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

Simón Álvarez, Arnau. *Disseny d'un electròmetre de baix soroll per a instrumentació d'acceleradors de partícules*. 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/336112>

under the terms of the  license.



Treball Fi de Grau

Grau d'Enginyeria Electrònica de Telecomunicació

Disseny d'un electròmetre de baix soroll per a instrumentació d'acceleradors de partícules

Arnau Simón Álvarez

Tutor empresa: Juan Herranz
Alibava Systems & Proactive R&D

Tutor acadèmic: Gerard Zamora
Departament d'Enginyeria Electrònica, UAB

Escola d'Enginyeria
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

Juliol 2026

Abstract

This Project presents the development, design and characterization of a custom electrometer PCB for measuring the low-level currents generated by the beam of particles on a collimation system.

The collimators are instruments used in particles accelerator intended to intercept the beam halo particles. Because of the interaction with the particles beam, the collimators collect beam currents in the range of nanoampere whose measurement is essential to monitor the beam behaviour in real time. In order to read this current the commercial instruments available on the market do not adequately meet the specific requirements in terms of technical adaptability and system integration. The developed solution is based on a transimpedance amplifier followed by an inverting stage, with different gain configurations. Within the scope of this project, four units were designed and implemented, covering both the horizontal and vertical axes of two collimator points. A functional prototype was built and experimentally characterized demonstrating a measurement range from 5 nA to 200 μ A.

Resum

Aquest Treball de Fi de Grau presenta el desenvolupament, el disseny i la caracterització d'una PCB electròmetre específica per a la mesura dels corrents de baixa intensitat generats pel feix de partícules en un sistema de col·limació.

Els col·limadors són instruments emprats en acceleradors de partícules destinats a interceptar les partícules del halo del feix. A causa de la interacció amb el feix de partícules, els col·limadors recullen corrents en el rang dels nanoampers, la mesura de les quals és essencial per monitoritzar el comportament del feix en temps real. Per llegir aquesta corrent, els instruments comercials disponibles al mercat no s'adeqüen als requeriments específics en termes d'adaptabilitat tècnica i integració en el sistema. La solució desenvolupada es basa en un amplificador de transimpedància seguit d'una etapa inversora, amb diferents configuracions de guany. En el marc d'aquest projecte es van dissenyar i implementar quatre unitats, cobrint els eixos horitzontal i vertical de dos punts de col·limació. Es va construir un prototip funcional que es va caracteritzar experimentalment demostrant un rang de mesura de 5 nA a 200 μ A.

Índex

1. Introducció	1
1.1. Paraules clau	4
1.2. Declaració d'ús d'IA.....	5
2. Estat de l'art	6
2.1. Introducció al condicionament de corrents molt baixos	6
2.2. Solucions comercials existents	7
2.3. Comparativa de solucions comercials	9
2.4. Tendències actuals: instrumentació i hardware obert.....	9
2.5. Conclusió de l'estat de l'art	10
3. Motivació del TFG	11
3.1. Definició del problema	11
3.2. Objectius	12
4. Proposta tècnica	13
4.1. Requeriments del sistema	13
4.2. Arquitectura proposada	14
4.3. Selecció del component actiu: ADA4625.....	15
4.4. Metodologia de desenvolupament.....	17
5. Disseny del sistema.....	18
5.1. Etapa 1: Amplificador de transimpedància (TIA)	18
5.1.1. Càlcul de R_f i C_f	18
5.1.2. Simulació LTspice	19
5.1.3. Validació experimental (EVAL-ADA4625-2ARDZ)	22
5.2. Etapa 2: Amplificador inversor i adaptació d'impedàncies	24
5.2.1. Càlcul del guany i components.....	24
5.2.2. Simulació LTspice	25
5.2.3. Validació experimental (EVAL-ADA4625-2ARDZ)	26
5.3. Etapa 3: Filtre pas baix de sortida.....	28
5.3.1. Anàlisi FFT per identificar les freqüències de soroll.....	29
5.3.2. Càlcul dels components del filtre i simulació Ltspice	30
5.3.3. Validació experimental (EVAL-ADA4625-2ARDZ)	33

6. Caracterització i resultats experimentals	35
6.1. Introducció al disseny amb KiCad	35
6.2. Esquemàtic	35
6.3. Disseny del layout i consideracions EMC	36
6.4. Fabricació i muntatge del prototip	39
7. Resultats experimentals i caracterització	41
7.1. Metodologia de mesura	41
7.2. Resultats per guany	42
7.3. Anàlisi i discussió de resultats del soroll	43
8. Conclusions	44
8.1. Conclusions del treball	44
8.2. Línies de treball futur	45
9. Bibliografia	47

1. Introducció

Els acceleradors de partícules són instal·lacions científiques que acceleren partícules subatòmiques, com ara protons o electrons, fins a velocitats properes a la de la llum mitjançant camps elèctrics i electromagnètics. Aquestes instal·lacions constitueixen una eina fonamental per a la investigació en física nuclear i d'altres energies, i troben aplicació en àmbits tan diversos com la física de partícules, la medicina nuclear, la producció d'isòtops radioactius o el desenvolupament de reactors nuclears de nova generació [1]. L'electròmetre objecte d'aquest treball de fi de grau s'emmarca en un projecte d'aquest darrer àmbit, concretament en un accelerador lineal de protons dissenyat per impulsar un reactor nuclear híbrid, on la precisió i la fiabilitat del feix de partícules són un requisit crític per a l'operació segura.

En qualsevol accelerador de partícules, el feix no és perfectament uniforme. Una fracció de les partícules accelerades es desvia de la trajectòria ideal a causa d'imperficcions dels camps magnètics, dispersió coulombiana entre partícules o aberracions òptiques del sistema de guia. Tal com es pot observar a la Figura 1, les partícules més desviades formen l'anomenat halo del feix, i si no es controlen poden danyar components de la línia de feix o generar pèrdues no desitjades [2].

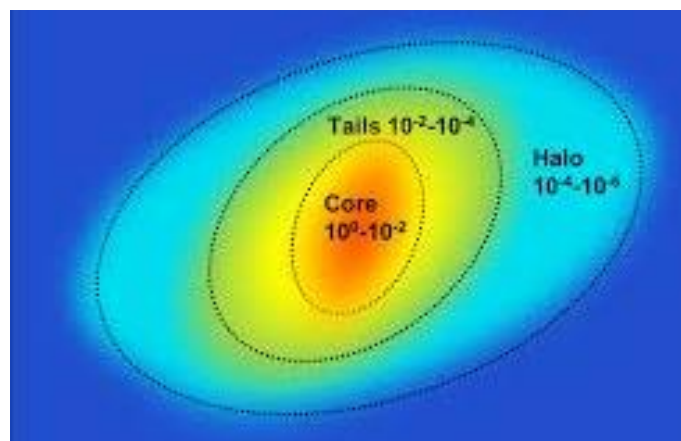


Figura 1. Perfil transversal del feix d'un accelerador de partícules

Per gestionar aquest halo s'utilitzen dispositius mecànics anomenats col·limadors o *scrapers*, que intercepten i absorbeixen físicament les partícules que s'han desviat fora del perfil acceptat. Quan un protó d'alta energia impacta contra el material del col·limador, diposita la seva càrrega elèctrica directament en el material, generant un corrent elèctric mesurable i proporcional a la intensitat del halo interceptat [3]. La Figura 2 mostra una unitat del dispositiu que s'utilitzarà en aquest projecte.

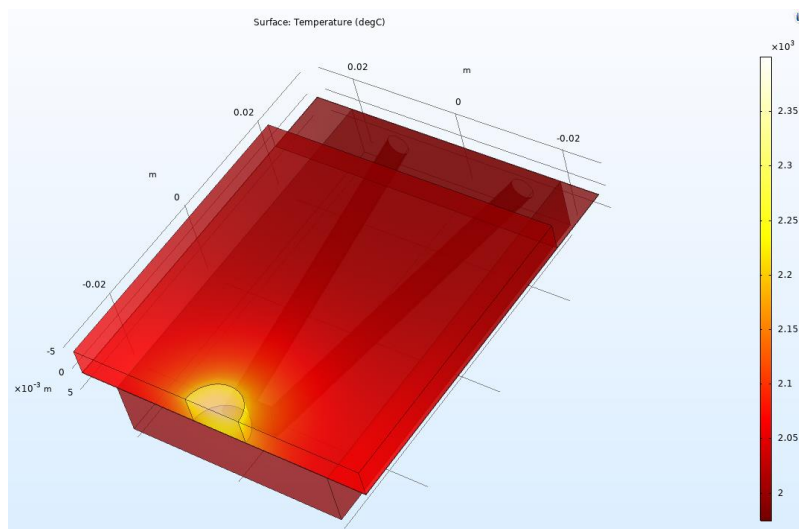


Figura 2. Exemple d'un col·limador (scraper). Simulació de distribució tèrmica.

El sistema de retall de feix objecte d'aquest treball es basa en quatre *scrapers* com el de la figura anterior disposats en parelles: dos orientats en l'eix X i dos en l'eix Y, que retallen de manera ajustable la fracció del halo desitjada. El posicionament de cadascun es realitza mitjançant motors pas a pas (*stepper motors*), i incorpora connexions d'aigua per a la refrigeració activa dels elements mecànics, així com sistemes d'alineació en ambdós eixos. La Figura 3 mostra la configuració completa del sistema amb els quatre col·limadors d'on sortirien quatre corrents independents a mesurar.

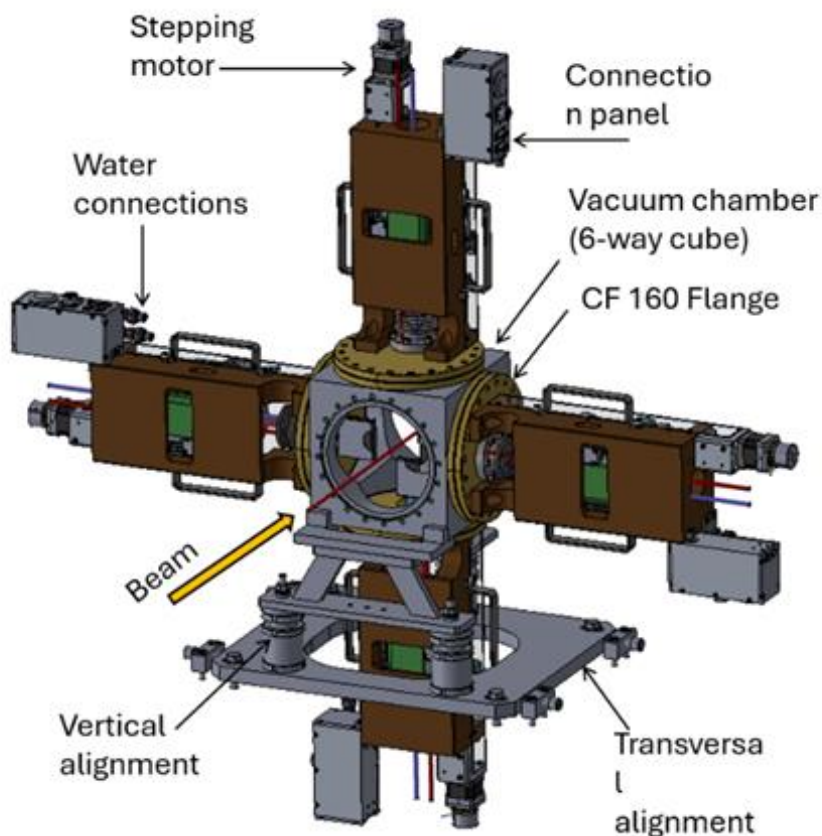


Figura 3. Sistema complet amb els quatre col·limadors, motors pas a pas i sistema de refrigeració.

La mesura del corrent generat per cadascun dels col·limadors és essencial per caracteritzar i monitoritzar el comportament del feix en temps real. No obstant això, presenta reptes importants. D'una banda, les corrents generades poden situar-se en el rang dels nanoampers (nA), fet que dificulta la seva mesura directa i requereix sistemes electrònics especialitzats. De l'altra, la zona on es produeix la interacció entre el halo i el col·limador és un entorn d'alta radiació ionitzant. La gran majoria de components electrònics estan fabricats a base de silici, un material sensible a la radiació que es degrada per exposició prolongada, perdent progressivament les seves propietats elèctriques [4]. Per aquest motiu, l'electrònica de mesura no pot instal·lar-se en les proximitats immediates del col·limador, sinó que s'ha d'ubicar en una sala blindada allunyada de la zona de radiació. Aquesta restricció implica l'ús de cables coaxials de considerable longitud per connectar el col·limador amb l'electrònica de lectura, introduint capacitats paràsites significatives que afecten l'estabilitat dels circuits d'amplificació.

La tècnica més estesa per convertir corrents molt petites en senyals de tensió mesurables és l'amplificador de transimpedància (TIA), que utilitza una resistència de realimentació per establir una relació proporcional entre la corrent d'entrada i la tensió de sortida, tal com es mostra a la Figura 4. Aquesta arquitectura és àmpliament utilitzada en sistemes d'electrometria i en circuits de lectura de sensors de baixa corrent [5].

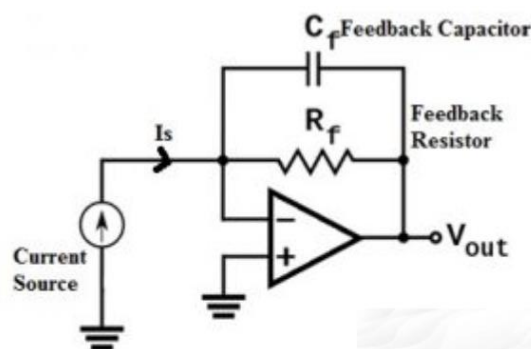


Figura 4. Esquema bàsic d'un amplificador de transimpedància.

No obstant això, el seu disseny presenta reptes tècnics rellevants quan el detector es troba connectat mitjançant cables llargs, que introdueixen capacitats paràsites capaces de desestabilitzar l'amplificador. A més, factors com el soroll tèrmic de les resistències, les corrents de polarització dels amplificadors operacionals o les interferències electromagnètiques de l'entorn poden limitar significativament el rendiment del sistema.

En aquest treball es va dissenyar, implementar i caracteritzar experimentalment un electròmetre en forma de PCB específica, destinat a la mesura de les corrents generades pels quatre col·limadors de la línia de feix, dos per a l'eix X i dos per a l'eix Y.

Es va adoptar una arquitectura de dues etapes en cascada: un TIA basat en l'amplificador operacional ADA4625 d'Analog Devices, seguit d'una etapa amplificadora inversora de guany fix. El disseny objectiu del producte final incorpora un sistema de selecció de guany configurable remotament mitjançant switches analògics, que permet adaptar el rang de mesura a les condicions de cada punt de la instal·lació sense necessitat d'intervenció manual. Es van realitzar proves experimentals sobre un prototip funcional per verificar l'estabilitat, el nivell de soroll i el rang dinàmic del sistema en les cinc configuracions de guany disponibles.

1.1 Paraules clau

TIA: Amplificador de Transimpedància (*TransImpedance Amplifier*). Circuit electrònic que converteix un corrent d'entrada en una tensió de sortida proporcional mitjançant una resistència de realimentació.

PCB: *Printed Circuit Board*, placa de circuit imprès. Substrat sobre el qual es munten i interconnecten els components electrònics d'un circuit.

Halo: part exterior del feix de partícules.

Scraper / Col·limador: Element mecànic situat a la línia de feix d'un accelerador de partícules que intercepta les partícules del halo del feix.

Feix: Conjunt de partícules accelerades que viatgen de forma agrupada al llarg de la línia de l'accelerador.

Autoranging: Funció d'un instrument de mesura que selecciona automàticament el rang de mesura més adequat en funció del valor de la magnitud detectada.

ADA4625: Amplificador operacional JFET de baix soroll i baixa corrent de polarització fabricat per Analog Devices, utilitzat com a element central del TIA en el disseny desenvolupat en aquest TFG.

SNR: *Signal-to-Noise Ratio*, relació senyal-soroll. Paràmetre que expressa en decibels la relació entre l'amplitud de la senyal útil i el nivell de soroll del sistema.

GBW: Gain-Bandwidth Product, producte guany-ample de banda. Paràmetre característic d'un amplificador operacional que defineix el compromís entre el guany i l'ample de banda disponibles, i s'utilitza per al dimensionament del condensador de compensació C_f del TIA.

Soroll de Johnson-Nyquist: Soroll tèrmic generat per l'agitació tèrmica dels portadors de càrrega en qualsevol resistència. Constitueix el factor limitant fonamental del soroll en sistemes TIA, i estableix el compromís entre guany i nivell de soroll referit a l'entrada.

KiCad: Entorn de disseny electrònic de codi obert utilitzat per al disseny de l'esquemàtic i el layout de la PCB desenvolupada en aquest TFG.

EMC: Electromagnetic Compatibility, compatibilitat electromagnètica. Conjunt de tècniques de disseny de PCB orientades a minimitzar les interferències electromagnètiques generades i rebudes pel circuit.

ADG1412: Switch analògic d'Analog Devices considerat per a la implementació del sistema de selecció de guany remota en la versió definitiva de la PCB electròmetre.

1.2 Declaració d'ús d'IA

D'acord amb la guia docent, es declara l'ús d'eines d'Intel·ligència Artificial generativa exclusivament com a suport auxiliar per a la revisió gramatical i la cerca bibliogràfica. L'estructura, el desenvolupament i el contingut d'aquesta memòria són obra original de l'autor, i s'ha verificat la veracitat de la informació consultada.

2. Estat de l'art

2.1 Introducció al condicionament de senyals molt baixes

La mesura de corrents elèctrics de molt baixa magnitud és un problema recurrent en instrumentació científica de precisió. En entorns de física experimental com els acceleradors de partícules, els col·limadors intercepten una fracció del halo del feix generant corrents de l'ordre de nanoampers (nA), que resulten extremadament difícils de mesurar directament sense un condicionament electrònic previ [3].

La tècnica més estesa per a aquest tipus de mesures és l'amplificador de transimpedància (TIA), que converteix el corrent d'entrada en una tensió proporcional mitjançant una resistència de realimentació:

$$V_{out} = -I_{in} \cdot R_f$$

Aquesta arquitectura és àmpliament documentada en la literatura especialitzada en electrometria de precisió i circuits de lectura de sensors de baixa corrent [5]. No obstant això, la seva implementació en entorns d'aquest tipus presenta reptes addicionals, ja que el col·limador es troba físicament allunyat de l'electrònica de lectura, i el cable de connexió introdueix una capacitat paràsita significativa en el node d'entrada del TIA que pot desestabilitzar l'amplificador si no es prenen mesures de compensació específiques.

Pel que fa als reptes de soroll, la literatura estableix que el factor limitant fonamental en sistemes TIA és el soroll tèrmic de la resistència de realimentació, descrit per la relació de Johnson-Nyquist [5]:

$$I_n = \sqrt{\frac{4kT \cdot BW}{R_f}}$$

on k és la constant de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T la temperatura absoluta en Kelvin, BW l'ample de banda del sistema i R_f la resistència de realimentació. Aquesta expressió posa de manifest el compromís fonamental entre guany i soroll. Augmentar R_f incrementa el guany però també el soroll de tensió a la sortida, tot i que el soroll de corrent referit a l'entrada disminueix. Físicament, I_n representa la densitat espectral de soroll de corrent referida a l'entrada del TIA, és a dir, el soroll equivalent que hauria de tenir la font de corrent mesurada per generar el soroll observat a la sortida. Com més gran és R_f menor és aquest soroll equivalent d'entrada i, per tant, menor és la corrent mínima detectable pel sistema.

2.2. Solucions comercials existents

Les solucions comercials per a la mesura de corrents molt baixos es poden classificar en tres famílies principals, en funció del seu principi de funcionament i les seves prestacions:

- Electrometres de laboratori d'alta precisió: instruments de banc dissenyats per a mesures de corrent extremadament baixes, fins al rang de femtoamperis. Ofereixen les màximes prestacions en termes de resolució i exactitud, però presenten un cost elevat i un format de gran volum.
- Preamplificadors de corrent de baix soroll: instruments orientats a aplicacions on l'ample de banda és rellevant, amb guany variable i compensació de capacitat de font. Combinen prestacions acceptables de soroll amb una major flexibilitat, però segueixen sent equips de banc de grans dimensions.
- Amplificadors de transimpedància compactes: solucions més compactes orientades a aplicacions científiques específiques, com ara la monitorització de feix en acceleradors o la lectura de detectors d'ionització. Representen la família més propera als requeriments de l'aplicació que ens ocupa.

A continuació s'analitza un exemple representatiu de cadascuna d'aquestes famílies, seleccionat per la seva rellevància en l'àmbit de la instrumentació de baixa corrent i la seva presència habitual en laboratoris de física experimental.

2.2.1. Keithley 6485 Picoamperímetre (Tektronix/Keithley)

Com a representant de la família dels electrometres de laboratori d'alta precisió, el Keithley 6485 és un dels picoamperímetres de banc més utilitzats en laboratoris de recerca. Disposa de vuit rangs de mesura amb autoranging d'alta velocitat, cobrint corrents des de 20 fA fins a 20 mA, amb velocitats de fins a 1000 lectures per segon. En els rangs de nA, l'instrument tolera capacitats d'entrada de fins a 10 nF mantenint l'estabilitat, i incorpora una sortida analògica de tensió escalada de 2 V a plena escala.



Figura 5. Instrument de banc Keithley 6485 Picoamperímetre.

El seu preu és d'aproximadament 3.200 €.

Les limitacions d'aquest instrument per a l'ús en entorns d'accelerador són clares: és un equip de banc voluminós amb format half-rack no apte per a instal·lació propera al detector, i no disposa de cap mecanisme de compensació de la capacitat paràsita introduïda per cables llargs, fet especialment crític en els acceleradors.

2.2.2. Stanford Research Systems SR570

Com a representant de la família dels preamplificadors de corrent de baix soroll, el SR570 de SRS és un preamplificador de corrent de baix soroll molt estès en entorns de recerca. Ofereix sensibilitats des de 1 pA/V fins a 1 mA/V, amb un ample de banda màxim d'1 MHz i un soroll d'entrada de $5 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. A més, inclou compensació ajustable de la resposta en freqüència de l'extrem frontal, pensada per treballar amb fonts de capacitat significativa.



Figura 6. Stanford Research Systems SR570. Preamplificador de corrent de baix soroll.

El seu preu és d'aproximadament 3.100 €.

El SR570 incorpora certa compensació de capacitat de font, cosa que el diferencia positivament de la família anterior. No obstant això, segueix sent un instrument de banc de grans dimensions, no pensat per integrar-se en la línia de feix d'una instal·lació d'accelerador. A més, la compensació de capacitat que ofereix és ajustable manualment i no està dimensionada per a capacitats de l'ordre de nanofarads com les que introdueix un cable de 40 metres.

2.2.3. FEMTO DLPCA-200

Com a representant de la família dels amplificadors de transimpedància compactes, el DLPCA-200 del fabricant alemany FEMTO Messtechnik és un dels amplificadors de transimpedància compactes més reconeguts en l'àmbit científic. Ofereix guany de transimpedància variable des de 10^3 fins a 10^{11} V/A, amb acoblament AC/DC commutable, filtre pas baix de 10 Hz i control d'offset ajustable. Una característica especialment rellevant és que el DLPCA-200 manté guany constant i resposta plana fins i tot per a capacitats de font de fins a 1 nF. El propi fabricant llista explícitament entre les seves aplicacions la monitorització de feix en acceleradors de partícules i sincrotrons, així com detectors d'ionització.

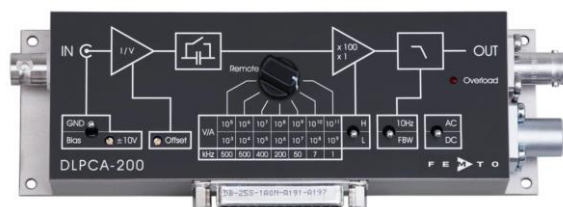


Figura 7. FEMTO DLPCA-200. Amplificador de transimpedància compacte.

El seu preu és d'aproximadament 2.300 €.

De tots els instruments analitzats, el DLPCA-200 és el que millor s'adequa als requeriments de l'aplicació gràcies a les seves aplicacions específiques en acceleradors de partícules. No obstant això, presenta dues limitacions determinants per al projecte: d'una banda, la capacitat màxima d'entrada suportada és d'1 nF, que pot ser insuficient en funció de la longitud del cable d'entrada a la instal·lació, de l'altra banda, tot i tenir un format més compacte que les opcions anteriors, segueix sent un instrument de catàleg que no permet cap adaptació a mida de les necessitats específiques de la instal·lació.

2.3 Comparativa de solucions comercials

La taula següent resumeix les característiques principals dels instruments analitzats enfront de la solució desenvolupada en aquest TFG:

Instrument	Rang corrent / Guany transimpedància	Preu unitari	Compensació C paràsit	Integració en rack	Cost ×4 unitats
Keithley 6485	20 fA – 20 mA / $10^3 - 10^{10}$ V/A	~3.200 €	No	No	~12.800 €
SRS SR570	1 pA – 1 mA / $1 - 10^6$ V/A	~3.100 €	Parcial	No	~12.400 €
FEMTO DLPCA-200	sub-pA – mA / $10^3 - 10^{11}$ V/A	~2.300 €	Sí (fins 1 nF)	No	~9.200 €

Taula 1. Comparació entre els diferents electròmetres comercials

2.4 Tendències actuals: instrumentació i hardware obert

Una tendència creixent en la instrumentació científica de grans instal·lacions és el disseny d'electrònica específica a mida com a alternativa als instruments comercials d'ús general [6]. Aquesta aproximació permet adaptar el sistema als requeriments concrets de cada instal·lació en termes de format, connector, ample de banda i rang de mesura, aspectes que els instruments comercials no poden oferir per la seva naturalesa de producte de catàleg.

En el camp dels acceleradors de partícules, aquesta tendència és especialment evident. Instal·lacions com el CERN o el PSI disposen de sistemes d'adquisició de senyal dissenyats íntegrament a mida per als seus detectors específics, incloent-hi electròniques de lectura de baixa corrent integrades directament en els armaris de control de la línia de feix [6].

En aquest context, components com l'ADA4625 d'Analog Devices, un amplificador operacional JFET de baix soroll optimitzat per a configuracions TIA amb una corrent de polarització d'entrada de tan sols ± 15 pA [7], han facilitat el desenvolupament de solucions de baix cost amb prestacions comparables a les dels instruments comercials. Aquest component és el que s'utilitza en el disseny desenvolupat en aquest TFG.

2.5 Conclusió de l'estat de l'art

L'anàlisi de les solucions existents, tant comercials com de la literatura científica, permet identificar amb claredat els arguments que justifiquen el disseny d'una PCB.

Els electròmetres comercials capaços de mesurar corrents en el rang de nA presenten preus unitaris d'entre 2.300 i 3.500 €. Un sistema de col·limació com el d'aquest projecte requereix quatre *scrapers* independents, cadascun amb el seu propi canal de mesura, cosa que suposaria una inversió d'entre 9.200 € i 12.800 € únicament en instrumentació de mesura de corrent. Aquesta xifra posa de manifest que existeix un marge econòmic ampli per desenvolupar una solució equivalent a una fracció d'aquest cost, mantenint les prestacions tècniques necessàries per a l'aplicació.

A més del cost, el cable que connecta el col·limador amb l'electrònica de lectura introdueix una capacitat paràsita en el node d'entrada del TIA que cap dels instruments comercials analitzats compensa de forma adequada per a les distàncies d'aquesta instal·lació. El disseny propi permet incorporar un condensador de realimentació C_f dimensionat específicament per a la longitud i les característiques del cable, garantint l'estabilitat del sistema en les condicions reals d'ús.

Finalment, cap dels instruments comercials analitzats pot allotjar-se en els armaris de control de l'accelerador ni adaptar-se al format físic de la instal·lació. El desenvolupament intern ofereix control total sobre el disseny, format, connectors, rang de guany i ample de banda, permetent una integració òptima amb la resta del sistema d'adquisició.

L'anàlisi de les solucions comercials existents posa de manifest que, tot i la qualitat dels instruments disponibles, cap d'ells s'adequa a les condicions específiques d'aquesta instal·lació. Aquests factors justifiquen el desenvolupament d'una PCB específica, que es presenta en els capítols següents.

3. Motivació TFG

3.1. Definició del problema

En el marc d'aquest projecte, el sistema de col·limació objecte d'aquest treball es basa en quatre col·limadors disposats en parelles, dos orientats en l'eix X i dos en l'eix Y, que intercepten de manera controlada la fracció del halo del feix que es desvia de la trajectòria acceptada. Cadascun d'aquests col·limadors genera un corrent elèctric independent que ha de ser mesurat de forma contínua per monitoritzar el comportament del feix en temps real. La naturalesa d'aquesta instal·lació concreta imposa dos condicionants tècnics que defineixen el problema de disseny d'aquest TFG.

El primer condicionant és la distància entre el col·limador i l'electrònica de lectura. La zona on els *scrapers* intercepten el halo del feix és un entorn d'alta radiació ionitzant, ja que la interacció de les partícules accelerades amb el material del col·limador genera un flux de radiació intens. La gran majoria de components electrònics estan fabricats a base de silici, un material especialment sensible a la radiació ionitzant. L'exposició prolongada provoca la degradació progressiva dels paràmetres elèctrics dels components, fins al punt de fer-los inoperables. Per aquest motiu, l'electrònica de lectura, inclosos els electròmetres i els sistemes d'adquisició de dades, no pot ubicar-se en les proximitats immediates del col·limador, sinó que ha d'instal·lar-se en una sala blindada allunyada de la zona de radiació [8]. Aquesta distància implica l'ús d'un cable coaxial llarg per connectar el col·limador amb l'electròmetre, el qual introdueix una capacitat paràsita significativa en el node d'entrada del TIA a raó de 80 pF per metre, característics d'un cable coaxial estàndard [9]. Per tant, per a un cable de 40 metres, la capacitat paràsita introduïda pot arribar a 3,2 nF. Aquesta capacitat, si no es compensa adequadament en el disseny del circuit, pot desestabilitzar l'amplificador i degradar la resposta en freqüència del sistema de mesura, tal com s'ha exposat a la secció 2.1.

El segon condicionant és econòmic. Tal com s'ha analitzat a l'estat de l'art, cap dels instruments comercials existents s'adequa a les condicions específiques de la instal·lació, i el seu cost unitari fa econòmicament justificable desenvolupar una tecnologia pròpia, equipant els quatre canals de mesura requerits amb solucions a mida. A més, cap d'ells permet la compensació específica de la capacitat paràsita del cable ni la integració física en els armaris de control de l'accelerador.

Davant d'aquests condicionants, es planteja el disseny d'un electròmetre propi en forma de PCB específica que resolgui ambdós problemes de forma simultània.

3.2. Objectius

L'objectiu principal d'aquest TFG és el disseny, implementació i caracterització experimental d'una PCB electròmetre destinada a la mesura dels corrents elèctrics generats pels quatre col·limadors de la línia de feix, dos per a l'eix X i dos per a l'eix Y, adaptada específicament a les condicions reals de la instal·lació.

Per assolir aquest objectiu principal es defineixen els objectius específics següents:

- Dissenyar un sistema de conversió corrent-tensió de baix soroll capaç de detectar corrents en el rang de nanoampers, estudiant quina arquitectura de circuit és la més adequada per a les condicions de la instal·lació.
- Estudiar i resoldre el problema d'estabilitat introduït per la capacitat paràsita del cable d'entrada, determinant quina solució de compensació garanteix el correcte funcionament del sistema en les condicions reals d'ús.
- Assolir un nivell de soroll mínim compatible amb les corrents que es volen detectar, analitzant les fonts de soroll del sistema i aplicant les tècniques de disseny adequades per minimitzar-ne l'impacte.
- Integrar el sistema en una PCB compacta que pugui allotjar-se directament en els armaris de control de la instal·lació, seguint les bones pràctiques de disseny de layout per a circuits de baixa corrent.
- Verificar experimentalment el comportament del sistema mitjançant mesures de laboratori que permetin validar les prestacions del prototip i determinar els límits reals de funcionament.
- Avaluar la viabilitat de la solució desenvolupada com a alternativa a les solucions comercials existents, en el context dels quatre canals de mesura necessaris per a aquest sistema de col·limació.

4. Proposta tècnica

4.1. Requeriments del sistema

A partir dels condicionants identificats al capítol anterior, es defineixen els requeriments que ha de complir el sistema de mesura desenvolupat en aquest TFG.

Pel que fa als requeriments elèctrics, el sistema ha de ser capaç de mesurar corrents elèctrics en el rang dels nanoampers generats pels col·limadors de la línia de feix, amb un rang dinàmic suficient per cobrir variacions significatives de la intensitat del halo. La tensió de sortida ha d'estar dins del rang compatible amb els sistemes d'adquisició de dades de la instal·lació, fixat entre 0 i 2 V. A més, el circuit ha de mantenir-se estable en presència de la capacitat paràsita introduïda pel cable d'entrada, estimada en fins a 3,2 nF per a un cable coaxial estàndard de 40 metres, i el nivell de soroll ha de permetre la detecció de corrents mínims amb una relació senyal-soroll mínima de 10 dB. Aquest criteri de 10 dB és el límit mínim habitual en instrumentació científica per garantir una detecció robusta del senyal sobre el soroll, assegurant que l'amplitud de la senyal útil supera en un factor de poc més de 3 l'amplitud eficaç del soroll [5].

Pel que fa al guany, el sistema ha de proporcionar un guany de transimpedància configurable per adaptar-se als diferents rangs de corrent esperats en cada punt de mesura. S'estableixen cinc nivells de guany: 10 kV/A, 50 kV/A, 200 kV/A, 1 MV/A i 5 MV/A, cadascun orientat a un rang de corrent diferent, de manera que el conjunt de les cinc configuracions cobreix un rang de mesura que s'estén des de pocs nanoampers fins a centenars de microamperis.

Pel que fa a la resposta temporal, el sistema ha de ser capaç de seguir les variacions del corrent del feix amb una velocitat adequada. Per als guanys més baixos, on l'ample de banda és major, el temps de pujada ha de ser inferior a 3 μ s. Per als guanys més alts s'accepten temps de pujada superiors, ja que la naturalesa quasi-estàtica del senyal del col·limador no requereix una resposta ràpida en aquestes configuracions. S'entén per senyal quasi-estàtica aquella la variació de la qual és molt lenta en comparació amb la constant de temps del sistema de mesura, de manera que el senyal pot considerar-se pràcticament constant durant el temps de mesura i no es perden components freqüencials rellevants.

Finalment, quant als requeriments físics i d'integració, la PCB ha de tenir un format compacte que permeti la seva integració en els armaris de control de la instal·lació, amb connectors compatibles, alimentació simètrica estabilitzada i protecció d'entrada per al node d'alta impedància, que és el punt més sensible del circuit.

4.2. Arquitectura propuesta

Tal com s'ha exposat a la secció 2.1, la tècnica de l'amplificador de transimpedància (TIA) és l'enfocament estàndard per a la conversió de corrents molt baixes en senyals de tensió mesurables. Per donar resposta als requeriments definits, es proposa una arquitectura de tres etapes en cascada:



Figura 8. Arquitectura del electrometre

Etapa 1: Amplificador de transimpedància (TIA)

El TIA constitueix el nucli del sistema i la primera etapa de conversió del senyal. La seva funció és convertir el corrent d'entrada en una tensió proporcional mitjançant una resistència de realimentació R_f , el valor de la qual determina directament el guany de l'etapa i, per tant, la configuració de mesura del sistema. Per garantir l'estabilitat del circuit en presència de la capacitat paràsita del cable d'entrada, s'incorpora un condensador de compensació C_f en paral·lel amb R_f , el dimensionament del qual es detalla al capítol 5.

Etapa 2: Amplificador inversor

La segona etapa proporciona un guany addicional fix de $\times 5$ sobre la tensió de sortida del TIA i compleix una doble funció en el sistema. D'una banda, multiplica el guany total per 5, cosa que permet treballar amb valors de R_f moderats al TIA i reduir el soroll tèrmic de la resistència de realimentació. D'altra banda, actua com a buffer actiu entre el TIA i la càrrega de sortida, presenta una impedància d'entrada elevada al node de sortida del TIA i una impedància de sortida baixa cap al sistema d'adquisició, evitant que la càrrega connectada pertorbi el punt de treball del TIA. El càlcul dels components d'aquesta etapa es detalla al capítol 5.

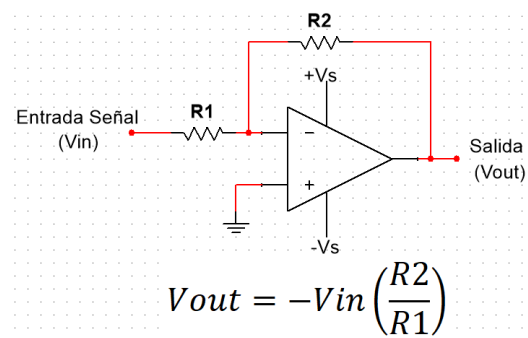


Figura 9. Esquema d'un amplificador inversor i equació del guany de tensió.

Etapa 3: Filtre pas baix de sortida

La tercera etapa limita l'ample de banda del sistema al rang estrictament necessari per a l'aplicació. La seva funció principal és eliminar les interferències electromagnètiques d'alta freqüència que el cable llarg d'entrada capta de l'entorn de l'accelerador, tal com s'ha descrit a la secció 3.1. A més, com que el soroll tèrmic està present en totes les freqüències, el fet de limitar l'ample de banda fa que el sistema deixi de veure el soroll de les freqüències que no són d'interès, millorant així la relació senyal-soroll global. S'implementa mitjançant un filtre RC de primer ordre a la sortida de l'amplificador inversor, format per una resistència en sèrie i un condensador a massa. Com es pot observar a la Figura 10, aquest tipus de filtre presenta una resposta plana per a les freqüències per sota de la freqüència de tall f_c , i atenua progressivament les freqüències superiors, eliminant el contingut freqüencial no desitjat. Els valors de condensador s'adapten a cada configuració de guany per ajustar f_c a les necessitats de cada cas, i el dimensionament complet es detalla al capítol 5.

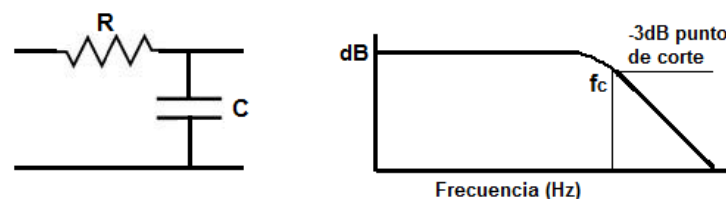


Figura 10. Esquema del filtre RC de primer ordre i la seva resposta en freqüència.

4.3. Selecció del component actiu: ADA4625

La selecció de l'amplificador operacional és un dels aspectes més crítics del disseny, ja que les seves característiques determinen directament el soroll, l'estabilitat i la corrent mínima detectable del sistema. Per a aplicacions d'electrometria de baixa corrent es requereix un amplificador amb corrent de polarització d'entrada mínima, soroll de tensió baix i producte guany-ample de banda suficient per garantir l'estabilitat del TIA amb les capacitats paràsites presents.

L'amplificador operacional seleccionat per a totes les etapes del sistema és l'ADA4625 d'Analog Devices, en el seu encapsulat dual ADA4625-2ARDZ, que incorpora dos amplificadors independents en un mateix xip. Això permet implementar les dues etapes actives del sistema amb un únic component, simplificant el disseny de la PCB i reduint l'espai necessari. Es tracta d'un amplificador de tecnologia d'entrada JFET, especialment adequat per a electrometria perquè presenta una impedància d'entrada intrínsecament molt elevada i una corrent de fuga dels díodes de protecció molt inferior a la dels amplificadors de tecnologia bipolar [7], que poden presentar corrents de bias de l'ordre de nanoampers, incompatibles amb la mesura de corrents tan petites [5]. Les seves característiques principals es resumeixen a la Taula 2.

Paràmetre	Valor típic	Rellevància
Corrent de polarització (I_{bias})	$\pm 15 \text{ pA}$ a 25°C	Error mínim en mesures de nA
Densitat de soroll de tensió	$3,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a 1 kHz	Soroll referit a l'entrada mínim
Producte guany-ample de banda (GBW)	(GBW) 18 MHz	Estabilitat del TIA amb C_f
Tensió d'offset d'entrada (V_{os})	(V_{os}) $\pm 80 \mu\text{V}$ màxima	Error d'offset mínim a la sortida
Rang d'alimentació	$\pm 2,5 \text{ V}$ a $\pm 18 \text{ V}$	Compatible amb $\pm 5 \text{ V}$
Tecnologia d'entrada	JFET	Alta impedància, baixa fuga

Taula 2. Característiques principals de l'ADA4625 rellevants per a l'aplicació.

L'arquitectura proposada respon de forma directa als condicionants identificats al capítol de motivació. El problema de l'estabilitat davant la capacitat paràsitica del cable es resol mitjançant el dimensionament del condensador C_f en paral·lel amb R_f . La condició de disseny que garanteix un marge de fase suficient és [5]:

$$C_f \geq \sqrt{\frac{C_{in}}{4\pi \cdot R_f \cdot GBW}}$$

on C_{in} és la capacitat total en el node d'entrada, incloent la del cable, i GBW és el producte guany-ample de banda de l'ADA4625. Aquest dimensionament específic és el que diferencia el disseny desenvolupat en aquest TFG de les solucions comercials analitzades, que no ofereixen cap mecanisme d'adaptació a aquesta situació.

El problema del soroll queda limitat fonamentalment pel soroll tèrmic de la resistència de realimentació R_f , que constitueix el límit físic del sistema segons la relació de Johnson-Nyquist [5]:

$$I_n = \sqrt{\frac{4kT \cdot BW}{R_f}}$$

Això implica un compromís fonamental entre guany i soroll, a major R_f , major guany però també major tensió de soroll a la sortida, tot i que el soroll de corrent referit a l'entrada disminueix. El disseny a cinc nivells de guany permet seleccionar en cada cas el punt de treball més adequat per a la corrent esperada, tal com es detalla al capítol 5.

Finalment, el problema econòmic i d'integració queda resolt mitjançant el disseny d'una PCB compacta de components estàndard, amb un cost de producció molt inferior al de qualsevol instrument comercial equivalent i amb un format físic adaptat als armaris de control de la instal·lació.

4.4. Metodologia de desenvolupament

El disseny del sistema s'ha estructurat seguint una metodologia de tres fases successives, aplicada de forma independent a cadascuna de les tres etapes del circuit abans de la seva integració final en la PCB. Aquest enfocament permet detectar i corregir problemes en cada etapa de forma aïllada, minimitzant el risc d'errors en el disseny final.

La primera fase consisteix en el càlcul analític dels components de cada etapa a partir dels requeriments del sistema definits anteriorment i de les especificacions de l'ADA4625. Aquests càlculs proporcionen els valors teòrics de partida per a la simulació.

La segona fase és la simulació amb LTspice utilitzant el model SPICE de l'ADA4625 proporcionat per Analog Devices. La simulació permet verificar el comportament del circuit i ajustar els valors dels components abans de construir cap circuit físic, estalviant temps i recursos. En aquesta fase s'han realitzat tant simulacions en freqüència (AC Sweep) per verificar la resposta freqüencial i l'estabilitat, com simulacions transients amb polsos quadrats per avaluar la qualitat de la resposta temporal.

La tercera fase és la validació experimental sobre la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ d'Analog Devices. Aquesta placa permet configurar l'ADA4625-2 en qualsevol de les topologies necessàries sense necessitat de fabricar una PCB específica, facilitant la validació ràpida del disseny en condicions reals de laboratori. Les mesures es realitzen amb el PicoScope 7 T&M i un generador de funcions, connectant un cable coaxial de 30 metres a l'entrada per reproduir les condicions d'interferència electromagnètica properes a les de la instal·lació real.

Un cop validades les tres etapes de forma individual, la configuració completa de les simulacions, es trasllada a un disseny de PCB realitzat amb KiCad, incorporant les bones pràctiques de layout per a circuits de mesura de baixa corrent, com ara la gestió dels plans de massa, l'amplada de les pistes d'alimentació i la minimització de les pistes al node d'entrada d'alta impedància. Aquest procés es descriu en detall al capítol 6.

5. Disseny del sistema

El disseny del sistema s'ha desenvolupat seguint la metodologia descrita a la secció 4.4. Per a cada etapa primer es realitzen els càlculs analítics, després es valida el comportament mitjançant simulació amb LTspice i finalment es verifica experimentalment sobre la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ. Aquest procés iteratiu permet detectar i corregir problemes en cada etapa abans d'integrar-la al disseny final de la PCB.

5.1. Etapa 1: Amplificador de transimpedància (TIA)

L'amplificador de transimpedància constitueix el nucli del sistema de mesura. La seva funció és convertir el corrent generat pel col·limador en una tensió proporcional mitjançant una resistència de realimentació R_f , tal com s'ha descrit a la secció 2.1. No obstant això, la presència d'una capacitat paràsita significativa en el node d'entrada, deguda al cable coaxial de 40 metres, introdueix un repte d'estabilitat que cal resoldre abans de dimensionar els components.

5.1.1. Càlcul de R_f i C_f

El valor de R_f determina directament el guany de l'etapa TIA. Donat que el guany total del sistema és el producte del guany del TIA pel factor fix de $\times 5$ de l'etapa inversora descrita a la secció 5.2, els cinc valors de R_f corresponents a cada configuració de guany s'indiquen a la Taula 5.1.

Pel que fa al condensador de compensació C_f , la seva funció és doble. D'una banda, converteix el circuit d'un integrador pur en un amplificador de transimpedància amb ample de banda limitat, on sense C_f qualsevol corrent contínua a l'entrada s'acumularia indefinidament en forma de tensió a la sortida, fent el circuit inútil per a la mesura. De l'altra banda, C_f garanteix l'estabilitat del TIA en presència de la capacitat paràsita del node d'entrada, tal com es detalla a continuació.

Quan un cable coaxial connecta el col·limador amb l'entrada del TIA, la seva capacitat distribuïda de 80 pF/m apareix elèctricament com una capacitat concentrada entre el node d'entrada i la massa. Per a un cable de 40 metres, aquesta contribució és de 3.200 pF. A aquesta cal afegir la capacitat d'entrada de l'ADA4625 de 19,9 pF, obtenint una capacitat total al node d'entrada de aproximadament 3.220 pF.

És important entendre que aquesta capacitat no atenua ni distorsiona el senyal de corrent mentre viatja pel conductor. El corrent del col·limador arriba íntegre al node d'entrada del TIA. El problema és que la capacitat d'entrada en paral·lel amb R_f forma un

pol en la resposta en freqüència del llaç de realimentació que pot desestabilitzar l'amplificador. Per a la configuració de guany màxim, amb $R_f = 1 \text{ M}\Omega$, aquest pol apareix a tan sols 50 Hz, i sense compensació el sistema oscil·laria.

La solució és afegir C_f en paral·lel amb R_f , que introdueix un zero en la funció de transferència del llaç que contraresta aquest pol i restaura el marge de fase necessari [5]. La freqüència de tall del sistema resultant ve donada per:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f}$$

Com a punt de partida per al dimensionament de C_f , s'aplica la condició teòrica de marge de fase mínim de 45°[10]:

$$C_{f,min} = \sqrt{\frac{C_{in}}{4\pi \cdot R_f \cdot GBW}}$$

on $GBW = 18 \text{ MHz}$ és el producte guany-ampl de banda de l'ADA4625. Els valors obtinguts es mostren a la taula següent:

Canal	R_f	G_{total}	$C_{f,min}$ calculat	f_{-3dB} teòrica
G1	2 k Ω	10 k	86 pF	796 kHz
G2	10 k Ω	50 k	38 pF	409 kHz
G3	40 k Ω	200 k	19 pF	181 kHz
G4	200 k Ω	1 M	8,7 pF	79,6 kHz
G5	1 M Ω	5 M	3,9 pF	33,9 kHz

Taula 3. Valors de R_f i C_f calculats per a cada configuració de guany

Finalment, per protegir l'entrada del TIA davant transitoris elèctrics i descàrregues electrostàtiques provinents del cable coaxial, s'incorpora una resistència en sèrie de 100 Ω . El seu valor és suficientment baix per no introduir cap pol significatiu en el rang de freqüències d'interès.

5.1.2. Simulació LTspice

Un cop obtinguts els valors inicials de C_f , es va procedir a validar el comportament del TIA mitjançant simulació amb LTspice, utilitzant el model SPICE de l'ADA4625 proporcionat per Analog Devices. Per modelar el cable coaxial d'entrada, es va afegir un condensador de 3,22 nF entre el node d'entrada del TIA i la massa. L'esquemàtic de simulació utilitzat es mostra a la Figura 11.

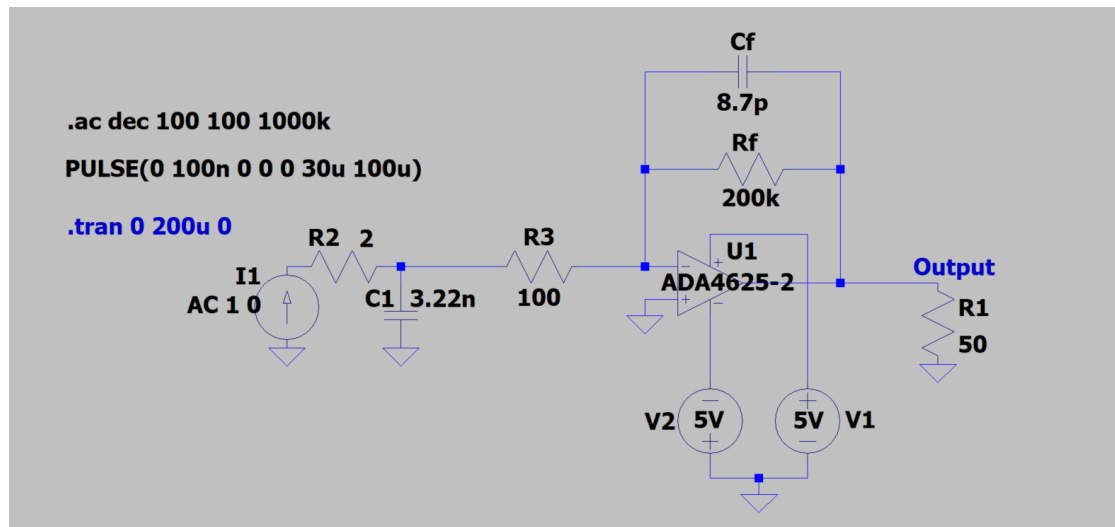


Figura 11. Esquemàtic del TIA a LTspice amb el condensador de 3,22 nF.

Es van realitzar dos tipus de simulació. En primer lloc, una simulació en freqüència (AC Sweep) per verificar la freqüència de tall i detectar possibles problemes d'estabilitat.

En segon lloc, una simulació transient amb polsos quadrats, que permet observar directament la qualitat de la resposta: temps de pujada, absència de sobreoscil·lació i establiment ràpid al valor final.

Les simulacions inicials amb els valors de C_f de la Taula 3 van mostrar un pic de ressonància en la resposta en freqüència just abans de la freqüència de tall, visible a la Figura 12, i una sobreoscil·lació en els flancs dels polsos, visible a la Figura 13. Ambdós efectes indiquen que el marge de fase de 45° garantit per la condició teòrica és el mínim acceptable però no l'òptim per a una bona resposta transient.

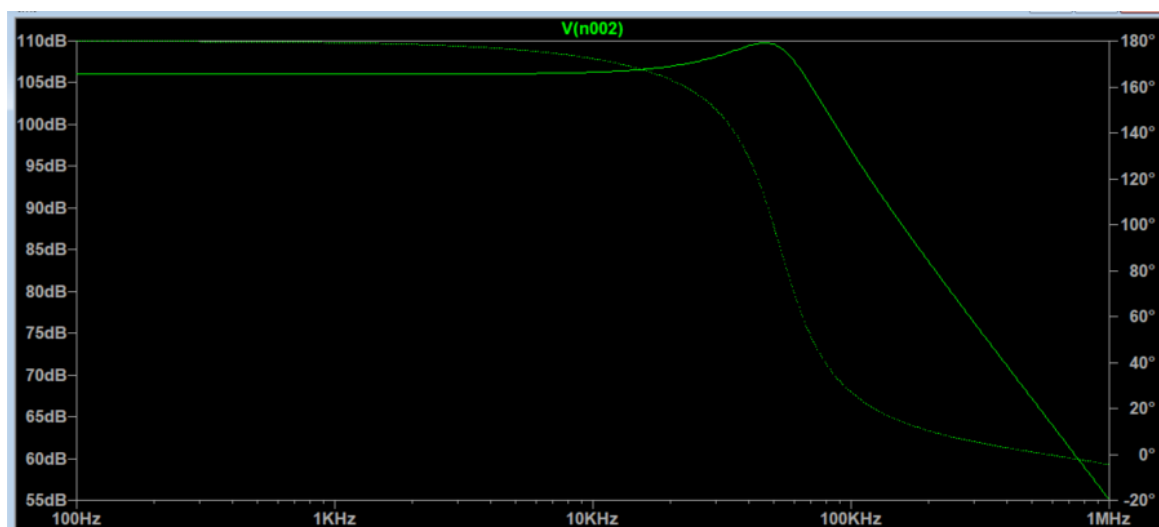


Figura 12. Resposta en freqüència del TIA, on s'aprecia el pic de ressonància a la freqüència de tall.

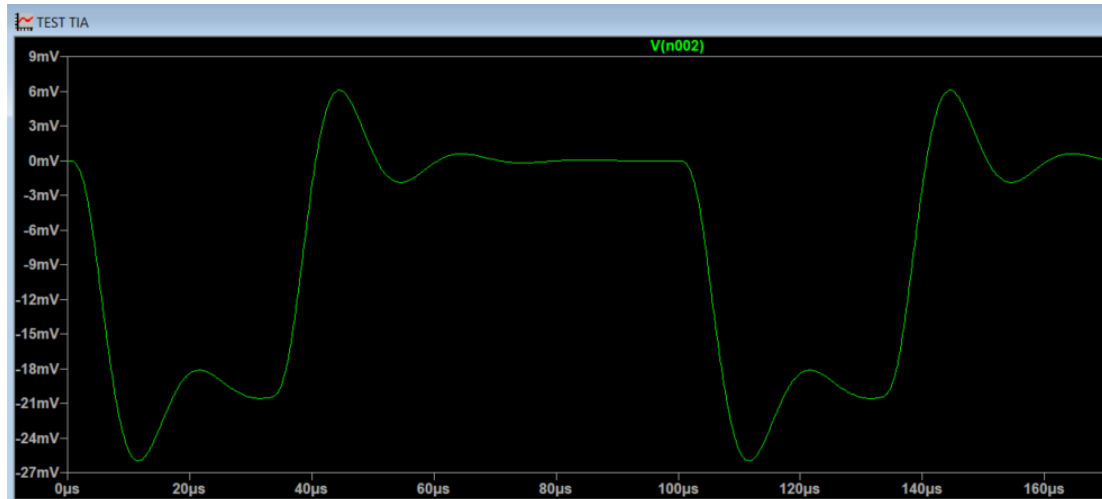


Figura 13. Resposta transient del TIA, on s'aprecia la sobreoscil·lació en els flancs dels polsos.

Per obtenir una resposta sense sobreoscil·lació, s'aplica un factor corrector $k > 1$ sobre el valor teòric mínim:

$$C_{f,final} = k \cdot C_{f,min}$$

Augmentar C_f per sobre del mínim teòric incrementa el marge de fase del sistema, eliminant la sobreoscil·lació a costa d'un ample de banda lleugerament inferior. Mitjançant l'ajust iteratiu del factor k a la simulació i l'observació de la forma dels flancs, es va determinar que un valor de $k=2,5$ proporciona una resposta transient neta i sense sobreoscil·lació per a totes les configuracions de guany. La Figura 14 mostra la resposta en freqüència un cop aplicat el factor corrector, on s'aprecia que el pic de ressonància ha desaparegut completament i la corba presenta una caiguda suau i sense irregularitats a partir de la freqüència de tall.

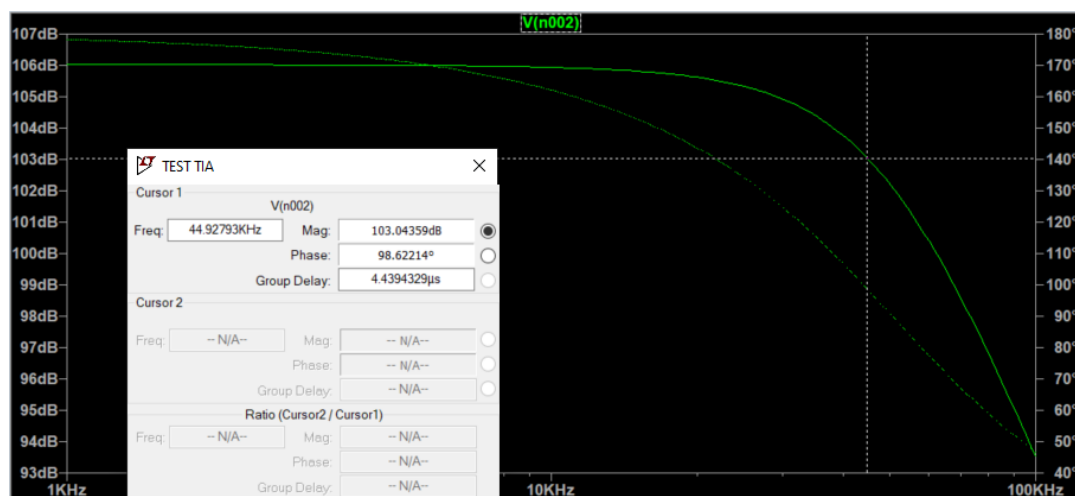


Figura 14. Resposta en freqüència del TIA amb els valors de C_f corregits ($k = 2,5$), sense pic de ressonància.

Paral·lelament, la Figura 15 mostra la resposta transient amb els mateixos valors corregits, on els flancs dels polsos presenten ara una forma exponencial neta i un establiment ràpid al valor final, confirmant que el sistema és estable i que la resposta temporal compleix els requeriments definits a la secció 4.1.

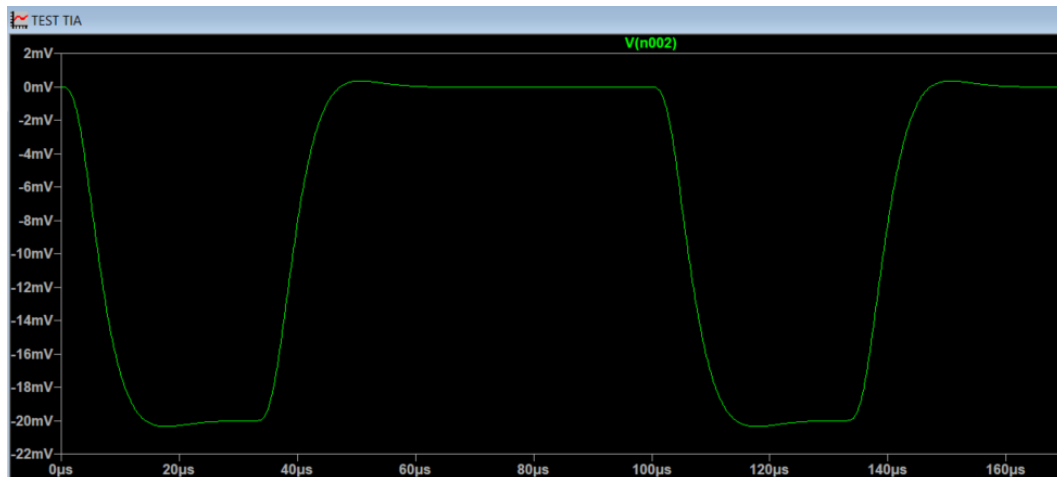


Figura 15. Resposta transient del TIA amb els valors de C_f corregits ($k = 2,5$), sense sobreoscil·lació.

Els valors finals de C_f i les freqüències de tall resultants per a cada configuració de guany es mostren a la Taula següent:

Canal	R_f	$C_{f,min}$	$C_{f,final}(\times 2,5)$	$C_{f,comercial}$	$f_{-3dB}resultant$
G1	2 k Ω	86 pF	215 pF	220 pF	362 kHz
G2	10 k Ω	38 pF	95 pF	100 pF	159 kHz
G3	40 k Ω	19 pF	47,5 pF	47 pF	85 kHz
G4	200 k Ω	8,7 pF	21,75 pF	22 pF	36 kHz
G5	1 M Ω	3,9 pF	9,75 pF	10 pF	15,9 kHz

Taula 4. Valors de C_f corregits amb $k = 2,5$ i freqüències de tall resultants

5.1.3. Validació experimental (EVAL-ADA4625-2ARDZ)

Un cop validat el disseny per simulació, es va procedir a la verificació experimental sobre la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ d'Analog Devices. Aquesta placa permet configurar el component com a TIA sense necessitat de dissenyar una PCB específica per a aquesta fase de proves, cosa que facilita la validació ràpida del disseny.

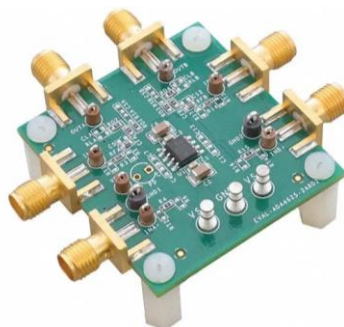


Figura 16. Fotografia de la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ.

El corrent es va injectar de forma aproximada connectant una resistència en sèrie a un generador de funcions, considerant el corrent com la divisió de la tensió del generador entre la mateixa resistència. L'aproximació és totalment vàlida si la resistència en sèrie és molt superior a la de l'entrada del circuit, per això, a G4 i G5 es va utilitzar una resistència en sèrie de 5 M Ω per minimitzar l'error.

Per al registre de dades es va emprar el PicoScope 7 T&M en acoblament DC. Per a la mesura de la sortida final s'ha treballat directament amb una càrrega de 50 Ω . No obstant això, en cas de requerir mesures en punts interns del circuit, s'hauria optat per l'ús d'una sonda de mesura per tal de disposar d'una impedància d'entrada d'1 M Ω i evitar divisors de tensió indeguts.

Com podem observar a la Figura 17, els resultats obtinguts confirmen el comportament predit per la simulació: els flancs dels polsos presenten una forma exponencial neta sense sobreoscil·lació, i les freqüències de tall i temps de pujada mesurats són coherents amb els valors de la Taula 4.

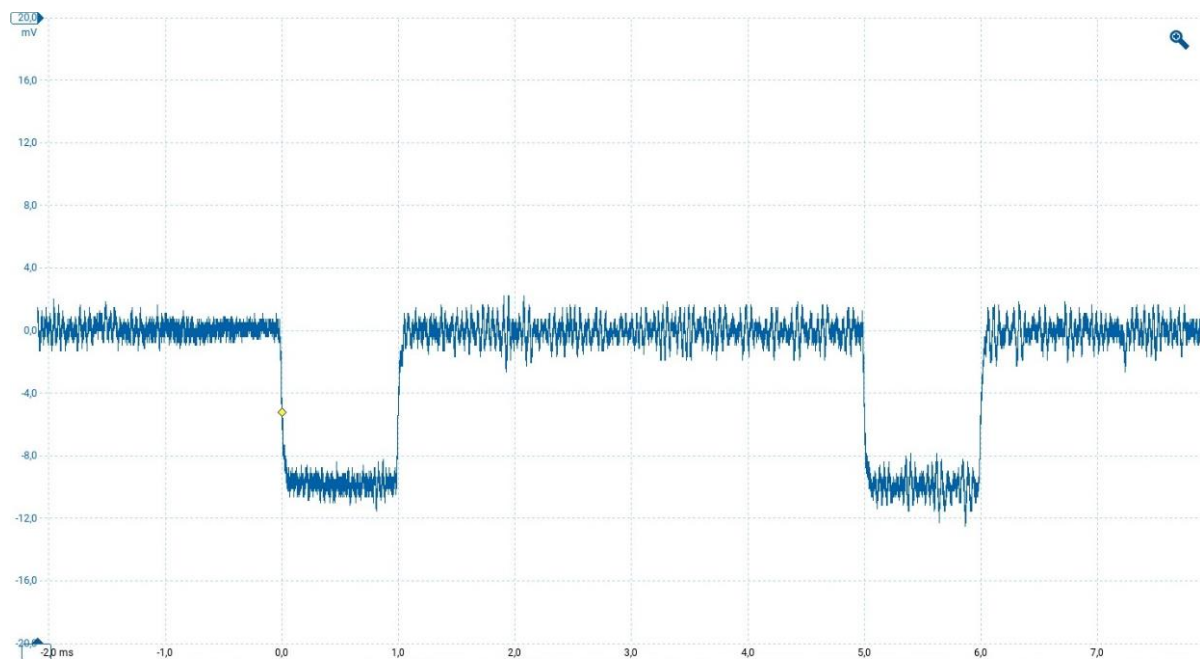


Figura 17. Captura del PicoScope mostrant la resposta transient del TIA per a G4.

Per apropar les condicions de la prova a les de la instal·lació real, es va connectar un cable coaxial de 30 metres entre el generador de funcions i l'entrada de la placa d'avaluació. Aquest cable introdueix una capacitat paràsita d'aproximadament 2.400 pF (30 m $\times$ 80 pF/m), que representa un 75% de la capacitat total prevista per als 40 metres de la instal·lació definitiva. D'aquesta manera, les mesures obtingudes en aquesta fase de validació reflecteixen de forma representativa el comportament del sistema en condicions properes a les reals, tot i que les freqüències de tall definitives seran lleugerament inferiors un cop connectat el cable complet de 40 metres.

5.2. Etapa 2: Amplificador Inversor

5.2.1. Càlcul del guany i components

L'amplificador inversor s'implementa amb la configuració clàssica d'amplificador operacional inversor, on la relació entre la tensió de sortida i la tensió d'entrada ve donada per:

$$V_{out} = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

El guany de $\times 5$ s'obté amb els valors $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} = 5 \quad \rightarrow \quad G_{inversor} = -5$$

La tria d'aquests valors de resistència respon a dos criteris. En primer lloc, els valors absoluts de $2 \text{ k}\Omega$ i $10 \text{ k}\Omega$ són suficientment baixos per no introduir soroll tèrmic significatiu ni problemes de corrent de polarització, i suficientment alts per no sobrecarregar la sortida del TIA. En segon lloc, la seva relació de 1:5 és exacta amb components comercials, cosa que minimitza l'error de guany.

La doble inversió de les dues etapes fa que la tensió de sortida final sigui positiva per a corrents d'entrada positius, simplificant la interpretació de la mesura. La Taula 5 mostra el guany total del sistema per a cada configuració, resultant del producte del guany del TIA pel factor $\times 5$ de l'etapa inversora.

Canal	$R_f(\text{TIA})$	$G_{inversor}$	G_{total}	Rang de mesura
G1	2 k	$\times 5$	10 k	200 nA – 200 μ A
G2	10 k	$\times 5$	50 k	40 nA – 40 μ A
G3	40 k	$\times 5$	200 k	10 nA – 10 μ A
G4	200 k	$\times 5$	1 M	2 nA – 2 μ A
G5	1 M	$\times 5$	5 M	0,4 nA – 400 nA

Taula 5. Guany total del sistema per a cada configuració

Els rangs de mesura s'han calculat considerant una tensió de sortida mínima detectable de 2 mV (límit de l'ADC) i una tensió de sortida màxima de 2 V (rang de l'ADC).

5.2.2. Simulació LTspice

La simulació de l'etapa inversora es va realitzar de forma integrada amb el TIA, simulant les dues etapes en cascada sobre el mateix esquemàtic de LTspice. Aquesta aproximació permet verificar el comportament conjunt del sistema, incloent-hi la interacció entre la impedància de sortida del TIA i la impedància d'entrada de l'inversor.

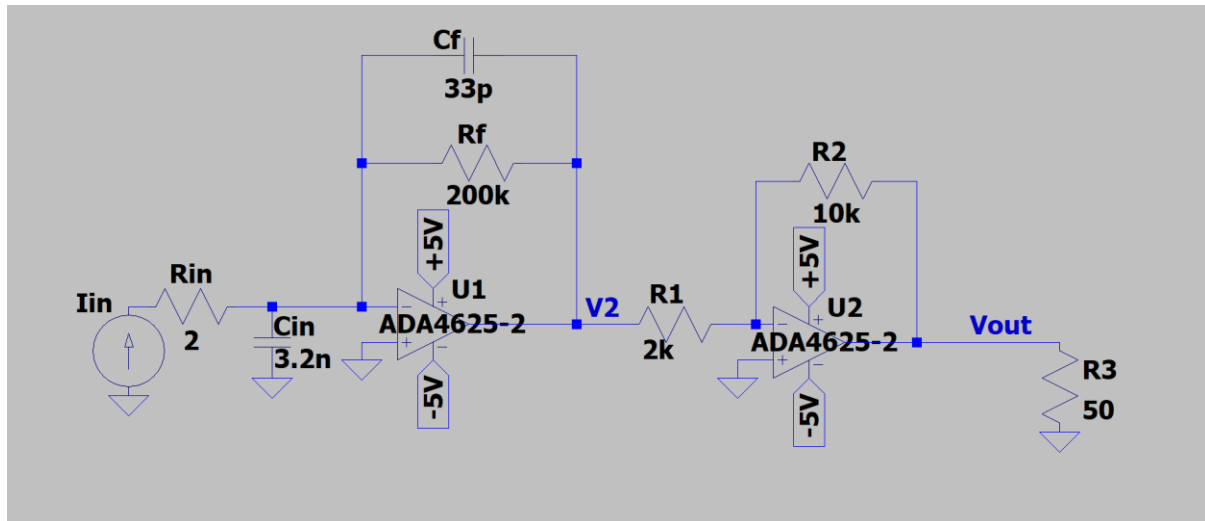


Figura 18. Esquemàtic de LTspice amb les dues etapes en cascada: TIA i amplificador inversor.

Es va realitzar una simulació transient amb polsos quadrats per verificar que l'etapa inversora compleix correctament la seva funció. La senyal de sortida ha de ser la senyal del TIA invertida i amplificada per un factor de -5. Donat que el TIA ja inverteix el senyal d'entrada, la doble inversió fa que la tensió de sortida final sigui positiva per a corrents d'entrada positius.

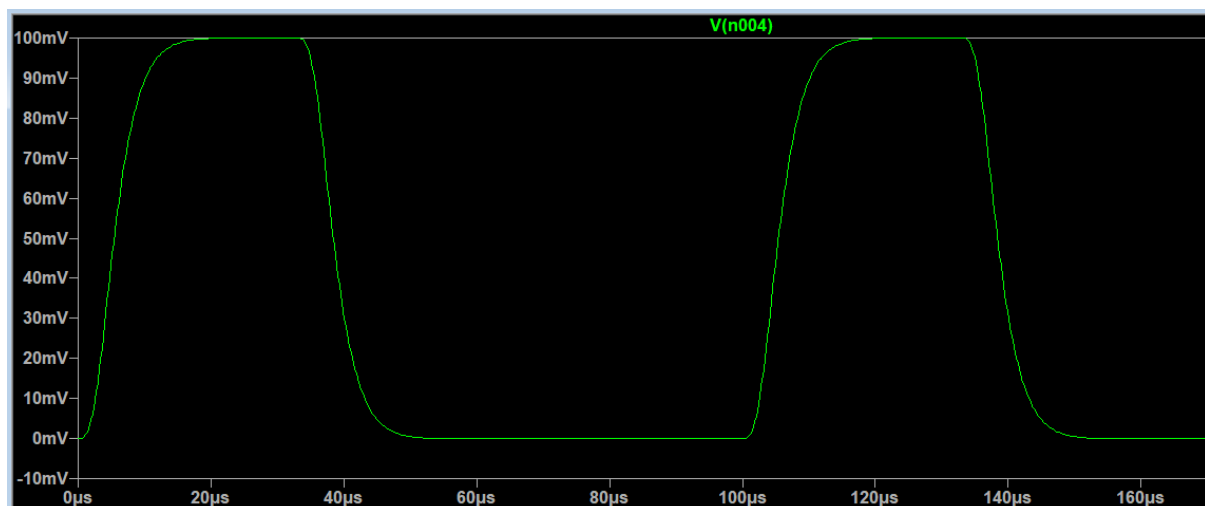


Figura 19. Resposta transient després del TIA i amplificador inversor.

La Figura 19 mostra la resposta transient del sistema complet, on s'aprecia clarament que la senyal de sortida de l'inversor és efectivament la senyal del TIA invertida i escalada per un factor de 5, confirmant el correcte funcionament de l'etapa.

5.2.3. Validació experimental (EVAL-ADA4625-2ARDZ)

La validació experimental de les dues etapes en cascada es va realitzar aprofitant que l'encapsulat ADA4625-2ARDZ incorpora dos amplificadors operacionals independents en un mateix xip. Això permet implementar el TIA amb el primer amplificador i l'etapa inversora amb el segon directament sobre la mateixa placa d'avaluació, sense necessitat de cap component extern addicional més que les resistències i condensadors de cada etapa.

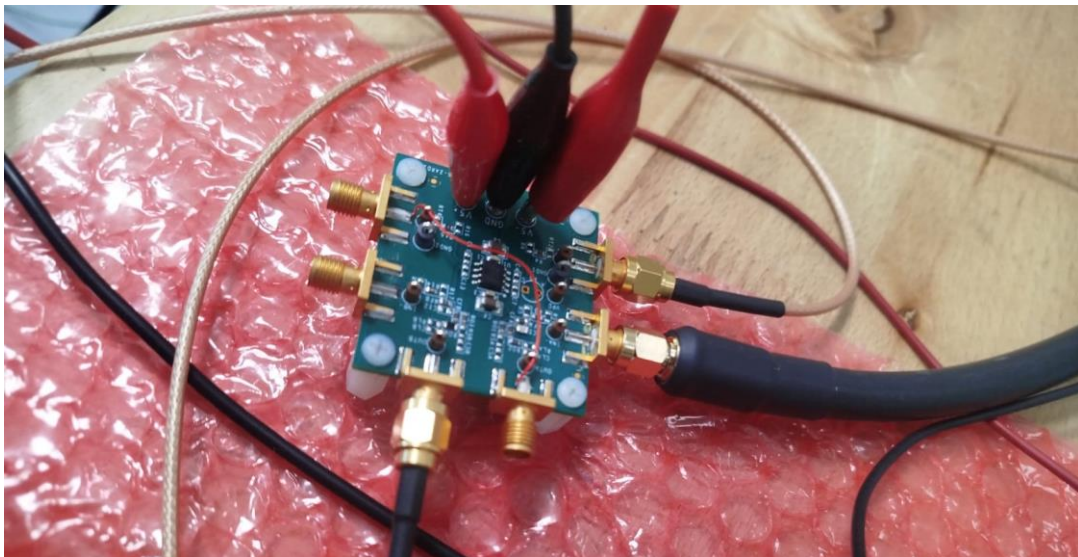


Figura 20. EVAL-ADA4625-2ARDZ configurada amb les dues etapes: TIA i inversor.

El procediment de mesura és idèntic al descrit a la secció 5.1.3, mantenint la font de corrent aproximada i el cable coaxial de 30 metres connectat a l'entrada. Les lectures amb el PicoScope 7 T&M en acoblament DC es va fer combinant els dos mètodes. La sortida final es va mesurar amb una càrrega de 50 ohms a l'oscil·loscopi i els punts del mig del circuit es mesuren amb la sonda de mesura.

Per verificar el comportament del sistema en les condicions més exigents previstes pel projecte, es va injectar un pols de corrent de 20 μ s d'amplada, que correspon al pols mínim que el sistema ha de ser capaç de mesurar correctament segons els requeriments definits a la secció 4.1. L'objectiu d'aquesta prova és confirmar que l'etapa inversora no introdueix cap degradació en freqüència sobre la senyal procedent del TIA, és a dir, que el sistema és capaç de seguir correctament aquest pols mínim sense distorsió ni atenuació addicional.

La Figura 21 mostra simultàniament la sortida del TIA (canal A, vermell) i la sortida del sistema complet després de l'etapa inversora (canal B, blau) per a un pols de 20 μs . Cal tenir en compte que les dues traces no estan a la mateixa escala, l'eix vertical esquerre correspon a l'amplitud de la sortida de l'amplificador inversor (blau), mentre que l'eix vertical dret correspon a l'amplitud de la sortida del TIA (vermell), cadascun amb la seva escala pròpia per facilitar la visualització de les dues senyals.

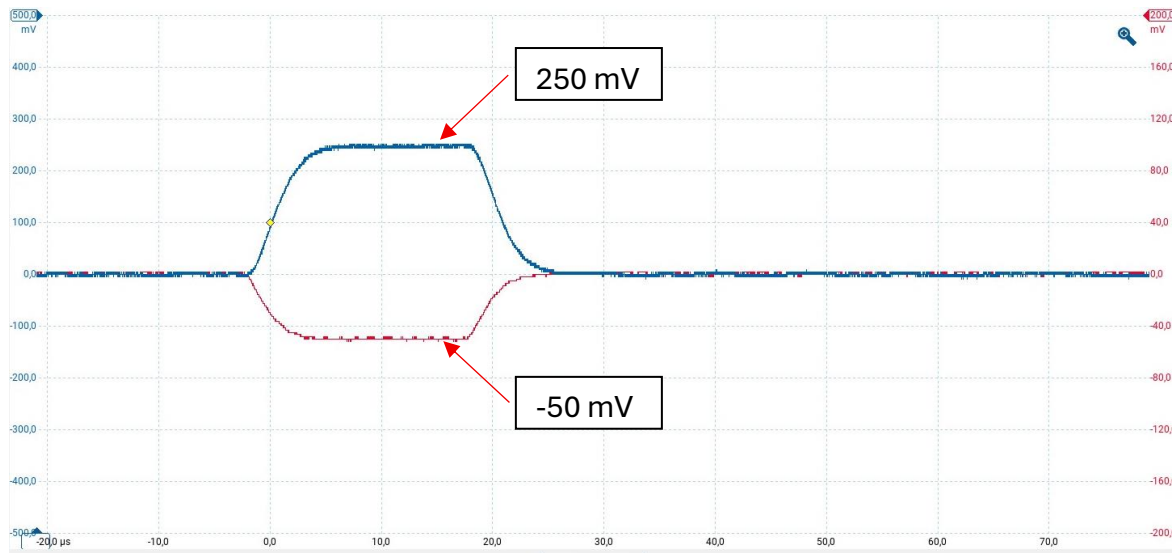


Figura 21. Sortida del TIA en vermell i sortida del sistema complet en blau per a un pols de 20 μs .

S'observa que la senyal blava és la senyal vermella invertida i amplificada per un factor de 5, sense cap degradació visible en la forma del pols ni pèrdua en freqüència. Això confirma que l'etapa inversora treballa molt per sota del seu límit de freqüència per a aquest tipus de senyal, i que el factor limitant de l'ample de banda del sistema és exclusivament el TIA, tal com es preveia en el disseny.

La figura 22 mostra la resposta del sistema per a un pols de corrent de baixa amplitud, on el nivell de soroll és proporcionalment més visible respecte a la senyal útil. Aquest cas representa les condicions de mesura més properes als límits de detecció del sistema, on la relació senyal-soroll és més reduïda. S'aprecia un soroll notable superposat a la senyal, que dificulta la lectura precisa de l'amplitud del pols i podria introduir errors en la mesura.

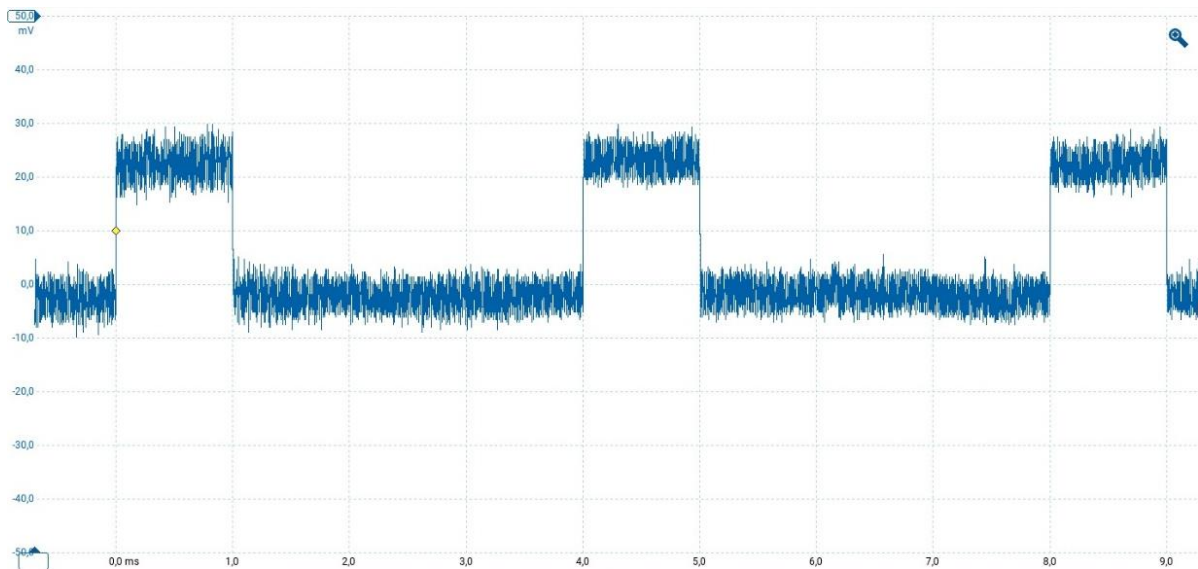


Figura 22. Sortida del sistema complet per a un pols de corrent de baixa amplitud, on s'aprecia el soroll.

Aquest soroll té dues contribucions principals. Primer el soroll tèrmic generat per la resistència de realimentació R_f del TIA, que és un límit físic inherent al disseny distribuït uniformement en tot l'espectre freqüencial, i segon, les interferències electromagnètiques de l'entorn captades pel cable coaxial, que actua com una antena. A major longitud de cable, major és la superfície d'exposició als camps electromagnètics i per tant, major és el soroll induït sobre el senyal de mesura. Aquest efecte és especialment rellevant en la instal·lació definitiva, on el cable de 40 metres estarà exposat a un entorn electromagnèticament intens. Ambdues contribucions es manifesten com a components freqüencials específiques superposades a la senyal útil, i la seva caracterització i reducció mitjançant un filtre pas baix és l'objectiu de la secció 5.3.

5.3. Etapa 3: Filtre pas baix de sortida

L'objectiu del filtre pas baix és reduir el soroll present a la sortida del sistema limitant l'ample de banda a l'estrictament necessari per a l'aplicació. Tal com s'ha justificat a la secció anterior, el soroll del sistema té dues contribucions principals. Primer el soroll tèrmic de R_f , distribuït uniformement en tot l'espectre, i segon, les interferències electromagnètiques captades pel cable coaxial concentrades en freqüències específiques. Per dissenyar el filtre de forma adequada, cal identificar primer quines freqüències concentren les interferències més significatives, per a posteriorment dimensionar el filtre i verificar la seva eficàcia tant per simulació com experimentalment.

5.3.1. Anàlisi FFT per identificar les freqüències de soroll

Abans de dissenyar el filtre, es va realitzar una anàlisi espectral de la sortida del sistema mitjançant la funció FFT del PicoScope 7 T&M, amb el cable coaxial de 30 metres connectat a l'entrada i sense cap senyal de corrent injectada. Aquesta mesura mostra el soroll pur del sistema en funció de la freqüència, permetent identificar quines freqüències concentren les interferències més intenses provinents principalment de les perturbacions electromagnètiques captades pel cable.

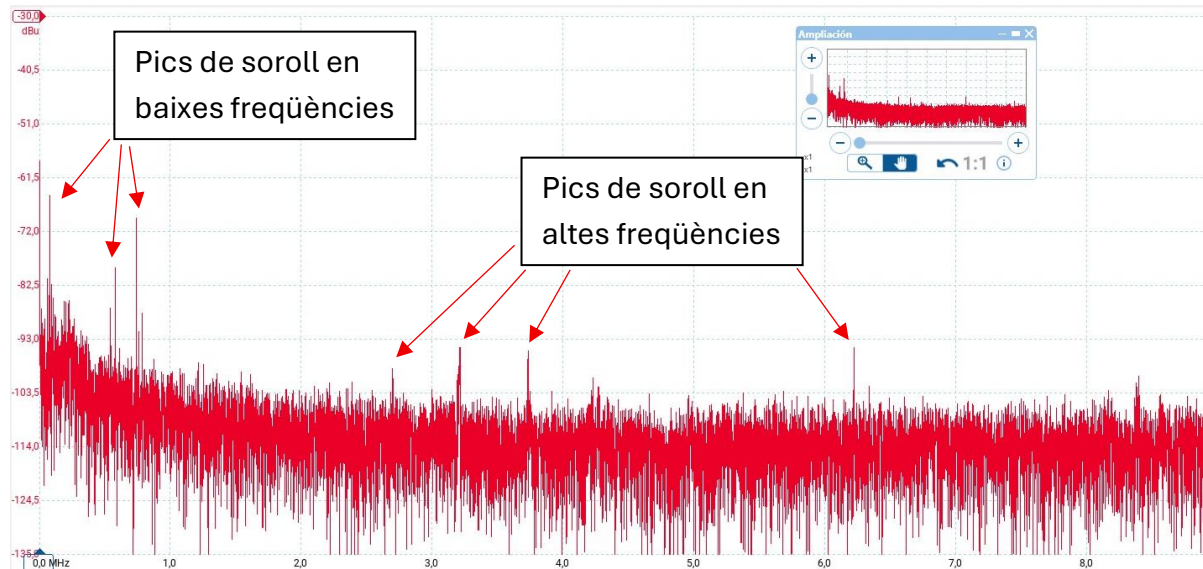


Figura 23. Anàlisi FFT de la sortida del sistema amb el cable de 30 m.

A partir d'aquesta anàlisi com es pot apreciar a la Figura 23, s'identifiquen dos tipus de components de soroll: components de baixa freqüència, de l'ordre de centenars de hertz i kilohertz, i components d'alta freqüència que es poden atenuar sense comprometre la forma dels polsos d'interès. Com que el pols mínim requerit pel projecte té una durada de 10 μ s, el contingut freqüencial significatiu s'estén fins a aproximadament 100 kHz, de manera que la freqüència de tall del filtre ha de ser prou elevada per no distorsionar aquests polsos. Com a primera aproximació, es va implementar un filtre RC amb una freqüència de tall d'1,59 MHz utilitzant la resistència de 100 Ω i un condensador d'1 nF, amb l'objectiu d'eliminar les interferències d'alta freqüència preservant íntegrament els polsos de 10 μ s.

Per verificar l'efectivitat d'aquesta primera configuració, es va repetir l'anàlisi FFT amb el filtre connectat i es va comparar directament amb l'espectre sense filtre. La Figura 24 mostra aquesta comparació, on s'aprecia clarament que les components d'alta freqüència queden pràcticament eliminades a la sortida del filtre. En canvi, les components de baixa freqüència no experimenten cap atenuació significativa, un comportament completament coherent amb la freqüència de tall de 1,59 MHz del filtre implementat.

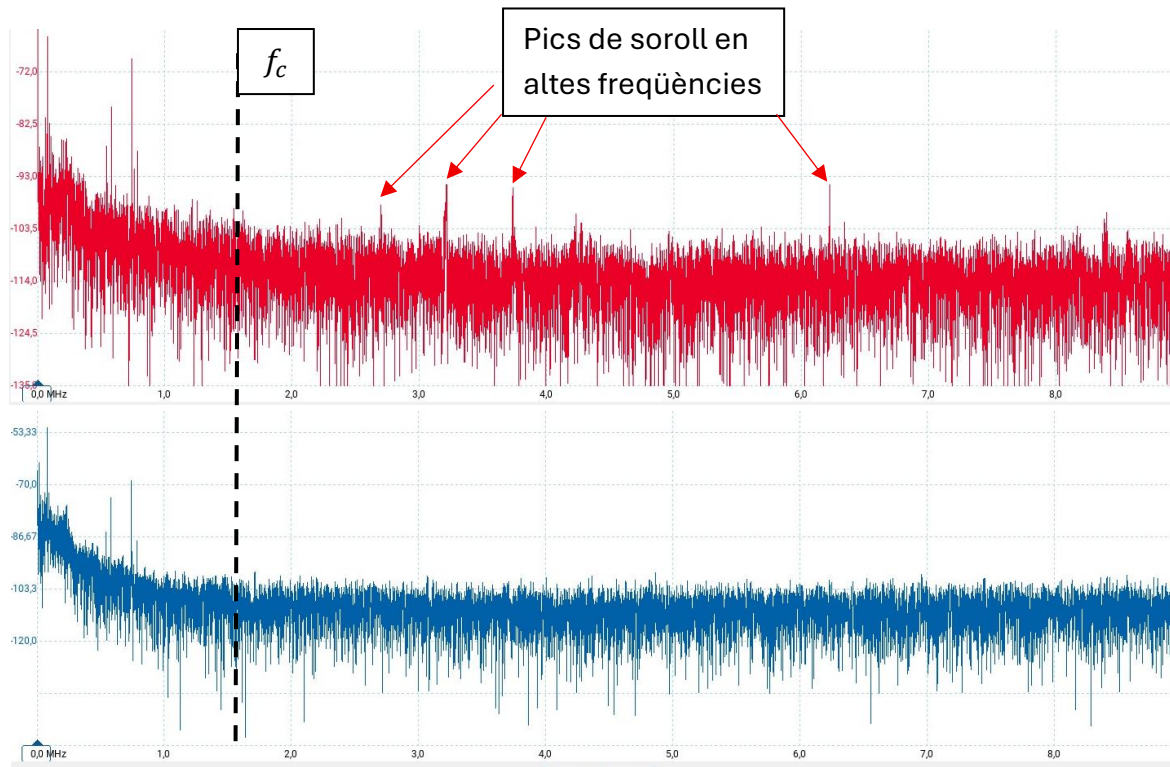


Figura 24. Anàlisi FFT comparativa de la sortida del sistema sense filtre (vermell) i amb filtre (blau), on s'aprecia l'atenuació del soroll per sobre de la freqüència de tall del filtre de 1,59 MHz.

Aquest resultat posa de manifest que, tot i que el filtre d'1,59 MHz és eficaç per eliminar completament les components d'alta freqüència per als polsos més ràpids, les components de baixa freqüència segueixen presents i podrien degradar la qualitat de la mesura per als guanys mes grans. Per explorar fins a quin punt és possible millorar la relació senyal-soroll en aquests casos, es planteja aplicar un filtre més restrictiu per als polsos que no requereixen una resposta ràpida i estudiar el seu efecte mitjançant simulació i validació experimental.

5.3.2. Càlcul dels components del filtre i simulació LTspice

Per dimensionar el filtre més restrictiu, cal tenir en compte que la freqüència de tall ha de ser coherent amb l'ample de banda real de cada configuració de guany. Com s'ha vist a la secció 5.1, a mesura que augmenta el guany del sistema la freqüència de tall del TIA disminueix, ja que valors més alts de R_f impliquen un ample de banda menor. En aquestes configuracions d'alt guany el sistema ja és intrínsecament més lent, de manera que té sentit restringir també la freqüència de tall del filtre per reduir el soroll integrat sense sacrificar cap prestació real. Per contra, per a les configuracions de guany baix, la freqüència de tall del filtre es fixa propera a la del TIA per no limitar la resposta temporal del sistema. Fixant $R_{filtre} = 100 \Omega$ per a totes les configuracions, el valor de C_{filtre} per a cada guany s'obté directament de la fórmula següent:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{filtre} \cdot C_{filtre}} \rightarrow C_{filtre} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{filtre} \cdot f_c}$$

La resistència de $100\ \Omega$ compleix una funció addicional important, aïlla la càrrega capacitiva del condensador de la sortida de l'amplificador operacional, evitant possibles oscil·lacions per càrrega capacitiva excessiva.

Cal remarcar que el propi TIA ja actua com un filtre pas baix gràcies al par R_f i C_f de compensació, tal com s'ha vist a la secció 5.1. Per a les configuracions d'alt guany, on R_f és gran, aquest filtre intern ja restringeix considerablement l'ample de banda del sistema, de manera que el filtre extern de sortida simplement acompanya aquesta limitació natural. En canvi, per a les configuracions de guany baix, on R_f és petit i el TIA té un ample de banda ampli, el filtre intern pràcticament no restringeix res. No obstant això, cal tenir en compte que en aquestes configuracions de guany baix la corrent d'entrada a mesurar és proporcionalment més gran, de manera que la relació senyal-soroll ja és intrínsecament millor. Com que el guany de transimpedància és menor, el sistema està pensat per mesurar corrents més elevades, i per tant el soroll és relativament petit comparat amb el senyal útil. Malgrat això, el filtre RC extern segueix sent útil en aquestes configuracions per eliminar les interferències d'alta freqüència provinents de la PCB, de la font d'alimentació o de l'entorn electromagnètic de la instal·lació, millorant encara més la qualitat de la mesura sense afectar la forma dels polsos d'interès.

En el prototip actual, els valors de C_{filtre} s'han calculat per aproximar la freqüència de tall del filtre a la freqüència de tall del TIA per a cada configuració de guany, de manera que ambdues etapes de filtratge siguin coherents entre si. La Taula 6 resumeix els valors calculats.

Canal	G_{total}	R_{filtre}	C_{filtre}	f_c filtre	f_{-3dB} TIA
G1	10 k	$100\ \Omega$	4.7 nF	339 kHz	362 kHz
G2	50 k	$100\ \Omega$	10 nF	159 kHz	159 kHz
G3	200 k	$100\ \Omega$	18 nF	88 kHz	85 kHz
G4	1 M	$100\ \Omega$	47 nF	33,9 kHz	36 kHz
G5	5 M	$100\ \Omega$	100 nF	15,9 kHz	15,9 kHz

Taula 6. Valors del filtre pas baix per a cada configuració de guany per a no limitar la resposta.

De cara al disseny definitiu de l'electròmetre, una millora natural d'aquesta etapa seria incorporar un sistema de selecció remota del condensador de filtre mitjançant un switch analògic. Això permetria adaptar l'ample de banda del filtre en temps real en funció de la durada dels polsos a mesurar. Per a polsos llargs de l'ordre del mil·lisegon, no és necessari mantenir un ample de banda de centenars de kilohertz, de manera que es podria seleccionar un condensador de major valor per restringir l'ample de banda i reduir el soroll integrat millorant significativament el SNR, en canvi, per a polsos curts de l'ordre de les desenes de microsegons es mantindria un condensador de menor valor per preservar la resposta temporal del sistema, tal com reflecteix la Taula 6.

Per il·lustrar el benefici del filtre, s'ha simulat amb LTspice el comportament del sistema comple per al canal G5, que representa un cas d'ús típic amb polsos de baixa freqüència on la velocitat de resposta no és el factor crític sinó la qualitat de la mesura. A l'esquemàtic de simulació, mostrat a la Figura 25, s'han superposat a la senyal de corrent d'entrada diverses senyals sinusoidals corresponents als pics de freqüència més elevats identificats prèviament a l'anàlisi FFT de la secció 5.3.1, reproduint les interferències electromagnètiques captades pel cable en les condicions reals.

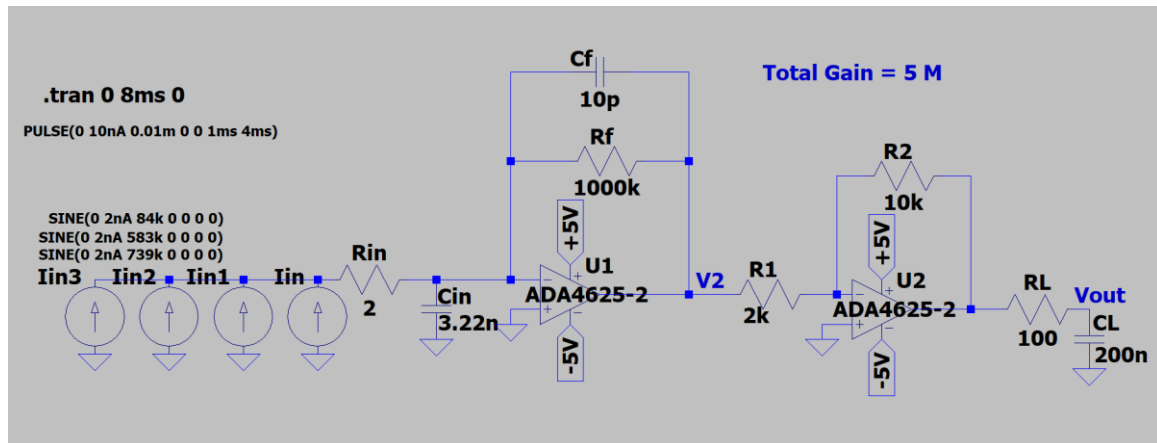


Figura 25. Esquemàtic de LTspice amb les tres etapes en cascada: TIA, amplificador inversor i filtre RC. Inclouent les fonts de soroll sinusoidals superposades a la corrent d'entrada.

Amb aquest esquemàtic es va realitzar una simulació transiente comparativa d'uns polsos d'un mil·lisegon de durada i una corrent de 10 nanoampers, mesurant en tres punts: a la entrada del sistema, després del TIA i finalment després del filtre. La Figura 26 mostra les condicions de la senyal de corrent a la entrada del sistema.

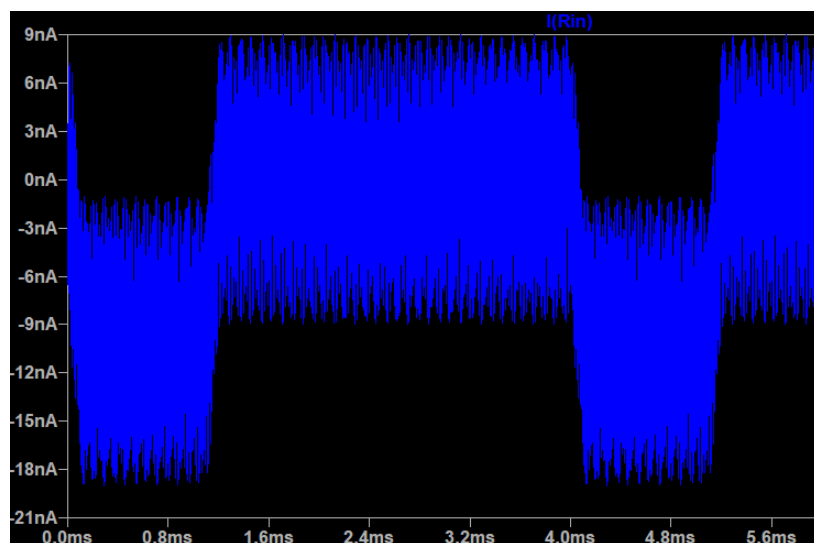


Figura 26. Senyal d'entrada al sistema en la simulació transiente.

A la Figura 26 s'observa el pols de corrent d'entrada amb les interferències electromagnètiques superposades, que representen el soroll present en les condicions reals de la instal·lació.

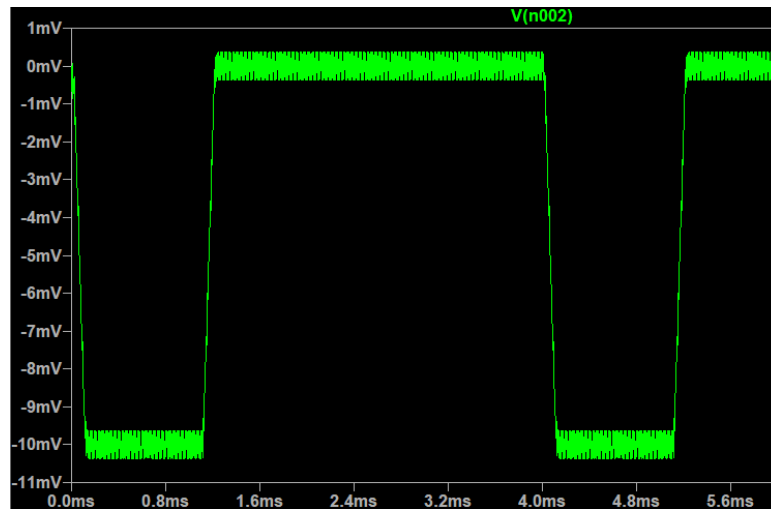


Figura 27. Senyal a la sortida de l'amplificador inversor, on s'aprecia el filtratge parcial de C_f .

A la Figura 27 podem veure que a la sortida del TIA el soroll s'ha reduït parcialment gràcies al filtratge inherent del condensador de compensació C_f , que actua com un filtre pas baix natural de relació sobre les freqüències més altes. No obstant això, el soroll segueix sent notable i dificulta la lectura precisa del senyal. Finalment, la Figura 28 mostra la sortida del filtre RC, on el soroll ha quedat completament atenuat.

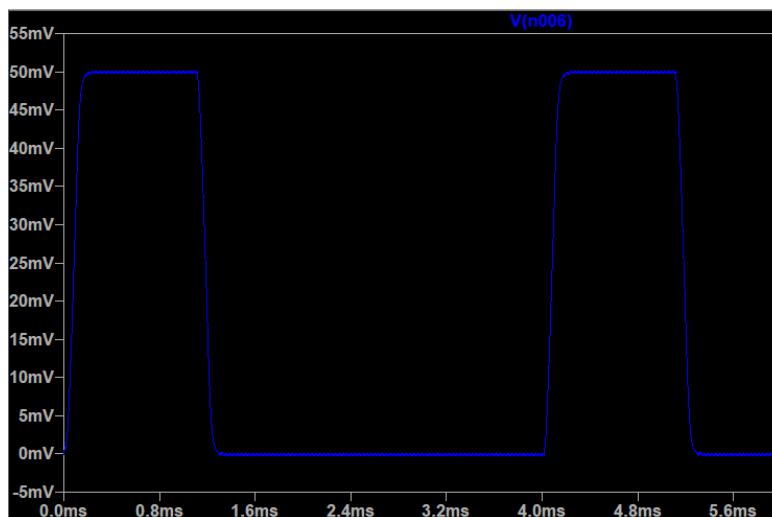


Figura 28. Senyal a la sortida del filtre RC, on s'aprecia l'eliminació casi completa del soroll.

Els resultats de la simulació confirmen que el filtre RC és eficaç per reduir el soroll de baixa freqüència que persistia després de les dues primeres etapes, millorant significativament la qualitat del senyal per a polsos de llarga durada.

5.3.3. Validació experimental (EVAL-ADA4625-2ARDZ)

La validació experimental del filtre es va realitzar sobre la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ, afegint el filtre RC a la sortida de l'etapa inversora. Per avaluar l'efecte del filtre en les condicions més representatives per a l'aplicació, es va seleccionar un pols de corrent de 10 nA amb una durada d'1 ms igual que a les simulacions anteriors.

Aquesta condició és especialment adequada per dues raons. En primer lloc, l'amplitud de 10 nA situa la mesura propera als límits de detecció del sistema on el soroll és proporcionalment més visible respecte al senyal útil. En segon lloc, la durada llarga d'1 ms fa que les components de baixa freqüència identificades a la secció 5.3.1 no siguin perjudicials per a la qualitat de la mesura, ja que el pols és prou lent perquè el filtre pugui atenuar aquestes interferències sense distorsionar la forma del pols.

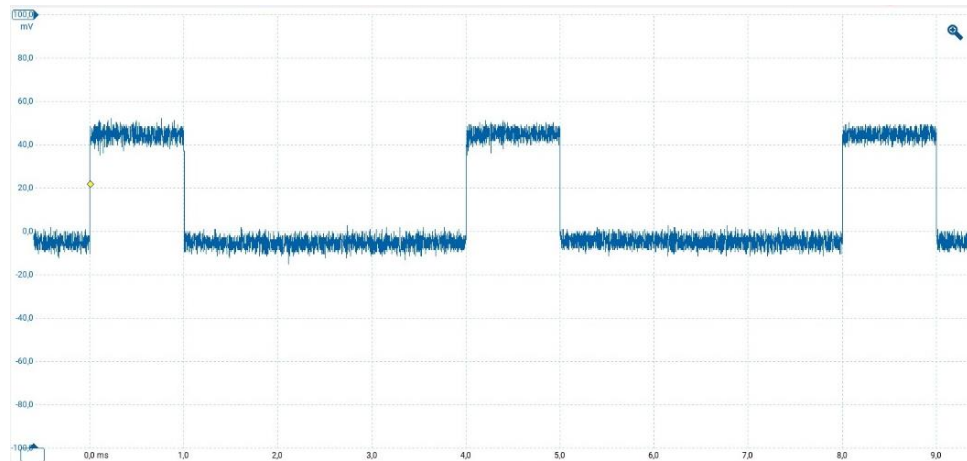


Figura 29. Captura del PicoScope mostrant la resposta del sistema per a un pols de corrent sense filtre.

La Figura 29 mostra la resposta del sistema sense filtre, on s'aprecia clarament el soroll superposat al pols que dificulta la lectura precisa de la seva amplitud.

Un cop connectat el filtre, la Figura 30 mostra com la forma del pols és ara neta i millor definida, amb una reducció notable del soroll que permet identificar amb precisió l'amplitud del senyal. La comparació directa entre les dues captures confirma visualment l'eficàcia del filtre pas baix per a polsos de llarga durada.

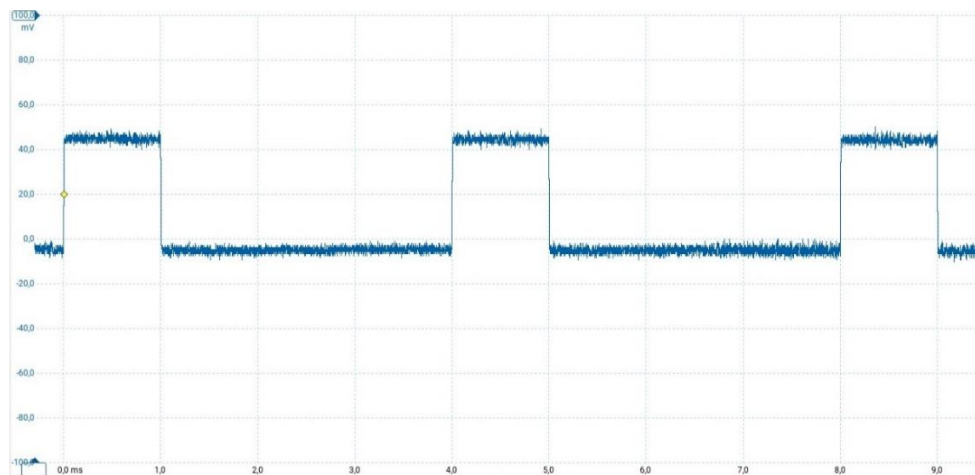


Figura 30. Captura del PicoScope mostrant la resposta del sistema per a un pols amb filtre.

Els resultats experimentals confirmen que el filtre pas baix millora significativament la relació senyal-soroll del sistema sense degradar la forma dels polsos, tancant el disseny de les tres etapes en cascada com a solució completa i validada per a la mesura dels corrents dels col·limadors.

El circuit s'estructura al voltant de l'ADA4625-2, que integra els dos amplificadors operacionals necessaris per a les dues primeres etapes en un únic encapsulat. El primer amplificador es configura com a TIA, amb la resistència de realimentació R_f i el condensador de compensació C_f connectats entre la sortida i l'entrada inversora, i la resistència de protecció de $100\ \Omega$ a l'entrada.

El segon amplificador es configura com a inversor amb $R1 = 2\ \text{k}\Omega$ i $R2 = 10\ \text{k}\Omega$, proporcionant el guany fix de $\times -5$. A la sortida d'aquest segon amplificador es connecta el filtre RC de primer ordre format per la resistència de $100\ \Omega$ en sèrie i el condensador C_{filtre} a massa.

L'alimentació del circuit es du a terme mitjançant dos rails simètrics de $\pm 5\ \text{V}$, als quals s'han afegit condensadors de desacoblament en ceràmica de $100\ \text{nF}$, per filtrar les interferències d'alta freqüència, i també de $10\ \mu\text{F}$, per garantir l'estabilitat de l'alimentació davant variacions de corrent més lentes. Aquests condensadors es connecten directament als pins d'alimentació de l'ADA4625-2 assegurant que qualsevol pertorbació en la tensió d'alimentació queda absorbida localment sense afectar el comportament del circuit.

Finalment, l'entrada i la sortida del circuit es connecten mitjançant connectors SMA, el mateix tipus que incorpora la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ utilitzada durant la fase de validació del capítol 5. Aquesta decisió no és casual, al llarg de les proves experimentals els connectors SMA han demostrat ser idonis per a aquesta aplicació, proporcionant una connexió coaxial fiable, de baixa inductància i fàcilment acoblable tant als cables de 30 metres utilitzats en les proves com als instruments de mesura del laboratori. Mantenir el mateix tipus de connector entre la placa d'avaluació i el prototip final garanteix també la continuïtat del procediment de mesura i facilita la comparació directa dels resultats obtinguts en ambdues fases.

6.3. Disseny del layout i consideracions EMC

El layout és la fase més crítica del disseny per a circuits de mesura de corrents molt baixes. Les decisions de posicionament dels components i traçat de pistes tenen un impacte directe sobre el soroll, les corrents de fuga i l'estabilitat del circuit.

Una de les primeres decisions ha estat la col·locació dels condensadors de desacoblament de l'ADA4625-2 el més a prop possible dels pins d'alimentació del component. Aquesta proximitat minimitza la inductància paràsita del camí d'alimentació, garantint una resposta ràpida davant transitoris de corrent i evitant que les variacions d'alimentació es propaguin com a soroll sobre la senyal. Tal com s'aprecia a la Figura 32, els condensadors de desacoblament es troben físicament adjacents al xip, amb pistes de connexió molt curtes.

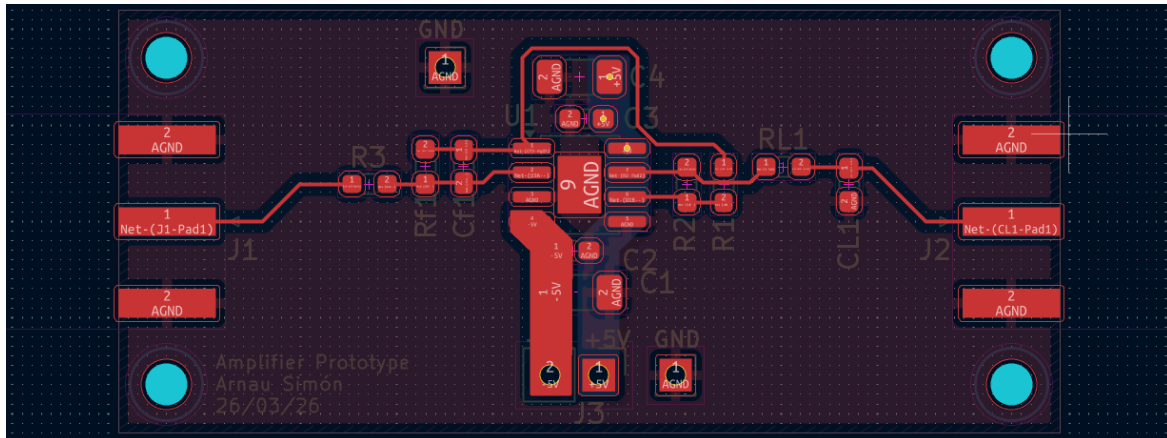


Figura 32. Layout de la cara anterior de la PCB dissenyada amb KiCad.

El node d'entrada del TIA, connectat al pin inversor del primer amplificador, és el punt més sensible de tot el circuit. Qualsevol capacitat paràsita o corrent de fuga en aquest node es tradueix directament en un error de mesura, especialment en el rang de nanoampers. Per minimitzar aquests efectes, s'ha reduït al màxim la longitud de les pistes connectades a aquest node i totes les connexions crítiques d'aquesta zona s'han realitzat en la mateixa capa, evitant vies que podrien introduir inductàncies i capacitats paràsites addicionals.

Pel que fa a les pistes d'alimentació, les que transporten els ± 5 V s'han dissenyat amb una amplada superior a la de les pistes de senyal, reduint la resistència i la inductància sèrie del camí d'alimentació. Ambdues cares de la PCB incorporen un pla de massa continu, que proporciona un retorn de baixa impedància per a tots els corrents del circuit i actua com a blindatge electromagnètic passiu contra les interferències externes[11]. La Figura 33 mostra el layout de la cara posterior amb el pla de massa.

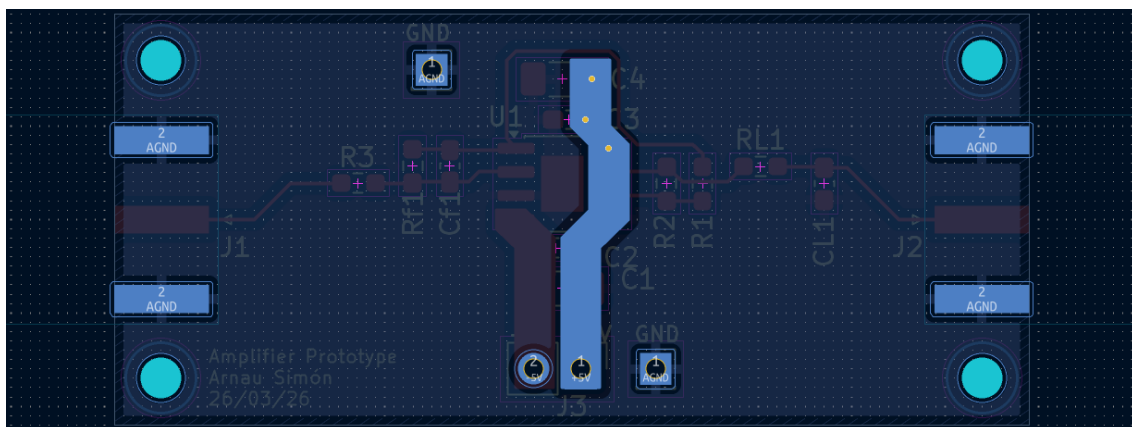


Figura 33. Layout de la cara posterior de la PCB, amb el pla de massa continu i pista de +5 V.

Seguint aquestes consideracions de disseny, s'ha obtingut una PCB compacta i funcional que integra les tres etapes del circuit electròmetre en un format reduït, adequat per a la seva integració en els armaris de control de la instal·lació. Cal tenir en compte que aquesta placa és un prototip de validació, dissenyat per poder realitzar proves de laboratori de forma còmoda i flexible. En aquest sentit, els connectors d'alimentació s'han implementat com a pins d'accés directe: dos per als rails de +5 V i -5 V respectivament, i dos de massa (GND), permetent una connexió senzilla amb la font d'alimentació del laboratori sense necessitat de cap adaptador específic. La Figura 34 mostra la visió global del layout complet de la placa, on es poden apreciar la distribució general dels components, els connectors SMA d'entrada i sortida, els pins d'alimentació i el traçat de pistes en el conjunt de la PCB.

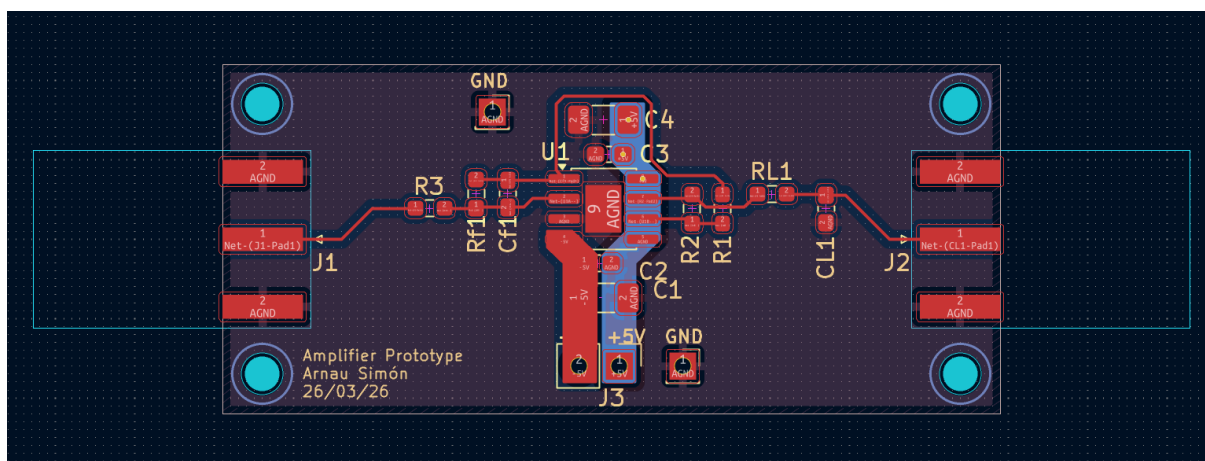


Figura 34. Visió global del layout complet de la PCB prototip, mostrant la distribució de components, els connectors SMA i els pins d'alimentació (+5 V, -5 V i GND).

Finalment, la Figura 35 mostra la vista 3D del disseny final, que permet verificar la correcta disposició dels components i connectors abans de procedir a la fabricació.

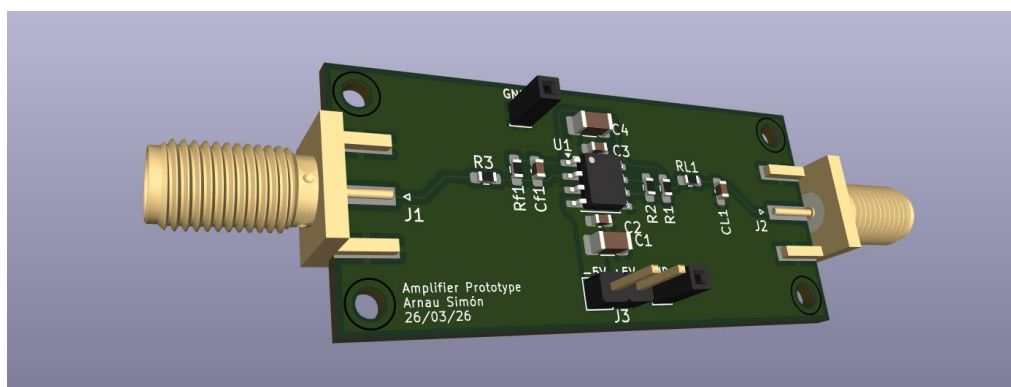


Figura 35. Vista 3D del disseny de la PCB generada amb KiCad.

6.4. Fabricació i muntatge del prototip

Un cop finalitzat el disseny i verificat mitjançant les eines de comprovació de regles de disseny (DRC) de KiCad, els fitxers Gerber es van enviar a fabricar a un servei de fabricació de PCB professional. La PCB resultant és una placa de dues capes de material FR-4 TG135, amb acabat HASL (*Hot Air Solder Leveling*) i dimensions compactes compatibles amb la integració en armaris de control estàndard.

Les Figures 36 i 37 mostren la PCB tal com va arribar del fabricant, per la cara anterior i posterior respectivament, on es pot apreciar la qualitat del substrat i l'acabat de les pistes abans del muntatge dels últims components.

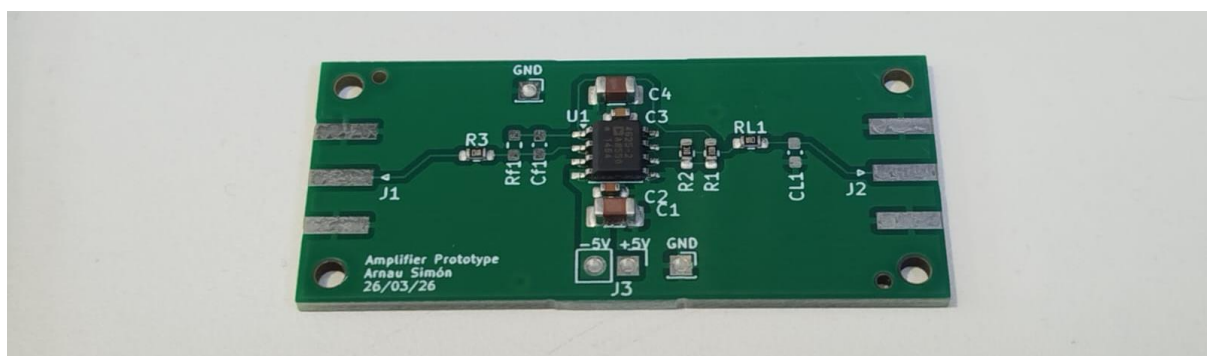


Figura 36. Fotografia de la cara anterior de la PCB tal com va arribar del fabricant, abans del muntatge dels components.

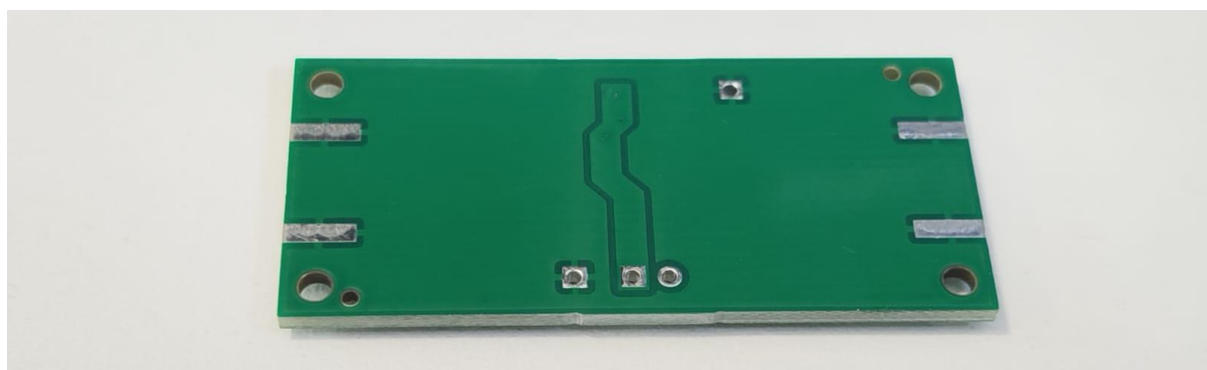


Figura 37. Fotografia de la cara posterior de la PCB tal com va arribar del fabricant, mostrant el pla de massa.

El muntatge de la majoria de components es va realitzar directament pel proveïdor de fabricació, aprofitant el servei d'assemblatge integrat. Els components que defineixen la configuració de guany del circuit, concretament la resistència de realimentació R_f , el condensador de compensació C_f , la resistència i el condensador del filtre de sortida, i els connectors SMA d'entrada i sortida, es van deixar sense soldar en aquesta fase. Això es deu al fet que cadascun d'aquests components té un valor diferent per a cada configuració de guany, de manera que es solden manualment en funció del canal que es vol implementar, sense necessitat de fabricar una PCB diferent per a cada guany.

El soldatge manual d'aquests components es va realitzar amb estació de soldadura de temperatura controlada, prestant especial atenció als components adjacents al node d'entrada d'alta impedància per minimitzar qualsevol residu de flux que pogués incrementar les corrents de fuga superficials de la PCB i introduir errors en la mesura de corrents de nanoampers.

La Figura 38 mostra el prototip PCB completament muntat i llest per a la fase de caracterització. S'aprecia la disposició final de tots els components, els connectors SMA d'entrada i sortida i els pins d'alimentació, confirmant que el disseny físic és compacte i funcional. Aquesta PCB és la que s'ha utilitzat per obtenir tots els resultats experimentals presentats al capítol 7.



Figura 38. Fotografia del prototip PCB final completament muntat, amb tots els components soldats i els connectors SMA instal·lats.

7. Resultats experimentals i Caracterització

Un cop fabricat i muntat el prototip de PCB, es va procedir a la seva caracterització experimental completa. L'objectiu d'aquest capítol és verificar que el prototip compleix els requeriments definits a la secció 4.1 i quantificar les seves prestacions reals en termes de guany, ample de banda, soroll i rang dinàmic per a cada configuració de guany. Els resultats obtinguts en aquesta fase de caracterització han de servir per avaluar si el disseny és apte per a l'aplicació i, en cas afirmatiu, constituïran la base tècnica sobre la qual es procedirà al disseny i fabricació de la PCB electròmetre definitiva, optimitzada per a la instal·lació real de la línia de feix del projecte.

7.1. Metodologia de mesura

El banc de proves utilitzat per a la caracterització del prototip és el mateix que s'ha emprat durant les fases de validació del capítol 5, garantint la coherència i comparabilitat dels resultats entre les dues fases. La Figura 39 mostra el banc de proves complet amb el prototip connectat.

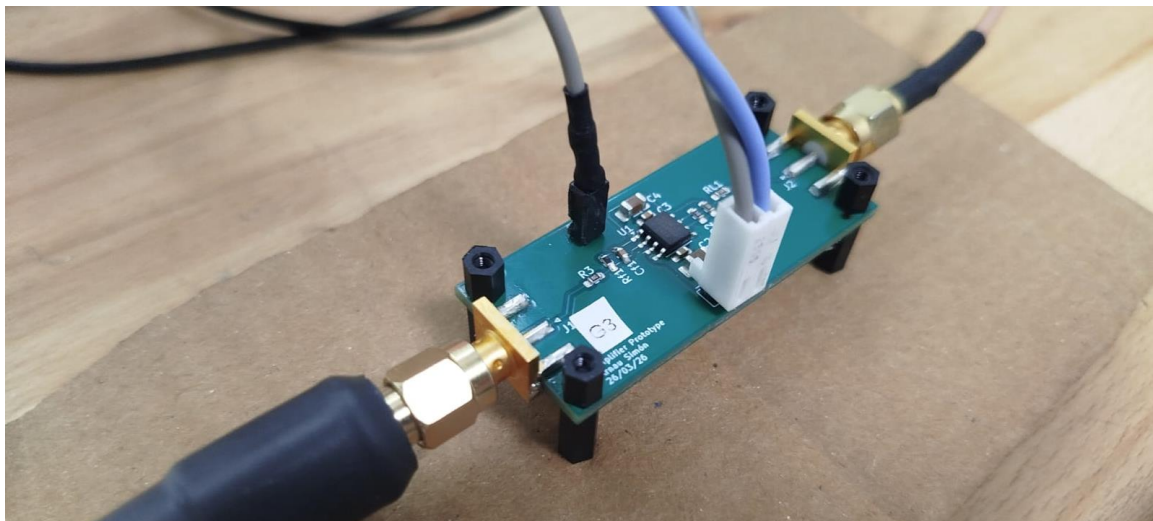


Figura 39. Fotografia del prototip connectat al banc de proves.

La font de corrent s'ha generat de forma aproximada mitjançant un generador de funcions amb una resistència en sèrie, de manera que la corrent injectada és la tensió del generador dividida entre la resistència en sèrie. Per garantir la validesa d'aquesta aproximació, la resistència en sèrie s'ha escollit sempre molt major que el valor de R_f , per a G1 s'ha emprat una resistència en sèrie de 100 k Ω , per a G2 i G3 de 1 M Ω , i per a G4 i G5 de 5 M Ω . El cable coaxial de 30 metres s'ha connectat entre el generador i l'entrada del prototip per reproduir les condicions d'interferència electromagnètica properes a les de la instal·lació real.

Totes les mesures s'han realitzat amb el PicoScope 7 T&M igual que a la secció 5. Per a cada configuració de guany s'han mesurat els paràmetres següents:

Guany: S'ha obtingut injectant un pols de corrent de baixa freqüència i amplitud coneguda, i mesurant posteriorment la tensió de sortida corresponent.

Freqüència de tall i temps de pujada: S'han injectat polsos quadrats per registrar el temps de pujada t_r mitjançant la funció de mesura automàtica del PicoScope. A partir d'aquest valor, es calcula la freqüència de tall f_c mitjançant la relació:

$$f_c = \frac{0,35}{t_r}$$

Corrent mínima detectable: S'ha determinat reduint progressivament l'amplitud del pols d'entrada fins a assolir una relació senyal-soroll (SNR) de 10 dB a la sortida del sistema.

Relació senyal-soroll (SNR): S'ha calculat a partir de la següent expressió:

$$SNR = 20 \cdot \log_{10}(V_{senyal}/V_{soroll,RMS})$$

on $V_{soroll,RMS}$ s'ha mesurat amb el generador de funcions apagat i el oscil·loscopi en acoblament AC.

Densitat de soroll d'entrada: obtinguda a partir de la mesura del soroll de sortida referit a l'entrada dividint per el guany total.

7.2. Resultats per canal de guany

A partir de les mesures del apartat anterior hem obtingut la Taula 7, on resumeix els resultats de la caracterització completa del prototip per a les cinc configuracions de guany disponibles.

Canal	Unitats	G1	G2	G3	G4	G5
Guany total	V/A	10k	50k	200k	1M	5M
Corrent màxima (2V sortida)	μA	200	40	10	2	0,4
Corrent mínima (2mV sortida)	nA	200	40	10	2	0,4
Corrent mínima llegible (10dB SNR)	nA	500	100	50	25	5
SNR a corrent mínima llegible	dB	25	17,9	10	10	10
Freqüència de tall superior	kHz	159	155	85	33.9	15.9
Temps de pujada/baixada	μs	2.25	2.3	3.7	10.3	22.0
Densitat de soroll d'entrada	fA/√Hz	2872	1286	643	288	129

Taula 7. Caracterització completa del prototip PCB electròmetre

7.3. Anàlisi i discussió de resultats

Els resultats de la Taula 7 mostren que la densitat de soroll d'entrada augmenta a mesura que disminueix el guany, passant de 129 fA/√Hz per a G5 fins a 2872 fA/√Hz per a G1. Aquest comportament és coherent amb la teoria de Johnson-Nyquist exposada a la secció 2.1, com menor és el valor de la resistència de realimentació, major és la densitat de soroll de corrent referida a l'entrada. La densitat de soroll teòrica per a cada configuració ve donada per:

$$S_{In} = \sqrt{\frac{4kT}{R_f}}$$

on k és la constant de Boltzmann, T la temperatura absoluta en Kelvin i R_f la resistència de realimentació. Els valors teòrics obtinguts són consistents amb els valors mesurats experimentalment, confirmant que el soroll del sistema està dominat pel soroll tèrmic de la resistència de realimentació [12] i no per cap altra font de soroll del circuit.

Els resultats obtinguts permeten valorar el grau de compliment dels requeriments definits a la secció 4.1. El sistema cobreix un rang dinàmic de mesura des de 5 nA fins a 200 μA, distribuït entre les cinc configuracions de guany, amb freqüències de tall que van des de 15.9 kHz per a G5 fins a 159 kHz per a G1. El temps de pujada mínim assolit és de 2,25 μs per a G1 i 2.3 us per a G2, fet que queda per sota del requeriment de 3 μs establert per al guany baix i confirma una millor resposta temporal a guanys reduïts.

En canvi, a les configuracions de major guany es fa evident el compromís (*trade-off*) clàssic del disseny, per aconseguir una major amplificació del senyal es sacrifica velocitat de resposta i s'introdueix un nivell de soroll superior al sistema.

Comparant els resultats amb els valors teòrics i simulats del capítol 5, les freqüències de tall mesurades al prototip són coherents amb les obtingudes a la placa d'avaluació, tot i que lleugerament inferiors en alguns canals. Aquesta diferència s'atribueix principalment a les capacitats paràsites addicionals introduïdes per les pistes de la PCB i els footprints dels components, que s'afegeixen a la capacitat d'entrada total del TIA i redueixen lleugerament l'ample de banda respecte a la placa d'avaluació.

En conjunt, el prototip desenvolupa satisfactòriament les prestacions necessàries per a la mesura dels corrents dels col·limadors, i els resultats obtinguts proporcionen una base sòlida per a la validació del disseny de cara a la producció de les unitats definitives del projecte.

8. Conclusions

8.1. Conclusions del treball

Aquest TFG ha presentat el disseny, la implementació i la caracterització experimental d'un electròmetre en forma de PCB específica, destinat a la mesura dels corrents elèctrics generats pels col·limadors de la línia de feix del projecte. El treball ha cobert de forma completa el cicle de desenvolupament d'un sistema electrònic de mesura de precisió, des dels càlculs teòrics inicials fins al prototip físic caracteritzat al laboratori, i demostra que és possible dissenyar una solució tècnicament adequada i econòmicament viable per substituir els instruments comercials existents.

El procés de desenvolupament s'ha estructurat en quatre etapes clarament diferenciades. En primer lloc, els càlculs analítics han permès dimensionar els components de cada etapa del circuit a partir dels requeriments de l'aplicació i les especificacions del component actiu seleccionat, l'ADA4625. En segon lloc, la simulació amb LTspice ha permès verificar el comportament del circuit i ajustar els valors dels components, en particular el factor corrector $k = 2,5$ aplicat al condensador de compensació C_f , abans de construir cap circuit físic. En tercer lloc, la validació experimental sobre la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ ha confirmat que el comportament real del circuit és coherent amb les simulacions. Finalment, el disseny s'ha traslladat a una PCB prototip específica, fabricada i caracteritzada experimentalment. La Figura 40 resumeix de forma visual el resultat final d'aquest procés, mostrant el rang de mesura cobert per cadascuna de les cinc configuracions de guany.

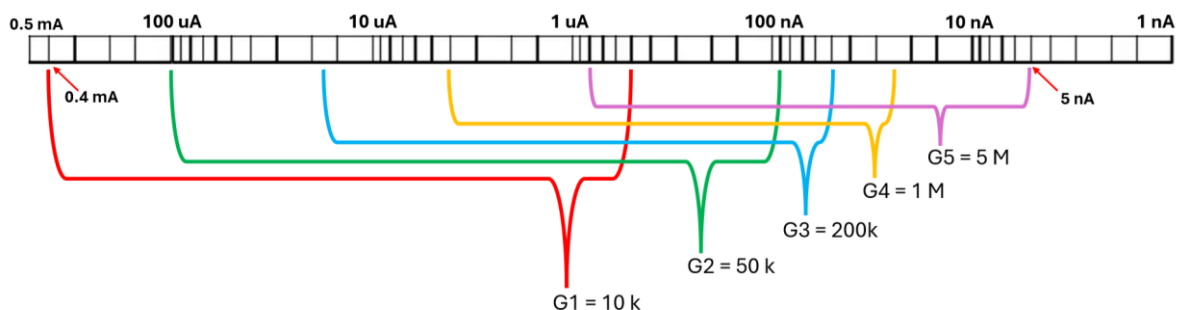


Figura 40. Eix de marge de guanys del sistema, mostrant el rang de mesura cobert per cadascuna de les cinc configuracions de guany, des de $200 \mu A$ fins a $5 nA$.

La validació experimental sobre la placa d'avaluació EVAL-ADA4625-2ARDZ ha confirmat que el comportament real del circuit és coherent amb les simulacions. Finalment, el disseny s'ha traslladat a una PCB prototip específica, fabricada i caracteritzada experimentalment. Els resultats obtinguts demostren que el sistema

cobreix un rang de mesura de 5 nA a 200 μ A distribuït entre les cinc configuracions de guany, tal com es pot observar a la Figura 38. Amb temps de pujada de fins a 2,25 μ s per a les configuracions de guany baix i un nivell de soroll consistent amb les prediccions teòriques de Johnson-Nyquist, confirmant que el factor limitant del soroll és el propi soroll tèrmic de la resistència de realimentació i no cap altra font de soroll del circuit.



Figura 41. Quatre unitats del prototip PCB electròmetre.

Els resultats de la caracterització demostren que el prototip compleix els requeriments definits per a l'aplicació i validen l'arquitectura de tres etapes en cascada: TIA, amplificador inversor i filtre pas baix com a solució tècnicament adequada per a la mesura de corrents de l'ordre de nanoampers. El prototip està en fase de presentació als responsables del projecte per obtenir el vistiplau tècnic que permeti avançar cap a la versió definitiva de l'electròmetre.

8.2. Línies de treball a futur

Els resultats obtinguts en aquest TFG constitueixen la base tècnica per a la continuació del projecte en les seves fases següents. En el moment de redactar aquest document, els resultats de la caracterització del prototip s'estan presentant als responsables del projecte per obtenir el vistiplau sobre les prestacions del sistema. Si els resultats es consideren satisfactoris, es procedirà al disseny i fabricació de la PCB electròmetre definitiva, optimitzada per a la integració en els armaris de control de la instal·lació real de la línia de feix del projecte.

Aquesta PCB definitiva incorporarà millores significatives respecte al prototip actual. La principal és la integració de totes les configuracions de guany en una mateixa targeta, eliminant la necessitat de disposar d'una placa per a cada guany. Per fer-ho possible, cal desenvolupar un sistema de selecció de guany remota que permeti la commutació entre les diferents configuracions de R_f i C_f des del sistema de control de l'accelerador, sense cap intervenció manual sobre la placa. El component candidat per a aquesta funció és el switch analògic ADG1412 d'Analog Devices, ja analitzat durant el desenvolupament d'aquest TFG per les seves excel·lents característiques de baixa resistència de conducció i corrent de fuga mínima, compatibles amb la mesura de

corrents de nanoampers. El disseny d'aquest sistema de commutació, inclosa la lògica de control i la integració amb la senyal digital externa de l'accelerador, constitueix la principal línia de treball futur del projecte.

En paral·lel, la versió definitiva de la PCB incorporarà el format físic i els connectors específics necessaris per a la integració en els racks de la instal·lació real, substituint els pins d'alimentació i connectors SMA del prototip per les interfícies requerides. Seria també d'interès explorar un sistema de selecció remota del condensador del filtre de sortida, de manera anàloga al sistema de guany, per poder adaptar l'ample de banda del filtre en funció de la duració dels polsos de cada aplicació concreta, millorant així la relació senyal-soroll en cada configuració d'ús.

9. Bibliografia

- [1] S. Turner (Ed.), *CAS - CERN Accelerator School: General Accelerator Physics*, CERN, Ginebra, Suïssa, 1994. — Per a la descripció general dels acceleradors de partícules.
- [2] R. Assmann et al., "Collimation of Superconducting Machines", *LHC Project Report 640*, CERN, Ginebra, Suïssa, 2002. — Per al concepte de halo i col·limació.
- [3] H. Koziol, "Beam Diagnostics for Accelerators", *CERN Accelerator School: Course on General Accelerator Physics*, CERN, Ginebra, Suïssa, 2009. — Per a la generació de corrent als col·limadors i sistemes de diagnosi de feix.
- [4] F. Faccio i G. Cervelli, "Radiation-Induced Edge Effects in Deep Submicron CMOS Transistors", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 52, no. 6, pp. 2413–2420, Des. 2005. — Per a la degradació del silici per radiació ionitzant.
- [5] J. Graeme, *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions*, McGraw-Hill, Nova York, EUA, 1996. — Per a l'arquitectura TIA, electrometria de precisió i estabilització del llaç de realimentació.
- [6] R. Assmann et al., "The Final Collimation System for the LHC", *Proceedings of the European Particle Accelerator Conference (EPAC 2006)*, Edinburgh, Regne Unit, 2006, pp. 986–988. — Per als sistemes d'instrumentació de feix i electrònica de lectura a mida en grans instal·lacions d'acceleradors.
- [7] Analog Devices, *ADA4625-1/ADA4625-2: Low Noise, Low Bias Current, Precision JFET Input Amplifier*, Datasheet Rev. B, Analog Devices, Wilmington, EUA, 2019. — Per a les especificacions del component actiu central del disseny.
- [8] G. Anelli et al., "Radiation Tolerant VLSI Circuits in Standard Deep Submicron CMOS Technologies for the LHC Experiments", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 46, no. 6, pp. 1690–1696, Des. 1999. — Per als efectes de la radiació ionitzant sobre circuits integrats de silici en entorns d'acceleradors de partícules.
- [9] J. Williams, "Signal Sources, Conditioners, and Power Circuitry", *Application Note 98*, Linear Technology, Milpitas, EUA, 2005. — Per als efectes de la capacitat paràsit del cable coaxial sobre l'estabilitat dels amplificadors de transimpedància.
- [10] Analog Devices, *Transimpedance Considerations for High-Speed Amplifiers*, Application Note AN-1301, Analog Devices, Wilmington, EUA, 2013. — Per al dimensionament de C_f i la condició de marge de fase en amplificadors de transimpedància.

[11] Analog Devices, *PCB Layout Techniques for Low-Level Analog Circuits*, Application Note AN-347, Analog Devices, Wilmington, EUA, 2012. — Per a les bones pràctiques de layout de PCB en circuits d'alta impedància i mesura de baixa corrent.

[12] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 2a ed., McGraw-Hill, Nova York, EUA, 2016. — Per a l'anàlisi del soroll tèrmic de Johnson-Nyquist en circuits analògics de precisió.