

Marc Alsina Gavarró

**DISSENY I IMPLEMENTACIÓ D'UN RESISTOR LLIURE DE PÈRDUES AMB
AÏLLAMENT GALVÀNIC**

TREBALL DE FI DE GRAU

dirigit per Àngel Cid Pastor

Grau d'Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2021

ÍNDEX GENERAL

1. MEMÒRIA	6
1.1. INTRODUCCIÓ	8
1.2. JUSTIFICACIÓ DEL TREBALL	9
1.3. OBJECTIUS	9
1.4. METODOLOGIA EMPRADA	9
1.5. EL RESISTOR LLIURE DE PÈRDUES	10
1.5.1. Definició	10
1.6. CONVERTIDORS DC-DC	12
1.6.1. Emmagatzematge	12
1.6.2. Tipologies	13
1.7. CONVERTIDOR PUSH-PULL CURRENT FED	14
1.7.1. Funcionament	14
1.7.2. Equacions d'estat	17
1.8. CONTROL <i>SLIDING</i>	26
1.8.1. Superfície de lliscament	27
1.8.2. Disseny del control	29
1.9. ANÀLISI D'ESTABILITAT DEL CONTROL EN MODE LLISCANT	37
1.9.1. Control Equivalent	37
1.9.2. Punt d'equilibri	38
1.9.3. Estabilitat	39
1.10. SIMULACIONS	41
1.10.1. Resposta temporal del sistema	41
1.10.2. Variació de la tensió d'entrada	43
1.10.3. Variació de càrrega	45
1.11. PROTOTIP EXPERIMENTAL	47
1.11.1. Esquema del circuit	47
1.11.2. Etapa de control	49
1.11.3. Disseny PCB	50
1.11.4. Disseny de l'inductor	53
1.11.5. Disseny del Transformador	55
1.12. ANÀLISI EXPERIMENTAL	60
1.13. CONCLUSIONS	66
1.14. REFERÈNCIES	67
2. ANNEX 1	68
2.1. CONTROL AMB PWM	69
2.1.1. Càlcul de l'inductor	70
2.1.2. Càlcul de K i τ del controlador PI	71
2.1.3. Verificació	72
3. ANNEX 3	74
3.1. COMANDA DE COMPONENTS	75

ÍNDIX DE FIGURES

Figura 1. Resistència emulada del LFR.....	10
Figura 2. Esquema equivalent d'un LFR.	11
Figura 3. Convertidor reductor <i>Buck</i>	12
Figura 4. Convertidor elevador <i>Boost</i>	13
Figura 5. Convertidor reductor-elevador <i>Buck-Boost</i>	13
Figura 6. Convertidor <i>Push-Pull Current Fed</i>	14
Figura 7. Gràfic de les variables d'estat durant 1 període.	15
Figura 8. Esquema d'un transformador.....	16
Figura 9. Circuit interval 1.	17
Figura 10. Circuit arreglat interval 1.	18
Figura 11. Circuit interval 2.	19
Figura 12. Circuit arreglat interval 2.	19
Figura 13. Circuit interval 3.	20
Figura 14. Circuit arreglat interval 3.	20
Figura 15. Circuit interval 4.	21
Figura 16. Circuit arreglat interval 4.	22
Figura 17. Exemple de superfície de lliscament.....	26
Figura 18. Esquema de la superfície de lliscament.	27
Figura 19. Gràfic de la superfície de lliscament i l'ona de corrent de l'inductor.	28
Figura 20. Esquema per obtenir la senyal B.....	29
Figura 21. Senyal B i corrent de l'inductor.....	29
Figura 22. Senyal B i senyal de SET.....	30
Figura 23. Diagrama d'estats senyal A.	30
Figura 24. Esquema senyal A.....	32
Figura 25. Senyal SET i senyal A.	32
Figura 26. Esquema d'exemple.....	33
Figura 27. Diagrama d'estats de Q1 i Q2.....	33
Figura 28. Circuit resultant del diagrama d'estats 2.	36
Figura 29. Senyals A, B, Q1 i Q2.....	36
Figura 30. Resposta temporal del convertidor (Senyals V_i , V_o i I_l).	41
Figura 31. Tensió de sortida i corrent de l'inductor en règim permanent.....	42
Figura 32. Senyal V_o amb variacions a la tensió d'entrada.	43
Figura 33. Senyals I_l amb variacions a la tensió d'entrada.....	43
Figura 34. Ampliació del corrent de l'inductor per variacions de V_i	44
Figura 35. Senyals V_o i I_l amb variacions de càrrega.	45
Figura 36. Tensió i corrent de sortida amb variacions de càrrega.....	46
Figura 37. Potència de sortida.	46
Figura 38. Etapa de potència del prototip experimental.....	47
Figura 39. Amplificador inversor de guany 10 per al sensat de corrent.....	48
Figura 40. <i>Driver</i> de commutació dels transistors.....	48
Figura 41. Esquema d'un biestable RS mitjançant portes NOR.	49
Figura 42. Esquema de l'etapa de control.....	49
Figura 43. Cara <i>TOP</i> de la placa PCB.....	50
Figura 44. Cara <i>BOTTOM</i> de la placa PCB.	51
Figura 45. Prototip experimental d'un convertidor Push-Pull.....	52

Figura 46. Exemple d'una bobina toroidal.....	53
Figura 47. Valors RMS en conjunt del transformador.	56
Figura 48. Característiques del material del nucli (1).	57
Figura 49. Característiques del material del nucli (2).	58
Figura 50. Esquema de commutació en llaç obert.....	60
Figura 51. Entrades del comparador.....	61
Figura 52. Entrades i sortida d'un comparador (1).	61
Figura 53. Entrades i sortides d'un comparador (2).....	62
Figura 54. Sortides del comparador.....	62
Figura 55. Tensió de sortida experimental.	63
Figura 56. Tensió i corrent d'entrada.	64
Figura 57. Corrent de l'inductor experimental.....	64
Figura 58. <i>Push-Pull Current Fed</i> amb control PWM.....	69
Figura 59. Tensió de sortida i corrent de l'inductor pel control PWM.	72
Figura 60. Règim estacionari de la tensió de sortida i del corrent de l'inductor.	72
Figura 61. Commutació dels MOSFETS al control PWM.....	73

1. MEMÒRIA

ÍNDEX MEMÒRIA

1. MEMÒRIA.....	6
1.1. INTRODUCCIÓ	8
1.2. JUSTIFICACIÓ DEL TREBALL	9
1.3. OBJECTIUS.....	9
1.4. METODOLOGIA EMPRADA.....	9
1.5. EL RESISTOR LLIURE DE PÈRDUES	10
1.5.1. Definició.....	10
1.6. CONVERTIDORS DC-DC	12
1.6.1. Emmagatzematge.....	12
1.6.2. Tipologies.....	13
1.7. CONVERTIDOR PUSH-PULL CURRENT FED.....	14
1.7.1. Funcionament.....	14
1.7.2. Equacions d'estat.....	17
1.8. CONTROL <i>SLIDING</i>	26
1.8.1. Superfície de lliscament.....	27
1.8.2. Disseny del control	29
1.9. ANÀLISI D'ESTABILITAT	37
1.9.1. Control Equivalent	37
1.9.2. Punt d'equilibri	38
1.9.3. Estabilitat.....	39
1.10. SIMULACIONS.....	41
1.10.1. Resposta temporal del sistema.....	41
1.10.2. Variació de la tensió d'entrada	43
1.10.3. Variació de càrrega	45
1.11. PROTOTIP EXPERIMENTAL	47
1.11.1. Esquema del circuit.....	47
1.11.2. Etapa de control.....	49
1.11.3. Disseny PCB.....	50
1.11.4. Disseny de l'inductor	53
1.11.5. Disseny del Transformador	55
1.12. ANÀLISI EXPERIMENTAL.....	60
1.13. CONCLUSIONS	66
1.14. REFERÈNCIES	67

1.1. INTRODUCCIÓ

Cada vegada són més els dispositius i sistemes que són accionats per energia elèctrica en una o diverses de les seves etapes. En general, aquests accionaments consisteixen en transformar l'energia elèctrica en un altre tipus d'energia, o en energia elèctrica de diferents característiques. Com per exemple en el cas de convertidors o rectificadors, es pot passar de tenir corrent altern a corrent continu, o bé de continu a continu en diferents nivells de tensió.

Durant molt de temps, les aplicacions de l'electrònica han estat limitades a les tècniques d'alta freqüència. Durant l'evolució de l'electrònica industrial, les possibilitats es trobaven limitades per la falta de fiabilitat dels elements electrònics disponibles en aquells moments.

No obstant això, gràcies al descobriment dels dispositius semiconductors a la dècada dels anys 60, l'electrònica industrial va fer grans progressos. Aquests descobriments permetien la realització de processos cada vegada més complexos, sobretot en l'àmbit de l'automatització de processos industrials.

Alguns avantatges de les conversions d'energia elèctrica mitjançant convertidors electrònics enlloc de procediments electromecànics són:

- Més flexibilitat en el control.
- Major estabilitat i rapidesa de resposta.
- Menys manteniment, ja que no es disposa de components mecànics.
- Major vida útil i fiabilitat.

Tot i aquests avantatges, també es trobarien inconvenients. Per exemple la robustesa elèctrica en seria un, ja que la capacitat per suportar sobretensions o grans corrents és menor. A més, algunes aplicacions suposarien un cos molt elevat.

1.2. JUSTIFICACIÓ DEL TREBALL

El present treball d'investigació pretén estudiar el comportament del convertidor DC-DC Push-Pull configurat com a *Current Fed*.

Més enllà d'un anàlisi teòric en el que se'n assegura l'estabilitat, el present projecte pretén verificar el comportament simulat teòricament mitjançant un prototip experimental.

1.3. OBJECTIUS

Els objectius del present projecte de recerca són:

- Disseny i implementació d'un resistor lliure de pèrdues.
- Disseny d'una etapa de control a freqüència variable.
- Simulació i demostració del bon funcionament del disseny proposat.
- Verificació experimental del resistor lliure de pèrdues.

1.4. METODOLOGIA EMPRADA

En aquest apartat es detallarà la metodologia utilitzada en la recerca del projecte, els procediments que s'han dut a terme i la finalitat dels mètodes emprats.

En primer lloc s'ha analitzat i definit el concepte de resistor lliure de pèrdues, per aclarir el comportament que haurà de tenir el prototip proposat.

S'ha analitzat el funcionament del convertidor Push-Pull, tant en la seva versió *Voltage Fed* com el *Current Fed*.

S'ha analitzat i investigat la tècnica de control en mode lliscant per imposar un comportament LFR (*Loss Free Resistor*). Tenint en compte el funcionament del convertidor, s'ha establert una estratègia de control basada en diagrames d'estat i portes lògiques.

Finalment s'ha dissenyat una placa de circuit imprès amb el circuit de potència per poder verificar-ne el funcionament al laboratori.

1.5. EL RESISTOR LLIURE DE PÈRDUES

1.5.1. Definició

El resistor lliure de pèrdues o LFR (*Loss Free Resistor*) és un biport que pertany a la classe de circuits que es denominen POPI, que significa que la potència continua de sortida és igual a la d'entrada. Constitueixen els elements canònics de la síntesi de nombroses funcions de processat d'energia d'alta freqüència.

Els LFR, en certs convertidors, presenten una impedància d'entrada de tipus resistiu en règim estacionari, quan el mode de conducció és discontinua. En aquests casos, es poden utilitzar com a correctors del factor de potència.

Al parlar de resistor lliure de pèrdues també es sol parlar de rectificador ideal. És molt comú utilitzar-lo de rectificador acompanyat d'un convertidor DC-DC. Se l'anomena ideal gràcies a les propietats que presenta, com per exemple:

- Factor de potència unitari.
- L'ona de corrent presenta la mateixa forma d'ona que la de tensió.

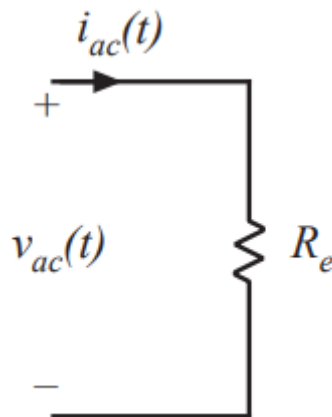


Figura 1. Resistència emulada del LFR.

La resistència R_e és una resistència emulada.

El rectificador ideal no té pèrdues i no emmagatzema energia interna. A més, la potència d'entrada en un instant és igual a la potència instantània de sortida, el qual compleix la característica POPI prèviament esmentada.

Com que la potència instantània és independent de la càrrega col·locada, el port de sortida es comporta com una font de potència constant.

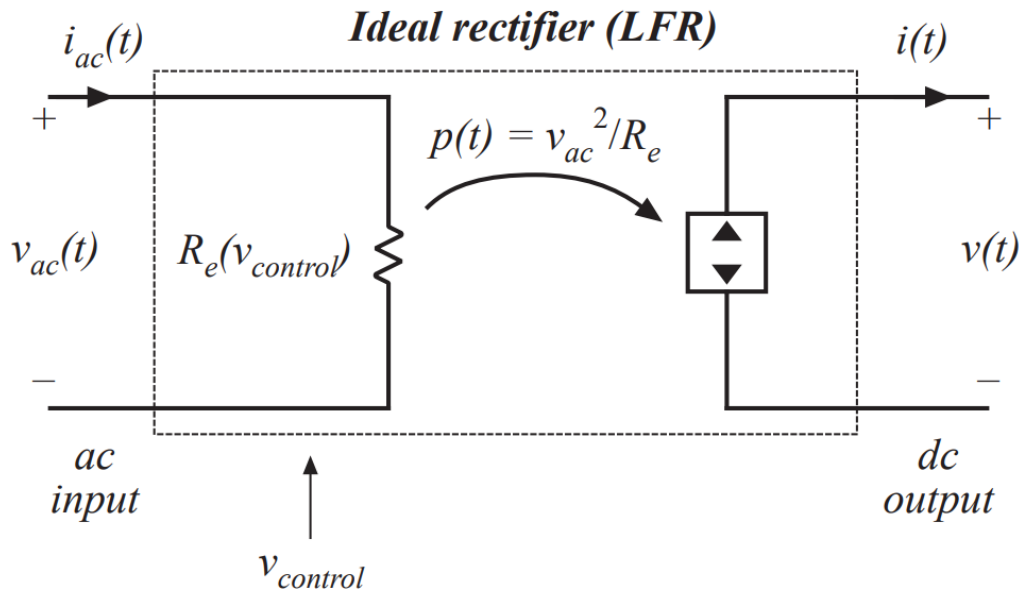


Figura 2. Esquema equivalent d'un LFR.

Per tant, és fàcil operar i realitzar dissenys si es representa el LFR mitjançant el model anterior.

Al tractar-se d'un sistema POPI, si es provoquen variacions a la tensió d'entrada, la tensió de sortida se'n veurà afectada, i el corrent de l'inductor també.

No obstant això, si es provoquen variacions a la càrrega, només variarà la tensió de sortida, ja que haurà de mantenir la potència constant envers una variació a la càrrega.

1.6. CONVERTIDORS DC-DC

Un convertidor DC-DC és un dispositiu electrònic que transforma corrent continu d'una tensió determinada a una altra. Acostumen a ser reguladors de commutació, que proporcionen una tensió regulada a la seva sortida, normalment amb limitació de corrent. La tendència es troba en utilitzar freqüències de commutació cada vegada més elevades, tot i els problemes que poden ocasionar les altes freqüències, permeten reduir la capacitat dels condensadors.

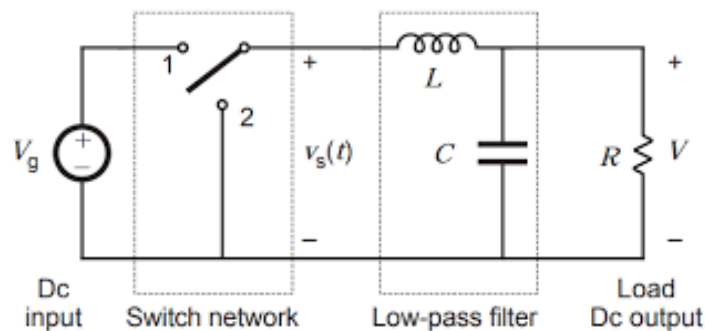


Figura 3. Convertidor reductor Buck.

1.6.1. Emmagatzematge

Els convertidors DC-DC commutats realitzen la conversió emmagatzemant l'energia d'entrada temporalment i lliurant-la a la sortida a una tensió diferent, ja sigui d'un valor superior o inferior.

L'emmagatzematge pot ser de camp magnètic si s'utilitzen inductors, o bé de camp elèctric si s'utilitzen condensadors. El més freqüent és l'emmagatzematge mitjançant inductors, que de fet és el que s'aplicarà en aquest projecte.

L'energia s'emmagatzema i s'allibera de manera periòdica des del camp magnètic d'un inductor. Per tal de controlar la quantitat d'energia transferida a la càrrega caldrà ajustar el cicle de treball del voltatge de càrrega i descàrrega.

Per tal d'efectuar la commutació s'utilitzen dispositius semiconductors, en aquest cas transistors MOSFET.

La majoria d'aquest tipus de convertidors són unidireccionals, és a dir, que la transferència d'energia flueix en una única direcció. No obstant això, els convertidors poden fer-se bidireccionals si es substitueixen els díodes de sortida per transistors controlats.

És molt útil disposar de convertidors bidireccionals, per exemple en el frenat regeneratiu dels vehicles.

1.6.2. Tipologies

Els convertidors commutats es poden classificar en 3 grans grups, segons la relació entre la tensió d'entrada i la de sortida.

1. Reductors. La tensió de sortida és menor que la d'entrada. Exemple: *Buck* (Figura 3).
2. Elevadors. La tensió de sortida és major que la d'entrada. Exemple: *Boost* (Figura 4).

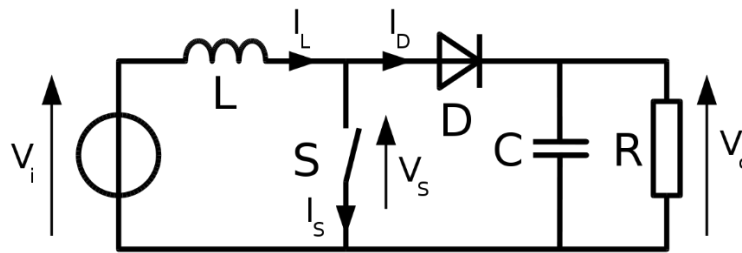


Figura 4. Convertidor elevador *Boost*.

3. Reductors-Elevadors. La tensió de sortida pot ser major o menor, segons es desitgi. Exemple: *Buck-Boost*, *Ćuk* (Figura 5).

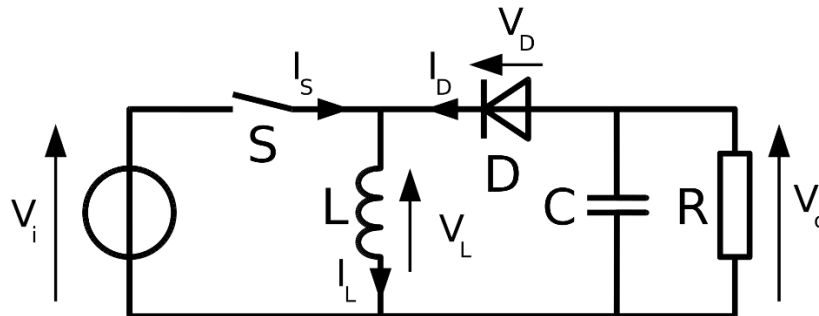


Figura 5. Convertidor reductor-elevador *Buck-Boost*.

També existeixen convertidors amb aïllament elèctric entre l'entrada i la sortida, es sol aconseguir utilitzant transformadors. Exemple: *Push-Pull*, *Flyback*.

1.7. CONVERTIDOR PUSH-PULL CURRENT FED

El convertidor *Push-Pull* és un tipus de convertidor DC-DC. Es tracta d'un convertidor amb aïllament, ja que disposa d'un transformador que separa l'entrada de la sortida. Es tracta d'un convertidor unidireccional, ja que disposa de díodes a la sortida que impediran que el corrent flueixi en direcció contrària.

Disposa de 2 transistors Q1 i Q2 que poden estar en ON o OFF respectivament, de manera que existiran 4 intervals de temps diferents.

En aquest cas particular, el convertidor *Push-Pull Current Fed*, disposa d'un inductor a l'entrada, el qual fa que es tracti d'un convertidor elevador (considerant negligible la relació de transformació, és a dir, $n = 1$). A diferència del *Voltage Fed*, que es tracta d'un convertidor reductor.

Ambdós convertidors mantenen una similitud amb els clàssics convertidors DC-DC *Boost* (elevador) i *Buck* (reductor). L'única diferència rau en la relació de transformació, que apareix en les relacions de tensió.

1.7.1. Funcionament

El circuit és el definit a la *Figura 6*.

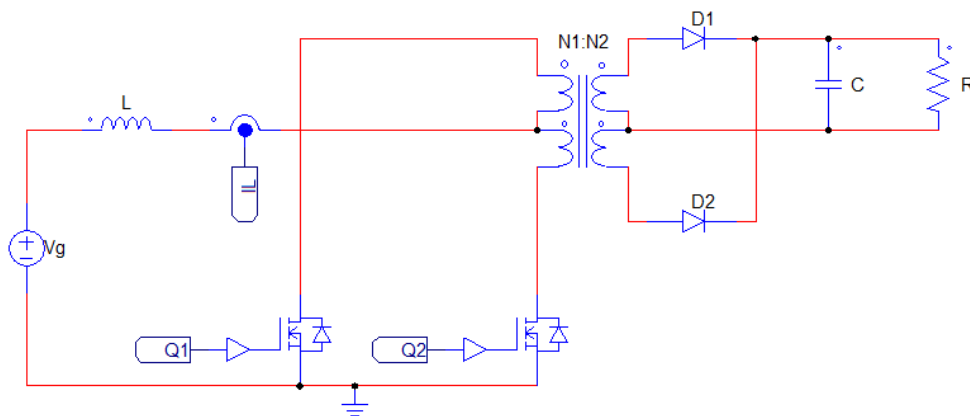


Figura 6. Convertidor *Push-Pull Current Fed*.

Els diferents intervals de temps a tenir en compte seran els següents:

1. $0 < t < DTs$: Q1 ON, Q2 ON, D1 OFF, D2 OFF
2. $DTs < t < Ts/2$: Q1 ON, Q2 OFF, D1 OFF, D2 ON
3. $Ts/2 < t < DTs + Ts/2$: Q1 ON, Q2 ON, D1 OFF, D2 OFF
4. $DTs + Ts/2 < t < Ts$: Q1 OFF, Q2 ON, D1 ON, D2 OFF

L'anàlisi d'un període de funcionament ve donat per la *Figura 7*. Es pot observar el comportament de les 2 variables d'estat (V_o i $I(L)$).

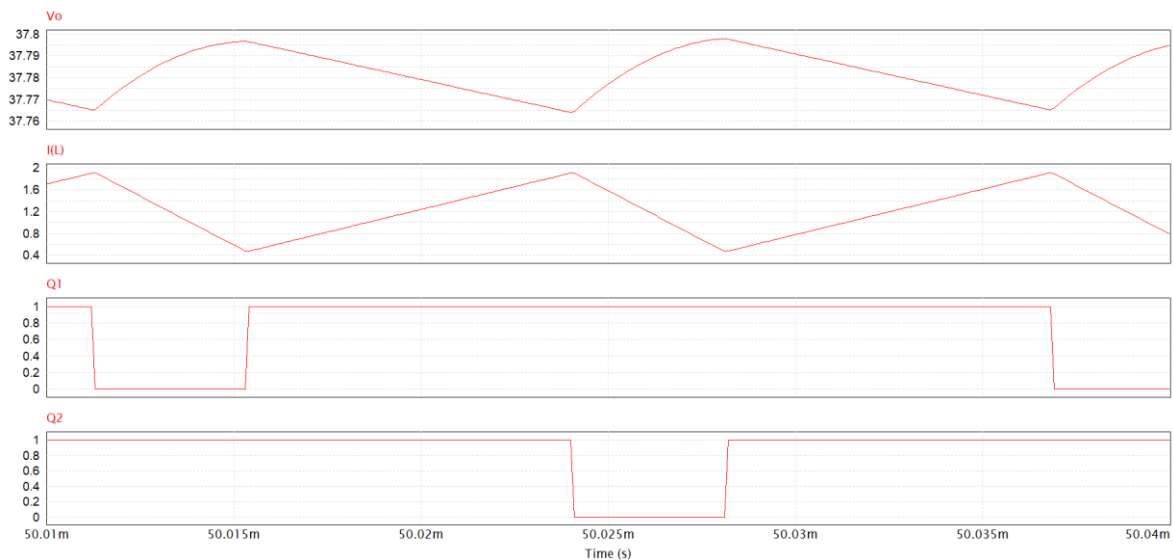


Figura 7. Gràfic de les variables d'estat durant 1 període.

Es pot observar com durant els intervals 1 i 3, Q1 i Q2 estan en ON. L'inductor es carrega (pendent positiva del gràfic) i el condensador es descarrega (pendent negativa del gràfic). Durant els intervals 2 i 4, un dels transistors passa a estar en OFF. L'inductor llavors es descarrega (pendent negatiu) i el condensador es carrega (pendent positiu).

A continuació s'estudiaran les diferents equacions d'estat en cada interval per poder obtenir una expressió per les variables d'estat en règim estacionari.

S'estudiarà 1 únic cas:

- No es contemplarà la inductància magnetitzant del transformador, per tant hi haurà una variable d'estat menys a tenir en compte. Només n'hi haurà 2.

Abans de procedir amb l'anàlisi, es comentaran les relacions de transformació del transformador que es tindran en compte, definides a la *Figura 8*.

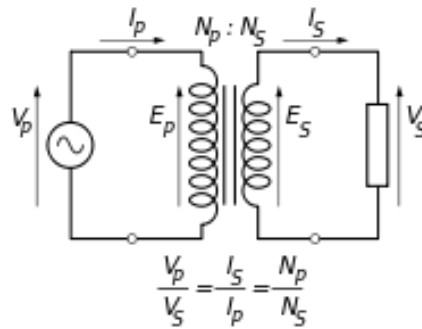


Figura 8. Esquema d'un transformador.

Per tant:

$$V_p = \frac{N_p}{N_s} \cdot V_s \quad (7.1)$$

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_s \quad (7.2)$$

$$Z_p = \frac{V_p}{I_p} = \frac{\frac{N_p}{N_s} \cdot V_s}{\frac{N_s}{N_p} \cdot I_s} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot \frac{V_s}{I_s} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot Z_s \quad (7.3)$$

És de gran importància tenir en compte aquestes relacions ja que durant l'anàlisi teòric fet a continuació, s'hauran de transformar els components a un costat del transformador per operar amb més facilitat.

1.7.2. Equacions d'estat

Primer de tot s'analitzaran les diferents equacions d'estat en cada interval. En cada cas els elements del circuit primari es transformaran al secundari, per facilitar-ne l'anàlisi.

La nomenclatura de la relació de transformació és la definida per l'equació 7.4.

$$\frac{N_S}{N_P} = n \quad (7.4)$$

El vector d'estat ve definit per l'equació 7.5.

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

1.7.2.1. $0 < t < DT_s$: Q1 ON, Q2 ON, D1 OFF, D2 OFF

El circuit resultant és el de la *Figura 9*.

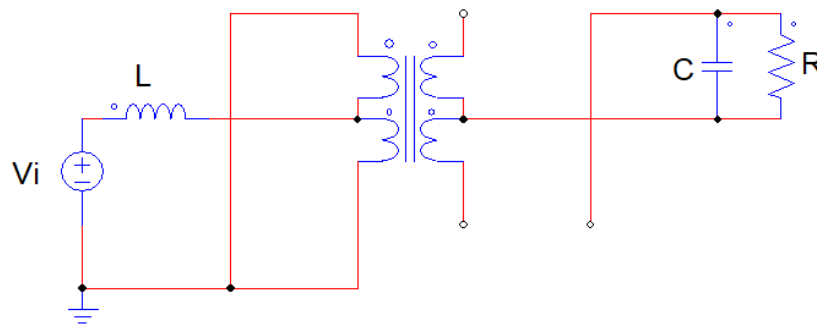


Figura 9. Circuit interval 1.

Arreglant-lo, s'obté el circuit de la *Figura 10*.

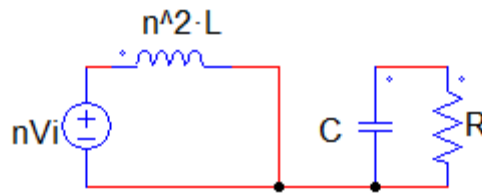


Figura 10. Circuit arreglat interval 1.

Les equacions 7.6 i 7.7 són les extrems del circuit de la *Figura 10*.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{n \cdot L} \quad (7.6)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{RC} \quad (7.7)$$

I finalment la matriu d'estat obtinguda queda definida per l'equació 7.8.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_i}{n \cdot L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

1.7.2.2. $DT_s < t < Ts/2$: *Q1 ON, Q2 OFF, D1 OFF, D2 ON*

El circuit resultant és el de la *Figura 11*.

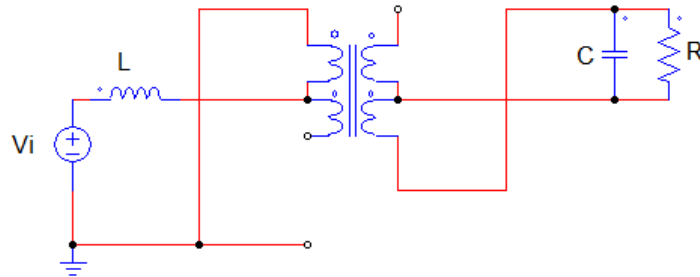


Figura 11. Circuit interval 2.

Arreglant-lo, s'obté el circuit de la *Figura 12*.

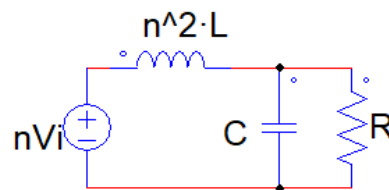


Figura 12. Circuit arreglat interval 2.

Les equacions 7.9 i 7.10 són les extretes del circuit de la *Figura 12*.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{n \cdot L} - \frac{v_c}{n^2 L} \quad (7.9)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{RC} \quad (7.10)$$

I finalment la matriu d'estat obtinguda queda definida per l'equació 7.11.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{n^2 \cdot L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_i}{n \cdot L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

1.7.2.3. $T_s/2 < t < DT_s + T_s/2$: Q1 ON, Q2 ON, D1 OFF, D2 OFF

El circuit resultant és el de la *Figura 13*.

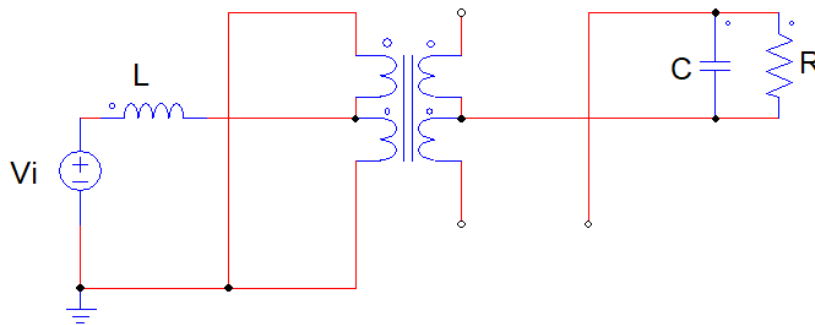


Figura 13. Circuit interval 3.

Arreglant-lo, s'obté el circuit de la *Figura 14*.

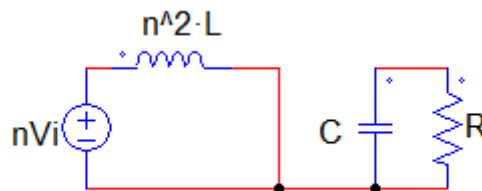


Figura 14. Circuit arreglat interval 3.

Les equacions 7.12 i 7.13 són les extrems del circuit de la *Figura 14*.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{n \cdot L} \quad (7.12)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{RC} \quad (7.13)$$

I finalment la matriu d'estat obtinguda queda definida per l'equació 7.14.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_i}{n \cdot L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

1.7.2.4. $DTs + Ts/2 < t < Ts$: *Q1 OFF, Q2 ON, D1 ON, D2 OFF*

El circuit resultant és el de la *Figura 15*.

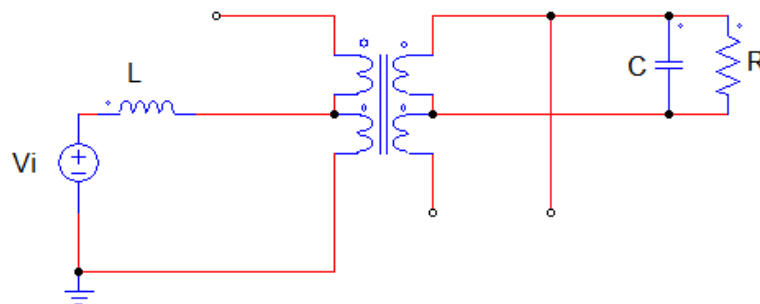


Figura 15. Circuit interval 4.

Arreglant-lo, s'obté el circuit de la *Figura 16*.

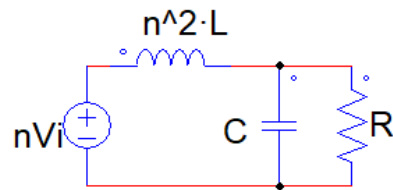


Figura 16. Circuit arreglat interval 4.

Les equacions 7.15 i 7.16 són les extrems del circuit de la *Figura 16*.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{n \cdot L} - \frac{v_c}{n^2 L} \quad (7.15)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{RC} \quad (7.16)$$

I finalment la matriu d'estat obtinguda queda definida per l'equació 7.17.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{n^2 \cdot L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_i}{n \cdot L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

1.7.2.5. REPRESENTACIÓ COMPACTA

És fàcil veure que l'interval 1 i l'interval 3 són exactament iguals. També ho són els intervals 2 i 4. Per tant, podem reduir el període a la meitat i tenir 2 únics estats, el qual facilita moltíssim els càlculs de la representació compacta.

Les matrius 7.18, 7.19 i 7.20 són les resultants.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{n^2 \cdot L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} v_i \\ n \cdot L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

Substituint les equacions 7.17, 7.18 i 7.19 a l'equació 7.21, s'obté l'equació 7.22.

$$\dot{x} = A_u \cdot x + B_u \quad (7.21)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{n^2 \cdot L} \cdot u' \\ \frac{1}{C} \cdot u' & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_i \\ n \cdot L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

Ara ja és possible calcular les expressions de les variables d'estat en règim estacionari, per fer-ho s'utilitza l'equació 7.23.

$$X_{SS} = -A_{uSS}^{-1} \cdot B_{uSS} \quad (7.23)$$

La matriu B_{uSS} és coneguda, per tant no cal calcular. Queda definida en l'equació 7.24.

$$B_{uSS} = B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} v_i \\ n \cdot L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

Cal calcular $-A_{uSS}^{-1}$, primer es calcula la matriu adjunta de A_{uSS} . A_{uSS} està definida per la matriu 7.25 i el càlcul de l'adjunta correspon a la 7.26.

$$A_{uSS} = \begin{bmatrix} 0 & -D' \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \\ \frac{1}{n^2 \cdot L} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.25)$$

$$Adj(A_{uSS}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & -\frac{D'}{C} \\ \frac{D'}{n^2 \cdot L} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.26)$$

Després es fa el determinant de A_{uSS} , que correspon a l'equació 7.27.

$$|A_{uSS}| = \frac{D'^2}{n^2 LC} \quad (7.27)$$

La inversa ve donada per l'equació 7.28.

$$-A_{uss}^{-1} = \frac{-Adj(A_{uss})^T}{|A_{uss}|} \quad (7.28)$$

Si es substitueixen els valors obtinguts a les equacions 7.26 i 7.27:

$$-A_{uss}^{-1} = -\frac{n^2 LC}{D'^2} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{D'}{n^2 \cdot L} \\ \frac{D'}{C} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{n^2 L}{RD'^2} & -\frac{C}{D'} \\ \frac{n^2 L}{D'} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.29)$$

Finalment substituint a l'equació 7.23:

$$\begin{bmatrix} I_{SS} \\ V_{SS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{n^2 L}{RD'^2} & \frac{C}{D'} \\ -\frac{n^2 L}{D'} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_i \\ n \cdot L \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{n \cdot v_i}{RD'^2} \\ \frac{n \cdot v_i}{D'} \end{bmatrix} \quad (7.30)$$

El guany de tensió obtingut queda definit per l'equació 7.31.

$$M = \frac{V_{SS}}{V_i} = \frac{n}{D'} = \frac{n}{1-D} \quad (7.31)$$

Es pot observar que el guany obtingut és el mateix que en el cas del convertidor *Boost*, amb la diferència que en el *Push-Pull Current Fed* apareix la relació del transformador.

1.8. CONTROL SLIDING

S'ha optat per realitzar un control en mode lliscant (*Sliding*) ja que a diferència del control amb PWM (modulació per amplada de polsos), no requereix d'un generador de funcions extern. Com que la freqüència és variable, no es pot fixar una freqüència de commutació com es faria en els clàssics PWM vistos a les classes teòriques. La llei de control ve definida per l'equació 8.1:

$$S(x) = g \cdot V_g - I_L \quad (8.1)$$

On $S(x)$ és la superfície lliscant que s'ha de mantenir entre u^+ i u^- per tal de que el sistema sigui estable, els quals són límits definits i normalment són tensions de 1 V i -1 V respectivament. La *Figura 17* n'és un exemple.

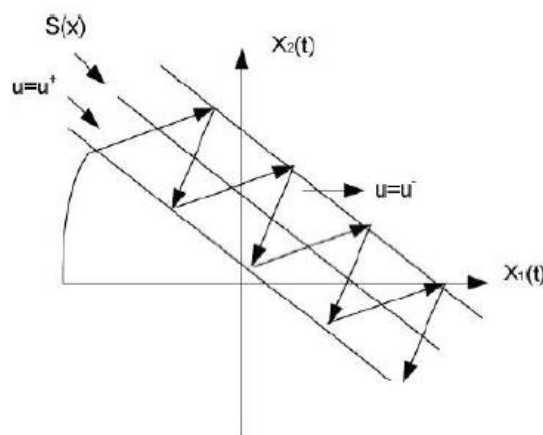


Figura 17. Exemple de superfície de lliscament.

“ V_g ” és la tensió d'entrada del convertidor i “ g ” és la conductància del LFR (correspon a la inversa de R_e , definida en la *Figura 1*) i correspon a un valor de referència que s'ha utilitzat per a definir el punt de treball en el que es vol que el sistema treballi. En aquest cas particular, s'ha utilitzat una conductància de 0,1 S. Al tractar-se d'un convertidor elevador, la conductància ha de ser positiva per tal de que el corrent romanguí positiu.

1.8.1. Superfície de lliscament

El circuit utilitzat per tal d'aconseguir aquesta superfície de lliscament està representat a la *Figura 18*.

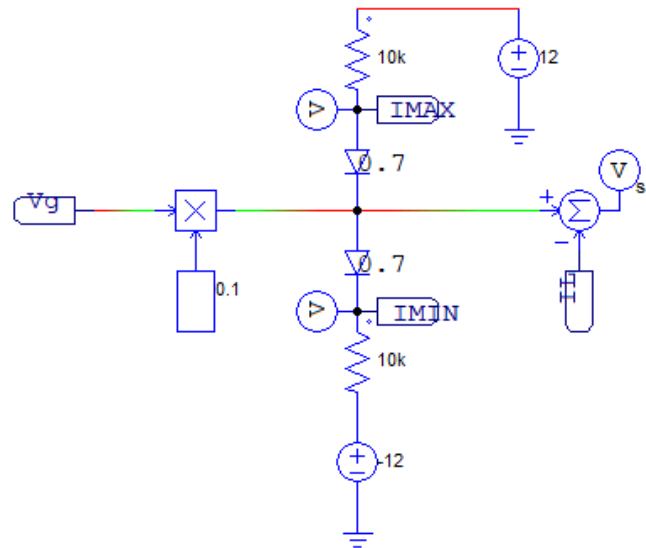


Figura 18. Esquema de la superfície de lliscament.

S'estableix un valor de corrent màxim i mínim entre el qual es mantindrà el corrent de l'inductor, produint així una superfície de lliscament que oscil·la entorn el 0.

Perquè un sistema no abandoni la seva regió de funcionament implicaria que la freqüència de commutació fos infinita, ja que $S(x) = 0$. Com que aquest fet no és físicament possible, $S(x) = 0$ no es produeix mai, sinó que pren valors al seu voltant en funció de l'error del sistema.

Per tal de limitar aquesta freqüència s'hi ha afegit una histèresis, del contrari la freqüència podria assolir valors que podrien portar problemes d'estabilitat i problemes físics al circuit.

La *Figura 19* mostra simulacions del cas particular del circuit il·lustrat en la *Figura 18*.

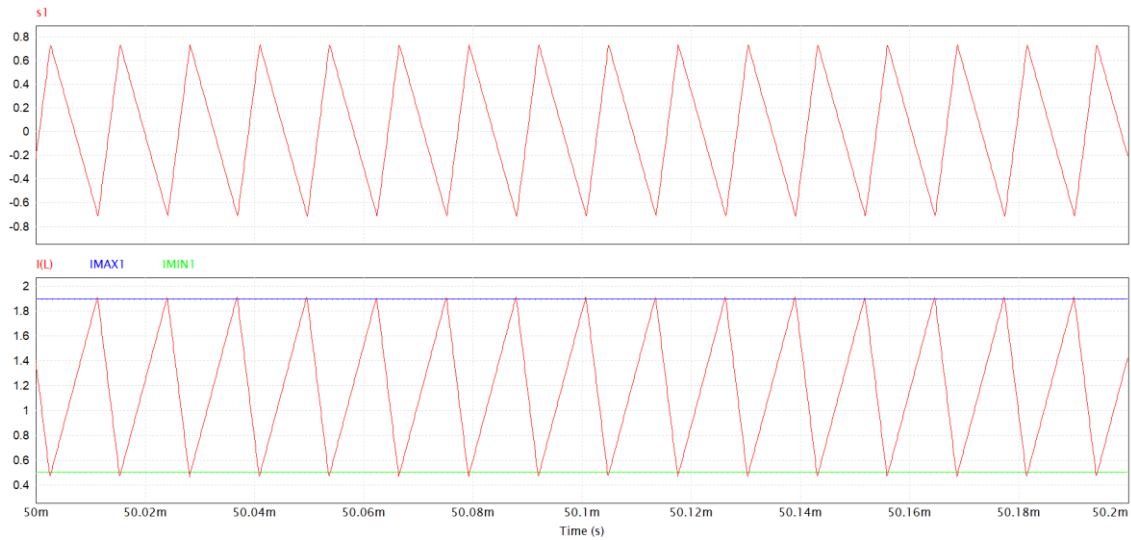


Figura 19. Gràfic de la superfície de lliscament i l'ona de corrent de l'inductor.

En la primera simulació es veu la superfície de lliscament, que pren valors al voltant del 0, tal i com s'ha comentat anteriorment.

En la 2a es pot observar com el corrent I_L (corrent que circula per la bobina) sempre es manté entre els valors màxims i mínims estipulats. Aquest fet va directament relacionat en que el sistema es romanguí dins la superfície de lliscament, i en conseqüència, sigui estable.

No obstant, per tal d'aconseguir una commutació dels transistors adequada i que el sistema es mantingui estable, s'ha hagut d'elaborar un sistema basat en biestables i portes lògiques.

1.8.2. Disseny del control

Tenint en compte el funcionament dels transistors explicat anteriorment, primer de tot s'han extret 2 senyals a partir del corrent de l'inductor i dels màxims i mínims: per fer-ho. S'utilitza el circuit de la *Figura 20*.

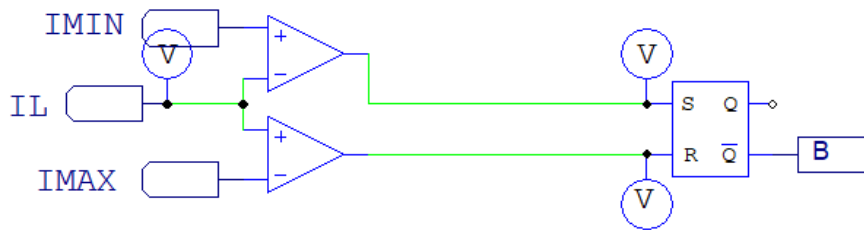


Figura 20. Esquema per obtenir la senyal B.

La senyal "B" indicarà, posant-se a 1, quan un transistor ha de posar-se en estat OFF. Aquest fet ve donat que sempre hi ha almenys 1 MOSFET en conducció, per tant s'ha decidit fer-ho així ja que resulta més senzill indicar quan un dels 2 ha de deixar de conduir.

La *Figura 21* analitza aquesta senyal "B" comparant-la amb el corrent de l'inductor.

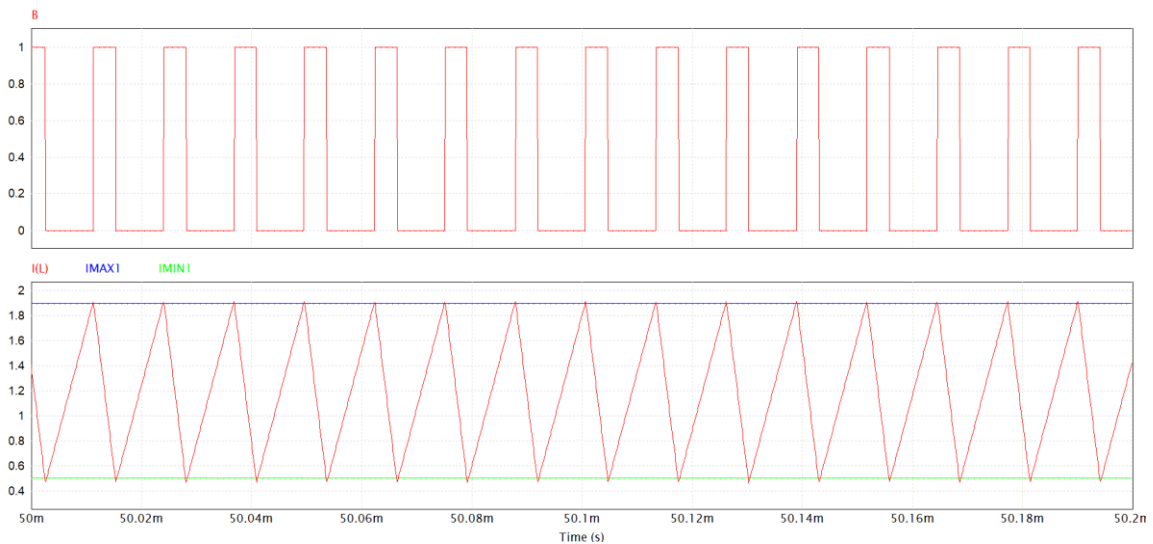


Figura 21. Senyal B i corrent de l'inductor.

Quan el corrent I_L supera el màxim establert, un transistor es posarà en OFF per tal de que disminueixi fins el mínim, on els 2 tornaran a estar en ON per tal de tornar a arribar fins al màxim.

Aquesta senyal “B” només indica en quin instant de temps 1 dels 2 transistors ha de romandre en OFF, però no indica quin dels 2. Per fer-ho s’ha creat un diagrama d’estats a partir del circuit anterior, el qual s’ha basat en la senyal de “SET”.

La senyal de “SET” ens indica quan 1 dels 2 transistors passar a estar en ON després d’estar en OFF, tal i com es veu a la *Figura 22*.

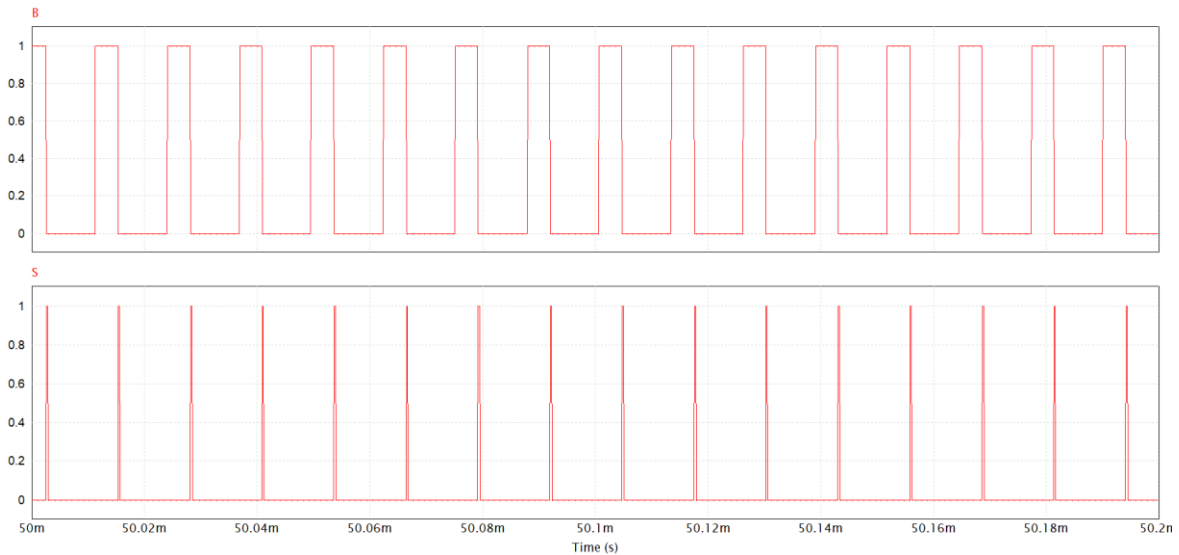


Figura 22. Senyal B i senyal de SET.

Tenint en compte aquesta senyal s’ha elaborat el diagrama d’estats de la *Figura 23*.

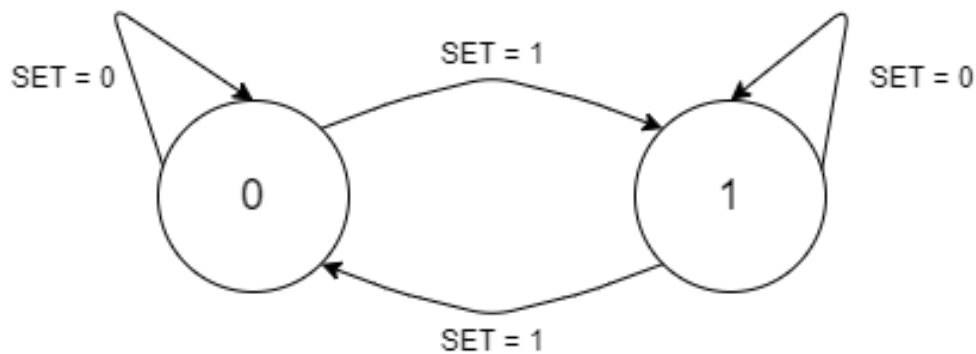


Figura 23. Diagrama d’estats senyal A.

Que l’estat sigui 0 o 1 indicarà si el transistor que es posa en OFF és l’1 o el 2, i només canviarà d’estat si es detecta un 1 en la senyal de “SET”. El disseny s’ha realitzat mitjançant la Màquina de Moore, ja que la sortida (A) només depèn de la variable d’estat (“SET”).

El sistema s'implementarà mitjançant un biestable de tipus RS, i la taula de la veritat és la definida en la *Taula 1*.

Taula 1. Taula de la veritat senyal A.

Q	SET	Q+	R	S
0	0	0	X	0
0	1	1	0	1
1	0	1	0	X
1	1	0	1	0

A continuació es realitza el càlcul de cada Set i Reset mitjançant el mapa de Karnaugh.

Es pot calcular “R” a partir de la *Taula 2*.

Taula 2. Mapa de Karnaugh senyal A (Reset).

SET\Q	0	1
0	X	0
1	0	1

$$R = Q \cdot SET \quad (8.2)$$

Es pot calcular “S” a partir de la *Taula 3*.

Taula 3. Mapa de Karnaugh senyal A (Set).

SET\Q	0	1
0	0	X
1	1	0

$$S = \bar{Q} \cdot SET \quad (8.3)$$

Finalment el circuit de la *Figura 24* és el que quedarà a partir de les equacions 8.2 i 8.3.

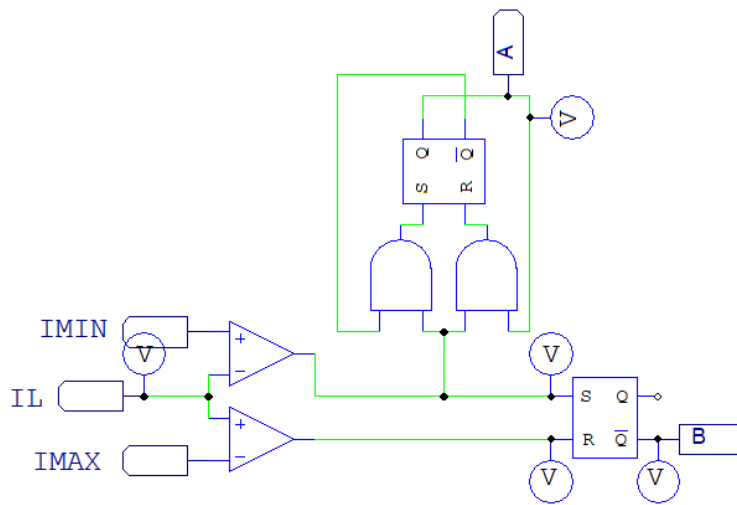


Figura 24. Esquema senyal A.

La verificació de que el circuit funciona de manera correcta es fa a la *Figura 25*.

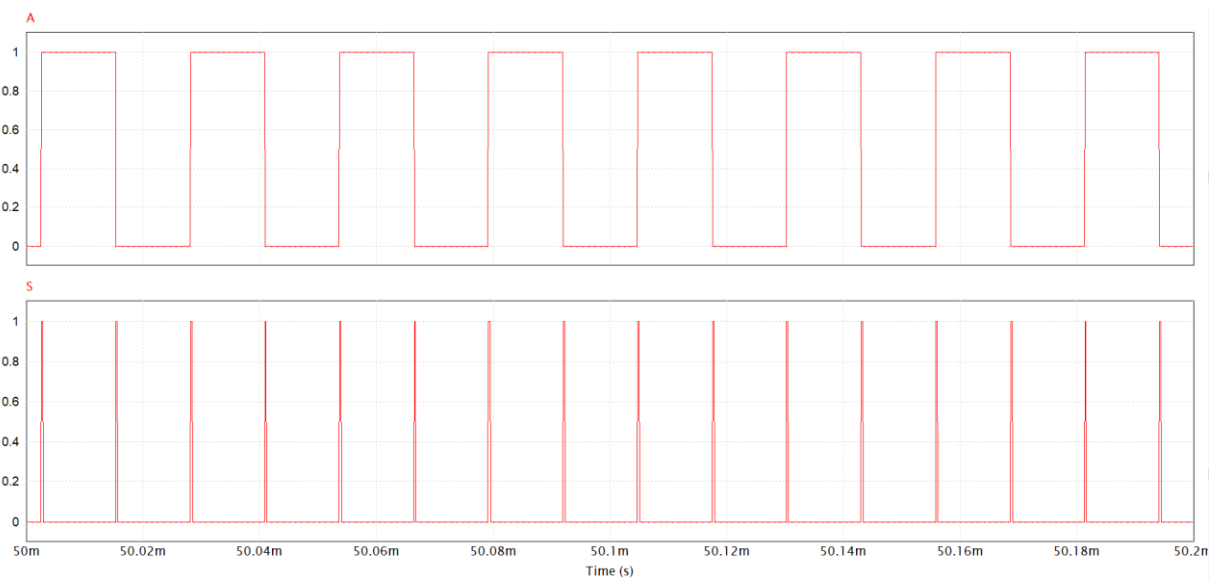


Figura 25. Senyal SET i senyal A.

La senyal “A” canvia d’estat cada vegada que es produeix un flanc de pujada a la senyal “SET”.

Un cop aconseguides aquestes dues senyals, cal elaborar un sistema que commuti els transistors. Per fer-ho s'ha elaborat un diagrama d'estats, les variables d'estat seran les senyals obtingudes anteriorment: A i B. En aquest cas també s'ha optat per utilitzar la Màquina de Moore, ja que novament les sortides (Q1 i Q2) només depenen de les variables d'estat (A i B). La *Figura 26* il·lustra un exemple de com serà el diagrama.

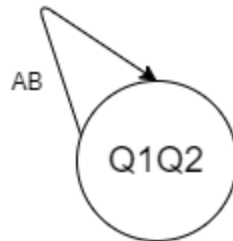


Figura 26. Esquema d'exemple.

El diagrama d'estats ve definit a la *Figura 27*.

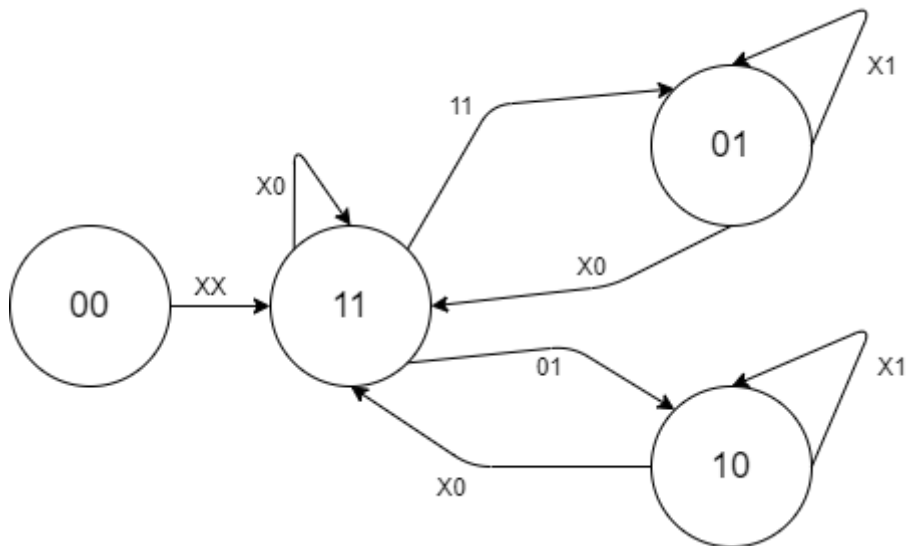


Figura 27. Diagrama d'estats de Q1 i Q2

La taula de la veritat del diagrama de la *Figura 27* apareix a la *Taula 4*.

Taula 4. Taula de la veritat de Q1 i Q2.

Q1	Q2	A	B	Q1+	Q2+	S1	R1	S2	R2
0	0	0	0	1	1	1	0	1	0
0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
0	0	1	1	1	1	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1	1	0	X	0
0	1	0	1	0	1	0	X	X	0
0	1	1	0	1	1	1	0	X	0
0	1	1	1	0	1	0	X	X	0
1	0	0	0	1	1	X	0	1	0
1	0	0	1	1	0	X	0	0	X
1	0	1	0	1	1	X	0	1	0
1	0	1	1	1	0	X	0	0	X
1	1	0	0	1	1	X	0	X	0
1	1	0	1	1	0	X	0	0	1
1	1	1	0	1	1	X	0	X	0
1	1	1	1	0	1	0	1	X	0

Es realitzaran els mapes de Karnaugh per extreure les funcions i poder representar el diagrama mitjançant portes lògiques.

Es pot calcular “S1” a partir de la *Taula 5*.

Taula 5. Taula de Karnaugh de Q1 (Set1).

AB\Q1Q2	00	01	11	10
00	1	1	X	X
01	1	0	X	X
11	1	0	0	X
10	1	1	X	X

$$S_1 = \overline{Q_2} + B$$

(8.4)

Es pot calcular “R1” a partir de la *Taula 6*.

Taula 6. Taula de Karnaugh de Q1 (Reset1).

AB\Q1Q2	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	X	0	0
11	0	X	1	0
10	0	0	0	0

$$R_1 = Q_2 \cdot A \cdot B \tag{8.5}$$

Es pot calcular “S2” a partir de la *Taula 7*.

Taula 7. Taula de Karnaugh de Q2 (Set2).

AB\Q1Q2	00	01	11	10
00	1	X	X	1
01	1	X	0	0
11	1	X	X	0
10	1	X	X	1

$$S_2 = \overline{Q_1} + \overline{B} \tag{8.6}$$

Es pot calcular “R2” a partir de la *Taula 8*.

Taula 8. Taula de Karnaugh de Q2 (Reset2).

AB\Q1Q2	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	1	X
11	0	0	0	X
10	0	0	0	0

$$R_1 = Q_1 \cdot \overline{A} \cdot B \tag{8.7}$$

El circuit resultant que s'obté de les equacions 8.4, 8.5, 8.6 i 8.7 és el definit a la *Figura 28*.

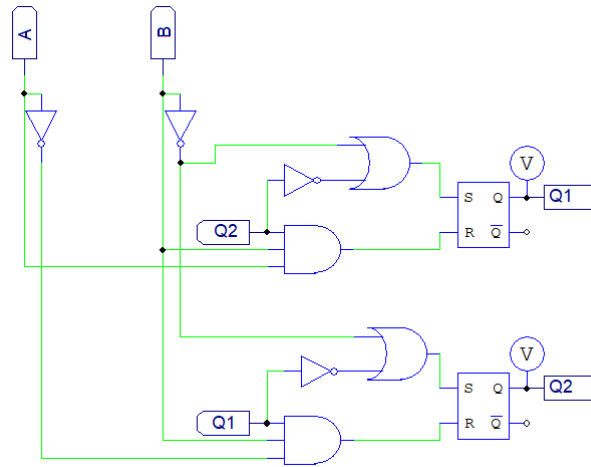


Figura 28. Circuit resultant del diagrama d'estats 2.

Simulant es pot observar com a partir de les senyals A i B s'obté la commutació dels transistors tal i com s'havia predit. La *Figura 29* il·lustra el comportament de Q1 i Q2 a partir de A i B.



Figura 29. Senyals A, B, Q1 i Q2.

A l'apartat següent es demostrarà de manera analítica que el sistema és estable.

1.9. ANÀLISI D'ESTABILITAT DEL CONTROL EN MODE LLISCANT

1.9.1. Control Equivalent

Per realitzar l'anàlisi d'estabilitat del sistema es partirà de les equacions de les variables d'estat calculades anteriorment, i sense tenir en compte la inductància magnetitzant. S'han extret de l'equació 7.22 i corresponen a la representació compacta obtinguda a l'apartat 1.7.2.5.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{v_c}{n^2 L}(1-u) + \frac{v_i}{n \cdot L} \quad (9.1)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_L}{C}(1-u) - \frac{v_c}{RC} \quad (9.2)$$

Suposant que la superfície de lliscament sigui $S(x) = g \cdot V_i - I_L$ i les condicions d'invariança $S(x) = 0$ i $\frac{dS}{dt} = 0$, s'obté l'expressió del control equivalent en l'equació 9.3.

$$u_{eq}(x) = 1 - \frac{n \cdot V_i}{v_c} \quad (9.3)$$

La variable discreta "u", que pot valdre 0 o 1, serà substituïda per la nova variable continua $u_{eq}(x)$, que pot prendre qualsevol valor entre 0 i 1. Aquesta variable $u_{eq}(x)$ representa la llei de control que descriu el comportament del sistema sobre la superfície de commutació. Per tant, aquesta variable continua estarà limitada pels valors de "u". Tal i com indica l'equació 9.4.

$$0 < u_{eq}(x) < 1 \quad (9.4)$$

1.9.2. Punt d'equilibri

Substituint “u” per $u_{eq}(x)$, i tenint en compte les restriccions de la superfície de lliscament, obtenim la següent dinàmica ideal de lliscament:

$$g \cdot V_i = I_L \quad (9.5)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_L}{C} \cdot \frac{n \cdot V_i}{v_c} - \frac{v_c}{RC} \quad (9.6)$$

Les coordenades del punt d'equilibri $\dot{x} = [i_L, v_c]^+$ de la dinàmica lliscant ideal són les definides en l'equació 9.9.

Sabent l'equació 9.5, es pot calcular el valor de v_c del punt d'equilibri.

$$\frac{g \cdot V_i}{C} \cdot \frac{n \cdot V_i}{v_c} - \frac{v_c}{RC} = 0 \quad (9.7)$$

$$g \cdot n \cdot V_i^2 = \frac{v_c^2}{R} \quad (9.8)$$

$$\dot{x} = [i_L, v_c]^+ = [g \cdot V_i, V_i \sqrt{R \cdot g \cdot n}]^+ \quad (9.9)$$

L'equació 9.10 comprova que la potència d'entrada és igual a la de sortida, ja que es tracta d'un sistema POPI.

$$P_2 = \frac{V_c^2}{R} = \frac{R \cdot g \cdot n \cdot V_i^2}{R} = V_i \cdot n \cdot g \cdot V_i = V_i \cdot n \cdot I_L = P_1 \quad (9.10)$$

Per altra banda, de les coordenades del punt d'equilibri es pot obtenir l'equació 9.11.

$$u_{eq}(x) = 1 - \frac{n}{\sqrt{R \cdot g \cdot n}} \quad (9.11)$$

1.9.3. Estabilitat

Les equacions 9.12 i 9.13 són les del punt d'equilibri.

$$\frac{di_L}{dt} = 0 \quad (9.12)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} \cdot \frac{n \cdot V_i}{v_c} - \frac{v_c}{RC} \quad (9.13)$$

Es considerarà el jacobiana representat per la matriu 9.14.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial i_L}{\partial i_L} & \frac{\partial i_L}{\partial v_c} \\ \frac{\partial v_c}{\partial i_L} & \frac{\partial v_c}{\partial v_c} \end{bmatrix} \quad (9.14)$$

Les derivades parcials s'avaluen en el punt d'equilibri, i s'obté la matriu 9.15.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{n \cdot V_i}{C \cdot v_c} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (9.15)$$

Per conèixer l'estabilitat del sistema, s'aplicarà l'equació 9.16.

$$|s \cdot I - A| = 0 \quad (9.16)$$

El resultat obtingut ens ve donat per l'equació 9.17.

$$\begin{vmatrix} s & 0 \\ \frac{n \cdot V_i}{C \cdot v_c} & s + \frac{1}{RC} \end{vmatrix} = s \left(s + \frac{1}{RC} \right) = 0 \quad (9.17)$$

Tenint en compte la reducció d'ordre, s'obté un sistema de 1r ordre, de manera que l'arrel obtinguda és: $s = -\frac{1}{RC}$

Per tant el sistema és estable, ja que no hi ha arrels al semiplà dret.

1.10. SIMULACIONS

En aquest apartat es simularan diversos paràmetres del circuit, en particular les variables d'estat del sistema, és a dir, el corrent de l'inductor i la tensió de sortida. S'analitzaran les diverses formes d'ona i si corresponen amb el que s'espera teòricament.

Es provocaran variacions a la tensió d'entrada i a la càrrega, per tal de verificar el comportament d'un LFR.

En aquestes simulacions no s'ha tingut en compte la inductància magnetitzant del transformador, ja que en els càlculs teòrics tampoc se l'ha tingut en compte.

1.10.1. Resposta temporal del sistema

Tenint en compte el corrent fixat pel control en *Sliding* vist en l'apartat 1.8, la *Figura 30* mostra la resposta temporal del sistema, per part de les 2 variables d'estat.



Figura 30. Resposta temporal del convertidor (Senyals V_i , V_o i I_L).

Per una entrada de 12 V, s'obtenen 37,7 V a la sortida. Cal tenir en compte que la relació de transformació no influeix, ja que al tenir el mateix nombre d'espores als debanats primari i secundari queda $n=1$.

S'assoleix el règim estacionari en la tensió de sortida sobre els 20 ms. També cal destacar el sobrepic de l'entrada de corrent, que supera els 14 A en un interval de temps molt petit.

A la *Figura 31* s'analitza en detall el règim estacionari.

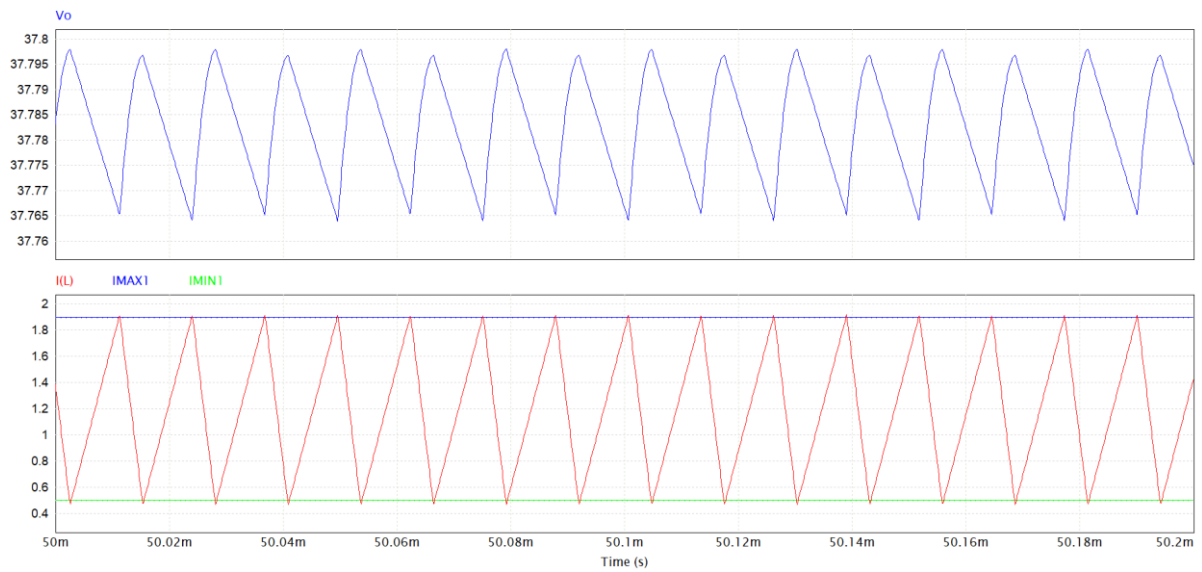


Figura 31. Tensió de sortida i corrent de l'inductor en règim permanent.

L'arribat de tensió és prou baix en conseqüència a l'alta capacitat del condensador sortida (100 μ s). Pel que fa a l'arribat de corrent, ve donat pels límits imposats per la superfície de lliscament del control, per tant correspon al desitjat.

1.10.2 Variació de la tensió d'entrada

Si s'introdueixen variacions a la tensió d'entrada, es pot observar com es produeix un comportament típic dels LFR. Es produiran variacions en conseqüència a la tensió de sortida tal i com indica la *Figura 32*.

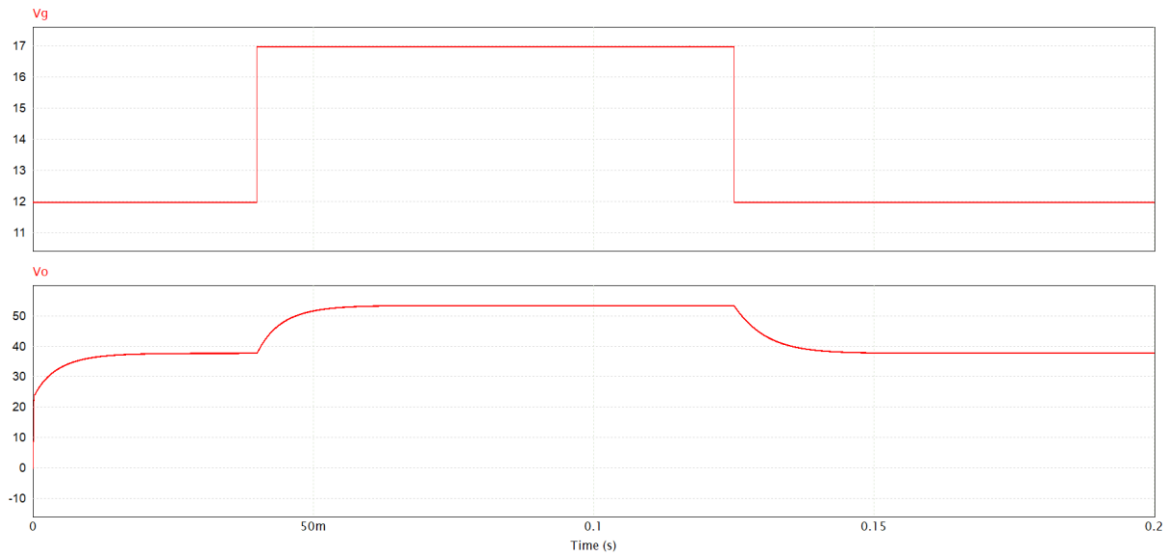


Figura 32. Senyal V_o amb variacions a la tensió d'entrada.

El temps de resposta a la variació de tensió és un pèl lent (20 ms), però el comportament coincideix amb el d'un resistor lliure de pèrdues.

Al produir-se variacions a la tensió d'entrada, també se'n produiran al corrent de la bobina. La *Figura 33* ho il·lustra.

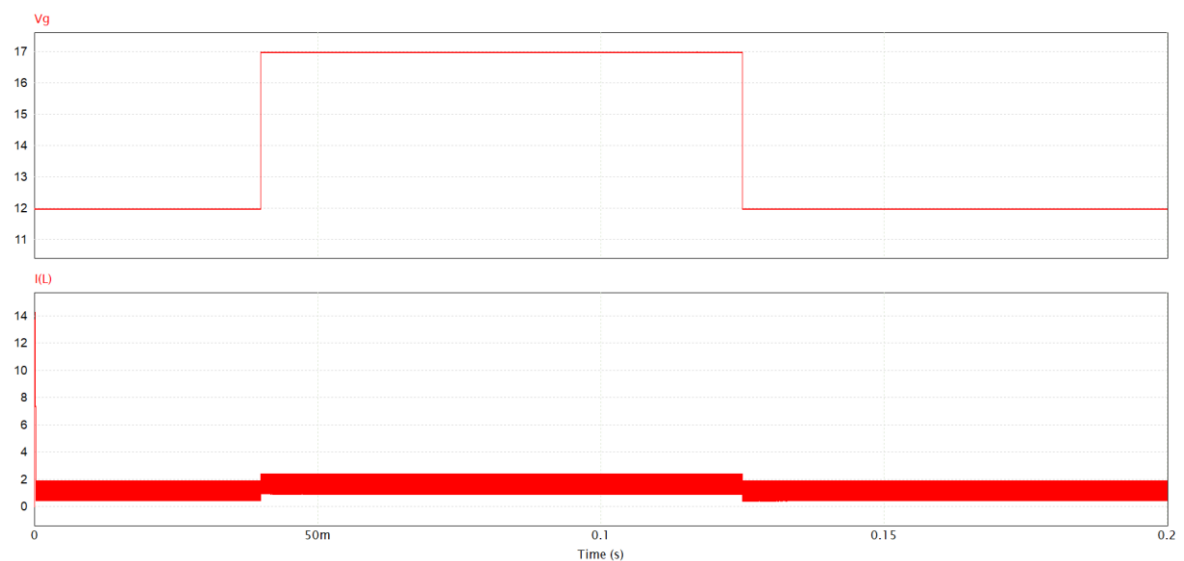


Figura 33. Senyals I_L amb variacions a la tensió d'entrada.

En aquest cas, els transitoris de la variació de corrent són més ràpids. Això es deu a que els transistors commuten a alta freqüència i la càrrega té una capacitat en paral·lel, de manera que hi ha cert temps de càrrega i descàrrega.

La *Figura 34* mostra el transitori en el corrent de l'inductor.

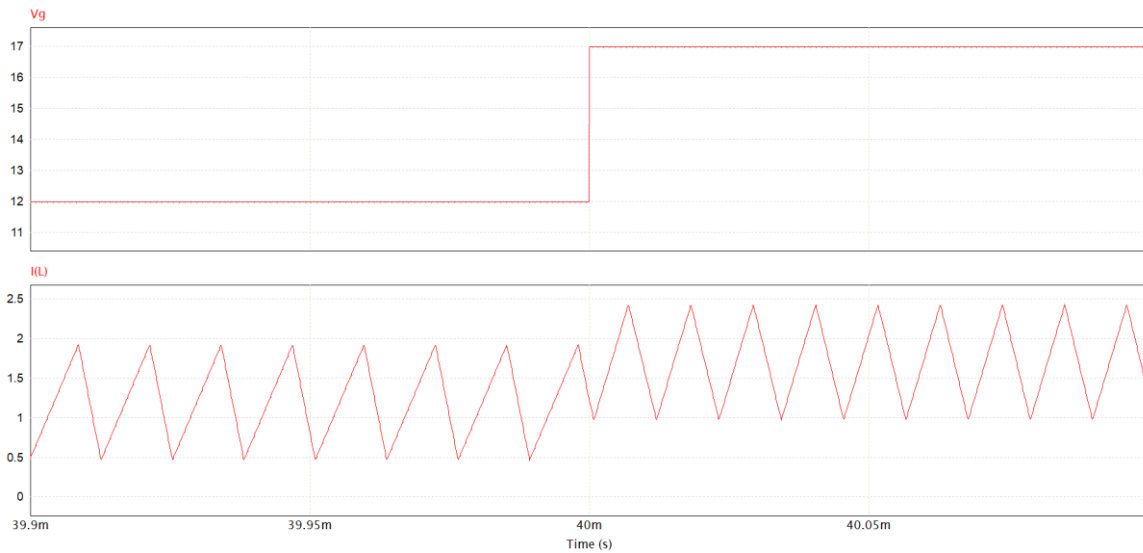


Figura 34. Ampliació del corrent de l'inductor per variacions de V_i .

Al canviar la tensió V_i , canvien els límits del corrent que imposa el control, de manera que ràpidament es modifica el corrent de l'inductor.

A continuació s'introduiran variacions en la càrrega per verificar que el convertidor compleix la característica POPI i per tant, es tracta d'un resistor lliure de pèrdues.

1.10.3. Variació de càrrega

S'ha introduït una variació de càrrega reduint-la al 50 %. La *Figura 35* en mostra el resultat.

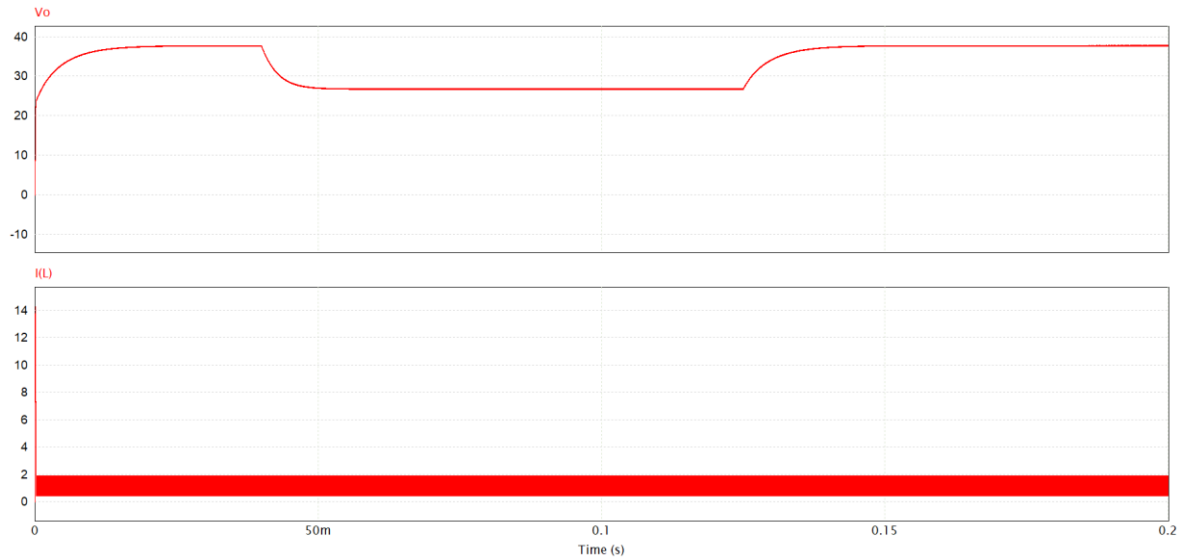


Figura 35. Senyals V_o i $i(L)$ amb variacions de càrrega.

La variació de càrrega modifica la tensió de sortida, però no ho fa en la d'entrada ni en el corrent de l'inductor. Recordant que es tracta d'un sistema POPI (la potència de sortida és igual a la potència d'entrada), el corrent a la càrrega hauria d'augmentar per tal de que es produís aquesta compensació de potència.

Com es pot observar, els transitoris produïts per la variació de càrrega duren al voltant de 20 ms. Al tractar-se de la tensió de sortida, la capacitat segueix afectant provocant aquest petit retard en la càrrega i la descàrrega.

La *Figura 36* mostra el corrent i la tensió de la càrrega, demostrant que es produeix aquesta compensació, de manera que la potència de sortida no es vegi modificada.

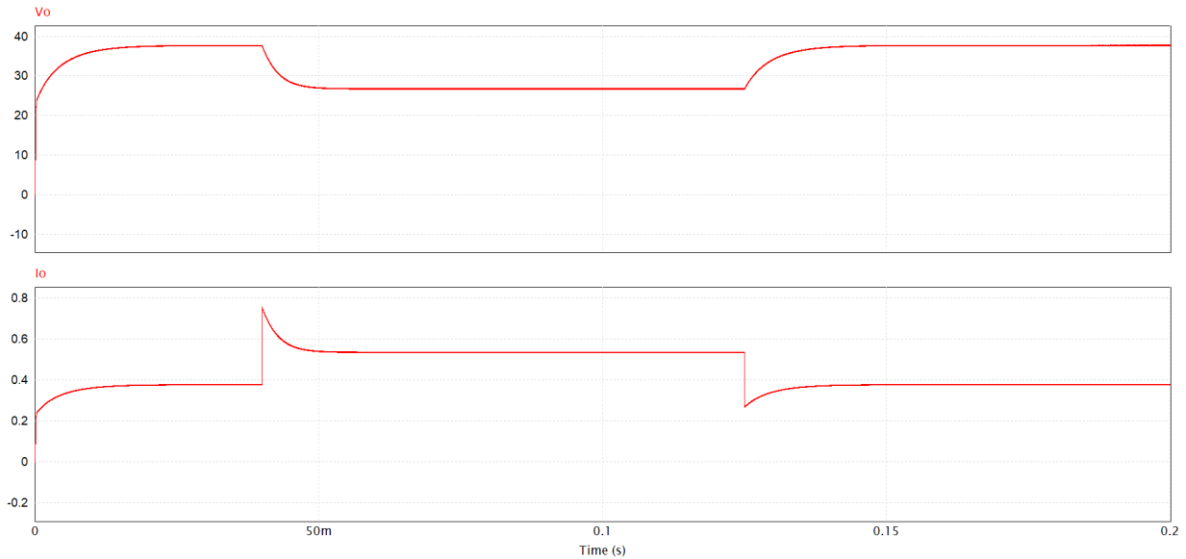


Figura 36. Tensió i corrent de sortida amb variacions de càrrega.

Quan la tensió de sortida disminueix a causa d'una variació de càrrega, el corrent ha d'augmentar per mantenir la potència constant. De fet, al simular la potència transmesa a la càrrega, tal i com indica la *Figura 37*.

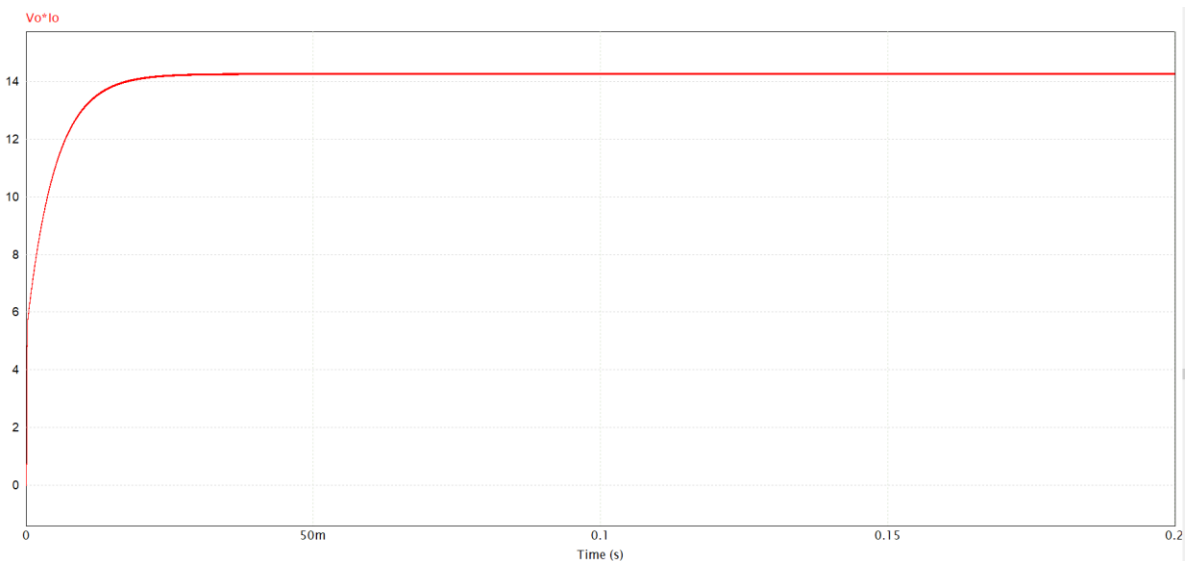


Figura 37. Potència de sortida.

El valor és de 14 W, ja que s'ha optat per escollir un corrent petit en el control. Això es deu a que es pretén que la simulació sigui el més semblant al que es veurà experimentalment. Al comprar nuclis de ferrita petits per al transformador, no es poden escollir valors de corrent molt elevats, ja que no ho suportaria.

1.11. PROTOTIP EXPERIMENTAL

S'ha decidit implementar un prototip experimental del convertidor *Push-Pull Current Fed* per tal de verificar l'anàlisi teòric.

Si es volen conèixer els components utilitzats en l'elaboració del circuit es recomana visitar l'*Annex 2*.

1.11.1. Esquema del circuit

L'etapa de potència és la següent:

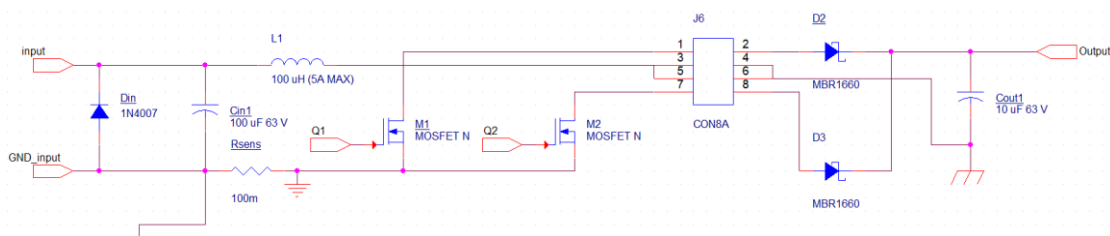


Figura 38. Etapa de potència del prototip experimental.

S'ha col·locat un díode de protecció a l'entrada, per tal d'evitar problemes en cas de mala connexió o d'algun possible curtcircuit en l'elaboració del prototip.

També s'han col·locat condensadors per tal de filtrar la tensió tant a l'entrada com a la sortida, i obtenir així una senyal amb el menor arrissat possible. D'aquesta manera s'aconsegueix una senyal més precisa i nítida.

Per tal de poder obtenir la senyal de corrent de la bobina, s'ha col·locat una resistència com a sensor, la qual s'ha anomenat "Rsens". És una resistència de 100 m Ω .

Pel transformador s'ha utilitzat un nucli de ferrita un pèl petit, el qual ha limitat el corrent màxim. Se'n pot veure el disseny a l'apartat *1.11.5. Disseny del Transformador*.

L'inductor també s'ha dissenyat a partir d'un nucli i no s'ha comprat. Se'n pot veure el disseny en detall a l'apartat *1.11.4. Disseny de l'inductor*.

Per tal de poder sensar el corrent de forma òptima, s'ha implementat el següent circuit, amb el xip integrat UA741:

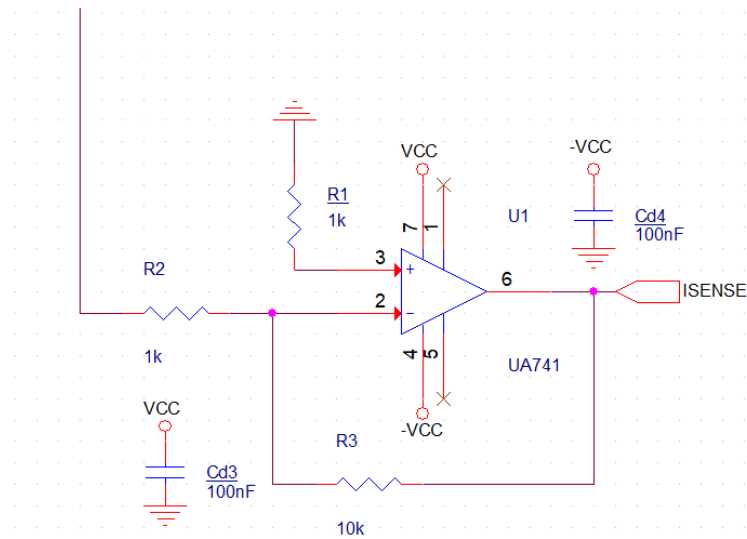


Figura 39. Amplificador inversor de guany 10 per al sensat de corrent.

Es tracta d'un amplificador en configuració d'inversor amb un guany de 10, per tal de poder operar amb facilitat el valor del corrent.

En el moment de realitzar el disseny encara no s'havia finalitzat el control en *Sliding*, per tant no es va implementar en la placa de circuit imprès. Es va optar per dissenyar només el sensat de corrent i el *driver* de commutació dels transistors, com es pot veure a continuació:

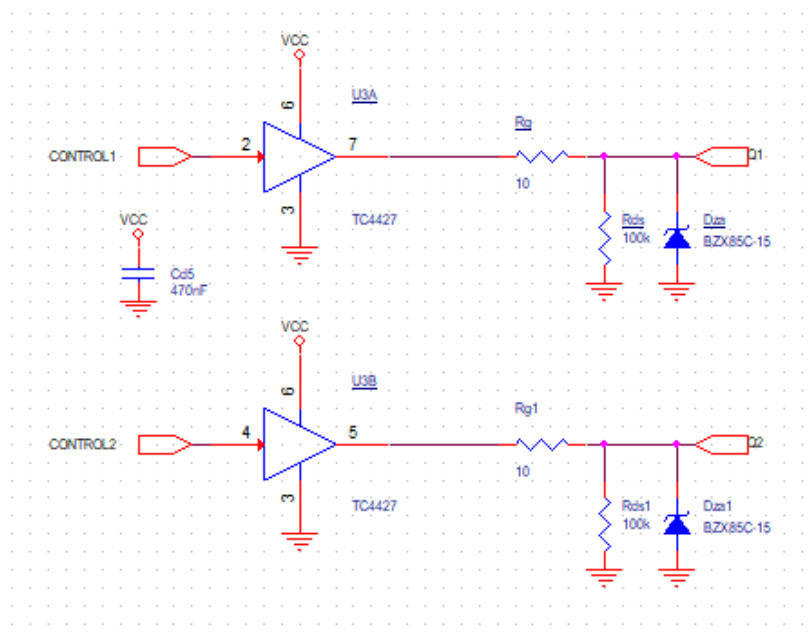


Figura 40. *Driver* de commutació dels transistors.

1.11.2. Etapa de control

Per realitzar l'etapa de control s'ha utilitzat una placa *Protoboard*. El circuit a seguir s'ha utilitzat el circuit exactament igual que en les simulacions.

S'han afegit condensadors de desacoblament als xips que contenen els comparadors i les diverses portes lògiques, per tal de tenir més precisió en les seves alimentacions.

Per manca de disponibilitat s'han implementat els biestables RS amb portes lògiques del tipus NOR. Tal i com indica la *Figura 41*.

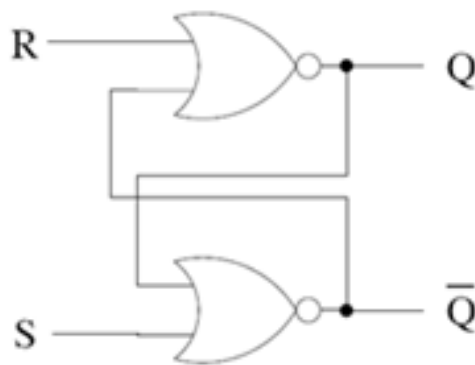


Figura 41. Esquema d'un biestable RS mitjançant portes NOR.

Per tant l'esquema que s'ha utilitzat és el de la *Figura 42*.

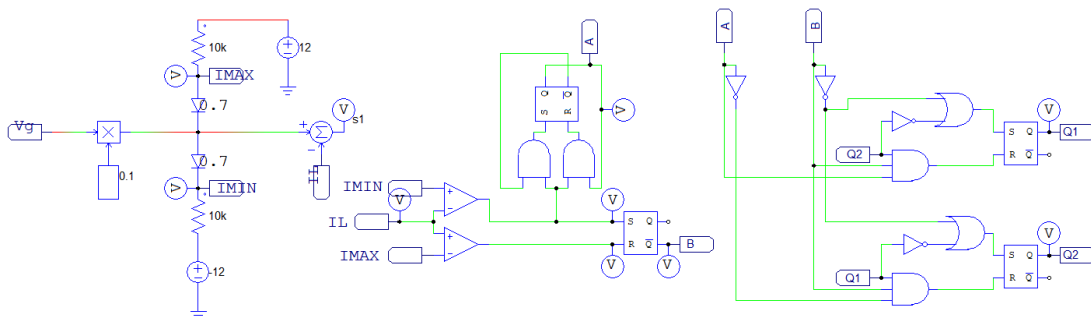


Figura 42. Esquema de l'etapa de control.

La senyal IL correspon a la senyal ISENSE de l'esquema de la placa de circuit imprès, i les senyals Q1 i Q2 corresponen a CONTROL1 i CONTROL2.

1.11.3. Disseny PCB

Per tal d'abordar el disseny de la placa de circuit imprès es van tenir en compte diversos factors.

En primer lloc, per tal de facilitar el procés de soldadura posterior, es va intentar que els diversos components no es trobessin molt propers entre ells si no era necessari.

Per a l'etapa de potència s'han utilitzat pistes d'una amplada superior a les del sensat o del *driver*. Concretament, les pistes tenen una amplada de 110 mils i s'ha intentat que siguin el més curtes possible per tal de que el corrent circuli més ràpid.

S'han realitzat zones de coure també en l'etapa de potència, per que el corrent pogués circular més ràpid i sobretot per evitar sobreescalfaments. Al circular una potència superior a la de la resta del circuit, s'han decidit col·locar aquests excessos de coure per tal de facilitar la dissipació.

A més, s'ha construït un pla de massa que ocupa gran part de la placa, per tal de posar a 0 V tot el coure possible.

Per l'etapa del sensat i del *driver* s'han utilitzat pistes de menor amplada, concretament de 70 mils.

No s'han realitzat zones de coure ja que s'ha cregut convenient que era favorable aprofitar el coure per l'etapa de potència. El que si s'ha procurat és que els condensadors de desacoblament dels xips es trobessin relativament a prop d'ells, per tal de filtrar el màxim possible la senyal.

A continuació es veu una distribució dels components a la placa, concretament la cara *TOP*.

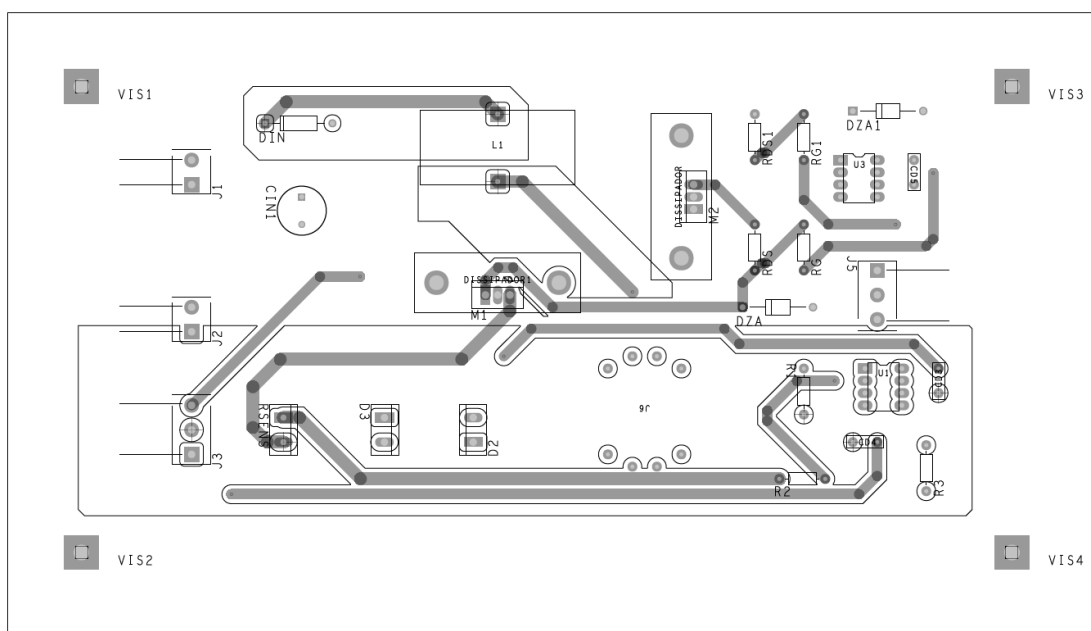


Figura 43. Cara *TOP* de la placa PCB.

La part esquerra de la placa correspon a l'etapa de potència, s'hi pot apreciar com les pistes són lleugerament més amples que les de la part dreta.

El límit entre l'etapa de potència i la de control són el MOSFET M2 i el Transformador J6.

A continuació es pot veure la cara *BOTTOM*, amb la resta de pistes i zones de coure que falten:

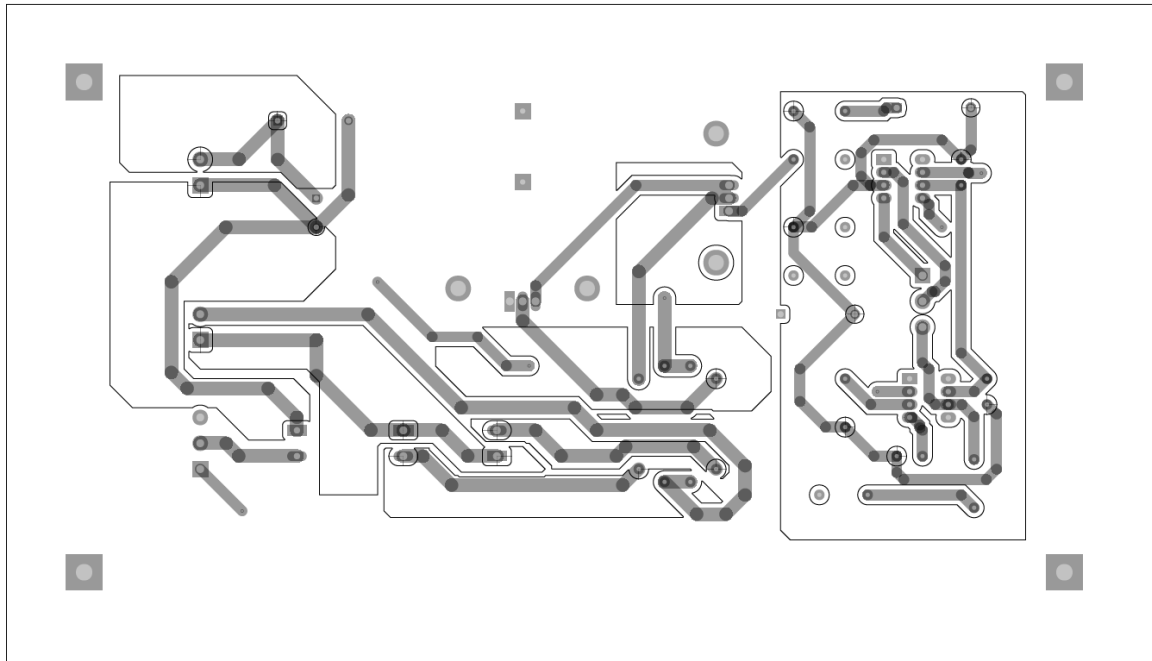


Figura 44. Cara *BOTTOM* de la placa PCB.

S'ha intentat utilitzar com a "via" els propis components del circuit, ja que es tracta de muntatge THT (*Through-Hole Technology*), que implica els components han de travessar la placa. Al haver-hi un espai limitat, no s'ha pogut utilitzar una única capa per a totes les pistes.

A continuació es mostra una imatge del prototip experimental completament soldat:

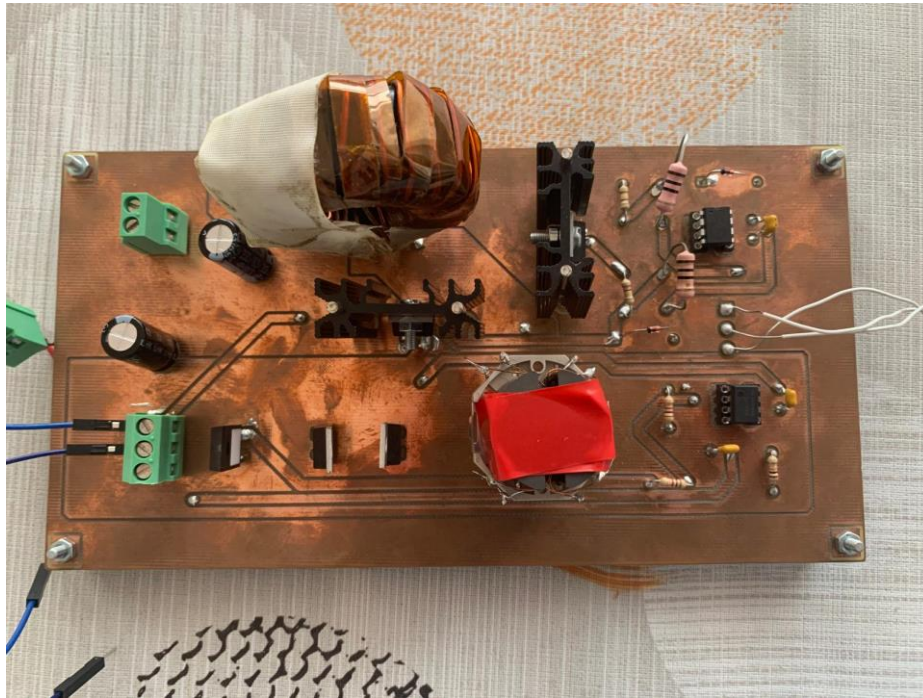


Figura 45. Prototip experimental d'un convertidor Push-Pull.

Per un error en el disseny, no es va incloure el connector per poder connectar la càrrega a la tensió de sortida, de manera que ha sigut necessari soldar-lo de manera externa.

A més el connector compost per la senyal del sensat de corrent i les 2 senyals de control dels transistors donava problemes, per tant es van soldar 3 cables directament.

També cal comentar que s'ha posat cinta al voltant de l'inductor i del transformador, per tal de fixar-lo millor i evitar que es pugui desmuntar. La cinta de l'inductor també ajuda a reduir les pèrdues.

1.11.4. Disseny de l'inductor

Per tal de calcular el nombre d'espines de l'inductor partirem de que el nucli de la bobina proposada té un nucli toroidal:

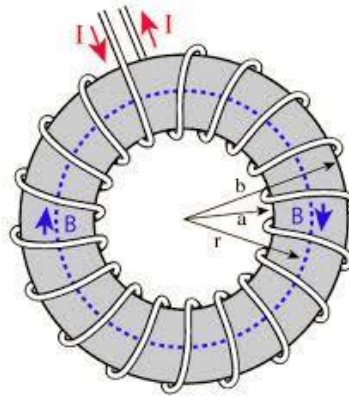


Figura 46. Exemple d'una bobina toroidal.

Sigui la Llei d'Ampere:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \cdot I \quad (11.1)$$

Tenint en compte que B i di són paral·lels, es pot agafar la component escalar. A més traient B com a constant, queda:

$$B \oint di = B \cdot 2\pi r = \mu_0 \cdot I \quad (11.2)$$

Seguidament, i afegint el nombre d'espines, queda el següent:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi r} \cdot N \quad (11.3)$$

A més:

$$\phi = B \cdot A \quad (11.4)$$

Relacionant les anteriors equacions amb la inductància:

$$L = N \cdot \frac{\phi}{I} = N \cdot \frac{B \cdot A}{I} = N \cdot \left(\frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi r} \cdot N \right) \cdot \frac{A}{I} \quad (11.5)$$

Tenint en compte que el nucli utilitzat ve donat per un fabricant que proporciona el seu full de característiques (*Datasheet*), es pot expressar la inductància de la següent manera:

$$L = A_L \cdot N^2 \cdot 10^{-9} \quad (11.6)$$

On A_L és l'índex d'autoinducció, i depèn de les dimensions del nucli. Per tant no cal mesurar el radi ni cap altre paràmetre, perquè ho proporciona el fabricant.

Sabent que volem una inductància de 100 μH i que l'índex d'autoinducció és de 281 nH:

$$N = \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-6}}{281 \cdot 10^{-9}}} = 18,86$$

S'agafen 20 voltes aproximadament, que tornant a calcular la inductància s'obté:

$$L = 281 \cdot 20^2 \cdot 10^{-9} = 112,4 \mu\text{H}$$

1.11.5. Disseny del Transformador

Per al disseny del transformador s'ha seguit pas a pas la metodologia del llibre *TRANSFORMERS AND INDUCTORS FOR POWER ELECTRONICS. THEORY, DESIGN AND APLICATIONS* de W. G. Hurley i W. H. Wölfle.

Per a sobredimensionar el transformador i evitar saturacions, s'ha utilitzat l'etapa de control amb PWM (veure Annex 1). Els corrents eren més elevats de manera que s'agafen aquests valors per a protegir el transformador.

A continuació el càlcul:

Valor mig de la tensió d'entrada:

$$\langle v \rangle = V_i \quad (11.7)$$

Paràmetres:

$$k = \frac{V_{rms}}{\langle v \rangle} = \frac{\frac{V_i}{\sqrt{1-D}}}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1-D}} \quad (11.8)$$

$$\frac{\tau}{T} = \frac{DT/4}{T} = \frac{D}{4} \quad (11.9)$$

$$K_v = \frac{k}{\tau/T} = \frac{4}{D \cdot \sqrt{1-D}} \quad (11.10)$$

Tensions i corrents del primari i secundari apareixen a la *Figura 47*.

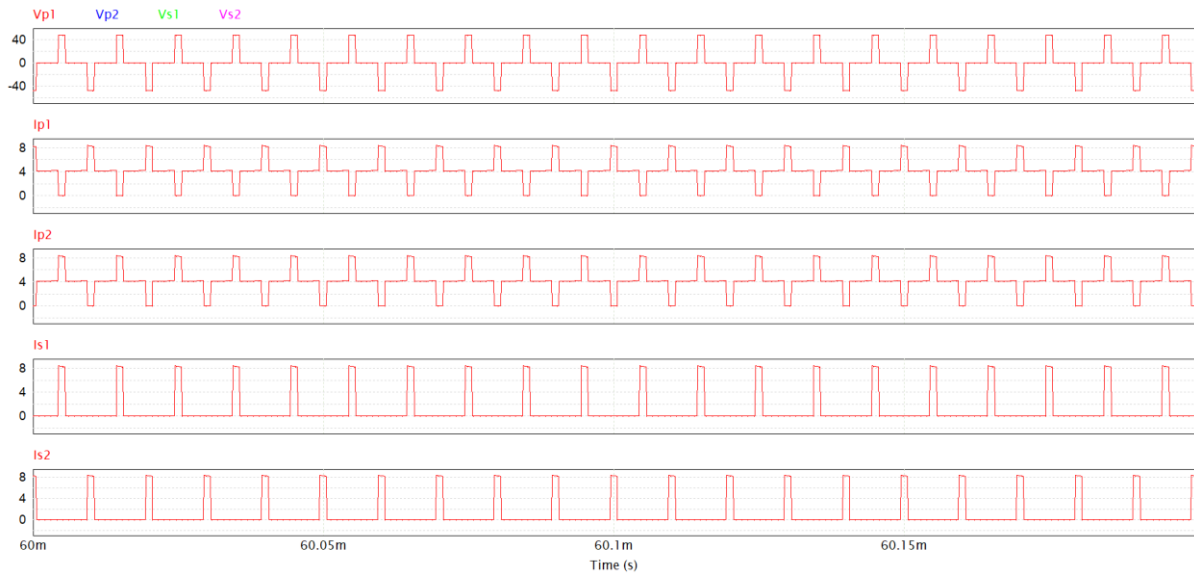


Figura 47. Valors RMS en conjunt del transformador.

Per cada debanat:

$$V_{p,rms} = V_{s,rms} = 24,48 V \quad (11. 11)$$

$$I_{p,rms} = 4,66 A \quad (11. 12)$$

$$I_{s,rms} = 3 A \quad (11. 13)$$

Factor de potència (debanat secundari):

$$\langle p \rangle = \frac{P_o}{2} = 50 W \quad (11. 14)$$

$$k_{ps} = \frac{\langle p \rangle}{V_{s,rms} \cdot I_{s,rms}} = \frac{50}{24,48 \cdot 3} = 0,681 \quad (11.15)$$

Factor de potència (debanat primari):

$$\langle p \rangle = \frac{D}{2} V_i \cdot I_i = 37,35 \text{ W} \quad (11.16)$$

$$k_{pp} = \frac{\langle p \rangle}{V_{p,rms} \cdot I_{p,rms}} = \frac{37,35}{24,48 \cdot 4,66} = 0,33 \quad (11.17)$$

Selecció del nucli de ferrita:

$$\sum VA = \left(\frac{1}{k_{pp}} \left(\frac{P_o}{2} + \frac{P_o}{2} \right) + \frac{1}{k_{ps}} \left(\frac{P_o}{2} + \frac{P_o}{2} \right) \right) = P_o \left(\frac{1}{k_{pp}} + \frac{1}{k_{ps}} \right) \quad (11.18)$$

$$\sum VA = 450,1 \text{ VA} \quad (11.19)$$

Material EPCOS ETD44:

K_c	9.12
α	1.24
β	2.0
B_{sat}	0.4 T

Figura 48. Característiques del material del nucli (1).

A_c	1.73 cm ²
W_a	2.78 cm ²
A_p	4.81 cm ⁴
V_c	17.70 cm ³
k_f	1.0
k_u	0.4
MLT	7.77 cm
ρ_{20}	1.72 μΩ-cm
α_{20}	0.00393

Figura 49. Característiques del material del nucli (2).

$$B_o = \frac{[h_c k_a \Delta T]^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} [\rho_w k_w k_u]^{\frac{1}{12}} [k_c K_c f^\alpha]^{\frac{7}{12}}} \left[\frac{K_v f k_f k_u}{\sum VA} \right]^{\frac{1}{6}} \quad (11.20)$$

$$B_o = \frac{[10 \cdot 40 \cdot 35]^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} [1,72 \cdot 10^{-8} \cdot 10 \cdot 0,4]^{\frac{1}{12}} [5,6 \cdot 9,12 \cdot 100000^{1,24}]^{\frac{7}{12}}} \cdot \left[\frac{10,67 \cdot 100000 \cdot 1 \cdot 0,4}{450,1} \right]^{\frac{1}{6}} = 0,11 T \quad (11.21)$$

$$A_p = \left[\frac{\sqrt{2} \sum VA}{K_v f B_o k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right]^{8/7} \quad (11.22)$$

$$A_p = \left[\frac{\sqrt{2} \cdot 450,1}{10,66 \cdot 100000 \cdot 0,11 \cdot 1 \cdot 0,4 \cdot 48,2 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{0,4 \cdot 35}} \right]^{8/7} \cdot 10^8 = 0,329 \text{ cm}^4 \quad (11.23)$$

El nucli serveix, ja que 0,329 cm⁴ < 4,81 cm⁴ (Màxima del material) i 0,11T < 0,4 T (Saturació).

Disseny del cable

Nombre de voltes:

$$N_p = \frac{V_p}{K_v B_{max} A_c f} = \frac{48}{10,66 \cdot 0,126 \cdot 1,73 \cdot 10^{-4} \cdot 100000} = 2,06 \quad (11.24)$$

Escollim 3 voltes, pel primari i pel secundari (relació n=1).

Mida del cable:

$$J_o = K_t \sqrt{\frac{\Delta T}{2k_u}} \frac{1}{\sqrt[8]{A_p}} = 48,2 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{35}{2 \cdot 0,4}} \frac{1}{\sqrt[8]{4,81 \cdot 10^{-8}}} \\ = 2,620 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2 \quad (11.25)$$

Corrent primari:

$$I_p = \frac{\frac{P_o}{2}}{k_{pp} V_p} = \frac{\frac{100}{2}}{0,33 \cdot 48} = 3,156 \quad (11.26)$$

Sobredimensionem i agafem 4:

$$A_w = \frac{I_p}{J_o} = 1,53 \text{ mm}^2 \quad (11.27)$$

El cable haurà de tenir una secció mínima de 1,53 mm² i serà necessari com a mínim realitzar 4 espres per debanat.

1.12. ANÀLISI EXPERIMENTAL

En primer lloc s'han comprovat continuïtats dels components i que tots estan soldats de manera correcta. Ha costat ja que han aparegut algunes complicacions:

- El *footprint* del transformador no es va dissenyar de manera correcta, per tant el component una vegada muntat era més petit del que s'havia pensat inicialment. Ha sigut necessari fer algunes modificacions per tal de que encaixés correctament.
- Ha sigut necessari augmentar els *pads* de les vies, ja que eren molt petits i no es podien soldar les potes sobrants d'altres components.

Abans de provar l'etapa de control en *Sliding*, cal provar que el convertidor funciona. Per tant, i després d'alguns problemes, s'ha dissenyat un petit circuit per tal de fer commutar els transistors però sense llaç de control. És a dir, en llaç obert.

El circuit ve donat per la *Figura 50*.

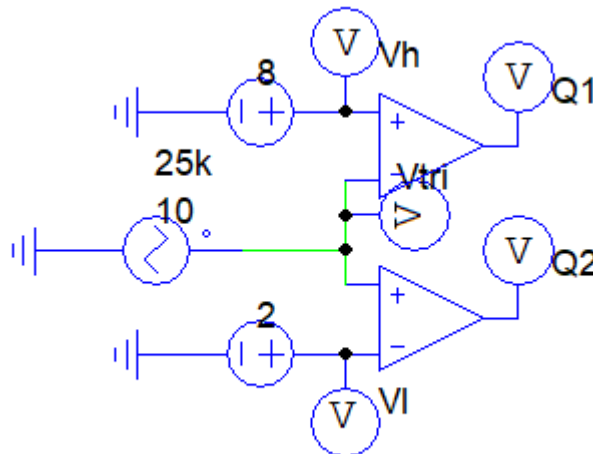


Figura 50. Esquema de commutació en llaç obert.

S'ha provat directament a la placa, ja que el circuit del *driver* ja està muntat. Per tant només s'han alimentat els components necessaris (el *driver* i el xip amb 2 comparadors, LM319).

S'han escollit unes tensions de 8 i 2 V per aconseguir un cicle de treball del 60%.

Les entrades al comparador són les que apareixen a la *Figura 51*.

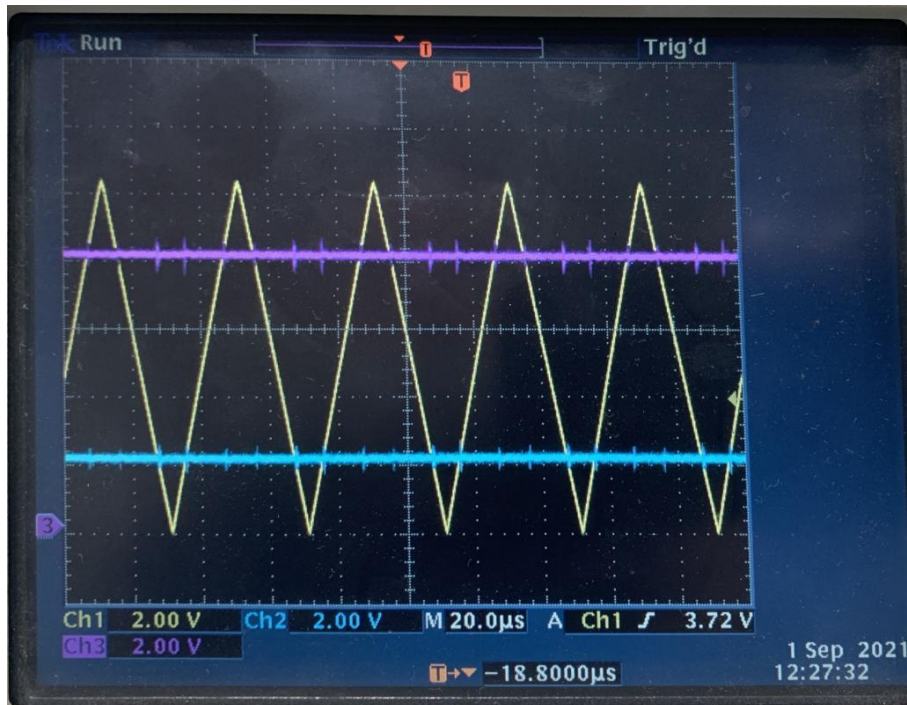


Figura 51. Entrades del comparador.

A la sortida de cada comparador apareix la senyal quadrada de la *Figura 52* i la *Figura 53*.

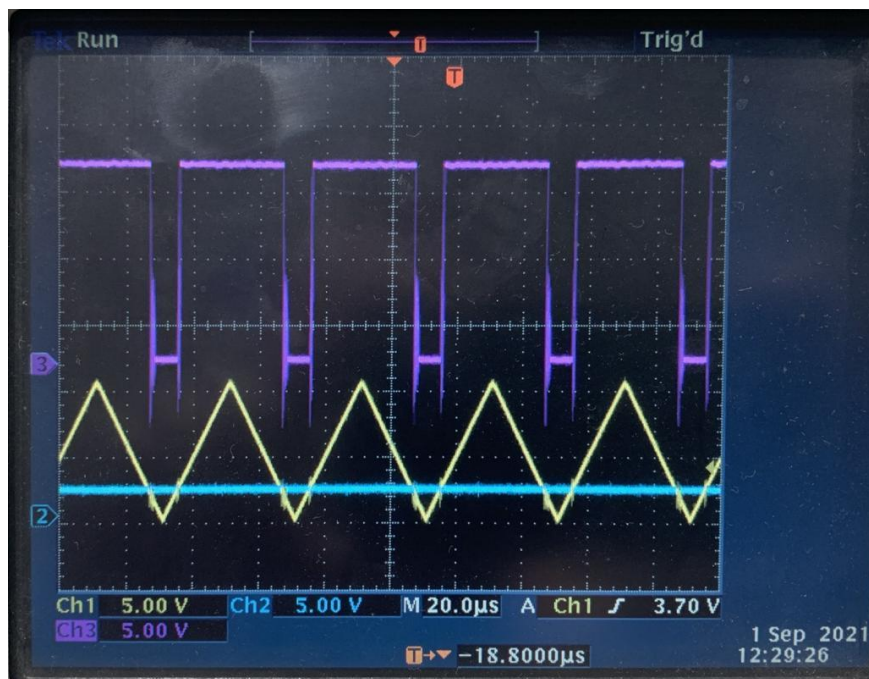


Figura 52. Entrades i sortida d'un comparador (1).

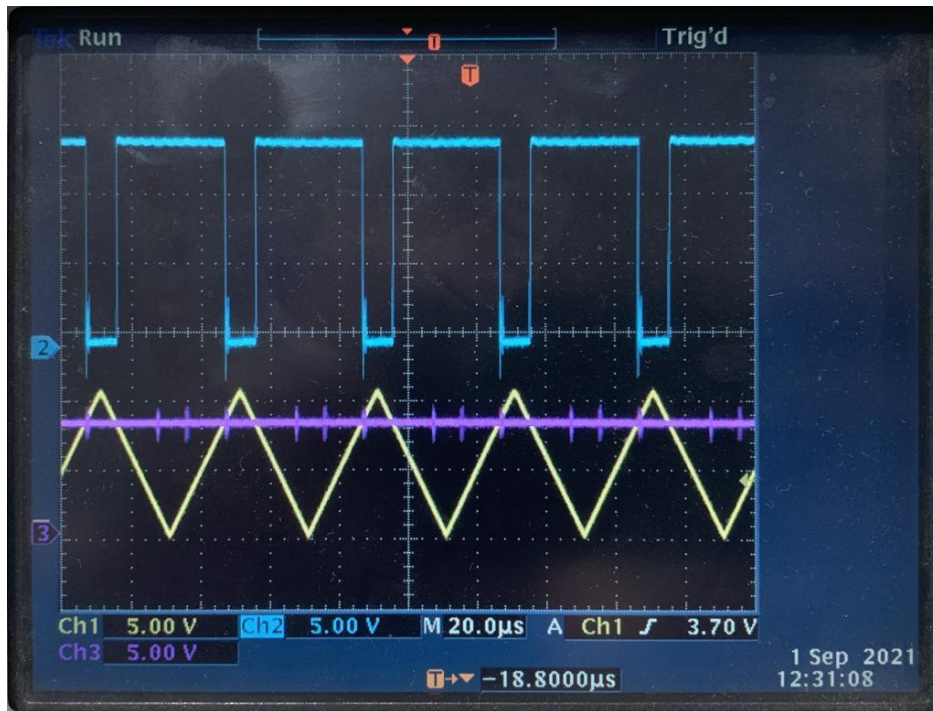


Figura 53. Entrades i sortides d'un comparador (2).

Per tant, la commutació dels 2 MOSFETS és la que apareix a la *Figura 54*. Si es compara amb la *Figura 29* es pot veure com la commutació és igual que en les simulacions.

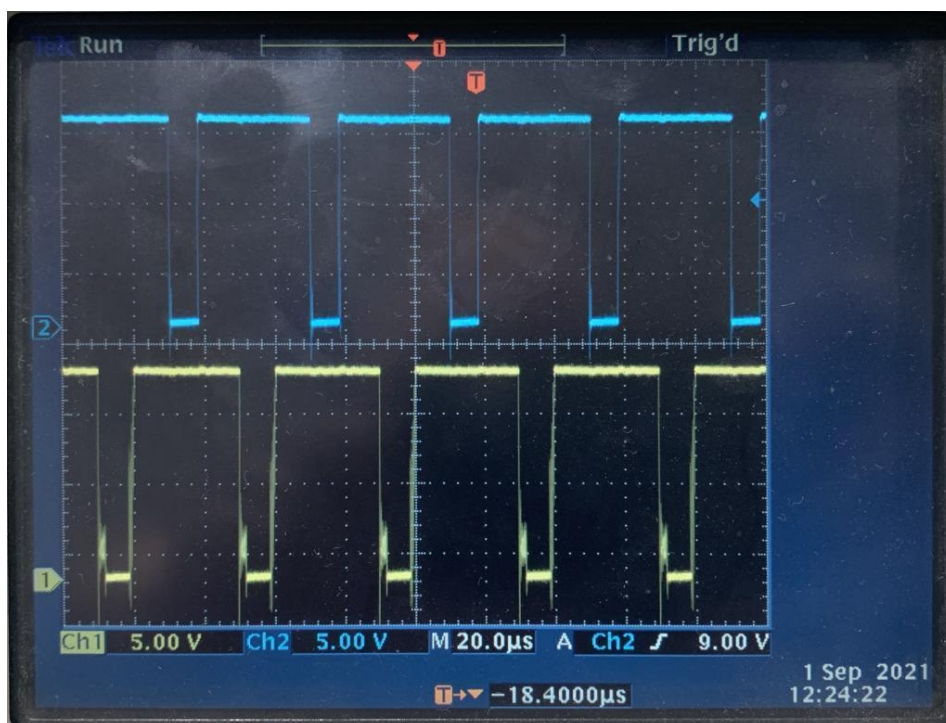


Figura 54. Sortides del comparador.

Per un cicle de treball del 60 %, la tensió de sortida vindrà donada per l'equació 12.1.

$$V_o = \frac{n \cdot V_i}{1 - D} \quad (12.1)$$

Sabent que $n=1$ i la tensió d'entrada són 12 V, la tensió de sortida hauria de ser de 30 V.

Experimentalment a la sortida s'obtenen 35 V, tal i com indica la *Figura 55*.

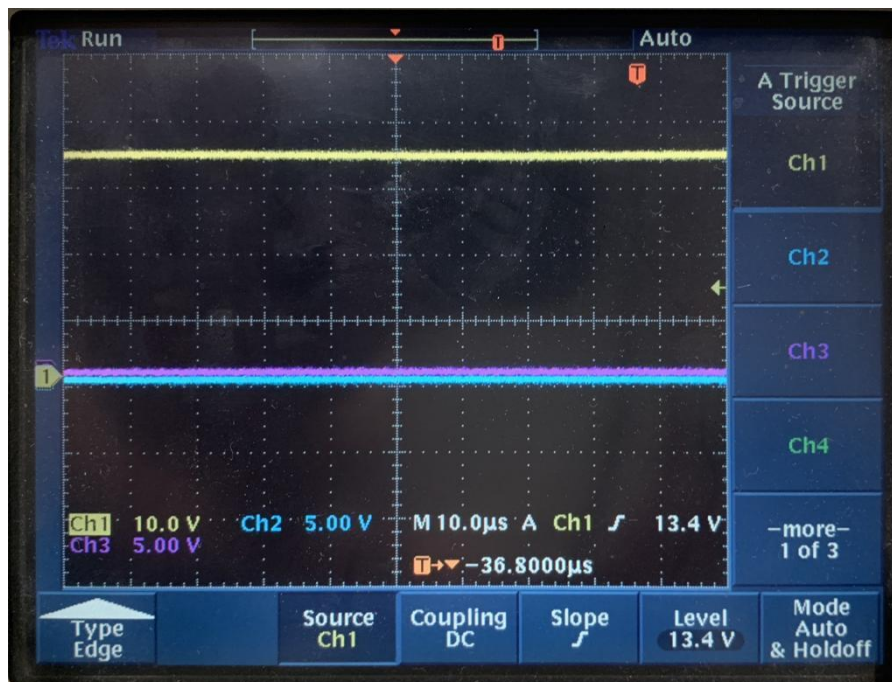


Figura 55. Tensió de sortida experimental.

Aquest augment de tensió respecte el càlcul teòric es pot deure a que el cicle de treball no sigui exactament del 60%, sinó que sigui una mica més gran. L'ona triangular del comparador no s'ha pogut ajustar amb precisió als 10 V.

Per altra banda, també podria ser que al haver muntat de manera manual el transformador, la relació no fos exactament de $n=1$, sinó que fos diferent.

Tal i com indica la *Figura 56*, el consum de corrent és de 1,3 A. S'ha escollit un cicle de treball tal que el consum fos similar al de les simulacions (tot i que eren en llaç tancat).



Figura 56. Tensió i corrent d'entrada.

La *Figura 57* mostra l'ona de corrent de l'inductor.

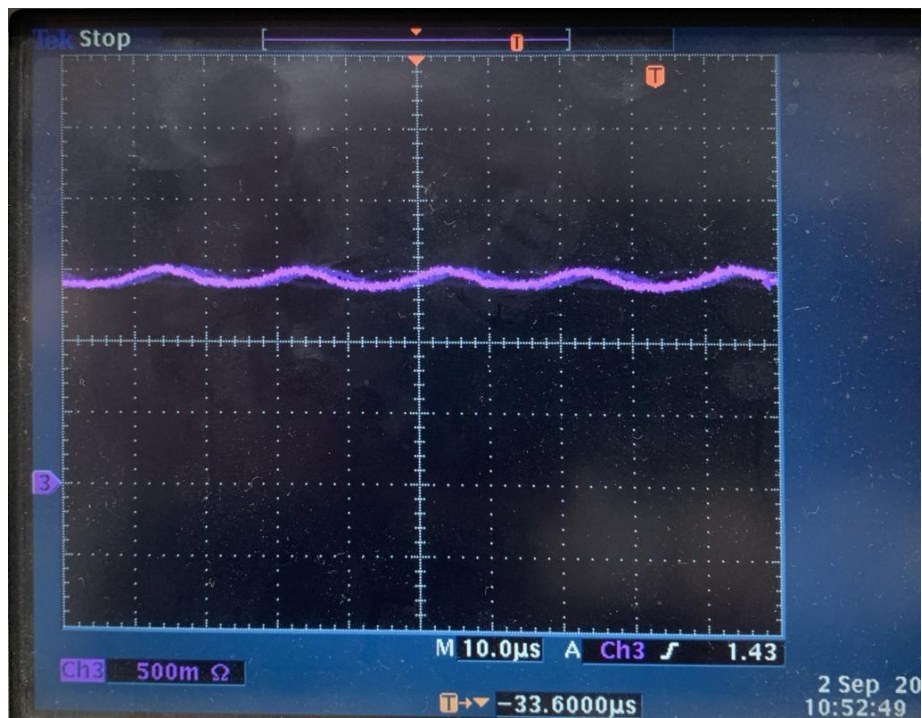


Figura 57. Corrent de l'inductor experimental.

L'ona no és triangular com hauria de ser-ho segons les simulacions. Aquest fenomen es pot deure a que es produeixi saturació al nucli de la bobina.

Per calcular el rendiment del convertidor, es fa mitjançant l'equació 12.2.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (12. 2)$$

$$P_1 = V_i \cdot I_i = 12 \cdot 1,3 = 15,6 \text{ W} \quad (12. 3)$$

$$P_2 = \frac{V_o^2}{R} = \frac{35^2}{100} = 12,25 \text{ W} \quad (12. 4)$$

Si es substitueixen les equacions 12.3 i 12.4 a l'equació 12.2 s'obté un rendiment del 78,5%.

No és un rendiment gaire alt, tenint en compte que l'ideal seria del 100%. No obstant això, i tenint en compte que tant la bobina com el transformador s'han implementat de forma manual, està prou bé. Com a 1a implementació és satisfactòria.

El control en mode lliscant no s'ha pogut implementar al laboratori per una manca de temps. Ha estat una llàstima ja que hagués sigut interessant introduir variacions a la tensió d'entrada i a la càrrega per verificar el comportament de LFR.

Més endavant s'hagués pogut realitzar algun disseny més de placa PCB per un altre tipus de transformar i bobina, per tal de millorar-ne l'eficiència.

1.13. CONCLUSIONS

En conclusió, es pot afirmar que s'han complert els objectius del treball.

S'ha vist que és un resistor lliure de pèrdues (LFR) i quin comportament té. S'ha demostrat que es tracta d'un tipus de dispositiu anomenat POPI, ja que manté la potència de sortida igual a la d'entrada.

S'ha analitzat de manera teòrica un tipus de convertidor poc freqüent. Se n'ha comprovat l'estabilitat i s'ha vist com es comportava com un resistor lliure de pèrdues.

S'ha dissenyat una etapa de control complexa. El control en *Sliding* és més complicat de realitzar que el clàssic comparador amb PWM, ja que no té una freqüència de commutació fixa, sinó que es variable.

Aquesta etapa de control ha requerit de diversos mètodes per tal de fer-la efectiva, com per exemple l'ús de biestables i portes lògiques, dissenyar un bon diagrama d'estats, etc.

A més ha sigut necessari dissenyar l'inductor i el transformador de forma manual, ja que no se n'han trobat al mercat amb les característiques desitjades. Aquest fet ha requerit molta recerca en diversos llibres per tal de que el disseny fos complert i no portés problemes en la verificació experimental.

Per acabar, s'ha dissenyat una placa de circuit imprès amb el convertidor. Ha calgut mirar molts components a proveïdors i dissenyar -los per adaptar-los a la placa, per tal de que no hi hagués problemes de dimensions amb ells.

Ha estat una llàstima no poder provar el control en mode lliscant de manera experimental, però per una manca de temps no ha sigut possible. Es podria realitzar més endavant si es volgués continuar amb el projecte.

Per tant, ha sigut necessari utilitzar pràcticament tots els coneixements apresos en la carrera, ja que s'ha dissenyat una placa PCB, s'ha extret circuit amb portes lògiques a partir de diagrames d'estat, s'han dissenyat components i s'ha demostrat l'estabilitat i calculat les equacions teòriques del convertidor.

Personalment penso que és un projecte de recerca força complert per l'esmentat en l'anterior paràgraf. Tot i que han anat sorgint diversos problemes al llarg del projecte, i malgrat la situació en la que s'ha dut a terme (Pandèmia per la COVID-19), penso que els resultats obtinguts són força satisfactoris.

1.14. REFERÈNCIES

- A. Cid-Pastor, L. M.-S. (s.f.). Synthesis of loss-free resistors based on sliding-mode control and its applications in power processing.
- A. Marcos-Pastor, E. V.-I.-P.-S. (s.f.). Digital Loss-Free Resistor for power factor correction applications.
- Abdelkarim, R. H. (s.f.). *Cascaded Voltage Step-up Canonical Elements for Power Processing in PV Applications*.
- Abraham I. Pressman, K. B. (2009). *Switching Power Supply Design*.
- Cid-Pastor, A. (s.f.). *Energy Processing By Means of Power Gytrators*.
- L. Martinez Salamero, N. P. (2010). *Analysis and design of a loss-free resistor based on a boost converter in PWM operation*.
- Mallada, Ú. R. (2007). *Síntesis de Resistores Libres de Pérdidas*.
- Robert W. Erickson, D. M. (1997). *Fundamentals of Power Electronics*.
- W. G. Hurley, w. W. (2013). *Transformers and Inductors for Power Electronics*.
- William Gerard Hurley, T. M. (s.f.). The Performance Factor of Magnetic Materials Revisited. *IEEE Power electronics Magazine*, 26-34.

2. ANNEX 1

2.1. CONTROL AMB PWM

El control mitjançant modulació d'amplada de polsos (PWM) destaca per la seva senzillesa. A continuació s'explicarà el control realitzat a l'inici del projecte i amb el qual es va dimensionar el transformador.

El circuit és el que apareix a la *Figura 58*.

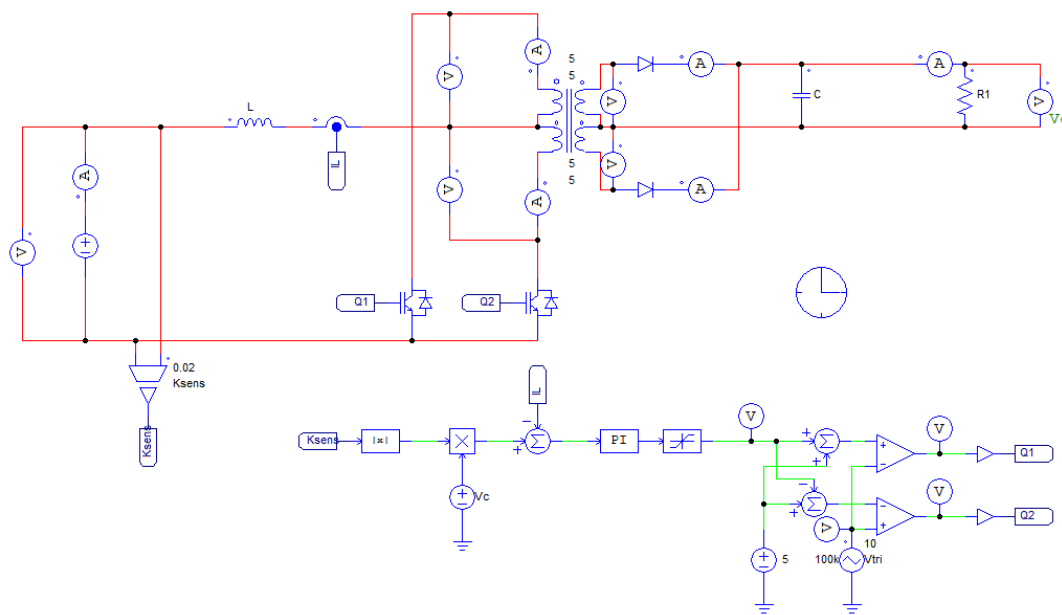


Figura 58. Push-Pull Current Fed amb control PWM.

Igual que en les simulacions dels altres apartats, es considerarà que la relació de transformació del transformador és $n=1$, per facilitar operacions.

Es realitza un control de tipus proporcional i integral (PI).

Primerament es calcula la resistència de càrrega, inicialment es volia fer un convertidor de 100 W i desitjant 48 V a la sortida, es pot calcular amb l'equació A1.1.

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{48^2}{100} = 23,04 \Omega \quad (\text{A.1. 1})$$

2.1.1. Càlcul de l'inductor

Es suposarà un arrissat al corrent de l'inductor del 5%, que vindrà donat per l'equació A.1.2.

$$\Delta I_L = 0,05 \cdot \frac{P_o}{V_i} = 0,05 \cdot \frac{100}{12} = 0,416 \text{ A} \quad (\text{A.1. 2})$$

De l'equació A.1.2 també s'extreu que $I_L = 8,33 \text{ A}$.

Per calcular el cicle de treball "D", s'aplicarà l'equació deduïda de l'apartat 1.7.2.5. i tenint en compte que $n=1$. "D" apareix a l'equació A.1.3.

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} = 1 - \frac{12}{48} = 0,75 \text{ A} \quad (\text{A.1. 3})$$

Per calcular el valor de l'inductor "L", s'aplicarà l'equació A.1.4. La freqüència de commutació és de 100 kHz.

$$L = \frac{V_i \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} = \frac{12 \cdot 0,75}{0,416 \cdot 100 \cdot 10^3} = 216 \mu\text{H} \quad (\text{A.1. 4})$$

S'han suposat 200 μH , per agafar un valor normalitzat.

Pel condensador s'han suposat 330 μF , per tal de poder filtrar el possible arrissat a la sortida.

2.1.2. Càlcul de K i τ del controlador PI

El criteri escollit per determinar τ es que la freqüència on es situa el zero del controlador PI sigui inferior a la freqüència de commutació del convertidor (mínim 10 vegades). Tot i que aquest convertidor no estigui alimentat a la xarxa elèctrica, es suposarà un mínim de 20 vegades la freqüència de la xarxa (50 Hz), per establir un límit suficientment alt.

Per tant, segons les equacions A.1.5 i A.1.6 s'escull una freqüència de $\omega_c = 2\pi \cdot 5000$ rad/s

$$20 \cdot 2\pi \cdot f_{xarxa} \leq \omega_c < 2\pi \cdot \frac{f_s}{10} \quad (\text{A.1. 5})$$

$$2\pi \cdot 1000 \leq \omega_c < 2\pi \cdot 10000 \quad (\text{A.1. 6})$$

Per tant la constant valdrà el que indica l'equació A.1.7.

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} = 31,83 \mu\text{s} \quad (\text{A.1. 7})$$

El guany del sensor és 0,02 i l'amplitud de l'ona triangular és de 10 V.

Per calcular la tensió del multiplicador, s'aplicarà l'equació A.1.8.

$$V_c = \frac{I_L}{K_{sens} \cdot V_i} = \frac{8,33}{0,02 \cdot 12} = 34,71 \text{ V} \quad (\text{A.1. 8})$$

Finalment per calcular la K del controlador PI, s'aplica l'equació A.1.9.

$$K = \frac{V_p \cdot L \cdot \omega_c}{V_o} = \frac{10 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 5000}{48} = 1,31 \quad (\text{A.1. 9})$$

2.1.3. Verificació

La *Figura 59* mostra la tensió de sortida de 48 V (la desitjada) i un corrent a l'inductor de 8,3 A (el desitjat).

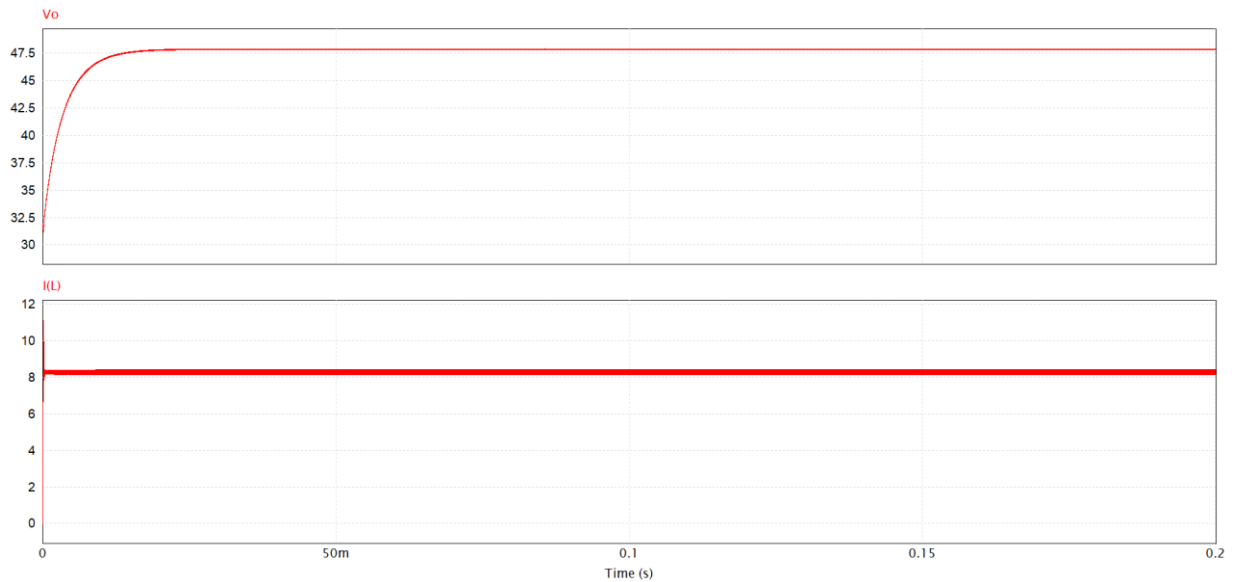


Figura 59. Tensió de sortida i corrent de l'inductor pel control PWM.

Analitzant la *Figura 60* es pot observar com l'arissat a la tensió de sortida és molt baix i l'arissat de corrent és exactament el calculat, 0,4 A.

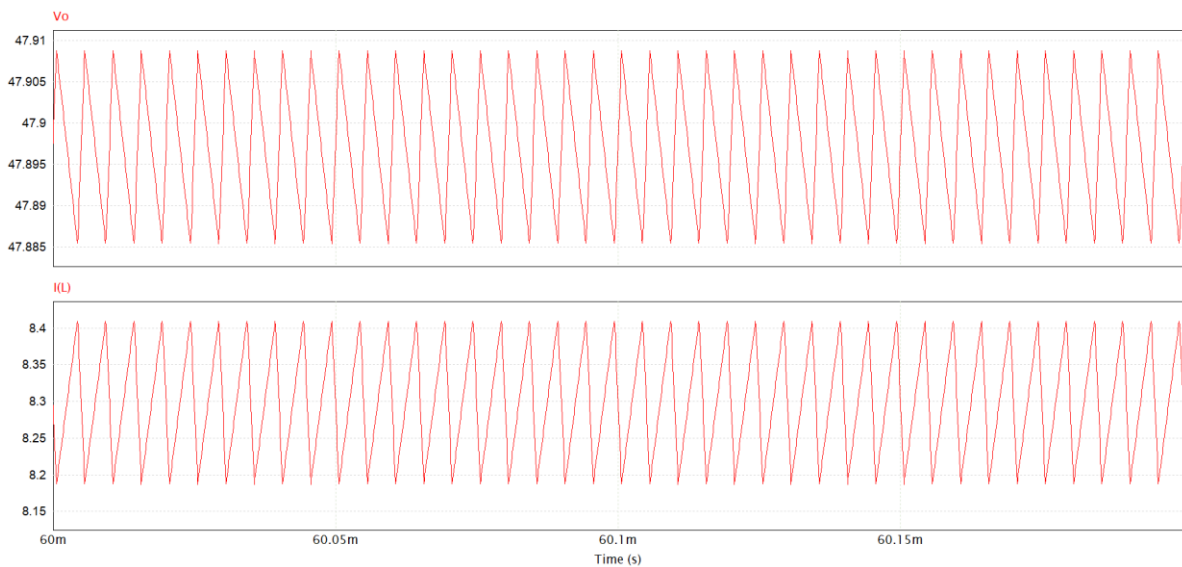


Figura 60. Règim estacionari de la tensió de sortida i del corrent de l'inductor.

A més, si s'analitza en la commutació dels MOSFETS es fàcil veure com és la correcta tal i com s'ha analitzat a la memòria. La *Figura 61* ho il·lustra.

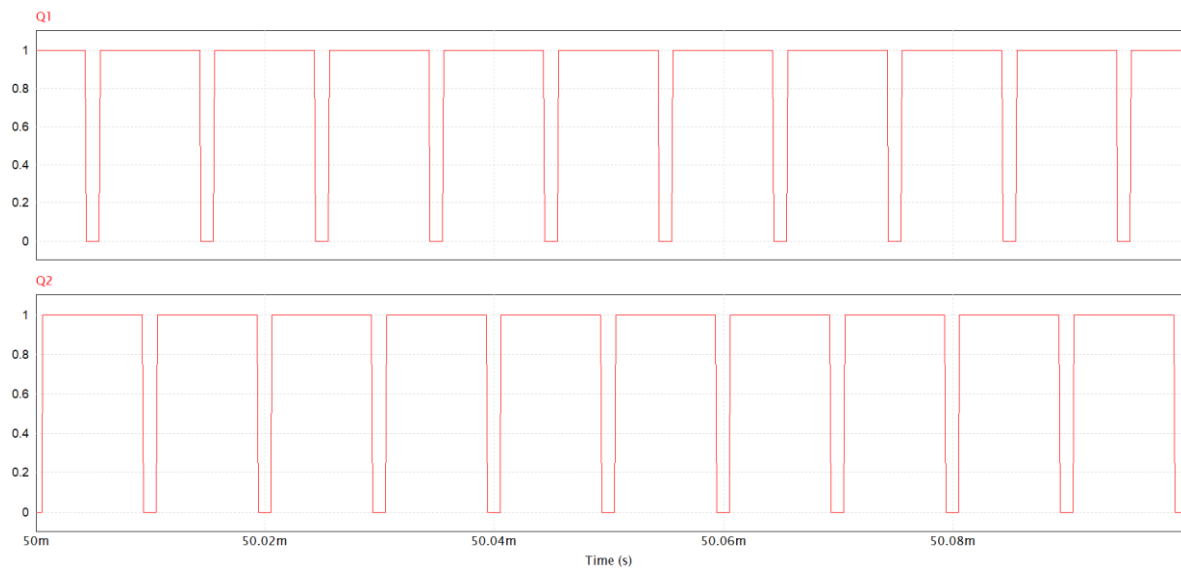


Figura 61. Commutació dels MOSFETS al control PWM.

3. ANNEX 2

3.1. COMANDA DE COMPONENTS

En la *Taula* es pot apreciar els components comprats amb el codi del proveïdor (RS en aquest cas) per tal de poder buscar més informació de cada component si es desitja.

Taula 9. Comanda de components a RS.

Unitats	Descripció	Codi RS	Preu unitari
10	Nucli 1	125-3340	1,67 €
2	Nucli 2	125-3357	1,82 €
10	Nucli 3	125-3409	0,91 €
5	Nucli 4	125-3391	3,57 €
5	UA741	305-311	0,68 €
14	TC4427	207-0180	1,59 €
5	DIODE ENTRADA	865-1877	0,16 €
14	DIODE SCHOTTKY	809-9036	2,17 €
20	DIODE ZENER	544-3503	0,14 €
14	MOSFET	325-7625	1,09 €
2	CONDENSADOR 330 uF	711-1618	0,48 €
25	CONDENSADOR 100 nF	699-4891	0,49 €
1	RSENS	320-4918	5,87 €
10	RESISTOR 10	707-8782	0,12 €
10	RESISTOR 1k	707-7666	0,16 €
10	RESISTOR 10k	707-7745	0,16 €
10	RESISTOR 100k	707-7824	0,18 €
5	CON2	220-4260	1,81 €
5	CON3	220-4276	2,65 €
5	SUPORT XIPS	702-0496	0,88 €

(Robert W. Erickson, 1997)

(William Gerard Hurley)

(Abraham I. Pressman, 2009)

(W. G. Hurley, 2013)

(Mallada, 2007)

(Abdelkarim)

(Cid-Pastor)

(L. Martinez Salamero, 2010)

(A. Cid-Pastor)

(A. Marcos-Pastor)