el seu treball per tenir mesures més exactes de l'acceleració de la vibració tant a la bomba de buit com al shaker:

5.1.1 Tensió en C.O i al xip - acceleració real de la bomba de buit:

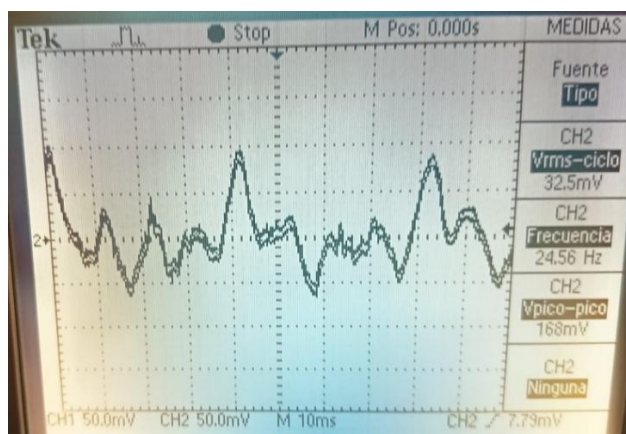
La figura 16 mostra la tensió AC en circuit obert extreta pel transductor piezoelèctric al ser col·locat sobre la bomba de buit, amb un valor de 1,43Vrms i per tant 4,2Vpp.

Figura 16 – VAC en CO generada per la bomba de buit



Aleshores s'ha utilitzat l'acceleròmetre com ja s'havia comentat per conèixer l'acceleració real de la bomba de buit. S'obté el senyal de la figura 17, havent de fer un factor de conversió de la tensió V_{rms} per extreure'n el valor d'interès, l'acceleració de la vibració de la bomba.

Figura 17 – Tensió corresponent a acceleració real de la bomba de buit



Segons el datasheet de l'acceleròmetre ADXL335 [20], la relació entre tensió i acceleració és de 300mV/g. Per tant l'acceleració de la bomba és de:

$$X = \frac{32,50mV \cdot 1g}{300mV} \rightarrow X = 0,108g \rightarrow X = 1,06m/s^2$$

Aquest valor de 1,06m/s² fa que la bomba de buit estigui en una zona de salut satisfactòria segons els límits definits a la taula 2, però tot i això és un valor proper a estar en zona d'alerta, ja que el límit inferior per entrar en estat d'alerta és de 1,106m/s².

Taula 10 – Resum de paràmetres de la bomba de buit

a (m/s ²)	Vpiezo C.O (Vrms)	Vpiezo C.O (Vpp)	Vxip (Vrms)	Vxip (Vpp)
1,06m/s ²	1,43V	4,2V	1,24V	3,68V

Per tant les dades de referència a l'hora de realitzar càlculs i demostracions seran les que apareixen a la taula 10.

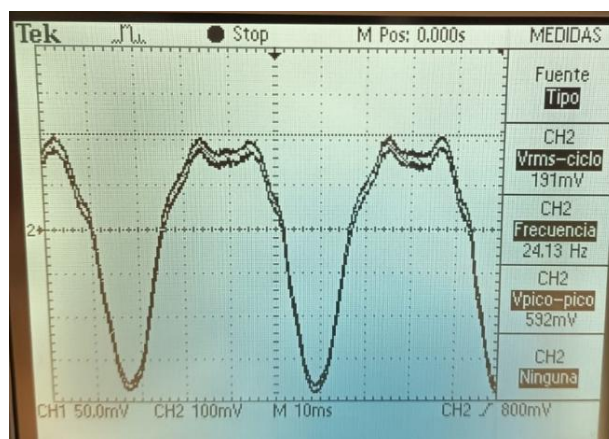
5.1.2 Tensió en C.O i al xip - acceleració real de l'altaveu:

Per facilitar l'estudi i el disseny del subsistema d'Energy Harvesting, s'ha optat per representar l'acceleració de la bomba amb un shaker com ja s'havia introduït prèviament. El qual té un ancoratge més ferm i senzill que la bomba com s'indica a la figura 8, pel què d'aquesta manera es poden extreure resultats i conclusions més exactes.

Es mostra la tensió obtinguda, corresponent a l'acceleració de l'altaveu, per diferents configuracions de tensió pic a pic en el generador de funcions, reflectit a les figures 18-25.

Començant pel cas on el shaker és alimentat per 20Vpp:

Figura 18 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 20Vpp

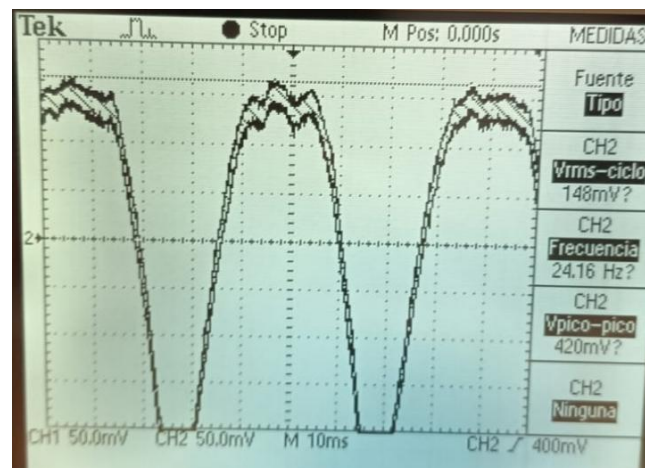


S'ha mesurat amb l'acoblament de CA per no tenir en compte l'offset inicial que indica el propi datasheet [20], s'ha obtingut la $V_{RMS}/cicle$:

$$X = \frac{191mV \cdot 1g}{300mV} \rightarrow X = 0,64g \rightarrow X = 6,28m/s^2$$

El mateix s'ha fet per 15Vpp:

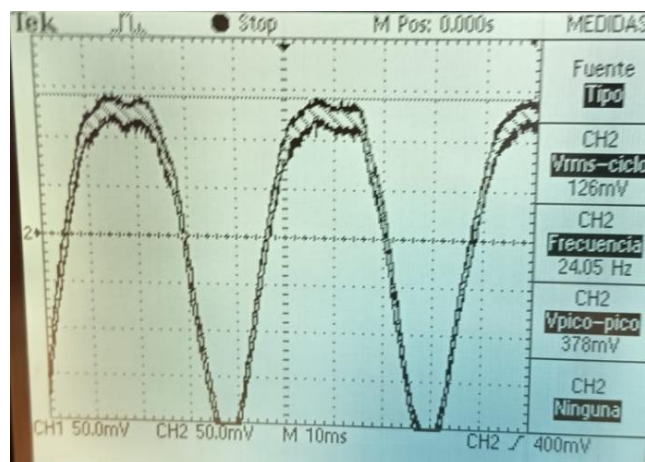
Figura 19 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 15Vpp



$$X = \frac{148mV \cdot 1g}{300mV} \rightarrow X = 0,49g \rightarrow X = 4,81m/s^2$$

Per 10Vpp:

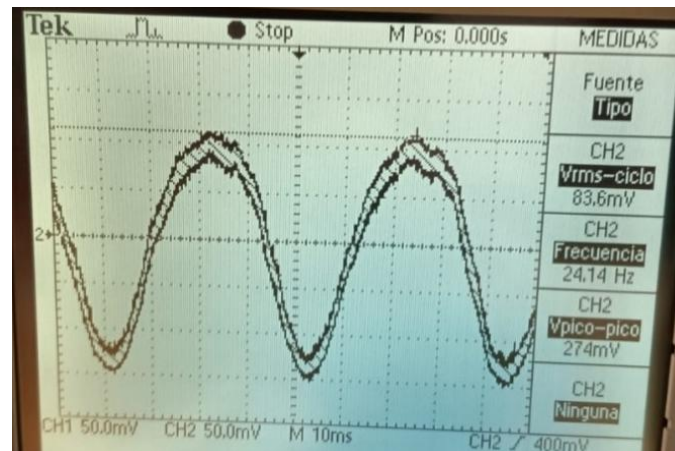
Figura 20 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 10Vpp



$$X = \frac{126mV \cdot 1g}{300mV} \rightarrow X = 0,42g \rightarrow X = 4,12m/s^2$$

Per 5Vpp:

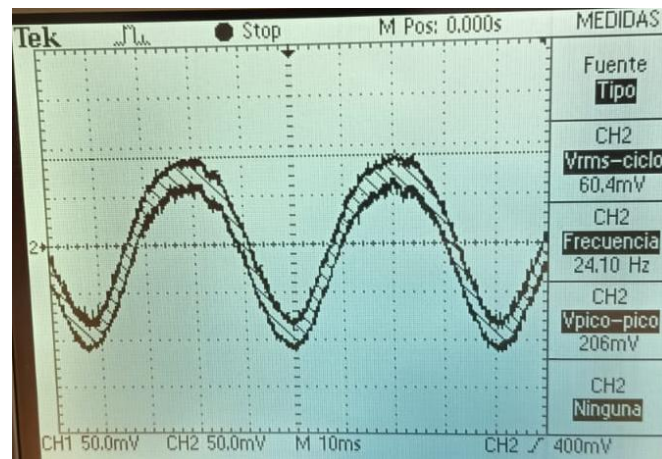
Figura 21 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 5Vpp



$$X = \frac{83,6mV \cdot 1g}{300mV} \rightarrow X = 0,28g \rightarrow X = 2,75m/s^2$$

Per 3Vpp:

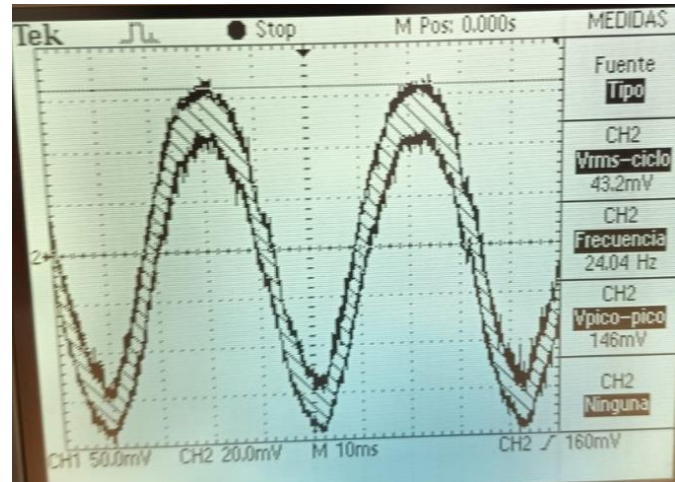
Figura 22 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 3Vpp



$$X = \frac{60,4mV \cdot 1g}{300mV} \rightarrow X = 0,2g \rightarrow X = 1,96m/s^2$$

Per 2Vpp:

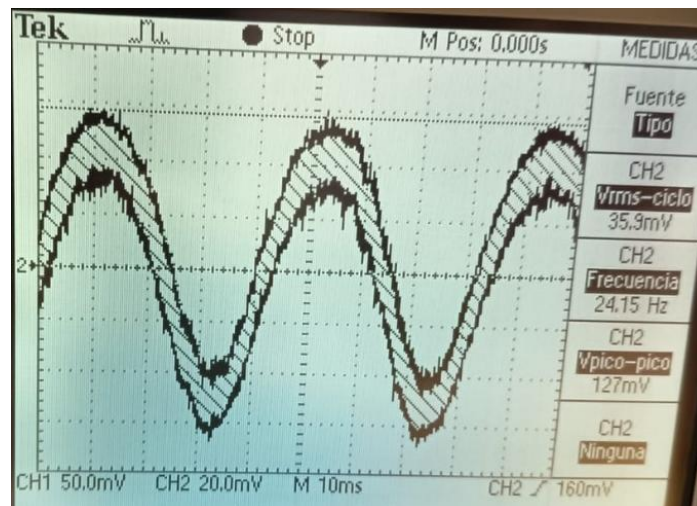
Figura 23 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 2Vpp



$$X = \frac{43,2\text{mV} \cdot 1g}{300\text{mV}} \rightarrow X = 0,14g \rightarrow X = 1,37\text{m/s}^2$$

Per 1,6Vpp:

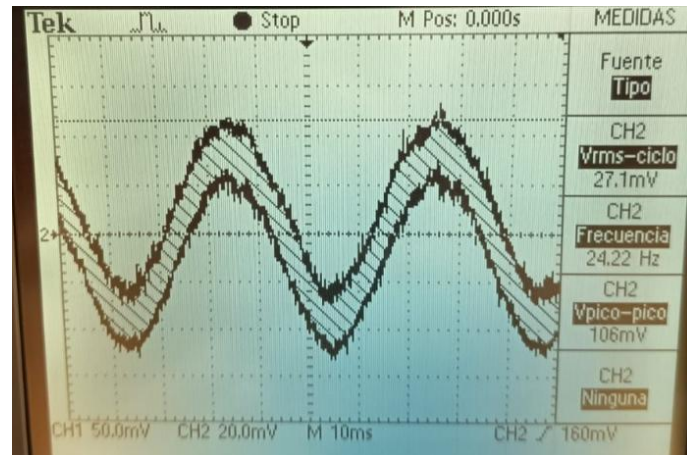
Figura 24 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 1,6Vpp



$$X = \frac{35,9\text{mV} \cdot 1g}{300\text{mV}} \rightarrow X = 0,12g \rightarrow X = 1,17\text{m/s}^2$$

Per 1Vpp:

Figura 25 – Tensió corresponent a acceleració altaveu a 1Vpp



$$X = \frac{27,1mV \cdot 1g}{300mV} \rightarrow X = 0,09g \rightarrow X = 0,89m/s^2$$

Els resultats obtinguts queden resumits a la taula 11, on es pot apreciar que la representació ideal de la bomba es trobaria al alimentar el shaker entre els 1-1,6Vpp:

Taula 11 – Resum de paràmetres de l'altaveu

Valtaveu (Vpp)	a (m/s ²)	Vpiezo C.O (Vrms)	Vpiezo C.O (Vpp)	Vxip (Vrms)	Vxip (Vpp)
20V	6,28m/s ²	11,3V	31,6V	2,57V	7,26V
15V	4,81m/s ²	9,35V	26,4V	2,45V	6,93V
10V	4,12m/s ²	7,55V	21,6V	2,26V	6,39V
5V	2,75m/s ²	4,75V	13,8V	2,02V	5,71V
3V	1,96m/s ²	2,98V	8,56V	1,8V	5,09V
2V	1,37m/s ²	1,94V	5,68V	1,59 V	4,50V
1,6V	1,17m/s ²	1,46V	4,18V	1,28V	3,78V
1V	0,89m/s ²	0,87V	2,52V	0,78V	2,26V

5.1.3 Mesura de l'efecte de càrrega del gestor de potència:

Per quantificar l'efecte que té connectar el gestor de potència LTC3588-1 respecte la tensió generada pel transductor piezoelèctric, es va excitar l'altaveu (shaker) amb el generador de funcions treballant a 20Vpp ($a=6,28\text{m/s}^2$) fent carregar el condensador d'emmagatzematge Cin des de zero (Buck apagat). Es van mesurar les següents tensions en AC als borns del transductor amb dues condicions diferents:

- Sense el xip connectat (circuit obert): $V_{PZ1-PZ2 (CO)}=12\text{Vrms}$
- Amb el xip connectat (amb càrrega): $V_{PZ1-PZ2(xip)}=2,6\text{Vrms}$

La caiguda de 12V a 2,6V indica una desadaptació d'impedàncies significativa entre el transductor i el gestor de potència. La caracterització i interpretació física d'aquesta desadaptació, incloent el càlcul de la impedància equivalent del xip, es desenvolupa a la secció 6.1.

5.2 Problema energètic i solució proposada:

5.2.1 Problema energètic:

Tal i com s'ha vist a la taula 10, la tensió de 4,2Vpp en circuit obert cau a 3,68Vpp en connectar el gestor de potència. Aquesta és la tensió alterna que es mesura entre els pins d'entrada PZ1 i PZ2 del LTC3588-1 [15], abans de passar pel pont de díodes i per tant abans que el senyal sigui rectificat.

Fins i tot amb una tensió de 20Vpp alimentant l'altaveu (i acceleració de $6,28\text{m/s}^2$), la tensió cau de 12Vrms a 2,6Vrms. Rectificant aquest valor i restant la caiguda dels díodes del pont rectificador intern es tradueix en:

$$V_{in} = 2,6V \cdot \sqrt{2} - 1,4V \rightarrow V_{in} = 2,28V_{DC}$$

$$V_{in} < V_{in \text{ rising}} \rightarrow 2,28V < 5,05V$$

Per tant ni en condicions de vibració extremes, un sol transductor és incapaç de superar el llindar $V_{in \text{ rising}}=5,05V$ necessaris per activar el convertidor Buck del LTC3588-1 que subministri els 3,3V_{DC} de sortida.

5.2.2 Opcions per solucionar problema energètic:

5.2.2.1 Transformador d'àudio:

Una primera opció és l'adaptació d'impedàncies mitjançant un transformador d'àudio. La relació de transformació òptima es calcula a partir de les impedàncies caracteritzades a la secció 6.1, on s'ha tingut també en compte la situació de vibració màxima.

$$Z_{xip} = Z_{piezo} \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \rightarrow \frac{-j9,51k\Omega}{-j34,37k\Omega} = n^2 \rightarrow n = 0,526$$

$$\frac{9,51k\Omega}{n^2} = 34,37k\Omega \rightarrow 9,51k\Omega \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 = 34,37k\Omega$$

La opció que més s'aproxima és triar $N_s=2$ i $N_p=1$, ja que així $n=0,5$:

$$9,51k\Omega \cdot \left(\frac{2}{1}\right)^2 = \mathbf{38,04k\Omega}$$

Per tant s'hauria de buscar un transformador amb relació de voltes 1:2. Els mòduls que s'han escollit per avaluar són:

- **Hammond Mfg 140PEX [21]:**

Aquest transformador té una resposta en freqüència de 20-20kHz tal i com indica la taula 12, per tant és adequat per la freqüència de treball de 24,4Hz. També té el ràtio requerit de 1:2 per apropar més el matching d'impedàncies, té un preu de 88€.

Taula 12 – Especificacions elèctriques Hammond Mfg140PEX [21]

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Characteristic	Typical
Input Impedance	150/600 Ω
Output Impedance	600/2400 Ω
Output Power	10.0 dbm
DCR	
Primary	58.0 Ω
RED – YEL	29.0 Ω
ORG – BRN	29.0 Ω
Secondary	190.0 Ω
GRN – BLU	95.0 Ω
VIO - BLK	95.0 Ω
Inductance	@ 1.0 kHz, 1.0 V OC
Primary	14.5 H
Secondary	55.0 H
Impedance	@ 1.0 kHz, 1.0 V OC
Primary	7.0 k Ω
Secondary	26.0 k Ω
Frequency Response	± 1 db from 20 Hz to 20KHz
Turns ratio	1:1, 1:2, 1:4
Insertion Loss	<0.8 db
Return Loss	30 db
Longitudinal balance	-70 db
Dielectric Strength	500 Vrms

- **Stancor TAPC-38 [22]:**

Aquest altre transformador també s'apropa al ràtio teòric, ja que és de 1:1,72 com indica la taula 13 i per tant el matching seria proper.

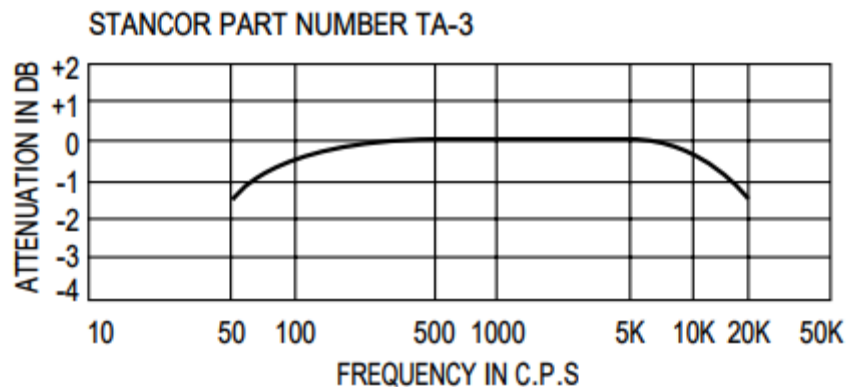
El preu és bo ja que és de 18,48€, però el problema principal és que no s'indica al datasheet [22] la resposta freqüencial de manera clara. Per tant podria tenir un rang inicial superior als 24,4Hz i així acabant sent pitjor opció que la primera.

Taula 13 – Especificacions elèctriques Stancor TAPC-38 [22]

Transistor Transformers											STANCOR								
STANCOR PART NUMBER		Impedance (Ohms)		Max. Pri. DCMA	Audio Watts	DC Res. (Ohms)		Turns Ratio			DIMENSIONS-INCHES								Weight (oz.)
Style	Pri.	Sec.			Pri.	Sec.	Pri.	Sec.	Application	H	W	L	MW	A	B	C			
TAPC-38	B	500 C.T.	150 C.T.	-	0.15	62.00	21.20	1.72	1	Interstage	0.75	0.81	0.65	-	-	.187	.430	0.65	

Pel què sembla segons la figura 26, tot i no estar especificat de manera explícita, el rang freqüencial de treball estaria entre els 50-20kHz. Per tant la freqüència de treball de 24,4Hz la bomba quedaria exclosa d'aquest rang ofert pel Stancor TAPC-38.

Figura 26 – Rang freqüencial de treball Stancor TAPC-38 [22]



Tot i tenir un pressupost il·limitat, es veu clarament que amb un sol transductor s'obtenen 4,2Vpp en circuit obert segons la taula 10. Per tant, tot i fer una adaptació perfecta, seria difícil arribar a superar de forma segura els 5,05V necessaris corresponents al $V_{in \text{ rising}}$.

5.2.2.2 Agrupació de transductors en sèrie:

La solució viable és l'associació de transductors en sèrie. Connectar N transductors en sèrie suma les tensions en circuit obert sense modificar el corrent de curtcircuit [8], d'acord amb la llei de tensions de Kirchhoff [23]. La quantitat necessària, la validació analítica i el dimensionament energètic d'aquesta solució es desenvolupen al punt 6.

5.3 Modelatge electromecànic del transductor a PSPICE:

S'ha recorregut als apunts de l'assignatura d'Aplicacions Multidisciplinàries i a llibres de referència [8], [11], [24] per poder fer un modelatge adequat pel transductor piezoelèctric.

Es parteix de l'equació $M \cdot \ddot{X} + b \cdot \dot{X} + k \cdot X = F_{\text{exterior}}$ [8], [11] on "X" és l'amplitud de l'oscil·lació.

Fent transformacions en relació a T, on $V = \frac{F}{T}$; $I = T \cdot \dot{X}$; $X = \frac{1}{T} \int I dt = \frac{q}{T}$ on per tant la força equival a la font de tensió en domini elèctric, la velocitat ($\dot{X}$) correspon al corrent i l'amplitud d'oscil·lació (X) correspon a q (càrrega).

D'aquesta manera s'obté l'equació:

$$M \cdot \frac{\dot{I}}{T} + b \cdot \frac{I}{T} + k \cdot \frac{1}{T} \int I dt = V \cdot T \quad [8], [11]$$

S'extreuen els valors de V, R, L i C [24] mostrats al circuit de la figura 28, corresponent al model electromecànic del cantilever, on es fixa T=1 per simplicitat, sense alterar el model:

$$R = \frac{b}{T} = \frac{M \cdot 2\pi f_H}{Q} \quad [11] = \frac{(7 + 0,607) \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 24,4}{17}; \quad \mathbf{R = 68,6m\Omega}$$

$$L = \frac{M}{T} \quad [11] = 7,607 \cdot 10^{-3}; \quad \mathbf{L = 7,61mH}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{eff}}{m_{eff}}} \quad [11]; \quad k_{eff} = m_{eff} \cdot (2\pi \cdot f_H)^2$$

$$= 7,607 \cdot 10^{-3} \cdot (2\pi \cdot 24,4)^2$$

$$k_{eff} = 178,79N/m$$

$$C = \frac{T}{k} = \frac{1}{k} \quad [11] = \frac{1}{178,79}; \quad \mathbf{C = 5,59mF}$$

$$V = F \cdot T = M \cdot a_s \quad [11] = 7,607 \cdot 10^{-3} \cdot 1,06; \quad \mathbf{V = 8,06mV}$$

Per calcular el factor de transformació s'ha buscat la constant de tensió piezoelèctrica predominant en el PPA-2011, que com es pot veure a la taula 14 és la del PZT 5H.

Taula 14 – Materials transductor piezoelèctric PPA-2011 [2]

Layer Material ¹	Thickness (mils)	Thickness (mm)
FR4	3.0	0.08
Copper	1.4	0.03
PZT 5H	6.0	0.15
Copper	1.4	0.03
FR4	3.0	0.08
Copper	1.4	0.03
PZT 5H	6.0	0.15
Copper	1.4	0.03
FR4	3.0	0.08
Total	30.0	0.76

Aleshores s'ha utilitzat e_{31} predominant, que és el del PZT-5H [25] com s'ha comentat i s'han utilitzat les seves dimensions (figura 27) per conèixer el FT del transductor:

Taula 15 – Coeficient e_{31} del PZT-5H [25]

Table E.2 Reduced properties of PZT-5A and PZT-5H for the Euler–Bernoulli and Rayleigh beam theories

	PZT-5A	PZT-5H
$\bar{c}_{11}^E$ (MPa)	61.0	60.6
$\bar{e}_{31}$ (C/m ²)	−10.4	−16.6
$\bar{\epsilon}_{33}^S$ (nF/m)	13.3	25.55

Figura 27 – Dimensions transductor piezoelèctric PPA-2011 [2]

DIMENSIONS

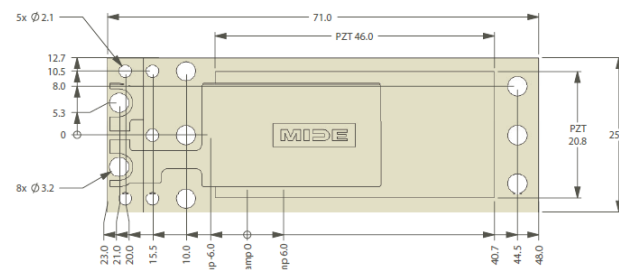


Figure 19: The overall dimensions (mm) for the PPA-2011 are shown. The total thickness is 0.76 mm (30 mils).

$$FT = |e_{31}| \cdot A_p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{t_c}{l_c^2} [2] = -16,6 \cdot (3 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0,76 \cdot 10^{-3}}{(61,5 \cdot 10^{-3})^2};$$

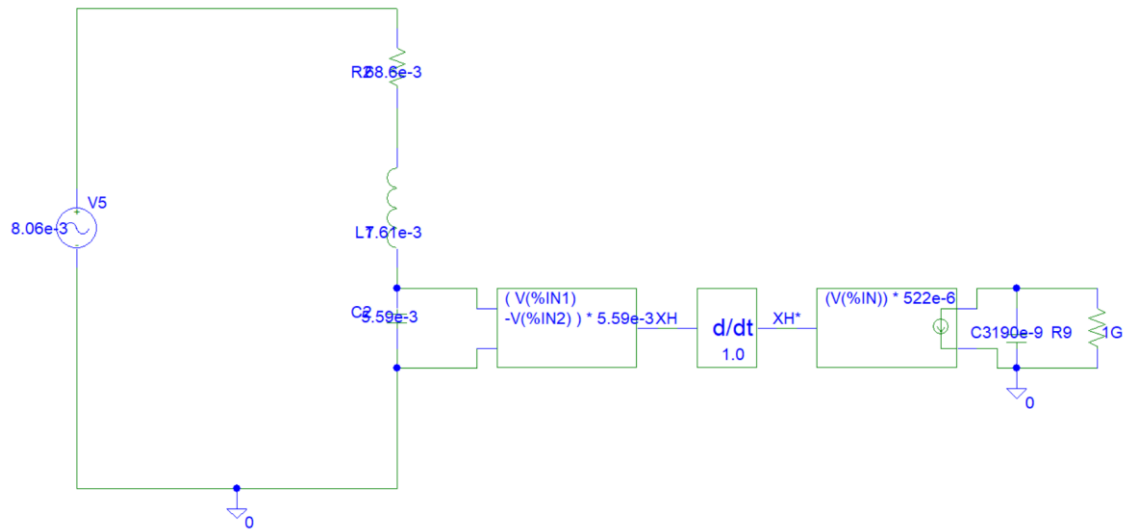
$$FT = 25,52 \cdot 10^{-6}$$

Per simular la vibració de la bomba en PSPICE, s'ha hagut d'utilitzar un $FT=522 \cdot 10^{-6}$ enlloc de $FT=25,52 \cdot 10^{-6}$. Aquest canvi en el valor es deu a que s'ha escollit només un coeficient e_{31} d'un dels materials del cantilever, al no poder tenir en compte el conjunt de materials del transductor [2]. També condiciona el fet que aquest model analític no replica de manera exacta estructures amb ancoratges no ideals.

També es podria haver optat per variar altres paràmetres com la tensió d'entrada, però el més coherent és ajustar el valor que es ha de aproximar.

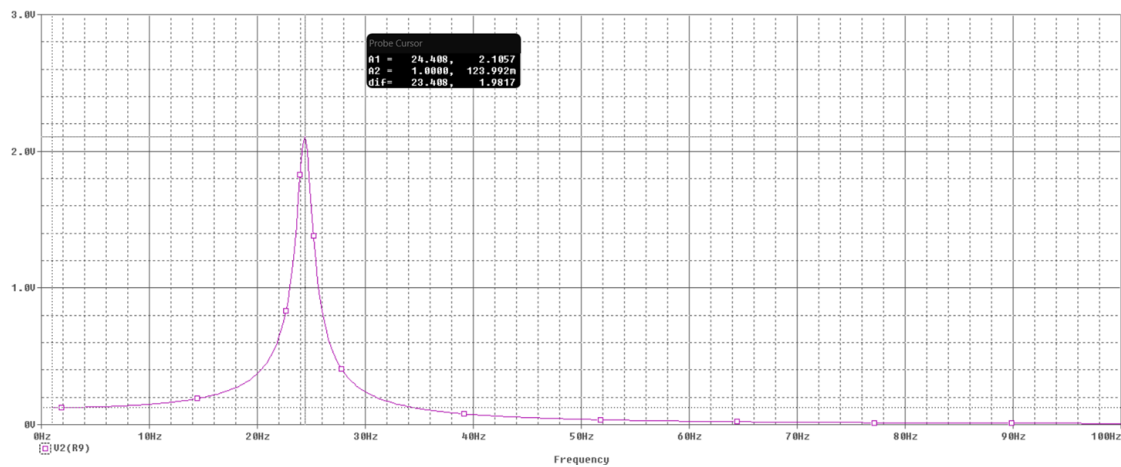
Finalment, per validar el comportament en circuit obert, s'ha col·locat una càrrega de $1G\Omega$, tal i com indica la figura 28:

Figura 28 – Esquemàtic model electromecànic del transductor



D'aquesta manera s'acaben obtenint a la figura 29 els 2,1Vp esperats segons la taula 10 a la freqüència de treball de la bomba de buit, que és també de 24,4Hz.

Figura 29 – Escorbrat en freqüència del model electromecànic del transductor



6. Disseny del Subsistema d'Energy Harvesting

6.1. Naturalesa de les impedàncies i règims de funcionament:

Les mesures de la secció 5.1.3 mostren una caiguda de tensió de 12V a 2,6V en connectar el gestor de potència, tot i treballar en condicions de vibracions extremes. Per interpretar aquest resultat i calcular la impedància equivalent del gestor de potència, cal entendre la naturalesa física de les impedàncies presents al sistema.

6.1.1 Impedància del transductor piezoelèctric:

El transductor piezoelèctric PPA-2011 [2] presenta una impedància purament capacitiva, determinada per la seva capacitat de 190nF [2] i per la freqüència de treball de 24,4Hz:

$$Z_{piezo} = \frac{1}{j2\pi \cdot f_H \cdot C_{piezo}} [23] \rightarrow Z_{piezo} = \frac{1}{j2\pi \cdot 24,4Hz \cdot 190nF}$$

$$Z_{piezo} = -j34,37k\Omega$$

6.1.2 Impedància del LTC3588-1, tres règims diferenciats:

La impedància d'entrada del LTC3588-1 no és un paràmetre passiu fix, sinó que depèn de l'estat del seu convertidor Buck intern [15].

Una impedància purament capacitiva es caracteritza per emmagatzemar energia en cada semicicle i la retorna íntegrament al circuit en el semicicle següent. El consum de potència activa per tant és nul [23], [26]. En canvi, una resistència dissipa energia de forma irreversible en forma de calor. Aquesta distinció és fonamental per entendre per què el comportament del gestor de potència canvia entre la Fase A, Fase B i Fase C:

- **Fase A: Règim de càrrega en fred ($V_{in} < 5,05V$, Buck apagat):**

El convertidor Buck es manté apagat ($V_{out} = 0V$ en el LTC3588-1) i per tant el nRF52810 no té alimentació, el seu consum és exactament 0μA. L'únic consum és el corrent de repòs del LTC3588-1 que és de 450nA [15]. Els díodes condueixen transferint càrrega cap a C_{in} , i com que no hi ha dissipació de potència activa, el comportament del xip és capactiu. Tota l'energia intercanviada és reactiva i s'emmagatzema a C_{in} .

- **Fase B: Règim d'extracció ($V_{in} \geq 5,05V$, Buck actiu):**

El convertidor extreu corrent continu de C_{in} per alimentar el nRF52810 que transmet a 7mA [19]. En aquest moment el xip dissipa potència activa real:

$$P = V_{out} \cdot I_{TX} = 3,3V \cdot 7mA \rightarrow P = 23,1mW$$

Una impedància purament capacitiva no consumeix energia de forma permanent, sinó que l'emmagatzema i la retorna al circuit [26]. Per tant, el comportament capactiu ja no és vàlid a la Fase B i el xip es passa a modelar com una resistència equivalent.

- **Fase C: Règim de recàrrega ($V_{in} < 5,05V$, Buck actiu):**

La transmissió ha finalitzat, V_{in} ha caigut p. ex. a 4,2V, però es manté per sobre del llindar $V_{in\ falling} = 3,67V$. El Buck segueix actiu subministrant $V_{out} = 3,3V$.

El nRF52810 envia per programari al mode System OFF, reduint el seu consum a un corrent de fuga ultra-baix de 0,3µA, com s'explicava a la taula 9 [19]. Com que el consum del xip torna a ser gairebé menyspreable, el sistema recollector torna a tenir un superàvit energètic i comença a recarregar C_{in} progressivament des del punt de caiguda fins a tornar a assolir els 5,05V. Durant aquest estat d'espera, el model torna a aproximar-se a una impedància amb presència resistiva (pel consum de 0,3 µA) però sobretot capacitiva, reiniciant-se el bucle cap a la Fase B sense haver de passar mai més per la Fase A.

6.1.3 Càlcul de la impedància del xip en la Fase A:

Fins i tot considerant les condicions de vibracions màximes com s'havia comentat a l'apartat 5.1.3, es veu clarament que hi ha una desadaptació d'impedàncies. Ara ja es pot calcular la impedància del gestor de potència corresponent a la Fase A, quan la tensió d'entrada no supera els 5,05V requerits.

La mesura de la secció 5.1.3 es va realitzar amb C_{in} carregant-se des de zero (Fase A). En aquest règim tots dos elements del circuit, el transductor piezoelèctric i el gestor de potència (xip), són de naturalesa capacitiva. Aplicant el divisor de tensió capacitiu, els factors $-j$ es cancel·len i el ràtio és purament real:

$$V_{PZ1-PZ2(amb\ xip)} = V_{PZ1-PZ2(no\ xip)} \cdot \frac{-jZ_{xip}}{-jZ_{xip} - jZ_{piezo}}$$

$$\frac{V_{PZ1-PZ2(amb\ xip)}}{V_{PZ1-PZ2(no\ xip)}} = \frac{-jZ_{xip}}{-jZ_{xip} - jZ_{piezo}} \rightarrow \frac{2,6V}{12V} = \frac{-jZ_{xip}}{-jZ_{xip} - jZ_{piezo}}$$

$$-0,2167 \cdot (jZ_{xip} + jZ_{piezo}) = -jZ_{xip} \rightarrow -0,2167 \cdot jZ_{piezo} = -0,7832 \cdot jZ_{xip}$$

$$\frac{jZ_{piezo}}{jZ_{xip}} = \frac{0,7832}{0,2167} \rightarrow \frac{Z_{piezo}}{Z_{xip}} = 3,614$$

Per tant:

$$-jZ_{xip} = \frac{-jZ_{piezo}}{3,614} = \frac{-j34,37k\Omega}{3,614} \rightarrow Z_{xip} = -j9,51k\Omega$$

La desadaptació és clara, ja que $Z_{piezo} = -j34,37k\Omega$ i $Z_{xip} = -j9,51k\Omega$. El xip presenta una impedància 3,6 vegades inferior a la del transductor, això explica per què el 76% de la tensió del transductor piezoelèctric es perd internament i per què un sol transductor és insuficient per fer arrencar el sistema.

6.2 Agrupació de 6 transductors en sèrie - demostració analítica:

Com s'ha comentat a la secció 5.2, un sol transductor és incapaç de fer funcionar el sistema. La solució és una agrupació en sèrie de 6 transductors [8], que d'acord amb les lleis de Kirchhoff [23], connectar N transductors en sèrie suma les tensions en circuit obert i multiplica la impedància interna per N:

- La tensió equivalent en circuit obert de la font agrupada és:

$$V_{total_{CO}} = 6 \cdot 4,2V_{pp} [8] \rightarrow V_{total_{CO}} = 25,2V_{pp} = 12,6V_p$$

- La impedància interna total de la font augmenta de forma lineal:

$$Z_{total_{equivalent}} = 6 \cdot -j34,37k\Omega [8] \rightarrow Z_{total_{equivalent}} = -j206,22k\Omega$$

Per activar el LTC3588-1 cal superar el $V_{in\ rising}=5,05V_{DC}$. Que descomptant la caiguda dels díodes, la tensió de pic necessària en AC és:

$$V_{p\ min.} = V_{in\ rising} + \Delta V_{diodes} = 5,05V + 1,4V \rightarrow V_{p\ min.} \cong 6,5V_p$$

$$V_{pp\ min.} = 2 \cdot V_{p\ min.} \rightarrow V_{pp\ min.} = 13V_{pp}$$

6.2.1 Validació de l'arrencada - Fase A (Buck apagat):

Durant la Fase A, el convertidor Buck es troba apagat i la impedància és purament capacitiva. En absència de càrrega activa, el xip es comporta pràcticament com a circuit obert. Per tant, la tensió màxima assolible per C_{in} és la tensió de pic en circuit obert de la font agrupada, restant la tensió caiguda del pont de díodes intern:

$$V_{IN\ real} = V_{p\ CO\ total} - \Delta V_{diodes} = 12,6V_p - 1,4V \rightarrow V_{IN\ real} = 11,2V_{DC}$$

Com que $11,2V_{DC} \gg 5,05V$, el condensador C_{in} pot ser carregat fàcilment fins al llindar UVLO durant la Fase A. Aquesta és la condició d'arrencada del primer cicle, independent del model de càrrega.

6.2.2 Validació de la sostenibilitat - Fase B (Buck actiu):

Un cop activat el Buck (Fase B), el xip dissipa potència activa i es modela amb la resistència equivalent $R_{eq}=153,5k\Omega$ determinada iterativament al model PSPICE. El circuit és un divisor RC sèrie i per tant les impedàncies es troben en ortogonalitat a l'espai complex. La tensió de pic als borns PZ1-PZ2 del gestor és:

$$V_{p\ xip} = V_{p\ CO\ total} \cdot \frac{R_{xip\ Fase\ B}}{\sqrt{X_{6\ piezos}^2 + R_{xip\ Fase\ B}^2}} [23]$$

$$V_{p\ xip} = 12,6V_p \cdot \frac{153,5k\Omega}{\sqrt{-j206,22k\Omega^2 + 153,5k\Omega^2}} \rightarrow V_{p\ xip} = 7,52V_p$$

Com es pot veure, la tensió de pic obtinguda matemàticament de 7,52Vp difereix molt lleugerament de la que s'ha obtingut a la simulació de la figura 31 (7,55Vp).

$$\text{Correlació } V_p = \frac{V_p \text{ matemàtica}}{V_p \text{ simulació}} = \frac{7,52Vp}{7,55Vp} \rightarrow \text{Correlació } V_p = 0,996$$

La desviació del 0,4% respecte als 7,55Vp simulats valida el model RC híbrid: el transductor piezoelèctric és capacitiu per naturalesa i el gestor de potència a la Fase B és resistiu perquè dissipa potència activa real. Restant la caiguda dels díodes pel pitjor cas, on es considera el cas de $V_{p \times ip} = 7,52Vp$ s'obté:

$$V_{IN \text{ real}} = 7,52Vp - 1,4V \rightarrow V_{IN \text{ real}} = 6,12V_{DC}$$

Es demostra analíticament que l'agrupació de 6 transductors és suficient per vèncer la tensió $V_{in \text{ rising}} = 5,05V$ i així complir de forma clara la condició d'arrencada amb marge de 1V:

$$6,12V_{DC} > 5,05V_{DC}$$

6.3. Modificació del Model Equivalent en PSPICE:

El model electromecànic desenvolupat a l'apartat 5.3, s'estén al cas actual, de 6 transductors en sèrie. Les lleis de Kirchhoff [23] modifiquen directament els paràmetres del model equivalent en ser associats en sèrie [23] de la següent manera:

1. Circuit RLC:

$$R_{equiv} = 6 \cdot 68,6m\Omega \rightarrow R_{equiv} = 411,6m\Omega$$

$$L_{equiv} = 6 \cdot 7,61mH \rightarrow L_{equiv} = 45,66mH$$

$$C_{equiv} = \frac{5,59mF}{6} \rightarrow C_{equiv} = 0,931mF$$

2. Capacitat Equivalent ($C_{p \text{ total}}$):

En acoblar sis elements capacitius idèntics en sèrie, la capacitat equivalent del conjunt disminueix de manera inversament proporcional [23] al nombre de transductors integrats:

$$C_{p \text{ total}} = \frac{C_p}{6} = \frac{190nF}{6} \rightarrow C_{p \text{ total}} = 31,67nF$$

3. Font de corrent i factor de transformació (FT):

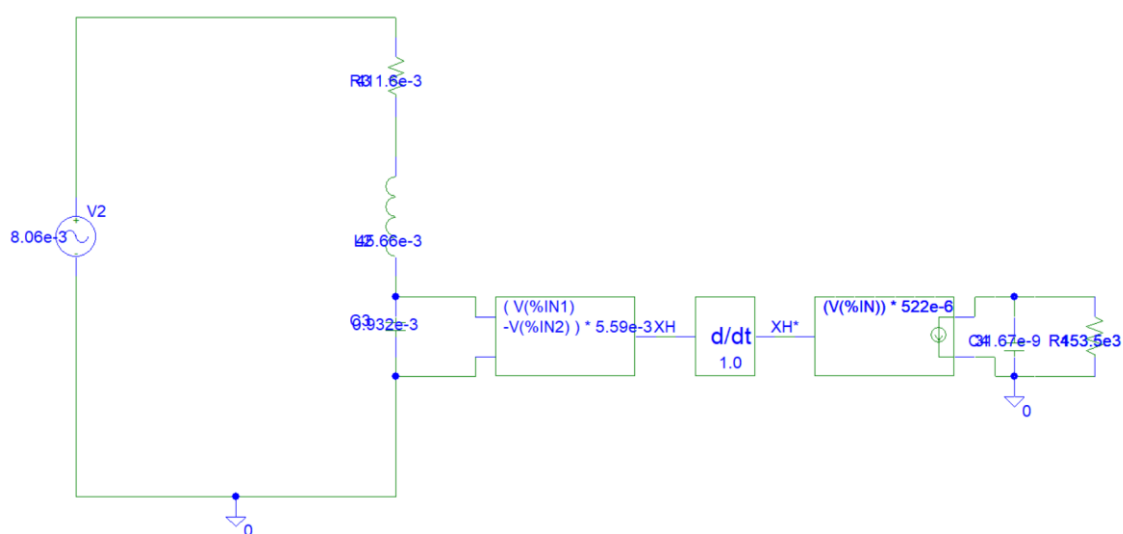
Basat en el Teorema de Transformació de Fonts [23], en aplicar la transformació cap a un equivalent de Norton per modelar el transductor, la font de corrent dependent resultant es calcula com:

$$I_{dependent} = \frac{V_{out \ 6piezos}}{Z_{6piezos}} [23] = \frac{6 \cdot V_{out \ 1piezo}}{6 \cdot Z_{piezo}} \rightarrow I_{dependent} = \frac{V_{out \ 1piezo}}{Z_{piezo}}$$

Per tant tal i com indica l'expressió anterior, en augmentar la tensió recollida pels transductors piezoelèctrics en un factor 6, també augmenta la impedància equivalent en un factor 6. Mantenint per tant la mateixa font de corrent i en conseqüència tant la transconductància com el factor de transformació.

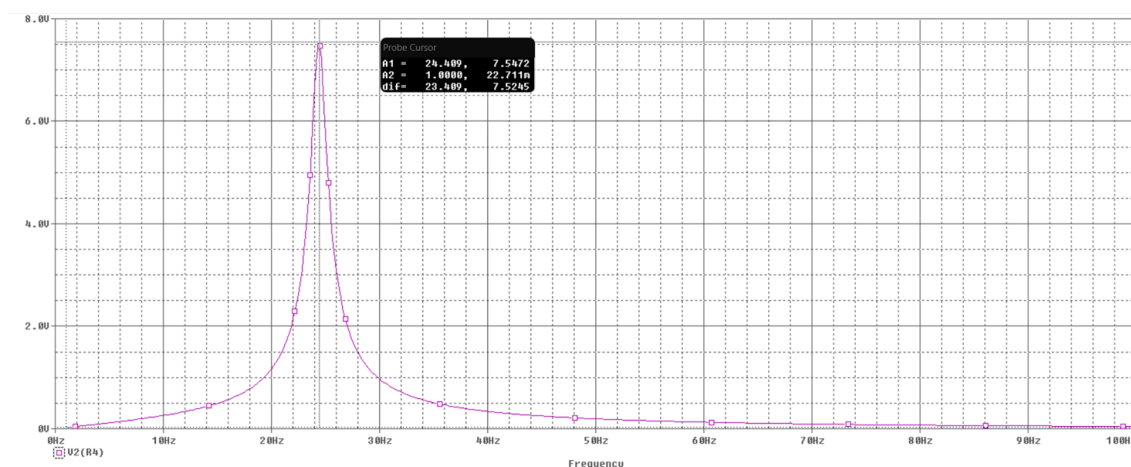
Per optimitzar el temps de càlcul i garantir la convergència de l'anàlisi transitòria, es descarta la col·locació física de múltiples cel·les redundants. El circuit equivalent resultant a PSpice és el de la figura 30.

Figura 30 – Esquemàtic del model equivalent d'agrupació de transductors



A la figura 31 es pot apreciar que s'ha augmentat la tensió recollida, ja que s'obtenen 7,55Vp a la freqüència de ressonància de 24,4Hz tal i com es buscava. Al pròxim apartat es desenvolupa per què són necessaris 7,55Vp.

Figura 31 – Escombrat en freqüència del model equivalent final



6.4 Validació analítica, balanç energètic per cicle:

El node opera de manera asíncrona, no utilitza un temporitzador fix. Sinó que s'activa, transmet i torna al mode de recàrrega, basant-se en els llindars de pujada i baixada de la taula 8. El temps entre transmissions és la mesura d'interès i depèn sobretot de l'amplitud de la vibració de la bomba [7].

6.4.1 Dimensionament del cicle de transmissió:

D'acord amb la secció "6.14.15.2 Radio current consumption" del datasheet del nRF52810, s'escull el mode $I_{TX,+4dBm,DCDC}$, amb $I_{TX}=7mA$ [19] com es veu a la taula 16.

Taula 16 – Corrent en transmissió del nRF52810 [19]

6.14.15.2 Radio current consumption (transmitter)

Symbol	Description	Min.	Typ.	Max.	Units
$I_{TX,PLUS4dBm,DCDC}$	TX only run current (DCDC, 3V) $P_{RF}=+4$ dBm		7.0		mA
$I_{TX,PLUS4dBm}$	TX only run current $P_{RF}=+4$ dBm		15.4		mA
$I_{TX,0dBm,DCDC}$	TX only run current (DCDC, 3V) $P_{RF}=0$ dBm		4.6		mA
$I_{TX,0dBm}$	TX only run current $P_{RF}=0$ dBm		10.1		mA

El temps total de transmissió [19] es desglossa de la següent manera:

Taula 17 – Intervals de temps en transmissió del nRF52810 [19]

Symbol	Description	Min.	Typ.	Max.	Units
t_{TXEN}	Time between TXEN task and READY event after channel FREQUENCY configured. Compatible with old devices.	140		140	μs
$t_{TXDISABLE,1M}$	Time between DISABLE task and DISABLED event when the radio was in TX for MODE = Nrf_1Mbit and MODE = Ble_1Mbit	6		6	μs
$t_{START_HF XO}$	Startup time		0.36		ms

Pel temps que les dades estan "a l'aire" [19], tenint en compte que la velocitat és de 1Mbps (1bit/ μs) i que els format dels paquets BLE són de 31 bytes (248 bits), es calcula com:

Taula 18 – Velocitat de les dades a l'aire en transmissió [19]

f_{skSPS}	On-the-air data rate	1	2	Mbps
-------------	----------------------	---	---	------

$$t_{aire} = 248bits \cdot 1 \frac{\mu s}{bit} \rightarrow t_{aire} = 248\mu s$$

Per tant el temps total de transmissió seria d'uns:

$$t_{total} = t_{TX\ EN} + t_{TX\ DISABLE} + t_{Start\ Clock} + t_{aire}$$

$$t_{total} = 140\mu s + 6\mu s + 360\mu s + 248\mu s \rightarrow t_{total} = 754\mu s$$

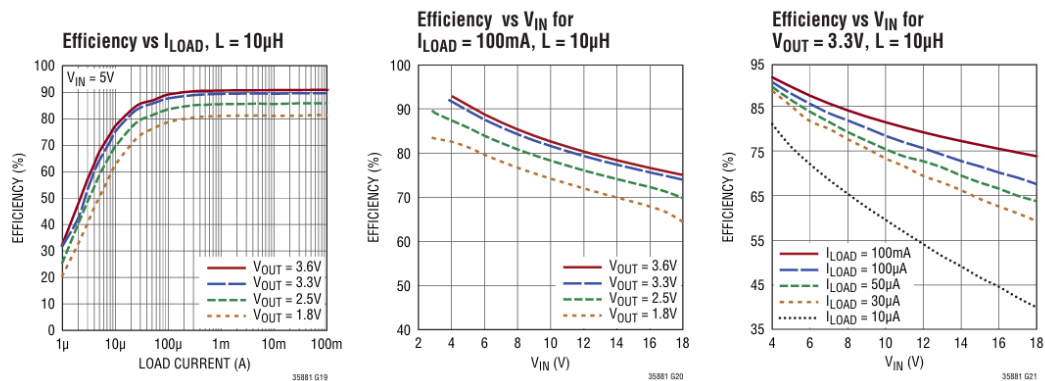
Així doncs, l'interval de temps estimat per al despertar, estabilització del rellotge i enviament del paquet s'estableix en $t_{TX}=1,5ms$, deixant així un marge de seguretat del 100% per no tenir problemes de paquets no enviats.

L'energia consumida en cada ràfega de transmissió es considera per tant:

$$E_{consumida} = V_{out} \cdot I_{TX} \cdot t_{TX} = 3,3V \cdot 7mA \cdot 1,5ms \rightarrow E_{consumida} = 34,65\mu J$$

I considerant que l'eficiència és del 80% [15] segons la figura 32, l'energia que cal extreure del condensador d'emmagatzematge C_{in} per una sola transmissió és de:

Figura 32 – Eficiència del gestor de potència LTC3588-1 [15]



$$E_{necessària} = \frac{E_{TX}}{\eta} = \frac{34,65\mu J}{0,8} \rightarrow E_{necessària} = 43,31\mu J$$

Aquesta és la condició de viabilitat per cycle. El mode de repòs del nRF52810 entre transmissions és $I_{OFF_RAMON_RESET}$ [19], amb $I_{sleep}=0,3\mu A$ que correspon a l'apagada per software quan ja s'ha fet la primera transmissió [19].

Abans de fer la primera transmissió, a la Fase A, el nRF52810 no té alimentació i el seu consum sí que és de zero. A partir de la primera transmissió, el consum en mode sleep és de $0,3\mu A$, tal i com indicava la taula 9.

6.4.2 Validació energètica:

La potència elèctrica real que extreu la càrrega (el transmissor), amb $R_{xip\ FaseB}=153,5k\Omega$ d'una font amb tensió en circuit obert $V_{COtotal}=12,6Vp$ ($6piezos \cdot 2,1Vp_{CO}$) i impedància interna $X_{piezo\ total}=-j206,22k\Omega$ es calcula mitjançant el divisor de potència real:

$$P_{real} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CO\ total}^2 \cdot Z_{xip\ FaseB}}{X_{6\ piezos}^2 + R_{xip\ FaseB}^2} \quad [23]$$

$$P_{real} = \frac{1}{2} \cdot \frac{12,6Vp^2 \cdot 153,5k\Omega}{(-j206,22k\Omega)^2 + (153,5k\Omega)^2} \rightarrow P_{real} = \mathbf{184,37\mu W}$$

La condició de viabilitat energètica realment depèn de l'energia que la C_{in} acumula en pujar des de $V_{UVLO\ falling}=3,67V$ fins a $V_{UVLO\ rising}=5,05V$ és:

$$E_{Cin} = \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot (V_{UVLO\ rising}^2 - V_{UVLO\ falling}^2) \quad [7]$$

$$E_{Cin} = \frac{1}{2} \cdot 10\mu F \cdot (5,05V^2 - 3,67V^2) \rightarrow E_{Cin} = \mathbf{60,2\mu J}$$

Comparant amb l'energia requerida per transmissió:

$$E_{Cin}(60,2\mu J) > E_{necessària}(43,31\mu J)$$

Aquesta desigualtat indica que l'energia emmagatzemada al condensador en un cicle és suficient per cobrir el cost de transmissió amb l'eficiència assumida.

Això confirma que la $C_{in}=10\mu F$ integrada a la placa SparkFun [16] és adequada i suficient energèticament per la transmissió de paquets BLE.

El temps màxim de càrrega per la Fase C (règim de recàrrega) es pot calcular amb els resultats obtinguts en aquest apartat. Ja que E_{Cin} s'ha calculat pel cas en què s'arriba al llindar $V_{in\ falling}=3,67V$, buidant completament C_{in} , fet que maximitza el temps de recàrrega:

$$t_{càrrega\ màxim} = \frac{E_{Cin}}{P_{activa}} = \frac{60,2\mu J}{184,37\mu W} \rightarrow t_{càrrega\ màxim} = \mathbf{326ms}$$

Per tant en condicions de vibració nominal de la bomba, on l'acceleració és de $1,06m/s^2$, el sistema hauria de ser capaç de carregar-se i transmetre la notificació en menys de mig segon. Ja que com s'ha vist al 6.4.1, el temps de transmissió s'ha establert a únicament 1,5ms. Fent que el temps total d'un cicle sigui de:

$$t_{cicle} = t_{càrrega\ màxim} + t_{TX} = 326ms + 1,5ms \rightarrow t_{cicle} = \mathbf{327,5ms}$$

Amb aquesta informació es poden completar els temps de càrrega per la resta d'estats de salut de la taula 2. Tenint en compte que la potència és proporcional al quadrat de l'acceleració en transductors piezoelèctrics ($P \propto a^2$) [24], i com que la potència és l'energia en funció del temps i aquesta energia màxima és sempre la mateixa, es compleix que:

$$t \propto \frac{1}{a^2} [7]$$

Per tant es pot calcular els límits temporals pels diferents intervals amb una regla de tres, on es té en compte la relació entre acceleració i temps.

- **Estat d'Alerta (1,3m/s² per deixar un marge):**

$$t_{alerta} = t_{satisfactori} \cdot \left(\frac{a_{satisfactoria}}{a_{alerta}} \right)^2 = 327,5ms \cdot \left(\frac{1,06m/s^2}{1,3m/s^2} \right)^2$$

$$t_{alerta} = 217,7ms$$

- **Estat de Perill Imminent (2m/s² per deixar un marge):**

$$t_{imminent} = t_{satisfactori} \cdot \left(\frac{a_{satisfactoria}}{a_{imminent}} \right)^2 = 327,5ms \cdot \left(\frac{1,06m/s^2}{2m/s^2} \right)^2$$

$$t_{imminent} = 92ms$$

- **Anomalia estructural:**

En cas que es trigués més de 500ms en rebre un nou paquet indicant que s'ha arribat al $V_{in rising}$, voldria dir que hi ha hagut algun altre tipus de fallada a la bomba. Indicant que la freqüència de treball ha variat i per tant l'amplitud de la vibració recollida pel transductor és molt menor, fent que es trigui més temps en obtenir els 5,05V necessaris per extreure els 3,3V en DC de sortida.

7. Emulació de la Transmissió i Detecció (VETC)

Aquest apartat proposa l'arquitectura final de transmissió del sistema, detallant com el sistema de transductors i gestor de potència es converteix en un sistema de detecció de vibracions anòmales mitjançant el mètode Vibrational Energy-to-Time Converter (VETC) [7]. També s'explica la configuració requerida per a la programació del mòdul MDBT42Q, utilitzant la placa de desenvolupament nRF52DK, així com l'avaluació de la transmissió.

7.1 Arquitectura del mètode Energy-to-Time (VETC):

A diferència de les arquitectures tradicionals on l'acceleròmetre mostreja contínuament l'entorn gràcies a una menor limitació energètica, en aquest projecte s'ha d'implementar una conversió Energy-to-Time [7]. L'acceleració mecànica de la bomba de buit es converteix directament en un interval temporal.

7.1.1 Principi de funcionament:

Com s'ha explicat a l'apartat 6.4 corresponent al balanç energètic, la freqüència amb què el condensador d'emmagatzematge (C_{in}) arriba als 5,05V, depèn exclusivament de la intensitat de les vibracions que rep el transductor piezoelèctric. A més intensitat de vibració, la tensió rectificadora és major, fent que el condensador d'emmagatzematge s'ompli més ràpidament [7] i l'interval temporal entre les activacions del PGOOD disminueixi.

7.1.2 De variable mecànica a variable temporal:

L'arquitectura VETC aprofita aquest comportament, ja que l'ordinador de l'estació base no rep valors d'acceleració per calcular si hi ha perill. Sinó que únicament rep paquets anomenats Bluetooth Low Energy (BLE) des del mòdul transmissor [7], el MDBT42Q.

Mesurant el temps entre la recepció d'aquests paquets (Δt), l'estació base dedueix l'acceleració [7]. Com més acceleració de vibració, l'ordinador rep paquets de forma més freqüent. Això converteix el circuit de rectificació i emmagatzematge d'energia en el propi sensor d'acceleració del sistema, optimitzant el consum energètic del mòdul global.

7.2 Dinàmica del Cicle de Vida del Node (Duty Cycle):

El cicle operatiu del mòdul transmissor MDBT42Q, governat pel SoC nRF52810, es divideix en dues fases determinades pel llindar UVLO del gestor de potència (3,67V-5,05V). Evitant l'ús de temporitzadors de programari actius o bucles d'espera.

- Fase de Càrrega Passiva (System OFF):
Mentre la tensió a C_{in} es troba per sota dels 5,05V el mòdul de comunicacions no rep alimentació ni exigeix un consum per la Fase A. Segons les especificacions del nRF52810, en el mode System OFF sense retenció de RAM i amb despertat per interrupció, el consum es redueix a 0,3µA [19] per la Fase C. Tot el corrent restant generat pels transductors s'envia al condensador d'emmagatzematge de 10µF.
- Fase d'Emissió Activa:
En el moment que el condensador d'entrada supera els 5,05V, el gestor LTC3588-1 encén el convertidor Buck intern per subministrar la $V_{out}=3,3V$ configurada, i llança un senyal de nivell alt al PGOOD (Power Good). Aquest PGOOD actua com un senyal d'avís que desperta el transmissor. Utilitzant l'oscil·lador intern d'alta freqüència de 64 MHz [19], el nRF52810 s'arrenca pràcticament de manera immediata per iniciar la transmissió del paquet BLE.

7.3 L'estructura de la dada (paquet Beacon BLE):

Durant l'interval en què el nRF52810 està encès, s'ha d'enviar l'avís a l'estació base. Amb un consum de 7mA com indica el datasheet del nRF52810 [19] a la taula 16, mantenir la ràdio encesa de manera contínua esgotaria l'energia emmagatzemada a la capacitat Cin abans de poder transmetre cap paquet BLE.

- **Format Non-Connectable Advertising (Beacon):**
El transmissor s'ha de configurar per enviar la dada directament a l'aire sense establir una sessió de comunicació bidireccional.
La configuració del node en mode “Advertising Non-Connectable” és el mètode estàndard per a xarxes autònomes de sensors sense bateria. Aquesta arquitectura estalvia la despesa energètica massiva que suposa la negociació de protocols (handshaking) en connexions bidireccionals contínues de Bluetooth clàssic, aconseguint distàncies de comunicació fiables fins a 100m en espais oberts, segons demostren experiments recents [7].
- **La fi del cicle (Forced Shutdown):**
Després de finalitzar l'emissió del paquet, el programari imposa el retorn al mode d'espera més restrictiu mitjançant la funció software “sd_power_system_off()” de la pila de Nordic SoftDevice [19], reduint el corrent als 0,3µA mencionats al llarg de l'estudi analític. Maximitzant així l'energia entregada a Cin.

7.4 Configuració i Validació de Programació:

Per poder validar aquesta teoria i programar el mòdul MDBT42Q es pot aprofitar la flexibilitat de la placa de desenvolupament nRF52DK [17]. Aquesta placa no és la que transmet els paquets BLE degut al seu consum elevat, però serveix per programar el mòdul final MDBT42Q.

7.4.1 Connexió i Programació amb Mòdul "Debug Out" de la placa DK:

La placa MDBT42Q Click de MIKROE [18] incorpora el mòdul MDBT42Q-AT2 de RAYTAC amb un firmware AT per control UART. Per substituir aquest firmware pel codi de transmissió BLE Beacon, cal accedir als pads del MDBT42Q mitjançant el protocol Serial Wire Debug (SWD).

El MDBT42Q exposa els senyals SWD a través d'un conjunt de pads de soldadura [18] dissenyats per ser contactats amb el cable d'agulla de MIKROE “6-pin Needle Cable” [27], que actua com a interfície entre el MDBT42Q i el programador extern. La placa de desenvolupament nRF52DK incorpora un programador SEGGER J-Link accessible pel connector P20 "Debug Out" vist a la figura 33, que pot programar qualsevol SoC de la família nRF52 extern al DK [17].

El procediment de programació requereix les connexions següents entre el connector P20 del nRF52DK i el cable d'agulla contactat als pads [27] del MDBT42Q Click:

- VDD:**
 Pin VDD del connector P20 del nRF52DK al pin 7 (3V3) del Click Board, per alimentar el mòdul durant la programació. En el sistema definitiu, aquest pin es connecta a la sortida Vout=3,3V del LTC3588-1. [17], [18]
- GND:**
 Pin GND del connector P20 del nRF52DK al pin 8 o 9 (GND) del Click Board MDBT42Q. En el sistema definitiu, aquest pin es connecta a un dels pins GND del LTC3588-1. [17], [18]
- SWDCLK:**
 Pin SWDCLK del connector P20 del nRF52DK al pad SWDCLK del Click Board. Transporta el senyal de rellotge de sincronització del protocol SWD. [17], [18]
- SWDIO:**
 Pin SWDIO del connector P20 del nRF52DK al pad SWDIO del Click Board. Línia bidireccional de dades del protocol SWD. [17], [18]
- VTG:**
 Pin VTG del connector P20 del nRF52DK connectat al pin de 3,3V del Click Board. El programador J-Link utilitza aquesta referència per adaptar els seus nivells lògics als del dispositiu programat. [17], [18]

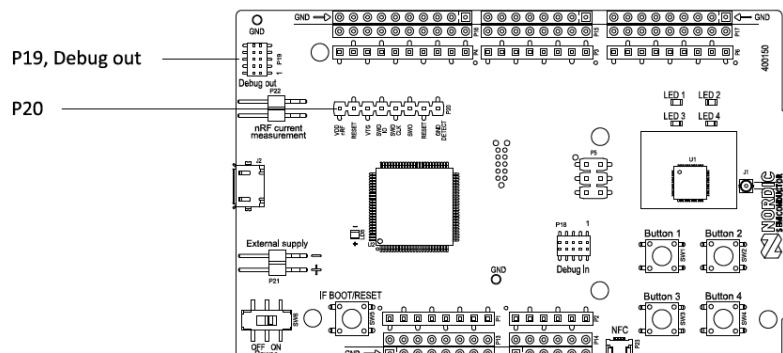
El resum del pinout del mòdul MDBT42Q es troba a la taula 19, i la ubicació física del port de depuració a la placa s'explica a la figura 33.

Taula 19 – Pinout del MDBT42Q

This table shows how the pinout on MDBT42Q Click corresponds to the pinout on the mikroBUS™ socket (the latter shown in the two middle columns).

Notes	Pin	mikroBUS				Pin	Notes
BT Connection Indicator	IND	1	AN	PWM	16	PD	UART Enable
Reset / ID SEL	RST	2	RST	INT	15	RTS	UART RTS
UART CTS / ID SEL	CS	3	CS	RX	14	TX	UART TX
	NC	4	SCK	TX	13	RX	UART RX
	NC	5	MISO	SCL	12	NC	
	NC	6	MOSI	SDA	11	NC	
Power Supply	3.3V	7	3.3V	5V	10	NC	
Ground	GND	8	GND	GND	9	GND	Ground

Figura 33 – Debug Output del nRF52DK



Un cop establertes les connexions, el firmware compilat amb l'entorn nRF Connect SDK mitjançant VS Code, es transfereix al SoC nRF52810 del mòdul mitjançant el J-Link integrat al nRF52DK. El firmware implementa el cicle VETC descrit a la secció 7.2, amb arrencada per interrupció de PGOOD, transmissió d'un paquet BLE Non-Connectable Advertising, i retorn a System OFF.

Per tant les connexions finals entre el gestor de potència LTC3588-1 i el MDBT42Q serien:

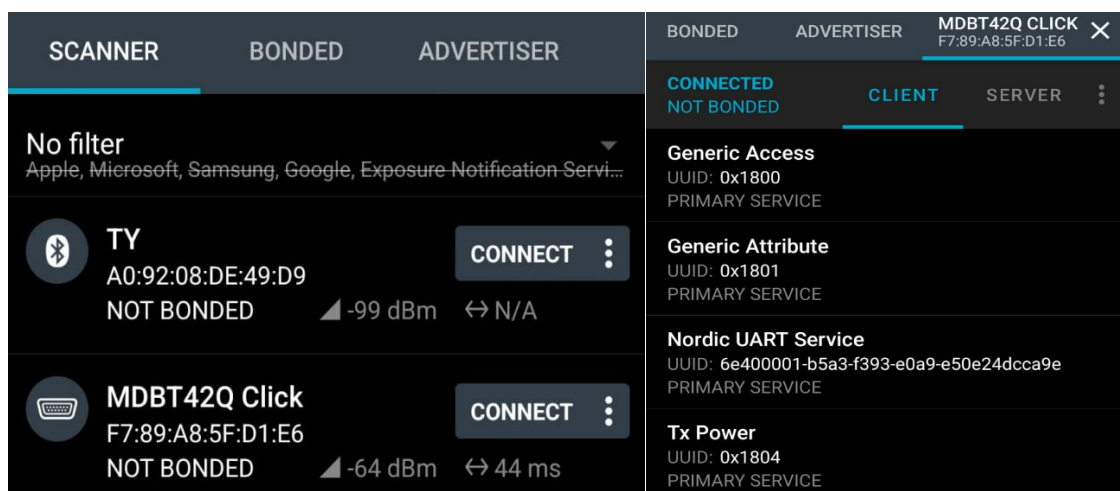
- **VDD:**
Com es comentava prèviament, aquest pin del MDBT42Q es connecta a la sortida Vout=3,3V del LTC3588-1. [15], [18]
- **GND:**
Aquest pin també es connecta a un dels pins GND del LTC3588-1. [15], [18]
- **RST:**
Es connecta el PGOOD (EN) del LTC3588-1 de SparkFun al pin 2 de Reset del MDBT42Q, per avisar el transmissor quan s'arribi al 92% de l'energia necessària per funcionar.

7.4.2 Validació amb aplicació "nRF Connect" com a Estació Base:

Tal i com s'ha explicat a la taula 2, les alarmes predictives depenen exclusivament del valor de l'interval temporal de càrrega del node. Aquest interval (Δt) és la variable a avaluar mitjançant programari d'anàlisi BLE de l'ordinador o mòbil (estació base).

El mètode d'aprovació s'executa utilitzant un telèfon mòbil amb aplicació de Nordic nRF Connect. Mitjançant les funcions de "Scanner" i filtrant per l'identificador "MDBT42Q Click" a la pròpia aplicació, com indica la figura 34, es poden visualitzar els resultats.

Figura 34 – Interfície de Nordic nRF Connect



Quan el PGOOD estigui en nivell alt, es llançaran els paquets i cada activació es validarà al telèfon mostrant el paràmetre "Time stamp" o l'hora exacta amb mil·lisegons en què s'ha rebut el paquet.

L'avaluació contínua d'aquesta diferència de temps (Time stamp Actual-Time stamp Anterior) classifica les vibracions de forma contínua dins dels marges definits a la taula 2.

8. Cost d'execució material

Aquest apartat té exclusivament en compte el cost de materials necessaris per al prototip, sense incloure-hi les despeses d'enginyeria i hores de desenvolupament. Per tant, per fer viable el sistema, el pressupost orientatiu es basa en els preus exposats a la taula 20.

Taula 20 – Pressupost del sistema aproximat

Component	Transductors piezoelèctrics PPA-2011 [28]	Gestor de Potència SparkFun LTC3588-1 [29]	Placa de desenvolupament nRF52DK [30]	Transmissor MDBT42Q Click [18]	Cargols i femelles [13], [14]
Preu	2342,82\$	41,50\$	42,51\$	33\$	7,17\$

No es té en compte l'acceleròmetre [20], ja que no és part del sistema complet que es presentava a la figura 1, sinó que només s'ha utilitzat per fer l'estudi. Com es pot apreciar, el preu del sistema queda clarament influenciat per la necessitat de requerir de 6 transductors piezoelèctrics per funcionar. El preu total estimat acaba sent de 2467\$, és a dir, el 95% del pressupost va destinat únicament als transductors.

$$Preu\ estimat(€) = Preu\ estimat(\$) \cdot \frac{0,88€}{1\$} = 2467\$ \cdot \frac{0,88€}{1\$}$$

$$Preu\ estimat(€) = 2170,96€$$

9. Conclusions

Aquest treball ha dissenyat i validat analíticament un sistema de monitorització predictiva de bombes de buit industrials completament autònom, sense bateries ni circuits de condicionament actius. Els resultats obtinguts es resumeixen seguint els set objectius específics plantejats inicialment.

S'ha seleccionat l'estàndard ISO 10816-7 Categoria II Classe I com a referència per a definir la salut de la bomba HiCube80 ECO, convertint els límits de velocitat vibratòria (mm/s RMS) en amplituds d'acceleració (m/s^2) per a la freqüència de treball de 24,4Hz. S'han seleccionat els tres mòduls principals del sistema: el transductor piezoelèctric PPA-2011, el gestor de potència LTC3588-1 de SparkFun i el mòdul de transmissió MDBT42Q, el SoC nRF52810 de Nordic Semiconductor.

Pel que fa a la sintonització mecànica, s'ha sintonitzat el cantilever a 24,4Hz afegint una massa total de 7g al seu extrem (3 cargols M3×12 + 12 femelles M3+ peça extra), verificant experimentalment el pic de ressonància entre 24-25Hz mitjançant escombrats en freqüència sincronitzats amb l'oscil·loscopi.

Sobre la viabilitat energètica, s'ha demostrat que un sol transductor és incapaç de superar el llindar UVLO del LTC3588-1 $V_{in \text{ rising}}=5,05\text{V}$, fins i tot en condicions de vibració extremes. La solució proposada d'associar sis transductors en sèrie suma les tensions en circuit obert obtenint 25,2Vpp, traduïnt-se en una tensió de pic de 7,52Vp als borns del gestor de potència, amb un error del 0,4% respecte a la simulació PSPICE. Restant la caiguda del pont de díodes, s'obté $V_{in \text{ real}}= 6,12\text{V}$, superant amb 1V de marge el llindar de 5,05V necessaris per activar el convertidor Buck.

El balanç energètic per cicle confirma la viabilitat del sistema, ja que l'energia emmagatzemada al condensador $C_{in}=10\mu\text{F}$ en cada cicle ($E_{Cin}=60,2\mu\text{J}$) supera l'energia mínima requerida per a cada transmissió BLE considerant una eficiència del 80% ($E_{necessària}=43,31\mu\text{J}$). Amb l'acceleració nominal mesurada de $a=1,06\text{m/s}^2$, el cicle complet de càrrega i transmissió s'estima en un màxim de 327,5ms.

La classificació de l'estat de salut es defineix en funció de l'interval temporal entre paquets BLE rebuts a l'estació base (mètode VETC). Estat satisfactori per $217,7\text{ms}<\Delta t\leq 327,5\text{ms}$, alerta per $92\text{ms}<\Delta t\leq 217,7\text{ms}$, perill imminent per $\Delta t\leq 92\text{ms}$ i anomalia per $\Delta t>500\text{ms}$. Aquests llindars deriven directament dels límits de l'ISO 10816-7 i de la proporcionalitat inversa entre potència mecànica i temps de càrrega ($P\propto a^2$).

Finalment, s'ha proposat i descrit l'arquitectura de programació i validació del mòdul MDBT42Q, aprofitant la placa de desenvolupament nRF52DK com a eina de programació SWD externa. Es proposa avaluar la transmissió d'un paquet BLE en mode Non-Connectable Advertising mitjançant l'aplicació nRF Connect, que permet mesurar el paràmetre Time Stamp i avaluar el Δt entre paquets consecutius.

Limitacions i treball futur:

El principal condicionant del treball és que la configuració de sis transductors en sèrie s'ha validat exclusivament mitjançant simulació PSPICE i càlcul analític, sense disposar dels sis transductors físics per poder realitzar una validació experimental completa. A més, el

paràmetre $R_{eq}=153,5k\Omega$, que modela la resistència equivalent del gestor de potència en la Fase B, és un valor calibrat empíricament al model PSPICE, que no ha pogut ser mesurat directament.

El cost estimat del sistema de 2170,96€ és dominat en un 95% pels sis transductors piezoelèctrics, representa una barrera significativa a nivell econòmic. Algunes de les modificacions per disminuir el cost del projecte podrien ser invertir en un ancoratge pràcticament ideal per maximitzar l'energia recollectada, o fins i tot valorar un gestor de potència amb un consum encara menor o que s'adaptés millor a la impedància del transductor piezoelèctric seleccionat.

Com a línies de treball futur, es proposa el muntatge físic del conjunt de sis transductors, el disseny d'una PCB integrada que redueixi el cost i les dimensions del node, i la validació del sistema complet sobre la bomba de buit en condicions reals d'operació.

10. Ús de la Intel·ligència Artificial

Al llarg d'aquest projecte només s'ha utilitzat la intel·ligència artificial per tasques de cerca bibliogràfica i d'informació. Tot el contingut analític i experimental és obra pròpia.

11. Bibliografia

- [1] “ISO10816 Charts,” VIBSENS. Accessed: Mar. 04, 2026. [Online]. Available: <https://www.vibsens.com/index.php/en/knowledge-base/iso10816-iso7919-charts/iso10816-charts>
- [2] Midé Technology Corporation, *PPA Products Datasheet & User Manual*. Midé Technology Corporation, Medford, MA, 2017. [Online]. Available: www.mide.com
- [3] “Impact of Vibration on Advanced Immersion Lithography.” Accessed: Mar. 08, 2026. [Online]. Available: <https://www.techmfg.com/learning/applicationnotes/impact-of-vibration-on-advanced-immersion-lithography>
- [4] V. Pfeiffer, *HiCube 80 Eco Turbopumping Station Instruction Manual*.
- [5] J. F. O’Hanlon, *A User’s Guide to Vacuum Technology: 3rd Edition*. Wiley-Blackwell, 2003.
- [6] “Challenges and Advancements in Semiconductor Chip Picking | Product Journal | THK Journal | THK Official Web Site [Europe/English],” THK. Accessed: Mar. 08, 2026. [Online]. Available: <https://www.thk.com/eu/en/journal/products/article-18062025-6.html>
- [7] N. Panayanthatta *et al.*, “A Self-Powered and Battery-Free Vibrational Energy to Time Converter for Wireless Vibration Monitoring,” *Sensors*, vol. 21, no. 22, Nov. 2021, doi: 10.3390/s21227503.
- [8] A. Erturk and D. J. Inman, “Piezoelectric energy harvesting.” Wiley, Chichester, 2011. doi: 10.1002/9781119991151.
- [9] “Rotational speed | KSB.” Accessed: Mar. 04, 2026. [Online]. Available: <https://www.ksb.com/en-global/centrifugal-pump-lexicon/article/rotational-speed-1117924>
- [10] “Vibration Diagnostic Guide,” SKF Technical Support. Accessed: Jun. 21, 2026. [Online]. Available: <https://skftechnicalsupport.zendesk.com/hc/en-us/articles/360033182914-Vibration-Diagnostic-Guide>
- [11] M. V. Camacho, “Sistema Energy Harvesting Cantilever amb Piezoelèctric.”, Informe, Dept. Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 2025.
- [12] S. S. Rao, *Mechanical vibrations*, 5th ed. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 2011.
- [13] “Buy M3 x 12mm Socket Countersunk Screws (ISO 10642) - Stainless Steel (A2),” Accu. Accessed: Mar. 12, 2026. [Online]. Available: <https://www.accu.co.uk/countersunk-socket-head-screws/5425-SSK-M3-12-A2>
- [14] “Buy M3 Locking Nuts - Stainless Steel (A2),” Accu. Accessed: Mar. 12, 2026. [Online]. Available: <https://www.accu.co.uk/metal-locking-nuts/7973-HLN-M3-A2>
- [15] Linear Technology Corporation, *LTC3588-1: Nanopower Energy Harvesting Power Supply*. Linear Technology Corporation, Milpitas, CA, 2010.

- [16] SparkFun Electronics, "LTC3588 Energy Harvester Breakout Board Schematic (v12)." 2010. [Online]. Available: www.sparkfun.com
- [17] Nordic Semiconductor ASA, "nRF52 DK User Guide (v1.3.1)." 2020. [Online]. Available: www.nordicsemi.com
- [18] "MDBT42Q Click - Bluetooth 5.2 connectivity | MIKROE-6686," MIKROE. Accessed: Jun. 21, 2026. [Online]. Available: <https://www.mikroe.com/mdbt42q-click>
- [19] Nordic Semiconductor ASA, "nRF52810 Product Specification (v1.5)." 2023. [Online]. Available: www.nordicsemi.com
- [20] alldatasheet.com, "ADXL335 PDF." Accessed: Jun. 24, 2026. [Online]. Available: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/250056/AD/ADXL335.html>
- [21] "140PEX," DigiKey Electronics. Accessed: Jun. 19, 2026. [Online]. Available: <https://www.digikey.com/en/products/detail/hammond-manufacturing/140PEX/3868884>
- [22] "Stancor TAPC-38 Ficha técnica | Ver Stancor TAPC-38 Fichas técnicas," Octopart. Accessed: Jun. 21, 2026. [Online]. Available: <https://octopart.com/es/datasheet/stancor/TAPC-38>
- [23] W. H. Hayt and M. N. O. Sadiku, "Análisis de circuitos en ingeniería." McGraw-Hill, 2006.
- [24] S. Roundy, P. K. Wright, and J. Rabaey, "A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes," *Comput. Commun.*, vol. 26, no. 11, pp. 1131–1144, Jul. 2003, doi: 10.1016/S0140-3664(02)00248-7.
- [25] "Appendix E: Numerical Data for PZT-5A and PZT-5H Piezoceramics," in *Piezoelectric Energy Harvesting*, John Wiley & Sons, Ltd, 2011, pp. 373–374. doi: 10.1002/9781119991151.app5.
- [26] S. Vyas, "Why Power in Pure Inductive and Pure Capacitive Circuit is Zero?," Electrical Volt. Accessed: Jun. 19, 2026. [Online]. Available: <https://www.electricalvolt.com/why-power-in-pure-inductive-and-pure-capacitive-circuit-is-zero/>
- [27] "6 - Pin Needle Cable," MIKROE. Accessed: Jun. 21, 2026. [Online]. Available: <https://www.mikroe.com/6-pin-needle-cable>
- [28] "S230-J1FR-1808XB Mide | Mouser," Mouser Electronics. Accessed: Jun. 27, 2026. [Online]. Available: <https://www.mouser.es/ProductDetail/Mide/S230-J1FR-1808XB?qs=9r4v7xj2LnlsKL7zqPIHjw%3D%3D>
- [29] "SparkFun Energy Harvester Breakout - LTC3588." Accessed: Jun. 27, 2026. [Online]. Available: <https://www.sparkfun.com/sparkfun-energy-harvester-breakout-ltc3588.html>
- [30] "NRF52-DK NORDIC SEMICONDUCTOR, Development Kit, nRF52832/nRF52810, Bluetooth Low Energy," Farnell Spain. Accessed: Jun. 27, 2026. [Online]. Available: <https://es.farnell.com/en-ES/nordic-semiconductor/nrf52-dk/dev-kit-bluetooth-low-energy-soc/dp/2842319>

Contraportada

Resum (Català):

Aquest TFG presenta el disseny d'un sistema de monitorització autònom per a bombes de buit industrials, basat en *Energy Harvesting*. L'arquitectura proposada té la funció de sensor asíncron que elimina la necessitat de bateries i acceleròmetres actius. Mitjançant l'associació en sèrie de sis transductors piezoelèctrics sintonitzats a 24,4Hz, s'ha resolt la desadaptació d'impedàncies per fer funcionar el gestor de potència LTC3588-1. El mètode VETC explicat correlaciona l'amplitud de vibració amb el temps de càrrega d'un condensador de 10µF. La viabilitat energètica ha estat validada analíticament, demostrant que l'energia emmagatzemada per cicle (60,2µJ) supera els 43,3µJ requerits per transmetre un paquet BLE amb una eficiència del 80%.

Abstract (English):

This TFG presents the design of an autonomous monitoring system for industrial vacuum pumps, based on *Energy Harvesting*. The architecture proposed works as an asynchronous sensor that eliminates the need for batteries and active accelerometers. By series-connecting six piezoelectric transducers tuned to 24,4Hz, the impedance mismatch has been overcome to power the LTC3588-1. The explained VETC method correlates vibration amplitude with the charging time of a 10µF capacitor. Energy viability has been analytically validated, demonstrating that the energy stored per cycle (60,2µJ) exceeds the 43,31µJ required to broadcast a BLE packet at 80% efficiency.

Resumen (Castellano):

Este TFG presenta el diseño de un sistema de monitorización autónomo para bombas de vacío industriales, basado en *Energy Harvesting*. La arquitectura propuesta realiza la función de sensor asíncrono que elimina la necesidad de baterías y acelerómetros activos. Mediante la asociación en serie de seis transductores piezoeléctricos sintonizados a 24,4Hz, se ha resuelto la desadaptación de impedancias para alimentar el gestor LTC3588-1. El método VETC explicado correlaciona la amplitud de vibración con el tiempo de carga de un condensador de 10µF. La viabilidad energética ha sido validada analíticamente, demostrando que la energía almacenada por ciclo (60,2µJ) supera los 43,3µJ necesarios para transmitir un paquete BLE con una eficiencia del 80%.