

Jordi Pedrola Aznar

Control Digital d'un Convertidor Ressonant LLC

TREBALL DE FI DE GRAU

dirigit per Dr. Enric Vidal Idiarte

Grau d'Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2021

ÍNDIX

| | | |
|--------|----------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1. | Introducció | 1 |
| 1.1. | Objectius..... | 1 |
| 2. | Convertidors ressonants..... | 2 |
| 2.1. | Tipus de convertidors ressonants | 3 |
| 2.1.1. | Tanc ressonant en sèrie | 3 |
| 2.1.2. | Tanc ressonant en paral·lel..... | 3 |
| 2.1.3. | Tanc ressonant en paral·lel i sèrie: LLC i LCC..... | 4 |
| 2.2. | Convertidor ressonant LLC de mig pont..... | 5 |
| 2.3. | Funcionament detallat d'un cicle del convertidor | 6 |
| 2.4. | Comportament del Circuit depenent si estem dalt, sota o en la freqüència de ressonància..... | 7 |
| 2.4.1. | Freqüència de commutació per sota de la ressonant..... | 8 |
| 2.4.2. | Freqüència de commutació igual que la ressonant | 8 |
| 2.4.3. | Freqüència de commutació per sobre de la ressonant..... | 9 |
| 2.5. | Modelització d'un convertidor ressonant LLC | 9 |
| 2.5.1. | Relació d'espises del transformador..... | 10 |
| 2.5.2. | Guany màxim i mínim | 11 |
| 2.5.3. | Selecció de la inductància i del factor de qualitat..... | 11 |
| 2.5.4. | Equacions dels elements dels tancs ressonants..... | 13 |
| 2.6. | Especificacions i resultats..... | 14 |
| 2.6.1. | Especificacions del fabricant..... | 14 |
| 2.6.2. | Resultats..... | 14 |
| 2.7. | Verificació de les especificacions del fabricant a través de PSIM | 16 |
| 3. | Disseny del control..... | 18 |
| 3.1. | Modelització del convertidor ressonant mitjançant el model de la mitjana del senyal..... | 18 |
| 3.1.1. | Validació de les funcions de transferència | 21 |
| 3.2. | Disseny del controlador | 23 |
| 3.3. | Controlador 2P2Z | 26 |
| 3.4. | Verificació del llaç de control..... | 30 |
| 3.5. | Discretització del controlador | 31 |
| 3.5.1. | Mètode Bilineal o TUSTIN..... | 32 |
| 3.5.2. | Obtenció del controlador $G_c(z)$ | 33 |
| 3.5.3. | Estructura 2P2Z | 37 |
| 4. | Verificació Experimental..... | 40 |
| 4.1. | CODE COMPOSER STUDIO | 41 |
| 4.2. | Llibreria "Digital Power"..... | 42 |
| 4.3. | Configuració dels blocs del programa | 45 |
| 4.3.1. | Assignació del bloc adient | 46 |
| 4.4. | Configuració dels paràmetres del controlador 2P2Z..... | 48 |
| 4.4.1. | Verificacions i adaptació del controlador..... | 51 |

| | | |
|--------|-------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.4.2. | Adaptació del controlador 2P2Z dissenyat | 52 |
| 4.5. | Validació del funcionament de la placa | 54 |
| 4.6. | Validació del nostre controlador experimentalment | 55 |
| 5. | Doble llaç de control | 56 |
| 5.1. | Diagrama de blocs del doble llaç de control per a un convertidor ressonant LLC..... | 57 |
| 5.2. | Disseny dels controladors | 59 |
| 5.2.1. | Llaç intern | 59 |
| 5.2.2. | Llaç extern | 61 |
| 5.3. | Verificació mitjançant simulacions..... | 62 |
| 6. | Conclusions | 65 |
| 7. | BIBLIOGRAFIA..... | 66 |
| 8. | Annexos..... | 68 |
| 8.1. | Fitxers de Matlab | 68 |

Índex de figures

| | | |
|--------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 2.1. | Components d'un convertidor ressonant [4] | 2 |
| Figura 2.2. | Forma del tanc ressonant en sèrie..... | 3 |
| Figura 2.3. | Forma del tanc ressonant en paral·lel..... | 4 |
| Figura 2.4. | Tanc ressonant de les dues topologies sèrie/paral·lel (LCC i LLC) | 4 |
| Figura 2.5. | Esquema del convertidor LLC de mig pont (TMDSHVRESLLCKIT)..... | 5 |
| Figura 2.6. | Mode de funcionament amb Q1 i Q2 OFF[3] | 6 |
| Figura 2.7. | Mode de funcionament amb Q1 i Q2 OFF[3] | 7 |
| Figura 2.8. | Formes d'ona per sota de la freqüència de ressonància..... | 8 |
| Figura 2.9. | Formes d'ona operant en la freqüència de ressonància | 8 |
| Figura 2.10. | Formes d'ona operant per sobre de la freqüència de ressonància | 9 |
| Figura 2.11. | Model lineal del convertidor ressonant LLC | 10 |
| Figura 2.12. | Freqüència normalitzada VS Guany[1] | 11 |
| Figura 2.13. | Zones d'operació [1] | 12 |
| Figura 2.14. | Factor de Qualitat VS Guany de pic[1] | 12 |
| Figura 2.15. | Circuit equivalent implementat en PSIM | 16 |
| Figura 2.16. | Tensió, corrent i sortida del convertidor ressonant | 16 |
| Figura 2.17. | Formes d'ona dels MOSFETS i Rectificador | 16 |
| Figura 2.18. | Formes d'ona del tanc ressonant | 17 |
| Figura 3.1. | Model equivalent en petit senyal..... | 18 |
| Figura 3.2. | Resposta freqüencial de $G_{voileq}(s)$ corresponent al circuit implementat en PSIM | 22 |
| Figura 3.3. | Resposta Freqüencial de la funció de transferència $G_{voileq}(s)$ | 22 |
| Figura 3.4. | Llaç tancat de control de Tensió..... | 23 |
| Figura 3.5. | Resposta de freqüència a voltatge | 23 |
| Figura 3.6. | Resposta en freqüència afegint el controlador P..... | 24 |
| Figura 3.7. | Ajust manual del guany del controlador mitjançant controlSystemDesigner | 25 |
| Figura 3.8. | Resposta del control PI amb llaç tancat..... | 25 |
| Figura 3.9. | Resposta freqüencial amb controlador PI..... | 26 |

Índex

| | | |
|--------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 3.10. | Figura 26.Comanda MATLAB | 27 |
| Figura 3.11. | Menú principal del controlSystemDesigner | 27 |
| Figura 3.12. | Editor de diagrama de BODE..... | 28 |
| Figura 3.13. | Afegir controlador a una Resposta freqüencial..... | 28 |
| Figura 3.14. | Resposta Freqüencial amb el controlador 2P2Z | 29 |
| Figura 3.15. | Situació de pols i zeros afegits | 29 |
| Figura 3.16. | Circuit de simulació complet PSIM | 30 |
| Figura 3.17. | Resposta del llaç tancat amb el controlador 2P2Z per una variació de càrrega de 6 A a 18 A amb variacions del voltatge d'entrada..... | 31 |
| Figura 3.18. | Configuració del llaç de control digital | 32 |
| Figura 3.19. | Integració trapezoidal de la senyal | 33 |
| Figura 3.20. | Funció per efectuar el mètode bilineal | 33 |
| Figura 3.21. | Representació del retard temporal | 34 |
| Figura 3.22. | Resposta freqüencial tenint en compte el retard | 35 |
| Figura 3.23. | Situació dels pols i zeros implementats | 36 |
| Figura 3.24. | Estructura 2P2Z..... | 37 |
| Figura 3.25. | Etapa de control amb l'estructura 2P2Z + retard | 38 |
| Figura 3.26. | Resposta del llaç tancat amb el controlador 2P2Z digital per una variació de càrrega de 6 A a 18 A amb variacions del voltatge d'entrada..... | 39 |
| Figura 4.1. | Entorn de programació CODE COMPOSER STUDIO | 41 |
| Figura 4.2. | Submenú "Target Configurations" | 41 |
| Figura 4.3. | Menú interior de la targeta per indicar microcontrolador | 42 |
| Figura 4.4. | Llaç tancat utilitzant la llibreria Digital Power | 42 |
| Figura 4.5. | Representació mitjançant un bloc de la funció CNTL_2P2Z | 43 |
| Figura 4.6. | Informació que conté el buffer de 2P2Z..... | 43 |
| Figura 4.7. | Composició de la estructura 2P2Z..... | 44 |
| Figura 4.8. | Bloc equivalent a la funció PWM_LLC_CompIPairDB_Cnf | 44 |
| Figura 4.9. | Bloc equivalent a la funció PWM_1ch_UPcntDB | 44 |
| Figura 4.10. | Configuració en llaç tancat del projecte HVLLC | 45 |
| Figura 4.11. | Relació entre el simulador emprat en PSIM i les funcions de la llibreria "Digital Powersim".... | 46 |
| Figura 4.12. | Capçaleres de tots els fitxers del projecte HVLCC.h | 46 |
| Figura 4.13. | Localització de la constant INCR_BUILD 1 | 47 |
| Figura 4.14. | Aspecte del codi amb la configuració 1..... | 47 |
| Figura 4.15. | Aspecte del codi amb la configuració 2..... | 48 |
| Figura 4.16. | Localització dels coeficients de l'estructura 2P2Z | 48 |
| Figura 4.17. | Resposta en llaç tancat del controlador amb els coeficients de Texas | 49 |
| Figura 4.18. | Sensat de la tensió de sortida..... | 49 |
| Figura 4.19. | Interacció entre les funcions..... | 50 |
| Figura 4.20. | Modificacions al llaç de control per obtenir el període en la sortida | 51 |
| Figura 4.21. | Resposta en llaç tancat per una variació de càrrega de 1 A a 6 A..... | 52 |
| Figura 4.22. | Resposta en llaç tancat per una variació de càrrega de 1 A a 6 A..... | 53 |
| Figura 4.23. | Connexió per mesurar el PWM experimentalment sense tensió d'entrada..... | 54 |
| Figura 4.24. | Sortida del PWM..... | 54 |
| Figura 4.25. | Sortida del PWM bipolar..... | 55 |

Índex

| | | |
|--------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 5.1. | Diagrama de blocs del doble llaç de control..... | 57 |
| Figura 5.2. | Diagrama de blocs del llaç intern | 58 |
| Figura 5.3. | Diagrama de blocs del llaç extern | 58 |
| Figura 5.4. | Forma del circuit proposat en el diagrama de blocs del llaç extern..... | 58 |
| Figura 5.5. | Resposta freqüencial de la Irec vs Fs | 59 |
| Figura 5.6. | Disseny del controlador PI per al llaç intern | 60 |
| Figura 5.7. | Resposta freqüencial de Vo vs Irec | 61 |
| Figura 5.8. | Disseny del controlador PI per al llaç extern..... | 62 |
| Figura 5.9. | Circuit PSIM amb el doble llaç de control | 62 |
| Figura 5.10. | Resposta del doble llaç per una variació de càrrega de 6 A a 18 A amb variacions del voltatge d'entrada | 63 |

1. Introducció

1.1.Objectius

El principal objectiu d'aquest document és dissenyar un control digital per a un convertidor ressonant LLC. A més a més, es pretén verificar aquest control digital experimentalment sobre la placa de desenvolupament hardware TMDSHVRESLLCKIT del fabricant Texas Instruments.

Aquest kit de desenvolupament ja ve dissenyat pel fabricant, tot i això en el capítol 2 es farà una anàlisi dels convertidors ressonants LLC per entendre el seu funcionament, i també es mostrarà com realitzar un disseny a través del mètode d'aproximació del primer harmònic (FHA).

Seguidament un cop ja entenguéssim com funcionen els convertidors ressonants ja podrem passar a dissenyar el control. Aquest disseny es fa sobre un sistema no lineal com són els convertidors ressonants, per aquest motiu s'utilitzarà un mètode d'aproximació basat en el primer harmònic per tal d'obtenir les funcions de transferència necessàries per dissenyar el controlador.

Aquest control serà del tipus dos pols i dos zeros (2P2Z), ja que és una opció que ens ofereix el software subministrat pel fabricant.

Un cop ja tinguem el controlador dissenyat el següent pas serà verificar-lo experimentalment. Per tal de fer-ho l'implementarem sobre la placa de desenvolupament comentada. El convertidor ressonant tindrà en l'entrada una alimentació de 390 V per obtenir una tensió en la sortida de 12 V.

També es presentarà en aquest treball una alternativa al primer control dissenyat per veure un controlador diferent del tipus de control que ens permet implementar el fabricant. Aquest control serà un disseny de doble llaç amb el qual es pretén regular la tensió de sortida tenint un llaç intern de corrent.

Per la realització d'aquest treball de final de grau s'emprarà l'eina PSIM per tenir un simulador del convertidor ressonant, i també s'emprarà MATLAB per procedir amb tots els càlculs del controlador.

Finalment en forma de resum, podem presentar el document de la següent forma:

- Estudi i anàlisi dels convertidors ressonants LLC
- Disseny del control digital 2P2Z
- Verificació experimental del controlador
- Disseny del doble llaç de control

2. Convertidors ressonants

En l'actualitat cada cop més l'electrònica de potència s'encamina cap a dissenys que siguin més eficients i més petits. És aquí on els convertidors ressonants cada cop agafen més protagonisme.

Els convertidors ressonants són uns tipus de convertidors capaços d'operar a alta freqüència amb unes pèrdues de commutació molt petites.

Tot i això, presenten alguns inconvenients, ja que el seu mètode de disseny és diferent dels mètodes emprats per a la resta de convertidors per la seva manera tan característica de funcionar.

Doncs bé, trobem diferents tipus de convertidors ressonants depenent de la seva composició, però tots presenten els següents elements:

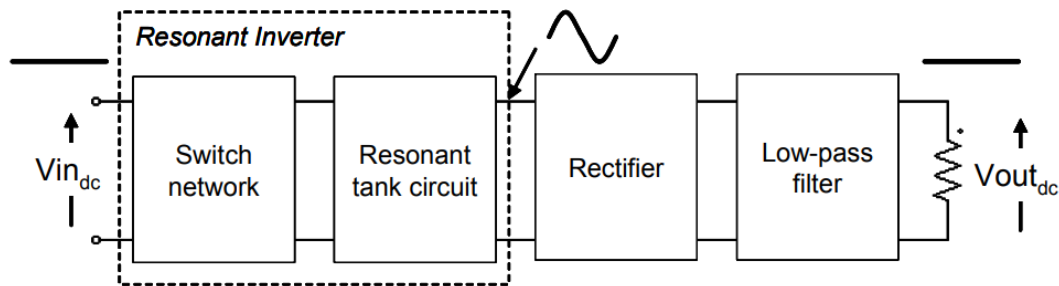


Figura 2.1. Components d'un convertidor ressonant [4]

Així doncs, el mètode de funcionament d'un convertidor ressonant és generar una ona quadrada a través dels commutadors de potència, i després aquesta ona és aplicada al tanc ressonant.

Un cop aquesta energia circula pel tanc ressonant la transferim mitjançant un transformador cap al rectificador, on mitjançant aquest decidim quina és la quantitat d'energia que volem transferir al secundari. La clau en aquest mètode de funcionament és que els nostres commutadors de potència operen a la mateixa freqüència del tanc ressonant, ja que així és com aconseguim el ZVS ("Zero Voltage switching") el qual és l'efecte que ens permet reduir les pèrdues de commutació tot i operar a freqüències elevades.

Aquesta és una manera molt general de definir el comportament d'un convertidor ressonant, així doncs en els propers apartats es descriurà més detalladament el seu funcionament i com es realitzaria un disseny d'aquest tipus de convertidor.

2.1. Tipus de convertidors ressonants

En la Figura 2.1 observàvem com teníem una part anomenada tanc ressonant. Doncs bé aquesta és una de les parts més importants del nostre convertidor, ja que depenent de la composició dels seus elements, les característiques del nostre convertidor variaran força, així entre les diferents topologies que podem obtenir trobem:

- Tanc ressonant en sèrie
- Tanc ressonant en paral·lel
- Tanc ressonant en paral·lel i sèrie: LLC i LCC

2.1.1. Tanc ressonant en sèrie

El tanc ressonant en sèrie es caracteritza per tenir en el tanc ressonant un inductor i un condensador en sèrie amb la càrrega. Aquesta topologia presenta una limitació important, ja que la impedància formada per l'inductor i el condensador, actua com un divisor tensió per a la càrrega, per tant el guany sempre serà inferior a 1.

Quan estem treballant a freqüència ressonant la impedància del tanc es torna molt petita, i per tant gairebé tot el voltatge d'entrada arribaria a la càrrega. Tot i això, el principal problema el trobem quan estem operant amb una càrrega molt petita, ja que per tal d'aconseguir donar energia a la càrrega hauríem d'augmentar molt la freqüència de commutació [13].

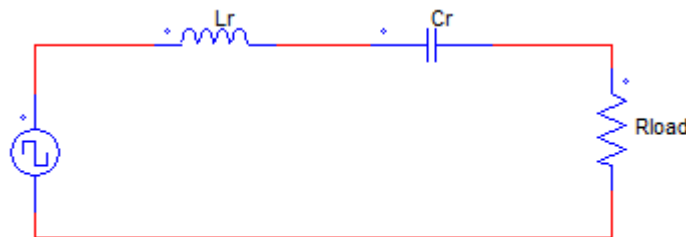


Figura 2.2. Forma del tanc ressonant en sèrie

2.1.2. Tanc ressonant en paral·lel

Aquesta topologia funciona igual que l'anterior, ja que per tal de poder modificar la tensió de sortida, el que fem és modificar la freqüència de commutació. El problema principal d'aquesta configuració és que sempre trobem grans quantitats de corrent circulant pel tanc ressonant, inclús quan tenim una càrrega nul·la [13].

Tot i això, aquesta configuració de posar en paral·lel un condensador o un inductor amb la sortida ens permet solucionar el problema del guany presentat en la topologia en sèrie, ja que ara el tanc no actua com un divisor de tensió i per tant aconseguim un guany superior a 1.

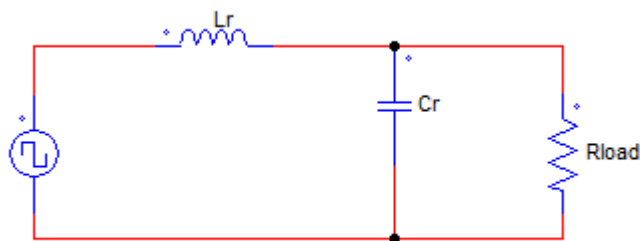


Figura 2.3. Forma del tanc ressonant en paral·lel

2.1.3. Tanc ressonant en paral·lel i sèrie: LLC i LCC

Per tal de solucionar aquestes limitacions exposades anteriorment es van combinar aquestes dues topologies formant la topologia paral·lel/sèrie la qual presenta moltes combinacions, però les més comunes són, tenir un condensador i un inductor en sèrie, per després tenir un condensador en paral·lel (LCC) o bé canviant aquest últim condensador per un inductor(LLC).

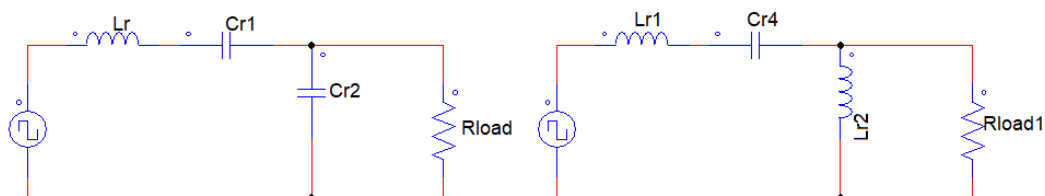


Figura 2.4. Tanc ressonant de les dues topologies sèrie/paral·lel (LCC i LLC)

Tot i semblar iguals aquestes dues topologies presenten diferències entre si. Per una banda els LCC aconsegueixen suplir els desavantatges de les topologies sèrie i paral·lel admetent un nombre major de freqüències ressonants a través de les dues capacitats, i ens disminueix el corrent circulant pel tanc.

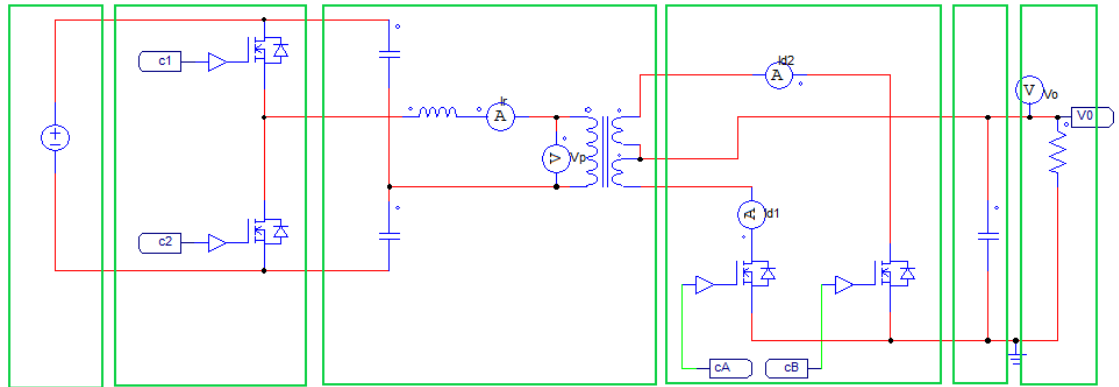
Per l'altra banda els LLC permeten integrar l'inductor en paral·lel amb la inductància magnetitzant del transformador, per tant ens suposa un estalvi en comparació a les dues capacitats que necessitem en la topologia LCC. A més d'aquesta avantatja, el convertidor ressonant LLC ens permet regular dins d'un ampli marge tant la tensió de sortida com la càrrega a canvi d'unes variacions de freqüència molt petites, per tant la seva eficiència en comparació amb les altres topologies es força elevada [1].

A més, també és capaç d'assegurar-nos el ZVS en el primari dins de tot el seu rang de funcionament, i també aconseguim el ZCS en el secundari.

2.2. Convertidor ressonant LLC de mig pont

En aquest TFG el model del convertidor ressonant LLC que s'analitzarà és l'implementat en l'equip de desenvolupament de hardware TMDSHVRESLLCKIT del fabricant Texas instruments.

Aquest convertidor presenta la següent topologia:



Font DC Generador d'ona quadrada Tanc ressonant + Transformador Rectificador Filtre Càrrega

Figura 2.5. Esquema del convertidor LLC de mig pont (TMDSHVRESLLCKIT)

- Font DC + Generador d'ona quadrada

Els convertidors ressonants són uns convertidors DC/DC, per això la nostra entrada és una font de contínua. Així i tot, el circuit internament funciona amb ones sinusoidals, és per això que tenim el generador d'ona quadrada connectat en l'entrada per tal de modificar el senyal continu. Per generar aquesta ona quadrada tenim una configuració de mig pont de MOSFETS, els quals estan governats per un modulador de senyal que els indica quin cicle de treball han de seguir.

- Tanc ressonant + Transformador

Un cop ja tenim l'ona quadrada generada, aquesta entra en el nostre tanc ressonant amb configuració LLC. Si observem la Figura 2.5, veiem com tan sols tenim un inductor, concretament l'inductor ressonant mentre que el magnetitzant no apareix, ja que aquest ha estat integrat amb el transformador.

Doncs bé, en aquest tanc ressonant el nostre senyal quadrat passa a ser aproximadament un senyal sinusoidal que és el que arriba al transformador. Un cop en aquest punt el transformador és l'encarregat d'enviar l'energia al rectificador del circuit, el transformador és qui determinarà si el nostre convertidor actua com un BUCK o bé com un BOOST mitjançant la relació del seu nombre d'espores.

- Rectificador

El rectificador està implementat amb una configuració de mig pont de MOSFETS per tal de realitzar una rectificació síncrona. Aquesta és l'encarregada de preparar el senyal per a poder ser filtrat en la sortida.

- Filtre + càrrega

Finalment un cop ja tenim la nostra ona rectificada simplement passar per un filtre per tal d'eliminar l'arissat i ser entregada a la càrrega en DC.

2.3.Funcionament detallat d'un cicle del convertidor

- Primera etapa Q1 ON, Q2 OFF

Primerament el corrent circula pel MOSFET Q1 (el circuit és el de la Figura 2.6), després circula pel tanc ressonant, on un cop arribem al transformador una part d'aquest corrent és transferit al secundari on circularà per M1, per tal de rectificar l'ona.

En aquesta primera etapa es compleix la rectificació síncrona on Q1 i M1 van perfectament sincronitzats. Aquest punt de funcionament no representa cap inconvenient, el moment clau apareix en la següent etapa.

- Segona etapa Q1 OFF, Q2 OFF

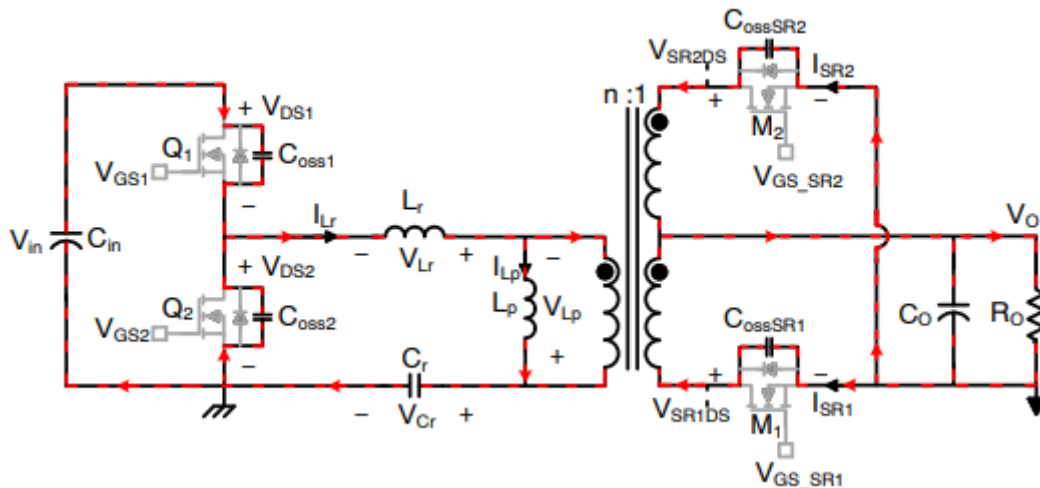


Figura 2.6. Mode de funcionament amb Q1 i Q2 OFF[3]

Tal com estàvem dient en el punt que Q1 està OFF ens trobem en el punt més delicat del funcionament del convertidor, ja que a causa de l'inductor de ressonància tenim un corrent circulant pel nostre circuit tot i tenir els dos MOSFETS en estat OFF. A més durant la primera etapa hem emmagatzemat tensió en la capacitat paràsita del drenador al sortidor de Q2. Així doncs en aquesta etapa el que busquem és aconseguir descarregar aquesta tensió per tal de poder tenir una commutació sense tensió en Q2.

Observem com ara clarament estem buscant el fenomen de ZVS, així doncs no hem d'activar Q2 fins que no haguem descarregat el condensador Coss2 tal com s'observa en la Figura 2.6

Per tant un cop aquesta transició de voltatges ha acabat tant en Coss2 com en CossSr2, aquesta etapa finalitza.

- Tercera etapa Q1 OFF, Q2 OFF

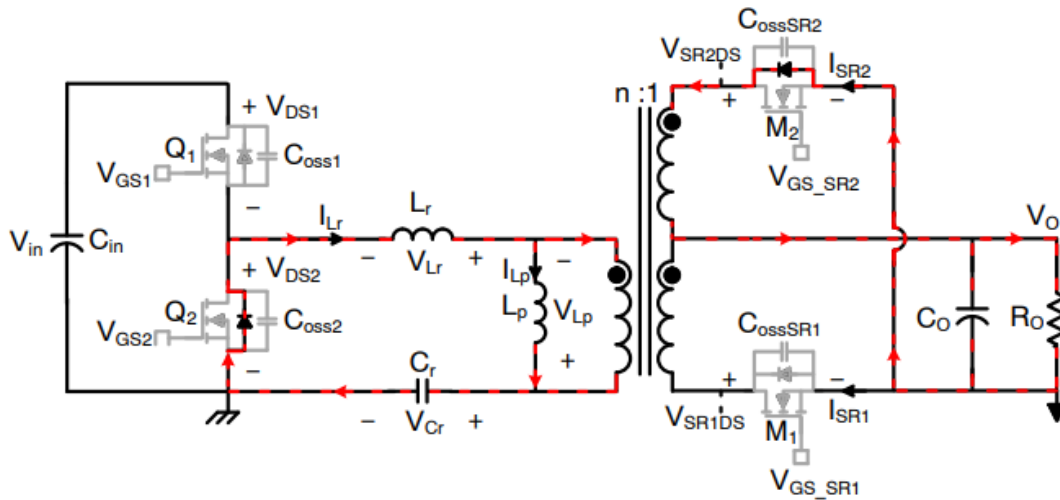


Figura 2.7. Mode de funcionament amb Q1 i Q2 OFF[3]

Descarregant els condensadors C_{oss2} i C_{ossSR2} hem aconseguit que ara el corrent romanent circuli pel cos del díode aconseguint que el voltatge sigui pràcticament 0 (suposem superflu el voltatge de ruptura del díode) i per tant, ara si ja podem aplicar la següent commutació sabent que ho farem amb ZVS, és per això que aquestes dues etapes amb Q1 i Q2 OFF són les més delicades per al convertidor.

Tot i això hem de fer èmfasi en un aspecte força important per tal que aquesta condició es compleixi. La impedància d'entrada ha de ser de caràcter inductiu per tal de tenir el corrent atraçat respecte del voltatge, ja que així el corrent ressonant romanent no ens afectarà en la commutació i tan sols tindrem el voltatge de ruptura del díode, el qual podem considerar negligible.

Així doncs ara no explicarem detalladament els següents estats de Q2 ON Q1 OFF, Q2 OFF i Q1 OFF, ja que el comportament serà idèntic al descrit anteriorment però canviant els efectes de Q1 per Q2.

2.4. Comportament del Circuit dependent si estem dalt, sota o en la freqüència de ressonància

Sabem que una de les bases dels convertidors ressonants és operar a la freqüència de ressonància. És a dir, busquem en tot moment que la freqüència de commutació sigui igual a la del tanc ressonant, però bé, sabem que això és difícil d'aconseguir per tot el rang de funcionament del convertidor.

Així doncs depenent de si el nostre convertidor està situat per sobre, per sota o en el punt de ressonància el comportament del nostre circuit presenta diferents comportaments.

Per tal d'analitzar aquests comportaments observarem les formes d'ona tant dels MOSFETS com la dels rectificadors del convertidor ressonant LLC de la Figura 2.5 per veure quina tensió o corrent mostren en el moment de la commutació.

2.4.1. *Freqüència de commutació per sota de la ressonant*

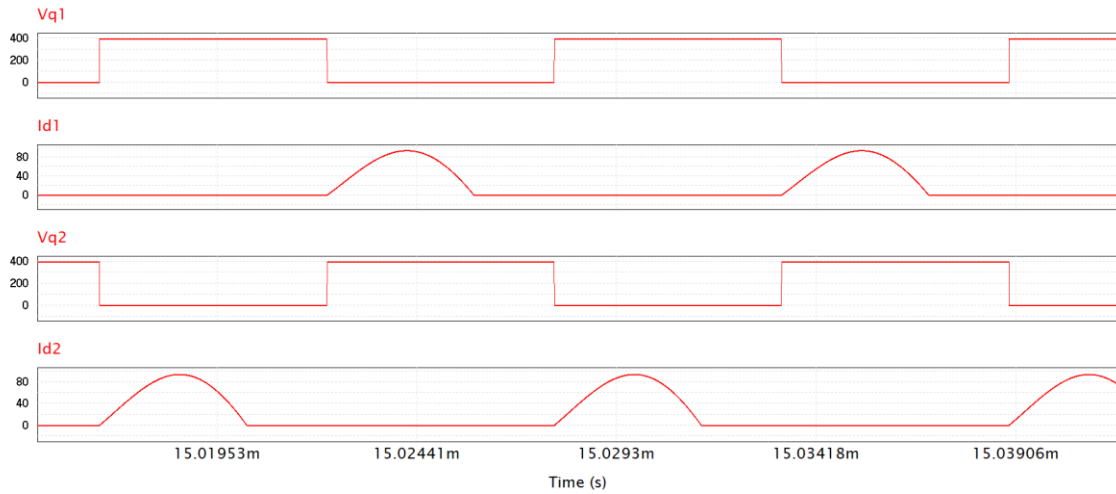


Figura 2.8. Formes d'ona per sota de la freqüència de ressonància

Observem com operant per sota de la freqüència ressonant deixem d'enviar energia al rectificador molt abans d'acabar l'amplada del pols.

Aquest efecte no és sinònim de perdre el ZVS en el primari i encara podem obtenir una commutació suau. Tot i això l'eficiència del nostre convertidor disminueix notablement, ja que estem aprofitant gairebé tan sols el 50% del corrent rebut.

2.4.2. *Freqüència de commutació igual que la ressonant*

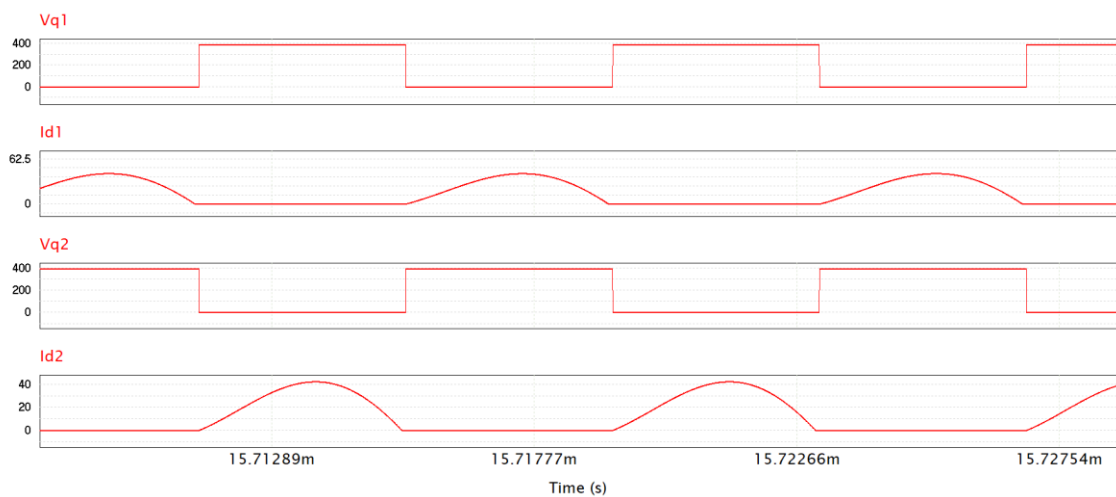


Figura 2.9. Formes d'ona operant en la freqüència de ressonància

Observem com en aquest punt de funcionament obtenim tant ZVS en el primari i ZCS en el secundari, per tant verifiquem l'esmentat fins ara, ja que quan operem en aquest punt de funcionament el rendiment del nostre convertidor és òptim. Tot i això, només es pot aconseguir en un sol punt i per tant és molt complicat mantenir-lo en el temps.

2.4.3. Freqüència de commutació per sobre de la ressonant

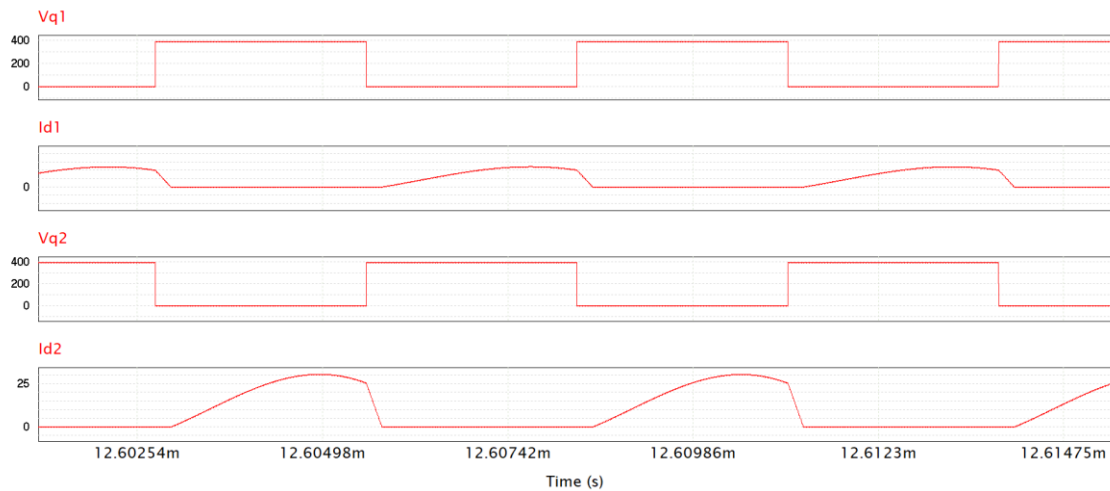


Figura 2.10. Formes d'ona operant per sobre de la freqüència de ressonància

Veiem com si operem per sobre de la freqüència de ressonància continuem obtenint el ZVS en el primari, però ja no aconseguim la commutació suau en el secundari, ja que no tenim el ZCS.

Un cop explicats els tres tipus de funcionament, ens hem de plantejar quin és el punt de funcionament que més ens interessa per tal d'aconseguir el màxim rendiment. Doncs bé, la resposta és en cap dels tres, ja que tal com es mostrarà a continuació el màxim rendiment del convertidor s'aconsegueixen operant en els entorns de la freqüència ressonant.

2.5. Modelització d'un convertidor ressonant LLC

Tal com s'ha esmentat en la introducció, per dissenyar aquests convertidors es necessita un nou mètode d'obtenció dels models en petit senyal del convertidor, donat que els mètodes tradicionals basats en la promediació i posterior linealització no funcionen. Això és perquè estem parlant d'un circuit que presenta una ona sinusoidal no lineal, ja que el que rebem des del rectificador és una ona quadrada la qual es podria considerar perfectament sinusoidal en el punt de funcionament de la freqüència ressonant, però tal com s'ha dit aquest punt és molt complicat de mantenir.

Per tant, es buscarà un model on es pugui operar en les proximitats de la freqüència ressonant per poder aproximar l'ona quadrada a una ona sinusoidal.

El problema que podem plantejar és, i que passa si l'ona quadrada no té una freqüència propera a la ressonant? Doncs bé, el que fem és aproximar aquesta ona amb tan sols el seu harmònic fonamental ignorant la resta d'harmònics. Aquest mètode es coneix com el mètode d'aproximació del primer harmònic (FHA) [1]

Per tal de poder aplicar aquest mètode hem de fer les següents aproximacions:

- Representem l'ona quadrada unipolar del primari únicament amb el seu harmònic fonamental tant de tensió com de corrent.
- Ignorem l'efecte del condensador de sortida i les pèrdues del transformador
- Representem l'ona quadrada bipolar del secundari únicament amb el seu harmònic fonamental i ignorem novament la resta d'harmònics

L'objectiu d'aquestes aproximacions és passar d'un circuit no lineal a un lineal, el circuit aconseguit amb aquestes aproximacions és representat en la Figura 2.11

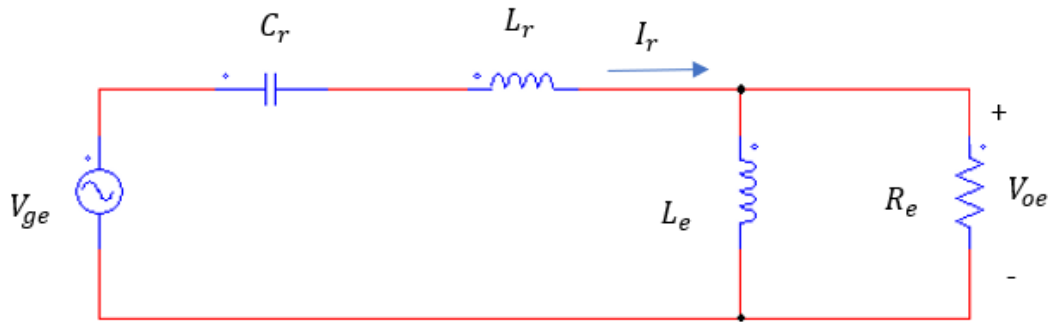


Figura 2.11. Model lineal del convertidor ressonant LLC

A partir d'aquest model lineal ja tenim una bona base per començar a dissenyar el nostre convertidor LLC.

En aquest treball es realitzarà el disseny per entendre d'on surten els diferents valors dels components del convertidor ressonant de la placa TMDSHVRESLLCKIT proporcionat per Texas Instruments. L'objectiu és veure a manera d'exemple com es realitzaria un disseny a partir de certes especificacions i com a través d'aquesta plantilla es podrien dissenyar diferents convertidors LLC. A més a més es realitzaran simulacions amb un circuit PSIM equivalent al convertidor ressonant LLC dissenyat per veure que realment funciona dins les nostres especificacions.

2.5.1. Relació d'espises del transformador

Sabem que el nostre convertidor LLC pot actuar o bé com un BOOST o bé com un BUCK. Per aconseguir aquest efecte el que fem és jugar en la relació d'espises del transformador, ja que tal com s'ha comentat anteriorment el transformador és qui transfereix l'energia del tanc al pont rectificador i per tant depenent de la quantitat d'energia que cedeix obtenim un efecte o l'altre.

Així doncs hem de saber que:

- Si $n > 1$ la tensió de sortida serà inferior respecte a la tensió d'entrada, és a dir, realitzem la funció d'un BUCK
- Si $n < 1$ la tensió de sortida serà més gran respecte la d'entrada, i per tant estem obtenim un BOOST

Finalment per tal de saber la n necessària tenim la següent fórmula [1]:

$$n = \frac{V_{in}}{2V_0} \quad (2.1.)$$

2.5.2. Guany màxim i mínim

Sabem que una de les característiques principals que ha de tenir un convertidor LLC és presentar tant una bona regulació de línia com de càrrega.

La regulació de línia es defineix com la màxima variació que podem tenir en la sortida per una variació de tensió en l'entrada.

La regulació de càrrega per la seva banda, la podríem definir com la màxima variació de la tensió de sortida per una variació en la càrrega, sempre dins d'un rang determinat d'aquesta.

Així doncs per tal de poder regular aquests dos efectes és de vital importància poder ajustar el guany del convertidor per tal d'adaptar-nos a aquestes variacions.

Per tant podem descriure les següents equacions que calculen els valors del guany màxim i mínim [1]:

$$M_{g_min} = \frac{n \cdot V_{0_min}}{\frac{V_{in_max}}{2}} \quad (2.2.)$$

$$M_{g_max} = \frac{n \cdot V_{0_max}}{\frac{V_{in_min}}{2}} \quad (2.3.)$$

2.5.3. Selecció de la inductància i del factor de qualitat

En l'apartat anterior hem descrit com per regular la tensió de línia i de càrrega era necessari ajustar el guany, doncs bé aquest guany depèn dels factors L_n i Q_e tal com veurem a continuació:

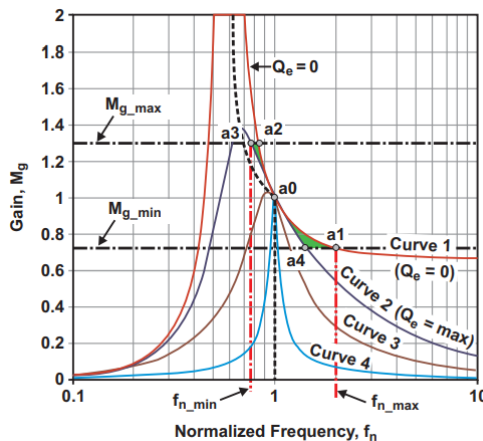


Figura 2.12. Freqüència normalitzada VS Guany[1]

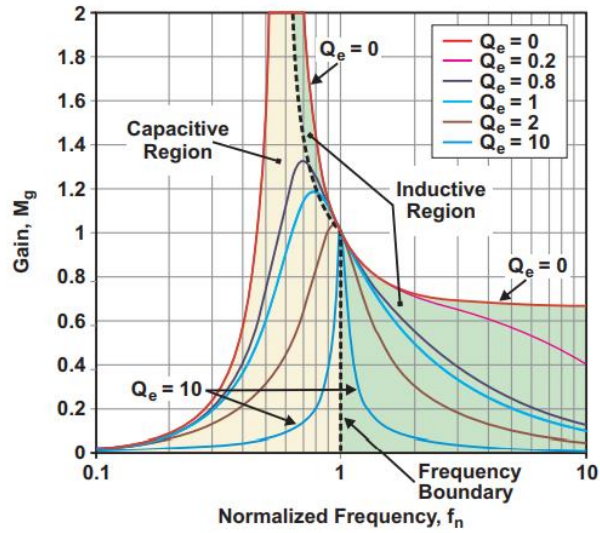


Figura 2.13. Zones d'operació [1]

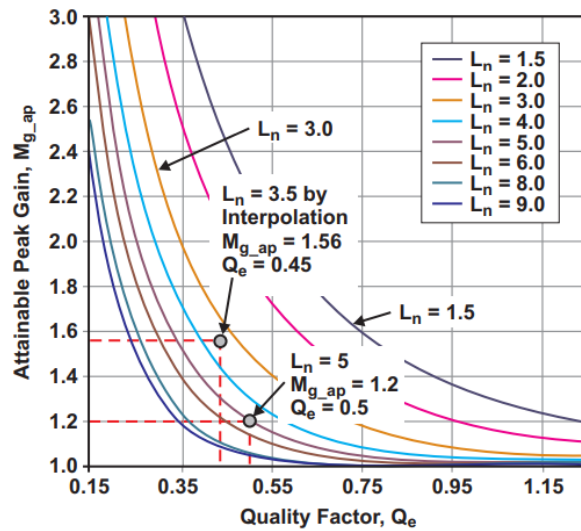


Figura 2.14. Factor de Qualitat VS Guany de pic[1]

Abans de definir com hem de triar els diferents valors del factor de qualitat i de la ràtio d'inductàncies, hem de definir les equacions d'aquestes dues, i a més a més hem de definir també la resistència equivalent del circuit en una anàlisi AC [1]:

- Resistència equivalent

$$R_e = \frac{n^2 \cdot 8}{\pi^2} \cdot \frac{V_O}{I_O} \quad (2.4.)$$

- Factor de Qualitat:

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_e} \quad (2.5.)$$

- Rati de les inductàncies necessari per combinar dos inductors en un:

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (2.6.)$$

Observant la Figura 2.12, Figura 2.13 i la Figura 2.14 podem treure diferents conclusions:

- El valor del factor de qualitat ens ha d'assegurar que en tot moment ens trobarem dins la zona inductiva (per assegurar el ZVS) i a més a més s'ha de situar entre les dues línies horitzontals dels guanys per tal d'estar operant sempre entre aquestes dos.
- Per tal d'assegurar-nos que en tot moment ens trobem en la zona inductiva apareix el guany màxim el qual es defineix [1] :

$$M_{ge_max} = M_{g_max} \cdot \text{Variació de càrrega}$$

En la Figura 2.14 veiem com si amb el nostre valor de la ràtio d'inductàncies i el factor de qualitat obtenim un valor en la corba que sigui $M_{gg_max} > M_{g_max}$ podrem assegurar que en tot moment estarem en la zona inductiva i a més a més el nostre factor de qualitat ens permetrà operar a freqüències properes a la de ressonància i sense deixar mai la zona del ZVS.

2.5.4. Equacions dels elements dels tancs ressonants

Finalment un cop ja tenim ben definits i clars tots els valors anteriors ja podríem treure els valors dels diferents elements del tanc ressonant per tal que compleixin les nostres especificacions. Així doncs les equacions que els descriuen són [1]:

- Inductor ressonant:

$$L_r = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0^2) \cdot C_r} \quad (2.7.)$$

- Inductor magnetitzant:

$$L_m = L_n \cdot L_r \quad (2.8.)$$

- Capacitat ressonant:

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot Q_e \cdot f_0 \cdot R_e} \quad (2.9.)$$

2.6. Especificacions i resultats

2.6.1. Especificacions del fabricant

- V_{in} : 375 a 405 V_{DC}
- Potència de sortida: 300 W
- Voltatge de sortida: 12 V_{DC}
- Corrent de sortida: 25 A
- Regulació de línia ($I_o = 25A$): $\leq 1\%$
- Regulació de càrrega ($V_{in} = 390V$): $\leq 1\%$
- Arrissat màxim de sortida ($V_{in} = 390V$ i $I_o = 25A$): $\leq 120 mV$
- Eficiència ($V_{in} = 390V$ i $I_o = 25A$) $> 90\%$
- Freqüència de commutació: 80 kHz – 150 kHz
- Freqüència ressonant: 130 kHz

2.6.2. Resultats

Tal com ja s'ha esmentat aquest treball no es basa en el disseny d'un convertidor des de zero. Tot i això, es considera molt interessant obtenir la idea de com realitzar aquest disseny, ja que ens permet entendre molt millor el comportament del circuit, el qual a l'hora de realitzar el control resultarà de vital importància.

Per tant, un cop exposades les fórmules anteriors es procedirà a demostrar com s'apliquen aquestes per treure els diferents valors dels components del circuit.

Primerament, quan mirem les especificacions observem com per un voltatge d'entrada d'uns 400 V esperem obtenir a la sortida 12 V. Per tant, seguint el raonament exposat en apartats anteriors, passarem a obtenir la relació necessària del transformador per a obtenir aquesta sortida, la qual ja sabem que serà més gran que la unitat, tal com s'ha exposat:

$$n = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{390}{12} = 16.25 \cong 16 \quad (2.10.)$$

Observem com agafem el punt mitjà del voltatge d'entrada dins del rang que ens dona el fabricant, ja que seria el valor nominal, a més a més veiem com efectivament $n > 1$.

Un cop ja tenim la relació de transformació, hem de determinar les pèrdues de conducció que tindrem en la sortida, ja que ens diuen que tenim una eficiència del 92%, per tant:

$$V_{per} = \frac{300 W}{25 A} \cdot 0.8 \quad (2.11.)$$

Així doncs ara podem calcular el guany:

$$M_{g_{min}} = \frac{n \cdot (V_{0_{min}} + V_{reg})}{\frac{V_{in_{max}}}{2}} = \frac{16 \cdot (12 \cdot (1 - 1\%))}{\frac{405}{2}} = 0.94 \quad (2.12.)$$

$$M_{g_{max}} = \frac{n \cdot (V_{0_{max}} + V_{per} + V_{reg})}{\frac{V_{in_{min}}}{2}} = \frac{16 \cdot (12 \cdot (1 + 1\% + 1.05 V))}{\frac{375}{2}} = 1.12 \quad (2.13.)$$

Observem com en el voltatge de sortida afegim dues caigudes més de tensió, aquestes són degudes:

- V_{per} , aquestes tal com s'ha comentat corresponent al 8% de pèrdues de conducció que tindriem en la sortida, i per tant quan calculem el guany màxim hem de suposar que en la sortida ens podem trobar aquesta caiguda de tensió del 8%
- V_{reg} , aquest 1% és el voltatge màxim que ens pot variar la sortida a causa d'una variació en la tensió d'entrada o en la càrrega, és a dir és necessària per a assegurar-nos que complirem les especificacions de regulació de línia i de càrrega

A més s'ha comentat en apartats anteriors que els guanys estan directament relacionats amb el factor de qualitat i la ràtio d'inductàncies, doncs bé si ara calculem el guany per una variació de la càrrega del 10%:

$$M_{ge_{max}} = M_{g_{max}} \cdot \text{Variació de càrrega} = 1.12 \cdot 1.10 = 1.24$$

Així doncs ens haurem d'assegurar, que quant triem els valors de Q_e i L_n , el punt on es situen en la gràfica ens doni un valor més gran de 1.24. (justificació en l'apartat 2.5.3)

Per tant si mirem la Figura 2.14, observem com per una $L_n = 3.5$ i un $Q_e = 0.45$ obtenim un $M_{gg} = 1.56 > 1.24$, i per tant complim amb aquest requisit indispensable pel correcte funcionament del convertidor.

Així doncs ara ja podem determinar la resistència de càrrega equivalent i els diferents elements del tanc ressonant:

$$R_e = \frac{n^2 \cdot 8}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o} = \frac{16^2 \cdot 8}{\pi^2} \cdot \frac{12 V}{25 A} = 99.6 \Omega \quad (2.14.)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot Q_e \cdot f_0 \cdot R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.45 \cdot 130 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 99.6 \Omega} = 27.3 \text{ nF} \quad (2.15.)$$

$$L_r = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0^2) \cdot C_r} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 130 \cdot 10^3 \text{ Hz})^2 \cdot 27.3 \text{ nF}} \cong 60 \mu\text{F} \quad (2.16.)$$

$$L_m = L_n \cdot L_r = 3.5 \cdot 60 \mu\text{F} = 210 \mu\text{F} \quad (2.17.)$$

2.7. Verificació de les especificacions del fabricant a través de PSIM

Per tal de realitzar aquesta verificació el circuit emprat en PSIM fou:

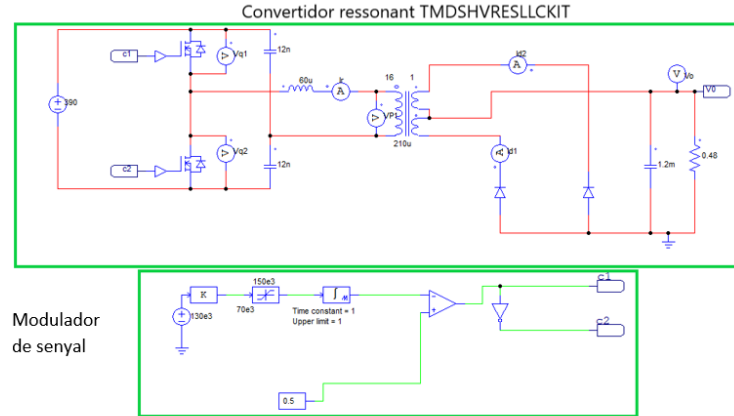


Figura 2.15. Circuit equivalent implementat en PSIM

- Tensió, corrent i potència de sortida

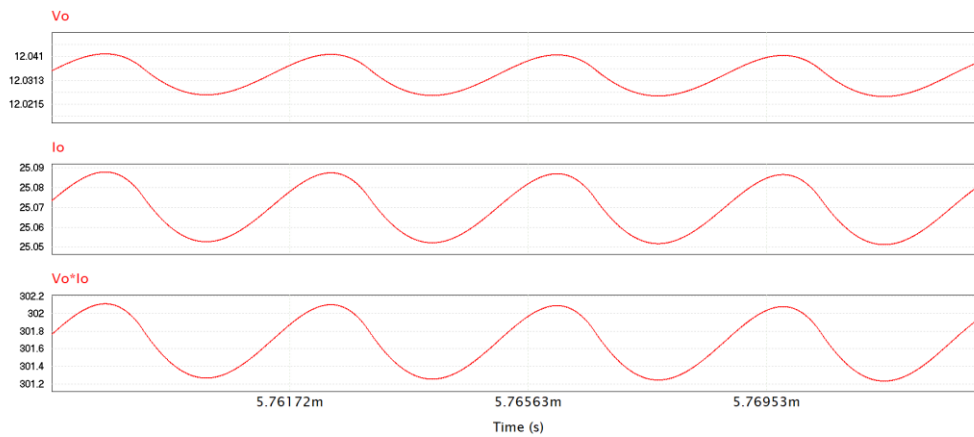


Figura 2.16. Tensió, corrent i sortida del convertidor ressonant

- Comportament amb un punt de funcionament proper a la freqüència ressonant

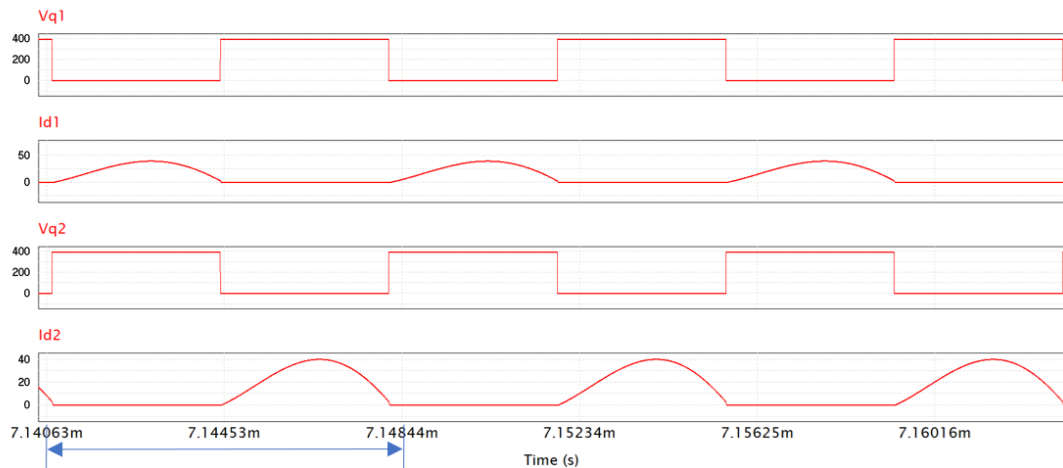


Figura 2.17. Formes d'ona dels MOSFETS i Rectificador

En la figura anterior podem observar com les formes d'ona del MOSFET i del Rectificador són molt semblants a les comentades en l'apartat 2.4.2, amb la qual cosa podem suposar que estem treballant en una zona propera a la ressonància, a més si calculem el període:

$$T = 7.14844 \cdot 10^{-3} - 7.14063 \cdot 10^{-3} = 7.81 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (2.18.)$$

Per tant estem operant a una freqüència:

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{1}{7.81 \cdot 10^{-6}} = 128.040 \text{ Hz} \quad (2.19.)$$

Ara tan sols ens queda comprovar que amb aquesta freqüència de commutació la intensitat que circularà pel tanc ressonant serà pràcticament una ona sinusoidal:

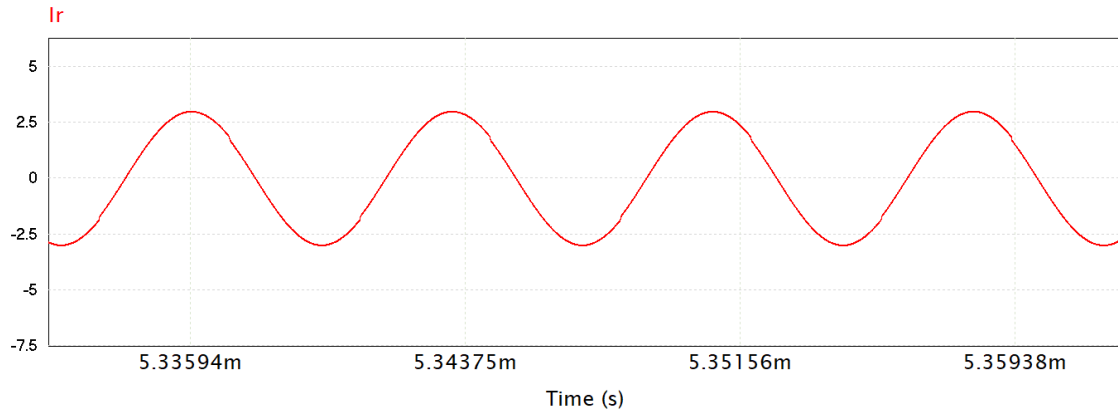


Figura 2.18. Formes d'ona del tanc ressonant

Per tant veiem com clarament el disseny compleix amb totes les especificacions. Per tant podem afirmar que el mètode de disseny aplicat ha estat el mateix que va emprar el fabricant i veiem que és satisfactori.

3. Disseny del control

Un llaç de control és pràcticament necessari en totes les aplicacions amb convertidors, ja que la majoria d'aquestes consisteixen en la regulació de la tensió de sortida.

En aquest capítol primerament es farà el desenvolupament per l'obtenció de les funcions de transferència necessàries per a poder simular el comportament del circuit i poder dissenyar un controlador que s'ajusti a aquestes necessitats. Per una altra banda es mostrarà detalladament com procedir per tal de dissenyar un controlador i com aplicar aquest dins d'un llaç tancat amb PSIM per tal de poder realitzar una simulació vàlida del model.

3.1. Modelització del convertidor ressonant mitjançant el model de la mitjana del senyal

Per tal d'aconseguir desenvolupar les funcions de transferència del convertidor ressonant LLC era indispensable aconseguir un model del circuit en petit senyal que evités un gran desenvolupament matemàtic.

Així doncs per aquest treball s'ha escollit el model desenvolupat pel següent autor [6]. En aquesta tesi l'autor ens explica que utilitzant un circuit equivalent al convertidor funcionant en la freqüència ressonant (emprant el mètode del primer harmònic) podem aconseguir models si ens fixem en les components a freqüències baixes de l'ona sinusoidal, centrant-nos en les seves components dominants.

Per tant a partir d'aquestes suposicions l'autor obté un model de segon ordre mitjançant el qual és capaç de predir el comportament del convertidor a freqüències baixes. A partir d'aquest punt la impedància dinàmica del tanc ressonant es modela a través d'un inductor equivalent que ve definit pel tanc ressonant i el filtre de sortida. Mitjançant aquestes suposicions ens mostra com la resposta mitjana del sistema és molt similar a la resposta d'un circuit LC on podem trobar les equacions característiques amb molta facilitat. Aquest circuit equivalent és resolt obtenint la tensió de sortida mitjana i el corrent del rectificador, que és el que circula per l'inductor equivalent.

El circuit LC equivalent presenta la següent forma:

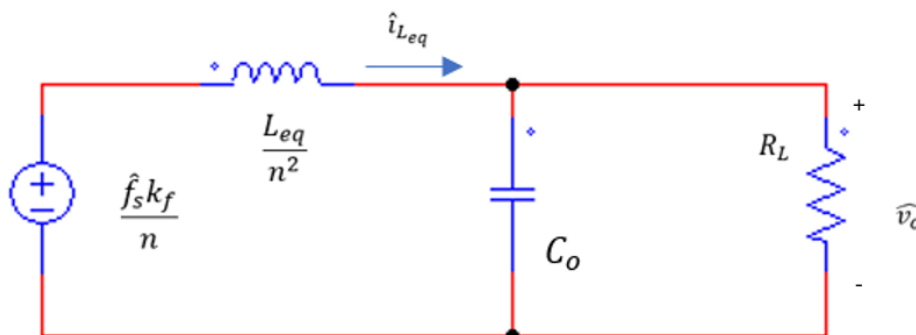


Figura 3.1. Model equivalent en petit senyal

Abans de procedir a analitzar el circuit, primerament hem d'explicar 3 paràmetres claus en aquest model:

- K_f representa el guany dinàmic en petit senyal:

$$k_f = -\frac{8V_{in}L_m}{\pi nL_r f_r} \quad (3.1.)$$

On veiem que és un guany negatiu, per tant aquesta font del model ens indica que la freqüència i la tensió són inversament proporcionals en el convertidor ressonant.

- L_{eq} és l'inductor equivalent presentat anteriorment que ens serveix per modelar el tanc ressonant. El seu valor és:

$$L_{eq} = \frac{\pi^2}{4} L_r \quad (3.2.)$$

- Finalment tot i no haver-se anomenat encara, sabem que el model es basa en la predicció del comportament del circuit a baixes freqüències. Doncs bé, la freqüència natural del convertidor és definida com la interacció entre el tanc ressonant (modelat anteriorment amb l'inductor) i el filtre de sortida. Per tant podem definir aquesta freqüència com:

$$f_{eq} = \frac{n}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_o}} \quad (3.3.)$$

Així doncs ara ja podem analitzar el circuit de la Figura 3.1 per tal de treure les expressions de les nostres variables de control:

$$\frac{\hat{f}_s k_f}{n} - \hat{v}_{L_{eq}} - \hat{v}_o = 0 \quad (3.4.)$$

$$\hat{i}_{L_{eq}} = \hat{i}_{c_o} + \hat{i}_o \quad (3.5.)$$

Ho deixem tot en funció de les variables d'estat:

$$\frac{L_{eq}}{n^2} \frac{d\hat{i}_{leq}}{dt} = \frac{\hat{f}_s k_f}{n} - \hat{v}_o \quad (3.6.)$$

$$C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \hat{i}_{L_{eq}} - \hat{i}_o \rightarrow C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \hat{i}_{L_{eq}} - \frac{1}{R_L} \hat{v}_o \quad (3.7.)$$

Per tant finalment les nostres equacions d'estat són:

$$L_{eq} \frac{d\hat{i}_{leq}}{dt} = \hat{f}_s k_f n - n^2 \hat{v}_o \quad (3.8.)$$

$$C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \hat{i}_{L_{eq}} - \frac{1}{R_L} \hat{v}_o \quad (3.9.)$$

Per tant, ara tan sols ens queda obtenir les funcions de transferència. Aquestes ens indicaran com varien el voltatge i la intensitat en funció de la freqüència. A més a més, també obtindrem una funció que ens indicarà com estan relacionats entre si el voltatge de sortida i la intensitat de la inductància equivalent.

Per tant ara apliquem Laplace a les equacions d'estat anterior i obtenim:

$$L_{eq}I_{Leq(s)}s = F_{s(s)}k_f n - n^2V_{o(s)} \quad (3.10.)$$

$$L_{eq}I_{Leq(s)}s = F_{s(s)}k_f n - n^2V_{o(s)} \quad (3.11.)$$

Veiem com en la segona expressió ja podem treure la tensió en funció de la intensitat:

$$C_oV_{o(s)}s = I_{Leq(s)} - \frac{1}{R_L} V_{o(s)} \rightarrow V_{o(s)} \left[C_o s + \frac{1}{R_L} \right] = I_{Leq(s)} \quad (3.12.)$$

$$\frac{V_{o(s)}}{I_{Leq(s)}} = \frac{1}{C_o s + \frac{1}{R_L}} = \frac{R_L}{R_L C_o s + 1} \quad (3.13.)$$

Ara amb aquesta expressió ja podem saber tant la tensió com el corrent en funció de la freqüència:

- Corrent

$$V_{o(s)} = I_{Leq(s)} \frac{R_L}{R_L C_o s + 1} \quad (3.14.)$$

$$L_{eq}I_{Leq(s)}s = F_{s(s)}k_f n - n^2V_{o(s)} = F_{s(s)}k_f n - n^2I_{Leq(s)} \frac{R_L}{R_L C_o s + 1} \quad (3.15.)$$

$$I_{Leq(s)} \left[L_{eq}s + n^2 \frac{R_L}{R_L C_o s + 1} \right] = F_{s(s)}k_f n \quad (3.16.)$$

$$I_{Leq(s)} \left[\frac{L_{eq}R_L C_o s^2 + L_{eq}s + n^2 R_L}{R_L C_o s + 1} \right] = F_{s(s)}k_f n \quad (3.17.)$$

$$\frac{I_{Leq(s)}}{F_{s(s)}} = \frac{k_f n (R_L C_o s + 1)}{L_{eq}R_L C_o s^2 + L_{eq}s + n^2 R_L} = \frac{\frac{k_f}{n R_L} (R_L C_o s + 1)}{\frac{L_{eq} C_o}{n^2} s^2 + \frac{L_{eq}}{n^2 R_L} s + 1} \quad (3.18.)$$

- Tensió

$$I_{Leq(s)} = \frac{V_{o(s)}(R_L C_o s + 1)}{R_L} \quad (3.19.)$$

$$L_{eq} V_{o(s)} \frac{(R_L C_o s + 1)}{R_L} s = F_{s(s)} k_f n - n^2 V_{o(s)} \quad (3.20.)$$

$$V_{o(s)} \left[\frac{L_{eq} R_L C_o s^2 + L_{eq} s}{R_L} + n^2 \right] = F_{s(s)} k_f n \quad (3.21.)$$

$$\frac{V_{o(s)}}{F_{s(s)}} = \frac{k_f n}{\frac{L_{eq} R_L C_o s^2 + L_{eq} s + n^2 R_L}{R_L}} \quad (3.22.)$$

$$\frac{V_{o(s)}}{F_{s(s)}} = \frac{k_f n R_L}{L_{eq} R_L C_o s^2 + L_{eq} s + n^2 R_L} = \frac{\frac{k_f}{n}}{\frac{L_{eq} C_o}{n^2} s^2 + \frac{L_{eq}}{n^2 R_L} s + 1} \quad (3.23.)$$

Així doncs, les tres funcions de transferència resultants són:

$$G_{v_{oi_{leq}(s)}} = \frac{V_{o(s)}}{I_{Leq(s)}} = \frac{1}{C_o s + \frac{1}{R_L}} = \frac{R_L}{R_L C_o s + 1} \quad (3.24.)$$

$$G_{i_{leq} f_s(s)} = \frac{I_{Leq(s)}}{F_{s(s)}} = \frac{\frac{k_f}{n R_L} (R_L C_o s + 1)}{\frac{L_{eq} C_o}{n^2} s^2 + \frac{L_{eq}}{n^2 R_L} s + 1} \quad (3.25.)$$

$$G_{v_{of_s}(s)} = \frac{V_{o(s)}}{F_{s(s)}} = \frac{\frac{k_f}{n}}{\frac{L_{eq} C_o}{n^2} s^2 + \frac{L_{eq}}{n^2 R_L} s + 1} \quad (3.26.)$$

3.1.1. Validació de les funcions de transferència

Un cop ja hem obtingut les funcions de transferència hem de validar-les per tal d'assegurar-nos que són adequades per al nostre model. Per tal de fer-ho, el que farem serà comparar la resposta en llaç obert de l'equació (3.26.) i la resposta del nostre circuit en PSIM de la Figura 2.15, on obtindrem el diagrama de Bode gràcies a l'eina AC-SWEEP.

Així doncs implementant les dues respostes, el resultat ha estat:

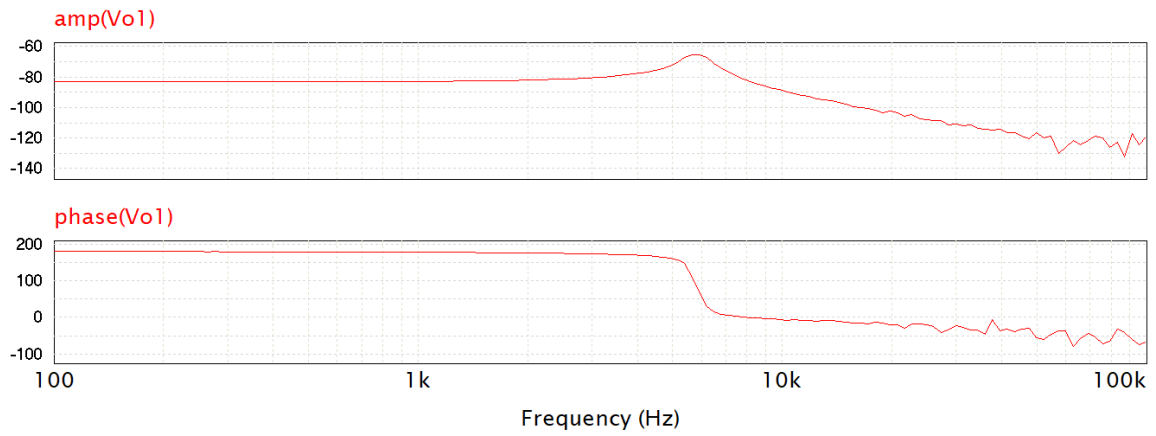


Figura 3.2. Resposta freqüencial de $G_{v_{o}i_{teq}}(s)$ corresponent al circuit implementat en PSIM

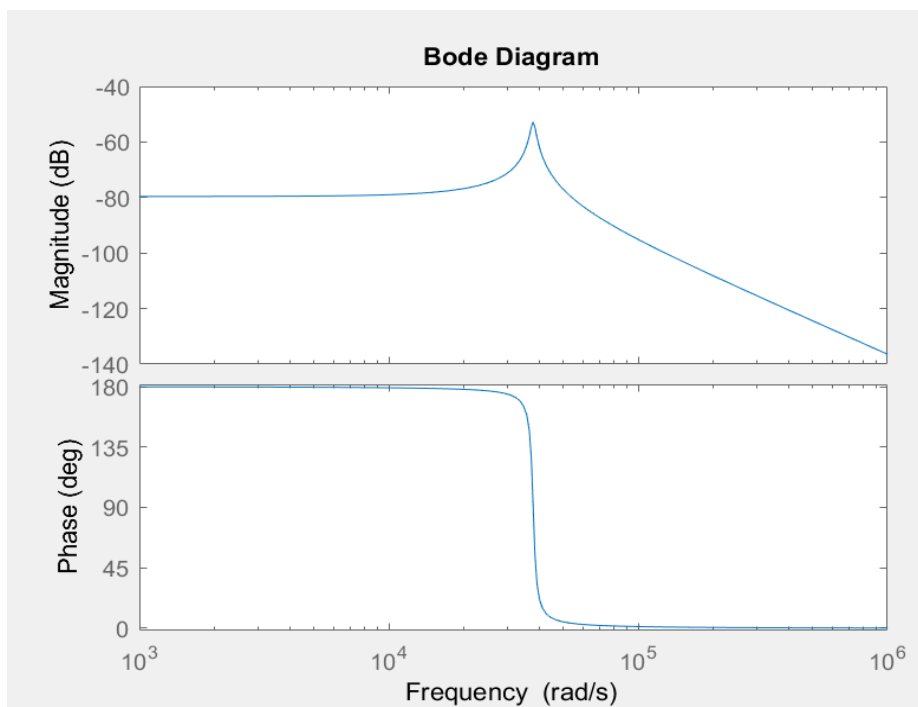


Figura 3.3. Resposta Freqüencial de la funció de transferència $G_{v_{o}i_{teq}}(s)$

Observem com gairebé les dues respostes són iguals i per tant podem confirmar que les aproximacions del model presentat són correctes.

3.2. Disseny del controlador

L'objectiu del laç de control és aconseguir regular el voltatge de sortida i aconseguir que les pertorbacions gairebé no l'afectin. Per tal d'aconseguir-ho s'implementarà el següent laç de control:

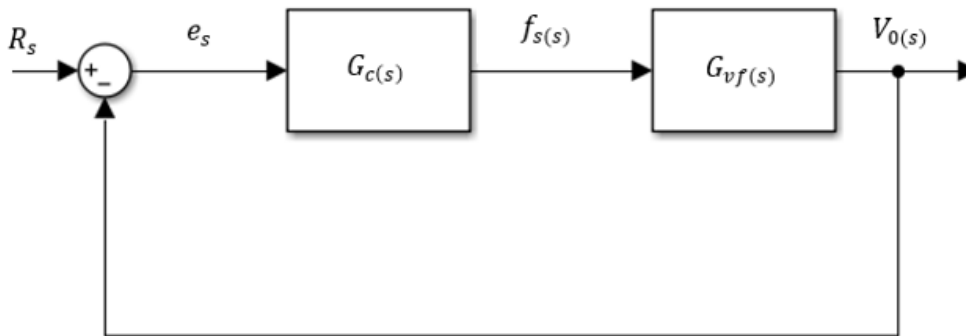


Figura 3.4. Laç tancat de control de Tensió

Primerament analitzarem la resposta en freqüència mitjançant la funció de transferència de freqüència a voltatge:

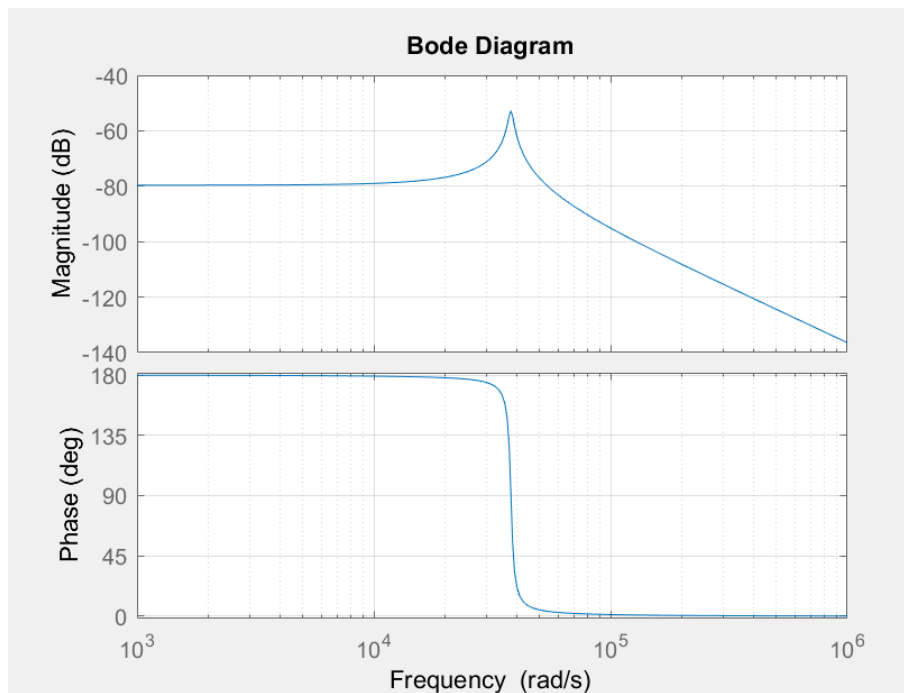


Figura 3.5. Resposta de freqüència a voltatge

Analitzant el diagrama de Bode podem treure diferents conclusions:

- La funció de transferència del sistema és negativa i per tant ens introdueix un canvi de fase -180° . (A causa del terme k_f)
- Observem una resposta de segon ordre i que presenta poc guany a freqüències baixes.

Amb les darreres conclusions podem suposar que implementant un simple controlador PI seria suficient per assegurar una correcta resposta del sistema. Aplicant aquest controlador esperem aconseguir:

- Error en estat estacionari nul
- Un marge de fase $\geq 50^\circ$

Primerament hem d'observar que tenim un pol doble en la nostra freqüència natural d'oscil·lació A més a més, és el punt on apareix la ressonància, concretament aquest punt està situat:

$$f_{eq} = \frac{n}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_o}} = \frac{16}{2\pi\sqrt{\frac{\pi^2}{4} 60 \cdot 10^{-6} \cdot 1.2 \cdot 10^{-3}}} = 6041.63 \text{ Hz} \quad (3.27.)$$

$$\omega_{eq} = f_{eq} \cdot 2\pi = 37960.67 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (3.28.)$$

Si ens fixem en la Figura 3.5, per tal d'aconseguir el marge de fase desitjat haurem de situar la freqüència de tall abans de la ressonància, ja que amb l'efecte del doble pol gairebé tindriem un marge de fase nul a partir d'aquest punt. Per aquest motiu es decideix que un bon punt per situar el zero serà:

$$G_c = -\frac{\left(\frac{s}{10000} + 1\right)}{s} \quad (3.29.)$$

Observem que fem el controlador negatiu per tal de compensar la resposta negativa de la planta. Per tant observem ara el seu diagrama de Bode:

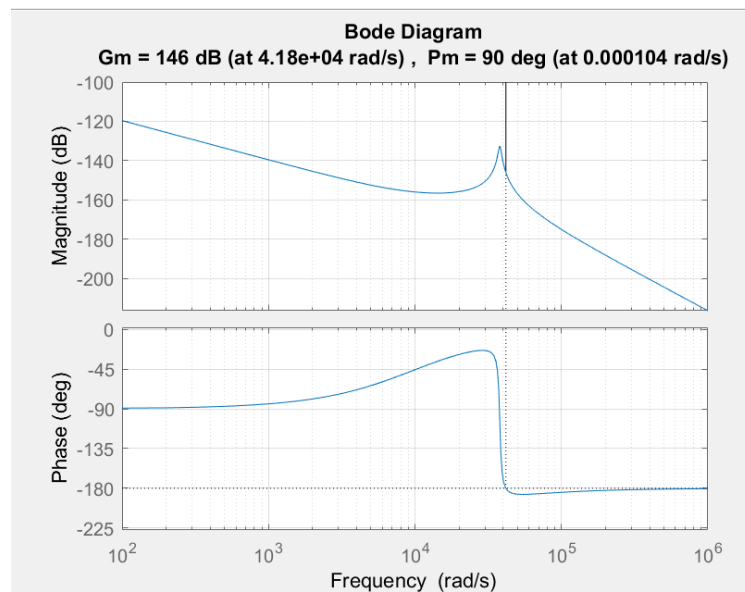


Figura 3.6. Resposta en freqüència afegint el controlador P

Ara tan sols hem d'augmentar el guany per tal d'aconseguir augmentar l'amplada de banda. El guany l'augmentarem fins al límit on la ressonància no creui per zero, per evitar l'efecte del doble pol comentat anteriorment.

Per tal d'anar augmentant el guany fins al punt desitjat s'utilitzarà l'eina de MATLAB "controlSystemDesigner" per tal d'augmentar el guany manualment.

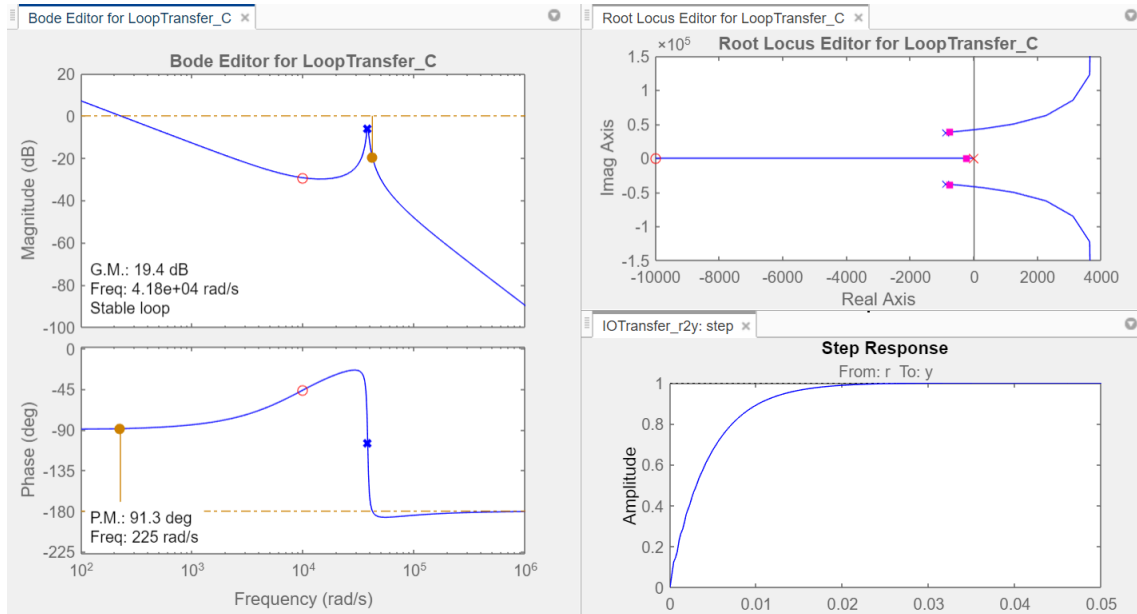


Figura 3.7. Ajust manual del guany del controlador mitjançant controlSystemDesigner

Observant la Figura 3.7 veiem com clarament hem aconseguit augmentar l'amplada de banda fins a 225 rad/s, molt superior a l'obtingut en la Figura 3.6.

Així doncs el nostre controlador presenta la següent funció de transferència:

$$G_{c(s)} = - \frac{2.15 \cdot 10^6 \cdot (1 + 0.0001s)}{s} \quad (3.30.)$$

I la seva resposta en llaç tancat:

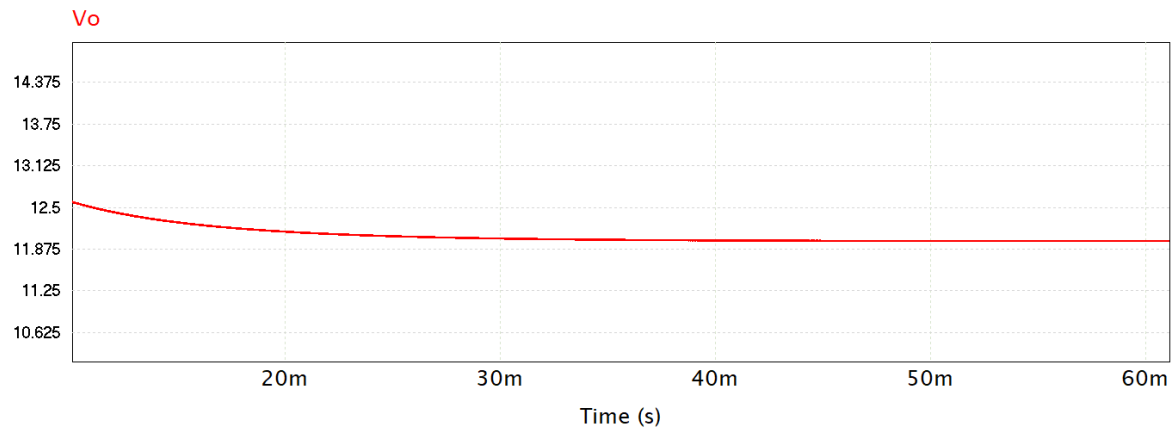


Figura 3.8. Resposta del control PI amb llaç tancat

Finalment observem en la resposta que tot i aconseguir regular la tensió de sortida en 12 V, tenim una resposta molt lenta, ja que gairebé triga 20 ms per tal d'establir-se. Per tant pot resultar molt interessant explorar l'opció d'implementar un altre tipus de controlador per tal de millorar la velocitat en la resposta.

3.3. Controlador 2P2Z

La finalitat d'aquest projecte tal com ja s'ha comentat és implementar un control digital en la placa de desenvolupament de hardware TMDSHVLCKIT. En aquest kit s'incorpora un entorn de desenvolupament de software que ja compta amb un controlador digital propi basat en el disseny de 2P2Z. Llavors, com que es vol presentar un treball d'anàlisi complet respecte a tot el kit que TEXAS INSTRUMENTS ens subministra en comprar el producte, es passarà a realitzar el controlador esmentat. Tot i el PI ser suficient s'ha de destacar que l'amplada de banda és molt petit i per tant es molt interessant el controlador 2P2Z per tal de millorar aquest aspecte.

Així doncs abans de començar amb el disseny és necessari explicar aquest nou controlador i quins avantatges ens proporciona.

La forma característica d'aquest controlador és la següent:

$$G_{c2P2Z} = \frac{K \left(\frac{s}{\omega_{z2}} + 1 \right) \left(\frac{s}{\omega_{z1}} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{\omega_p} + 1 \right)} \quad (3.31.)$$

On respecte al PI calculat en l'apartat anterior disposem d'un pol i un zero per tal de poder augmentar amplada de banda assegurant l'estabilitat del sistema. Per tant, tenint en compte que ja tenim un control PI que satisfà les necessitats del nostre convertidor, considerem que aquest seria el punt ideal de partida pel disseny d'aquest controlador. Per tant, tornem a observar la resposta que el controlador subministra a la planta i veiem quines característiques podem millorar:

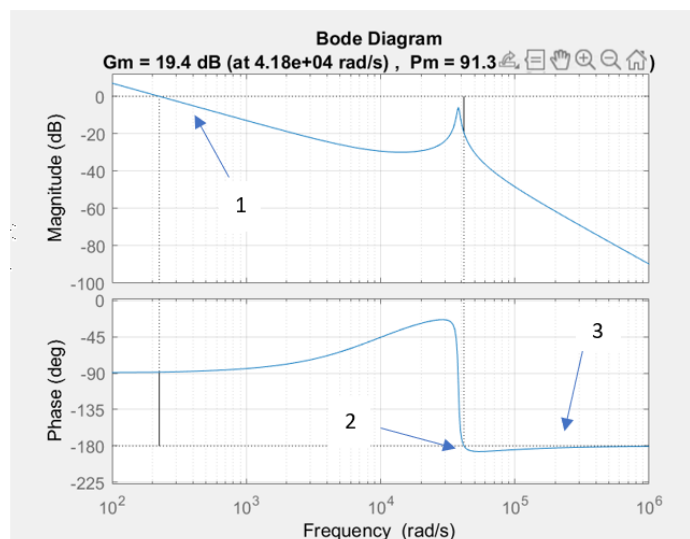


Figura 3.9. Resposta freqüencial amb controlador PI

Si ens fixem en la resposta freqüencial mostrada en la Figura 3.9, veiem com clarament l'aspecte a millorar es l'amplada de banda.

L'estratègia que es desenvoluparà per tal de millorar l'amplada de banda serà la següent:

1. S'endarrerirà el zero situat en el control Pi per tal d'augmentar el guany fins a la ressonància, provocant que aquesta quedi per sobre del tall en zero dB.
2. Es col·locarà el zero aproximadament sobre els 40.000 rad/s per tal d'augmentar la fase en les freqüències altes del sistema.
3. Per finalitzar s'introduirà un pol per sota de la meitat de la freqüència de commutació per tal de filtrar les components a freqüències altes.

Així doncs s'emprarà la mateixa eina que l'esmentada en l'apartat 3.2, tot i que anteriorment no s'ha explicat com funcionava, ja que tan sols l'hem utilitzat per augmentar el guany, és convenient fer cinc cèntims d'aquesta per tal que quedi més clar com es realitzarà aquest disseny.

Primerament en la finestra de comandes de MATLAB afegirem la següent línia de codi:

```
>> controlSystemDesigner(Gvf)
```

Figura 3.10. Figura 26.Comanda MATLAB

On Gvf indica la funció de transferència de la qual volem veure la seva resposta freqüencial. Un cop apliquéssim la comanda se'ns mostrarà la finestra següent:

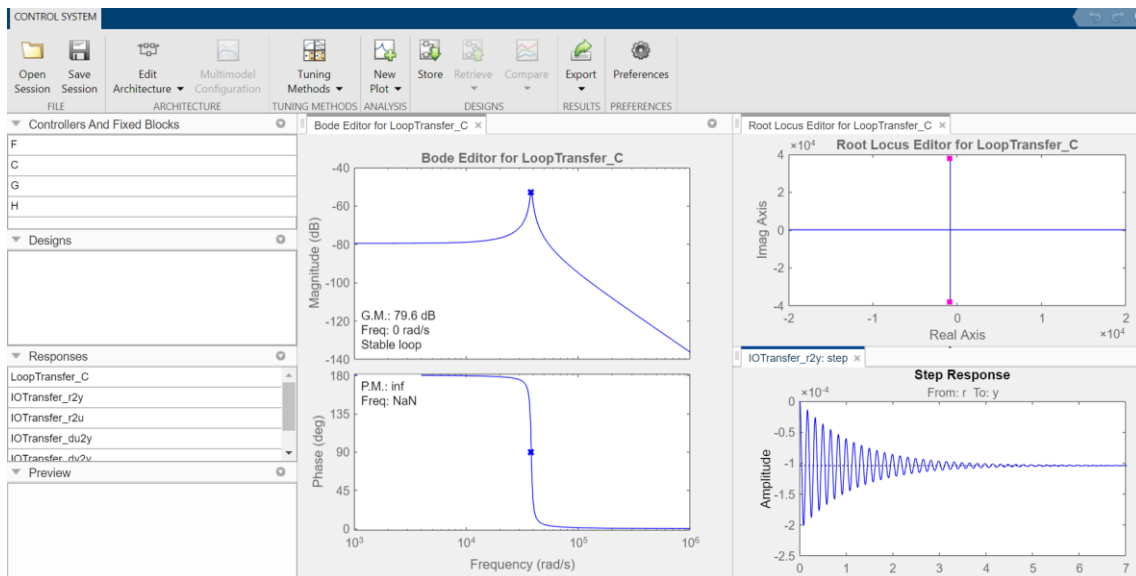


Figura 3.11. Menú principal del controlSystemDesigner

Observem com clarament tenim 4 finestres on es mostra el diagrama de BODE, el lloc geomètric de les arrels i la resposta a un esglaió.

Un cop ja estem en l'entorn del controlSystemDesigner ja podem modificar el diagrama de BODE a plaer fins a obtenir la resposta que desitgem. Per fer-ho tan sols hem de fer clic amb el botó dret sobre la finestra del diagrama de BODE i veurem que podem afegir el que vulguem i a més ens apareixerà el menú que s'observa en la Figura 3.12.

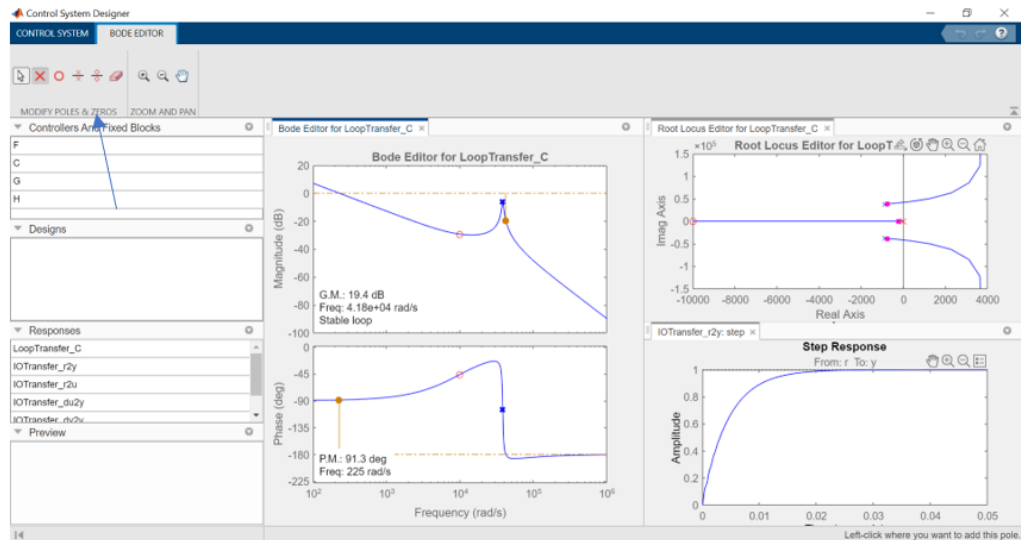


Figura 3.12. Editor de diagrama de BODE

Per una altra banda si el que volem és afegir un controlador que ja tenim creat i modificar la resposta a partir d'aquell punt (com és el nostre cas) tan sols hem d'anar al submenú que s'anomena "Editar arquitectura" i carregar sobre l'esquema de control la nostra funció del controlador tal com es visualitza en la Figura 3.13.

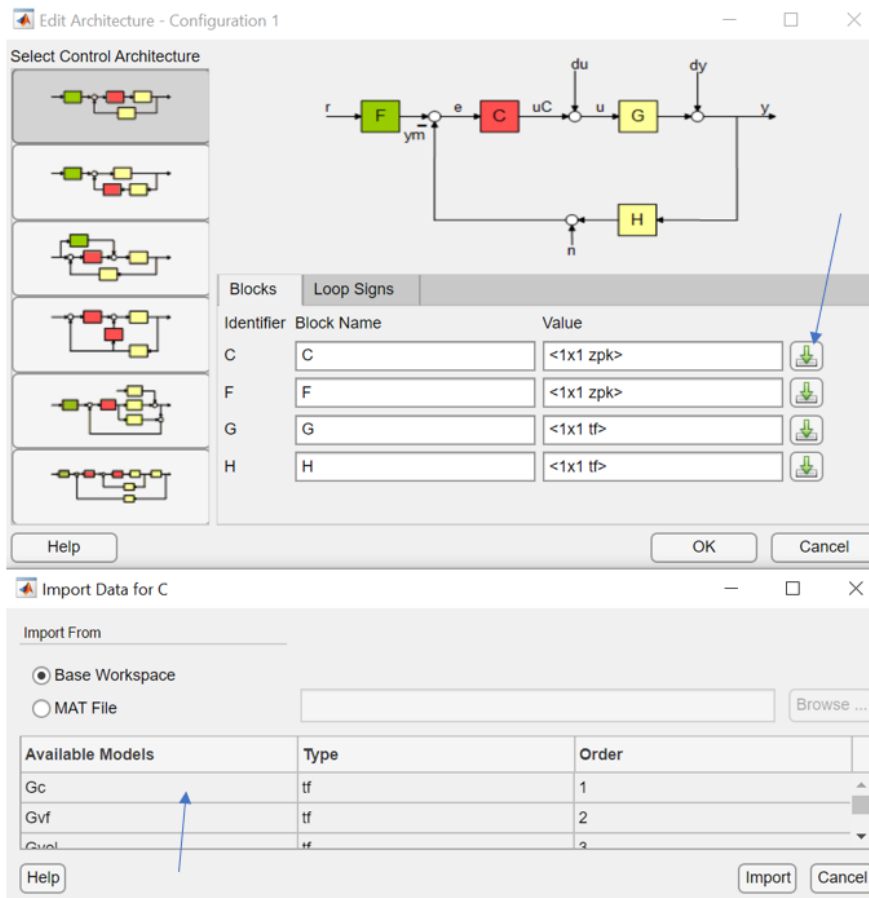


Figura 3.13. Afegir controlador a una Resposta freqüencial

Aplicant els passos comentats i després de diferents proves el resultat final ha estat:

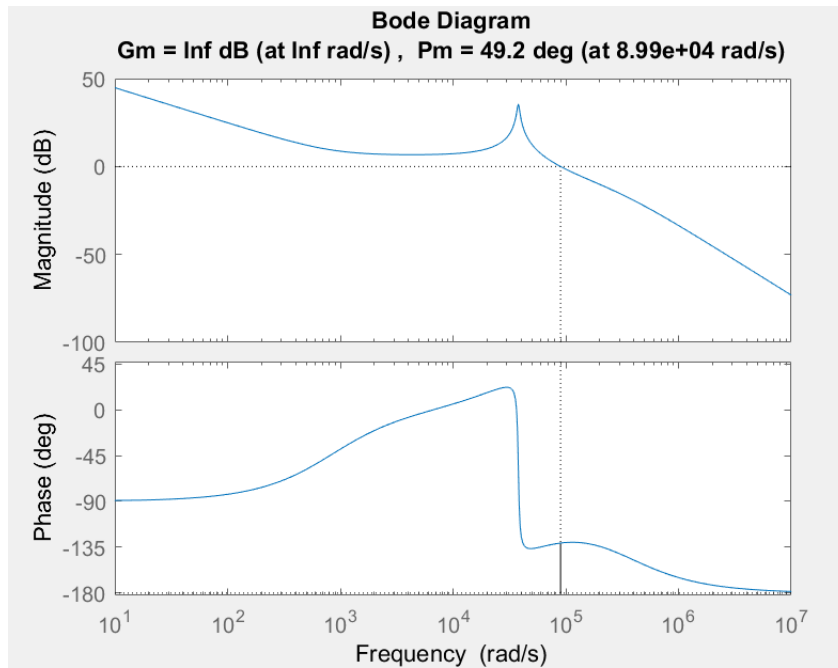


Figura 3.14. Resposta Freqüencial amb el controlador 2P2Z

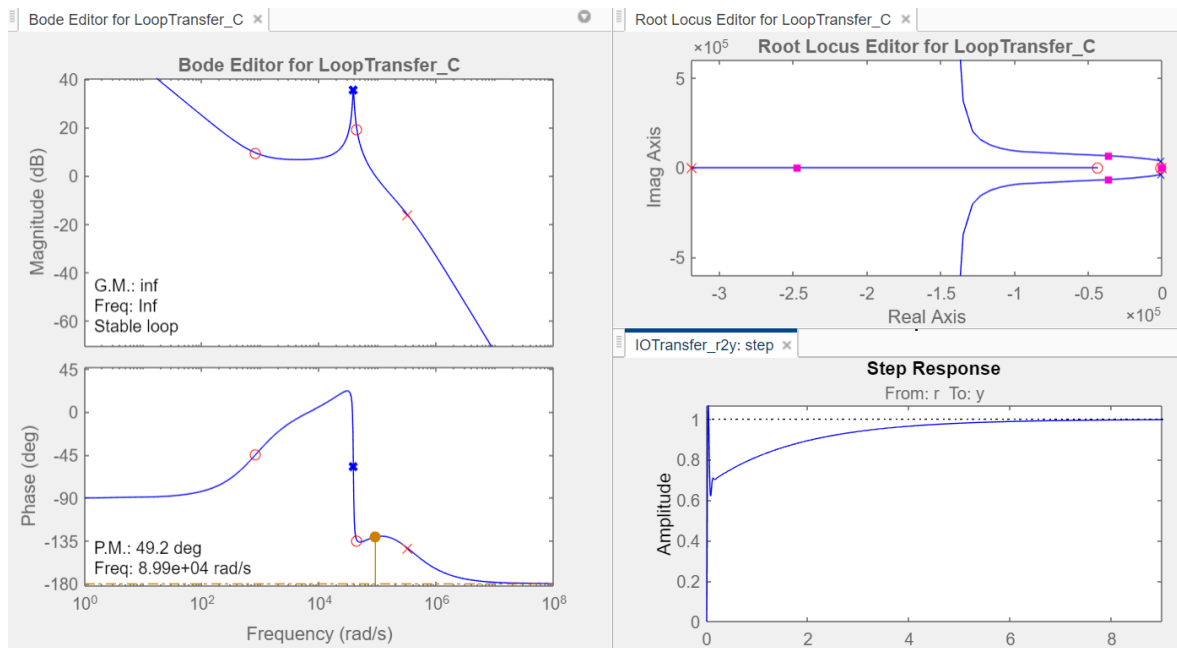


Figura 3.15. Situació de pols i zeros afegits

Observant la Figura 3.14 i la Figura 3.15 veiem com la nostra estratègia ha resultat satisfactòria per tal de dissenyar el controlador:

- L'amplada de banda ha estat incrementat fins a 111.000 rad/s
- El marge de fase del sistema continua sent $\cong 50^\circ$

Finalment la funció del controlador ha estat:

$$G_{2P2Z} = \frac{-146210s^2 - 6.508 \cdot 10^9s - 5.322 \cdot 10^{12}}{s \cdot (s + 318900)} \quad (3.32.)$$

3.4. Verificació del llaç de control

Un cop ja hem analitzat que el nostre controlador presenta una bona resposta en freqüència, hem de validar-la en llaç tancat. Per tal de fer-ho afegirem al nostre circuit PSIM (el qual simula la placa hardware) i li afegirem el control, observant com respon aquest a diferents pertorbacions.

El circuit sobre el qual realitzarem les verificacions queda de la següent forma:

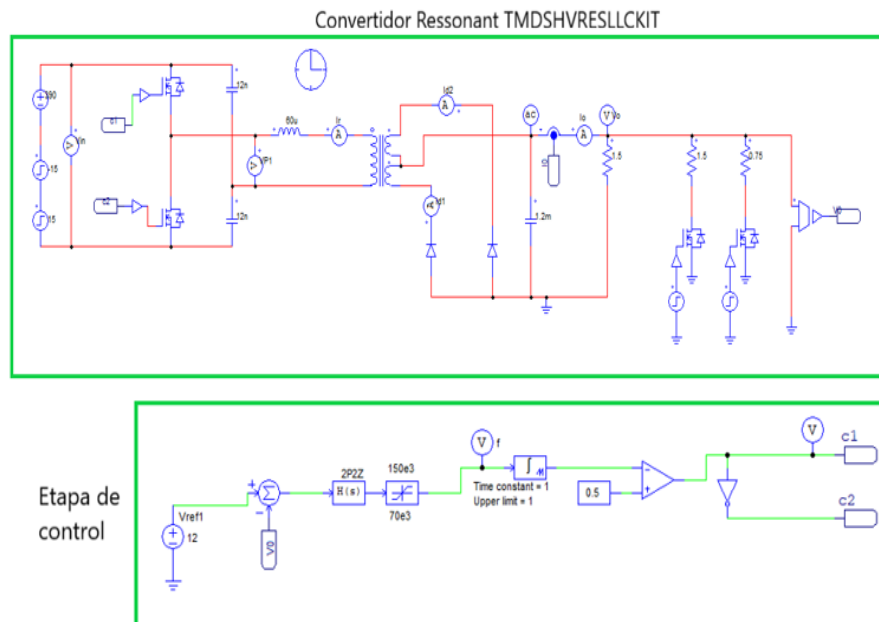


Figura 3.16. Circuit de simulació complet PSIM

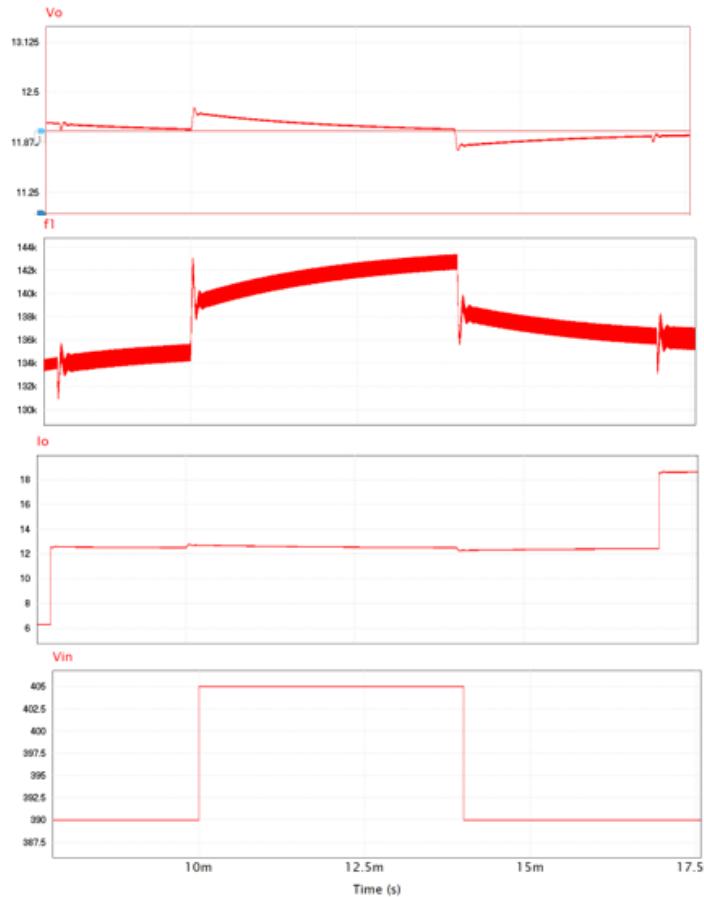


Figura 3.17. Resposta del llaç tancat amb el controlador 2P2Z per una variació de càrrega de 6 A a 18 A amb variacions del voltatge d'entrada

Observant la Figura 3.17 podem treure diferents conclusions:

- S'observa com el llaç tancat compleix en tot moment amb la seva funció i aconsegueix regular sempre la tensió de sortida a 12 V (la nostra referència)
- Veiem com el convertidor està treballant amb freqüències properes a la ressonant (130 kHz).
- Observem que quan provoquem un augment en la tensió d'entrada, la freqüència de commutació també s'augmenta per tal de reduir la tensió de sortida. Amb aquest fet comprovem que la tensió de sortida és inversament proporcional a la freqüència de commutació.
- La velocitat del sistema presenta una gran millora respecte a l'obtinguda amb el controlador PI, ja que tal com veiem tarda menys de la meitat de temps en establir-se.

3.5. Discretització del controlador

Un cop ja ens hem assegurat que el disseny del nostre controlador funciona perfectament en temps continu és el moment de passar-lo a digital. La conversió d'aquest és necessària, ja que recordem que l'objectiu del controlador era poder-lo implementar amb el codi proporcionat per TEXAS INSTRUMENTS.

Però bé, ara la pregunta que ens hem de fer és, que vol dir amb temps discret i quins avantatges presenta? Doncs bé, el món real es mou a través de funcions analògiques, és a dir senyals continus en el temps, però aquests senyals no es poden introduir en el món digital, ja que exigirien un nombre infinit de punts per tal de poder representar-les.

Així doncs, és quan apareix el concepte de discretització, el qual consisteix a agafar una sèrie de punts cada cert temps i poder reconstruir el senyal de forma aproximada. En l'època actual trobem convertidors analògics-digital (ADC) amb una resolució molt elevada, com també PWM capaços d'operar a velocitats molt grans.

Per tant, abans de poder aplicar el nostre sistema de control hem de tenir en compte que hem de realitzar una sèrie d'operacions matemàtiques per tal d'adaptar el nostre controlador, i a més a més, s'ha de tenir en compte que ara el nostre llaç de control variarà i quedarà de la següent forma:

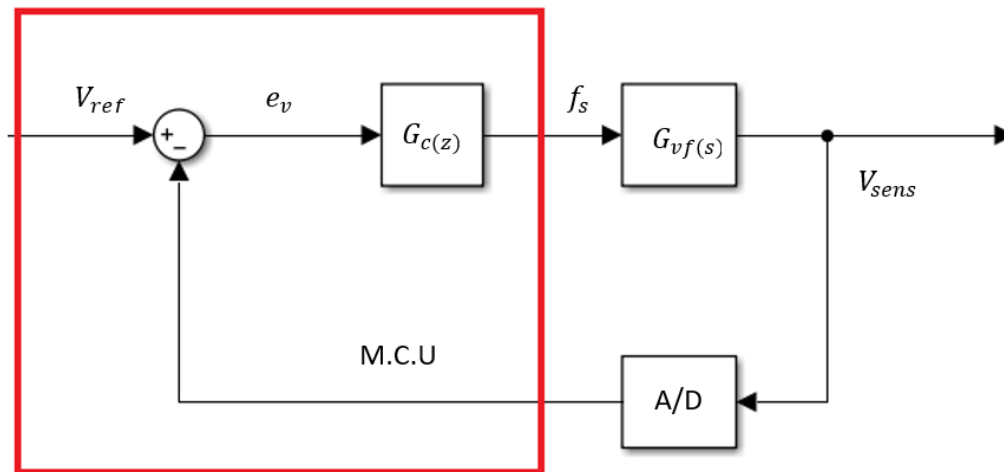


Figura 3.18. Configuració del llaç de control digital

Així doncs el llaç mostrat en la Figura 3.18 funciona de la següent manera:

- Primerament s'ha de definir un temps de mostreig que és l'interval de temps en què el nostre sistema agafa una mostra (V_{sens}). Aquest temps interessa que sigui petit, ja que com més petit sigui més precís serà el nostre sistema.
- Per una altra banda tenim el convertidor A/D que és l'encarregat de relacionar els dos mons, l'analògic i el digital.
- Tota la zona integrada dins del requadre, correspon al microcontrolador que conté la placa de desenvolupament HW on en un altre capítol s'explicarà més detalladament.

3.5.1. Mètode Bilineal o TUSTIN

Tal com s'ha comentat, per tal d'implementar el nostre controlador digital hem de realitzar una sèrie d'operacions matemàtiques per transformar el controlador de temps continu a temps discret, és a dir, hem de passar del domini s al domini temporal z .

Per tal de realitzar aquesta transformació existeixen diferents mètodes, però en aquest apartat ens centrarem en el mètode bilineal, el qual implementarem per realitzar la nostra conversió.

El mètode bilineal és un model que ens permet de forma sistemàtica duu a terme la transformació d'un controlador en el domini s en un controlador en el domini z. Per fer-ho es basa en la integració trapezoidal del senyal:

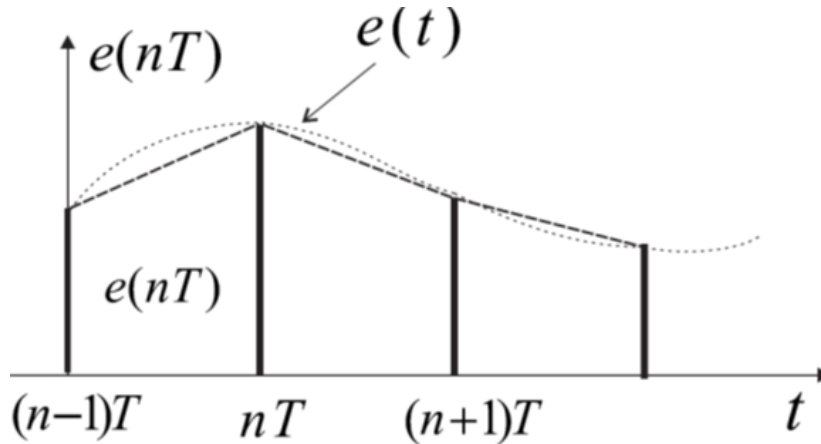


Figura 3.19. Integració trapezoidal de la senyal

Per tal d'entendre aquest mètode el que hem de fer és trobar l'homòleg de l'integrador s en el domini z, el qual és:

$$\frac{1}{s} \rightarrow \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (3.33.)$$

Per tant, tenint aquesta expressió podem arribar a la següent conclusió:

$$s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (3.34.)$$

Tenint en compte l'equació anterior el semiplà esquerre de s es transforma en el cercle unitat del domini z, i per tant en aquesta transformació l'eix $j\omega$ es transforma en la circumferència del radi unitat. Així doncs, per transformar el nostre controlador hem de substituir la s, per l'expressió esmentada i ja tindrem el nostre controlador en el domini de z.

3.5.2. Obtenció del controlador $G_c(z)$

Per tal de poder realitzar el mètode anterior tenim una funció de MATLAB que ens dona directament la transformada z utilitzant el mètode bilineal. Per tal de realitzar correctament la transformada mitjançant aquesta funció hem de saber com funciona i com verificar-la:

$$G_{cz} = c2d(G_c, T, 'tustin');$$

Figura 3.20. Funció per efectuar el mètode bilineal

- G_{cz} és la variable del domini z, la qual tindrà el valor de la nostra transformada.
- $C2d$: és el nom de la funció a transformar una funció en temps continu a temps discret (“continuous to discrete time”)
- G_c : és la funció en temps continu que volem transformar

- T: és la variable que conté el valor del temps de mostreig que volem utilitzar
- Tustin simplement indica que volem utilitzar el mètode bilineal per a realitzar la transformada Z

Un cop ja sabem com realitzar la transformada Z, hem de discutir quin temps de mostreig és adient per al nostre llaç digital. Per tal de decidir quin temps de mostreig hem d'utilitzar ens fixarem que el nostre convertidor té una freqüència natural d'oscil·lació d'aproximadament 38.000 rad/s i que el nostre controlador presenta una amplada de banda de 111.000 rad/s, és a dir que pot treballar fins a unes freqüències de 17666.2 Hz.

Tenint en compte que el límit serà definit per la freqüència de Nyquist, es considera que un temps de mostreig de 100 kHz ens permetrà obtenir suficients punts, per tal que el controlador digital mostri el comportament esperat.

A més a més hem de tenir en compte el retard derivat del temps de mostreig. És a dir, recordem que hem dit que per representar l'ona analògica agafem punts d'aquesta per tal de representar-la de la forma més precisa. Doncs bé, hem de tenir en compte que entre el temps que agafem la mostra, i el temps que actualitzem el període del PWM i trobarem un retard. Aquest retard es pot mostrar gràficament de la següent forma:

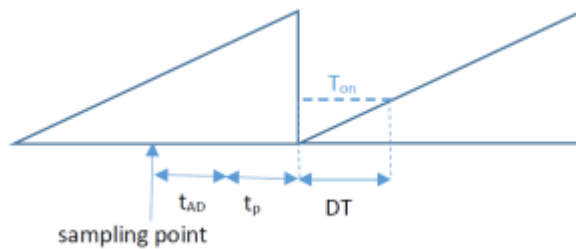


Figura 3.21. Representació del retard temporal

Per tant podem definir:

- t_{AD} → Temps que triga el convertidor A/D en convertir la mostra analògica a digital
- t_p → Temps restant del cicle actual
- T_{on} → Temps restant fins a l'actualització del nou valor mostrejat

Així doncs podríem definir el retard total amb la següent expressió:

$$t_d = t_{AD} + t_p + T_{on} \quad (3.35.)$$

Un cop ja tenim l'expressió del retard ara hem de veure quin serà el seu valor en el nostre cas. Primerament, hem de tenir en compte que estem variant el període del PWM i no el seu cicle de treball, per tant a excepció del temps de conversió del A/D tenim dos valors que aniran variant en funció de la freqüència que tenim en cada moment. Observant les simulacions de la Figura 3.17 veiem com la freqüència oscil·la en un rang d'entre 130 kHz i 150 kHz. Tot i això, tindrem en compte el pitjor cas que seria sobre 80 kHz, per tal d'assegurar el funcionament del controlador per tot el seu rang de funcionament, per tant podem calcular:

$$T_{80kHz} = \frac{1}{80 \cdot 10^3} = 12.5 \mu s \quad (3.36.)$$

$$T_{ON} = 12.5 \mu s \cdot 0.5 = 6.25 \mu s \quad (3.37.)$$

Per tal de determinar el temps de conversió del convertidor A/D, haurem de buscar en el datasheet del fabricant [10]. On observem que triga sis cicles del rellotge de la placa per tal d'executar la conversió, i a més a més triga 47 cicles a executar la rutina del controlador per tal d'actualitzar el període. Per tant tenint en compte que el rellotge presenta una freqüència de 60 MHz, podem concloure:

$$t_{AD} = 52 \cdot \frac{1}{60 \cdot 10^6} = 866.66 \text{ ns} \cong 1 \mu s \quad (3.38.)$$

Finalment tan sols ens queda el temps restant del cicle actual, on el pitjor cas seria mostrejar quan ens quedi menys de $1 \mu s$ per acabar el cicle. Llavors, la mostra que estariem utilitzant en aquest moment seria la de fa $10 \mu s$ més aquest valor de $1 \mu s$ que em queda per arribar a final de cicle. Per tant:

$$t_p = 11 \mu s \quad (3.39.)$$

Per tant el retard total per al pitjor dels casos seria:

$$t_d = t_{AD} + t_p + T_{on} = 6.25 + 1 + 11 = 18.25 \mu s \quad (3.40.)$$

Amb el valor del retard ja obtingut, ara hem de veure quina resposta presenta el nostre controlador tenint-lo en compte, ja que és probable que ens modifiqui el marge de fase:

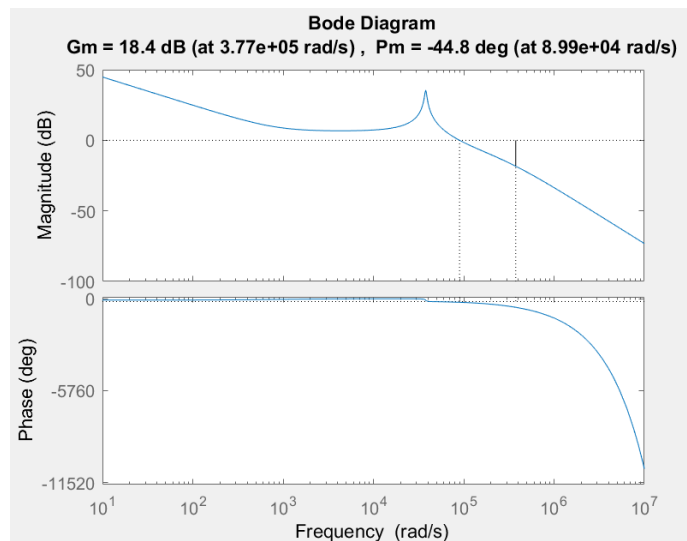


Figura 3.22. Resposta freqüencial tenint en compte el retard

Observem com clarament el disseny que hem efectuat no és vàlid per implementar-lo en temps discret. El retard ens baixa la fase just després de l'efecte del doble pol, i per aquest motiu el zero que havíem col·locat per augmentar la fase queda inutilitzat.

Davant d'aquesta situació haurem de redissenyar el controlador per tal d'efectuar el tall per zero dB abans d'arribar a la ressonància per tal de no sofrir aquest efecte. Per tant la nova estratègia a seguir serà:

- Situar un pol a freqüències baixes per tal de baixar el guany.
- Col·locar els zeros sobre el doble pol per tal d'aconseguir atenuar al màxim el pic de la ressonància.

Implementant aquesta estratègia procedim:

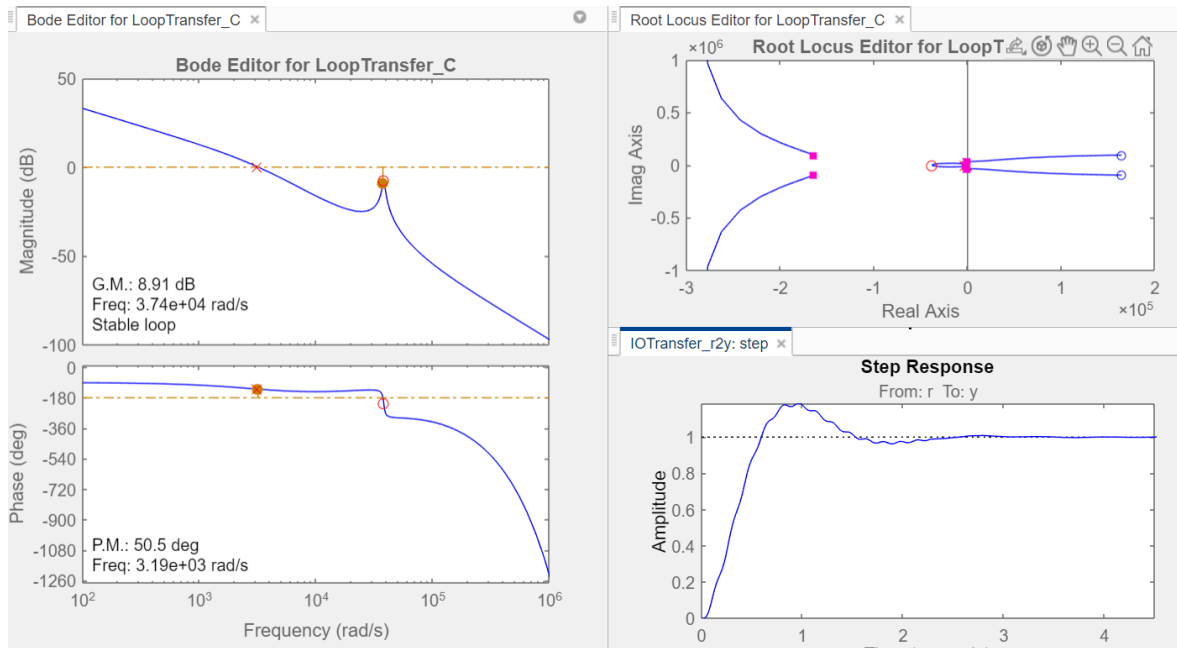


Figura 3.23. Situació dels pols i zeros implementats

Veiem com clarament l'estratègia ha donat el seu fruit, i tallant abans de la freqüència de ressonància aconseguim un marge de fase adient, tot i haver perdut una mica d'amplada de banda. Però tal com s'ha esmentat una amplada de banda per sobre de l'efecte del doble pol és inviable.

Finalment la funció obtinguda en temps continu ha estat:

$$G_{ce(s)} = -93.262 \frac{(s + 3.796 \cdot 10^4)^2}{s \cdot (s + 3130)} \quad (3.41.)$$

Ara per passar-la a digital implementem la funció mostrada en la Figura 3.20, i obtenim:

$$G_{ce(z)} = \frac{-130z^2 + 177z - 60.28}{z^2 - 1.969z + 0.9692} \quad (3.42.)$$

3.5.3. Estructura 2P2Z

El controlador amb 2P2Z presenta una estructura de filtre IIR la qual es mostra en la Figura 3.24. En aquesta es tenen en compte les mostres de fins a dues unitats temporals anteriors, per tal d'assegurar que no se sobreposa el límit que es desitja, es col·loca també un saturador en la sortida, tal com nosaltres ja teníem ficat en el nostre llaç de control del PSIM.

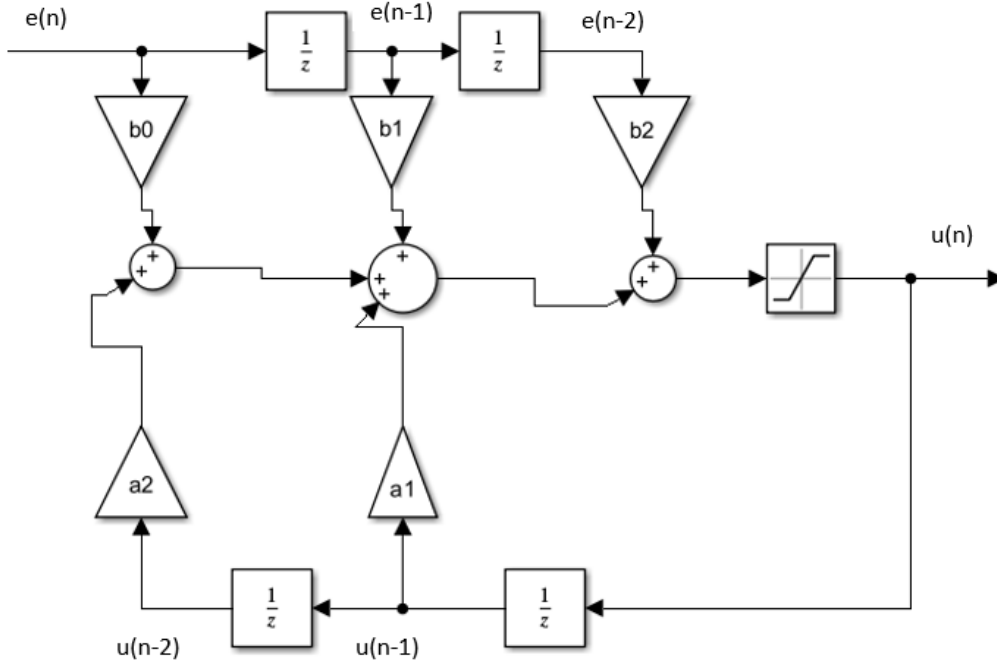


Figura 3.24. Estructura 2P2Z

Per tal d'obtenir l'estructura mostrada, hem de realitzar un petit ajust en la nostra funció del controlador:

$$G_{cz} = = \frac{-130 + 177 z^{-1} - 60.28z^{-2}}{1 - 1.969z^{-1} + 0.9692z^{-2}} \quad (3.43.)$$

L'objectiu d'aquesta simplificació és obtenir la següent expressió matemàtica:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (3.44.)$$

Per tant si adjuntem totes dues obtenim:

$$G_{cz} = \frac{-60.28z^{-2} + 177z^{-1} - 130}{1 + 1.969z^{-1} - 0.9692z^{-2}} \quad (3.45.)$$

| Constant | Valor |
|----------------|---------|
| a ₁ | 1.969 |
| a ₂ | -0.9692 |
| b ₀ | -130 |
| b ₁ | 177 |
| b ₂ | -60.28 |

Taula 1. Coeficients del controlador 2P2Z

I si ara separéssim aquesta expressió en equacions diferencials, tindríem la forma:

$$u(n) = a_1u[n - 1] + a_2u[n - 2] + b_0 e[n] + b_1e[n - 1] + b_2e[n - 2] \quad (3.46.)$$

La qual és exactament la descrita en la Figura 3.24. Així doncs ara el següent pas és afegir aquesta estructura a l'etapa de control implementada en PSIM, deixant el circuit de la següent forma:

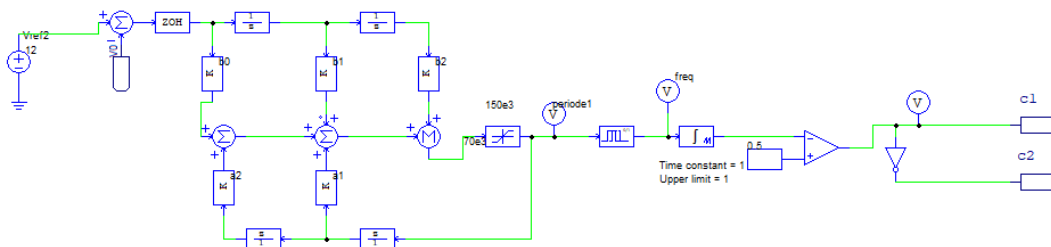


Figura 3.25. Etapa de control amb l'estructura 2P2Z + retard

Observem que per tal de calcular la resposta necessària es tenen en compte l'error actual, l'error anterior i l'error de dos cicles anteriors, com també es té en compte la sortida anterior i la sortida de dos cicles anteriors, fent que sigui més precís. Així doncs ara tan sols ens falta verificar la seva resposta a les pertorbacions aplicades en l'apartat 3.4, i donarem per finalitzada l'etapa de disseny del controlador de tensió.

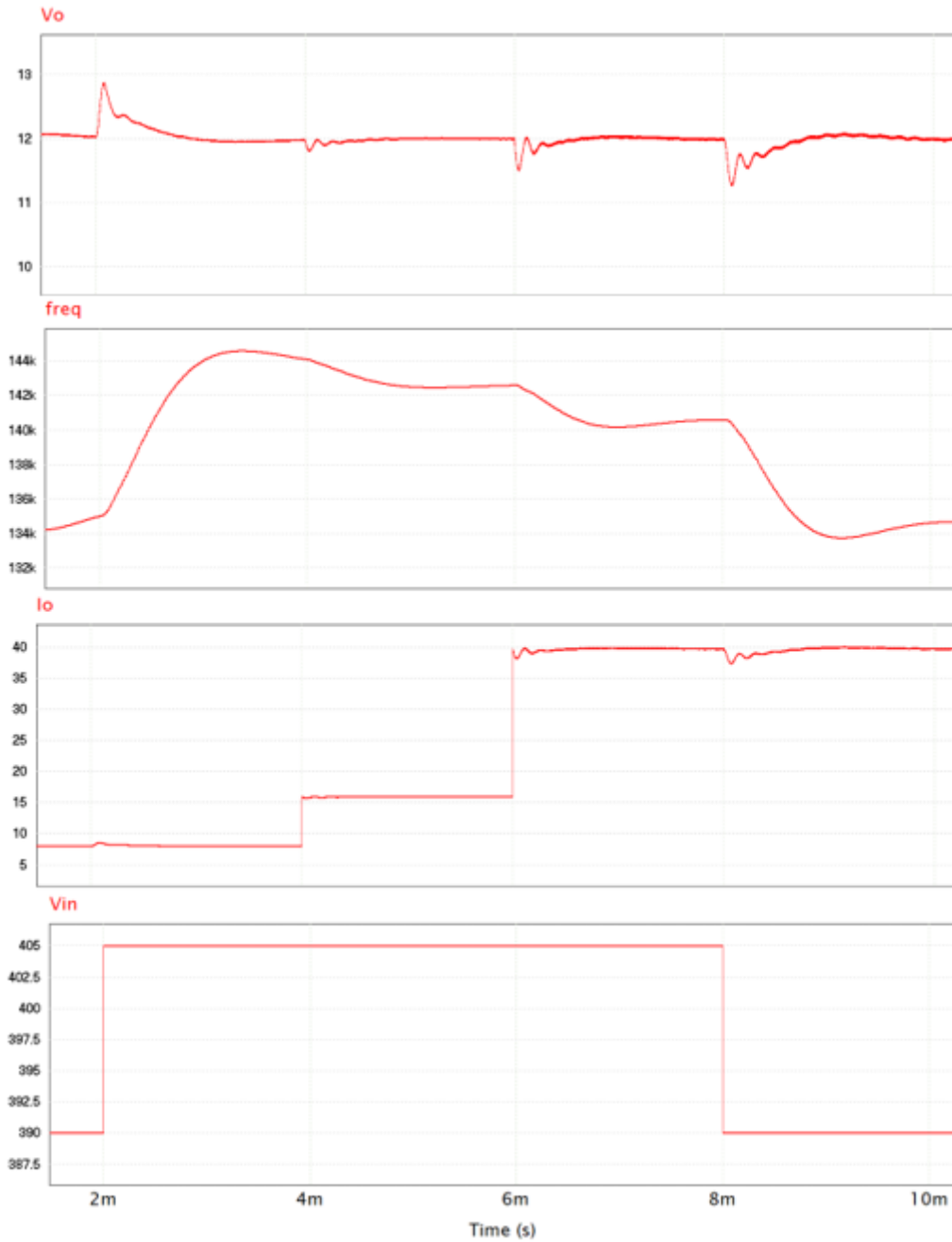


Figura 3.26. Resposta del llaç tancat amb el controlador 2P2Z digital per una variació de càrrega de 6 A a 18 A amb variacions del voltatge d'entrada

Observem com tenim una millor resposta que la mostrada en la Figura 3.17, obtenint transitoris molt més ràpids, un millor temps d'establiment i un rissat nul fruit de posicionar el pol en freqüències baixes.

4. Verificació Experimental

Tal com ja s'ha anat introduint en apartats anteriors tot el disseny del control tenia com a finalitat aplicar-se experimentalment sobre la placa mitjançant el microcontrolador PICCOLO TMS320F2802x. Aquest microcontrolador pertany a la família dels C2000 on el software utilitzat per programar-los és el CODE COMPOSER STUDIO.

TEXAS INSTRUMENTS a més de subministrar-te la placa de desenvolupament hardware TMDSHVRESLLCKIT també et subministra un programa que conté diferents configuracions per comprovar tots els elements de la placa. Aquest programa es pot utilitzar sense saber res sobre control o convertidors ressonants i funcionaria igualment seguint el manual que també bé facilitat, però l'objectiu no és aquest.

L'objectiu d'aquest capítol és explicar breument les funcions més importants del programa per entendre el seu funcionament, i per tant ser capaços a partir d'aquest d'afegir el nostre control, ja que aquesta és la manera de treure més suc al codi donat per TEXAS INSTRUMENTS. Així doncs el present capítol s'estructurarà de la següent forma:

- Entorn de CODE COMPOSER STUDIO i sincronització de la targeta de control amb el programari
- Explicació de la llibreria “Digital Power”, que és el pilar fonamental per elaborar el codi
- Configuració dels diferents blocs per testejar els elements, i canvi del control existent pel dissenyat.

4.1.CODE COMPOSER STUDIO

El programa CODE COMPOSER STUDIO és un entorn de programació emprat per la programació dels microcontroladors C2000, on igual que la majoria d'aquests es programen mitjançant els llenguatges C,C++ i ASM. A més és 100% gratuït i es pot baixar directament des de la web de TEXAS INSTRUMENTS si és per a ús acadèmic o professional.

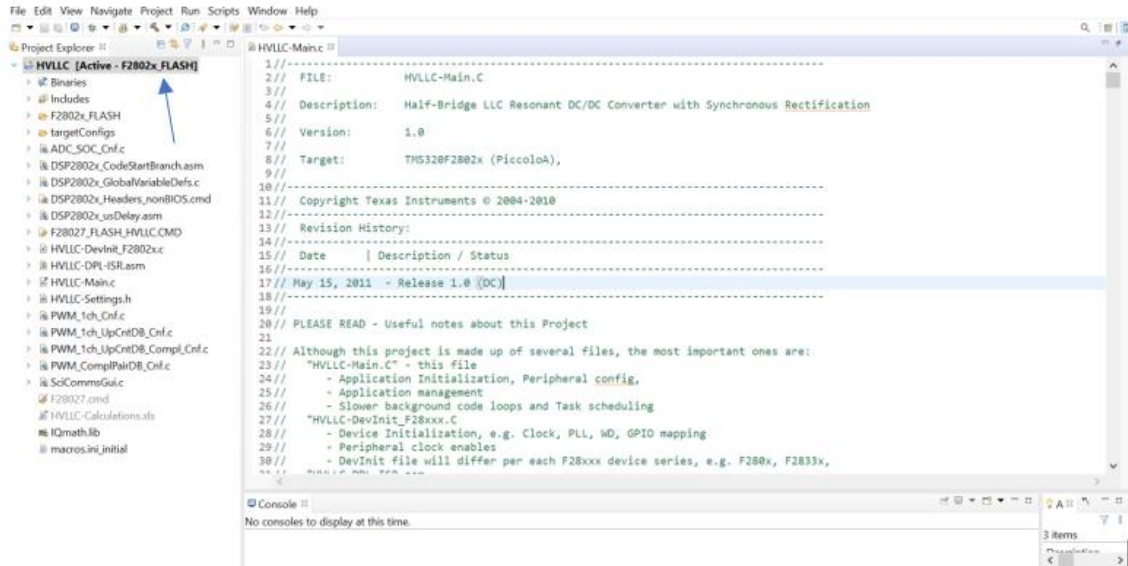


Figura 4.1. Entorn de programació CODE COMPOSER STUDIO

En la Figura 4.1 podem observar que l’entorn és molt similar als típics de programació, on a la nostra esquerra observem el projecte obert amb tots els seus fitxers, i a la dreta tenim l’entorn de desenvolupament de codi. La peculiaritat la trobem just al costat del nom del projecte, ja que ens està indicant quina targeta de control hem sincronitzat i que el projecte està preparat per carregar-se sobre la placa utilitzant memòria FLASH.

Aquest pas és essencial, ja que si no indiquem correctament quina targeta utilitzarem el programa no ens funcionarà, així doncs per tal de poder sincronitzar-se correctament s’ha de procedir:

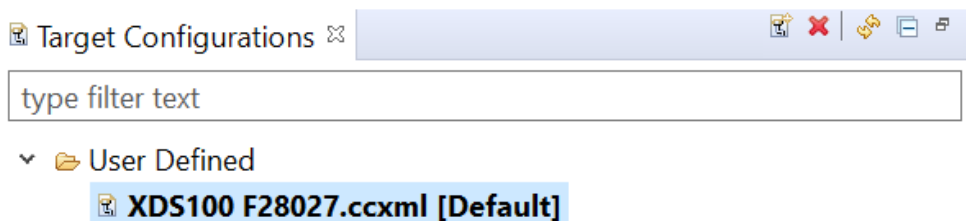


Figura 4.2. Submenú “Target Configurations”

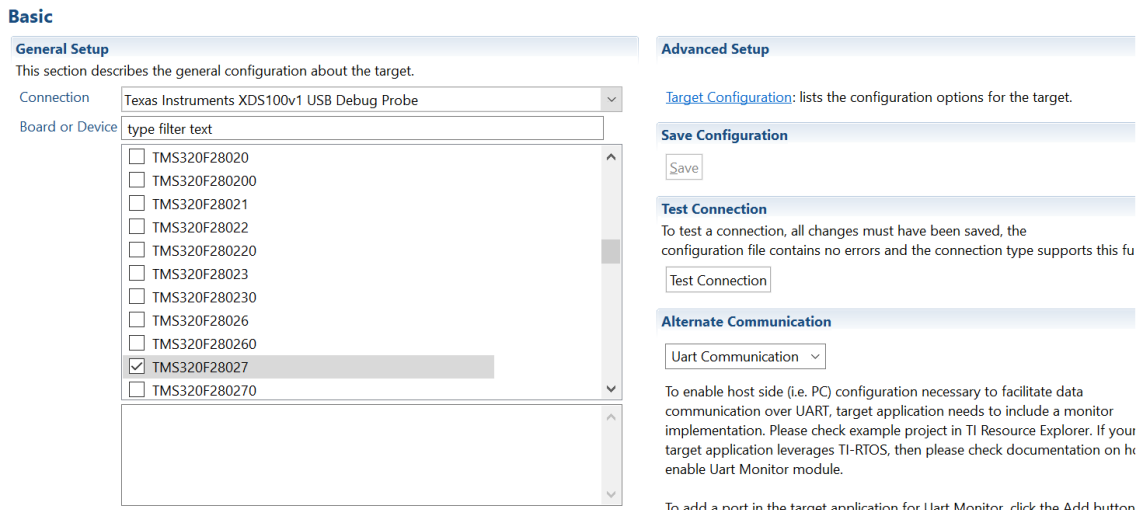


Figura 4.3. Menú interior de la targeta per indicar microcontrolador

Observant la Figura 4.2 i la Figura 4.3 podem observar com es força senzill indicar quina és la nostra targeta de control i com configurar-la, a més en la Figura 4.3 observem com hi ha un TEST on si tens la placa connectada via USB, t’indica si la connexió és correcta i si està tot amb ordre, per tal de saber que aquest pas ha estat satisfactori.

4.2.Llibreria “Digital Power”

Aquesta llibreria està dissenyada per simplificar força l’estructura del codi per realitzar aplicacions amb temps real. L’objectiu d’aquesta llibreria [11] és utilitzar les seves funcions com a blocs per tal de poder realitzar canvis en l’estructura de manera senzilla, i també facilitar que abans d’escriure el codi puguis tenir una idea de quina part has de modificar i com l’has de relacionar amb les parts ja existents.

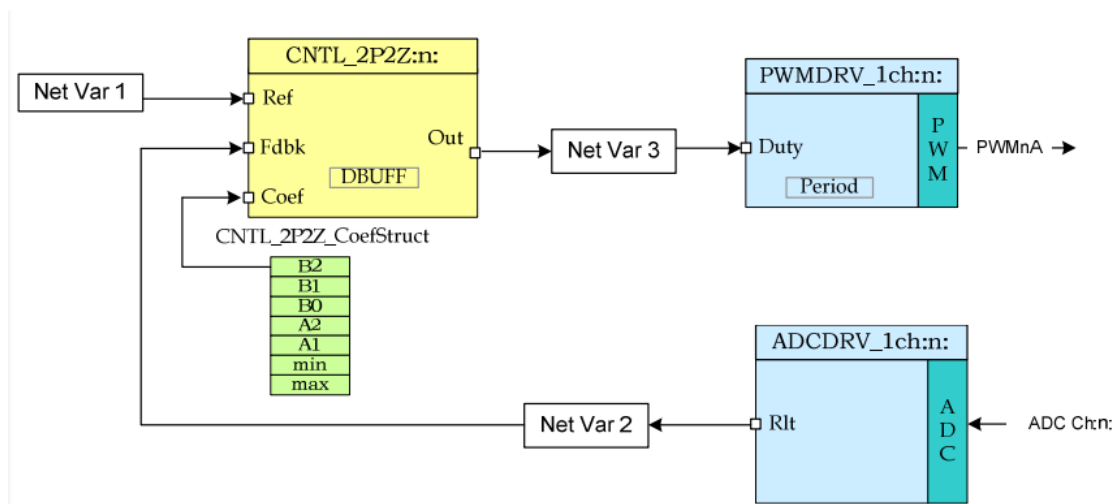


Figura 4.4. Llaç tancat utilitzant la llibreria Digital Power

Observant la Figura 4.4 entendrem millor la filosofia explicada en la introducció d’aquest apartat, on per realitzar el codi d’un llaç tancat cada funció correspon a un bloc del nostre llaç, fent que sigui molt senzill estructurar-se per tal d’escriure el codi.

En el cas del nostre codi, farem cinc cèntims de les següents funcions per tal de realitzar el nostre llaç:

- ADC_SOC_CNF/ADCDRV_1ch

Aquestes dues funcions són implementades per tal de configurar correctament l'ADC. La primera d'aquestes serveix per configurar tant els registres de l'ADC com per indicar-li quan ha d'executar-se la interrupció d'aquest (és a dir indicar-li cada quant de temps ha de convertir una mostra, que dependrà del temps de mostreig que volguéssim aplicar). Per una altra banda la segona funció ens serveix per copiar el registre de l'ADC (és a dir el valor convertit) en un bus per tal de poder utilitzar-lo en una altra funció.

- CNTL2P2Z

Aquesta funció ens implementa un controlador de segon ordre de 2P2Z. En l'apartat 3.3 es comentava la implementació d'aquest control per poder-lo utilitzar directament en el codi. L'explicació proporcionada és la mateixa. A més observant el DATASHEET de la llibreria veiem:

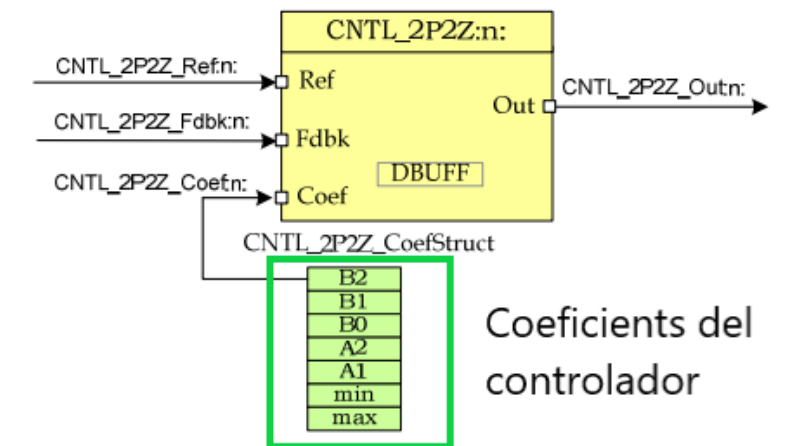


Figura 4.5. Representació mitjançant un bloc de la funció CNTL_2P2Z

L'única diferència respecte al disseny del controlador que hem de tenir en compte és com està situada la informació en els registres, però observant la Figura 4.6 i la Figura 4.7 queda perfectament detallat on tenim la informació, i de la composició de l'estructura del controlador.

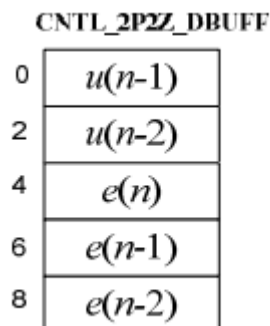


Figura 4.6. Informació que conté el buffer de 2P2Z

CNTL_2P2Z_CoefStruct

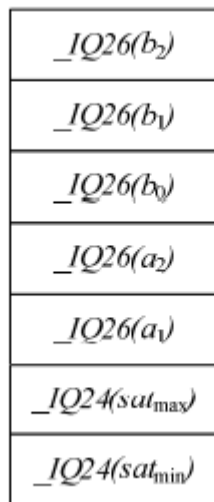


Figura 4.7. Composició de la estructura 2P2Z

- PWM_LLC_CompPairDB_Cnf

La funció d'aquest "bloc" PWM és implementar dos cicles de treball on un presenta un retard respecte a l'altre. El bloc seria:

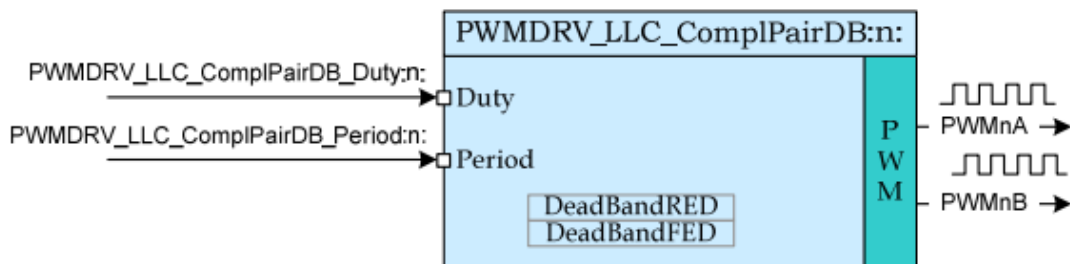


Figura 4.8. Bloc equivalent a la funció PWM_LLC_CompPairDB_Cnf

Observem que per aquest motiu aquest PWM és ideal per implementar-lo en el HB perquè ens coordinaria perfectament els dos MOSFETS.

- PWM_1ch_UPcntDB

Aquest bloc PWM funciona de forma molt similar a l'anterior, però només ens treu un cicle de treball.

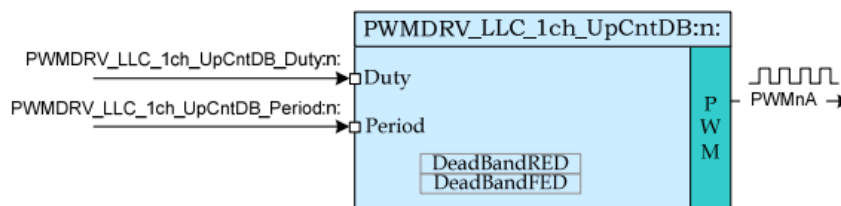


Figura 4.9. Bloc equivalent a la funció PWM__1ch_UPcntDB

Per aquest motiu el bloc serà utilitzat per realitzar la rectificació síncrona, però llavors ens falta un altre PWM complementari per controlar l'altre MOSFET. És en aquest punt quan utilitzarem també la funció PWM_1ch_UPcntDB_COMP que ens generà un cicle de treball complementari i que per tant ens permetrà així controlar els dos MOSFETS.

4.3. Configuració dels blocs del programa

En la introducció d'aquest capítol s'ha comentat que el programa ens permetia realitzar diferents configuracions. Entre aquestes ens quedarem amb les configuracions 1 i 2.

En la primera configuració s'implementa un llaç senzill i tan sols serveix per verificar de forma empírica que tant el PWM com l'ADC funcionen correctament. On farem èmfasi serà en la segona configuració, ja que és on apliquem el llaç de control. En la informació proporcionada per TEXAS INSTRUMENTS [10] hi trobem el següent diagrama de blocs (recordem que els blocs corresponent amb les funcions de la llibreria "Digital Power"):

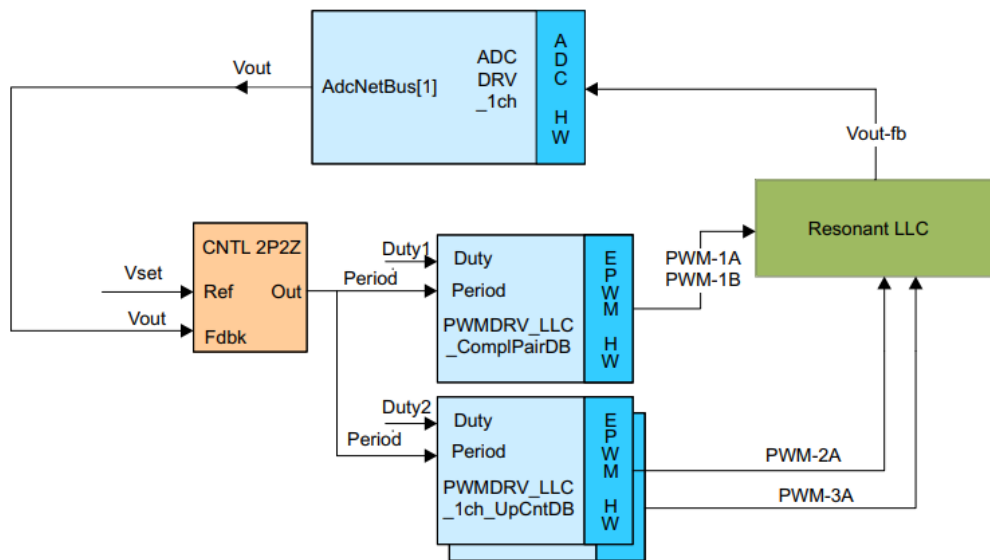


Figura 4.10. Configuració en llaç tancat del projecte HVLLC

Observant la Figura 4.10, és quan comencem a veure clarament el perquè de cadascuna de les decisions emprades en els darrers capítols. Veiem com les funcions de la llibreria ens proporcionen un diagrama de blocs gairebé idèntic a l'exposat en la Figura 3.16. Anteriorment hem utilitzat un esquema PSIM que ens simulava tot el disseny del control com si fos la placa TMDSHVRESLLCKIT, per tant observant la Figura 4.11 veiem clarament com el nostre disseny de simulació s'ha adequat perfectament per tal de poder utilitzar el codi donat per TEXAS. Per aquest motiu tan sols canviant els paràmetres de la funció CNTL_2P2Z aconseguirem controlar la placa igual que en el nostre simulador on teníem la resposta desitjada.

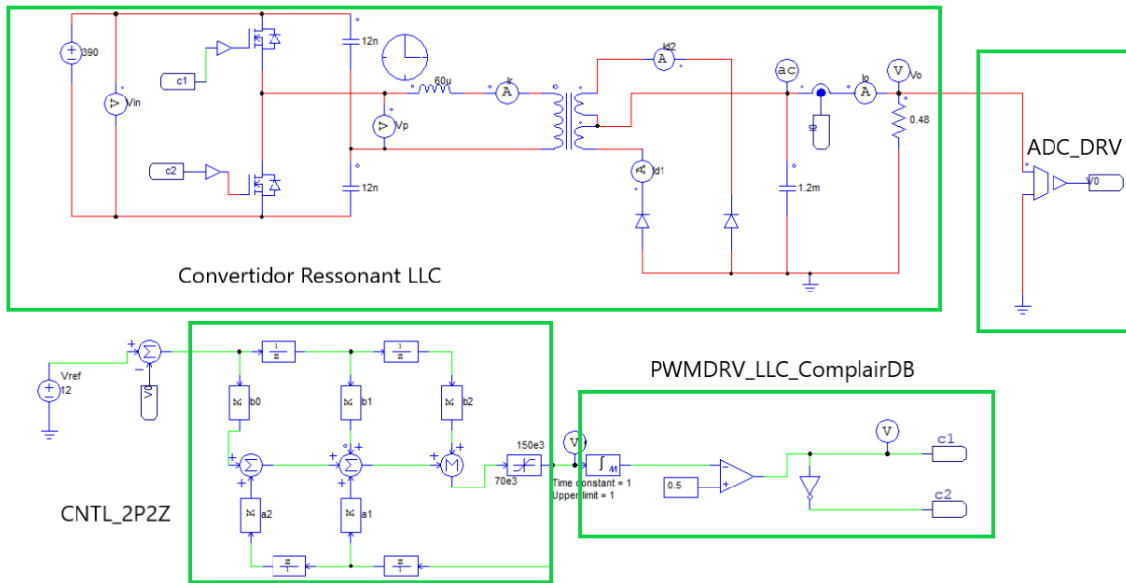


Figura 4.11. Relació entre el simulador emprat en PSIM i les funcions de la llibreria “Digital Powersim”

Un cop hem fet aquesta analogia ja podem passar a modificar les línies on determinem els paràmetres del control afegint els nostres coeficients. Si obrim el projecte presentat en la Figura 4.1. Hem de realitzar dues accions per tal de finalitzar la configuració del programa. Primerament s’ha de modificar la configuració del projecte, ja que per defecte està configurada la tercera opció, i per una altra banda buscar les línies on modificar els paràmetres del control.

4.3.1. Assignació del bloc adient

Per tal de determinar quina configuració volem emprar, hem de trobar en el codi on es defineixen aquestes constants i on les hem de canviar.

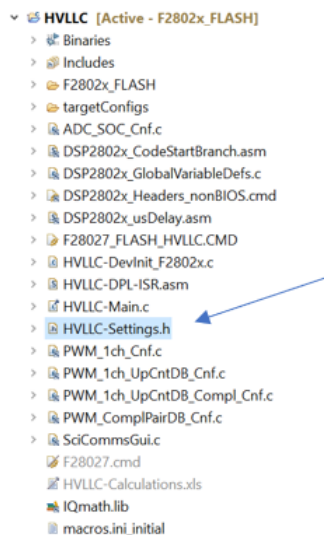


Figura 4.12. Capçaleres de tots els fitxers del projecte HVLCC.h

```

32
33 #define INCR_BUILD 1
34
-- ..

```

Figura 4.13. Localització de la constant INCR_BUILD 1

El que hem de fer per anar variant les configuracions és obrir els fitxers del projecte, i en Settings.h anar a la línia 33 i anar variant entre l'1 i el 3 les configuracions, tot i que nosaltres tan sols estem interessats en les configuracions 1 i 2.

```

478 #if (INCR_BUILD == 1) // Open Loop
479 //-----
480
481 // Lib Module connection to "nets"
482 //-----
483 // Connect the PWM Driver input to an input variable, Open Loop System
484 ADCDRV_1ch_R1t7 = &Vout;
485
486 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Duty1 = &Duty1;
487 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Period1 = &Period;
488 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Duty2 = &Duty2;
489 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Period2 = &Period;
490 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Duty3 = &Duty3;
491 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Period3 = &Period;
492
493 #endif // (INCR_BUILD == 1)
494
495 //-----
496 #if (INCR_BUILD == 2) // Closed Loop PID with SR timing based on Primary switches
497 //-----
498
499 // Lib Module connection to "nets"
500 //-----
501 // Connect the PWM Driver input to an input variable, Open Loop System
502 ADCDRV_1ch_R1t7 = &Vout;
503
504 CNTL_2P2Z_Ref1 = &Vset;
505 CNTL_2P2Z_Fdbk1 = &Vout;
506 CNTL_2P2Z_Out1 = &Period;
507 CNTL_2P2Z_Coef1 = &CNTL_2P2Z_CoefStruct1.b2;
508
509 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Duty1 = &Duty1;
510 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Period1 = &Period;
511 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Duty2 = &Duty2;
512 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Period2 = &Period;
513 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Duty3 = &Duty3;
514 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Period3 = &Period;
515
516 #endif // (INCR_BUILD == 2)
-- ..

```

Figura 4.14. Aspecte del codi amb la configuració 1

Observem que tenint la constant INCR_BUILD = 1 en el MAIN se'ns activa la part de codi corresponent a aquesta primera configuració, en canvi si nosaltres volguéssim efectuar el llaç de la Figura 4.10, hauríem de canviar la constant INCR_BUILD = 2 en el .h i posteriorment compilar, on llavors en el MAIN ens apareixeria activada (color blanc) la segona configuració tal com es mostra en la Figura 4.15.

```

477 //-----
478 #if (INCR_BUILD == 1) // Open Loop
479 //-----
480
481 // Lib Module connection to "nets"
482 //-----
483 // Connect the PWM Driver input to an input variable, Open Loop System
484 ADCDRV_1ch_R1t7 = &Vout;
485
486 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Duty1 = &Duty1;
487 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Period1 = &Period;
488 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Duty2 = &Duty2;
489 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Period2 = &Period;
490 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Duty3 = &Duty3;
491 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Period3 = &Period;
492
493 #endif // (INCR_BUILD == 1)
494
495 //-----
496 #if (INCR_BUILD == 2) // Closed Loop PID with SR timing based on Primary switches
497 //-----
498
499 // Lib Module connection to "nets"
500 //-----
501 // Connect the PWM Driver input to an input variable, Open Loop System
502 ADCDRV_1ch_R1t7 = &Vout;
503
504 CNTL_2P2Z_Ref1 = &Vset;
505 CNTL_2P2Z_Fdbk1 = &Vout;
506 CNTL_2P2Z_Out1 = &Period;
507 CNTL_2P2Z_Coeff1 = &CNTL_2P2Z_CoeffStruct1.b2;
508
509 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Duty1 = &Duty1;
510 PWMDRV_LLC_CmplPairDB_Period1 = &Period;
511 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Duty2 = &Duty2;
512 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Cmpl_Period2 = &Period;
513 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Duty3 = &Duty3;
514 PWMDRV_LLC_1ch_UpCntDB_Period3 = &Period;
515
516 #endif // (INCR_BUILD == 2)

```

Figura 4.15. Aspecte del codi amb la configuració 2

4.4. Configuració dels paràmetres del controlador 2P2Z

En l'apartat 4.2 hem analitzat com està definida la funció del controlador 2P2Z, on hem observat que tenim una estructura on es guarden tots els coeficients, tant els que multipliquen l'entrada com els de la sortida. Per aquest motiu tan sols hem de localitzar en el codi les línies on els defineix i canviar-los pels nostres valors obtinguts en el disseny.

```

314     use_2P2Z = 0;
315     update_coeffs = 0;
316     b2_coeff = _IQ26(0.35);
317     b1_coeff = _IQ26(-1.45);
318     b0_coeff = _IQ26(1.33);
319     a2_coeff = _IQ26(-0.23);
320     a1_coeff = _IQ26(1.23);
321

```

Figura 4.16. Localització dels coeficients de l'estructura 2P2Z

Observem en la Figura 4.16 que els coeficients implementats pel fabricant són molt petits en comparació als obtinguts en el nostre disseny. Per aquest motiu abans de realitzar el canvi

pels nostres coeficients, implementem en el nostre circuit en PSIM els coeficients proporcionats pel fabricant per tal de verificar-los.

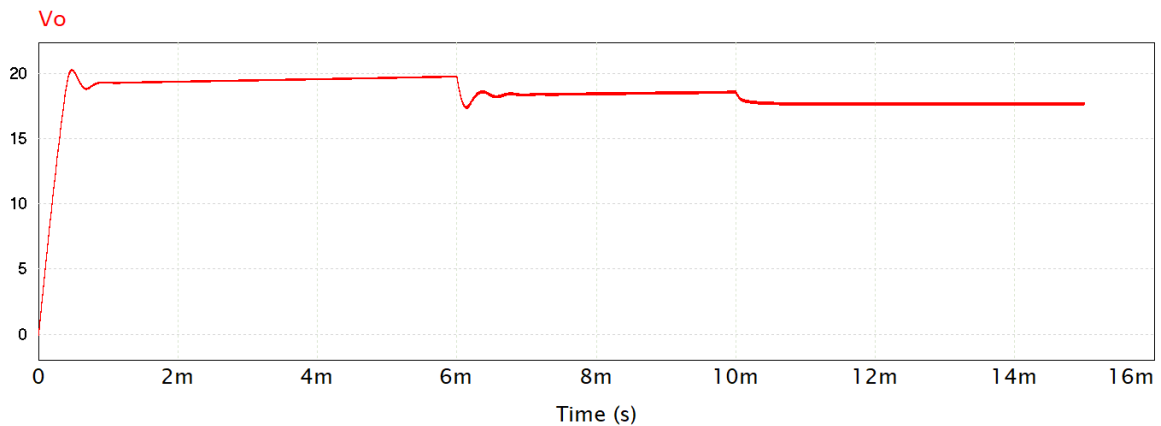


Figura 4.17. Resposta en laïç tancat del controlador amb els coeficients de Texas

Ràpidament observem com la resposta donada no és adequada, així doncs en aquest punt és on es complica la trama.

El fabricant implementa els coeficients basant-se en dos punts fonamentals que fins ara havíem passat per alt:

- El sensat del voltatge de sortida
- Els valors de les variables de la llibreria Digital Power

Primerament, analitzarem el guany que ens introdueix el sensat de la sortida i com el tenim configurat. Analitzant l'esquemàtic de la placa [17], observem el següent sensat:

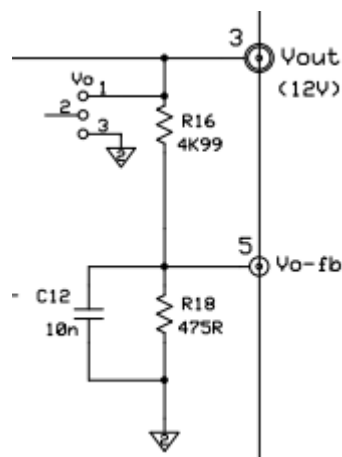


Figura 4.18. Sensat de la tensió de sortida

Així doncs el valor que entrarà al convertidor A/D serà el divisor de tensió:

$$V_{sens} = \frac{475}{4999 + 475} V_o = 0.087 V_o \quad (4.1.)$$

El següent punt a analitzar ja és una mica més complex. Per tal de saber el valor amb el que el programa interpreta les variables hem de buscar pel datasheet [11] els valors màxims i mínims que poden assolir les sortides, i els valors que esperem en l'entrada.

Aquest pas és molt important, ja que la llibreria connecta els blocs mitjançant punters, és a dir en les inicialitzacions s'indica la posició de memòria on es vol que apuntin i sempre relacionarà els blocs a través d'aquells punters preestablerts. Per tant en la següent taula podem observar els valors que aquests punters poden assolir:

| Funció-Variable | Rang de valors : Rang per establir el punter |
|-------------------------------|----------------------------------------------|
| PWMDRV_LLC_CompPlairDB_Duty | Q24 : (0:1) |
| PWMDRV_LLC_CompPlairDB_Period | Q14 : (0:1024) |
| CNTL_2P2Z_Ref | Q24 : (0:1) |
| CNTL_2P2Z_Fdbk | Q24 : (0:1) |
| CNTL_2P2Z_Out | Q24 : (0:1) |
| ADCDRV_1ch_Rlt | Q24 : (0:1) |

Taula 2. Rang de valors de la llibreria Digital Power Library

Un cop ja sabem com obtenim la tensió de sortida, i com interaccionen els blocs (funcions) entre si, ja podem passar a formar un diagrama de blocs per tal de veure com interactua el codi amb els valors de les variables, i on pararem atenció serà amb l'entrada i la sortida del controlador, ja que és el bloc on volem canviar els paràmetres.

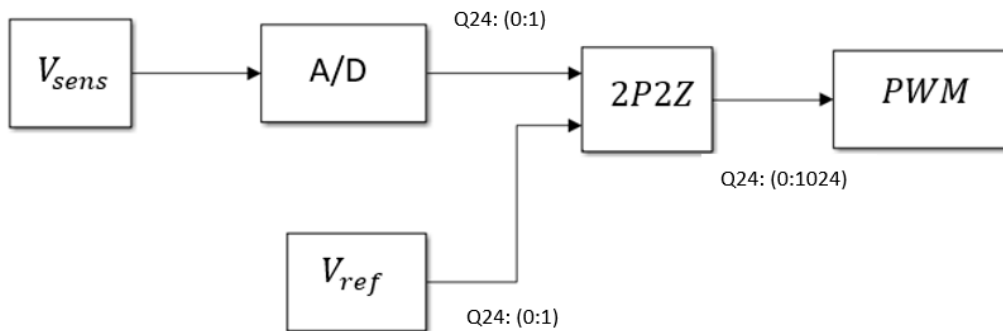


Figura 4.19. Interacció entre les funcions

Finalment en aquesta anàlisi tan sols ens queda tenir en compte que l'ADC té un voltatge màxim de 3.3 V per tal d'efectuar la conversió, és a dir per obtenir un '1' en la sortida ha de tenir 3.3 V en l'entrada. Per tant aquí identifiquem el primer guany ha de tenir en compte en el controlador:

$$V_{A/D} = 0.087V_o \cdot \frac{1}{3.3} \quad (4.2.)$$

$$V_{A/D} = 0.087 \cdot V_o \cdot \frac{1}{3.3} = 0.0263 \cdot V_o \quad (4.3.)$$

Per tant ara sabem que el guany que hem de tenir en compte serà:

$$Guany_{A/D} = \frac{1}{0.0263} \cong 40 \quad (4.4.)$$

A més d'aquest guany en la Figura 4.19 també veiem com la sortida del controlador és capaç de donar fins a un valor de 1024, si tenim en compte que el nostre control proporciona un cicle de treball entre '0' i '1', podem concloure:

$$Guany_{PWM} = 1024 \quad (4.5.)$$

En tot moment s'ha estat mencionant la importància de saber el valor real de les entrades i les sortides, doncs bé per finalitzar l'anàlisi encara ens falta un ingredient. Analitzant la funció del controlador, s'observa que aquest ja no efectua la seva sortida en funció de la freqüència sinó que ho fa a través del període [11]. Aquest període el calcula tenint en compte la següent relació:

$$Període = \frac{Freqrellotge}{Freqcommutacio} = \frac{60 \cdot 10^6}{Freqcommutacio} \quad (4.6.)$$

A més el període estarà limitat entre un valor de 350 i 650 per condicions del fabricant. Per tant l'últim guany serà la freqüència proporcionada pel rellotge de la planta.

4.4.1. Verificacions i adaptació del controlador

El següent pas per tal d'assegurar-nos que el plantejament presentat fins ara és correcte serà obtenir una regulació de 12 V en la sortida modificant el circuit amb els guanys calculats.

Per tal de fer-ho modificarem el llaç de control tal com es mostra en la Figura 4.20.

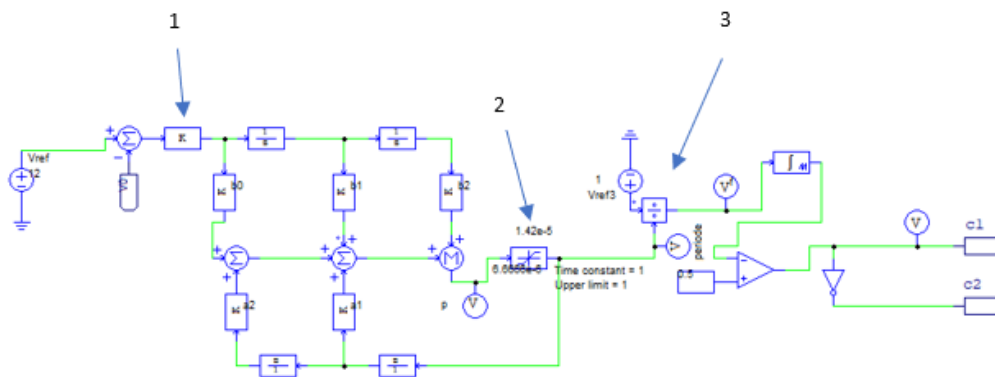


Figura 4.20. Modificacions al llaç de control per obtenir el període en la sortida

Primerament el que fem és afegir en la sortida de l'error, el guany total obtingut de les consideracions esmentades en l'apartat 4.4. Així doncs el resultat final és:

$$K_1 = \frac{0.025 \cdot 1024}{60 \cdot 10^6} \quad (4.7.)$$

A més, hem de tenir en compte que ara els coeficients presenten els valors del fabricant, és a dir els mostrats en la Figura 4.16.

Seguidament hem de modificar el saturador. Anteriorment, el saturador sempre ens limitava la freqüència, però en aquest cas estem realitzant un llaç que ens proporciona període i per tant és un aspecte a tenir en compte. Finalment, tot i estar obtenint un període des del control, el nostre objectiu és regular la freqüència i per tant s'utilitza un bloc divisor per a realitzar la inversa. Així doncs el resultat ha estat:

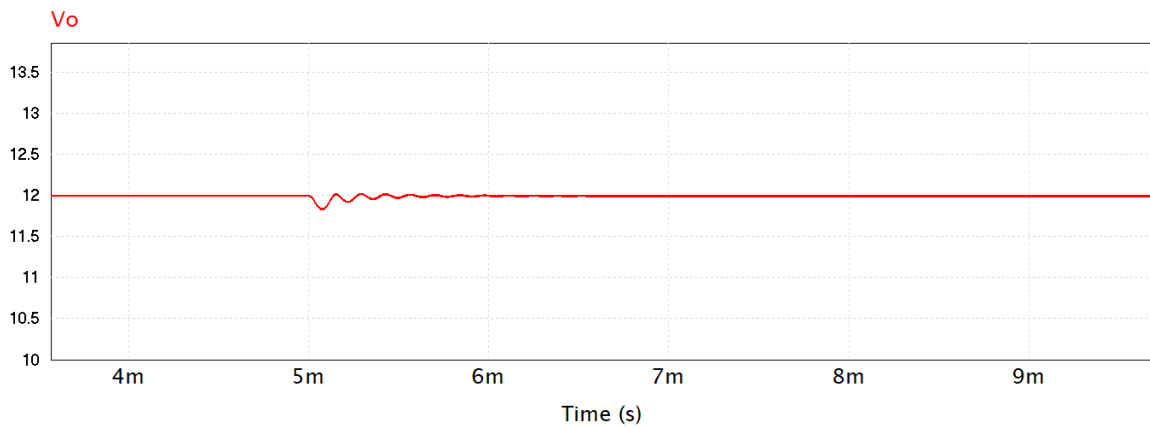


Figura 4.21. Resposta en llaç tancat per una variació de càrrega de 1 A a 6 A

Per tant podem concloure que les observacions esmentades han estat correctes, i tenint-les en compte podem modificar els paràmetres calculats en l'apartat 3.5.3 per tal d'adaptar-los a les necessitats del codi.

4.4.2. Adaptació del controlador 2P2Z dissenyat

Tenint els paràmetres dels controladors verificats amb les modificacions comentades en l'apartat anterior, ja tenim la base preparada per tal d'adaptar ara el nostre controlador.

Primerament hem de tenir en compte que el controlador s'ha dissenyat amb una funció de transferència de voltatge-freqüència, així doncs els paràmetres que volem aconseguir han de proporcionar un període a partir d'una tensió. Per aquest motiu hem de substituir la freqüència en la funció de transferència pel període, però aquest canvi no es pot fer directament, ja que l'aproximació no seria correcta. Per tant hem de linealitzar la nostra funció de transferència al voltant del punt d'equilibri. Ara, en el controlador tenim la següent funció de transferència:

$$F_{(z)} = G_{C(z)} \cdot e_{(z)} \quad (4.8.)$$

$$F_{(z)} = \frac{1}{T_{(z)}} \quad (4.9.)$$

$$\left(\frac{1}{T_{(z)}}\right)' = -\frac{1}{T_{(z)}^2} \cdot \Delta T \quad (4.10.)$$

Per tant substituint ens queda:

$$-\frac{1}{T(z)} \cdot \Delta T \quad (4.11.)$$

$$\frac{\quad}{e(z)} = G_{c(z)} \quad (4.12.)$$

$$\frac{\Delta T}{e(z)} = -\frac{1}{T(z)} \cdot G_{c(z)}$$

Seguidament per tal de verificar que aquesta linealització és correcta, realitzarem la simulació en PSIM ajustant el guany en l'error per:

$$K_2 = -\frac{1}{(130 \cdot 10^3)^2} \quad (4.13.)$$

I observant la resposta:

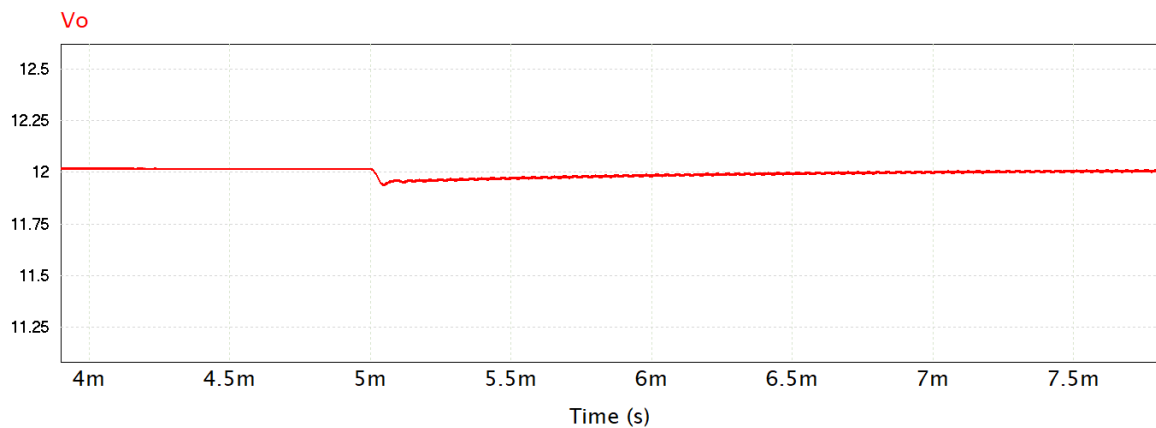


Figura 4.22. Resposta en laïç tancat per una variació de càrrega de 1 A a 6 A

Per tant podem concloure que hem adaptat correctament la funció de transferència del laïç de control per tal que ens proporcioni període. Així doncs el pas definitiu per tal de poder situar els nostres paràmetres en el codi serà multiplicar els coeficients calculats en l'apartat 3.5.3 la següent expressió:

$$K_{codi} = -\frac{1}{(130 \cdot 10^3)^2} \cdot \frac{60 \cdot 10^6}{0.025 \cdot 1024} \quad (4.14.)$$

4.5. Validació del funcionament de la placa

Tenint clar el funcionament del codi i l'entorn del programa, el següent pas era verificar que la placa HARDWARE funcione correctament. Primerament es va alimentar tan sols el microcontrolador sense cap tensió d'entrada:



Figura 4.23. Connexió per mesurar el PWM experimentalment sense tensió d'entrada

Un cop teníem el microcontrolador alimentat ja tan sols havíem d'assegurar-nos de tenir configurada l'opció '1' en les nostres configuracions (Figura 4.14) i ja podíem observar la sortida del PWM:

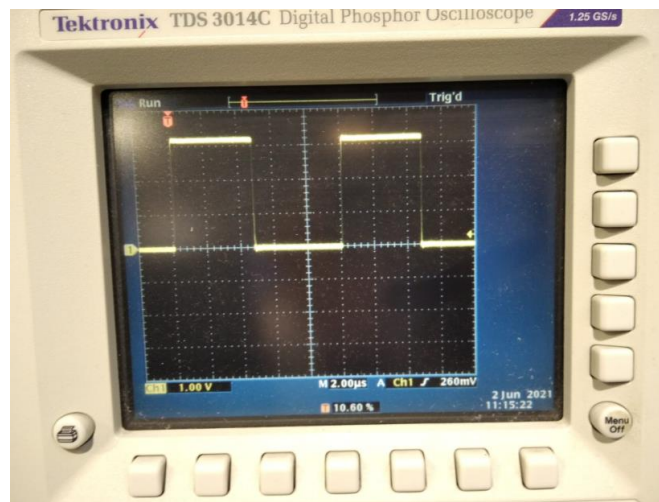


Figura 4.24. Sortida del PWM

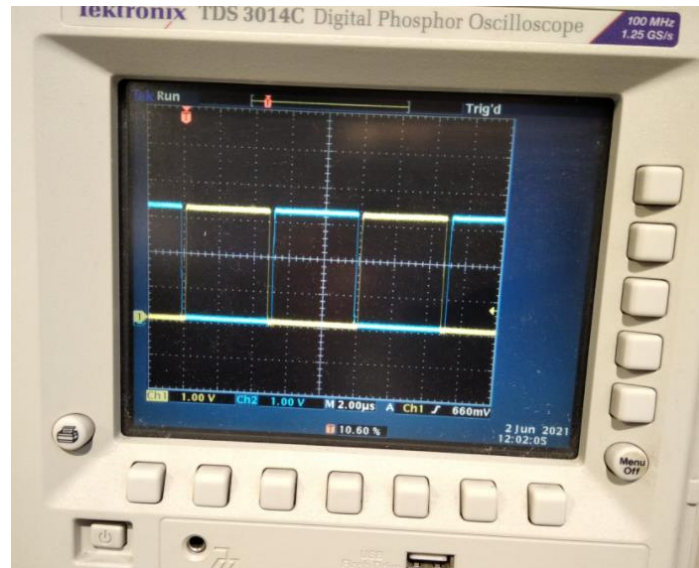


Figura 4.25. Sortida del PWM bipolar

4.6. Validació del nostre controlador experimentalment

Tot i haver calculat tot el procediment necessari per a testejar tot l'estudi teòric, aquest apartat ha estat impossible de dur a terme. Un cop finalitzada la part teòrica es va anar al laboratori per tal d'efectuar les diferents verificacions experimentals, amb la primera presa de contacte ens vam adonar que sortia un error en la compilació del codi, el qual no sabíem d'on provenia, ja que mostrava un error en la memòria FLASH. Després d'efectuar una recerca pel fòrum del fabricant i del contingut del missatge de l'error, es va arribar a la conclusió que era un problema de la control card, ja que era defectuosa i l'única opció per solucionar el problema era canviar-la per una de nova.

Davant d'aquesta situació es va decidir demanar-ne un d'urgència a través de la universitat i veure si arribava a temps. Finalment la targeta de control va arribar una setmana abans de la data límit d'entrega del present treball, i per aquest motiu tan sols es van poder fer les proves de validació de l'apartat 4.5, ja que en una de les proves i a causa d'una prova defectuosa es va inutilitzar una resistència deixant-nos sense marge de maniobra per tal de finalitzar aquest apartat.

5. Doble llaç de control

Durant el desenvolupament d'aquest treball en tot moment hem estat parlant de la importància de tenir un llaç tancat capaç de regular el nostre convertidor ressonant LLC davant de pertorbacions. Tradicionalment el disseny de control més utilitzat ha estat el llaç simple dissenyat en apartats anterior on l'única variable d'estat que teníem era la tensió de sortida. Doncs bé, actualment també s'està implementant el doble llaç de control per tal de regular la tensió de sortida. La principal avantatja d'aquest doble llaç de control, és que afegim una nova variable d'estat que ens permet regular el corrent que ens surt del rectificador.

Per tal de poder emprar aquest disseny utilitzarem les funcions de transferència obtingudes en l'apartat 3.1, on a través de la relació voltatge-corrent desenvolupada en l'equació(3.24.), podrem dissenyar un llaç més precís i que a més ens facilita la dinàmica del sistema, ja que ens estalviem un pol tal com es veu en l'equació que hem esmentat.

Per tant els objectius a desenvolupar en aquest capítol per tal d'aconseguir un disseny satisfactori seran:

- Explicació i desenvolupament del diagrama de blocs del doble llaç de control
- Discussió i disseny dels controladors necessaris
- Verificació mitjançant simulacions en circuit PSIM

En aquest capítol no es realitzarà una demostració experimental, ja que l'objectiu d'aquest tan sols és fer una proposta de disseny per tal de millorar el control del convertidor ressonant, i per implementar-lo s'hauria d'escriure un codi de zero on incloure aquest control i per qüestions de temps queda fora de l'abast del present projecte.

5.1. Diagrama de blocs del doble llaç de control per a un convertidor ressonant LLC

En el controlador de doble llaç l'objectiu principal és regular el voltatge de sortida a través de la informació de dues variables d'estat. Aquestes faran referència a la tensió de sortida i al corrent del rectificador. Ara la pregunta que ens hem de fer és, com interactuaran entre si aquests llaços? Doncs bé, per tal de resoldre aquestes preguntes primerament hem d'observar el circuit en petit senyal de la Figura 3.1. Així doncs la situació que tindrem serà un llaç intern de corrent i un llaç exterior per regular la tensió de sortida, per tant el diagrama de blocs aproximat del doble llaç seria:

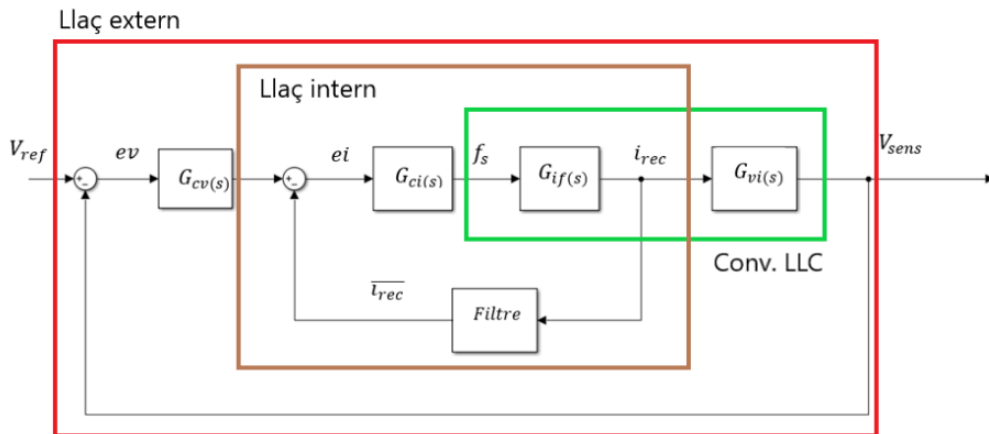


Figura 5.1. Diagrama de blocs del doble llaç de control

Observem que al llaç simple mostrat en l'apartat 3.2 trobem dues variacions importants. Per una banda observem la inserció del llaç de corrent intern, on a més a més observem que el valor de corrent que utilitzem en la realimentació és el valor mitjà, ja que si recordem el circuit de la Figura 3.16, aquest corrent el trobem abans del filtre de sortida i per tant correspon a una ona quadrada, així doncs per tal de duu a terme una correcta comparació amb la referència serà necessari utilitzar el valor mitjà. Per una altra banda veiem com la freqüència de commutació necessària l'obtenim a través del corrent, però el sensat de la sortida és tensió, amb aquest segon llaç obtenim la referència de corrent al llaç intern per aconseguir que la tensió de sortida sigui la desitjada. Així doncs, ara a més de regular la tensió de sortida també obtenim protecció contra sobreintensitats.

Un cop ja sabem com funciona globalment el llaç doble, hem de saber com interactuen els dos llaços entre si per tal de realitzar correctament el disseny. Per tal de simplificar el disseny d'ambdós llaços el que es farà és dissenyar el llaç intern perquè sigui molt més ràpid que el llaç extern per tal d'evitar la part dinàmica del llaç intern en el disseny del llaç extern. Si procedim d'aquesta manera, podrem aproximar el llaç intern a una font de corrent controlada amb tan sols part estàtica. Aquesta aproximació és similar a veure des del punt de vista del llaç intern la referència com una constant. Amb aquestes aproximacions els diagrames de blocs que s'empraran per dissenyar els llaços seran:

- Llaç intern de corrent

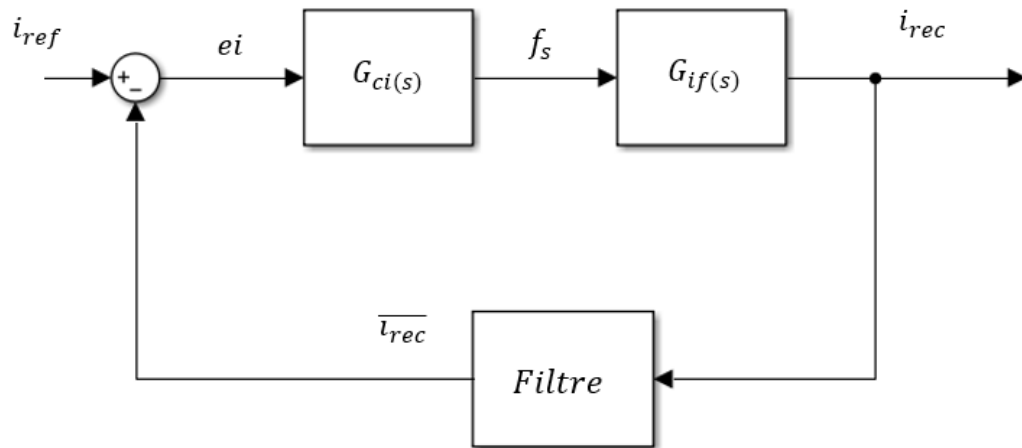


Figura 5.2. Diagrama de blocs del llaç intern

- Llaç exterior de voltatge

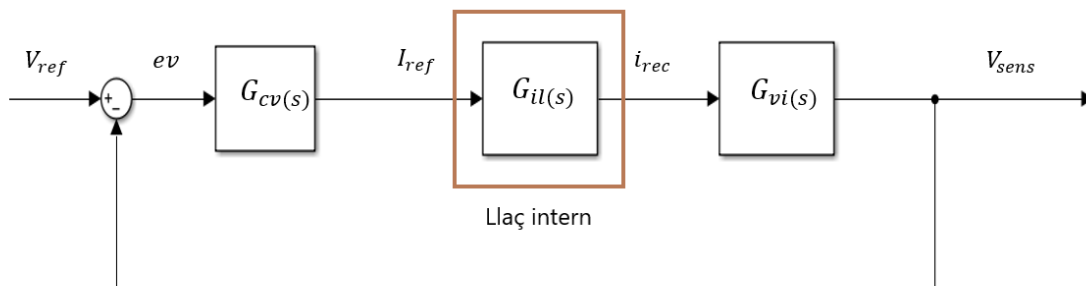


Figura 5.3. Diagrama de blocs del llaç extern

Per fer-nos una idea millor de com el llaç intern funciona com una font de corrent si el dissenyem adequadament, podríem representar G_{vi} :

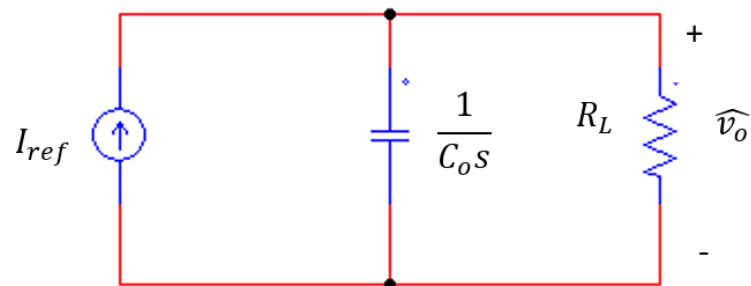


Figura 5.4. Forma del circuit proposat en el diagrama de blocs del llaç extern

5.2. Disseny dels controladors

Per tal de realitzar el disseny dels controladors adients, el que es farà és analitzar primerament la resposta freqüencial de cadascuna de les funcions de transferència adients per cada llaç, i després de l'anàlisi es decidirà quin controlador s'utilitzarà. Primerament dissenyarem el controlador del llaç intern de corrent, ja que si recordem aquest hi ha de ser molt més ràpid que l'extern, i per tant el disseny de l'extern dependrà molt d'on col·loquem el punt de tall del llaç intern.

5.2.1. Llaç intern

Per tal de realitzar el disseny del llaç intern emprarem la funció de transferència obtinguda en l'equació (3.25.). Així doncs, analitzem la seva resposta en freqüència:

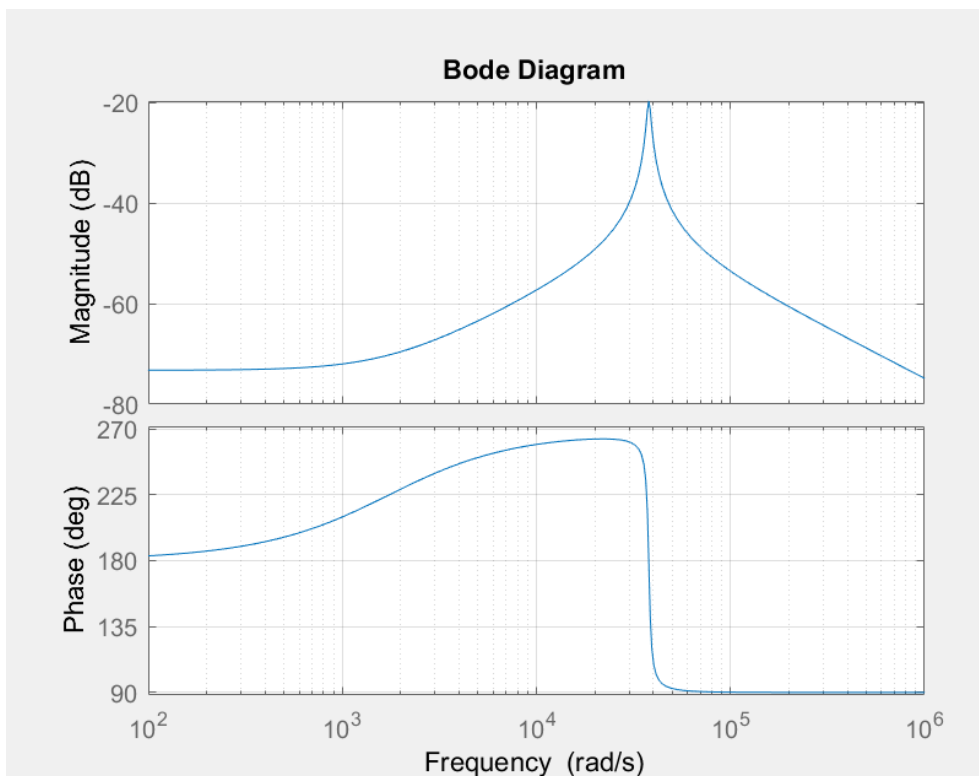


Figura 5.5. Resposta freqüencial de la Irec vs Fs

Observant la Figura 5.5 veiem com tenim un comportament similar al descrit en l'apartat 3.2, però amb la diferència que en aquesta resposta ja tenim un zero abans de la ressonància, i per tant abans de l'efecte del doble pol.

Aquest detall canvia per complet la manera d'enfocar el disseny d'aquest controlador, ja que en l'apartat 3.2 per aconseguir una amplada de banda elevat havíem de recórrer al controlador 2P2Z, ja que amb el PI no era suficient, però en aquest cas implementant un PI serà suficient. L'estratègia que seguirem serà col·locar el zero en la zona dels 40.000 rad/s per augmentar la fase a partir d'aquest punt i poder situar el punt de tall en freqüències altes tenint un marge de fase que ens garanteixi l'estabilitat en tot moment. Recordem que això ho podem fer, gràcies al zero situat en freqüències baixes que ens eleva la fase de la resposta i ens evita el tall per zero.

Per tant implementant aquesta estratègia a través de l'eina "controlSystemDesigner" explicada en detall en l'apartat 3.3, el resultat final ha estat:

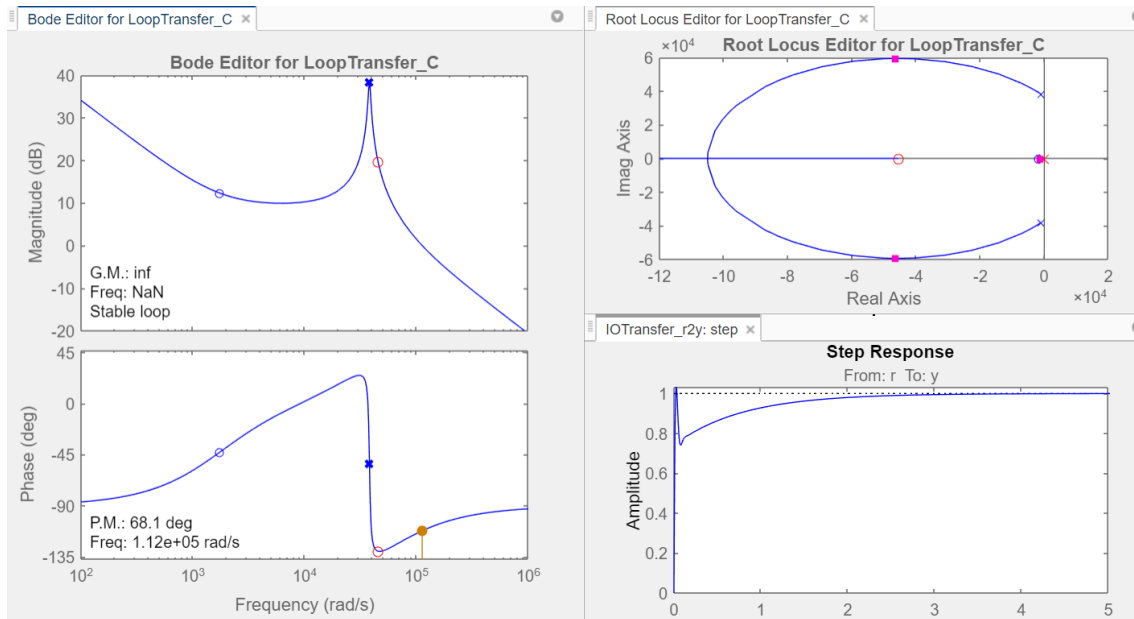


Figura 5.6. Disseny del controlador PI per al llaç intern

Observem com efectivament la nostra estratègia era correcta, i aconseguim tenir una amplada de banda de 112.000 rad/s amb un marge de fase $\geq 50^\circ$.

Finalment la funció corresponent al controlador dissenyat ha estat:

$$G_{cif} = -2.3233 \cdot 10^7 \frac{(1 + 2.2 \cdot 10^{-5}s)}{s} \quad (5.1.)$$

Veiem en l'equació (5.1.) que el controlador presentar signe negatiu per tal de compensar la resposta negativa de la planta.

5.2.2. Llaç extern

Per realitzar el disseny del llaç extern utilitzarem la funció de transferència descrita en l'equació (3.24.), per tant si analitzem la seva resposta en freqüència:

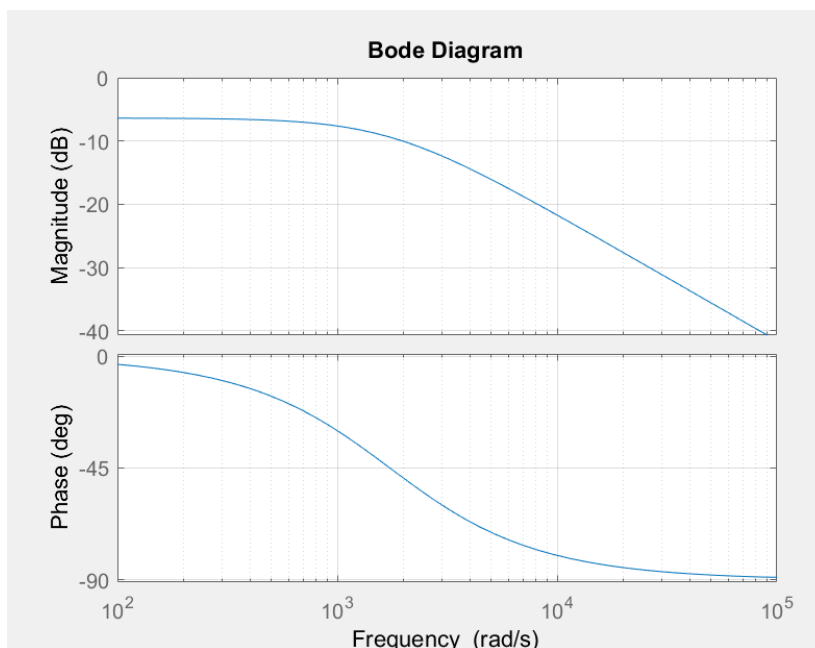


Figura 5.7. Resposta freqüencial de V_o vs I_{rec}

Observant la Figura 5.7, veiem com tenim una resposta de 1r ordre. L'objectiu d'aquest disseny és que el llaç extern sigui molt més lent que l'intern. Per tal d'aconseguir aquest objectiu hem d'aconseguir una amplada de banda com a mínim a una dècada de l'amplada de banda del llaç intern. Tenint en compte quin és l'objectiu podem determinar que amb un simple controlador PI serà suficient per a aconseguir el comportament desitjat.

L'estratègia que seguirem serà situar el zero a dues dècades de la freqüència de tall del llaç intern (112.000 rad/s), per posteriorment amb el guany obtenir una amplada de banda de 12.000 rad/s i a més a més aconseguir un marge de fase que garanteixi l'estabilitat del sistema en tot moment.

Per aplicar la nostra estratègia emprarem novament l'eina "controlSystemDesigner" de MATLAB.

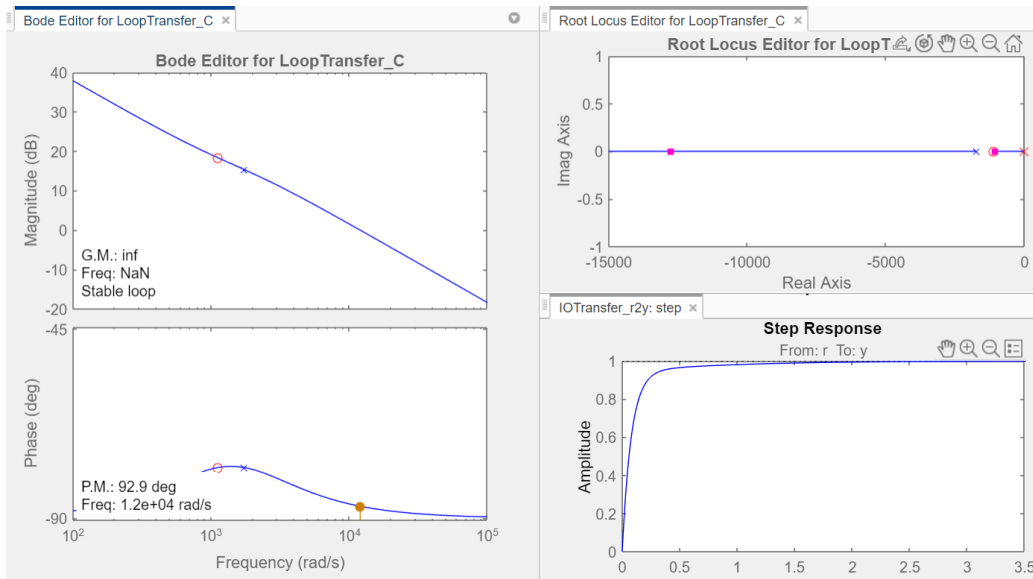


Figura 5.8. Disseny del controlador PI per al llaç extern

On veiem que finalment tenim una amplada de banda de 12.000 rad/s que compleix perfectament amb les nostres necessitats.

Finalment la funció del nostre controlador és:

$$G_{cvi} = 16275 \cdot \frac{(1 + 0.00089s)}{s} \quad (5.2)$$

5.3. Verificació mitjançant simulacions

Per tal de verificar que el disseny del doble llaç de control ha estat satisfactori, es passarà a comprovar la seva resposta en llaç tancat a diferents pertorbacions. Aquesta part s'implementarà a través del circuit PSIM que simula el convertidor LLC modelitzat en el primer capítol.

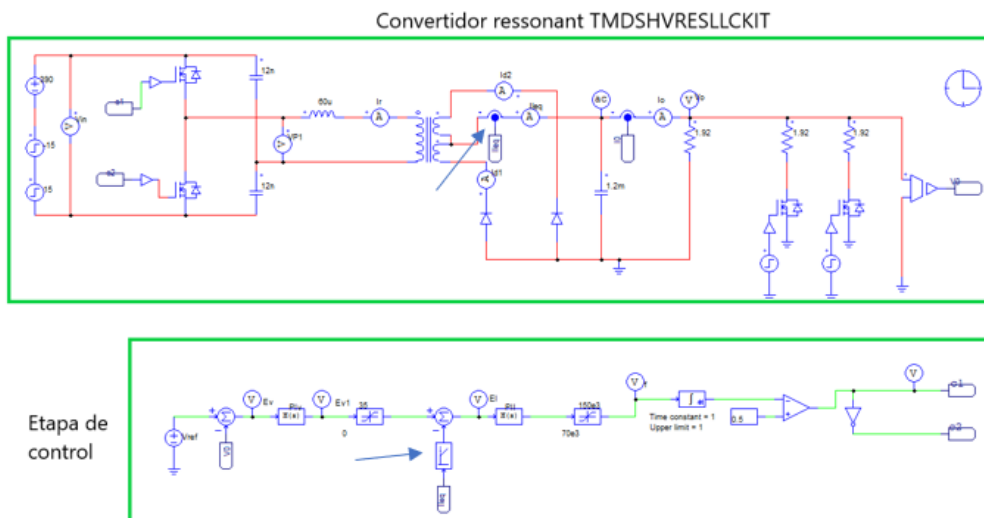


Figura 5.9. Circuit PSIM amb el doble llaç de control

Observem com tal com es comentava en la introducció a aquest capítol la variable d'estat que utilitzem correspon a un senyal d'ona quadrada, ja que no ha passat encara pel filtre i surt del rectificador. Per aquest motiu en el control s'afegeix un filtre per obtenir el valor mitjà tal com es comentava. Aquesta seria la implementació pràctica de l'exposat teòricament, tant en la introducció com en el diagrama de blocs.

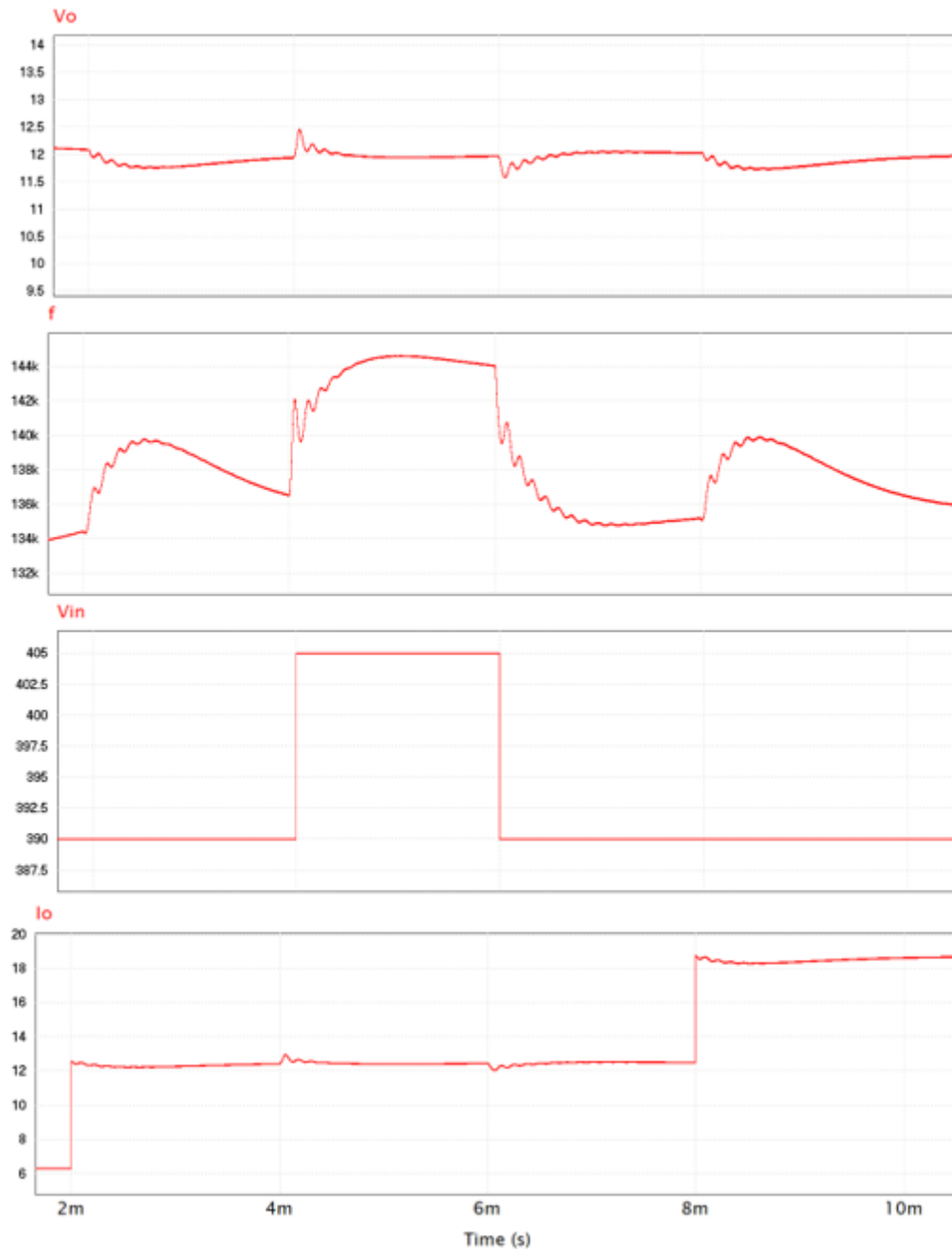


Figura 5.10. Resposta del doble llaç per una variació de càrrega de 6 A a 18 A amb variacions del voltatge d'entrada

Observant la Figura 5.10 podem treure les següents conclusions:

- El control de doble llaç funciona segons el previst i és capaç de proporcionar en tot moment els 12 V a la sortida.
- S'aconsegueix un error nul en estat estacionari, ja que tenim un rissat de 0.004 V

Veient les simulacions obtingues, podem confirmar a més a més que el doble llaç presenta una millor resposta que la mostrada en la Figura 3.17 corresponent al controlador en llaç simple. Les millores que podem observar són:

- Un temps d'establiment molt més ràpid, el doble llaç s'estableix en 2 ms, mentre que en el control 2P2Z tenim un temps d'establiment d'uns 8 ms.
- Per una variació de línia el doble llaç presenta un transitori molt més ràpid i menys abrupte, ja que en el llaç simple trigava gairebé 2 ms per establir-se.

6. Conclusions

En aquest treball de fi de grau s'ha presentat una anàlisi complet del disseny d'un controlador digital per a un convertidor LLC. Primerament, s'ha estudiat el seu comportament, ja que presenten una manera molt característica de funcionar, per després poder realitzar la seva modelització i establir una plantilla a seguir per realitzar un disseny.

Aquesta modelització es basa en el mètode d'aproximació del primer harmònic (FHA), ja que els convertidors ressonants són no lineals i per tant les tècniques convencionals no es poden aplicar. A més a més, aquest mètode s'ha emprat per obtenir les funcions de transferència en petit senyal necessàries per a dissenyar el controlador.

Per efectuar el disseny del control s'han presentat diferents topologies, on cadascuna requeria una estratègia a implementar diferent. Aquestes topologies s'han anat desenvolupant davant la necessitat d'anar millorant diferents aspectes en la resposta del controlador.

Un cop teníem el controlador dissenyat hem pogut comprovar la importància de tenir en compte el retard temporal que apareix d'implementar el control amb temps discret, ja que aquest varia el marge de fase del controlador i per tant no tenir-lo en compte pot suposar un error molt greu en la implementació d'aquest. Així doncs, s'ha profunditzat amb la implementació del controlador digital i ampliat força els coneixements sobre aquest.

Finalment veiem com clarament hem pogut aconseguir gairebé tots els objectius presentats en la introducció d'aquest treball. Ha estat tot un repte, però sobretot em quedo amb el coneixement après i en la satisfacció del treball realitzat. Per una altra banda, m'agradaria comentar que ha estat una llàstima no haver pogut realitzar la implementació experimental a causa dels diferents esdeveniments ja comentats durant el treball. Per aquest motiu se'ns obre una possibilitat de futurs treballs:

- Verificació experimental del control dissenyat sobre la placa de desenvolupament hardware TMDSHVRESLLCKIT.
- Realitzar la conversió a temps discret del doble llaç de control
- Realitzar un codi en C, capaç d'implementar el doble llaç de control i verificar-lo experimentalment

7. BIBLIOGRAFIA

- [1] Texas Instruments, & Huang, H. (2010). *Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter*.
<https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf>
- [2] Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2020). *Fundamentals of Power Electronics* (3rd 2020 ed.). Springer.
- [3] *LLC Resonant Converter Synchronous Rectification Design using FAN6248*. (2018). www.onsemi.com.
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9618-D.PDF>
- [4] *An introduction to LLC resonant half-bridge converter*. (2008). ww.st.com.
https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00174208-an-introduction-to-llc-resonant-halfbridge-converter-stmicroelectronics.pdf
- [5] Cittanti, D., Gregorio, M., Armando, E., & Bojoi, R. (Eds.). (2020a). *Digital Multi-Loop Control of an LLC Resonant Converter for Electric Vehicle DC Fast Charging*. IEEE.
<https://doi.org/10.1109/ecce44975.2020.9236177>
- [6] Franco Degioanni. "Dual-Loop Linear Controller for LLC Resonant Converters" PhD thesis. 2014.
- [7] Fang, Z., Wang, J., Duan, S., Xiao, L., Hu, G., & Q. (Eds.). (2018). *Rectifier Current Control for an LLC Resonant Converter Based on a Simplified Linearized Model* (Vol. 11, Número 3). MDPI AG.
<https://doi.org/10.3390/en11030579>
- [8] Tian, S., Lee, F. C., & Li, Q. (Eds.). (2016). *Equivalent circuit modeling of LLC resonant converter*. IEEE.
<https://doi.org/10.1109/apec.2016.7468082>
- [9] Yubo Lei. "Implementing Digital Control to Improve Control Bandwidth and Disturbance Rejection on a LLC Resonant DC-DC Power Converter" PhD thesis 2012.
- [10] Texas Instruments. (2013). High-Voltage Half-Bridge LLC Resonant DC/DC Converter Software With Synchronous Rectification Kit. <https://www.ti.com/tool/CONTROLSUITE>
- [11] *C28x Digital Power Librar*. (2011). www.ti.com.
https://www.google.com/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=&ved=2ahUKEwiO3rTuz_TwAhWtRkEAHbJFCPoQFjAAegQIAxAD&url=http%3A%2F%2Ffe2e.ti.com%2Fcfs-file%2F__key%2Fcommunityserver-discussions-components-files%2F171%2F0410.DPLib.pdf&usg=AOvVaw1YqxxHcoahWshZ4oyr2AMJ
- [12] *TMS320C64x+ IQmath Library*. (2008). www.ti.com.
https://www.ti.com/lit/ug/sprugg9/sprugg9.pdf?ts=1622485003019&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [13] B. Yang, "Topology investigation of front-end DC/DC converter for distributed power system," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.

Bibliografia

- [14] Cos Martí, O. (2020). *Digital_Control_Strategy_for_an_LLC_converter* (TFM).
<https://upcommons.upc.edu/handle/2117/334346>
- [15] Martínez Salamero, Luis, *Introducción al control Digital* (V),2020.
- [16] Vidal Idiarte, Enric, *Design of digital controllers: Redesign Approach*,2020.
- [17] Texas Instruments, *HVLLC-SCH[R3]*, 2011.

8. Annexos

8.1. Fitxers de Matlab

```
s = tf ('s');
% Parametres funcio de transferencia
Vin=390;
Vo=12;
Io=25;
Rl= 0.48;
n=16;
Lr=60e-6;
fr=130e3;
Lm=210e-6;
Cr= 27e-9;
Leq= (pi^2/4)*Lr;
Co= 1.2e-3;
%Guany en petit senyal (font equivalent)
kf= -(8*Vin*Lm)/(pi*n*Lr*fr);
%Funció de transferencia Vo vs fs
Gvf= (kf/n)/(((Co*Leq)/n^2)*s^2+((Leq/(n^2*Rl))*s)+1);
bode (Gvf);
% Disseny del controlador PI
Gpi = -2.15e6*(1+0.0001*s)/s;
Gvo= Gpi*Gvf;
margin(Gvo);
%Controlador 2P2Z
Gc = (-1.4621e5*s^2-6.508e9*s-5.322e12)/(s*(s+318900));
Gvo2= Gc*Gvf;
margin (Gvo2);
grid on ;
% Controlador a temps discret
T=10e-6; %Mostrejarem a una freqüència de 100 kHz
z = tf ('z');
Gcz = c2d(Gc,T,'tustin');
grid on;
bode (Gcz,Gc);
% Controlador tenint en compte el retard temporal
retard = 1*exp(-s*18.25e-6);
G= Gvf*retard;
Gcerror= -93.262*(s+3.796e04)^2/(s*(s+3130));
T=10e-6; %Mostrejarem a una freqüència de 100 kHz
Gcz = c2d(Gcerror,T,'tustin');
grid on;
bode (Gcz,Gcerror);
```

```

%Doble llaç de control
%Funcio de transferencia (corrent vs tensio;corrent vs frecuencia)

Gvi = (Rl)/((Rl*Co*s)+1);
Gif = ((kf/(n*Rl))*(Co*Rl*s+1))/(((Co*Leq)/n^2)*s^2+((Leq/(n^2*Rl))*s)+1);

%Representacio del diagrama de bode
bode (Gif);
grid on;
%controlador PI
Gpi= -2.3233e7*(0.000022*s+1)/s;
Gli= Gpi*Gif;
margin(Gli);
grid on;
%llaç extern de voltatge
bode (Gvi);
grid on;
%controlador PI
Gpi2=16275*(1+0.00089*s)/s;
Gle= Gpi2*Gvi;
margin(Gle);
grid on;

```