

**Hector Portero Méndez**

**Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LSRM  
(Linear Switched Reluctance Motor)**

**TREBALL DE FÍ DE GRAU**

**Dirigit Jordi García Amoros**

**Grau d'Enginyeria Elèctrica**



**UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI**

**Tarragona**

**2015**

## Taula de continguts

1	Introducció .....	4
1.1	Introducció als SRM.....	4
1.1.1	Constitució del SRM.....	5
1.1.2	Principi de Funcionament del SRM.....	6
1.2	El motor lineal de reluctància commutada (LSRM) .....	8
1.3	Circuit elèctric característic dels LSRM.....	9
1.4	Arduino com a element de control.....	10
1.4.1	Arduino .....	10
1.4.2	Arduino UNO .....	11
1.4.3	Programació en Arduino .....	12
2	Assaig d'Escalfament .....	14
2.1	L'escalfament a les màquines elèctriques .....	14
2.2	Principi d'escalfament de les màquines elèctriques.....	15
2.3	PT100 com a sensor tèrmic.....	18
2.4	Disseny del sistema de captació tèrmic .....	19
2.4.1	Disseny i càlcul del circuit de control.....	19
2.4.2	Modelació del circuit .....	23
2.4.3	Sistema d'extracció de dades .....	24
2.5	Realització del assaig tèrmic.....	26
2.6	Resultats de l'assaig tèrmic .....	27
2.7	Càlcul de la constant de temps d'escalfament i de refredament .....	28
3	Assaig de Força.....	29
3.1	La cel·la de carrega .....	29
3.2	Muntatge i procediment.....	29
3.3	Resultats de l'assaig de força.....	30
3.4	Comparació dels resultats i simulació (FEM).....	34
4	Assaig de característica magnètica.....	36
4.1	Assaig de flux concatenat amb polsos.....	36
4.1.1	Mètode de càlcul per polsos .....	36
4.1.2	Muntatge i procediment del assaig .....	36
4.1.3	Resultats de l'assaig amb polsos .....	41
4.2	Assaig de flux concatenat amb ona sinusoidal .....	42
4.2.1	Mètode de càlcul amb ona sinusoidal .....	42
4.2.2	Muntatge i procediment de l'assaig .....	43
4.2.3	Resultats de l'assaig amb ona sinusoidal .....	43
4.3	Comparació dels dos mètodes d'assaig .....	44

4.4	Comparació de resultats i simulació (FEM) .....	45
5	Posta en marxa del motor .....	46
5.1	Disseny del sistema d'alimentació i generació de polsos.....	46
5.2	Funcionament sense control de posicionament .....	49
5.3	Millores del prototip amb control de posicionament .....	50
5.3.1	Estudi del encoder òptic .....	51
5.3.2	Estudi del encoder lineal .....	51
6	Referències bibliogràfiques .....	53
	Annex I .....	54
	Annex II.....	61

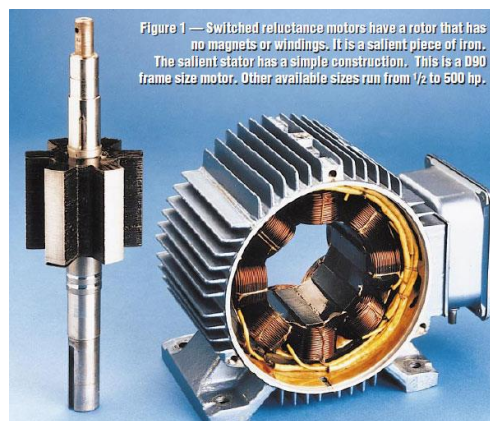
## 1 Introducció

El món de la tecnologia està en constant canvi, dins d'aquest i especialment dins de l'enginyeria elèctrica, trobem els motors elèctrics els quals per regla de tres també han tingut i tenen uns canvis tecnològics d'estructura i funcionament important amb el pas del temps. Des de que es va inventar la primera dinamo, la qual va donar lloc al primer motor de corrent continua, han passat molts anys. La innovació i la aplicació de l'electrònica dins del camp elèctric ha permès el desenvolupament de motors que poden tenir aplicacions molt interessants per a un futur no llunyà.

### 1.1 Introducció als SRM

El primer motor de reluctància rotatiu documentat va ser el dissenyat per Robert Davidson al 1838. Aquest va ser utilitzat per impulsar una locomotora en la línia fèrria que unia Glasgow i Edimburg. Posteriorment, al 1851 Charles Grafton Page construeix un altre motor de reluctància per aplicacions de tracció sense èxit. El fet que hi haguessin grans avenços amb el motor de corrent continua, va deixar a un segon pla els motors de reluctància.

No va ser fins al 1969 que apareix per primera vegada la denominació de “*Switched Reluctance Motor*” (SRM) de la ma de S.A. Nasar. Les primeres patents de reluctància auto commutada van ser per Bedford & Hoft, al 1971 i 1972. Però no va ser fins al finals de la dècada de 1970 que gràcies a la investigació en les Universitats de Leeds i Nottingham, i l'aparició dels nous IGBT i *MOSFETs* (que permetien fer les commutacions d'una manera més ràpida i fàcil), que es va començar a tindre grans avenços d'aquest tipus de motors. Des d'aquest moment, l'interès cap aquest tipus de motors ha estat creixent fins avui en dia. Actualment podem recopilar un gran número d'articles i revistes especialitzades on trobar un extens ventall d'informació recopilada d'experiments de nombroses Universitats.



**Figura 1** Motor SRM

Els motors *SRM* han sigut tradicionalment controlats com els motors pas a pas, subministrant voltatges constants i polsos de corrent amb una determinada freqüència definida pel número de pols de cada motor. Aquesta forma de control tenia el principal problema de crear un parell polsant i ondulatori que no el feia apte per cert tipus d'aplicacions.

Actualment, gràcies a l'avanç de la electrònica i uns mètodes de control més precisos, el parell ondulatori ha pogut ser disminuït a uns nivells molt més acceptables. Aquests mètodes es basen en la mesura exacta de la reluctància en les diferents posicions del pol, d'aquesta forma podem analitzar les propietats magnètiques de la màquina. Obtenint les propietats magnètiques de la màquina podem elaborar un sistema de control específic per la mateixa. Tot i tenir un sistema de control específic per cada màquina, resulta molt difícil optimitzar la seva geometria i dissenyar un control precís.

Les principals avantatges d'aquests tipus de motors són:

- Les màquines de reluctància no necessiten bobines al rotor, així doncs la construcció és més simple i econòmica.
- Tenen un moment d'inèrcia molt baix, amb el que es produeix un bon parell d'arrancada.
- Com la majoria de pèrdues en forma de calor es produeix al estator, la refrigeració del motor és senzilla. Els espais entre els pols fan que la refrigeració sigui uniforme a tot el motor. Així doncs, té una capacitat de càrrega més elevada.
- El parell que pot aconseguir cada màquina és independent a la direcció del corrent y les inversions de gir únicament són dependents de la commutació de les fases.
- Són capaços de donar un parell elevat a velocitats de rotació baixes i també a altes velocitats de rotació.

Tot i això, tenim un problema afegit: els motors de reluctància commutada produeixen elevades vibracions i soroll. La producció d'un parell polsant, produeix elevades vibracions i fa que aquest tipus de motors no siguin adequats per cert tipus de càrregues. En motors de dimensions reduïdes, el problema pot ser parcialment resolt escollint freqüències de commutació fora de la zona audible per eliminar així el soroll.

La possibilitat de millorar el funcionament d'aquests motors i la possible introducció d'aquests en nous camps com el vehicle elèctric o la automatització industrial d'entre altres, ha fet que s'incrementi el número de publicacions relacionades amb el disseny i estudi de les seves característiques i aplicacions així com nombrosos experiments de laboratori.

### ***1.1.1 Constitució del SRM***

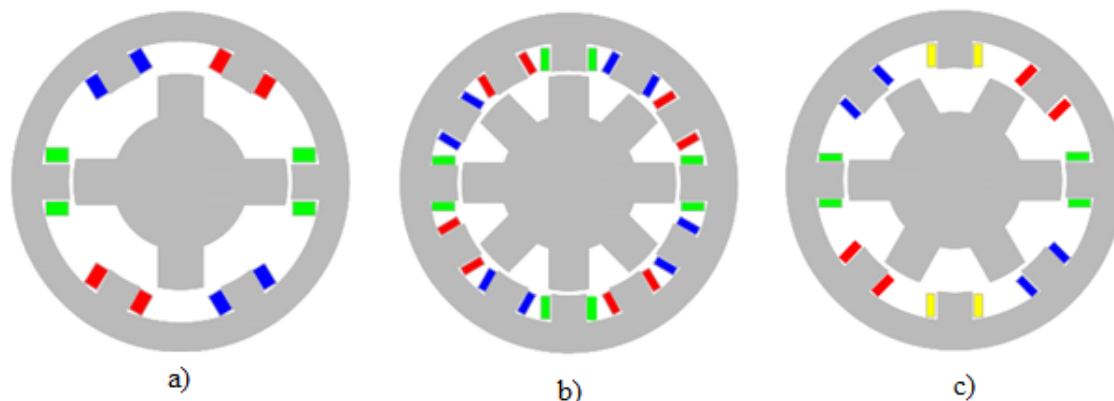
El motor de reluctància auto commutada és un accionament de corrent continua sense escobretes ni imants permanents. El disseny més usual en aquest tipus de motors sol ser una estructura magnètica reluctant amb pols sortint al estator i al rotor. Als pols del estator es col·loquen les bobines, que connectades en parells oposats formen les fases del motor. Cada fase és commuta mitjançant un convertidor estàtic de corrent continua. La seqüència del commutació del interruptors estàtic es realitza amb sensors de posició òptics i magnètics. Així doncs, podem parlar de tres blocs diferenciats:

- La estructura magnètica reluctant (Pols i ferro).
- El convertidor (acciona les fases)
- El dispositiu de control format per els sensors i la seqüència corresponent de commutació de fases.

La geometria de l'estructura magnètica ve condicionada pel número de fases ( $m$ ). Per un determinat número de fases el número de pols del circuit primari ( $N_p$ ), sempre serà un múltiple del número de fases:

$$N_p = 2 \cdot k \cdot m \quad (1)$$

On  $k$  expressa el ordre de multiplicitat de l'estructura polar. S'expressa la  $k$  com el número de parell de pols per fase. Un exemple visual és la figura 2 (a) que té un parell de pols per fase ( $k=1$ ,  $N=3$ ), obtenint  $N_p=6$  pols; la figura 2 (b) que té dos parells de pols per fase ( $k=2$ ,  $N=3$ ), obtenint  $N_p=12$  pols i, per últim, la figura 2 (c) que té un parell de pols per fase ( $k=1$ ,  $N=4$ ), obtenint  $N_p=8$  pols.



**Figura 2** Estructura electromagnètica de SRMs. a) 3 fases 6/4. b) 3 fases 12/8, c) 4 fases 8/6.

El número de pols del secundari ( $N_s$ ) ha d'assegurar la posta en marxa del *SRM* en qualsevol posició i direcció. Així doncs, s'ha de complir:

$$m \cdot c \cdot m(N_p, N_s) = m \cdot N_s \quad (2)$$

Per assegurar-nos que es compleix la fórmula anterior, podem fer que el número de pols del secundari sigui:

$$N_s = 2 \cdot (m \pm 1) \quad (3)$$

La estructura magnètica reluctant queda definida pel número de fases ( $m$ ) i la multiplicitat ( $k$ ) donant una relació  $N_p/N_s$  que caracteritza els *SRM*.

### 1.1.2 Principi de Funcionament del *SRM*

El principi de Funcionament del *SRM* s'obté obtenint la mínima reluctància magnètica per cada transició del rotor. Així doncs, mitjançant els sensors de posició i coneixent la posició a cada moment, es genera una seqüència de polsos que determinen la fase que s'activa. Com podem veure a la Figura 3 (a), tenint la fase A alineada alimentem la fase B que genera un gir en sentit antihorari per a assolir la alineació de B (mínima reluctància). Una vegada alineada la fase B, procedim a alimentar la fase C (Figura 3 (b)) per continuar el gir antihorari i així assolir la alineació de C. Com podem veure a la Figura 3 (c), (d), (e) i (f), segueix el mateix procediment fins a arribar al punt inicial on torna a començar el cicle. Podem observar com el moviment del rotor és en sentit antihorari, mentre que la seqüència de activació de les fases és en sentit horari.

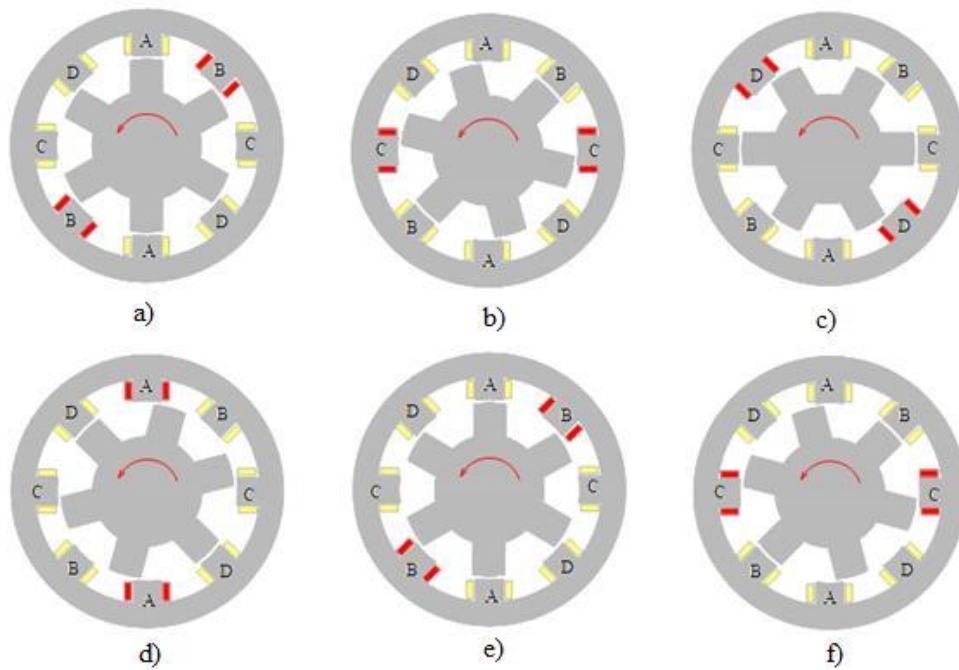


Figura 3 Funcionament del SRM

El funcionament de les màquines de reluctància commutada es regeix per la variació de la inductància, que és funció de l'angle de posicionament del rotor i de les corrents en els bobinats del estator. La saturació es clarament visible en la Figura 4 que relaciona el flux concatenat amb la intensitat aplicada i la posició del rotor. En la posició no alineada no apareix saturació al circuit magnètic. A mesura que els pols es mouen cap a la posició d'alineació i augmenta el corrent, el flux magnètic que circula a través del circuit va augmentat. Això es deu a la disminució de la reluctància magnètica causada per la transició dels pols cap a la posició de mínima reluctància (pols alineats).

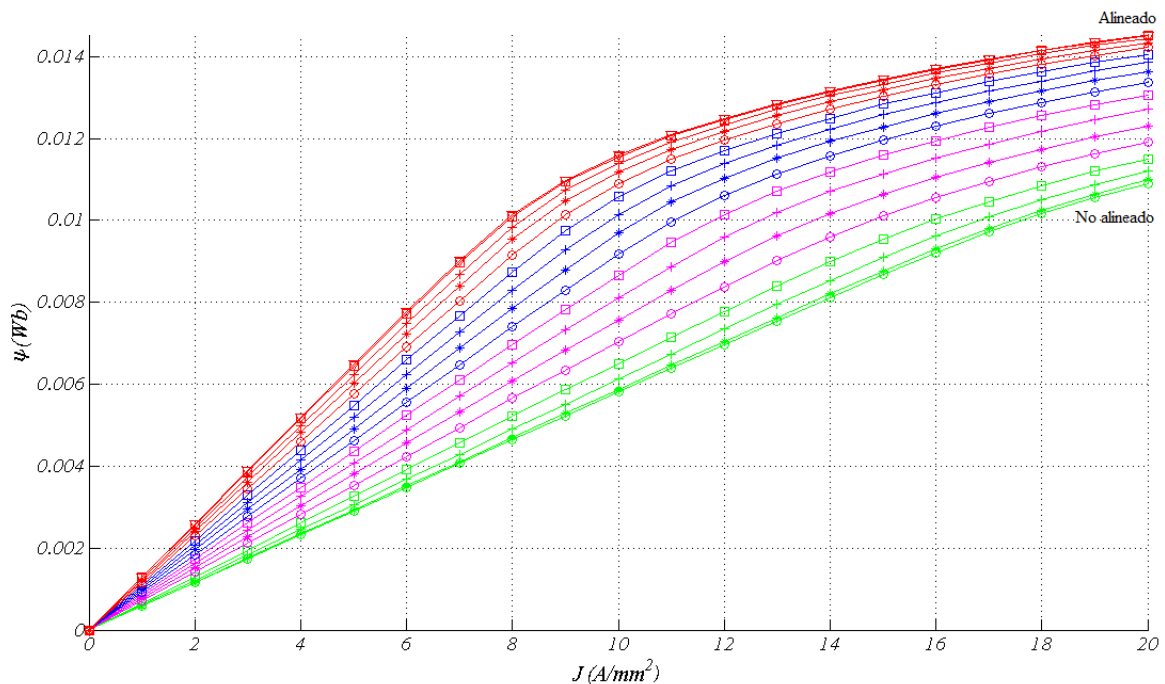


Figura 4 Flux magnètic concatenat de un motor de reluctància en funció del angle de posició del rotor i de la corrent entre la posició de alineació i no alineació

## 1.2 El motor lineal de reluctància commutada (LSRM)

Una vegada presentat en els anteriors punts el pare del *LSRM*, en aquest punt analitzarem la transposició que es fa dels motors *SRM* als *LSRM*.

Com podem veure a la Figura 5, el *LSRM* s'obté d'una transformació topològica del *SRM*. Simplement tallant per on està marcada la fletxa a la Figura 5 (a), obtenim d'una manera desplegada linealment el *LSRM* de simple cara mostrat a la Figura 5 (b).

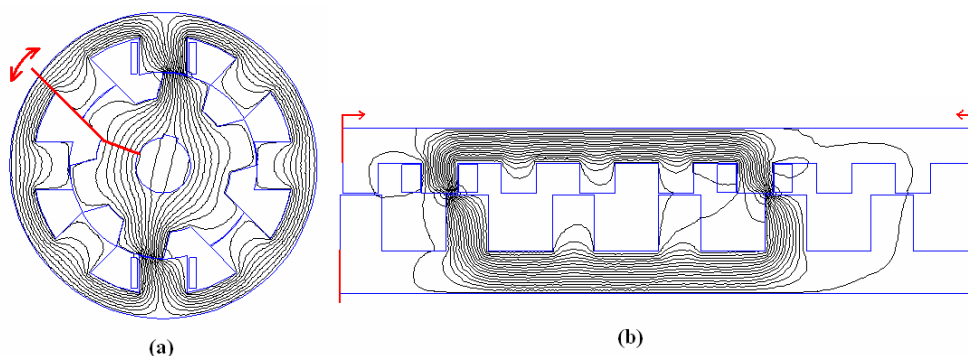


Figura 5 Transposició del SRM al LSRM

Hem vist com transformem el *SRM* 8/6, però aquesta metodologia també és aplicable a altres tipus de *SRM*. Per exemple, per al *SRM* 16/12 (multiplicitat  $k=2$ ) el que farem és fer dos talls tal i com es veu a la Figura 6.

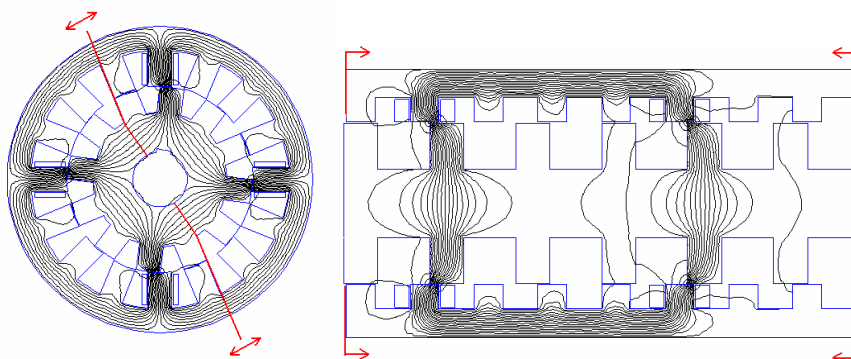


Figura 6 Transposició del SRM de 16/12 a LSRM

Com podem apreciar a la Figura 6, el número de pols del estator del *SRM* coincideix amb la suma dels pols de les dos cares del *LSRM*. Així doncs, es dedueix que l'ordre de multiplicitat ( $k=1$  o  $k=2$ ) del *SRM* es correspon amb el número de cares del *LSRM* (simple o doble).

Aquest últim cas, és el cas que ens trobarem al laboratori i serà el tipus de motor al qual practicarem i dissenyarem una sèrie d'assajos que podrem veure als punts de més endavant. Les Figures 7 i 8, ens mostren el perfil i el frontal de la màquina elèctrica *LSRM* del laboratori de la qual farem referència durant el desenvolupament de la bancada d'assajos exposats en aquest projecte.



Figura 8 Perfil del motor LSRM a estudiar



Figura 7 Frontal del motor LSRM a estudiar

### 1.3 Circuit elèctric característic dels LSRM

Per entendre millor els motors *LSRM*, podem trobar un circuit equivalent amb el qual analitzar una sèrie d'aspectes a tenir en compte a l'hora del disseny.

Com podem apreciar a la figura 9, el circuit equivalent d'aquest tipus de motors està compost per una tensió  $u$  la qual la seva forma d'ona pot ser diferent en funció del tipus de control adoptat, una corrent  $i$  de fase,  $L_{INC}$  la inductància incremental i  $e_m$  la força contraelectromotriu.

Les equacions fonamentals del *LSRM* són el balanç de tensions del circuit equivalent, la producció de la força electromagnètica i la equació mecànica del moviment.

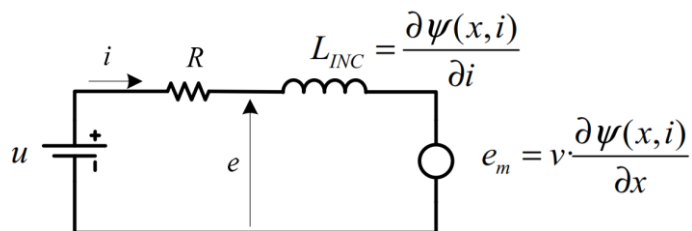


Figura 9 Circuit equivalent d'un motor LSRM

Agafant la figura 9, es dedueix la equació del balanç de tensions per fase:

$$u_j = R_j \cdot i_j + \frac{\partial \psi(i_j, x)}{\partial t} = R_j \cdot i_j + \frac{\partial \psi(i_j, x)}{\partial i} \frac{di_j}{dt} + \frac{\partial \psi(i_j, x)}{\partial x} \frac{dx}{dt}$$

$j = 1 \dots m$  (4)

Per al sistema mecànic la força electromagnètica interna total, vindrà donada per:

$$F_e = \sum_{j=1}^m \left( \frac{\partial}{\partial x} \left( \int_0^i \psi(i_j, x) \cdot di_j \right) \right) \Bigg|_{i=cte} \quad (5)$$

Es planteja el balanç de forces a partir de la equació mecànica del moviment:

$$F_e = m_t \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + B \cdot \frac{dx}{dt} + F_L \quad (6)$$

A partir de totes les equacions esmentades, obtenim el següent sistema de equacions electromagnètic per fase amb la equació:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_j}{dt} &= \left( u_j - R_j \cdot i_j - \frac{\partial \psi(i_j, x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \right) \cdot \left( \frac{\partial \psi(i_j, x)}{\partial i_j} \right)^{-1} \\ \frac{d^2x}{dt^2} &= \left( \frac{\partial \psi(i_j, x)}{\partial x} \cdot i_j - B \cdot \frac{dx}{dt} - F_L \right) \cdot m_t^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

On  $B$  es el coeficient de fregament viscos,  $F_L$  es la força que fa la carrega i  $m_t$  la massa de la part mòbil.

#### 1.4 Arduino com a element de control

Com hem anat veient, es estrictament necessari un sistema de control per fer funcionar un motor *LSRM* (per fer l'excitació de les fases en el moment correcte). Així doncs en el nostre cas i per tal de fer un control senzill i econòmic, hem optat per utilitzar la plataforma arduino.

Aquesta ens permetrà fer el control del motor, però a la mateixa vegada ens permetrà connectar tots els sensors requerits per la bancada d'assaig mitjançant els diferents tipus de sensors a utilitzar.

##### 1.4.1 Arduino

*Arduino* és una eina per a la fabricació de computadors que poden detectar i controlar elements físics externs d'una manera eficaç i fàcil. Es tracta d'una plataforma de computació física de codi obert basada en una placa electrònica simple i un entorn de desenvolupament simplificat per poder inserta, d'una manera individualitzada a cada tipus de procés, el software a la placa.

El controlador té més o menys entrades depenent el model utilitzat, però sempre compten amb entrades digitals i analògiques que permeten detectar estats i magnituds. El mateix ens passa amb les sortides, optant també a sortides analògiques mitjançant *PWM* i sortides plenament digitals.



Figura 10 Logotip Arduino

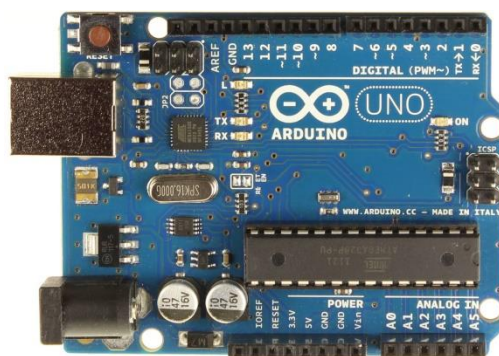
Al ser un recurs molt econòmic i obert al públic, podem trobar un gran número de plaques dissenyades per empreses de tot tipus amb preus molt competitius. D'entre els model més destacats trobem l'*Arduino Leonardo*, *Arduino Nano*, *Arduino Mini*, d'entre d'altres. També podem trobar plaques dissenyades per aplicacions en concret com el control d'un robot o dron.

En el nostre cas, la placa que utilitzarem nosaltres al laboratori, serà la *Arduino UNO*. La Figura 11 ens mostra la realitat d'una placa *Arduino UNO* com la que s'utilitza per la realització dels diversos sistemes de captació de dades de cadascun del assajos.

### 1.4.2 Arduino UNO

La placa *Arduino UNO* (Figura 9), és un placa microcontroladora basada en el chip ATmega328. Posseeix 14 entrades/sortides digitals (6 amb PWM), 6 entrades analògiques, un rellotge ceràmic a 16MHz, una connexió USB per a la programació, una entrada de alimentació femella i un botó de reset.

A la següent taula podem veure les especificacions tècniques en detall:



**Figura 11** Placa Arduino UNO

Microcontrolador	ATmega328
Tensió d'operació	5V
Tensió d'entrada (recomanada)	7-12V
Tensió d'entrada (límit)	6-20V
Pins d'entrada/sortida digitals	14 (6 amb sortides PWM)
Pins d'entrada analògica	6
Corrent DC per entrades/sortides	40mA
Corrent DC per 3.3 V pin	50mA
Memòria Flash	32 KB(ATmega328) 0.5 KB pel bootloader
SRAM	2 KB (ATmega328)
EEPROM	1 KB (ATmega328)
Velocitat de rellotge	16 MHz
Dimensions	68.6mm X 53.4mm
Pes	25 g

**Taula 1** Característiques tècniques del controlador ARDUINO UNO

### 1.4.3 Programació en Arduino

Per al funcionament de la placa *Arduino* per a cada aplicació, s'ha de programar les instruccions que volem realitzar. Així doncs, implica la introducció a un nou llenguatge de programació. Si es tenen nocions bàsiques de programació, és fàcil veure la similitud que tenen el llenguatge *Arduino* i el C++ (el qual sol ser més conegut).

La programació es realitza en *sketches*. Els *sketches* s'escriuen mitjançant l'editor del software d'*Arduino* amb una estructura determinada.

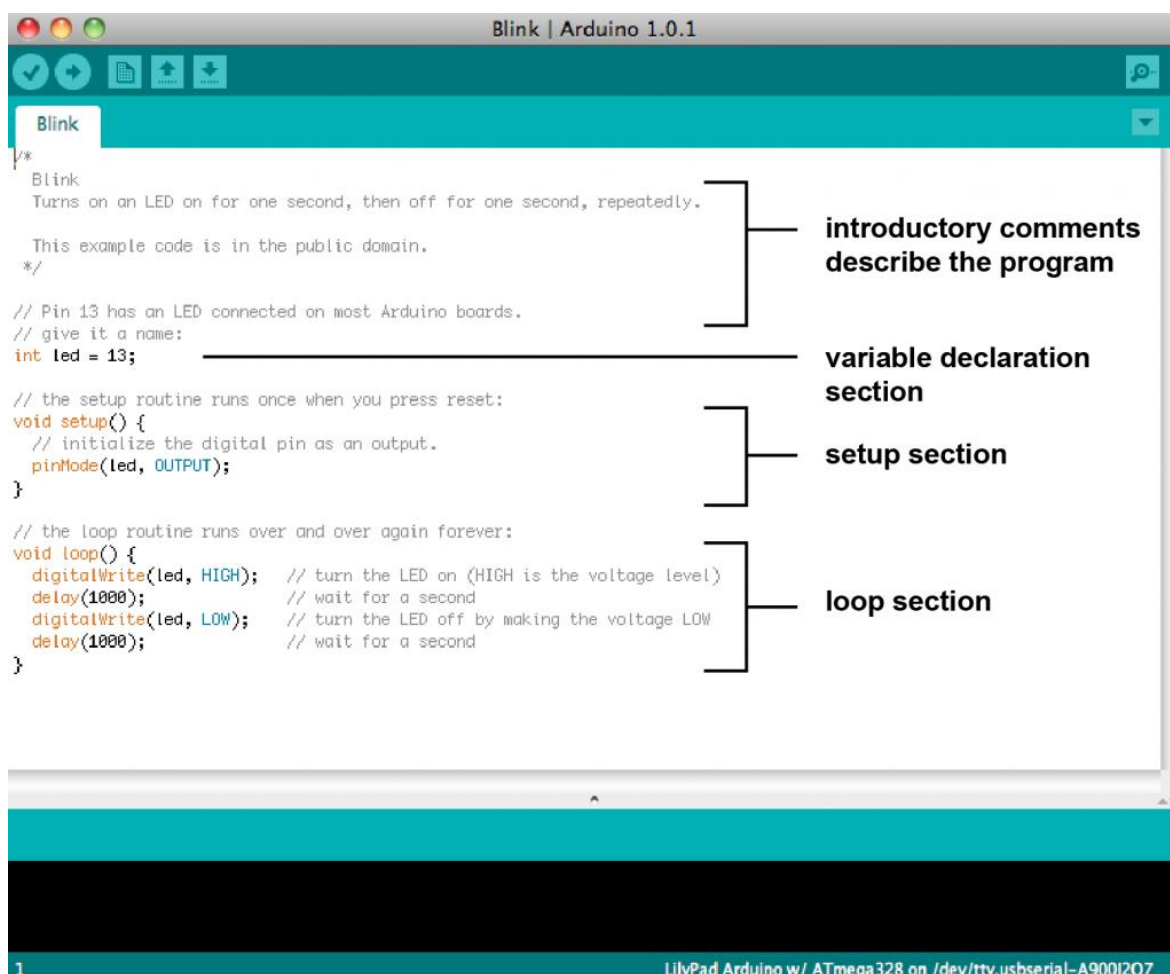


Figura 12 Exemple d'estructura de programació Arduino

Com podem veure a la Figura 12, tenim 4 parts diferenciades:

1. Comentaris introductoris i descripcions del programa. La introducció es fa amb inici `/*` i final `*/`. Pel que fa als comentaris s'introdueixen amb `//`.
2. Declaració de variables. És recomanable declarar totes les variables a utilitzar a la capçalera del programa.

3. Setup section. En aquesta secció s'introdueix la manera a tractar cada pin (entrada o sortida). En aquesta secció també s'inicia la connexió serial entre el ordinador i la placa per extreure o introduir dades.
4. Loop section. Es la secció on es situa el programa pròpiament. Es una secció que no para de repetir-se fins que no es desconnecta el controlador o es reseteja.

Ja que el controlador allotja el programa dintre de la memòria interna, encara que retirem la connexió amb l'ordinador la placa continua executant el programa sense parar sempre i quan es tingui una font d'alimentació externa.

Tots els programes realitzats amb el software d'*Arduino*, es troben adjuntats al **Annexe 2** d'aquest projecte.

## **2 Assaig d'Escalfament**

Un variable molt important a tenir en compte a l'hora de dimensionar les màquines i establir el seu regim de treball nominal, és la temperatura. Aquesta té un paper important en el càlcul de les condicions nominals de la màquina, ja que un mal dimensionament de l'aïllament o una sobredilatació dels materials, pot suposar la destrucció dels bobinats.

### **2.1 L'escalfament a les màquines elèctriques**

L'escalfament que es genera a una màquina elèctrica ve donat per les pèrdues que tenen diferents parts de la mateixa: rodaments, col·lectors, debanats, aïllaments, etc. Aquests constitueixen la causa limitadora de la potència que es pot obtenir de la màquina.

Aquestes pèrdues implicant un malbaratament d'energia no utilitzada que fan que el consum sigui elevat innecessàriament. Depenen de les causes d'aquestes pèrdues les podem categoritzar com:

- Pèrdues al ferro: Són degudes a les variacions de flux, poden dividir-se en pèrdues per histèresi, pèrdues per corrents de Foucault i d'altres menys significatives. Mentre que les pèrdues per histèresi depenen de la inducció màxima i la freqüència, les pèrdues per corrents de Foucault depèn de les corrents parasites generades al ferro (se solen reduir muntant el ferro amb un conjunt de xapes aïllades entre si).
- Pèrdues a les bobines: Són principalment degudes a les pèrdues al coure de la màquina, és a dir, el propi escalfament de les bobines.
- Pèrdues addicionals varies: Són les que es produeixen per corrents circulatòries degudes al flux de dispersió transversal de les ranures.
- Pèrdues mecàniques: Són degudes a la fricció entre els diferents elements constructius (rodaments, escombretes, etc) i la pròpia ventilació de la màquina.

L'element que surt més perjudicat degut a ser més sensible a la temperatura és l'aïllament. L'aïllament és una part molt important ja que separa els conductors entre si realitzant cada una de les espiras de la bobina. La falta d'aquest aïllament pot provocar la destrucció de les bobines.

Així doncs, s'haurà de tenir en compte la següent taula normalitzada de temperatures en funció del aïllament:

1	2	3	4	5
<b>Classe d'aïllaments</b>	<b>Temperatura ambient màxima °C</b>	<b>Augment mig de temperatura sobre la ambient °C</b>	<b>Temperatura mitja admissible en servei °C</b>	<b>Temperatura admissible al punt mes calent °C</b>
<b>Y</b>	40	45	85	90
<b>A</b>	40	60	100	105
<b>A<sub>0</sub> (en oli)</b>	40	65	105	-
<b>E</b>	40	75	115	120
<b>B</b>	40	80	120	130
<b>F</b>	40	100	140	155
<b>H</b>	40	125	165	180
<b>C</b>	-	-	-	<180

**Taula 2** Classificació d'aïllaments en funció de la temperatura

## 2.2 Principi d'escalfament de les màquines elèctriques

L'estudi del escalfament en màquines elèctriques és molt més extens del que pot semblar. Per fer un estudi exhaustiu d'una màquina concreta cal tenir en compte una sèrie d'aspectes:

- Coeficient de dilatació tèrmica: És un valor que ens determina la dilatació o contracció dels materials segons la temperatura.
- Calor específic: És la mesura de capacitat de qualsevol material per emmagatzemar energia tèrmica a la seva massa, però sense augmentar la seva temperatura.
- Capacitat tèrmica d'un conductor: Increment de temperatura experimentat en un conductor en períodes curts de càrrega o sobrecàrrega que no donin temps a una dissipació apreciable del calor produït.
- Conductivitat tèrmica: És la capacitat de permetre el pas de la calor a través dels materials degut a una diferència de temperatura.
- Conducció tèrmica longitudinal als conductors: És la conducció a través d'una zona metàl·lica de la qual neix al mateix temps un caudal d'energia que ha de ser transmès a la vegada per zones immediates.

- Escalfament del paquet de xapes: Degut a les pèrdues al ferro, aquest mateix absorbeix, condueix i dissipa les pèrdues tèrmiques interiors.
- Radiació i convecció tèrmica: Són els dos principals principis físics amb els que es produeix la dissipació de la calor produïda.

Tots aquests aspectes són els que s'han de tenir en compte per fer un estudi exhaustiu del escalfament a les màquines. Tot i això, es difícil trobar un mètode ràpid d'assaig de totes aquestes característiques juntes d'una manera directa.

Per tal de simplificar aquest estudi tèrmic, s'introdueix el concepte d'escalfament d'un cos Ohmogeni. D'aquesta manera analitzem el motor con un cos que posseeix a tota la seva massa un únic calor específic, uniforme a tota la seva superfície. Aquest escalfament es suposa com una font d'energia interna que provoca una escalfament simultani a tot el cos de la màquina, sense tenir en compte la resistència tèrmica entre els diferents punts de la massa. És a dir, no existiran diferències de temperatura en tota la massa de la màquina.

La energia que entrega la màquina durant un temps  $dt$  serà:

$$p dt \quad (J) \quad (8)$$

Part d'aquesta energia s'acumula elevant la temperatura de la màquina en funció de la massa i el calor específic, obtenint:

$$c G d\theta \quad (J) \quad (9)$$

On  $c$  es el calor específic,  $G$  la massa i  $d\theta$  diferencial de temperatures.

Aquest increment de temperatura sobre el medi, provoca una dissipació d'energia tèrmica per radiació i convecció. Així doncs, suposarem un coeficient de refrigeració  $K$  ( $W/m^2 \cdot ^\circ C$ ) constant que representarà la energia dissipada per unitat de superfície i per grau centígrad de la diferència de temperatura. La potència dissipada en cada instant, sent  $S$  ( $m^2$ ) la superfície de refredament, serà:

$$K \cdot S \cdot \Delta\theta \quad (W) \quad (10)$$

D'aquesta manera la energia dissipada serà:

$$K \cdot S \cdot \Delta\theta \cdot dt \quad (J) \quad (11)$$

Així doncs es complirà que en el interval  $dt$  la energia produïda serà igual a l'energia acumulada més l'energia dissipada:

$$p \cdot dt = c \cdot G \cdot d\Delta\theta + K \cdot S \cdot \Delta\theta \cdot dt \quad (12)$$

D'aquesta expressió, suposant conegudes  $p$ ,  $c$ ,  $G$ ,  $K$  i  $S$  podem deduir la expressió:

$$\Delta\theta = \Delta\theta' \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \quad (^\circ C) \quad (13)$$

$T$ , rep el nom de "constant de temps" i constitueix una característica molt important per a un assaig tèrmic ja que aquesta constant ens determina el temps que triga la màquina en arribar a la temperatura màxima  $\Delta\theta'$ .

D'aquesta última equació, obtenim una sèrie de propietats:

- 1) Per a  $t \rightarrow \infty$ ,  $\Delta\theta$  arriba al seu valor màxim i és precisament igual a  $\Delta\theta'$ . Aquest valor màxim equival a:

$$\Delta\theta' = \frac{p}{K \cdot S} \quad (^\circ\text{C}) \quad (14)$$

És l'increment màxim de temperatura que podrà assolir el cos. Aquest només es podrà assolir passat un temps infinit.

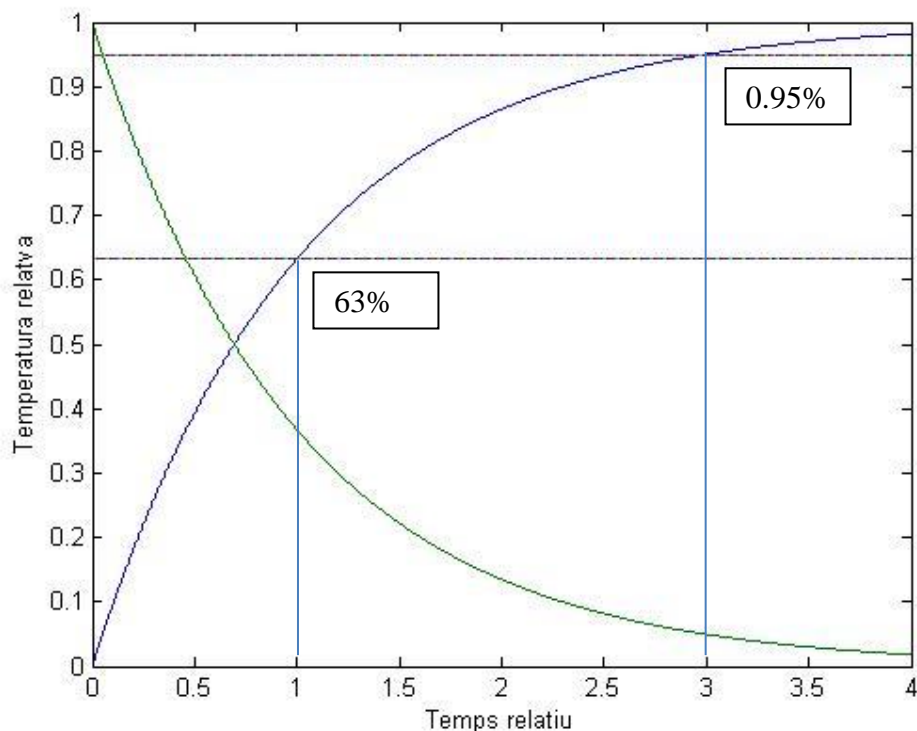
- 2) Si a l'equació general obtenim els valors relatius del increment de temperatura i del temps aplicant:

$$\theta^\circ = \frac{\Delta\theta}{\Delta\theta'} \quad t^\circ = \frac{t}{T} \quad (15)$$

Obtenim:

$$\theta^\circ = 1 - e^{-t^\circ} \quad (16)$$

Aquesta expressió obté un caràcter universal independent de les condicions particulars del problema. Podem traçar la corba de la qual es dedueixen importants conclusions. La Figura 13 mostra aquestes corbes.



**Figura 13** Característica universal de l'escalfament i refredament d'un cos Ohmogeni

- 3) L'increment de temperatura que pot assolir el cos passat un temps igual a T, és a dir, per  $t=T$  o  $t^\circ=1$  és precisament el 63% del seu valor màxim  $\Delta\theta'$ . Per a  $t^\circ=3$  l'augment de la temperatura arriba al 95% de l'escalfament de règim.

Pel que fa al refredament, com podem veure a la Figura 13, es comporta inversament a l'escalfament seguint l'expressió:

$$\Delta\theta = \Delta\theta' e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (17)$$

En valors relatius:

$$\theta^\circ = e^{-t^\circ} \quad (18)$$

Tots aquests càlculs, estan basats en un règim de funcionament continu i en certs casos seria un sobredimensionament de la màquina si únicament tenim en compte aquests paràmetres. Les màquines que estan sotmeses a règims discontinus de treball podrien treballar a règims més alts que els nominals establerts pels càlculs anteriors sempre i quan el temps de aturada sigui el suficientment gran com per refredar el temps de funcionament .

### 2.3 PT100 com a sensor tèrmic

Per a realitzar un assaig d'escalfament, necessitem un sensor que tingui una variable en funció de la temperatura. Tot i que actualment al mercat es poden trobar sensors tèrmics de tot tipus, per al nostre assaig d'escalfament em optat per utilitzar un sensor econòmic, robust i d'una precisió acceptable. El *PT100* és el sensor que compleix aquests requisits (la Figura 14 ens mostra la realitat d'un *PT100*).



**Figura 14** Sonda PT100

El *PT100* està catalogat com a *RTD* (*resistance temperature detector*) detector de temperatura resistiu. Això vol dir que el sensor varia la seva resistència en funció de la temperatura. En el cas del *PT100* l'augment de la resistència va en funció de l'augment de la temperatura de tal manera que si augmentés la temperatura, augmentaria la resistència.

El fet del increment de la resistència amb la temperatura és degut al metall utilitzat al sensor. Els metalls emprats, usualment conductors, solen ser el platí, el coure o el níquel. Les propietats d'alguns d'aquests són:

Paràmetre	Platí (Pt)	Coure (Cu)	Níquel (Ni)	Molibdè (Mo)
Resistivitat( $\mu\Omega\text{cm}$ )	10.6	1.673	6.844	5.7
Sensibilitat $\alpha(\Omega/\Omega/\text{K})$	0.00385	0.0043	0.00681	0.003786
$R_0(\Omega)$	25, 50, 100, 200	10	50, 100, 120	100, 200, 500
Marge( $^\circ\text{C}$ )	-200 a +850	-200 a +260	-80 a +230	-200 a +200

**Taula 3** Propietats tèrmiques de materials emprats per a sensors RTD

De tots els esmentats, el més utilitzat és el Platí degut a les seves característiques:

- Alta resistivitat per a un mateix valor òhmic. La massa del sensor serà menor, així doncs el temps de resposta serà més ràpid.

- Un marge de temperatures major.
- Una alta linealitat.
- Pel contrari, una sensibilitat menor.

El *PT100* pel general està construït amb un sensor de platí amb una  $R=100\Omega$  a  $T=0^{\circ}C$ . A l'**annex 1**, trobem una taula completa de les variacions de resistència del *PT100* segons tipus i temperatura.

Tot i això, com no té una linealitat pura, experimentalment em pres valors a dos temperatures.

- A la temperatura ambient de  $26.2^{\circ}C$  obtenim una resistència de  $110.36\Omega$ .
- A la temperatura de  $50^{\circ}C$  obtenim una resistència de  $118.65\Omega$ .

D'aquesta manera podem obtenir l'equació d'una recta més propera als valors màxims que analitzarem al laboratori. Els càlculs són els següents:

$$m = \frac{50-26.2}{118.65-110.36} = 2.871 \quad (19)$$

Sabent que la equació d'una recta es  $y=mx+n$ , podem substituir les dades per trobar n:

$$118.65 = 2.871 \cdot 50 + n ; n = -290.644 \quad (20)$$

Finalment, l'equació general que haurem d'aplicar al càlcul serà:

$$y = 2.871x - 290.644 \quad (21)$$

On y serà resistència i x serà temperatura.

## 2.4 Disseny del sistema de captació tèrmic

Per al disseny del sistema de captació de dades tèrmiques, tenim tres apartats a seguir: disseny i càlcul del circuit de control, modelació del circuit i extracció de dades.

### 2.4.1 Disseny i càlcul del circuit de control

El principi amb el qual desenvoluparem tot el sistema de captació de dades, és el canvi de la resistència dels nostres sensors *PT100* amb la temperatura. Així doncs, hem de dissenyar un circuit electrònic que ens permeti captar aquesta resistència, directa o indirectament, i transformar aquesta resistència en una temperatura mitjançant funcions de transferència.

El microcontrolador que s'ha escollit per aquest projecte és l'*Arduino UNO*, el qual té una sèrie d'entrades analògiques molt útils que ens permeten captar un nivell de tensió continua des de 0 fins a 5 volts. Aquesta entrada és de molta utilitat ja que si obtenim la caiguda de tensió de la resistència del nostre *PT100*, indirectament obtenim la resistència del mateix.

Per obtenir una caiguda de tensió d'una manera fàcil i directa podem aplicar un tipus de circuit que s'anomena "Divisor de tensió".

### 2.4.1.1 El divisor de tensió

Un divisor de tensió (Figura 15), es tracta simplement dos resistències en sèrie de tal manera que cada resistència obté una caiguda de tensió determinada i aquestes tensions es poden trobar independentment de la intensitat del circuit. L'expressió d'aquest circuit ve donada per la llei d'ohm:

$$I = \frac{V_i}{R_1 + R_2} \quad ; \quad \frac{V_i}{R_1 + R_2} = \frac{V}{R_2} \quad ; \quad V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_i \quad (22)$$

Tot i que aquest circuit ja ens faria la funció que és precisa per obtenir una tensió de la resistència del *PT100*, la precisió que s'obté amb aquest circuit és massa petita. Això és degut també a la precisió de mesura de la placa *Arduino*.

Les entrades analògiques de la placa *Arduino* funcionen a un nivell de tensió compres entre 0 i 5V, però degut a que aquesta informació es codifica i s'envia amb una codificació de 10 bits, el número de nivells digitals que pot proporcionar són 1024. Així doncs, la precisió de la lectura de la placa serà:

$$\frac{5}{1024} = 0.0048 \cong 0.005V \quad (23)$$

Si agafem aquesta premissa, podem utilitzar la expressió del divisor de tensió amb valors de la taula del *PT100* (Annex 1). Si agafem com a valors: Per a 109Ω una temperatura de 25°C i pera a 138Ω una temperatura de 100°C:

$$\begin{aligned} V_{min} &= \frac{109}{109+110} \cdot 5 = 2.4885 V \\ V_{max} &= \frac{138}{138+110} \cdot 5 = 2.7822 V \end{aligned} \quad (24)$$

D'aquesta manera, el número de valors que podrà captar l'*Arduino* serà la divisió entra la diferència de temperatura i les mínimes divisions que pot captar l'*Arduino*:

$$Div = \frac{2.7822 - 2.4885}{0.005} = 58.74 \cong 58 \text{ valors} \quad (25)$$

Si aquestes divisions les dividim entre el tram de temperatura que hem analitzat:

$$precisió = \frac{100-25}{58} \cong 1.29 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (26)$$

Així doncs, podem dir que la precisió del divisor de tensió serà de  $\pm 1.29 \text{ } ^\circ\text{C}$ . Aquesta no és suficient ja que un grau de diferència pot marcar un error força elevat. Degut a aquest error força elevat, buscarem una manera alternativa per trobar una precisió més elevada.

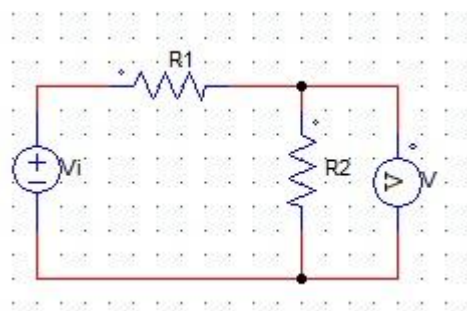
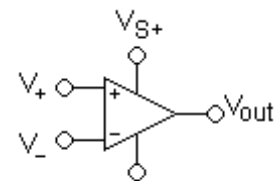


Figura 15 Divisor de tensió

### 2.4.1.2 L'amplificador operacional

Un amplificador operacional, és un mòdul de circuit electrònic normalment compost per una sèrie de transistors dins d'un circuit integrat. El mòdul està compost per 4 entrades ( $V_+$ ,  $V_-$ ,  $V_{s+}$ ,  $V_{s-}$ ) i una sortida ( $V_o$ ). Aquest mòdul, pot treballar de dues maneres diferents:



**Figura 16** Esquema d'un (AO)

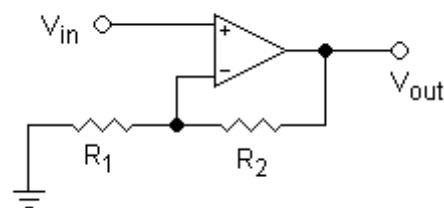
- En llaç tancat: El llaç tancat o també anomenat “realimentació negativa”, és l'espai de treball on per a una senyal d'entrada, obtenim una senyal de sortida amb un guany positiu o negatiu. Aquest guany s'acostuma a representar per  $G$  i no pot superar l'alimentació ( $V_{s+}, V_{s-}$ ). La realimentació negativa s'assoleix connectant la sortida  $V_o$  amb la entrada inversora  $V_-$ .
- En llaç obert: El llaç obert o també anomenat “Saturació”, és l'espai de treball on s'assumeix un guany indefinidament gran per a una senyal d'entrada. En realitat, aquest guany és limitat per les màximes tensions d'alimentació  $V_{s+}, V_{s-}$ . Aquest espai de treball s'aconsegueix no connectant una realimentació. El seu principal us és de comparador (si el nivell de tensió de  $V_+$  es mes gran que  $V_-$  llavors la sortida es  $V_{s+}$  i al revés).

Nosaltres treballarem amb llaç tancat de tal manera que per cada senyal d'entrada obtindrem una senyal de sortida amb una guany que podrem determinar de manera teòrica.

Existeixen molts tipus de circuits amb operacionals en llaç tancat, el seguidor de tensió, el inversor, el no inversor, el restador inversor, etc. El que nosaltres precisem serà el no inversor, de tal manera que a la sortida obtindrem únicament un guany positiu.

Com podem veure a la Figura 17, el circuit no inversor té la característica que la tensió d'entrada arriba a  $V_+$ , aplicant el que s'anomena “*Curt circuit Virtual*”, podem dir que  $V_+ = V_-$  així doncs, podem arribar a l'expressió:

$$V_{out} = V_{in} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (27)$$



**Figura 17** Circuit no inversor

### 2.4.1.3 Càlcul del circuit de control

Utilitzant el circuit no inversor com a punt de partida, afegirem el nostre divisor de tensió de tal manera que ens quedarà el següent circuit:

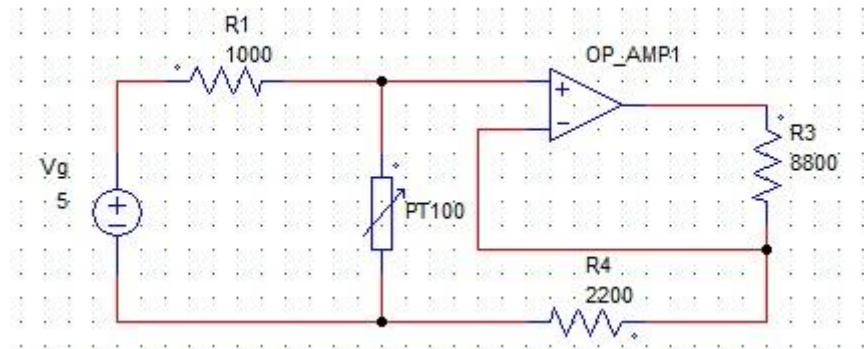


Figura 18 Amplificador operacional amb divisor de tensió

El circuit de la Figura 18 ens ajudarà a obtenir una precisió molt més elevada. Per trobar la funció de transferència del següent circuit, aplicarem el “*curt circuit virtual*” de tal manera que plantejant dos nusos obtenim :

$$\frac{Vg-V}{R1} = \frac{V}{Rt} ; \quad G = \frac{Vo}{Vg} = \frac{Rt(R3+R4)}{R4(R1+Rt)} \quad (28)$$

$$\frac{Vo-V}{R3} = \frac{V}{R4}$$

On  $Rt$  és la resistència variable del  $PT100$  i tots els altres elements corresponen als valors de la Figura 18 (aquets valors s’han escollit del ordre dels quilo ohm per tal de reduir la intensitat de control).

Ja que el que realment important és la resistència del  $PT100$ , si deixem l’expressió anterior en funció de  $Rt$ , obtenim la següent equació:

$$Rt = \frac{Vo \cdot R4 \cdot R1}{Vg \cdot R3 + Vg \cdot R4 - Vo R4} \quad (29)$$

On per cada valor de  $Vo$  llegit per l’*Arduino*, es transformarà en una resistència del  $PT100$ .

Si amb l’expressió obtinguda fem un càlcul de la precisió amb les mateixes premisses anteriors ( $109\Omega$  son  $25^\circ\text{C}$  i  $138\Omega$  son  $100^\circ\text{C}$ ):

$$Vo = \frac{109(8800+2200)}{2200(1000+109)} = 2.4571$$

$$Vo = \frac{138(8800+2200)}{2200(1000+138)} = 3.0316 \quad (30)$$

Seguidament trobem el número de valors captats per l’*Arduino*:

$$Div = \frac{3.0316-2.4571}{0.005} = 114.9 \cong 114 \text{ valors} \quad (31)$$

Finalment trobem la precisió:

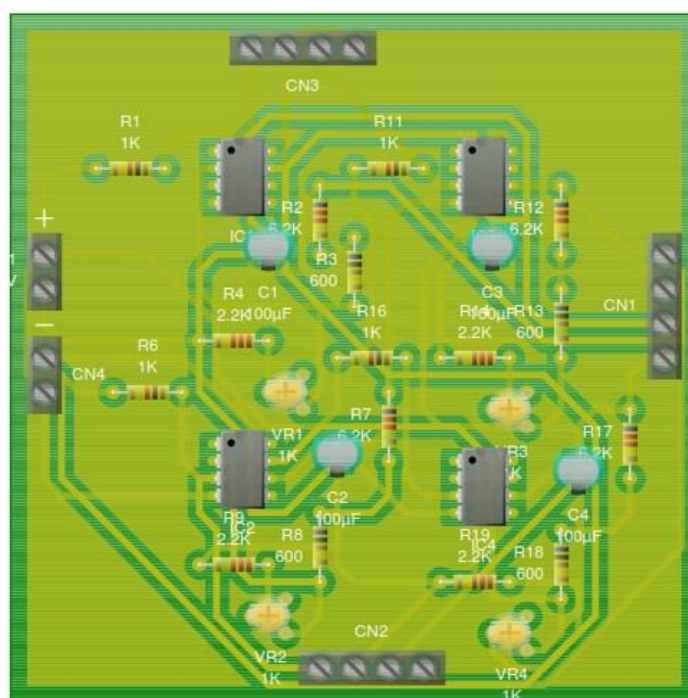
$$precisió = \frac{100-25}{114} = 0.658^\circ\text{C} \quad (32)$$

Com podem apreciar amb el càlcul de la precisió, hem reduït el marge de error de  $\pm 1.29$  amb el divisor de tensió a  $\pm 0.658$  afegint l’amplificador. Tractant-se d’una màquina que

treballa amb uns marges de temperatura d'entre 25 i 100 °C podem dir que és un error que podem assumir sense un error molt elevat en els càlculs que es puguin fer a posteriori.

#### 2.4.2 Modelació del circuit

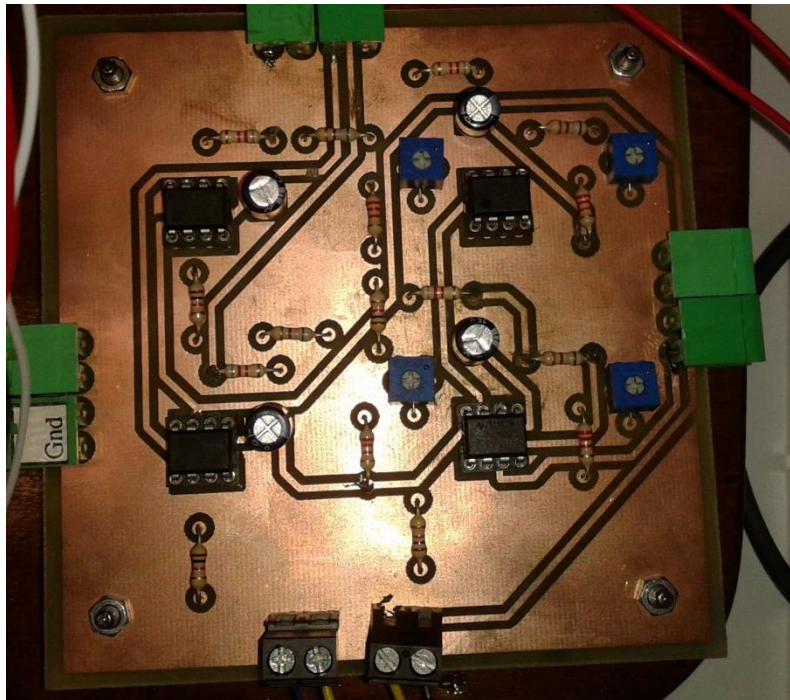
Una vegada tenim el sistema de captació de dades calculat, prosseguim amb el disseny físic del control. Així doncs, construïm una placa *PCB* amb tots els components utilitzats en el càlcul de la Figura 18. Al introduir tots els components al programa de disseny de *PCB*'s "*PCB Wizard*", obtenim el següent disseny:



**Figura 19** Disseny de la placa de d'extracció de dades tèrmiques

Com es pot apreciar a la Figura 19, s'han afegit condensadors entre la sortida  $V_o$  i  $GND$  per tal d'estabilitzar la sortida i evitar fluctuacions de la tensió (aquesta apreciació es va fer en assajos experimentals). També es pot apreciar la addició de dos resistències en sèrie per tal d'assolir la requerida i la substitució d'una de les resistències per un potenciòmetre per tal de regular el circuit i reduir al màxim l'error que puguin tenir les resistències i el circuit en general.

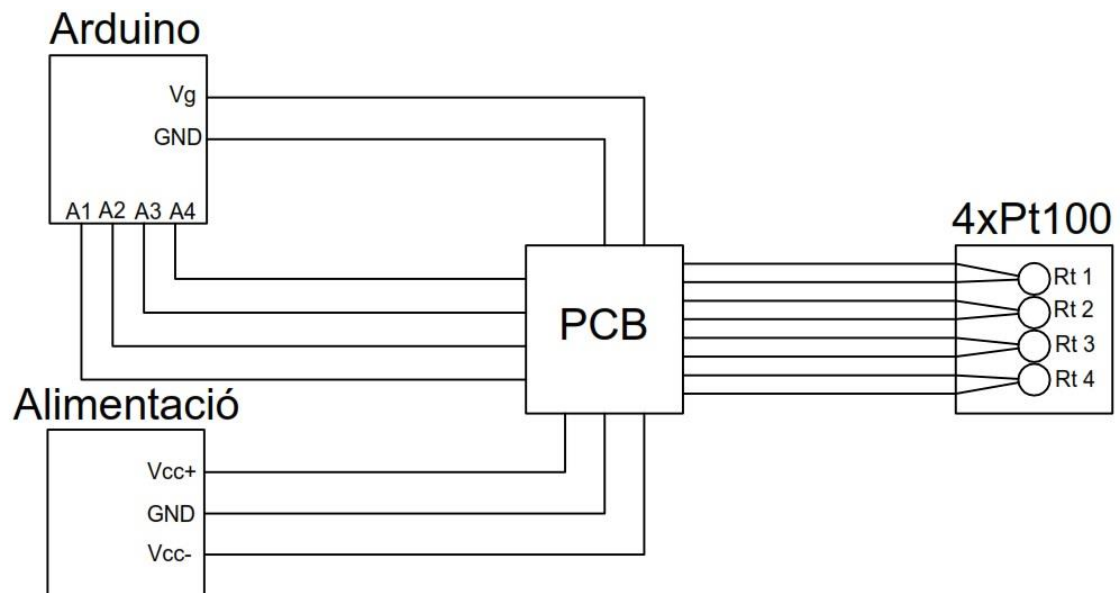
El circuit final es pot apreciar a la següent Figura 20. La placa mostrada a la Figura 20 s'ha realitzat amb un mètode de modelació de plaques amb àcid. Aquest mètode es pot trobar a l'**Annex 1** "Mètode d'elaboració de plaques PCB".



**Figura 20** Circuit físic de captació de dades tèrmiques

### 2.4.3 Sistema d'extracció de dades

Per al sistema d'extracció de dades, el muntatge realitzat es el següent:

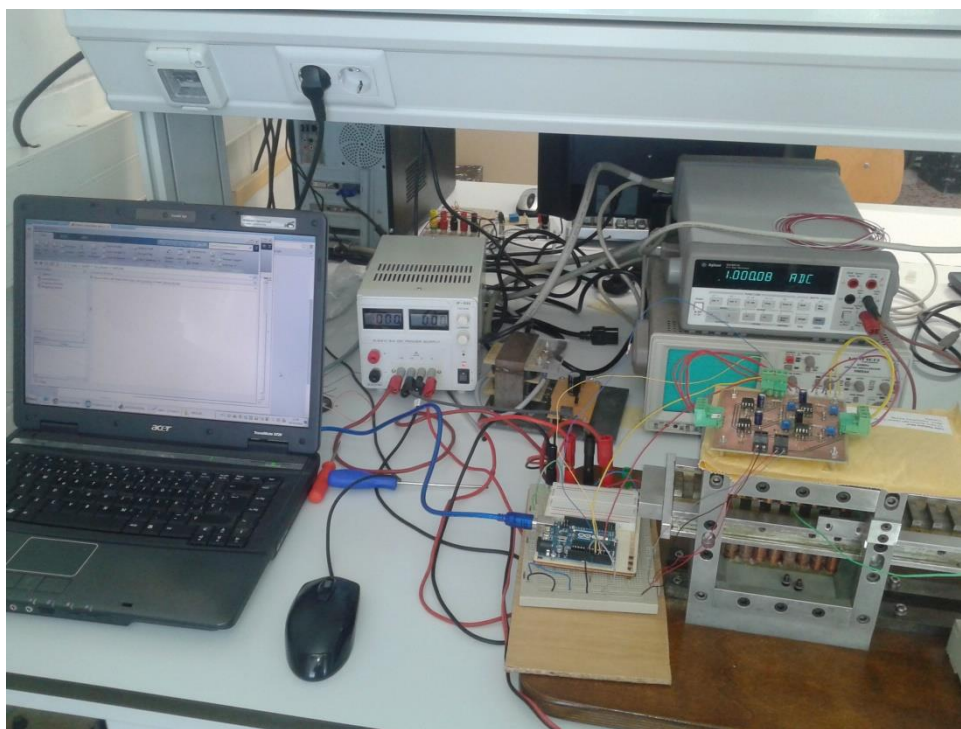


**Figura 21** Esquema de muntatge del sistema de captació de dades tèrmiques

Com podem apreciar a la Figura 21, el cablejat una vegada muntada la placa *PCB* és relativament senzill. L'únic aspecte a tenir en compte és que tots els *GND* (Arduino i Alimentació) estiguin connectats entre ells.

Un aspecte important és la utilització d'una font amb tensions  $V_{cc+}$  i  $V_{cc-}$  fixes de més de 5 volts amb accés de *GND* per l'alimentació dels amplificadors operacionals. En el nostre cas, hem utilitzat una font de tensió amb 3 nivells de sortida (12, -12 i 5) amb *GND*. També tenim una sortida de tensió controlada la qual no farem servir.

La figura 22 ens mostra la realitat posada en pràctica al laboratori:



**Figura 22** Realitat física del assaig tèrmic

Una vegada fetes les connexions, únicament quedarà la programació de l'*Arduino* i la introducció de les dades a l'ordinador mitjançant *MATLAB*.

Pel que fa a la programació de l'*Arduino*, hem de inicialitzar el port Serial, el qual inicialitza la comunicació entre *Arduino* i l'ordinador. Inicialitzarem tres entrades analògiques per la lectura de les tensions i introduïrem les expressions trobades per, primerament, obtenir la resistència del PT100 i seguidament per transformar aquesta resistència en una temperatura (que serà el que s'emmagatzemarà al ordinador).

El *MATLAB*, s'encarregarà de recollir les dades enviades per l'*Arduino* al ordinador i emmagatzemar-les en arxius Excel per al seu posterior tractament.

Els codis utilitzats per a aquest sistema de captació de dades es troben al **Annex 2**:

- Sketch *Arduino* sensors tèrmics
- *MATLAB* recollida de dades tèrmiques

## 2.5 Realització del assaig tèrmic

Un assaig tèrmic usualment es fa amb una tensió o intensitat la qual no varia en tot el temps de funcionament (exceptuant la variació d'aquestes en el temps d'escalfament). El principal problema que obtenim amb una màquina *LSRM*, és que el seu funcionament es fa mitjançant polsos i això fa que haguem de dissenyar un sistema equivalent.

Degut a que la nostra màquina està formada per quatre fases, haurem de trobar la intensitat eficaç de cada fase en un període. D'aquesta manera podem dir que:

$$I_{ef} = \frac{I}{\sqrt{4}} \quad (33)$$

D'aquesta manera les quatre fases hauran de ser alimentades amb aquesta  $I_{ef}$  per la simulació de règim nominal de la màquina.

Així doncs, i per obtenir un ventall de possibilitat per al posterior determinament de la corrent nominal de la màquina segons la temperatura assolida, agafarem una sèrie de densitats de corrent que poden estar properes a les condicions esmentades. Aquestes les haurem de passar a intensitat de corrent amb la qual farem l'assaig. Però abans, necessitem saber la secció del cable de la bobina mitjançant el coneixement del diàmetre del cable ( $0.5\text{mm}^2$ ) i l'expressió:

$$S = \frac{\pi}{4} \cdot 0.5^2 = 0.1963 \text{ mm}^2 \quad (34)$$

Seguidament, s'establiran quatre densitats de corrent amb les quals farem quatre assajos i així determinar la intensitat nominal de la màquina.

- Per a una densitat de corrent de  $5\text{A}/\text{mm}^2$ :

$$I = 5 \cdot 0.1963 \approx 1\text{A}; \quad I_{ef} = \frac{1}{\sqrt{4}} \approx 0.5\text{A}$$

- Per a una densitat de corrent de  $10\text{A}/\text{mm}^2$ :

$$I = 10 \cdot 0.1963 \approx 2\text{A}; \quad I_{ef} = \frac{2}{\sqrt{4}} \approx 1\text{A}$$

- Per a una densitat de corrent de  $15\text{A}/\text{mm}^2$ :

$$I = 15 \cdot 0.1963 \approx 3\text{A}; \quad I_{ef} = \frac{3}{\sqrt{4}} \approx 1.5\text{A}$$

- Per a una densitat de corrent de  $20\text{A}/\text{mm}^2$ :

$$I = 20 \cdot 0.1963 \approx 4\text{A}; \quad I_{ef} = \frac{4}{\sqrt{4}} \approx 2\text{A}$$

Amb aquestes dades d'intensitats, farem l'assaig tèrmic mantenint aquestes constants regulant la tensió d'alimentació.

Aquesta tensió d'alimentació la extraurem d'una font de tensió controlada i amb un amperímetre. Intentarem durant tot l'assaig mantenir la intensitat del amperímetre constant anant regulant la font de tensió. La Figura 23 ens mostra la font de tensió utilitzada amb el seu amperímetre/voltímetre incorporat.



**Figura 23** Font de tensió controlada amb voltímetre i amperímetre

## 2.6 Resultats de l'assaig tèrmic

Amb el primer assaig realitzat extraient dades cada 30 segons, i fins arribar a 9000 segons, hem extret 302 dades de temperatura per cada fase. Aquestes gràfiques es poden trobar al **Annex 1** “Gràfiques de temperatura”.

Amb aquestes dades, ens adonem que si l'aïllament pot aguantar fins a 120°C i volem deixar un coeficient de seguretat de 0.8 que implicaria un màxim de 100°C, l'assaig amb 2A queda exclòs del règim nominal. Pel que fa al de 0.5A i 1A, no assoleixen els 100°C arribant en el millor dels casos (assaig d'1A) a 58-59°C. D'altra banda, l'assaig a 1.5A és el que es queda en un màxim de temperatura molt proper a 100°C i és el candidat per assolir la intensitat nominal que estem buscant.

Prenent nota de que l'assaig d'1.5A és el més proper a les condicions buscades, realitzarem un altre assaig molt més extens en temps per determinar la seva temperatura màxima amb més exactitud. En aquest cas farem l'assaig prenent dades cada 30 segons però aquest cop arribarem a 18000 segons amb el qual extrèiem 602 dades. El resultat obtingut ve reflexat per la següent figura:

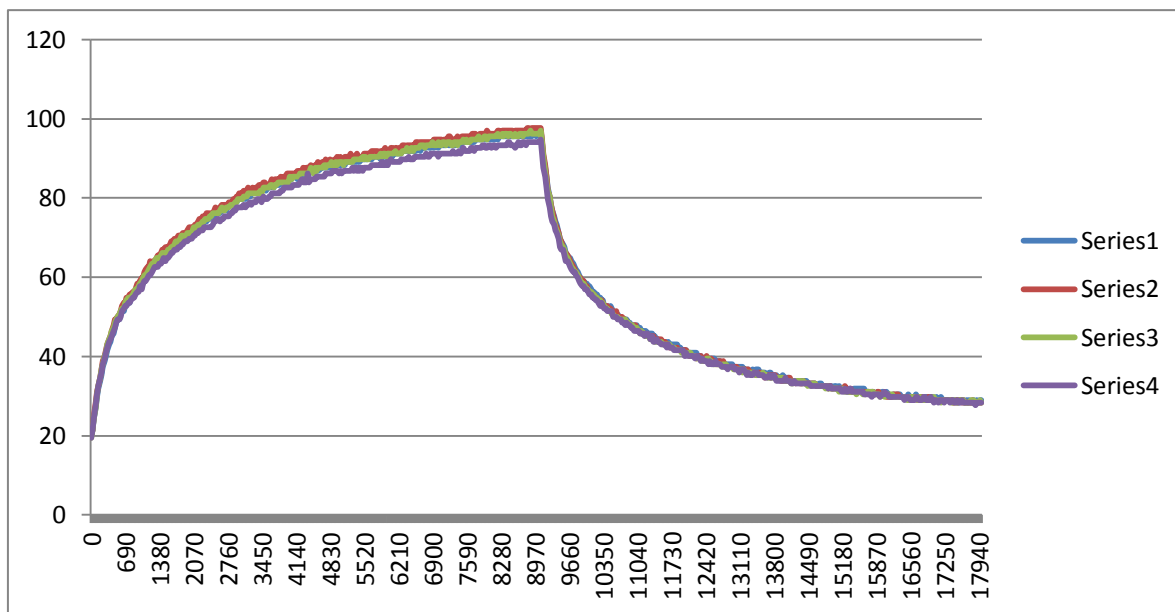


Figura 24 Assaig d'escalfament a 1.5 A<sup>1</sup>

Com podem apreciar a la Figura 24 la temperatura tendeix a 100°C i com el nostre aïllament pot suportar fins a 120°C, podem dir que 1,5 A és la intensitat nominal que pot admetre aquesta màquina alimentant totes les fases. Aquesta intensitat equivaldria a 3 A en funcionament normal i una densitat de corrent de 15 A/mm<sup>2</sup>

## 2.7 Càlcul de la constant de temps d'escalfament i de refredament

Un últim pas per conèixer les condicions d'escalfament del motor, és la coneixença de les seves constants de temps d'escalfament i de refredament.

El mètode emprat per al càlcul de les constants de temps, es basa en fer una diferència d'àrees entre la equació ideal on la constant de temps és la unitat i una expressió interpolada dels valors obtinguts. Aplicant les equacions (13) i (17) com a unitat i una interpolació logarítmica dels valors obtinguts, realitzem dos integrals definides en els temps corresponents d'escalfament i de refredament. D'aquesta manera i restant ambdós, anem iterant amb el valor de la constant de temps intentant buscar l'àrea mínima entre la resta de les dos integrals. El valor correcte serà l'assolit abans de que la resta es torni negativa.

Així doncs, i mitjançant els càlculs iterats amb el *MATLAB*, obtenim que la  $Kt=2055$  i la  $Ktr=1846$ . El codi *MATLAB* corresponent a aquest càlcul es troba:

- **Annex 2** “*MATLAB* càlcul de constants de temps”

<sup>1</sup> La Figura 24 està representada al Annex 1 “Gràfiques de temperatura” ampliada

### 3 Assaig de Força

Un dels aspectes important d'un motor sol ser el parell que pot subministrar a les càrregues. En el nostre cas, com es tracta d'una màquina no rotativa no parlarem de parell sinó de força lineal.

#### 3.1 La cel·la de càrrega

Per a la realització de l'assaig de força, utilitzarem una cel·la de càrrega. Una cel·la de càrrega és un transductor que transforma una força exercida en el mateix en impulsos elèctrics. Aquests impulsos elèctrics es generen mitjançant la deformació d'una galga extensiomètrica. Aquesta galga transforma el desplaçament o deformació en una senyal elèctrica de l'ordre dels milivolts i aquesta s'ha de fer passar per un amplificador d'instrumentació abans de poder ser utilitzada.



**Figura 25** Exemple de cel·la de càrrega

La sortida del transductor després d'haver estat amplificada, és processada per un convertidor analògic/digital i mitjançant un algorisme adequat finalment, és transforma en dades interpretables en unitats de força.

El transductor utilitzat al laboratori, està format per quatre gàlges extensiomètriques que juntes formen un pont de *Wheatstone*. Té incorporat l'amplificador instrumental i el processament de senyal de tal manera que mitjançant un display ens mostra la força exercida en newtons. També tenim la opció de regular el zero al punt de força que vulguem, aquesta mesura ens ajuda a tenir una precisió més alta.

#### 3.2 Muntatge i procediment

Per al muntatge d'aquest assaig, necessitarem un sistema d'enclavament per deixar fix el eix mòbil de la màquina amb la cel·la de càrrega. Aquest sistema ha de poder fixar una sèrie de posicions per a la seva posterior mesura.

El sistema emprat per a aquesta finalitat és l'adició d'un cargol a l'eix mòbil del motor i dos femelles per poder fixar. Així doncs, a la cel·la de càrrega afegirem una peça quadrada amb un forat a cada costat per fixar a la cel·la i permetre el pas del cargol de l'eix mòbil per l'altra banda. D'aquesta manera, fent passar el cargol pel forat lliure de la peça quadrada, podem

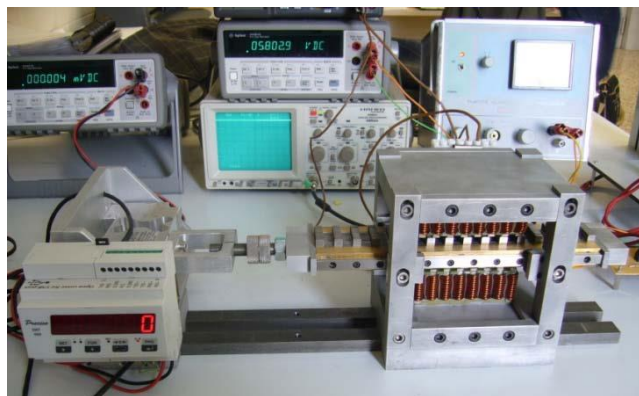


**Figura 26** Sistema de fixació del eix i la cel·la de càrrega

fixar amb els cargols pels dos cantons deixant fixada la cel·la amb l'eix mòbil de la màquina. El muntatge es reflexa a la Figura 26.

Una vegada realitzat el muntatge, procedirem a fer la captació de dades. La primera idea va ser connectar l'*Arduino* amb la cel·la de càrrega però una sèrie d'inconvenients a l'hora d'extreure les dades va fer que s'hagués de fer manualment.

Així doncs, el mètode que es va seguir va ser l'enclavament cada mitja volta de les femelles que equivaldria a 0.5 mm. Com que entre pols tenim una distància de 16mm, arribarem fins a 8mm que serà el punt de desalineació de la fase a estudiar. Es començarà des de zero fixant les femelles cada 0.5mm fins a arribar a 8mm i es prendrà manualment el valor mitjançant el display de la cel·la de càrrega. La Figura 27 ens mostra el muntatge de l'assaig de força realitzat.



**Figura 27** Muntatge del assaig de força

Aquests procediment el farem per tres intensitats diferents (1A, 2A i 3A) i per cada fase. Els valors d'amperatge escollits, son inferiors o igual a 3A degut a que amb l'assaig d'escalfament hem determinat que no pot superar una intensitat nominal de 3A.

### 3.3 Resultats de l'assaig de força

Una vegada realitzat l'assaig de força per a cada posició, cada fase i cada intensitat, obtenim les següents taules per cada fase:

#### Per a la Fase A

FASE A			
Posició (mm)	Força (1A) (N)	Força (2A) (N)	Força (3A) (N)
0	0	0	0
0,5	1.37	2.26	4.61
1	2.65	6.67	11.28
1,5	3.34	10.30	17.18
2	3.73	12.07	19.82
2,5	4.22	13.34	23.15
3	4.32	14.52	25.02
3,5	4.61	14.81	26.88
4	4.61	15.40	29.14
4,5	4.81	15.70	31.10
5	4.51	16.09	31.78
5,5	4.12	15.40	32.37
6	3.92	14.72	29.04
6,5	3.24	12.36	25.21
7	1.86	7.75	18.15
7,5	1.18	4.32	7.36
8	0	0	0

**Taula 4** Dades de força posició de la fase A amb 1,2 i 3 Ampers

A partir de les dades de la Taula 4, obtenim la següent Figura 26:

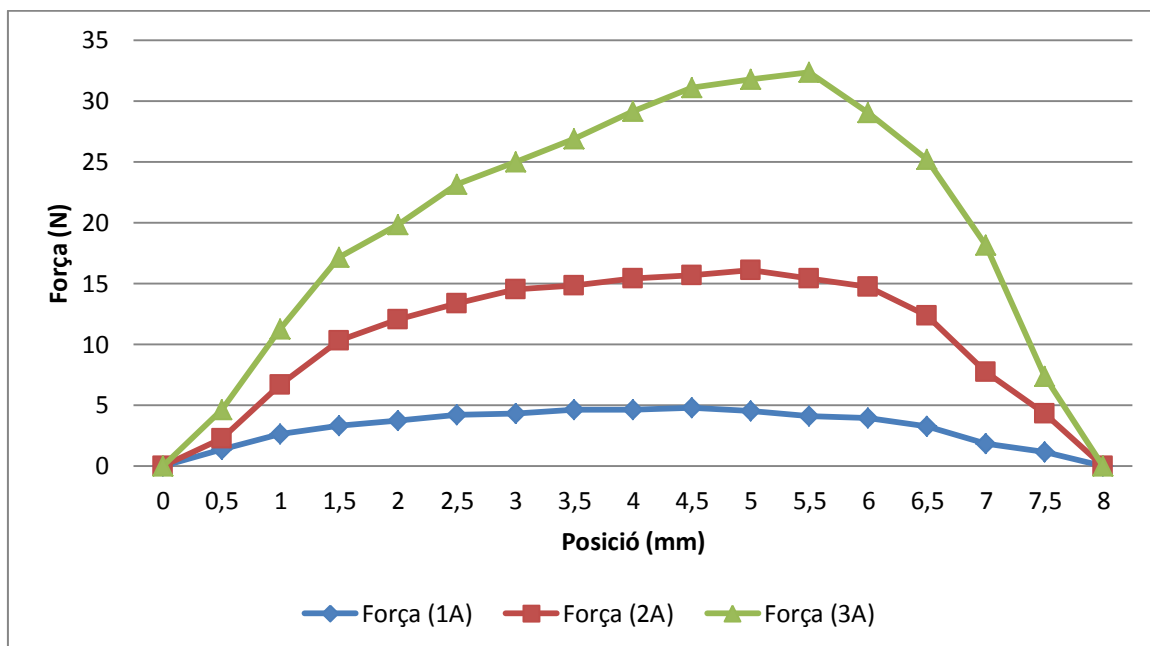


Figura 28 Gràfica de posició força de la Fase A

Per a la fase B

FASE B			
Posició (mm)	Força (1A) (N)	Força (2A) (N)	Força (3A) (N)
0	0	0	0
0,5	1.37	1.96	4.41
1	2.35	7.16	10.01
1,5	3.04	10.59	15.89
2	3.53	12.75	19.42
2,5	3.83	13.83	22.56
3	4.02	14.72	25.02
3,5	4.12	15.60	28.45
4	4.22	16.09	30.90
4,5	4.12	16.28	33.06
5	4.02	16.48	33.35
5,5	3.97	15.89	33.75
6	3.73	15.40	32.27
6,5	2.94	12.95	28.55
7	1.67	8.53	17.85
7,5	0.78	4.41	8.73
8	0	0	0

Taula 5 Dades de força posició de la fase B amb 1,2 i 3 Ampers

A partir de les dades de la Taula 5, obtenim la següent Figura 27:

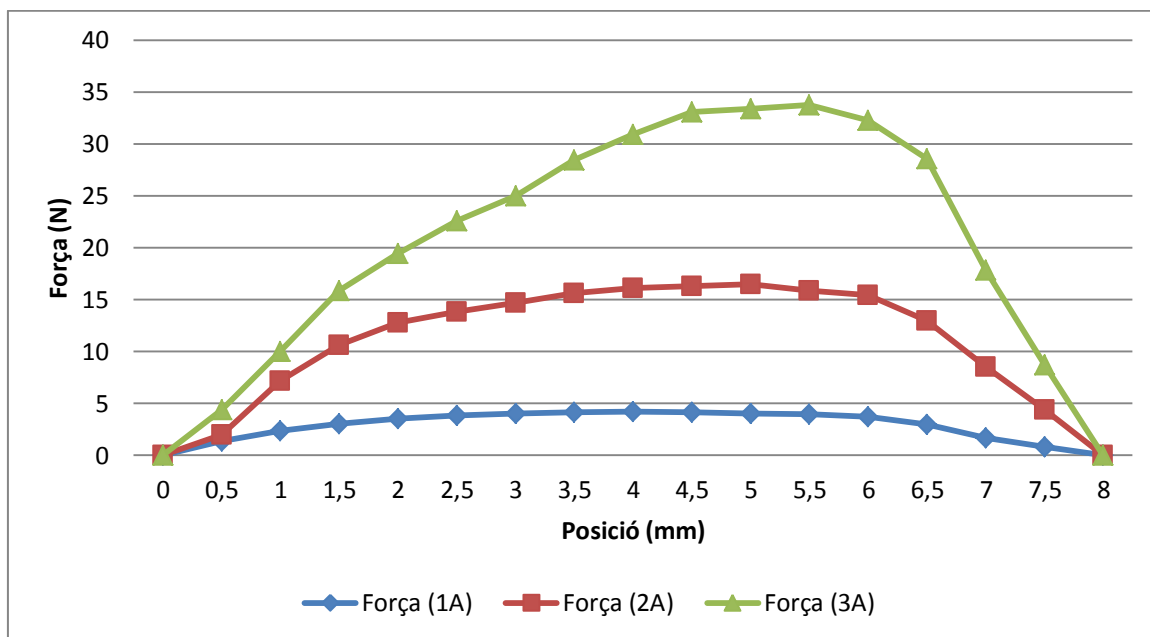


Figura 29 Gràfica de posició força de la Fase B

Per a la fase C

FASE C			
Posició (mm)	Força (1A) (N)	Força (2A) (N)	Força (3A) (N)
0	0	0	5.10
0,5	1.18	4.41	11.28
1	2.35	8.14	16.38
1,5	3.04	10.01	19.52
2	3.43	11.77	22.76
2,5	3.63	12.56	25.70
3	3.92	13.73	28.15
3,5	4.02	13.93	30.21
4	4.07	14.81	32.77
4,5	4.12	14.42	33.35
5	4.22	14.22	33.75
5,5	3.83	12.56	32.37
6	3.63	11.77	28.06
6,5	2.55	8.83	18.93
7	1.47	5.00	9.22
7,5	0.88	1.28	3.14
8	0	0	0

Taula 6 Dades de força posició de la fase C amb 1,2 i 3 Ampers

A partir de les dades de la Taula 6, obtenim la següent Figura 28:

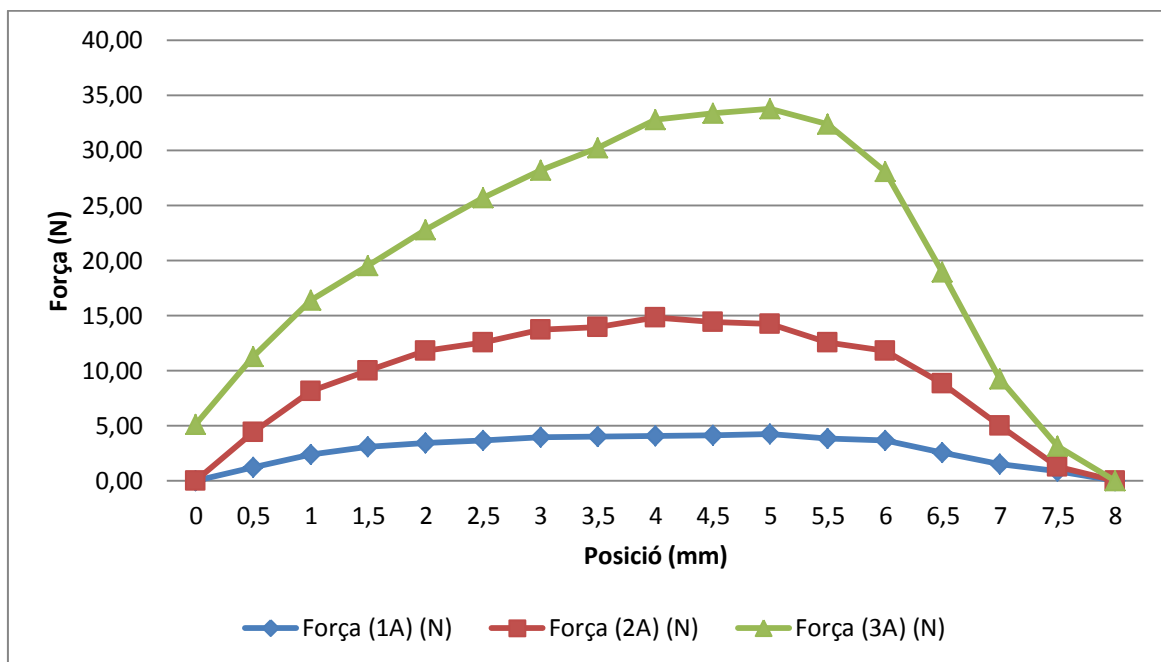


Figura 30 Gràfica de posició força de la Fase C

#### Per a la fase D

FASE D			
Posició (mm)	Força (1A) (N)	Força (2A) (N)	Força (3A) (N)
0	0	0	0
0,5	1.28	5.20	8.34
1	2.26	8.53	14.91
1,5	2.84	9.81	18.84
2	3.24	11.87	22.17
2,5	3.43	13.24	25.51
3	3.53	13.83	26.88
3,5	3.63	14.52	28.65
4	3.68	14.91	30.41
4,5	3.73	15.21	31.98
5	3.68	14.91	32.18
5,5	3.63	14.72	32.08
6	3.43	13.44	29.43
6,5	2.65	9.81	21.97
7	1.28	5.69	12.36
7,5	0.49	2.35	5.79
8	0	0	0

Taula 7 Dades de força posició de la fase C amb 1,2 i 3 Ampers

A partir de les dades de la Taula 7, obtenim la següent Figura 29:

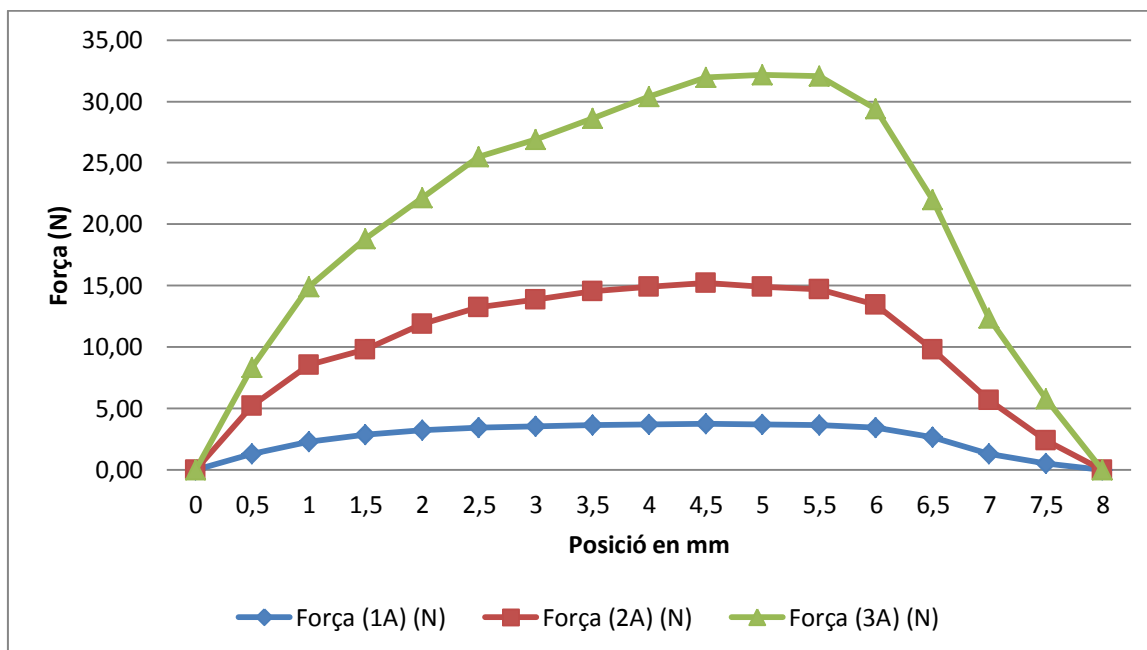


Figura 31 Gràfica de posició força de la Fase D

Com hem pogut comprovar, a major intensitat a l'hora d'alimentar la màquina, més força desenvolupa. El punt màxim de força es troba entre 5 i 5.5 mm del pol amb una força mitja de:

$$F_m = \frac{F_a + F_b + F_c + F_d}{4} = \frac{32.37 + 33.75 + 33.75 + 32.18}{4} = 33.01 \text{ N} \quad (35)$$

Aquest punt és important per a la commutació de les fases ja que si se sobrepassa aquestes 5/5.5 mm la força cau exponencialment. Una bona commutació en els punts de màxima força pot ajudar al rendiment i al bon funcionament de la màquina.

### 3.4 Comparació dels resultats i simulació (FEM)

Per garantir que els resultats obtinguts són fiables, hem optat per fer una simulació del nostre motor elèctric amb el programa *FEM*<sup>2</sup>, per tal de comparar els resultats teòrics i pràctics.

Després d'introduir al *FEM* totes les característiques de la nostra màquina (número d'espores, materials, etc), obtenim una sèrie de càlculs teòrics (flux, corrent, força x, força y, pas, etc) segons posició. Per poder generar la corba característica, utilitzarem el *MATLAB* que processarà totes les dades obtingudes amb el *FEM* i en realitzarà una sèrie de gràfiques.

Al **Annex 2** "MATLAB càlcul de simulacions de força i flux concatenat" tenim el codi corresponent al càlcul teòric de la gràfica posició-força en funció de la intensitat que ve representada per la Figura 32.

<sup>2</sup> El FEM es un programa de càlcul de motors elèctrics on es dibuixa, d'una manera aproximada, la realitat del motor. Introduint una sèrie de paràmetres obtenim resultats de flux, força, reluctància, etc.

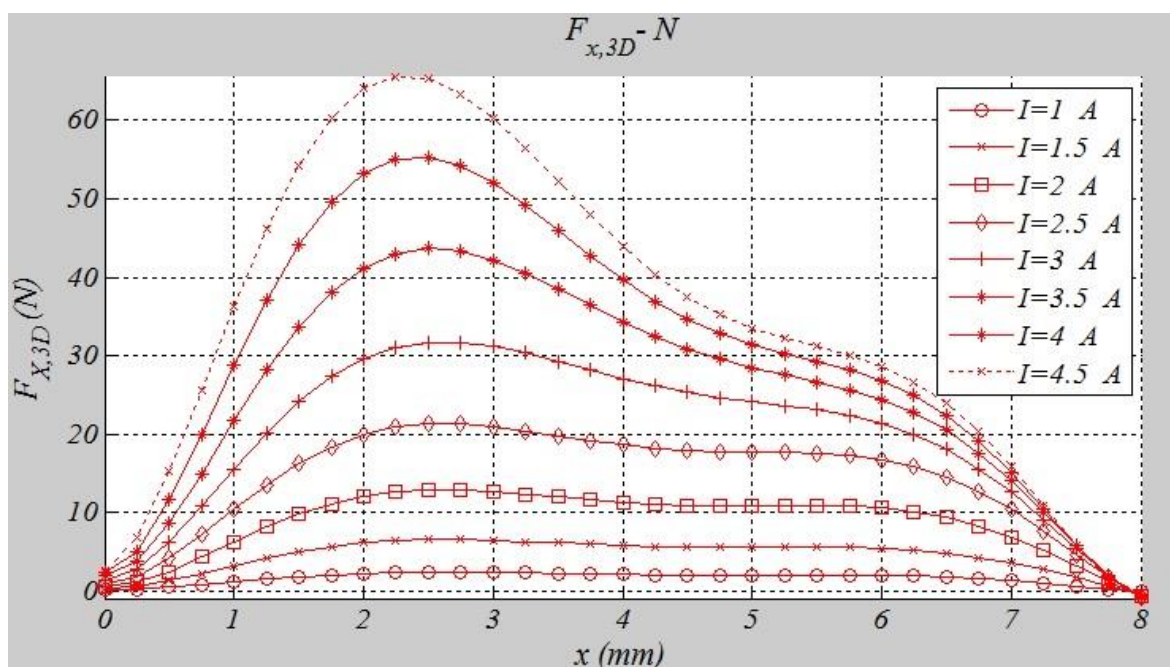


Figura 32 Simulació de força per diverses intensitats amb el FEM

Si volem comparar les gràfiques que s'han obtingut teòricament i les gràfiques obtingudes amb la simulació, s'ha de tenir un aspecte en compte. La simulació s'ha realitzat des de la posició de desalineament fins la posició d'alineació dels pols. Pel que fa al assaig pràctic, l'hem realitzat al revés, des de la posició d'alineació dels pols fins a la posició màxima de desalineació.

Comparant la força característica de la simulació (Figura 32) amb les mesures de força extretes de cada fase (Figures 28, 29, 30 i 31), podem afirmar que l'assaig s'ha realitzat correctament i el mètode d'assaig és vàlid. Ambdós assajos contempnen una força màxima d'aproximadament 33N amb una alimentació a 3A (intensitat nominal de la màquina imposada per l'assaig d'escalfament).

Un altre aspecte important que coincideix amb l'assaig realitzat és la posició on es desenvolupa la màxima força, que està situada aproximadament a 5.5 mm de distància de l'alineació dels pols (Figures 28, 29, 30 i 31). Si contemplem des del punt de vista de la simulació el punt màxim de força es troba a una distància de 2.5 mm de la total desalineació (a 5.5 mm de la posició d'alineament).

Amb tot el recull d'aquestes dades hem obtingut dades molt importants per al disseny del sistema de control. La primera és la màxima força a exercir, que ens permetrà valorar els treballs als que pot ser sotmès el motor elèctric i possibles aplicacions d'ús. La segona dada és la posició de màxima força que ens permetrà dissenyar el sistema de control i així alimentar les fases d'una manera òptima segons la posició per tal d'assolir la màxima força en cada una de les transicions.

## 4 Assaig de característica magnètica

Un dels estudis més complexos d'una màquina elèctrica és l'estudi de la seva característica magnètica, en especial el flux concatenat de la màquina elèctrica. En el nostre cas i degut al tipus de motor a tractar, ens hem basat en dos articles de investigació que aporten dos solucions diferents per al càlcul del flux concatenat.

El primer, de la mà de TJE Miller (Universitat de Glasgow) el qual proposa un mètode d'assaig amb polsos de tensió continua a una freqüència on es pugui apreciar la corba de càrrega i descarrega de la bobina.

El segon ve de la mà de H. Bausch i K. Kanelis que proposen un mètode d'assaig amb la tensió sinusoidal de la xarxa, on la freqüència, també aporta importància al càlcul.

### 4.1 Assaig de flux concatenat amb polsos

Aquest mètode comporta l'ús de corrent continua, una generació de polsos que permeti la càrrega i la descarrega de la bobina i un sistema capaç de captar les suficients dades en un espai molt curt de temps.

#### 4.1.1 Mètode de càlcul per polsos

El mètode directe per al càlcul de les corbes de magnetització depèn de la equació:

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (36)$$

On la  $v$  es voltatge del terminal de la fase de la bobina,  $R$  és la seva resistència i  $I$  és la corrent. La mesura del flux concatenat es basa en la integració d'aquesta equació on els cotxets de la expressió (37) indiquen formes d'ona emmagatzemades digitalment com matrius de mostres.

$$[\psi] = \int ([v] - R[i])dt \quad (37)$$

En general, la fase a la qual s'aplica l'assaig no està vinculada únicament a la corrent sinó que també a les corrents de totes les altres fases i les corrents induïdes als components que porta acoblats com les laminacions, el eix i el bastidor. Com l'assaig el realitzem únicament per una fase amb les altres en circuit obert, per reduir aquests camins insignificants intentarem realitzar l'assaig amb la tensió més petita possible ajustant-la per a que la bobina pugui assolir durant l'instant més curt possible la saturació.

#### 4.1.2 Muntatge i procediment del assaig

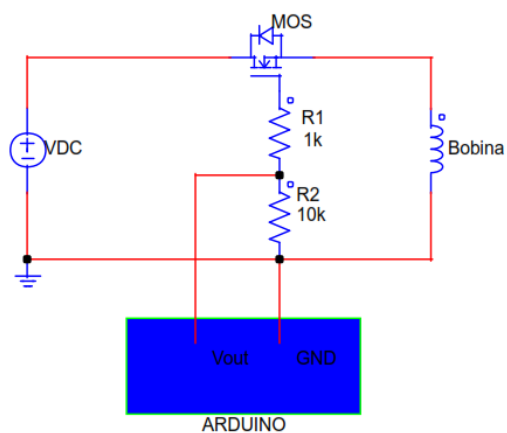
Per a la realització de l'assaig, hem hagut de crear un sistema de generació de polsos utilitzant una font de corrent continua. Mitjançant un *MOSFET* logic<sup>3</sup> i l'*Arduino*, podem generar estats de conducció i circuit obert amb una freqüència o període regulat. És a dir, generem uns polsos controlats pel controlador i el programa que nosaltres indiquem.

Com podem apreciar a la Figura 33, utilitzem dos resistències, una de  $1k\Omega$  entre la excitació del controlador i el *gate* del *MOSFET* i un altra entre la excitació i *GND*. La primera resistència té la funcionalitat de disminuir la intensitat que absorbeix el *gate* del *MOSFET* per no sobrepassar la intensitat màxima que pot cedir el controlador. La segona resistència té la funció de assegurar-se que el *gate* del *MOSFET* torna a un estat lògic zero

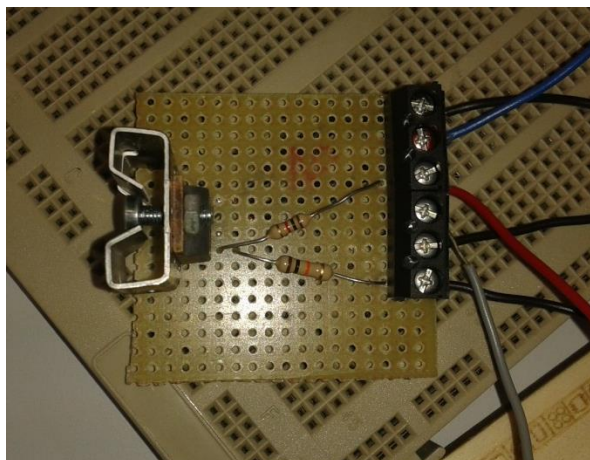
---

<sup>3</sup> El MOSFETs lògics son aquells que poden ser disparats per controladors mitjançant tensions baixes, diferent als normals que se solen disparar amb tensions de fins a 25V.

ja que connectem a *GND*. Així doncs, el circuit obtingut el tenim representat per la Figura 34.



**Figura 33** Circuit de generació de polsos



**Figura 34** Circuit físic de generació de polsos

Una vegada dissenyat el sistema d'alimentació del nostre assaig, es precis un sistema de captació de dades de corrent i tensió. El principal problema que ens trobem és que per a realitzar el sistema de captació de dades amb el controlador *Arduino* necessitem per una banda una tensió d'entre 0 i 5 volts d'entrada i pel que fa a corrent es precisa d'algun mètode per poder llegir en tensió la corrent.

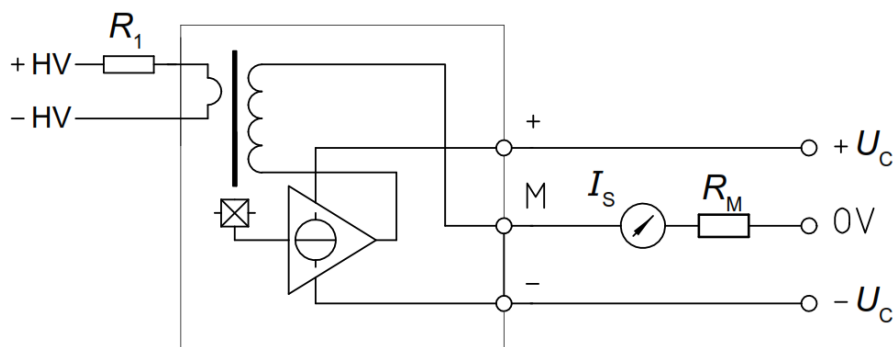
Els dos factors anteriors es poden solucionar utilitzant transductors de tensió i corrent respectivament.

#### 4.1.2.1 Transductor de tensió

El funcionament d'aquest component és el de reduir la tensió real en una tensió més petita i analitzable per al controlador *Arduino* o altres microcontroladors.

El principi d'aquest component és adaptar una resistència primer segons la tensió a analitzar per a assolir una intensitat de 10 mA. Aquesta intensitat d'entrada generarà una intensitat de sortida de 20 mA amb el que podem fer els càlculs pertinents per obtenir una tensió màxima de 5 V apta per als inputs dels microcontroladors.

Com hem esmentat anteriorment aquest component ha de ser afegit juntament amb dos resistències (una primària i una secundària) i alimentació positiva i negativa d'entre  $\pm 12$  fins a  $\pm 15$  V. La Figura 35 ens mostra el conexasió de tots els components.



**Figura 35** Esquema intern del transductor de tensió

D'aquesta manera i utilitzant la llei d'*Ohm*, es pot obtenir la resistència del primari utilitzant una tensió màxima de 70V al primari i de 5 V per al secundari. Així doncs, obtenim:

$$R_p = \frac{70}{0.01} = 7000 \Omega \quad (38)$$

$$R_s = \frac{5}{0.025} = 200 \Omega \quad (39)$$

Com no ha estat possible trobar aquests valors exactes de resistència però és possible jugar amb el marge del màxim, hem optat per utilitzar les resistències més properes que seran:

$$I_p = \frac{70}{6800} = 0.01029 A \quad (40)$$

$$I_s = \frac{5}{220} = 0.02273 A \quad (41)$$

Finalment, la resistència del secundari tindrà una caiguda de tensió que es comportarà linealment amb la tensió mesurada. Així doncs, prenent mesures experimentals per a dos mesures de tensió, podem extreure la funció de transferència del transductor.

Mesura	Tensió primari	Tensió secundari
1	0	0.0016
2	12.8355	1

**Taula 8** Valors experimentals del transductor de tensió

D'aquestes dades extraurem:

$$m = \frac{12.855}{1} = 12.8355 \quad (42)$$

Finalment, com la coordenada d'origen és pràcticament zero, l'expressió final és:

$$V_{out} = 12.8355 \cdot V_{in} \quad (43)$$

L'expressió (43) ens dona la funció de transferència del transductor de voltatge que utilitzarem per a les mesures. Les Figures 36 i 37 ens mostren la realitat física del transductor de tensió

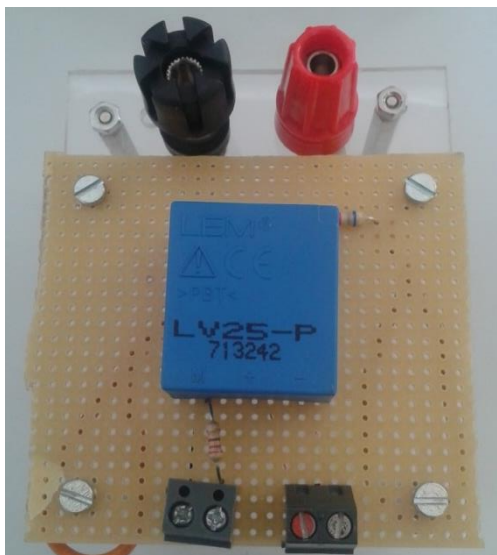


Figura 36 Realitat física transductor de tensió(davant)

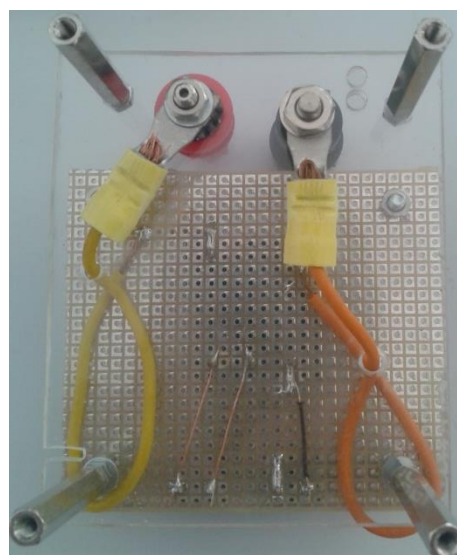


Figura 37 Realitat física transductor de tensió(darrera)

#### 4.1.2.2 Transductor d'intensitat

El funcionament d'aquest component és el de transformar una mesura d'intensitat en una tensió analitzable pel microcontrolador Arduino o d'altres.

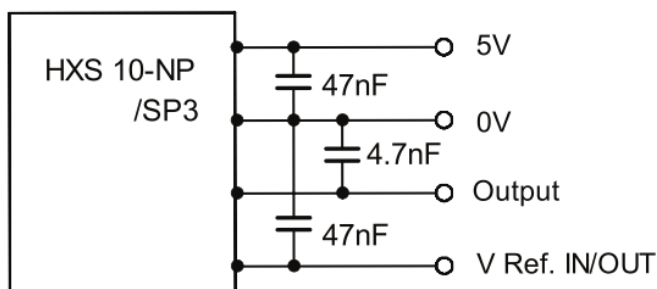
El funcionament d'aquest component és més senzill que el del transductor de tensió. El principi de funcionament és fer passar una intensitat pel primari (depenent si es tracta d'intensitats superiors a 30 A o inferiors, el primari es connectarà de dues maneres diferents) obtenint una tensió al secundari analitzable pel microcontrolador escollit.

Com s'ha dit anteriorment, el primari s'haurà de connectar de dos formes diferents depenent de la intensitat màxima a mesurar (tal i com es mostra a la Taula 9):

Primary connections	Primary current		Primary resistance $R_p$ [m $\Omega$ ]	Primary insertion inductance $L_p$ [ $\mu$ H]	Recommended PCB connections
	nominal $I_{PN}$ [A]	maximum $I_p$ [A]			
Serial	10	30	0.2	0.1	IN 1 7 ○ ——— ○ ○ ——— ○ 2 8 OUT
Parallel	20	60	0.05	0.025	IN 1 7 ○ ——— ○ ○ ——— ○ 2 8 OUT

Taula 9 Tipus de connexions segons intensitats màximes

Pel que fa a les connexions del secundari, s'alimentarà amb una tensió de 5 volts en continua i s'aconsella per part del fabricant la utilització d'una sèrie de condensadors per tal d'estabilitzar la mesura del secundari (tal i com es mostra a la Figura 38).



**Figura 38** Connexions del secundari

En el cas d'aquest transductor, la funció de transferència ens la marca el fabricant amb la següent expressió:

$$V_{out} = V_{oe} \pm \left(0.625 \frac{I_p}{I_{pn}}\right) \quad (44)$$

On  $V_{oe}$  segons el fabricant es de 2.5 V,  $I_{pn}$  degut a la connexió per intensitats nominals de 10 A val 10 i  $I_p$  es el valor de intensitat que volem trobar. Substituint i posant l'expressió en funció de la intensitat al primari  $I_p$ , obtenim:

$$I_p = 10 \cdot \frac{V_{out}-2.5}{0.625} \quad (45)$$

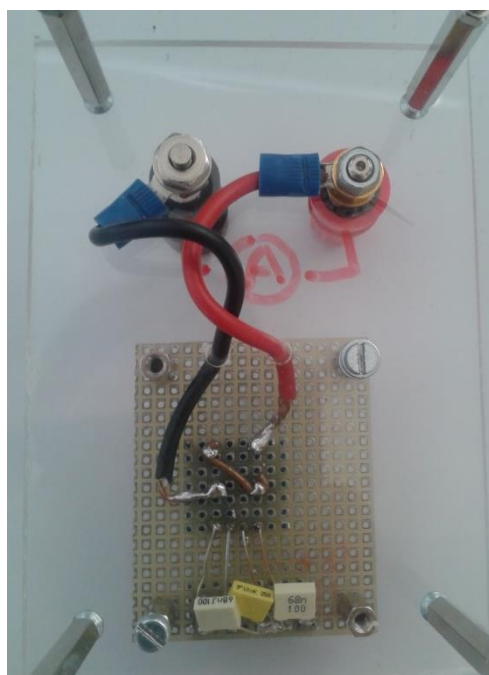
Per tal de fer les mesures més exactes, s'ha mesurat la tensió de sortida per tal d'adaptar  $V_{oe}$  ( $V_{oe}$  es igual a  $V_{out}$  per a  $I_p=0$ ). D'aquesta manera la nostra expressió final per aquest transductor és:

$$I_p = 10 \cdot \frac{V_{out}-2.496}{0.625} \quad (46)$$

A les Figures 39 i 40, podem apreciar la realitat d'aquest transductor d'intensitat utilitzats per aquest assaig amb els condensadors esmentats per tal d'estabilitzar la senyal de sortida.



**Figura 39** Realitat transductor de intensitat (davant)

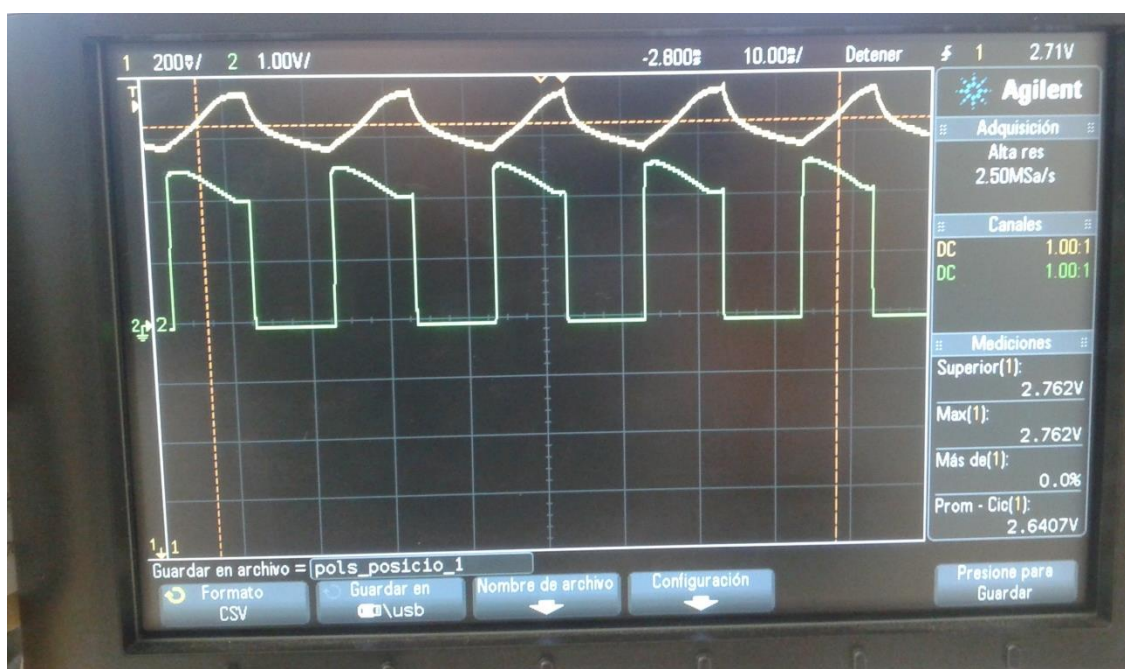


**Figura 40** Realitat transductor de intensitat (darrera)

Una vegada tenim la nostra font generadora de polsos a punt i els sensors de mesura de tensió i corrent, ens faltara un controlador que pugui captar les suficients dades.

Com durant tot el treball hem estat utilitzant el controlador Arduino, primer hem intentat captar dades mitjançant el mateix. El principal problema que hem obtingut amb aquest controlador és que la mínima mesura que pot captar és massa gran, de l'ordre dels 10 milisegons. Aquesta precisió és massa baixa per poder extreure dades experimentals així doncs hem hagut de fer servir un altre captador de dades.

Per aquest assaig, hem extret les dades mitjançant un oscil·loscopi digital del qual es poden extreure dades per un port *USB* que incorpora el mateix. El mateix oscil·loscopi genera arxius excel que posteriorment poden ser tractats mitjançant la càrrega d'aquests en un altre programa. Així doncs, hem realitzat l'assaig amb un tren de polsos per a cada posició. D'aquesta manera obtenim resultats de tensió i corrent per a cada 0.5 mm de desplaçament.



**Figura 41** Formes d'ona del assaig magnètic amb l'oscil·loscopi

La Figura 41 ens mostra un exemple del assaig magnètic on la línia verda correspon a la tensió i la línia groga correspon a la intensitat. Podem apreciar amb la intensitat la càrrega i descarrega de la bobina i la caiguda de tensió que pateix la tensió degut a la mateixa.

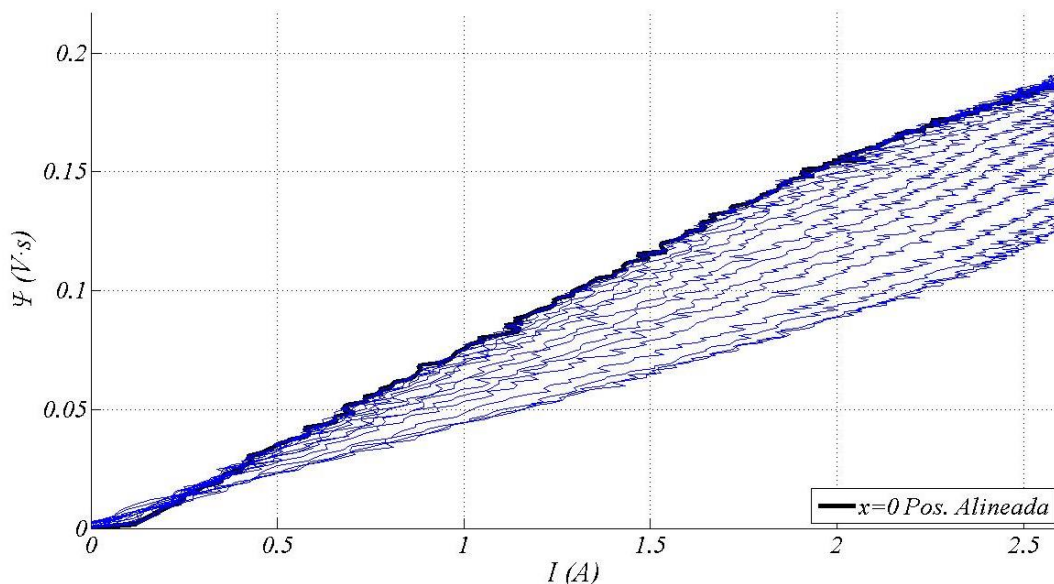
Obtenint aquests resultats es pot prosseguir a realitzar els càlculs pertinents per trobar la característica magnètica.

### 4.1.3 Resultats de l'assaig amb polsos

Amb tots els resultats obtinguts, hem de realitzar la integral per a cada sèrie de valors i per a cada posició. Mitjançant el *MATLAB*, farem un programa que s'encarregarà de obrir cada

fitxer, emmagatzemar les dades, aplicar la expressió (37) i finalment realitzar un gràfic amb els resultats obtinguts. Al **Annex 2** “*MATLAB* càlcul del flux concatenat amb polsos” tenim el codi utilitzat per al càlcul de la gràfica del flux concatenat.

La Figura 42 ens mostra la gràfica obtinguda amb el *MATLAB* del flux concatenat en funció de la posició i la intensitat.



**Figura 42** Assaig magnètic, amb polsos de corrent continua, del flux concatenat en funció de la posició i la intensitat.

Com podem apreciar a la Figura 42, tenim una línia negra que representa el flux concatenat de la posició alineada. Cada una de les línies que succeeixen per sota de la línia negra és un desplaçament de 0.5 mm fins a l'última línia que és el punt de total desalineament.

A simple vista és pot dir que la gràfica té una semblança molt directa a la que podríem obtenir teòricament i els valors entren en un marge correcte. Tot i això, a l'apartat 4.4 d'aquest projecte compararem aquesta gràfica obtinguda amb una gràfica teòrica.

## 4.2 Assaig de flux concatenat amb ona sinusoidal

Aquest mètode, és més laboriós però el més utilitzat. Es tracta d'alimentar la bobina amb una ona sinusoidal (per exemple de la xarxa) i prendre mesures de tensió i corrent.

### 4.2.1 Mètode de càlcul amb ona sinusoidal

Per al càlcul d'aquest assaig, haurem de bloquejar l'eix per a cada posició i alimentar la bobina assajada amb diverses corrents. Així doncs, com el flux concatenat ve donada per la integral de temps sobre la tensió de fase reduïda per la caiguda de tensió  $u$  en la resistència de la fase  $R$ , obtenim la següent equació per al flux concatenat:

$$\psi(i) = \int (u - Ri) dt \quad (47)$$

Amb la font subministrant una ona sinusoidal, l'amplitud del flux es pot calcular amb:

$$\psi = \frac{\sqrt{2}}{\omega} \sqrt{U^2 - (R \cdot I)^2} \quad (48)$$

On ( $U$ ) i ( $I$ ) són els valors *RMS* mitjos de la tensió i corrent. El resultat no és del tot correcte degut a que la corrent no es sinusoidal pura degut als efectes de saturació. Mentre que la influència d'aquest error normalment és insignificant, s'ha de parar a tensió a la adquisició el més exacta possible de les dades de corrent amb la finalitat d'obtindre la correlació correcta de  $\Psi$  i  $I$ .

Així doncs, un aspecte important és l'adquisició de dades de tensió i corrent per separat per no causar un error degut a la saturació.

Pel que fa a un avantatge d'aquest tipus d'assaig, és el fet que s'ha demostrat que les corrents paràsites i les pèrdues al ferro no influeixen significativament als resultats obtinguts utilitzant aquest mètode. Això li dóna un punt a favor en contra del altre que s'ha de treballar a tensions molt baixes per aquesta raó.

#### **4.2.2 Muntatge i procediment de l'assaig**

Per al muntatge d'aquest assaig, també hem intentat utilitzar el nostre controlador *Arduino* però la seva baixa capacitat de captació de dades ens ha estat insuficient i hem agut d'utilitzar de nou l'oscil·loscopi digital esmentat en el anterior assaig (Figura 41).

Pel que fa als sensors de tensió i corrent, hem tornat a utilitzar els transductors de tensió i corrent utilitzats al assaig esmentat anteriorment (punts 4.1.2.1 i 4.1.2.2 i Figures 36, 37 i 39, 40) per tal de poder introduir a l'oscil·loscopi tensions analitzables pel mateix.

El mètode a seguir durant l'assaig és una mica més laboriós pel fet que hem de fer un assaig per a cada una de les intensitats escollides i per cada posició. De tal manera que tindrem 16 posicions amb 8 intensitats diferents (0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 3, 3.5 i 4 A). Per a cada posició haurem d'enclavar l'eix mòbil per impedir la seva mobilitat.

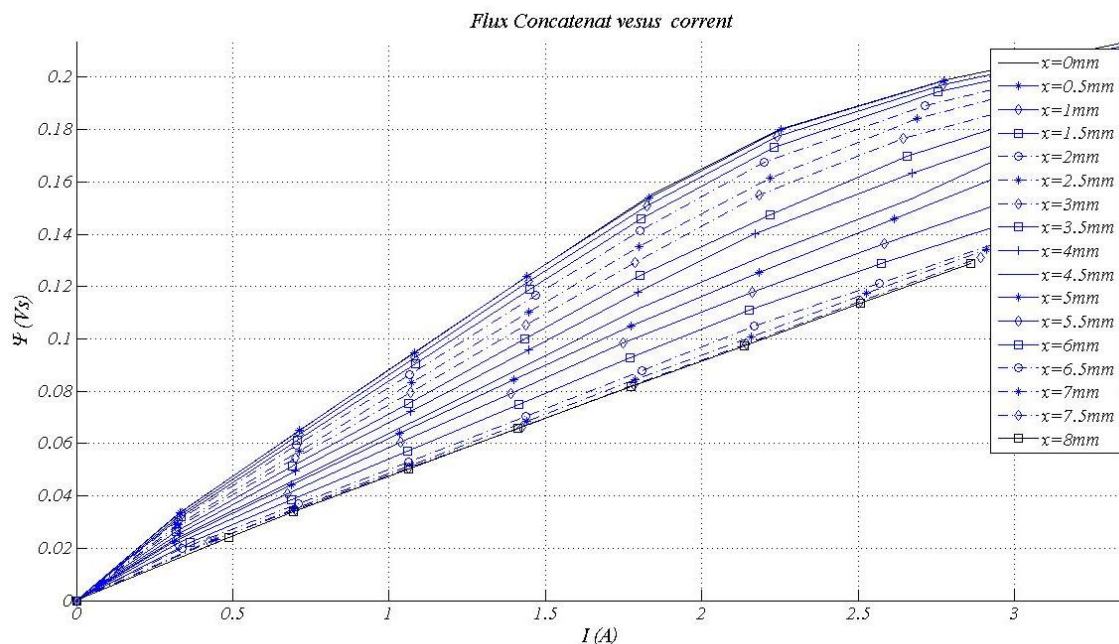
Finalment mitjançant una memòria externa, extraiem 128 arxius els quals cadascun d'ells té aproximadament 2000 dades de tensió, corrent i temps.

#### **4.2.3 Resultats de l'assaig amb ona sinusoidal**

Una vegada tenim totes les dades, dissenyarem un programa de *MATLAB* que aplicant l'expressió (48) per a cada posició i intensitat, obtinguem un valor de flux concatenat. Per al càlcul incorporarem una funció que s'encarregarà de extraure d'un conjunt de dades el valor *RMS* de corrent i tensió per a cada intensitat. El codi *MATLAB* corresponent a aquest assaig està incorporat a l'**Annex 2**:

- *MATLAB* càlcul del flux concatenat amb ona sinusoidal

Una vegada realitzada la iteració i la representació de la gràfica amb el *MATLAB* el resultat obtingut ve mostrat per la Figura 43.



**Figura 43** Assaig magnètic, amb ona sinusoidal, del flux concatenat en funció de la posició i la intensitat

Com podem apreciar, la forma de la gràfica és molt característica i els valors obtinguts són d'una magnitud coherent. Per comparar d'una manera més precisa, a l'apartat 4.4 compararem la gràfica teòrica amb els resultats obtinguts.

### 4.3 Comparació dels dos mètodes d'assaig

Com hem pogut comprovar, els dos assajos són correctes i hem obtingut uns resultats molt fiables. Com podem apreciar els fluxos màxims són molt similars a les dos gràfiques i la forma de la gràfica també té una gran similitud.

Des del punt de vista de la precisió, l'assaig amb polsos és molt més precís ja que s'agafa un ampli ventall de dades per a la realització de la gràfica. Això també implica que la gràfica no sigui tant lineal i obtinguem un petit rissat tal i com es pot veure a la Figura 42.

L'assaig amb ona sinusoidal però, és molt més lineal ja que s'obté una dada per cada intensitat i posició. Això implica la pèrdua de molta informació entre una intensitat i una altra cosa que no passa amb l'assaig amb pols.

El principal problema de l'assaig amb pols és el fet de no poder arribar a intensitats més elevades. Aquest fet ocorre per les pèrdues magnètiques que s'originen als circuits magnètics i degut a això l'assaig perd precisió. Un altre aspecte important és el fet de que el MOSFET utilitzat ha de fer uns trens de polsos amb intensitats elevades i l'escalfament del mateix era considerable. Si volem saber la característica magnètica de intensitats més elevades, hem de extrapolar la gràfica seguint la seva tendència.

Pel que fa al assaig amb ona sinusoidal, hem pogut arribar fins als quatre amperes. No hem volgut sobrepassar aquest amperatge degut a que la màquina començava a fer unes vibracions molt grans. Tot i això s'ha obtingut valors de 4 A cosa que no s'ha pogut aconseguir amb l'assaig amb pols.

Un altre aspecte important a tenir en compte és la programació, la qual ha estat molt més fàcil per l'assaig amb pols que no l'assaig amb ona sinusoidal. El fet que hagi estat molt

mes costos fer el programa pertinent a l'assaig d'ona sinusoidal, recau en el gran número de dades i arxius a analitzar.

Com hem pogut comprovar, cada assaig te les seves avantatges i inconvenients, tot i això la prova de foc passa per comparar els resultats amb la gràfica teòrica.

#### 4.4 Comparació de resultats i simulació (FEM)

Finalment, obtenint amb el *FEM* una sèrie de dades de la simulació de la nostra màquina i utilitzant el *MATLAB*, al que carregarem un programa que tractarà les dades i realitzarà els gràfics, obtindrem la gràfica característica teòrica del flux concatenat.

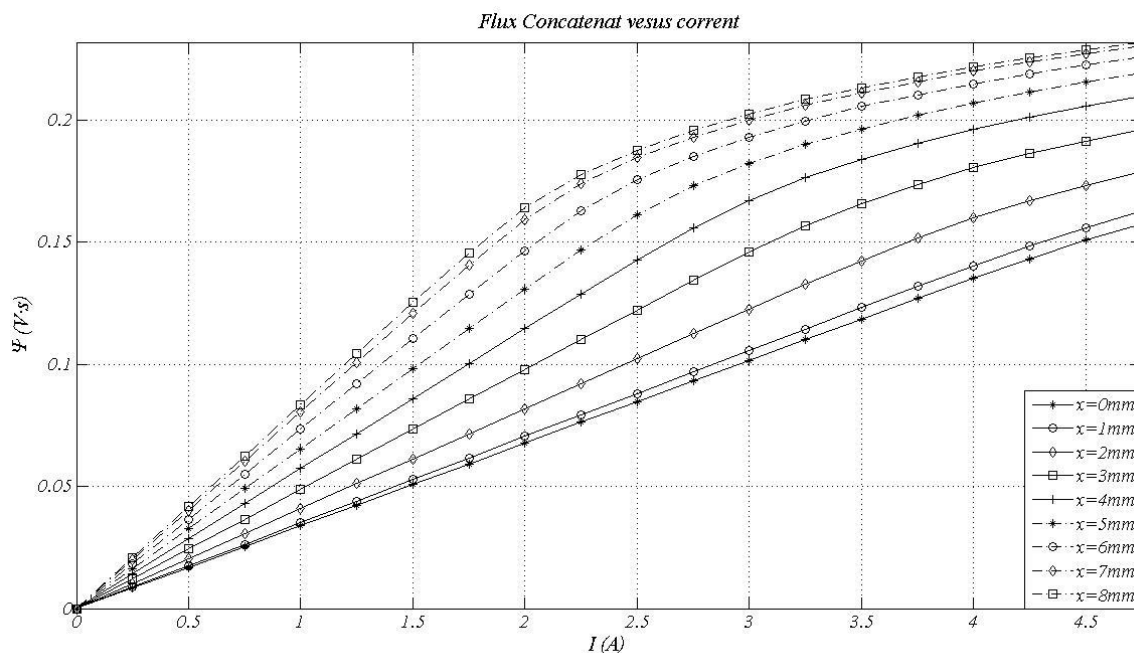


Figura 44 Característica teòrica del flux concatenat en funció de la posició i la intensitat

Com podem veure a la Figura 44, la qual representa la gràfica teòrica del flux concatenat, les gràfiques obtingudes mitjançant l'assaig amb pols i l'assaig amb ona sinusoidal són molt semblants a la calculada teòricament.

Si agafem un punt concret com seria la posició 0 (corresponent a la gràfica de la Figura 44 com a 8mm), posició d'alineament dels pols, podem apreciar que el flux concatenat obtingut es de aproximadament 0.18 V·s per totes les gràfiques Figures 42, 43 i 44.

A l'Annex 2 "MATLAB càlcul de simulacions de força i flux concatenat" tenim el codi corresponent al càlcul teòric de la gràfica del flux concatenat en funció de la posició i la intensitat, la qual tenim representa a la Figura 44.

Per concloure l'assaig magnètic, podem dir que els dos assajos realitzats són totalment fiables i hem extret dades representatives de la màquina d'una manera relativament senzilla i correcta.

## 5 Posta en marxa del motor

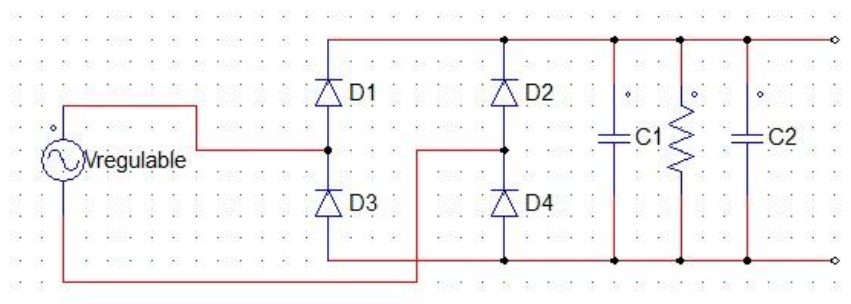
Després de tots els assajos realitzats al motor, finalment es posarà en marxa per comprovar el seu bon funcionament i per dissenyar el sistema de control (tenint en compte les condicions nominals establertes en els assajos) que ens permetrà el seu normal funcionament.

Per la posta en marxa d'aquest motor elèctric, necessitarem un sistema de control de polsos per a cada fase, així doncs utilitzarem una sèrie de *MOSFETs* per a la generació dels polsos requerits. Pel que fa al control, tindrem dues maneres de controlar el seu recorregut: sense control de posicionament o amb control de posicionament.

### 5.1 Disseny del sistema d'alimentació i generació de polsos

Per alimentar la nostra màquina d'una manera eficaç i que pugui ser connectada a qualsevol pressa de corrent estàndard, hem optat per crear una font d'alimentació que pugui ser connectada (mitjançant una font alterna regulable o un transformador) a la xarxa elèctrica.

Així doncs, muntarem un rectificador utilitzant quatre díodes i dos condensadors suficientment grans com per disminuir al màxim el rissat que es pugui generar. L'esquema del circuit esmentat està representat per la Figura 45 :

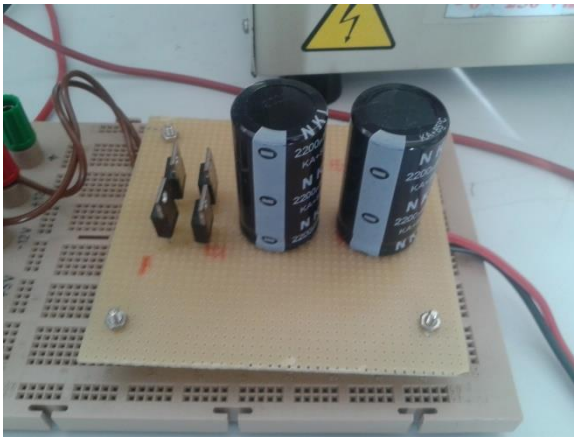


**Figura 45** Rectificador d'ona completa amb condensadors estabilitzadors de tensió

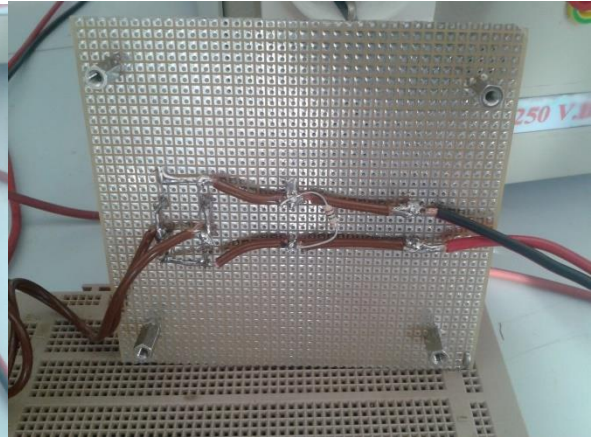
Com es pot apreciar a l'esquema de la Figura 45, hem afegit una resistència en paral·lel amb els condensador. Aquesta resistència té la funcionalitat de desenergitzar els condensadors quan no hi hagi subministrament de tensió per part de la font de tensió alterna. Aquesta és una mesura de protecció ja que si alguna persona manipules el circuit i els condensadors es trobessin carregats, aquest podria patir una petita descarrega.

Un altre aspecte a tenir en compte, és el dimensionament dels components utilitzats. Com hem determinat amb l'assaig d'escalfament la intensitat màxima que pot suporta el motor es de 3 A per cada fase. Així doncs els díodes hauran de suportar una intensitat de 3 A, en el nostre cas hem utilitzat díodes que suporten fins a 10A. Pel que fa als condensadors, han de suportar tensions superiors a 50 V, en el nostre cas hem optat per condensadors de fins a 100 V. Finalment prestar atenció a la resistència per tal que la potencia dissipada no superi la potencia dissipable pel component, d'aquesta manera optarem per una resistència suficientment gran com per no dissipar més de 0.5 watts.

Amb l'esquema anterior del rectificador d'ona completa amb condensadors estabilitzadors de tensió i en el nostre cas utilitzant una font de corrent alterna regulable, la font de tensió construïda per l'alimentació del motor ve representada per les Figures 46 i 47:



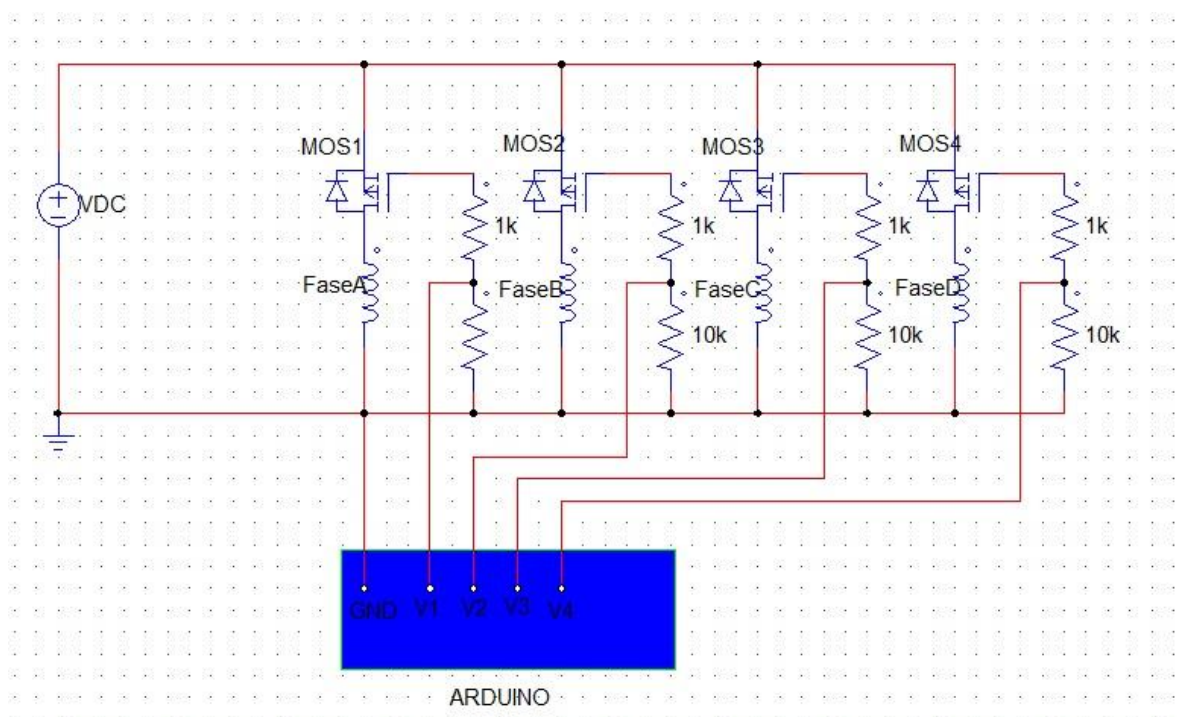
**Figura 46** Cara superior del rectificador



**Figura 47** Cara inferior del rectificador

Una vegada tenim la nostra font en funcionament, necessitem un sistema que ens generi polsos per l'alimentació de cada una de les fases del motor.

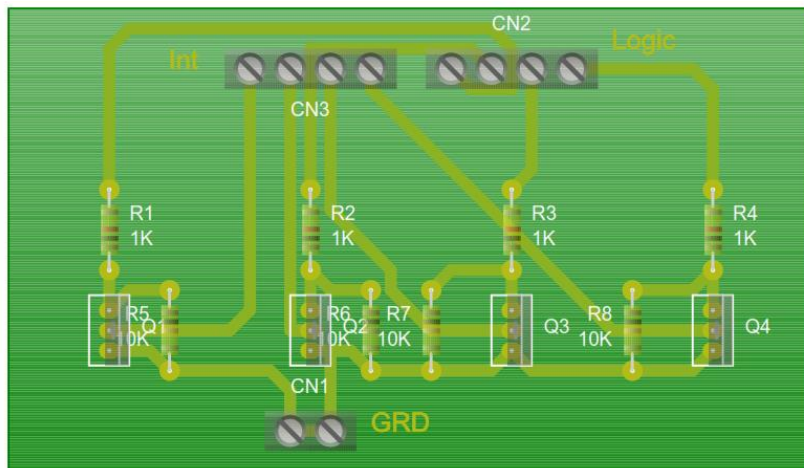
Així doncs, utilitzarem quatre *MOSFETs* connectats individualment tal i com es va explicar al circuit d'assaig magnètic amb polsos (apartat 4.1.2). Si l'esquema individual venia donat per les Figures 32 i 33, l'esquema que ens quedaria amb quatre *MOSFETs* seria com el de la Figura 48 .



**Figura 48** Esquema del circuit de control de l'alimentació de cada fase del motor

Com podem veure cada fase de la màquina esta controlada per un *MOSFET* que actuaria com un interruptor molt ràpid que generaria un pols d'una llargada controlada.

Per a la realització física d'aquest “driver”<sup>4</sup> controlador, hem utilitzat el programa editor de plaques PCB Wizard amb tots els components necessaris. Aquest programa ens ha creat el disseny representat per la Figura 49.



**Figura 49** Esquema de la placa PCB del driver controlador

Les Figures 50 i 51 ens mostren la realitat física d'aquest circuit en una placa PCB. Per l'elaboració de les plaques PCB, s'ha utilitzat el mètode explicat al Annex 2 “Mètode d'elaboració de plaques PCB”.



**Figura 50** Realitat física del driver de control (davant)      **Figura 51** Realitat física del driver de control (darrera)

Així doncs, com es mostra a la Figura 48, el control dels MOSFETs es realitza mitjançant la placa Arduino. Aquesta serà l'encarregada de donar les ordres a cada fase per alimentar cada una de les mateixes.

Finalment, ens faltaria trobar una manera de controlar la màquina i programar l'Arduino segons el control escollit. En aquest projecte contemplem dos controls que s'explicaran a continuació.

---

<sup>4</sup> Un “driver” és un element encarregat de subministrar gran potència en funció d'unes senyals molt més petites d'entrada. En el nostre cas és el generador de polsos.

## 5.2 Funcionament sense control de posicionament

Aquesta posta en marxa és la més bàsica i senzilla que es pot realitzar. Es tracta de determinar la llargada dels polsos generats amb els *MOSFETs* en funció de la càrrega que tingui l'eix i la tensió subministrada.

Si suposem que la tensió es manté pràcticament constant, la variable determinant és la força de la carrega que ha d'exercir la màquina. En el nostre cas experimental la força a exercir per la màquina serà el propi pes del eix mòbil.

L'assaig realitzat per trobar els temps de commutació i llargada dels polsos, s'han basat en prendre com a seqüència tot el seu recorregut lineal. Així doncs generem dos seqüències, una fins a la posició màxima de desplaçament i un altra tornant a la posició inicial. Aquestes seqüències estaran formades per un número determinat de subseqüències on una subseqüència vindria representada per l'excitació de cada fase.

Un exemple de seqüència vindria donat per la Figura 52 on podem apreciar la seqüència de polsos a seguir a cada fase.

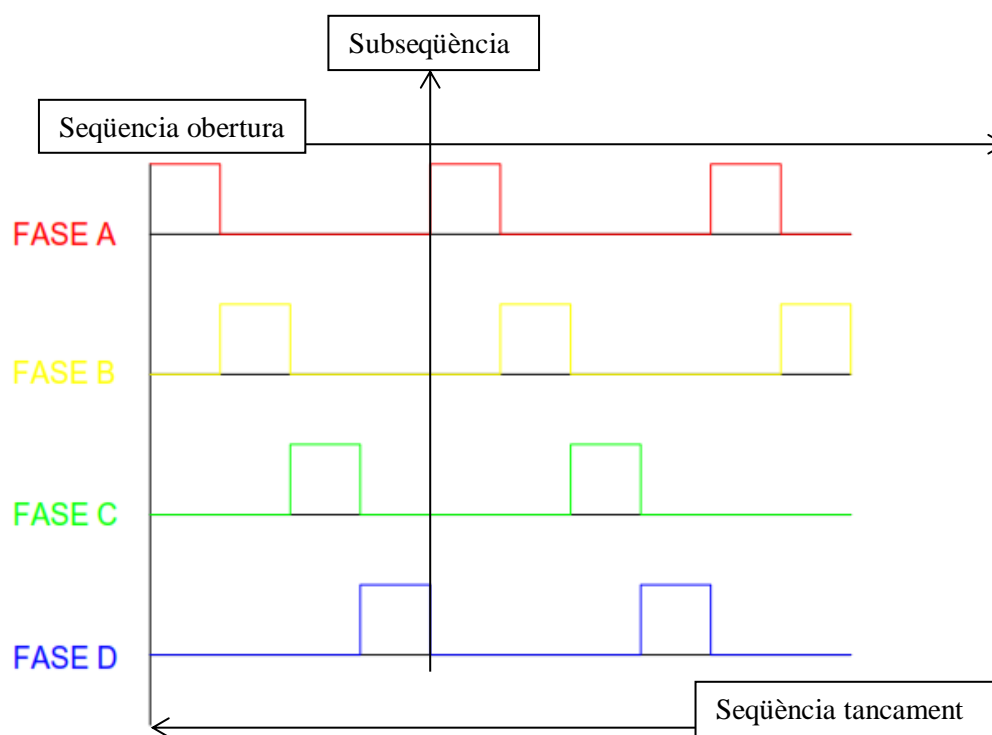


Figura 52 Seqüenciació de la alimentació de les fases per polsos

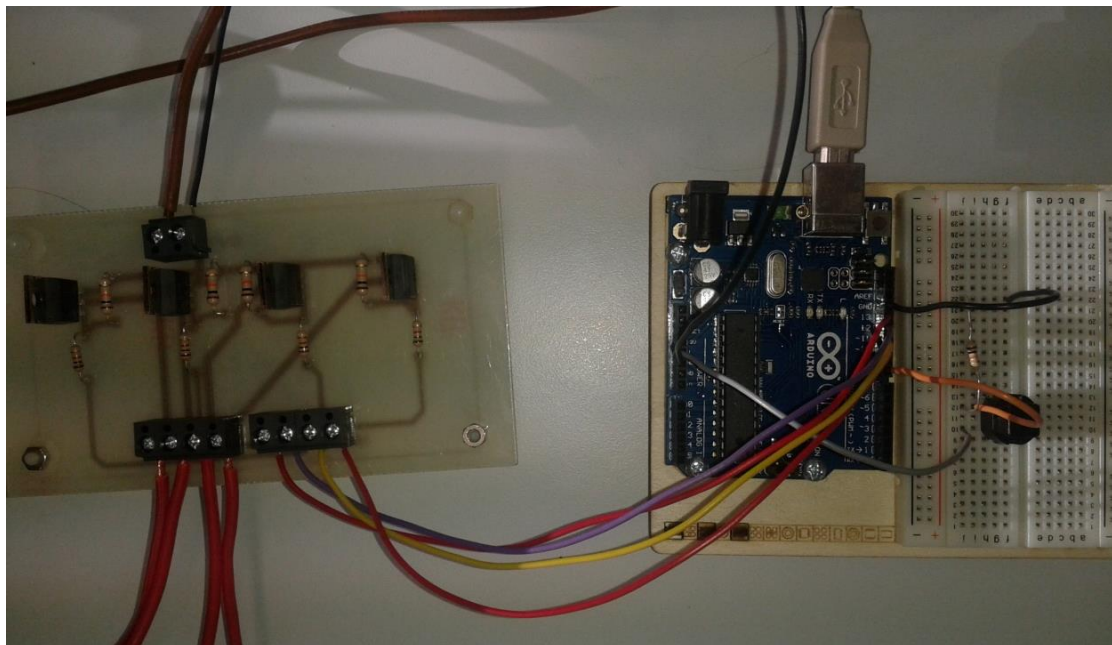
D'una forma experimental i utilitzat el esquema de la Figura 52, hem programat amb l'*Arduino* les dues seqüències esmentades anteriorment. El valor de temps per cada pols s'ha estimat d'una manera pràctica obtenint un valor de 50ms quan el motor es troba en buit (sense carrega). Així doncs podem dir que cada subseqüència ocuparà un espai de temps de 200ms. Si fem un càlcul senzill, obtenim un velocitat de 40 mm/s tal i com es mostra a l'equació (49).

$$v = \frac{\Delta x}{\Delta t} = \frac{8 \text{ mm}}{0.2 \text{ s}} = 40 \text{ mm/s} \quad (49)$$

Els codis utilitzats per a aquest control es troben al **Annex 2**:

- *Sketch Arduino* posta en marxa amb seqüències

La Figura 53 ens mostra el muntatge de la posta en marxa amb aquest sistema per seqüències. Adjunt a aquest projecte es troba un video del funcionament del motor amb aquest tipus de control per seqüències.



**Figura 53** Muntatge de la posta en marxa amb el sistema de control per seqüències

Tot i que aquest sistema de control per seqüències funciona correctament, té un problema molt important que impedeix la seva utilització per la majoria d'aplicacions. El problema és degut a la falta d'informació de posicionament, és a dir, no pot detectar en quina posició es troba en cas de començar d'una posició diferent al punt inicial o al punt final del recorregut del eix mòbil. Això implica que en cas d'una aturada d'emergència, una desconexió momentània o posicionament erroni, els cicles no funcionarien correctament i la màquina funcionaria d'una manera incorrecta.

Per solucionar el problema de la parada d'emergència, es pot incorporar dos sensors que determinin la posició inicial i la posició final del recorregut de tal manera que encara que s'aturés la màquina en una posició intermèdia, la màquina podria començar el moviment en un dels dos sentits i es podria situar en el moment d'arribar a la màxima posició (tan d'obertura com tancament).

### **5.3 Millores del prototip amb control de posicionament**

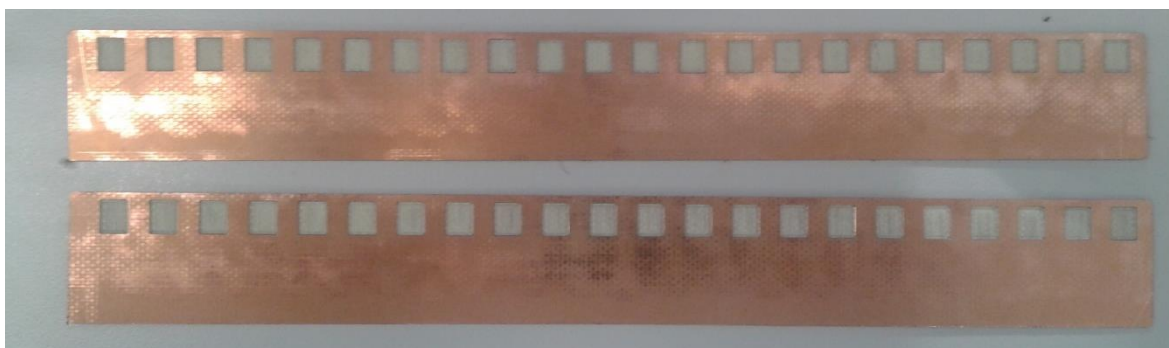
Per tal de solucionar els problemes esmentats a l'apartat anterior, introduïrem uns sistemes de control de la posició. Tot i que no s'ha pogut realitzar físicament per dificultats

tècniques i de compatibilitat amb la placa *Arduino*, s'ha estudiat dos tipus de control: *encoder*<sup>5</sup> òptic i *encoder* lineal.

### 5.3.1 Estudi del *encoder* òptic

Aquest exemple de control de posicionament, es basa en realitzar un ranuratge a una peça lineal de tal manera que mitjançant un sensor òptic, porti un control del número de ranures que s'ha mogut l'eix mòbil de la màquina. La Figura 54 ens mostra l'aspecte físic de la peça encarregada del control de posicionament amb un sensor òptic.

El funcionament del sensor òptic és l'emissió de llum en una de les dos cares del *encoder* a l'altura del ranuratge. A la cara oposada s'incorpora un receptor de llum que excitaria o no la sortida si l'*encoder* permet passar la llum o no. Aquesta excitació s'introduiria al controlador *Arduino* amb la finalitat de controlar les fases i a la mateixa vegada la posició de la nostra màquina elèctrica.



**Figura 54** Disseny del *encoder* òptic mitjançant el ranuratge d'una placa PCB

Amb aquest sistema de control, obtenim un millor control del posicionament mitjançant el compte de les ranures com les que podem apreciar a la Figura 52. Aquest aspecte es veu traduït en un millor control envers aturades d'emergència que puguin ocórrer en el transcurs del moviment ja que sempre tenim emmagatzemat el número de ranures.

En el cas que es volgués un control més precís, es pot implementar un segon *encoder* amb un desplaçament de les ranures. D'aquesta manera, generariem un control binari amb el doble de precisió.

Tot i solucionar alguns dels problemes en comparació amb el control per seqüències, encara persisteixen alguns problemes que serien la desconexió instantània del sistema de control i la posta en marxa des de un punt entremig del *encoder*.

### 5.3.2 Estudi del *encoder* lineal

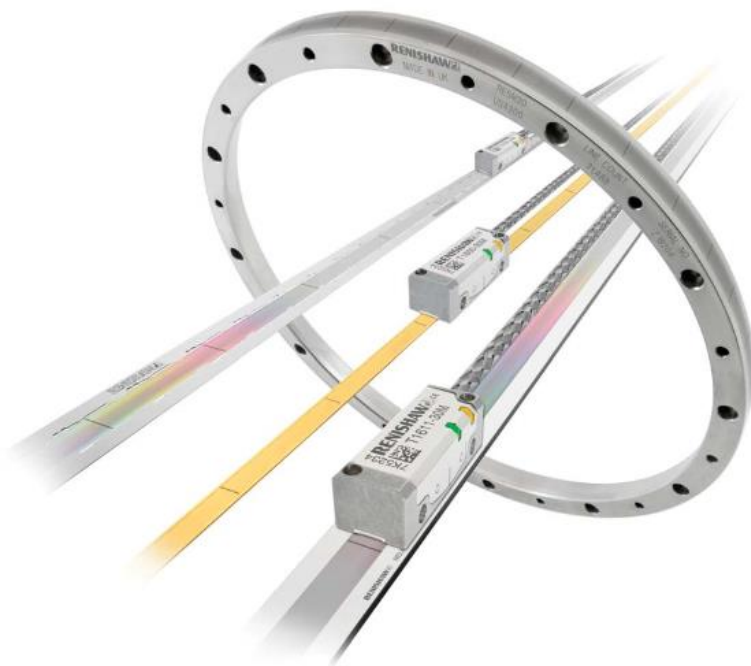
Per resoldre tots els problemes de posicionament l'*encoder* lineal és el candidat perfecte per realitzar un control precís de la posició. L'*encoder* escollit és de la casa *Renishaw* i ens permet un control del posicionament exacte i quasi mil·limètric.

---

<sup>5</sup> Un *encoder*, també conegut com a codificador, és un dispositiu que converteix informació d'un format a un altre. En el nostre cas convertiria impulsos elèctrics generats pel moviment a posicionament.

Aquest *encoder* està constituït per un lector òptic i una cinta magnètica. El seu principi de funcionament és la lectura d'aquesta cinta magnètica de tal manera que en cada micròmetre tenim un sistema binari de lectura que ens determina la posició exacte a la que es troba l'eix mòbil de la màquina. La cinta magnètica, incorpora dos petits imants en cada extrem de la cinta per tal de determinar, mitjançant dos sensors magnètics al lector, el punt inicial del recorregut i el punt final del mateix.

La seva col·locació és simple, mentre que el lector òptic s'ha de posicionar estàticament a la part no mòbil de la màquina, la cinta magnètica s'ha de col·locar en un punt de l'eix mòbil que permeti, a la distància requerida pel fabricant, la lectura de la mateixa. La Figura 55 ens mostra exemples d'*encoders* d'aquesta marca.



**Figura 55** Encoder lineals i angulars de Renishaw

Amb aquest *encoder*, tots els problemes generats pels altres mètodes de posicionament quedarien solucionats ja que encara que la situació de la màquina fos un punt intermedi del recorregut de l'eix mòbil, el sistema de control podria reconèixer la posició en la que es troba i avaluar la direcció que ha d'escollir per tornar a la posició inicial o final.

El principal problema d'aquest tipus de control és la gran quantitat de dades que genera en espais de temps molt curts. En el nostre cas, el controladors *Arduino* no té unes freqüències de mostreig suficientment elevades i no és capaç de captar i analitzar totes les dades generades pel sistema de control. En el cas que es volgués implementar aquest tipus de control de posicionament, s'hauria de comptar amb un processador de dades més potent que no l'*Arduino*.

## **6 Referències bibliogràfiques**

- Jesus Fraile Mora – Màquines elèctriques.
- Cálculo industrial de màquines eléctricas. 1, Fundamentos de cálculo/ Juan corrales Martín.
- J. García Amorós. Aportaciones al diseño y caracterización del motor lineal de reluctància autoconmutado, Tesis doctoral 2010.
- M. Torrent Burgués. Aportaciones al diseño y caracterización del motor de reluctància autoconmutado, Tesis doctoral 2002.
- R. Martín Delgado. Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla, PFC 2012.
- A. Artells Budesca. Disseny i contrucció d'un prototip de motor lineal de reluctància autoconmutat de doble cara (LSRM), PFC 2012.
- TJE Miller, Speed's Electric Motors, TJE Miller, University of Glasgow, 2002.
- TJE Miller, Switched Reluctance Motors and Their Control, University of Glasgow 1993.
- H. Bausch, K. Kanelis, Feedforward Torque Control of a Switched Reluctance Motor Based on Static Measurements, 1997.

# ANNEX 1

---

- *TAULA DE TEMPERATURES PT100*
- *GRÀFIQUES DE TEMPERATURA*
- *RESUM DE COMPONENTS UTILITZATS A CADA ASSAIG*
- *MÈTODE D'ELABORACIÓ DE PLAQUES PCB*

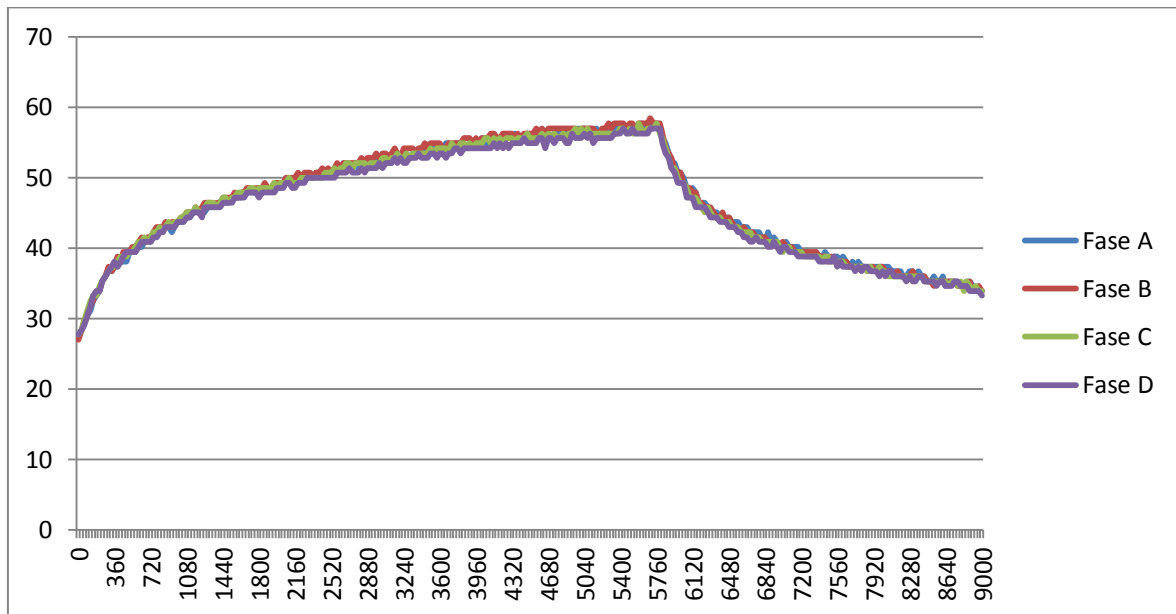
**TAULA TEMPERATURES PT100**

**PT100 Resistance Table**

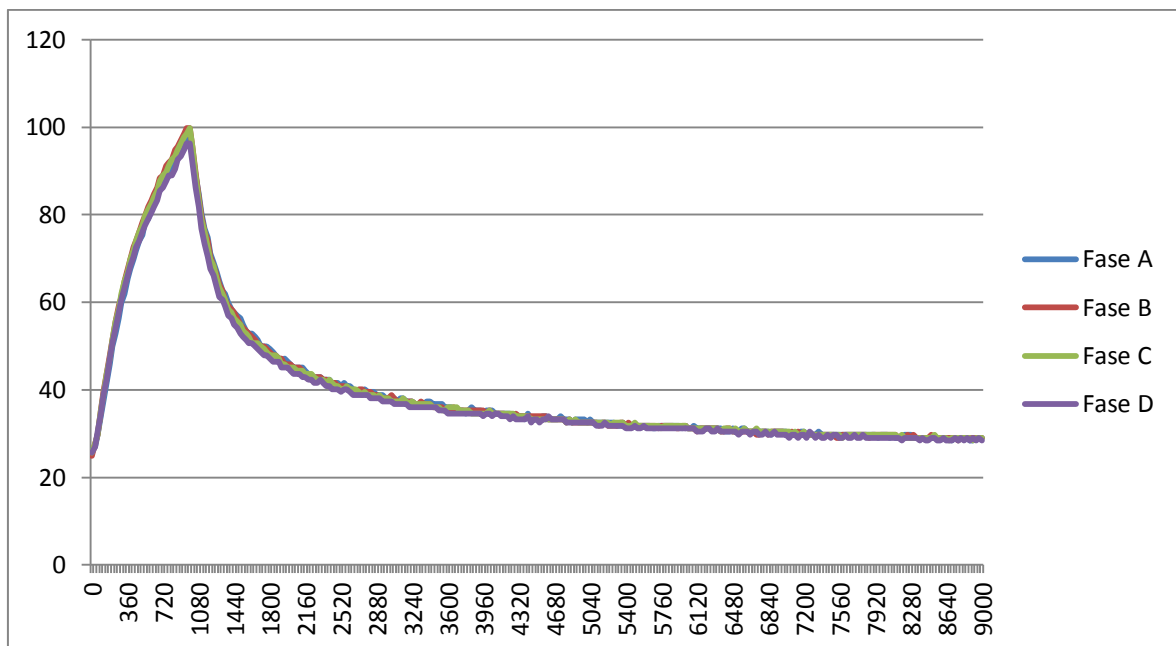
°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	°C
-200.00	18.52										-200.00
-190.00	22.83	22.40	21.97	21.54	21.11	20.68	20.25	19.82	19.38	18.95	-190.00
-180.00	27.10	26.67	26.24	25.82	25.39	24.97	24.54	24.11	23.68	23.25	-180.00
-170.00	31.34	30.91	30.49	30.07	29.64	29.22	28.80	28.37	27.95	27.52	-170.00
-160.00	35.54	35.12	34.70	34.28	33.86	33.44	33.02	32.60	32.18	31.76	-160.00
-150.00	39.72	39.31	38.89	38.47	38.05	37.64	37.22	36.80	36.38	35.96	-150.00
-140.00	43.88	43.46	43.05	42.63	42.22	41.80	41.39	40.97	40.56	40.14	-140.00
-130.00	48.00	47.59	47.18	46.77	46.36	45.94	45.53	45.12	44.70	44.29	-130.00
-120.00	52.11	51.70	51.29	50.88	50.47	50.06	49.65	49.24	48.83	48.42	-120.00
-110.00	56.19	55.79	55.38	54.97	54.56	54.15	53.75	53.34	52.93	52.52	-110.00
-100.00	60.26	59.85	59.44	59.04	58.63	58.23	57.82	57.41	57.01	56.60	-100.00
-90.00	64.30	63.90	63.49	63.09	62.68	62.28	61.88	61.47	61.07	60.66	-90.00
-80.00	68.33	67.92	67.52	67.12	66.72	66.31	65.91	65.51	65.11	64.70	-80.00
-70.00	72.33	71.93	71.53	71.13	70.73	70.33	69.93	69.53	69.13	68.73	-70.00
-60.00	76.33	75.93	75.53	75.13	74.73	74.33	73.93	73.53	73.13	72.73	-60.00
-50.00	80.31	79.91	79.51	79.11	78.72	78.32	77.92	77.52	77.12	76.73	-50.00
-40.00	84.27	83.87	83.48	83.08	82.69	82.29	81.89	81.50	81.10	80.70	-40.00
-30.00	88.22	87.83	87.43	87.04	86.64	86.25	85.85	85.46	85.06	84.67	-30.00
-20.00	92.16	91.77	91.37	90.98	90.59	90.19	89.80	89.40	89.01	88.62	-20.00
-10.00	96.09	95.69	95.30	94.91	94.52	94.12	93.73	93.34	92.95	92.55	-10.00
0.00	100.00	99.61	99.22	98.83	98.44	98.04	97.65	97.26	96.87	96.48	0.00
0.00	100.00	100.39	100.78	101.17	101.56	101.95	102.34	102.73	103.12	103.51	0.00
10.00	103.90	104.29	104.68	105.07	105.46	105.85	106.24	106.63	107.02	107.40	10.00
20.00	107.79	108.18	108.57	108.96	109.35	109.73	110.12	110.51	110.90	111.29	20.00
30.00	111.67	112.06	112.45	112.83	113.22	113.61	114.00	114.38	114.77	115.15	30.00
40.00	115.54	115.93	116.31	116.70	117.08	117.47	117.86	118.24	118.63	119.01	40.00
50.00	119.40	119.78	120.17	120.55	120.94	121.32	121.71	122.09	122.47	122.86	50.00
60.00	123.24	123.63	124.01	124.39	124.78	125.16	125.54	125.93	126.31	126.69	60.00
70.00	127.08	127.46	127.84	128.22	128.61	128.99	129.37	129.75	130.13	130.52	70.00
80.00	130.90	131.28	131.66	132.04	132.42	132.80	133.18	133.57	133.95	134.33	80.00
90.00	134.71	135.09	135.47	135.85	136.23	136.61	136.99	137.37	137.75	138.13	90.00
100.00	138.51	138.88	139.26	139.64	140.02	140.40	140.78	141.16	141.54	141.91	100.00
110.00	142.29	142.67	143.05	143.43	143.80	144.18	144.56	144.94	145.31	145.69	110.00
120.00	146.07	146.44	146.82	147.20	147.57	147.95	148.33	148.70	149.08	149.46	120.00
130.00	149.83	150.21	150.58	150.96	151.33	151.71	152.08	152.46	152.83	153.21	130.00
140.00	153.58	153.96	154.33	154.71	155.08	155.46	155.83	156.20	156.58	156.95	140.00
150.00	157.33	157.70	158.07	158.45	158.82	159.19	159.56	159.94	160.31	160.68	150.00
160.00	161.05	161.43	161.80	162.17	162.54	162.91	163.29	163.66	164.03	164.40	160.00
170.00	164.77	165.14	165.51	165.89	166.26	166.63	167.00	167.37	167.74	168.11	170.00
180.00	168.48	168.85	169.22	169.59	169.96	170.33	170.70	171.07	171.43	171.80	180.00
190.00	172.17	172.54	172.91	173.28	173.65	174.02	174.38	174.75	175.12	175.49	190.00
200.00	175.86	176.22	176.59	176.96	177.33	177.69	178.06	178.43	178.79	179.16	200.00
210.00	179.53	179.89	180.26	180.63	180.99	181.36	181.72	182.09	182.46	182.82	210.00
220.00	183.19	183.55	183.92	184.28	184.65	185.01	185.38	185.74	186.11	186.47	220.00
230.00	186.84	187.20	187.56	187.93	188.29	188.66	189.02	189.38	189.75	190.11	230.00
240.00	190.47	190.84	191.20	191.56	191.92	192.29	192.65	193.01	193.37	193.74	240.00
250.00	194.10	194.46	194.82	195.18	195.55	195.91	196.27	196.63	196.99	197.35	250.00
260.00	197.71	198.07	198.43	198.79	199.15	199.51	199.87	200.23	200.59	200.95	260.00
270.00	201.31	201.67	202.03	202.39	202.75	203.11	203.47	203.83	204.19	204.55	270.00
280.00	204.90	205.26	205.62	205.98	206.34	206.70	207.05	207.41	207.77	208.13	280.00
290.00	208.48	208.84	209.20	209.56	209.91	210.27	210.63	210.98	211.34	211.70	290.00
300.00	212.05	212.41	212.76	213.12	213.48	213.83	214.19	214.54	214.90	215.25	300.00
310.00	215.61	215.96	216.32	216.67	217.03	217.38	217.74	218.09	218.44	218.80	310.00
320.00	219.15	219.51	219.86	220.21	220.57	220.92	221.27	221.63	221.98	222.33	320.00

## GRÀFIQUES DE TEMPERATURA

- Gràfica de temperatura per fase per a una intensitat de 1A.

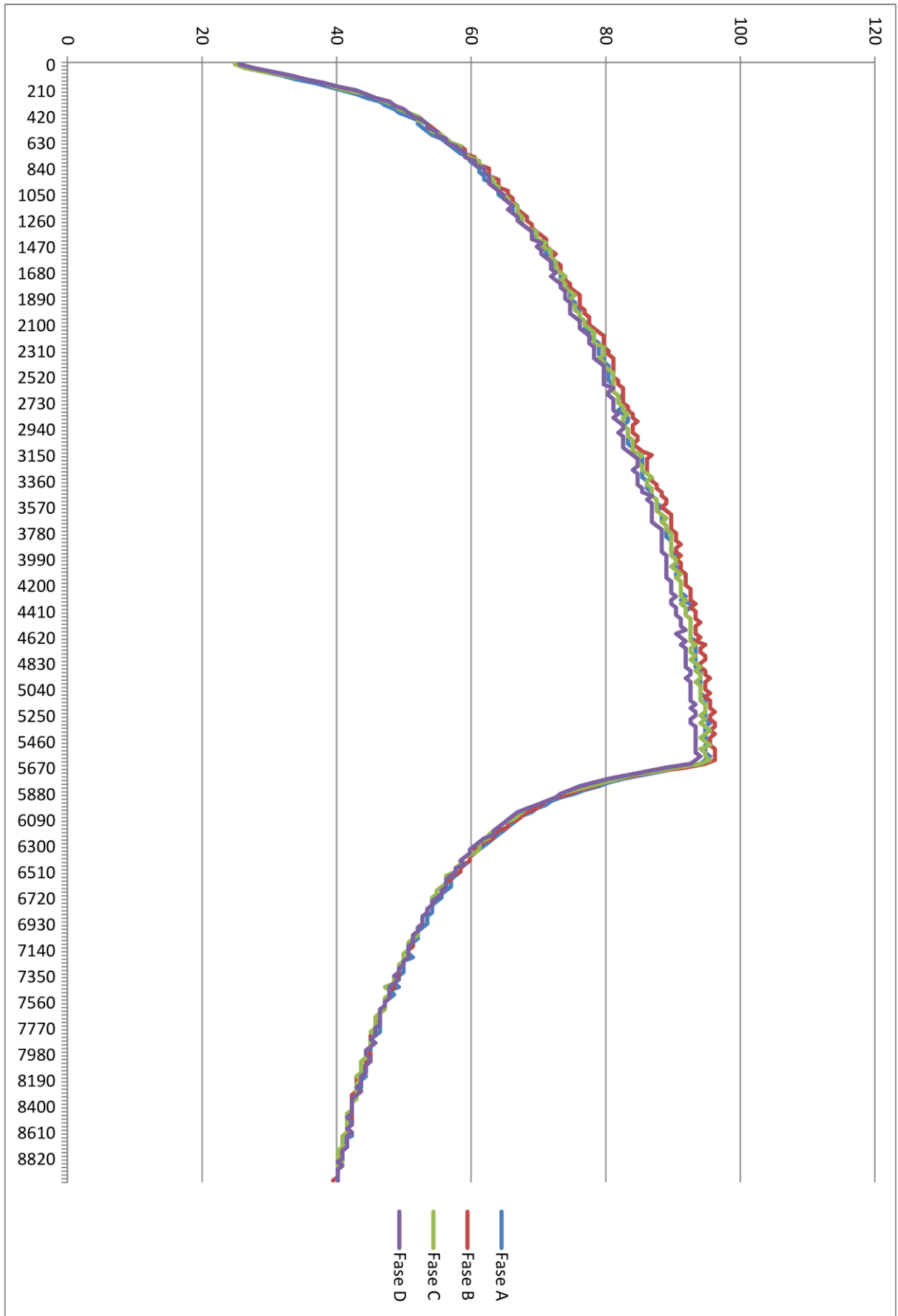


- Gràfica de temperatura per fase per a una intensitat de 2A.



- Gràfica de temperatura per fase per una intensitat de 1.5A (apliada).

# Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LRSM

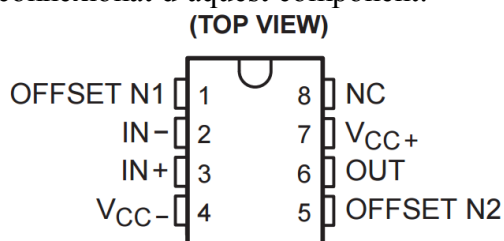


## RESUM DE COMPONENTS UTILITZATS A CADA ASSAIG

### 1. Assaig d'escalfament

Per la realització del circuit captador de dades tèrmiques mitjançant un PT100, hem utilitzat:

- 4x Amplificadors operacionals: S'han escollit un amplificador estàndard amb tensions d'alimentació V+ i V- de  $\pm 15$  V. El següent esquema mostra el connexió d'aquest component.



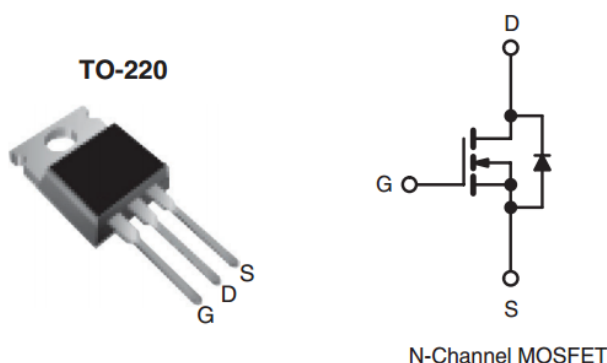
- **12x Resistències:** S'han utilitzat resistències de valors de  $1k\Omega$ ,  $6.2k\Omega$  i  $600\Omega$ . Aquestes dos últimes s'utilitzen en sèrie per arribar a un valor aproximat de la resistència teòrica. Totes les resistències utilitzades son de  $\frac{1}{2}$  watt.
- **4x Potenciòmetres:** S'ha utilitzat un potenciòmetre de  $1k\Omega$  amb la finalitat de substituir la resistència de  $2.2k\Omega$  teòrica i així regular el circuit amb mes precisió.
- **16x Pins d'interconexió:** Bornes on arriba el cable dels diferents punts.
- **1x Placa PCB amb fotoresistor:** Utilitzarem una placa amb lamina de coure a ambdós costats coberta amb un fotoresistor sensible a la llum ultraviolada.

### 2. Assaig de característica magnètica

Per l'assaig de característica magnètica, hem utilitzat tres circuits diferents, un primer circuit que consistiria en un chip transductor de tensió, el segon en un chip transductor de corrent i finalment el generador de polsos. Així doncs el material utilitzat és el següent:

- **1x MOSFET IRL530:** Aquest chip es l'encarregat de generar el polsos. La particularitat d'aquest MOSFET es el fet que pot treballar a tensions lògiques (5V) i d'aquesta manera pot ser disparat directament per un controlador a diferència dels MOSFETs convencionals. El IRL530 pot suportar fins a corrents de 15 A i tensions de 100V.

<b>PRODUCT SUMMARY</b>	
V <sub>DS</sub> (V)	100
R <sub>DS(on)</sub> ( $\Omega$ )	V <sub>GS</sub> = 5.0 V   0.16
Q <sub>g</sub> (Max.) (nC)	28
Q <sub>gs</sub> (nC)	3.8
Q <sub>gd</sub> (nC)	14
Configuration	Single



- **4x Resistències:** En el circuit generador de polsos s'utilitzen dos resistències, una de  $1k\Omega$  i una altra de  $10k\Omega$ . La més petita s'utilitza per reduir el corrent que ha de subministrar l'Arduino per no sobrepassar la intensitat límit i la més gran s'utilitza per des energitzar el gate del MOSFET per la posició lògica 0. En aquest assaig, també utilitzarem dos resistències, una de  $6.8k\Omega$  i un altra de  $220\Omega$  per al circuit del transductor de tensió. La més gran estarà al circuit de tensió normal en paral·lel, així doncs aquesta resistència es tan gran per minimitzar la intensitat que passa per la mateixa. Pel que fa ala de  $220\Omega$  s'ha dimensionat d'aquesta manera per aconseguir una sortida màxima de 5V (màxim d'entrada permisible a l'Arduino).
- **3x Condensadors:** En el nostre cas utilitzarem condensadors de paper (sense polaritat) i d'una capacitat de  $47nF$  i  $4.7nF$ . Aquests els recomana el fabricant per estabilitzar la sortida al nivell de tensió correcte.
- **1x PCB ja mecanitzat:** Es tracta d'una placa on directament es poden soldar els elements i les interconnexions es fan amb cables soldats.

### 3. Posta en marxa

Per a la posta en marxa, hem utilitzat el material anteriorment utilitzat per al circuit generador de polsos però multiplicat pel número de fases (es a dir x4). El material serà el següent:

- 4 MOSFETS IRL530
- 4 resistències de  $1k\Omega$
- 4 resistències de  $10k\Omega$
- 10 pins d'interconexionat
- 1 placa PCB amb fotoresistor

## **MÈTODE D'ELABORACIÓ DE PLAQUES PCB**

El mètode emprat per l'elaboració de les plaques PCB utilitzades pels nostres circuits de control, han estat mitjançant àcid. Aquest mètode d'elaboració es pot realitzar mitjançant plaques amb pel·lícula fotoelèctrica o amb plaques només amb la pel·lícula de coure i dibuixant amb un resistent a l'àcid el circuit manualment. En el nostre cas, hem utilitzat plaques de coure amb una pel·lícula fotoresistiva.

Per l'elaboració, precisarem d'un model imprès en paper vegetal amb les línies conductores que es volen imprimir a la placa. Mitjançant un spray farem que la tinta de la impressió ennegreixi de tal manera que s'aconsegueixi una opacitat elevada. S'ha de tenir molta cura amb la tinta utilitzada ja que no totes reaccionen amb l'spray emprat.

Una vegada tenim el model en paper vegetal, agafarem una placa amb la pel·lícula fotoresistiva i acollant el paper vegetal a la placa l'introduïrem a la insoladora. Aquesta emetrà uns feixos de llum ultraviolada de tal manera que la part de la pel·lícula fotoresistiva que no estigui sota la tinta del paper vegetal quedarà destruïda per la insolació. S'ha d'anar molt en compte amb el temps d'insolació ja que un excés destruiria la pel·lícula que ens interessa i una falta d'insolació faria una mala impressió en l'àcid. Es recomana seguir els temps que marquen els fabricants tot i que l'experiència és un factor molt important en aquesta fase.

Seguidament, prepararem una solució de revelatge mitjançant una solució de sosa i aigua. Les quantitats són de 20gr de sosa per 1 litre d'aigua. En aquest pas s'ha de prendre mesures de seguretat com utilitzar guants i safates de PVC que no reaccionen amb àcids. Introduïrem una quantitat de la mescla a la safata de tal manera que introduint la placa cobreixi tota la seva àrea. Sacsejarem la safata per impregnar tota la placa i fer lliscar per damunt de la placa la dissolució. En el moment que apreciem un color negre a la superfície de la placa i es pugui apreciar les línies de cada circuit, retirarem la placa de la dissolució i la netejarem amb molta cura. Si podem distingir clarament la part on encara queda impregnat el fotoelèctric de la part que s'ha destruït degut a la insolació, la placa pot passar a l'última fase.

Finalment, prepararem un àcid que destruirà la part que no interessa de la pel·lícula de coure. Per l'elaboració d'aquest àcid, utilitzarem 3 components,  $\frac{1}{4}$  part de sulfúric,  $\frac{1}{2}$  part d'aigua i  $\frac{1}{4}$  part de aigua oxigenada (peròxid d'Hidrogen). Amb aquesta mescla haurem de prendre unes mesures de protecció més elevades com utilitzar una mascareta de protecció contra els vapors que es puguin ocasionar per la oxidació del coure. Així doncs, introduïrem la nostra placa a l'àcid i anirem sacsejant per a que l'àcid impregni tota la placa. Es podrà apreciar com el coure a les zones que no hi ha fotoelèctric es comença destruir. Quan finalment veiem que la capa de coure de la part sense protecció del fotoresistor ha desaparegut, traurem la placa amb unes pinces i la rentarem amb aigua abundant.

El pas final per deixar la placa ben neta seria extreure els residus de fotoelèctric mitjançant esmalt. Aquesta mesura és molt adient per al soldat posterior dels components a la mateixa.

## ANNEX 2

---

- *SKETCH ARDUINO SENSORS TÈRMICS*
- *MATLAB RECOLLIDA DE DADES TÈRMiques*
- *MATLAB CàLCUL DE CONSTANTS DE TEMPS*
- *MATLAB CàLCUL DEL FLUX CONCATENAT AMB POLSOS*
- *MATLAB CàLCUL DEL FLUX CONCATENAT AMB ONA SINUSOIDAL*
- *MATLAB CàLCUL DE SIMULACIONS DE FORÇA I FLUX CONCATENAT*
- *SKETCH ARDUINO POSTA EN MARXA AMB SEQÜÈNCIES*

## SKETCH ARDUINO SENSORS TÈRMICS

Aquest codi s'encarrega de la captura i processar les dades dels PT100 instal·lats a cada fase durant un temps determinat (en aquest cas 9000 segons):

```
const int analogInPin1 = A0;
const int analogInPin2 = A1;
const int analogInPin3 = A2;
const int analogInPin4 = A3;
int temps=0;
float sensorValue1 = 0;
float sensorValue2 = 0;
float sensorValue3 = 0;
float sensorValue4 = 0;

void setup() {
  Serial.begin (9600);
  delay(5000);}

void loop() {

  Serial.println(temps);

  sensorValue1 = analogRead(analogInPin1);
  sensorValue1 =sensorValue1*(5.0/1024.0);
  sensorValue1 =((sensorValue1*2.2*1.0)/(5*8.8+5*2.2-
sensorValue1*2.2))*1000;
  sensorValue1 =(2.871*sensorValue1)-290.644;
  Serial.println(sensorValue1);
  //delay(1000);

  sensorValue2 = analogRead(analogInPin2);
  sensorValue2 =sensorValue2*(5.0/1024.0);
  sensorValue2 =((sensorValue2*2.2*1.0)/(5*8.8+5*2.2-
sensorValue2*2.2))*1000;
  sensorValue2 =(2.871*sensorValue2)-290.644;
  Serial.println(sensorValue2);
  //delay(1000);

  sensorValue3 = analogRead(analogInPin3);
  sensorValue3 =sensorValue3*(5.0/1024.0);
  sensorValue3 =((sensorValue3*2.2*1.0)/(5*8.8+5*2.2-
sensorValue3*2.2))*1000;
  sensorValue3 =(2.871*sensorValue3)-290.644;
  Serial.println(sensorValue3);
  //delay(1000);

  sensorValue4 = analogRead(analogInPin4);
  sensorValue4 =sensorValue4*(5.0/1024.0);
  sensorValue4 =((sensorValue4*2.2*1.0)/(5*8.8+5*2.2-
sensorValue4*2.2))*1000;
  sensorValue4 =(2.871*sensorValue4)-290.644;
  Serial.println(sensorValue4);
  delay(30000);

  if (temps==9000){
    temps=-31;
    ;
  }temps=temps+30;}
```

## MATLAB DE RECOLLIDA DE DADES TÈRMiques

Aquest programa, és l'encarregat d'emmagatzemar les dades tèrmiques recollides per l'Arduino a l'ordinador en arxius Excel.

```
close all;
clc;
clear;
resultats=zeros(1000,5);
valor_entrada=-2;

delete(instrfind({'Port'},{'COM6'}));
puerto_serial=serial('COM6');
puerto_serial.BaudRate=9600;
warning('off','MATLAB:serial:fscanf:unsuccessfulRead');

fopen(puerto_serial);

contador_muestras=1;
numero_muestras=1000;
columna=1;

while valor_entrada~-=-1
    valor_entrada=str2num(fscanf(puerto_serial,'%8.2d'));

    resultats(contador_muestras,columna)=valor_entrada;

    if columna==5
        contador_muestras=contador_muestras+1;
        columna=0;
        pause(25)

    end
    columna=columna+1;

end
xlswrite('Prueba.xls',resultats,'Valors','A2');

fclose(puerto_serial);
delete(puerto_serial);
clear all;

return
```

## MATLAB DE CALCUL DE CONSTANTS DE TEMPS

Aquest programa és l'encarregat del càlcul de les constants de temps de l'assaig tèrmic:

```
%6 de novembre de 2014
% adjust de la constany termica Kt
clear;clc;

filename = 'AT_4F_15b.xls';
[status,sheets] = xlsfinfo(filename)
sheet = 'Valors';
% tRange = 'A2:A602';
% TARange = 'B2:B602';
% TBRange = 'C2:C602';
% TCRange = 'D2:D602';
% TDRange = 'E2:E602';
t=xlsread(filename, sheet)%, tRange);

t_ =t(1:601,1);
TA_ =t(1:601,2)%xlsread(filename, sheet, TARange);
TB_ =t(1:601,3)%xlsread(filename, sheet, TBRange);
TC_ =t(1:601,4)%xlsread(filename, sheet, TCRange);
TD_ =t(1:601,5)%xlsread(filename, sheet, TDRange);

TAr=t(306:601,2);
TBr=t(306:601,3);
TCr=t(306:601,4);
TDr=t(306:601,5);
tr=t(306:601,1)-t(306);

TA=t(1:305,2)%xlsread(filename, sheet, TARange);
TB=t(1:305,3)%xlsread(filename, sheet, TBRange);
TC=t(1:305,4)%xlsread(filename, sheet, TCRange);
TD=t(1:305,5)%xlsread(filename, sheet, TDRange);
t=t(1:305,1);

%Calcul de la KT del'escalfament
T0=min(TA)
TA=TA-T0
KT=1;
Texp=max(TA)*(1-exp(-t./KT));
Z(1)=trapz(t,abs(Texp-TA));
KT=5;
Texp=max(TA)*(1-exp(-t./KT));
Z(2)=trapz(t,abs(Texp-TA));
i=2;
while Z(i)<Z(i-1)&KT<50000;
    Z(i-1)=Z(i);
    KT=KT+5;
    i=i+1;
    Texp=max(TA)*(1-exp(-t./KT));

    Z(i)=trapz(t,abs(Texp-TA));
end;
TA_es=max(TA)*(1-exp(-t./KT))+T0;
TA=TA+T0;
disp('constant de temps escalfament:');KT
```

```

%Calcul de la KT arrofredament
T0=min(TAr)
TAr=TAr-T0

KTr=1;
Texp=max(TAr)*(exp(-tr./KTr));
Z(1)=trapz(tr,abs(Texp-TAr));
KTr=6;
Texp=max(TAr)*(exp(-tr./KTr));
Z(2)=trapz(tr,abs(Texp-TAr));
i=2;
while Z(i)<Z(i-1)&KTr<50000;
    Z(i-1)=Z(i);
    KTr=KTr+5;
    i=i+1;
    Texp=max(TAr)*(exp(-tr./KTr));
    Z(i)=trapz(tr,abs(Texp-TAr));
end;
TA_ro=max(TAr)*(exp(-tr./KTr))+T0;

TA_ad=[TA_es' TA_ro'];
disp('constant de temps arrofredament:');KTr

figure %1
    hold on
    plot(t_,TA_,'-k','LineWidth',1.1),'MarkerSize',11)
    plot(t_,TA_ad,'-r','LineWidth',1.1),'MarkerSize',11)

legend('T_A experimental','T_A ajustada','Location','NorthWest')
grid on
xlabel('t (s)','FontSize',23,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','FontAngle','italic')
ylabel('T^a (°C)','FontSize',23,'Color',[0 0 0],'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
%xt=[];for i=1:max(size(PS_)); xt(i)=PS_(i); end; set(gca,'XTick',xt)
set(gcf,'Color',[1,1,1])
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',20)

figure %1
    hold on
    plot(t_,TA_,'-k','LineWidth',1.1),'MarkerSize',11)
    plot(t_,TB_,'-r','LineWidth',1.1),'MarkerSize',11)
    plot(t_,TC_,'-b','LineWidth',1.1),'MarkerSize',11)
    plot(t_,TD_,'-g','LineWidth',1.1),'MarkerSize',11)
legend('T_A','T_B','T_C','T_D','Location','NorthWest')
grid on
axis tight
%tit=strcat('J=',strcat(num2str(J_(jj))),'A/mm^2,')');
%title(tit,'FontSize',16,'FontName','Times','FontAngle','italic')
xlabel('t (s)','FontSize',23,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','FontAngle','italic')
ylabel('T^a (°C)','FontSize',23,'Color',[0 0 0],'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
%xt=[];for i=1:max(size(PS_)); xt(i)=PS_(i); end; set(gca,'XTick',xt)
set(gcf,'Color',[1,1,1])
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',20)

```

## MATLAB DE CÀLCUL DEL FLUX CONCATENAT AMB POLSOS

Aquest programa s'encarrega del càlcul del flux concatenat de les dades extretes del oscil·loscopi:

```
% 17 D'abril de 2015
% Jordi Garcia Amoros & Hector Portero
% assaig d'obtencio de la característica magnetica del LRSM
% mitjançant la mesura del corrent al aplicar un pols de tensió

close all;
clc;
clear;
nombase='Pols_posicio_';
extensio='.csv';

resistencia = 6.047;

for arxiu=1:16
    nom3=num2str(arxiu);
    nom=strcat(nombase,nom3,extensio);
    c1=csvread(nom,3,0);

v=c1(:,2)*12.8355;
i=((c1(:,3)-2.51)/0.625)*10;
t=c1(:,1);

j=1;

for k=2:max(find(v<0))%max(size(t))-1%
    F=0;
    %%apliquem el sumatori de la eq.(1) de 00790868.pdf
    for j=1:k-1
        f(j)=(v(j)-resistencia*((i(j+1)+i(j))/2))*(t(j+1)-t(j));
        F=f(j)+F;
    end
    Flux(arxiu,k)=F;I(arxiu,k)=i(k);

%     Flux(arxiu,k)=trapz(t(1:k),v(1:k)-resistencia*i(1:k));
%     I(k)=max(i(1:k));
end

end

figure
Imax=2.6;
hold on
for k=1:16
    if k==1;plot(I(k,find(I(k,:)<Imax & v'>0)),Flux(k,find(I(k,:)<Imax & v'>0)),'-k','LineWidth',4);end %posicio alineada
plot(I(k,find(I(k,:)<Imax & v'>0)),Flux(k,find(I(k,:)<Imax & v'>0)),'-b')
end
grid on
```

## Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LRSM

```
legend('x=0 Pos. Alineada','Location','SouthEast')%, 'T_{ave,LPTexp} LPT  
exponential adjusted', 'T_{ave,exp} Experimental  
exponential', 'Location', 'NorthWest')  
axis([0 I_max 0 max(max(Flux))])  
%title(tit, 'FontSize', 16, 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')  
xlabel('I (A)', 'FontSize', 23, 'Color', [0 0  
0], 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')  
ylabel('\Psi (V·s)', 'FontSize', 23, 'Color', [0 0 0], 'FontName',  
'Times', 'FontAngle', 'italic')  
%xt=[];for i=1:max(size(PS_)); xt(i)=PS_(i); end; set(gca,'XTick',xt)  
set(gcf, 'Color', [1,1,1])  
set(gca, 'FontName', 'times', 'FontAngle', 'italic', 'FontSize', 20)
```

## MATLAB DE CÀLCUL DEL FLUX CONCATENAT AMB ONA SINUSOÏDAL

Aquest programa ens calcula mitjançant els resultats obtinguts a l'assaig de la característica magnètica amb ona sinusoidal la gràfica de flux concatenat en funció de la intensitat.

```
MAIN
clear;clc
%Assaig característica magnetica 12/nov./2014

exten='.csv'
Rf=6

cd 0mm
nombase='posicio_0_'
punts=8
[I_mes0 flux_mes0]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 0.5mm
nombase='posicio_1_'
punts=7
[I_mes1 flux_mes1]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 1mm
nombase='posicio_2_'
punts=8
[I_mes2 flux_mes2]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 1.5mm
nombase='posicio_3_'
punts=8
[I_mes3 flux_mes3]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 2mm
nombase='posicio_4_'
punts=8
[I_mes4 flux_mes4]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 2.5mm
nombase='posicio_5_'
punts=8
[I_mes5 flux_mes5]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 3mm
nombase='posicio_6_'
punts=8
[I_mes6 flux_mes6]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 3.5mm
nombase='posicio_7_'
punts=8
```

## Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LRSM

```
[I_mes7 flux_mes7]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 4mm
nombase='posicio_8_'
punts=8
[I_mes8 flux_mes8]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 4.5mm
nombase='posicio_9_'
punts=8
[I_mes9 flux_mes9]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 5mm
nombase='posicio_10_'
punts=8
[I_mes10 flux_mes10]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 5.5mm
nombase='posicio_11_'
punts=8
[I_mes11 flux_mes11]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 6mm
nombase='posicio_12_'
punts=8
[I_mes12 flux_mes12]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 6.5mm
nombase='posicio_13_'
punts=8
[I_mes13 flux_mes13]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 7mm
nombase='posicio_14_'
punts=8
[I_mes14 flux_mes14]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 7.5mm
nombase='posicio_15_'
punts=8
[I_mes15 flux_mes15]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

cd ..
cd 8mm
nombase='posicio_16_'
punts=8
[I_mes16 flux_mes16]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts);

figure
hold on
```

## Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LRSM

```
plot(I_mes0,flux_mes0,'-k',I_mes1,flux_mes1,'-*b',I_mes2,flux_mes2,'-
db',I_mes3,flux_mes3,'-sb',I_mes4,flux_mes4,'-.ob',I_mes5,flux_mes5,'-
.*b',I_mes6,flux_mes6,'-.db',I_mes7,flux_mes7,'-sb',I_mes8,flux_mes8,'-
+');
plot(I_mes9,flux_mes9,'-b',I_mes10,flux_mes10,'-*b',I_mes11,flux_mes11,'-
db',I_mes12,flux_mes12,'-sb',I_mes13,flux_mes13,'-
.ob',I_mes14,flux_mes14,'-*b',I_mes15,flux_mes15,'-
.db',I_mes16,flux_mes16,'-sk');

legend('x=0mm','x=0.5mm','x=1mm','x=1.5mm','x=2mm','x=2.5mm','x=3mm','x=3
.5mm','x=4mm','x=4.5mm','x=5mm','x=5.5mm','x=6mm','x=6.5mm','x=7mm','x=7.
5mm','x=8mm')
grid on
axis tight
title('Flux Concatenat vesus corrent','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
xlabel('{I (A)}','FontSize',16,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','FontAngle','italic')
ylabel('\Psi (Vs)','FontSize',16,'Color',[0 0 0],'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',14)
```

### FUNCIÓ 1

```
function [I_mes,flux_mes]=f_i_caracteristica(Rf,nombase,exten,punts)

f_i=[]
for i=1:punts
    nom3=num2str(i)
    nom=strcat(nombase,nom3,exten)
    [f_i(i,1) f_i(i,2)]=punt_f(nom,Rf)
end
I_mes=[0; f_i(:,1)]; flux_mes=[0; f_i(:,2)]
```

### FUNCIÓ 2

```
function [Imax,flux]=punt_f(nom1,Rf)
%clear;clc;

%nom1='posicio_0_1.csv'
c1=csvread(nom1,2,0); %corrent
%Rf=6;

t=c1(:,1);
v=c1(:,2);

i=c1(:,3);
%c2=csvread(nom2,2,0) %tensio

vpic=abs(max(v));
Vef=rms(v,max(size(v)),1);

ipic=abs(max(i));
Ief=rms(i,max(size(i)),1);

%Ief=vel*Ki
Imax=50*ipic;
```

```
%Vef=ve2
```

```
flux=10*(2^0.5/(2*pi*50))*(Vef^2-(Rf*Ief)^2)^0.5
```

FUNCIÓ 3

```
function y = rms(signal, windowlength, overlap)
```

```
%%% DECLARATIONS %%%
```

```
if overlap  
    delta = 1;
```

```
else  
    delta = windowlength;
```

```
end
```

```
index = 0;
```

```
%%% END %%%
```

```
%%% RMS %%%
```

```
signal = signal.^2; % Square the samples
```

```
for i = 1:delta:length(signal)-windowlength+1
```

```
    index = index+1;
```

```
    % Average and take the square root of each window
```

```
    y(index) = sqrt(mean(signal(i:i+windowlength-1)));
```

```
end
```

## MATLAB DE CÀLCUL DE SIMULACIONS DE FORÇA I FLUX CONCATENAT

Aquest programa de MATLAB calcula i genera les gràfiques pertinents de força i flux concatenat. També ens genera altres gràfiques que poden ser útils com reproduccions en 3D de la força i el flux:

```
%Jordi Garcia Amorós I Héctor Portero --- Novembre 2011
clear all; clc;
%           1           2           3           4           5           6           7
8           9           10          11          12          13          14
15          16          17          18
%write(a1,v," " ,pas," " ,Fx," " ,Fy," " ,Lapp1," " ,Lapp2,"
",flux," " ,corrent," " ,I_corrent," " ,Pj, "\n");
load LSRM_p2_I.txt;

PS=4%mm
m=4%fases
Tp=(m-1)*PS;
TS=m*PS;
S=m*PS/2;
lp=30e-3;cp=6e-3;bp=Tp-cp;

inc_x=0.25;Inc_I=0.25
N1=180;
kv=0.25*pi*0.55e-3*0.55e-3*N1/(0.5*cp*lp);

x=(0:inc_x:S);
punts_x=S/inc_x+1;
punts_i=19;

for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; Fx(i,j)=LSRM_p2_I(i+punts_x*(j-1),3);
end;end

for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; Fy(i,j)=LSRM_p2_I(i+punts_x*(j-1),4);
end;end

for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; Flux(i,j)=LSRM_p2_I(i+punts_x*(j-1),7);
end;end
%Flux1=[zeros(punts_x,1) Flux]

for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; Lap(i,j)=LSRM_p2_I(i+punts_x*(j-1),5);
end;end
for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; I_corrent(i,j)=LSRM_p2_I(i+punts_x*(j-
1),9); end;end
I=I_corrent(1,:)
%-----
--
%interpolació del Flux 2D FEM en la direcció x i I amb 100punts en x i
110
%en I amb polinomi de grau 9
[x_lin2,flux_int_x]=interpola1D(x',Flux,100,9);
[I_lin2,flux_int_xI]=interpola1D(I',flux_int_x,110,9);
[x_lin2,Lap_int_x]=interpola1D(x',Lap,100,9);
[I_lin2,Lap_int_xI]=interpola1D(I',Lap_int_x,110,9);
```

## Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LRSM

```
[Flux3D_int, Lap3Dint]=Ke (flux_int_xI, Lap_int_xI, kv, N1)

Flux3D=[]; Lap3D=[];
[Flux3D, Lap3D]=Ke (Flux, Lap, kv, N1)

Flux3D=zeros (punts_x, 1) Flux3D]
Fx3D=[]

for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; Fx3D(i, j)=0; end; end %Flux concatenat
for i=1:32; waux1=0; waux2=0; w1=0; w2=0;
    for j=1:punts_i-
1; waux1=0.5*(Flux3D(i, j+1)+Flux3D(i, j)); waux2=0.5*(Flux3D(i+1, j+1)+Flux3D
(i+1, j));
        w1=w1+waux1; w2=w2+waux2;
        Fx3D(i, j+1)=Inc_I*(w2-w1)/0.25e-3; end; % es multiplica per 4 que
es el nombre d'entreferrros que te la maquina
end

Wcfem_c=[]; wcaux=0
for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; Wcfem_c(i, j)=0; end; end
for i=1:punts_x; wcaux=0; wc=0; for j=1:punts_i;
wcaux=0.5*(Flux3D(i, j+1)+Flux3D(i, j)); wc=wc+wcaux;
Wcfem_c(i, j+1)=wc; end; end
Wfem_c=[]; for j=1:punts_i; for i=1:punts_x; Wfem_c(i, j)=0; end; end
for i=1:punts_x; for j=1:punts_i; Wfem_c(i, j)=I(j)*Flux3D(i, j+1)-
Wcfem_c(i, j+1); end; end

grau=6
for i=1:punts_i; pfx=polyfit(x, Fx3D(:, i)', grau); fxpoly=polyval(pfx, x);
for j=1:punts_x Fx3D(i, j)=fxpoly(j); end; end
FX3D=FX3D'

%-----
--
figure %1 Fx FEMM
surf(I, x, Fx)
xlabel('I (A)', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0
0], 'FontName', 'Times', 'Fontangle', 'italic')
ylabel('x (mm)', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0
0], 'FontName', 'Times', 'Fontangle', 'italic')
zlabel('F_{X} (N)', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0
0], 'FontName', 'Times', 'Fontangle', 'italic')
%colorbar
axis tight
camproj perspective
view(-30, 20)
shading interp
lightangle(45, 30)
set(findobj(gca, 'type', 'surface'), 'FaceLighting', 'phong', 'AmbientStrength',
', .3, 'DiffuseStrength', .8, 'SpecularStrength', .9, 'SpecularExponent', 5, 'Bac
kFaceLighting', 'unlit')
light('Position', [-3 -1 3]);
material shiny

figure %2 Fx FEMM versus densitat de corrent
plot(I, Fx(1, :), '-*k', I, Fx(5, :), '-ok', I, Fx(9, :), '-dk', I, Fx(13, :), '-
sk', I, Fx(17, :), '-+k', I, Fx(21, :), '-.*k', I, Fx(25, :), '-.ok', I, Fx(29, :), '-
.dk', I, Fx(punts_x, :), '-.sk');
legend('x=0mm', 'x=1mm', 'x=2mm', 'x=3mm', 'x=4mm', 'x=5mm', 'x=6mm', 'x=7mm', 'x
=8mm')
```

```

grid on
axis tight
title('Força vesus corrent','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
xlabel('{I (A)}','FontSize',16,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','FontAngle','italic')
ylabel('F_X (N)','FontSize',16,'Color',[0 0 0],'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',14)

figure %3 Fx FEMM versus posicio
plot(x,Fx(:,2),'-*k',x,Fx(:,4),'-ok',x,Fx(:,6),'-dk',x,Fx(:,8),'-
sk',x,Fx(:,10),'-+k',x,Fx(:,12),'-.*k',x,Fx(:,14),'-.ok',x,Fx(:,16),'-
.dk',x,Fx(:,18),'-.sk');
legend('I=0.5A','I=1A','I=1.5A','I=2A','I=2.5A','I=3A','I=3.5A','I=4A','I
=4.5A')
grid on
axis tight
title('Força vesus posicio','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
xlabel('{x (mm)}','FontSize',16,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','FontAngle','italic')
ylabel('F_X (N)','FontSize',16,'Color',[0 0 0],'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',14)
%-----
--

figure %1 flux concatenat FEMM
surf(I,x,Flux)
xlabel('I (A)','FontSize',12,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','Fontangle','italic')
ylabel('x (mm)','FontSize',12,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','Fontangle','italic')
zlabel('\Psi (V·s)','FontSize',12,'Color',[0 0
0],'FontName','Times','Fontangle','italic')
%colorbar
axis tight
camproj perspective
view(-30,20)
shading interp
lightangle(45,30)
set(findobj(gca,'type','surface'),'FaceLighting','phong','AmbientStrength
',.3,'DiffuseStrength',.8,'SpecularStrength',.9,'SpecularExponent',5,'Bac
kFaceLighting','unlit')
light('Position',[-3 -1 3]);
material shiny
title('Flux Concatenat','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')

figure %2 flux concatenat FEMM versus densitat de corrent
Flux1=zeros(punts_x,1) Flux1;I1=[0 I]
plot(I1,Flux1(1,:),'-*k',I1,Flux1(5,:),'-ok',I1,Flux1(9,:),'-
dk',I1,Flux1(13,:),'-sk',I1,Flux1(17,:),'-+k',I1,Flux1(21,:),'-
.*k',I1,Flux1(25,:),'-.*k',I1,Flux1(29,:),'-.*k',I1,Flux1(punts_x,:),'-
.sk');
legend('x=0mm','x=1mm','x=2mm','x=3mm','x=4mm','x=5mm','x=6mm','x=7mm','x
=8mm')
grid on
axis tight

```

```

title('Flux Concatenat vesus corrent','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
xlabel('{I (A)}','FontSize',16, 'Color',[0 0
0],'FontName','Times','FontAngle','italic')
ylabel('\Psi (V·s)','FontSize',16, 'Color',[0 0 0],'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',14)

figure %3 flux concatenat FEMM versus posicio
plot(x,Flux(:,2),'-*k',x,Flux(:,4),'-ok',x,Flux(:,6),'-dk',x,Flux(:,8),'-
sk',x,Flux(:,10),'+k',x,Flux(:,12),'-.*k',x,Flux(:,14),'-
.ok',x,Flux(:,16),'-.dk',x,Flux(:,18),'-.sk');
legend('I=0.5A','I=1A','I=1.5A','I=2A','I=2.5A','I=3A','I=3.5A','I=4A','I
=4.5A')
grid on
axis tight
title('Flux Concatenat vesus posicio','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
xlabel('{x (mm)}','FontSize',16, 'Color',[0 0
0],'FontName','Times','FontAngle','italic')
ylabel('\Psi (V·s)','FontSize',16, 'Color',[0 0 0],'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',14)

%-----
--

figure %4 Inductancia aparent FEMM
surf(I,x,Lap)
xlabel('I (A)','FontSize',12, 'Color',[0 0
0],'FontName','Times','Fontangle','italic')
ylabel('x (mm)','FontSize',12, 'Color',[0 0
0],'FontName','Times','Fontangle','italic')
zlabel('L (H)','FontSize',12, 'Color',[0 0
0],'FontName','Times','Fontangle','italic')
%colorbar
axis tight
camproj perspective
view(-30,20)
shading interp
lightangle(45,30)
set(findobj(gca,'type','surface'),'FaceLighting','phong','AmbientStrength',
'.3','DiffuseStrength',.8,'SpecularStrength',.9,'SpecularExponent',5,'Bac
kFaceLighting','unlit')
light('Position',[-3 -1 3]);
material shiny
title('Inductancia aparent','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')
set(gca,'FontName','times','FontAngle','italic','FontSize',14)

figure %2 Corbes inductancia aparent en 2D versus corrent
plot(I,Lap(1,:), '-*k',I,Lap(5,),'-ok',I,Lap(9,),'-dk',I,Lap(13,),'-
sk',I,Lap(17,),'+k',I,Lap(21,),'-.*k',I,Lap(25,),'-
.ok',I,Lap(29,),'-.dk',I,Lap(punts_x,),'-.sk');
legend('x=0mm','x=1mm','x=2mm','x=3mm','x=4mm','x=5mm','x=6mm','x=7mm','x
=8mm')
grid on
axis tight
title('Inductancia vesus corrent','FontSize',16,'FontName',
'Times','FontAngle','italic')

```

## Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LRSM

```
xlabel('{I (A)}', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0  
0], 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')  
ylabel('L (H)', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0 0], 'FontName',  
'Times', 'FontAngle', 'italic')  
set(gca, 'FontName', 'times', 'FontAngle', 'italic', 'FontSize', 14)  
  
figure %3 Corbes inductancia aparent en 2D versus posicio  
plot(x, Lap(:, 2), '-*k', x, Lap(:, 4), '-ok', x, Lap(:, 6), '-dk', x, Lap(:, 8), '-  
sk', x, Lap(:, 10), '-+k', x, Lap(:, 12), '-.*k', x, Lap(:, 14), '-  
.ok', x, Lap(:, 16), '-.dk', x, Lap(:, 18), '-.sk');  
legend('I=0.5A', 'I=1A', 'I=1.5A', 'I=2A', 'I=2.5A', 'I=3A', 'I=3.5A', 'I=4A', 'I  
=4.5A')  
grid on  
axis tight  
title('Inductancia vesus posicio', 'FontSize', 16, 'FontName',  
'Times', 'FontAngle', 'italic')  
xlabel('{x (mm)}', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0  
0], 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')  
ylabel('L (H)', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0 0], 'FontName',  
'Times', 'FontAngle', 'italic')  
set(gca, 'FontName', 'times', 'FontAngle', 'italic', 'FontSize', 14)  
  
figure %5 FX interpolada en 2D versus posicio J=15A/mm2  
plot(x, FX3D(:, 16), '-.sr', x, Fx(:, 16), '-ok');  
legend('F_{x3D}, I=4A??', 'F_{x}, I=4A')  
grid on  
axis tight  
%axis([0, 8, 0, 50])  
%title('Força vesus posicio', 'FontSize', 16, 'FontName',  
'Times', 'FontAngle', 'italic')  
xlabel('{x (mm)}', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0  
0], 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')  
ylabel('F_X (N)', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0 0], 'FontName',  
'Times', 'FontAngle', 'italic')  
set(gca, 'FontName', 'times', 'FontAngle', 'italic', 'FontSize', 14)  
  
formes=['o'; 'x'; 's'; 'd'; '+'; '*'; '<'; '>'; 'h'; '?'; '.'; 'p'; '/'];  
colors=['b'; 'g'; 'r'; 'k'; 'c'; 'm'; 'y'; 'w'];  
linies=['-'; ':'; '-.'; '--'];  
  
figure %5  
hold on ; z=1; k=1;  
%tagl=strcat('I=', num2str(I(3)), 'A')  
for i=4:2:punts_i-1;  
if z<7; tag=strcat(linies(k), colors(3), formes(z)); else  
k=k+1; z=1;  
end  
  
plot(x, FX3D(:, i), tag, 'LineWidth', 1);  
z=z+1;  
end;  
  
legend(strcat('I= ', num2str(I(4)), ' A '), strcat('I=  
, num2str(I(6)), ' A '), strcat('I= ', num2str(I(8)), ' A '), ...  
strcat('I= ', num2str(I(10)), ' A '), strcat('I= ', num2str(I(12)), ' A  
'), strcat('I= ', num2str(I(14)), ' A '), ...
```

```

    strcat('I= ', num2str(I(16)), ' A '), strcat('I= ', num2str(I(18)), ' A
    ');
    grid on
    axis tight
    %tit=strcat('J=', strcat(num2str(J(i_J))), 'A/mm^2,')');
    title('F_{x,3D}- N', 'FontSize', 16, 'FontName',
    'Times', 'FontAngle', 'italic')
    xlabel('{x (mm)}', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0
    0], 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')
    ylabel('F_{X,3D} (N)', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0 0], 'FontName',
    'Times', 'FontAngle', 'italic')
    set(gca, 'FontName', 'times', 'FontAngle', 'italic', 'FontSize', 14)

figure % comparació fluxos
hold on ;z=1;k=1;

for i=1:2:punts_x;
    if z<7; tag=strcat(linies(k), colors(4), formes(z));else
        k=k+1;z=1;
    end

    plot(I1, Flux1(i, :), tag, 'LineWidth', 1);
    z=z+1;
end;
hold on ;z=1;k=1;

for i=1:2:punts_x;
    if z<7; tag=strcat(linies(k), colors(3), formes(z));else
        k=k+1;z=1;
    end

    plot(I1, Flux3D(i, :), tag, 'LineWidth', 1);
    z=z+1;
end;
legend(strcat('x= ', num2str(x(1)), ' A '), strcat('x=
', num2str(x(3)), ' A '), strcat('x= ', num2str(x(5)), ' A '), strcat('x=
', num2str(x(7)), ' A '), ...
    strcat('x= ', num2str(x(9)), ' A '), strcat('x= ', num2str(x(11)), ' A
    '), strcat('x= ', num2str(x(13)), ' A '), ...
    strcat('x= ', num2str(x(15)), ' A '), strcat('x= ', num2str(x(17)), ' A
    '), strcat('x= ', num2str(x(19)), ' A '), ...
    strcat('x= ', num2str(x(21)), ' A '), strcat('x= ', num2str(x(23)), ' A
    '), strcat('x= ', num2str(x(25)), ' A '), ...
    strcat('x= ', num2str(x(27)), ' A '), strcat('x= ', num2str(x(29)), ' A
    '), strcat('x= ', num2str(x(31)), ' A '), strcat('x= ', num2str(x(33)), ' A
    '));
    grid on
    axis tight
    %tit=strcat('J=', strcat(num2str(J(i_J))), 'A/mm^2,')');
    title('comparacio Fluxos - V·s', 'FontSize', 16, 'FontName',
    'Times', 'FontAngle', 'italic')
    xlabel('{I (A)}', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0
    0], 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')
    ylabel('\Psi_{2D} - \Psi_{3D} - V·s', 'FontSize', 16, 'Color', [0 0
    0], 'FontName', 'Times', 'FontAngle', 'italic')
    set(gca, 'FontName', 'times', 'FontAngle', 'italic', 'FontSize', 14)

function [x_lin,W_int]=interpolalD(x,W,punts_x,grau);

```

## Disseny d'una plataforma d'assaig d'un motor LRSM

```
%Jordi Garcia Amorós i Héctor Portero
%12 de desembre de 2012
% interpola en una direccio per tot el rang de la variable
% punts_x=100;punts_y=110;grau=5;
%
% i_m=1;i_J=1;

[x_lin,W_int]=ffinterpolal(x(1),x(max(size(x))),punts_x,grau,x,W(:,1));
for i=2:size(W,2);
[x_lin,W_int2]=ffinterpolal(x(1),x(max(size(x))),punts_x,grau,x,W(:,i));
W_int=[W_int W_int2]
end
W_int=W_int'

function [Ffem_c,Lfem_c]=Ke(Ffem,Lfem,kv,N1)
bp=6e-3;cp=6e-3; bs=7e-3;cs=9e-3;g=0.5e-3;lsp=7e-3;
wr=0.3e-3; dc=2.1e-3;Lw=30e-3;k=2;M=1;uo=4*pi*1e-7;
lp=30e-3;hy=8e-3
Ts=bs+cs;S=(Ts/2)*1e3

Imax=4.75 %densitat de corrent maxima
x=(0:0.25:8);

% inductancia dels caps de bobina-----
-----
%Lcb=uo*k*M*N1^2*(bp+2*wr+dc)*(log(2*Lw/dc)+1/4) %proposta meva antiga
aa=(bp+2*wr+dc)/2
%Lcb=2*uo*k*M*N1^2*aa*(log(2*aa/dc)+1/4) % proposta meva modificada
capitol2_17.doc
Lcb=uo*M*k*N1^2*(bp+cp/2)*log((pi^0.5*(bp+0.5*cp))/(exp(-
0.25)*(2*cp*lp*kv)^0.5)) % abril 2010 eq(2.76) Tesis

lfemcb=ones(1,19)*Lcb

lfem=[]; ffem=[];
lfem=Lfem; ffem=Ffem;% lfemcb=LFEMcb
Kee=[]; parametre=0.25
%-----
-----
%Kf=1+(g+0.5*lsp*(1+cos(x*(pi/S))))/Lw
Kf=1+(g+parametre*lsp*(1+cos(x*(pi/S))))/Lw %eq.(2.106) Tesis
(parametre=0.5). Aquí s'està amb parametre
%for i=1:33; Ks(i)=1/Kf(i); end
%-----
-----

% correccio de MILLER [MIL02]
for j=1:19; for i=1:33; Kee(i,j)=lfemcb(j)/lfem(i,j); end; end
for j=1:19; for i=1:33; Kee(i,j)=1+Kee(i,j); end; end;
for j=1:19; for i=1:33; Kee(i,j)=Kee(i,j)*Kf(i); end; end;

for j=1:19; for i=1:33; Lfem_c(i,j)=lfem(i,j)*Kee(i,j); end; end
for j=1:19; for i=1:33; Ffem_c(i,j)=ffem(i,j)*Kee(i,j); end; end
end
```

## **SKETCH ARDUINO POSTA EN MARXA AMB SEQÜENCIES**

Aquest programa generat amb Arduino, té la funcionalitat de generar un tren de polsos a cada fase per tal de desplaçar l'eix mòbil del motor de la seva posició inicial fins a la màxima obertura quan es polsa un pulsador. Quan es torna a polsar torna al seu estat inicial. Aquest programa només funciona sense càrrega.

```
int retard = 50;
int posicio = 0;
const int faseA = 13;
const int faseB = 12;
const int faseC= 11;
const int faseD = 10;
const int pulsador = 8;
int val = 0;
int i = 0;

void setup() {
  pinMode(faseA, OUTPUT);
  pinMode(faseB, OUTPUT);
  pinMode(faseC, OUTPUT);
  pinMode(faseD, OUTPUT);
  pinMode(pulsador, INPUT);
  digitalWrite(faseD, HIGH);
}

void loop() {
  val=digitalRead(pulsador);

  if (val==HIGH && posicio==0){
    obre();
    posicio = 1;
    val = 0;
    digitalWrite(faseA, HIGH);}

  if (val==HIGH && posicio==1){
    tanca();
    posicio = 0;
    val = 0;
    digitalWrite(faseD, HIGH);}

}

void obre(){
  for (i=0;i<=5;i++){
    digitalWrite(faseD, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseD, LOW);
    digitalWrite(faseC, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseC, LOW);
    digitalWrite(faseB, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseB, LOW);
    digitalWrite(faseA, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseA, LOW);}
}
```

```
void tanca(){
  for (i=0;i<=5;i++){
    digitalWrite(faseA, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseA, LOW);
    digitalWrite(faseB, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseB, LOW);
    digitalWrite(faseC, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseC, LOW);
    digitalWrite(faseD, HIGH);
    delay(retard);
    digitalWrite(faseD, LOW);}
}
```