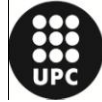


**Escola Universitària
Politécnica de Mataró**

Centre adscrit a:



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA

Enginyeria Tècnica Industrial : Especialitat Electrónica Industrial

**ESTUDI, DISSENY I CONSTRUCCIÓ D'UN CIRCUIT DE PROTECCIÓ PER A UN
CONVERTIDOR MATRICIAL**

Memòria

**PEDRO ORTEGA
PONENT: SALVADOR ALEPUZ**

PRIMAVERA 2011



**TecnoCampus
Mataró-Maresme**

Dedicatòria

Al meus fills Àlex i Iván , i a la meva dona María José , per tot el suport i estima
entregats durant tots aquests anys, sense vosaltres no hagués estat possible.

Agraïments

A tota la meva família, que m'han donat la seva confiança , el suport i la estabilitat necessària per poder realitzar els meus estudis durant aquests anys, i en especial a la meva dona Maria José i els meus fills Iván i Álex, per la seva entrega i el seu amor.

Gracies a tots.

Resum

Aquest treball consisteix en realitzar l'estudi , el disseny i la construcció d'un circuit de protecció per a un interruptor bidireccional, per evitar les sobretensions generades en la seva commutació. S'estudien aquestes sobretensions, que poden arribar a ser més de dues o tres vegades la tensió de bloqueig del semiconductor en condicions normals, per tant poden arribar a destruir el component. Es proposen diferents tipus de circuits de protecció, i es realitza una comparativa dels resultats obtinguts amb cada un d'ells. Finalment en aquest treball es construeix una combinació de dos circuits, amb el que es comprova la reducció de les sobretensions.

Resumen

Este trabajo consiste en realizar el estudio, el diseño i la construcción de un circuito de protección para un interruptor bidireccional, para evitar las sobretensiones generadas en su conmutación. Se estudian estas sobretensiones, que pueden llegar a ser más de dos o tres veces la tensión de bloqueo del semiconductor en condiciones normales, por tanto pueden llegar a destruir el componente. Se proponen diferentes circuitos de protección, y se realiza una comparativa de los resultados obtenidos con cada uno de ellos. Finalmente en este trabajo se construye una combinación de dos circuitos, con los que se comprueba la reducción de las sobretensiones.

Abstract

This work consists of the study, design, and builds a protection circuit for a bidirectional switch to prevent power surges generated in the switching. We study these surges, which can be more than two or three times the blocking voltage of the semiconductor under normal conditions, so can destroy the component. They offer various protection circuits, and performs a comparison of the results obtained with each of them. Finally, this paper builds a combination of two circuits, which checks the reduction surges.

Índex.

Índex de figures.....	VII
Índex de taules.....	XI
Glossari de termes.....	XIII
1. Objectius.....	1
1.1. Propòsit.....	1
1.2. Finalitat.....	1
1.3. Objecte.....	1
1.4. Abast.....	1
2. Aplicació del sistema.....	3
2.1 Introducció.....	3
2.2.Interruptor bidireccional.....	5
2.3. Antecedents i treball previ.....	6
2.4.Descripció física del sistema.....	7
2.4.1 Alimentació.....	7
2.4.2 Carrega.....	8
2.4.3. Sensor de corrent.....	8
2.4.4 Drivers.....	9
2.4.5 Buffer.....	9
2.4.6 Tarja dSPACE1102.....	10
2.5 Control del sistema.....	11
2.5.1 Programa en Matlab-Simulink.....	12
2.5. 2 Protocol de commutació.....	14
2.6. Circuit de referència.....	18
3.Sobretensions en l'interruptor bidireccional.....	19
3.1. Introducció.....	19
3.2. Estudi del problema.....	20
3.2.1.Semiconductor MOSFET.....	20
3.2.2 Carrega inductiva.....	23
3.3 Documentació del problema.....	24
3.4 Circuits de protecció Snubbers.....	28

4. Recull de possibles solucions.....	29
4.1. Circuit RC unidireccional.....	29
4.1.1.Funcionament:.....	29
4.1.2. Disseny i càlcul de components.	30
4.2.Circuit Clamp.	34
4.2.1 Funcionament.	34
4.2.2. Disseny i càlcul de components.	35
4.3Híbrid RC + Clamp.	37
4.3 RC bidireccional.	38
4.3.1 Funcionament.	38
4.3.2. Disseny i càlcul de components.	39
Càlcul de components.....	40
4.4. Relació de material.	41
5. Anàlisis dels circuits proposats.	43
5.1. Parametrització.....	43
5.2.Definició de les mesures a realitza.	44
5.3.Metodologia	45
5.4 Realització.....	46
5.4.1. Circuit RC unidireccional.....	46
5.4.2. Circuit Clamp.	48
5.4.3. Circuit Híbrid (RC unidireccional + Clamp)	50
5.4.4. Circuit RC bidireccional	52
5.5. Comparativa.....	54
5.6. Anàlisis de la comparativa.....	57
5.7. Conclusions de L'anàlisi.	59
6. Descripció circuit proposat.....	61
6.1. Implementació	62
6.1.1 Relació de material.....	62
6.1.2. Descripció física.....	63
6.2. Resultats obtinguts RC bidireccional.	64
6.3.Resultats Obtinguts RC bidireccional + Clamp	68
6.4.Anàlisis de resultats obtinguts	72

7. Conclusions.....	75
8. Referències.....	77

Índex de figures.

Fig. 2.1. Topologia d'un convertidor matricial.	3
Fig. 2.2. Configuracions de interruptor bidireccional.	5
Fig. 2.4. Esquema funcional del circuit.	6
Fig. 2.5. D'esquerra a dreta: transformador de bancada, de seguretat, i portàtil.	7
Fig. 2.6. D'esquerra a dreta: Resistència de carrega, Inductància de carrega.	8
Fig. 2.7. Sensor de corrent.	8
Fig. 2.8. Drivers i font d'alimentació.	9
Fig. 2.9. Buffer utilitzat.	9
Fig. 2.10. Panel de control CP1102.	10
Fig. 2.11. Pantalla de control del software ControlDesk.	11
Fig. 2.12. Tractament del senyal de la corrent.	12
Fig. 2.13. Control de la commutació.	13
Fig. 2.14. Regles de la commutació.	14
Fig. 2.15. Connexions dels 4 MOSFET.	15
Fig. 2.16. Seqüència de commutació.	16
Fig. 2.17. Diagrama del protocol de commutació.	17
Fig. 2.18. Circuit de referència.	18
Fig. 3.1. Dibuix funcional de un MOSFET.	20
Fig. 3.2. Tensions aplicables a la conducció d'un MOSFET.	21
Fig. 3.3. Circuit equivalent de un MOSFET.	22
Fig. 3.4. Recuperació inversa.	22
Fig. 3.5. Circuit equivalent a una carrega inductiva.	23
Fig. 3.6. Connexió dels amperímetres.	25
Fig. 3.7. Valors triats.	25
Fig. 3.8. Commutació S1 → S2 en 5ms.	26
Fig. 3.9. Commutació S1 → S2 en 5μs.	26
Fig. 3.10. Commutació S2 → S1 a 5ms.	29
Fig. 3.11. Commutació S2 → S1 a 10μs.	29
Fig. 4.1. Circuit RC unidireccional.	29
Fig. 4.2. Esquema funcional RC unidireccional.	30
Fig. 4.3. Resistència de pel·lícula de carbó.	30

Fig. 4.4. Condensador de Polipropilè metal·litzat.....	31
Fig. 4.5. Esquema funcional del circuit Clamp.....	34
Fig. 4.6. Disseny circuit Clamp.....	35
Fig. 4.6. Diode MUR1560.....	36
Fig. 4.7. Esquema funcional circuit Híbrid.....	37
Fig. 4.8. RC bidireccional.....	38
Fig. 4.9. Esquema funcional RC bidireccional.....	38
Fig. 4.10. Canvi de configuració en els MOSFETs.....	39
Fig. 4.11. Esquema disseny RC bidireccional.....	39
Fig. 5.1. Mesures a realitza.....	44
Fig. 5.2. Exemple 5ms.....	45
Fig. 5.3. Exemple 10µs.....	45
Fig. 5.4. Commutació als 5 ms.....	47
Fig. 5.6. Commutació als 10 µs.....	47
Fig. 5.7. Clamp commutació a 5ms.....	49
Fig. 5.8. Clamp Commutació als 10 µs.....	49
Fig. 5.9. Híbrid a commutació a 5ms.....	51
Fig. 5.10. Híbrid a commutació als 10 µs.....	51
Fig. 5.11. Clamp a commutació a 5ms.....	53
Fig. 5.12. Clamp a commutació als 20 µs.....	53
Fig. 5.13. RC unidireccional, Clamp.....	55
Fig. 5.14. Híbrid (RC + Clamp), RC bidireccional.....	55
Fig. 5.15. Commutació S1 → S2 , escala 5ms.....	56
Fig. 5.16. Commutació S1 → S2 , escala 10µs.....	56
Fig. 6.1. Esquema funcional circuit proposat.....	61
Fig. 6.2. Configuració de la placa.....	63
Fig. 6.3. RC bidirec. commutació a $I_{L1} = 1,125 \text{ A}$	65
Fig. 6.4. RC bidirec. commutació a $I_{L1} = 1,25 \text{ A}$	667
Fig. 6.5. RC bidirec. commutació a $I_{L1} = 1,5 \text{ A}$	678
Fig. 6.6. RC bidirec. commutació a $I_{L1} = 2 \text{ A}$	678
Fig. 6.7. RC bidirec. commutació a $I_{L1} = -1,25 \text{ A}$	678
Fig. 6.8. RC bidirec. commutació a $I_{L1} = -1,1 \text{ A}$	67
Fig. 6.9. Híbrid commutació a $I_{L1} = 1,125 \text{ A}$	69

Fig. 6.10. Híbrid commutació a $IL1 = 1,25A$	69
Fig. 6.11. Híbrid commutació a $IL1 = 1,5A$	70
Fig. 6.12. Híbrid commutació a $IL1 = 1,5A$	70
Fig. 6.13. Híbrid commutació a $IL1 = 1,7A$	71
Fig. 6.14. Híbrid commutació a $IL1 = -1,25A$	71
Fig. 6.15. Híbrid commutació a $IL1 = -1,9A$	71
Fig. 6.16. Commutació S1 a \rightarrow S2 sense circuit de protecció.....	73
Fig. 6.17. Commutació S1 a \rightarrow S2 amb circuit de protecció.....	73

Índex de taules.

Taula 4.1. Taula resum de la relació de material.....	41
Taula 5.1. Resultats RC unidireccional.	46
Taula 5.2. Resultats circuit de Clamp.....	48
Taula 5.3. Resultats circuit Híbrid.....	50
Taula 5.4. Resultats Clamp.....	52
Taula 5.5. Millors resultats obtinguts.	54
Taula 6.1. Resum resultats RC bidireccional.	64
Taula 6.2. Resum resultats RC bidireccional + Clamp	68

Glossari de termes.

CM	Convertidor Matrial
AC	Corrent Alterna (<i>Alternate Current</i>)
DC	Corrent Continua (<i>Direct Current</i>)
PWM	Modulació de l'ample de pols (<i>Pulse Width Modulation</i>)
MOS	Metal Òxid Semiconductor (<i>Metal Oxide Semiconductor</i>)
MOSFET	Transistor de camp de estructura MOS (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Aïllada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
E	Energia
DSP	Processador Digital de Senyal (<i>Digital Signal Processing</i>)
I	Intensitat
L	Inductància
C	Capacitància
V	Tensió
G	Porta del transistor MOSFET (<i>Gate</i>)
D	Drenador del transistor MOSFET (<i>Drain</i>)
S	Sortidor del transistor MOSFET (<i>source</i>)

1. Objectius.

1.1. Propòsit.

Realitzar l'estudi, el disseny i la construcció d'un circuit de protecció per a un interruptor bidireccional.

1.2. Finalitat.

Disposar d'un circuit de protecció per a un interruptor bidireccional , que permeti l'operació normal de l'interruptor protegint-lo convenientment per tal que els semiconductors que integren l'interruptor bidireccional no pateixin les sobretensions generades.

1.3. Objecte.

Circuit de protecció muntat en placa de forats i memòria explicativa del seu disseny i construcció.

1.4. Abast.

S'estudia i es documenta el fenomen de sobretensions produïdes en la commutació de l'interruptor bidireccional. Es detalla el funcionament de l'interruptor bidireccional, es documenta, analitza i s'estudien les possibles solucions al problema de les sobretensions; es justifiquen les solucions triades; finalment, es construeix un circuit de protecció i es verifica experimentalment el seu correcte funcionament.

2. Aplicació del sistema.

2.1 Introducció.

El convertidor Matricial (CM) es un convertidor AC-AC trifàsic que consisteix en un conjunt d'interruptors bidireccionals que connecten a una carrega trifàsica directament a la línia d'alimentació trifàsica.

L'element clau del CM es el control dels interruptors bidireccionals que operen a altes freqüències de tal manera que el CM pot subministrar a la carrega un voltatge d'amplitud i freqüència variables.

Els interruptors bidireccionals estan disposats de tal manera que qualsevol de les línies de sortida pot ser connectada a qualsevol de les línies d'entrada. Tal i com es mostra en la Fig 2.1.

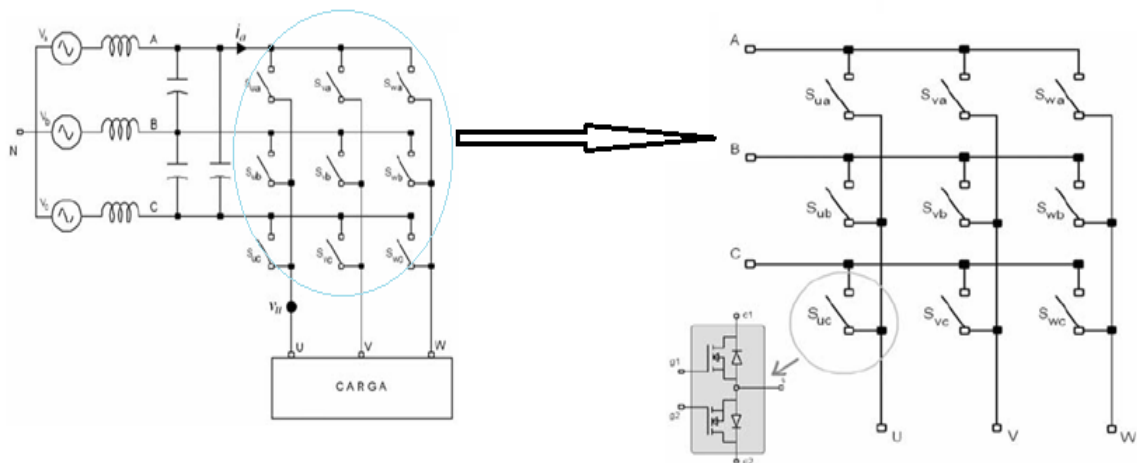


Fig. 2.1. Topologia d'un convertidor matricial.

Com es pot observar, un CM trifàsic tant a l'entrada com a la sortida consta de 9 interruptors bidireccionals.

Els voltatges de sortida són generats a través de patrons de modulació PWM (Pulse Width Modulation, Modulació per Amplada de Pols), similars als utilitzats en els inversors convencionals.

Com es pot observa en la Fig. 2.1., l'estratègia de commutació és fonamental per garantir un correcte funcionament i evitar curtcircuits indesitjats i garantir una transferència d'energia eficaç. L'estratègia de commutació és bastant més complexa que en els inversors convencionals.

El CM no utilitza un bus de tensió contínua DC, com a etapa entremig en la conversió AC-AC, per tant no necessita cap element reactiu per emmagatzemar energia, el qual augmenta el volum i limita la vida útil del convertidor de potència convencional.

Els CM presenten les següents prestacions:

- Millora la interacció amb la xarxa d'alimentació.
- Poden tenir un flux de potència bidireccional.
- Alta eficàcia i operació a alta freqüència de commutació.
- Reduir el volum respecte els convertidors AC-AC convencionals.
- Integren solucions complexes dintre de un mateix mòdul de potencia.

Aquest tipus de convertidors són una solució interessant en un ampli rang d'aplicacions (per exemple en aplicacions de generació d'energia, espacials o submarines) donat que evita el bus de tensió contínua .

2.2. Interruptor bidireccional.

Els interruptors bidireccionals son interruptors de 4 quadrants, es a dir tenen la capacitat de bloquejar voltatges positius o negatius i conduir corrents en qualsevol direcció. S'implementen amb dispositius semiconductors de dos quadrants , com poden ser el MOSFET o el IGBT.

Existeixen diferents configuracions per tal d'obtenir un interruptor bidireccional, amb un sol interruptor bidireccional col·locat enmig de un pont de díodes (PD) tal i com mostra la Fig. 2.2a., o col·locant dos interruptors en antiparal·lel ,aquesta ultima configuració es por realitzar de dos maneres, en emissor comú (EC), Fig. 2.2a, o amb el col·lector comú (CC), Fig. 2.2c.

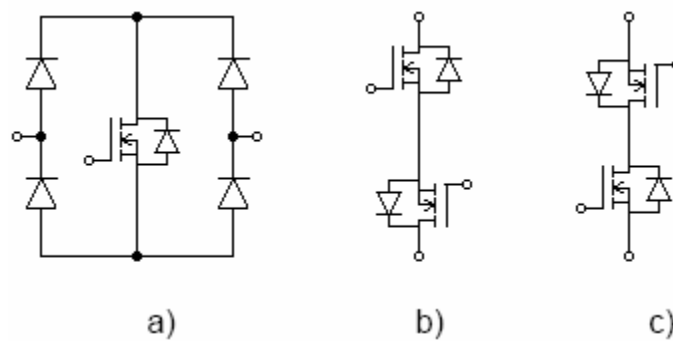


Fig. 2.2. Configuracions de interruptor bidireccional.

El muntatge realitzat en aquest projecte és de dos jocs de dos MOSFET en emissor comú (EC) que consisteix en dos MOSFET connectats en antiparal·lel tal i com mostra la Fig. 2.3.

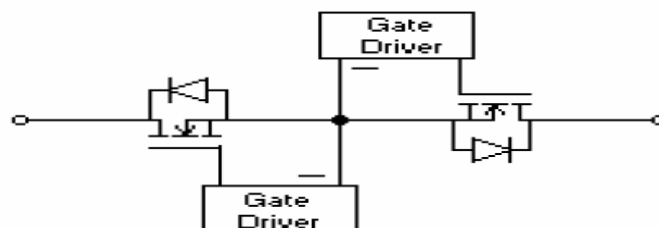


Fig. 2.3. MOSFET en emissor comú.

2.3. Antecedents i treball previ.

L'interruptor bidireccional és un sistema ja construït per Monica Batlle Rovira en el seu projecte final de carrera [Convertidor AC/AC APWM controlat amb un DSP, Tardor 2003; EUPMT], mentre que el protocol de commutació va ser implementat sobre un equip DSP sobre PC (dSPACE1102) per Alberto Ruiz Vives en el seu projecte final de carrera [Posada en marxa de un interruptor bidireccional amb MOSFETS, Primavera 2010].

El sistema són dos interruptors bidireccionals de potència S1 i S2 que permeten commutar entre dues entrades de potència V1 i V2 en una sortida amb una càrrega, de manera que el corrent que circula per la càrrega no pateixi cap tipus de discontinuïtat, només variarà el seu valor. Per tal de poder garantir una bona seqüència de commutació és convenient saber el sentit del corrent aplicat a la càrrega i per obtenir-lo s'intercala entre el interruptor bidireccional i la càrrega RL un sensor de corrent de tipus LA25-NP.

La Fig. 2.4 es mostra l'esquema del circuit a nivell funcional.

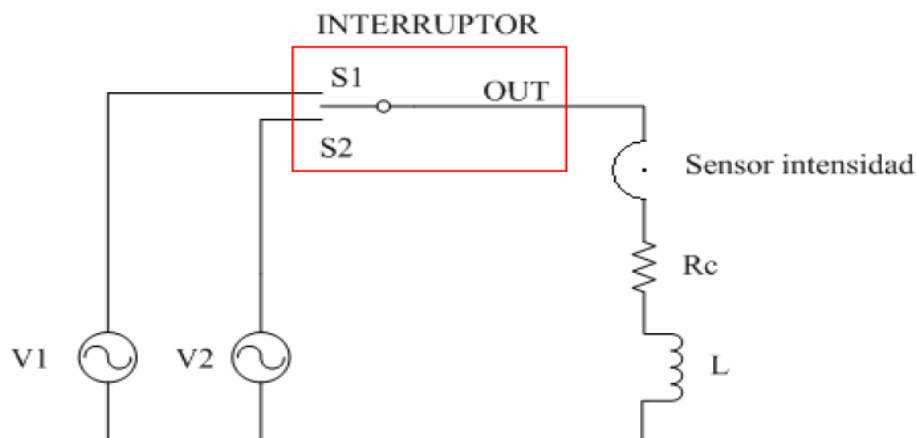


Fig. 2.4. Esquema funcional del circuit.

2.4.Descripció física del sistema

En aquest apartat es descriu el sistema realitzat per a projectistes anteriors [1]-[2], per tant la realització d'aquest sistema no forma part d'aquest projecte.

2.4.1 Alimentació

El sistema requereix dues entrades de dues fonts de tensió, V1 i V2 aquestes s'aconsegueixen de la sortida de l'autotransformador trifàsic de la bancada de treball(V1), l'altre font de tensió s'obté de un autotransformador extern a la bancada(V2).

Per tal de garantir una major seguretat, entre la sortida trifàsica del autotransformador de la bancada i el sistema s'intercala un segon transformador.

En la Fig. 2.5 es pot observar aquests tres components.



Fig. 2.5. (esquerra) transformador de bancada i de seguretat, (dreta) portàtil.

2.4.2 Carrega

Amb la finalitat d'aproximar la carrega en les condicions mes properes a una carrega habitual en multituds d'aplicacions es disposa de una carrega RL. El sistema utilitza una resistència de 33Ω i una inductància de 33mH connectades en sèrie. Tal i com mostra la Fig. 2.6.

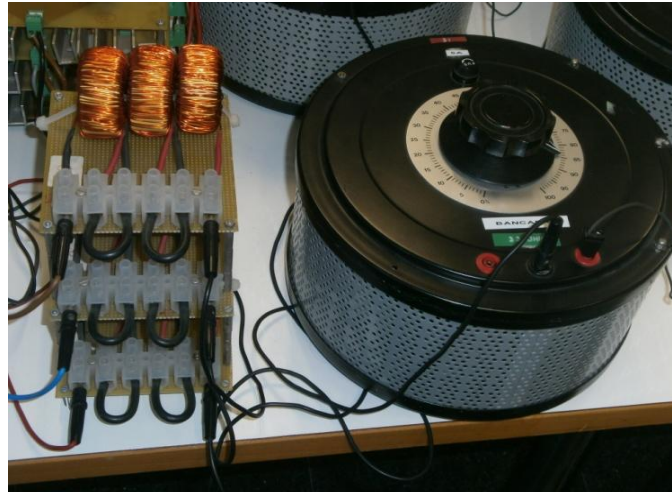


Fig. 2.6. Inductància de carrega, Resistència de carrega.

2.4.3. Sensor de corrent

Per tal de obtenir la intensitat aplicada a la carrega es disposa de un sensor de corrent tipus LA25-NP. Tal i com mostra la Fig. 2.7.

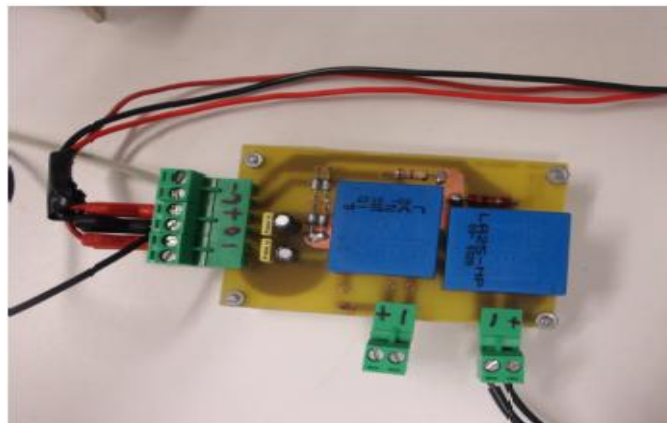


Fig. 2.7. Sensor de corrent.

2.4.4 Drivers

Per governar els transistors del convertidor amb les senyals de control proporcionades per el DSP es necessita un circuit de dispar o driver. El consum d'aquest circuit ha de ser mínim i ha de presentar una bona resposta a les freqüències de commutació amb les que opera el convertidor. Els drivers requereixen unes fonts d'alimentació de $\pm 15V$. Aquesta font es connecta directament a la xarxa d'alimentació 230 V. La Fig.2.8 mostra els drivers i la font d'alimentació.

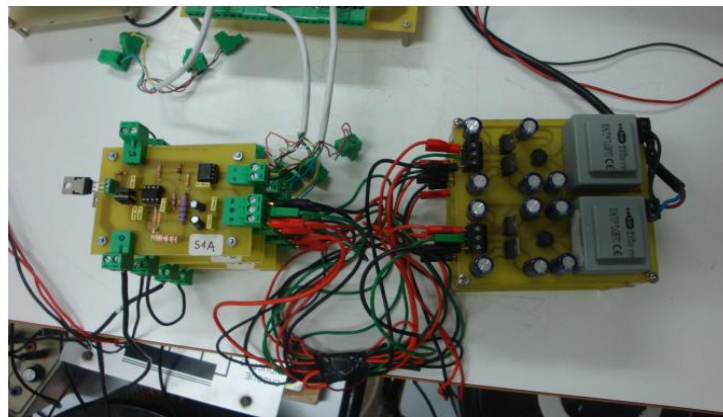


Fig. 2.8. Drivers i font d'alimentació.

2.4.5 Buffer

La missió principal es proporcionar un mínim d'intensitat a les senyals de control, que no es capaç de proporcionar la tarja DSP. Aquesta placa ja dissenyada anteriorment es connecta a una font de voltatge de 5Vcc . En la Fig. 2.9. es mostra el buffer utilitzat.

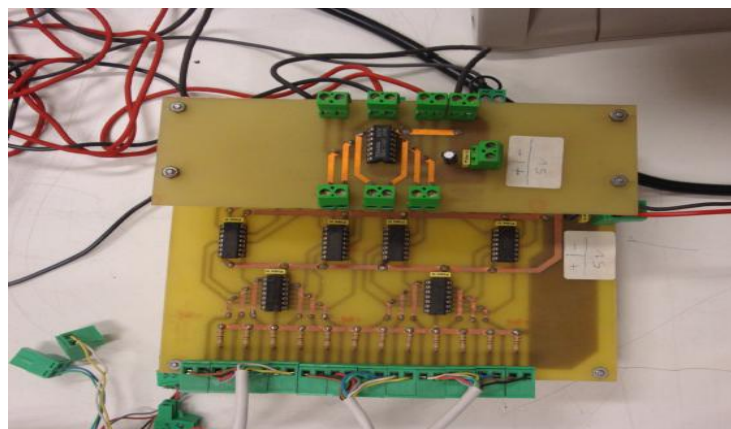


Fig. 2.9 Buffer utilitzat.

2.4.6 Tarja dSPACE1102

La tarja dSPACE1102 utilitzada esta basada en el processador TM320C31 de Texas Instruments. La DSP constitueix el procés principal permeten ràpids cicles d'instruccions per algoritmes numèrics complexes.

Com a característica principal de la tarja, la gran flexibilitat que els perifèrics donen a la tarja, implementant funcions directament en el hardware, alliberant així el programa principal, mitjançant el panel de control CP1102.

En la Fig. 2.10. es mostra el panel de control CP1102.



Fig. 2.10. Panel de control CP1102.

2.5 Control del sistema.

El control del interruptor bidireccional es realitza amb el software Matlab-Simulink el qual a través de la tarja DS1102 activa i desactiva els 4 MOSFET que componen l'interruptor bidireccional, seguint sempre un protocol de commutació.

Per tal de poder donar l'ordre al programa de Simulink mentre s'està executant es genera una pantalla de control amb el software ControlDesk, i es crea un enllaç directe amb el programa.

La Fig. 2.11. es mostra una imatge de la pantalla capturada mentre s'executa el programa.

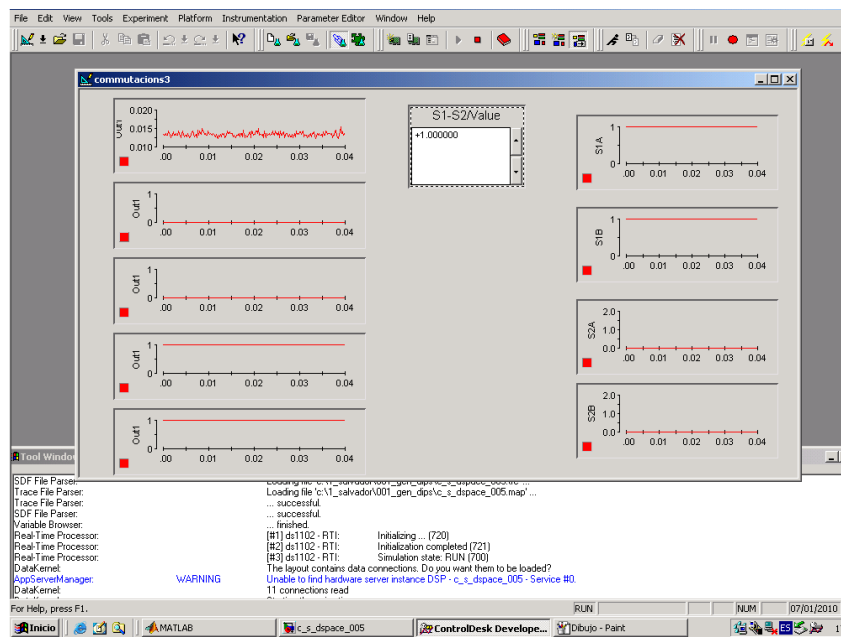


Fig. 2. 11. Pantalla de control del software ControlDesk.

2.5.1 Programa en Matlab-Simulink.

El disseny del programa s'ha realitzat amb un disseny de diagrama de blocs, on els objectius principals són el tractament del senyal i la commutació dels MOSFET.

Per realitzar el tractament del senyal es realitza el diagrama que es mostra a la Fig. 2.12.

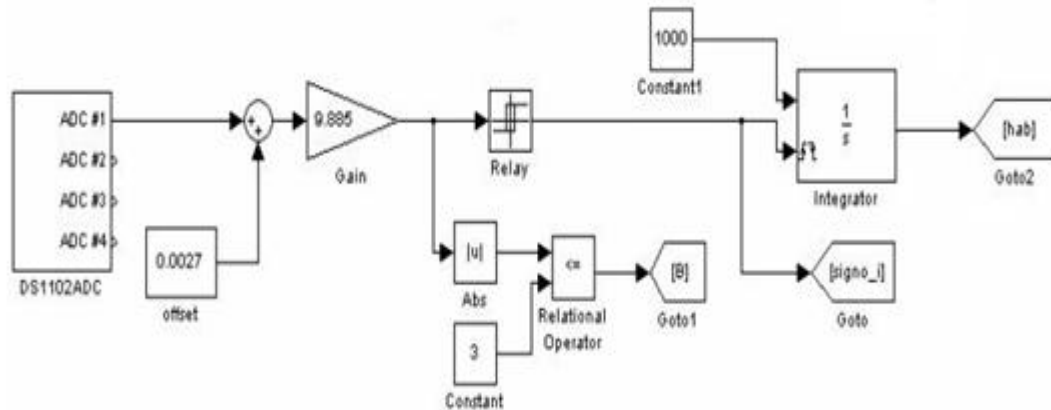


Fig. 2.12. Tractament del senyal de la corrent.

Bàsicament el que es realitza en aquest diagrama és detectar el sentit del corrent per poder garantir una bona commutació com s'explicarà en el capítol 2.5.3. En el diagrama del tractament del senyal també es realitza una comparació entre el senyal d'entrada del corrent i un senyal de 3A de referència, en cas de que el corrent fos superior a 3 A el sistema quedaria bloquejat com a sistema de seguretat.

Finalment es condiciona l'habilitació del senyal, a evitar el seu pas per 0, per que realitzar un canvi d'estat en els interruptors quan el senyal està passant per 0 pot provocar puntes de tensió indesitjables.

Per tal d'establir la commutació del MOSFET es realitza el diagrama de control mostrat en la Fig. 2.13.

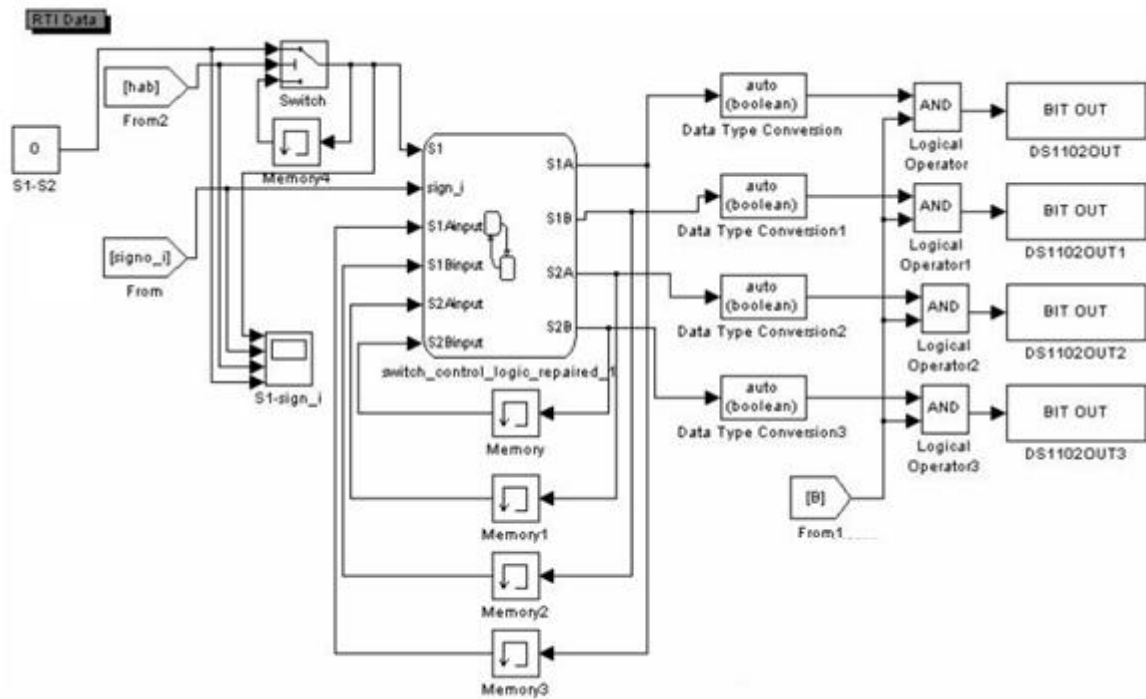


Fig.2.13. Control de la commutació.

La corrent en el sistema pot commuta en dos sentits, com ja s'ha descrit anteriorment ($S1 \Rightarrow S2$ i de $S2 \Rightarrow S1$) al diagrama de blocs de la commutació , arriba el senyal d'habilitació de corrent , descrit anteriorment, i li arriba el senyal de commutació entre S1 i S2 , seguidament executa el protocol de commutació i habilita el senyal de sortida de la tarja DS1102.

2.5. 2 Protocol de commutació.

En la commutació de un CM hi ha dues regles bàsiques que cal considerar.

- No es poden encendre dos interruptors bidireccionals al mateix temps com es pot observar a la Fig. 2.14a donat que es produirà un curtcircuit.
- Els interruptors no es poden obrir simultàniament en cap moment, tal i com mostra la Fig. 2.14b donat que la trajectòria del corrent que travessa la carregà , generalment inductiva, es perdria causen un sobrevoltatge perjudicial per als mòduls de potencia.

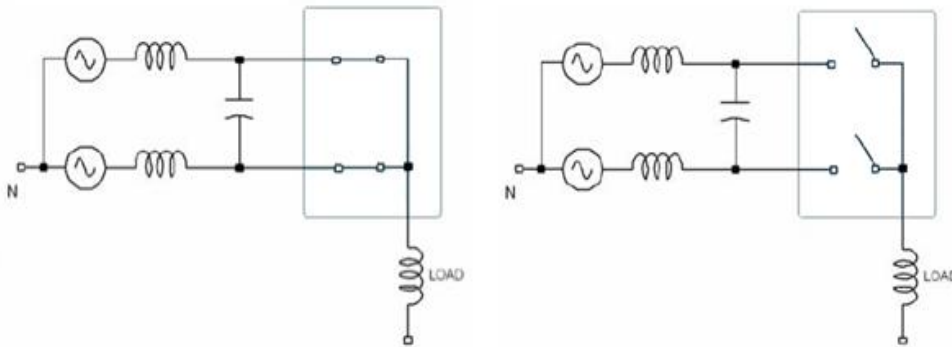


Fig. 2.14. Regles de la commutació: curtcircuit ,Oberts simultàniament.

Així doncs tenint en compte aquestes premisses, s'obté el protocol de commutació que s'ha implementat en el sistema, que es un protocol específic per a interruptors bidireccionals, però te la mateixa filosofia que els aplicats en els CM.

Aquesta tècnica de commutació consta de 4 passos i com ja s'ha comentat en diferents apartats, depèn de la direcció del corrent de sortida.

Sabem que les commutacions possibles son de $S1 \Rightarrow S2$ i de $S2 \Rightarrow S1$, i que cadascun d'aquest interruptors $S1$ i $S2$, consta de dos MOSFET els quals anomenem $S1A$ i $S1B$, i $S2A$ i $S2B$ respectivament.

Tal i com es pot observar en la Fig. 2.15 la posició dels MOSFET, el S1A serà el MOSFET encarregat de conduir el corrent en sentit positiu del a font V1 i el S1B serà l'encarregat de conduir quan el sentit del corrent sigui negatiu, per l'interruptor S2 es exactament igual.

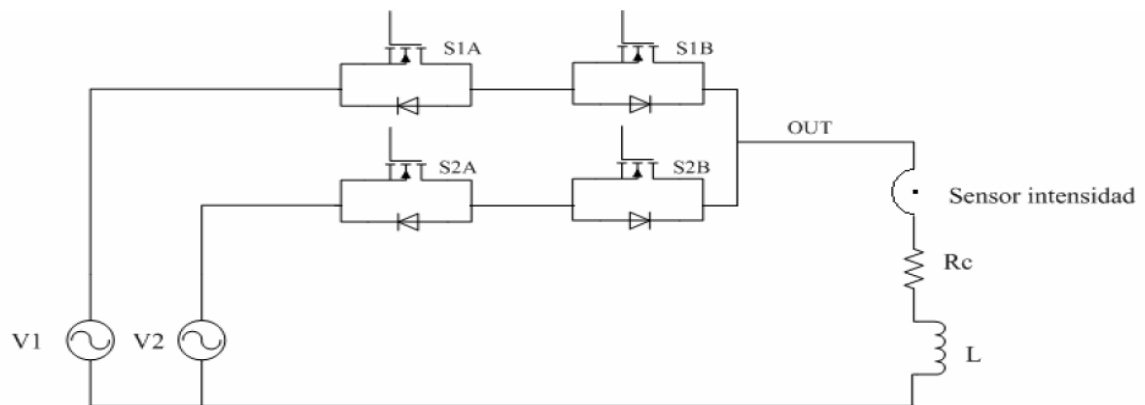


Fig. 2.15 Connexions dels 4 MOSFET.

Fins aquest apartat s'ha explicat que hi han dues commutacions possibles ($S1 \Rightarrow S2$ i de $S2 \Rightarrow S1$), però aquestes commutacions tenen dues possibilitats cadascuna, tot depèn del sentit del corrent. Així doncs s'obtenen les 4 possibilitats:

- $S1 \rightarrow S2$ amb el sentit del corrent positiu
- $S1 \rightarrow S2$ amb el sentit del corrent negatiu
- $S2 \rightarrow S1$ amb el sentit del corrent positiu
- $S2 \rightarrow S1$ amb el sentit del corrent negatiu

Per tal de facilitar l'explicació a continuació es detallarà la seqüència de commutació de $S1 \rightarrow S2$ amb el sentit del corrent positiu, amb les consideracions pertinents per descriure la mateixa commutació però amb el sentit del corrent negatiu.

Seqüència de commutació S1 => S2 amb corrent positiu :

Per poder entendre millor la seqüència es pot observar pas a pas la Fig. 2.16.

1. El primer pas, amb aquestes condicions es desconnectar l'interruptor S1B, donat que no esta conduint perquè tot el corrent passa del S1A a la carrega a través del diode del propi S1B te integrat.
2. El segon pas es connectar l'interruptor S2A , que es l'encarregat de conduir el corrent positiu en la font de tensió V2 .
3. El tercer pas es desconnectar l'interruptor S1A, en aquest pas ja s'ha desconnectat l'interruptor S1.
4. E quart i últim pas consisteix en connectar l'interruptor S2B , per tal que quan el corrent canviï de signe no hi hagi tall a la sortida. D'aquesta manera ja ha finalitzat la seqüència de commutació.

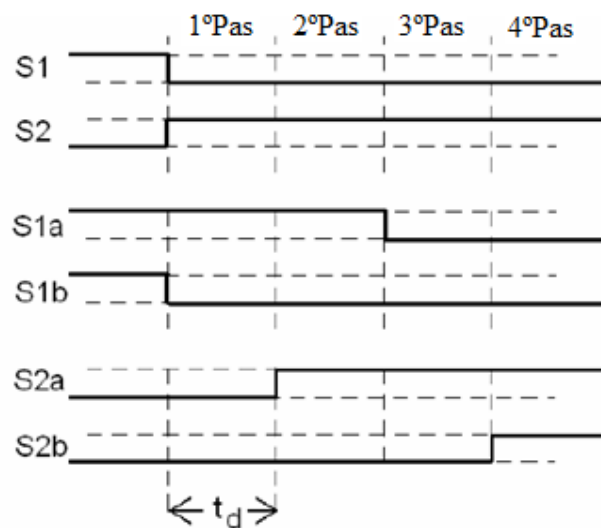


Fig. 2.16. Seqüència de commutació.

En el cas de que la corrent tingui signe negatiu, la seqüència es la inversa de la anterior.

1. Desconnectar l'interruptor S1A.
2. Connectar S2B.
3. Desconnectar S1B.
4. Connectar S2A.

En la Fig. 2.17 es mostra un diagrama amb el qual s'especifica totes les combinacions possibles .

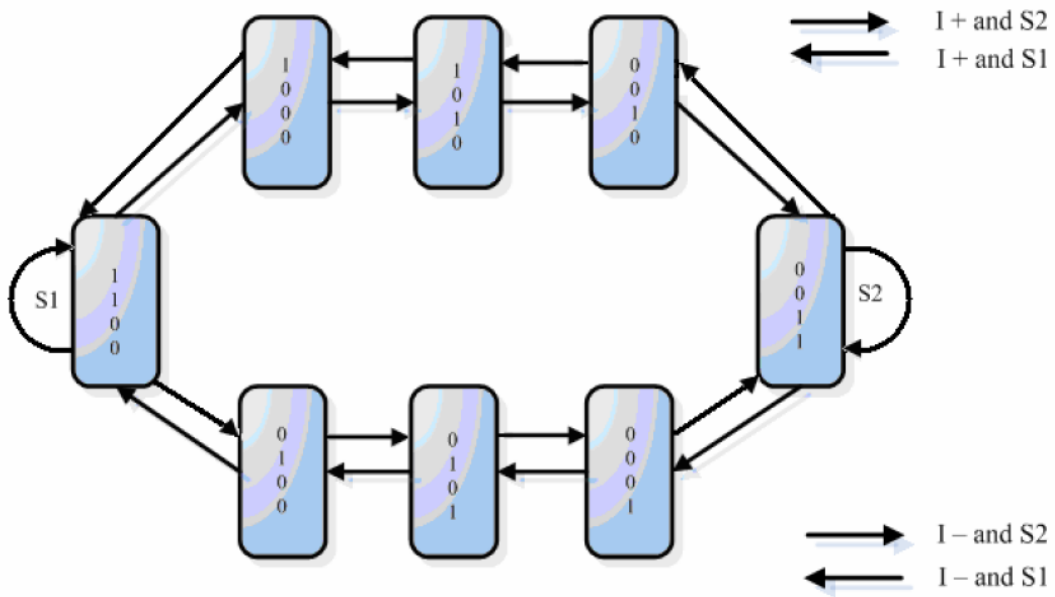


Fig. 2.17 Diagrama del protocol de commutació.

L'èxit del protocol de commutació esta molt lligat a la seva velocitat .

La commutació en el interruptor bidireccional d'aquest treball es realitza a 8µs.

2.6. Circuit de referència.

En la Fig. 2.18 es mostra un circuit de referència per tal de poder visualitzar i consulta les diferents variables que es fan servir en aquest treball.

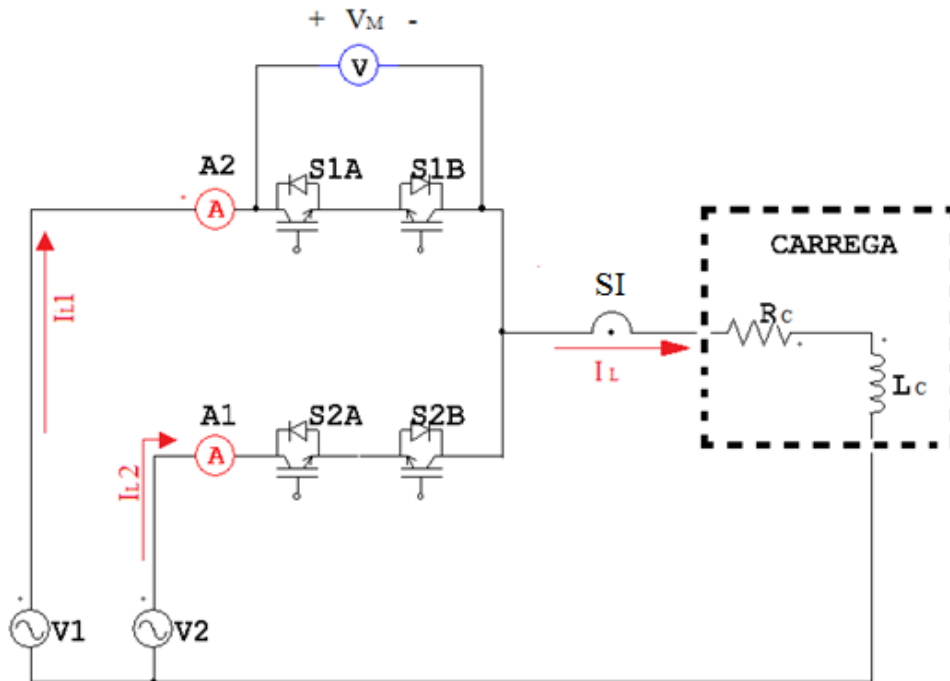


Fig. 2.18. Circuit de referència.

- **V1** : Font de tensió de 60 V ac.
- **V2** : Font de tensió de 30 V ac.
- **A1** : Pinça amperimètrica per mesura la intensitat I_{L1} .
- **A2** : Pinça amperimètrica per mesura la intensitat I_{L2} .
- **S1A, S1B** : Interruptor semiconductors tipus MOSFET per el ramal de V1.
- **S2A, S2B** : Interruptor semiconductors tipus MOSFET per el ramal de V2.
- **SI** : sensor de corrent tipus LA 25-NP.
- **VM** : tensió en bornes entre el drenador de S1A i el sortidor de S1B.
- **IL1** : intensitat del ramal de la font de tensió V1.
- **IL2** : intensitat del ramal de la font de tensió V2.
- **Rc** : resistència de carrega.
- **Lc** : inductància de carrega.

3.Sobretensions en l'interruptor bidireccional.

3.1. Introducció.

En la configuració de l'interruptor bidireccional no intervenen components que puguin emmagatzemar energia ni camins on pugui circular lliurement el corrent.

l'alimentació es realitza mitjançant una font de tensió i per tant no es pot curtcircuitar i d'altra banda en la sortida es disposa d'una carrega inductiva.

Amb aquestes característiques de configuració, clarament es pot deduir que en el moment en el que el MOSFET deixi de conduir, l'energia acumulada tant en la càrrega inductiva de la sortida com en carrega inductiva generada en la entrada , pel mateix conductor que es comporta com una bobina ,queda bloquejada en bornes del semiconductor i es dissipa en forma de calor. Això comporta unes sobretensions en bornes del semiconductor.

Els semiconductors presenten uns límits molt estrictes en quant a valors màxims de tensió i de potències suportades, que si son superats podrien provocar la destrucció del dispositiu.

En el cas dels MOSFETs implementats en el sistema que s'estudia en aquest treball, hi han històrics de MOSFETs que s'han destruït sense que hagin sigut forçats a suportar tensions o intensitat elevades, i fent un us correcte del sistema.

Per tant es creu que una possible raó per a la destrucció del MOSFETs son les sobretensions generades en la commutació.

3.2. Estudi del problema.

Tal i com s'ha explicat en la introducció en el moment que el semiconductor s'obre es genera una sobretensió, en aquest apartat es tractarà d'estudiar els components del sistema que poden donar l'origen de les sobretensions.

3.2.1. Semiconductor MOSFET.

MOSFET son les sigles de Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. Consisteix en un transistor de camp basat amb la estructura MOS. Esta compost de una capa prima de material aïllant formada de diòxid de silici col·locada del costat del semiconductor i una capa de metall col·locada del costat de la comporta (G).

La Fig. 3.1. mostra el esquema funcional de un MOSFET.

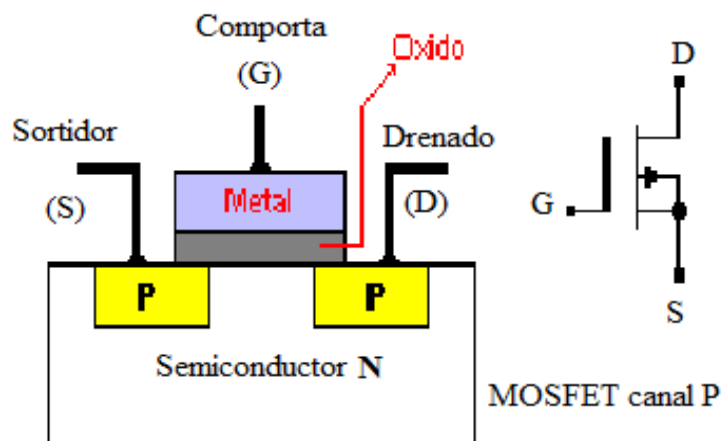


Fig. 3.1. Dibuix funcional de un MOSFET.

El transistor esta obert sempre que la tensió entre la porta G(Gate) i el sortidor (S) que s'anomena V_{GS} sigui menor a 7V. Quan V_{GS} es major que 7V el transistor esta conduint, per minimitzar la caiguda de tensió entre drenador (D) i sortidor (S) , que s'anomena V_{DS} s'aplica una tensió entre 12 i 15 V. A la Fig. 3.2 es mostra un resum de les tensions aplicables per a la conducció de un MOSFET.

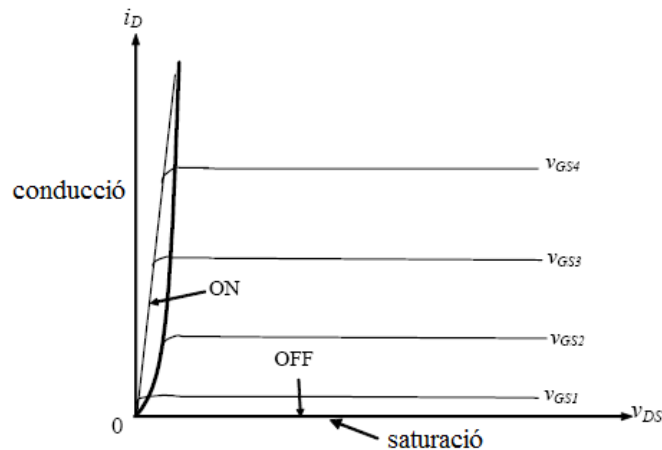


Fig. 3.2. Tensions aplicables a la conducció d'un MOSFET.

Quan esta conduint es comporta com a una resistència R_{ON} per tant la potencia dissipada en el transistor es:

$$P = R_{on} * I^2 \quad (3,1)$$

$$(3,1)$$

El MOSFET te integrat un diode paràsit de la unió pn-, que polaritza directament quan V_{DS} es negativa, i es capaç de conduir la mateixa corrent que el MOSFET. La majoria son díodes lents , això provoca grans pics de corrent de recuperació inversa que poden destruir el dispositiu. Aquest diode es pot anular connectant un diode extern en paral·lel.

Commutacions en els MOSFETS

Els temps de commutació en un MOSFET es deu principalment a les seves capacitats i inductàncies parasites, així com a la resistència interna de la font de la porta. La Fig. 3.3. mostra l'esquema equivalent de un MOSFET amb les seves capacitats i inductàncies parasites.

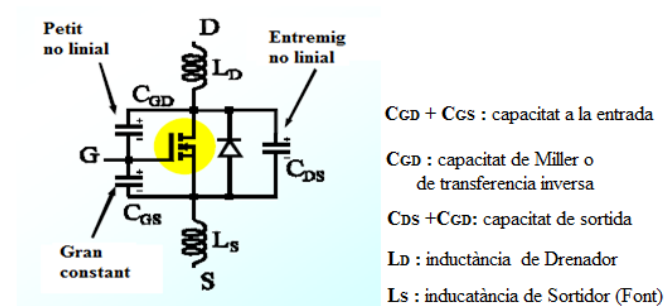


Fig. 3.3 Circuit equivalent de un MOSFET.

La corrent que travessa la càrrega es conduïda per el transistor i per el diode alternativament, per poc que condueixi un diode la se seva tensió es nul·la. Quan el diode deixa de conduir es produeix un pic de recuperació inversa que ha de assumir el MOSFET. Durant la desconexió, per tant es produeix una sobretensió tal i com es mostra en la Fig. 3.4.

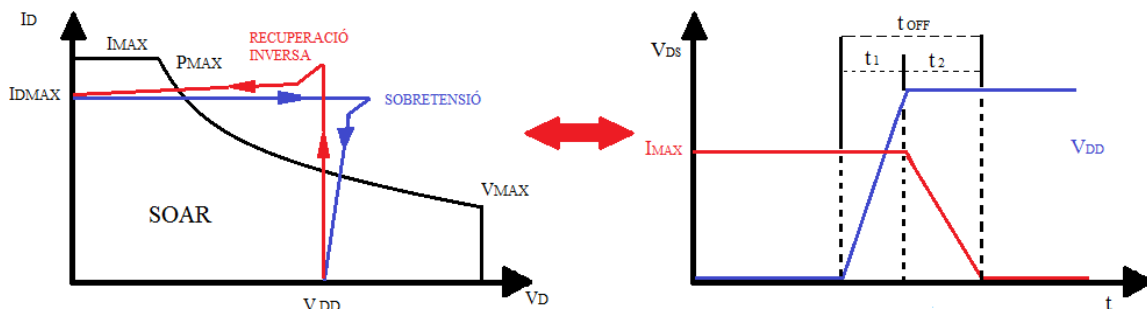


Fig. 3.4. Recuperació inversa.

Per tant s'obté que el mateix MOSFET genera una sobretensió en el moment de la seva desconexió.

3.2.2 Carrega inductiva.

Una carrega inductiva es aquella carrega que té un element conductiu o bobina, que es un element passiu de un circuit elèctric, que degut al fenomen de autoinducció emmagatzema energia en forma de camp magnètic.

La bobina emmagatzema energia elèctrica en forma de camp magnètic quan augmenta la intensitat del corrent, retornant-la al circuit quan la intensitat disminueix, matemàticament es pot demostrar que la energia E , emmagatzemada per una bobina de inductància L , i que es recorreguda per una corrent de intensitat I , ve donada per (3,2)

$$E = \frac{1}{2}LI^2 \quad (3,2)$$

A continuació es descriu el comportament de una carrega inductiva quan es talla el subministra de corrent, dit de una altra manera quan s'obre el circuit. Per facilitar la explicació es mostra en la Fig. 3.5 es mostra el circuit equivalent a una carrega inductiva.

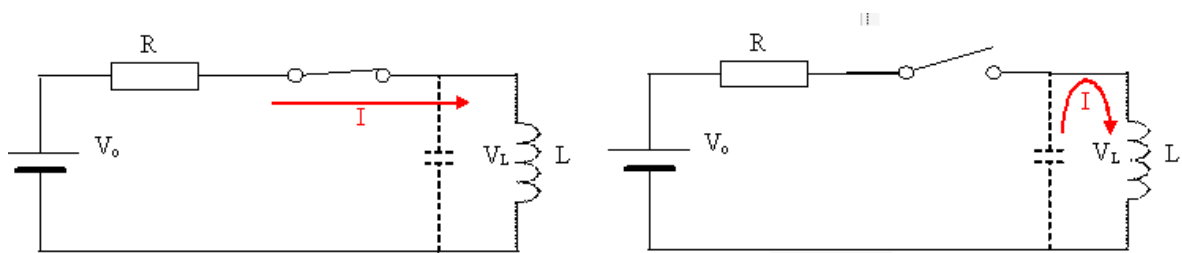


Fig. 3.5. Circuit equivalent a una carrega inductiva.

Tot inductor també té capacitàncies parasites, de les voltes del bobinat amb elles mateixes, per això s'ha dibuixat el condensador amb una línia discontinua.

En un moment donat t_0 l'interruptor s'obre, tenim que la definició de inductància es

$$V_L = L * \frac{dI}{dt} \quad (3.3)$$

Se sap que, per a que la corrent que travessa l'inductor s'aturi instantàneament, seria necessari l'aparició de una tensió infinita, cosa que no pot succeir, per tant l'únic camí que té el corrent es el de circula per les capacitats parasites i comença a oscil·lar.

Si els aïllaments del debanat son suficientment resistents a les altes tensions, i si l'interruptor obre be el circuit la oscil·lació continuarà amb una amplitud que s'amortirà degut a les pèrdues dielèctriques i resistives de les capacitats parasites en el bobinat del inductor.

La tensió màxima de la oscil·lació pot ser molt gran, donant el nom de sobretensió.

Aquesta sobretensió te la explicació en (3.4).

$$E = \frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}CV^2 \quad (3.3)$$

On es te que **E** es la energia emmagatzemada per la bobina, que depèn de la inductància **L**, i del corrent que la travessa **I**. Aquesta energia es la mateixa en el moment que s'obre l'interruptor , no desapareix, i aquesta energia com s'ha explicat anteriorment comença oscil·lar entre les capacitàncies parasites de la bobina i la inductància pròpia de la bobina.

Si es te que la energia **E** es la mateixa i que les capacitàncies parasites **C** son de un valor molt petit es pot deduir que el valor de la tensió **V** serà molt gran, aquestes tensions reben el nom de **Sobretensions**, i poden arribar a causa arcs elèctrics en bornes del interruptor o en el cas de semiconductors els poden arribar a destruir.

3.3 Documentació del problema.

Per tal de poder visualitzar les sobretensions produïdes en la commutació es disposa de un oscil·loscopi del qual s'utilitzen 3 canals d'entrada i es realitzen les següents connexions :

- En el canal 1 les sondes per mesura la tensió **VM** : que es la tensió en bornes del MOSFET.
- En el canal 2 la pinça amperimètrica **A1** per mesura **IL1**.
- En el canal 3 la pinça amperimètrica **A2** per mesura **IL2**.

En la Fig. 3.6. es pot observar la disposició de les sondes per tal de enregistrar els valors desitjats

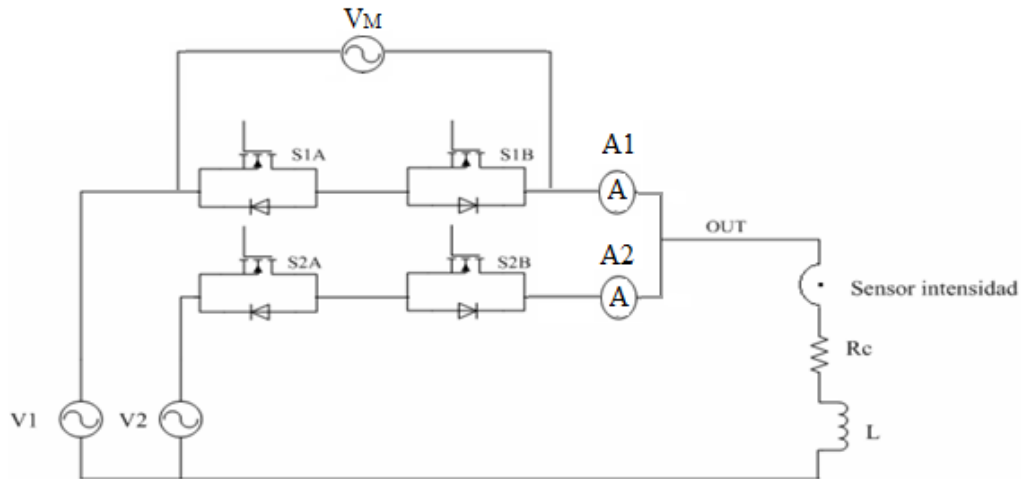


Fig. 3.6. Connexió dels amperímetres.

Es connecten les sondes tal i com es mostra en la Fig. 3.6. En la font V1 s'apliquen 60V i per a la font V2 s'apliquen 30V, amb aquestes tensions s'obtenen uns corrents de 2 amperes per a IL1 i de 1,5 amperes per a IL2.

En la Fig. 3.7. es poden observar els valors triats.

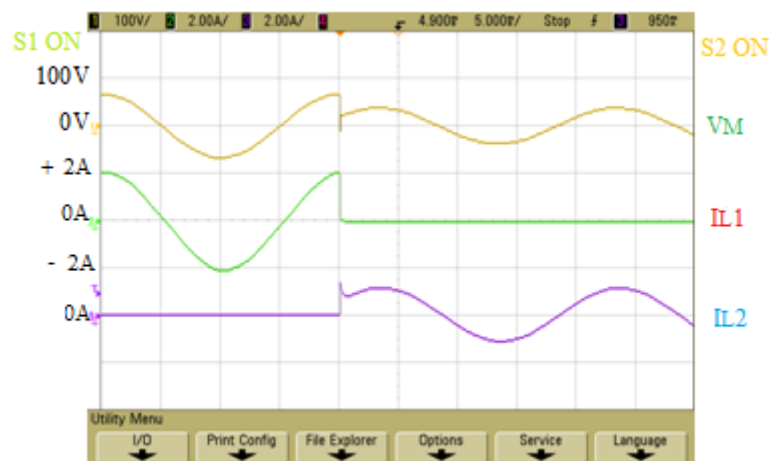


Fig. 3.7. Valors triats.

Un cop realitzats els ajustos de tensió i de corrent, es configura l'oscil·loscopi per tal de poder obtenir imatges just en el moment en que es realitzar una commutació, com pot ser per exemple de S1 → S2.

L'escala de temps de l'oscil·loscopi es parametriza a 5ms amb la finalitat de poder observar en quin moment de la funció sinusoïdal es produeix la commutació, per després tenir l'opció de ampliar la resolució de temps segons convingui per l'estudi.

La Fig. 3.8. mostra una commutació de S1 → S2 amb un temps de 5ms.

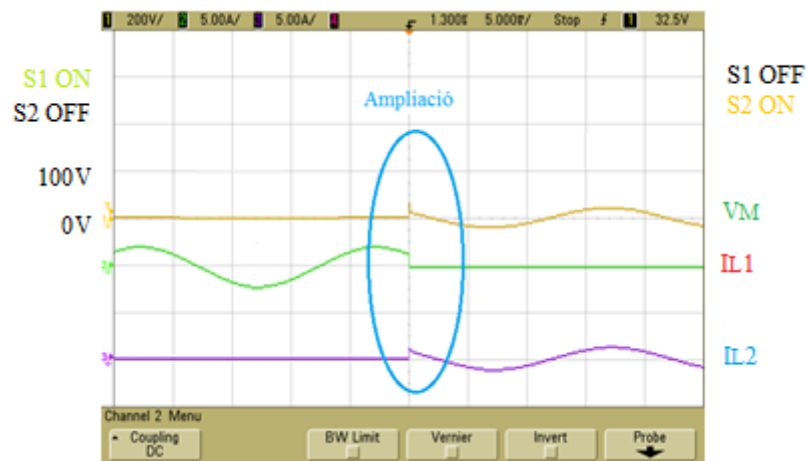


Fig. 3.8. Commutació S1 → S2 en 5ms.

Com es pot observar a aquesta escala de temps no s'aprecia cap anomalia ni en la senyal del corrent de la carrega, que seria la suma de IL1 i de IL2, ni de la tensió en bornes del MOSFET, però en canvi si es realitza una prospecció a una escala de temps mes petita s'obtenen diferents valors dels senyals.

En la Fig. 3.9. es mostra la mateixa commutació però aquest cop se li a reduït el temps/divisió a 10µs.

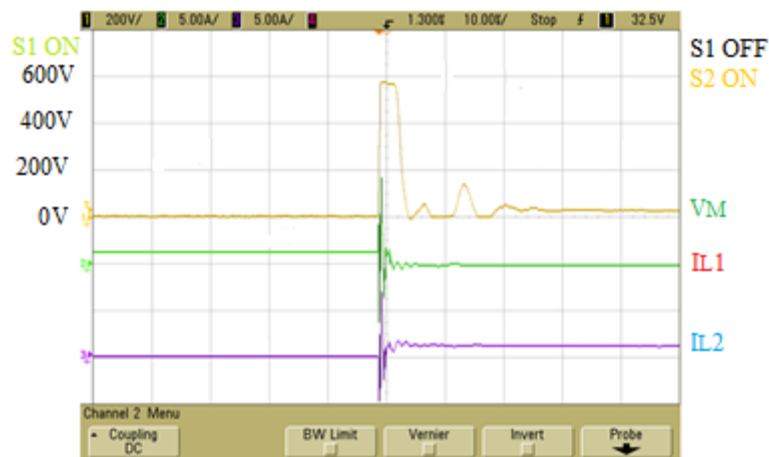


Fig. 3.9. Commutació S1 → S2 en 5µs.

Tal i com es pot observar en la figura anterior, existeix una sobretensió de valor de aproximadament 580 V en bornes de l'interruptor S1 durant aproximadament $5\mu\text{s}$, també es pot observar que les oscil·lacions en els senyals del corrent són també considerables arriben a 8 A. en IL1.

El mateix procediment s'ha realitzat en commutacions de S2 \rightarrow S1, però en aquest cas no s'han detectat sobretensions.

En la Fig. 3.10. i la Fig. 3.11 es mostra una commutació S2 \rightarrow S1 en escala de temps de 5ms i de $10\mu\text{s}$ respectivament.

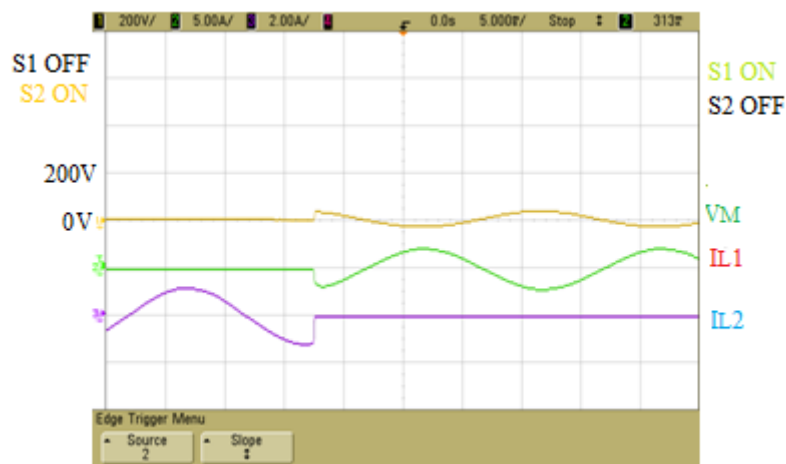


Fig. 3.10. Commutació S2 \rightarrow S1 a 5ms

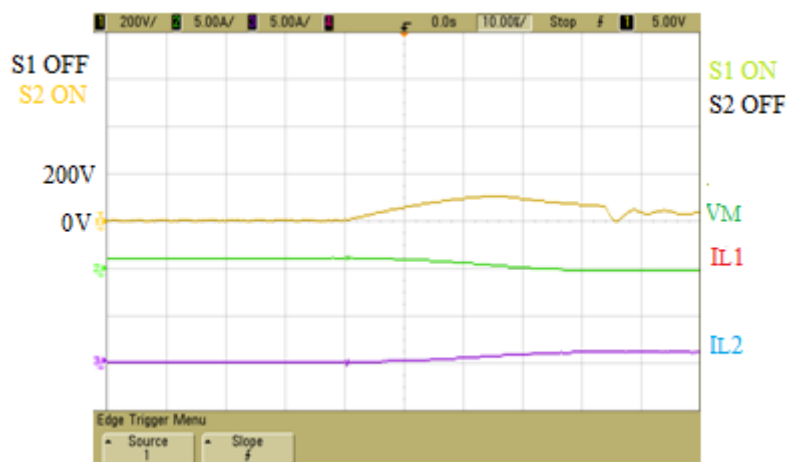


Fig. 3.11. Commutació S2 \rightarrow S1 a 5ms

Una de las raons per la qual no s'han detectat sobretensions en les commutacions $S2 \rightarrow S1$ pot ser el baix valor de la tensió, aplicada a la font $V2$.

Com a conclusions finals de l'estudi, cal remarcar l'aparició d'aquesta sobretensió en totes i cada una de les mostres obtingudes en commutacions $S1 \rightarrow S2$, varien el seu valor en funció del valor del corrent en el moment de la commutació.

Tot i que el temps en el que s'obté aquesta sobretensió es relativament petit, del ordre de $5\mu s$, pot ser una raó per la qual els MOSFETs del circuit s'acabin destruint, i justifica el disseny de un circuit de protecció de tipus **snubbers**.

3.4 Circuits de protecció Snubbers.

Els semiconductors presenten uns límits molt estrictes en quan a valors màxims de tensió , de corrent i de potencia que poden suportar.

Els circuits d'ajuda a la commutació coneguts com snubbers son una part essencial en molts dels circuits electrònics de potencia.

Bàsicament es poden considerar com un conjunt de components (passius i/o actius) que s'incorporen al circuit de potencia per reduir en el dispositiu semiconductor el estrés elèctric durant les commutacions .

La funció principal que desenvolupen els circuits d'ajudes a la commutació es absorbir l'energia procedent dels elements reactius del circuit durant el procés de commutació, controlant paràmetres tal i com la evolució de la tensió, corrent de l'interruptor, o be limitant els valors màxims de tensió que ha de suportar.

4. Recull de possibles solucions.

Els circuits de protecció per a interruptor bidireccionals es un territori del qual no hi ha molta informació , les investigacions actuals estan mes orientades a nivell de protocol de commutació i en la modulació del senyal per tal de poder-los implementar en els CM.

Els circuits de protecció proposats son 4:

- Circuit RC unidireccional, descrit a [3].
- Circuit Clamp, descrit a [4] .
- Híbrid RC unidireccional + Clamp.
- Circuit RC bidireccional, descrit a [5].

La nomenclatura d'aquest circuits correspon al tipus de Snubber que s'utilitza.

4.1. Circuit RC unidireccional.

4.1.1.Funcionament:

Es tracte d'una xarxa de snubber formada per una resistència en sèrie amb un condensador col·locada en paral·lel amb el MOSFET, tal i com mostra la Fig. 4.1.

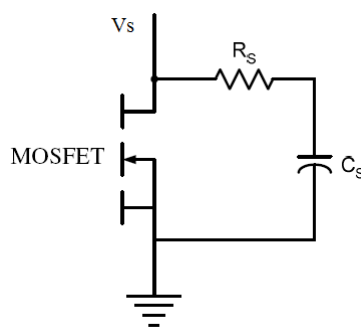


Fig. 4.1. Circuit RC unidireccional.

Inicialment el transistor esta conduint i la tensió del condensador es igual a V_s , fins que el transistor s'apaga. A partir de l'instant en el que el transistor deixa de conduir , l'energia emmagatzemada en l'inductància parasitaria es transfereix al condensador augmentant la seva tensió, aquest increment de tensió es dissipa a traves de la resistència R_s .

Amb aquest circuit també es pot garantir un temps τ , en el moment que el transistor comença a conduir, per tant també protegeix contra sobretensions en el inici de la conducció.

4.1.2. Disseny i càlcul de components.

El circuit a dissenya es molt senzill, es tracte de una resistència en seria amb un condensador, aquest petit circuit es connectarà en paral·lel amb l'interruptor bidireccional, tal i com es mostra en la Fig. 4.2. La connexió es realitza entre l'entrada del Drenador del S1A i el Drenador de S1B.

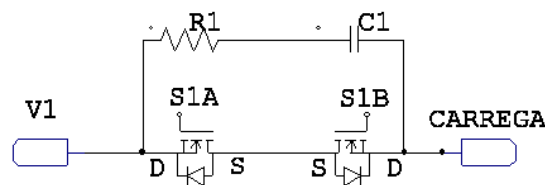


Fig. 4.2. Esquema funcional RC unidireccional.

Com es pot apreciar a la figura anterior la resistència $R1$ i el condensador $C1$ són els dos elements que conformen el circuit snubber. En la Fig. 4.2 només s'ha dibuixat el ramal de l'interruptor $S1$, però el ramal de $S2$ és exactament igual.

Un cop realitzat el disseny del circuit es realitza un estudi per determinar el tipus de materials a utilitzar en el circuit.

Per $R1$ i $R2$ es trien resistències de **Pel·lícula de Carbó**, donat que tenen una tolerància de un 5%, el seu soroll tèrmic és reduït i tenen una bona estabilitat tèrmica, a més són de les més habituals en el mercat. En la Fig. 4.3. es pot observar una resistència de pel·lícula de carbó més habitual.



Fig. 4.3. Resistència de pel·lícula de carbó.

En el cas de **C1** i de **C2** es trien condensadors de **Polipropilè Metal·litzat**, degut a que la seva resposta en freqüència es millor que amb altres materials. En la Fig. 4.4. es pot observar un típic condensador de polipropilè metal·litzat.



Fig. 4.4. Condensador de Polipropilè metal·litzat.

Càlcul de components

El càlcul del components es realitza de dos maneres diferents per tal de poder opta a un ventall de possibilitats mes ampli.

Per realitzar els càlculs, es parametritzen una sèrie de valors del circuit al qual s'acoblarà el circuit Snubber:

La màxima tensió que s'aplicarà al sistema es de 100Vac, per tant per realitzar els càlculs dels components cal aplicar (4.1).

$$V_s = V_1 * \sqrt{2} = 100 * \sqrt{2} = \mathbf{142V} \quad (4.1)$$

$$V_s = U_c = \mathbf{142 V}$$

$$I_L = \mathbf{2 A} \quad \text{Intensitat de línia}$$

$$\Delta V_c^2 = \mathbf{100^2 V}$$

Es l'increment de V_c (tensió del condensador) que es desitja tenir en el moment de obrir el circuit, es un valor que s'ha de decidir en funció del voltatge de V_s i tenint en compte quin es el valor capaç de suportar el MOSFET.

$$L = \mathbf{3 mH} \quad \text{Es el valor que te la inductància connectada com a carrega.}$$

$$t_f = \mathbf{1\mu} \quad \text{Es el temps amb el que es vol que el condensador quedi carregat.}$$

El primer mètode esta descrit per [3], i consisteix en aplica (4.2):

$$C1 = \frac{IL*tf}{Vs} = \frac{2*1*10^{-6}}{142} = \mathbf{14,08 \text{ nF}} \quad (4.2)$$

Així doncs sobre el valor del condensador C1 es de 14,08 nF. Un cop obtingut el valor del condensador ja s'està en condicions d'aplicar (4.3).

$$R1 = 2 * \sqrt{\frac{L}{C1}} = 2 * \sqrt{\frac{3*10^{-3}}{14,04*10^{-9}}} = 923 \Omega \quad (4.3)$$

Aquest resultats son resultats teòrics , per tal de poder facilitar el muntatge es consideren aproximacions raonables en els valors obtinguts .

En el segon mètode proposat [6] s'aplica un càlcul tenint en compte el traspàs d'energia, el primer pas es interpretar (4.4).

$$\frac{1}{2} * L * IL^2 = \frac{1}{2} * C * Uc^2 \quad (4.4)$$

Interpretant la formula anterior es dedueix que la energia acumulada en la bobina L a de ser absorbida per el condensador C. La tensió Uc es la tensió que tindrà el condensador després del bloqueig es igual a la tensió aplicada al sistema V1.

Substituint per els valors corresponents i aïllant C en la formula anterior s'obté el valor del condensador C1 :

$$\frac{1}{2} * 3 * 10^{-3} * 2^2 = \frac{1}{2} * C * 142^2 \quad (4.5)$$

$$C = 595nF \quad (4.6)$$

El càlcul de la resistència R1 es:

$$R1 = 2 * \sqrt{\frac{L}{C1}} = 2 * \sqrt{\frac{3*10^{-3}}{595*10^{-9}}} = \mathbf{142 \Omega} \quad (4.7)$$

Com es pot comprovar els valors dels components es significativament diferents segons el mètode que es trií, no obstant també es pot observar que guarden una relació. En el primer cas sobre un valor per a C1 de 14 nF i en el segon de 595nF , en la resistència del primer cas s'obté un valor de 923Ω, i en canvi en el segon cas la resistència te un valor de 142Ω . Es pot observar com quan el valor del condensador augmenta el valor de la resistència disminueix.

Com a conclusió final i degut a que hi ha diferències considerables entre els dos mètodes de càlcul realitzats, però si que es pot establir una relació entre l'augment del valor del condensador i la disminució de la resistència es determina un rang de valors per a cada component .

- C1 de 14nF a 600nF.
- R1 de 100 Ω a 1K Ω.

4.2.Circuit Clamp.

4.2.1 Funcionament.

El circuit Clamp es un circuit rectificador de ona completa amb un condensador en paral·lel tal i com mostra la Fig. 4.5.

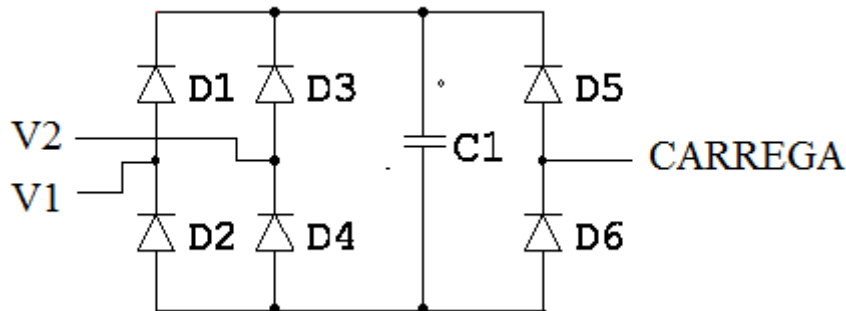


Fig. 4.5. Esquema funcional del circuit Clamp.

El seu funcionament es el següent, es connecten les dues fases d'entrada de tensió del circuit V1 i V2 , a les branques que formen els díodes D1, D2 i D3, D4 respectivament tal i com mostra la Fig. 4.5. Aquestes dues branques seran les encarregades de rectificar la tensions generades per les fonts V1 i V2 . D'altra banda en la branca dels díodes D5 i D6 es connecta la sortida del interruptor cap a la carrega , de manera que aquesta branca serà l'encarregada de rectificar la tensió que circula entre el interruptor i la carrega del circuit.

El condensador C1 es carregarà i obtindrà la tensió igual a la tensió mes alta de les 3 branques. Absorbint així les sobretensions produïdes en qualsevol de les branques del circuit.

La senzillesa del circuit i dels elements que el componen, així com la seves connexions , fan que aquest circuit sigui molt habitual en el convertidors matricials.

4.2.2. Disseny i càlcul de components.

Disseny

El circuit descrit en [2], es tracte de un rectificador trifàsic d'ona completa al qual se li connecta un condensador en paral·lel. En la Fig. 4.6. es pot observar les connexions del circuit de Clamp.

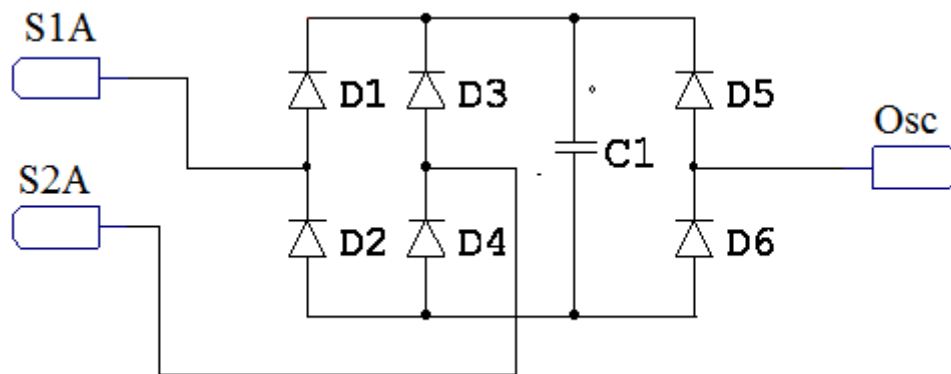


Fig. 4.6. Disseny circuit Clamp.

Les connexions son entre les bornes d'entrada del interruptor S1, concretament la borna de S1A i el ànode del díode D1 i el Càtode del díode D2 . En la branca dels díodes D2 i D3 es realitza la mateixa connexió amb la borna d'entrada del interruptor S2, concretament en la borna S2A.

D'altra banda la branca formada per els díodes D5 i D6 te la mateixa connexió, però amb la borna de sortida del doble interruptor bidireccional , concretament amb la borna Osc. Per tal d'entendre millor les connexions del circuit recomana observa el circuit de referència , Fig. 2.18.

Tot i que no es obligatori es molta recomanable realitza la implementació d'aquest circuit el mes proper possible al doble interruptor bidireccional, donat que si la distancia entre els semiconductors i el circuit de protecció es molt gran , es perd efectivitat del circuit de protecció.

Càlcul de components

Els components per realitzar aquest circuit son 6 díodes i un condensador.

Díodes:

Els díodes que es necessiten per implementar el circuit son díodes de potencia, concretament es trien el model MUR 1560 que compleixen les característiques del circuit. A la Fig. 4.6 es mostra un diode MUR 1560



Fig. 4.6. Diode MUR1560.

Condensador:

El condensador serà del mateix tipus emprat per el circuït RC, de Polipropilè Metal·litzat. En quan al seu valor, s'aplica el càlcul per transmissió de la energia, tal i com s'ha realitzat en el càlcul per el circuit RC.

Com que els valors del circuit no varien amb relació als càlculs realitzats anteriorment en el circuit RC, donat de que es te la mateixa carrega inductiva L, la mateixa intensitat de línia I, i el mateix valor de tensió màxima V1, es pot considerar el mateix valor per al condensador del circuit RC que el del circuit de Clamp.

Així doncs el condensador **C1** del circuit Clamp serà de **Polipropilè Metal·litzat** i de **600nF** com a valor mínim .

4.3 Híbrid RC + Clamp.

Es un circuit proposat que es la suma del circuit RC amb el circuit de Clamp, els valors dels seus components es exactament igual, donat que el circuit es la suma de tots dos circuits ja proposats.

Així doncs només cal afegir l'esquema funcional d'aquest circuit proposat, al a Fig. 4.7 es pot observar la configuració obtinguda en la combinació.

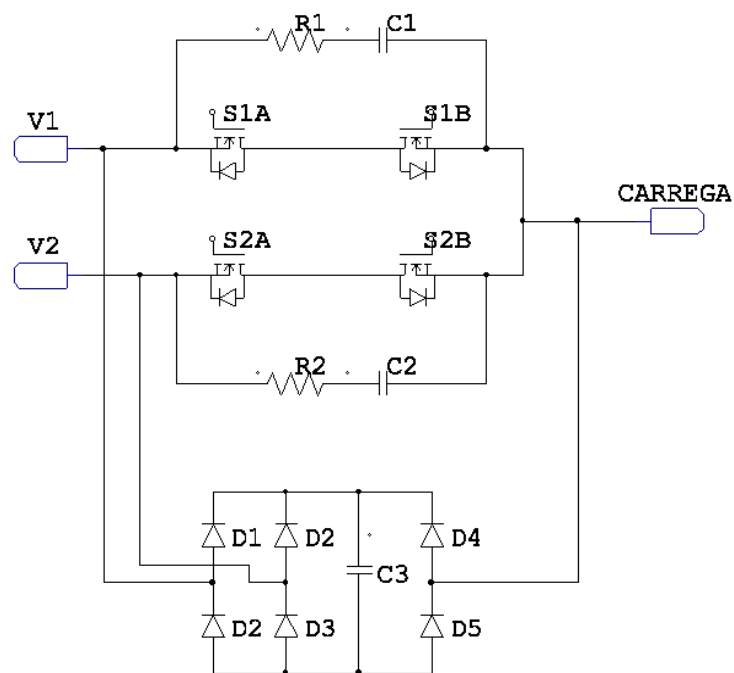


Fig. 4.7. Esquema funcional circuit Híbrid.

Com es pot comprovar en la figura els dos circuits són totalment compatibles i a priori no s'observa cap conflicte funcional.

4.3 RC bidireccional.

4.3.1 Funcionament.

Tal i com es descriu a [3], el circuit RC bidireccional es un circuit configurat per dos condensadors una resistència i dos díodes tal i com es mostra en la Fig. 4.8.

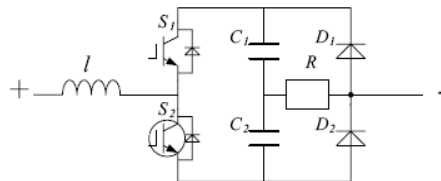


Fig. 4.8. RC bidireccional.

Es considera que S2 esta conduint tal i com es mostra en la Fig. 4.9, i el corrent flueix d'esquerra a dreta, l'energia de C2 es regenera a traves de R, quan S2 deixa de conduir tal i com es mostra en la Fig. 4.9 b) el corrent commuta a S1 i l'energia inductiva del conductor, I , es absorbida per C1 i C2. Per últim, quan S1 torna a conduir, tal i com es mostra la Fig. 4.9 c) la energia de C1 es regenera a traves de R i del díode D1.

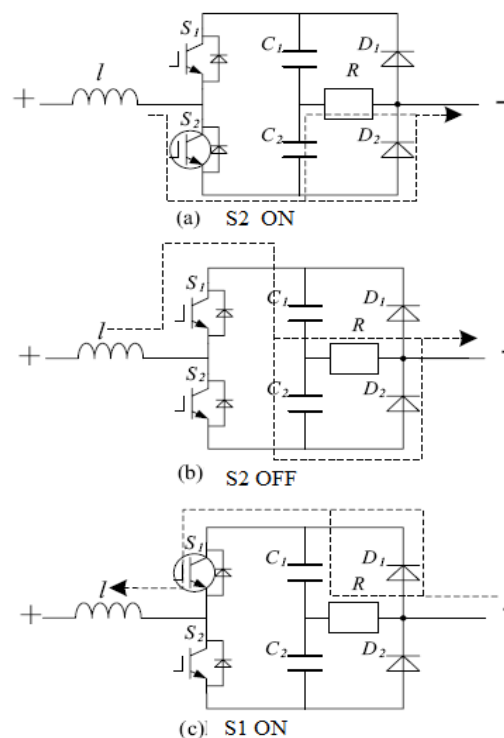


Fig. 4.9. Esquema funcional RC bidireccional.

4.3.2. Disseny i càlcul de components.

Disseny

Per realitzar el disseny d'aquest circuit s'han tingut que realitzar modificacions en les connexions de l'interruptor bidireccional, ja que s'ha passat de tenir una configuració dels MOSFETs en col·lector comú, a tenir-los en sèrie, tal y com mostra la Fig. 4.10.

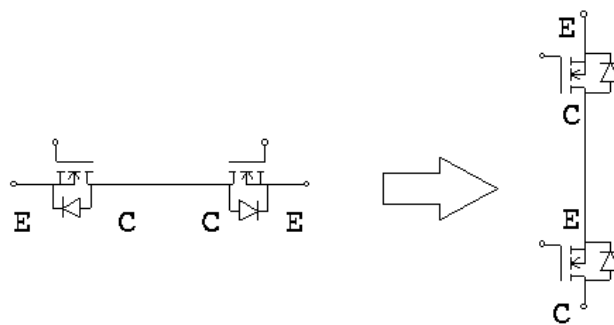


Fig. 4.10. Canvi de configuració en els MOSFETs.

En la Fig. 4.11 es pot observar l'esquema funcional del circuit RC bidireccional, acoblat al interruptor bidireccional.

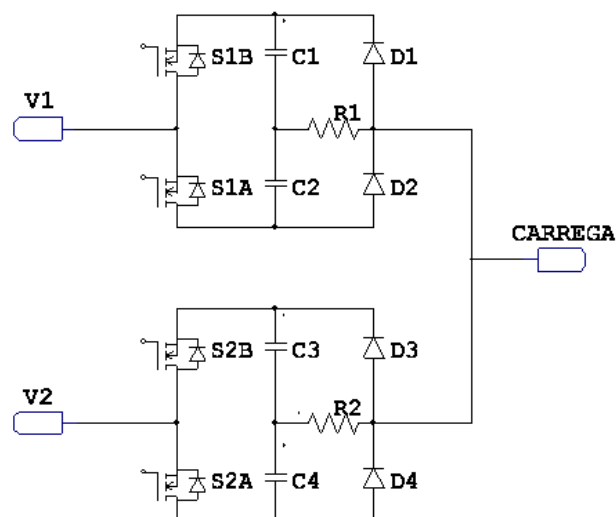


Fig. 4.11. Esquema disseny RC bidireccional.

Tal i com es pot observar en el circuit mostrat, el canvi en la configuració dels MOSFETs, comporta posiciona estratègicament dos díodes de potencia D1 i D2 , per que la protecció que ofereix el diode que te integrat el MOSFET per evitar la conducció inversa queda anul·lat amb la configuració del circuit RC bidireccional.

Càlcul de components

Els Componentes per realitzar aquest circuit son 4 díodes, 4 condensadors i 2 resistències.

Les característiques dels díodes **D1**, **D2**, **D3**, i **D4** son iguals que la dels que componien el circuit Clamp, per tant el diode triat per a la configuració RC bidireccional es el model **MUR 1560**.

Els condensadors **C1,C2,C3,i C4** seran del mateix valor tindran les mateixes característiques físiques que els de la resta de circuits proposats, per tant seran de **Polipropilè Metal·litzat**,

I les resistències **R1** i **R2** seran del mateix i també compleixen les mateixes característiques físiques que les del circuit RC, per tant seran de **Pel·lícula de Carbó** .

El mètode triat per realitzar els càlculs dels components a estat el del traspàs d'energia però en aquest cas les formules a aplicar seran una mica diferents a les fetes servir en apartats anteriors.

Per tant es te :

$$E = \frac{1}{2} C * \Delta V^2 \geq \frac{1}{2} L * IL^2 \quad (4.8)$$

Si s'aïlla C i es substitueixen els valors coneguts s'obté:

$$C \geq \frac{L * IL^2}{\Delta V^2} \rightarrow C \geq \frac{3 * 10^{-3} * 2^2}{142^2} = 595nF \quad (4.9)$$

El càlcul de la resistència R es:

$$R = 2 * \sqrt{\frac{L}{C1}} = 2 * \sqrt{\frac{3 * 10^{-3}}{595 * 10^{-9}}} = 142 \Omega \quad (4.10)$$

4.4. Relació de material.

Els valors obtinguts en els apartats anteriors, son valors calculats de una manera teòrica basats en una sèrie de constants que s'han atribuït implícites en el circuit, amb la finalitat de poder disposar en el laboratori d'un ampli marge de valors dels components es realitza una relació dels components necessaris per implementar els circuits en una Protoboard i poder si s'escau a vaira el valor dels seus components.

A continuació a la Taula 4.1. es mostra un resum en el que consta el material necessari.

CIRCUIT	COMPONENTS					
	Resistència (K Ω)	Quantitat	Condensadors (nF)	Quantitat	Díodes	Quantitat
RC (unidir.)	0,1 a 3,3	5	47 a 1000	2		
Clamp			47 a 1000	2	MUR 1560	6
Híbrid	0,1 a 3,3	5	47 a 1000	2	MUR 1560	6
RC (bidir.)	0,1 a 3,3	5	47 a 1000	2	MUR 1560	2

Taula 4.1. Resum de la relació de material

5. Anàlisis dels circuits proposats.

5.1. Parametrització

Per tal de realitzar l'experiment de una manera totalment objectiva, es decideix de parametritzar una sèrie de valors iguals per a tots el circuit proposats.

$$V1 = 60 \text{ Vac}$$

$$V2 = 50\% \text{ de } V1, \text{ per tant } 30 \text{ Vac.}$$

$$I_{L1} = 2,5 \text{ A}$$

$$I_{L2} = 1,8 \text{ A}$$

$$L_c = 3 \text{ mH}$$

$$R_c = 33 \Omega$$

Aquest valors es mantindran igual per a tots el circuits experimentals i durant tot el procés de l'anàlisi.

Es connecta l'oscil·loscopi tal i com es mostra en la figura – de l'apartat-- , i es prenen mesures inicials avanç de connectar els circuits proposats, d'aquesta manera es pot establir una continuïtat de les característiques inicials.

Per minimitza la possibilitat d'errors en les mesures dels circuits proposats, es realitzant sempre les mateixes mesures , amb les mateixes connexions i comprovant que les característiques inicials del circuit no varien avanç de implementar els circuits proposats .

5.2. Definició de les mesures a realitza.

D'onada la naturalesa de la senyal que es pretén mesura i per tal de poder classificar-les, cal definir prèviament els dos conceptes que es faran servir.

Punta de tensió:

Com el seu propi nom indica, es valor màxim de la tensió que es registra, tal i com es pot observar en al Fig. 5.1.

Temps de durada:

Es el temps en que el senyal sobrepassa el seu valor nominal (V_{p1} o V_{p2}), fins que es considera un valor de tensió proper al nominal. En la Fig. 5.1. es pot observar gràficament aquest concepte.



Fig. 5.1. Mesures a realitza.

En quan a les escales de l'oscil·loscopi, s'estableixen també uns valors prefixat per els dos canals:

Canal 1: S'estableixen dos valors prefixats, **200 V/d** quan es mesura el senyal sense cap circuit de protecció.

Canals 2 i 3 : S'estableix un valor de **5 A/d**, per a cada un dels senyals, aquest valor es el mateix sense circuit de protecció o amb circuit de protecció connectat.

5.3. Metodologia .

Per la presa de dades, es selecciona una valor de **temps/divisió** de l'oscil·loscopi , que permeti visualitzar mitjançant la forma de ona de les tres senyal , en quin moment s'efectua la commutació de S1 a S2, aquest valor es de **5ms**, la intensitat de línia **IL1** ha de ser la mateixa per a tots els circuits, concretament es fixa que **IL1 = 1,25 A**. En la Fig. 5.2. es mostra un exemple.

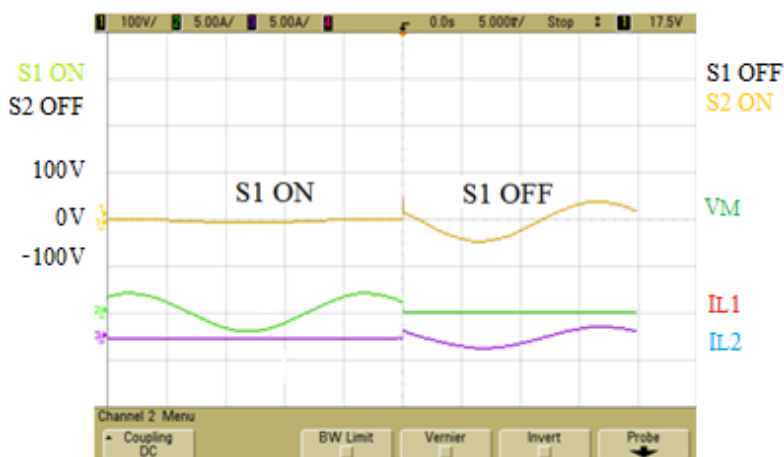


Fig. 5.2. Exemple 5ms.

A continuació es realitza una ampliació d'aquesta mateixa imatge reduint el valor del temps/divisió fins a un valor de **5 a 20μs**, que es la franja de temps en la que es poden visualitzar les sobretensions produïdes en la commutació. En la Fig. 5.3. es mostra un exemple d'ampliació de la imatge anterior.

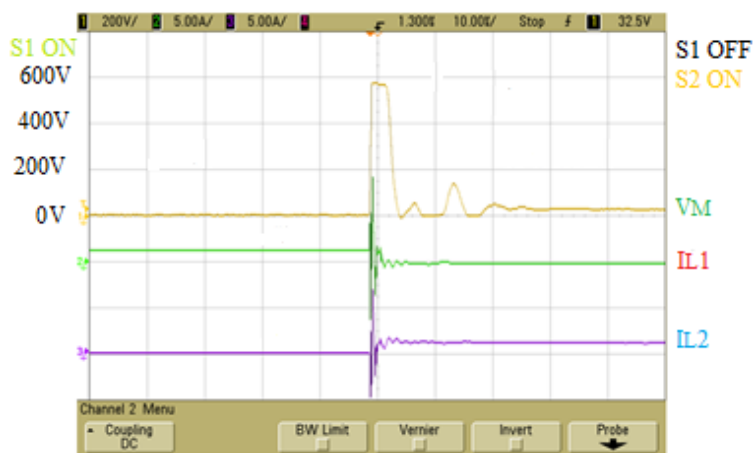


Fig. 5.3. Exemple 10μs.

5.4 Realització

5.4.1. Circuit RC unidireccional

Seguint la metodologia anteriorment descrita es munta el circuit i es prenen les mesures combinant el valor dels components.

A continuació a la Taula 5.1. es mostra un resum dels resultats obtinguts.

Valors dels components	Punta de tensió	Temps de durada
$C= 47\text{nF} + R = 100 \Omega$	200 V	40 μs
$C= 47\text{nF} + R = 360 \Omega$	440 V	10 μs
$C= 47\text{nF} + R = 500 \Omega$	550 V	5 μs
$C= 100\text{nF} + R = 100 \Omega$	125 V	25μs
$C= 100\text{nF} + R = 360 \Omega$	400 V	10 μs
$C= 100\text{nF} + R = 500 \Omega$	580 V	10 μs
$C= 1\mu\text{F} + R = 100 \Omega$	580 V	8 μs
$C= 1\mu\text{F} + R = 360 \Omega$	380 V	10 μs
$C= 1\mu\text{F} + R = 500 \Omega$	580 V	8 μs
$C= 1\mu\text{F} + R = 1\text{K} \Omega$	380 V	8 μs

Taula 5.1. Resultats RC unidireccional.

Tal i com es pot observar en la taula els resultats obtinguts variant considerablement en funció del valor dels seus components.

Observant la taula es pot deduir que les dos variables que es mesuren, Punta de tensió i Temps de durada, son inversament proporcionals, es a dir , per a puntes de tensió baixes s'obtenen Temps de durada llargs i a l'inrevés.

Amb els condensadors de 47nf i de 100nF, com es pot observar en la taula els millors resultats en quan a punta de tensió obtinguts han estat amb la resistència de 100 Ω i com aquesta punta de tensió augmenta a mesura que s'augmenta el valor de la resistència.

Amb els condensador de $1\mu\text{F}$, no es produeix un augment en la punta de tensió al augmenta la resistència. El valor de la punta de tensió, sembla que varia aleatòriament a la variació de la resistència. Aquest fenomen no s'estudiarà en aquest treball, per que els resultats obtinguts amb el condensador de $1\mu\text{F}$ han estat desfavorables, però es proposa per estudi en treballs futurs.

El circuit format per $C = 100\text{nF}$ i $R = 100\Omega$, es el que ha obtingut millors resultats, la seva Punta de Tensió ha estat de 125 V i el se Temps de Durada ha estat de $25\mu\text{s}$.

En la Fig. 5.4. es mostra la forma de la senyal obtinguda per un RC unidireccional, de $100\text{nF} + 100\Omega$, en una escala de temps en l'oscil·loscopi de 5ms .

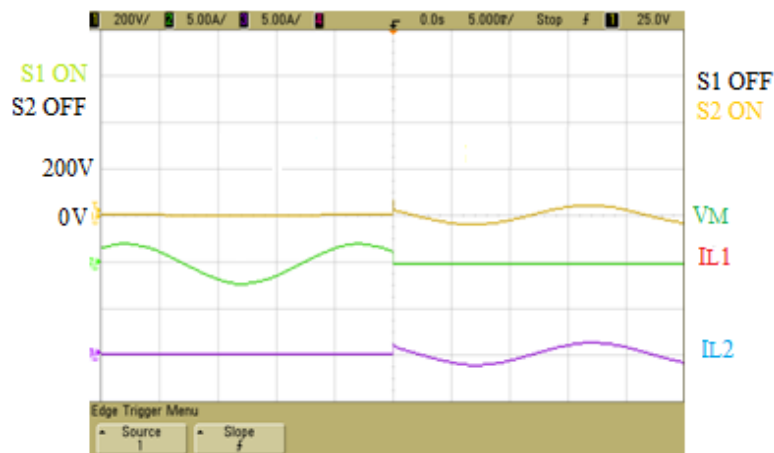


Fig. 5.4. Commutació als 5 ms.

En la Fig. 5.6. es mostra la commutació anterior però en una escala de temps de $10\mu\text{s}$.

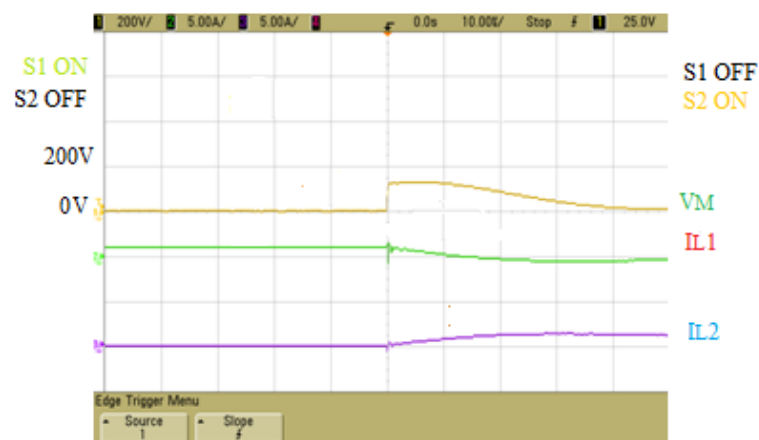


Fig. 5.6. Commutació als $10\mu\text{s}$.

5.4.2. Circuit Clamp.

Els càlculs previs realitzat per el disseny d'aquest circuit indicaven un valor per als seus condensadors de mínim 600nF, aquest es un circuit molt utilitzat en els CM tal i com s'ha comentat en apartats anteriors, la seva funció principal es la de absorbir l'energia acumulada en la carrega inductiva en el moment que es talla l'alimentació a la carrega.

Tot i que en aquest estudi s'intenta protegir els MOSFETs en la commutació , sense que la carrega rebí el tall de corrent, es considera positiu valora la capacitat d'aquest circuit de poder complir les dues funcions, i per tant es realitza el muntatge sobre dimensiona el condensador.

En la Taula 5.2 es mostra un resum dels resultats obtinguts per aquest circuit.

Valors dels components	Punta de tensió	Temps de durada
C = 1 μ F	180 V	10 μ s
C = 2 μ F	120 V	20 μ s

Taula 5.2 Resultats circuit Clamp.

Com es pot observar en la Taula5.2 el condensador de 2 μ F es el que te una punta de tensió mes baixa, però en canvi el seu temps de durada es el doble que el de 1 μ F.

A continuació en la Fig. 5.7 es mostra la forma d'ona de la tensió en bornes del MOSFET VM, en el moment de realitzar la commutació de S1 → S2, amb el circuit que té el condensador de 2μF, en una escala de temps en l'oscil·loscopi de 5ms.

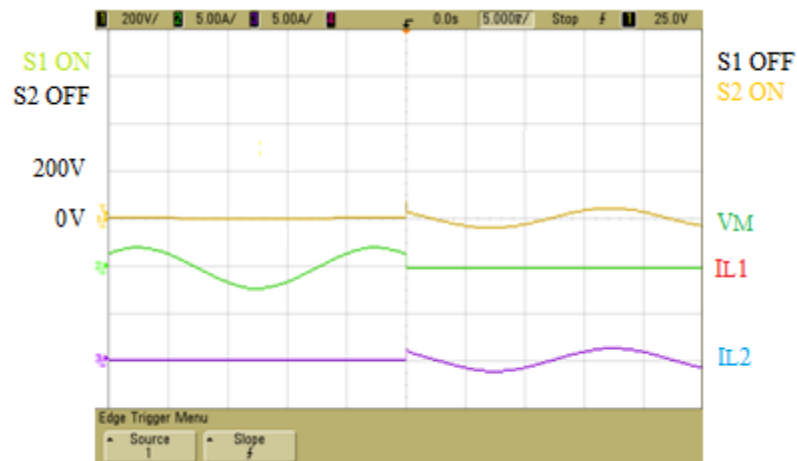


Fig. 5.7. Clamp commutació a 5ms.

En la Fig. 5.8. es mostra el moment de commutació anterior però en una escala de temps en l'oscil·loscopi de 10μs.

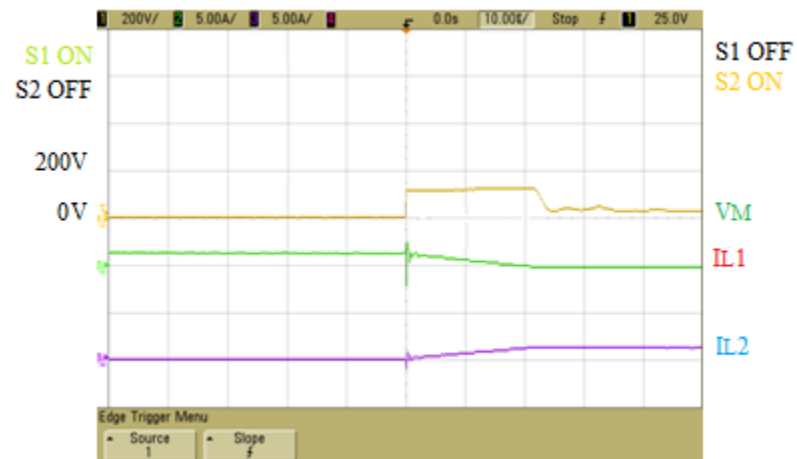


Fig.5.8. Clamp Commutació als 10 μs.

5.4.3. Circuit Híbrid (RC unidireccional + Clamp) .

El circuit híbrid esta format per el millor resultat obtingut en el circuit RC unidireccional combinat amb el circuit que ha obtingut millor resultat en el circuit de Clamp.

Per tant es realitza el muntatge del circuit descrit a la Fig. 4.7 i sobre els resultats mostrats a la Taula 5.3.

Valors dels components	Punta de tensió	Temps de durada
RC => 100Ω+47nF + Clamp => 2μF	175 V	28μs

Taula 5.3 . Resultats circuit Híbrid.

Tal i com es pot comprovar comparant els resultats obtinguts, amb els resultats obtinguts anteriorment per els dos circuits per separat que componen el circuit Híbrid, el valor de la Punta de Tensió es de 175V, que es un 40% més que el millor resultat obtingut per el circuit RC unidireccional i un 45% més que els resultats obtinguts per el circuit Clamp.

El Temps de Durada també es mes gran que el que tenen cada un dels circuit per separat.

A continuació en la Fig. 5.9 es mostra la forma d'ona de la tensió en bornes del MOSFET VM, en el moment de realitza la commutació de S1 a S2, amb el circuit híbrid, en una escala de temps en l'oscil·loscopi de 5ms.

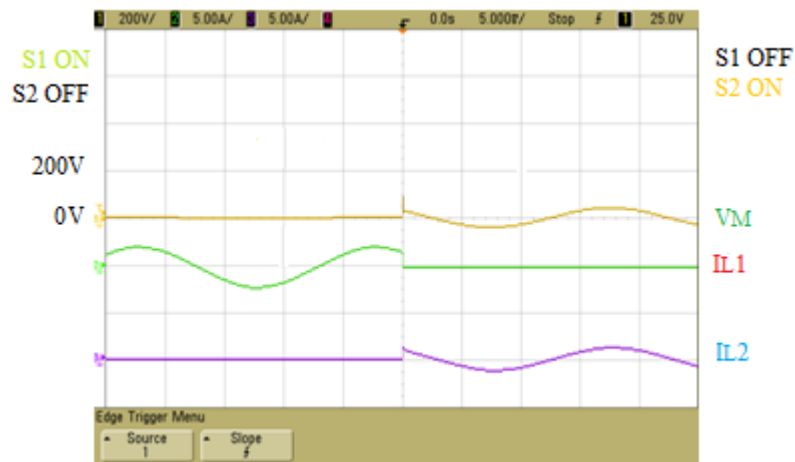


Fig. 5.9. Híbrid en commutació a 5ms.

En la Fig. 5.10 es mostra el moment de commutació anterior però en una escala de temps en l'oscil·loscopi de 10 μ s.

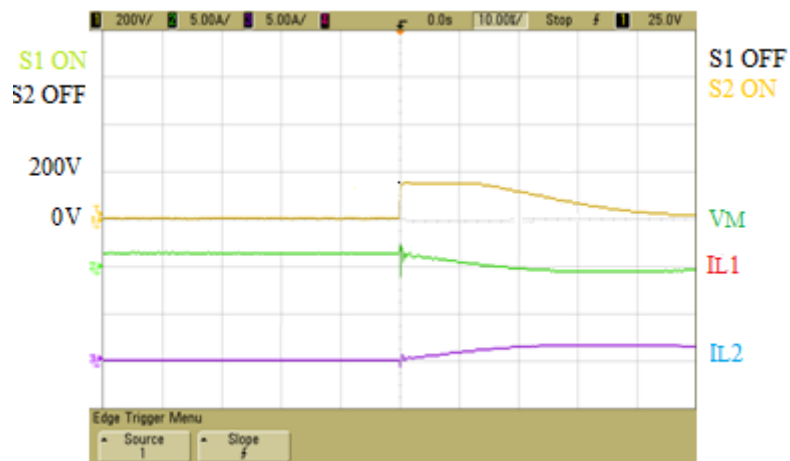


Fig. 5.10. Híbrid en commutació als 10 μ s.

5.4.4. Circuit RC bidireccional .

Es realitzen els canvis per tal de poder implementar el circuit RC bidireccional, com ja s'ha comentat en capítol 4.3, per poder implementar aquest circuit cal varia la configuració del interruptor bidireccional.

Un cop realitzats aquest canvis es realitzen les mesures pertinents, la Taula 5.4 mostra un resum dels resultats obtinguts.

Valors dels components	Punta de tensió	Temps de durada
C= 47nF + R = 100 Ω	120 V	20μs
C= 47nF + R = 360 Ω	180 V	30 μ s
C= 100nF + R = 100 Ω	180 V	20 μ s
C= 100nF + R = 360 Ω	225 V	10 μ s

Taula 5.4 Resultats RC bidireccional.

Observant la taula anterior es pot veure com el valor de la Punta de Tensió varia en funció del valor dels components que componen el circuit, tal i com succeeix en el circuit RC unidireccional, no obstant aquesta variació es produeix en menor mesura.

El circuit que ha obtingut millors resultats en quan a punta de tensió ha esta el format per resistències de 100 Ω i condensadors de 47nF.

A continuació en la Fig. 5.11. es mostra la forma d'ona de la tensió en bornes del MOSFET VM, en el moment de realitza la commutació de S1 a S2, amb el circuit híbrid, en una escala de temps en l'oscil·loscopi de 5ms.

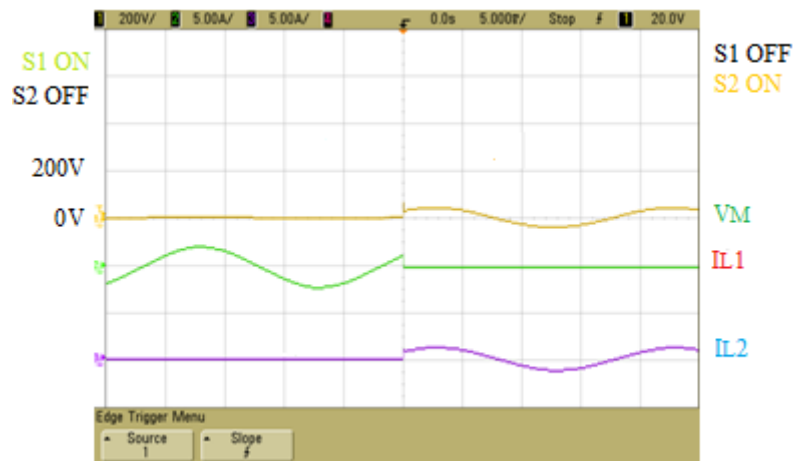


Fig. 5.11. RC bidireccional a commutació de 5ms.

En la Fig. 5.12. es mostra el moment de commutació anterior però en una escala de temps en l'oscil·loscopi de 20μs

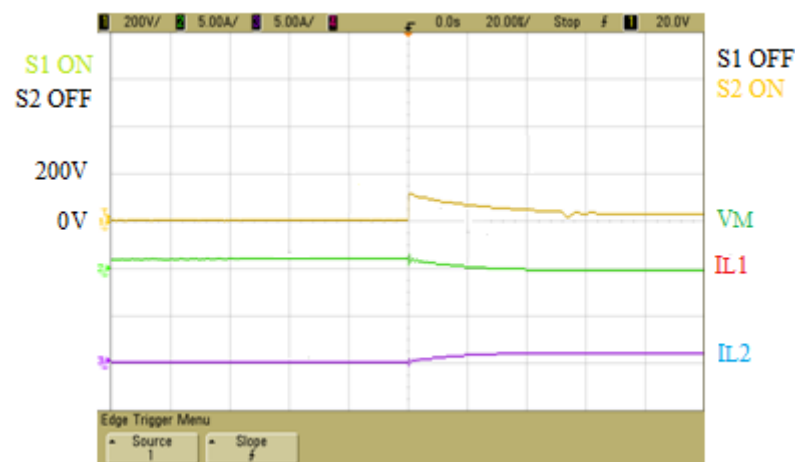


Fig.5.12. RC bidireccional a commutació als 20 μs.

5.5. Comparativa.

Un cop preses totes les dades experimentals cal realitzar una comparativa, en primer lloc es realitzarà una comparativa dels valors dels resultats obtinguts, i en segon lloc es realitzarà una comparativa de la forma d'ona capturada per l'oscil·loscopi per a cada circuit proposat.

La Taula 5.5. mostra un resum dels millors resultats obtinguts per a cada circuit.

Circuit	Valor components	Punta de tensió	Temps de durada
RC	C=100nF R=100 Ω	125V	25 μ s
Clamp	C = 2 μ F	120 V	25 μ s
Híbrid	RC=>100 Ω +47nF + Clamp => 2 μ F	175 V	28 μ s
Bidireccional	C= 47nF + R=100 Ω	120 V	20 μ s

Taula 5.5. Millors resultats obtinguts.

En aquesta taula resum es pot observar com només hi ha un circuit que destaca considerablement respecte als altres, és la proposta de circuit Híbrid, que com es pot observar el seu valor de punta de tensió s'eleva respecte les altres propostes.

Si es fa la comparativa en termes de temps de durada s'observa que el circuit de Clamp i el RC bidireccional tenen el mateix temps de durada, en canvi el circuit híbrid és el que té menys temps de durada.

En aquesta segona part de la comparativa s'avaluen les formes d'ona capturades, per a cada circuit proposat en la Taula 5.5 .

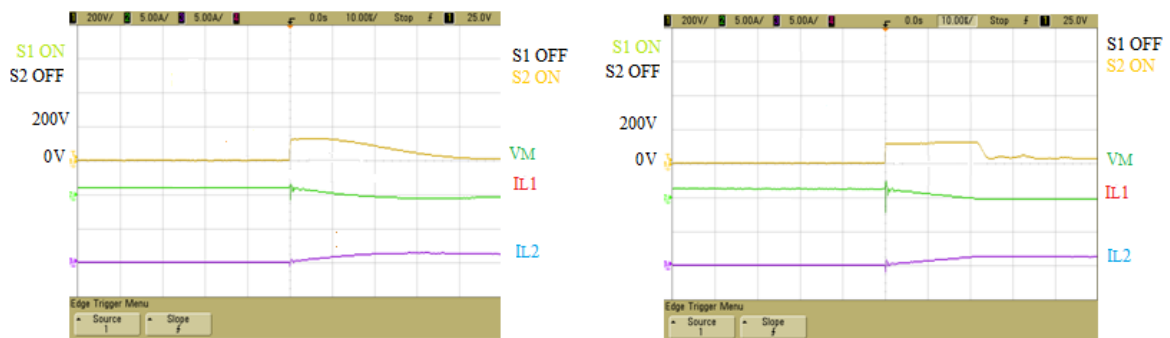


Fig. 5.13 (esquerra) RC unidireccional, (dreta) Clamp.

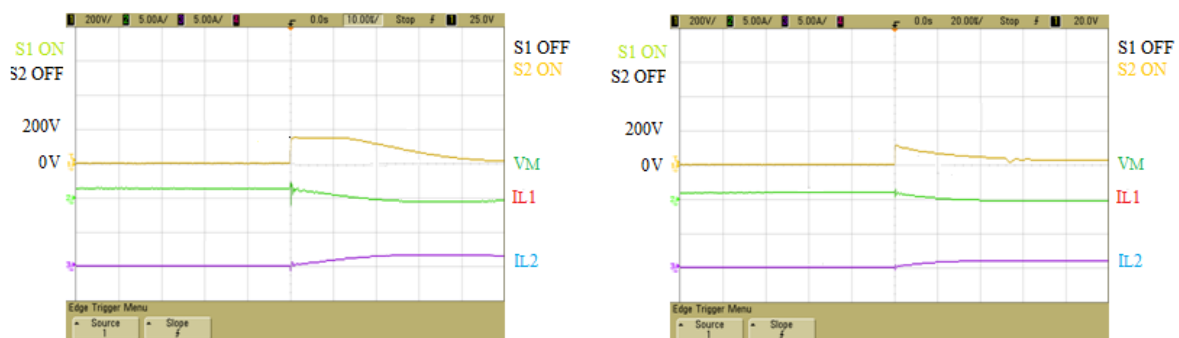


Fig. 5.14. (esquerra) Híbrid, (dreta) RC bidireccional.

Si s'observa la senyal V_M en les imatges anteriors es pot observar que quan es genera una commutació pràcticament totes generen la mateixa pendent de pujada, on hi ha diferències en alguns d'aquests circuits, a part del valor de punta de cada un d'ells, es com es comporten un cop es queda el condensador carregat.

El circuit RC unidireccional i el circuit híbrid, generen formes d'ona semblants. En canvi el circuit Clamp es pot observar com el condensador aguanta la seva càrrega pràcticament constant durant un interval de temps i després es descarrega ràpidament. El circuit RC bidireccional, en canvi es el circuit que comença a descarregar-se tant bon punt com arriba al valor de la seva punta de tensió.

Si s'observen les formes d'ona dels senyals de corrent **IL1** i **IL2** es pot comprovar com en el circuit de Clamp es genera una forma d'ona ,a partir de la commutació, que oscil·la d'una manera sobre esmorteïda, però que ràpidament s'estabilitza. Aquesta mateixa forma d'ona es genera en els circuit híbrid i RC unidireccional, en aquest últim de menor importància. En el circuit RC bidireccional, aquesta oscil·lació en el senyal de corrent **IL1** es inapreciable.

Per últim, i per donar per finalitzada aquesta comparativa i poder realitzar un anàlisis profund, es torna a mostra en les Fig. 5.15. i 5.16. el valor i les formes d'ona dels senyals descrits anteriorment, quan l'interruptor bidireccional no te cap tipus de protecció.

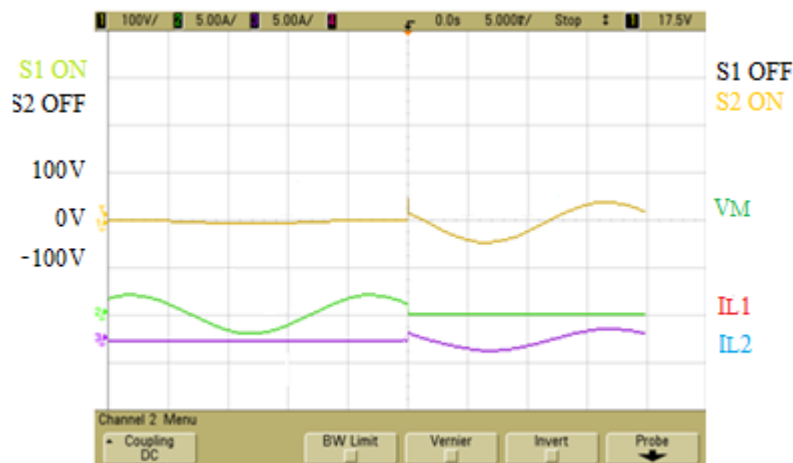


Fig. 5.15. Commutació S1→ S2 , escala 5ms.

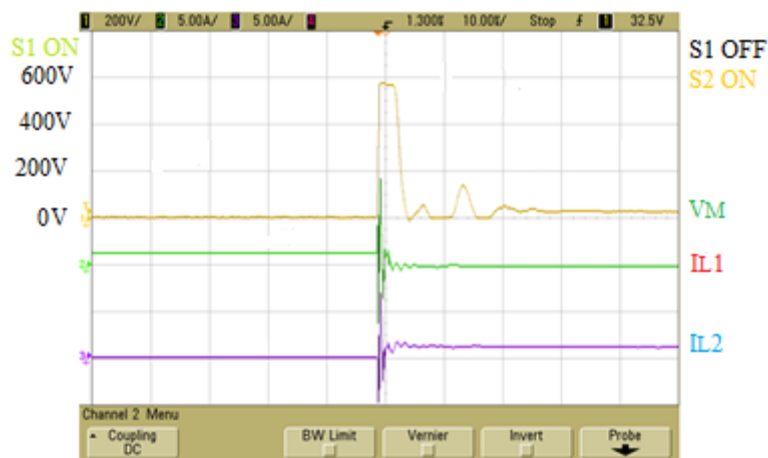


Fig. 5.16. Commutació S1→ S2 , escala 10µs.

5.6. Anàlisis de la comparativa.

Anàlisis del circuit RC:

El circuit RC es capaç de retalla la Punt de Tensió en els valors descrits anteriorment, si s'observa la Fig. 5.6. , es pot observar com retalla la tensió a un valor de 125 V durant 10 μ s i després el condensador es descarrega durant 30 μ s.

Avantatges:

- Es un circuit molt senzill d'implementar .
- El cost dels seus components es molt econòmic.

Desavantatges:

-El funcionament d'aquest circuit es molt sensible als canvis de valors en els components.

Anàlisis del circuit Clamp:

El circuit Clamp es capaç de retalla la punta de tensió a un valor de 120V tal i com es pot observar en la Fig. 5.8. , durant 20 μ s molt lineal i després es pot observar com el condensador es descarrega ràpidament.

Avantatges:

- Es un circuit provat i consolidat com a circuit de protecció en els CM.
- Baix cost econòmic dels seus components.
- Fàcil implementació .

Desavantatges:

-Retalla la tensió a un valor màxim que marca el condensador , però aquest valor s'allarga en el temps.

Anàlisi del circuit Híbrid:

El circuit es capaç de retalla la tensió a un valor de 175 V i la seva durada i descarrega en el temps, genera la mateixa funció que el circuit RC.

Avantatges:

- Aquest circuit no presenta cap tipus d'avantatge.

Desavantatges:

-El circuit híbrid es el que retalla la tensió en un valor mes elevat dels que es proposen i el seu Temps de Durada es també elevat.

Anàlisi del circuit bidireccional:

El circuit es capaç de retalla la tensió a 120V ,observant la Fig. 5.12. , es pot comprovar que aquesta punta de tensió té el seu punt mes alt just en el moment de la commutació i que seguidament comença la descàrrega del condensador.

Avantatges:

- Es un circuit expressament dissenyat per a interruptor bidireccionals.
- Presenta la millor funció de tots els circuits proposats.
- El cost dels components es baix.

Desavantatges:

-La seva implementació es mes complexa , donat que s'ha de varia la configuració del interruptor bidireccional.

5.7. Conclusions de L'anàlisi.

Amb tota la informació recaptada sobre cada un d'aquests circuits s'ha de prendre una decisió .

En primer lloc es decideix descarta el circuit **híbrid** (RC unidireccional + Clamp), donat que es el circuit amb el que s'han obtingut pitjors resultats.

El circuit **RC** unidireccional ha respost be en quan a les expectatives de retallada de tensió, però en canvi s'ha mostrat molt sensible davant els canvis de valors en els seus components i/o paràmetres. Aquesta característica es important i així es reflexa en les publicacions consultades sobre els circuits de proteccions. Per aquest motiu també queda descartat com a circuit proposat per implementar.

El circuit **RC** bidireccional es, juntament amb el Clamp , el circuit que millor ha retallat la Punta de Tensió , concretament a 120V, i es el que a presentat una millor forma d'ona amb el mateix temps de durada. Tot i que també es veu afectat per el valor dels seus components, presenta mes robustesa enfront els canvis de paràmetres que el **RC** unidireccional. Tot i que te com a inconvenients que s'ha de varia la configuració del interruptor bidireccional, es un circuit pensat i dissenyat expressament per a interruptors bidireccionals i el seu preu com el de tots els circuits proposats es bastant econòmic.

El circuit Clamp, com ja s'ha comentat anteriorment, es un circuit habitual en CM com a circuit de protecció, la seva eficàcia esta àmpliament reconeguda i provada. A mes a complert les expectatives proposades en quan a la retallada de la punta de tensió. Degut a que es un circuit relativament econòmic i a la seva baixa complexitat en la seva configuració es decideix que es una bona opció muntar també aquest circuit com a proposta de la solució.

Finalment es decideix la implementació dels circuits **RC** bidireccional i del circuit Clamp en una sola placa, degut a que els dos circuits no son massa grans es decideix realitzar una sola placa amb els dos circuits proposats.

Amb aquesta solució es pretén tenir la opció de poder connectar els circuit per separat o inclús connectar els dos circuits simultàniament per provar un circuit híbrid **RC** bidireccional + Clamp.

6. Descripció circuit proposat.

El circuit proposat es una combinació de dos circuits anteriorment descrits i estudiats, per tant en aquest apartat només es detallaran les característiques de la combinació dels dos circuits.

Es decideix implementar els dos circuits com si fossin un de sol per tal de poder disposar de més llibertat en el laboratori a l'hora de realitzar proves amb cadascun dels circuits per separat o per si es vol realitzar proves conjuntament.

L'esquema funcional del circuit queda tal i com es mostra en la Fig. 6.1.

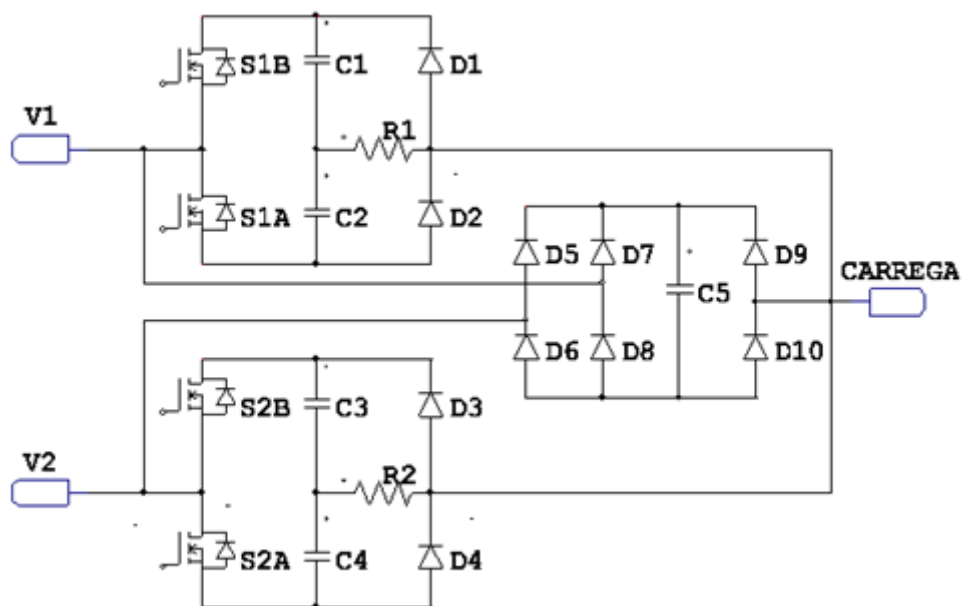


Fig. 6.1. Esquema funcional circuit proposat

Tal i com es pot comprovar, aquesta configuració permet treballar molt còmodament amb o sense el circuit de Clamping, però cal tenir en compte, que amb els MOSFETs amb aquesta configuració no es pot treballar sense el circuit RC bidireccional.

Mitjançant el software PSIM es realitza l'esquema de la placa per tal de poder ser implementada.

6.1. Implementació .

La primera tasca que es fa es decidir com es realitzarà la placa, i s'arriba a la conclusió que degut a que els circuits a implementar no tenen una dificultat excessiva, a que la quantitat de components no es elevada i a que es vol tenir plena llibertat a l'hora de realitzar les connexions d'un circuit o l'altre, es decideix que el circuit es muntarà a ma sobre una placa foradada i les connexions pertinents es faran per la part de sota de la placa amb cable elèctric .

6.1.1 Relació de material.

En aquest apartat es realitza una relació del material necessari per realitzar el circuit de protecció.

A continuació es mostra la Taula 6.1. que es un resum del material necessari per implementar el circuit.

CIRCUIT	COMPONENTS					
	Resistència	Condensadors		Díodes	Connectors	Placa Base
	100 Ω	47 nF	1 μ F	MUR1560	3 pins	10 x120
Clamp	_____	_____	2	6	1	
RC bidireccional	2	4	_____	4	2	
Total	2	4	2	10	3	1

Taula 6.1. Resum de material necessari.

Com es pot comprovar el material necessari per la realització del circuit no es excessiu, la qual cosa justifica la implementació dels dos circuits.

6.1.2. Descripció física.

Per tal de garantir al màxim la eficiència del circuit de protecció, cal integrar-lo el mes a prop possible de l'interruptor bidireccional.

Es per aquest motiu per el que es realitza la placa del circuit de protecció amb les mateixes mides que tenen les plaques del interruptor bidireccional.

D'aquesta manera es pot connectar el circuit de protecció , justament a sobre de les plaques del interruptor bidireccional, mitjançant torretes de elevació .

En la F 6.2a i en la F 6.2b es pot observar la configuració i disposició de la placa .

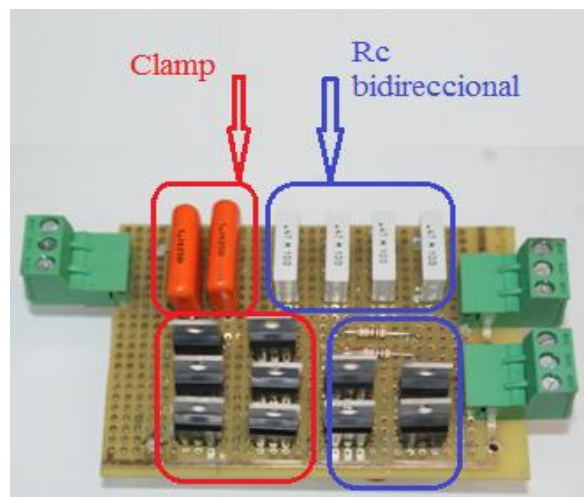


Fig.6.2a. Configuració de la placa.

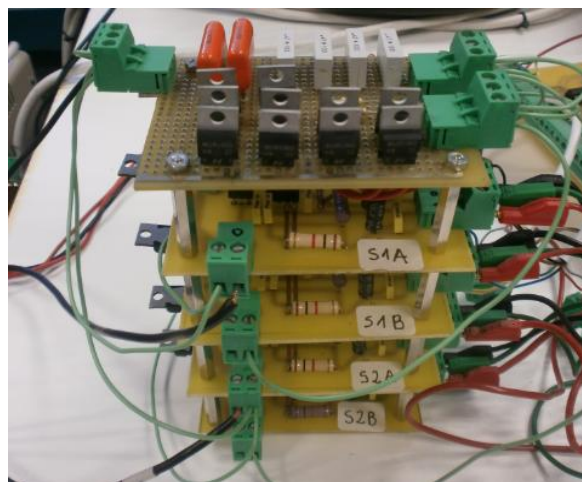


Fig. 6.2b. Configuració de la placa.

6.2. Resultats obtinguts RC bidireccional.

Tal i com s'ha descrit anteriorment es munta el circuit i seguint la mateixa metodologia es prenen mesures dels senyals **VM**, **IL1** i **IL2**.

Donat que es poden realitzar dues configuracions en el circuit de protecció, es prenen mostres amb les dues configuracions, en aquest apartat s'analitza els resultats obtinguts amb el circuit RC bidireccional.

Així doncs es realitzen commutacions de **S1** → **S2** mantenint els mateixos paràmetres del circuit i s'obtenen els resultats mostrats en la Taula 6.2.

Circuit	IL1 (A)	Punta de tensió (V)	Temps de durada (µs)	Fig. Nº
RC bidireccional	1,125	75	20	6.3
	1,25	105	30	6.4
	1,5	125	35	6.5
	2	160	35	6.6
	-1,25	-100	20	6.7
	-1,1	-90	20	6.8

Taula 6.2. Resum resultats RC bidireccional.

Tal i com es pot observar en la Taula 6.2 el temps de durada es varia en funció de **IL1**, de manera que si augmenta aquest valor també augmenta el temps de durada. Es pot comprovar que els valors de la punta de tensió han millorat respecte al circuit bidireccional implementat en els assajos anteriors.

Per tal de poder realitzar un estudi més complet d'aquest circuit es varia, a diferència de la comparativa realitzada anteriorment, la intensitat de línia **IL1**.

Tal i com s'observa en la taula anterior el circuit es comporta exactament igual independentment del sentit del senyal (signe del corrent).

A continuació es mostren les imatges de les formes d'ona dels resultats obtinguts en la taula anterior.

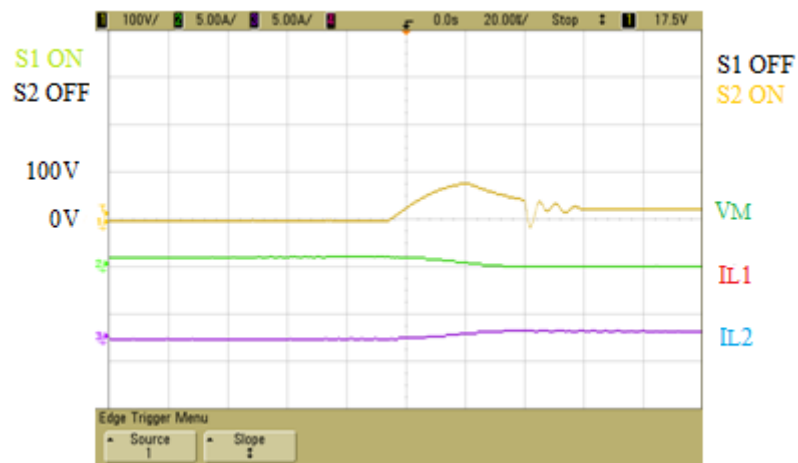


Fig. 6.3. RC bidirec. commutació a $IL1 = 1,25$ A

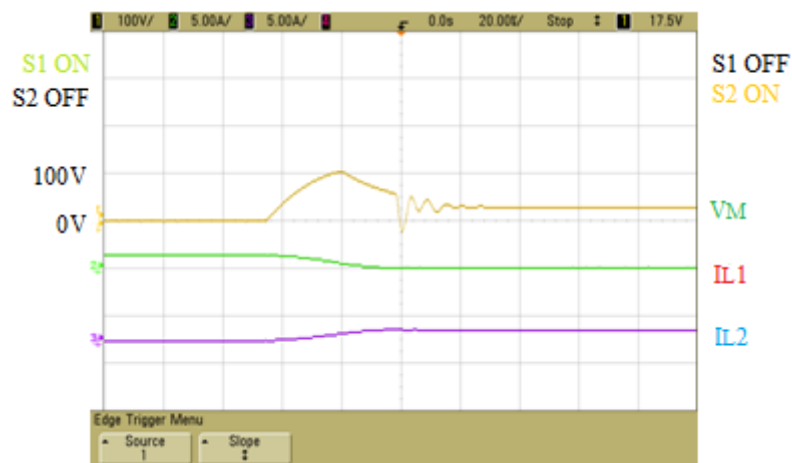
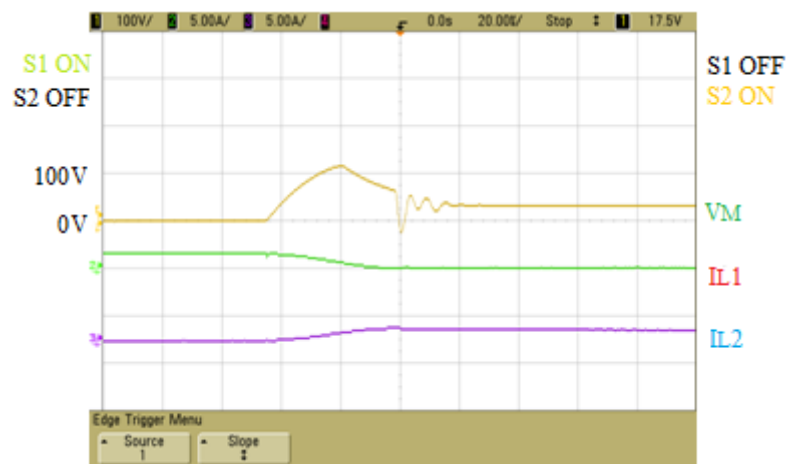
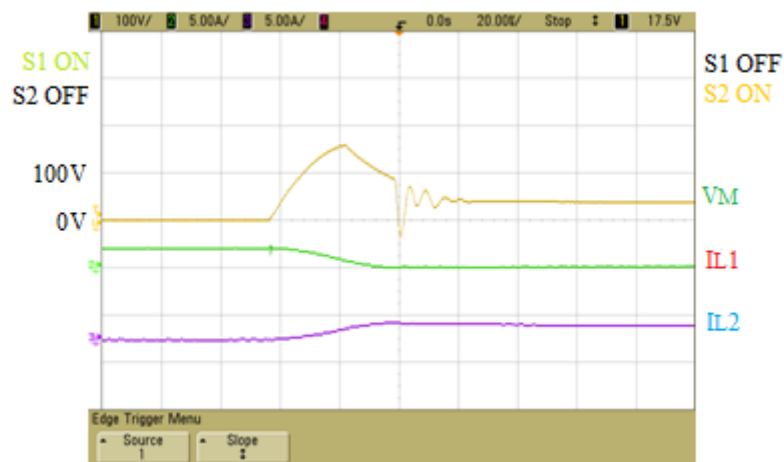
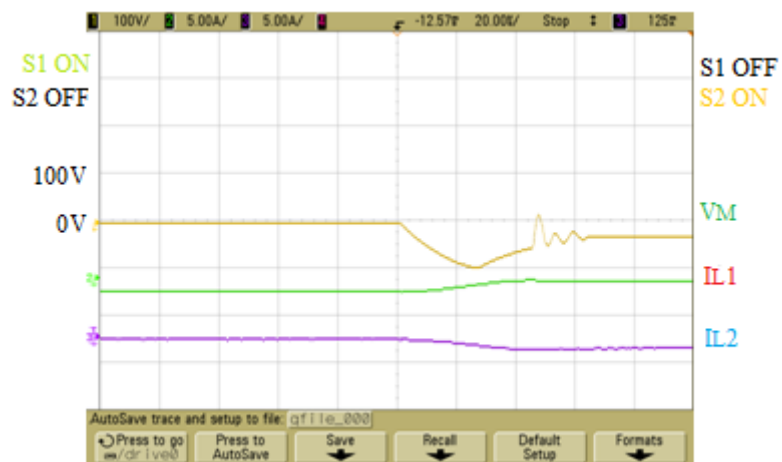
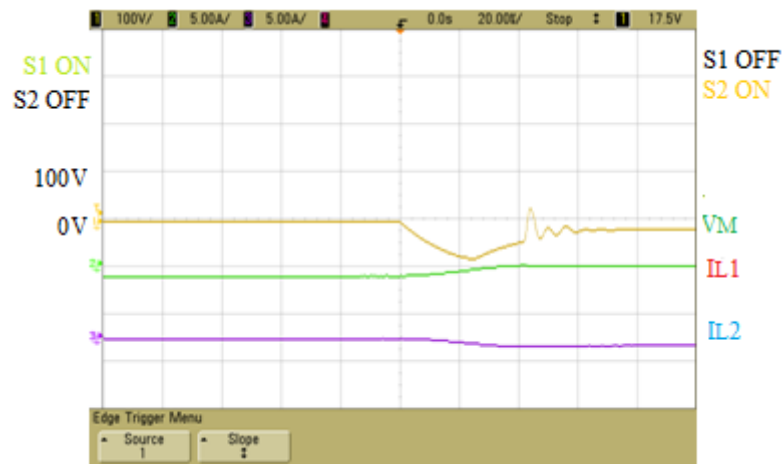


Fig. 6.4. RC bidirec. commutació a $IL1 = 1,25$ A

Fig. 6.5. RC bidirec. commutació a $IL1 = 1,5 \text{ A}$ Fig. 6.6 RC bidirec. commutació a $IL1 = 2 \text{ A}$ Fig. 6.7. RC bidirec. commutació a $IL1 = -1,25 \text{ A}$

Fig. 6.8 .RC bidirec. commutació a $IL1 = -1,25 \text{ A}$

Com es pot observar de les figures anteriors, tant el valor de la punta de tensió com la forma d'ona, han variat respecte el circuit implementat en els assajos.

La forma d'ona obtinguda en el circuit implementat descriu molt clarament els transitoris de un condensador, tant el moment de la seva carrega, com en el moment de la seva descarrega.

Existeix un temps transitori en la carrega del condensador molt més ampli que el que existia en el circuit realitzat en els assajos, tot i que els components són del mateix valor.

Una de les possibles causes en la millora del valor de la punta de tensió i de la millora en la seva forma d'ona és que s'ha reduït la distància entre el interruptor bidireccional i el circuit de protecció en qüestió.

Se sap que una de les característiques importants d'un circuit de protecció és la rapidesa en la que actuen els seus components, per tal de millora aquesta velocitat de resposta és interessant implementar el circuit de protecció el més proper possible a allò que vol protegir.

Aquesta podria ser una raó de la millora obtinguda en els resultats anteriors respecte als realitzats en els assajos, amb igualtat de característiques, paràmetres i valors dels components.

6.3.Resultats Obtinguts RC bidireccional + Clamp .

En aquest apartat s'analitzen els resultats obtinguts amb el circuit de protecció RC bidireccional i acoblant-li el circuit Clamp implementat en el circuit proposat.

Els resultats s'han obtingut amb els mateixos paràmetres i la mateixa metodologia establerta durant tot l'estudi.

En la Taula 6.3. es mostra un resum dels resultats obtinguts.

Circuit	I_{L1} (A)	Punta de tensió (V)	Temps de durada (μs)	Imatge Nº
RC bidireccional	1,125	75	10	6.9
	1,25	85	15	6.10
	1,5	75	35	6.11
		90	20	6.12
	1,7	75	70	6.13
	-1,9	-100	30	6.14
	-1,25	-80	30	6.15

Taula 6.3. Resultats RC bidireccional + Clamp.

Tal i com es pot observar en la taula, el circuit proposat presenta els millors valors en quan a punta de tensió , rebaixant 20 V de punta respecta el mateix circuit sense Clamp amb el valor de $I_{L1}= 1,25$ A amb el que s'ha realitzat la comparativa dels diferents circuits de protecció.

S'observa que el circuit es capaç de retalla la tensió a 100 V , quan s'augmenta la intensitat I_{L1} a 1,9A .

En aquest circuit , el temps de durada es un factor mes important que en els altres circuits proposats, com es pot observar quan el temps de durada augmenta , disminueix la punta de tensió i quan disminueix el temps de durada augmenta la punta de tensió, aquest fenomen es pot visualitzar en la taula anterior observant els valors obtinguts per a el mateix valor de $I_{L1} = 1,25A$.

A continuació es mostren les imatges de les formes d'ona dels resultats obtinguts en la taula anterior.

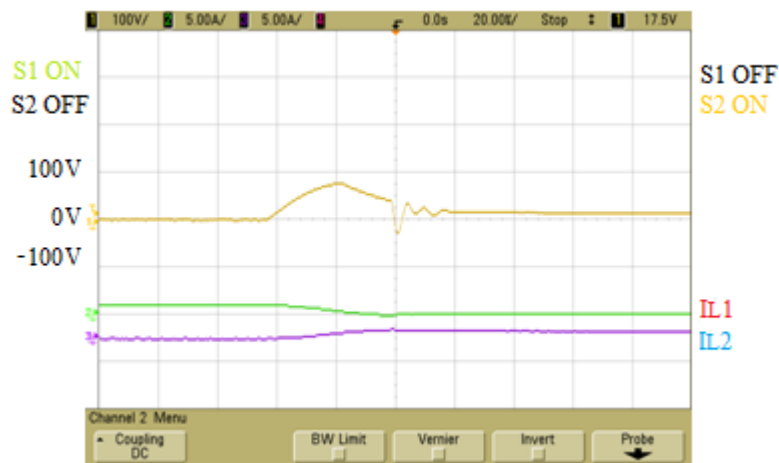


Fig.6.9. Híbrid commutació a $I_{L1} = 1,125A$.

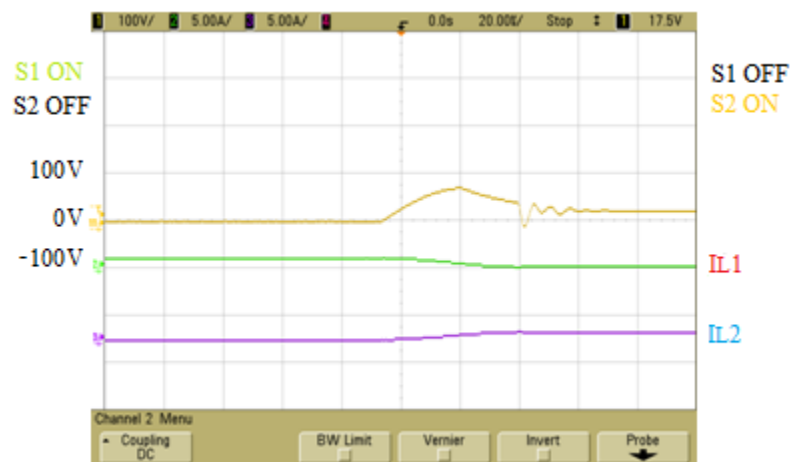


Fig. 6.10. Híbrid commutació a $I_{L1} = 1,25A$.

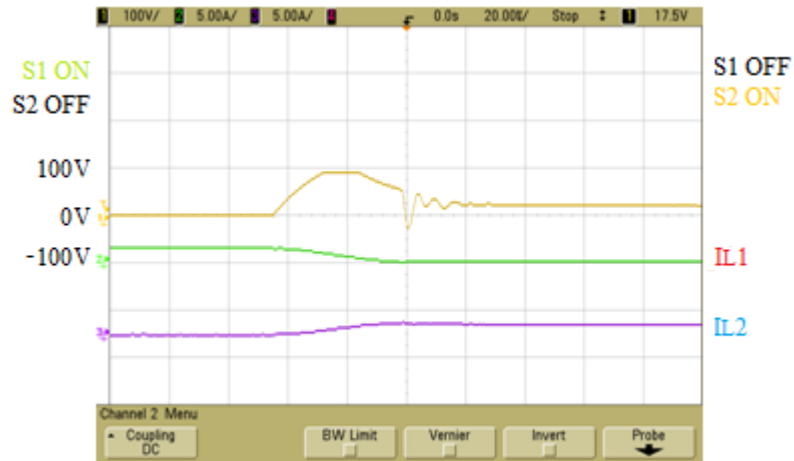


Fig. 6.11. Híbrid commutació a $IL1 = 1,5A$.

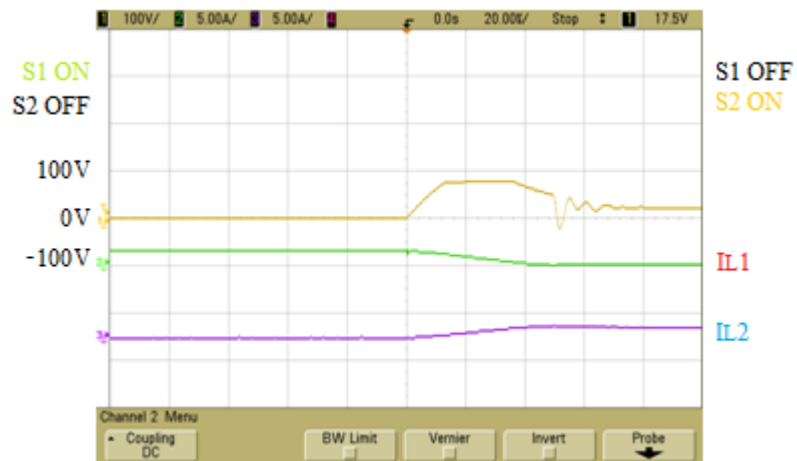


Fig. 6.12. Híbrid commutació a $IL1 = 1,5A$.

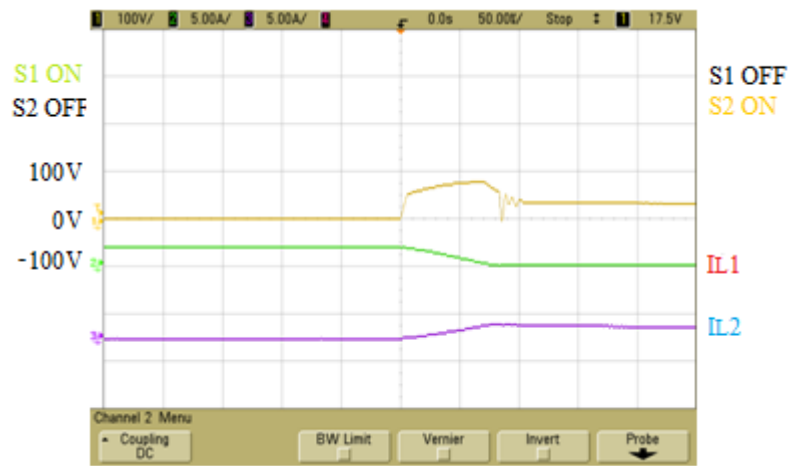


Fig. 6.13. Híbrid commutació a $IL1 = 1,7A$.

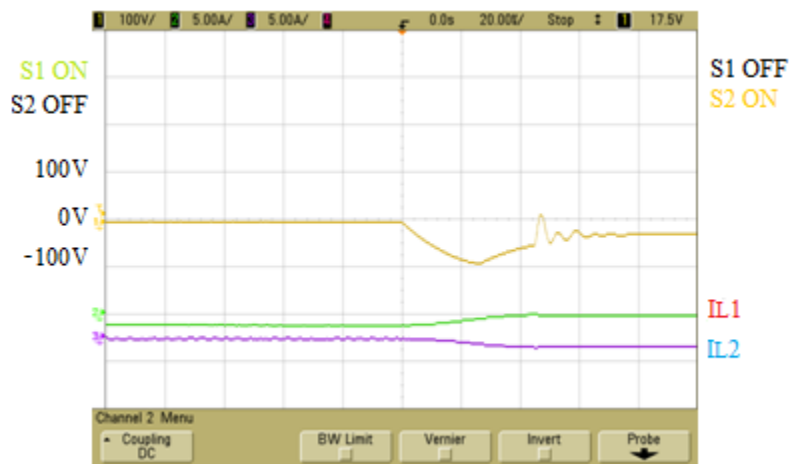


Fig. 6.14. Híbrid commutació a $IL1 = -1,25A$.

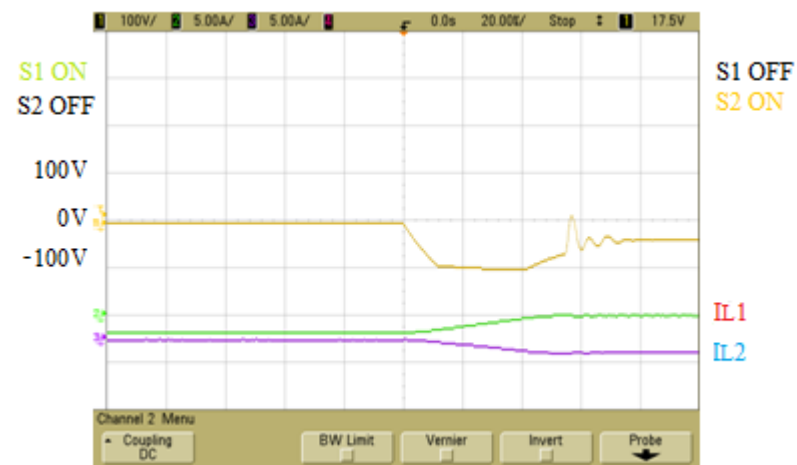


Fig. 6.15. Híbrid commutació a $IL1 = -1,9A$.

Tal i com s'observa de les figures anteriors la senyal presenta una forma d'ona igual que la del circuit anterior per a valors de $IL1$ inferiors a $1,25A$, en canvi per a valors superiors tant si son positius com si son negatius, es pot observar com la punta de tensió no es comporta com un pic al igual que en el circuit RC bidireccional, arriba un punt en el que el valor de la tensió es constant durant un cert temps, passat aquest temps (μs), es pot observar interpretant la forma d'ona del senyal que els condensadors comencen a descarregar-se.

Tot i que no ha estat habitual durant la pressa de dades, es pot donar el cas de que per a u mateix valor de $IL1$ s'obtinguin respostes diferents, com es el cas dels resultats obtingut per $IL1 = 1,5A$. Tal i com es pot comprovar en la Taula 6.3.

Una possible raó per aquest fenomen pot ser que el temps de propagació dels díodes que conformen el circuit de Clamp varií segons quin diode estigui conduint, si la seva conducció es mes lenta, el valor de la punta de tensió serà mes elevat quan actuí el circuit de protecció.

Es pot aprecia que durant la descarrega, quan el senyal s'apropa al valor de la tensió nominal del circuit, es genera una forma d'ona sobre esmorteïda.

6.4.Anàlisis de resultats obtinguts .

Els resultats obtinguts amb la combinació dels circuits RC bidireccional i Clamp, han estat els resultat amb millor qualificació, complint les expectatives i objectius proposats en aquest estudi.

En les Fig. 6.16 i 6.17 es mostra una comparativa de una commutació de $S1$ a $S2$ sense circuit de protecció, i amb el circuit de protecció RC bidireccional + Clamp respectivament. Per aquest últim s'agafa una mesura pressa en el pitjors dels casos, quan el valor de $IL1$ es mes elevat.

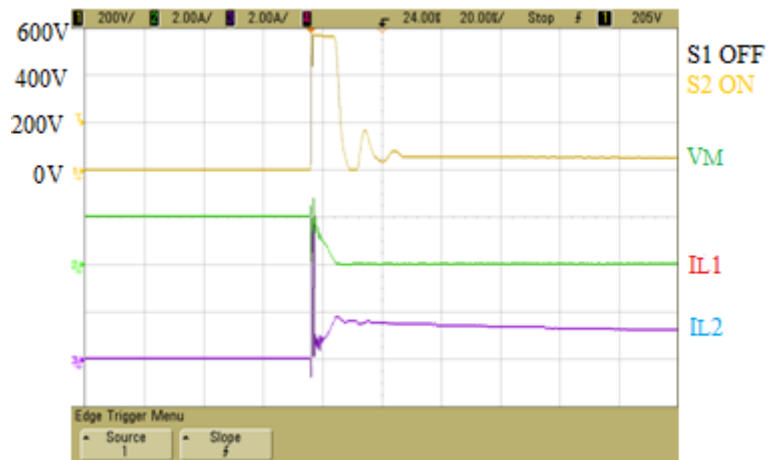


Fig. 6.16. Commutació S1 a \rightarrow S2 sense circuit de protecció.

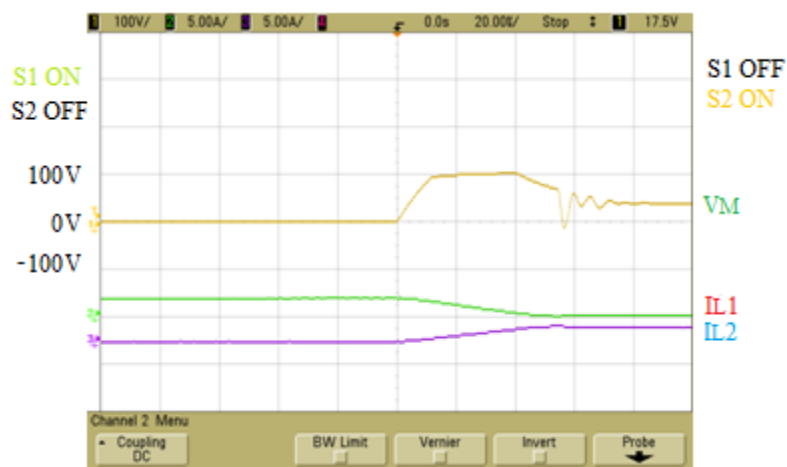


Fig. 6.17. Commutació S1 a \rightarrow S2 amb circuit de protecció.

Tal i com es pot observar en les figures mostrades, el valor de la tensió VM es redueix considerablement amb el circuit de protecció. En la Fig. 6.16. es pot observar com el valor de VM és de 580V, en canvi en la Fig. 6.17. aquest valor és de 100 V. Per tant queda demostrat que el circuit Snubber proposat en aquest treball compleix els objectius fixats.

7. Conclusions.

En aquest treball s'ha realitzat l'estudi, el disseny i la construcció de un circuit de protecció per a convertidors matricials.

S'ha documentat i estudiat que es un convertidor matricial, el seu procés de commutació i els elements que el componen. S'ha documentat i estudiat el problema de sobretensions generades en el procés de commutació de un interruptor bidireccional i s'han descrit les possibles causes.

S'han estudiat i proposat diferents circuits de protecció, que s'han provat i analitzat seguint rigorosament la mateixa metodologia i amb el sistema amb les mateixes característiques.

Amb els resultats obtinguts s'ha realitzat una comparativa entre els circuit de protecció proposats i s'ha fet la elecció del circuit a implementar en el interruptor bidireccional de forma definitiva.

Es realitza la construcció del circuit de protecció i es munta en l'interruptor bidireccional, i es tornen a realitzar les proves definitives, obtenint els resultats definitius.

S'interpreten els resultats finals obtinguts i es verifica que el circuit proposat final, compleix amb els requisits i objectius proposats per aquest treball.

Com a conclusió final cal esmentar que en aquest treball s'han seguit unes pautes per a trobar la millor solució possible al problema de les sobretensions en el interruptor bidireccional realitzat per altres projectistes, el circuit proposat ha estat el que millor resultat ha obtingut, no obstant com també es comenta en el treball els circuits de protecció s'han de dimensionar en funció del circuit a protegir.

Com a futurs estudis i treballs es proposa redissenyar el prototip fet i integrar la protecció en la placa d'interruptors.

8. Referències.

- [1] Monica Batlle Rovira, *Convertidor AC/AC APWM controlat amb un DSP*, projecte final de carrera , Tardor 2003, EUPMT.
- [2] Alberto Ruiz Vives, *Posada en marxa de un interruptor bidireccional amb MOSFETS*, projecte final de carrera , Primavera 2010, EUPMT.
- [3] H. Rashid, *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Ed. Prentice Hall.
- [4] ieeexplore.ieee.org, M. Pfeifer, “*Protection circuit for matrix converter*”. 2008.
- [5] ieeexplore.ieee.org, Jun-ichi Itoh, Ken-ichi Nagayoshi, “ *A New AC Bidireccional Switch with Regenerative Snubber to Realize a Simple Series Connection For High Power AC/AC Direct Converters*”. 2007.
- [6] S. Martínez y J.A. Gualda, “ *Electrónica de Potencia: Componentes, topologías y equipos*”, Ed. Paraninfo, 2006.