

Treball final de grau

Estudi: Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

Títol: Equip de mesura de cicles d'histèresi magnètica

Document: 1. Memòria

Alumne: Alejandro Cuenca Claver

Tutor: Joan Josep Suñol Martínez

Departament: Física

Àrea: Física aplicada

Convocatòria (mes/any): juny/2022

ÍNDEX

1.	INTRODUCCIÓ	4
1.1.	Antecedents	4
1.2.	Objecte	4
1.3.	Especificacions i abast	4
2.	PRINCIPIS DE DISSENY DE L'EQUIP PER A LA MESURA DE CICLES D'HISTÈRESI MAGNÈTICA	6
2.1.	Mesura del camp magnètic generat per la mostra.....	7
2.2.	Generació del camp magnètic extern d'excitació	9
2.3.	Disseny general de l'equip.....	10
3.	ETAPA DE GENERACIÓ DE SENYAL	13
3.1.	Generació de sinusoide amb sintetitzador digital directe AD9834	14
3.2.	Control d'amplitud amb el convertidor D/A AD5660	18
3.3.	Filtratge	20
3.3.1.	Atenuació de components freqüencials amb filtre pas baix	20
3.3.2.	Eliminació d'offset i amplificació del senyal amb filtre pas alt	24
4.	ETAPA D'AMPLIFICACIÓ	28
4.1.	Aïllament optoelectrònic	29
4.2.	Amplificació de potència	34
4.2.1.	Anàlisi i control de la intensitat de sortida de l'OPA549	36
4.2.2.	Límits de potència i tèrmics de l'amplificador OPA549	40
5.	ETAPA ADQUISICIÓ DE DADES	43
5.1.	Mesura d'intensitat de la bobina d'excitació.....	44
5.2.	Mesura del voltatge induït.....	46
5.3.	Adquisició de dades amb l'ADC MCP3911	47
6.	ETAPA DE CONTROL.....	49
7.	BOBINA D'EXCITACIÓ I MESURA DE LA FEM INDUÏDA.....	51
7.1.	Bobina d'excitació	51
7.2.	Integració de la fem induïda	55

8.	APLICACIÓ D'USUARI I PROGRAMARI	56
8.1.	Aplicació d'usuari	56
8.2.	Firmware del microcontrolador	63
8.2.1.	Programació i llibreria de l'AD9834	68
8.2.2.	Programació i llibreria del DAC AD5660	70
8.2.3.	Programació i llibreria del MCP3911	72
9.	MUNTATGE DE L'EQUIP, POSADA A PUNT I RESULTATS	78
9.1.	PCB de Control-Senyal-Adquisició	78
9.2.	PCB d'Amplificació de potència	80
9.3.	Bobina d'excitació, bobina d'exploració i circuit integrador	81
9.4.	Resultats	85
10.	RESUM DEL PRESSUPOST	91
11.	CONCLUSIONS	92
12.	RELACIÓ DE DOCUMENTS	95
13.	BIBLIOGRAFIA	96
14.	GLOSSARI	99
A.	CÀLCUL DEL FILTRE PAS BAIX	100
B.	CÀLCULS PER A L'AÏLLAMENT OPTOELECTRÒNIC	104
C.	CÀLCUL DEL CORRENT DE LA BOBINA D'EXCITACIÓ	108
C.1.	Control de l'amplitud de corrent	110
D.	CÀLCULS DE POTÈNCIA I TÈRMICS DE L'AMPLIFICADOR DE POTÈNCIA	113
D.1.	Potència entregada per la font	113
D.2.	Potència de la càrrega	114
D.3.	Potència de l'amplificador	116
E.	ALTERNATIVES PER A LA BOBINA D'EXCITACIÓ	118
E.1.	Bobines Helmholtz	118
E.2.	Bobines Maxwell	121
F.	ESTUDI I SIMULACIÓ DEL CAMP MAGNÈTIC D'UNA BOBINA	126
F.1.	Components del camp magnètic d'un solenoide	126

F.2.	Línies i vectors de camp magnètic	129
F.3.	Gràfica del camp magnètic en els eixos ρ i Z	135
F.4.	Bobines Helmholtz	139
F.4.1.	Línies de camp magnètic	141
F.4.2.	Gràfiques del camp magnètic als eixos ρ i Z	143
F.5.	Bobines Maxwell	150
F.5.1.	Línies de camp magnètic	152
F.5.2.	Gràfiques	155
G.	PROTOCOL D'ÚS DE L'EQUIP	161
G.1.	Connexions	161
G.2.	Aplicació d'usuari	163

1. INTRODUCCIÓ

1.1. Antecedents

Des del Departament de Física, s'investiga la producció (mitjançant síntesi mecànica) i caracterització d'aliatges ferromagnètics tous. Aquests posseeixen la propietat d'imantar-se i de desimantar-se amb rapidesa i facilitat. Disposen, doncs, d'imantacions romanents i camps coercitius petits amb cicles d'histeresi de poca àrea. Un cop produït l'aliatge, cal verificar que aquestes propietats són les esperades. Per aquest motiu, el Departament requereix caracteritzar, quantificar i fer una anàlisi magnètica dels materials obtinguts.

1.2. Objecte

L'objectiu d'aquest treball és dissenyar i construir un equip per mesurar el cicle d'histeresi magnètica de materials ferromagnètics.

1.3. Especificacions i abast

El dispositiu es basa en un sistema de bobinat primari, que genera un camp magnètic variable, i un bobinat secundari, que utilitza la mostra ferromagnètica com a nucli i tindrà un voltatge induït, que es mesura per obtenir el cicle d'histeresi del material.

Per obtenir un camp magnètic variable, s'ha dissenyat un circuit electrònic que genera una ona de tensió alterna i alimenta la bobina primària. El circuit té la funció de generar l'ona amb la freqüència i l'amplitud que s'escullin (dins d'un rang).

Per obtenir les mesures del cicle d'histeresi, es compta amb un sensor que mesura el corrent de la bobina primària i un circuit integrador de la fem induïda a la bobina secundària. Un sistema d'adquisició de dades amb un ADC recull els valors de voltatge i d'intensitat.

Tot els dispositius electrònics i el seu procés de funcionament es controlen per un microcontrolador, que alhora es comunica amb un ordinador. Per al PC, s'ha dissenyat una interfície d'usuari per poder configurar els paràmetres de mesura, i finalment, visualitza la gràfica del cicle d'histeresi. Totes aquestes dades es poden guardar en un arxiu Excel.

En aquest treball s'ha fet tot el disseny de l'equip, tant de les bobines com de l'electrònica, la selecció de material, la construcció del dispositiu de mesura, i el software per al microcontrolador i per al PC.

2. PRINCIPIS DE DISSENY DE L'EQUIP PER A LA MESURA DE CICLES D'HISTERESI MAGNÈTICA

La mesura del cicle d'histeresi consisteix en obtenir el camp magnètic d'un material ferromagnètic quan se li aplica un camp magnètic extern al propi material. Suposem que hi ha una regió de l'espai amb un camp magnètic \vec{B}_H . Si en aquesta regió es col·loca una mostra d'un material ferromagnètic, els electrons del material generen un camp magnètic \vec{B}_M alineat amb el camp extern. El camp magnètic total \vec{B} és la suma d'ambdós camps (Eq. 1).

$$\vec{B} = \vec{B}_H + \vec{B}_M = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (\text{Eq. 1})$$

On μ_0 és la permeabilitat magnètica del buit de valor constant $4\pi \cdot 10^{-7}$ Tm/A. \vec{M} és la imantació del material, és a dir, és la contribució deguda als moments magnètics per unitat de volum, en A/m. Es compleix que $\vec{B}_M = \mu_0 \vec{M}$. La contribució del camp magnètic exterior es determina per la intensitat magnètica \vec{H} , i per analogia amb la imantació, es defineix com $\vec{H} = \vec{B}_H / \mu_0$, també en A/m.

Un equip de mesura del cicles d'histeresi, per una banda, haurà de generar un camp magnètic extern a la mostra que sigui conegut, i per altra banda, haurà de quantificar el camp magnètic produït pel material. Els components essencials i bàsics de l'equip, sobretot des del punt de vista magnètic, es mostren a la Figura 1. El funcionament general s'explica a continuació.

Hi haurà una bobina d'excitació, que serà l'encarregada de generar el camp extern a la mostra, B_H . S'alimentarà amb un corrent variable en el temps, $i(t)$, per a què el camp produït també sigui variable. La mesura d'aquesta intensitat servirà per conèixer el valor del camp B_H (i la intensitat magnètica H).

La bobina d'exploració serà un solenoide que contindrà la mostra a analitzar com a nucli. Es situarà sota la influència del camp magnètic extern, per a què la mostra s'imanti i generi el seu propi camp B_M . Si el camp magnètic és variable, per la llei d'inducció electromagnètica, sorgirà una força electromotriu induïda, ϵ , en la bobina d'exploració, que serà proporcional al camp magnètic de la mostra B_M i al camp extern B_H .

En la mesura de la fem, només interessa el camp de la mostra, i per eliminar l'efecte del camp extern, s'utilitza la bobina compensadora. Es tracta d'una bobina exactament igual a la bobina d'exploració, però aquesta no utilitza cap material com a nucli. També es situa sota la influència del camp magnètic extern, i llavors, en aquest cas, la fem induïda només és causa del camp B_H i no del camp B_M . Restant ambdues fems, s'obté una tensió únicament proporcional al camp magnètic de la mostra B_M . Finalment, per obtenir el valor d'aquest camp caldrà calcular la integral de la fem respecte el temps.

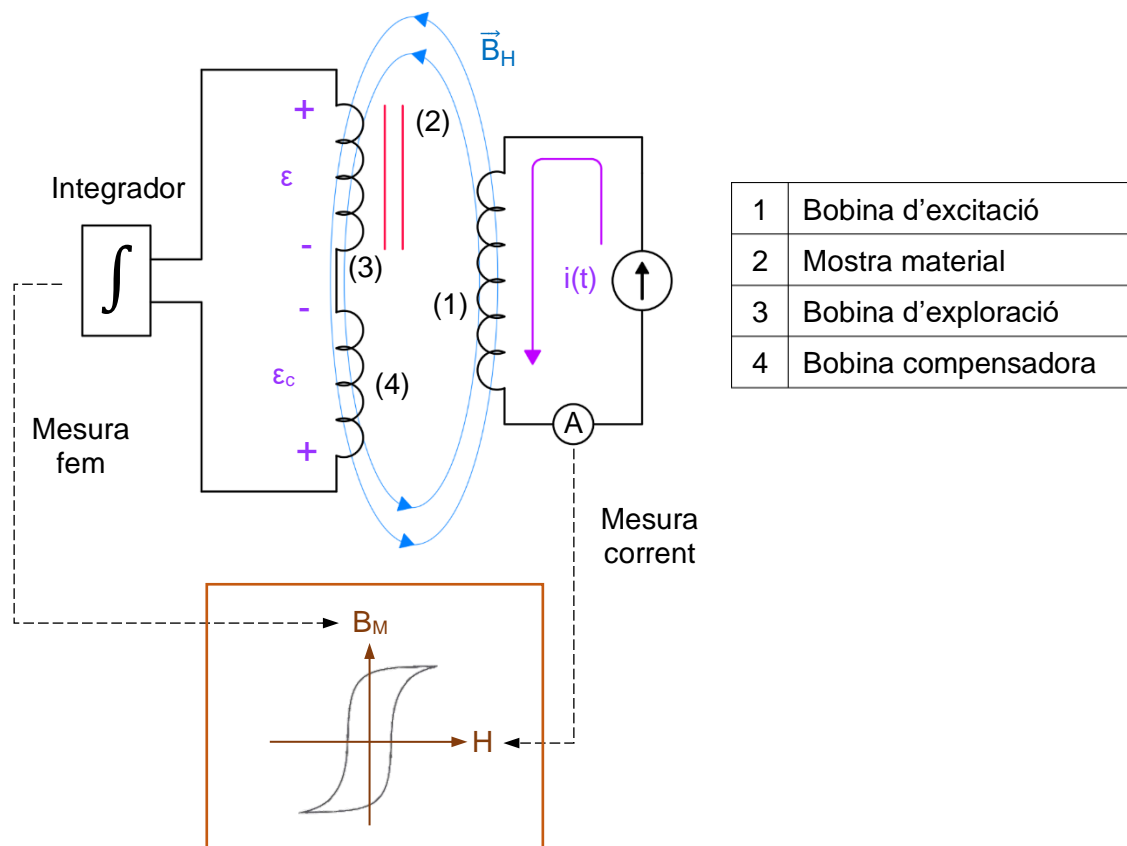


Figura 1 - Esquema dels components essencials d'una mesura de cicles d'histeresi.

2.1. Mesura del camp magnètic generat per la mostra

La manera de mesurar el magnetisme del material de mostra és aprofitant les lleis d'inducció electromagnètica. Per això, sobre la mostra es realitza un bobinat de N espires i superfície transversal S ; aquesta és la bobina d'exploració, tal com es mostra a la Figura 2.

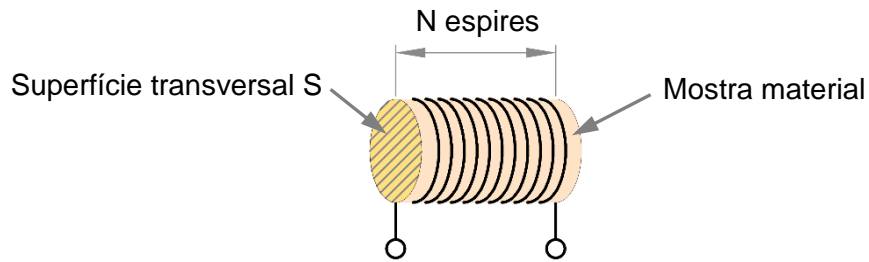


Figura 2 - Elements de la bobina d'exploració.

Llavors, a la bobina s'aplica un camp magnètic extern d'excitació, $B_H(t)$, de manera que en tot moment sigui ortogonal a la superfície S , i també sigui igual i homogeni all llarg del solenoide. Com s'ha esmentat anteriorment, $B_H(t)$ indueix un camp magnètic en el material, $B_M(t)$, i el camp total, $B(t)$, és la contribució dels dos $B(t) = B_H(t) + B_M(t)$. El flux magnètic, Φ , de la bobina d'exploració queda definit per l'(Eq. 2)

$$\Phi(t) = N \cdot B(t) \cdot S \quad (\text{Eq. 2})$$

On el flux Φ s'expressa en webers (Wb), la superfície S en m^2 , i el camp magnètic B en teslas (T).

Com a factor clau per fer la mesura, el camp magnètic va variant el seu valor en el temps, i per tant, el flux magnètic també és variable en funció del temps. Conseqüentment, per la llei de Faraday, s'indueix una força electromotriu, ε (fem, en Volts), a la bobina d'exploració (Eq. 3):

$$\varepsilon(t) = - \frac{d\Phi(t)}{dt} = - N \cdot S \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (\text{Eq. 3})$$

Amb aquesta tècnica, s'obté una tensió proporcional al camp magnètic que a la pràctica pot ser mesurada per equips electrònics. No obstant, abans s'ha de tenir en compte que aquesta fem induïda és la resultant del camp magnètic total, és a dir, el camp extern més el camp magnètic del material. Només interessa el magnetisme de la mostra, cal doncs eliminar la contribució del camp magnètic extern. Amb aquesta finalitat, sota la influència del propi camp extern, també s'incorpora la bobina compensadora, que és una bobina igual que la d'exploració, amb la mateixa forma, la mateixa superfície S , i el mateix nombre d'espires N , però aquesta no utilitza cap material com a nucli. En conseqüència, només la travessa el camp extern $B_H(t)$ i la fem induïda de la compensadora, ε_c , es deu únicament a aquest camp (Eq. 4).

$$\varepsilon_c(t) = - \frac{d\Phi(t)}{dt} = - N \cdot S \cdot \frac{dB_H(t)}{dt} \quad (\text{Eq. 4})$$

Es resta la fem de la bobina d'exploració, ε , menys la fem de la bobina compensadora, ε_c , i com a resultat es té una tensió, ε_M , que depèn només del camp magnètic del material (Eq. 5).

$$\varepsilon - \varepsilon_c = N \cdot S \cdot \left(- \frac{dB(t)}{dt} + \frac{dB_H(t)}{dt} \right) = \varepsilon_M = - N \cdot S \cdot \frac{dB_M(t)}{dt} \quad (\text{Eq. 5})$$

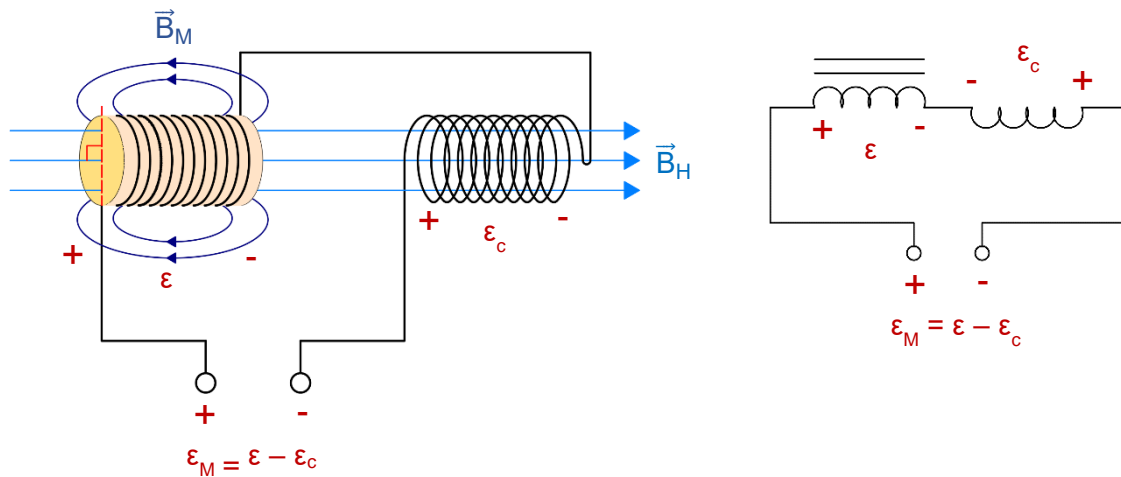


Figura 3 - Esquema de funcionament de la bobina d'exploració i de la bobina compensadora.

L'últim pas de la mesura és conèixer el valor del camp magnètic del material, i per això s'integra la fem ε_M respecte el temps (Eq. 6).

$$B_M(t) = - \frac{1}{N \cdot S} \cdot \int \varepsilon_M(t) \cdot dt \quad (\text{Eq. 6})$$

Es pot utilitzar un integrador analògic amb un circuit RC.

2.2. Generació del camp magnètic extern d'excitació

Com ja s'ha explicat a l'apartat 2.1, és necessari generar un camp extern variable en el temps. A més, a la regió on es col·loca la mostra i la bobina compensadora, també és necessari que el camp sigui uniforme i tingui el mateix valor en tots els punts de l'espai. La manera de produir un camp magnètic que satisfaci aquests requeriments és mitjançant la bobina d'excitació.

Per assolir que el camp sigui homogeni en la regió de mesura, es poden utilitzar diverses configuracions de bobinats. En el capítol 7. BOBINA D'EXCITACIÓ es presenten diferents models estudiats.

La variabilitat en el temps s'aconsegueix aplicant a la bobina d'excitació un corrent $i(t)$ que també vagi canviant a mesura que avança el temps. Per la llei de Biot i Savart (Eq. 7), un corrent elèctric genera un camp magnètic B proporcional a la intensitat i . Llavors, si la bobina d'excitació es subministra amb un corrent variable en el temps $i(t)$, en conseqüència, s'obtindrà un camp magnètic $B_H(t)$ que també variarà seguint la forma d'ona del corrent.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \int \frac{\vec{u}_l \times \vec{u}_r}{r^2} dl \quad (\text{Eq. 7})$$

On dl és un diferencial del circuit elèctric que produeix el camp magnètic B . \vec{u}_l és un vector unitari que senyala la direcció i sentit del corrent en el diferencial dl . r és la distància entre el diferencial dl i el punt on es calcula el camp. \vec{u}_r és un vector unitari en la direcció de r i en el sentit del diferencial dl cap al punt on es calcula el camp.

2.3. Disseny general de l'equip

Resumint tot el que s'ha explicat fins ara; cal generar un corrent variable en el temps que alimenti la bobina d'excitació, així, aquesta genera un camp magnètic variable sobre la bobina d'exploració amb la mostra, i s'indueix una fem. Per conèixer el camp magnètic d'excitació cal obtenir la intensitat de la bobina d'excitació, mentre que per saber el camp magnètic de la mostra cal adquirir la tensió induïda.

Com a requisits del projecte, s'ha demanat que la freqüència i la amplitud del camp magnètic d'excitació (i per tant, també el corrent) es puguin escollir dins d'un rang. Els valors mesurats s'han de poder recollir i enregistrar en un ordinador.

Per complir i satisfer totes aquestes especificacions, en aquest projecte s'ha dissenyat integralment l'equip de mesura de cicles d'histeresi magnètic, que es forma per una part de software, una altra de hardware i les bobines d'excitació, d'exploració i compensadora. La Figura 4 mostra un esquema dels blocs principals que componen el conjunt de l'equip de mesura.

En primer lloc, hi ha l'aplicació d'usuari per a ordinadors. S'utilitza per configurar l'equip i les condicions de la mesura, visualitzar les dades i poder guardar els resultats.

L'ordinador es comunica amb el hardware de l'equip a través de l'etapa de control. Aquesta etapa conté un microcontrolador, amb el seu programari, per gestionar i governar el procés de mesura. Regula el funcionament de la resta de blocs i es comunica amb aquests per protocol SPI. També conté l'electrònica digital per a la comunicació bidireccional amb l'ordinador, via USB. Del PC, l'etapa de control rebrà les consignes d'entrada, i un cop iniciat el procés de mesura, aquesta etapa enviarà a l'ordinador els valors mostrejats.

L'etapa de generació de senyal genera un voltatge variable en el temps i periòdic, i és la forma d'ona que seguirà el corrent d'excitació per a la bobina homònima. Aquesta etapa permet formar senyals de diferents amplituds i freqüències, així que rebrà, de l'etapa de control, aquests dos paràmetres com a entrades.

L'etapa d'amplificació rep el senyal d'excitació, el replica augmentant el seu valor i subministra a la bobina d'excitació amb aquest nou voltatge amplificat. Així, es generen camps magnètics de major magnitud. Compta amb un aïllament galvànic per separar l'electrònica de potència de la resta de blocs. En aquesta etapa també s'inclou un transformador de corrent que llegeix la intensitat de sortida que alimenta la bobina i la transforma a voltatge.

Per últim, l'etapa d'adquisició de dades rep la fem induïda de la bobina d'exploració (i de la compensadora) i rep la mesura de corrent. Fa una amplificació diferencial d'aquests dos valors, i un convertidor d'analògic a digital mostreja les magnituds. Pel protocol SPI, les mesures obtingudes s'envien a l'etapa de control i aquesta al seu torn les envia a l'ordinador.

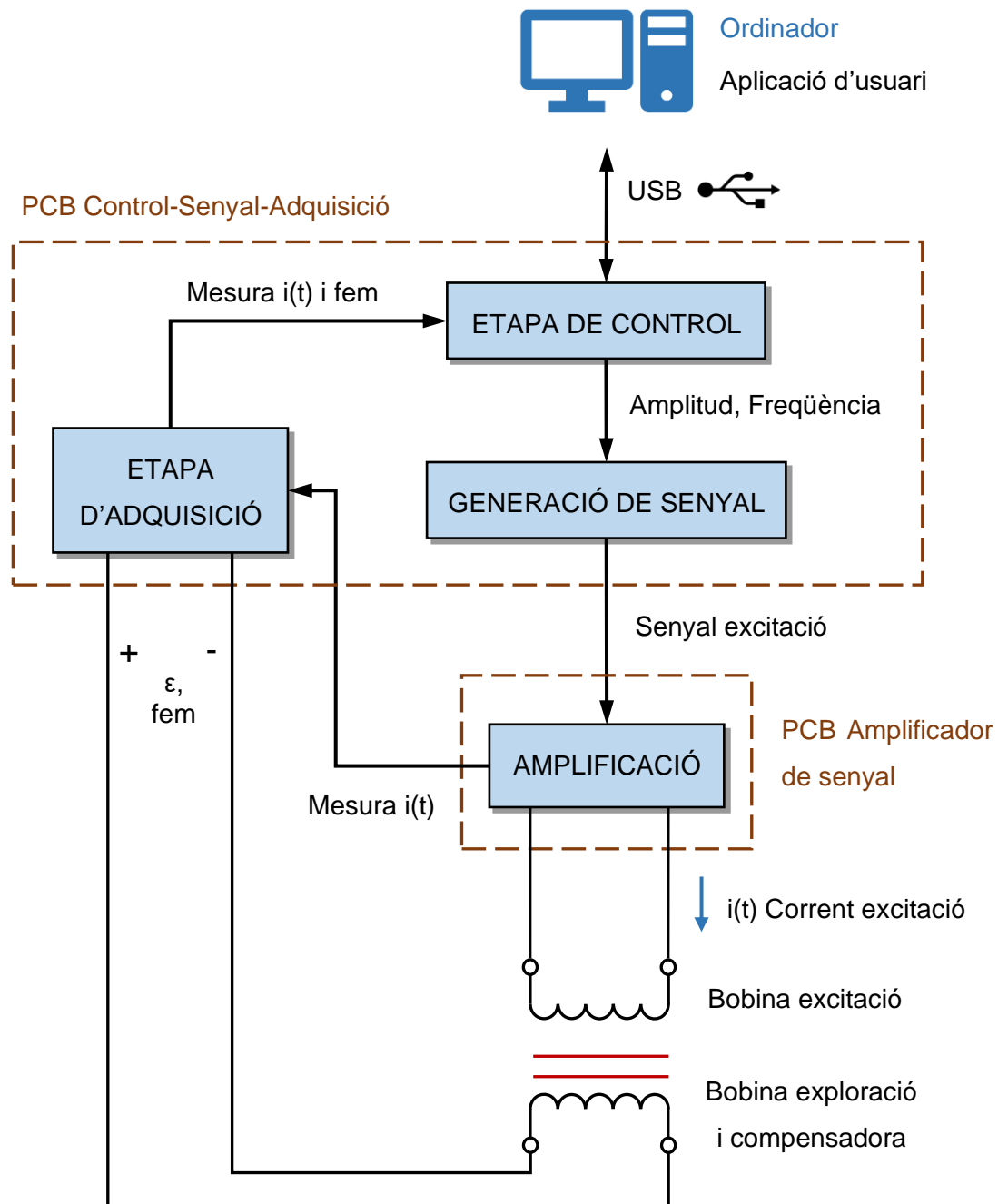


Figura 4 - Esquema de blocs de l'equip de mesura de cicles d'histeresi magnètica.

Les etapes de control, de generació de senyal i d'adquisició s'han dissenyat sota una mateixa PCB. L'etapa d'amplificació s'ha optat per separar-la en una placa a part per seguretat, ja que treballa amb més potència.

3. ETAPA DE GENERACIÓ DE SENYAL

L'etapa de generació de senyal té la funció de generar un senyal, $v_H(t)$, amb la forma d'ona que haurà de seguir el camp magnètic d'excitació, B_H . La Figura 5 il·lustra la relació entre el cicle d'histeresi i la forma d'ona de B_H i $v_H(t)$. Per a un cicle complet, B_H començarà a 0 i anirà augmentant fins arribar a la saturació del material. Seguidament, disminuirà gradualment a 0. En aquest punt, el camp d'excitació es torna a augmentar però en el sentit oposat i seguirà creixent fins assolir la saturació en l'altre sentit. Llavors, el camp decreix a fins al 0 un altre cop. Finalment, es torna a augmentar el camp en el sentit inicial, fins a la saturació, i es tenc a el cicle d'histeresi.

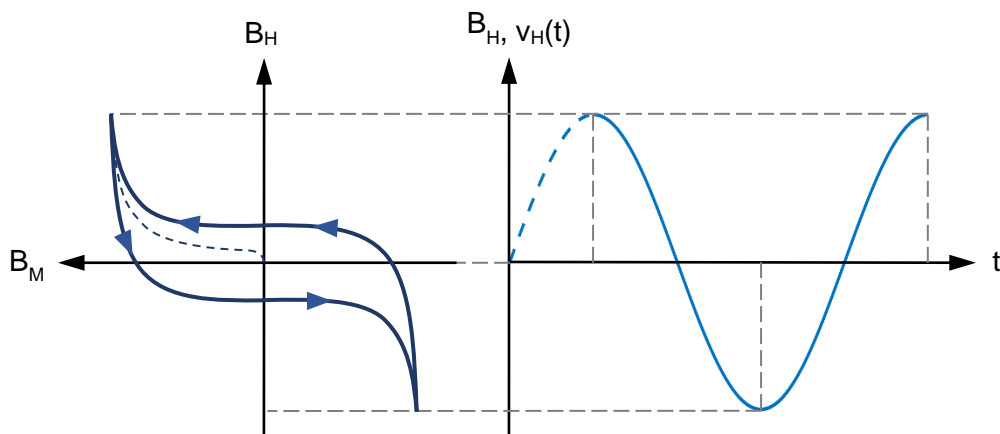


Figura 5 - Relació entre el cicle d'histeresi i la forma d'ona del camp magnètic d'excitació i del senyal d'excitació.

Per recórrer tot el cicle d'histeresi, el senyal $v_H(t)$ ha d'oscil·lar entre un valor màxim i un mínim d'igual magnitud i sentits oposats; V_{MAX} i $-V_{MAX}$ respectivament, i ha de passar pel 0. A més, per a què s'indueixi una fem a la bobina d'exploració, el camp B_H , i per tant, el senyal $v_H(t)$ també, han de variar constantment en el temps. La forma d'ona sinusoidal s'adequa exactament a aquestes necessitats. També es poden utilitzar altres ones periòdiques com la triangular.

Per crear el senyal d'excitació $v_H(t)$, s'ha dissenyat un circuit capaç de generar voltatges sinusoidals d'amplituds i freqüències variables. El circuit complet d'aquesta etapa correspon amb el plànol número 2 del document 2. Plànols. A la Figura 6 es mostra un esquema simplificat.

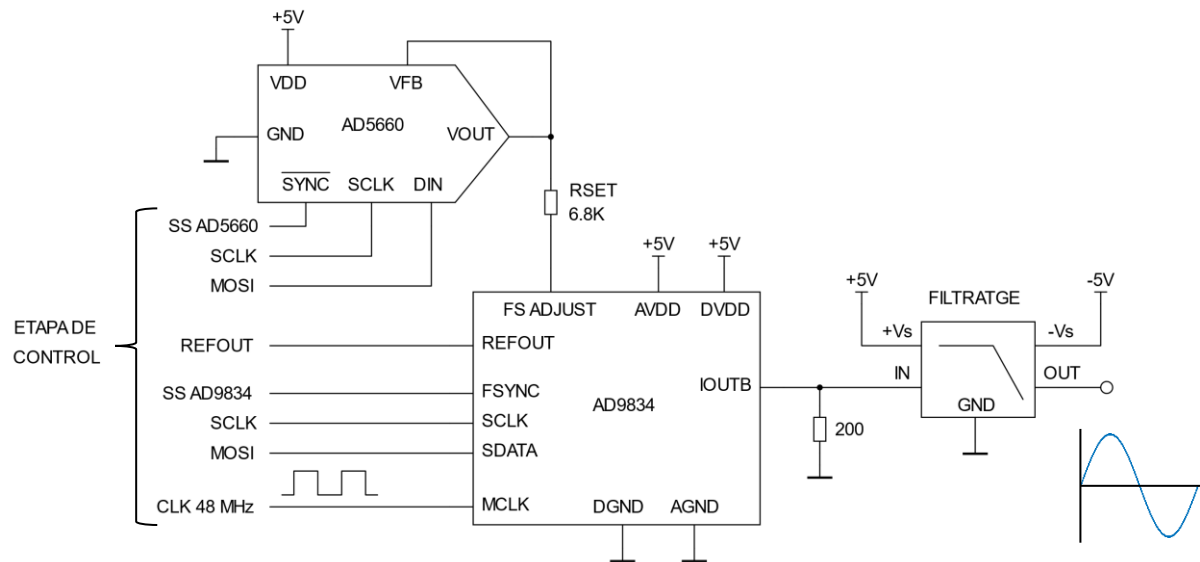


Figura 6 - Esquema simplificat de l'etapa de generació de senyal.

El component principal és l'AD9834, que és un circuit integrat capaç de generar senyals sinusoidals en un ampli espectre de freqüències, utilitzant el mètode de síntesi digital directa. Per regular l'amplitud de l'ona, hi ha el convertidor D/A AD5660, que ajusta el valor màxim de la sinusoide a partir de la tensió que envia a l'AD9834. Aquests dos integrats es controlen i es configuren des del microcontrolador de l'etapa de control, pel protocol de comunicacions SPI. Per últim, hi ha el bloc de filtratge, que elimina l'offset del senyal i mitiga els components freqüencials que distorsionen l'ona de la sinusoide pura.

3.1. Generació de sinusoide amb sintetitzador digital directe AD9834

La funció general del voltatge sinusoidal que es vol generar en funció del temps és l'(Eq. 8).

$$v(t) = V_{\max} \cdot \sin(\varphi) + V_0, \quad \varphi = \varphi_0 + \omega t, \quad \omega = 2\pi f \quad (\text{Eq. 8})$$

V_{\max} és l'amplitud i V_0 l'offset, en volts. φ és l'angle de fase (en radians). φ_0 és l'angle inicial (radians). ω és la velocitat angular, en rad/s. f és la freqüència, en Hz.

El mètode de síntesi digital directa que implementa l'AD9834 utilitza procediments digitals per produir la sinusoide (Figura 7). És necessari proporcionar-li un senyal de rellotge MCLK, de freqüència f_{MCLK} , per a l'electrònica digital. Per entendre com es controla, primer cal entendre el seu funcionament intern.

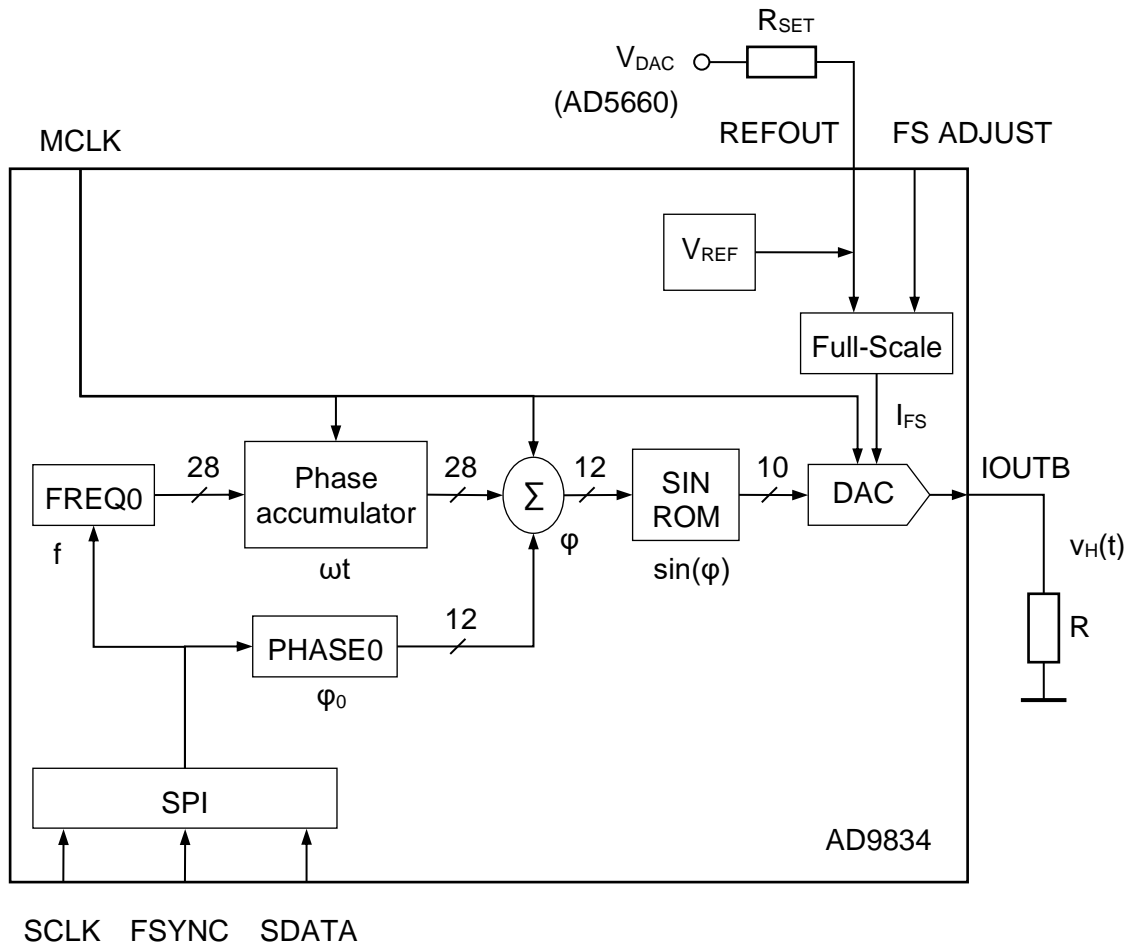


Figura 7 - Diagrama de blocs simplificat de l'AD9834.

Primer, per comunicació SPI, s'introdueix la freqüència f en el registre FREQ0 (28 bits) i la fase inicial φ_0 (registre PHASE0, 12 bits). El registre FREQ0 defineix la freqüència real de l'ona de sortida com una fracció de la freqüència de rellotge f_{MCLK} , segons l'(Eq. 9). De la mateixa manera, el registre PHASE0 defineix la fase inicial com una fracció de l'angle màxim de 2π rad (Eq. 10).

$$f = \text{FREQ0} \cdot \frac{f_{MCLK}}{2^{28}} \quad (\text{Eq. 9})$$

$$\varphi_0 = \text{PHASE0} \cdot \frac{2\pi}{2^{12}} \quad (\text{Eq. 10})$$

El bloc Phase accumulator (28 bits), per a cada període del rellotge MCLK fa el càlcul de l'angle $\omega t = 2\pi f \cdot t$. El càlcul és digital, de manera que 2π equival a 2^{28} , i el temps t correspon

a cada període del rellotge: $k \cdot 1/f_{MCLK}$. S'apliquen aquestes equivalències, i l'angle en format digital és l'(Eq. 11).

$$\omega t = 2^{28} \cdot \frac{FREQ0}{2^{28}} f_{MCLK} \cdot k \cdot \frac{1}{f_{MCLK}} = k \cdot FREQ0 \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (\text{Eq. 11})$$

L'angle ωt és de 28 bits, però només s'agafen els 12 bits més significatius (MSB) per poder-los sumar a l'angle inicial φ_0 (que és de 12 bits), el resultat és l'angle de fase φ , de 12 bits, que s'aplica per calcular els sinus. El circuit integrat conté una memòria ROM, anomenada SIN ROM, que relaciona cada valor de fase φ amb el corresponent sinus: $\sin(\varphi)$. El valor de fase φ (12 bits) es l'adreça de cada posició de memòria de la ROM, i aquesta retorna el sinus $\sin(\varphi)$ a la sortida. L'angle s'ha truncat de 28 bits a 12 per no fer excessivament gran la memòria SIN ROM.

Dels sinus, $\sin(\varphi)$, de 12 bits, s'utilitzen els 10 MSBs per formar el codi d'entrada del DAC intern de l'AD9834. Es tracta d'un convertidor de digital a analògic de 10 bits, que actua com una font de corrent i genera el senyal sinusoidal a la sortida IOUTB. Per a cada període del rellotge: $k \cdot T_{MCLK}$, aquest DAC rep els 10 bits de SIN ROM i els tradueix a un valor d'intensitat, segons l'(Eq. 12), la intensitat màxima és I_{FS} (full-scale).

$$I(k) = \text{SIN ROM}(k \cdot T_{MCLK}) \cdot \frac{I_{FS}}{2^{10}} \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (\text{Eq. 12})$$

L'amplitud de la sinusoide de sortida és el corrent I_{FS} , i aquest corrent es pot ajustar a través del pin FS ADJUST, tal com s'explica a l'apartat 3.2. Control d'amplitud amb el convertidor D/A AD5660.

El corrent sinusoidal de la sortida IOUTB passa per una resistència R i s'obté el voltatge sinusoidal de sortida, $v_H(t)$. El full de característiques de l'AD9834 indica que el corrent màxim de sortida del DAC és de 4 mA i el voltatge màxim és 3,5 V. També proposa una resistència R típica de $200 \Omega \pm 1\%$, que ja serà suficient per a les necessitats del circuit d'aquest projecte.

Cal tenir em compte que la sinusoide de sortida del DAC no està centrada en el 0, sinó que sempre tindrà valors positius; de 0 fins a I_{FS} . Considerant això, el voltatge màxim full-scale i l'amplitud V_{max} de l'ona sinusoidal s'indiquen a l'(Eq. 13).

$$V_{\max} = \frac{V_{FS}}{2} \quad V_{FS} = I_{FS} \cdot R \quad (\text{Eq. 13})$$

Com que l'ona no està centrada en el 0, tindrà un offset, V_0 , però és eliminat posteriorment a la tapa de filtratge, així que no es considera ni és d'interès. El valor pic de l'ona sempre serà V_{FS} .

El senyal sinusoidal de sortida no és exactament continu, sinó que és mostrejat pel DAC, i el nombre de mostres per cada cicle de l'ona és igual a $f_{MCLK}/f = 2^{28}/FREQ0$. Com més s'apropa la freqüència de sortida f a la freqüència del rellotge, menys mostres hi ha per cicle, i més es distorsiona la forma d'ona respecte la sinusoide pura (veure Figura 8). Segons el criteri de Nyquist, si es compleix la relació $f < f_{MCLK}/2$, teòricament, és possible reconstruir el senyal sinusoidal a la freqüència f amb ajuda de filtres. Aquest tema es tracta a l'apartat 3.3. Filtratge. La senyal de rellotge MCLK és de 48 MHz, provinent del l'etapa de control, concretament del xip FT232RL. S'ha buscat maximitzar f_{MCLK} respecte a f .

La Taula 1 presenta l'equivalència entre el domini analògic i el digital per als diferents paràmetres amb què treballa l'AD9834.

Domini analògic				Domini digital		
Magnitud analògica	Unitats	Min.	Max.	Element digital	Bits	Resolució
f_{MCLK}	MHz	48	48	f_{MCLK}	-	-
t	s	0	-	$k \cdot 1/f_{MCLK}$	-	$2,83 \cdot 10^{-8}$ s
f	MHz	0	48	FREQ0	28	0,1788 Hz
ωt	rad	0	2π	Phase accum.	28	$2,34 \cdot 10^{-8}$ rad
φ_0	rad	0	2π	PHASE0	12	0,001534 rad
φ	rad	0	2π	Σ	12	0,001534 rad
$\sin(\varphi)$	-	-1	1	SIN ROM	10	0,000976
I_{FS}	mA	0	(Eq. 14)	-	-	-
R	Ω	198	202	-	-	-
V_{FS}	V	0	$I_{FS} \cdot R$	-	-	-
V_{\max}	V	0	(Eq. 13)	-	-	-
$v_H(t)$	V	0	V_{FS}	DAC (i R)	10	$V_{FS}/2^{10}$

Taula 1 - Paràmetres de l'ona sinusoidal i de l'AD9834 en el domini analògic i en el domini digital. Es contemplen els marges i toleràncies dels valors.

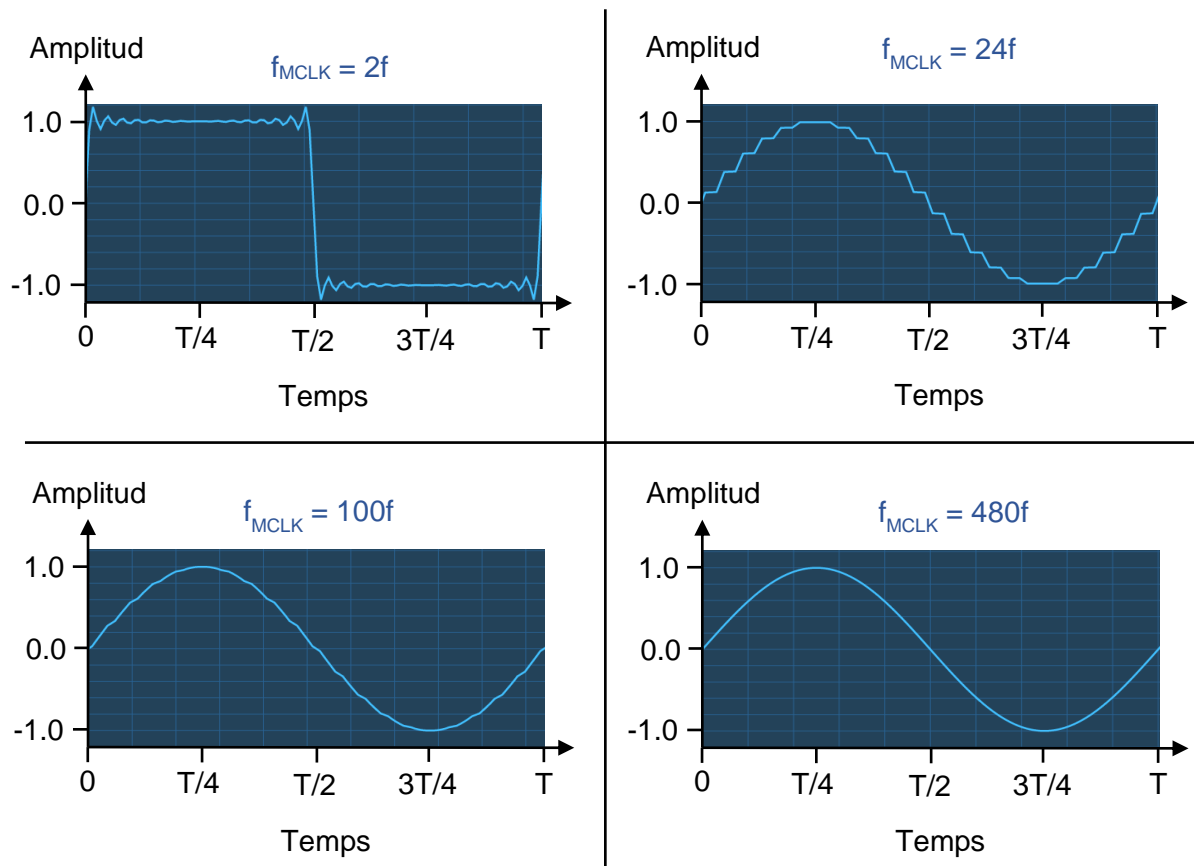


Figura 8 - Formes d'ona de la sortida de l'AD9834 per a diferents ratios entre f i f_{MCLK} . Generat amb <https://tools.analog.com/en/simdds/>

L'AD9834 compta amb una interfície SPI per poder configurar-lo, i que es connecta amb el microcontrolador de l'etapa de control. L'AD9834 actua com l'esclau i el microcontrolador com el mestre. La programació d'aquest circuit es detalla a l'apartat 8.2.1. Programació i llibreria de l'AD9834.

3.2. Control d'amplitud amb el convertidor D/A AD5660

L'amplitud de l'ona sinusoidal queda determinada i limitada pel rang del DAC intern de l'AD9834, que va de 0 fins a I_{FS} , el corrent màxim de fons d'escala. Aquesta intensitat I_{FS} es pot ajustar i regular a través del pin FS ADJUST de l'AD9834.

Segons la Figura 7, el pin FS ADJUST es connecta una resistència R_{SET} , i per l'altra banda, la resistència es connecta a un voltatge V_{DAC} . En aquesta configuració, la intensitat I_{FS} es calcula per l'(Eq. 14).

$$I_{FS} = 18 \cdot \frac{V_{REF} - V_{DAC}}{R_{SET}} \quad (\text{Eq. 14})$$

V_{REF} és un voltatge intern fixe de l'AD9834, típicament és de 1,2 V. El seu valor real és accessible des del pin REFOUT, i el microcontrolador el llegirà per als càlculs amb un dels seus ADC propis (de 10 bits i de 0 a 5 V). R_{SET} se li assigna un valor típic de 6,8 k Ω \pm 5% per a no superar els límits de corrent i de voltatge del DAC intern de l'AD9834.

V_{DAC} és el voltatge provinent del DAC extern AD5660 i regulant el seu valor, també es regula I_{FS} , i en conseqüència, es regula l'amplitud de l'ona sinusoidal de sortida l'AD9834. L'amplitud serà màxima quan $V_{DAC} = 0$, i serà mínima per a $V_{DAC} = V_{REF}$.

L'AD5660 és un DAC de 16 bits la sortida del qual és l'(Eq. 15).

$$V_{DAC} = 2 \cdot V_{REFOUT} \cdot \frac{D}{2^{16}} \quad (\text{Eq. 15})$$

D és un número decimal equivalent al codi binari que es carrega sobre el DAC. V_{REFOUT} és un voltatge intern fixe de l'AD5660, típicament de 2,5 V. El voltatge del DAC passa, internament, per un amplificador de guany 2, de manera que la sortida va de 0 fins a 5 V. Per a què l'amplificador funcioni correctament, el pin VFB de l'AD5660 es connecta a V_{OUT} .

Aquest DAC és de baix consum, típicament de 0,55 mA. La màxima intensitat que haurà de subministrar a la resistència R_{SET} és V_{REF}/R_{SET} . Per al pitjor cas, el corrent màxim de sortida del DAC és 0,192 mA (1,24 V / 6.460 Ω), per al càlcul es tenen en compte les toleràncies de V_{REF} i R_{SET} .

Utilitzant els valors típics ideals, la intensitat de fons d'escala I_{FS} anirà de 0 fins al màxim de 3,18 mA. Utilitzant la resistència de 200 Ω a la sortida de l'AD9834, el voltatge pot arribar a 0,636 V.

El codi binari per determinar la sortida del DAC es carrega pel protocol de comunicació SPI; el microcontrolador de l'etapa de control és el mestre i l'AD5660 és l'esclau.

La Taula 2 presenta l'equivalència entre el domini analògic i el digital per als diferents paràmetres amb què treballa l'AD5660 i l'AD9834.

Domini analògic				Domini digital		
Magnitud	Unitats	MIN	MAX	Element	Bits	Resolució
R_{SET}	Ω	6.460	7.140	-	-	-
V_{REF}	V	1,12	1,24	ADC	10	0,004883 V
V_{DAC}	V	0	V_{REF}	AD5660	16	0,0000763 V
V_{REFOUT}	V	2.495	2.505			
I_{FS}	mA	0	(Eq. 14)	-	-	-

Taula 2 - Paràmetres de l'amplitud de l'ona sinusoidal en el domini analògic i en el domini digital.

3.3. Filtratge

L'etapa de generació de senyal compta amb dos filtres analògics; un pas baix per mitigar components freqüencials no desitjades, i un filtre pas alt per eliminar l'offset del senyal.

3.3.1. Atenuació de components freqüencials amb filtre pas baix

El senyal de sortida de l'AD9834 és un senyal mostrejat pel DAC intern del xip, i la seva forma d'ona no és una sinusoidal estrictament pura. S'observa l'efecte de mostreig i retenció del DAC, sobretot, per a les freqüències de sortida més properes a la freqüència de rellotge f_{MCLK} (Figura 8). Un exemple de l'espectre freqüencial de l'ona és el de la Figura 9.

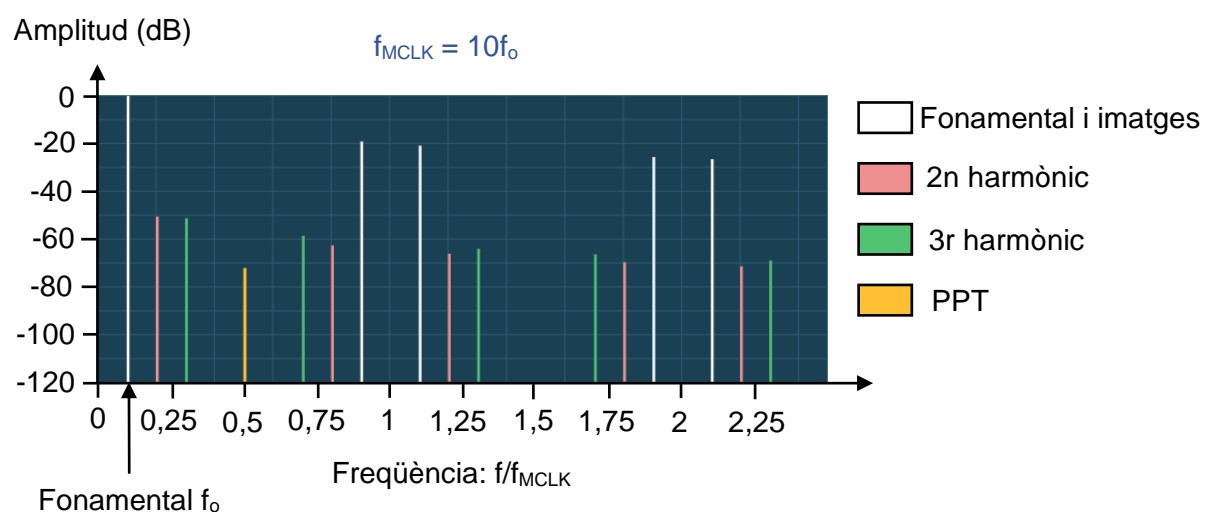


Figura 9 - Espectre de freqüències de la sortida de l'AD9834 per a $f_{MCLK} = 10f_0$. Generat amb <https://tools.analog.com/en/simdds>

La component principal de l'espectre és la freqüència fonamental, f_0 , que és la freqüència de sortida escollida per a l'AD9834. Les freqüències imatge de la fonamental són components indesitjats que s'introdueixen pel procés de mostreig i retenció del DAC, i les seves freqüències són $k \cdot f_{MCLK} \pm f_0$ ($k=1,2,3,\dots$). També apareixen altres imatges en els harmònics de la fonamental, de manera que aquestes freqüències són $k \cdot f_{MCLK} \pm n \cdot f_0$ ($n=2,3,4,\dots$). La amplitud d'aquestes components va decreixent a mesura que augmenta la seva freqüència.

En l'AD9834 es trunca l'angle de fase ϕ de 28 bits a 12, això també provoca que sorgeixin més components freqüencials. PPT són les sigles de Primary Phase Truncation, i és la component de primer ordre que sorgeix pel truncament. La freqüència i la magnitud d'aquesta component depenen del nombre de bits de truncament, del codi binari que hi ha al registre de freqüència i de la freqüència de rellotge f_{MCLK} . Realment, són dues components simètriques respecte la freqüència $f_{MCLK}/2$. També hi ha components freqüencials per truncació de segon i de tercer ordre, però no és possible calcular la seva magnitud.

Per a què l'ona de sortida de l'AD9834 sigui el més semblant possible a una sinusoide pura, cal que passi per un filtre pas baix. El filtre té la funció de deixar la component fonamental intacte i mitigar tota la resta de components de major freqüència que distorsionen l'ona. La Figura 10 mostra, a nivell qualitatiu, la repercussió del filtre en l'espectre de freqüències i en la forma d'ona.

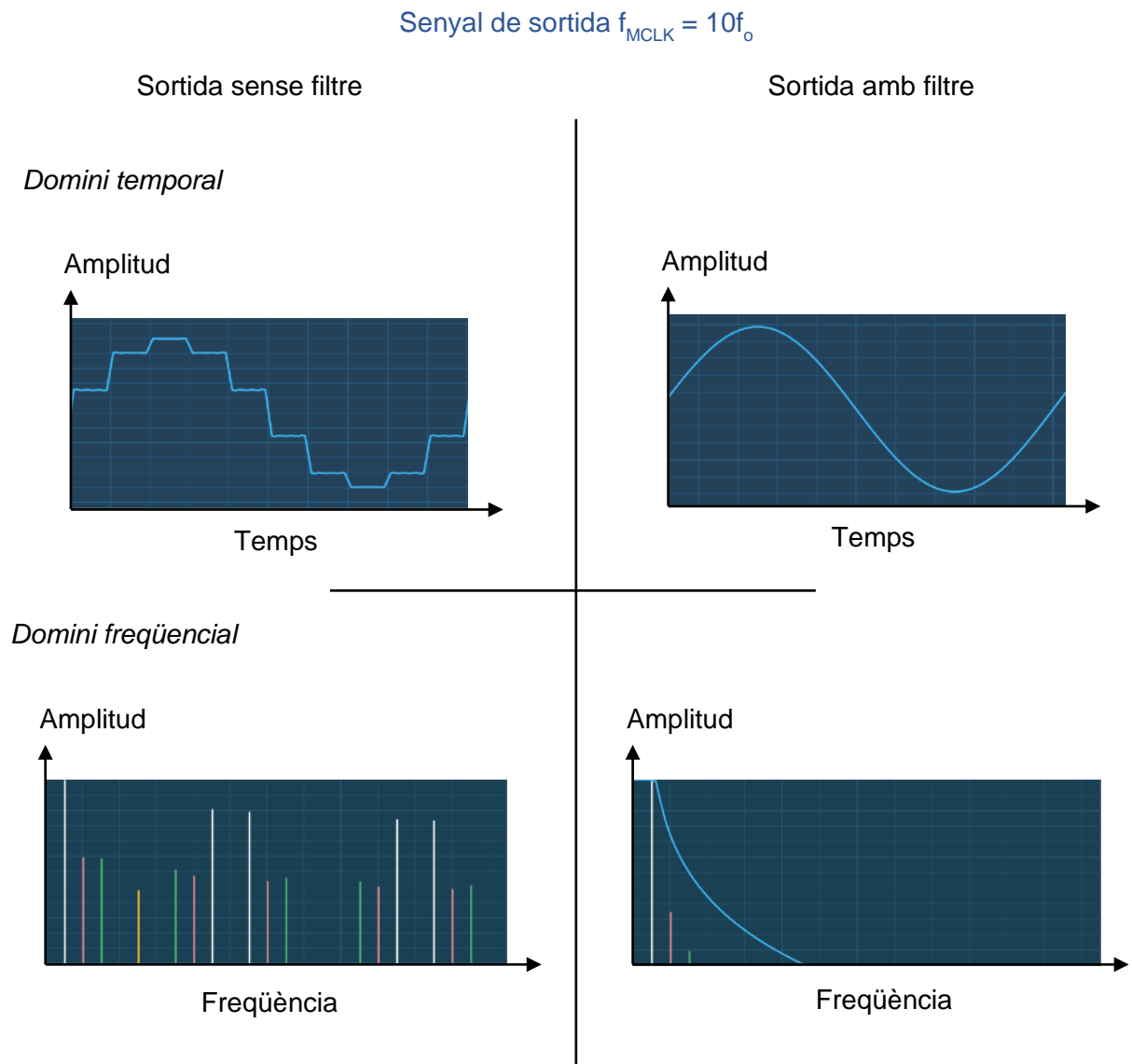


Figura 10 - Senyal sinusoidal de sortida de l'AD9834 amb i sense filtre. Sense unitats, a nivell qualitatiu. Generat amb <https://tools.analog.com/en/simdds>

Per al projecte, s'ha escollit un filtre Chebyshev per maximitzar el pendent a la regió de transició, en comparació a altres filtres com Butterworth o Bessel. A la banda de pas s'ha seleccionat un rissat de 0.1 dB per a què no sigui gaire significant. El filtre és d'ordre 6 i la seva freqüència de tall a -3 dB és de 42,51 kHz. S'ha optat per aquesta freqüència de tall perquè la màxima freqüència que poden donar altres elements de l'equip és de 40 kHz. El càlcul del filtre es detalla a l'annex A. CÀLCUL DEL FILTRE.

Per construir el circuit electrònic del filtre, s'han connectat tres filtres de segon ordre en sèrie (Filtre A, Filtre B i Filtre C) en una estructura Sallen-Key de guany unitari, com mostra la Figura 11.

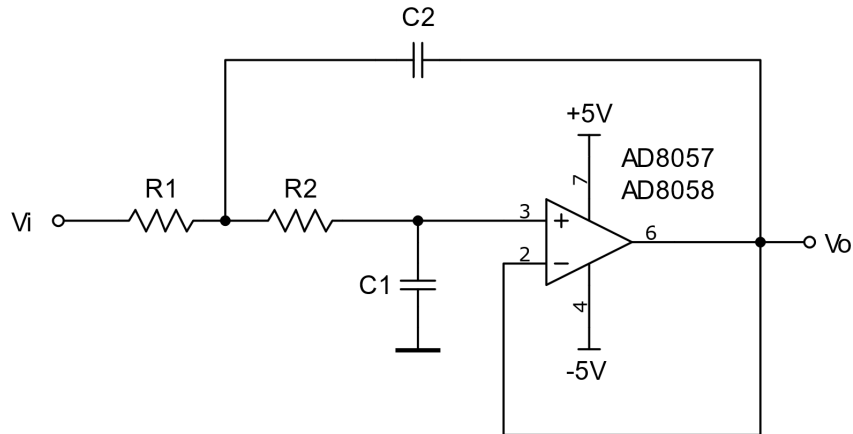


Figura 11 - Filtre pas baix de segon ordre i guany unitari amb estructura Sallen-Key.

Els valors de cada resistència i cada condensador per al tres sub-filtres són a la Taula 3.

Component	Unitats	Filtre A	Filtre B	Filtre C
R1	k Ω	6,2	18	39
R2	k Ω	160	56	39
C1	pF	47+22	47	10
C2	pF	100+680	470	820

Taula 3 - Valors per als tres filtres pas baix de segon ordre, guany unitari, Sallen-Key.

S'utilitzen amplificadors operacionals AD8057/AD8058 perquè són d'alta velocitat i poden operar en un ampli rang de freqüències, per exemple, amb un guany de 10 arriben a més d'1 MHz. Al capítol 4. ETAPA D'AMPLIFICACIÓ es situa el cas més desfaroble en el què hauran de treballar aquests amplificadors, i es justifica per què les seves característiques són adequades per al conjunt de circuits dissenyats i fins i tot superen àmpliament les especificacions que demana el projecte.

El filtre complet s'ha simulat amb el programa LTspice i la seva resposta en freqüència és la Figura 12.

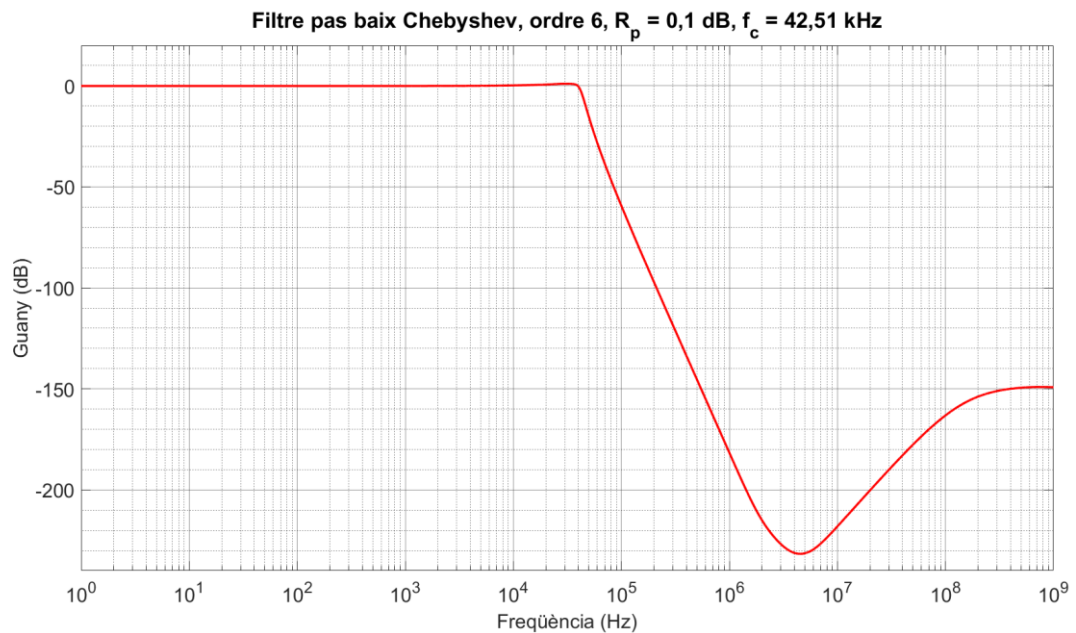


Figura 12 - Resposta en freqüència del filtre pas baix.

3.3.2. Eliminació d'offset i amplificació del senyal amb filtre pas alt

El DAC intern de l'AD9834 només pot donar valors de corrent i de voltatge positius, de manera que l'ona de sortida es situa entre un voltatge mínim, V_{\min} , i el voltatge de fons d'escala, V_{FS} . En conseqüència, la sinusoide no està centrada respecte el 0, sinó que té un offset V_0 . Un filtre pas alt és necessari per eliminar-lo. S'aprofita el filtre per fer una primera amplificació del senyal.

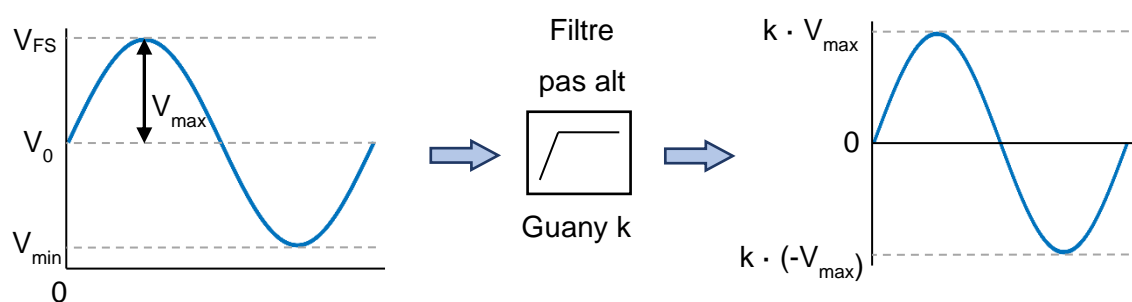


Figura 13 - Transformació de l'ona amb el filtre pas alt.

En aquest cas, interessa que s'elimini la component de continua ($f = 0$) i és suficient un filtre RC, equivalent al Butterworth d'ordre 1. L'estructura és la Figura 14.

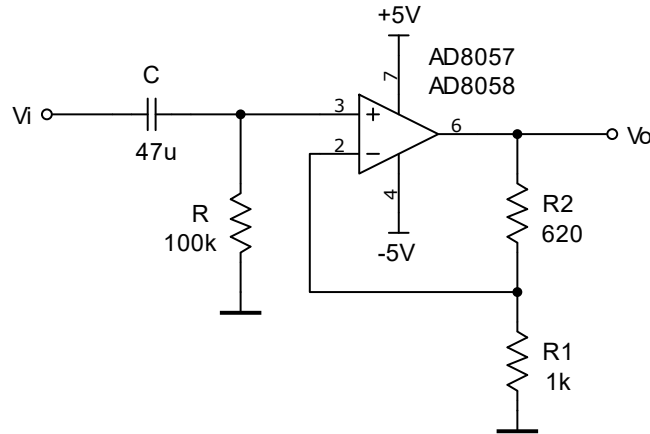


Figura 14 - Circuit electrònic del filtre pas alt amb estructura RC i guany $k > 0$.

La freqüència de tall a -3 dB i el guany k són els següents:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 100.000 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} = 0,03386 \text{ Hz} \quad (\text{Eq. 16})$$

$$k = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \rightarrow k = \frac{1 + 0,62}{1} = 1,62 \quad (\text{Eq. 17})$$

S'ha escollit una freqüència de tall prou baixa per a què no s'atenuï la sinusoide a partir d'1 Hz cap endavant. El filtre s'ha simulat amb el programa LTspice i s'ha obtingut la resposta en freqüència de la Figura 15.

El voltatge de fons d'escala, V_{FS} , arriba a un màxim de 0,636 V, i l'amplitud de l'ona, abans d'arribar al filtre pas alt, és la meitat, o sigui, 0,318 V. El guany k s'ha seleccionat per a què l'amplitud augmenti fins a 0,515 V per a aquest cas màxim. A la pràctica, un cop eliminat l'offset pel filtre pas alt, l'amplitud a la sortida és l'(Eq. 18).

$$V_{\max} = k \cdot \frac{V_{FS} - V_{\min}}{2} \approx k \cdot \frac{V_{FS}}{2} \quad V_{FS} \gg V_{\min} \quad (\text{Eq. 18})$$

V_{\min} és el voltatge mínim del DAC intern de l'AD9834. És un valor que no és constant, no es pot predir, ni es pot controlar o ajustar. Tot i això, per norma general és un voltatge prou insignificant en comparació a V_{FS} i es pot ignorar.

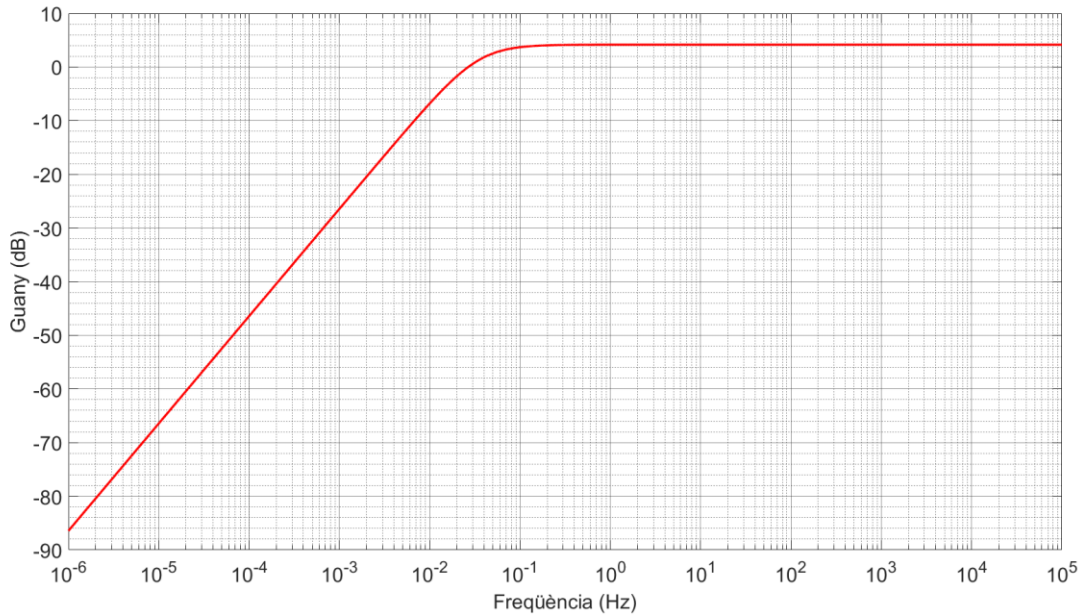


Figura 15 - Resposta en freqüència del filtre pas alt.

En el domini temporal, la Figura 16 mostra un exemple de la relació entre l'ona generada per l'AD9834 i l'ona a la sortida després de passar pel filtre pas baix i el filtre pas alt.

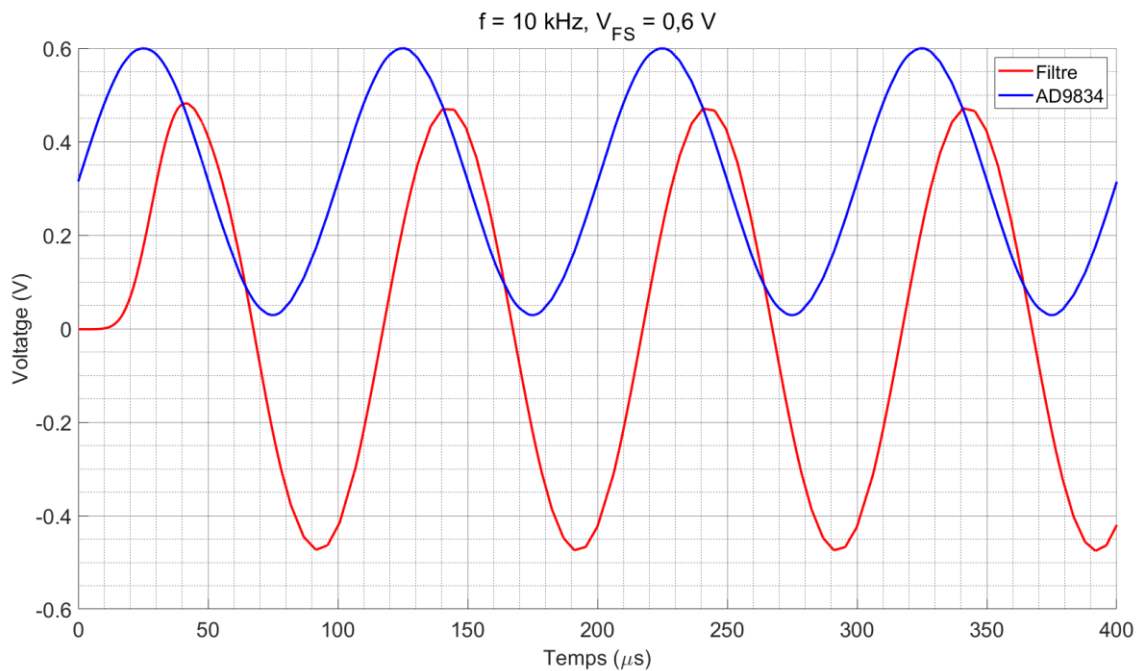


Figura 16 - Relació entre l'ona de sortida de l'AD9834 i la sortida del filtre pas baix més el filtre pas alt.

S'observa que el filtre pas baix genera una etapa transitòria a l'inici fins que s'estabilitza en la forma de l'ona sinusoidal.

La resposta en freqüència total és el filtre pas baix més el filtre pas alt, i s'observa a la Figura 17.

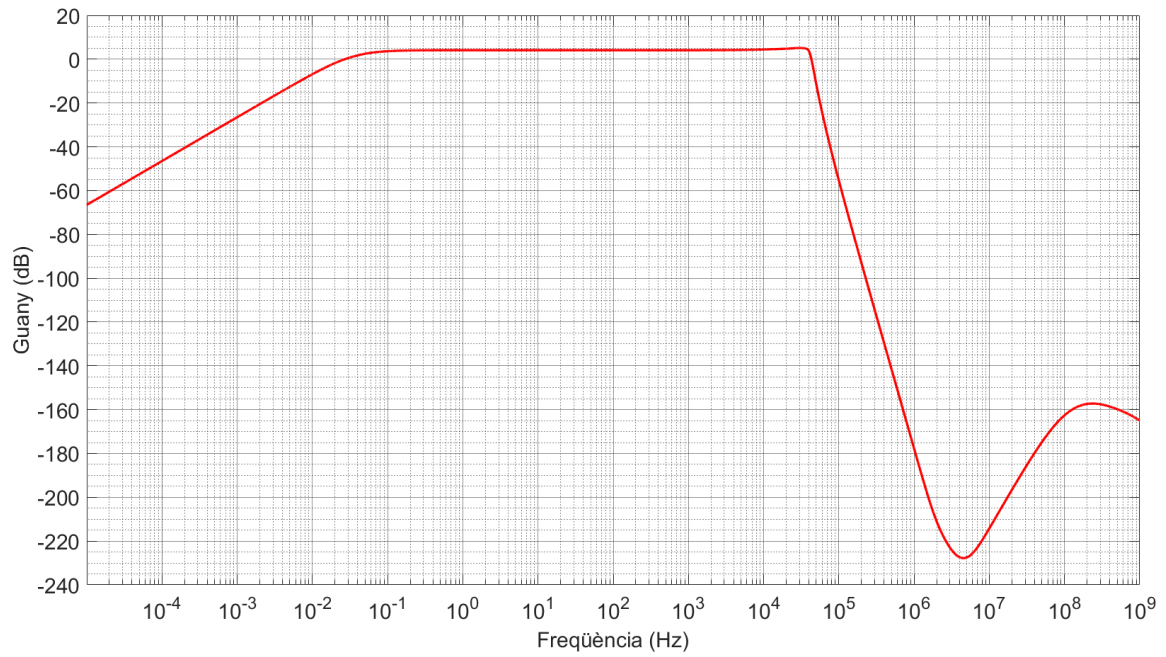


Figura 17 - Resposta en freqüència conjunta del filtre pas baix i el filtre pas alt.

4. ETAPA D'AMPLIFICACIÓ

L'etapa d'amplificació té la funció de rebre el voltatge sinusoidal que crea l'etapa de generació de senyal i amplificar-lo per alimentar la bobina d'excitació. Un esquema simplificat amb els blocs principals es mostra a la Figura 18. L'esquema complet d'aquesta etapa correspon amb el plànol número 4 del document 2. Plànols.

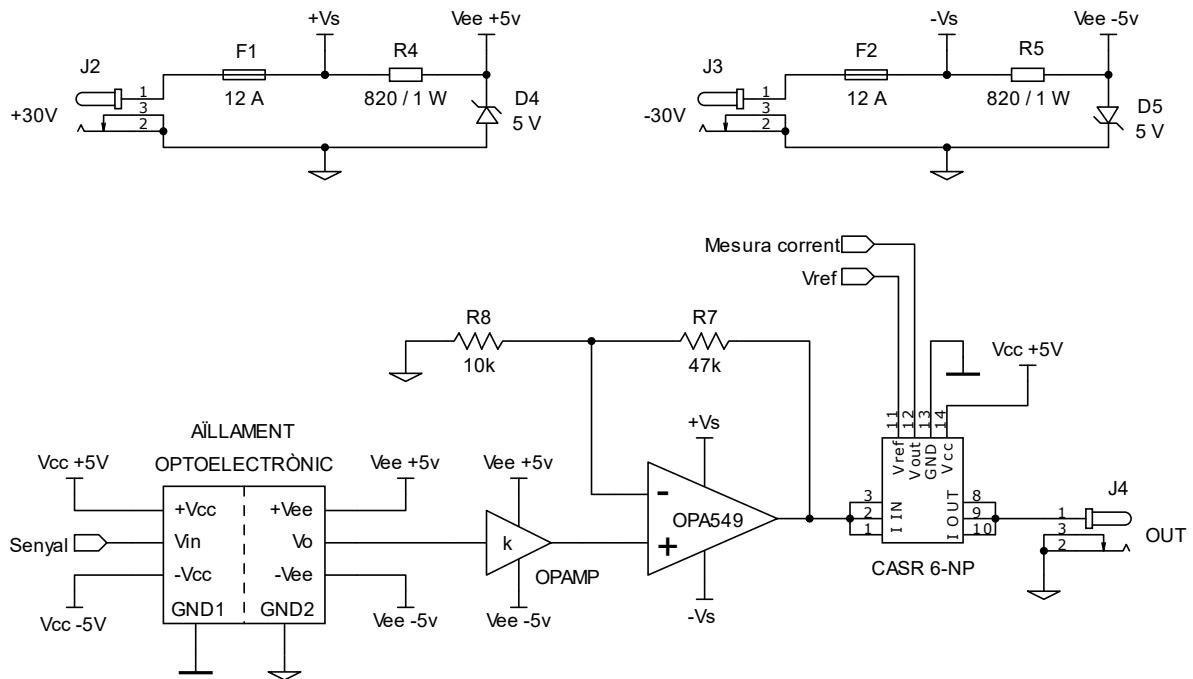


Figura 18 - Esquema simplificat de l'etapa d'amplificació.

A l'entrada de l'etapa hi ha el bloc d'aïllament optoelectrònic, que aïlla galvànicament el circuit d'amplificació pròpiament dit de tota la resta de circuits, ja que treballen amb diferents nivells de voltatge, corrent i potència. Per una banda, l'aïllament rep la sinusoide de l'etapa de generació de senyal, conjuntament amb les seves referències de ± 5 V i de massa. Per l'altra banda, es replica l'ona aplicant mètodes optoelectrònics. Seguidament, l'ona passa per una pre-amplificació, que prepara i ajusta l'ona abans d'arribar a l'amplificador de potència OPA549.

L'OPA549 és un amplificador operacional d'alt voltatge i alt corrent, s'alimenta a ± 30 V i pot arribar a 10 A de pic. És l'encarregat de fer l'amplificació de potència de l'ona i la seva sortida va directament a la bobina d'excitació. Entre l'amplificador i la bobina hi ha el transformador de corrent CASR 6-NP que llegeix la intensitat i transforma el seu valor a un voltatge. S'utilitza per fer la mesura del corrent d'excitació de la bobina.

El circuit es subministra amb un voltatge de ± 30 V d'una font externa. S'acompanya d'uns fusibles de 12 A per protecció contra sobreintensitats.

Dins de l'etapa d'amplificació, hi ha components que treballen a ± 5 V, però aquesta alimentació no pot ser compartida amb les altres etapes de ± 5 V perquè es trencaria l'aïllament. La solució adoptada és obtenir les tensions necessàries a partir de la font de ± 30 V. S'empren díodes Zener de 5 V i connectats a massa amb unes resistències per regular aquest nivell de tensió. Entre els terminals dels Zeners i massa s'obtidran els ± 5 V.

4.1. Aïllament optoelectrònic

El circuit per a l'aïllament optoelectrònic és la Figura 19. Aquest apartat ofereix les explicacions teòriques i aclariments sobre el funcionament del circuit. Els càlculs associats als components es troben a l'annex B. CÀLCULS PER A L'AÏLLAMENT OPTOELECTRÒNIC.

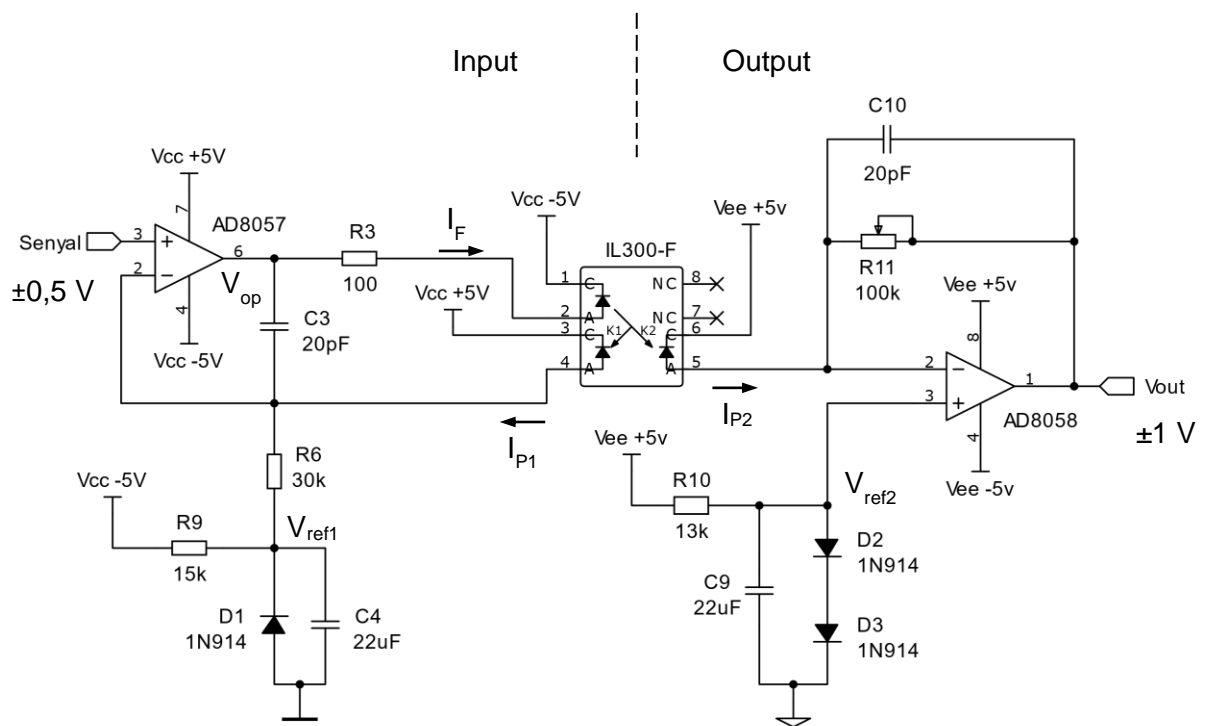


Figura 19 - Circuit per a aïllament optoelectrònic.

El component principal és l'optocobrador IL300-F, que, com a factor clau, assoleix una relació lineal entre l'entrada i la sortida. Entre els pins 1 i 2 té un LED que s'encén quan hi circula un corrent I_F . La llum que genera incideix sobre dos fotodíodes: el servofotodíode i el fotodíode

de sortida. Entre els pins 3 i 4 hi ha el servo fotodíode, que dona un corrent I_{P1} directament proporcional a la llum incident, i s'utilitza per controlar el corrent del LED. Entre els pins 5 i 6 hi ha el fotodíode de sortida, que genera un corrent I_{P2} també proporcional a la llum incident. Si el corrent dels fotodíodes és directament proporcional al flux de lluminositat incident, també és proporcional al corrent I_F del LED. Conseqüentment, la relació entre corrents és lineal i es defineix pels guanys $K1$, $K2$ i $K3$, de valors constants:

$$K1 = \frac{I_{P1}}{I_F} \quad K2 = \frac{I_{P2}}{I_F} \quad K3 = \frac{K2}{K1} = \frac{I_{P2}}{I_{P1}} \quad (\text{Eq. 19})$$

A la part d'input (Figura 19), l'amplificador operacional AD8057 proporciona el corrent I_F al LED seguint el senyal, V_{in} , que rep a l'entrada no inversora. Aquest senyal correspon amb la sinusoide de l'etapa de generació de senyal. D'aquesta etapa també s'obté les alimentacions de ± 5 V i massa. La retroalimentació negativa de l'amplificador es fa a través de l'optocobrador. El corrent I_{P1} del servo fotodíode passa per la resistència $R6$, que alhora està connectada a l'entrada inversora de l'amplificador. I_{P1} és proporcional a I_F , i per tant, també ho és al voltatge V_{op} de sortida de l'opamp. D'aquesta manera queden relacionades la sortida de l'amplificador i l'entrada inversora.

En aquests circuit, el corrent I_F es determina per l'(Eq. 20). V_{ref1} és el voltatge en l'altre terminal de la resistència $R6$, i té un valor constant. I_F només depèn de V_{in} i seguirà la seva forma d'ona.

$$I_F = \frac{V_{in} - V_{ref1}}{R_6 \cdot K_1} \quad (\text{Eq. 20})$$

V_{ref1} permet que V_{in} adopti valors negatius. Els corrents I_F i I_{P1} només poden circular en els sentits marcats a la Figura 19, doncs estan limitats pel funcionament dels seus respectius díodes. Segons aquest precepte, per a què circuli I_{P1} per la resistència $R6$, V_{ref1} sempre ha de tenir un valor més petit que V_{in} , i això es complirà sempre i quan $V_{ref1} < \min(V_{in})$. Com que el valor mínim de V_{in} és un valor negatiu, V_{ref1} ha de ser un voltatge negatiu, constant i encara més petit. El voltatge de V_{ref1} s'aconsegueix amb el díode $D1$ 1N914 i la resistència $R9$. En la configuració de l'esquema, V_{ref1} tindrà un voltatge aproximat de $-0,53$ V, i està pensat per acceptar senyals V_{in} que arribin a $\pm 0,5$ V en el cas de màxima amplitud. En aquestes condicions, I_F estarà en un rang de $0,11$ mA fins a $3,81$ mA.

A la part d'output (Figura 19), la llum del LED incideix sobre el fotodíode de sortida i genera el corrent I_{P2} que passa per un amplificador inversor. El guany K_2 relaciona I_{P2} amb I_F , i el voltatge de sortida de tot el circuit, V_{out} , és l'(Eq. 21).

$$V_{out} = V_{ref2} - I_F \cdot K_2 \cdot R_{11} \quad (\text{Eq. 21})$$

V_{ref2} és un voltatge constant a l'entrada no inversora de l'amplificador de sortida. V_{out} només depèn d' I_F i segueix la seva forma però invertida. Com que I_F , al seu torn, segueix el senyal de V_{in} , la sortida V_{out} té la mateixa forma que l'entrada V_{in} (però invertida). Amb aquesta tecnologia, s'aconsegueix aïllar la sinusoide d'entrada de la sinusoide de sortida.

El fotodíode de sortida només permet que I_{P2} circuli en el sentit de la Figura 19, per tant, V_{ref2} en tot moment ha de ser més gran que V_{out} . Si V_{ref2} fos 0 V, és a dir, la massa, l'amplificador inversor només donaria valors negatius a la sortida V_{out} . Per aconseguir que la sortida oscil·li entre valors positius i negatius, cal doncs que $V_{ref2} > \max(V_{out})$. V_{out} s'ha dissenyat per a què proporcionï valors entre ± 1 V en el cas de màxima amplitud. El voltatge V_{ref2} es forma a partir dels díodes D2 i D3 i la resistència R10. En la configuració de l'esquema, aquest voltatge pren el valor d'uns 1,06 V.

La relació entre els diferents corrents i voltatges de l'aïllament optoelectrònic es mostra amb les gràfiques de la Figura 20.

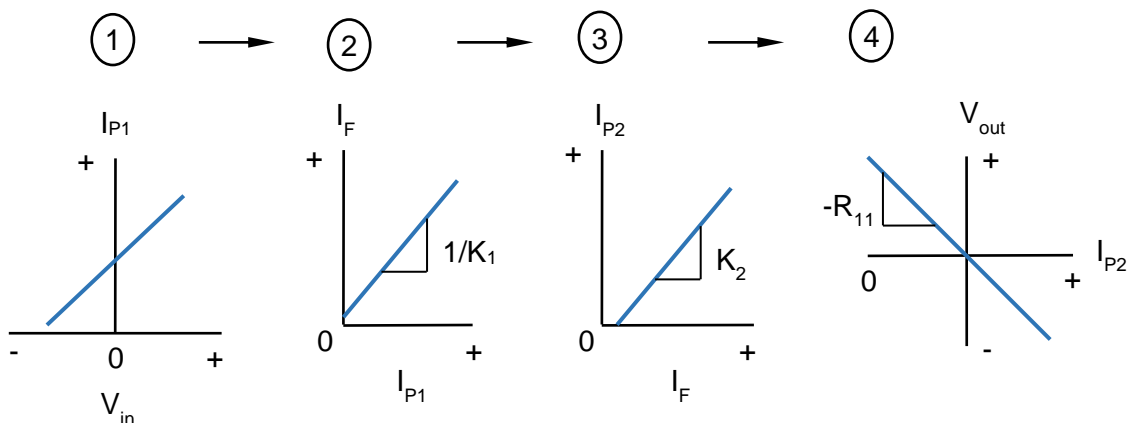


Figura 20 - Relació entre els corrents i els voltatges d'entrada i de sortida de l'aïllament optoelectrònic.

A partir de l'(Eq. 20) i l'(Eq. 21) s'obté la relació entre l'entrada V_{in} la sortida V_{out} (Eq. 22).

$$V_{out} = -K_3 \frac{R_{11}}{R_6} \cdot V_{in} + V_{ref2} + K_3 \frac{R_{11}}{R_6} \cdot V_{ref1} \quad (\text{Eq. 22})$$

Primerament, es desitja que els termes de V_{ref1} i V_{ref2} s'anul·lin mútuament, per aconseguir que V_{out} només depengui de V_{in} . Llavors s'imposa l'(Eq. 23).

$$V_{ref2} = -K_3 \frac{R_{11}}{R_6} \cdot V_{ref1} \quad (\text{Eq. 23})$$

K_3 és el guany intern del IL300, definit a l'(Eq. 19), i és un valor fixe. S'utilitza el model IL300-F perquè té un guany teòric de $K_3 = 1$. El voltatge V_{ref1} es fixa pel díode 1N914 i les seva respectiva resistència, i pren un valor negatiu de $-0,53$ V. V_{ref2} s'aconsegueix amb dos díodes 1N914 per arribar a una tensió positiva de $+1,06$ V. L'(Eq. 23) es compleix sempre i quan la relació entre resistències sigui $R_{11}/R_6 = 2$.

Les resistències R_{11} i R_6 també estableixen el guany entre l'entrada V_{in} i la sortida V_{out} . S'escull un guany de 2 i, en el cas de màxima amplitud, l'ona passa de $\pm 0,5$ V a l'entrada, a ± 1 V a la sortida. R_6 és una resistència de $30 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$, i R_{11} ha de valdre el doble. Per a R_{11} s'empra un potenciòmetre de $100 \text{ k}\Omega$, així s'ajusta i s'afina el seu valor fins assolir el doble de R_6 exactament.

Sota totes aquestes condicions, els voltatges V_{ref1} i V_{ref2} s'anul·len l'un a l'altre i la sortida V_{out} s'expressa per l'(Eq. 24).

$$V_{out} = -K_3 \frac{R_{11}}{R_6} \cdot V_{in} \quad \rightarrow \quad V_{out} = -2V_{in} \quad -0,5 \text{ V} \leq V_{in} \leq 0,5 \text{ V} \quad (\text{Eq. 24})$$

La Figura 21 mostra, gràficament, la relació entre l'ona d'entrada de l'aïllament optoelectrònic, i l'ona de sortida.

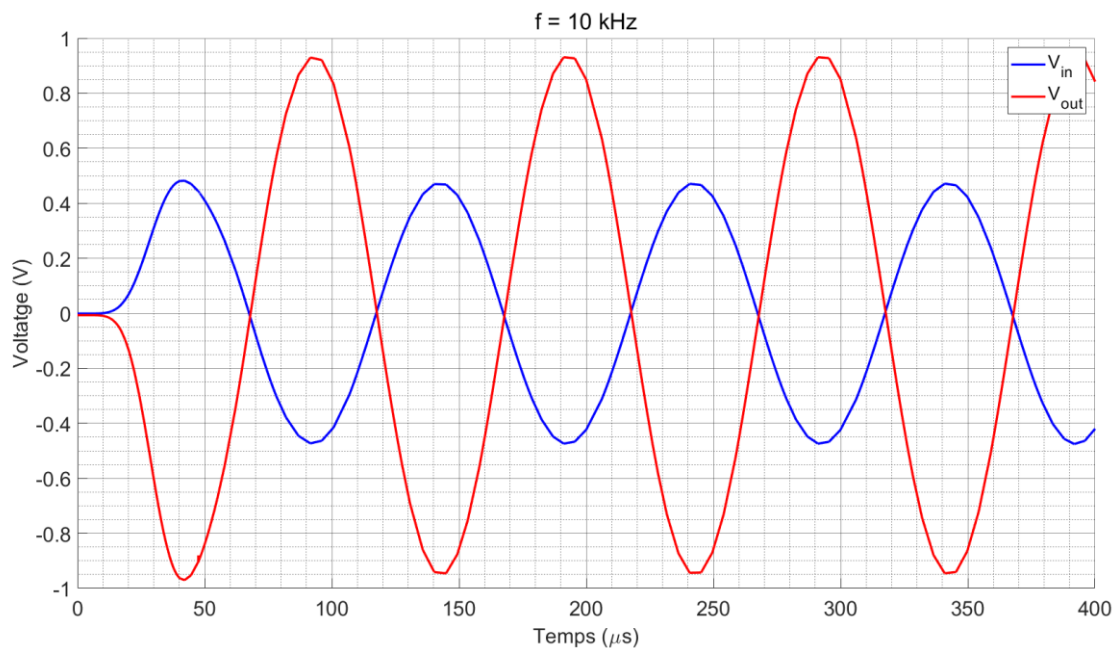


Figura 21 - Relació entre l'ona d'entrada i l'ona de sortida de l'aïllament optoelectrònic.

En el circuit, als dos fotodíodes del IL300 se'ls ha forçat a treballar en polarització inversa, de manera que el càtode sempre es troba a +5 V i l'ànode a un voltatge inferior. Aquest és el mode fotoconductiu, que, pel propi funcionament intern del fotodíode, aconseguix que disminueixi la capacitància de la unió PN. Això resulta en què el temps de resposta del díode sigui més ràpid i pugui treballar amb majors freqüències. S'ha simulat el circuit amb el programa LTspice i el bandwidth arriba a 486,98 kHz per a una atenuació de -3 dB. Sense la polarització inversa, la freqüència de tall, típicament, es situa a 50 kHz.

En contra partida, la polarització inversa també crea un petit corrent invers addicional que depèn del voltatge aplicat, la temperatura de funcionament i la construcció del fotodíode. El IL300 aconseguix que aquests corrents siguin petits, de l'ordre de nanoamperes o fins i tot picoamperes, i es poden menysprear a efectes de càlculs.

Per indicació i recomanació del fabricant de l'optoacoblador IL300, en cada amplificador es connecta un condensador de 20 pF entre la sortida i l'entrada inversora. Es millora així l'estabilitat del sistema. En paral·lel als díodes 1N914 també es connecta un condensador de 22 μF per mantenir més estable els nivells de tensió.

4.2. Amplificació de potència

La segona part de l'etapa d'amplificació és l'amplificació de potència pròpiament dita. Aquesta part rep el senyal sinusoidal de l'aïllament optoelectrònic i l'amplificador operacional OPA549 augmenta la seva magnitud per subministrar, finalment, a la bobina d'excitació. L'esquema és la Figura 22.

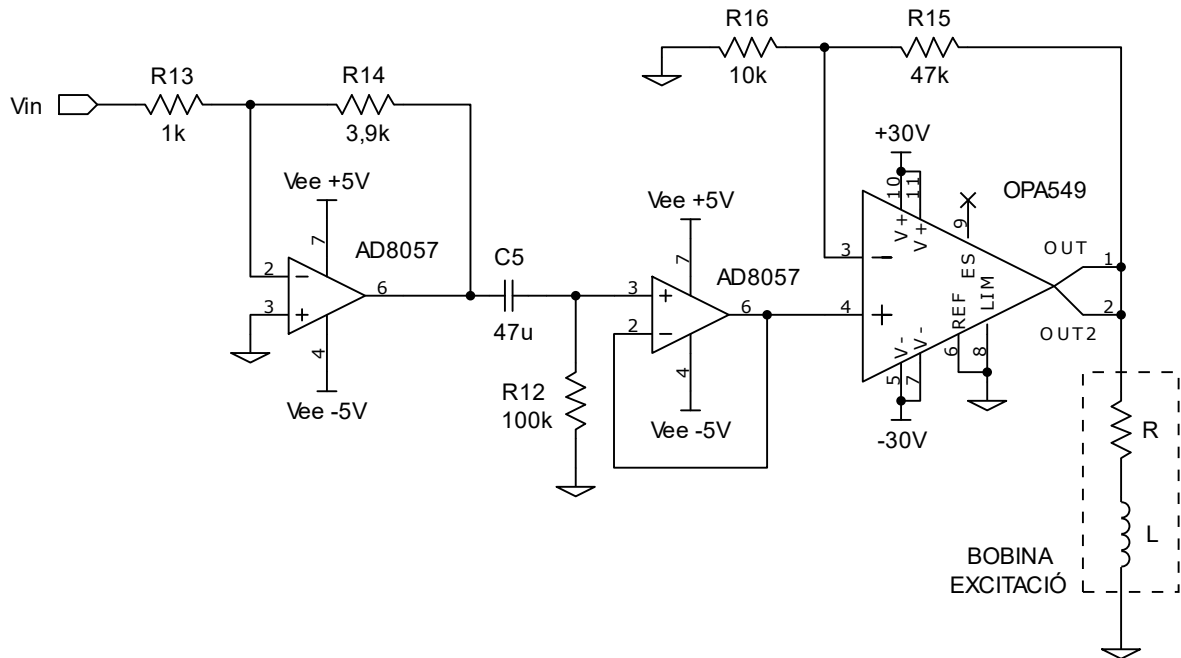


Figura 22 - Esquema per a l'amplificació de potència del senyal sinusoidal.

S'empra l'amplificador operacional OPA549. La seva sortida pot donar fins a ± 8 A en contínua, i una tensió fins a ± 25 V. S'alimenta a ± 30 V. La limitació que té l'OPA549 prové de la resposta en freqüència. La Figura 23 mostra el voltatge de sortida i el guany en funció de la freqüència.

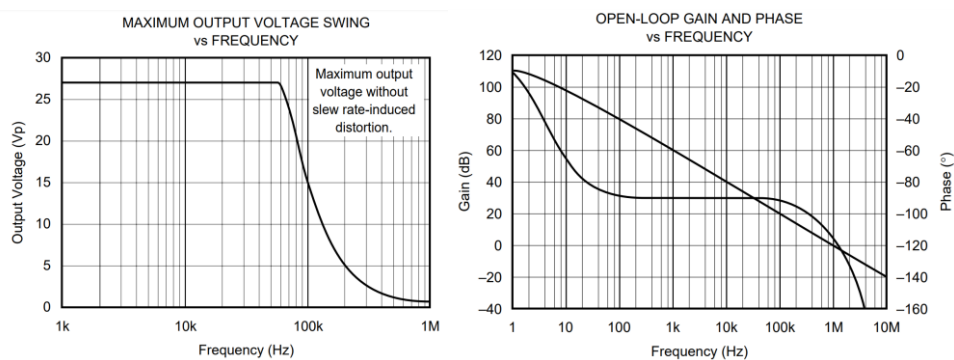


Figura 23 – OPA549. Voltatge de sortida en funció de la freqüència (esquerra) i guany en funció de la freqüència (dreta). Gràfiques extretes de l'OPA549 datasheet.

De la Figura 23, s'observa que per obtenir el voltatge màxim de sortida no pot es pot superar els 40 kHz. A canvi, s'aconsegueixen corrents i camps magnètics de major magnitud a la bobina d'excitació. Per a 40 kHz, el guany és de 25 dB màxim, o sigui, 17,78 V/V. L'ona que surt de l'aïllament optoelectrònic arriba a ± 1 V, i per tant, el voltatge de sortida de l'opamp podria assolir com a màxim 17,78 V, en lloc dels 25 V que és capaç de proporcionar. Per evitar aquest hàndicap, l'ona s'augmenta prèviament, abans d'arribar l'OPA549, així el guany que ha d'aplicar aquest opamp de potència és menor i pot donar el màxim voltatge a la sortida. La feina de pre-amplificació la fa un amplificador inversor de guany -3,9 (utilitzant l'AD8057). L'ona, per al cas de màxima amplitud, es pre-amplifica de ± 1 V a ± 4 V, i a més a més, s'inverteix, de manera que s'anul·la la inversió que ha fet l'aïllament optoelectrònic.

L'offset que introdueix l'aïllament optoelectrònic es veu incrementat per la pre-amplificació. És un valor prou petit en relació a l'amplitud, però de totes s'elimina amb un filtre pas alt semblant al de l'apartat 3.3.2. Eliminació d'offset i amplificació del senyal amb filtre pas alt. Té una freqüència de tall de 0,03386 Hz i guany 1.

L'OPA549 es connecta en una configuració d'amplificador no inversor i la relació entre la seva entrada, V_{in} i la sortida V_{out} és l'(Eq. 25). El guany és de 5,7. La seva entrada, per al cas de màxima amplitud, és de ± 4 V, i llavors el voltatge de sortida serà $\pm 22,8$ V.

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_{15}}{R_{16}}\right) V_{in} \rightarrow V_{out} = \left(1 + \frac{47}{10}\right) V_{in} \quad -4 \text{ V} < V_{in} < +4 \text{ V} \quad (\text{Eq. 25})$$

El pin 6 de l'OPA549 és el Ref pin, i és la referència de voltatge per als pins I_{LIM} i E/S. Es connecta a la massa de la font d'alimentació. El pin 8, I_{LIM} , permet ajustar el corrent màxim de sortida, es connecta directament a Ref per obtenir la màxima sortida de fins a 10 A de pic. El pin 9, E/S, és l'Enable/Status que té doble funció; per una banda, habilita i inhabilita la sortida, i per l'altra banda, permet conèixer si s'ha activat la protecció tèrmica. Es deixa en circuit obert per a què la sortida sempre estigui activada. La protecció tèrmica pròpia de l'amplificador inhabilita la sortida quan s'assoleixen 160 °C internament, i la torna a habilitar quan es refreda a 140 °C.

Per a una sinusoide de ± 4 V i 40 kHz es situa el màxim pendent que es poden trobar els amplificadors AD8057/AD8058. Es calcula amb: ωV_{max} , i tindrà un valor de 1 V/ μ s. Per a la resta de casos que s'utilitzen aquests opamps, l'amplitud V_{max} és menor i també ho és el pendent. L'slew rate dels opamps té un valor típic de 1.000 V/ μ s i per a un guany $G = 5$ poden

arribar 4 MHz sense atenuació del senyal. Per l'alta velocitat i l'ampli rang de freqüències amb què poden treballar, s'ha escollit aquests amplificadors operacionals AD8057/AD8058.

4.2.1. Anàlisi i control de la intensitat de sortida de l'OPA549

El voltatge de sortida de l'amplificador de potència es connecta directament a la bobina d'excitació, i aquesta determina la intensitat de sortida. La bobina es modela com una inductància L en sèrie amb una resistència R , que correspon a la resistència del fil de coure que la conforma.

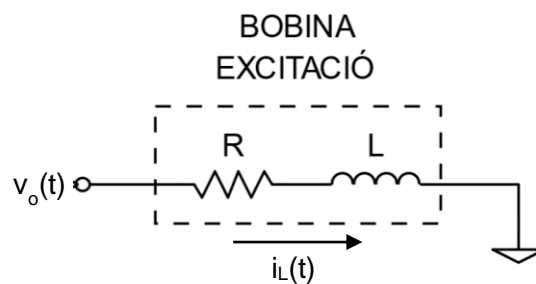


Figura 24 - Model elèctric de la bobina d'excitació.

A la bobina d'excitació, s'aplica un voltatge sinusoidal fixe, de la forma $v(t) = V_{\max}\sin(\omega t)$. La intensitat en el domini temporal és $i_L(t)$, i es defineix per l'(Eq. 26). El desenvolupament per trobar l'equació, i la resta de càlculs i simulacions d'aquest subapartat, es detallen a l'annex C. CÀLCUL DEL CORRENT DE LA BOBINA D'EXCITACIÓ.

$$i_L(t) = \frac{RV_{\max}}{(L\omega)^2 + R^2} \cdot \sin(\omega t) + \frac{\omega V_{\max}}{L\omega^2 + R^2/L} \cdot (e^{-tR/L} - \cos \omega t) \quad (\text{Eq. 26})$$

La Figura 25 mostra un exemple de la forma d'ona de la intensitat a l'aplicar un voltatge sinusoidal a la bobina.

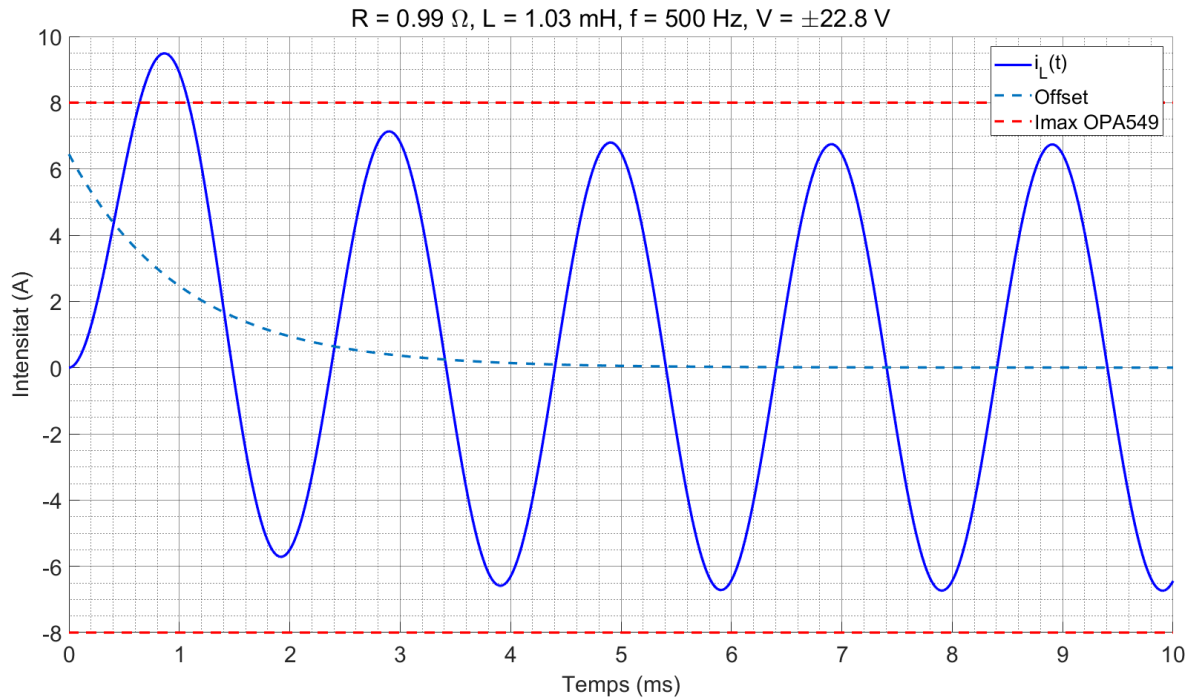


Figura 25 - Forma d'ona de la intensitat de la bobina d'excitació per a un voltatge sinusoidal.

Inicialment, hi ha una etapa transitària, i la sinusoide no es troba centrada en el zero, sinó que té un offset que segueix una forma exponencial $e^{-t/T} = e^{-tR/L}$. La constant de temps T d'aquest exponencial és $T = L/R$, en segons. Es considera que ja no hi ha offset quan el seu valor decau al 0,1% del valor inicial, i això s'assoleix per a un temps $t = 7T$.

Abans que el corrent arribi a l'estat estacionari, l'offset transitori crea un sobrepic, i per a algunes freqüències pot arribar a superar el màxim de 8 A de l'OPA549. Una manera de solucionar aquest problema és inicialitzar l'amplitud a 0, i augmentar-la gradualment durant el transitori, fins arribar al valor màxim que es vol assolir. L'(Eq. 27) és l'expressió matemàtica d'aquest voltatge sinusoidal d'amplitud creixent.

$$v_o(t) = \sin(\omega t) V_{\max} (1 - e^{-t/T}) \quad (\text{Eq. 27})$$

S'utilitza l'exponencial $e^{-t/T}$, la constant de temps T no ha de coincidir amb la constant de temps de la bobina. Per a un temps $t = 7T$, l'amplitud és el 99,9% del valor final V_{\max} , i ja es pot donar per assolit. Es simula el corrent de la bobina amb Simulink, aplicant aquest creixement exponencial del voltatge, i el resultat és la Figura 26.

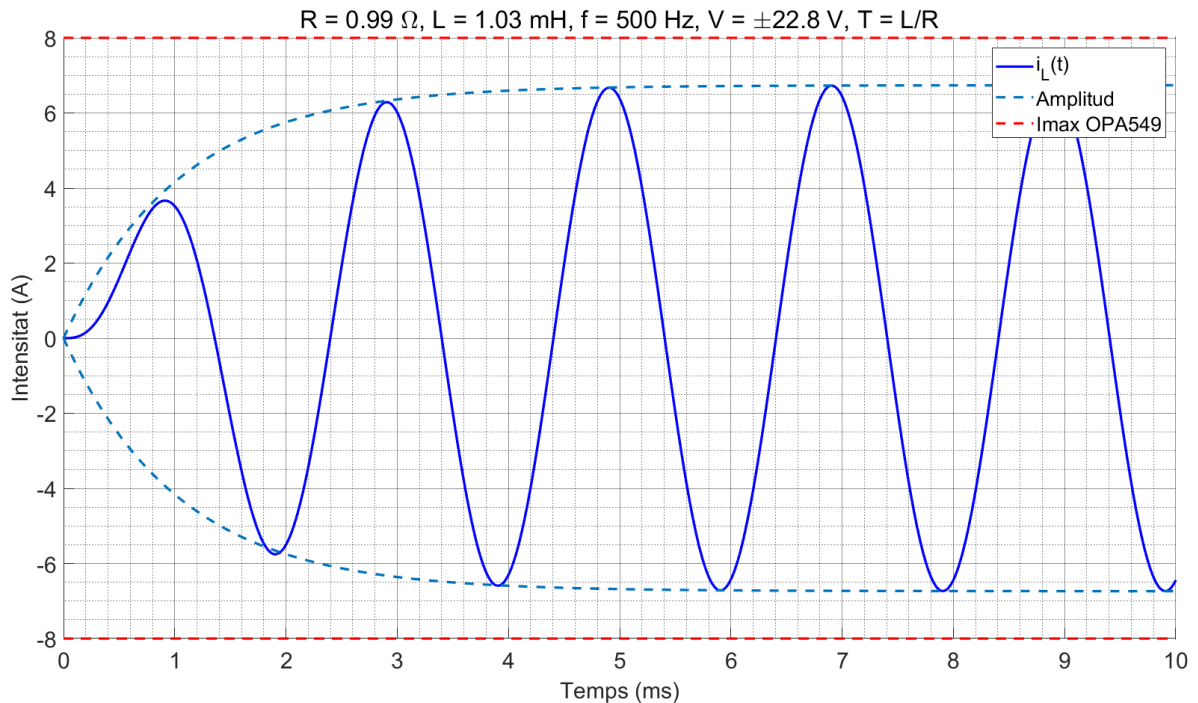


Figura 26 - Corrent de la bobina d'excitació amb amplitud de creixement exponencial.

L'amplitud del corrent segueix la forma de l'exponencial i es solucionen els problemes de sobrepic. L'etapa de control, per programació, donarà les consignes a l'etapa de generació de senyal per anar augmentant l'amplitud amb la fórmula desitjada.

Un altre factor a tenir en compte per a la sortida de l'OPA549, són els límits de voltatge i de corrent en estat estacionari. En aquest estat, la relació entre el voltatge aplicat, V_o , i el corrent de la bobina, I_L , és l'(Eq. 28).

$$I_L = \frac{V_o}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \quad (\text{Eq. 28})$$

V_o és el pic de voltatge aplicat a la bobina. I_L és el pic de corrent de la bobina. R és la resistència de la bobina i L la inductància.

La Figura 27 és una gràfica d'exemple de la intensitat de la bobina per a diferents freqüències d'operació, quan s'aplica el voltatge màxim d'amplitud 22,8 V.

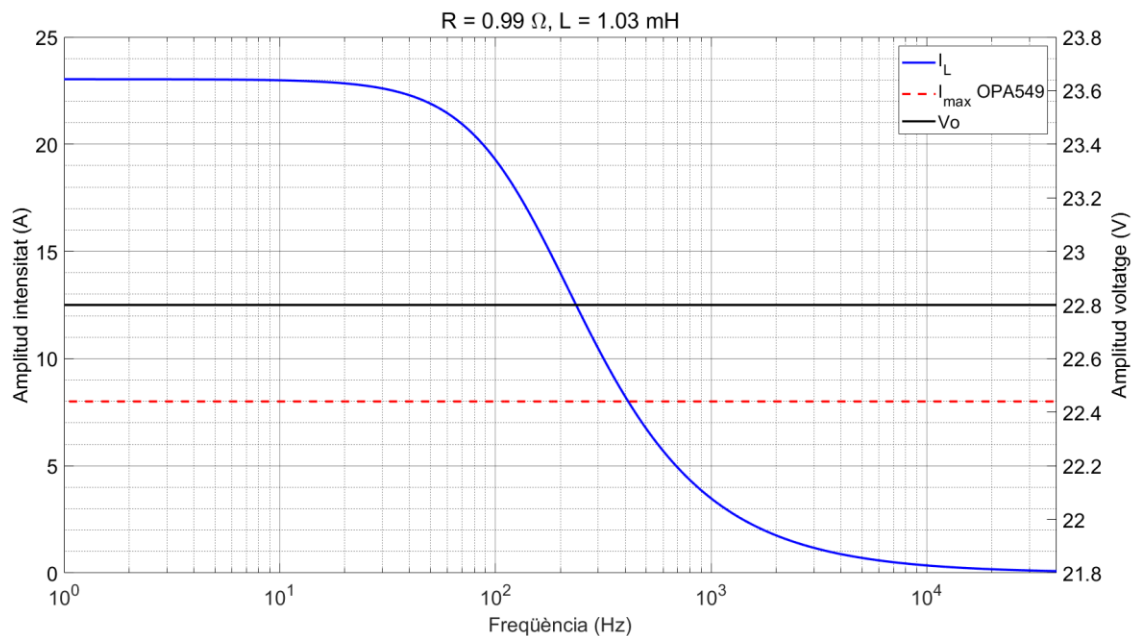


Figura 27 – Pic de corrent per a les diferents freqüències d'operació quan s'aplica el voltatge màxim.

En funció dels valors de R i L, la intensitat pot superar el corrent màxim de 8 A del OPA549. Llavors, el voltatge aplicat a la bobina s'ha de limitar per no sobrepassar aquest límit. Amb l'(Eq. 28), es recalcula el voltatge màxim per a cada freqüència que no supera la intensitat límit. Aquest càlcul depèn dels valors R i L de cada bobina. La Figura 28 mostra una gràfica d'exemple dels voltatges i dels corrents màxims de sortida del OPA549 tenint en compte els límits de l'amplificador.

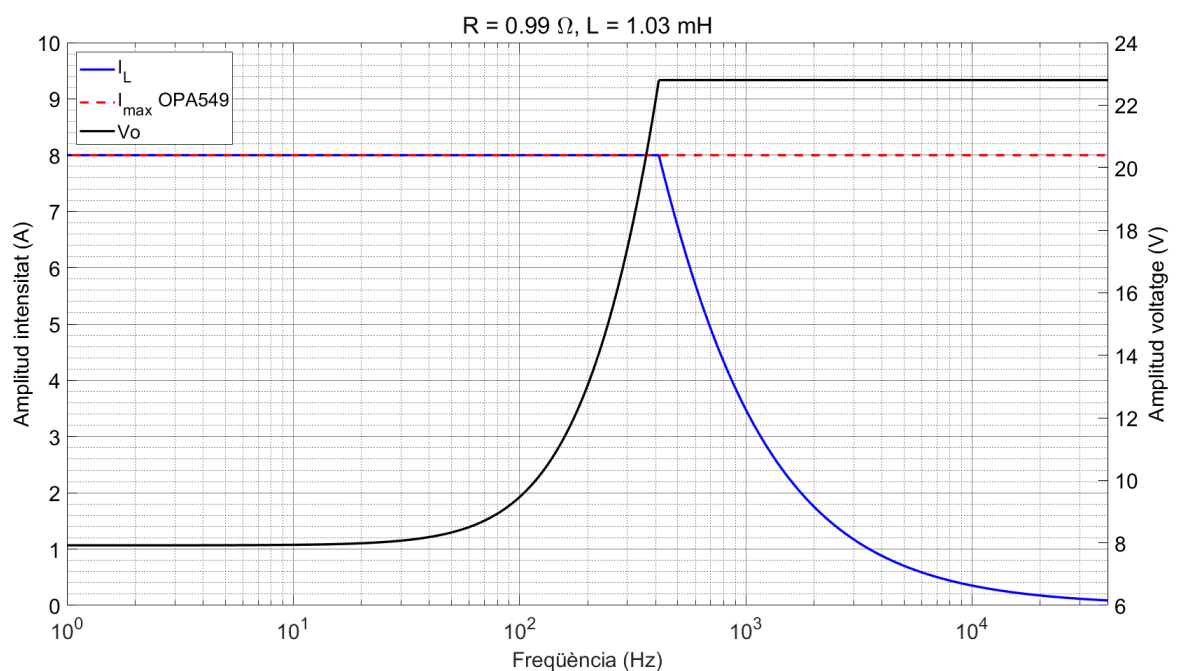


Figura 28 - Voltatge màxim i corrent màxim de sortida del OPA549 per a la bobina d'excitació RL.

4.2.2. Límits de potència i tèrmics de l'amplificador OPA549

La potència de l'amplificador, P_D , és la diferència entre la potència que entrega la font menys la potència entregada a la càrrega (la bobina). La fórmula per calcular-ho és l'(Eq. 29) i es desenvolupa a l'annex D. CÀLCULS DE POTÈNCIA I TÈRMICS DE L'AMPLIFICADOR DE POTÈNCIA:

$$P_D = \frac{2V_S}{\pi} \frac{V_o}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} - \frac{R \cdot V_o^2/2}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (\text{Eq. 29})$$

La potència, per tant, depèn de l'amplitud del voltatge de sortida V_o , de la freqüència ω , dels paràmetres R i L de la bobina, i del voltatge d'alimentació V_S . La Figura 29 mostra un exemple de la potència en funció de l'amplitud del voltatge de sortida i la freqüència. Per a cada freqüència, el voltatge V_o s'ha limitat per a què no superi la intensitat màxima de 8 A del OPA549, tal com mostra la Figura 28.

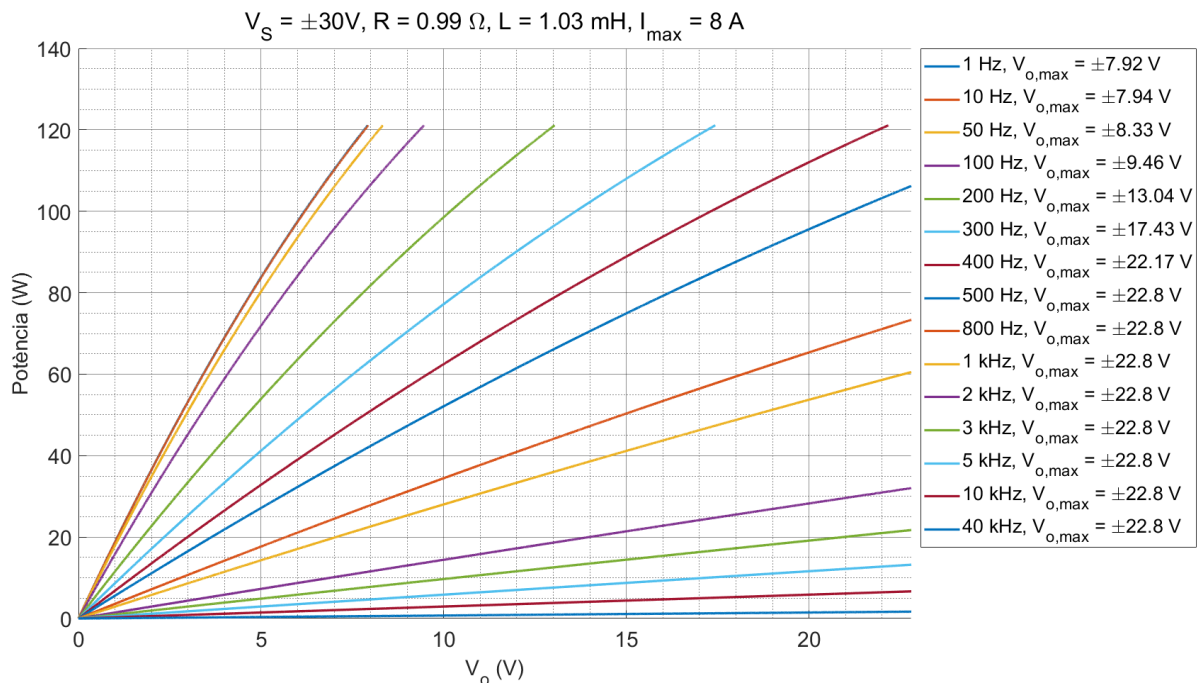


Figura 29 - Potència de L'OPA549 en funció del voltatge de sortida V_o i la freqüència. El voltatge V_o es limita per no superar el corrent màxim I_{\max} .

La potència a dissipar per l'amplificador es relaciona amb la resistència tèrmica per l'(Eq. 30).

$$r_{JA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} \quad r_{JA} = r_{JC} + r_{CH} + r_{HA} \quad (\text{Eq. 30})$$

T_J és la temperatura de la unió (els semiconductors interns), i el valor màxim per a l'OPA549 és de 125 °C. T_A és la temperatura ambient, s'agafa un valor màxim de 40 °C. r_{JA} és la resistència tèrmica entre la unió i l'ambient, per a l'OPA549 sense dissipador té un valor de 30 °C/W. r_{JC} és la resistència entre la unió i l'encapsulament i pren el valor de 1,4 °C/W. r_{CH} és la resistència tèrmica entre l'encapsulament i el radiador dissipador, i r_{HA} és entre el radiador i l'ambient.

Per a l'exemple de la Figura 29, la potència màxima a dissipar és de 120 W, i es necessitaria una resistència $r_{JA} = 0,71$ °C/W, el que és impossible per a l'OPA549. Llavors, per no sobreescalfar l'amplificador, s'han de limitar la potència, el voltatge i el corrent.

Per ajudar a dissipar millor el calor i poder assolir majors potències, s'utilitza un radiador dissipador de $r_{HA} = 0,93$ °C/W. Entre el radiador i l'encapsulament s'utilitza una pasta tèrmica que incrementa la conductivitat de calor, i també s'utilitza un aïllant elèctric. La resistència r_{CH} depèn del tipus d'encapsulat, del material del dissipador, de la força que uneix els dos components, la conductivitat de la pasta tèrmica i del material aïllant que s'utilitza, entre altres. S'utilitza un valor típic de $r_{CH} = 0,5$ °C/W. Amb aquestes resistències tèrmiques especificades, la potència màxima que es pot dissipar sense superar la temperatura de $T_J = 125$ °C és de 30W. Aquesta és la màxima potència que pot tenir l'OPA549 i que limita el voltatge i el corrent de sortida.

La Figura 30 mostra un exemple de la potència de l'OPA549 en funció de l'amplitud del voltatge de sortida i per a diferents freqüències. En aquest cas, el voltatge màxim s'ha limitat en cada cas per no superar la potència màxima de 30 W ni el corrent màxim.

La Figura 31 és la gràfica del corrent i del voltatge de sortida de l'OPA549 limitats per a cada freqüència per tal que no superin el màxim de potència.

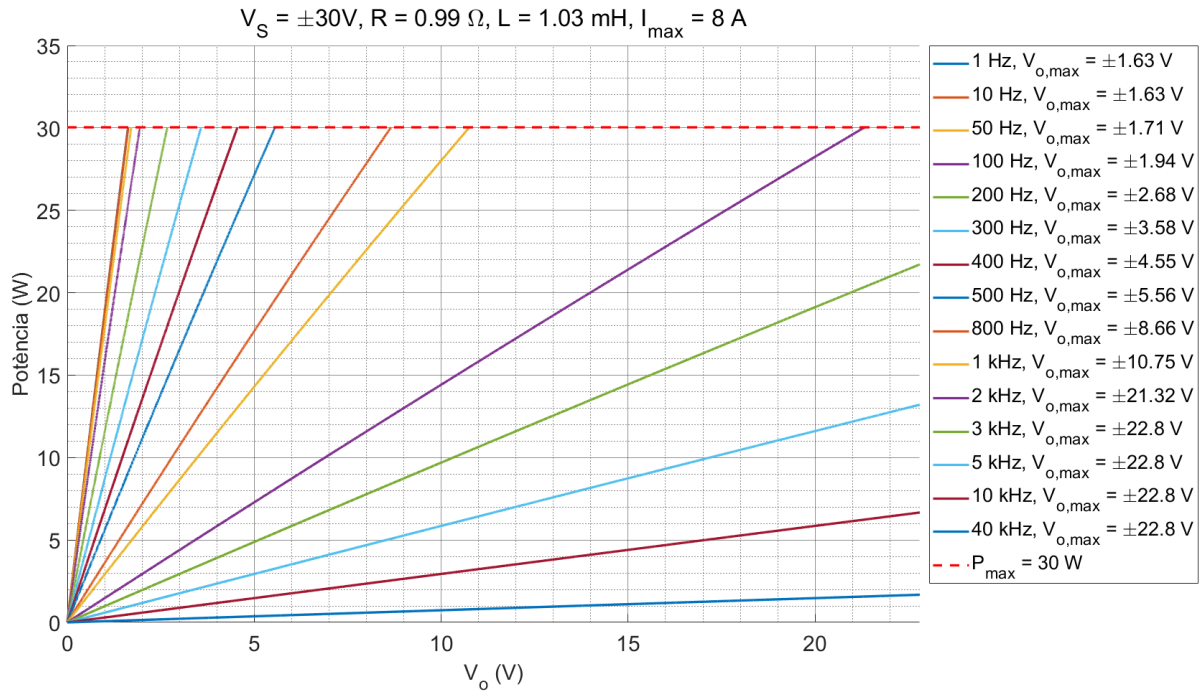


Figura 30 - Potència de l'amplificador en funció de l'amplitud del voltatge de sortida i de la freqüència, i amb limitació de potència màxima.

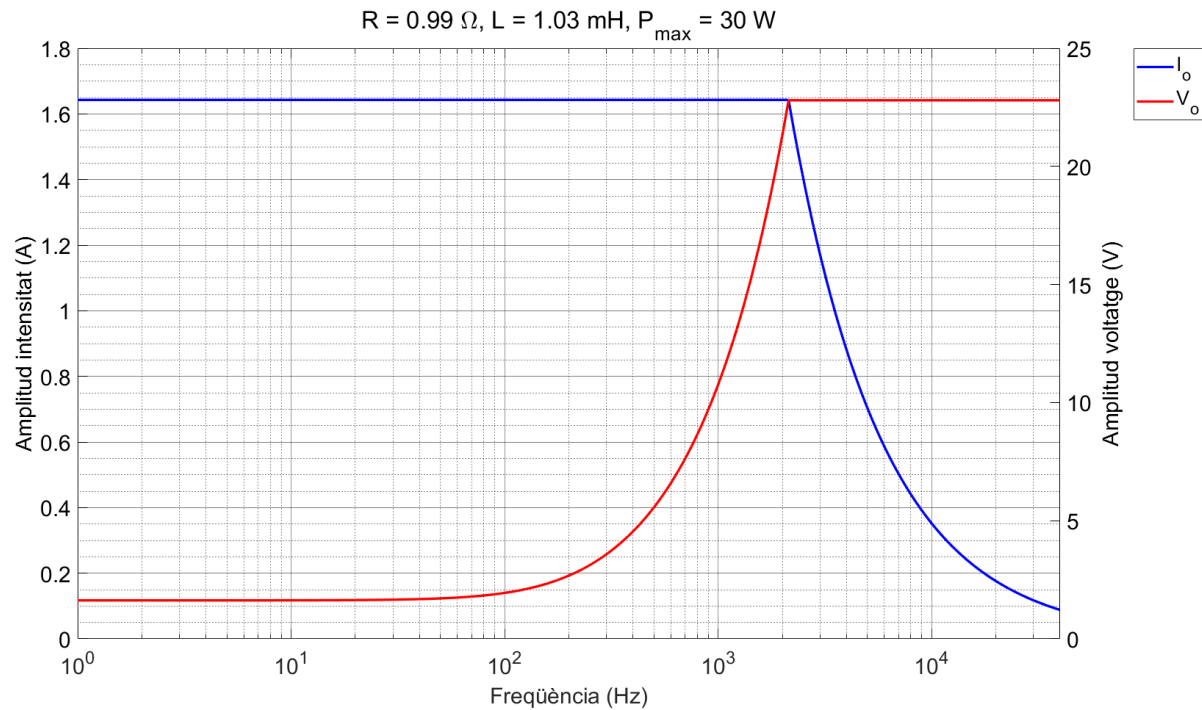


Figura 31 - Corrent i voltatge màxim de sortida de l'amplificador limitats per la potència màxima.

5. ETAPA ADQUISICIÓ DE DADES

L'etapa d'adquisició de dades té la finalitat de mesurar el sensor de corrent CASR 6-NP i la fem induïda del conjunt bobina d'exploració més compensadora. Un esquema simplificat amb els blocs principals es mostra a la Figura 32. L'esquema complet d'aquesta etapa correspon amb el plànol número 3 del document 2. Plànols.

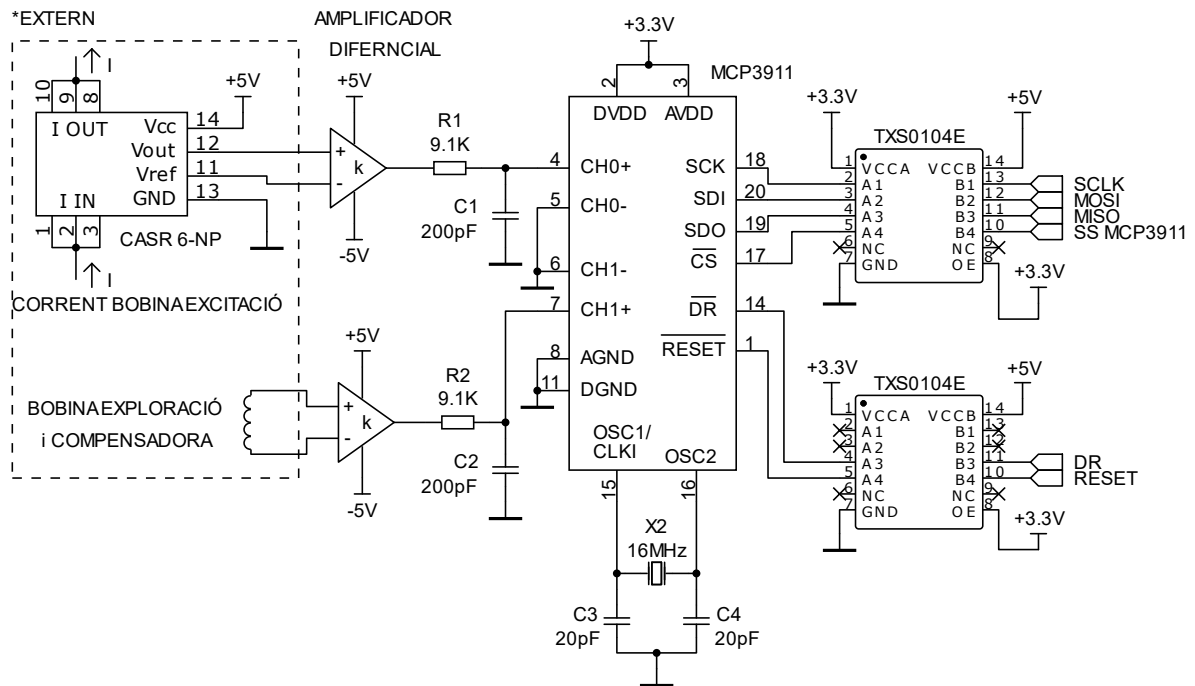


Figura 32 - Esquema simplificat etapa d'adquisició de dades.

El component principal d'aquesta etapa és el convertidor d'anàleg a digital MCP3911. S'utilitza per mostrejar les mesures i comunicar-les a l'etapa de control pel protocol SPI, i arribin finalment a l'ordinador. Treballa a 3,3 V i amb un senyal de rellotge de 16 MHz. No obstant, l'etapa de control funciona a +5 V, i per aquest motiu, es requereixen els components TXS0104E, que adapten els nivells de voltatge per als senyals de comunicació entre ambdues parts. L'alimentació de +3,3 V prové de l'etapa de control (concretament del xip FT232RL).

El sensor CASR 6-NP realitza la mesura de la intensitat de la bobina d'excitació. Físicament, es situa a la PCB de l'etapa d'amplificació, per connectar els terminals de mesura al corrent de sortida d'aquesta etapa. El sensor es tracta d'un transformador de corrent que incorpora un circuit integrat per convertir la intensitat a voltatge. Aquesta tensió de sortida del sensor passa per un circuit d'amplificació diferencial, que, per una banda elimina l'offset que incorpora el propi sensor, i per altra banda, augmenta el senyal mesurat.

La tensió de la bobina d'exploració i la compensadora també passa per un amplificador diferencial, que augmenta la diferència de potencial entre els extrems d'ambdues bobines i permet millorar la mesura.

5.1. Mesura d'intensitat de la bobina d'excitació

La intensitat de la bobina d'excitació es mesura amb el transductor de corrent CASR 6-NP, que admet corrents d'entrada tant en DC com en AC, i incorpora un circuit intern que les transforma en un voltatge de sortida. Per mesurar, internament utilitza mètodes magnètics, de manera que es manté un aïllament galvànic entre la intensitat de mesura i el voltatge de sortida. Gràcies a això, no es trenca l'aïllament entre l'amplificació de potència i la resta d'etapes de l'equip.

El sensor es subministra amb una tensió de +5 V, i la relació entre el corrent mesurat, I_P , i la tensió de sortida, V_{out} , és lineal (Eq. 31):

$$V_{out} = \frac{0,625 \text{ V}}{6 \text{ A}} \cdot I_P + V_{ref} \quad [\text{V}] \quad 0,375 \text{ V} < V_{out} < 4,625 \text{ V} \quad (\text{Eq. 31})$$

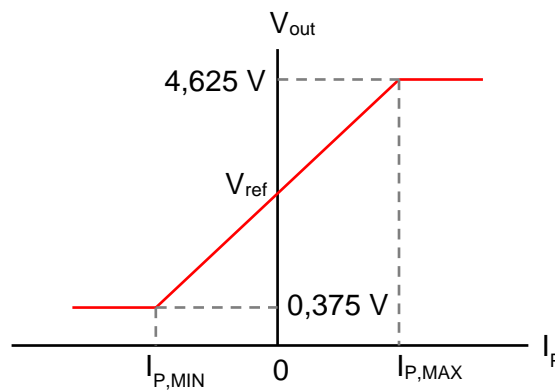


Figura 33 - Representació gràfica del voltatge de sortida i el corrent mesurat del sensor CASR 6-NP.

La sensibilitat del sensor és $G = 0,625 \text{ V} / 6 \text{ A}$, i el seu offset es V_{ref} , que té un valor teòric de 2,5 V. El voltatge de sortida està limitat internament en el sensor per a un mínim de 0,375 V i un màxim de 4,625 V. No obstant, l'ADC MCP3911 emprat per mostrejar el sensor només admet entrades diferencials de $\pm 0,6 \text{ V}$. La solució per adaptar el nivells de voltatge només requereix eliminar aquest offset, V_{ref} , amb un amplificador diferencial com el de la Figura 34.

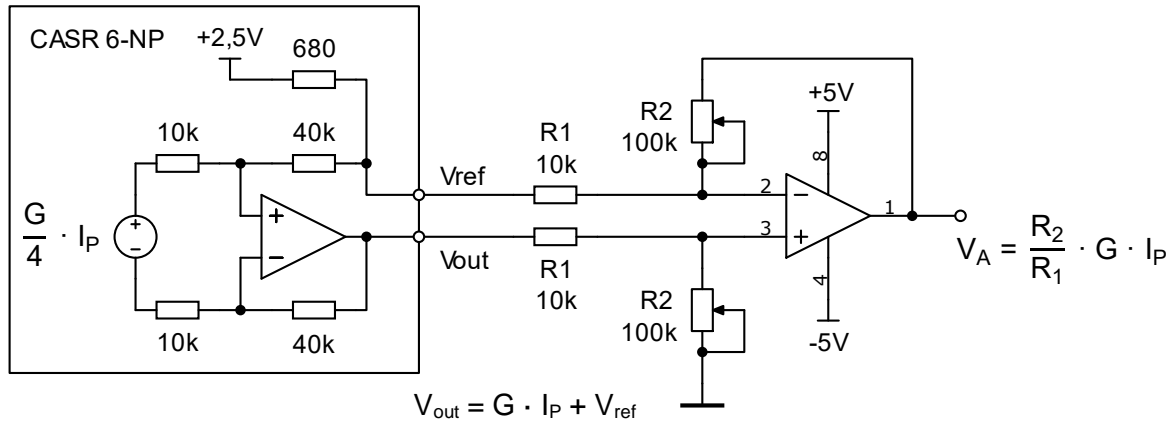


Figura 34 – Sensor CASR 6-NP i amplificador diferencial per a la mesura del corrent de la bobina d'excitació.

La sortida del sensor sense l'offset és $V_{out} = (0,625 \text{ V} / 6 \text{ A}) \cdot I_P$. Si es vol limitar aquesta sortida a $V_{out} = \pm 0,6 \text{ V}$, el corrent mesurable és $I_P = \pm 5,76 \text{ A}$. Considerant el límit de 30 W de l'amplificació de potència, la intensitat d'excitació no arribarà a aquests límits, i per tant, els voltatges del sensor també seran més petits. Per assolir al rang total de l'ADC, la mesura es multiplica pel guany $k = R_2/R_1$. R_1 són resistències fixes de 10 k Ω i R_2 són dos potenciòmetres per acabar d'ajustar el guany en funció del voltatge màxim que s'espera en cada mesura.

El rang d'intensitats que pot mesurar el sensor està limitat pel voltatge mínim de 0,375 V, el voltatge màxim de 4,625 V i l'offset V_{ref} del senyal de sortida, segons l'(Eq. 31). Al pin V_{ref} se li pot connectar un voltatge entre 0 i 4 V per ajustar l'offset a voluntat. Reformulant l'(Eq. 31), s'obté la intensitat mínima i la màxima en funció de V_{ref} i dels límits de voltatge (Figura 35).

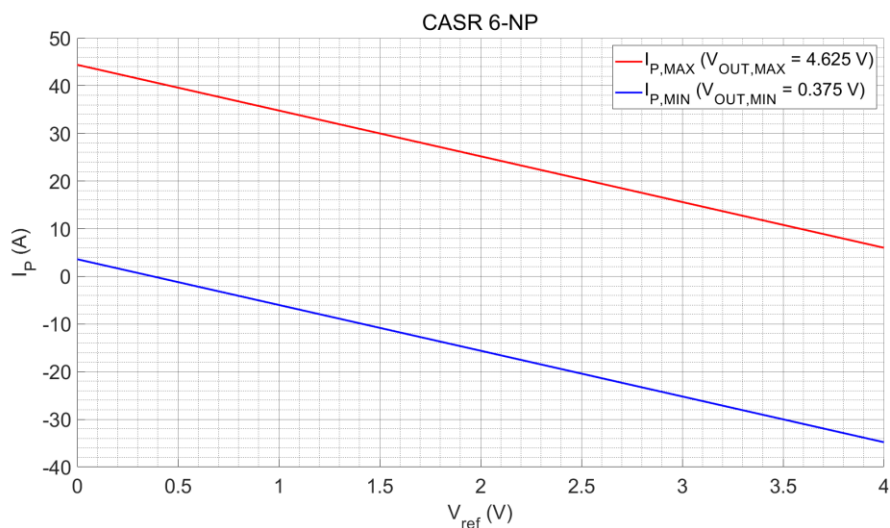


Figura 35 - Rang de corrents mesurables pel sensor CASR 6-NP en funció de la tensió de referència V_{ref} .

En el cas d'aquest projecte, s'utilitza com a offset el voltatge intern de 2,5 V i el pin Vref s'usa per a accedir a aquesta tensió. Per contra, quan es connecta un circuit o una càrrega a aquest pin, la tensió es desvia del seu valor típic. Analitzant l'esquema de la Figura 34, s'obté el valor de Vref segons l'(Eq. 32), i no pren un valor fixe de 2,5 V, sinó que depèn de la pròpia intensitat mesurada I_P i dels potenciòmetres R2.

$$V_{ref} = \frac{2,5R_2 + 25.000}{10.680 + R_2} + \frac{680 \cdot G \cdot I_P}{10.680 + R_2} \left(\frac{R_2}{10.000} + \frac{5}{8} \cdot \frac{10.000 + R_2}{50.000} \right) \quad (\text{Eq. 32})$$

La Taula 4 mostra el corrent màxim, $I_{P,max}$, i el corrent mínim, $I_{P,min}$, que pot mesurar el sensor segons la Figura 35, i per a diferents corrents de mesura I_P i diferents valors dels potenciòmetres R2.

I_P (A)	R2 (k Ω)	V _A (V)	V _{ref} (V)	$I_{P,max}$ (A)	$I_{P,min}$ (A)
5	11,52	0,6	2,446	20,918	-19,882
-5	11,52	-0,6	2,401	21,353	-19,447
2	28,8	0,6	2,469	20,697	-20,103
-2	28,8	-0,6	2,445	20,929	-19,871
1	57,6	0,6	2,482	20,573	-20,227
-1	57,6	-0,6	2,468	20,705	-20,095

Taula 4 - Corrent màxim, $I_{P,max}$, i corrent mínim, $I_{P,min}$, mesurables pel sensor CASR 6-NP en funció de Vref.

R1 i R2 s'han escollit amb un valor prou gran per a què el rang de corrents mesurables es mantingui al voltant de ± 20 A.

En l'espectre freqüencial, el sensor CASR 6-NP pot arribar a 200 kHz, tot i que llavors, la intensitat màxima de mesura es redueix a la meitat, és a dir, 10 A. Per aquest projecte, no s'arriba a aquest pic d'intensitat en cap cas i no suposa cap inconvenient.

5.2. Mesura del voltatge induït

El voltatge induït del conjunt bobina d'exploració i compensadora es mesura a través de l'integrador explicat a l'apartat 7.2. Integració de la fem induïda. L'integrador es connecta a un amplificador diferencial com el de la Figura 36.

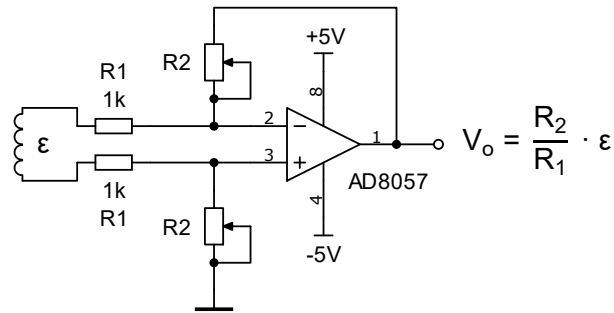


Figura 36 - Amplificador diferencial per a la mesura de la fem induïda.

La fem induïda s'ha d'ajustar al rang de $\pm 0,6$ V de l'ADC, per això es multiplica pel guany $k = R2/R1$. La resistència $R2$ no és fixe, sinó que es pot canviar i ajustar el seu valor en funció de l'ordre de magnitud de la fem.

5.3. Adquisició de dades amb l'ADC MCP3911

Les mesures s'han de digitalitzar per poder visualitzar-les, tractar-les i guardar-les. S'utilitza el convertidor d'analògic a digital MCP3911.

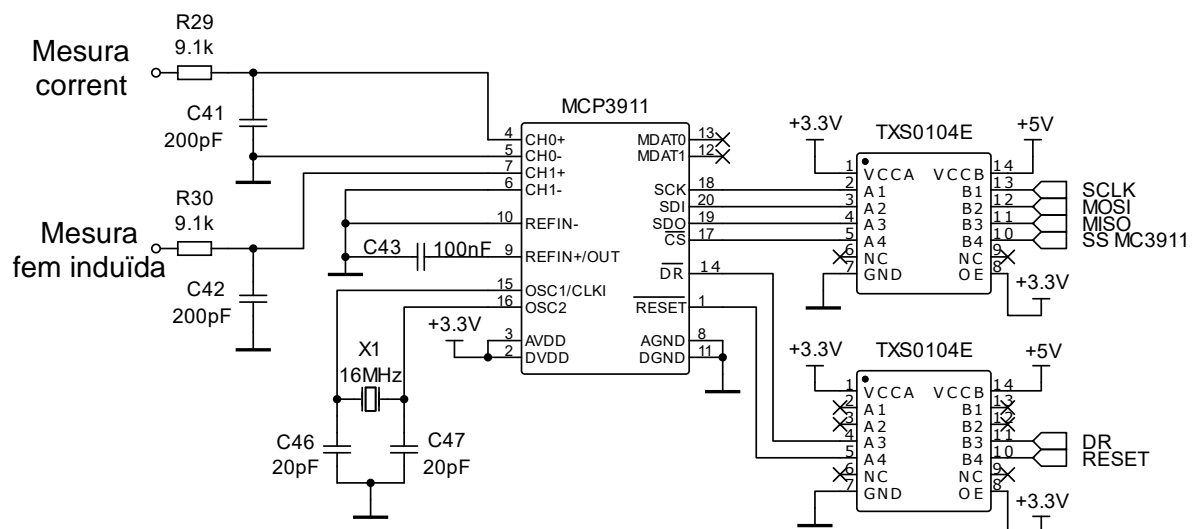


Figura 37 - Adquisició de dades amb ADC MCP3911.

El MCP3911 disposa de dues entrades diferencials per rebre els senyals analògics. Es connecten entre la sortida dels dos amplificadors diferencials i massa, per mostrear les mesures del corrent d'excitació i de la fem induïda. El voltatge diferencial màxim és de $\pm 0,6$ V, i s'ajusta amb el guany dels amplificadors diferencials.

L'MCP3911 requereix d'un cristall oscil·lador de 16 MHz, mentre que la freqüència de mostreig dels ADC interns és de 4 MHz. No obstant això, el nombre de mostres disponibles a la sortida digital és de 125 ksps. Cada cop que una conversió es realitza correctament, s'indica pel pin digital DR (Data Ready), que genera un impuls a nivell baix, i s'utilitza per forçar al microcontrolador la lectura de dades.

L'estructura i el funcionament d'aquest ADC compta amb uns filtres interns, digitals i pas baix. La freqüència de tall a -3 dB és de 32.500 Hz, i això limita la freqüència màxima de les ones que es poden mesurar. Una altra particularitat d'aquests filtres digitals és que el guany val 1 a cada múltiple de la freqüència de mostreig de 4 MHz. Això obliga que, per al senyal analògic d'entrada, s'hagin d'atenuar aquestes freqüències externament. Es fa col·locant uns filtres pas baix RC a l'entrada. Es selecciona una freqüència de tall de 87 kHz a -3 dB, així, per a components de 4 MHz, el guany és 0,022.

La resolució i la sortida de l'ADC s'ha seleccionat per a 16 bits, en complement a 2: 15 bits de dades més 1 bit de signe. La resolució en volts és de 24,4 μ V.

L'ADC es comunica amb el microcontrolador de l'etapa de control pel protocol SPI. Conté una entrada MOSI (Master Out Slave In) per rebre les dades de configuració, i també conté una sortida MISO (Master In Slave Out) per transmetre les mesures digitalitzades al microcontrolador, i aquest les pugui enviar a l'ordinador. La comunicació té una velocitat màxima de 8 MHz i és semidúplex, és a dir, l'entrada i la sortida de dades no es poden transmetre simultàniament.

6. ETAPA DE CONTROL

L'etapa de control conté tota l'electrònica digital necessària per controlar l'equip i les altres etapes, i s'encarrega de la comunicació amb la resta de dispositius i amb l'ordinador. Un esquema simplificat amb els blocs principals es mostra a la Figura 38. L'esquema complet d'aquesta etapa correspon amb el plànol número 1 del document 2. Plànols.

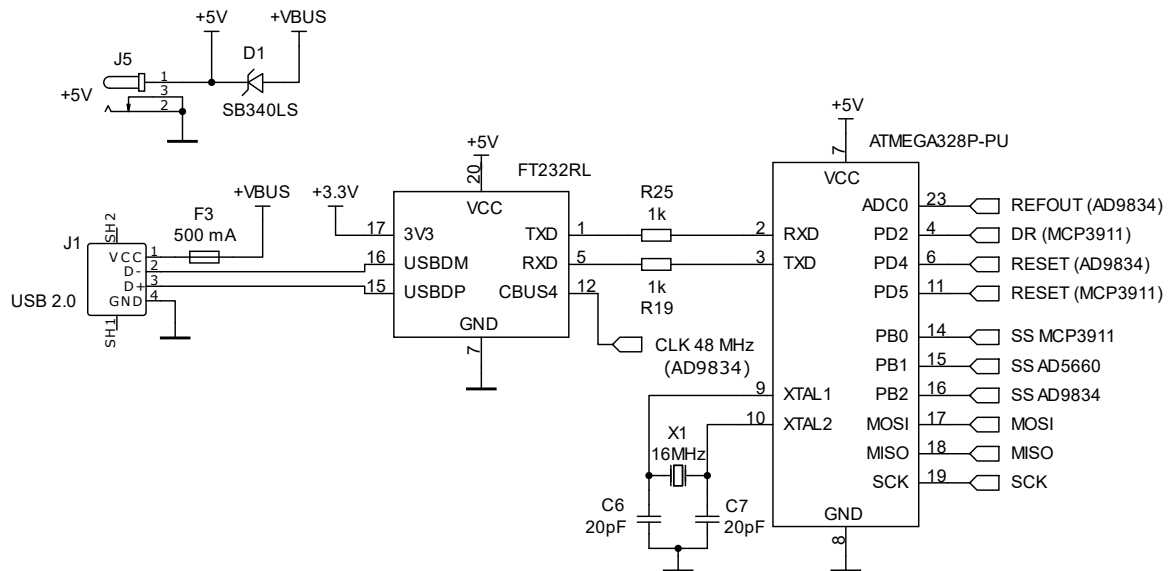


Figura 38 - Esquema simplificat de l'etapa de control.

S'utilitza el microcontrolador ATMEGA328P-PU per executar el programa de control de l'equip. Es comunica amb els xips de les altres etapes pel protocol de comunicació SPI que porta integrat, el microcontrolador actua de mestre que governa les transmissions de dades. La freqüència màxima de transmissió és la meitat del senyal de rellotge, és a dir, si s'usa un cristall oscil·lador de 16 MHz, el SPI arriba a 8 MHz. També s'utilitza l'ADC intern que incorpora per mostrejar el voltatge de referència de l'AD9834. Aquest ADC té una resolució de 10 bits en un rang de 0 a 5 V. El pin PD2 del microcontrolador es connecta al pin DR de l'ADC MCP3911. El DR genera un impuls a nivell baix quan les mesures s'han convertit correctament, s'haurà de llegir el seu estat contínuament per anar adquirint les mesures.

S'ha escollit aquest microcontrolador perquè és el mateix que utilitza la placa Arduino Uno i és totalment compatible amb el seu IDE de programació i amb el seu llenguatge propi. Sobre el microcontrolador es carrega el bootloader d'Arduino per poder utilitzar-lo com un producte d'Arduino més i per poder instal·lar-hi el programa propi desenvolupat. L'etapa de control és

de disseny propi del projecte però està basat i fonamentat en aquesta placa Arduino, ja que és hardware d'accés obert.

El microcontrolador es comunica amb una aplicació d'usuari en un ordinador. L'aplicació li envia els paràmetres de configuració i les ordres d'operació. A més a més, les mesures mostrejades pel MCP3911 primer s'envien al microcontrolador per SPI, i aquest, al seu torn, les envia a l'ordinador. Tota aquesta comunicació amb la computadora es fa a través d'USB 2.0. Per contra, el microcontrolador no és compatible amb aquest estàndard, però sí ho és amb el protocol UART, així que com a intermediari s'utilitza el circuit integrat FT232R, encarregat de fer la conversió USB-UART.

El xip FT232R també té altres funcions d'utilitat, per exemple, disposa d'un regulador de tensió que genera un voltatge constant de 3,3 V. Aquesta tensió és disponible al pin 3V3OUT, i es comporta com una font de 3,3 V amb un corrent màxim de 50 mA. Es fa servir per alimentar els circuits integrats de l'etapa d'adquisició. Una altra funcionalitat del xip és que conté un oscil·lador intern que pot generar un senyal de rellotge de sortida de 48 MHz. Aquesta sortida correspon amb el pin CBUS4, i es connecta directament a l'AD9834 per proporcionar-li el senyal d'alta freqüència que necessita.

Tota l'etapa de control funciona amb una font externa de 5 V o amb el propi voltatge de 5 V del USB. Cal tenir en compte que l'alimentació per USB pot fer funcionar el microcontrolador però no la resta d'etapes, que també requereixen de 5 V. Quan es vol fer funcionar tot l'equip, s'ha d'utilitzar sempre una font externa de ± 5 V. Quan es connecten alhora el USB i la font externa, hi ha un díode entre ambdues fonts que desconnecta l'alimentació per USB i deixa habilitada la font externa. Segons l'esquema de la Figura 38, els dos terminals del díode tenen el mateix voltatge, llavors no pot conduir corrent, actua com un interruptor obert, i V_{BUS} queda aïllada de la resta dels circuits, de manera que és la font externa qui subministra a tot el sistema. Quan només es connecta el USB, el díode queda polaritzat directament i V_{BUS} actua com la font de +5 V. S'ha escollit un díode de tipus Schottky perquè té caigudes de tensió més petites que altres de convencionals, per exemple, per a 500 mA, presenta un voltatge de 0,35 V. Per a USB 2.0, el corrent màxim és de 500 mA, així que es col·loca un fusible d'aquesta intensitat nominal per protecció.

7. BOBINA D'EXCITACIÓ I MESURA DE LA FEM INDUÏDA

La bobina d'excitació té la funció de crear un camp magnètic uniforme en la regió de mesura. Mentre que, per obtenir el cicle d'histeresi, és necessari integrar la fem induïda de la bobina d'exploració i la bobina compensadora. En aquest capítol, es presenten les solucions concretes que s'han escollit en el projecte per a aquests aspectes.

7.1. Bobina d'excitació

La bobina d'excitació pot ser qualsevol bobina simple, cilíndrica, de radi R , longitud L , N espes i per on circula un corrent I , tal com es mostra a la Figura 39.

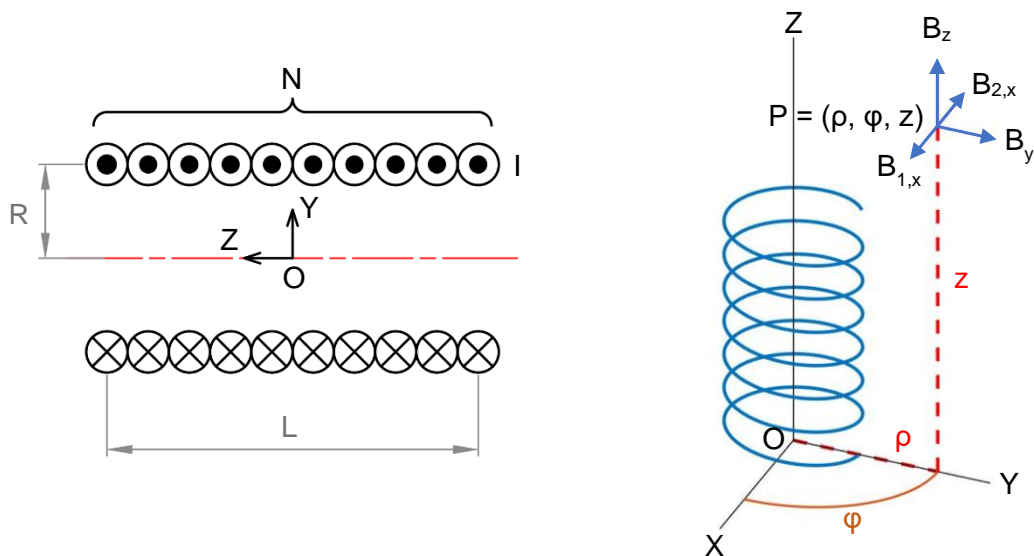


Figura 39 – Secció longitudinal de la bobina (esquerra) i bobina en coordenades cartesianes i cilíndriques (dreta).

A l'annex F. ESTUDI I SIMULACIÓ DEL CAMP MAGNÈTIC D'UNA BOBINA s'explica el mètode emprat en el projecte per analitzar el camp magnètic i el codi realitzat per a tal efecte. Les conclusions, els resultats i les gràfiques obtingudes són les següents.

Si es calcula el camp magnètic en un punt del pla YZ (de la Figura 39), sorgeixen dues components en el l'eix X ($B_{1,x}$ i $B_{2,x}$) d'igual magnitud i sentits oposats, per tant, s'anul·len mútuament i el camp queda definit només per les components B_y i B_z . També es pot expressar en coordenades cilíndriques (ρ, φ, z), i, si l'eix radial ρ substitueix a l'eix Y , llavors el camp magnètic serà B_z i B_ρ . Cal destacar que el camp del pla YZ (o pla ρZ) serà el mateix i es va repetint per a qualsevol angle φ , és a dir, hi ha simetria respecte a l'eix Z . Per aquest motiu,

l'estudi del magnetisme es pot simplificar a B_z i B_ρ per a qualsevol punt de l'espai. Llavors, si es vol conèixer la forma del camp generat, només és necessari dibuixar les línies de camp per a un pla ρZ qualsevol, i els vectors corresponents, tal com es mostra a la Figura 40.

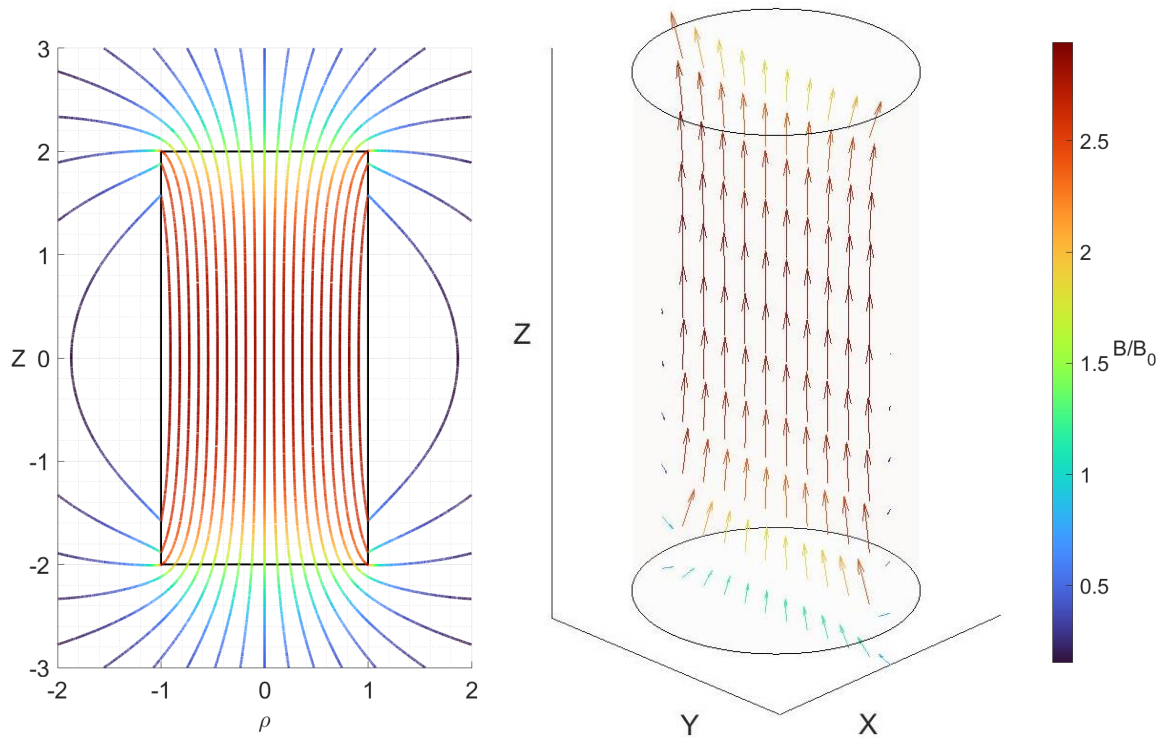


Figura 40 - Línies de camp magnètic d'un solenoide qualsevol en una secció longitudinal (esquerra) i vectors de camp magnètic en el pla YZ del solenoide (dreta).

A priori, d'aquestes gràfiques, es conclou que a l'interior de la bobina es forma un camp uniforme. Sobretot al voltant del centre, els vectors són pràcticament iguals amb el mateix sentit. A partir d'aquí, s'analitza el valor del camp al llarg de l'eix Z (eix longitudinal) per a diferents ratios entre el radi R i la longitud L (Figura 41).

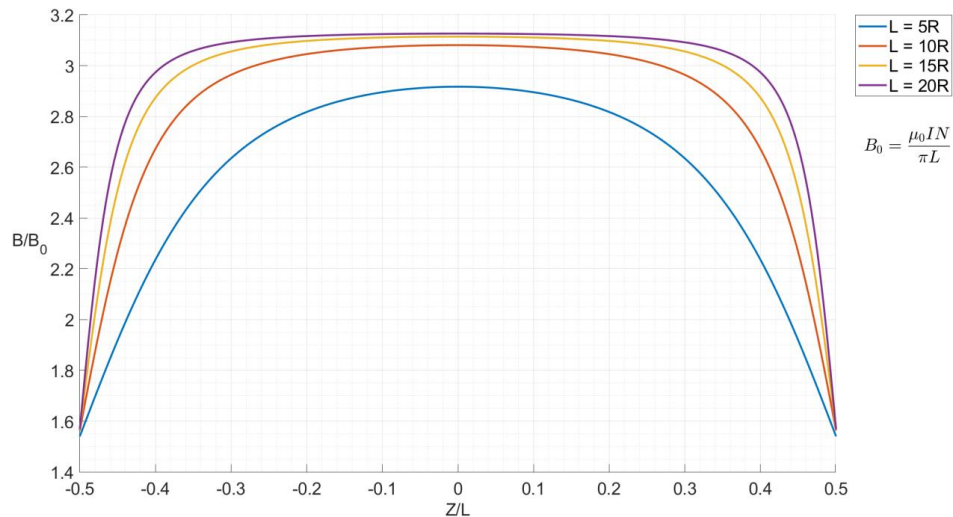


Figura 41 - Camp magnètic del solenoide en l'eix longitudinal per a diferents ratios entre L i R.

S'observa que com més gran sigui la longitud L respecte el radi R, el camp magnètic es torna més constant al voltant del centre. Per exemple, per a una relació $L = 20R$, el magnetisme és pràcticament constant en un marge de $\pm 20\%$ de L.

A la Figura 42 es representa el valor de B al llarg de l'eix Z i al llarg de l'eix ρ conjuntament. En l'eix radial ρ el camp també és constant per a tota la bobina.

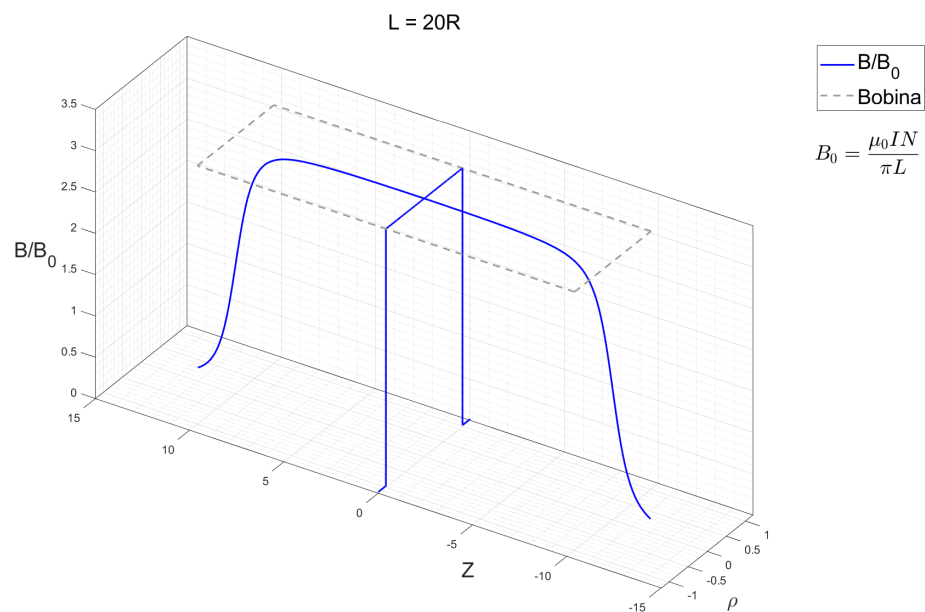


Figura 42 - Gràfiques del camp magnètic al llarg de l'eix Z i al llarg de l'eix ρ .

Finalment, el camp es pot considerar uniforme i constant a l'interior del solenoide sempre i quan la longitud L sigui molt més gran que el radi R, i la regió de mesura es limiti al voltant del

centre de la bobina, es pren com a referència $L = 20R$ i la regió de mesura es limita una zona compresa entre $\pm 20\%$ de L , respecte el centre de la bobina. Aquesta regió sí es pot utilitzar per generar un camp magnètic homogeni sobre la mostra que es vol analitzar.

Sota aquestes condicions, la relació entre el camp magnètic B i la intensitat de la bobina I és l'(Eq. 33), que indica el valor del camp en el centre geomètric. La intensitat magnètica és l'(Eq. 34).

$$B(I) = \frac{\mu_0 NI}{2 \sqrt{R^2 + \left(\frac{L}{2}\right)^2}} \quad (\text{Eq. 33})$$

$$H = \frac{NI}{2 \sqrt{R^2 + \left(\frac{L}{2}\right)^2}} \quad (\text{Eq. 34})$$

A l'annex E. ALTERNATIVES PER A LA BOBINA D'EXCITACIÓ es presenten altres configuracions de bobines que s'han estudiat en el projecte per obtenir un camp magnètic uniforme. Finalment, s'ha decantat aquesta bobina simple perquè és la que crea camps magnètics de major magnitud.

Elèctricament, la bobina es modela com una resistència més una inductància L (Figura 24). La resistència s'obté mesurant-la amb un multímetre entre els extrems de la bobina. La manera més senzilla d'obtenir la inductància és analíticament amb l'(Eq. 35).

$$L = \frac{8}{3} \mu_0 \left(\frac{N}{l} r\right)^2 \left[\sqrt{r^2 + \left(\frac{l}{2}\right)^2} \cdot C(k_0, 1, 1, 2k_0^2) - r \right] \quad k_0 = \frac{l/2}{\sqrt{r^2 + \left(\frac{l}{2}\right)^2}} \quad (\text{Eq. 35})$$

N és el nombre d'espines de la bobina. l és la longitud, en m, r és el radi, en m. $C()$ és la integral el·líptica, es resol computacionalment amb l'algoritme indicat a l'annex F.1. Components del camp magnètic d'un solenoide.

7.2. Integració de la fem induïda

Per obtenir el cicle d'histeresi de la mostra que es vol analitzar, s'enrotlla un bobinat sobre la mostra, i així es forma la bobina d'exploració. Si és necessari, es forma una altra bobina idèntica sense la mostra per crear la bobina compensadora. No obstant, la fem induïda no es mesura directament, sinó que cal integrar-la. Llavors, el resultat ja sí que és proporcional al camp magnètic B de la mostra i permet obtenir el cicle d'histeresi. La integració es fa amb un circuit RC simple com el de la Figura 43.

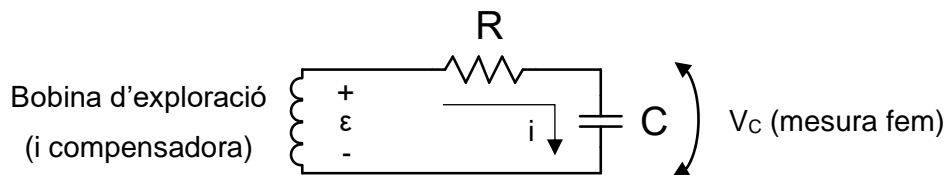


Figura 43 - Integrador RC de la fem induïda.

El principi d'integració és el següent. Primer, es parteix de la impedància RC (Eq. 36)

$$\vec{Z} = R - \frac{1}{\omega C}j \quad (\text{Eq. 36})$$

Si la reactància del condensador és suficientment petita respecte a R , la intensitat del circuit es pot aproximar a l'(Eq. 37). Aquesta condició és donarà quan la capacitat C i la freqüència siguin suficientment grans. Cal notar que com més gran sigui la capacitat, la condició es compleix per a freqüències més baixes.

$$i \approx \frac{\varepsilon}{R} \quad R \gg \frac{1}{\omega C} \quad (\text{Eq. 37})$$

La tensió en els terminals del condensador es pot aproximar a la integral de la fem d'entrada per l'(Eq. 38).

$$v_c = \frac{1}{C} \int i \cdot dt \approx \frac{1}{C} \int \frac{\varepsilon}{R} \cdot dt = \frac{1}{RC} \int \varepsilon \cdot dt \quad (\text{Eq. 38})$$

Es mesura aquesta diferència de potencial al condensador per obtenir el cicle d'histeresi de la mostra. El circuit RC és extern a l'equip per poder utilitzar diferents combinacions RC en funció de la freqüència a què es vulgui fer la mesura.

8. APLICACIÓ D'USUARI I PROGRAMARI

Per al control de l'equip de mesura de cicles d'histeresi, s'ha desenvolupat un firmware per al microcontrolador de l'etapa de control conjuntament amb una aplicació d'usuari. El firmware s'encarrega de controlar tota l'electrònica per al procés de mesura, mentre que l'aplicació d'usuari és una interfície per poder configurar els paràmetres de mesura, i recollir i visualitzar les dades. Ambdós programes s'ha dissenyat per complementar-se l'un a l'altre i treballen de forma conjunta com un de sol.

8.1. Aplicació d'usuari

L'aplicació d'usuari és una interfície gràfica creada en LabVIEW per a què l'usuari pugui seleccionar els diversos valors i variables de la mesura i pugui adquirir i veure els resultats. Consta d'una primera pantalla, anomenada Control, i correspon a la Figura 44.

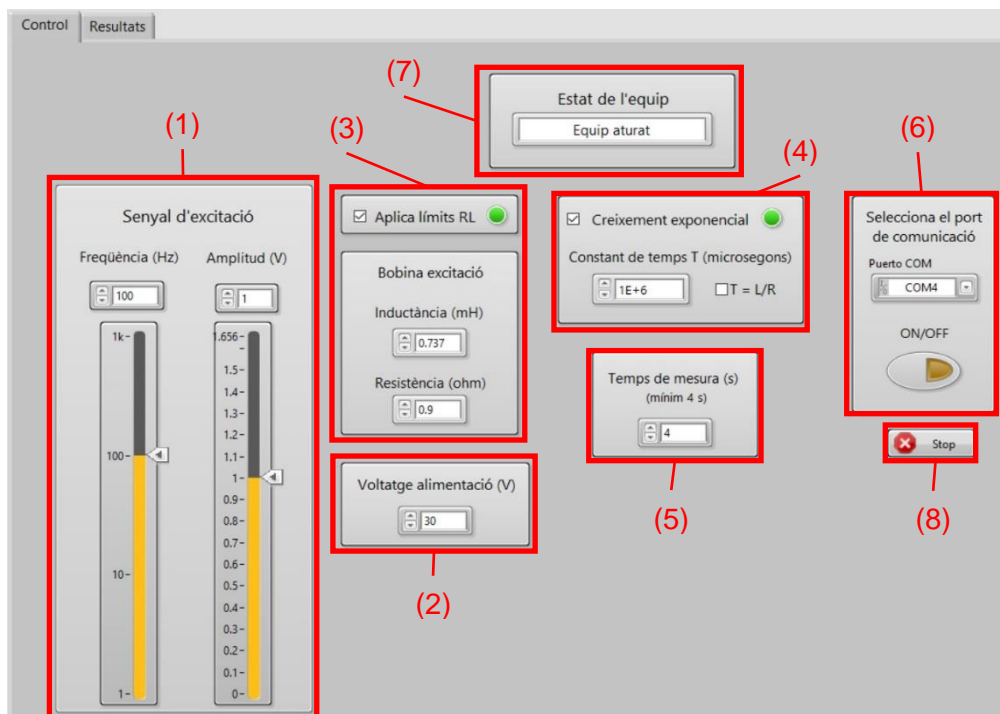


Figura 44 - Panell de Control de l'aplicació d'usuari.

A l'apartat (1) hi ha la configuració del senyal d'excitació. Permet escollir la freqüència i l'amplitud del voltatge. A l'apartat (2) cal indicar el voltatge d'alimentació de la part de potència i s'utilitza per computar l'amplitud màxima. Primerament, l'amplitud es limita 5 V per sota de la tensió d'alimentació, ja que és la sortida màxima que pot donar l'amplificador de potència

OPA549 per al pitjor cas amb més demanda de corrent. En segon lloc, l'amplitud mai sobrepassarà els 22,8 V perquè és el màxim de disseny d'aquest projecte. Entre aquests dos valors, el més petit correspon a l'amplitud màxima que permet seleccionar la interfície.

L'apartat (3) conté la casella "Aplica límits RL" i quan s'activa, recalcula l'amplitud màxima tenint en compte tots els preceptes exposats a l'apartat 4.2. Amplificació de potència. Aquí s'especifica la bobina d'excitació que s'utilitza indicant la inductància, en mH, i la seva resistència, en Ω . Aquests valors s'usen conjuntament amb la freqüència escollida, i els límits de 30 W i 8 A de la part de potència, i es torna a calcular l'amplitud màxima amb l'(Eq. 29) per a què no es superin aquests límits ni de potència ni de corrent. Per a cada freqüència, l'amplitud màxima és el valor que no viola cap dels límits comentats ni de tensió, ni de corrent ni de potència. La barra d'amplitud va canviant dinàmicament el seu rang a mesura que varia la freqüència. Si no es selecciona la casella "Aplica límits RL" i s'inhabilita aquesta funció, l'usuari s'ha d'assegurar que no es supera la potència màxima. Si s'arribés a superar, la protecció tèrmica interna de l'OPA549 desconnectaria la sortida. Aquests càlculs de protecció els realitza l'aplicació i no el microcontrolador per alliberar-li espai a la memòria i feina de computació.

A la part (4) del panell de control hi ha l'opció d'activar el creixement exponencial de l'amplitud fins al valor seleccionat, tal com s'explica a l'apartat 4.2. Amplificació de potència. Es pot escollir la constant de temps T, en microsegons, i s'assoleix l'amplitud final al cap de 7T. Si no s'activa, l'amplitud final s'aplica directament a la sortida des de l'inici de la mesura. A la part (5) s'especifica el temps que dura el procés de mesura després d'aplicar el creixement exponencial (si està activat). El temps mínim és de 4 segons, si no LabVIEW no pot llegir correctament totes les dades que envia el microcontrolador.

Al requadre (6) es selecciona el port de comunicació que connecta l'equip amb l'ordinador (via USB), i hi ha el botó ON/OFF per iniciar i aturar el procés de mesura. Durant el procés, la resta d'elements s'inhabiliten per a què no es puguin modificar i produeixin valors no desitjats. La mesura dura un temps total de 7T més el temps de mesura indicat, però en tot moment es pot aturar tornant a clicar el botó ON/OFF.

A la part (7) hi ha un requadre de text per indicar l'usuari l'estat actual en què es troba l'equip. Els missatges i la seva explicació es recullen a la Taula 5.

Missatge	Explicació
Equip aturat	L'equip no està realitzant cap procés de mesura
Establint comunicació	S'inicia el procés de mesura i s'estableix la comunicació entre LabVIEW i el microcontrolador. Tarda 2 segons.
Preparant el senyal	El senyal està en fase de creixement exponencial. En aquesta etapa encara no es recullen dades.
Mesurant dades...	Després del creixement exponencial, el microcontrolador envia les dades a LabVIEW i aquest les va llegint i guardant.
Processant dades	Un cop acaba s'atura el procés de mesura, cal modificar i adaptar el bytes rebuts, i transformar-los a magnituds elèctriques.

Taula 5 – Missatges de l'Estat de l'equip de l'aplicació d'usuari.

El botó Stop (8) té la funció d'aturar l'execució del programa de LabVIEW, però no atura el procés de mesura quan s'ha iniciat, això només ho pot fer el botó ON/OFF.

La segona pantalla que conforma l'aplicació d'usuari és la de Resultats (Figura 45). Aquí es mostren les diverses gràfiques amb les dades adquirides. Hi ha la gràfica del corrent de la bobina d'excitació en funció del temps, i la gràfica de la fem induïda a la bobina d'exploració, també en funció del temps, i finalment, es representa la fem induïda en funció del corrent per obtenir el cicle d'histeresi.

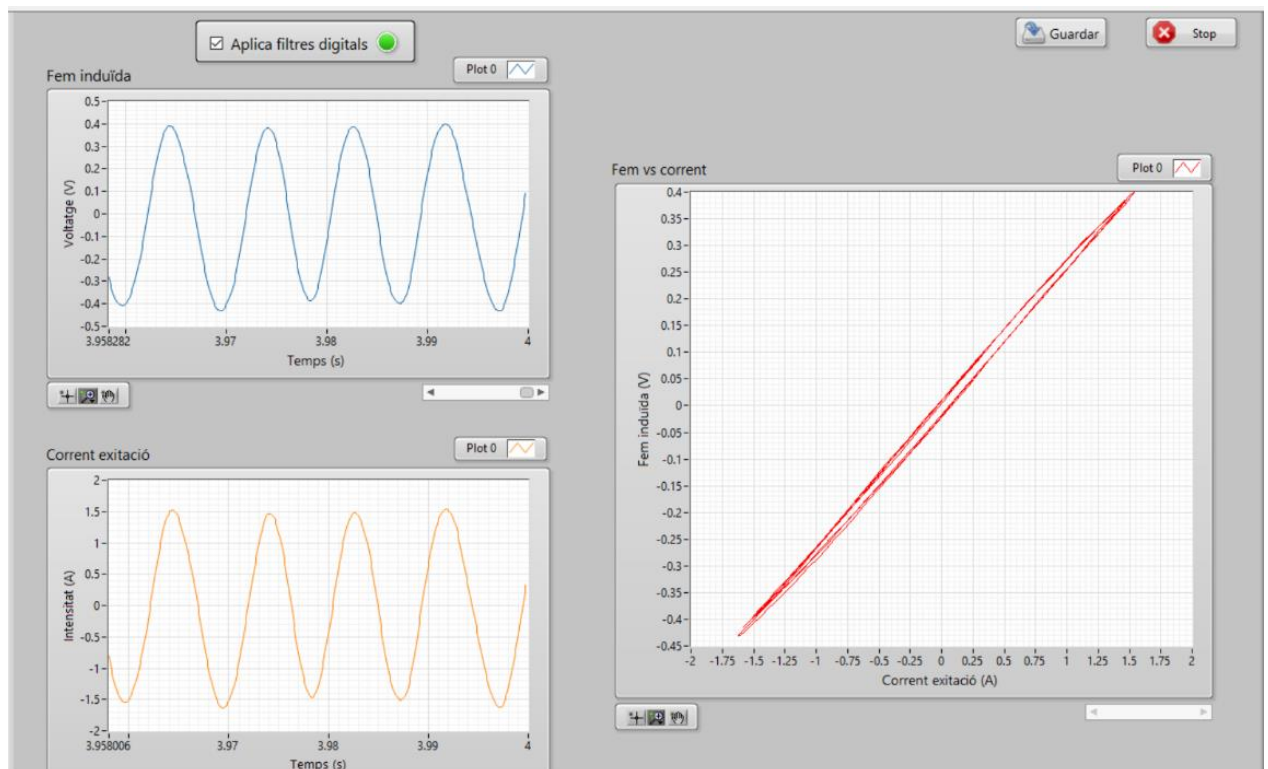


Figura 45 - Pantalla de resultats de l'aplicació d'usuari.

Un problema que es presenta en algunes mesures és que el senyal es recull amb soroll. Aquest soroll també es veu representat en el cicle d'histeresis i en alguns casos el distorsiona i no s'obté una gràfica correcta. Per exemple, la Figura 46 representa el mateix cicle que la Figura 45 però amb les dades originals sense tractar.

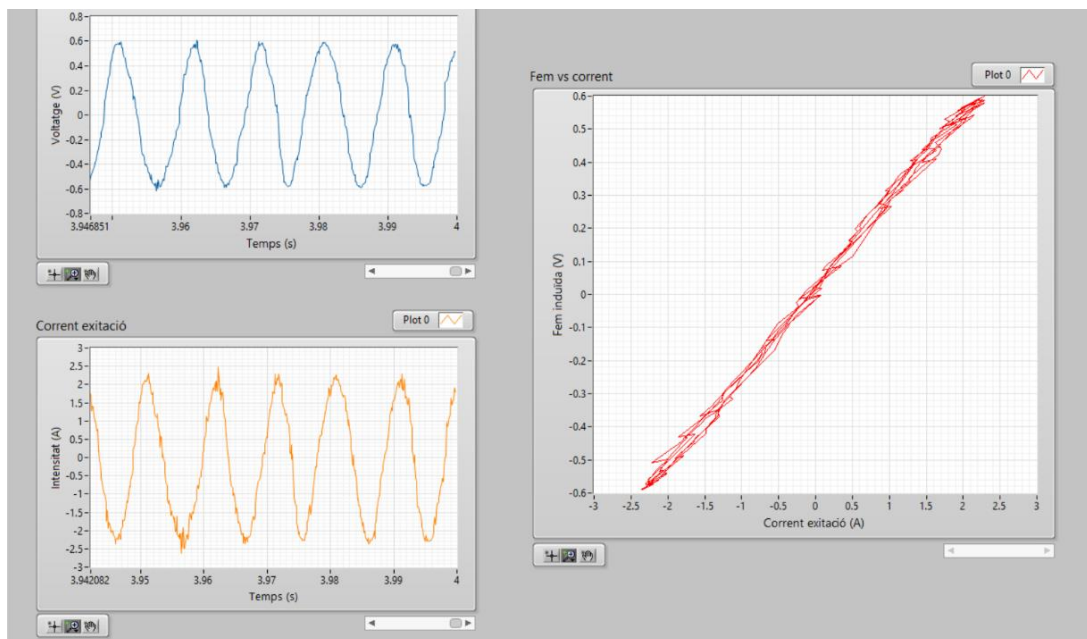


Figura 46 - Exemple de gràfiques amb les dades originals amb soroll.

Per solucionar aquest inconvenient la pantalla de Resultats també compta amb la casella "Aplica filtres digitals". Quan s'habilita, les dades mesurades passen per un filtre digital que conté LabVIEW i simula un filtre Butterworth d'ordre 1 i pas baix. D'aquesta manera, s'elimina el soroll, encara que petit. Les gràfiques s'obtenen més nítides i milloren el cicle d'histeresis en aquells casos que el soroll és significatiu.

La pantalla també disposa del botó Guardar per guardar totes les dades de corrent i fem induïda en un arxiu Excel. Si el filtre digital està activat, es guarden les dades després de ser tractades pel filtre, si està desactivat, es guarden les dades originals tal com s'han adquirit.

La programació de l'aplicació funciona en dues fases. La primera fase és quan l'equip està aturat sense realitzar cap mesura, l'usuari pot configurar els paràmetres del panell de Control, i en el panell de Resultats es mostren les gràfiques de la mesura anterior, es pot aplicar el filtre i guardar les dades. El diagrama de flux d'aquesta fase és la Figura 47.

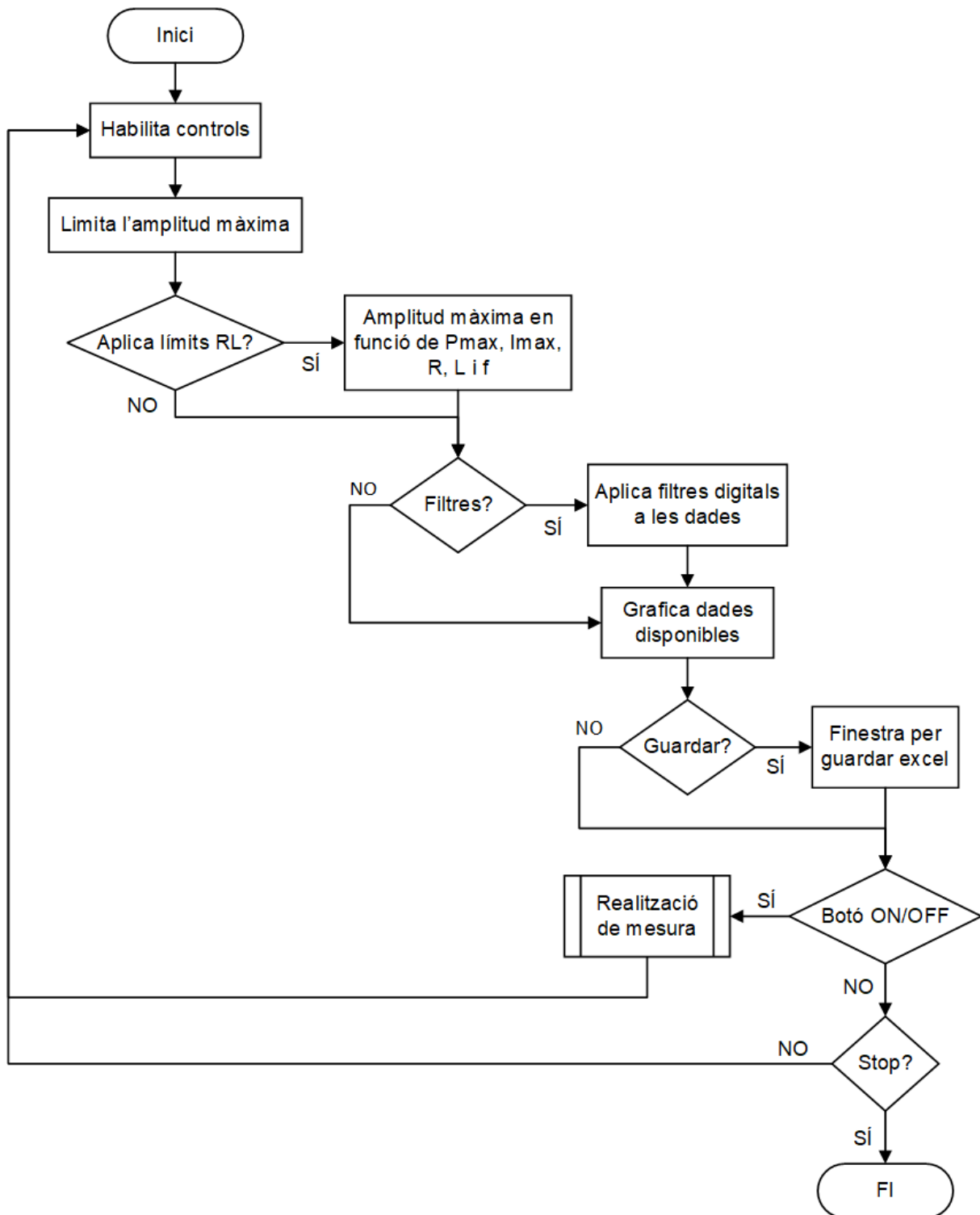


Figura 47 - Diagrama de flux de l'aplicació d'usuari amb l'equip aturat.

La segona fase de la programació de l'aplicació s'inicia quan es prem el botó ON/OFF i llavors comença el procés de mesura. El diagrama de flux és la Figura 48.

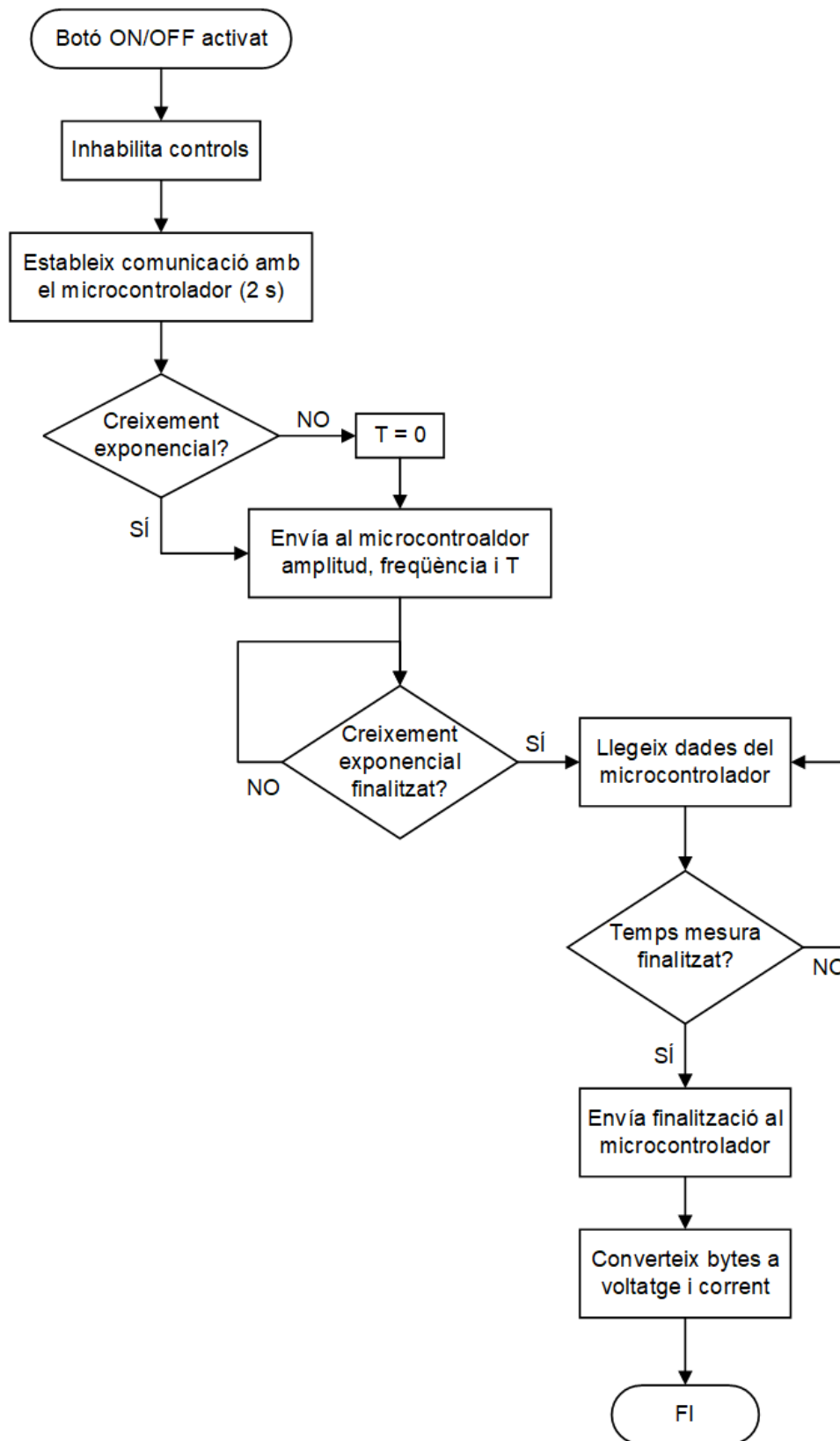


Figura 48 - Diagrama de flux del procés de mesura de l'aplicació d'usuari.

Quan s'inicia el procés de mesura, l'aplicació primer s'estableix la comunicació entre LabVIEW i el microcontrolador, seguidament, envia al micro les dades de freqüència, amplitud i la

constant de temps T del creixement exponencial. L'aplicació s'espera a què el microcontrolador l'avisí que el creixement exponencial ja ha finalitzat, i llavors es posa a llegir les dades que li envia i les guarda en una variable interna. Quan ha finalitzat el temps de mesura, l'aplicació deixa de llegir i envia al microcontrolador l'ordre per a què aturi el procés. Finalment, les dades cal tractar-les.

En cada enviament que fa el microcontrolador, l'aplicació rep 4 bytes; els dos primers corresponen a la mesura que ha fet l'ADC del sensor de corrent i els dos últims bytes són la mesura de la fem induïda. Cada parell de bytes s'han d'unir en una paraula de 16 bits i interpretar-la com un número en complement a 2. Aquest número s'ha de transformar al voltatge que ha llegit l'ADC en els seus canals d'entrada i es fa amb l'(Eq. 39).

$$V_{CH} = \frac{DATA \cdot V_{REF}}{2^{15} \cdot 1,5 \cdot G} \quad (\text{Eq. 39})$$

V_{CH} és el voltatge del canal d'entrada de l'ADC MCP3911, en V. DATA és el número, en base 10 i amb el signe corresponent, que envia l'ADC. V_{REF} és el voltatge de referència intern de l'ADC, típicament 1,2 V. G és el guany intern del canal d'entrada, que val 1 per a aquest projecte.

Per al cas de les dades de corrent, el voltatge que es llegeix del sensor s'ha de passar a amperes a partir de la sensibilitat del sensor (Eq. 40).

$$I = V_{CH} \cdot \frac{6 \text{ A}}{0,625 \text{ V}} \quad (\text{Eq. 40})$$

Si la fem induïda es vol convertir a camp magnètic B , s'utilitza la fórmula de l'(Eq. 6). Si el corrent es vol transformar a la intensitat magnètica H , es pot emprar l'(Eq. 34) per a una bobina cilíndrica. L'aplicació d'usuari no fa aquestes transformacions perquè les equacions poden variar en funció del tipus i de la configuració de bobines emprades. Per exemple, a l'annex E. ALTERNATIVES PER A LA BOBINA D'EXCITACIÓ es mostren altres bobines d'excitació que es poden utilitzar i tenen altres fórmules per calcular el seu camp magnètic i la seva intensitat magnètica. A més a més, per saber la fem real a la bobina d'exploració, també cal tenir en compte el guany que aplica l'amplificador diferencial.

8.2. Firmware del microcontrolador

El firmware del microcontrolador té la funció d'establir la comunicació entre el microcontrolador i l'aplicació d'usuari, transmetre i rebre les dades, així com controlar els tres dispositius digitals que governen el procés de mesura: el DDS AD9834, el DAC AD5660 i l'ADC MCP3911. Tota la programació s'ha fet aprofitant l'IDE Arduino i amb el seu llenguatge propi ja que el microcontrolador ATMEGA328P-PU és totalment compatible. La Figura 49 mostra l'arquitectura i els blocs principals que conformen el firmware.

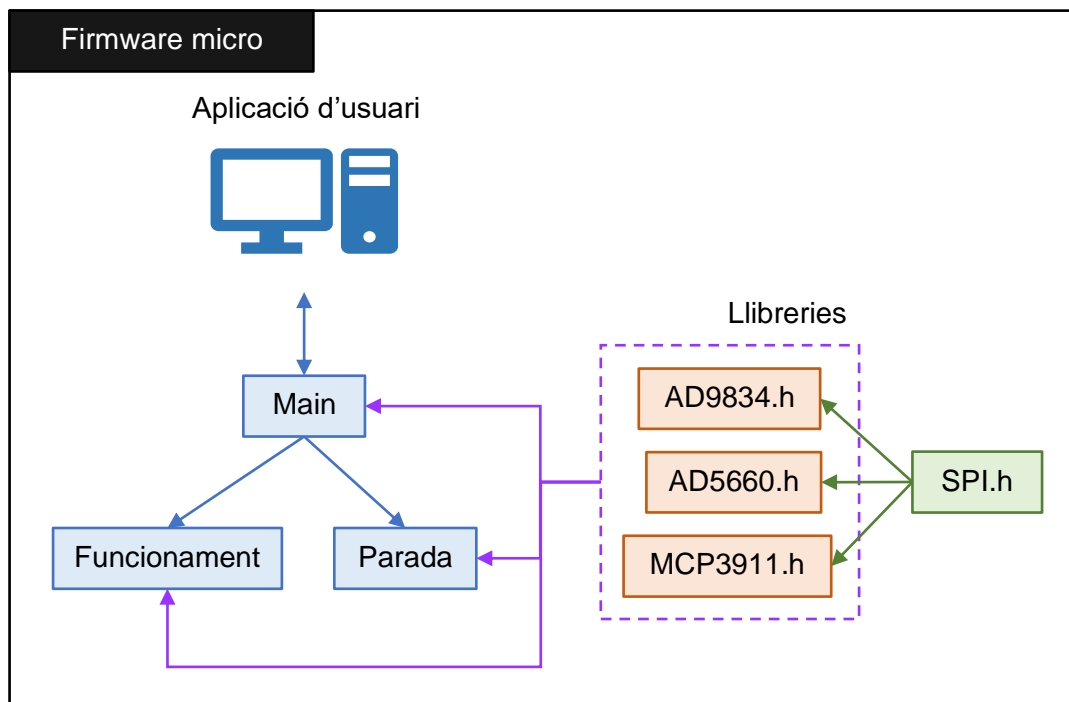


Figura 49 - Arquitectura i estructura principal del firmware del microcontrolador.

En color taronja es troben tres llibreries pròpies que s'han desenvolupat en aquests projecte per controlar els tres dispositius AD9834, AD5660 i MCP3911, contenen les característiques i les necessitats específiques que necessita l'equip de mesura de cicles d'histèresi. S'expliquen més endavant. La comunicació entre el microcontrolador i aquests tres xips es fa pel protocol SPI, així que, en color verd, s'incorpora la llibreria que empra Arduino per gestionar aquest estàndard de comunicació.

En color blau es troben els blocs de codi que conformen els tres estats en què es pot trobar en funcionament el firmware. El primer bloc és el Main i és el que s'executa cada cop que s'engega l'equip (o es fa un reset en el microcontrolador). El diagrama de flux del bloc Main és la Figura 50.

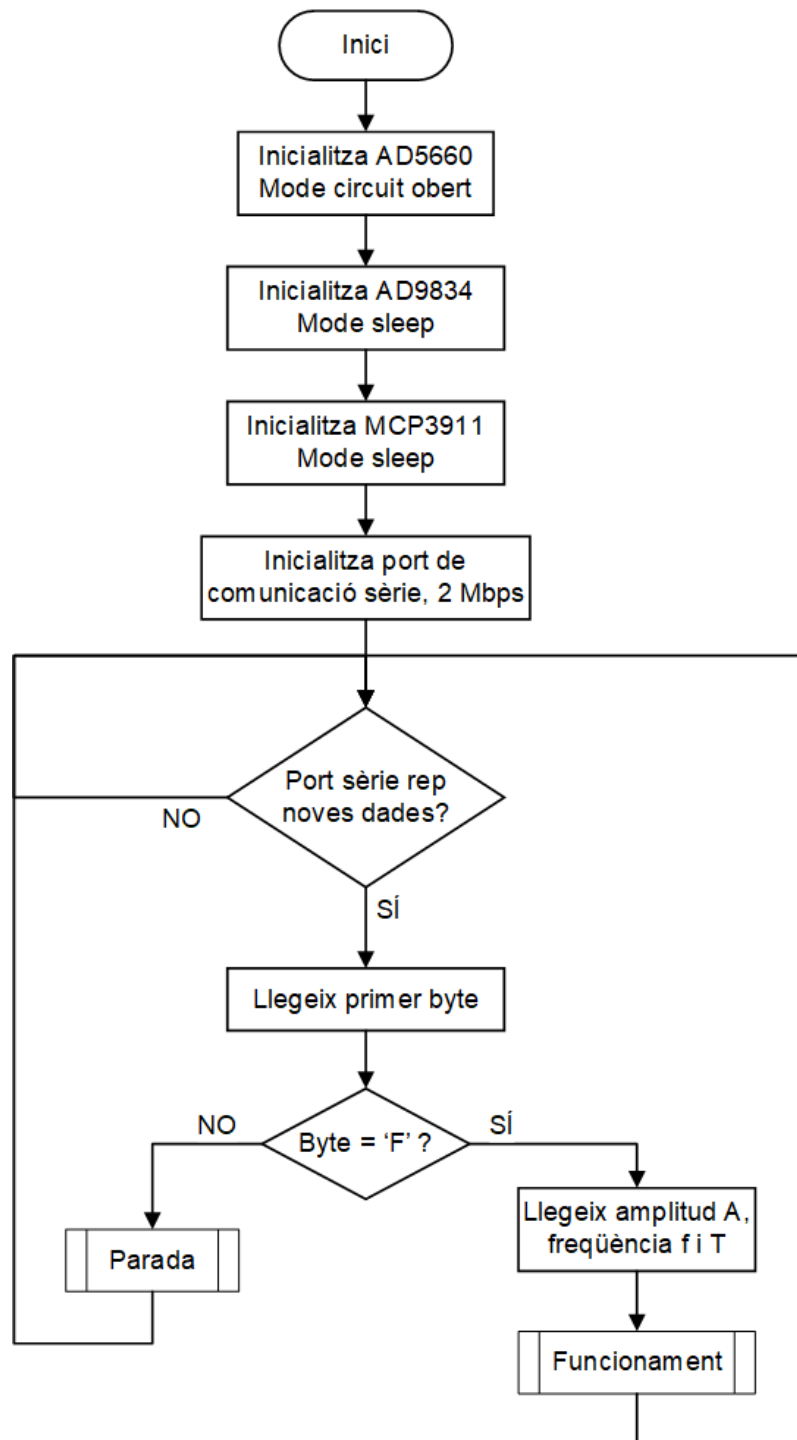


Figura 50 - Diagrama de flux bloc Main del firmware del microcontrolador.

Aquest diagrama, primerament, crida a les corresponents llibreries dels tres xips per inicialitzar-los amb la configuració necessària per al disseny d'aquest equip. També inicialitza el port sèrie per comunicar-se amb l'ordinador (via USB), a una velocitat de 2 Mbps, que és el màxim que tolera el microcontrolador treballant a 16 MHz. El DAC AD5660 es deixa la seva sortida en circuit obert, d'aquesta manera s'aconsegueix que l'amplitud de l'AD9834 sigui 0 i no generi cap senyal sinusoidal no desitjat. De totes maneres, l'AD9834 i el MCP3911 es

posen en mode sleep, i no operen amb normalitat, sinó que es troben un estat de repòs i menys consum.

El programa Main entra en un bucle ad infinitum en què espera a què l'aplicació d'usuari li envii noves dades. Quan les rep llegeix el primer byte. Si el byte correspon al caràcter 'F' en codi ASCII, seguidament llegeix els següents bytes que corresponen a l'amplitud del senyal, a la freqüència i a la constant de temps T del creixement exponencial, i ja s'executa el bloc Funcionament per fer el procés de mesura. Si el primer byte rebut és qualsevol altre cosa que no sigui 'F' en ASCII, doncs s'executa el bloc Parada, per deixar l'equip en estat d'aturada i repòs.

El bloc Funcionament és el que fa funcionar tot l'equip per realitzar la mesura del cicle d'histeresis. El diagrama de flux és la Figura 51.

Primerament, s'activa l'AD9834 per a què contínuament emeti el senyal sinusoidal a la seva sortida i a la freqüència f que ha enviat l'aplicació d'usuari. Seguidament, es llegeix el voltatge de referència, V_{REF} , de l'AD9834 i la tensió de sortida del DAC AD5660 es computa com $V_{DAC}=V_{REF}-A$, on A és l'amplitud que ha enviat l'aplicació d'usuari. Aquest voltatge del DAC permetrà que es generi l'amplitud desitjada a la sortida de l'etapa de potència. T és la constant de temps que ha enviat l'aplicació d'usuari per al creixement exponencial de l'amplitud, si el seu valor és major que 0, s'activa el creixement exponencial i dura $7T$ fins que s'assoleix l'amplitud desitjada. Aquesta funció està programada en la llibreria de l'AD5660. Si T és igual a 0, vol dir que no hi ha cap creixement exponencial i directament s'activa l'AD5660 amb la tensió adequada per obtenir l'amplitud desitjada a la sortida, sense creixement. També s'activa l'ADC MCP3911 per a què surti del mode sleep i comenci a funcionar.

Quan s'envia el caràcter 'L', en ASCII, pel port sèrie, serveix per indicar a l'aplicació d'usuari que s'ha acabat el creixement exponencial i que ja pot llegir les dades que vagi rebent. En aquest punt, el microcontrolador comença a llegir les dades mesurades pel MCP3911 i les va enviant pel port sèrie. Aquesta és una funció dins de la llibreria del xip que s'executa en bucle. Quan el port sèrie rep noves dades (que envia l'aplicació d'usuari), es trenca el bucle, es deixa d'enviar les mesures, s'acaba l'execució del bloc Funcionament i es torna al bloc Main. L'aplicació d'usuari, un cop ha finalitzat el temps de mesura, envia una 'P' al microcontrolador per aturar el bloc Funcionament i fer que el bloc Main redirigeixi l'execució cap al bloc Parada.

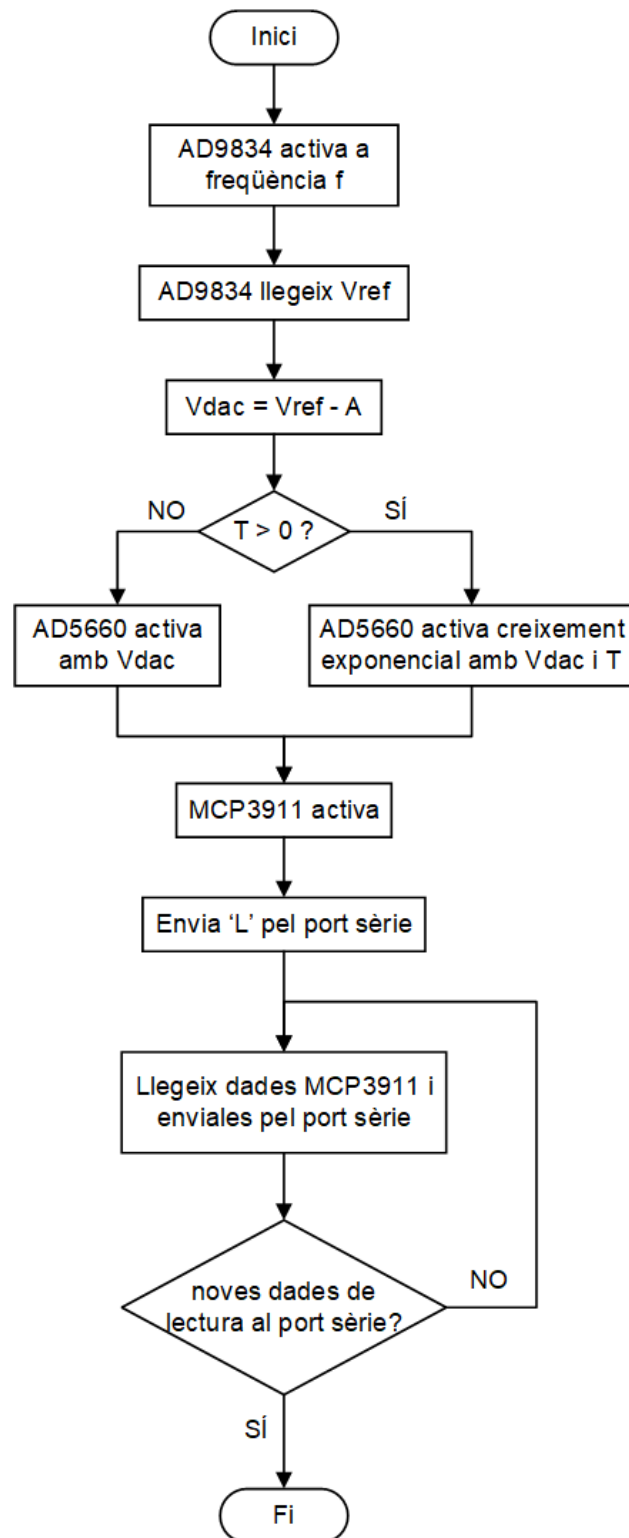


Figura 51 - Diagrama de flux del bloc Funcionament del firmware del microcontrolador.

Finalment, quan s'atura el bloc Funcionament, s'executa el bloc Parada. Aquest bloc té la funció tornar els dispositius i tot l'equip a l'estat d'aturada. Simplement, del DAC AD5660 es deixa la seva sortida en circuit obert per a què l'AD9834 no pugui generar cap senyal de

sortida, i l'AD9834 i el MCP3911 es posen en mode sleep per a què estiguin en repòs. Per acabar, es torna al bloc Main. El diagrama de flux és la Figura 52.

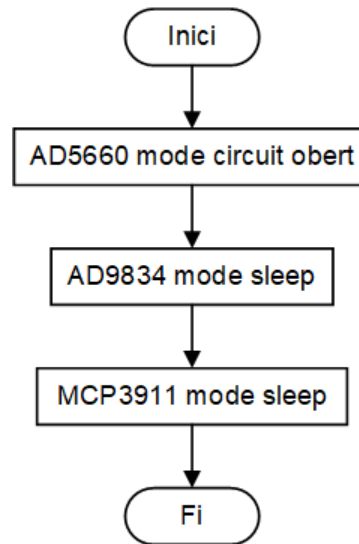


Figura 52 - Diagrama de flux del bloc Parada del firmware del microcontrolador.

Per programar els xips AD9834, AD5660 i MCP3911 compten amb una interfície de comunicació sèrie compatible amb el protocol SPI. El microcontrolador és el mestre que governa la comunicació i els xips són els esclaus. S'utilitzen quatre pins que de forma general s'anomenen: SS, SCLK, MOSI i MISO.

El pin SS (Slave Select) habilita o inhabilita la comunicació amb l'esclau; les dades només es transfereixen quan aquest pin es troba a nivell baix (0). SCLK envia un senyal de rellotge del mestre a l'esclau, per sincronitzar la comunicació de dades. Es selecciona una freqüència de 8 MHz que és el màxim que permet el microcontrolador. MOSI (Master Out, Slave In) envia les dades des del mestre fins a l'esclau; comença pel MSB i acaba amb el LSB. MISO (Master In, Slave Out) és per enviar dades des de l'esclau cap al mestre. Quan no es vol enviar més dades, SCLK ha d'estar a nivell alt. La Figura 53 mostra les gràfiques dels senyals i la relació que tenen.

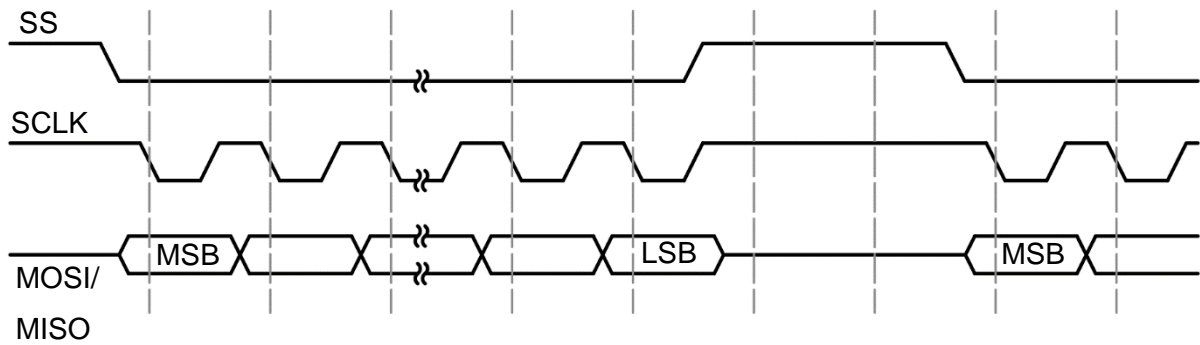


Figura 53 - Senyals de la comunicació SPI.

8.2.1. Programació i llibreria de l'AD9834

El xip AD9834 es programa amb tres pins: FSYNC (SS), SCLK i SDATA (MOSI). En cada escriptura s'envia una paraula de 16 bits. La programació completa es fa escrivint les dades sobre tres registres: CONTROL REGISTER, FREQ0, PHASE0.

El CONTROL REGISTER conté una paraula de 16 bits, que configura el funcionament i l'operació del xip. És la primera paraula que s'envia al circuit integrat pel pin SDATA. La seva estructura és la Taula 6.

B15	B14	B13	B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
0	0	1	0	0	0	0	0/1	0/1	0/1	0	0	0	0	0	0

Taula 6 - Estructura del CONTROL REGISTER.

L'explicació de cada bit l'ofereix la Taula 7 i la Taula 8.

Bit	Nom	Descripció
B15	-	Han d'estar a 0 per informar a l'AD9834 que s'escriu en el CONTROL REGISTER.
B14	-	
B13	B28	1 per informar que es carregarà el registre de freqüència amb dues paraules consecutives de 16 bits.
B12	HLB	No s'utilitza en el projecte, es deixa a 0.
B11	FSEL	0 per utilitzar el registre de freqüència FREQ0.
B10	PSEL	0 per utilitzar el registre de fase PHASE0.

Taula 7 - Explicació dels valors de cada bit del CONTROL REGISTER.

Bit	Nom	Descripció
B9	PIN/SW	0 per informar que es controla el funcionament del xip a través dels propis bits del CONTROL REGISTER, i no a través dels pins del xip.
B8	RESET	Un 1 implica que el DAC es força a una sortida igual a la meitat del fons d'escala, un 0 inhabilita el RESET.
B7	SLEEP1	Un 1 equival a que s'inhabilita el MCLK i el DAC es manté en l'últim valor mostrejat. Un 0 habilita el MCLK.
B6	SLEEP12	Un 1 apaga el DAC i la seva sortida és igual al MSB. Un 0 fa que DAC funcioni amb normalitat.
B5	OPBITEN	0, SIGN BIT OUT pin no s'habilita. Estat d'alta impedància.
B4	SIGN/PIB	No s'utilitza en el projecte; 0.
B3	DIV2	No s'utilitza en el projecte; 0.
B2	Reserved	Bit reservat, sempre ha d'estar a 0.
B1	MODE	Un 0 per indicar que s'utilitza la memòria SIN ROM.
B0	Reserved	Bit reservat, sempre ha d'estar a 0.

Taula 8 - Explicació dels valors de cada bit del CONTROL REGISTER.

Quan s'encén l'AD9834, primer de tot s'ha d'activar a nivell alt el bit/pin RESET, que manté la sortida del DAC a la meitat del fons d'escala. Durant la inicialització, els registres FREQ0 i PHASE0 contenen dades invàlides que donen lloc a valors de sortida incerts. El DAC es força a un valor conegut fins que es configuren els registres de freqüència i de fase. Llavors, ja es pot posar RESET a 0 per generar la sortida desitjada.

Un cop configurat el CONTROL REGISTER, s'escriu FREQ0, que és un registre que conté 28 bits i defineix la freqüència de sortida com una fracció de la freqüència MCLK (Eq. 9). Pel pin SDATA, s'envien dues paraules seguides de 16 bits cada una, tal com mostra la Taula 9. La primera paraula conté els 14 LSBs, i la segona paraula conté els 14 MSBs. Els bits B15 i B14, amb els valors 0 i 1 respectivament, contenen la direcció del registre FREQ0.

Paraula	B15	B14	B13	...	B0
1	0	1	b13	...	LSB
2	0	1	MSB	...	b14

Taula 9 - Escripció del registre FREQ0 en dues paraules de 16 bits.

En tercer lloc s'escriu el PHASE0, que és el registre de 12 bits amb la informació de la fase inicial de l'ona com una fracció dels 2π rad (Eq. 10). S'escriu amb una sola paraula de 16 bits pel pin SDATA. B15 i B14 sempre són 11 per indicar que s'escriu sobre els registres de fase.

B13 es posa a 0 per seleccionar concretament el registre PHASE0. B12 té un valor indiferent (0, per exemple). De B11 a B0 hi ha el codi del registre.

B15	B14	B13	B12	B11	...	B0
1	1	0	0	MSB	...	LSB

Taula 10 - Escripura del registre PHASE0 en una paraula de 16 bits.

La llibreria creada per a l'AD9834 conté funcions per activar el xip a la freqüència desitjada, per deixar-lo en el mode sleep, i a més a més, una funció per llegir el voltatge de referència utilitzant l'ADC propi del microcontrolador.

8.2.2. Programació i llibreria del DAC AD5660

El DAC AD5660 té tres pins de comunicació SPI: el SCLK, el pin SYNC, que equival al pin SS, i el DIN, que és el pin MOSI per rebre dades. La programació completa del xip es fa enviant una única paraula de 24 bits.

B23	...	B18	B17	B16	B15	...	B0
0	...	0	0/1	0/1	MSB	...	LSB

Taula 11 - Estructura de la paraula de 24 bits de l'AD5660.

Del bit B23 al B18 són insignificants i es deixen amb un valor de 0. B17 i B16 controlen el mode d'operació del DAC. De B15 a B0 hi ha els bits de dades per determinar el voltatge de sortida. Els modes d'operació utilitzats en els projecte són els de la Taula 12.

B17	B16	Mode d'operació
0	0	Funcionament normal
1	1	Sortida en tercer estat. Baix consum.

Taula 12 – Modes d'operació de l'AD5660 utilitzats en el projecte.

En el funcionament normal, el DAC genera un voltatge a la sortida per a cada codi binari d'entrada. En el funcionament en tercer estat, es desconnecta el pin de sortida V_{OUT} de tota la resta del circuit intern del DAC, quedant així en circuit obert. Aquest mode, conseqüentment, posa la sortida de l'AD9834 a 0 V. A més a més, en aquest mode també s'apaguen algunes

parts del DAC que no s'utilitzen i es redueix el consum, típicament passa de 550 μA en funcionament normal a 480 nA en el tercer estat.

La llibreria conté les funcions per deixar el DAC en circuit obert o assignar-li un voltatge concret, però també conté una funció específica per a aquest projecte que consisteix en realitzar el creixement exponencial de l'amplitud. L'objectiu de la funció és que l'amplitud de l'AD9834 i del senyal de potència segueixin la funció exponencial de l'(Eq. 27), i per això el DAC ha de fer l'operació inversa, és a dir, un decreixement exponencial com el de l'(Eq. 41).

$$V_{\text{DAC}}(t) = V_0 + (V_0 - V_f) \cdot (e^{-t/T} - 1) \quad (\text{Eq. 41})$$

V_{DAC} és el voltatge del DAC a cada instant de temps t . V_0 és el voltatge inicial, que correspon amb el voltatge de referència, V_{ref} , de l'AD9834 i fa que l'amplitud sigui 0. V_f és el voltatge final del DAC necessari per assolir l'amplitud desitjada. T és la constant de temps que l'aplicació d'usuari envia al microcontrolador. Per cada voltatge calculat, es transforma al codi binari corresponent segons l'(Eq. 15). La funció s'executa durant un temps equivalent a $7T$, llavors ja s'ha assolit l'amplitud final. De totes maneres, es pot aturar en qualsevol moment enviant qualsevol dada al microcontrolador pel port sèrie. La idea és que l'usuari pugui aturar el procés de mesura sempre que vulgui a través de l'aplicació d'usuari. El diagrama de flux d'aquesta funció és el da la Figura 54.

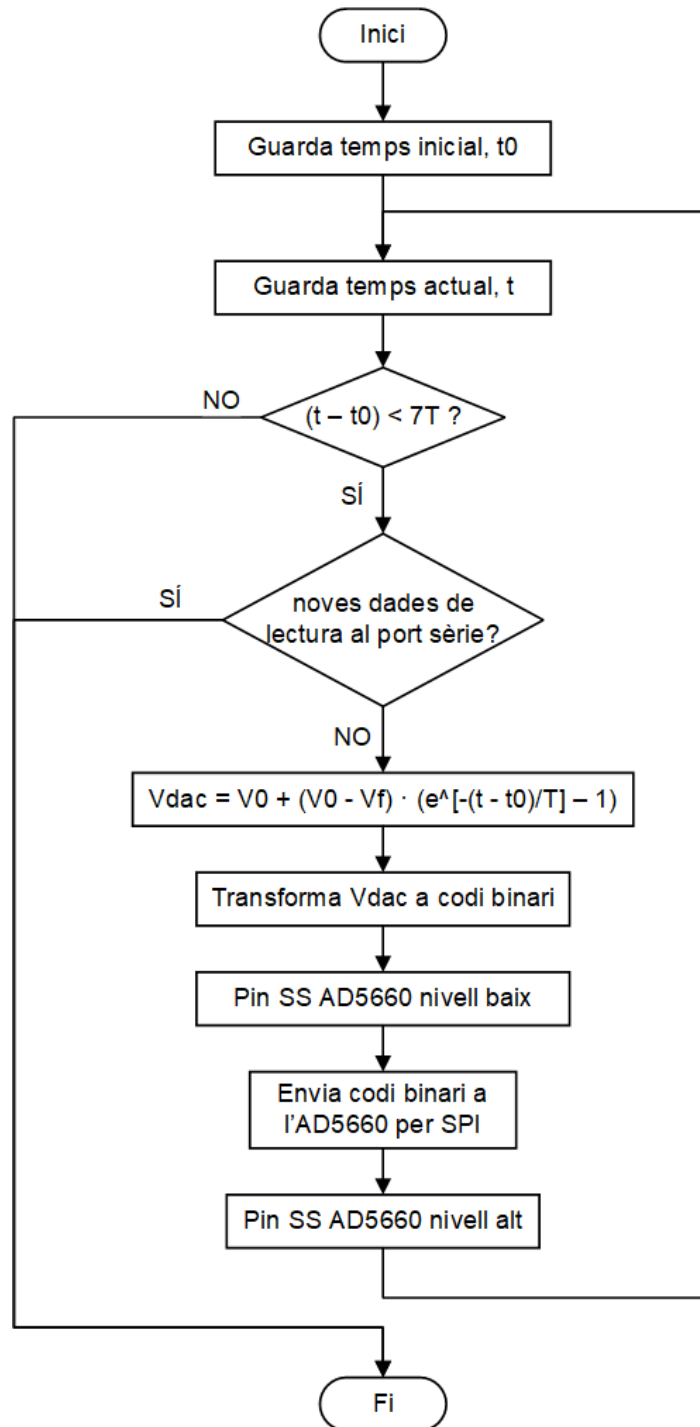


Figura 54 - Diagrama de flux de la funció exponencial del DAC AD5660.

8.2.3. Programació i llibreria del MCP3911

El xip MCP3911 es programa amb quatre pins de comunicació SPI: SDI és el pin MOSI per rebre dades, SDO és el pin MISO per enviar dades, també compta amb el senyal de rellotge SCK i CS (el pin SS per seleccionar el xip). En aquest cas, la comunicació es fa a través de paraules de 8 bits, és a dir, byte per byte.

El primer byte que s'envia sempre que CS passa a nivell baix és el Control Byte.

B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	R/W
0	0	X	X	X	X	X	X

Taula 13 – Format del Control Byte del MCP3911.

B6 i B5 contenen l'adreça del xip, que sempre és 00. Entre B4 i B0 hi ha l'adreça del registre sobre el qual es vol escriure o llegir. El LSB és el $\overline{R/W}$, o sigui, 1 per llegir el registre i 0 per escriure en el registre.

El primer registre sobre el que s'escriu és CONFIG, el més important per configurar les diverses freqüències amb què treballa el MCP3911. Es forma per dos bytes de la següent manera:

Adreça: 01100								Adreça: 01101							
B15	B14	B13	B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
0	0	0	0	0	1	1	0	X	X	X	X	0	0	0	0

Taula 14 – Registre CONFIG del MCP3911.

B15 i B14 seleccionen la freqüència de la part analògica, AMCLK. Es posen a 0 per a què aquesta freqüència sigui igual a la freqüència del cristall oscil·lador de 16 MHz. Del B13 a B11 hi ha l'OSR (Over Sampling Ratio) per seleccionar el nombre de mostres a la sortida digital; per a 16 MHz i l'OSR = 000, s'aconsegueix el màxim de 125 ksps. Els bits B10 i B9 controlen un algoritme per millorar l'espectre freqüencial i el factor de distorsió THD. Amb el valor 11 s'activa amb les màximes capacitats. El B8 activa un algoritme per millorar l'error d'offset i el soroll dels ADCs. Quan pren el valor de 0, s'executa a baixa velocitat, el que és adequat per a guanys interns de valor 1.

Els bits B7 i B6 controlen el reset dels ADCs interns. Quan valen 11 s'habilita el reset; la sortida dels ADC es força a 0 i no hi ha impulsos en el pin DR. Aquest pas és el primer que cal fer quan s'inicia i es configura el MCP3911, per evitar que la sortida doni valors incorrectes. Es torna al funcionament normal canviant els bits a 00. Els bits B5 i B6 es posen a 11 per activar el mode shutdown o es posen a 00 per desactivar-lo. El bit B2 = 0 habilita el voltatge intern de referència de 1,2 V. Per últim, el bit B1 = 0 indica que s'utilitza un cristall oscil·lador entre els pins OSC1 i OSC2.

Un altre registre d'interès és STATUSCOM. Es forma per dos bytes de la següent manera:

Adreça: 01010								Adreça: 01011							
B15	B14	B13	B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0

Taula 15 – Registre STATUSCOM del MCP3911.

Els bits B15 i B14 és important que es deixin a 0, per a què internament es faci la conversió a digital sense problemes. El bit B12 ha de ser 1 per a què el pin DR es mantingui a nivell alt quan les dades no estan llestes. Quan si ho estan, fa un senyal impuls a nivell baix. Els bits B11 i B10 prenen el valor 00 per a què el senyal impuls de DR no es faci fins que els dos ADCs han convertit les dades correctament. B9 i B8 son bits de lectura que indiquen quan es troben les dades disponibles per llegir-les. Això també es fa a través dels polsos del pin DR, així que aquests dos bits s'ignoren. B7 i B6, amb valor 10, permeten que es puguin llegir els dos canals CH0 i CH1 de forma continua i repetitiva fins que s'atura la comunicació. Al seu torn, B5 = 1 permet que es pugui escriure sobre els diferents registres de configuració de forma continua, en una sola comunicació. B4 i B3 es deixen a 00 per a què les lectures es facin en format de 16 bits. B2 i B1 es posen a 0 per inhabilitar l'offset i el guany digital de la lectura.

Un dels registres que cal modificar és el GAIN, amb adreça 01001. El valor que cal escriure sempre serà el següent:

B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
1	1	0	0	0	0	0	0

Taula 16 – Registre GAIN del MCP3911.

B7 i B6 assignen el corrent amb què s'alimenten els ADC interns del MCP3911. El valor 11 és un multiplicador de x2 del corrent, i és necessari per poder treballar amb 16 MHz. La resta de bits indiquen el guany intern que s'aplica al senyal analògic d'entrada, tant per al canal CH1 com CH0. Es deixen a 0 per a què el guany es mantingui a 1, i un altre cop, és necessari aquest valor per funcionar amb 16 MHz.

Els registres CHANNEL 0 (CH0) i CHANNEL 1 (CH1) contenen la conversió més recent dels respectius ADCs. Cada registre es forma per 24 bits dividits en els bytes A, B i C.

	Adreça CH0	Adreça CH1								
Byte A	00000	00011	B23	B22	B21	B20	B19	B18	B17	B16
			X	X	X	X	X	X	X	X
Byte B	00001	00100	B15	B14	B13	B12	B11	B10	B9	B8
			X	X	X	X	X	X	X	X
Byte C	00010	00101	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
			X	X	X	X	X	X	X	X

Taula 17 – Registre CHANNEL N del MCP3911.

Per a la configuració escollida del MCP3911, les dades s'expressen en 16 bits en complement a 2, començant pel MSB. Així, el B23 és el bit de signe; 0 per a nombres positius i 1 per a nombres negatius. De B22 a B8 hi ha la mesura en 15 bits, i l'últim byte, de B7 a B0, no s'utilitza en el mode de 16 bits.

El procés per fer una lectura completa dels dos canals s'exemplifica a la Figura 55.

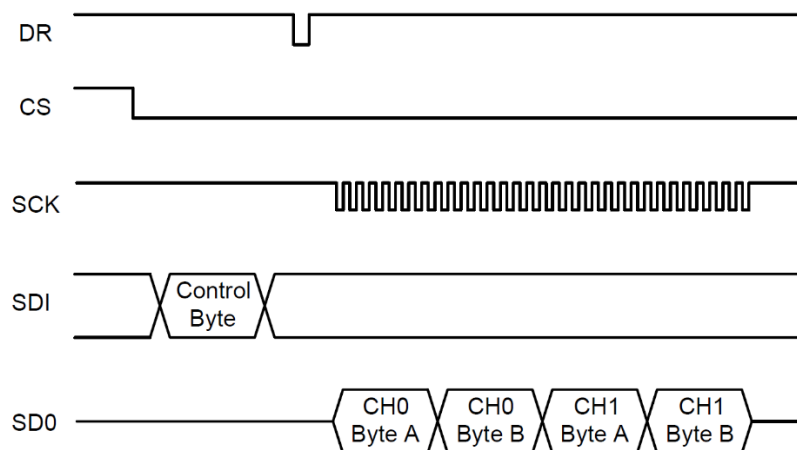


Figura 55 - Lectura de mesures del MCP3911.

La lectura s'inicialitza enviant pel pin MOSI (SDI) el Control Byte amb valor 00000001, això indica que es comença a llegir pel byte A del CH0. Quan el pin DR envia al microcontrolador un impuls a nivell baix, llavors els dos ADC ja han realitzat la conversió correctament i la mesures estan disponibles per llegir. El microcontrolador inicia la lectura de dades i automàticament el xip MCP3911 li va enviant els dos bytes del CH0 i els dos bytes del CH1. Quan la següent conversió s'hagi convertit a digital amb èxit, el pin DR torna a fer un impuls i es torna a produir aquest procés de lectura. S'ha configurat el xip per obtenir una conversió a

una velocitat de 125 kbps. Aquest procediment per fer la lectura, s'ha integrat com una funció dins de la llibreria del MCP3911. El diagrama de flux és la Figura 56.

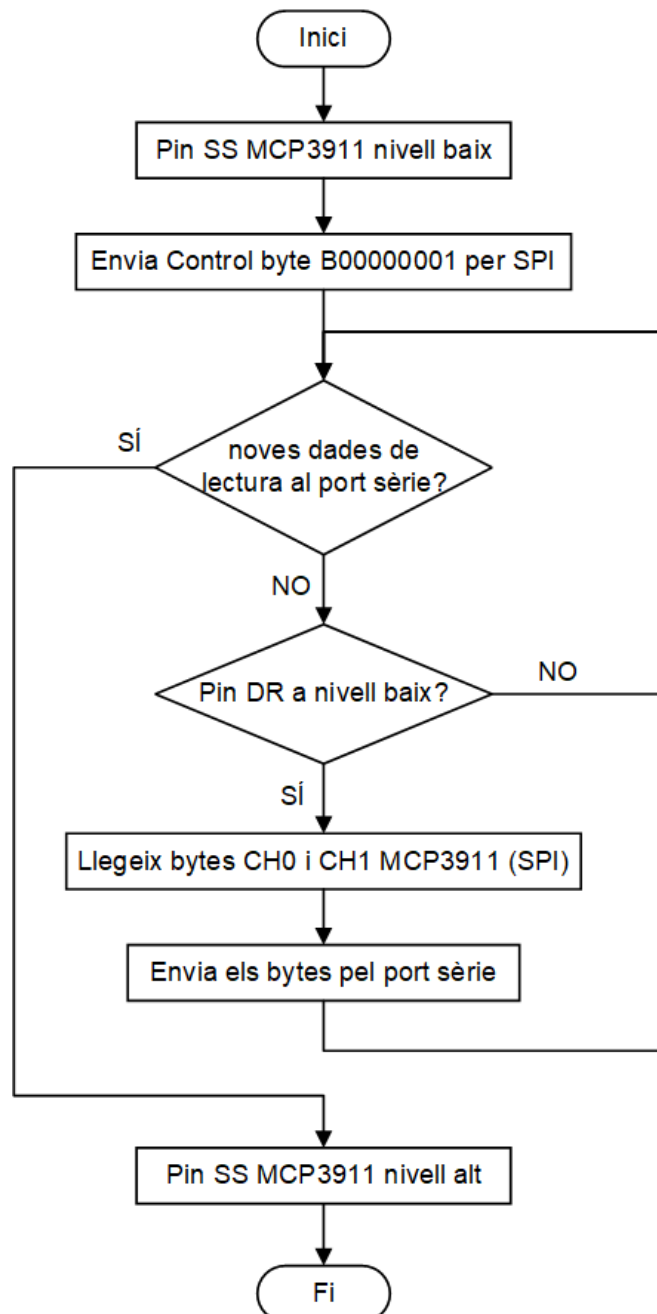


Figura 56 - Diagrama de flux de la lectura i l'enviament de les mesures.

La lectura i l'enviament de les mesures a l'aplicació d'usuari s'executa en bucle fins que el microcontrolador rep noves dades pel port sèrie. És l'aplicació d'usuari qui computa el temps que ha de durar la mesura. Quan ha transcorregut aquest temps, l'aplicació envia el caràcter 'P' en ASCII pel port sèrie, llavors el microcontrolador ho rep i deixa de llegir i enviar dades i l'equip passa a l'estat de Parada.

La llibreria també contempla altres funcions como posar el MCP3911 en mode sleep o activar-lo per a què surti d'aquest mode i funcioni amb normalitat.

9. MUNTATGE DE L'EQUIP, POSADA A PUNT I RESULTATS

El hardware de l'equip es forma per dos PCBs. La primera es la PCB de Control-Senyal-Adquisició, que conté les etapes de Control, de Generació de senyal i l'etapa d'Adquisició de dades. La segona PCB és l'etapa d'Amplificació de senyal. També requereix d'una bobina d'excitació, una bobina d'exploració amb compensadora i un circuit integrador.

9.1. PCB de Control-Senyal-Adquisició

La Figura 57 mostra un visió general de la PCB de Control-Senyal-Adquisició.

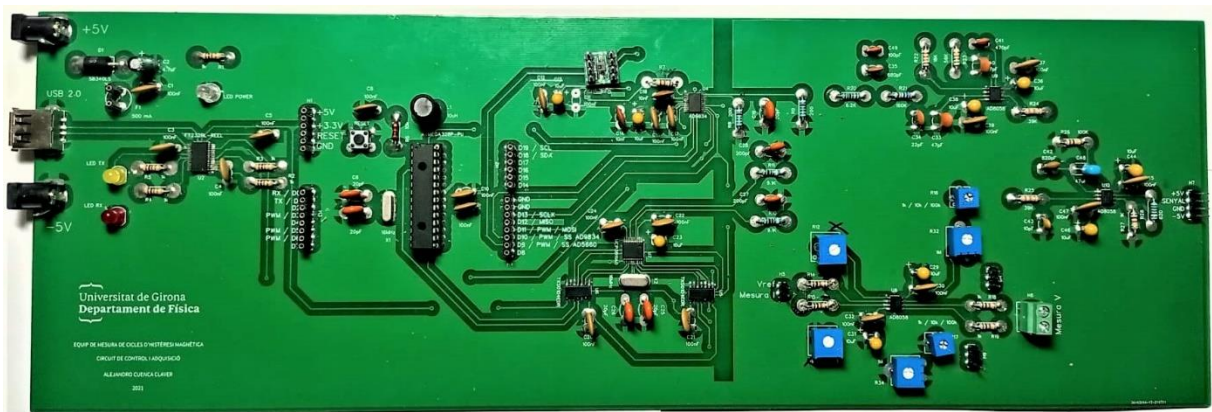


Figura 57 - PCB Control-Senyal-Adquisició.

L'etapa de control es mostra a la Figura 58. Aquesta etapa conté els dos connectors per a les alimentacions de +5V i -5V i un connector USB 2.0 femella per a la comunicació amb l'ordinador i amb l'aplicació d'usuari. També conté un LED per indicar que el microcontrolador té alimentació i està funcionant, i LEDs per indicar la comunicació del port sèrie (LED TX per l'enviament de dades i LED RX per a la recepció de dades). Addicionalment, hi ha connectors per accedir als diferents pins del microcontrolador així com un botó per fer un reset del programa.

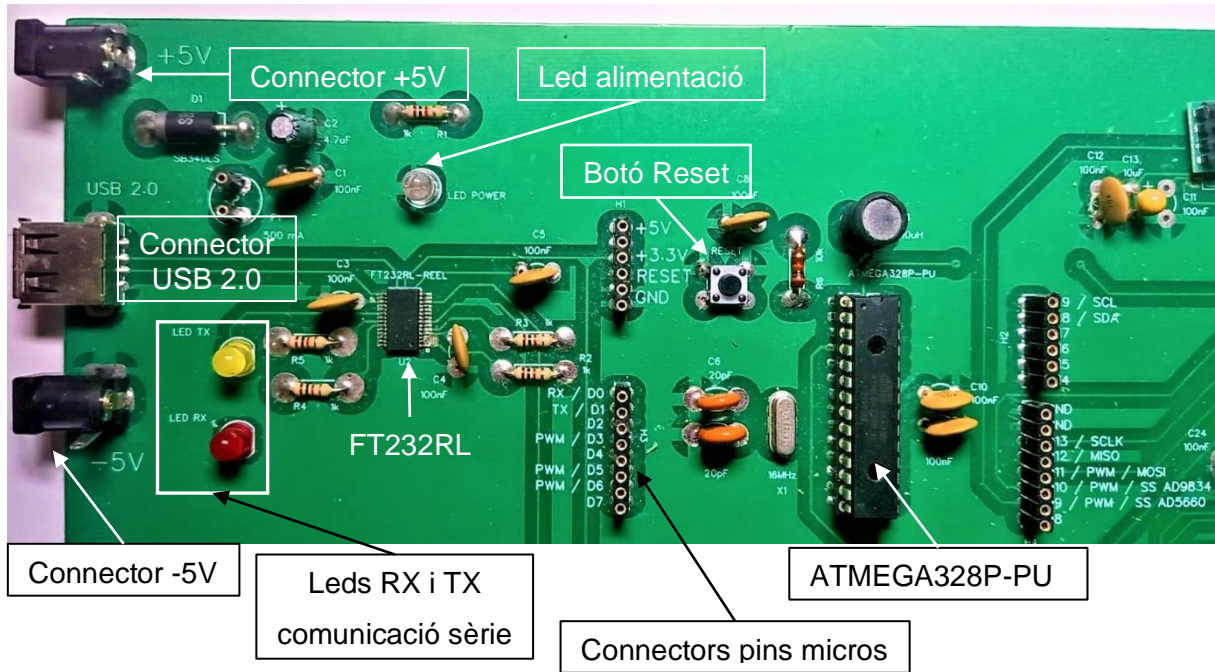


Figura 58 - Etapa de control en la PCB.

L'etapa de generació de senyal dins de la PCB es mostra a la Figura 59. Al final de l'etapa hi ha uns pins mascle que s'utilitzen per connectar-los a l'etapa d'amplificació. Aquest pins són les alimentacions de +5V, -5V i GND, i el senyal de sortida de l'etapa de generació de senyal, que és connecta a l'entrada de l'etapa d'amplificació.

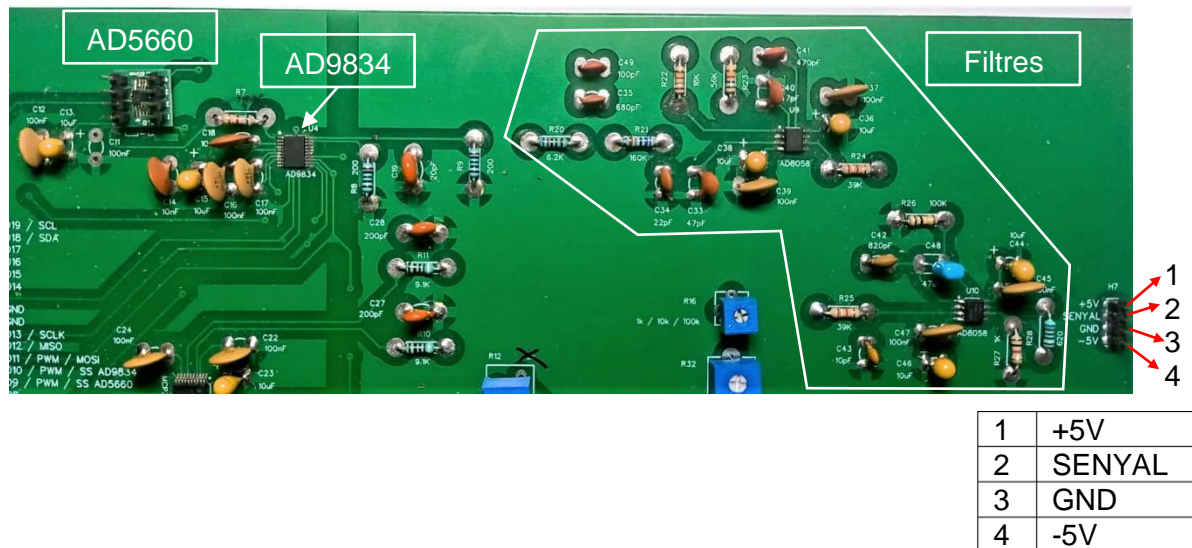


Figura 59 - Etapa de generació de senyal a la PCB.

A la Figura 60 es mostra l'etapa d'adquisició de dades. Els amplificadors diferencials tenen doble entrada. Per a la mesura del corrent, cal connectar a l'amplificador el pins Vout i Vref

del sensor CASR 6-NP. Per a la mesura de la fem induïda, cal connectar a l'amplificador els dos extrems de la diferència de potencial que es vol adquirir.

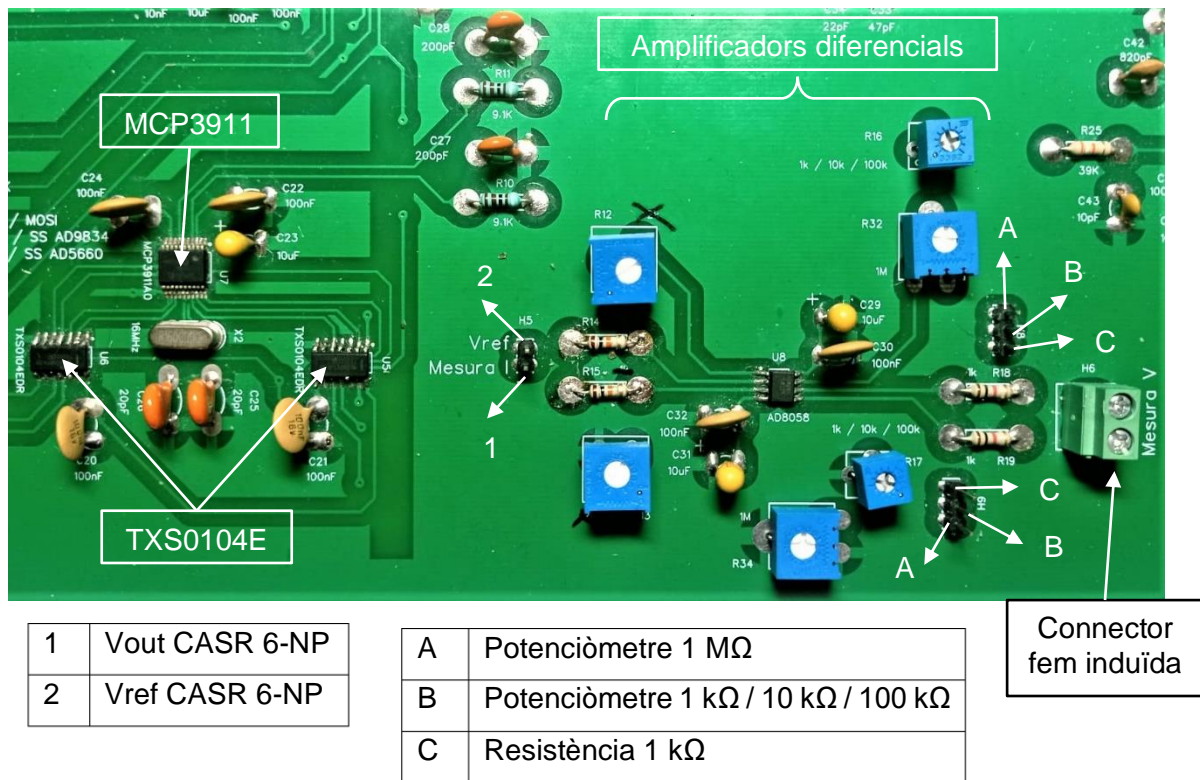


Figura 60 - Etapa Adquisició de dades a la PCB.

9.2. PCB d'Amplificació de potència

La segona PCB que constitueix l'equip correspon a l'etapa d'amplificació de potència (Figura 61). Com que aquesta PCB compta amb un aïllament optoelectrònic, necessita doble alimentació. Per una banda, de l'altra PCB ha de rebre +5V, -5V i GND. Per l'altra banda, s'ha de connectar la font de +Vs i de -Vs a la part de potència pròpiament dita. Es tolera fins a un voltatge màxim de ± 30 V, i no es recomana treballar per sota de ± 15 V. Es disposen de LEDs per indicar que aquestes alimentacions estan connectades i funcionen correctament. L'amplificador de potència OPA549 es situa en un extrem per poder acoblar-li el dissipador tèrmic. A aquesta PCB també cal proporcionar-li un senyal d'entrada, provinent de l'etapa de generació de senyal. A més a més, disposa dels connectors per accedir als pins Vref i Vout del sensor CASR 6-NP. Finalment, hi ha el connector de sortida que es connecta directament entre els dos extrems de la bobina d'excitació.

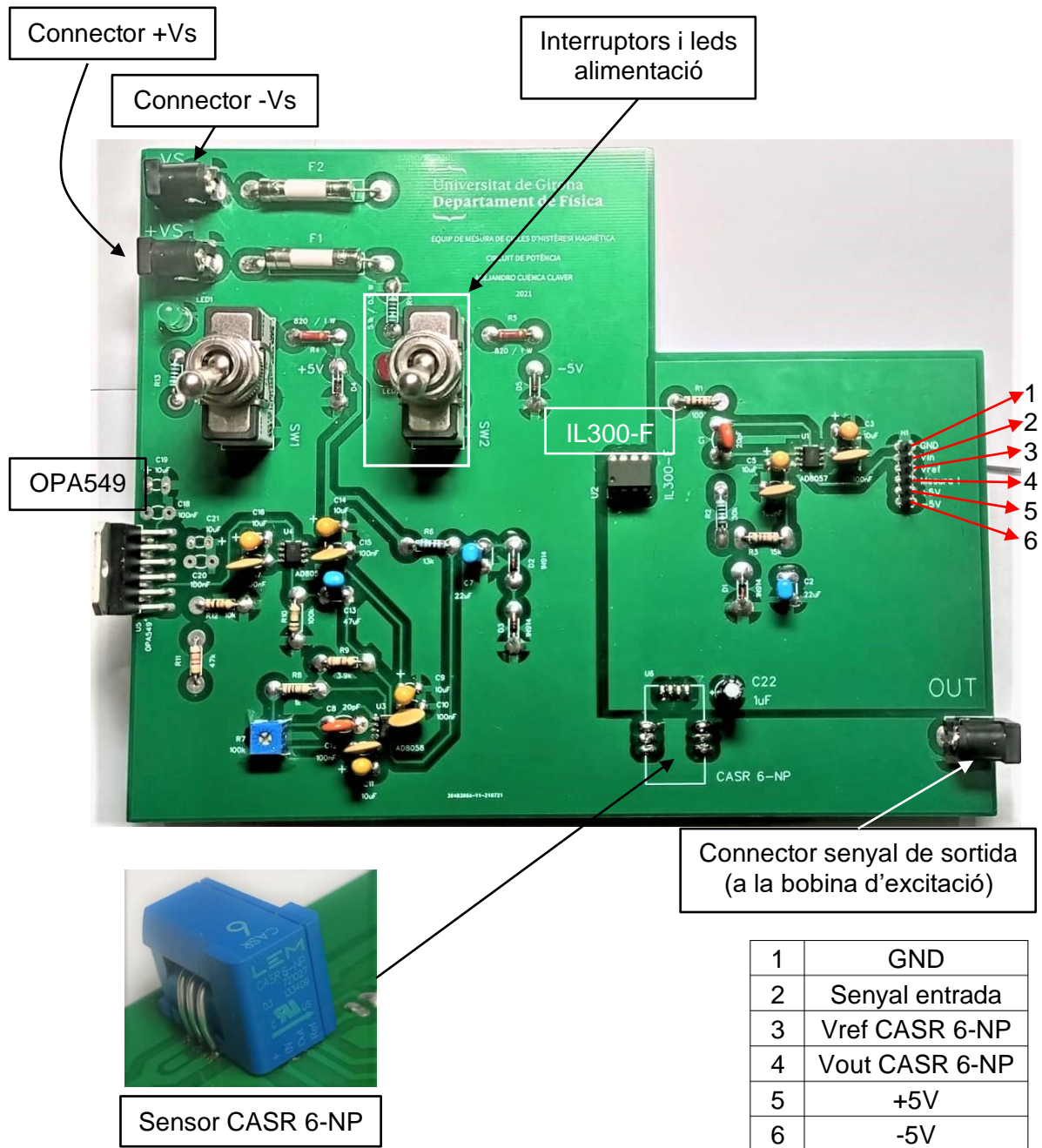


Figura 61 - PCB Etapa d'amplificació.

9.3. Bobina d'excitació, bobina d'exploració i circuit integrador

Com a bobina d'excitació s'ha confeccionat una bobina simple, cilíndrica (sobre un tub de PVC), de 5 cm de diàmetre i una longitud de 56,3 cm. S'ha emprat cable de coure esmaltat d'1,32 mm de diàmetre que pot suportar fins a 5 A en règim nominal. El número d'espores és de 410, la resistència s'ha mesurat en $0,9 \Omega$ i la inductància s'ha calculat amb l'(Eq. 35) i és de 0,737 mH. La Figura 62 mostra la planta i l'alçat de la bobina.



Figura 62 - Planta i alçat de la bobina d'excitació.

També s'ha simulat amb Matlab el camp magnètic al llarg de l'eix longitudinal i per a diferents corrents amb què es treballa. La gràfica resultant correspon a la Figura 63 (simulacions explicades a l'annex F. ESTUDI I SIMULACIÓ DEL CAMP MAGNÈTIC D'UNA BOBINA).

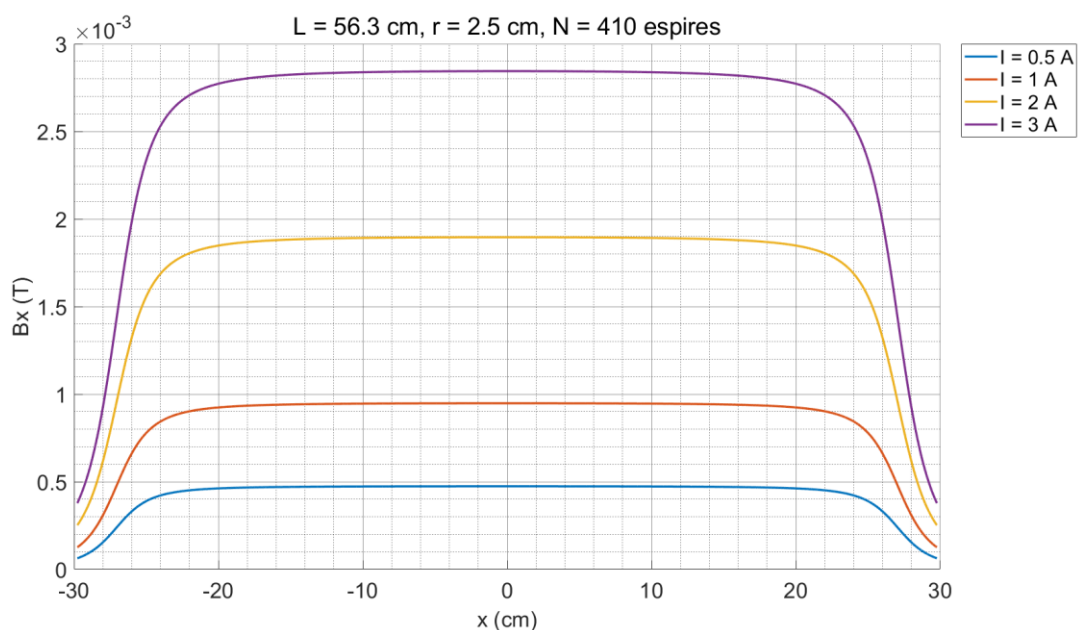


Figura 63 - Simulació del camp magnètic en l'eix longitudinal de la bobina d'excitació per a diferents corrents.

S'observa que el camp magnètic és constant en un rang de ± 15 cm respecte el centre de la bobina i el seu valor és de l'ordre de mil·liTeslas.

Per obtenir el camp magnètic de les mostres que es volen analitzar, sobre elles mateixes s'enrotlla un bobinat de coure esmaltat i així es conforma la bobina d'exploració. La Figura 64 mostra dos exemples d'aquestes bobines utilitzant diversos utensilis metàl·lics. Com més espires s'aconsegueixin enrotllar, major serà la fem induïda.

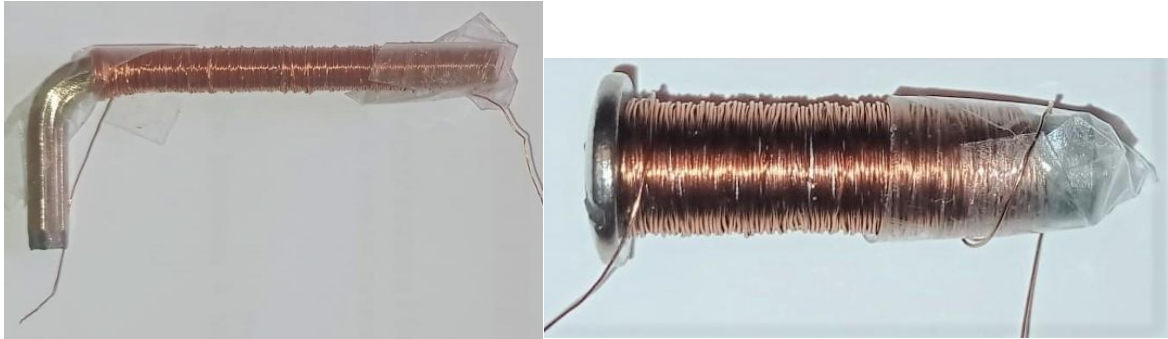


Figura 64 - Exemples de bobines d'exploració utilitzant diversos utensilis metàl·lics com a mostra.

També es volen analitzar tires fines i primes de diversos aliatges metàl·lics. Al ser mostres de dimensions petites, el camp magnètic i la fem induïda també són petits, i és necessari afegir una bobina compensadora que elimini l'efecte del propi camp d'excitació sobre la mesura, i només quedi la fem induïda deguda al camp magnètic del material. La Figura 65 mostra un exemple de les tires i les bobines. Es construeixen sobre peces de fusta com a suport que dona més consistència.

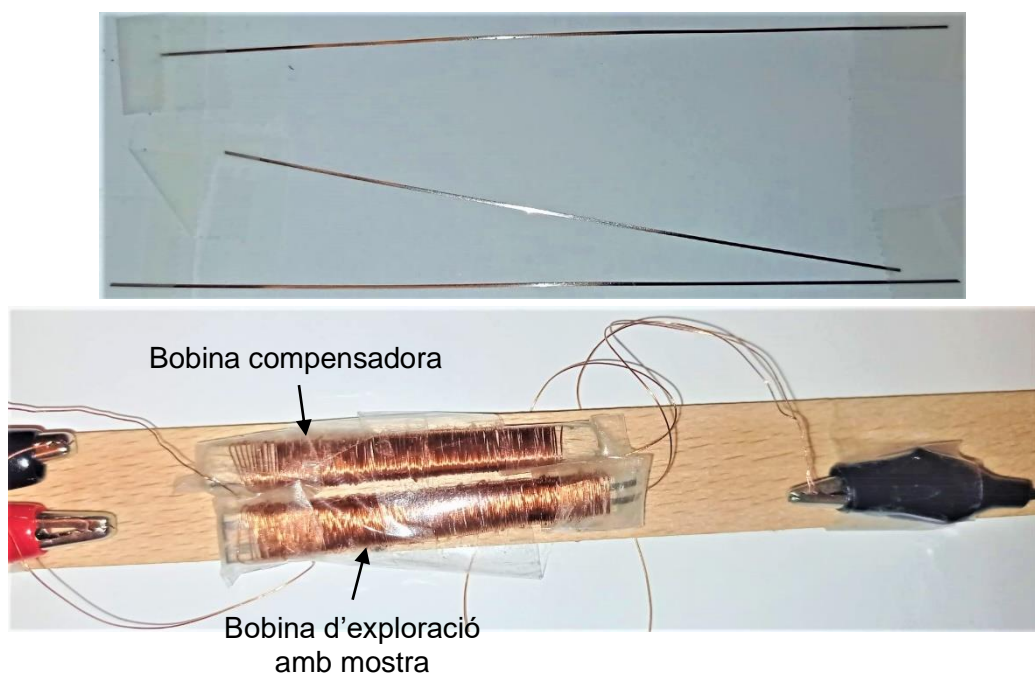


Figura 65 - Exemple de tires d'aliatges metàl·lics i bobines d'exploració i compensadora.

Aquestes bobines amb la mostra es col·loquen a l'interior de la bobina d'exploració, en el seu centre geomètric.

Com a integrador de la fem induïda, s'utilitza un circuit RC amb tres condensadors en paral·lel que formen una capacitat de $5,3 \mu\text{F}$. Es poden utilitzar diferents resistències R , i com més gran sigui el seu valor, l'integrador pot funcionar a freqüències més baixes, segons els que s'ha explicat a l'apartat 7.2. Integració de la fem induïda. En contra partida, com més gran és R , més petit és el corrent del circuit RC, i el voltatge del condensador, que es vol mesurar, també és més petit. Cal doncs buscar un compromís entre la freqüència mínima de mesura i l'amplitud del voltatge de mesura. La qüestió de l'amplitud també es pot intentar resoldre augmentant el guany de l'amplificador diferencial. Una altra solució seria utilitzar condensadors de major capacitat, això permetria treballar a freqüències més baixes i amb resistències de menor valor. Després d'algunes proves empíriques, s'ha determinat que una combinació útil és una resistència de l'ordre dels quilo-ohms amb el condensador de $5,3 \mu\text{F}$, i treballant a una freqüència mínima de 50 Hz.

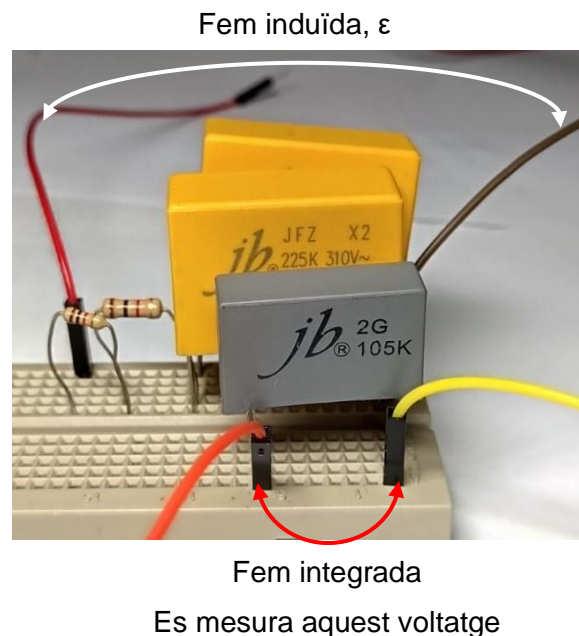


Figura 66 - Exemple de circuit RC per a la integració de la fem induïda.

A l'annex G. PROTOCOL D'ÚS DE L'EQUIP s'explica el procediment i els passos a seguir per utilitzar correctament l'equip i fer una mesura.

9.4. Resultats

Un cop realitzat tot el muntatge i les connexions de les diverses parts esmentades, es mesuren les corbes per a diferents elements.

La Figura 67 mostra el cicle d'histerèsi d'una clau Allen (hexagonal). S'observa un cicle d'histerèsi estret, típic dels materials tous.

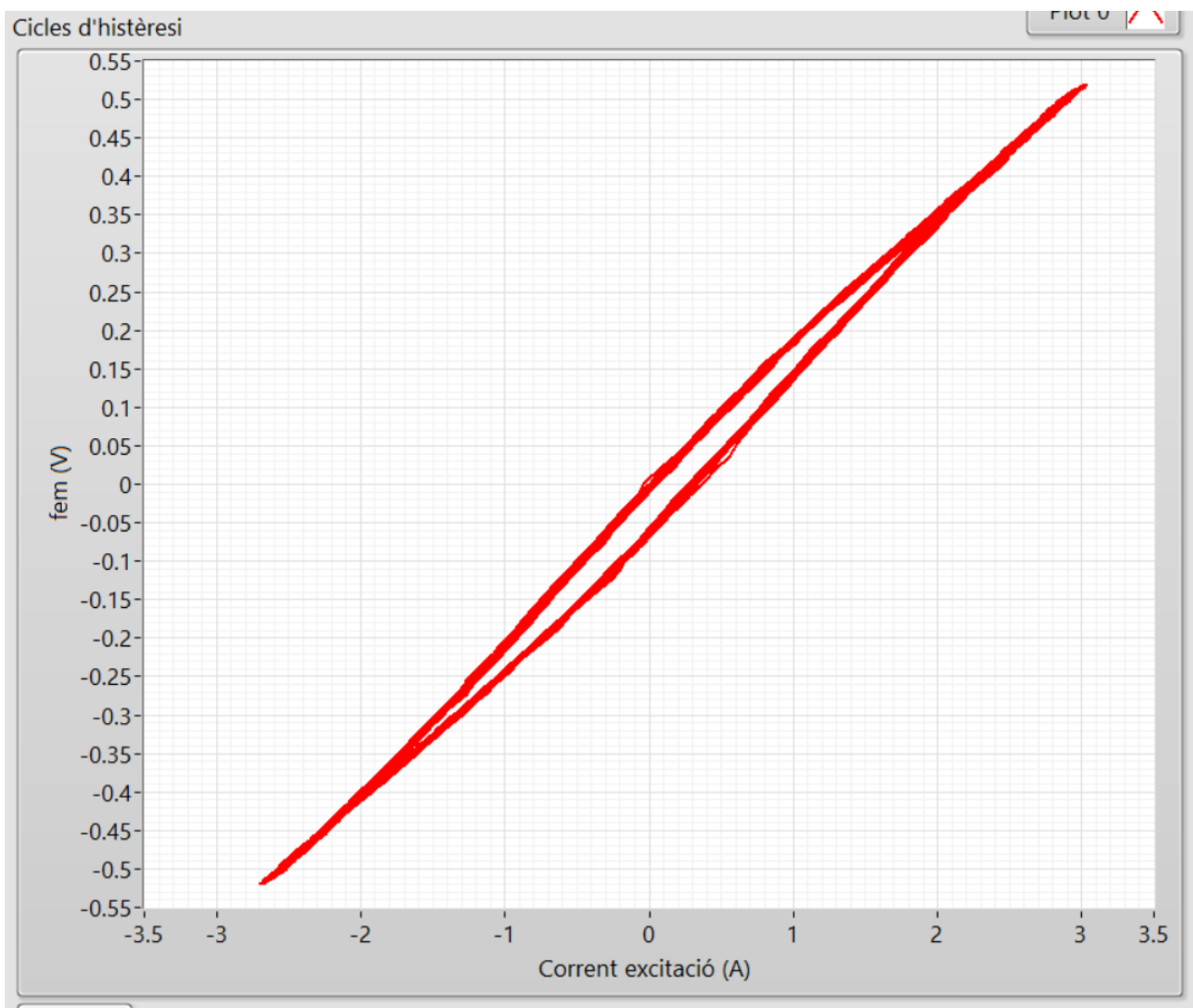


Figura 67 - Cicles d'histerèsi de clau Allen (mesura a 100 Hz).

La Figura 67 mostra el cicle d'histerèsi d'un cargol (d'un material que no s'ha pogut identificar). En aquest cas s'observa un material amb major àrea en el seu cicle. Amb uns nivells de corrent

similars a l'exemple anterior, aquesta mostra dona fems induïdes majors, el que indica una major imantació del material.

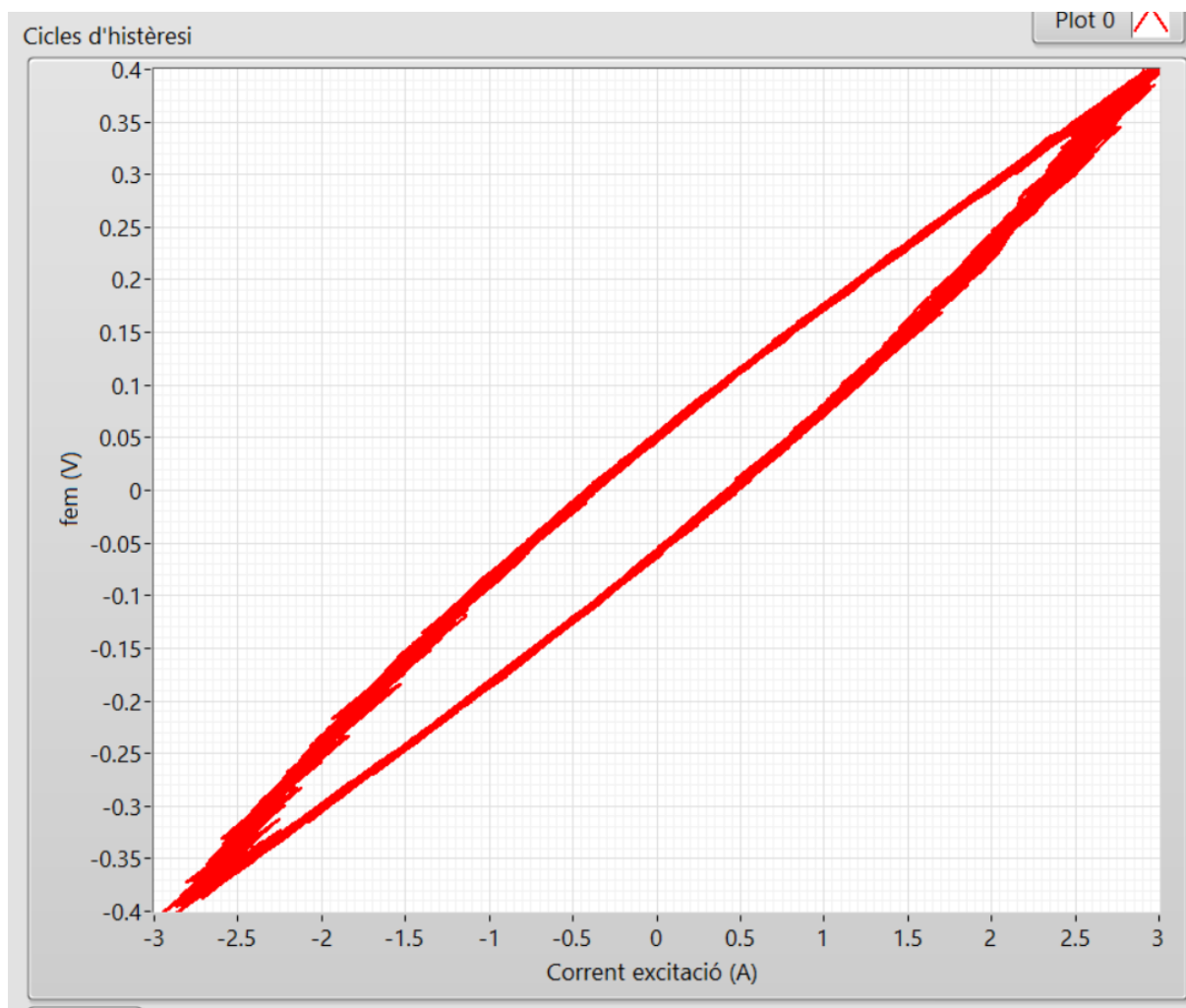


Figura 68 - Cicles d'histeresis cargol (mesura a 200 Hz).

La Figura 69 mostra el cicle d'una barra d'acer inoxidable. Es tracta d'un material ferromagnèticament més dur que els anteriors, és a dir, amb major àrea en el seu cicle (comparació a nivell qualitatiu, no quantitatiu). En aquest cas concret, les mesures del corrent d'excitació i de la fem induïda s'han convertit a valors magnètics com a exemple. La intensitat d'excitació s'ha transformat a intensitat magnètica, H en A/m , emprant les dades de la bobina d'excitació explicada a l'apartat 9.3 i utilitzant l'(Eq. 34). Per calcular la integral de la fem induïda, s'utilitza el circuit RC i l'(Eq. 38). El circuit integrador té una resistència de $10\text{ k}\Omega$ conjuntament amb un condensador de $5,3\text{ }\mu\text{F}$. La integrat de la fem s'ha transformat a camp

magnètic B , en T, amb l'(Eq. 6). La bobina d'exploració emprada és de 430 espires i una superfície de $0,000049 \text{ m}^2$.

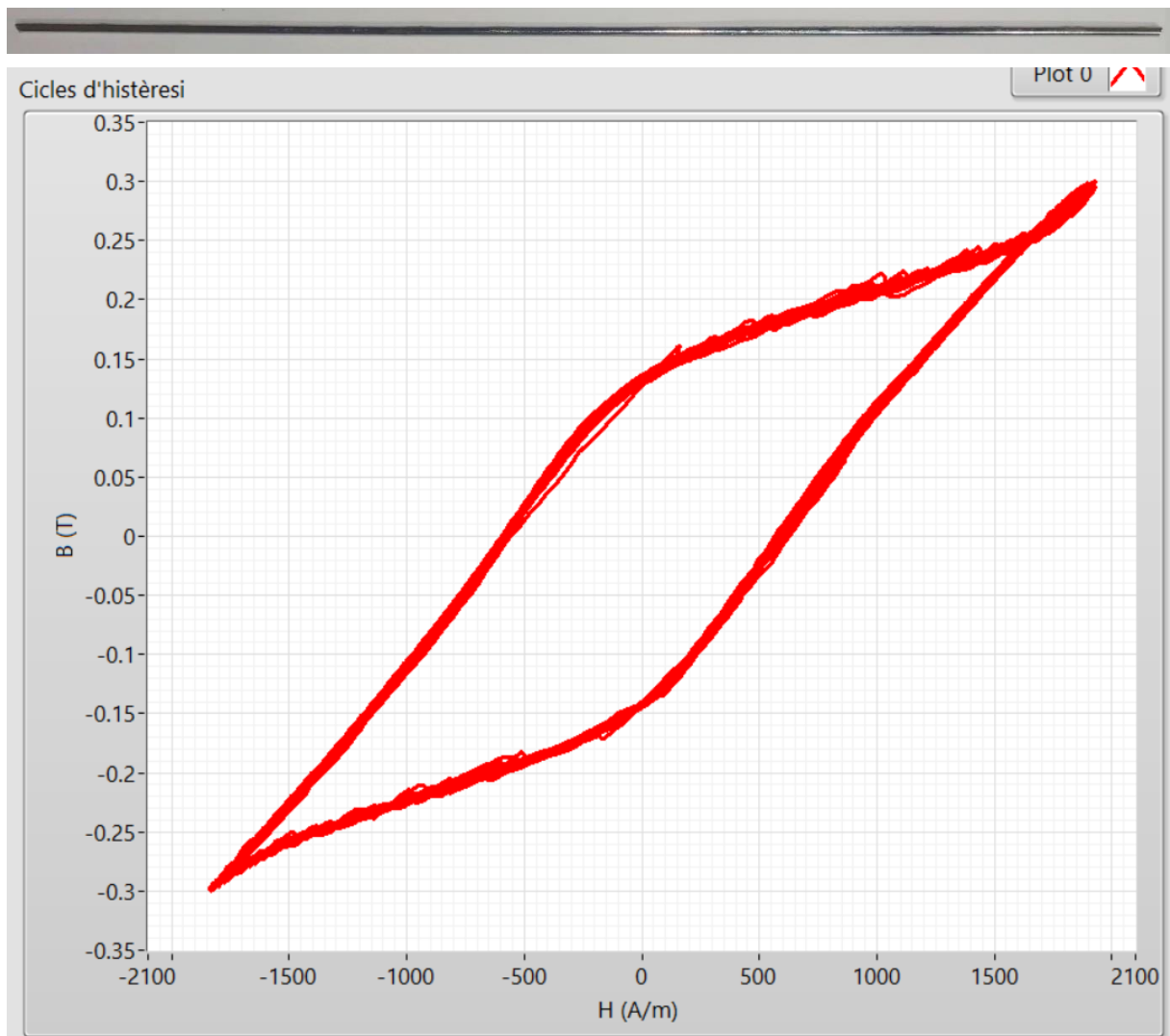


Figura 69 - Cicles d'histeresi cargol 2. Mesura a 60 Hz.

També es comprova el mateix cicle de la mostra per a diferents freqüències (Figura 70). S'observa que l'amplada del cicle augmenta de manera directament proporcional a la freqüència. Si es pren com a referència l'eix $B = 0 \text{ T}$, quan creix la freqüència també augmenta la intensitat magnètica, H (A/m), del cicle.

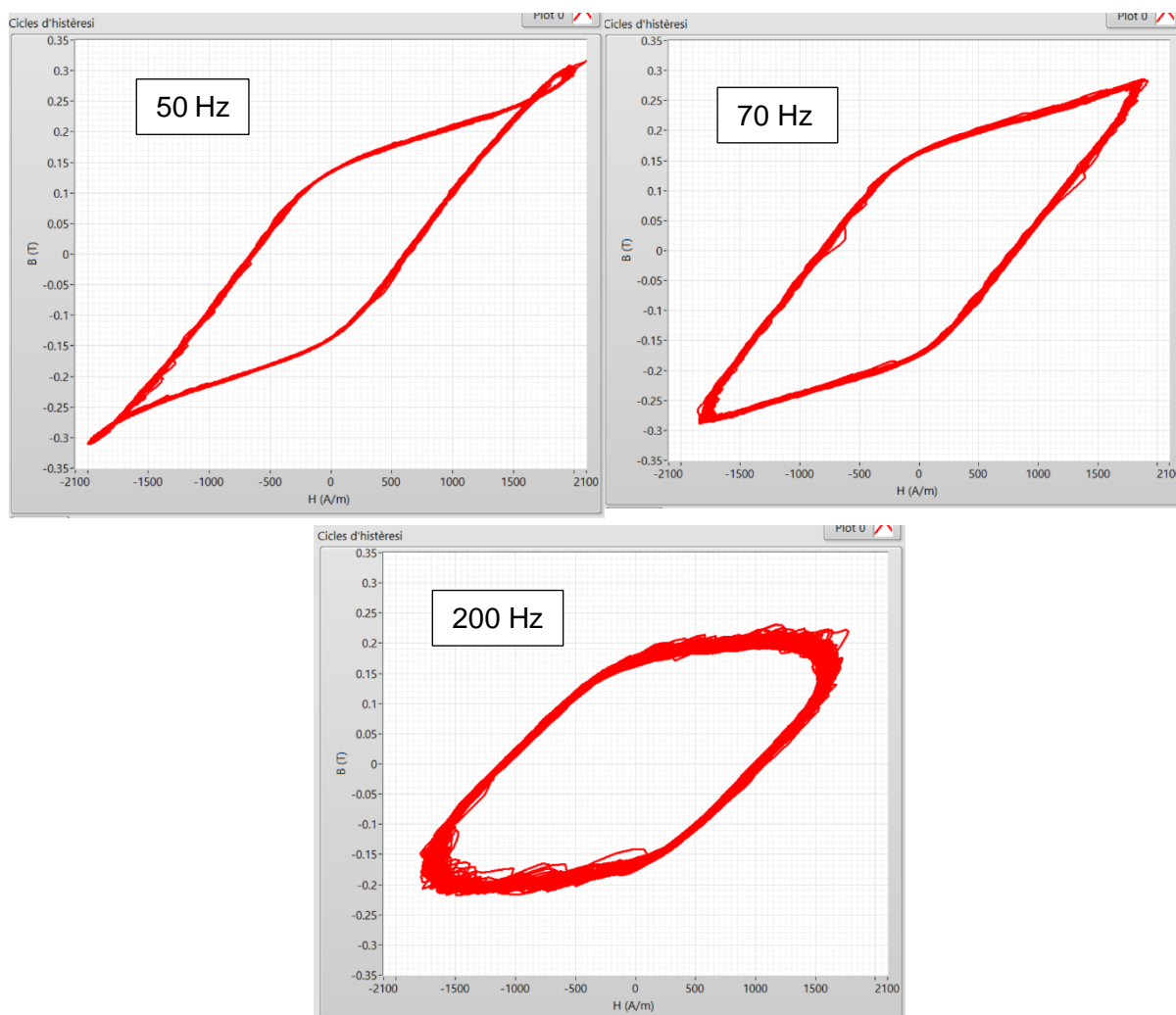


Figura 70 - Cicles d'histeresi per a diferents freqüències.

Un efecte advers d'augmentar la freqüència és que s'adquireixen menys dades en cada cicle, el que redueix la seva precisió. A això, cal afegir un problema extra que s'ha detectat: la velocitat real de transmissió de dades. En cada conversió que fa l'ADC, genera quatre bytes que cal enviar a l'aplicació d'usuari. Per a les velocitats de comunicació seleccionades, s'esperava que els quatre bytes s'enviessin en un temps de l'ordre de 20 μ s, en canvi, el temps real ronda els 70 μ s, o més en els pitjors casos. El microcontrolador ATMEGA328P-PU és el que retarda la velocitat. Aquesta desviació redueix encara més el nombre de dades adquirides i la freqüència efectiva amb què es pot treballar.

La Figura 71 mostra el cicle d'histerèsis de tires de Vitrovac 6025. Al tractar-se de tires petites, produeixen una fem induïda de molt poca magnitud i és imprescindible augmentar el guany de l'amplificador diferencial, ha de ser un guany de 500 o superior. A l'obtenir valors tants petits, es barregen amb el soroll i perjudiquen la bona precisió del cicle. És indispensable aplicar els filtres digitals per obtenir una mesura més coherent.

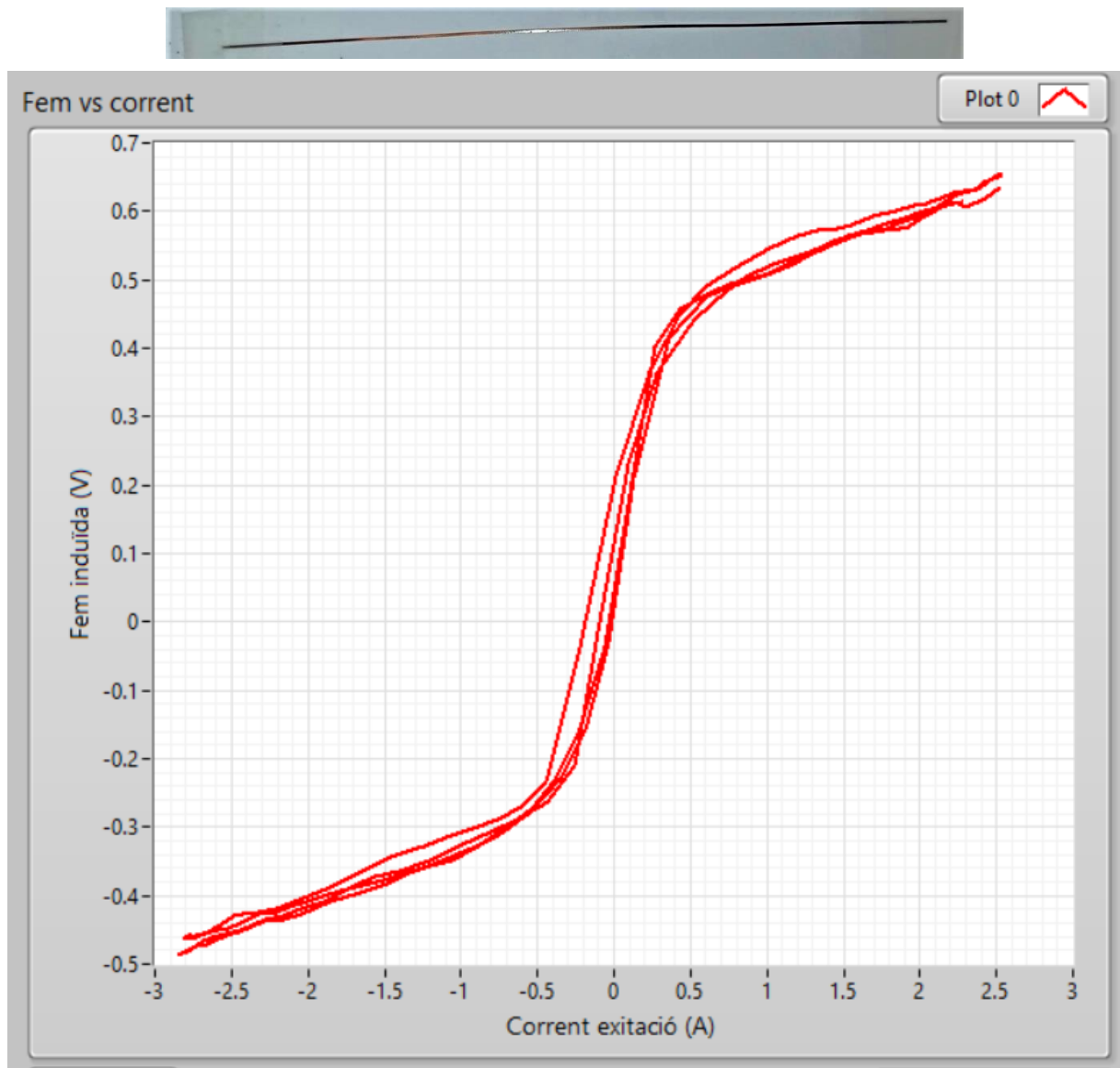


Figura 71 - Cicle histèresi de tires Vitrovac 6025. Mesura a 300 Hz.

La Figura 72 mostra el cicle obtingut per a una tira de composició $\text{Fe}_{75}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$. Per a la mesura de les tires, la fem induïda real, sense l'amplificador diferencial, no arriba a 1 mV, sinó que és de l'ordre de centenars de microvolts. Aquests valors tan petits impedeixen obtenir un cicles d'histeresi amb major precisió i definició.

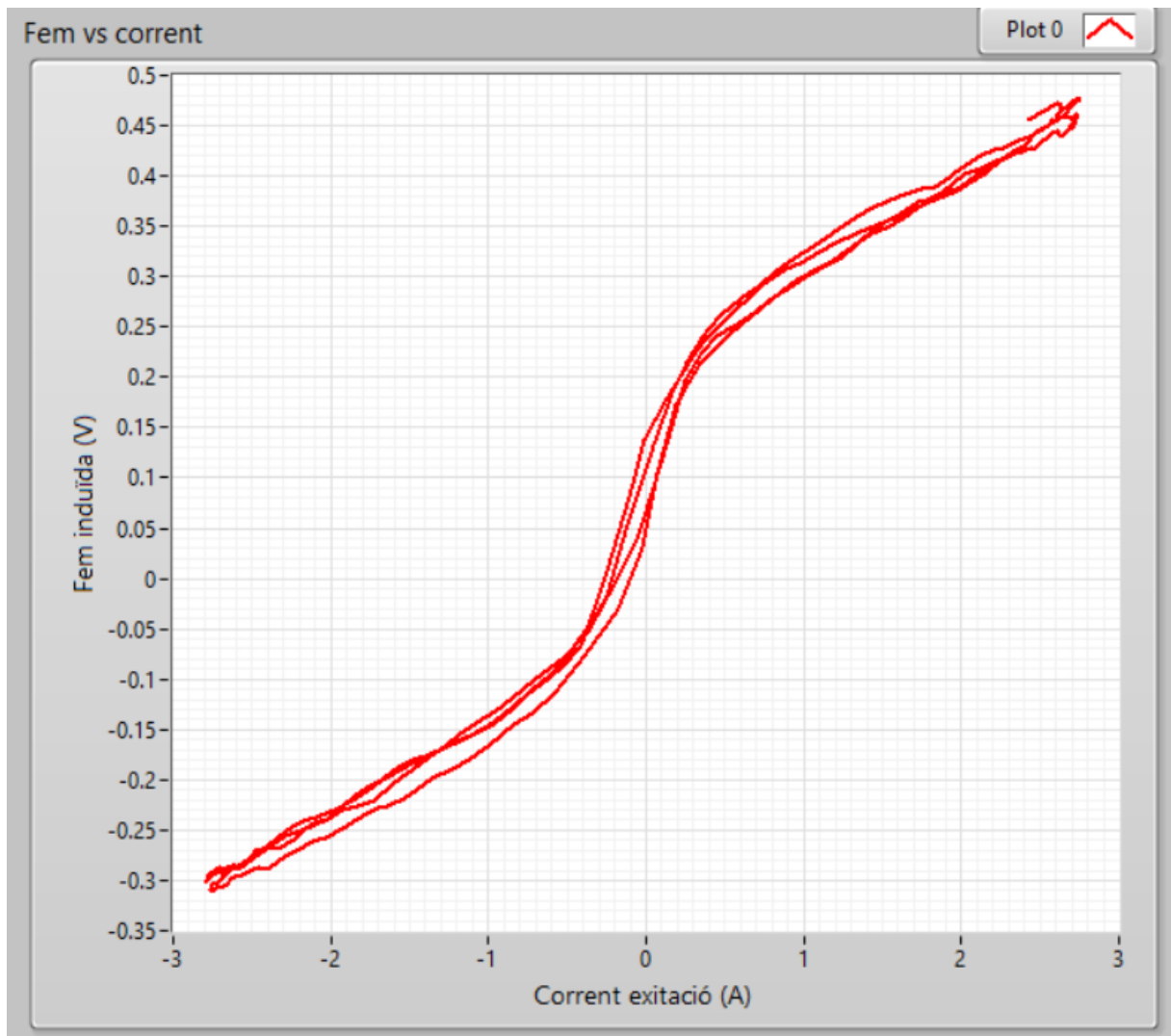


Figura 72 - Cicles d'histeresi de la mostra $Fe_{75}Si_{15}B_{10}$.

Tots aquests resultats mostrats són unes primeres mesures realitzades per comprovar que es generen i s'adquireixen correctament els senyals de corrent d'excitació i de la fem induïda, i conjuntament formen un cicle d'histeresi, però cal optimitzar el sistema, per exemple, emprant materials magnètics que serveixin de patrons de calibratge.

10. RESUM DEL PRESSUPOST

El pressupost de l'equip de mesura de cicles d'histeresi es conforma per les hores d'enginyer tècnic dedicades al seu disseny, a la seva construcció i a la posada en funcionament i calibratge. També s'inclou tot el cost del material que conforma l'equip, així com el material extra necessari i comprat per a la seva construcció. S'afegeix la partida pressupostària per al disseny del software. L'import total ascendeix a una quantia de sis mil cinc-cents seixanta-cinc euros amb vuitanta-sis cèntims, sense IVA.

11. CONCLUSIONS

En aquest projecte s'ha dissenyat i confeccionat íntegrament un equip de mesura de cicles d'histeresi magnètica. Dels objectius i l'abast marcats en aquest projecte, se'n poden extreure les següents conclusions:

S'ha dissenyat una etapa de generació de senyal capaç de formar ones sinusoidals d'amplitud i freqüències variables. S'ha emprat un sintetitzador digital directe conjuntament amb un DAC, el que significa que el control d'aquests dispositius és totalment digital. També existeixen en el mercat circuits integrats analògics per generar aquestes ones, però requereixen de components externs per seleccionar l'amplitud i la freqüència. L'avantatge del sistema digital és, doncs, que no es necessiten múltiples components externs per a cada freqüència i per a cada amplitud amb què es vulgui treballar. El control per bytes fa possible que es pugui seleccionar qualsevol freqüència i amplitud dins dels rang i amb gran precisió, i que es pugui fer des d'un ordinador.

S'ha dissenyat una etapa d'amplificació del senyal per alimentar la bobina d'excitació amb major potència i aconseguir majors camps magnètics. Per seguretat, s'ha integrat un aïllament optoelectrònic, que separa la part pròpiament de potència dels senyals d'entrada i de la resta de circuits, que treballen amb nivells de voltatge i de corrent inferiors. Es fa imprescindible per evitar que un curtcircuit, un mal funcionament o un error danyí tot l'equip. En aquests supòsit només caldria canviar la PCB d'amplificació. També és completament necessari l'ús d'un dissipador de potència per a l'amplificador operacional OPA459. Aquest amplificador treballa amb alts corrents i sense el dissipador arriba al límit tèrmic i es desconnecta per seguretat. S'ha detectat que si es deixa l'amplificador connectat a la bobina d'excitació, encara que l'equip estigui en repòs, l'amplificador té un petit voltatge de sortida d'uns 0,5 V; suficient per generar un alt corrent que sobreescalfa l'amplificador a la llarga. La connexió a aquesta bobina només s'ha de fer durant el procés de mesura i desconnectar-la quan acabi.

S'ha dissenyat l'etapa d'adquisició de dades per adquirir el corrent d'excitació i la fem induïda. L'inconvenient de l'equip és que també recull soroll, que en alguns casos distorsionen el cicle d'histeresi. Això ha fet necessari afegir uns filtres digitals al software per obtenir ones més "netes". El sensor de corrent està sobredimensionat per al rang d'intensitats amb què es treballa; es va escollir perquè era l'únic que oferia el proveïdor i complia els requisits de corrent i aïllament que es buscaven. És possible fer la mesura d'intensitat amb un altre sensor de

menor rang en pro d'una major resolució i precisió, però ha de mantenir l'aïllament galvànic entre el corrent mesurat i el voltatge de sortida.

S'ha dissenyat una etapa de control amb un microcontrolador per controlar la resta de components i el procés de mesura, i per comunicar-se amb un ordinador i enviar les dades. El microcontrolador ATMEGA328P-PU presenta el major inconvenient i coll d'ampolla de l'equip; la velocitat de transmissió de dades a l'ordinador no és suficientment ràpida. Aquesta desviació redueix el nombre de dades adquirides i la freqüència efectiva amb què es pot treballar.

Per a la bobina d'excitació, s'han estudiat diferents models i versions, i s'ha optat per la configuració que genera un camp magnètic de més magnitud. En la confecció d'aquesta bobina s'ha utilitzat fil de coure esmaltat per no curtcircuitar les espines adjacents i, més important encara, per evitar que una persona s'enrampi si la toca. També és possible confeccionar altres bobinats i utilitzar-los en l'equip.

S'ha observat que per a mostres de dimensions petites, com les tires d'aliatges metàl·lics, la fem induïda també és molt petita, en canvi, per als utensilis metàl·lics usats, la fem és major. Això verifica que, en els amplificadors diferencials, és necessari l'ús de diversos potenciómetres que permetin aplicar un ampli rang de guanys, i així obtenir un voltatge mesurable per a tots els casos.

Per integrar la fem induïda, originàriament s'optava per fer una integració digital amb el software, però les proves realitzades no donàvem bons resultats, així que, finalment, s'ha optat per fer una integració analògica amb un circuit RC. Aquest integrador és extern a l'equip, així es poden buscar diferents combinacions de resistència R i capacitat C que optimitzin la mesura en funció de les freqüències de treballs i els nivells de la fem induïda.

S'ha dissenyat una interfície d'usuari en LabVIEW i un firmware per al microcontrolador que permeten el control digital de tot l'equip i del procés de mesura. La interfície és la principal i única interacció home-màquina, des d'on l'usuari configura els diversos paràmetres de la mesura: amplitud, freqüència, creixement exponencial i temps de mesura. També, recull les dades, genera la gràfica del cicle d'histeresi gairebé instantàniament, i permet guardar-les. A més, executa els càlculs de seguretat per a què l'amplificador no sobrepassi els límits ni de voltatge, ni de corrent ni de potència. Per aquest darrer motiu principalment, els dos programes

han de funcionar conjuntament i s'han d'entendre com un de sol. La interfície proporciona un sistema de control visual, relativament senzill i amigable per a l'usuari.

Finalment, després de tot el que s'ha exposat, es pot afirmar que s'ha assolit la construcció integral de tot un equip per a la mesura de cicles d'histeresi magnètica, que sigui funcional i permeti un control digital des de l'ordinador. S'ha aconseguit l'objectiu d'obtenir els senyals de corrent d'excitació i de la fem induïda i conjuntament formen el cicle, però per a treballs futurs es pot fer una calibratge del sistema que optimitzi la resposta, sobretot per als senyals de fem induïda de menor magnitud. A més, com a millores i evolucions d'aquest projecte, també es proposa redissenyar l'etapa de control amb un controlador digital (microcontrolador, FPGA, etc.) que enviï dades a l'ordinador a més velocitat, i així permeti l'adquisició de dades a majors freqüències. Això dona lloc a què, per a futures versions, també es proposi un disseny més modular, on cada etapa correspongui a una sola PCB. D'aquesta manera, es poden dissenyar diferents versions i tipus de cada una, que siguin intercanviables, i incorporin millores i diferents prestacions.

Alejandro Cuenca Claver

Graduat en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

Girona, 10 de juny de 2022

12. RELACIÓ DE DOCUMENTS

Aquest projecte es constitueix per cinc documents i són: la memòria, els plànols, el plec de condicions, l'estat d'amidaments i el pressupost.

13. BIBLIOGRAFIA

Álvarez Alonso, Pablo. *Propiedades magnéticas de cintas de aleaciones nanoperm*. [Tesina de llicenciatura, Universidad de Oviedo]. DocPlayer. Setembre 2006. <https://docplayer.es/22999533-Propiedades-magneticas-de-cintas-de-aleaciones-nanoperm.html> [consultat a 11 de febrer de 2022].

Analog Devices. *ADIsimDDS (Direct Digital Synthesis)*. <https://tools.analog.com/en/simdds> [consultat a 1 de març de 2022].

Analog Devices. *Amplitude Control Circuit for AD9834 Waveform Generator (DDS)*. Revisió A, juliol de 2013. <https://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/reference-designs/CN0156.pdf> [consultat a 24 de febrer de 2022].

Analog Devices. *Datasheet AD5620/AD5640/AD5660*. Revisió G, 2013. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5620_5640_5660.pdf [consultat a 4 de març de 2022].

Analog Devices. *Datasheet AD9834*. Revisió D, 2014. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9834.pdf> [consultat a 26 de febrer de 2022].

Arduino S.r.l. *Arduino*. 2022. <https://www.arduino.cc/> [consultat 20 d'abril de 2022].

B. Mihailescu, I. Plotog i M. N. Velcea, "Comparative assessment of maxwell and Helmholtz coils magnetic field for biotechnological applications," *2015 IEEE 21st International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, 2015, pp. 157-160, doi: 10.1109/SIITME.2015.7342316 [consultat a 18 de febrer de 2022].

Ciclo de histéresis de materiales ferromagnéticos. Laboratorio de Materiales Magnéticos, Universidad Complutense de Madrid. 2016. <https://www.ucm.es/data/cont/media/www/pag-17833//Materiales%20magn%C3%A9ticos%202015-16.pdf> [consultat a 10 de febrer de 2022].

De Blas Del Hoyo, Alfredo. *Modelización de la histéresis magnética y su aplicación al cálculo numérico en máquinas eléctricas*. [Tesi doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya].

ELECTRONOBS. *Pr#42 Electronoobino | cómo hacer un Arduino UNO*. [Vídeo]. YouTube, 7 de febrer de 2019. https://www.youtube.com/watch?v=e_vqxxh9QtA [consultat 20 d'abril de 2022].

Farjas Silva, Jordi. *Seminaris de Ciència de Materials per als graus d'Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica, i Enginyeria Elèctrica. I. Propietats magnètiques i elèctriques*. [Apunts acadèmics]. Repositori Digital de la UdG, DUGiDocs. 2a edició, 2017. <https://dugi-doc.udg.edu/handle/10256/12054?show=full> [consultat a 10 de febrer de 2022].

Franco García, Ángel. *Curso Interactivo de Física en Internet* [Apunts acadèmics]. Universitat del País Basc. 2015. <http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica3/index.html> [consultat a 12 de febrer de 2022].

García-Farieta, Jorge Enrique, i Hurtado Márquez, Alejandro. "Exploring the magnetic field of Helmholtz and Maxwell coils: a computer-based approach exploiting the superposition principle". *Revista Brasileira de Ensino de Física*, vol. 42. 2 d'octubre de 2020. <https://doi.org/10.1590/1806-9126-RBEF-2020-0282> [consultat a 18 de febrer de 2022].

Gentile, Ken. *AN-1396: How to Predict the Frequency and Magnitude of the Primary Phase Truncation Spur*. Analog Devices, revisió 0, 2016. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1396.pdf> [consultat a 4 de març de 2022].

Görk, Deniz i Kruck, Achim M. *Application Note 50: Designing Linear Amplifiers Using the IL300 Optocoupler*. Vishay Semiconductors, revisió 1.8, 11 d'octubre de 2021. <https://www.vishay.com/docs/83708/appnote50.pdf> [consultat a 9 de març de 2022].

Grande Sáez, Ana i et al. *Electricidad y Magnetismo* [Apunts acadèmics]. OpenCourseWare Universidad de Cantabria. 2010. <https://ocw.unican.es/course/view.php?id=197§ion=1> [consultat a 10 de febrer de 2022].

LEM. *CAS/CASR/CKSR series Current Transducers*. Febrer de 2009. <https://www.lem.com/sites/default/files/marketing/lem%20leaflet%20cas%20casr%20cksr.pdf> consultat a 6 de d'abril de 2022].

Murphy, Eva i Slattery, Colm. *Ask The Application Engineer—33: All About Direct Digital Synthesis*. Analog Dialogue, vol. 38, agost de 2004. <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-38/number-3/articles/all-about-direct-digital-synthesis.pdf> [consultat a 26 de febrer de 2022].

Real Sociedad Española de Física i Universidad de Murcia. *Prueba experimental. Bobinas de Helmholtz*. 2011. <https://rsef.es/images/Problemas/OEF2011/P-EXPERIMENTAL-OEF-2011.pdf> [consultat a 18 de febrer de 2022].

Trump, Bruce. *Application Bulletin: Power amplifier stress and power handling limitations*. (informe SBOA22). Burr-Brown Corporation (Texas Instruments), abril 1993. https://www.ti.com/lit/an/sboa022/sboa022.pdf?ts=1647961318543&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F [consultat a 23 de març de 2022].

UPCommons. Novembre 2005.

<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/93617/01Abh01de01.pdf?sequence=1&isAllowed=y> [consultat a 10 de febrer de 2022].

14. GLOSSARI

ADC: Analog to Digital Converter (Convertidor d'Analògic a Digital).

DAC: Digital to Analog Converter (Convertidor de Digital a Analògic).

IDE: Integrated Development Environment (Entorn de Desenvolupament Integrat).

LSB: Less Significant Bit (Bit Menys Significatiu).

MISO: Master In, Slave Out (Entrada del Mestre, Sortida de l'Esclau).

MOSI: Master Out, Slave In (Sortida del Mestre, Entrada de l'Esclau).

MSB: Most Significant Bit (Bit Més Significatiu).

PPT: Primary Phase Truncation (Primer Truncament de Fase).

SCLK: Serial CLock (Relotge Sèrie).

SPI: Serial Peripheral Interface (Interfície en Sèries per a Perifèrics).

SS: Slave Select (Selector d'Esclau).

A. CÀLCUL DEL FILTRE PAS BAIX

A la sortida IOUTB de l'AD9834 es connecta un filtre pas baix per atenuar les components freqüencials que deformen la sinusoide i així prevalgui la component fonamental.

La freqüència màxima de sortida de l'AD9834 es marca a 40 kHz, per les limitacions tècniques d'altres components dels circuits. Per al càlcul del filtre, inicialment, es selecciona una freqüència de tall de 45 kHz a -3 dB, per no atenuar el senyal útil. Per al projecte, s'ha escollit un filtre Chebyshev per maximitzar el pendent a la regió de transició, en comparació a altres filtres com Butterworth o Bessel. A la banda de pas s'ha seleccionat un rissat de 0.1 dB per a què no sigui gaire significant. És d'ordre 6.

El polinomi d'aquest filtre Chebyshev normalitzat per a la freqüència de tall és l'(Eq. 42).

$$D_n(s) = (s^2 + 0,856s + 0,263) (s^2 + 0,627s + 0,696) (s^2 + 0,229s + 1,129) \quad (\text{Eq. 42})$$

Al ser d'ordre 6, el filtre es divideix en tres sub-filtres d'ordre 2 connectats en sèrie, que d'ara en davant s'anomenaran Filtre A, Filtre B i Filtre C. Per desnormalitzar-los, s'aplica el canvi de la variable s de l'(Eq. 43). Sigui ω_c la freqüència de tall en rad/s. Els tres polinomis d'ordre 2 desnormalitzats són l'(Eq. 44), l'(Eq. 45) i l'(Eq. 46).

$$s \rightarrow \frac{s}{\omega_c} \quad (\text{Eq. 43})$$

$$\omega_c^2 \cdot D_A(s) = s^2 + 0,856\omega_c s + 0,263\omega_c^2 \quad (\text{Eq. 44})$$

$$\omega_c^2 \cdot D_B(s) = s^2 + 0,627\omega_c s + 0,696\omega_c^2 \quad (\text{Eq. 45})$$

$$\omega_c^2 \cdot D_C(s) = s^2 + 0,229\omega_c s + 1,129\omega_c^2 \quad (\text{Eq. 46})$$

Per construir el circuit electrònic dels tres sub-filtres, s'utilitza una estructura Sallen-Key per a filtres pas baix de segon ordre, i amb guany unitari (Figura 73).

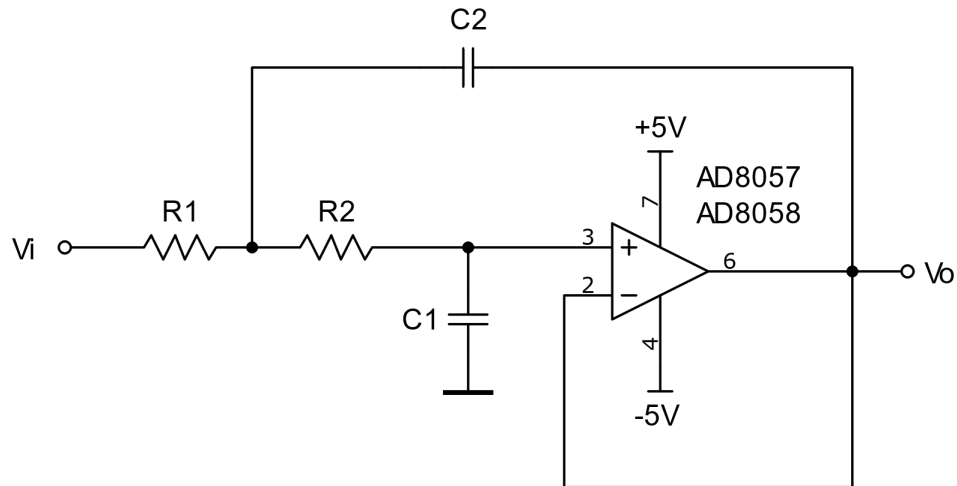


Figura 73 - Filtre pas baix de segon ordre i guany unitari amb estructura Sallen-Key.

La funció de transferència d'aquest filtre de segon ordre de la Figura 73 és l'(Eq. 47).

$$H(s) = \frac{k \cdot \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_1}}{s^2 + \frac{[C_1(R_1 + R_2) + C_2 R_1(1 - k)]}{C_1 C_2 R_1 R_1} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_1}} \quad k = 1 \quad (\text{Eq. 47})$$

La funció de transferència general d'un filtre de segon ordre es pot escriure com l'(Eq. 48).

$$H(s) = \frac{k \cdot b \omega_c^2}{s^2 + a \omega_c s + b \omega_c^2} \quad (\text{Eq. 48})$$

On a i b són els paràmetres del polinomi desnormalitzat.

Igualant les dues expressions de l'(Eq. 47) i l'(Eq. 48), s'obté el sistema de l'(Eq. 49) per trobar els valors corresponents de les resistències i els condensadors. És un sistema de tres equacions i quatre incògnites, per això, primer s'escull un valor per al condensador C_1 i seguidament es calcula la resta d'equacions.

$$\left. \begin{aligned}
 C_2 &\geq \frac{4bC_1}{a^2 - 4bC_1[1 - k]} \\
 R_2 &= \frac{aC_2 \pm \sqrt{C_2 \cdot [a^2C_2 - 4bC_1(1 + C_2[1 - k])]}}{2b\omega_c C_1 C_2} \\
 R_1 &= \frac{1}{b\omega_c^2 C_1 C_2 R_2}
 \end{aligned} \right\} \quad (\text{Eq. 49})$$

Un cop s'ha escollit un valor per a C_1 , es substitueix a i b pel seu valor corresponent del polinomi desnormalitzat i es realitzen els càlculs. Per a cada valor calculat de les resistències i els condensadors, s'assigna un valor comercial que compleixi el sistema d'equacions, i llavors s'utilitza aquest per a la resta de càlculs.

Els valors de cada resistència i cada condensador per al tres sub-filtres són a la Taula 18. Es mostra el valor calculat segons l'(Eq. 49) i el valor comercial que s'agafa.

	Unitats	Filtre A		Filtre B		Filtre C	
		Valor calculat	Valor comercial	Valor calculat	Valor comercial	Valor calculat	Valor comercial
C1	pF	69	47+22	47	47	10	10
C2	pF	99,064	100+680	332,84	470	861,16	820
R2	kΩ	161,354	160	52,206	56	35,869	39
R1	kΩ	5,523	6,2	14,528	18	34,645	39

Taula 18 - Valors per als tres filtres pas baix de segon ordre, guany unitari, Sallen-Key.

El filtre complet s'ha simulat amb el programa LTspice i la seva resposta en freqüència és la Figura 74. La freqüència de tall a -3 dB és de 42,51 kHz.

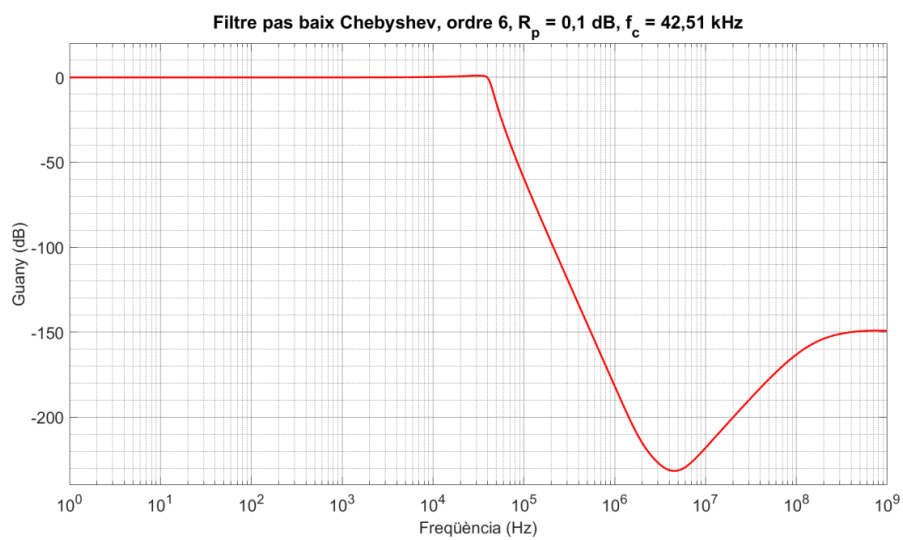


Figura 74 - Resposta en freqüència del filtre pas baix.

B. CÀLCULS PER A L'AÏLLAMENT OPTOELECTRÒNIC

El circuit per a l'aïllament optoelectrònic és la Figura 75. La senyal d'entrada és una sinusoidal entre $\pm 0,5$ V màxim, llavors la sortida oscil·la entre ± 1 V.

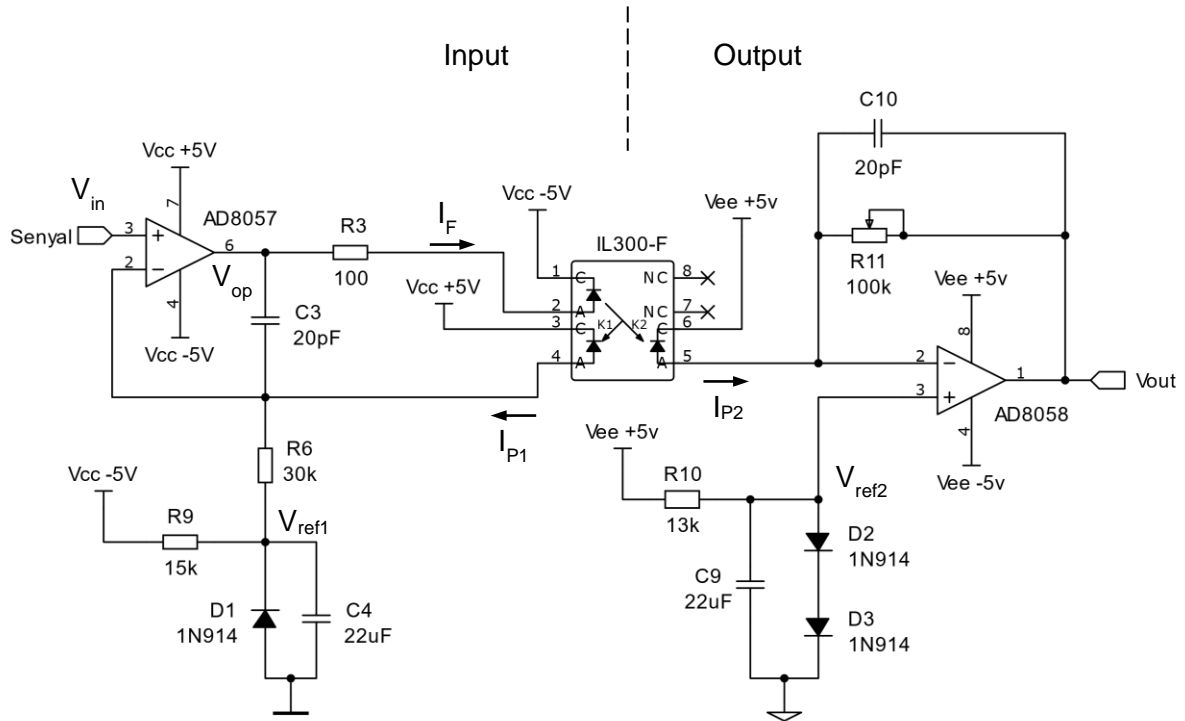


Figura 75 - Circuit per a aïllament optoelectrònic.

El voltatge V_{ref1} sempre ha de ser més petit que el senyal d'entrada V_{in} . Si l'entrada arriba a un valor de $-0,5$ V, és suficient que V_{ref1} es fixi a $-0,53$ V, i s'aconsegueix gràcies al díode D1 1N914 i la resistència R9. El valor de la resistència marca el punt d'operació del díode, per això cal conèixer quin ha de ser el seu voltatge i el seu corrent. El voltatge de la resistència és $V_{R9} = V_{ref1} - V_{cc}$. La intensitat és $I_{R9} = I_{D1} + I_{P1} + I_{INV}$. I_{D1} és el corrent del díode D1, I_{P1} és el corrent del fotodíode, i I_{INV} és el corrent que sorgeix per la polarització inversa del fotodíode, però, com ja es veu més endavant, I_{P1} i I_{INV} són més petites que I_{D1} i es poden menysprear. Del full de característiques s'obté I_{D1} (Figura 76).

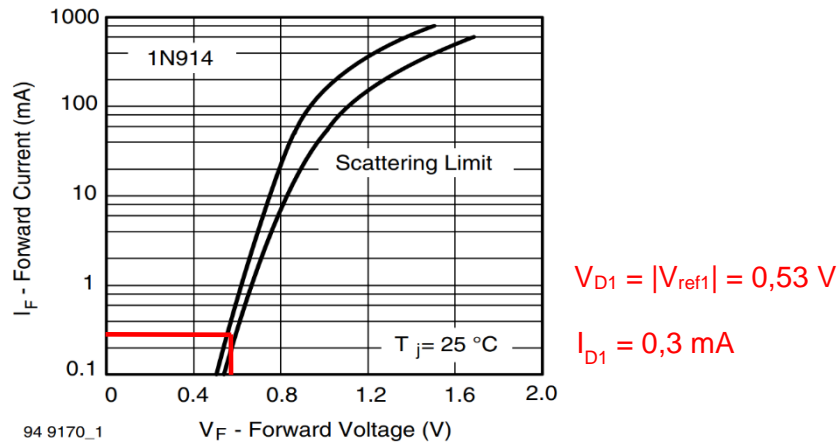


Figura 76 - Corrent i voltatge d'operació del díode D1 1N914. Gràfica extreta de <https://www.vishay.com/docs/85622/1n914.pdf>

La resistència R9 ha de valdre:

$$R_9 = \frac{V_{ref1} - V_{cc}}{I_{D1} + I_{P1} + I_{INV}} \rightarrow I_{D1} \gg (I_{P1} + I_{INV}) \rightarrow R_9 = \frac{-0,53 \text{ V} - (-5 \text{ V})}{0,3 \text{ mA}} = 15 \text{ k}\Omega \quad (\text{Eq. 50})$$

El corrent I_{INV} depèn del voltatge invers aplicat, de la temperatura de funcionament i de la construcció del fotodíode. Per al IL300, a una temperatura de 25 °C i un voltatge invers màxim de -5,5 V, el corrent de polarització inversa no arriba a 0,1 nA.

El voltatge I_{P1} ve definit per l'(Eq. 51).

$$I_{P1} = \frac{V_{in} - V_{ref1}}{R_6} \quad (\text{Eq. 51})$$

La resistència R6 ha de ser prou gran com per a què $I_{P1} \ll I_{D1}$. Si el voltatge V_{in} oscil·la entre $\pm 0,5 \text{ V}$, s'escull una resistència de $R_6 = 30 \text{ k}\Omega$, llavors I_{P1} anirà des de 1 μA fins a 34,3 μA . La intensitat màxima I_{P1} que pot subministrar el IL300 és 260 μA .

Sigui I_F el corrent del LED de l'optoacoblador, V_F la seva caiguda de voltatge, i V_{op} el voltatge a la sortida de l'amplificador operacional d'entrada. El corrent I_F es defineix per l'(Eq. 52).

$$I_F = \frac{I_{P1}}{K_1} = \frac{V_{op} - V_F - V_{cc}}{R_3} \quad (\text{Eq. 52})$$

K_1 és un guany intern fixe del IL300 i té un valor típic de 0,009. A partir dels valors calculat d' I_{P1} , es computa que la intensitat I_F i agafa un rang de 0,11 mA fins a 3,815 mA. Del full de característiques del IL300, s'obté el voltatge V_F per a aquestes intensitats, (Figura 77).

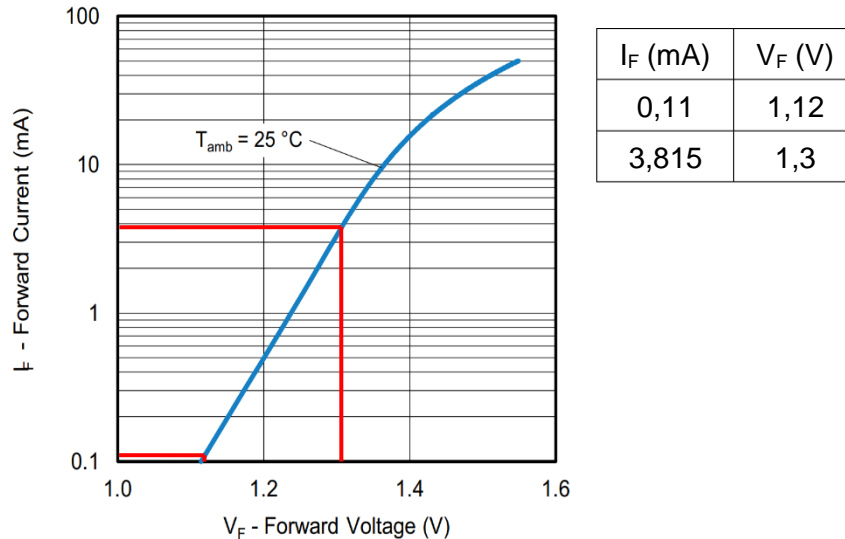


Figura 77 - Corrents i voltatges del LED del IL300. Gràfica extreta de <https://www.vishay.com/docs/83622/il300.pdf>

Per a aquests nivells del corrent I_F , l'amplificador operacional AD8057 pot donar una sortida màxima de fins a ± 4 V, i per assegurar que no es superen aquests límits s'escull una resistència R_3 de 100 Ω (Figura 75). Per al corrents I_F trobats i la resistència de 100 Ω , el voltatge de sortida de l'opamp pren els valors de -3,32 V a -3,87 V.

El guany entre l'entrada V_{in} i la sortida V_{out} de l'aïllament optoelectrònic és $G = R_{11}/R_6$, i s'estableix en 2 per passar de $\pm 0,5$ V a l'entrada a ± 1 V a la sortida. Si R_6 és de 30 k Ω , R_{11} ha de valdre 60 k Ω . Es col·loca en el seu lloc un potenciòmetre de 100 k Ω per ajusta el seu valor fins al doble que R_6 .

Els voltatges V_{ref2} i V_{ref1} han de mantenir la relació marcada pel guany R_{11}/R_6 , o sigui, V_{ref2} ha de ser el doble que V_{ref1} (-0,53 V), i a més a més, també ha de tenir polaritat contrària. S'aconsegueix utilitzant dos díodes 1N914 (D2 i D3) i la resistència R_{10} . Els díodes treballen en el mateix punt d'operació que D1: 0,53 V i 0,3 mA. La resistència R_{10} val:

$$R_{10} = \frac{V_{cc} - V_{ref2}}{I_D} \rightarrow R_{10} = \frac{5 \text{ V} - 2 \cdot 0,53 \text{ V}}{0,3 \text{ mA}} = 13 \text{ k}\Omega \quad (\text{Eq. 53})$$

El voltatge de sortida de tot el circuit és l'(Eq. 54).

$$V_{out} = V_{ref2} - R_{11}(I_{P2} + I_{INV}) \rightarrow I_{P2} \gg I_{INV} \rightarrow V_{out} = V_{ref2} - R_{11}I_{P2} \quad (\text{Eq. 54})$$

I_{P2} és el corrent del fotodíode de sortida, de manera que es compleix la relació $K_2 = I_{P2}/I_F$. K_2 és el guany intern del IL300 entre el LED i el fotodíode de sortida, i té un valor típic de 0,009. Llavors, sabent els valors d' I_F , es sap que I_{P2} variarà entre 1 μA i 34,3 μA . I_{INV} és el corrent del fotodíode de sortida degut a la polarització inversa, i per a un voltatge de invers -4 V i 25 °C, la fitxa tècnica indica que és d'uns 70 pA i es pot menysprear.

S'ha simulat el circuit amb el programa LTSpice i la resposta en freqüència és la Figura 78.

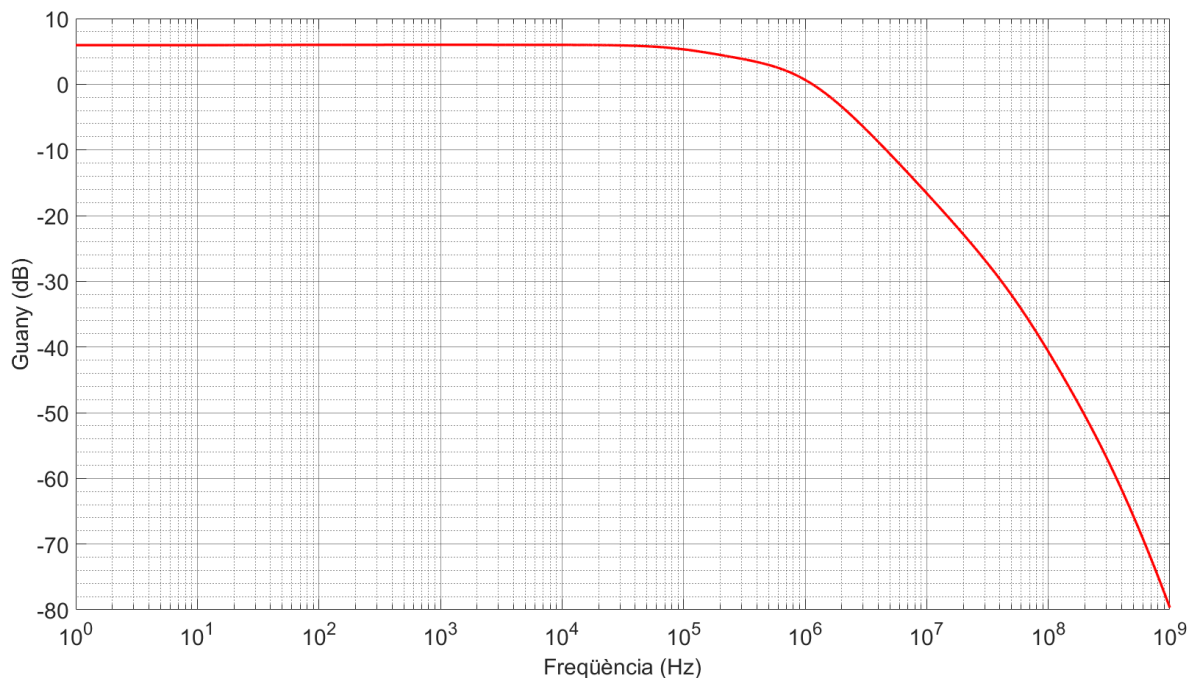


Figura 78 - Resposta en freqüència del circuit d'aïllament optoelectrònic.

Per a una atenuació de -3 dB la freqüència de tall és de 486,984 kHz.

C. CÀLCUL DEL CORRENT DE LA BOBINA D'EXCITACIÓ

La bobina d'excitació es modela com una inductància L i la resistència R del fil de coure que la forma. Es subministra pel voltatge $v_o(t)$, provinent de l'etapa de d'amplificació, i es vol conèixer el corrent que hi circula $i_L(t)$.

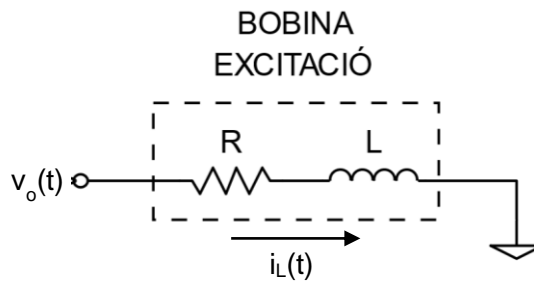


Figura 79 - Model elèctric de la bobina d'excitació.

El voltatge de la bobina es relaciona amb el corrent per l'(Eq. 55).

$$v_o(t) = R i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (\text{Eq. 55})$$

Per resoldre l'equació diferencial, s'aplica la transformada de Laplace per treballar en el domini de s .

$$V_o(s) = R I_L(s) + LsI_L(s) \rightarrow I_L(s) = \frac{1}{R + Ls} V_o(s) \quad (\text{Eq. 56})$$

Per a un voltatge $v_o(t)$ sinusoidal, la seva expressió en el domini s és l'(Eq. 57).

$$v_o(t) = V_{\max} \sin(\omega t) \rightarrow V_o(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} V_{\max} \quad (\text{Eq. 57})$$

$I_L(s)$ de l'(Eq. 56) es reescriu com l'(Eq. 58) i (Eq. 59).

$$I_L(s) = \frac{1}{R + Ls} \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} V_{\max} = \frac{A_1}{R + Ls} + \frac{A_2s + A_3}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{Eq. 58})$$

$$I_L(s) = \frac{1}{R + Ls} \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} V_{\max} = \frac{(A_1 + A_2L)s^2 + (A_2R + A_3L)s + A_1\omega^2 + A_3R}{(R + Ls)(s^2 + \omega^2)} \quad (\text{Eq. 59})$$

L'equació anterior dona lloc al següent sistema d'equacions.

$$A_1 + A_2L = 0$$

$$A_2R + A_3L = 0 \quad (\text{Eq. 60})$$

$$A_1\omega^2 + A_3R = \omega V_{\max}$$

I les solucions són:

$$A_1 = \frac{\omega V_{\max}}{\omega^2 + (R/L)^2} \quad A_2 = \frac{-\omega V_{\max}}{L\omega^2 + R^2/L} \quad A_3 = \frac{R\omega V_{\max}}{(L\omega)^2 + R^2} \quad (\text{Eq. 61})$$

El corrent $I_L(s)$ queda definit per l'(Eq. 62).

$$I_L(s) = \frac{\frac{\omega V_{\max}}{\omega^2 + (R/L)^2}}{R + Ls} + \frac{\frac{-\omega V_{\max}}{L\omega^2 + R^2/L} s}{s^2 + \omega^2} + \frac{\frac{R\omega V_{\max}}{(L\omega)^2 + R^2}}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{Eq. 62})$$

Per a cada fracció de l'equació anterior es fa la transformada inversa de Laplace per trobar l'equació en el domini temporal t.

$$\frac{\omega V_{\max}}{\omega^2 + (R/L)^2} \cdot \frac{1}{R + Ls} = \frac{\omega V_{\max}}{\omega^2 + (R/L)^2} \cdot \frac{1/L}{R/L + s} \rightarrow \frac{\omega V_{\max}}{L\omega^2 + R^2/L} \cdot e^{-tR/L} \quad (\text{Eq. 63})$$

$$\frac{-\omega V_{\max}}{L\omega^2 + R^2/L} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega^2} \rightarrow \frac{-\omega V_{\max}}{L\omega^2 + R^2/L} \cdot \cos(\omega t) \quad (\text{Eq. 64})$$

$$\frac{R\omega V_{\max}}{(L\omega)^2 + R^2} \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \rightarrow \frac{R\omega V_{\max}}{(L\omega)^2 + R^2} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{Eq. 65})$$

Finalment, la intensitat de la bobina en el domini temporal es defineix per l'(Eq. 66).

$$i_L(t) = \frac{RV_{\max}}{(L\omega)^2 + R^2} \cdot \sin(\omega t) + \frac{\omega V_{\max}}{L\omega^2 + R^2/L} \cdot (e^{-tR/L} - \cos \omega t) \quad (\text{Eq. 66})$$

La Figura 80 mostra un exemple de la forma d'ona de la intensitat a l'aplicar un voltatge sinusoidal a la bobina.

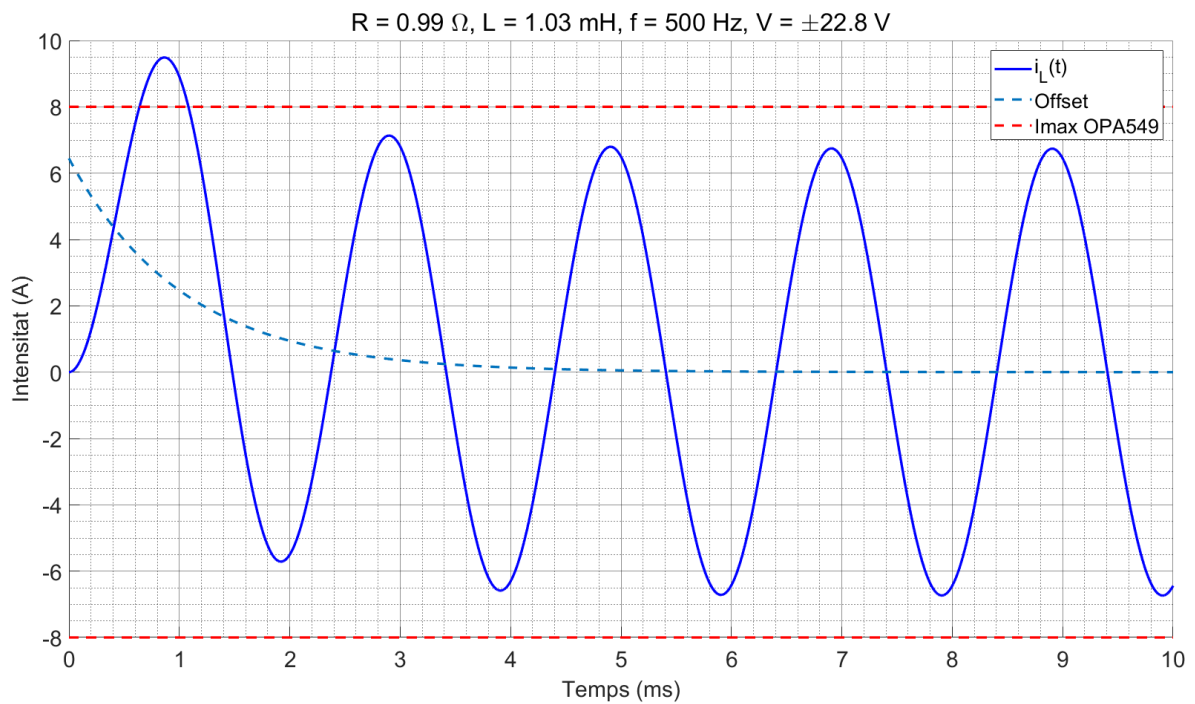


Figura 80 - Forma d'ona de la intensitat de la bobina d'excitació per a un voltatge sinusoidal.

Inicialment, hi ha una etapa transitòria, i la sinusoide no es troba centrada en el zero, sinó que té un offset que segueix la forma de $e^{-t/T} = e^{-tR/L}$. La constant de temps T d'aquest exponencial és $T = L/R$, en segons. Si es vol saber a quin temps t assolirà el valor X , la fórmula és:

$$t = T \ln(1/X) \quad (\text{Eq. 67})$$

Es considera que ja no hi ha offset quan decau al 0,1% del valor inicial, i s'assoleix per a un temps $t = 7T$.

C.1. Control de l'amplitud de corrent

Abans que el corrent arribi a l'estat estacionari, l'offset transitori crea un sobrepic, i per a algunes freqüències pot arribar a superar el màxim de 8 A de l'OPA549. Una manera de

solucionar aquest problema és inicialitzar l'amplitud a 0, i augmentar-la gradualment durant el transitori, fins al valor màxim que es vol assolir en l'estat estacionari. L'etapa de control donarà les consignes a l'etapa de generació de senyal per anar augmentant l'amplitud en el temps i amb la forma desitjada. L'(Eq. 68) és l'expressió matemàtica d'aquest voltatge sinusoidal d'amplitud creixent.

$$v_o(t) = \sin(\omega t) V_{\max}(1 - e^{-t/T}) \quad (\text{Eq. 68})$$

S'utilitza l'exponencial $e^{-t/T}$, la constant de temps T no ha de coincidir amb la constant de temps de la bobina d'excitació. Si es vol saber a quin temps t assolirà el valor x , la fórmula és:

$$t = T \ln\left(\frac{1}{1-x}\right) \quad (\text{Eq. 69})$$

Per a un temps $t = 7T$, l'amplitud és el 99,9% del valor final V_{\max} .

Per conèixer la resposta del corrent davant aquest nou voltatge d'amplitud creixent, es simula en Simulink, ja que la solució algebraica, utilitzant la transformada de Laplace, es fa més complexa de resoldre. S'utilitza l'esquema de la Figura 81.

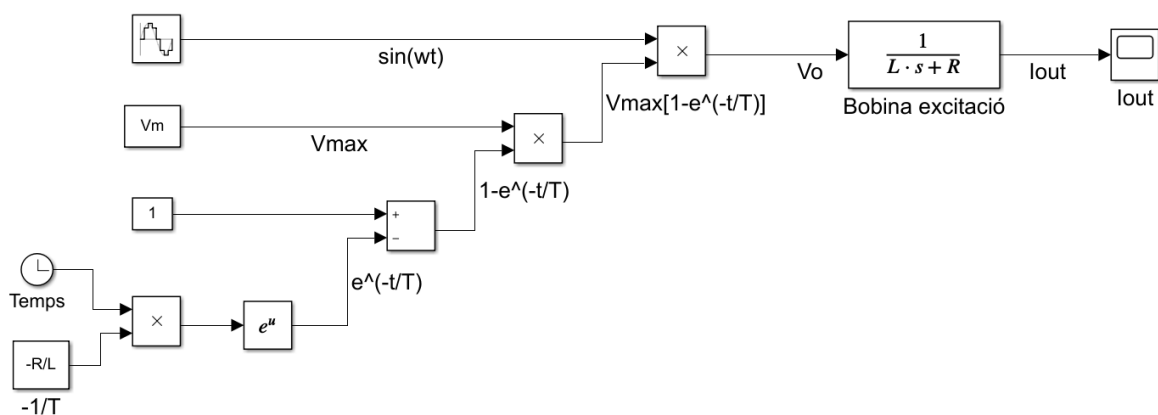


Figura 81 – Simulació en Simulink del corrent de la bobina d'excitació per a $v_o(t) = \sin(\omega t)V_{\max}(1-e^{-t/T})$.

La resposta del corrent és la Figura 82.

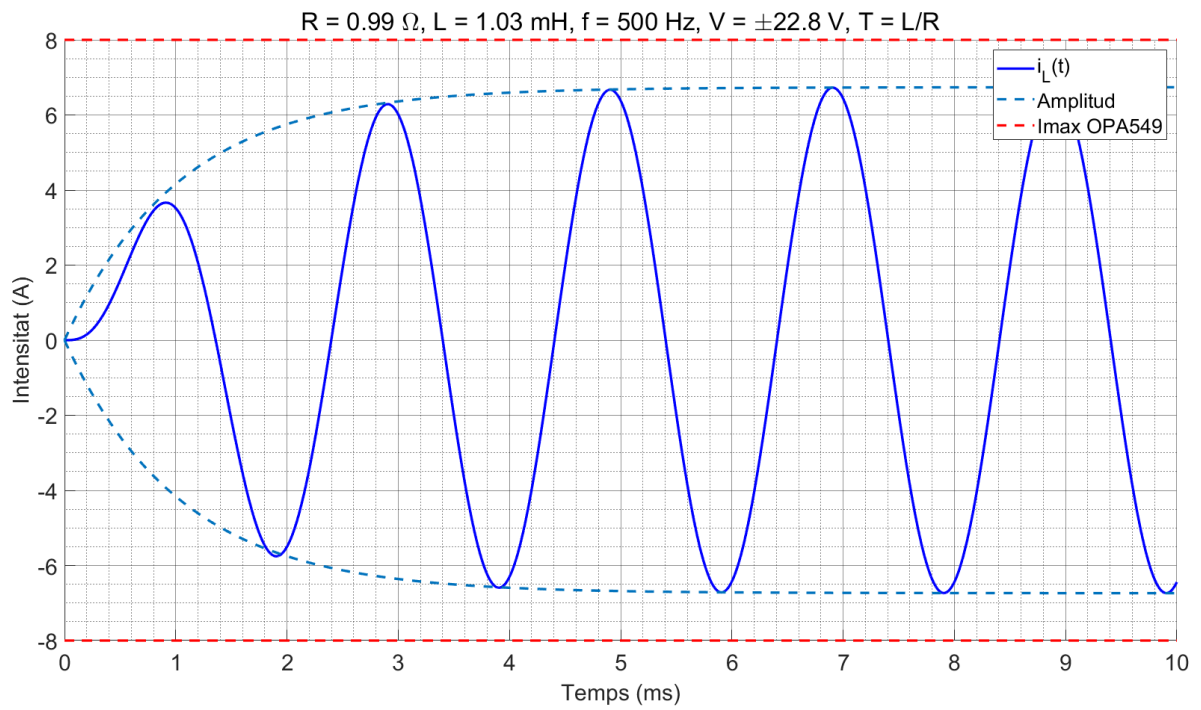


Figura 82 - Corrent de la bobina d'excitació amb amplitud de creixement exponencial.

L'amplitud de corrent segueix el següent exponencial:

$$i_{\text{max}}(t) = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} (1 - e^{-t/T}) \quad (\text{Eq. 70})$$

D. CÀLCULS DE POTÈNCIA I TÈRMICS DE L'AMPLIFICADOR DE POTÈNCIA

La potència P_D que ha de dissipar l'amplificador que alimenta directament a la bobina d'excitació és la potència que entrega la font, P_S , menys la potència que s'entrega a la càrrega, P_L :

$$P_D = P_S - P_L \quad (\text{Eq. 71})$$

Al tractar-se de senyals de corrent altern, s'avalua la potència mitja:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (\text{Eq. 72})$$

D.1. Potència entregada per la font

Per obtenir la potència que entrega la font al circuit, primer s'analitza les formes d'ona del voltatge i del corrent. Com es treballa en alterna, el corrent és una sinusoide d'amplitud I_p , mentre que el voltatge és positiu $+V_s$ per al semicicles positius, i és negatiu $-V_s$ per als semicicles negatius.

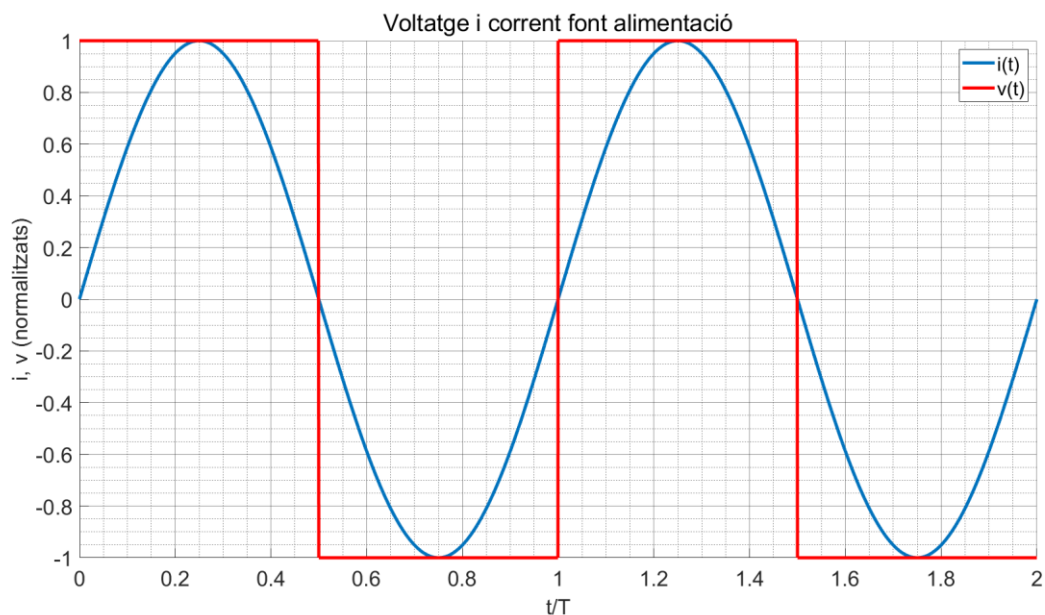


Figura 83 - Voltatge i corrent de la font d'alimentació.

Per a un cicle complet T , la potència instantània $p(t)$ és:

$$p(t) = V_s I_p \sin(\omega t) \text{ si } 0 \leq t \leq T/2$$

(Eq. 73)

$$p(t) = -V_s I_p \sin(\omega t) \text{ si } T/2 < t \leq T$$

La potència mitjana és:

$$P = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} V_s I_p \sin(\omega t) dt + \int_{T/2}^T -V_s I_p \sin(\omega t) dt \right] = \frac{2V_s I_p}{T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t) dt \quad (\text{Eq. 74})$$

El resultat és:

$$P = \frac{2V_s I_p}{\pi} \quad (\text{Eq. 75})$$

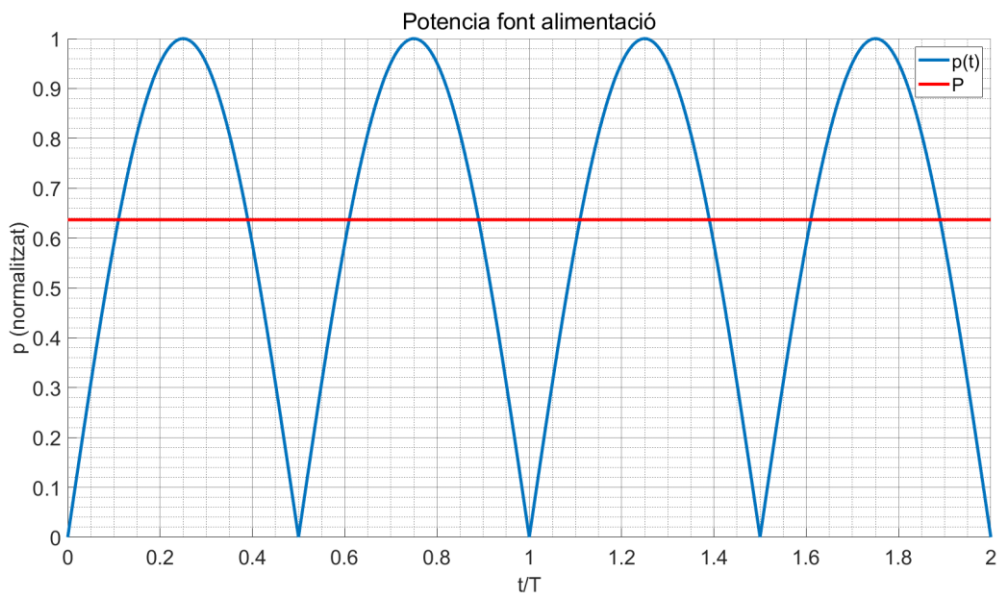


Figura 84 - Potència de la font d'alimentació.

D.2. Potència de la càrrega

La càrrega de l'amplificador de potència és una bobina, així que es modelitza com una impedància RL (Eq. 76).

$$\vec{Z} = R + Xj = Z_{(\varphi)} \quad (\text{Eq. 76})$$

El voltatge aplicat a la bobina i la intensitat són:

$$v_o(t) = V_o \sin(\omega t), \quad i(t) = I_p \sin(\omega t - \varphi), \quad I_p = \frac{V_o}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad (\text{Eq. 77})$$

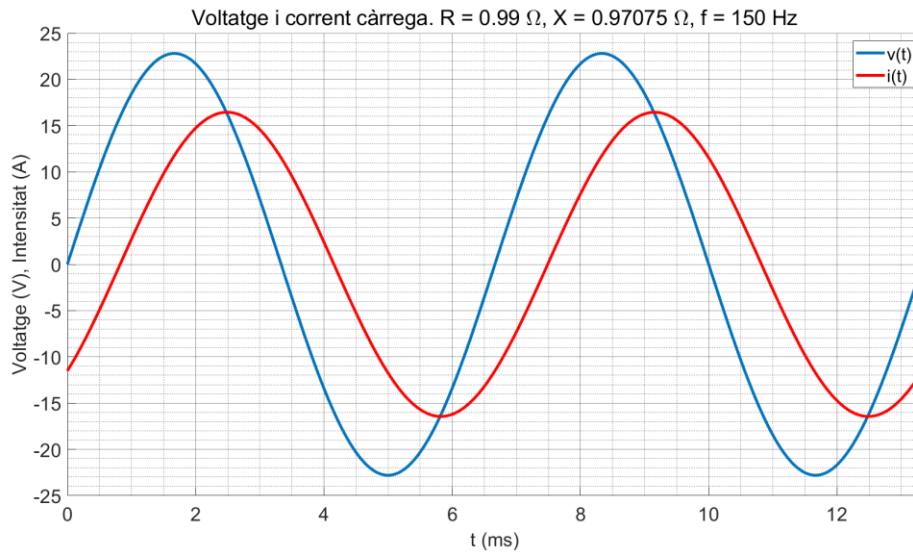


Figura 85 - Voltatge i corrent de la càrrega.

La potència instantània i la potència mitjana de la bobina són:

$$p(t) = V_o \sin(\omega t) I_p \sin(\omega t - \varphi) \quad (\text{Eq. 78})$$

$$P = \frac{1}{2} V_o I_p \cos(\varphi) \quad (\text{Eq. 79})$$

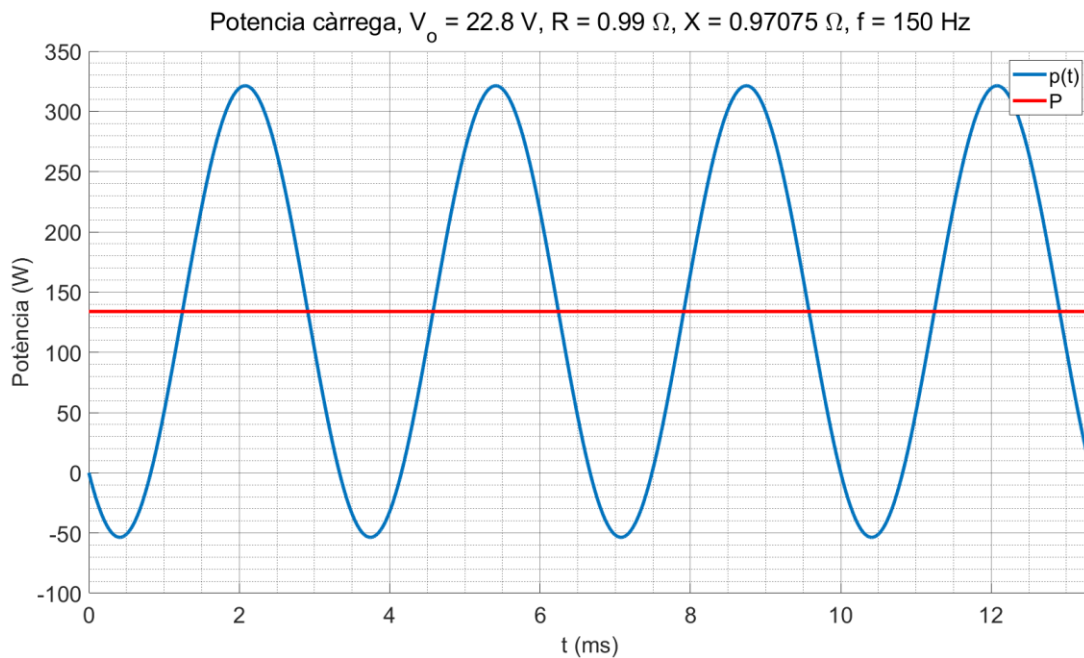


Figura 86 - Potència de la càrrega.

D.3. Potència de l'amplificador

La potència que ha de dissipar l'amplificador, P_D , és la potència que entrega la font, P_S , menys la potència entregada a la càrrega, P_L :

$$P_D = P_S - P_L \rightarrow P_D = \frac{2V_S I_p}{\pi} - \frac{1}{2} V_o I_p \cos(\varphi) \quad (\text{Eq. 80})$$

La intensitat i el $\cos(\varphi)$ depenen de la impedància. Com es tracta d'una bobina es modela com $Z = R + jL\omega$. Llavors, s'obté:

$$\cos(\varphi) = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \quad (\text{Eq. 81})$$

$$I_p = \frac{V_o}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \quad (\text{Eq. 82})$$

La potència de l'amplificador és:

$$P_D = \frac{2V_S}{\pi} \frac{V_o}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} - \frac{R \cdot V_o^2/2}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (\text{Eq. 83})$$

El valor de la potència depèn per tant del voltatge de sortida V_o , de la freqüència ω , del voltatge d'alimentació V_S i dels paràmetres RL de la bobina emprada. La Figura 87 mostra un exemple de la potència en funció de l'amplitud del voltatge V_o i per a diferents freqüències.

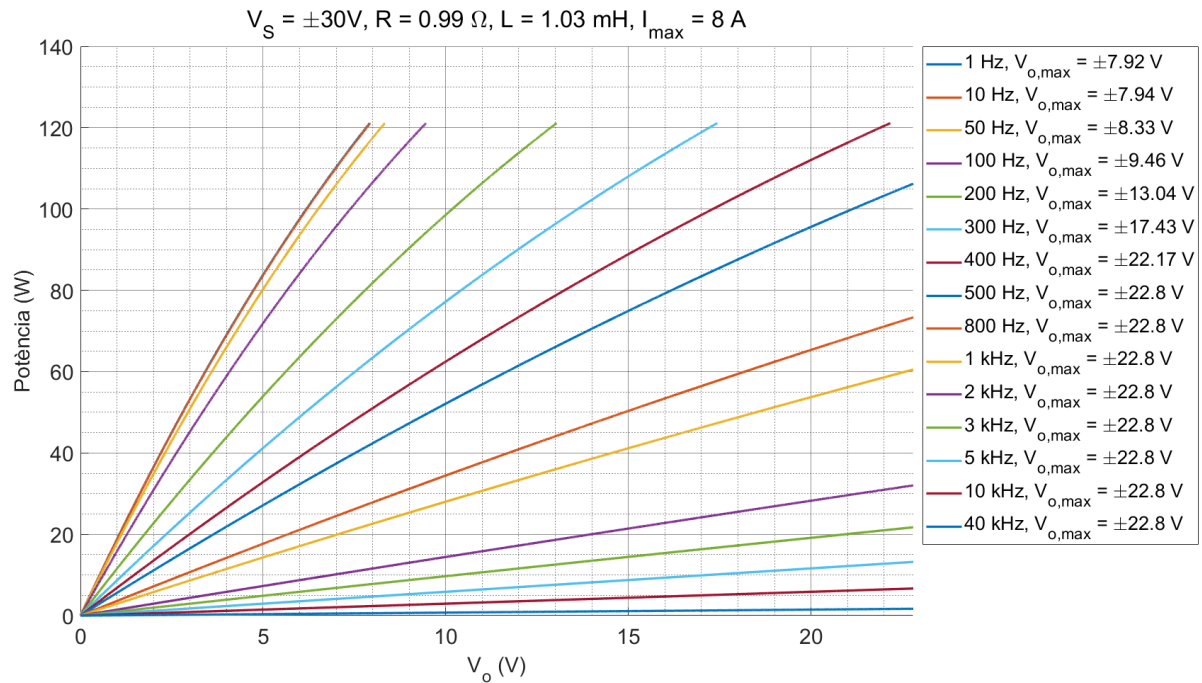


Figura 87 - Potència amplificador en funció del voltatge de sortida i la freqüència.

E. ALTERNATIVES PER A LA BOBINA D'EXCITACIÓ

En el projecte s'utilitza una bobina simple com a bobina d'excitació, però també existeixen altres configuracions de bobinat que obtenen camps magnètic constants i uniformes. En aquest annex es presenten aquestes altres bobines que s'ha estudiat per al projecte.

E.1. Bobines Helmholtz

La configuració de bobines Helmholtz tracta de dues bobines exactament iguals; ambdues tenen N espires, i les seves dimensions són una longitud L i un radi R . Es situen en plans paral·lels sobre el mateix eix longitudinal, tal com mostra la Figura 88, i, com a factor clau, es separen per una distància d igual al radi, $d = R$. Llavors, si es fa circular un corrent I en el mateix sentit per als dos solenoides, els camps magnètics es sumen.

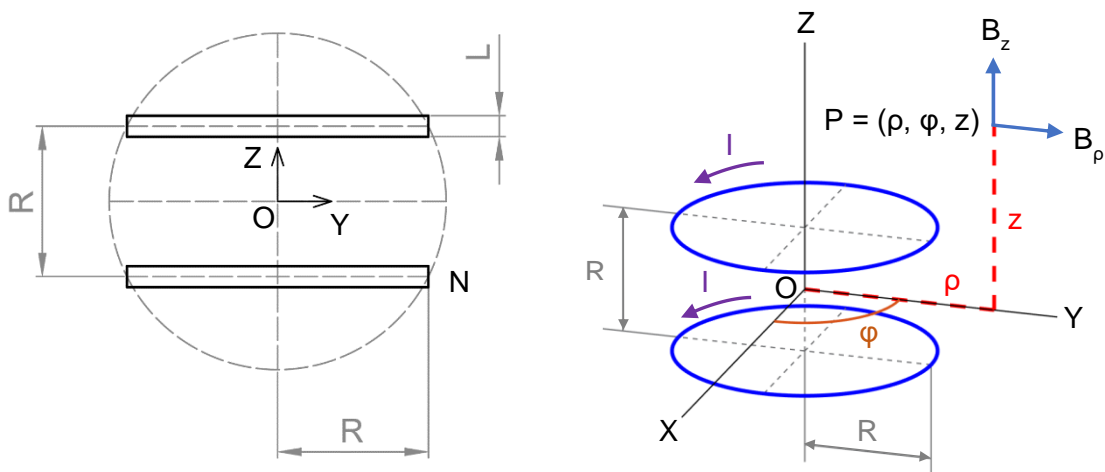


Figura 88 - Esquema bobines Helmholtz.

En el sistema de coordenades, l'origen O es situa en l'eix longitudinal de les bobines (eix Z) i just al punt mig de la distància que les separa. De la mateixa manera que per a una bobina simple, el camp magnètic s'estudia per a les components B_z i B_ρ , ja que B_x és nul·la.

A l'annex F.4. Bobines Helmholtz s'exposa el codi desenvolupat per generar les següents gràfiques que permeten analitzar aquesta configuració. Primerament, s'obté les línies de camp magnètic a la Figura 89.

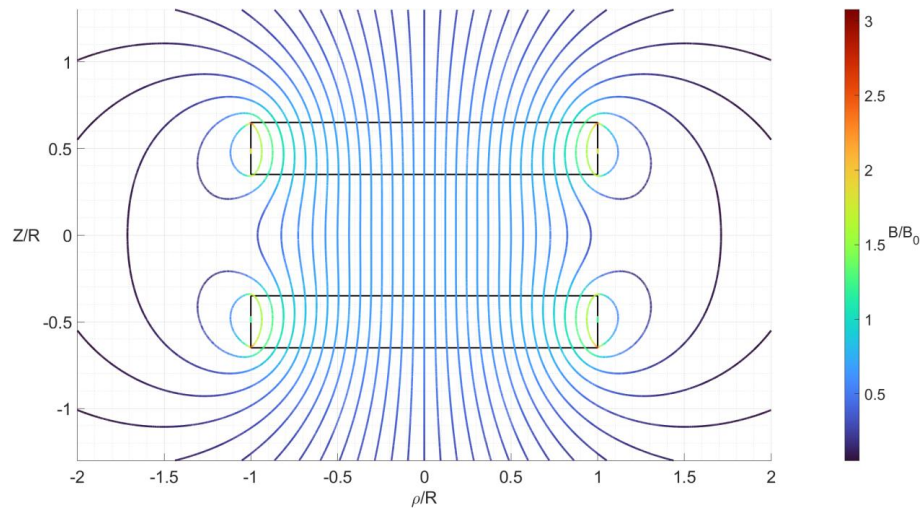


Figura 89 - Línies de camp de bobines Helmholtz.

Al voltant del centre de les bobines s'observa un camp magnètic uniforme. S'examina el seu valor al llarg de l'eix Z i per a diferents ratios entre R i L (Figura 90). Per la geometria de la configuració, la longitud pot variar des de 0 fins a un valor màxim de $L_{\max} = R$.

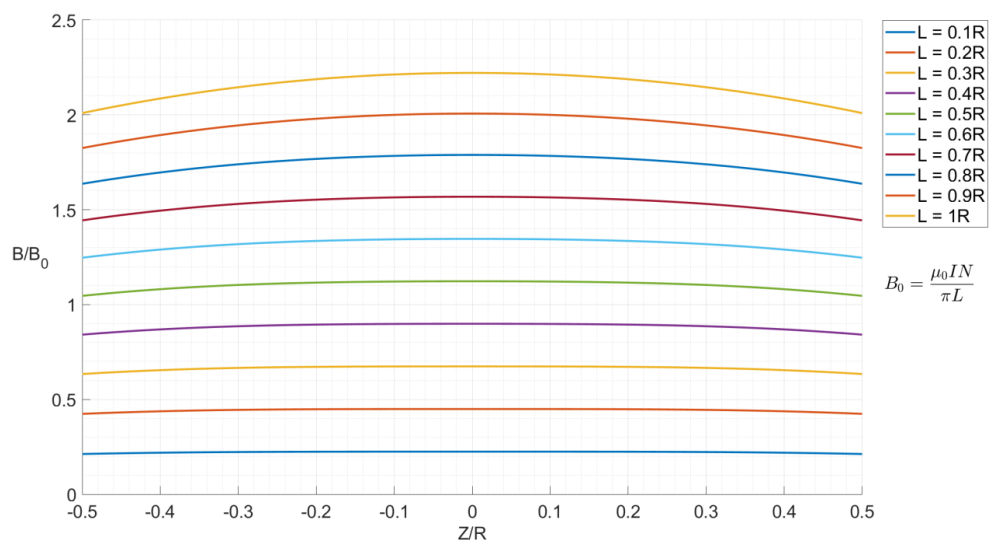


Figura 90 - Gràfica del camp magnètic al llarg de l'eix Z de bobines Helmholtz i per a diferents ratios entre L i R.

En aquest cas, com més petita és la longitud en relació al radi, més constant es torna el camp en l'eix longitudinal. En el cas contrari, com més s'assemblin la longitud i el radi, la configuració més assimila el seu camp magnètic a una bobina simple. Per exemple, per una longitud $L = 0,3R$, el camp és constant en un marge de $\pm 20\%$ del radi.

S'ha esmentat anteriorment que la distància d entre bobines és un factor clau. La Figura 91 és la gràfica del camp magnètic en l'eix Z per a diferents distàncies. El seu valor mínim possible és igual a la longitud de les bobines $d_{\min} = L$.

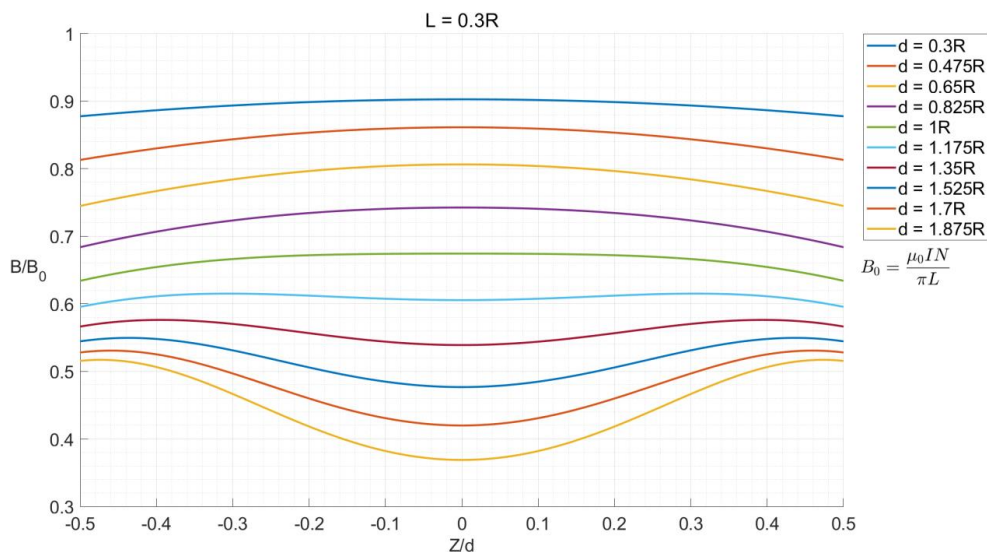


Figura 91 - Camp magnètic al llarg de l'eix Z de les bobines Helmholtz per a diferents valors de la distància d entre bobines.

El camp es fa més constant al voltant del centre quan la distància entre bobines és igual al seu radi R .

També s'analitza el camp magnètic en l'eix radial ρ (Figura 92), i es manté constant en el marge de $\pm 20\%$ del radi.

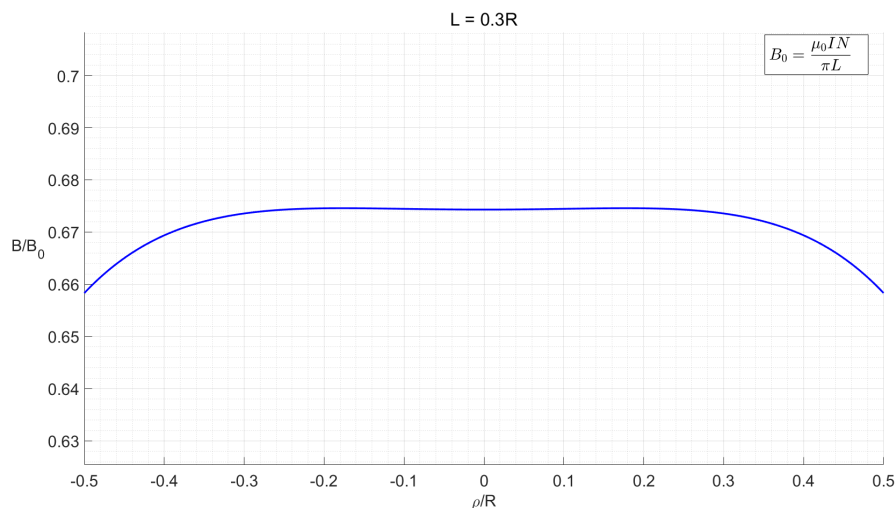


Figura 92 - Gràfica del camp magnètic B en l'eix ρ per a les bobines Helmholtz.

El camp magnètic en els dois eixos conjuntament és el de la Figura 93.

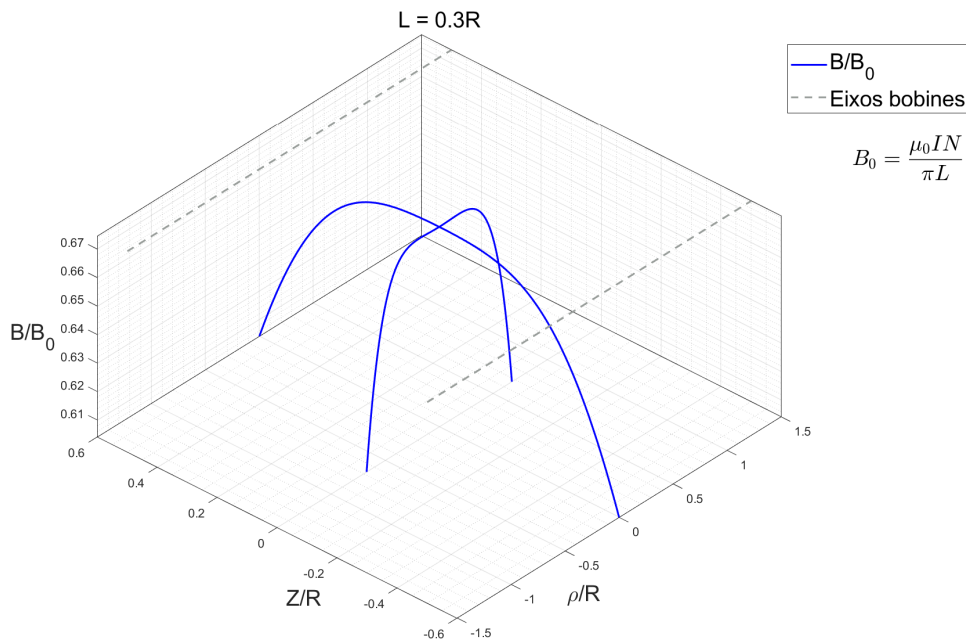


Figura 93 - Camp magnètic al llarg de l'eix Z i de l'eix p per a les bobines Helmholtz.

En el centre de la configuració Helmholtz s'obté un camp magnètic uniforme i constant sempre i quan la distància d entre bobines sigui igual al radi R , i la longitud L sigui el més petit possible respecte al radi. Com a referència, per a $L = 0,3R$, el camp és homogeni en tots els punts de l'espai al voltant del centre en un marge de $\pm 20\%$ del radi.

Sota aquestes condicions, la relació entre el camp magnètic B i la intensitat de les bobines I és igual a la suma del camp que genera cada solenoide en el centre de la configuració (Eq. 84).

$$B(I) = \frac{\mu_0 NI}{L} \cdot \left(\frac{L + R}{\sqrt{4R^2 + (L + R)^2}} + \frac{L - R}{\sqrt{4R^2 + (L - R)^2}} \right) \quad (\text{Eq. 84})$$

E.2. Bobines Maxwell

Les bobines Maxwell és una configuració basada en tres bobines, totes situades en plans paral·lels i amb el mateix eix longitudinal (Figura 94). Hi ha un solenoide central de radi R , longitud L i N espires, i, a banda i banda d'aquest, es situen les altres dues bobines. Ambdues són iguals, tenen un radi $R_2 = \sqrt{4/7} R$, el seu nombre d'espores és $N_2 = N \cdot 49/64$, i per tant,

la seva longitud és $L_2 = L \cdot 49/64$. Aquests dos solenoides es col·loquen, respecte a la bobina central, a una distància d igual a $d = \sqrt{3/7} R$. Si es fa circular un corrent I en el mateix sentit per als tres solenoides, els camps magnètics es sumen.

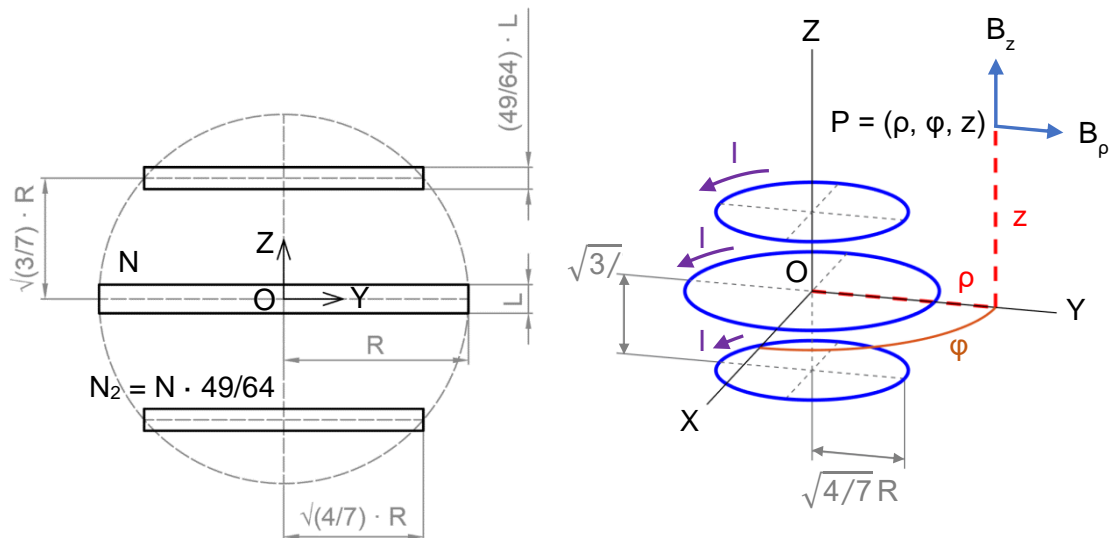


Figura 94 - Esquema bobines Maxwell.

De la mateixa manera que per a una bobina simple, el camp magnètic s'estudia per a les components B_z i B_ρ , ja que B_x és nul·la.

A l'annex F.5. Bobines Maxwell s'exposa el codi desenvolupat per generar les següents gràfiques que permeten analitzar aquesta configuració. Primerament, s'obté les línies de camp magnètic a la Figura 95.

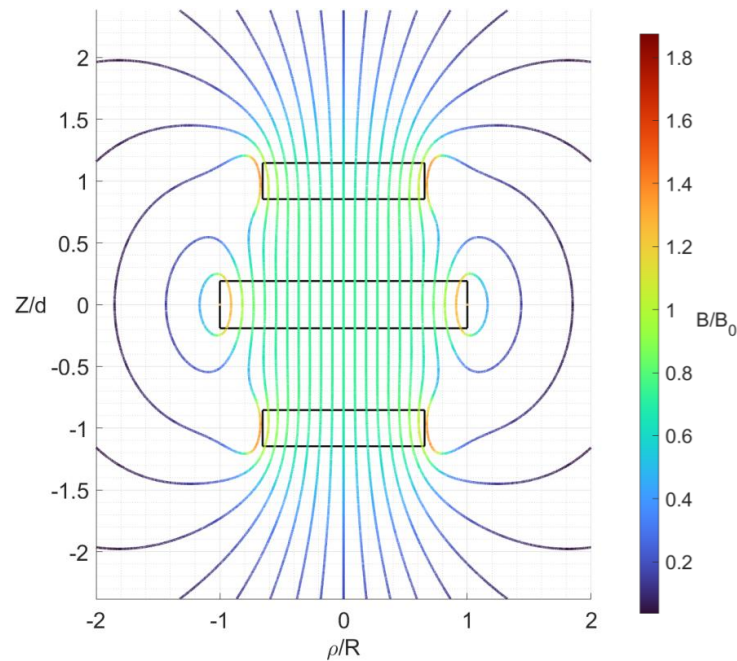


Figura 95 - Línies de camp de bobines Maxwell.

Al voltant del centre de la configuració s'observa un camp magnètic uniforme. S'examina el seu valor al llarg de l'eix Z i per a diferents ratios entre R i L (Figura 96). Per la geometria de la configuració, la longitud pot variar des de 0 fins a un valor màxim de $L_{\max} = 0,74155 \cdot R$.

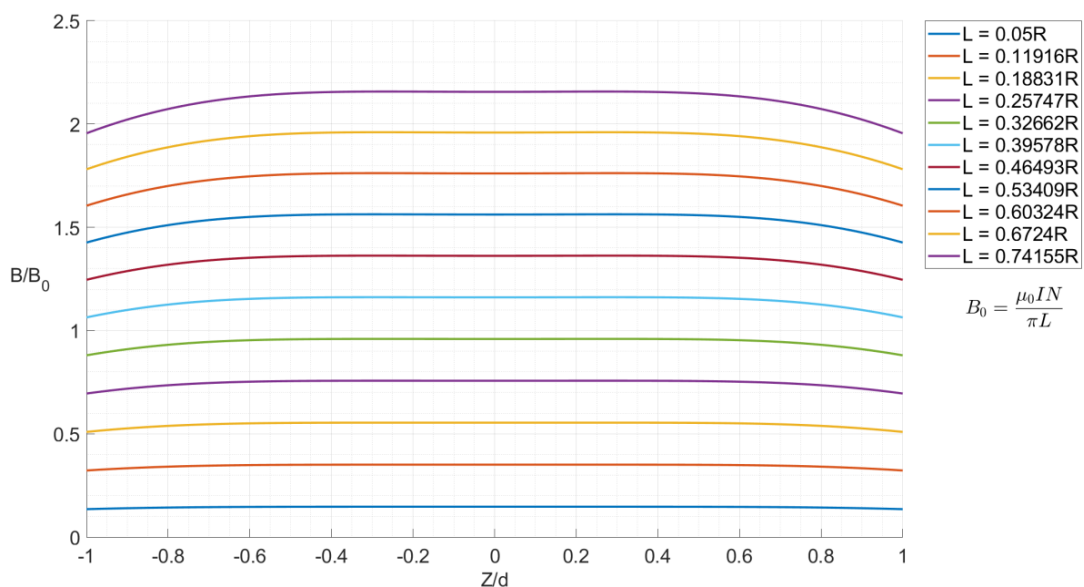


Figura 96 - Gràfica del camp magnètic al llarg de l'eix Z de bobines Maxwell i per a diferents ratios entre L i R.

En aquest cas, com més petita és la longitud en relació al radi, més constant es torna el camp en l'eix longitudinal. Per exemple, per una longitud $L = 0,25R$, el camp és constant en un marge de $\pm 40\%$ del radi.

També s'analitza el camp magnètic en l'eix radial ρ (Figura 97). El camp es manté constant en el marge de $\pm 40\%$ del radi.

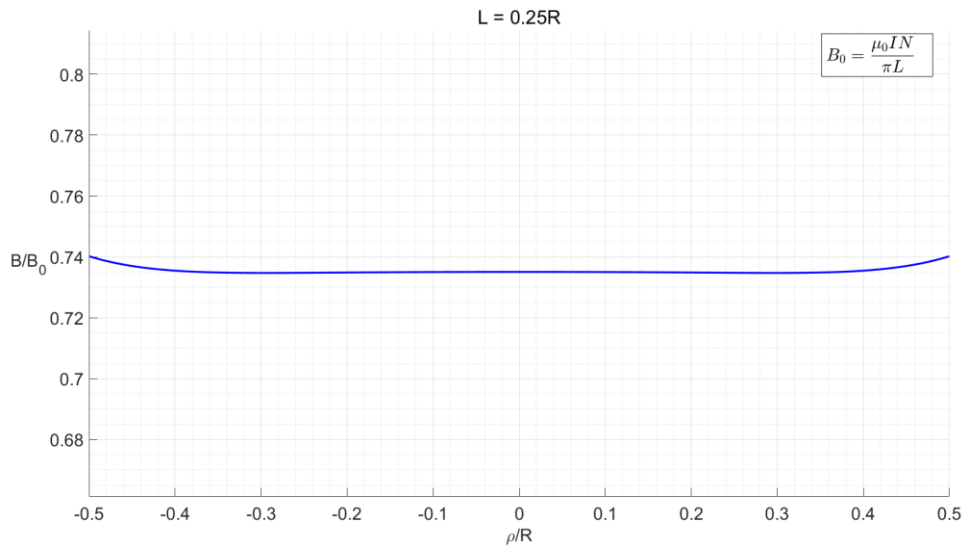


Figura 97 - Gràfica del camp magnètic B en l'eix ρ per a les bobines Helmholtz.

El camp magnètic en els dos eixos conjuntament és el de la Figura 98.

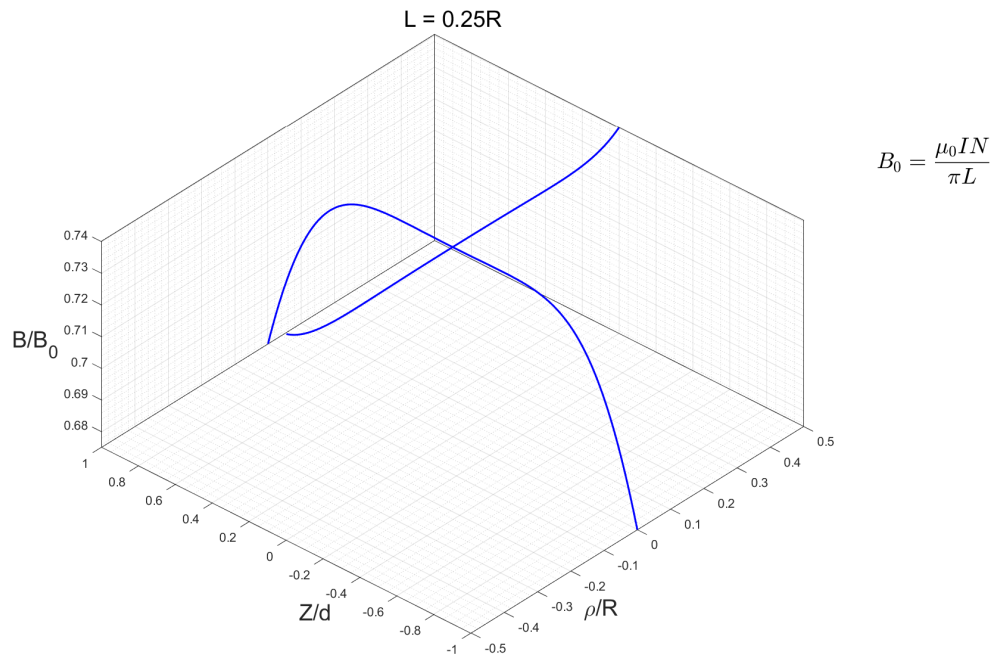


Figura 98 - Camp magnètic al llarg de l'eix Z i de l'eix ρ per a les bobines Helmholtz.

En el centre de la configuració Maxwell s'obté un camp magnètic uniforme i constant sempre i la longitud L sigui el més petit possible respecte al radi R. Com a referència, per a $L = 0,25R$,

el camp és homogeni en tots els punts de l'espai al voltant del centre en un marge de $\pm 20\%$ del radi.

Sota aquestes condicions, la relació entre el camp magnètic B i la intensitat de les bobines I és igual a la suma del camp que genera cada solenoide en el centre de la configuració (Eq. 85).

$$B(I) = \frac{\mu_0 NI}{2\sqrt{R^2 + \left(\frac{L}{2}\right)^2}} + \frac{\mu_0 NI}{L} \cdot \left(\frac{\frac{49}{64} \cdot \frac{L}{2} + \sqrt{\frac{3}{7}}R}{\sqrt{\frac{4}{7}R^2 + \left(\frac{49}{64} \cdot \frac{L}{2} + \sqrt{\frac{3}{7}}R\right)^2}} + \frac{\frac{49}{64} \cdot \frac{L}{2} - \sqrt{\frac{3}{7}}R}{\sqrt{\frac{4}{7}R^2 + \left(\frac{49}{64} \cdot \frac{L}{2} - \sqrt{\frac{3}{7}}R\right)^2}} \right) \quad (\text{Eq. 85})$$

F. ESTUDI I SIMULACIÓ DEL CAMP MAGNÈTIC D'UNA BOBINA

La pàgina web Curso Interactivo de Física en Internet (Ángel Franco García, Universitat del País Basc, 2015) mostra de forma analítica i detallada l'estudi del camp magnètic d'una bobina. També proporciona un codi en Matlab per calcular aquest camp. A partir d'aquest codi, s'han desenvolupat diferents algorismes que realitzen un conjunt gràfiques sobre el camp, i serveixen per analitzar-lo. En aquest annex es fa un recull dels conceptes, equacions i codi emprats per al projecte.

F.1. Components del camp magnètic d'un solenoide

Sigui una bobina cilíndrica de radi R , longitud L , N espises i per on circula un corrent I , tal com es mostra a la Figura 99.

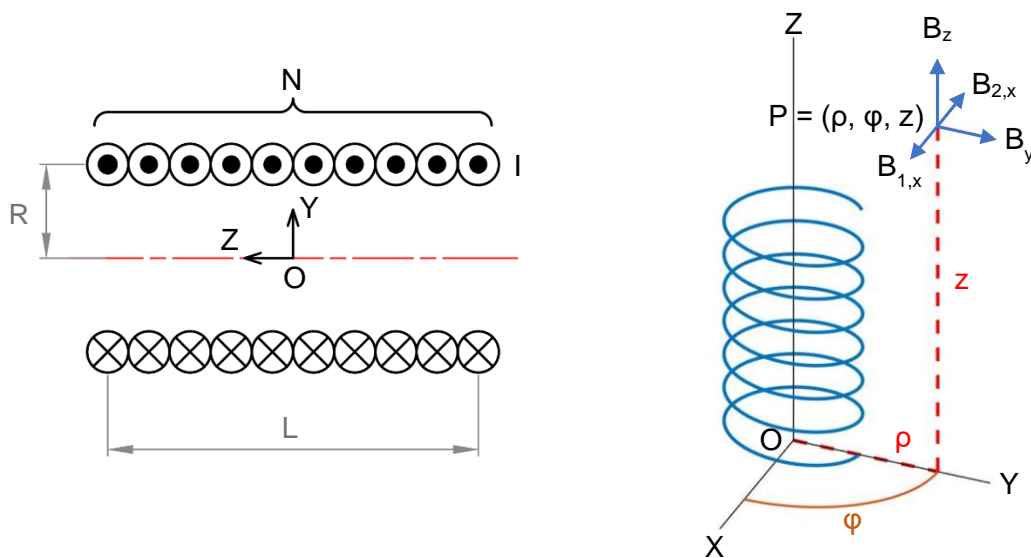


Figura 99 – Secció longitudinal de la bobina (esquerra) i bobina en coordenades cartesianes i cilíndriques (dreta).

El camp magnètic que produeix el solenoide es pot estudiar com la contribució que aporta cada espira individual (Figura 100), i s'aplica la llei de Biot-Savart de l'(Eq. 86)

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int \frac{\vec{u}_l \times \vec{u}_r}{r^2} dl \quad (\text{Eq. 86})$$

On dl és un diferencial de l'espira. \vec{u}_l és un vector unitari que senyala la direcció i sentit del corrent en el diferencial dl . r és la distància entre el diferencial dl i el punt on es calcula el

camp. \vec{u}_r és un vector unitari en la direcció de r i en el sentit del diferencial dl cap al punt on es calcula el camp.

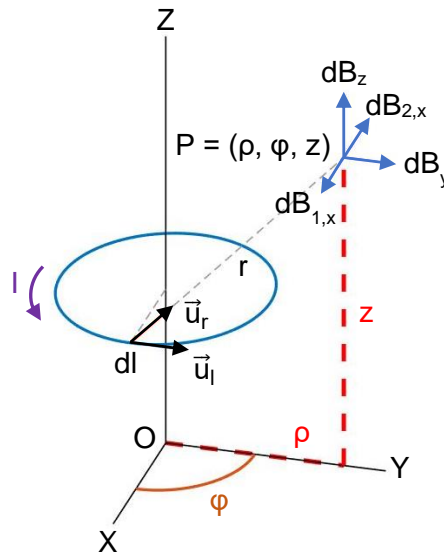


Figura 100 – Camp magnètic d'una espira de la bobina en coordenades cartesianes i en coordenades cilíndriques.

Si es calcula el camp magnètic en un punt del pla YZ, per a cada element dl , existeix un altre simètric al propi pla YZ però \vec{u}_l té sentit oposat. Conseqüentment, sorgeixen dues components en el l'eix X ($dB_{1,x}$ i $dB_{2,x}$) d'igual magnitud i sentits oposats, per tant, s'anul·len mútuament i el camp queda definit només per dB_y i dB_z . També es pot expressar en coordenades cilíndriques (ρ, φ, z), i, si l'eix radial ρ substitueix a l'eix Y, llavors el camp magnètic serà dB_z i dB_ρ . Cal destacar que el camp del pla YZ (o pla ρZ) serà el mateix i es va repetint per a qualsevol angle φ ; hi ha simetria respecte a l'eix Z. Per aquest motiu, l'estudi del magnetisme es pot simplificar a B_z i B_ρ per a qualsevol punt de l'espai.

El professor Ángel Franco mostra, en la seva pàgina web, el desenvolupant la llei de Biot-Savart per a totes les espiras de la bobina, i troba les integrals que resolen el camp magnètic. A més, proposa un codi en Matlab per calcular les components B_ρ i B_z d'un punt qualsevol (ρ, z). Per al projecte, s'ha emprat aquest codi amb algunes modificacions i s'ha escrit en la funció de $[B_\rho, B_z] = \text{campo_bobina}(R, L, \rho, z)$.

```
function [Bp,Bz] = campo_bobina(R,L,p,z)

%{
INPUTS
- R: radio del solenoide
- L: longitud del solenoide
```

```

- p: coordenada radial
- z: coordenada vertical
%}

% variables
a = R; % radio
b = L/2; % mitad longitud

% para p = -R, el calculo devuleve NaN. Aprovechando la simetria respecto
% el eje Z, se calcula el punto para p = R
if p== -R
    y = R;
else
    y = p;
end

z_M=z+b;
z_m=z-b;
alfa_M=a/sqrt(z_M^2+(y+a)^2);
alfa_m=a/sqrt(z_m^2+(y+a)^2);
beta_M=z_M/sqrt(z_M^2+(y+a)^2);
beta_m=z_m/sqrt(z_m^2+(y+a)^2);
gamma=(a-y)/(a+y);
k_M=sqrt((z_M^2+(a-y)^2)/(z_M^2+(a+y)^2));
k_m=sqrt((z_m^2+(a-y)^2)/(z_m^2+(a+y)^2));

Bp=alfa_M*integral_eliptica(k_M,1,1,-1)-alfa_m*integral_eliptica(k_m,1,1,-1);
Bz=(a/(a+y))*(beta_M*integral_eliptica(k_M,gamma^2,1,gamma) -
beta_m*integral_eliptica(k_m,gamma^2,1,gamma));

% Si se ha cambiado p = -R --> p = R para el calculo, por simetria respecto al eje
Z, la componente Bp
% tambien cambia de signo entre p = R y p = -R
if p== -R
    Bp = -Bp;
end

end
end

```

Aquesta funció, al seu torn, crida a la funció `res = integral_eliptica(kc,p,c,s)`, que fa la integració numèrica de les corresponents integrals.

```

function res = integral_eliptica(kc,p,c,s)

if kc==0
    res=NaN;

else

    errtol=0.000001;
    k=abs(kc);
    pp=p;
    cc=c;
    ss=s;
    em=1;
    if p>0
        pp=sqrt(p);
        ss=s/pp;
    else
        f=kc^2;
        q=1-f;
    end
end

```

```

    g=1-pp;
    f=f-pp;
    q=q*(ss-c*pp);
    pp=sqrt(f/g);
    cc=(c-ss)/g;
    ss=-q/(g^2*pp)+cc*pp;
end
f=cc;
cc=cc+ss/pp;
g=k/pp;
ss=2*(ss+f*g);
pp=g+pp;
g=em;
em=k+em;
kk=k;
while abs(g-k)>g*errtol
    k=2*sqrt(kk);
    kk=k*em;
    f=cc;
    cc=cc+ss/pp;
    g=kk/pp;
    ss=2*(ss+f*g);
    pp=g+pp;
    g=em;
    em=k+em;
end
res=(pi/2)*(ss+cc*em)/(em*(em+pp));
end
end

```

Aquest parell de funcions donen el valor dels components del camp respecte a B_0 (Eq. 87).

$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L} \quad (\text{Eq. 87})$$

$$B_\rho = B_0 \cdot B_\rho^f \quad B_z = B_0 \cdot B_z^f \quad (\text{Eq. 88})$$

B_ρ^f i B_z^f són els valors que retornen les funcions. B_ρ i B_z són els valors del camp en les unitats que corresponguin (teslas, gauss...).

F.2. Línies i vectors de camp magnètic

El següent codi dibuixa les línies de camp magnètic del solenoide en un pla definit per un eix radial ρ i un eix vertical Z . Les línies seran les mateixes per a qualsevol angle φ del pla.

```

% Líneas de campo en el plano pZ con gradiente de color en funcion del campo B
clear

```

```

% INPUTS solenoide

R = 1; % radius of the solenoid
L = 4; % length of the coil
lines = 21; % numero lineas a lo largo del diametro

newplot
hold on

% Dibujar seccion longitudinal bobina en el plano YZ
line([0,0],[R,R],[-L/2,L/2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R,-R],[-L/2,L/2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R,R],[L/2,L/2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R,R],[-L/2,-L/2],'lineWidth',1.5,'color','k')

p_limit = 2*R; % limite eje p
z_limit = 1.5*L/2; % limite eje Z

N = 1000000; % numero maximo de puntos para una linea
paso = 0.0001; % paso entre dos puntos consecutivos de una linea de campo
width = 1; % espesor lineas

% Calculo de cada linea entre -R y R
for O=-R:2*R/(lines+1):R

    % inicializacion matrices
    y=zeros(1,N+1);
    z=zeros(1,N+1);
    B=zeros(1,N+1); % modulo campo B

    % origen de cada linea de campo
    y(1)=O;
    z(1)=0;

    i_zp = 0; % indice necesario mas adelante para graficar correctamente

    % calculo de una linea para N puntos
    for i=1:N

        % vector de campo B=(By,Bz) en el punto (y,z)
        [By,Bz]=campo_bobina(R,L,y(i),z(i));
        B(i) = sqrt(By^2+Bz^2);

        % coordenadas punto consecutivo
        y(i+1)=y(i)+paso*By/B(i);
        z(i+1)=z(i)+paso*Bz/B(i);

        % la línea llega a lo límites de la gráfica
        if y(i+1) < -p_limit || y(i+1) > p_limit || z(i+1) < -z_limit || z(i+1) >
z_limit
            % nuevo punto simetrico respecto al eje Y
            y(i+1)=y(i);
            z(i+1)=-z(i);
            i_zp = i; % indice de puntos con coordenada z positiva
        end

        % La línea de campo ha vuelto al punto origen
        if z(i)<z(1) && z(i+1)>=z(1)
            % rango puntos
            y = y(1:i);
            z = z(1:i);
            B = B(1:i);
            break; % linea calculada. Para bucle for
        end
    end
end
end

```

```

% dibuja las lineas con el color en funcion del modulo de B

if i_zp > 0
    % la linea ha llegado a un limete de la grafica. Se dividen los datos
    % en z positivo y en z negativo

    % rango puntos z positivo
    y1 = y(1:i_zp);
    z1 = z(1:i_zp);
    x1 = zeros(size(y1)); % coordenada x es 0
    B1 = B(1:i_zp);

    % rango puntos z negativo
    y2 = y(i_zp+1:end);
    z2 = z(i_zp+1:end);
    x2 = zeros(size(y2)); % coordenada x es 0
    B2 = B(i_zp+1:end);

    % se dibujan los dos rangos

    surf([x1;x1],[y1;y1],[z1;z1],[B1;B1],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

    surf([x2;x2],[y2;y2],[z2;z2],[B2;B2],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

else
    % la linea no ha llegado al limete de la grafica, se dibuja todo el
    % rango de puntos conjuntamente
    x = zeros(size(y)); % coordenada x es 0

    surf([x;x],[y;y],[z;z],[B;B],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

end

end

% Configuracion grafica

% ejes
ax = gca; % ejes grafica
axis on
axis equal % ejes con las mismas unidades
grid on
grid minor
ax.FontSize = 18; % tamaño numeros ejes

% limite ejes
ylim([-p_limit p_limit]);
zlim([-z_limit z_limit]);

% nombre ejes
ylabel('\rho','FontSize',18,'FontName','Arial')
xlabel('Z','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% colorbar
colormap turbo % rango de colores
h = colorbar;
% titulo para colorbar
ylabel(h,'B/B_0','FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'Rotation',0,'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','left')

view(90,0) % punto de vista en el plano YZ

hold off

```


La gràfica resultant que es genera és la Figura 101.

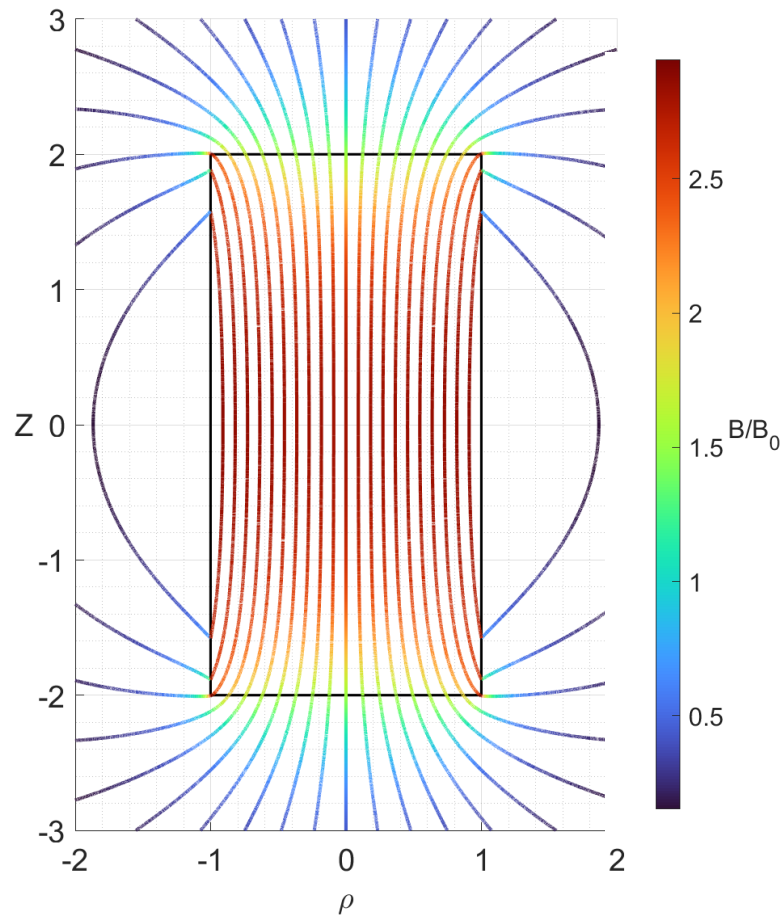


Figura 101 - Línies de camp d'un solenoide en una secció longitudinal.

S'ha creat un altre programa que dibuixa els vectors del camp magnètic en el plànol YZ de la bobina.

```
% Vectores de campo en el plano YZ con gradiente de color en funcion del
% modulo del vector B. Solenoide en 3D

clear

% INPUTS solenoide
R = 1; % radius of the solenoid
L = 4; % length of the coil
vec_p = 10; % numero de vectores a lo largo del eje p
vec_Z = 10; % numero de vectores a lo largo del eje Z

newplot
hold on

% Dibujar bobina
[x_C,y_C,z_C] = cylinder(R); % cilindro de radio R y longitud 1
z_C = L*z_C - L/2; % longitud L para el cilindro y con L/2 centrado en z = 0
color = [232/255 228/255 227/255];
surf(x_C,y_C,z_C,'FaceColor',color,'FaceAlpha',0.1,'EdgeColor','none');
```

```

% espira radio R en el plano XY
ang = 0:2*pi/1000:2*pi;
[x,y] = pol2cart(ang,R);

% espira en los extremos de la bobina
plot3(x,y,-L/2*ones(size(x)),'k')
plot3(x,y,L/2*ones(size(x)),'k')

% limite eje p y eje Z
p_limit = 1.1*R;
z_limit = 1.1*L/2;

spacing_y = 2*p_limit/vec_p; % sepracion entre puntos eje Y
spacing_z = 2*z_limit/vec_Z; % separacion entre puntos eje Z

% puntos plano YZ
Y = -p_limit:spacing_y:p_limit;
Z = -z_limit:spacing_z:z_limit;
[Y2,Z2] = meshgrid(Y,Z); % filas --> eje Z, columnas --> eje Y

% componentes B para cada punto (y,z)
BY = zeros(length(Z), length(Y));
BZ = zeros(length(Z), length(Y));
B = zeros(length(Z), length(Y)); % modulo de B
for k=1:length(Z)
    for j=1:length(Y)
        [Bp,Bz]=campo_bobina(R,L,Y(j),Z(k));
        BY(k,j) = Bp;
        BZ(k,j) = Bz;
        B(k,j) = sqrt(Bp^2+Bz^2);
    end
end

% valores max y min del campo
Bmax = max(B,[],'all');
Bmin = min(B,[],'all');

% grafica surf para obtener gradiente de color
newplot
surf([0 0],[0 0],zeros(2))
colormap turbo;
color_map = colormap; % matriz gradiente colores RGB
[rows, cols] = size(color_map);

% regresion lineal y = m*B+n
% y: numero de fila de color_map
m = (rows-1)/(Bmax-Bmin);
n = (Bmax-Bmin*rows)/(Bmax-Bmin);
y = @(Bf) round(m*Bf+n,0); % redondear a numero entero

% Escalar vectores
scale = 1*spacing_z/Bmax; % Longitud de Bmax respecto al spacing de z
scaleHead = 5; % Escalar flecha, unidades relativas a la longitud del vector

% Dibuja cada vector en el pano YZ con su color en funcion del modulo
for k=1:length(Z)
    for j=1:length(Y)
        if ~isnan(B(k,j))
            index = y(B(k,j)); % indice color_map
            quiver3(0,Y2(k,j),Z2(k,j), ... % punto origen vector
                0,BY(k,j),BZ(k,j), ... % componentes vector
                'Color',color_map(index,:), ... % color
                'AutoScaleFactor',scale, ... % escalar longitud vector
                'MaxHeadSize',scaleHead) % escalar flecha
        end
    end
end
end

```

```
end

% Configuracion grafica

% ejes
axis on
axis equal % ejes con las mismas unidades
set(gca,'XTick',[],'YTick',[],'ZTick',[]) % no mostrar numeros ejes

% limites ejes
xlim([-p_limit p_limit]);
ylim([-p_limit p_limit]);
zlim([-z_limit z_limit]);

% nombre ejes
xlabel('X','FontSize',18,'FontName','Arial','HorizontalAlignment','center','VerticalAlignment','middle')
ylabel('Y','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','center')
zlabel('Z','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% colorbar
colormap turbo % rango de colores
h = colorbar;
caxis([Bmin Bmax]) % asignar limites barra de colores
ylabel(h,'B/B_0','FontSize',14,'FontName','Arial', ...
    'Rotation',0,'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','left')

view(134,26) % punto de vista grafica 3D

hold off
```

La gràfica generada és la Figura 102.

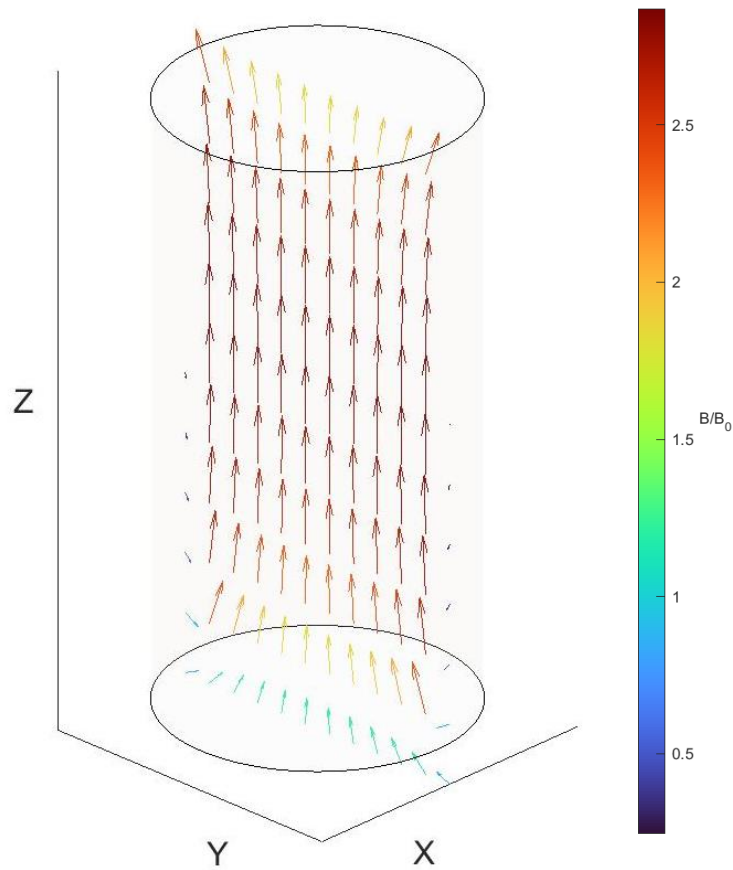


Figura 102 - Vectors de camp magnètic d'un solenoide.

F.3. Gràfica del camp magnètic en els eixos ρ i Z

Aquest codi realitza la gràfica del valor del camp, $|\vec{B}|$, al llarg de l'eix Z i per a diferents ratios entre la longitud L i el radi R .

```
% Gràfica del campo B a lo largo del eje Z para diferentes ratios de R y L

newplot
hold on

R = 1; % radio solenoide
p_0 = 0; % coordenada radial p

width = 2; % espesor lineas

for L=5:5:20 % rango longitud L

    i=1; % iterador
    Z=-1*L/2:1*L/1000:1*L/2; % rango eje Z
    B_z=zeros(1,length(Z)); % modulo de B
    for z=Z
        [Bp,Bz]=campo_bobina(R,L,p_0,z); % componentes (Bp,Bz) para el punto
        (p_0,z)
        B_z(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo de B
    end
end
```

```

        i=i+1;
    end

    Z = Z./L; % valores de Z respecto la longitud L

    txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % texto leyenda
    plot(Z,B_z,'LineWidth',width,'DisplayName',txt) % dibuja grafica

end

% Configuracion grafica

% ejes
ax = gca; % ejes grafica
ax.FontSize = 18; % tamaño numeros ejes
grid on
grid minor

% nombre ejes
xlabel('Z/L','FontSize',18,'FontName','Arial')
ylabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% leyenda
lg = legend('FontName','Arial','FontSize',18,'Location','bestoutside'); % leyenda
fuera de la grafica

% formula Bo
position = [0.78,0.63,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",'FontSize',18,'Fit
BoxToText','on','EdgeColor','none')

hold off

```

Genera la gràfica de la Figura 103.

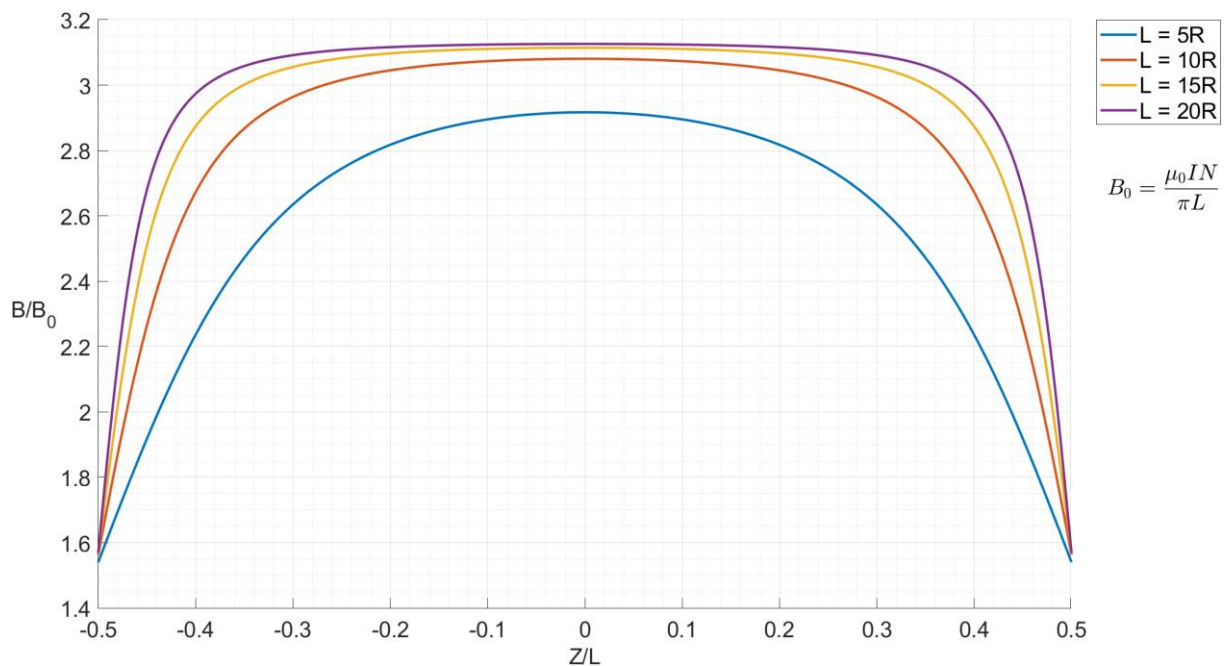


Figura 103 - Camp magnètic del solenoide en l'eix Z per a diferents ratios entre L i R.

El següent algoritme s'utilitza per dibuixar el valor del camp al llarg l'eix radial p i al llarg de l'eix vertical Z conjuntament.

```
% Grafica modulo campo B a lo largo del eje Z y a lo largo del eje p

clear
newplot
hold on

% INPUTS solenoide

R = 1; % radius of the solenoid
L = 20; % length of the coil
z_0 = 0; % coordenada vertical z para grafica a lo largo del eje p
p_0 = 0; % coordenada radial p para grafica a lo largo del eje Z

% B a lo largo del eje p para los puntos (p,z_0)
p_max = 1.2*max(R,abs(p_0)); % max valor del eje p
p=-p_max:p_max/1000:p_max; % valores eje p
B_p=zeros(1,length(p)); % para guardar valores de B en cada punto (p,z_0)
i=1; % iterador
for y=p % para cada punto p
    [Bp,Bz]=campo_bobina(R,L,y,z_0); % componentens B=(Bp,By) para el punto (p,z_0)
    B_p(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

% B a lo largo del eje z para los puntos (p_0,z)
z_max = 1.2*max(L/2,abs(z_0)); % max valor del eje Z
Z=-z_max:z_max/1000:z_max; % valores eje Z
B_z=zeros(1,length(Z)); % para guardar valores de B en cada punto (p_0,z)
i=1;
for z=Z % para cada punto de z
    [Bp,Bz]=campo_bobina(R,L,p_0,z); % componentens B=(Bp,By) para el punto (p_0,z)
    B_z(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

Bz_max = max(B_z); % max B en el eje Z
Bp_max = max(B_p); % max B en el eje p

%{
Representacion de valores en grafica tres dimensiones
eje grafica --> magnitud
X --> p
Y --> Z
Z --> B
%}
width = 1.5; % espesor lineas

% B a lo largo de p para los puntos (p,z_0)
lg_B = plot3(p,z_0*ones(1,length(p)),B_p,'b','LineWidth', width);

% B a lo largo de Z para los puntos (p_0,z)
plot3(p_0*ones(1,length(Z)),Z,B_z,'b','LineWidth', width)

% Dibujo seccion longitudinal bobina
color = [153/255 158/255 155/255]; % color bobina
width = 1.5; % espesor lineas
h = 1*max(Bz_max,Bp_max); % altura de la bobina respecto el valor maximo de B
lg_bobina = line([R,R],[-L/2,L/2],[h,h],'lineWidth',width,'color',color,'LineStyle','--');
line([-R,-R],[-L/2,L/2],[h,h],'lineWidth',width,'color',color,'LineStyle','--');
line([-R,R],[L/2,L/2],[h,h],'lineWidth',width,'color',color,'LineStyle','--');
line([-R,R],[-L/2,-L/2],[h,h],'lineWidth',width,'color',color,'LineStyle','--');
```

```

% Configuracion grafica

% ejes
axis on
grid on
grid minor
pbaspect([1 4 2]) % relacion de aspecto de los ejes

% nombre ejes
xlabel('\rho','FontSize',18,'FontName','Arial','HorizontalAlignment','center','VerticalAlignment','middle')
ylabel('Z','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
       'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')
zlabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
       'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% caja de los ejes
box on
set(gca,'BoxStyle','back');

legend([lg_B lg_bobina],'B/B_0','Bobina','FontSize',18); % leyenda

% formula Bo
position = [0.81,0.69,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",
          'FontSize',18,'FitBoxToText','on','EdgeColor','none')

% titulo grafica
txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % titulo grafica
title(txt,'FontName','Arial','FontSize',18,'FontWeight','normal')

view([-57 31]) % punto de vista grafica

hold off

```

La gràfica generada és la Figura 104.

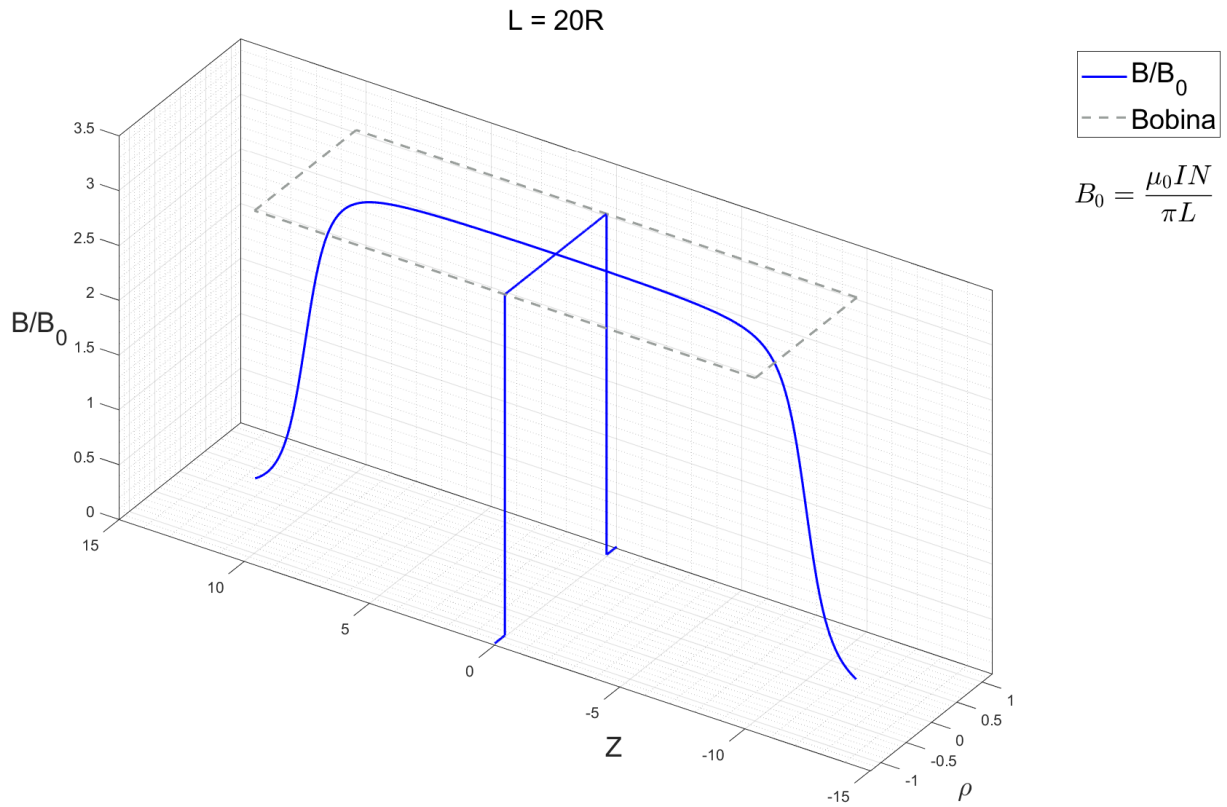


Figura 104 - Gràfica camp magnètic del solenoide al llarg de l'eix ρ i de l'eix Z .

F.4. Bobines Helmholtz

La configuració de bobines Helmholtz tracta de dues bobines exactament iguals; ambdues tenen N espines, i les seves dimensions són una longitud L i un radi R . Es situen en plans paral·lels sobre el mateix eix longitudinal, tal com mostra la Figura 105, i, com a factor clau, es separen per una distància igual al radi R . Llavors, si es fa circular un corrent I en el mateix sentit per als dos solenoides, els camps magnètics es sumen.

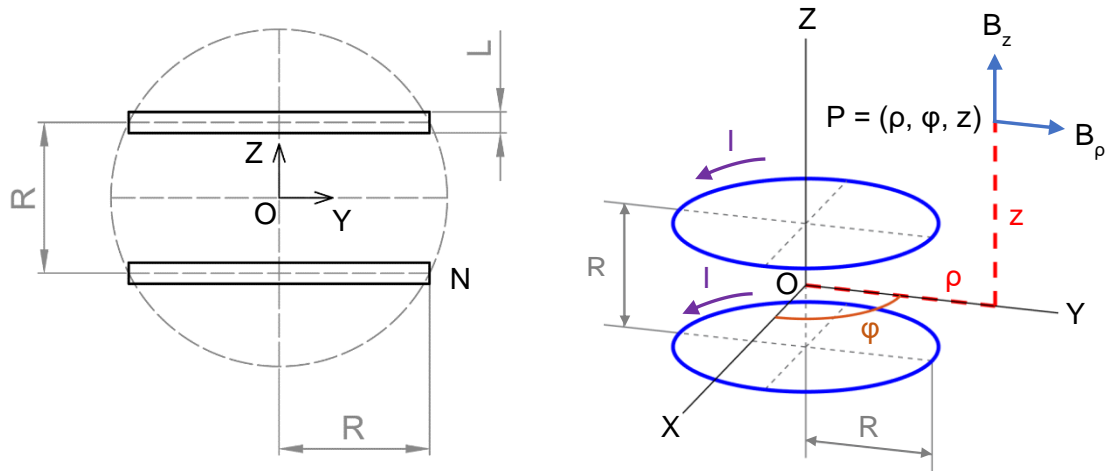


Figura 105 - Esquema bobines Helmholtz.

En el sistema de coordenades, l'origen O es situa en l'eix longitudinal de les bobines (eix Z) i just al punt mig de la distància que les separa. De la mateixa manera que per a una bobina simple, el camp magnètic s'estudia per a les components B_z i B_ρ , ja que B_x és nul·la. La funció de Matlab $[B_\rho, B_z] = \text{campo_Helmholtz}(R, L, d, p, z)$ calcula aquestes components per a un punt (ρ, z) , en coordenades cilíndriques, i una distància d entre bobines.

```
function [Bp,Bz] = campo_Helmholtz(R,L,d,p,z)

%{
INPUTS:
- R: radio de las bobinas
- L: longitud de las bobinas
- d: distancia entre bobinas
- p: coordenada radial, respecto el centro de las dos bobinas
- z: coordenada vertical, respecto el centro de las dos bobinas
%}

% Bobina superior
z1 = z - d/2; % cambio coordenada z en el sistema de la bobina superior
[Bp1,Bz1] = campo_bobina(R,L,p,z1); % componentes campo bobina superior

% Bobina inferior
z2 = z + d/2; % cambio coordenada z en el sistema de la bobina inferior
[Bp2,Bz2] = campo_bobina(R,L,p,z2); % componentes campo bobina inferior

% suma componentes
Bp = Bp1 + Bp2;
Bz = Bz1 + Bz2;

end
```

S'aprofita i es reutilitza el codi de la bobina simple, amb algunes modificacions, per generar les mateixes gràfiques amb la configuració Helmholtz.

F.4.1. Línies de camp magnètic

Codi per dibuixar les línies de camp en la secció longitudinal de les bobines.

```
% Líneas de campo en el plano pZ con gradiente de color en funcion del campo B

clear

% INPUTS solenoide

R = 1; % radius of the solenoid
L = 0.3; % length of the coil
d = R; % distancia entre bobinas
lines = 31; % numero lineas a lo largo del diametro

newplot
hold on

% Seccion longitudinal bobinas respecto R

% Dibujar seccion longitudinal bobina superior en el plano YZ
z1 = ((d+L)/2)/R; % punto z superior
z2 = ((d-L)/2)/R; % punto z inferior
line([0,0],[1,1],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-1,-1],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-1,1],[z1,z1],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-1,1],[z2,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')

% Dibujar seccion longitudinal bobina inferior en el plano YZ
z1 = ((-d+L)/2)/R; % punto z superior
z2 = ((-d-L)/2)/R; % punto z inferior
line([0,0],[1,1],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-1,-1],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-1,1],[z1,z1],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-1,1],[z2,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')

p_limit = 2*R; % limite eje p, valor absoluto
z_limit = 2*((d+L)/2); % limite eje Z, valor absoluto

N = 1000000; % numero maximo de puntos para una linea
paso = 0.0001; % paso entre dos puntos consecutivos de una linea de campo
width = 2; % espesor lineas

for z0=[-d/2,d/2] % calculo de cada linea para la posicion de cada bobina
    for y0=-R:2*R/(lines+1):R % calculo de cada linea entre -R y R

        % inicializacion matrices
        y=zeros(1,N+1);
        z=zeros(1,N+1);
        B=zeros(1,N+1); % modulo campo B

        % origen de cada linea de campo
        y(1)=y0;
        z(1)=z0;

        i_zp = 0; % indice necesario mas adelante para graficar correctamente

        % calculo de una linea para N puntos
        for i=1:N

            % vector de campo B=(By,Bz) en el punto (y,z)
            [By,Bz]=campo_Helmholtz(R,L,d,y(i),z(i));
            B(i) = sqrt(By^2+Bz^2);
```

```

% coordenadas punto consecutivo
y(i+1)=y(i)+paso*By/B(i);
z(i+1)=z(i)+paso*Bz/B(i);

% la línea llega a lo límites de la gráfica
if y(i+1) < -p_limit || y(i+1) > p_limit || z(i+1) < -z_limit || z(i+1)
> z_limit
    % nuevo punto simetrico respecto al eje Y
    y(i+1)=y(i);
    z(i+1)=-z(i);
    i_zp = i; % indice de puntos con coordenada z positiva
end

% La línea de campo ha vuelto al punto origen
if z(i)<z(1) && z(i+1)>=z(1)
    % rango puntos
    y = y(1:i);
    z = z(1:i);
    B = B(1:i);
    break; % linea calculada. Para bucle for
end

end

% dibuja las lineas con el color en funcion del modulo de B

if i_zp > 0
    % la línea ha llegado a un limete de la grafica. Se dividen los datos
    % en z positivo y en z negativo

    % rango puntos z positivo
    y1 = y(1:i_zp)./R; % respecto R
    z1 = z(1:i_zp)./R; % respecto R
    x1 = zeros(size(y1)); % coordenada x es 0
    B1 = B(1:i_zp);

    % rango puntos z negativo
    y2 = y(i_zp+1:end)./R; % respecto R
    z2 = z(i_zp+1:end)./R; % respecto R
    x2 = zeros(size(y2)); % coordenada x es 0
    B2 = B(i_zp+1:end);

    % se dibujan los dos rangos

surf([x1;x1],[y1;y1],[z1;z1],[B1;B1],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

surf([x2;x2],[y2;y2],[z2;z2],[B2;B2],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

else
    % la línea no ha llegado al limete de la grafica, se dibuja todo el
    % rango de puntos conjuntamente
    x = zeros(size(y)); % coordenada x es 0
    y = y./R; % respecto R
    z = z./R; % respecto R

surf([x;x],[y;y],[z;z],[B;B],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

end

end

end

% Configuracion grafica

% ejes
ax = gca; % ejes grafica

```

```

axis on
axis equal % ejes con las mismas unidades
grid on
grid minor
ax.FontSize = 18; % tamaño numeros ejes

% limite ejes
ylim([-p_limit/R p_limit/R]);
zlim([-z_limit/R z_limit/R]);

% nombre ejes
ylabel('\rho/R', 'FontSize',18,'FontName','Arial')
zlabel('Z/R', 'Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
      'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% colorbar
colormap turbo % rango de colores
h = colorbar;
% titulo para colorbar
ylabel(h, 'B/B_0', 'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
      'Rotation',0,'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','left')

view(90,0) % punto de vista en el plano YZ

hold off

```

La gràfica generada és Figura 106.

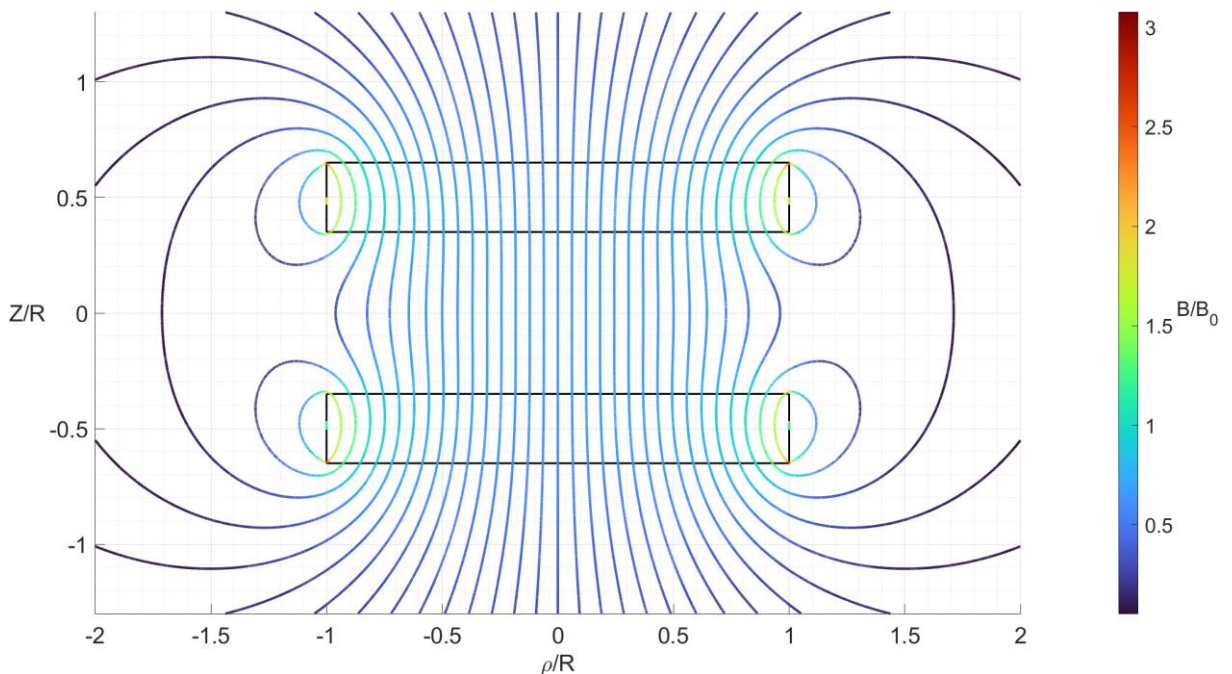


Figura 106 - Línies de camp de bobines Helmholtz.

F.4.2. Gràfiques del camp magnètic als eixos ρ i Z

Codi per dibuixar el camp magnètic al llarg de l'eix Z per a diferents ratios entre R i L .

```

% Gràfica del campo B a lo largo del eje Z para diferentes ratios de R y L

newplot
hold on

R = 1; % radio solenoide
d = R; % distancia entre bobinas
p_0 = 0; % coordenada radial p

z_max = 0.5*R; % max valor eje Z
width = 2; % espesor lineas

for L=0.1:0.1:d % rango longitud L

    Z=-z_max:2*z_max/1000:z_max; % rango eje Z
    B_z=zeros(1,length(Z)); % modulo de B
    i=1; % iterador
    for z=Z
        [Bp,Bz]=campo_Helmholtz(R,L,d,p_0,z); % componentes (Bp,Bz) para el punto
        (p_0,z)
        B_z(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo de B
        i=i+1;
    end

    Z = Z./R; % valores de Z respecto la sepreación d

    txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % texto leyenda
    plot(Z,B_z,'LineWidth',width,'DisplayName',txt) % dibuja grafica

end

% Configuracion grafica

% ejes
ax = gca; % ejes grafica
ax.FontSize = 18; % tamaño numeros ejes
grid on
grid minor

% nombre ejes
xlabel('Z/R','FontSize',18,'FontName','Arial')
ylabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

xlim([-z_max./R z_max./R]) % limites eje X

% leyenda
lg = legend('FontName','Arial','FontSize',18,'Location','bestoutside'); % leyenda
fuera de la grafica

% formula Bo
position = [0.78,0.41,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",'FontSize',18,'Fit
BoxToText','on','EdgeColor','none')

hold off

```

La gràfica generada és la Figura 107.

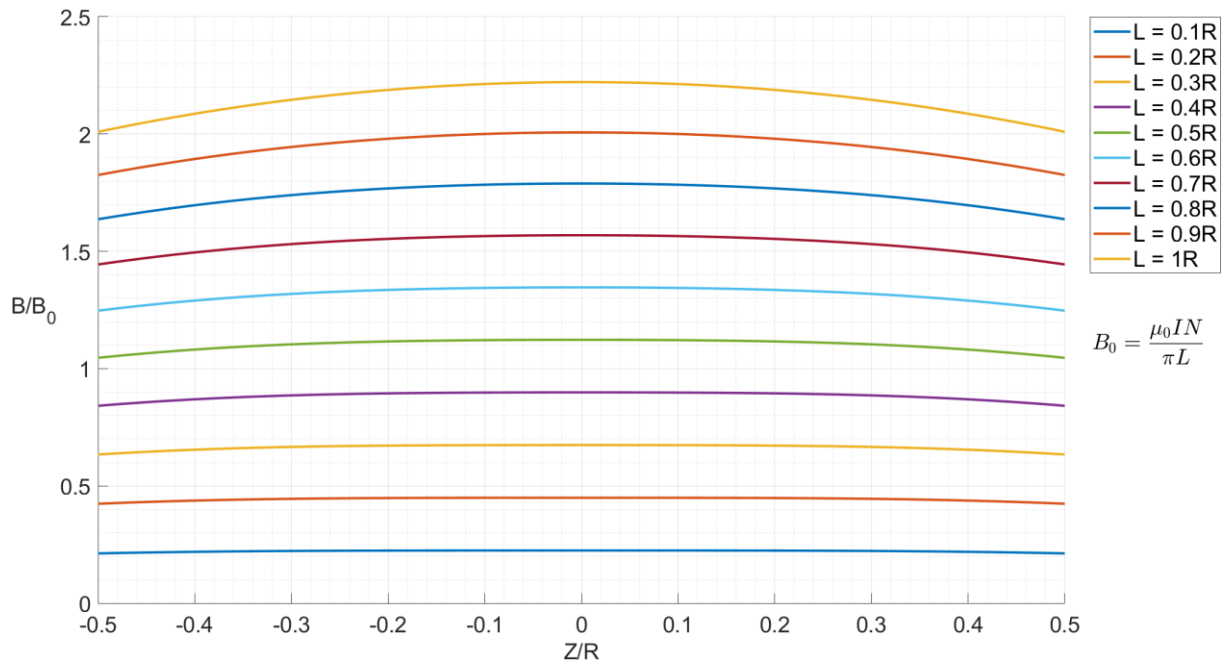


Figura 107 - Gràfica del camp magnètic al llarg de l'eix Z de bobines Helmholtz i per a diferents ratios entre L i R.

Aquest altre codi dibuixa el valor del camp magnètic per a diferents distàncies entre les bobines de la configuració Helmholtz.

```
% Gráfica del campo B a lo largo del eje Z para diferentes distancias entre
% bobinas

newplot
hold on

R = 1; % radio solenoide
L = 0.3; % longitud bobinas
p_0 = 0; % coordenada radial p

width = 2; % espesor lineas

for d=L:(R-L)/4:2*R % rango distancia d

    z_max = 0.5*d; % max valor eje Z
    Z=-z_max:2*z_max/1000:z_max; % rango eje Z
    B_z=zeros(1,length(Z)); % modulo de B
    i=1; % iterador
    for z=Z
        [Bp,Bz]=campo_Helmholtz(R,L,d,p_0,z); % componentes (Bp,Bz) para el punto
        (p_0,z)
        B_z(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo de B
        i=i+1;
    end

    Z = Z./R; % valores de Z respecto la sepreación d

    txt = ['d = ' num2str(d/R) 'R']; % texto leyenda
    plot(Z,B_z,'LineWidth',width,'DisplayName',txt) % dibuja grafica

end

% Configuracion grafica
```

```

% ejes
ax = gca; % ejes grafica
ax.FontSize = 18; % tamaño numeros ejes
grid on
grid minor

% nombre ejes
xlabel('Z/R', 'FontSize',18, 'FontName', 'Arial')
ylabel('B/B_0', 'Rotation',0, 'FontSize',18, 'FontName', 'Arial', ...
      'VerticalAlignment', 'middle', 'HorizontalAlignment', 'right')

xlim([-z_max./d z_max./d]) % limites eje X

% leyenda
legend('FontName', 'Arial', 'FontSize',18, 'Location', 'bestoutside'); % leyenda fuera
de la grafica

% formula Bo
position = [0.82,0.68,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position, 'String',txt, 'Interpreter', "latex", 'FontSize',18, 'Fit
BoxToText', 'on', 'EdgeColor', 'none')

% titulo grafica
txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % titulo grafica
title(txt, 'FontName', 'Arial', 'FontSize',18, 'FontWeight', 'normal')

hold off

```

La gràfica generada és la Figura 108.

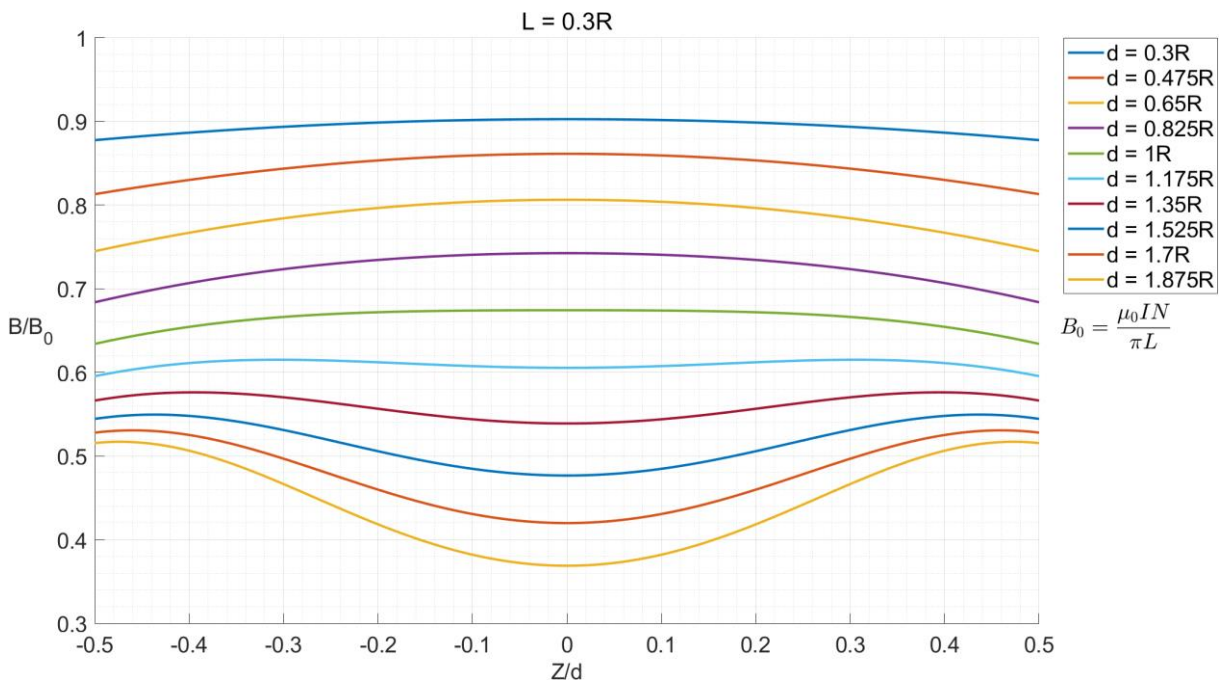


Figura 108 - Camp magnètic al llarg de l'eix Z de les bobines Helmholtz per a diferents valors de la distància d entre bobines.

Per obtenir la gràfica del camp magnètic en l'eix ρ , s'utilitza el següent codi.

```

% Gráfica del campo B a lo largo del eje p para un punto z

clear

newplot
hold on

% INPUTS solenoide

R = 1; % radius of the solenoid
L = 0.3; % length of the coil
d = R; % distancia entre bobinas
z_0 = 0; % coordenada vertical z

% B a lo largo del eje p para los puntos (p,z_0)

p_max = 0.5*R; % max valor del eje p
p=-p_max:2*p_max/1000:p_max; % valores eje p

B=zeros(1,length(p)); % para guardar valores de B en cada punto (p,z_0)
i=1; % iterador
for y=p % para cada punto p
    [Bp,Bz]=campo_Helmholtz(R,L,d,y,z_0); % componentes B=(Bp,By) para el punto
    (p,z_0)
    B(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

Bmax = max(B); % max B
Bmin = min(B); % min B

plot(p./R,B,'b','LineWidth',2)

% Configuracion grafica

% ejes
axis on
set(gca,'FontSize',18) % tamaño nuemros ejes
grid on
grid minor

% nombre ejes
xlabel('\rho/R','FontSize',18,'FontName','Arial','HorizontalAlignment','center','VerticalAlignment','top')
ylabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% limites ejes
xlim([-p_max./R p_max./R])
ylim([0.95*Bmin 1.05*Bmax])

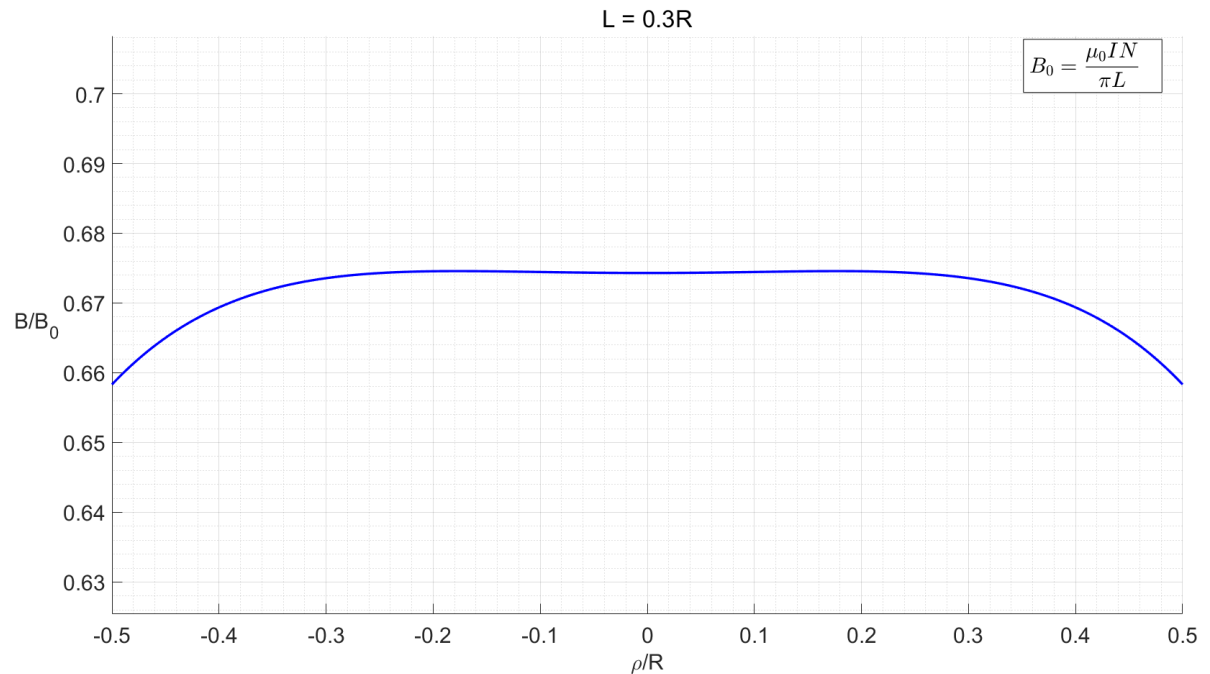
% titulo grafica
txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % titulo grafica
title(txt,'FontName','Arial','FontSize',18,'FontWeight','normal')

% formula Bo
position = [0.79,0.82,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",
    'FontSize',18,'FitBoxToText','on','EdgeColor','k','BackgroundColor','w')

hold off

```

La gràfica generada és la Figura 109.

Figura 109 - Gràfica del camp magnètic B en l'eix ρ per a les bobines Helmholtz.

Codi per dibuixar el camp magnètic al llarg de l'eix Z i al llarg de l'eix ρ .

```
% Grafica modulo campo B a lo largo del eje Z y a lo largo del eje p

clear
newplot
hold on

% INPUTS solenoide

R = 1; % radius of the solenoid
L = 0.3; % length of the coil
d = R; % distancia entre bobinas
z_0 = 0; % coordenada vertical z para grafica a lo largo del eje p
p_0 = 0; % coordenada radial p para grafica a lo largo del eje Z

% B a lo largo del eje p para los puntos (p,z_0)

p_max = 1.1*max(R,abs(p_0)); % max valor del eje p
p=-p_max:2*p_max/1000:p_max; % valores eje p

B_p=zeros(1,length(p)); % para guardar valores de B en cada punto (p,z_0)
i=1; % iterador
for y=p % para cada punto p
    [Bp,Bz]=campo_Helmholtz(R,L,d,y,z_0); % componentes B=(Bp,By) para el punto
    (p,z_0)
    B_p(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

% B a lo largo del eje z para los puntos (p_0,z)

z_max = 1.2*max((d+L)/2,abs(z_0)); % max valor del eje Z
Z=-z_max:2*z_max/1000:z_max; % valores eje Z

B_z=zeros(1,length(Z)); % para guardar valores de B en cada punto (p_0,z)
```

```

i=1;
for z=Z % para cada punto de z
    [Bp,Bz]=campo_Helmholtz(R,L,d,p_0,z); % componentens B=(Bp,By) para el punto
    (p_0,z)
    B_z(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

Bz_max = max(B_z); % max B en el eje Z
Bz_min = min(B_z); % min B en el eje Z
Bp_max = max(B_p); % max B en el eje p

%{
Representacion de valores en grafica tres dimensiones
eje grafica --> magnitud
X --> p
Y --> Z
Z --> B
%}
width = 1.5; % espesor lineas

% B a lo largo de p para los puntos (p,z_0)
lg_B = plot3(p./R,z_0*ones(1,length(p)),B_p,'b','LineWidth', width);

% B a lo largo de Z para los puntos (p_0,z)
plot3(p_0*ones(1,length(Z)),Z./R,B_z,'b','LineWidth', width)

% Dibujo distancia entre bobinas
color = [153/255 158/255 155/255]; % color
width = 1.5; % espesor lineas
h = 1*max(Bz_max,Bp_max); % altura en eje Z
ax = gca; % ejes grafica
x = ax.XLim; % limites min y max eje X

lg_bobina = line(x,[d/2,d/2],[h,h],'lineWidth',width,'color',color,'LineStyle','--');
line(x,[-d/2,-d/2],[h,h],'lineWidth',width,'color',color,'LineStyle','--');

% Configuracion grafica

% ejes
axis on
% set(gca,'FontSize',18) % tamaño nuemros ejes
grid on
grid minor
pbaspect([1 1 0.5]) % relacion de aspecto de los ejes

% nombre ejes
xlabel('\rho','FontSize',18,'FontName','Arial','HorizontalAlignment','center','VerticalAlignment','middle')
ylabel('Z','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')
zlabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

xlim(x) % limites eje X
zlim([Bz_min Bp_max]) % limites eje Z

% caja de los ejes
box on
set(gca,'BoxStyle','back');

legend([lg_B lg_bobina],'B/B_0','Eixos bobines','FontSize',18); % leyenda

% formula Bo
position = [0.81,0.69,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex

```

```

annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",
'FontSize',18,'FitBoxToText','on','EdgeColor','none')

% titulo grafica
txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % titulo grafica
title(txt,'FontName','Arial','FontSize',18,'FontWeight','normal')

view([-48 34]) % punto de vista grafica

hold off

```

La gràfica generada és la Figura 110.

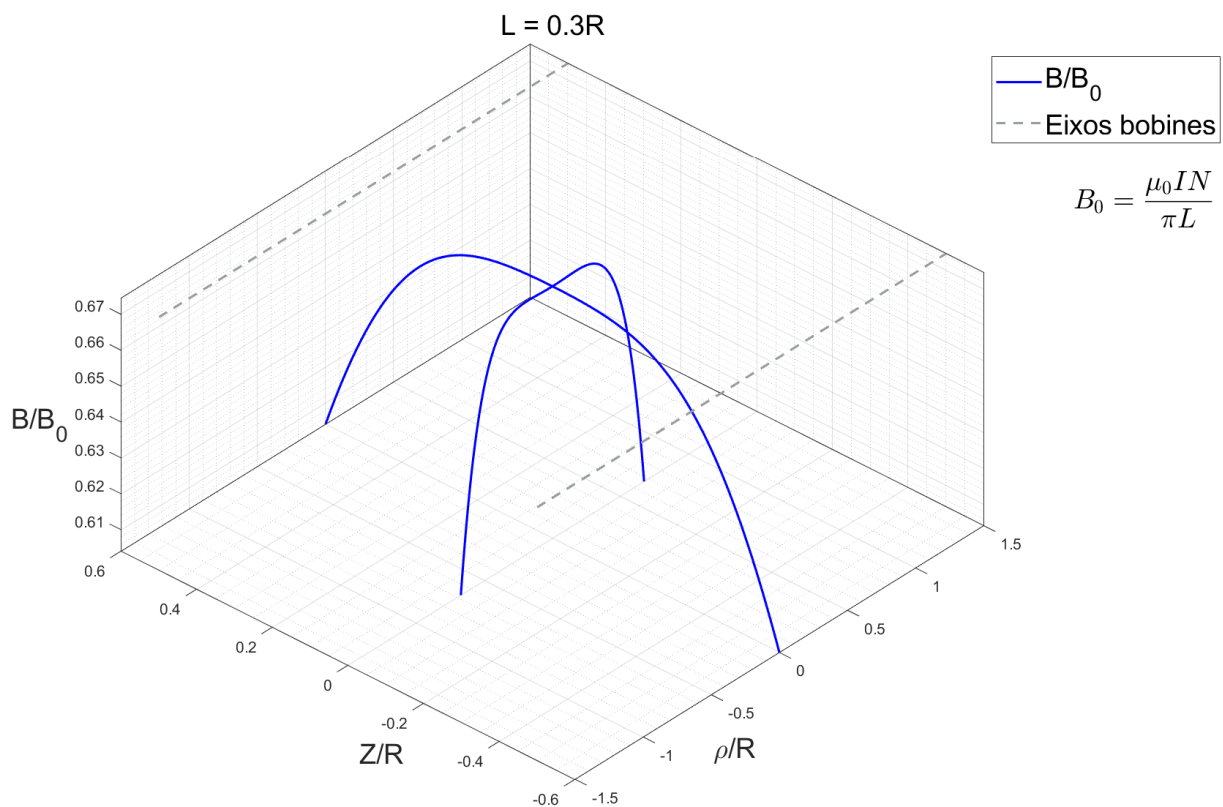


Figura 110 - Camp magnètic al llarg de l'eix Z i de l'eix p per a les bobines Helmholtz.

F.5. Bobines Maxwell

Les bobines Maxwell és una configuració basada en tres bobines, totes situades en plans paral·lels i amb el mateix eix longitudinal (Figura 111). Hi ha un solenoide central de radi R , longitud L i N espines, i, a banda i banda d'aquest, es situen les altres dues bobines. Ambdues són iguals, tenen un radi $R_2 = \sqrt{4/7}R$, el seu nombre d'espines és $N_2 = N \cdot 49/64$, i per tant, la seva longitud és $L_2 = L \cdot 49/64$. Aquests dos solenoides es col·loquen, respecte a la bobina

central, a una distància d igual a $d = \sqrt{3/7} R$. Si es fa circular un corrent I en el mateix sentit per als tres solenoides, els camps magnètics es sumen.

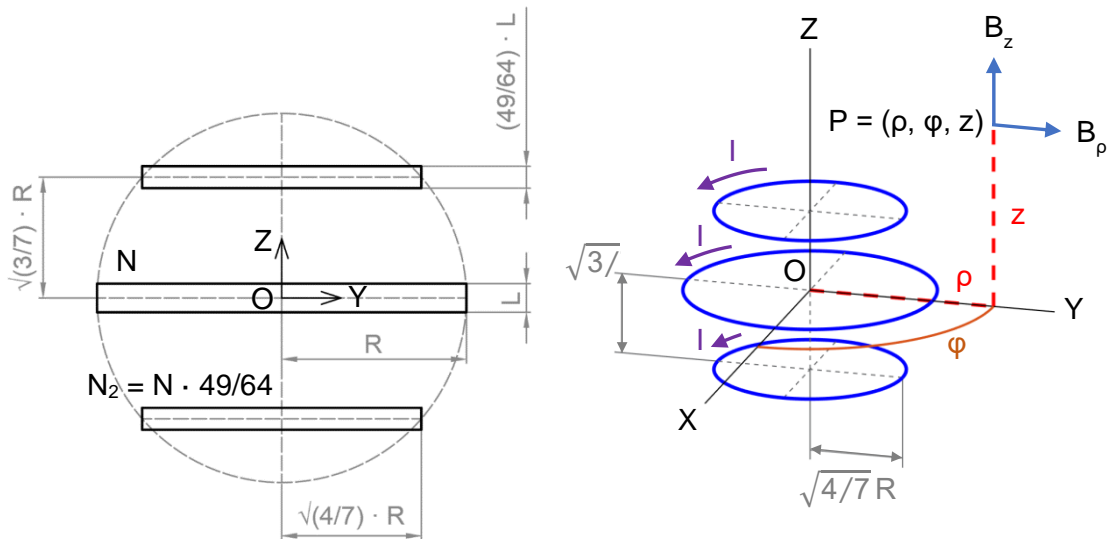


Figura 111 - Esquema bobines Maxwell.

De la mateixa manera que per a una bobina simple, el camp magnètic s'estudia per a les components B_z i B_ρ , ja que B_x és nul·la. La funció de Matlab $[B_p, B_z] = \text{campo_Maxwell}(R, L, d, p, z)$ calcula aquestes components per a un punt (ρ, z) , en coordenades cilíndriques, i una distància d entre la bobina central i les altres bobines.

```
function [Bp,Bz] = campo_Maxwell(R,L,d,p,z)

%{
INPUTS:
- R: radio bobina central
- L: longitud bobina central
- d: distancia entre la bobina central y las bobinas superior e inferior
- p: coordenada radial, respecto el centro de las tres bobinas
- z: coordenada vertical, respecto el centro de las tres bobinas
%}

% Bobina central
[Bp0,Bz0] = campo_bobina(R,L,p,z); % componentes campo bobina central

% Bobina superior e inferior
R2 = sqrt(4/7)*R; % radio
L2 = L*49/64; % longitud. Se cumple N2 = N*49/64

% Bobina superior
z1 = z - d; % cambio coordenada z en el sistema de la bobina superior
[Bp1,Bz1] = campo_bobina(R2,L2,p,z1); % componentes campo bobina superior

% Bobina inferior
z2 = z + d; % cambio coordenada z en el sistema de la bobina inferior
[Bp2,Bz2] = campo_bobina(R2,L2,p,z2); % componentes campo bobina inferior

% suma componentes
```

```
Bp = Bp0 + Bp1 + Bp2;
Bz = Bz0 + Bz1 + Bz2;

end
```

F.5.1. Línies de camp magnètic

El següent codi dibuixa les línies de camp magnètic de les bobines Maxwell.

```
% Líneas de campo en el plano pZ con gradiente de color en funcion del campo B

clear

% INPUTS solenoide

R = 1; % radio bobina central
L = 0.25; % longitud bobina central
d = sqrt(3/7)*R; % distancia entre la bobina central y las bobinas superior e
inferior
lines = 21; % numero lineas a lo largo del diametro

newplot
hold on

% Seccion longitudinal bobinas. Eje p respecto R. Eje Z respecto d

% Bobinas superior e inferior
R2 = sqrt(3/7)*R; % radio
L2 = (49/64)*L; % longitud
R3 = R2/R; % radio respecto R

% Dibujar seccion longitudinal bobina superior en el plano YZ
z1 = (d+L2/2)/d; % punto z superior
z2 = (d-L2/2)/d; % punto z inferior
line([0,0],[R3,R3],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,-R3],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,R3],[z1,z1],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,R3],[z2,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')

% Dibujar seccion longitudinal bobina inferior en el plano YZ
z1 = (-d+L2/2)/d; % punto z superior
z2 = (-d-L2/2)/d; % punto z inferior
line([0,0],[R3,R3],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,-R3],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,R3],[z1,z1],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,R3],[z2,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')

% Seccion longitudinal Bobina central en el plano YZ
R3 = 1; % radio respecto R
z1 = (L/2)/d; % punto z superior
z2 = -(L/2)/d; % punto z inferior
line([0,0],[R3,R3],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,-R3],[z1,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,R3],[z1,z1],'lineWidth',1.5,'color','k')
line([0,0],[-R3,R3],[z2,z2],'lineWidth',1.5,'color','k')

p_limit = 2*R; % limite eje p, valor absoluto
z_limit = 2*(d+L/2); % limite eje Z, valor absoluto

N = 1000000; % numero maximo de puntos para una linea
paso = 0.0001; % paso entre dos puntos consecutivos de una linea de campo
```

```

width = 2; % espesor lineas

for z0=0 % calculo de cada linea para la posicion de cada bobina
    for y0=-R:2*R/(lines+1):R % calculo de cada linea entre -R y R

        % inicializacion matrices
        y=zeros(1,N+1);
        z=zeros(1,N+1);
        B=zeros(1,N+1); % modulo campo B

        % origen de cada linea de campo
        y(1)=y0;
        z(1)=z0;

        i_zp = 0; % indice necesario mas adelante para graficar correctamente

        % calculo de una linea para N puntos
        for i=1:N

            % vector de campo B=(By,Bz) en el punto (y,z)
            [By,Bz]=campo_Maxwell(R,L,d,y(i),z(i));
            B(i) = sqrt(By^2+Bz^2);

            % coordenadas punto consecutivo
            y(i+1)=y(i)+paso*By/B(i);
            z(i+1)=z(i)+paso*Bz/B(i);

            % la línea llega a lo límites de la gráfica
            if y(i+1) < -p_limit || y(i+1) > p_limit || z(i+1) < -z_limit || z(i+1)
                > z_limit
                    % nuevo punto simetrico respecto al eje Y
                    y(i+1)=y(i);
                    z(i+1)=-z(i);
                    i_zp = i; % indice de puntos con coordenada z positiva
                end

            % La línea de campo ha vuelto al punto origen
            if z(i)<z(1) && z(i+1)>=z(1)
                % rango puntos
                y = y(1:i);
                z = z(1:i);
                B = B(1:i);
                break; % linea calculada. Para bucle for
            end

        end

        % dibuja las lineas con el color en funcion del modulo de B

        if i_zp > 0
            % la linea ha llegado a un limete de la grafica. Se dividen los datos
            % en z positivo y en z negativo

            % rango puntos z positivo
            y1 = y(1:i_zp)./R; % respecto R
            z1 = z(1:i_zp)./d; % respecto d
            x1 = zeros(size(y1)); % coordenada x es 0
            B1 = B(1:i_zp);

            % rango puntos z negativo
            y2 = y(i_zp+1:end)./R; % respecto R
            z2 = z(i_zp+1:end)./d; % respecto d
            x2 = zeros(size(y2)); % coordenada x es 0
            B2 = B(i_zp+1:end);

            % se dibujan los dos rangos

```

```

surf([x1;x1],[y1;y1],[z1;z1],[B1;B1],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

surf([x2;x2],[y2;y2],[z2;z2],[B2;B2],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

    else
        % la linea no ha llegado al limete de la grafica, se dibuja todo el
        % rango de puntos conjuntamente
        x = zeros(size(y)); % coordenada x es 0
        y = y./R; % respecto R
        z = z./d; % respecto d

surf([x;x],[y;y],[z;z],[B;B],'facecol','no','edgecol','interp','linewidth',width)

    end

end

end

% Configuracion grafica

% ejes
ax = gca; % ejes grafica
axis on
axis equal % ejes con las mismas unidades
grid on
grid minor
ax.FontSize = 18; % tamaño numeros ejes

% limite ejes
ylim([-p_limit/R p_limit/R]);
zlim([-z_limit/d z_limit/d]);

% nombre ejes
ylabel('\rho/R','FontSize',18,'FontName','Arial')
zlabel('Z/d','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% colorbar
colormap turbo % rango de colores
h = colorbar;
% titulo para colorbar
ylabel(h,'B/B_0','FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'Rotation',0,'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','left')

view(90,0) % punto de vista en el plano YZ

hold off

```

La gràfica generada és la Figura 112.

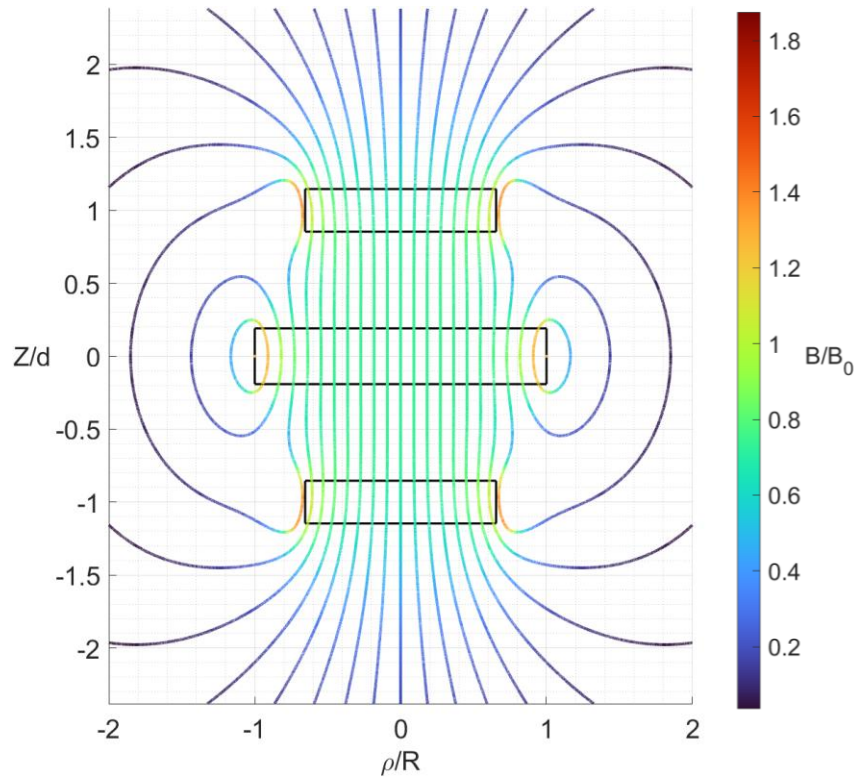


Figura 112 - Línies de camp magnètic de bobines Maxwell.

F.5.2. Gràfiques

El següent codi realitza la gràfica del camp magnètic en l'eix Z, per a diferents ratios entre R i L.

```
% Gráfica del campo B a lo largo del eje Z para diferentes ratios de R y L

newplot
hold on

R = 1; % radio solenoide central
d = sqrt(3/7)*R; % distancia de las bobinas superior en inferior con la bobina
central
p_0 = 0; % coordenada radial p

z_max = 1*d; % max valor eje Z
width = 2; % espesor lineas

Lmax = (128/113)*sqrt(3/7)*R; % longitud L maxima posible

for L=0.05:(Lmax-0.05)/10:Lmax % rango longitud L bobina central

    Z=-z_max:2*z_max/1000:z_max; % rango eje Z
    B_z=zeros(1,length(Z)); % modulo de B
    i=1; % iterador
    for z=Z
        [Bp,Bz]=campo_Maxwell(R,L,d,p_0,z); % componentes (Bp,Bz) para el punto
        (p_0,z)
        B_z(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo de B
        i=i+1;
    end
end
```



```

end

Z = Z./d; % valores de Z respecto la separación d

txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % texto leyenda
plot(Z,B_z,'LineWidth',width,'DisplayName',txt) % dibuja grafica

end

% Configuracion grafica

% ejes
ax = gca; % ejes grafica
ax.FontSize = 18; % tamaño numeros ejes
grid on
grid minor

% nombre ejes
xlabel('Z/d','FontSize',18,'FontName','Arial')
ylabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

xlim([-z_max./d z_max./d]) % limites eje X

% leyenda
legend('FontName','Arial','FontSize',18,'Location','bestoutside'); % leyenda fuera
de la grafica

% formula B0
position = [0.82,0.41,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",'FontSize',18,'Fit
BoxToText','on','EdgeColor','none')

hold off

```

La gràfica generada és Figura 113.

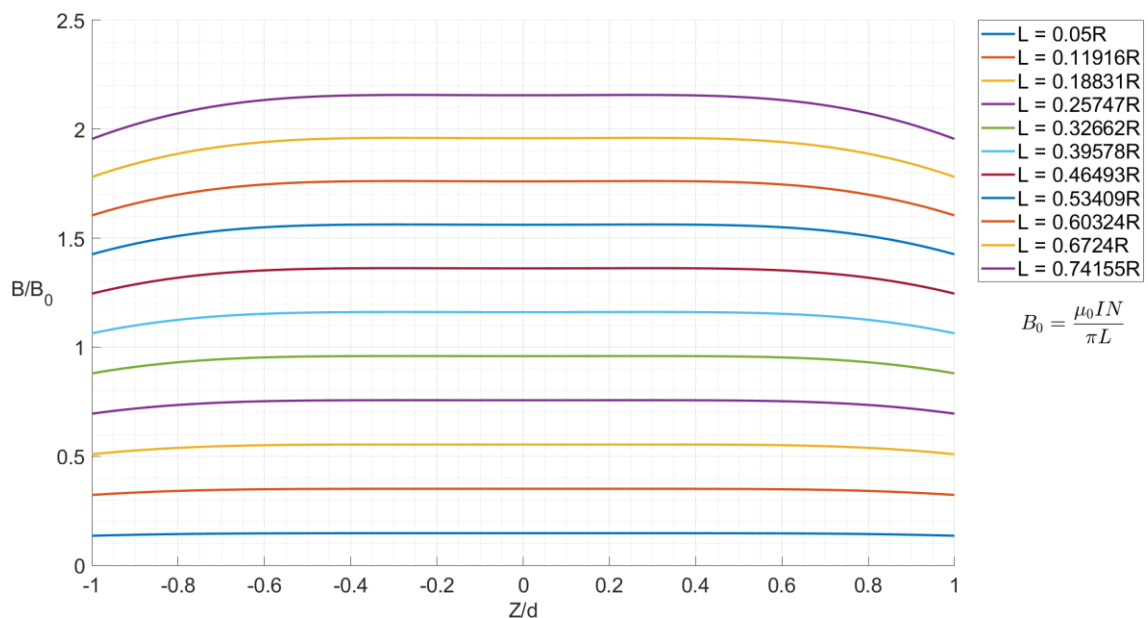


Figura 113 - Gràfica camp magnètic de bobines Maxwell en l'eix Z per a diferents ratios entre R i L.

També s'ha desenvolupat un altre codi per obtenir la gràfica del camp al llarg de l'eix ρ .

```
% Gràfica del campo B a lo largo del eje p para un punto z

clear

newplot
hold on

% INPUTS solenoide

R = 1; % radio de la bobina central
L = 0.25; % longitud de la bobina central
d = sqrt(3/7)*R; % distancia entre la bobina central y las bobinas superior e
inferior
z_0 = 0; % coordenada vertical z

% B a lo largo del eje p para los puntos (p,z_0)

p_max = 0.5*R; % max valor del eje p
p=-p_max:2*p_max/1000:p_max; % valores eje p

B=zeros(1,length(p)); % para guardar valores de B en cada punto (p,z_0)
i=1; % iterador
for y=p % para cada punto p
    [Bp,Bz]=campo_Maxwell(R,L,d,y,z_0); % componentes B=(Bp,By) para el punto
    (p,z_0)
    B(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

Bmax = max(B); % max B
Bmin = min(B); % min B

plot(p./R,B,'b','LineWidth',2)

% Configuracion grafica

% ejes
axis on
set(gca,'FontSize',18) % tamaño nuemros ejes
grid on
grid minor

% nombre ejes
xlabel('\rho/R','FontSize',18,'FontName','Arial','HorizontalAlignment','center','Ve
rticalAlignment','top')
ylabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

% limites ejes
xlim([-p_max./R p_max./R])
ylim([0.9*Bmin 1.1*Bmax])

% titulo grafica
txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % titulo grafica
title(txt,'FontName','Arial','FontSize',18,'FontWeight','normal')

% formula Bo
position = [0.79,0.82,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",
    'FontSize',18,'FitBoxToText','on','EdgeColor','k','BackgroundColor','w')

hold off
```

La gràfica generada és la Figura 114.

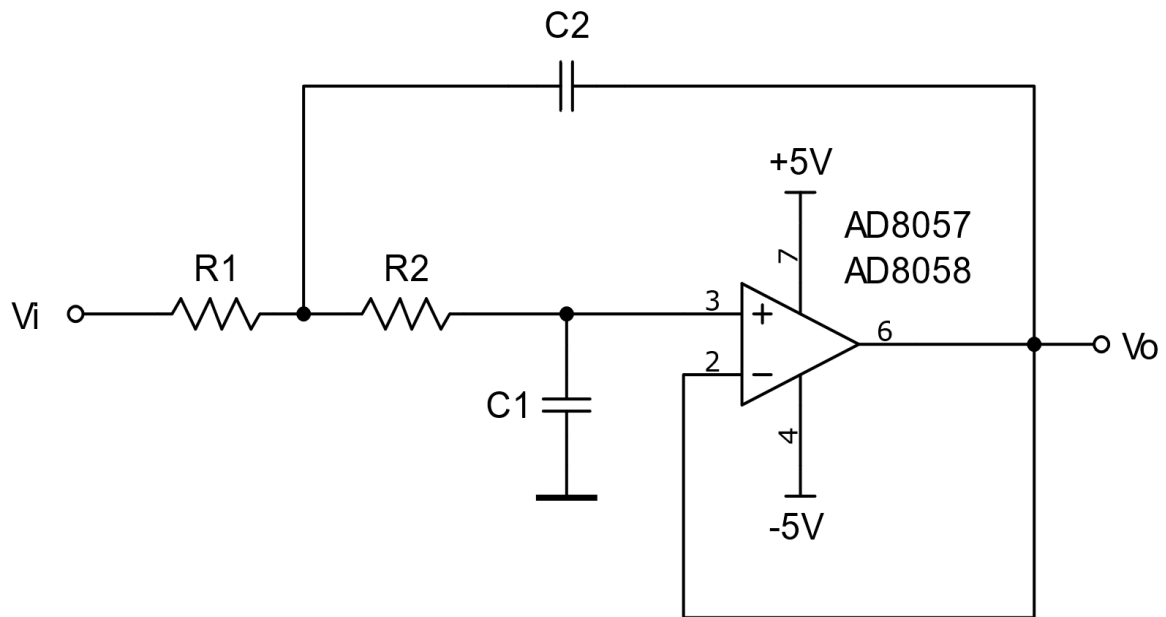


Figura 114 - Camp magnètic en l'eix p de bobines Maxwell.

Per últim, aquest altre codi dibuixa la gràfica del camp magnètic en l'eix p i l'eix Z conjuntament.

```
% Grafica modulo campo B a lo largo del eje Z y a lo largo del eje p
clear
newplot
hold on

% INPUTS solenoide

R = 1; % radio bobina central
L = 0.25; % longitud bobina central
d = sqrt(3/7)*R; % distancia entre bobinas
z_0 = 0; % coordenada vertical z para grafica a lo largo del eje p
p_0 = 0; % coordenada radial p para grafica a lo largo del eje Z

% B a lo largo del eje p para los puntos (p,z_0)

p_max = 0.5*max(R,abs(p_0)); % max valor del eje p
p=-p_max:2*p_max/1000:p_max; % valores eje p

B_p=zeros(1,length(p)); % para guardar valores de B en cada punto (p,z_0)
i=1; % iterador
for y=p % para cada punto p
    [Bp,Bz]=campo_Maxwell(R,L,d,y,z_0); % componentes B=(Bp,By) para el punto
    (p,z_0)
    B_p(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

% B a lo largo del eje z para los puntos (p_0,z)
```

```

z_max = 1*max(d,abs(z_0)); % max valor del eje Z
Z=-z_max:2*z_max/1000:z_max; % valores eje Z

B_z=zeros(1,length(Z)); % para guardar valores de B en cada punto (p_0,z)
i=1;
for z=Z % para cada punto de z
    [Bp,Bz]=campo_Maxwell(R,L,d,p_0,z); % componentens B=(Bp,By) para el punto
    (p_0,z)
    B_z(i)=sqrt(Bp^2+Bz^2); % modulo B
    i=i+1;
end

Bz_max = max(B_z); % max B en el eje Z
Bz_min = min(B_z); % min B en el eje Z
Bp_max = max(B_p); % max B en el eje p

%{
Representacion de valores en grafica tres dimensiones
eje grafica --> magnitud
X --> p
Y --> Z
Z --> B
%}
width = 1.5; % espesor lineas

% B a lo largo de p para los puntos (p,z_0)
lg_B = plot3(p./R,z_0*ones(1,length(p)),B_p,'b','LineWidth', width);

% B a lo largo de Z para los puntos (p_0,z)
plot3(p_0*ones(1,length(Z)),Z./d,B_z,'b','LineWidth', width)

% Configuracion grafica

% ejes
axis on
% set(gca,'FontSize',18) % tamaño nuemros ejes
grid on
grid minor
pbaspect([1 1 0.5]) % relacion de aspecto de los ejes

% nombre ejes
xlabel('\rho/R','FontSize',18,'FontName','Arial','HorizontalAlignment','center','Ve
rticalAlignment','middle')
ylabel('Z/d','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')
zlabel('B/B_0','Rotation',0,'FontSize',18,'FontName','Arial', ...
    'VerticalAlignment','middle','HorizontalAlignment','right')

zlim([Bz_min Bp_max]) % limites eje Z

% caja de los ejes
box on
set(gca,'BoxStyle','back');

% formula Bo
position = [0.81,0.69,0.1,0.1]; % posicion formula pensada para pantalla completa
txt = '$$B_0 = \frac{\mu_0 IN}{\pi L}$$'; % formula en latex
annotation('textbox',position,'String',txt,'Interpreter',"latex",
    'FontSize',18,'FitBoxToText','on','EdgeColor','none')

% titulo grafica
txt = ['L = ' num2str(L/R) 'R']; % titulo grafica
title(txt,'FontName','Arial','FontSize',18,'FontWeight','normal')

view([-48 34]) % punto de vista grafica

hold off

```

La gràfica generada és la Figura 115.

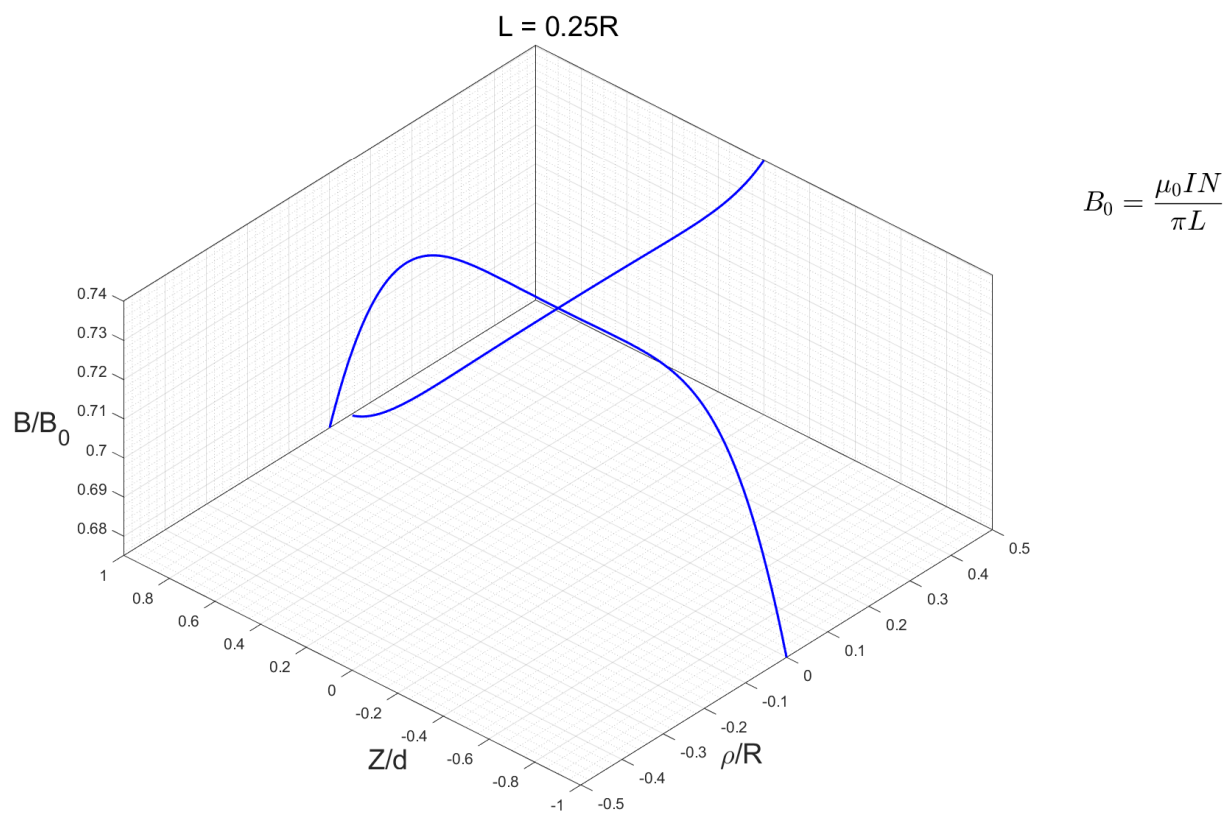


Figura 115 - Camp magnètic en l'eix ρ i l'eix Z de bobines Maxwell.

G. PROTOCOL D'ÚS DE L'EQUIP

En aquest annex s'expliquen les instruccions i el procediment que s'ha de seguir per efectuar les mesures correctament. Cal seguir aquests passos per obtenir dades fiables i, sobretot, no malmetre l'equip.

G.1. Connexions

Abans d'alimentar l'equip, s'ha de revisar que totes les connexions siguin correctes. S'han de comprovar les connexions entre la PCB de Control-Senyal-Adquisició i la PCB d'Amplificació, s'indiquen a la Figura 116.

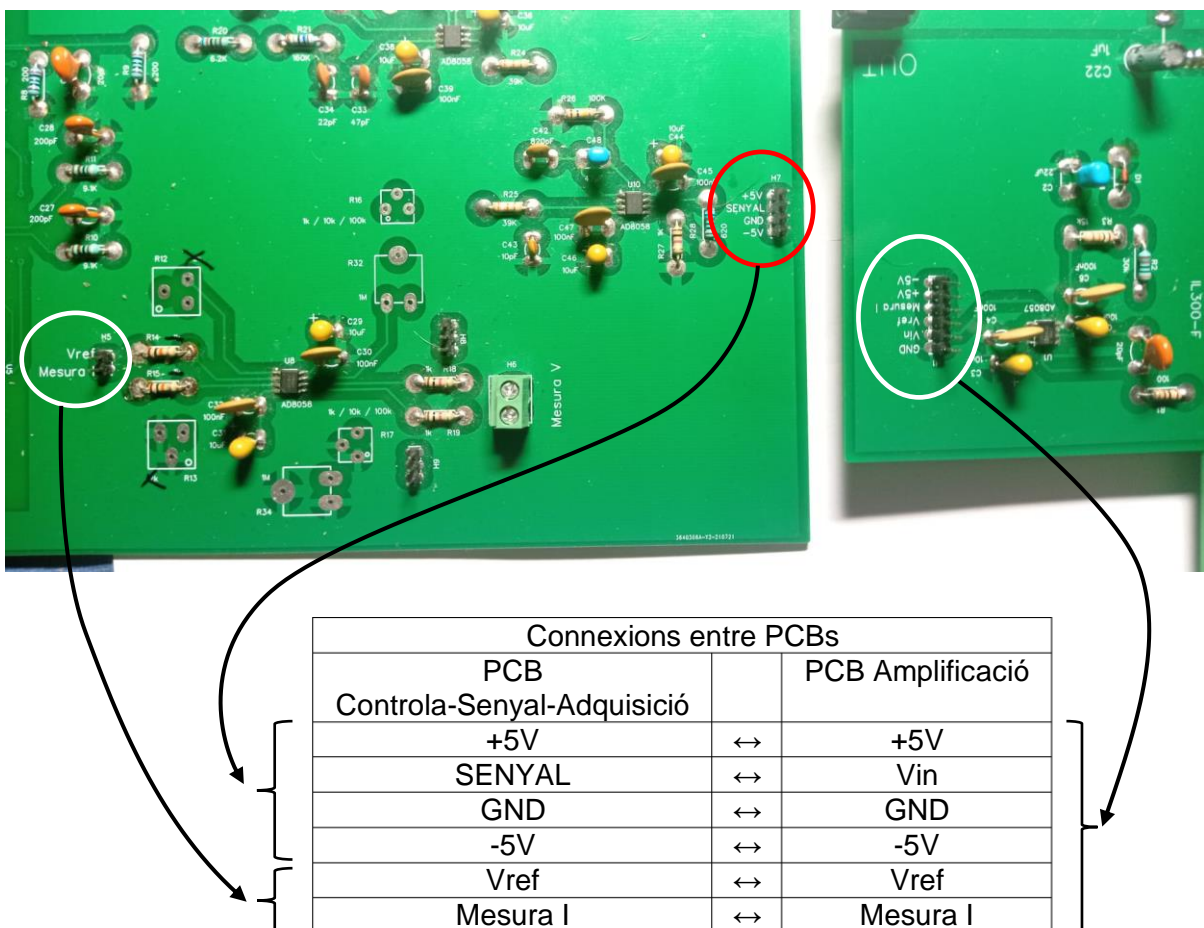


Figura 116 - Connexions entre PCBs.

També cal comprovar els connectors d'alimentació: quina tensió li correspon a cada un i sobretot que no s'inverteixi el positiu pel negatiu (Figura 117).

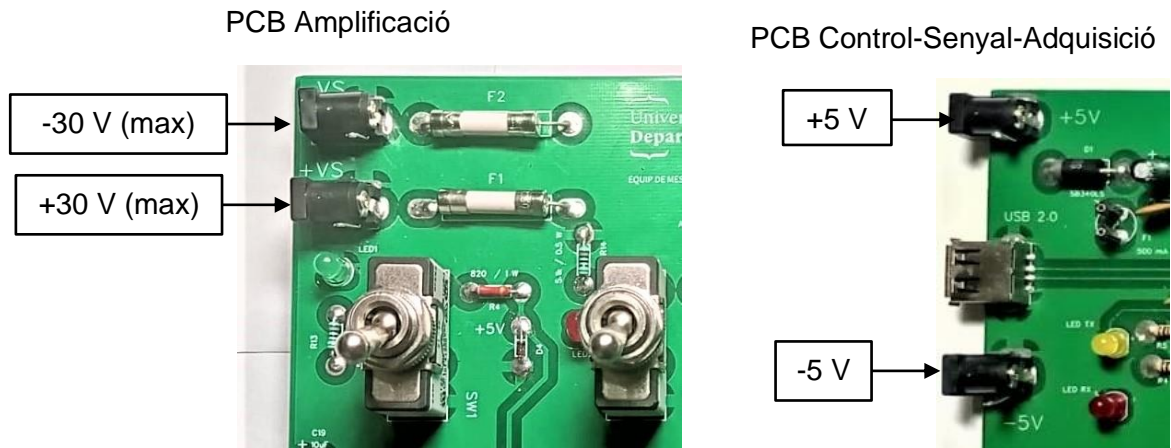
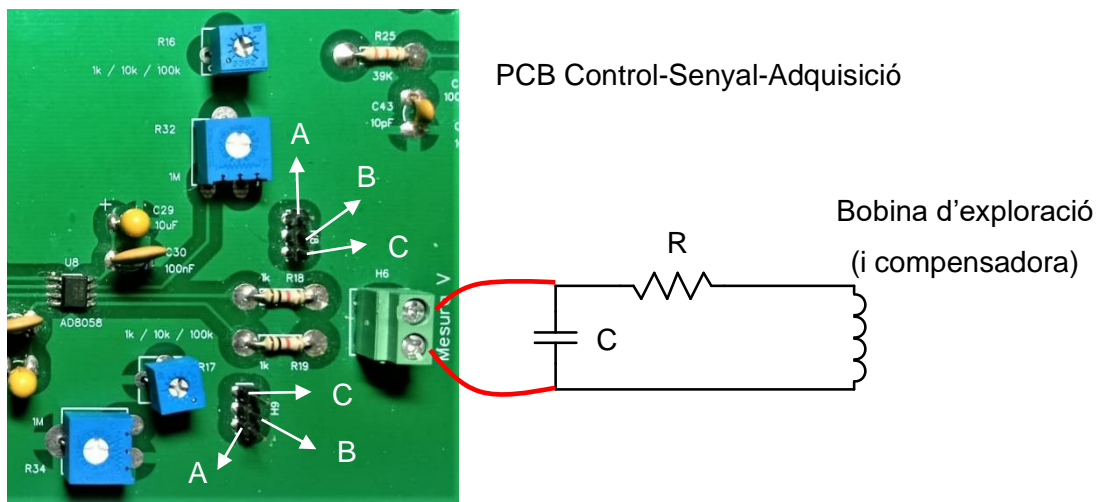


Figura 117 – Connectors alimentació.

Per mesurar la fem induïda, es fa la connexió amb el condensador de l'integrador RC. Es connecta al connector "Mesura V" de la PCB Control-Senyal-Adquisició. La connexió va directe a l'amplificador diferencial. Per variar el guany de l'amplificador, es poden utilitzar diferents potenciòmetres, les connexions es mostren a la Figura 118.



Selecció potenciòmetre			
C	→	A	Potenciòmetre 1 MΩ
C	→	B	Potenciòmetre 1 kΩ / 10 kΩ / 100 kΩ

Figura 118 – Connexions per mesurar la fem induïda.

La connexió amb l'ordinador es fa amb un cable USB 2.0 mascle-mascle, tipus A. La PCB Control-Senyal-Adquisició conté el connector USB femella corresponent (Figura 119).

PCB Control-Senyal-Adquisició

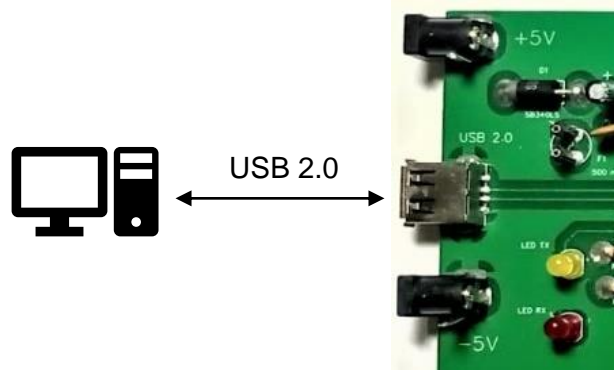


Figura 119 – Connexió amb l'equip vis USB.

Finalment, la PCB d'Amplificació té el connector OUT que és la sortida que va directa a la bobina d'excitació. Si es deixa l'amplificador connectat a la bobina d'excitació, encara que l'equip estigui en repòs, l'amplificador té un petit voltatge de sortida d'uns 0,5 V; suficient per generar un alt corrent que sobreescalfa l'amplificador a la llarga. La connexió a aquesta bobina només s'ha de fer durant el procés de mesura i desconnectar-la quan acabi.

PCB Amplificació

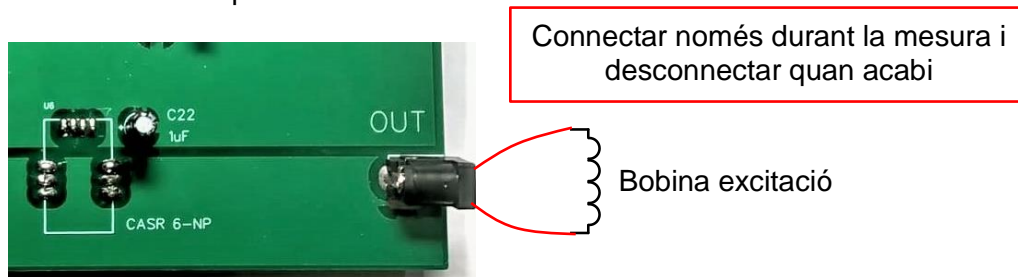


Figura 120 – Connexió bobina excitació.

G.2. Aplicació d'usuari

Un cop fetes totes les connexions, es configura l'aplicació d'usuari. Primer de tot, s'activa la casella "Aplica límits RL", i s'introdueix la inductància i la resistència de la bobina d'excitació. També s'introdueix la tensió d'alimentació de l'etapa d'amplificació (Figura 121). Aquestes funcions s'utilitzen per calcular els límits de voltatge, de corrent i de potència de l'amplificador OPA549.

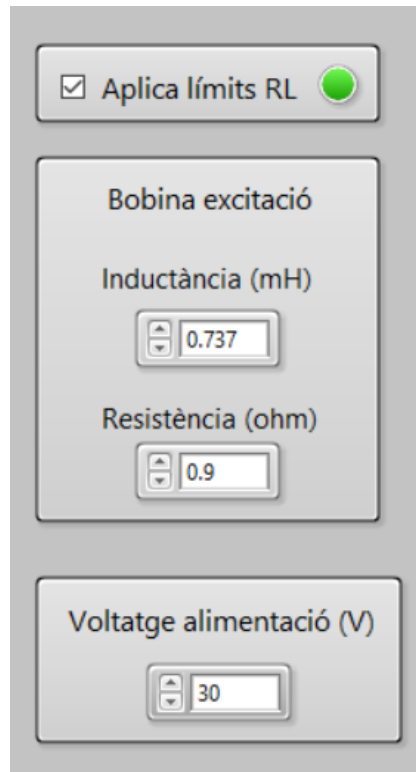


Figura 121 - Casella "Aplica Límits RL" i voltatge alimentació etapa d'amplificació.

Seguidament, s'activa la casella "Creixement exponencial". S'utilitza per a què l'amplitud del senyal d'excitació tingui un creixement exponencial. Cal introduir la constant de temps T del creixement, en microsegons. Després de fer algunes proves empíriques, no es recomana un valor per sota de 1 s. L'amplitud s'estabilitza i arriba al valor final al cap de $7T$. Mentre es realitza el creixement exponencial, no s'adquireixen dades.

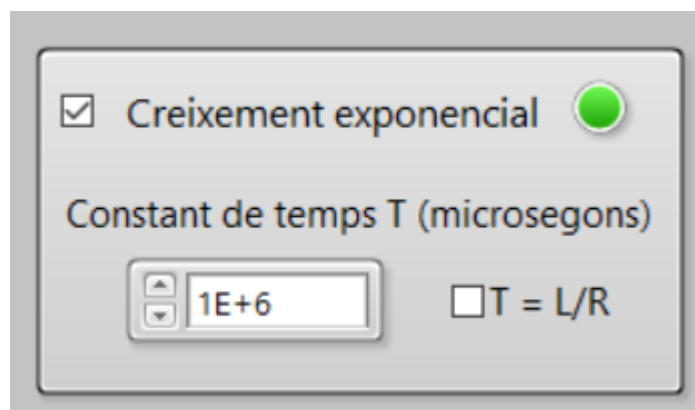


Figura 122 - Casella "Creixement exponencial".

El bloc de "Temps de mesura" regula el temps durant el qual sí s'adquireixen dades. Comença a comptar després del creixement exponencial. El temps mínim és de 4 segons, sinó la

transmissió de dades no s'executa amb èxit. Cal vigilar amb temps de mesura massa llargs que no sobreescalfin l'amplificador OPA549. 4 segons sol ser més que suficient per a mesurar els cicles.

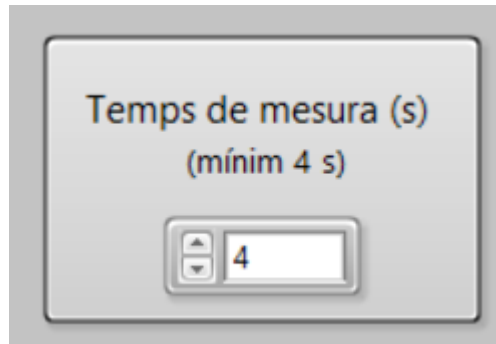


Figura 123 - Bloc de temps de mesura.

Fets aquests passos previs, es selecciona l'amplitud i freqüència del senyal d'excitació. Si la casella "Aplica Límits RL" es troba activada, el rang de l'amplitud va disminuint a mesura que es disminueix la freqüència, per complir amb els límits de voltatge, corrent i potència.

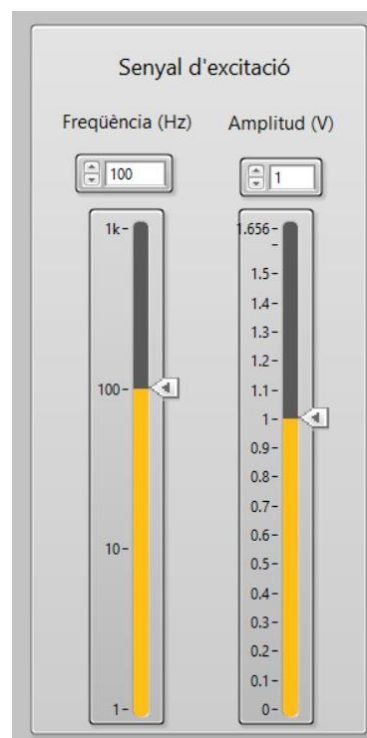


Figura 124 - Selectors d'amplitud i freqüència del senyal d'excitació.

El següent pas és seleccionar el port de comunicacions on es troba connectat l'equip i ja es pot prémer un cop al botó ON/OFF per iniciar la mesura. S'encén la llum groga per indicar que està activat



Figura 125 - Selector port de comunicacions de l'equip, botó ON/OFF de la mesura i botó Stop.

El botó Stop serveix per aturar l'execució del LabVIEW, però no atura el procés de mesura un cop s'ha iniciat. Per aturar el procés de mesura en qualsevol moment, només cal prémer el botó ON/OFF un altre cop.

Quan es prem ON/OFF per fer la mesura, la bobina d'excitació encara no s'ha de connectar a la sortida de l'equip. Quan s'ha activat la mesura, s'inhabiliten la resta de controls per a què no es puguin canviar les condicions de mesura.

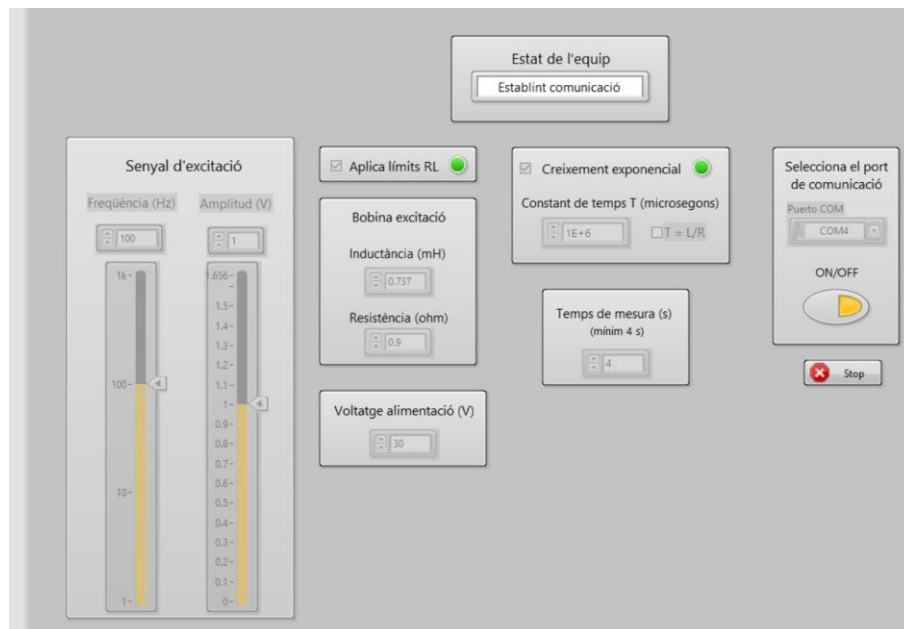


Figura 126 - Controls inhabilitats durant el procés de mesura.

Durant els dos primers segons de la mesura, al quadre de text "Estat de l'equip", apareixerà el missatge "Establint comunicació". En aquest moment, s'està establint correctament la connexió entre l'aplicació d'usuari i el microcontrolador.

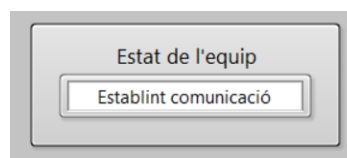


Figura 127 - Primer pas de la mesura: establir la connexió entre l'aplicació i el microcontrolador.

Seguidament apareixerà el missatge "Preparant el senyal", això indica que el senyal d'excitació està en procés de creixement exponencial. És en aquest moment que es connecta la sortida de la PCB d'amplificació a la bobina d'excitació. La idea principal és que la bobina només estigui connectada durant el temps estrictament necessari per evitar que l'amplificador OPA459 es sobreescalfi

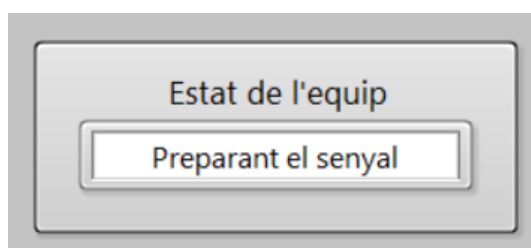


Figura 128 - Segons pas de la mesura: creixement exponencial de l'amplitud.

Quan ha terminat el creixement exponencial, comença l'adquisició de dades que es van enviant a l'aplicació d'usuari. S'indica amb el missatge "Mesurant dades..."

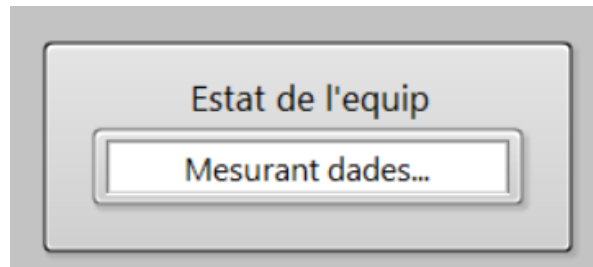


Figura 129 - Tercer pas de la mesura: adquisició de dades.

Quan ha transcorregut el temps de mesura, apareix el missatge "Processant dades". Això significa que l'adquisició de dades ja ha finalitzat i el hardware es poda en mode de repòs. Aquí es necessari desconnectar la bobina d'excitació per evitar que es sobreescalfi l'OPA459. Mentrestant, l'aplicació d'usuari executa el seu codi intern per processar i tractar els bytes adquirits i convertir-los a voltatge i corrent.

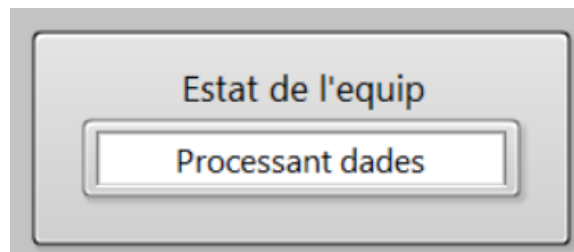


Figura 130 - Quart pas de la mesura: tractament de les dades adquirides.

Finalment, quan s'han tractat totes les dades, l'aplicació salta automàticament a la pestanya "Resultats" on es mostren les gràfiques amb les dades adquirides i el cicles d'histeresi (Figura 131).

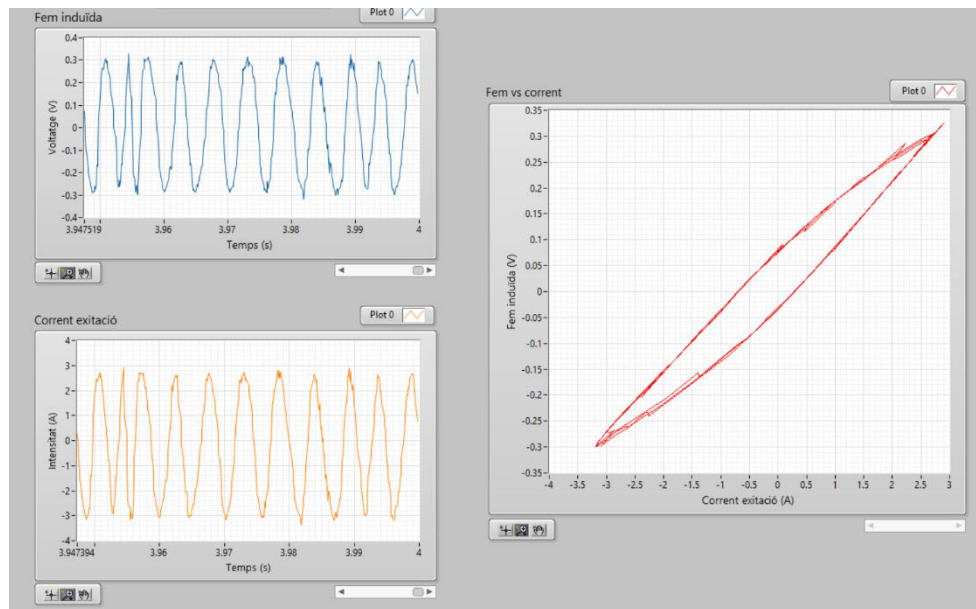


Figura 131 - Gràfiques pestanya "Resultats".

La pestanya també conté la casella "Aplica filtres digitals" per activar o desactivar els filtres digitals sobre les mesures.

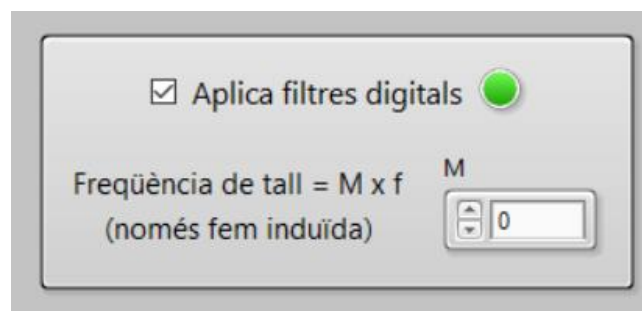


Figura 132 - Bloc de filtres digitals.

Les freqüències de tall dels filtres són les següents:

$$f_l = 1,5 \cdot f \quad (\text{Eq. 89})$$

$$f_{fem} = M \cdot f \quad (\text{Eq. 90})$$

f és la freqüència que s'escull per al senyal d'excitació. f_l és la freqüència de tall per a les mesures del corrent d'excitació. f_{fem} és la freqüència de tall de les mesures de la fem induïda. M és un multiplicador que escull l'usuari per ajustar la freqüència de tall. L'usuari escull una freqüència de tall que elimini el soroll sense distorsionar gaire el cicle d'histeresi.