



Titulació:

**ENGINYERIA EN AUTOMÀTICA I ELECTRÒNICA INDUSTRIAL**

Alumne:

**RICARD PICAS PRAT**

Títol PFC:

**ESTUDI D'UN CONVERTIDOR MMC**

Director del PFC:

**JOSEP POU I FÈLIX**

Convocatòria de lliurament del PFC

**JULIOL 2012**

Contingut d'aquest volum:

**MEMÒRIA**

---







# ÍNDEX

---

## **TAULA DE CONTINGUT**

<b>ÍNDEX.....</b>	<b>1</b>
<i>TAULA DE CONTINGUT.....</i>	1
<i>ÍNDEX D'IL·LUSTRACIONS.....</i>	4
<i>ÍNDEX DE TAULES.....</i>	6
<b>AGRAÏMENTS.....</b>	<b>7</b>
<b>1. INTRODUCCIÓ I ABAST DEL PROJECTE .....</b>	<b>9</b>
1.1 OBJECTE .....	9
1.2 ANTECEDENTS I JUSTIFICACIÓ.....	9
1.3 ABAST I ESTRUCTURA DEL DOCUMENT.....	9
1.4 APORTACIÓ EN RECERCA.....	10
<b>2. TRANSMISSIÓ D'ENERGIA EN HVDC .....</b>	<b>13</b>
2.1 TECNOLOGIA LCC I VSC .....	14
2.2 TOPOLOGIES DE CONVERTIDORS MULTINIVELL.....	14
2.2.1 Convertidor DCMLI (Díode-Clamped Multilevel Inverter) .....	15
2.2.2 Convertidor FC (Flying Capacitor) .....	15
2.2.3 Convertidor en cascada (Cascaded H-Bridge Multilevel Converter) .....	16
2.2.4 Convertidor MMC (Modular Multilevel Converter).....	17
<b>3. EL CONVERTIDOR MMC .....</b>	<b>19</b>
3.1 CONVERTIDOR MMC: CONCEPTE I PRINCIPIS DE FUNCIONAMENT .....	19
3.2 MODELAT DEL CONVERTIDOR MMC .....	22
3.2.1 Model amb infinites cel·les .....	22
3.2.2 Model amitjanat amb un nombre de cel·les finit .....	25
3.2.3 Model amb equilibrat de tensions .....	26

3.3 CÀLCUL DE COMPONENTS.....	28
3.3.1 Criteris de càlcul de paràmetres.....	28
3.3.2 Especificacions del convertidor .....	29
<b>4. MODULACIÓ I CONTROL DEL CONVERTIDOR .....</b>	<b>31</b>
4.1 MODULACIÓ SPWM.....	31
4.1.1 Principis de funcionament.....	31
4.1.2 SPWM amb interleaving .....	32
4.1.3 Algorisme de la modulació SPWM .....	33
4.2 CONTROL D'EQUILIBRAT .....	34
4.3 MODELS DE SIMULACIÓ .....	36
4.3.1 Model càrrega passiva.....	37
4.3.2 Model de càrrega activa.....	39
<b>5. CONTROL DEL CORRENT CIRCULANT.....</b>	<b>43</b>
5.1 MODEL DEL SISTEMA PER AL CONTROLADOR DEL CORRENT CIRCULANT.....	43
5.1.1 Independència de la sortida respecte l'acció $\Delta$ .....	44
5.1.2 Control del corrent circulat amb l'acció $\Delta$ .....	45
5.2 GENERACIÓ DELS COMPONENTS HARMÒNICS DEL CORRENT CIRCULANT.....	45
5.2.1 Harmònic fonamental .....	46
5.2.2 Filtrat de senyal.....	46
5.2.3 Corrent continu de transferència de potència.....	47
5.2.4 Harmònics de freqüència múltiple .....	47
5.3 ESTRUCTURA DE CONTROL.....	48
5.3.1 Principi del Model Intern (PMI) .....	49
5.3.2 Control proporcional (P).....	50
5.4 CORRENT ÒPTIM.....	50
5.4.1 Plantejament de problema .....	51
5.4.2 Funció d'optimització final.....	52
5.5 MODEL DE SIMULACIÓ DEL CONTROL DE CORRENT CIRCULANT .....	53

<b>6. RESULTATS DE SIMULACIÓ.....</b>	<b>55</b>
6.1 FUNCIONAMENT BÀSIC DEL CONVERTIDOR MMC: SPWM I EQUILIBRAT.....	55
6.2 MODULACIÓ SPWM AMB INTERLEAVING.....	60
6.3 CONTROL CORRENT CIRCULANT .....	62
<b>7.    DISSENY DEL PROTOTIP I RESULTATS EXPERIMENTALS.....</b>	<b>69</b>
7.1 EINES DE DESENVOLUPAMENT .....	69
7.1.1 Cel·la MMC sobre inversor VSI.....	69
7.1.2 Control amb dSPACE .....	70
7.1.3 Programa en Simulink .....	71
7.1.4 Supervisió amb ControlDesk.....	73
7.2 EMULACIÓ DEL BUS DE CONTINUA .....	73
7.3 MUNTATGE FINAL .....	74
7.4 RESULTATS EXPERIMENTALS.....	76
<b>8. CONCLUSIONS I TREBALL FUTUR.....</b>	<b>79</b>
<b>9. BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>81</b>
<b>ANNEX.....</b>	<b>83</b>

## **ÍNDIX D'IL·LUSTRACIONS**

Figura 1. Esquema de transmissió en HVDC .....	13
Figura 2. Esquema d'un convertidor DCMLI (Diode-Clamped Multilevel Inverter) .....	15
Figura 3. Esquema convertidor FC (Flying Capacitor) .....	16
Figura 4. Esquema convertidor en cascada .....	17
Figura 5. Esquema d'un convertidor MMC trifàsic ideal .....	20
Figura 6. Esquema d'un convertidor MMC monofàsic amb inductàncies .....	21
Figura 7. Cel·la en estructura de semi-pont .....	21
Figura 8. Funcionament d'un convertidor MMC de 3 nivells .....	22
Figura 9. Model continu del convertidor .....	23
Figura 10. Nivells en una modulació SPWM .....	27
Figura 11. Diagrama de blocs del control del convertidor MMC .....	31
Figura 12. Modulació SPWM .....	32
Figura 13. Modulació SPWM amb interleaving en un sistema de 5 nivells ....	33
Figura 14. Diagrama de blocs del l'algorisme SPWM implementat .....	33
Figura 15. Implementació de l'algorisme SPWM en Simulink .....	34
Figura 16. Exemple d'assignació de prioritats per a 5 cel·les .....	35
Figura 17. Diagrama de blocs de l'assignació de prioritats .....	36
Figura 18. Diagrama de blocs del control d'equilibrat i modulació SPWM ....	36
Figura 19. Blocs de control del convertidor en Simulink .....	37
Figura 20. Diagrama de blocs d'una cel·la del convertidor MMC .....	38
Figura 21. Model del convertidor MMC amb càrrega passiva .....	38
Figura 22. Càrrega passiva del convertidor .....	39
Figura 23. Codi de càlcul de la càrrega resistiva .....	39
Figura 24. Bloc de càlcul dels corrents .....	40
Figura 25. Model del convertidor MMC amb càrrega activa .....	40
Figura 26. Càlcul del corrent de branca .....	41
Figura 27. Diagrama de blocs del sistema amb el control del corrent circulant .....	43
Figura 28. Model equivalent de Thévenin de la tensió de sortida .....	44
Figura 29. Acció del control sobre el senyal de modulació .....	44
Figura 30. Estructura del llaç de control .....	45
Figura 31. Utilització del primer harmònic en la consigna del controlador ....	46
Figura 32. Filtre d'amatjanat local. Equació i diagrama de blocs .....	47
Figura 33. Diagrama de blocs de la consigna de corrent circulant .....	48
Figura 34. Llaç de control amb el Principi del Model Intern .....	49
Figura 35. Llaç de control amb un controlador proporcional .....	50
Figura 36. Codi del programa d'optimització per al cas ideal .....	52
Figura 37. Codi del programa d'optimització final .....	53



Figura 38. Aplicació de l'acció del control de corrent circulant .....	53
Figura 39. Diagrama de blocs del control de corrent circulant .....	54
Figura 40. Model de simulació de la planta .....	55
Figura 41. Tensió i corrent de sortida en funcionament nominal .....	56
Figura 42. Corrent intern de branca teòric i simulat en funcionament nominal .....	57
Figura 43. Tensió als condensadors 1 i 3 en funcionament nominal .....	57
Figura 44. Detall de tensió als condensadors 1 i 2 en funcionament nominal	58
Figura 45. Tensió i corrent de sortida amb càrrega RL. $\Phi=5^\circ$ .....	59
Figura 46. Tensió i corrent de sortida amb càrrega RL. $\Phi=25^\circ$ .....	59
Figura 47. Corrent de la branca positiva amb càrrega RL. $\Phi=25^\circ$ .....	60
Figura 48. Tensió als condensadors 1 i 3 amb càrrega RL. $\Phi=25^\circ$ .....	60
Figura 49. Tensió corrent de sortida utilitzant modulació SPWM interleaving	61
Figura 50. Corrent intern de la branca positiva utilitzant modulació SPWM interleaving .....	61
Figura 51. Corrent de branca positiva amb control de 1er harmònic.....	62
Figura 52. Tensions als condensadors 1 i 3 amb el control de primer harmònic .....	62
Figura 53. Corrent de branca positiva amb control de corrent òptim.....	63
Figura 54. Tensió als condensadors 1 i 3 amb control de corrent òptim.....	63
Figura 55. Corrents de branca de 2on harmònic i òptim amb càrrega RL. $\Phi=25^\circ$ .....	64
Figura 56. Tensions als condensadors 1 i 3 quan corrent de branca és de 2on harmònic i corrent òptim. Càrrega RL amb $\Phi=25^\circ$ .....	64
Figura 57. Tensió al condensador 1 quan s'utilitza corrent òptim, corrent de 1er harmònic i sense control de corrent.....	65
Figura 58. Oscil·lació sense control de corrent circulat .....	66
Figura 59. Oscil·lació amb corrent de 1er harmònic.....	66
Figura 60. Oscil·lació amb corrent de 2on harmònic .....	66
Figura 61. Oscil·lació amb corrent òptim .....	67
Figura 62. Relació entre oscil·lació en corrent òptim i oscil·lació sense control de corrent circulat.....	68
Figura 63. Utilització de la branca del VSI com a cel·la.....	69
Figura 64. Inversor VSI utilitzat.....	70
Figura 65. Targeta dSPACE DS1103.....	71
Figura 66. Condicionament de senyal al programa de simulació .....	71
Figura 67. Activació dels bits de sortida .....	72
Figura 68. Implementació del programa final en Simulink .....	72
Figura 69. Panell de control programat en ControlDesk .....	73
Figura 70. Muntatge d'una font reversible en corrent .....	74
Figura 71. Esquema del bus de continua .....	74

Figura 72. Esquema final del sistema .....	75
Figura 73. Muntatge final .....	76
Figura 74. Mesura de la tensió de sortida en el sistema prototip .....	76
Figura 75. Mesura de la tensió als condensadors en el sistema prototip .....	77
Figura 76. Mesura dels corrents de branca en el sistema prototip .....	77

## **ÍNDIX DE TAULES**

Taula 1. Especificacions del convertidor .....	29
Taula 2. Valor dels components passius .....	30
Taula 3. Paràmetres de simulació.....	56

# AGRAÏMENTS

---

Agraeixo a la meva família el suport prestat i l'ajut que em donen cada dia.

Als meus amics, i sobretot a la Cristina, per haver d'aguantar sempre les meves converses.

A Paco Bogóñez, per l'ajut i la informació proporcionada per al càlcul de components.

Al tutor d'aquest projecte, Josep Pou, el qual no només l'ha dirigit amb gran dedicació, sinó que ha motivat la seva futura continuació.



# 1. INTRODUCCIÓ I ABAST DEL PROJECTE

---

## 1.1 OBJECTE

L'objecte d'aquest treball és estudiar el funcionament de la topologia de convertidor multinivell *Modular Multilevel Converter* (MMC), analitzar el funcionament d'algunes de les tècniques de control més utilitzades i desenvolupar una estratègia per al control del corrent de branca.

## 1.2 ANTECEDENTS I JUSTIFICACIÓ

El convertidor MMC és una moderna topologia de convertidor multinivell desenvolupada l'any 2003 pels enginyers de la Universitat de Munic, Rainer Marquardt i Anton Lesnicar [1]. Tot i ser una tecnologia recent, la seva flexibilitat l'ha convertit en una estructura molt atractiva per a aplicacions de mitja i alta potència, com són les línies de transmissió d'energia en corrent continu o HVDC. Concretament, la firma Siemens comercialitza aquesta topologia sota el nom comercial de HVDC PLUS [2] i [3].

No obstant, aquesta topologia presenta encara moltes dificultats tècniques, com són el control dels corrents de branca o la reducció de les oscil·lacions als condensadors, temes sobre els quals s'estan realitzant molts projectes de recerca.

## 1.3 ABAST I ESTRUCTURA DEL DOCUMENT

Tal i com es detalla a continuació, el document s'ha organitzat seguint una estructura lògica, primer desenvolupant un estudi teòric sobre la topologia MMC, a continuació estudiant i implementant els principals mètodes de control i posteriorment desenvolupant una tècnica de control pròpia. A continuació s'analitzen els resultats obtinguts mitjançant simulació, i finalment s'implementa un sistema prototip.

En primer lloc, al Capítol 2 es fa una introducció a la temàtica del projecte, explicant una de les principals aplicacions del convertidor MMC, el transport d'energia en corrent continu (HVDC), i fent un breu resum de les principals topologies de convertidors multinivell.

En segon lloc, al llarg del Capítol 3 es realitza un estudi sobre el funcionament del convertidor MMC, tant a nivell descriptiu com a nivell analític, basant-se en

l'article de modelat d'aquest convertidor "*Analysis of Voltage Balancing Limits in Modular Multilevel Converter*" [4] de Salvador Ceballos, Josep Pou, et al.

Al Capítol 4 s'estudia una de les tècniques de control més utilitzades, la modulació SPWM, juntament amb el control d'equilibrat de condensadors, i es desenvolupa un algoritme modular per a aquestes dues tècniques. Per tal de provar aquestes tècniques, s'ha implementat un model de simulació d'un convertidor de tres nivells. Tots els algoritmes i models de simulació es realitzen sobre l'entorn de MATLAB/Simulink.

En el següent apartat (Capítol 5) es desenvolupa el principal contingut de recerca d'aquest projecte, implementant una estratègia de control sobre el corrent circulant o corrent de branca per tal de minimitzar les oscil·lacions de tensió als condensadors. En aquest apartat es desenvolupa tant la teoria matemàtica com l'algoritme de control implementat en MATLAB/Simulink.

En el Capítol 6 es mostren els resultats de funcionament del sistema obtinguts mitjançant simulació. Aquí es mostra l'evolució dels diferents senyals de corrent i tensió per tal d'acabar de comprendre el funcionament del sistema amb les diferents tècniques de control. En aquest apartat es poden observar les millores obtingudes mitjançant el control del corrent circulant.

Al Capítol 7 es el sistema prototip que s'ha desenvolupat per tal d'obtenir resultats reals. Aquest consisteix en un convertidor de tres nivells sobre el qual s'han provat les estratègies de control desenvolupades. Es mostra el disseny d'aquest sistema, els components utilitzats i el sistema resultant, juntament amb les gràfiques dels resultats experimentals obtinguts.

Finalment, el Capítol 8 consisteix en les conclusions obtingudes durant el desenvolupament d'aquest projecte i en les possibles millores que es podrien realitzar, juntament amb propostes de recerca que es poden realitzar com a treball futur en el marc d'una possible tesi doctoral.

## **1.4 APORTACIÓ EN RECERCA**

Durant el desenvolupament d'aquest projecte s'ha redactat un article de recerca el qual s'ha enviat al congrés *IEEE International Conference on Industrial Electronics*, IECON'12 (<http://www.iecon2012.org/>). Cal destacar que aquest congrés es considerat com a "Notable" per a la UPC.

L'esmentat article es troba encara pendent d'acceptació. En ell s'explica el control de corrent circulant desenvolupat i els resultats obtinguts. El títol de l'article és "*Minimization of the Capacitor Voltage Fluctuations of a Modular Multilevel Converter by Circulating Current Control*" i ha estat supervisat pels

següents co-autors: Josep Pou (UPC), Salvador Ceballos (Tecnalia Research & Innovation), Vassilios Agelidis (The University of South Wales, Austràlia) i Maryam Saeedifard (Purdue University, Estats Units d'Amèrica). L'article es pot trobar a l'annex d'aquest document.





## 2. TRANSMISSIÓ D'ENERGIA EN HVDC

Les primeres línies de transmissió d'energia elèctrica, a finals del segle XIX, es van realitzar mitjançant corrent continu o *Direct Current* (DC) [5], però la invenció del transformador, que permet augmentar o disminuir el nivell de tensió amb un alt rendiment energètic, han fet que la generació, transmissió i distribució d'energia elèctrica s'hagi realitzat fins avui mitjançant corrent altern o *Alternating Current* (AC). No obstant, la transmissió d'energia en corrent altern, o HVAC (*High Voltage AC*) presenta diversos inconvenients, com són la reducció d'energia activa de la línia a causa de la seva alta capacítància, la dificultat d'equilibri entre les potències activa (P) i reactiva (Q) i la dificultat de control del flux d'energia.

Durant els últims 60 anys s'han implementat també algunes línies de transmissió d'energia mitjançant corrent continu però només en aplicacions molt específiques que justificaven el seu alt cost. L'avenç de sistemes d'electrònica de potència i la proliferació del seu ús en diversos camps, però, ha reduït el cost dels sistemes de transmissió en corrent continu o HVDC (*High Voltage DC*), sent actualment una solució factible per a línies de llarga distància i gran potència.

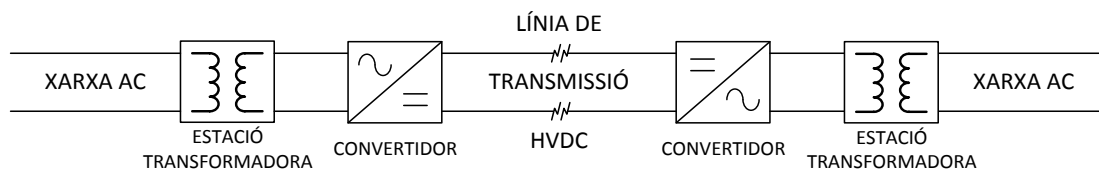


Figura 1. Esquema de transmissió en HVDC

La transmissió d'energia en corrent continu consisteix en transformar l'energia des d'AC a DC mitjançant convertidors estàtics, transferir l'energia mitjançant una línia de corrent continu i tornar a convertir aquesta energia a corrent altern, ja sigui a la freqüència inicial o a una altra freqüència. Els principals avantatges que HVDC aporta respecte a HVAC són una alta controlabilitat, podent equilibrar les potències activa i reactiva, i eficiència energètica, ja que la capacítància de la línia no afecta al corrent continu.

Una de les principals aplicacions de la transmissió HVDC és en línies submarines, com per exemple generadors eòlics *offshore*, és a dir, situats al mar. En alguns estudis [6] s'ha demostrat que en aquest tipus de línies les pèrdues en HVDC són menors a partir de distàncies superiors als 55-70km.

## **2.1 TECNOLOGIA LCC I VSC**

Les línies HVDC es poden classificar en funció dels convertidors estàtics utilitzats, els quals poden ser de línia commutada o LCC (Line-Commutated Converters) o treballar com a font de tensió o VSC (Voltage Source Converter) multinivell [5].

Fins als últims anys, la tecnologia LCC ha dominat el mercat, ja que és altament eficient (pèrdues del 0.75%) [7] i com a elements de commutació utilitza tiristors, un component molt madur que permet alta potència i baixes pèrdues. El principal inconvenient d'aquest sistema, però, és la utilització de components de sincronització i de filtrat d'harmònics.

Els sistemes HVDC que utilitzen convertidors VSC multinivell encara són minoria, però la millora dels components semiconductors i l'aparició de noves topologies més eficients, com per exemple el convertidor MMC (*Modular Multilevel Converter*), estan fent d'aquesta tecnologia una solució viable. Aquests sistemes utilitzen elements de commutació totalment controlables, com poden ser GTO (Gate Turn-Off Thyristors) o IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistors), i a diferència de la tecnologia LCC presenta pèrdues majors (entre 2 i 3%). No obstant, aquesta tecnologia aporta una major controlabilitat del sistema, millor resposta davant pertorbacions a la xarxa i permet implementar sistemes de poca potència, com per exemple, el subministrament elèctric a petites illes o la interconnexió de generadors eòlics *offshore*.

## **2.2 TOPOLOGIES DE CONVERTIDORS MULTINIVELL**

Un convertidor VSC, és un convertidor inversor o ondulador que treballa com a font de tensió, és a dir, converteix una tensió d'entrada continua en una tensió de sortida alterna. Els convertidors multinivell són estructures concretes de VSC que proporcionen diversos nivells de tensió a la sortida, obtenint a la sortida un senyal més continu i amb menys contingut harmònic. Això redueix la necessitat d'utilitzar filtres d'harmònics, els quals, per aplicacions com HVDC comporten altes pèrdues d'energia i són molt costosos.

En aquest projecte es centra en l'estudi d'un d'aquests convertidors, concretament en la topologia MMC, una variant del convertidor en cascada gràcies a la qual la tecnologia HVDC està experimentant un ràpid creixement. No obstant, per poder entendre els avantatges i inconvenients que presenta respecte a altres convertidors multinivell, a continuació es mostra un petit resum de les topologies més utilitzades [8] [9]: díode fixador o DCMLI (*Díode-Clamped Multilevel Inverter*); condensador volant o FC (*Flying Capacitor*); convertidor en cascada (*Cascaded H-Bridge Multilevel Converter*); i finalment, convertidor multinivell modular o MMC (*Modular Multilevel Converter*).

### 2.2.1 Convertidor DCMLI (Díode-Clamped Multilevel Inverter)

L'entrada d'un convertidor DCMLI de  $n$  nivells està format per  $n-1$  condensadors, seccionant el bus de continua en diversos nivells de tensió. Aquests nivells es connecten a la sortida mitjançant díodes fixadors ( $D_{ax}$  i  $D'_{ax}$ ) i l'activació d'interruptors bidireccionals (GTO o IGBT), obtenint així diversos nivells de sortida.

Els principals avantatges d'aquest convertidor són la seva eficiència, ja que la commutació dels interruptors es pot realitzar a menor freqüència i es redueixen les pèrdues per commutació, el baix contingut d'harmònics a la sortida, el qual permet reduir i fins i tot prescindir de filtres de sortida, i la facilitat de control.

En canvi, el principal desavantatge és el nombre de díodes fixadors necessaris, el qual augmenta de forma quadràtica amb el nombre de nivells.

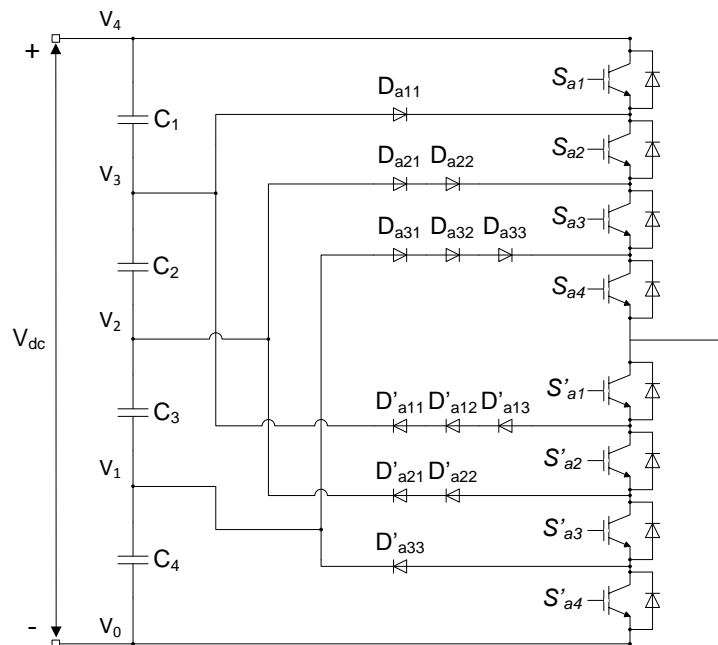


Figura 2. Esquema d'un convertidor DCMLI (Díode-Clamped Multilevel Inverter)

### 2.2.2 Convertidor FC (Flying Capacitor)

El convertidor FC està format per una branca d'interruptors i de diverses branques de condensadors en sèrie que uneixen els punts intermedis de les branques superior i inferior d'interruptors. Cada una d'aquestes branques de condensadors té un nombre de condensadors diferent i acumula un nivell de tensió proporcional al nombre de condensadors. D'aquesta forma, realitzant combinacions entre la tensió del bus i les tensions dels condensadors podem obtenir diversos nivells de tensió a la sortida.

Aquests condensadors, però, es carreguen i descarreguen en funció del corrent de sortida, i per tant no mantindran sempre el mateix nivell de tensió. El convertidor, però, permet múltiples combinacions per realitzar cada nivell de sortida, de forma que aquestes s'escolliran per tal d'equilibrar els nivells de tensió als condensadors.

Alguns dels avantatges que presenta aquest convertidor és la capacitat d'emmagatzemament d'energia gràcies als múltiples condensadors, cosa que el permet seguir treballant durant talls d'energia i la capacitat de control del flux d'energia, tant activa com reactiva. A més, igual que el convertidor NPC, en convertidors de molts nivells presenta pocs harmònics i no necessita filtres passa-baixos.

La mateixa característica que li permet emmagatzemar energia, l'alta quantitat de condensadors, pot ser al mateix temps un desavantatge, ja que dificulta el seu encapsulament i augmenta molt el preu. A més, el seu control pot arribar a ser molt complicat i les pèrdues de commutació molt altes.

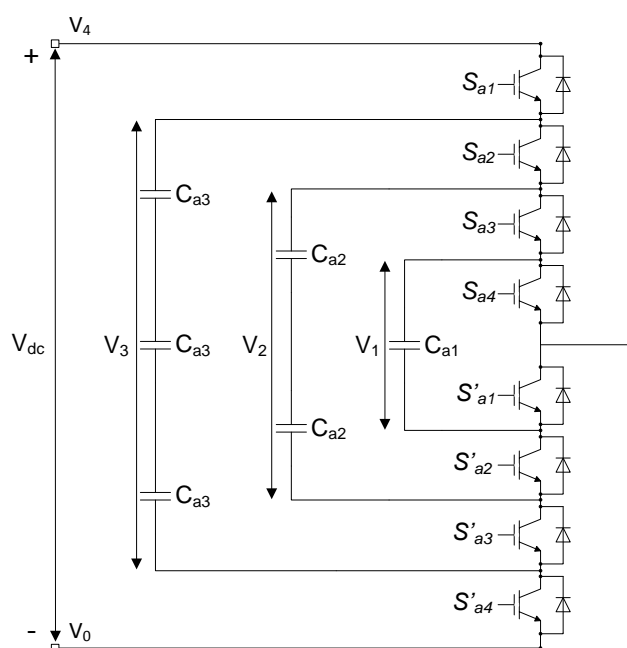


Figura 3. Esquema convertidor FC (Flying Capacitor)

### 2.2.3 Convertidor en cascada (Cascaded H-Bridge Multilevel Converter)

El convertidor en cascada consisteix en un conjunt d'unitats inversores de pont complet connectades en sèrie, cada una de les quals està connectada a una font de tensió continua independent, o bé un condensador en aplicacions en que el sistema no gestiona potència activa (compensadors de potència reactiva). La tensió de sortida consisteix en la suma de la tensió aportada per cada cel·la.

Cada una d'aquestes cel·les pot aportar una tensió de  $+V_{DC}$ ,  $-V_{DC}$  o 0, ja estiguin configurades en directe, invers o curtcircuit respectivament. D'aquesta forma, aquest convertidor permet obtenir un gran nombre de nivells de sortida sense la utilització de díodes fixadors d'alta tensió o de condensadors volants.

El baix nombre de components que utilitza és un dels principals avantatges que ofereix aquest convertidor, però no obstant, la necessitat de fonts de tensió separades dificulta la seva aplicació en sistemes on hi hagi transferència de potència activa.

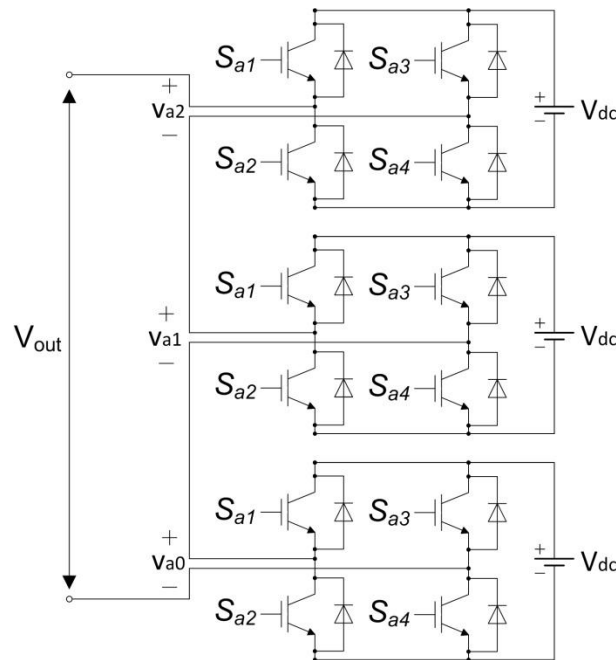


Figura 4. Esquema convertidor en cascada

#### 2.2.4 Convertidor MMC (Modular Multilevel Converter)

El convertidor MMC consisteix en una modificació del convertidor en cascada, però en comptes d'utilitzar fonts de tensió independents, s'utilitzen condensadors. Així doncs, cada una de les cel·les connectades en sèrie està formada només per dos interruptors (semi-pont) i un condensador volant.

Cada un d'aquests condensadors està carregat a la mateixa tensió i igual que en el convertidor en cascada, els diversos nivells de tensió de sortida s'obtenen mitjançant combinacions de les cel·les activades. Per mantenir aquesta tensió constant, de forma semblant al convertidor FC, s'han d'utilitzar tècniques per equilibrar la càrrega dels condensadors.

El principal avantatge del convertidor MMC i el qual en defineix el nom és la seva estructura modular, la qual permet automatitzar el procés de producció per tal de reduir-ne els costos i implementar sistemes escalables a diverses tensions i potències a partir d'un mateix producte encapsulat.

En canvi, el seu principal desavantatge és la complexitat del seu control i la necessitat d'equilibrar els condensadors de les cel·les.

El resum de característiques que defineixen aquesta topologia [1] són:

- Estructura modular:
  - o Escalable a diferents rangs de tensió i potència

- Independència respecte a l'estat de l'art dels dispositius de commutació
- Senyal multinivell:
  - Expansible a qualsevol nombre de nivells de tensió
  - Baixa distorsió harmònica
  - Distribució de la tensió entre els dispositius de commutació
- Alta disponibilitat:
  - Ús de dispositius comercials i reglats
  - Facilitat de funcionament redundat
- Gestió de fallades:
  - Funcionament de seguretat davant la fallada de dispositius
  - Protecció respecte a destrucció mecànica (forces magnètiques i arcs elèctric causats per alts corrents)
- Inversió i cost del cicle de vida:
  - Fàcil substitució de components (estructura modular i components estàndard)

# 3. EL CONVERTIDOR MMC

---

Aquest apartat consisteix en el nucli de l'estudi teòric realitzat sobre el convertidor MMC. En primer lloc s'expliquen, a nivell descriptiu, els principis de funcionament d'aquest convertidor a partir de la informació obtinguda de diversos articles científics, principalment de *An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range*, de Anton Lesnicar i Rainer Marquardt, article publicat al IEEE Bologna PowerTech Conference el juny del 2003 en el qual es presenta la topologia MMC per primera vegada [1].

Posteriorment es detalla i justifica un model matemàtic obtingut per Salvador Ceballos, Josep Pou, Sanghun Choi, Maryam Saeedifard i Vassilios Agelidis a l'article *Analysis of Voltage Balancing Limits in Modular Multilevel Converters*, en les equacions del qual s'ha basat aquest projecte [4].

## **3.1 CONVERTIDOR MMC: CONCEPTE I PRINCIPIS DE FUNCIONAMENT**

El convertidor MMC o  $M^2LC$  (*Modular Multilevel Converter*) consisteix en un convertidor multinivell en el qual, cada una de les seves semi-branques (*arm* o *half-leg*) està formada per  $N$  submòduls o cel·les idèntiques connectades en sèrie. Una de les principals característiques d'aquest convertidor és que cada una de les cel·les treballa en les mateixes condicions de tensió i corrent, fent que sigui un sistema modular totalment escalable.

L'estructura consisteix en sis semi-branques pel sistema trifàsic (figura 4), o en dues semi-branques en funcionament monofàsic (figura 5), connectades per un extrem a les línies positiva i negativa del bus de continua i unides per l'altre extrem, el qual treballa com a born de sortida. En el sistema monofàsic la càrrega es connecta entre la sortida de la branca (punt d'unió de les dues semi-branques) i el punt mig del bus de continua, mentre que en trifàsic es connecta entre la sortida de les tres branques.

Cada una de les cel·les pot treballar com una font de tensió de valor  $V_C$  quan està activada o com a curtcircuit quan està desactivada, aportant dos nivells de tensió al sistema. Els valors màxim i mínim de tensió a la sortida es produiran, respectivament, quan totes les cel·les de la semi-branca superior estiguin desactivades i quan totes estiguin activades. En el primer cas la sortida queda connectada directament al positiu del bus de continua, mentre que en el segon la tensió de sortida és igual a la tensió del bus menys la tensió aportada per les cel·les. Per tal que aquest segon cas correspongui a la tensió mínima, el valor positiu del bus de continua menys la suma de tensió de totes les cel·les haurà de ser equivalent a la tensió negativa del bus.

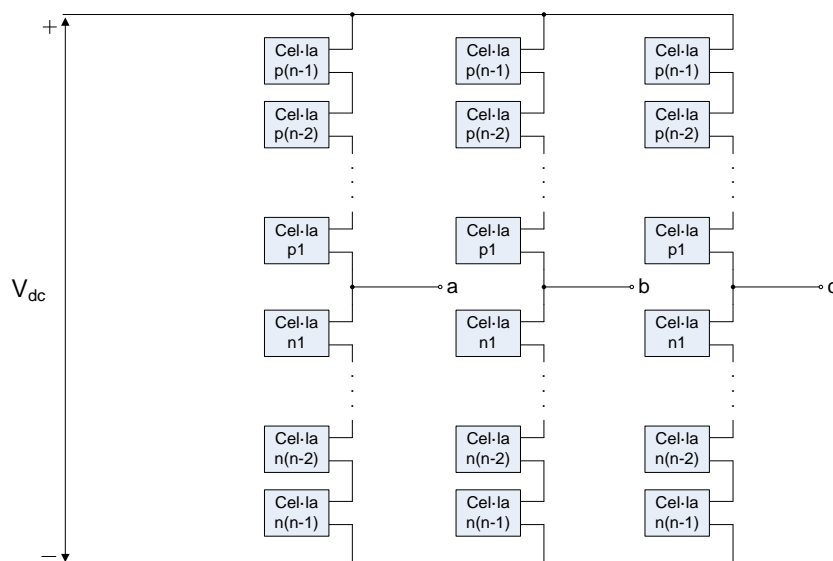


Figura 5. Esquema d'un convertidor MMC trifàsic ideal

Això implica, per una banda, que el funcionament de les semi-branques superior i inferior ha de ser invertit, ja que ambdues han d'imposar el mateix valor a la sortida, i per altra banda, que el valor de la tensió  $V_C$  ha de ser igual a la del bus de continu dividida pel nombre de cel·les:

$$V_C = \frac{V_{DC}}{N_{cel·les}} \quad (1)$$

Com es pot deduir a partir del funcionament, el nombre de nivells de tensió a la sortida depèn del nombre de cel·les activades. Concretament el nombre de nivells és igual al nombre de cel·les més u, ja que poden estar totes desactivades. Així, el nombre de nivells  $n$  és:

$$n = N_{cel·les} + 1 \quad (2)$$

Diverses no idealitats del funcionament del sistema, com poden ser una mala sincronització de les semi-branques o l'aparició de diferències en la tensió aportada per les cel·les, poden produir situacions de curtcircuit, ja que cada semi-branca estaria imposant un valor de tensió diferent a la sortida. Per això, entre la branca i el punt mig es col·loca una inductància, la funció de la qual és absorbir aquestes diferències de tensió.

Les cel·les poden ser de dos tipus, estructura de semi-pont (*half-bridge*), les quals només presenten dos estats possibles: curtcircuit o tensió directa del condensador; o estructura de pont complet o pont en H (*full-bridge*), les quals permeten connectar el condensador en sentit directe o invers, aportant tres nivells de tensió ( $+V_C$ ,  $0$  o  $-V_C$ ). En aquest projecte, però, només s'estudien els convertidors MMC amb cel·les en estructura de semi-pont.



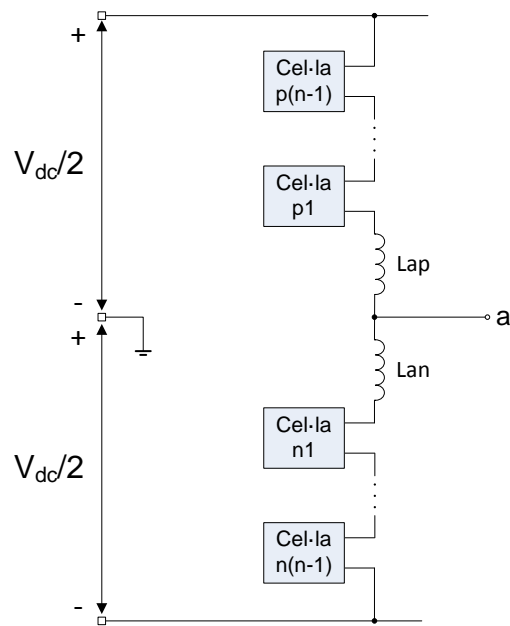


Figura 6. Esquema d'un convertidor MMC monofàsic amb inductàncies

La cel·la en estructura de semi-pont consisteix en una branca de dos interruptors bidireccionals (IGBT, GTO, IGCT, etc. amb díode en antiparal·lel) i un condensador d'emmagatzemament d'energia, en la qual s'utilitzen com a terminals de sortida els extrems de l'interruptor inferior. Així, si es vol aportar una tensió  $V_C$  a la sortida s'activa l'interruptor superior, mentre que si es vol treballar en curtcircuit s'activa l'interruptor inferior.

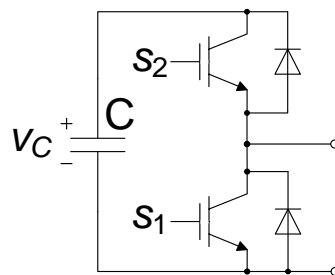


Figura 7. Cel·la en estructura de semi-pont

En activar una cel·la el corrent circula a través del condensador, carregant-lo o descarregant-lo (depenent del sentit del corrent), cosa que provoca oscil·lacions no desitjades a la tensió del condensador. Aquesta topologia de convertidor, però, té molts graus de llibertat en el control, cosa que ens permet realitzar un control orientat a l'equilibrat de tensions entre els diferents condensadors. Aquests graus de llibertat consisteixen en l'elecció de la cel·la a activar, ja que la tensió de sortida depèn del nombre de cel·les activades, però no de quina en concret. Així doncs, podem escollir les cel·les més carregades o descarregades per mantenir un equilibri entre elles.

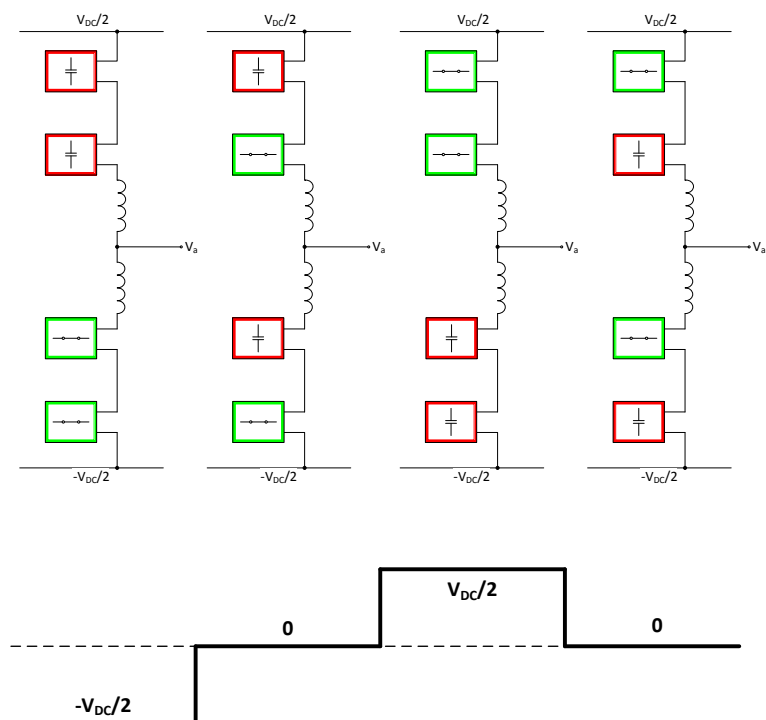


Figura 8. Funcionament d'un convertidor MMC de 3 nivells

### 3.2 MODELAT DEL CONVERTIDOR MMC

Tot i que el principi de funcionament del convertidor MMC és senzill, determinar-ne els paràmetres i les equacions ja és més complex, ja que cada una de les cel·les és un element commutat difícil de simplificar. En diversos articles científics s'han presentat models matemàtics sobre aquest convertidor, com en [4] i [10], del primer dels quals aquest projecte intenta ser-ne una continuació, de forma que se n'han utilitzat les principals equacions per entendre i estudiar el sistema.

En primer lloc s'estudia un model ideal, format per infinites cel·les, per tal de determinar l'existència de corrents circulants i el seu efecte, i en segon lloc s'estudia un model amitjanat més exacte, amb un nombre de cel·les finit, les equacions del qual s'utilitzaran en càlculs posteriors, com per determinar el valor dels components o implementar algorismes de control.

#### 3.2.1 Model amb infinites cel·les

En un model ideal format per infinites cel·les es podria equiparar a un sistema continu, ja que la tensió de sortida ( $v_{a0}$ ) no presenta salts discrets. Això significa que la capacitat equivalent de cada branca també serà continua, podent modelar el sistema com un condensador variable amb una bobina en sèrie.

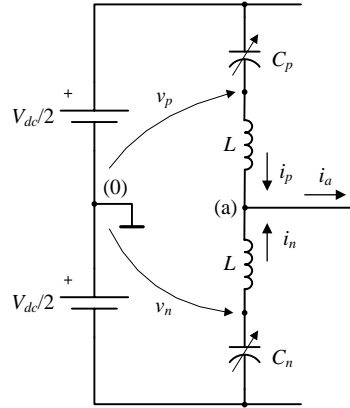


Figura 9. Model continu del convertidor

Aquest condensador variable és la suma en sèrie de les  $N$  cel·les que estan activades en aquell moment, és a dir, és la capacitat  $C$  de cada condensador dividida per  $N$ .

$$C_{branca} = \frac{C}{N} \quad (3)$$

El nombre de cel·les activades  $N$  depèn del nombre de cel·les de la branca ( $n-1$ ) i de la relació entre la tensió de sortida desitjada  $v_{a0}$  i la màxima tensió que es pot proporcionar ( $V_{dc}/2$ ). Aquesta última relació es coneix com el senyal de modulació  $v_{am}$ , el qual pot variar en l'interval  $[-1,1]$ . Així doncs, les equacions de  $N$  i del condensador equivalent per a la branca superior  $C_p$  són les següents:

$$N_p = \frac{1}{2} \cdot \left( 1 - \frac{v_{a0}}{\frac{V_{dc}}{2}} \right) \cdot (n-1) = \frac{1}{2} \cdot (1 - v_{am}) \cdot (n-1) \quad (4)$$

$$C_p = \frac{C}{N_p} = \frac{2C}{(n-1)(1 - v_{am})} \quad (5)$$

El valor de  $N$  per a la branca inferior no és igual, ja que com s'ha dit anteriorment, treballen de forma inversa. Així doncs, les equacions per a la branca negativa queden com segueix:

$$N_n = \frac{1}{2} \cdot (1 + v_{am}) \cdot (n-1) \quad (6)$$

$$C_n = \frac{2C}{(n-1)(1 + v_{am})} \quad (7)$$

En aquest estudi simplificat, considerem que no hi ha bobines de sortida. Aleshores, obtenim un divisor de tensió mitjançant dos condensadors variables, de forma que podem calcular els corrents que circulen per la branca positiva i negativa.

$$i_p = i_a \cdot \left( \frac{C_p}{C_p + C_n} \right) \rightarrow i_p = i_a \cdot \frac{1 + v_{am}}{2} \quad (8)$$

$$i_n = i_a \cdot \left( \frac{C_n}{C_p + C_n} \right) \rightarrow i_n = i_a \cdot \frac{1 - v_{am}}{2} \quad (9)$$

Suposant que el senyal de modulació és sinusoidal, d'amplitud  $m_a$  (coeficient de modulació) i que la càrrega és lineal, el corrent de sortida també serà sinusoidal de la mateixa freqüència angular  $\omega$  i un possible desfasament  $\phi$ .

$$v_{am} = m_a \cdot \cos(\omega t) \quad (10)$$

$$i_a = \hat{I}_a \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (11)$$

En aquest cas, el corrent que circula per la branca superior és:

$$i_p = \frac{\hat{I}_a \cdot \cos(\omega t + \phi)}{2} + \frac{\hat{I}_a \cdot m_a \cdot \cos(\omega t + \phi) \cdot \cos(\omega t)}{2}$$

On aplicant la igualtat trigonomètrica  $\left( \cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)}{2} \right)$ , obtenim l'equació següent:

$$i_p = \frac{\hat{I}_a}{2} \cos(\omega t + \phi) + \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(2\omega t + \phi) + \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(\phi) \quad (12)$$

I per a la branca negativa:

$$i_n = \frac{\hat{I}_a}{2} \cos(\omega t + \phi) - \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(2\omega t + \phi) - \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(\phi) \quad (13)$$

Aquestes dues últimes equacions ens mostren que el corrent que circula per les dues branques està format per tres components: per una banda el corrent de sortida  $I_a$ , el qual es reparteix a parts iguals entre les semi-branques superior i inferior, i per altra banda, un corrent circulant format per un component continu ( $I_{dc}$ ) i un component de 2on ordre ( $I_{2H}$ ).

El component continu  $I_{dc}$  és el corrent que transfereix energia activa de l'entrada a la sortida, ja que en ser l'entrada una tensió continua, el valor mig de la potència consumida pels altres corrents és zero.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{dc} \cdot i_p dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^T V_{dc} \cdot I_{dc} dt + \int_0^T V_{dc} \cdot I_a dt + \int_0^T V_{dc} \cdot I_{2H} dt \right) = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (14)$$

$$P = V_{dc} \cdot \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(\phi) = \frac{V_{dc} \cdot m_a}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{I}_a}{\sqrt{2}} \cdot \cos(\phi) = \bar{V}_a \cdot \bar{I}_a \cdot \cos(\phi) \quad (15)$$

Tal i com es pot comprovar en l'equació anterior, la potència calculada des de l'entrada en continua és la mateixa que la de sortida calculada en alterna.

El corrent de segon ordre  $I_{2H}$ , en canvi, és un component que apareix espontàniament i transferint energia entre les diverses cel·les del convertidor, podent augmentar o disminuir les oscil·lacions de tensió als condensadors. Un dels objectius d'aquest projecte consisteix en estudiar aquest efecte i controlar el corrent per tal que la transferència d'energia serveixi per reduir les oscil·lacions.

### 3.2.2 Model amitjanat amb un nombre de cel·les finit

El model anterior és molt útil per veure el funcionament del sistema i poder realitzar càlculs aproximats, però no per realitzar simulacions o determinar el valor d'alguns paràmetres. Per això, s'ha realitzat un model més complex però precís, considerant un convertidor amb un nombre de cel·les finit i tenint en compte l'efecte de les inductàncies.

En aquest model, el corrent circulant de la branca del convertidor es calcula a partir de la tensió que apareix als extrems de les inductàncies, de forma que el corrent total de les branques positives i negatives es pot expressar mitjançant l'equació següent:

$$i_p = \frac{i_a}{2} + \frac{1}{2L} \int_0^t (v_p - v_n) dt + I_{pn0} \quad (16)$$

$$i_n = \frac{i_a}{2} - \frac{1}{2L} \int_0^t (v_p - v_n) dt - I_{pn0} \quad (17)$$

On  $v_p$  i  $v_n$  són les tensions que apareixen als extrems superior i inferior de les inductàncies i  $I_{pn0}$  és un terme constant determinat a partir del seu corrent inicial ( $I_{p0}$  per a la inductància de la semi-branca positiva i  $I_{n0}$  per a la semi-branca negativa):

$$I_{pn0} = \frac{I_{p0} - I_{n0}}{2} \quad (18)$$

Aquestes tensions venen donades pel nombre de cel·les activades i en el cas positiu és la diferència entre la tensió positiva del bus de continua ( $V_{dc}/2$ ) i la tensió aportada pel conjunt de les cel·les. Per indicar l'estat d'una cel·la s'utilitza l'operador commutat  $s$  el qual val 1 quan la cel·la està activada (aporta tensió) i 0 quan està desactivada. Així, les tensions  $v_p$  i  $v_n$  es poden definir de la forma següent:

$$v_p = \frac{V_{dc}}{2} - \sum_{j=1}^{n-1} (v_{Cpj} \cdot s_{pj}) \quad (19)$$

$$v_n = -\frac{V_{dc}}{2} + \sum_{j=1}^{n-1} (v_{Cnj} \cdot s_{nj}) \quad (20)$$

Les tensions  $v_{Cpj}$  o  $v_{Cnj}$  són les tensions individuals dels condensadors de les cel·les de la branca positiva o negativa. L'evolució d'aquestes tensions també depèn de l'activació o desactivació de les cel·les, ja que només circula corrent pel condensador quan la cel·la està activada. Per això, l'equació d'aquesta tensió també utilitza el mateix operador commutat  $s$ :

$$v_{Cpj} = \frac{1}{C} \int_0^t i_p \cdot s_{pj} dt + V_{Cp0j} \quad (21)$$

$$v_{Cnj} = \frac{1}{C} \int_0^t (-i_n) \cdot s_{nj} dt + V_{Cn0j} \quad (22)$$

Aquestes equacions de tensió i corrent instantània són molt útils per realitzar models de simulació, però són complexes d'utilitzar a causa de l'operador commutat. Per això apliquem a les equacions anteriors l'operador d'amitjanat local, el qual ens proporciona el valor mig de les equacions anteriors per a cada període de commutació. Aleshores, l'operador commutat es transforma en el cicle de treball, quedant les equacions com segueix:

$$\bar{v}_p = \frac{V_{dc}}{2} - \sum_{j=1}^{n-1} (\bar{v}_{cpj} \cdot d_{pj}) \quad (23)$$

$$\bar{v}_{cpj} = \frac{1}{C} \int_0^t \bar{i}_p \cdot d_{pj} dt + V_{cp0j} \quad (24)$$

$$\bar{v}_n = -\frac{V_{dc}}{2} + \sum_{j=1}^{n-1} (\bar{v}_{cnj} \cdot d_{nj}) \quad (25)$$

$$\bar{v}_{cnj} = \frac{1}{C} \int_0^t (-\bar{i}_n) \cdot d_{nj} dt + V_{cn0j} \quad (26)$$

### 3.2.3 Model amb equilibrat de tensions

Tal i com s'ha explicat en apartats anteriors, el convertidor MMC presenta múltiples combinacions per obtenir el mateix nivell de tensió a la sortida. L'elecció de la combinació es pot realitzar de forma aleatòria o mitjançant un control d'equilibrat de tensions. En funció del sentit del corrent aquest control escull la cel·la amb el condensador més carregat o descarregat per tal que totes les cel·les tendixin a la mateixa tensió.

Quan s'utilitza aquest control es pot considerar que tots els condensadors d'una mateixa semi-branca tenen pràcticament el mateix valor de tensió i simplificar les equacions del model anterior. Així doncs, podem aproximar totes les tensions individuals anteriors a un sol valor ( $v_{cpj} \approx v_{cp}$  i  $v_{cnj} \approx v_{cn}$ ):

$$\bar{v}_p \approx \frac{V_{dc}}{2} - (n-1) \cdot \bar{v}_{cp} \cdot d_p \quad (27)$$

$$\bar{v}_{cp} = \frac{1}{C} \int_0^t \bar{i}_p \cdot d_p dt + V_{cp0} \quad (28)$$

On definim el cicle de treball  $d_p$  com el sumatori del producte entre el cicle de treball  $d_x$  de cada nivell de tensió  $x$  i la probabilitat que s'activi la cel·la ( $p_{px}$ ).

$$d_p = \sum_{x=1}^{n-1} d_x \cdot p_{px} \quad (29)$$

En un sistema amb modulació basada en SPWM, la definició dels cicles de treball  $d_x$  depenen de la franja de treball (entre dos nivells de tensió), i per això el sumatori només es realitza per a quatre termes.

Cada nivell de tensió de sortida depèn del valor de la tensió de modulació i es pot produir en dues franges de treball, la superior i inferior a aquest nivell, per cada una de les quals la funció  $d_x$  es defineix de forma diferent. Així doncs, podem escriure el cicle de treball com una funció definida a trossos:

$$d_x = \begin{cases} (x+1) - (n-1) \frac{v_{am} + 1}{2}, & 2 \frac{x}{n-1} - 1 \leq v_{am} \leq 2 \frac{x+1}{n-1} - 1 \\ (n-1) \frac{v_{am} + 1}{2} - (x-1), & 2 \frac{x-1}{n-1} - 1 \leq v_{am} \leq 2 \frac{x}{n-1} - 1 \end{cases} \quad (30)$$

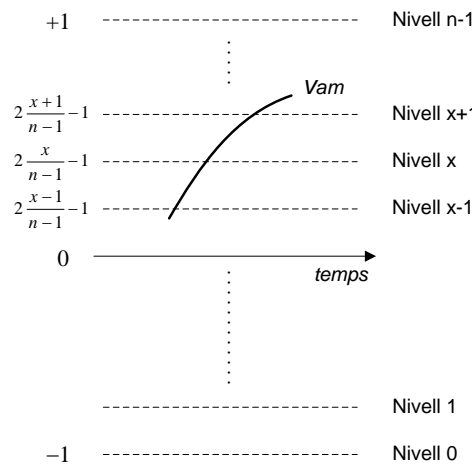


Figura 10. Nivells en una modulació SPWM

La probabilitat d'activació  $p_{px}$  (branca positiva) o  $p_{nx}$  (branca negativa) per a cada nivell de tensió és la mateixa per a cada una de les cel·les d'una mateixa branca, ja que considerem idèntic el funcionament de cada cel·la, i per tant, en valor mig totes les cel·les s'activaran les mateixes vegades i durant el mateix temps. Aleshores, la probabilitat d'activació depèn només de les diferents combinacions que ofereix el convertidor per a cada nivell (nombre de combinacions que utilitzen la cel·la entre nombre total de combinacions):

$$p_{px} = \frac{\binom{n-2}{n-2-x}}{\binom{n-1}{n-1-x}} = \frac{n-1-x}{n-1} \quad (31)$$

$$p_{nx} = \frac{\binom{n-2}{x-1}}{\binom{n-1}{x}} = \frac{x}{n-1} \quad (32)$$

Un cop definits els valors  $d_x$  i  $p_{px}$  es pot calcular el valor total del cicle de treball de les cel·les positives i negatives ( $d_p$  i  $d_n$ ):

$$d_p = \sum_{x=1}^{n-1} d_x \cdot \frac{n-1-x}{n-1} = \frac{1-v_{am}}{2} \quad (33)$$

$$d_n = \sum_{x=1}^{n-1} d_x \cdot \frac{x}{n-1} = \frac{1+v_{am}}{2} \quad (34)$$

Així doncs, podem escriure les equacions principals de tensió als condensadors ( $\overline{v_{Cp}}$ ,  $\overline{v_{Cn}}$ ) i de tensió als extrems de les bobines ( $\overline{v_p}$ ,  $\overline{v_n}$ ) de la següent forma:

$$\overline{v_p} \approx \frac{V_{dc}}{2} - (n-1) \cdot \overline{v_{Cp}} \cdot \frac{1-v_{am}}{2} \quad (35)$$

$$\overline{v_n} \approx -\frac{V_{dc}}{2} + (n-1) \cdot \overline{v_{Cn}} \cdot \frac{1+v_{am}}{2} \quad (36)$$

$$\overline{v_{Cp}} = \frac{1}{C} \int_0^t \overline{i_p} \cdot \frac{1-v_{am}}{2} dt + V_{Cp0} \quad (37)$$

$$\overline{v_{Cn}} = \frac{1}{C} \int_0^t (-\overline{i_n}) \cdot \frac{1+v_{am}}{2} dt + V_{Cn0} \quad (38)$$

### **3.3 CÀLCUL DE COMPONENTS**

Determinar el valor dels components passius necessaris en un convertidor MMC no és una tasca senzilla, ja que com demostren les equacions anteriors, el seu funcionament és molt complex. La majoria d'articles científics estudiats defineixen les equacions del convertidor, però no incideixen sobre els criteris de selecció necessaris per calcular el valors dels condensadors de cel·la i de les bobines de branca.

El valor dels components utilitzats en aquest projecte s'ha escollit, per la disponibilitat en el laboratori dels mateixos, però recolzats per els criteris que es mostren a continuació. Les equacions utilitzades per determinar la capacitat de cel·la i la inductància de branca són totalment independents i poden ser molt inexactes, ja que la dinàmica de funcionament del convertidor depèn molt de la ressonància entre els dos components reactius.

#### **3.3.1 Criteris de càlcul de paràmetres**

Per definició, l'arriestat de tensió en un condensador és inversament proporcional a la seva capacitat (per a un mateix valor de corrent), de forma que l'arriestat de tensió serà l'especificació que determinarà la capacitat. Aquesta depèn també de la tensió de sortida, variant de forma inversament proporcional a la freqüència i directament proporcional a la potència [11]. La següent equació defineix la capacitat mínima necessària per un sistema trifàsic, però la considerarem vàlida per al nostre sistema monofàsic.



$$P_{trifàsica} = 3 \cdot P_{out} \cdot \cos(\varphi) = 3 \cdot \frac{m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \hat{I}_a}{2} \cdot \cos(\varphi)$$

$$C_{min} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot \frac{\Delta V_c}{V_c} \cdot (V_c)^2} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{trifàsica}}{m_a \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \left(1 - \left(\frac{m_a \cdot \cos(\varphi)}{2}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}} \quad (39)$$

Si el càlcul de capacitat es realitza a partir de l'arissat de tensió, la inductància de branca es determina a partir de l'arissat de corrent. El corrent que circula per les branques del convertidor està format per components de baixa freqüència i per pics de corrent produïts durant la commutació, el valor màxim dels quals establirem com a especificació. Aquests pics es poden produir per les diferències de tensió entre les cel·les o pel desfasament temporal entre la commutació de dues cel·les. Aquest últim factor és el que s'utilitzarà per al càlcul de les inductàncies, ja que el pic de tensió que es produirà serà molt més gran.

$$\Delta I_L = \frac{\Delta V_L \cdot t_{retard}}{2 \cdot L} \rightarrow L_{min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta V_L \cdot t_{retard}}{\Delta I_{Lmax}} \quad (40)$$

Aquesta diferència de tensió, que apareixerà entre els extrems de les dues bobines, serà el valor de la tensió de cel·la, la qual considerarem constant ( $V_{dc}/2$ ) per a aquest càlcul.

### 3.3.2 Especificacions del convertidor

Les especificacions del convertidor estudiat s'han escollit per adequar-se a les prestacions del material del laboratori, com són les fonts d'alimentació, els elements de commutació i el sistema de control, i per la disponibilitat dels components passius. Aquestes són les especificacions:

Tensió de bus ( $V_{dc}$ )	60V
Corrent de sortida màxim ( $\hat{I}_a$ )	400mA
Freqüència de sortida ( $f$ )	50Hz
Freqüència de commutació ( $f_s$ )	2000Hz
Arissat de tensió als condensadors (% $\Delta V_c$ )	1%
Sobrepic de corrent de branca màxim ( $\Delta I_L$ )	500mA

**Taula 1. Especificacions del convertidor**

Un cop determinades les especificacions, es poden calcular els valors de capacitat de cel·la i d'inductància de branca.

El valor de capacitat es calcularà mitjançant l'equació (39), considerant el corrent de sortida màxim, una fase de 0 graus i un índex de modulació ( $m_a$ ) de 0,5:

$$C_{min} = 642\mu F \rightarrow C = 680\mu F \quad (41)$$

Per al càlcul de la inductància serà necessari suposar un temps de retard màxim entre la commutació de dues cel·les. Considerant que la freqüència mínima d'escaneig del sistema de control és de 20kHz (deu vegades la freqüència de commutació), un retard en la commutació d'un cicle seria de 50µs. Es considera que la tensió de cel·la és de 30V.

$$L_{min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{30V \cdot 50\mu s}{0.5A} = 1.5mH \quad (42)$$

Tot o obtenir un valor mínim de 1.5mH, per motius de disponibilitat s'utilitzarà una bobina de 6mH.

Així doncs, els valors dels components passius són:

Capacitat de cel·la (C)	680µF
Inductància de branca (L)	6mH

**Taula 2. Valor dels components passius**

# 4. MODULACIÓ I CONTROL DEL CONVERTIDOR

En l'apartat anterior s'han detallat els principis de funcionament i les equacions genèriques que regeixen el convertidor MMC suposant un control per modulació SPWM i posteriorment, quan s'afegeix un control d'equilibrat de les tensions als condensadors. En aquest apartat s'expliquen els principis de funcionament d'aquestes tècniques de control i els algorismes que s'han utilitzat per implementar-los.

Aquests algorismes s'utilitzen per controlar la planta experimental, però abans han estat dissenyats i provats sobre diversos models de simulació, el funcionament i implementació dels quals també s'expliquen en aquest apartat.

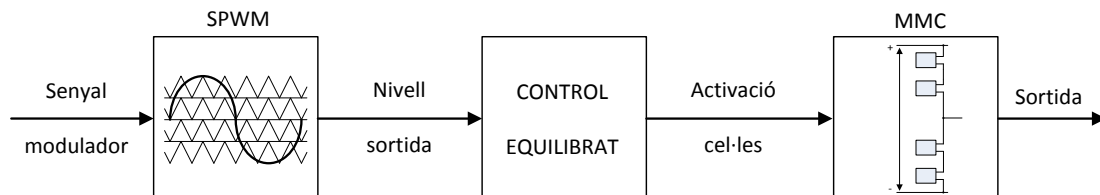


Figura 11. Diagrama de blocs del control del convertidor MMC

## 4.1 MODULACIÓ SPWM

L'estratègia de control o modulació SPWM (Sinusoidal PWM) és una de les tècniques més utilitzades en el control de convertidors multinivell. Aquesta defineix, a partir d'un senyal de modulació i diverses ones portadores, el nivell de tensió que es vol aplicar a la sortida en cada moment.

### 4.1.1 Principis de funcionament

De forma semblant a la modulació PWM simple, la tècnica SPWM consisteix en comparar un senyal modulador amb un senyal portador triangular. En la modulació SPWM d'un convertidor MMC, però, el senyal portador no és únic, sinó que consisteix en  $n-1$  ones triangulars desplaçades verticalment entre els valors  $-1$  i  $1$ , separant els  $n$  nivells de tensió del convertidor.

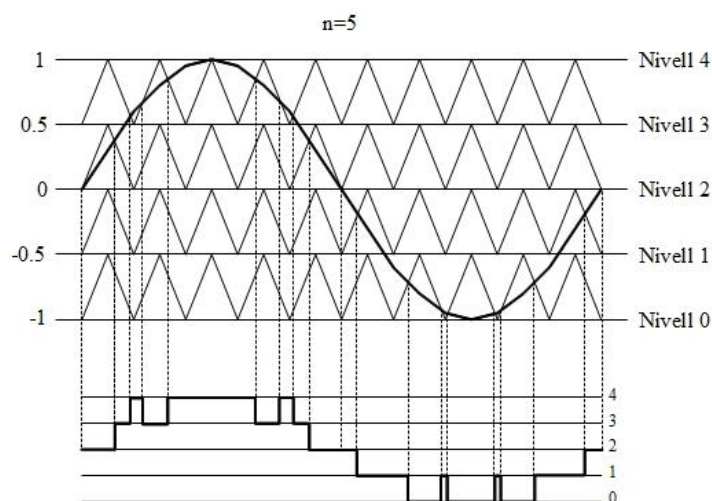


Figura 12. Modulació SPWM

Un cop distribuïdes les ones triangulars, es compara el senyal modulador  $v_{am}$  amb aquestes portadores, realitzant una modulació de polsos (PWM) entre els nivells de tensió superior i inferior de la franja on es trobi el senyal modulador.

La sortida d'aquest modulador és el nivell de tensió  $x$  que es desitja aplicar a la sortida del controlador, el qual prendrà valors enters entre 0 i  $n-1$ , indicant el nombre de cel·les que s'han d'activar en les branques superior ( $n_p$ ) i inferior ( $n_n$ ). El nombre de cel·les es pot calcular com:

$$n_p = (n - 1) - x \quad (43)$$

$$n_n = x \quad (44)$$

#### 4.1.2 SPWM amb interleaving

La modulació SPWM simple utilitza les mateixes portadores per a les semi-branques positiva i negativa del convertidor, de forma que canvien d'estat de forma sincronitzada. En algunes ocasions, però, pot ser útil utilitzar portadores diferents, de forma que no commutin al mateix temps.

La tècnica interleaving consisteix en commutar interruptors d'un mateix sistema amb un desfasament entre els senyals portadors, ja sigui afegint un desfasament entre les branques superior i inferior o entre interruptors de la mateixa branca. En el cas estudiat les portadores de la branca superior i inferior estan desfasades mig període ( $T_s/2$ ), augmentant així el nombre de nivells de sortida i doblant la freqüència de commutació aparent.

Utilitzant aquest mètode el senyal de sortida passa per més nivells de tensió perquè es creen nivells intermedis, ja que quan el nivell de tensió imposat per les dues semi-branques és diferent, el nivell resultant és el valor mig.

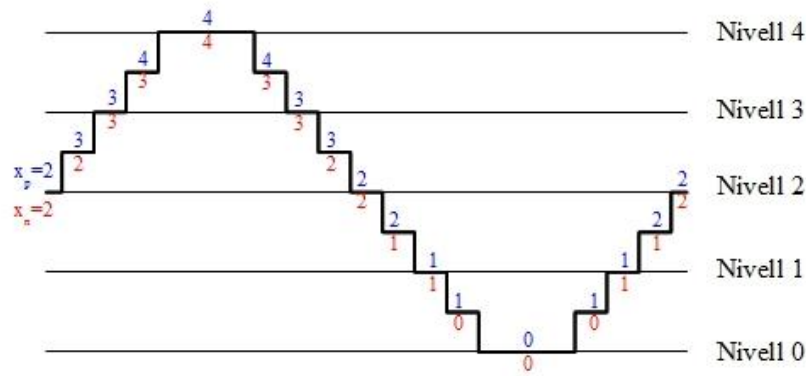


Figura 13. Modulació SPWM amb interleaving en un sistema de 5 nivells

Aquest mètode millora els resultats de sortida, obtenint una forma d'ona més sinusoidal (menor distorsió harmònica). No obstant, també té inconvenients importants, ja que les diferències de tensió entre les branques superior i inferior són absorbides per les bobines, augmentant així el corrent que circula per les branques del convertidor.

#### 4.1.3 Algorisme de la modulació SPWM

El factor més important del convertidor MMC és la seva modularitat, que permet utilitzar la mateixa estructura per a molts nivells de tensió diferents. De forma conseqüent, els algorismes de control també han de ser modulars per tal que sigui fàcil variar el nombre de mòduls a controlar.

El control o modulació SPWM és un dels algorismes on més afecta el nombre de nivells de sortida, ja que és l'encarregat d'escollir quin nivell de tensió es vol aplicar a la sortida. Tot i que en les simulacions realitzades en aquest projecte només s'han utilitzat models de 3 nivells, s'ha implementat el control SPWM mitjançant una estructura recursiva, per tal que el mateix algorisme es pugui utilitzar en simulacions i controls de més nivells.

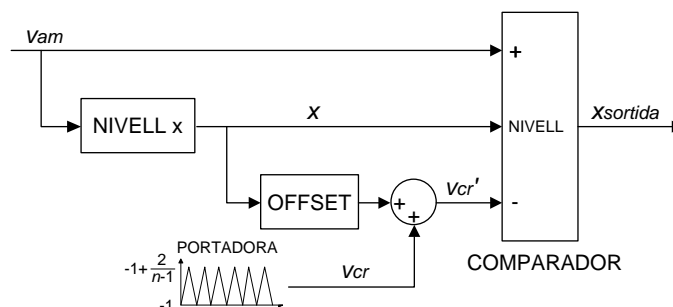


Figura 14. Diagrama de blocs del l'algorisme SPWM implementat

Aquest algorisme utilitza una sola portadora triangular  $v_{cr}$  d'amplitud constant que varia entre els valors  $-1$  i  $-1+A_{cr}$ . Aquesta amplitud depèn del nombre de nivells, i es calcula mitjançant l'expressió següent:

$$A_{cr} = \frac{2}{n-1} \quad (45)$$

Per tal d'emular les n-1 portadores, s'afegeix un offset a la portadora en funció de la franja de treball a la qual es trobi el senyal de modulació d'entrada. Aquest offset és l'amplitud de la portadora multiplicada el nivell inferior de la franja de treball (x), el qual és determina com a:

$$x = \text{Enter} \left( \frac{v_{am} + 1}{\frac{2}{n-1}} \right) \quad (46)$$

on Enter defineix la part entera de la divisió.

Finalment, es compara el senyal d'entrada  $v_{am}$  amb la portadora desplaçada  $v_{cr}'$  i es determina el nivell de sortida, que serà el nivell inferior quan la portadora sigui superior a la moduladora, i el nivell inferior més 1 quan la portadora sigui inferior a la moduladora.

$$v_{cr}' = v_{cr} + x \frac{2}{n-1} \quad (47)$$

$$x_{sortida} = \begin{cases} x, & v_{am} < v_{cr}' \\ x + 1, & v_{am} \geq v_{cr}' \end{cases} \quad (48)$$

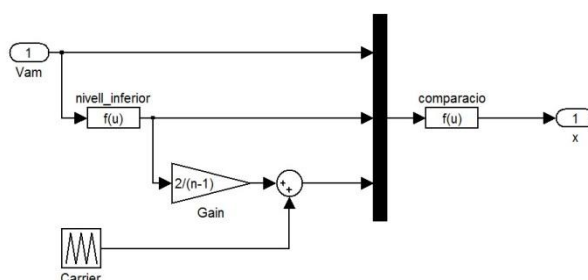


Figura 15. Implementació de l'algorisme SPWM en Simulink

El bloc SPWM determina el nivell de sortida, però no el nombre de cel·les que s'ha d'activar. Aquest és diferent per a les branques superior i inferior i es calcula fàcilment segons les següents equacions: Per això, a la sortida d'aquest bloc s'ha d'utilitzar un altre bloc que realitzi aquest càlcul.

$$\begin{aligned} N_{pos} &= n - 1 - x_{sortida} \\ N_{neg} &= x_{sortida} \end{aligned} \quad (49)$$

## 4.2 CONTROL D'EQUILIBRAT

L'objectiu del control d'equilibrat és que la tensió dels condensadors de les diferents cel·les sigui la mateixa o el més semblant possible. Això permet simplificar el model del convertidor i considerar que totes les cel·les són idèntiques. Aquest control és possible perquè la modulació SPWM ens indica quantes cel·les s'han d'activar, però

no quines. Així doncs, el control d'equilibrat escull quina cel·la activar en funció del valor de tensió als condensadors i el corrent que circula per la semi-branca.

L'equilibrat de tensions als condensadors es pot realitzar mitjançant tècniques complexes, com la utilitzada en [12] on es realitza un control independent per a cada cel·la, o amb tècniques més senzilles, com en [13]. Aquest últim és el mètode utilitzat en aquest treball, i consisteix, senzillament, en activar les cel·les més descarregades si el corrent és positiu i les més carregades si és negatiu.

Igual que en la modulació SPWM, s'ha utilitzat un algorisme fàcilment ampliable a convertidors de més nivells. El procediment seguit per l'algorisme consisteix en ordenar les cel·les de major a menor tensió i assigna'ls-hi una prioritat (considerant el número 1 com la màxima prioritat). Aquesta prioritat dependrà del sentit del corrent, ja que si és positiu la cel·la més descarregada serà la més prioritària, mentre que si és negatiu serà la menys prioritària. Un cop assignades es compara la prioritat de cada cel·la amb el nombre de cel·les que s'han d'activar, de forma que només s'activaran les cel·les més prioritàries.

L'assignació de prioritats es fa mitjançant un mètode senzill que consisteix en ordenar dues vegades el vector de les tensions mesurades. La primera vegada s'ordenen les tensions de major a menor, però en comptes d'indicar a la sortida el valor de tensió, s'indica el número de la cel·la (índex del vector). La segona vegada s'ordenen aquests resultats de menor a major, mostrant altre cop com a sortida l'índex del vector. D'aquesta forma el primer valor del vector de sortida és la posició de la cel·la 1 en la llista anterior (números de cel·la ordenats per valor de tensió), indicant la seva prioritat, i així de forma successiva per la resta de cel·les.

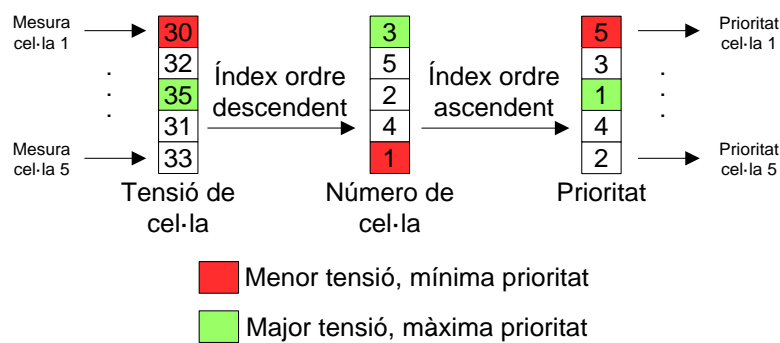


Figura 16. Exemple d'assignació de prioritats per a 5 cel·les

L'assignació de prioritats directe s'utilitza quan el corrent circulat és negatiu, ja que la cel·la més prioritària és la més carregada. Quan el corrent és positiu, però, les prioritats han de ser inverses, sent la més prioritària la cel·la més descarregada. La transformació de prioritats es pot realitzar com el nombre de cel·les  $n$  menys la prioritat ( $Pri$ ) per al corrent negatiu:

$$pr_{i>0} = n - pr_{i\leq 0} \tag{50}$$

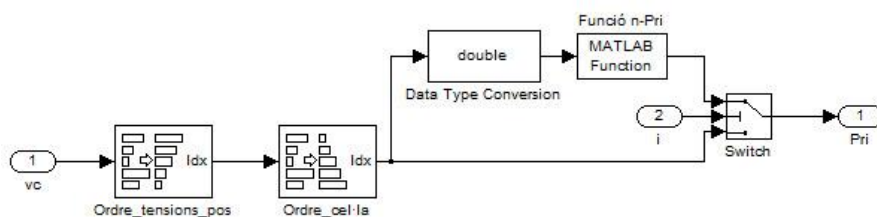


Figura 17. Diagrama de blocs de l'assignació de prioritats

El diagrama de blocs de l'algorisme de control d'equilibrat final inclou les funcions de modulació SPWM i càlcul del nombre de cel·les actives, ja que així es concentra tot el control en una sola funció. El següent diagrama de blocs en Simulink mostra aquest resultat.

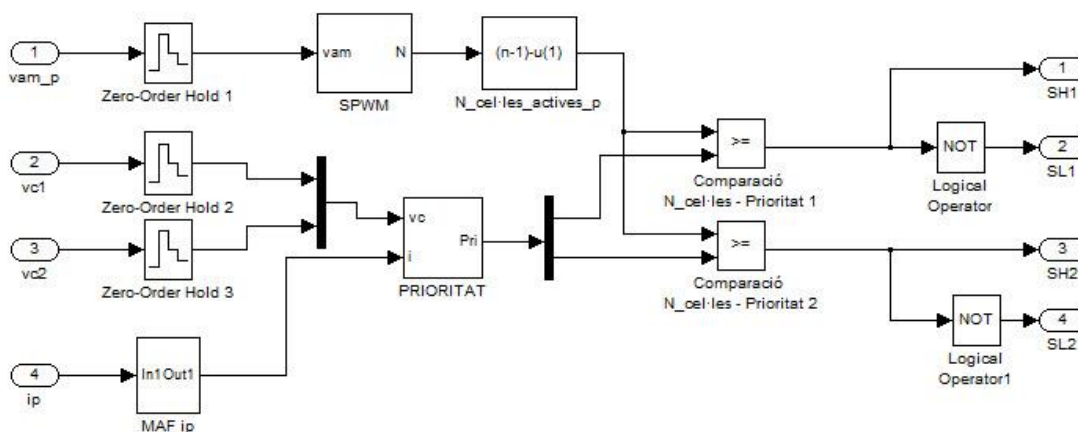


Figura 18. Diagrama de blocs del control d'equilibrat i modulació SPWM

### 4.3 MODELS DE SIMULACIÓ

Per tal d'estudiar el funcionament detallat del convertidor MMC s'han implementat diversos models de simulació mitjançant Simulink. Aquests models, no només han servit per comprendre el seu funcionament, sinó que també s'han utilitzat per dissenyar i ajustar els diferents controladors utilitzats i posteriorment, obtenir resultats teòrics.

Per estudiar el comportament del convertidor MMC de tres nivells estudiat i els diferents controls s'ha implementat un model de simulació, utilitzant components de commutació del *toolbox* d'expansió SimPowerSystems, i intentant imitar tots els components del sistema prototip. La càrrega del sistema també s'ha implementat mitjançant aquest *toolbox* d'expansió, utilitzant components passius com resistències, bobines i condensadors.

Per obtenir gràfiques de resultats teòrics, s'ha utilitzat un segon model de simulació més senzill, i per tant, més ràpid d'executar. Aquest model consisteix en una modificació del primer en la qual la càrrega passiva es substitueix en una font de



corrent, imposant l'amplitud i fase del corrent de sortida. Aquest model permet realitzar fàcilment simulacions amb càrregues de sortida de qualsevol fase, ja sigui inductiva o capacitiva.

#### 4.3.1 Model càrrega passiva

Tal i com s'ha explicat en aquest apartat, el control del convertidor es realitza mitjançant una modulació SPWM i un control d'equilibrat de les tensions als condensadors. El funcionament d'aquests controls presenta lleugeres diferències entre les branques superior i inferior, de forma que s'han implementat de forma independent.

L'entrada a cada un d'aquests blocs és el senyal modulador d'entrada, el qual és comú. Aquest consisteix en una ona sinusoidal de freqüència i amplitud constants, tot i que aquesta última es pot variar mitjançant la variable  $m_a$  o índex de modulació.

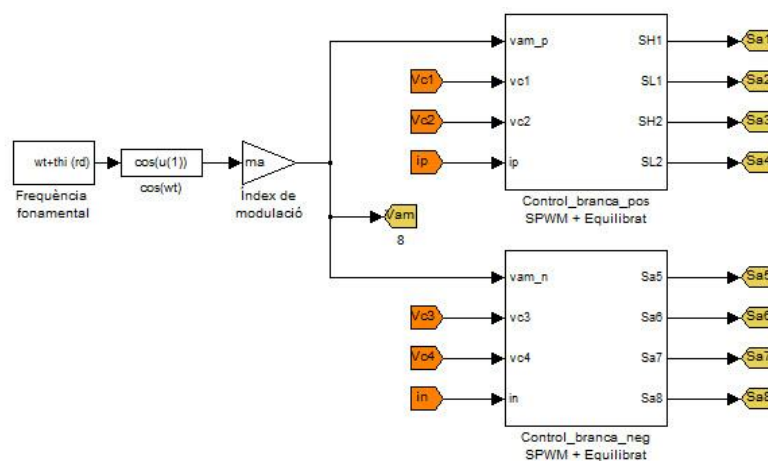


Figura 19. Blocs de control del convertidor en Simulink

Les sortides de cada un d'aquests blocs són els senyals d'activació de les cel·les del convertidor MMC, el qual és només de tres nivells, i per tant, segons l'equació (2) està format per quatre cel·les. En utilitzar un control independent per a cada branca, cada bloc proporcionarà quatre sortides, dues per a cada cel·la.

Per facilitar la realització del model i alhora que sigui més fiable, els components electrònics de potència s'han implementat mitjançant el *toolbox* de simulació electrònica SimPowerSystems, el qual ens permet treballar amb les equacions commutades del sistema, més exactes que les equacions amitjanades. Tot i això, s'han utilitzat interruptors ideals, sense resistència ni capacitats paràsites.

Així, cada una de les cel·les del convertidor s'ha implementat mitjançant dos interruptors ideals i un condensador:

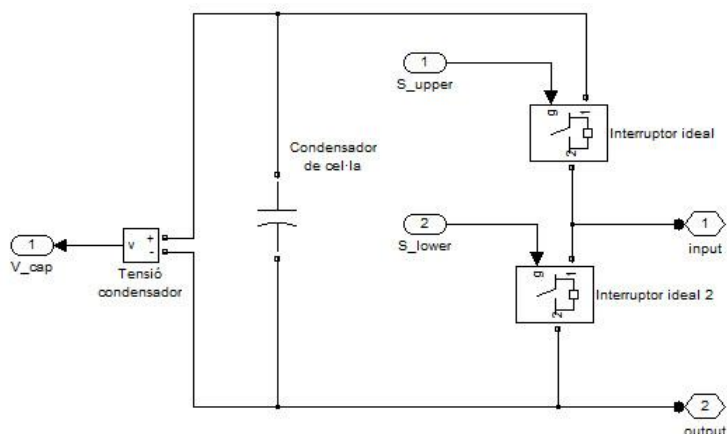


Figura 20. Diagrama de blocs d'una cel·la del convertidor MMC

Per tal d'obtenir un punt mig on connectar la càrrega de sortida de convertidor, el bus de continua s'ha implementat com dues fonts de tensió en sèrie, cada una de les quals incorpora una resistència en paral·lel. Aquesta resistència no és necessària pel funcionament del simulador, però en un muntatge experimental permetria aconseguir bidireccionalitat del corrent en el bus de continua malgrat que les fonts d'alimentació utilitzades fossin no reversibles en corrent.

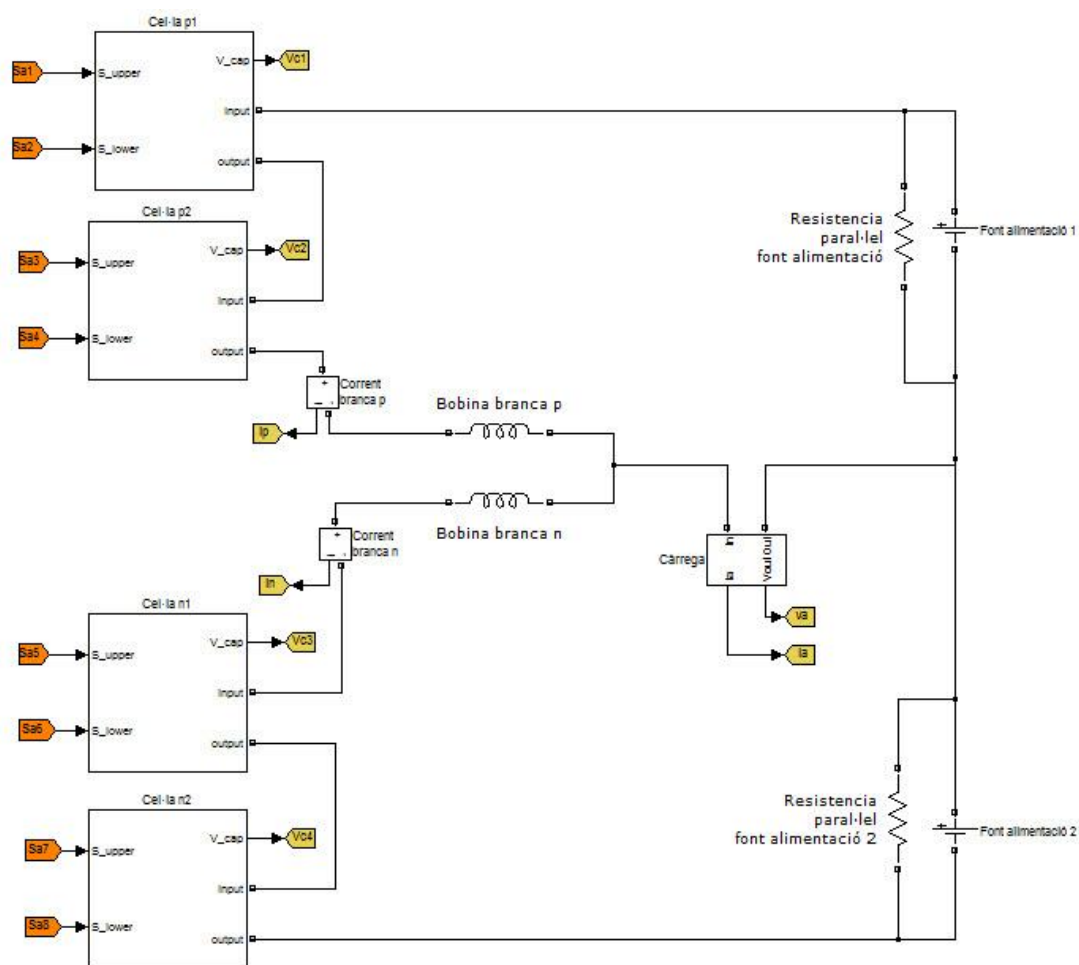


Figura 21. Model del convertidor MMC amb càrrega passiva

En aquest model, la sortida està connectada a una càrrega passiva RLC, el valor d'impedància de la qual es calcula abans de la simulació mitjançant un *script* o programa de MATLAB. Així es pot variar fàcilment el punt de treball del sistema.

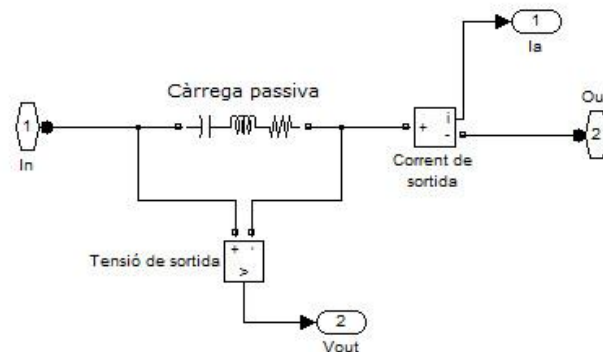


Figura 22. Càrrega passiva del convertidor

Aquest programa implementat en MATLAB calcula els valors de R, L i C necessaris a la càrrega per tal d'obtenir els valors de corrent nominal i fase definits:

```
%Entrades
phi_graus=fase;
In=Corrent_nominal;

%Càlcul de fase i impedància
fase_rad=phi_graus*2*pi/360;
Z=(Vdc*ma)/(2*sqrt(2))/In;

%Càrrega resistiva
Rc= Z*cos(phi_rad);

%Càrrega reactiva
if phi_rad>=0
    Lc=Z*sin(phi_rad)/(2*pi*f);
    Cc=inf;
else
    Lc=0;
    Cc=1/(Z*sin(-phi_rad)*(2*pi*f));
end
```

Figura 23. Codi de càlcul de la càrrega resistiva

#### 4.3.2 Model de càrrega activa

Tal i com el seu nom indica, les diferències entre els dos models rau en la implementació de la càrrega. Mentre que en el primer model consisteix en una càrrega passiva RLC, en el model actiu el corrent de sortida s'imposa mitjançant fonts de corrent.

La càrrega però, no pot consistir senzillament en una font de corrent situada a la sortida, ja que considerant les bobines internes del convertidor també com a fonts de corrent estaríem col·locant-ne dues en sèrie, fet que és incompatible. Per això, en

comptes de situar una sola font a la sortida es col·loca una font a cada branca, substituint la bobina interna del convertidor.

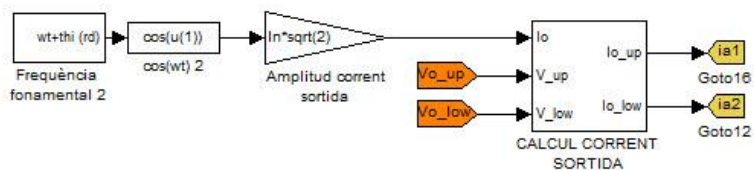


Figura 24. Bloc de càlcul dels corrents

Aquestes fonts de corrent imposen el corrent que circula per cada branca, calculant el corrent que hauria de circular per tal d'obtenir a la sortida el corrent desitjat. Aquest càlcul es realitza a partir del corrent de consigna i la tensió que apareixeria als extrems de les bobines, és a dir, la diferència de tensió entre el final de les cel·les superiors i el final de les cel·les inferiors.

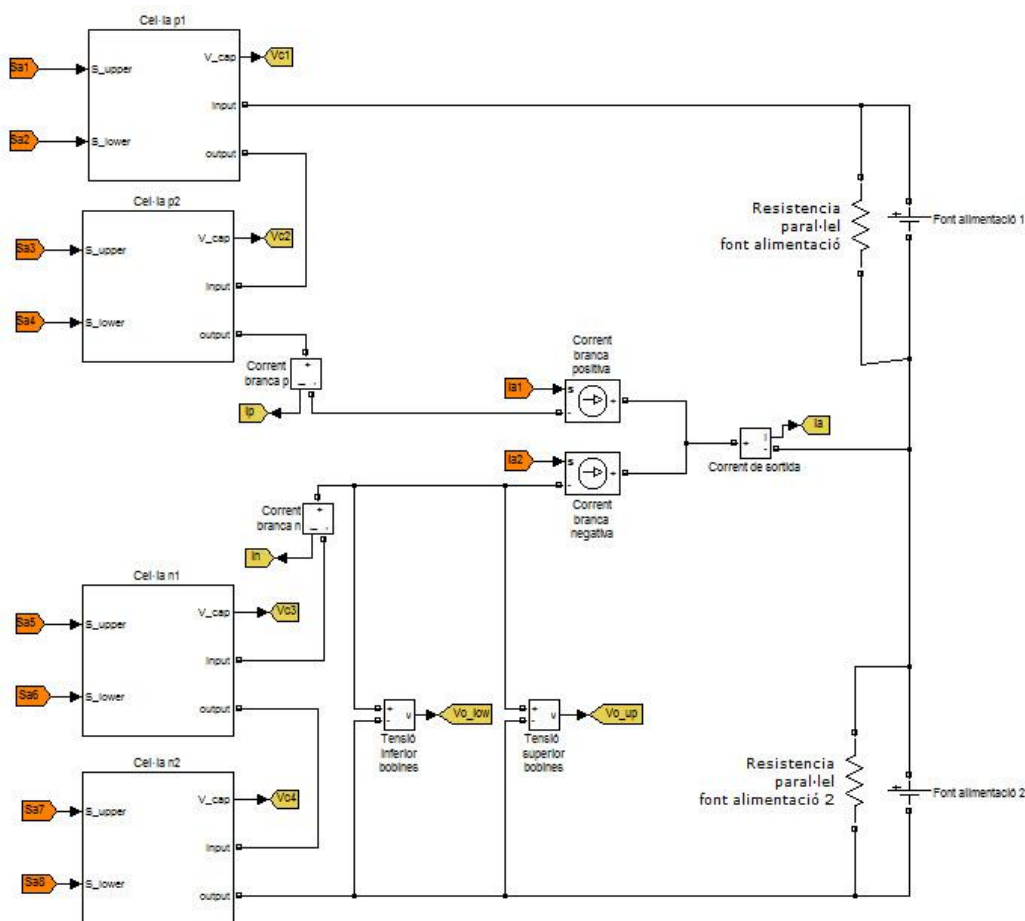


Figura 25. Model del convertidor MMC amb càrrega activa

Seguint les equacions següents es pot determinar el corrent de cada branca per tal d'obtenir el corrent de sortida consigna:

$$i_p = \frac{i_o}{2} + \frac{1}{2L} \int \Delta V_L dt \quad (51)$$

$$i_n = \frac{i_o}{2} - \frac{1}{2L} \int \Delta V_L dt = i_o - i_p \quad (52)$$

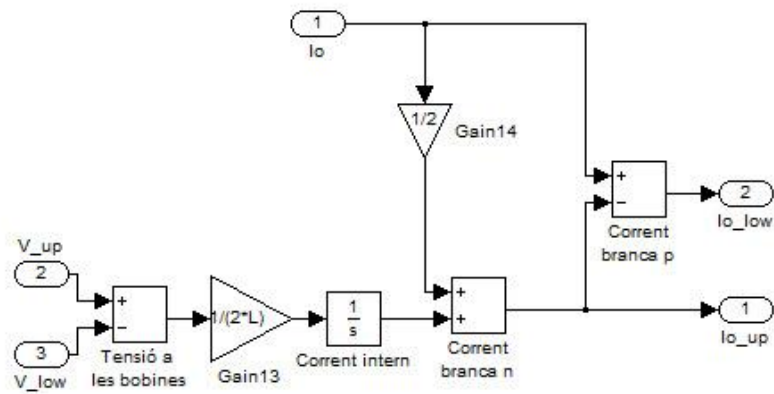


Figura 26. Càlcul del corrent de branca



# 5. CONTROL DEL CORRENT CIRCULANT

En apartats anteriors s'ha demostrat l'existència teòrica de tres components freqüencials en el corrent que circula per les branques del convertidor: el corrent de sortida, aportat a parts iguals per la branca superior i inferior; un corrent continu que transfereix l'energia des de l'entrada a la sortida; i un component de segon ordre o freqüència doble que circula per la branca, transferint energia des d'unes cel·les a les altres.

A la pràctica, però, el comportament dinàmic del convertidor esdevé molt més complex a causa del seu funcionament discret i de les ressonàncies dels components reactius, de forma que per les branques del convertidor circula corrent format per molts altres components freqüencials.

Les oscil·lacions de tensió dels condensadors estan directament relacionades amb aquest corrent circulant, de forma que modificant aquest corrent es poden augmentar o reduir les oscil·lacions als condensadors. Diversos estudis han intentat utilitzar els harmònics d'aquest corrent per minimitzar aquestes oscil·lacions, ja sigui amb estratègies de llaç obert [14] o de llaç tancat [15], però obtenint bons resultats només en condicions de treball molt concretes .

Mitjançant una tècnica diferent, en aquest apartat s'estudia i dissenya un controlador de corrent circulant amb l'objectiu de minimitzar les oscil·lacions de tensió als condensadors.

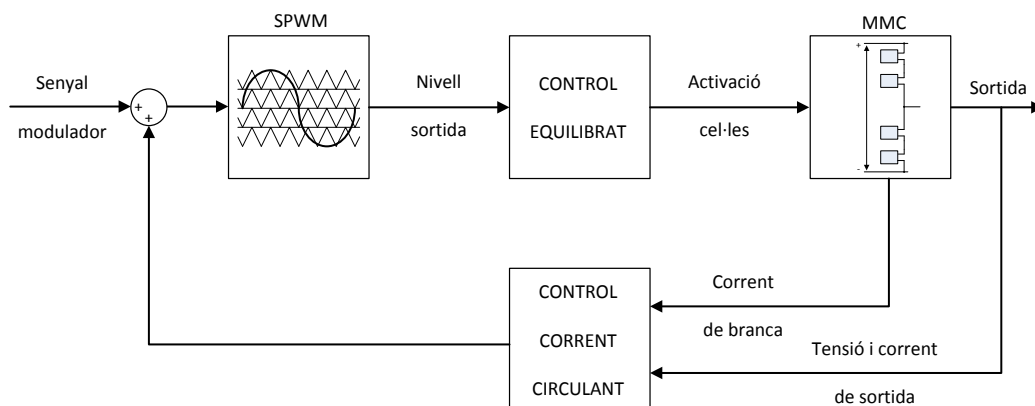


Figura 27. Diagrama de blocs del sistema amb el control del corrent circulant

## 5.1 MODEL DEL SISTEMA PER AL CONTROLADOR DEL CORRENT CIRCULANT

Considerant un funcionament ideal del convertidor MMC, cada una de les semi-branques es pot considerar com una font de tensió ( $V_{dc}/2$  menys la tensió aportada per

les cel·les o  $-V_{dc}/2$  més la tensió de les cel·les) i una bobina en sèrie. Així, el conjunt de cada fase vist des de la sortida són dues fonts de tensió en paral·lel, cada una d'elles amb una bobina en sèrie.

Si calculem l'equivalent de Thévenin del model anterior es pot observar la relació entre la tensió de sortida i les tensions de cada branca:

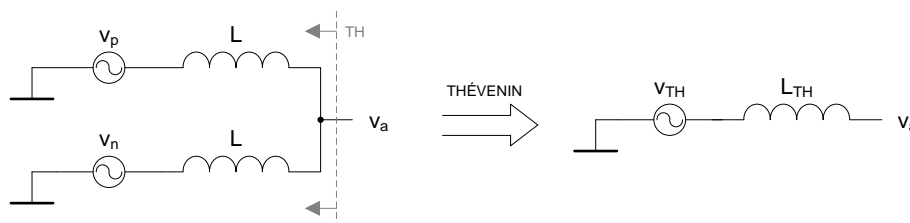


Figura 28. Model equivalent de Thévenin de la tensió de sortida

On  $v_{TH}$  i  $L_{TH}$  són:

$$v_{TH} = \frac{1}{2} \cdot v_p + \frac{1}{2} \cdot v_n = \frac{v_p + v_n}{2} \quad (53)$$

$$L_{TH} = \frac{L}{2} \quad (54)$$

### 5.1.1 Independència de la sortida respecte l'acció $\Delta$

Aquest model ens mostra que si es varien les tensions  $v_p$  i  $v_n$  de forma simètrica (augmentant-ne una i disminuint-ne l'altra per igual) el valor de la tensió de sortida no variarà. No obstant si que variarà el corrent circulant, ja que la diferència de potencial entre els extrems de les dues bobines no serà el mateix.

$$v_a \approx v_{TH} = \frac{v_p + v_n}{2} = \frac{(v_n + \Delta) + (v_p - \Delta)}{2} \quad (55)$$

Les tensions  $v_p$  i  $v_n$  són proporcionals a la tensió de modulació  $v_{am}$ , de forma que afegint una petita variació  $\Delta$  al senyal de modulació de la semi-branca positiva, i restant-lo al senyal de modulació de la semi-branca negativa podem actuar sobre el corrent que circula per la branca sense afectar a la tensió de sortida.

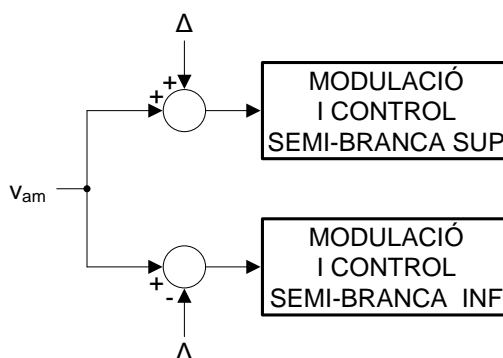


Figura 29. Acció del control sobre el senyal de modulació



### 5.1.2 Control del corrent circulant amb l'acció $\Delta$

Mitjançant l'acció de control  $\Delta$  es modifiquen els senyals de modulació que controlen les branques superiors i inferiors, i per tant, les tensions que apareixen als extrems de les bobines, és a dir  $v_p$  i  $v_n$ . Aquesta diferència de potencial provoca el corrent circulant que es vol controlar, tal i com s'ha demostrat en l'equació (16) (apartat 3.2.2 Model amitjanat amb un nombre de cel·les finit):

$$i_p = \frac{i_a}{2} + \frac{1}{2L} \int_0^t (v_p - v_n) dt + I_{pn0} \quad (16)$$

Si considerem  $\Delta$  com l'entrada al sistema a controlar i el corrent circulant o corrent d'harmònics (el corrent de la branca menys el corrent de primer ordre) com a sortida del sistema, podem calcular-ne la funció de transferència.

$$\begin{aligned} v_p &= (v_{am} + \Delta) \cdot \frac{V_{dc}}{2}; \quad v_n = (v_{am} - \Delta) \cdot \frac{V_{dc}}{2}; \quad i_{HARM} + i_{DC} = i_p - \frac{i_a}{2} \\ i_{HARM} + i_{DC} &= \frac{1}{2L} \int (v_p - v_n) dt \rightarrow i_{HARM} + i_{DC} = \frac{1}{2L} \int 2\Delta \cdot \frac{V_{dc}}{2} dt \\ y(s) &= i_{HARM} + i_{DC}; \quad u(s) = \Delta \\ y(s) &= \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{s} \cdot u(s) \rightarrow G_p(s) = \frac{V_{dc}/2}{sL} \end{aligned} \quad (56)$$

Així doncs, el model de planta que s'utilitzarà per dissenyar el controlador de corrent circulant consisteix en un integrador pur. No obstant, la dinàmica del sistema no serà exactament aquesta, ja que està molt relacionada amb la ressonància LC del sistema, la qual no s'ha tingut en compte durant el disseny del controlador.

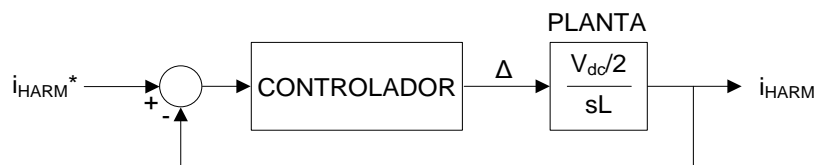


Figura 30. Estructura del llaç de control

## 5.2 GENERACIÓ DELS COMPONENTS HARMÒNICS DEL CORRENT CIRCULANT

El corrent que es vol fer circular per la branca del convertidor ha d'estar compost, com a mínim per dos components: el corrent de freqüència fonamental (la meitat del corrent de sortida) i el corrent continu de transferència de potència. A més d'aquests dos components, la consigna del controlador pot incloure altres components de freqüència múltiple si aquests fossin beneficiosos per a les oscil·lacions dels condensadors.

### 5.2.1 Harmònic fonamental

El primer harmònic de corrent no és realment utilitzat com a senyal de consigna, ja que el llaç de control de corrent circulant només pretén actuar sobre el component continu i els altres components harmònics. No obstant, el senyal de realimentació mesurat (corrent de la branca) inclou aquest component i per tant, s'ha de conèixer per eliminar-lo del senyal d'error del controlador. A l'hora de representar el sistema en un diagrama de blocs, aquesta mesura tant es pot utilitzar com a senyal de consigna, com restar-ho del llaç de realimentació.

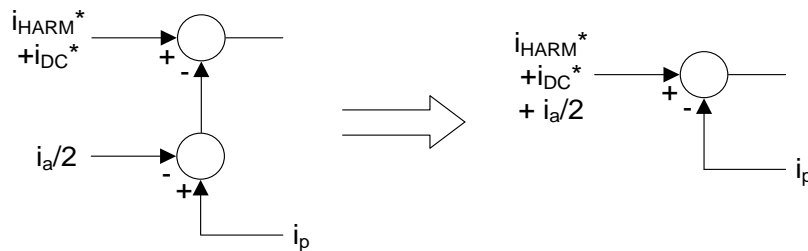


Figura 31. Utilització del primer harmònic en la consigna del controlador

Els dos components principals que volem imposar depenen de la càrrega de sortida, i per tant, no són paràmetres coneguts prèviament. Tot i això, es poden calcular a partir d'una realimentació del corrent de sortida, ja que el component de primer ordre és la meitat d'aquest corrent, i el component continu depèn de la potència que es vol transferir.

### 5.2.2 Filtrat de senyal

El corrent mesurat inclou molts harmònics d'alta freqüència, però per tal de realitzar càlculs com la potència o el desfasament del corrent respecte la tensió, només s'utilitzen els components de baixa freqüència, i per tant, s'ha de filtrar la mesura. Aquest procés de filtrat afegirà al senyal un retard d'un cicle de commutació, i per tant, la consigna i mesures utilitzades al controlador no seran exactament les desitjades. No obstant, si la freqüència de commutació és suficientment alta, aquest error es pot considerar acceptable.

Els tipus de filtre utilitzat per eliminar els harmònics de commutació és el que es coneix com a filtre MAF (Moving Average Filter) o Filtre d'amiñjanat local, un filtre digital que calcula el valor mig del senyal durant un cicle de commutació, però de forma continua. És a dir, no proporciona una sortida discreta sinó que realitza el càlcul del valor mig d'una finestra de temps mòbil d'amplada un cicle de commutació. Aquesta topologia de filtre passa baixos és molt utilitzada en aplicacions d'electrònica de potència, ja que elimina eficaçment els harmònics de commutació sense requerir gaire capacitat de processament.

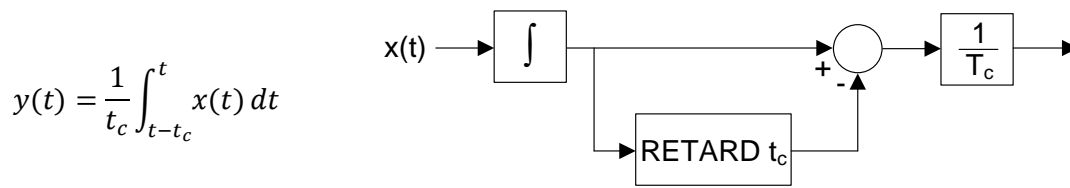


Figura 32. Filtre d'amitjanat local. Equació i diagrama de blocs

### 5.2.3 Corrent continu de transferència de potència

Un dels components més importants del corrent circulat o corrent d'harmònics ( $I_{HARM}$ ) és el component continu de transferència de potència. Aquest determina la potència d'entrada al convertidor, i considerant el rendiment del sistema unitari, podem calcular-ho a partir de la potència de sortida. Coneixent que el senyal de sortida del convertidor és una ona sinusoidal de 50Hz, podem calcular la potència com el valor mig del producte del corrent per la tensió durant mig període (la forma d'ona de la potència instantània és de freqüència doble). Aquest càlcul només és vàlid per a una càrrega estàtica o de variació lenta, ja que el resultat és un retard de mig període, és a dir, de 10ms.

$$i_{DC}^*(t) = \frac{P(t)}{V_{DC}} \quad (57)$$

$$P(t) = \frac{2}{T} \cdot \int_{t-\frac{T}{2}}^t v_{out}(t) \cdot i_a(t) dt \quad (58)$$

### 5.2.4 Harmònics de freqüència múltiple

Els diferents corrents harmònics que poden formar part de la consigna del corrent circulat es determinaren posteriorment mitjançant un problema d'optimització de l'amplitud de les oscil·lacions als condensadors. Aquests corrents poden tenir fases i amplituds diverses, les quals estaran referenciades a uns valors normalitzats, que igual que el corrent continu de transferència de potència, s'han de calcular. La fase dels harmònics dependrà de la fase del corrent de sortida, mentre que l'amplitud es referirà al valor teòric calculat per al corrent de segon ordre que circularia lliurement (12), és a dir,  $\frac{m_a \cdot \hat{I}_a}{4}$ . L'equació de cada corrent harmònic serà com la següent, on l'amplitud  $K_{nH}$  i l'angle  $\varphi_{nH}$  poden ser constants o variar en funció de l'angle del corrent principal.

$$i_{HARM}(t, \varphi) = \frac{m_a \cdot \hat{I}_a}{4} \cdot K_{nH}(\varphi) \cdot \cos(n \cdot \omega t + \varphi_{nH}(\varphi)) \quad (59)$$

El valor normalitzat d'amplitud es calcularà a partir del factor de modulació  $m_a$ , ja conegut, i el valor de pic del corrent de sortida  $\hat{I}_a$ , paràmetre a calcular. Aquest valor es pot calcular de forma discreta, comparant cada mesura amb l'anterior fins a

determinar el valor de pic, o de forma continua, ja que sabent que  $I_a$  és un senyal sinusoidal, es pot calcular el seu valor mig o *rms* i aplicar-hi el factor de pic adequat. En aquesta aplicació s'ha optat per l'opció continua, calculant el valor mig rectificat durant un semiperíode i aplicant-hi el factor de pic  $\pi/2$ .

$$I_{av} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} \hat{I}_a \cdot \cos(\omega t) dt = \frac{\hat{I}_a}{\pi} \cdot 2 \quad (60)$$

$$\hat{I}_a = I_{av} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (61)$$

L'angle de desfasament entre tensió i corrent és un valor difícil de mesurar, i per això es calcularà de forma indirecta, a partir d'altres valors calculats prèviament. El mètode més senzill per determinar l'angle  $\varphi$  és a partir de la relació entre potència activa i potència aparent. El primer és un valor calculat en la determinació del corrent continu de transferència de potència, mentre que el segon valor es pot calcular mitjançant els valors de corrent i tensió de pic.

$$\hat{V}_a = m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad (62)$$

$$S = \frac{\hat{V}_a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{I}_a}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{V}_a \cdot \hat{I}_a}{2} \quad (63)$$

$$\varphi = \cos^{-1} \frac{P}{S} \quad (64)$$

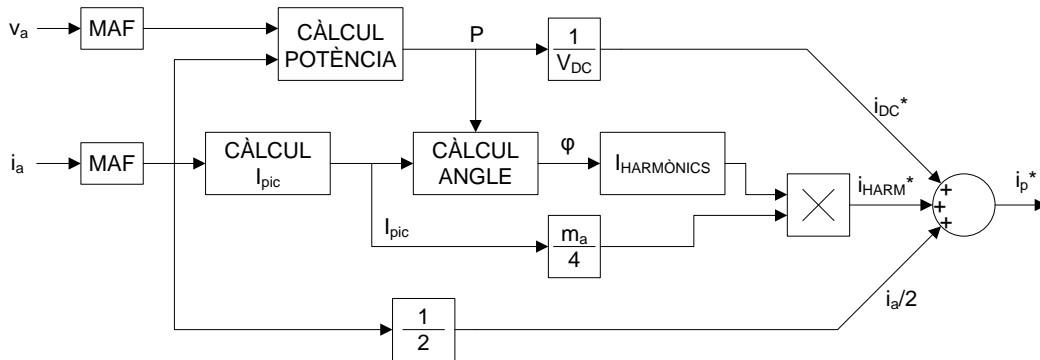


Figura 33. Diagrama de blocs de la consigna de corrent circulant

### 5.3 ESTRUCTURA DE CONTROL

L'objectiu més usual d'un llaç de control és establir el sistema i mantenir la sortida en el punt de treball especificat per la consigna, corregint l'acció de control davant perturbacions o canvis en el sistema. Aquest és el que s'anomena control d'estabilització, i en molts casos es pot resoldre mitjançant tècniques de control bàsiques, com per exemple el control proporcional, integral i/o derivatiu (PID).

El control de corrent circulant ideal, però, consisteix en un sistema de seguiment, ja que l'objectiu no és establir el sistema en un valor de consigna determinat, sinó que

segueixi un senyal de consigna variant. Realitzar un control de seguiment perfecte (on el senyal d'error i totes les seves derivades tendeixin a zero) és complex, però existeixen diverses tècniques de control avançat que ho permeten. Una d'aquestes és el Principi del Model Intern (PMI), en el qual s'ha de conèixer prèviament la forma d'ona del senyal de consigna.

En aquest sistema, però, malgrat tractar-se d'una planta amb funció de transferència simple (integrador pur) i conèixer el senyal de consigna no s'ha aconseguit realitzar seguiment perfecte, ja que les no idealitats (tant de la planta com del sistema de càlcul de consigna) feien el sistema inestable. Tot i això, mitjançant un control proporcional s'ha aconseguit implementar un control d'estabilització suficientment ràpid, el qual permet obtenir molt bons resultats. Tot i només utilitzar un dels sistemes, a continuació s'expliquen els principis de funcionament de tots dos.

### 5.3.1 Principi del Model Intern (PMI)

El Principi del Model Intern diu que si la funció de transferència del sistema enllaç obert (producte de la planta  $G_p$  pel controlador  $G_c$ ) conté la funció de transferència del senyal de consigna  $R(s)$ , aleshores el senyal de sortida seguirà assímtoticament el senyal de consigna. Aquest sistema també es pot realitzar a partir del coneixement de les perturbacions, però en aquest cas només en considerarà el coneixement de la consigna.

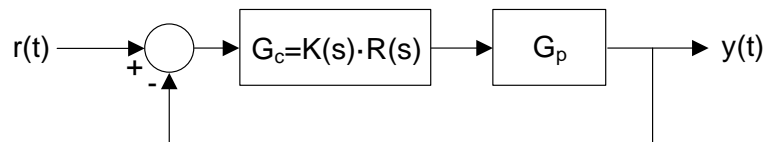


Figura 34. Llaç de control amb el Principi del Model Intern

Perquè aquest sistema funcioni, però, s'ha d'assegurar l'estabilitat interna del sistema, de forma que el senyal d'error (diferència entre consigna i sortida) estigui format només per pols negatius. La funció del senyal d'error és la següent:

$$G_c = K \cdot R; \quad Q = \frac{1}{R} \quad (65)$$

$$e = \frac{1}{Q + K \cdot G_p} Q \cdot r$$

I per tant, s'ha de dissenyar  $K$  per tal que  $e$  sigui estable:

$$Q + K \cdot G_p \rightarrow \text{pols negatius} \quad (66)$$

El senyal de consigna o senyal de seguiment utilitzat en aquest llaç de control està format per un component continu, un senyal sinusoidal de primer ordre i un senyal sinusoidal de segon ordre:

$$r = A_{DC} + A_{1H} \cdot \cos(\omega t) + A_{2H} \cdot \cos(2\omega t)$$

$$R(s) = A_{DC} \frac{1}{s} + A_{1H} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + A_{2H} \frac{s}{s^2 + 4 \cdot \omega^2} \quad (67)$$

Mitjançant aquestes dades es podria calcular un controlador K per tal que el sistema pugui realitzar un control de seguiment. No obstant, la funció de transferència anterior no té en compte la fase dels senyals sinusoidals, ja que és variant, i per tant no permet l'aplicació exacta del principi del model intern. A causa d'aquesta inexactitud i altres no idealitats del sistema no s'ha aconseguit dissenyar un controlador de seguiment estable per a aquest llaç de control.

### 5.3.2 Control proporcional (P)

El controlador finalment implementat no realitza un control de seguiment, ja que el senyal d'error no tendeix a zero, però sí que es manté sempre a valors molt baixos, obtenint com a sortida un senyal de corrent molt semblant al desitjat.

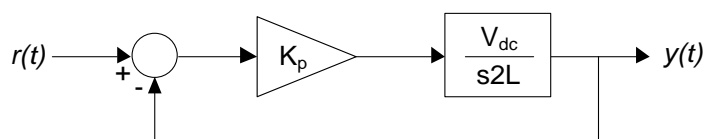


Figura 35. Llaç de control amb un controlador proporcional

Aquest consisteix senzillament en un controlador proporcional, de forma que la funció de transferència del sistema en llaç tancat és de primer ordre.

$$G_{LOBERT} = \frac{K_p \cdot \frac{V_{dc}}{2}}{sL} \quad (68)$$

$$G_{LTANCAT} = \frac{G_{LOBERT}}{1 + G_{LOBERT}} = \frac{1}{\frac{2 \cdot L}{V_{dc} \cdot K_p} s + 1} \quad (69)$$

La constant de temps del sistema varia de forma inversament proporcional a la constant de proporcionalitat Kp, el valor final de la qual s'ha ajustat de forma empírica. Aquest és de 100·L o 0,6, mitjançant la qual s'obté una constant de temps de 333µs.

$$K_p = 100 \cdot L \quad (70)$$

$$\tau = \frac{2 \cdot L}{V_{dc} \cdot K_p} = 333 \mu s \quad (71)$$

## 5.4 CORRENT ÒPTIM

A part dels components principals (corrent fonamental i corrent continu) el corrent que circula per la branca del convertidor pot estar format per altres harmònics si aquests ajuden a la reducció de les oscil·lacions. Per tal de determinar si la utilització

d'aquests corrents harmònics és beneficiosa o no per al nostre objectiu i quina amplitud han de tenir, s'ha plantejat el sistema com un problema d'optimització.

Aquest mateix estudi es podria realitzar per a molts harmònics diferents, però en aquest projecte només s'ha determinat el valor òptim de l'harmònic de segon ordre. El resultat d'aquest estudi han estat les funcions que determinen la fase i amplitud d'aquest harmònic en funció de l'angle del corrent de sortida i de l'índex de modulació.

#### 5.4.1 Plantejament de problema

La funció objectiu  $f_{opt}$  o funció a optimitzar del nostre sistema ha de representar les oscil·lacions de tensió als condensadors i s'ha obtingut a partir d'una de les equacions del model amitjanat del sistema (36). Aquesta defineix la variació de tensió en el condensador a la branca positiva al llarg d'un cicle com la integral del producte entre el corrent de la branca i el cicle de treball. El resultat d'aquesta equació ens determina la variació de la tensió respecte el cicle anterior, però no el valor màxim de les oscil·lacions, ja que els valors positius i negatius es compensen. Per això, s'utilitza com a funció d'optimització el valor quadràtic d'aquesta equació, optimitzant així els valors de pic de les oscil·lacions.

$$\overline{v_{cp}} = \frac{1}{C} \int_0^t \overline{i_p} \frac{1 - v_{am}}{2} dt + V_{cp0} \rightarrow \Delta \overline{v_{cp}} = \overline{v_{cp}}(t = T) - V_{cp0} = \frac{1}{C} \int_0^T \overline{i_p} \frac{1 - v_{am}}{2} dt \quad (72)$$

$$f_{opt} = \int_0^T \left( \overline{i_p} \frac{1 - v_{am}}{2} \right)^2 dt \quad (73)$$

En primer lloc s'ha realitzat la optimització d'aquest sistema en un cas ideal per comprovar la utilitat de l'harmònic de segon ordre. És a dir, suposant una càrrega purament resistiva, un índex de modulació la unitat i considerant la fase d'aquest harmònic igual a la fase del corrent de sortida. En aquest cas, la única variable a optimitzar és l'amplitud del corrent de segon ordre, i la funció d'optimització utilitzada serà com la següent.

$$f_{opt}(K_{2H}) = \int_0^T \left( \left( \frac{\widehat{I}_a}{2} \cos(\omega t + \phi) + \frac{\widehat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(\phi) + K_{2H} \frac{\widehat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(2\omega t + \phi) \right) \cdot \frac{1 - m_a \cos(\omega t)}{2} \right)^2 dt \quad (74)$$

Tal i com s'ha explicat en l'apartat anterior 5.2 GENERACIÓ DELS COMPONENTS HARMÒNICS DEL CORRENT CIRCULANT l'amplitud d'aquests harmònics està normalitzada, de forma que la variable d'optimització  $K_{2H}$  consisteix en un multiplicador del factor de normalització  $\frac{m_a \cdot \widehat{I}_a}{4}$ .

Mitjançant un software de càlcul matemàtic, en aquest cas MATLAB, s'ha implementat un programa que realitzi l'optimització de la funció anterior de forma simbòlica, desenvolupant primer la integral definida, calculant a continuació el gradient

de la funció (les derivades parcials respecte a les variables d'optimització) i finalment, resolent el sistema d'equacions resultant d'igualar el gradient a zero. A continuació es mostra un fragment del programa implementat.

```
%Funció objectiu
ip=(Io/2)*cos(w*t+phi)+Io*ma*cos(phi)/4+K2H*(Io*ma/4)*cos(2*w*t+phi);

fobj=(1/C)*int(((1-ma*cos(w*t))/2*(ip))^2,t);

%Càlcul integral definida
t=1/f;
integral_final=eval(fobj);

t=0;
integral_inicial =eval(fobj);

integral_definida= integral_final - integral_inicial;

%Càlcul de la K2H òptima
K2H=solve(diff(integral_definida));
```

Figura 36. Codi del programa d'optimització per al cas ideal

El resultat d'aquesta optimització per al cas ideal és un valor de  $K_{2H}$  igual a la unitat, és a dir, el component harmònic de segon ordre és útil per a la reducció de les oscil·lacions de tensió als condensadors, i concretament, per a una càrrega resistiva i modulació unitària l'amplitud òptima és el valor teòric determinat en l'equació (12) on es demostrava la seva existència. No obstant, tot i que el corrent circulant lliure obtingut teòricament sigui el corrent òptim, a la pràctica presenta grans diferències, ja que, tal i com es mostrarà a l'apartat de resultats, la utilització del control de corrent millora àmpliament el funcionament del sistema.

#### 5.4.2 Funció d'optimització final

La funció d'optimització anterior ha estat realitzada per a un cas ideal, on la càrrega és resistiva i l'índex de modulació fos la unitat. En els casos pràctics, però, aquests paràmetres varien, i per tant, s'ha realitzat un segon problema d'optimització on també es considera una variable d'optimització la fase del segon harmònic, i el resultats són funció dels paràmetres fase i índex de modulació. La funció d'optimització és gairebé igual que l'anterior, però amb la variació de la fase del corrent de segon ordre. El codi del programa d'optimització també és semblant, però amb diferències en el càlcul del gradient.

$$f_{opt}(K_{2H}, \phi_{2H}) = \int_0^T \left( \left( \frac{\hat{I}_a}{2} \cos(\omega t + \phi) + \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(\phi) + K_{2H}(m_a, \phi) \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(2\omega t + \phi_{2H}(m_a, \phi)) \right) \cdot \frac{1 - m_a \cos(\omega t)}{2} \right)^2 dt \quad (75)$$

```
%Funció objectiu
ip=(Io/2)*cos(w*t+phi)+Io*ma*cos(phi)/4+K2H*(Io*ma/4)*cos(2*w*t+phi);
```



```

fobj=(1/C)*int(((1-ma*cos(w*t))/2*(ip))^2),t);

%Càlcul integral definida
t=1/f;
integral_final=eval(fobj);

t=0;
integral_inicial =eval(fobj);

integral_definida= integral_final - integral_inicial;

%Càlcul de K2H i phi2H òptims
A=diff(integral_definida,K2H);
B=diff(integral_definida,phi2H);
Solucio=solve(A,B, 'K2H,phi2H');

K2H=Solucio.K2H;
phi2H=Solucio.phi2H;

```

Figura 37. Codi del programa d'optimització final

El resultat d'aquesta optimització són dues funcions, en MATLAB anomenades *K2H\_fcn* i *phi2H\_fcn* que determinen el valor d'amplitud i fase del segon harmònic en funció de l'índex de modulació i la fase del corrent de sortida. La funció d'amplitud depèn també de la fase del mateix harmònic, de forma que per evitar repetir càlculs, la sortida de *phi2H\_fcn* s'utilitza com a entrada de *K2H\_fcn*.

## 5.5 MODEL DE SIMULACIÓ DEL CONTROL DE CORRENT CIRCULANT

Tots els diagrames de blocs i estructures de control anteriors s'han implementat en Simulink per tal de poder comprovar el seu funcionament mitjançant simulacions, visualitzant les oscil·lacions de tensió quan s'utilitza el control de corrent circulat.

A continuació es mostren els diagrames de blocs en Simulink de com s'aplica el control del corrent circulat sobre el senyal de modulació i el diagrama de blocs intern d'aquest control.

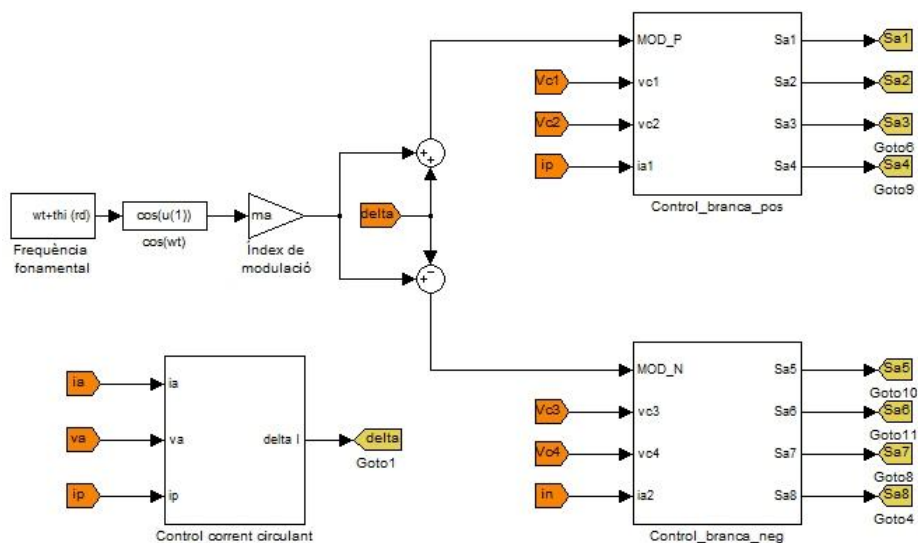


Figura 38. Aplicació de l'acció del control de corrent circulat

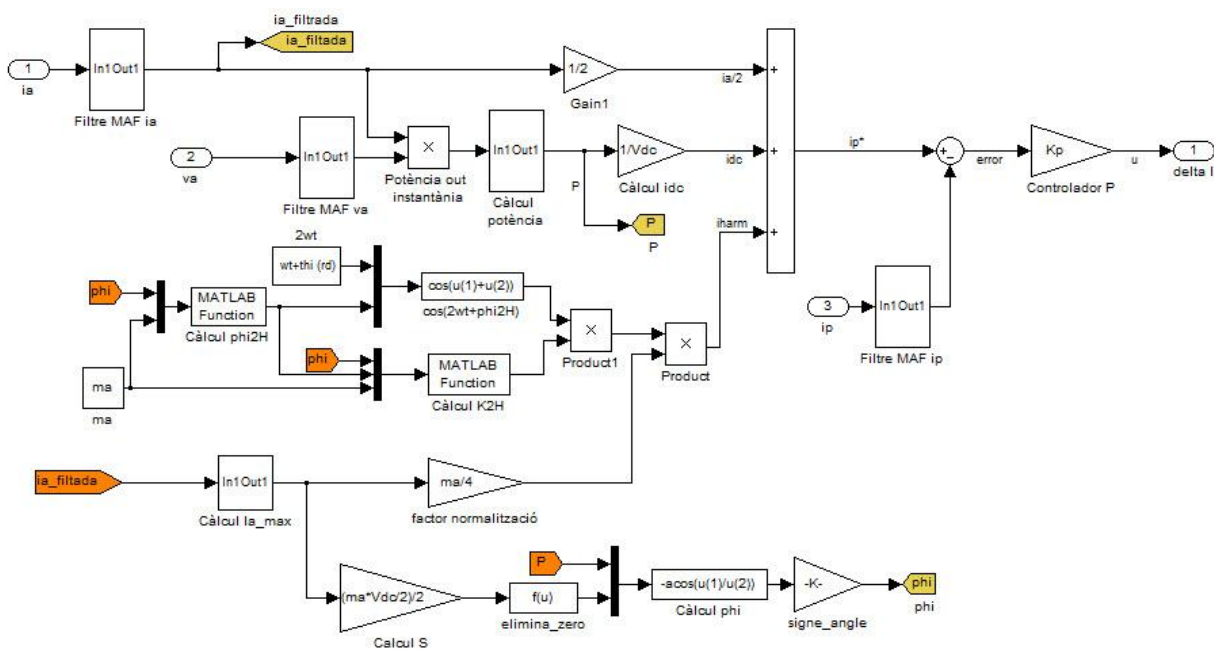


Figura 39. Diagrama de blocs del control de corrent circulant

# 6. RESULTATS DE SIMULACIÓ

Al llarg d'aquest projecte s'ha estudiat el funcionament del convertidor MMC i mitjançant simulació, s'han realitzat experiments amb diverses configuracions i sistemes de control. Posteriorment s'ha desenvolupat un llaç de control del corrent intern o corrent circulant per tal de minimitzar les oscil·lacions que apareixen als condensadors, obtenint, també en simulació, molt bons resultats.

En aquest apartat es mostren les gràfiques obtingudes en els diversos experiments, mitjançant les quals s'ha pogut analitzar el funcionament del convertidor i obtenir conclusions. Aquests resultats són gràfiques de tensió i corrent en diverses situacions i ens permeten obtenir valors teòrics i realitzar comparacions entre diversos modes de funcionament.

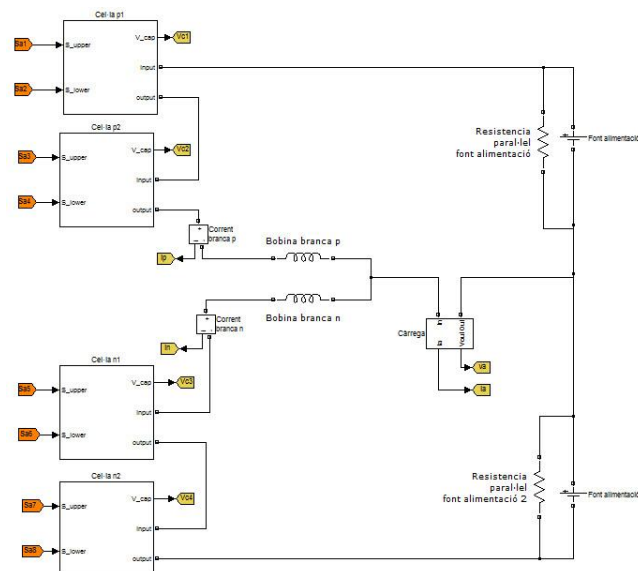


Figura 40. Model de simulació de la planta

## 6.1 FUNCIONAMENT BÀSIC DEL CONVERTIDOR MMC: SPWM I EQUILIBRAT

En primer lloc observarem els senyals de tensió i corrent del convertidor MMC quan aquest funciona mitjançant el control bàsic, és a dir, utilitzant una modulació SPWM i un control d'equilibrat de condensadors. En les següents figures podrem observar la forma d'ona del senyal de sortida amb diferents càrregues, els corrents interns o corrents circulants per les branques del convertidor i finalment, l'evolució de la tensió als condensadors.

Totes les gràfiques s'han obtingut mitjançant la simulació dels models de Simulink explicats a l'apartat 4.3 MODELS DE SIMULACIÓ. Excepte en les simulacions que s'especifiqui al contrari, aquestes s'han realitzat mitjançant el model amb càrrega passiva i utilitzant els següents paràmetres:

Pas de simulació (constant):	1 $\mu$ s
Freqüència de commutació ( $f_s$ )	2000Hz
Tensió de bus ( $V_{dc}$ )	60V
Capacitat de les cel·les (C)	680 $\mu$ F
Inductància de branca (L)	6mH
Corrent nominal ( $I_a$ )	150mA

Taula 3. Paràmetres de simulació

A la Figura 41. Tensió i corrent de sortida en funcionament nominal es representen els senyals de tensió i corrent de sortida del convertidor treballant en situació nominal, és a dir, amb una càrrega purament resistiva i un índex de modulació ( $m_a$ ) la unitat.

Aquí es pot observar com la sortida consisteix en una tensió alterna multinivell (3 nivells), la qual pot adoptar els valors de 30, 0 o -30V, mentre que la modulació SPWM fa que el senyal de sortida s'aproximi més, en valor mig, a una ona sinusoidal. Un dels efectes importants que es pot observar és l'efecte integrador de les bobines de branca, que, vistes des del punt de vista del model Thévenin (Figura 28), actuen com a impedància de sortida amb un valor equivalent a  $L/2$ . Aquest efecte fa que els polsos de la modulació SPWM no siguin quadrats, i fins i tot, els polsos més curts quedin a mig camí entre dos nivells. Això, però, no és perjudicial, sinó que filtra harmònics d'alta freqüència no desitjats.

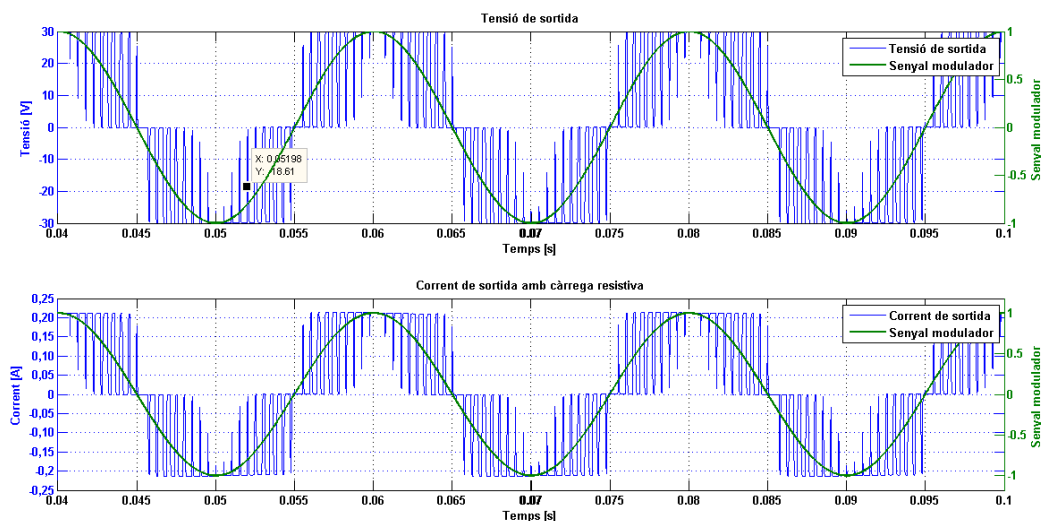


Figura 41. Tensió i corrent de sortida en funcionament nominal

La Figura 42 mostra el corrent intern que circula per les branques del convertidor, el qual, tal i com es demostra en el desenvolupament teòric de l'apartat 3.2 MODELAT DEL CONVERTIDOR MMC, hauria d'estar format per tres components harmònics. Els resultats obtinguts mitjançant simulació són aquests tres components més un component d'alta freqüència degut a la modulació SPWM. L'única diferència

destacable respecte al corrent determinat teòricament (12) i (13) és un canvi de signe en el component harmònic de segon ordre.

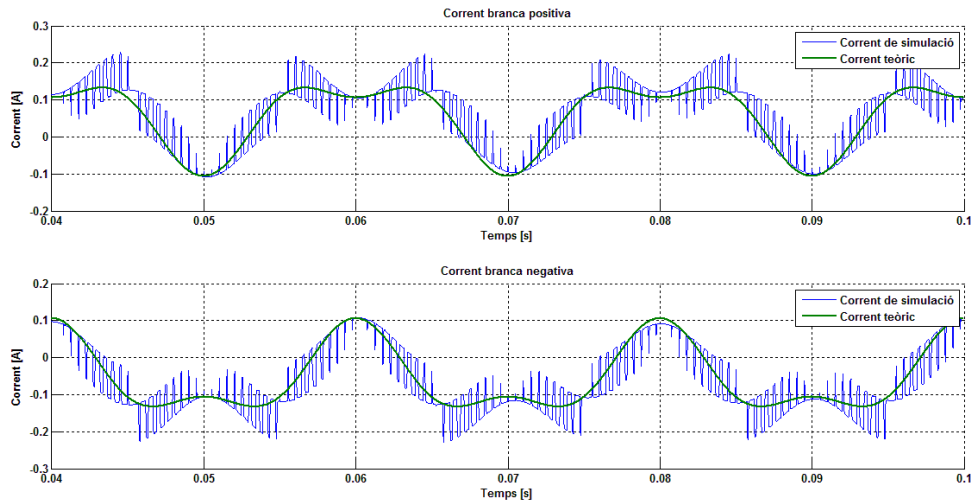


Figura 42. Corrent intern de branca teòric i simulat en funcionament nominal

Una de les variables en que més s'ha centrat aquest projecte és el valor de tensió dels condensadors, consolidant com a un dels objectius el disseny d'un control per tal de reduir les oscil·lacions d'aquesta tensió. A la Figura 43 es mostra l'evolució d'aquesta tensió en una cel·la superior i una cel·la inferior (la forma d'ona de les altres dues cel·les són molt semblants) utilitzant només la modulació SPWM i el control d'equilibrat. Aquí es pot observar que la tensió al condensador es manté estable al voltant de la tensió de 30V ( $V_{d0}/2$ ) però amb oscil·lacions de 0.6V de pic a pic.

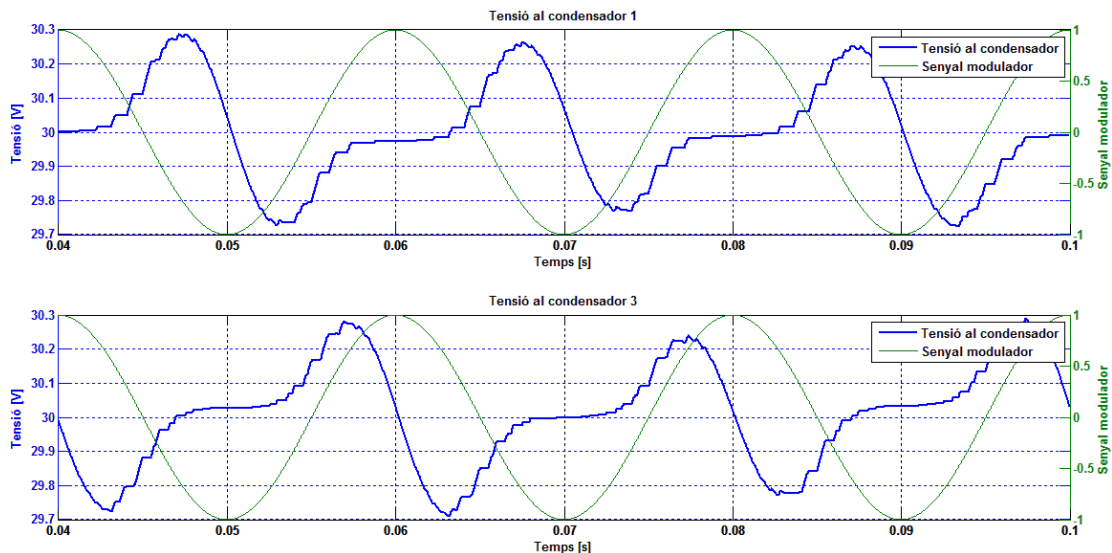


Figura 43. Tensió als condensadors 1 i 3 en funcionament nominal

Observant en més detall es pot comprovar que, quan el senyal de modulació és alt i les cel·les superiors estan activades, només treballen els condensadors de la branca negativa, mentre que quan és baix, treballen només els de la branca positiva.

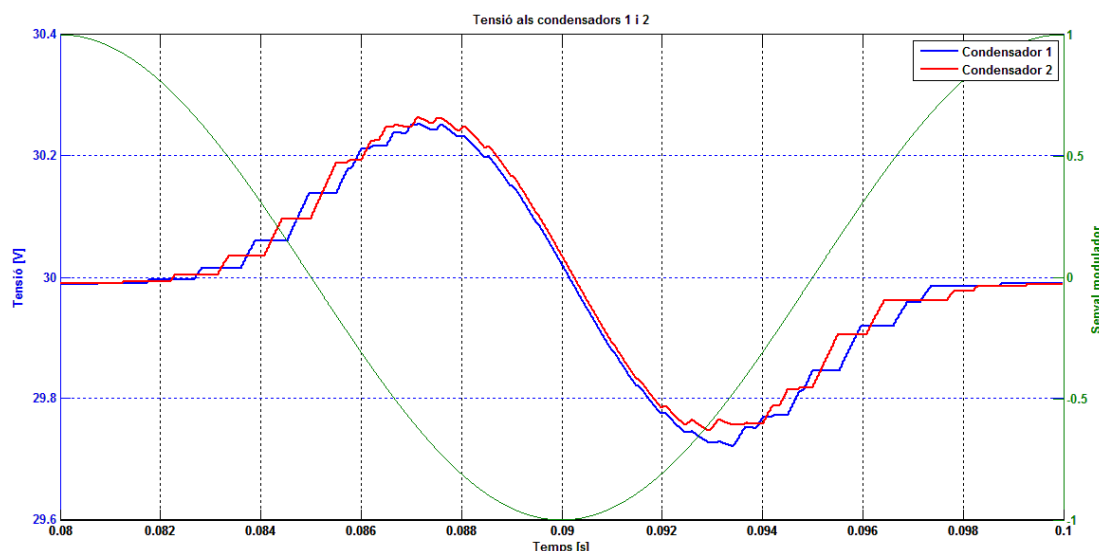


Figura 44. Detall de tensió als condensadors 1 i 2 en funcionament nominal

A la Figura 44, on es mostren les tensions dels dos condensadors de la branca superior, es pot observar amb més detall l'evolució de la tensió i comprovar l'actuació del control d'equilibrat, el qual compensa la càrrega o descàrrega dels dos condensadors. En primer lloc es poden distingir clarament tres zones de funcionament, en les que s'activen les dues cel·les, i per tant no treballa cap condensador, no s'activa cap cel·la (la tensió dels condensadors evoluciona en paral·lel) o només s'activa una cel·la. És en aquesta zona on es demostra el funcionament del control d'equilibrat, el qual va intercanviant la cel·la activa per equilibrar les tensions.

Les simulacions anteriors s'han realitzat considerant una càrrega resistiva pura, on el corrent i la tensió de sortida estiguin en fase. Aquest convertidor, però, pot treballar en situacions de càrrega molt diferents, i per això és important analitzar el seu funcionament amb càrrega reactiva tant RL o RC. Aquestes simulacions s'han realitzat imposant el valor RMS del corrent de sortida i la seva fase, i per això no s'expressarà el valor concret dels components passius.

En primer lloc s'han obtingut els resultats de tensió i corrent de sortida utilitzant una càrrega RL que produeixi un desfasament de  $5^\circ$ , els quals es mostren a la Figura 45. El convertidor estudiat treballa com a font de tensió, i per tant, la tensió de sortida no s'hauria de veure afectada per la càrrega. No obstant, sí que apareix una lleugera pertorbació del senyal que fa que els nivells de sortida no siguin constants (-30, 0 i 30) sinó que tinguin una oscil·lació superposada de 2V d'amplitud i freqüència fonamental, degut a la impedància de sortida dels components inductius.

L'efecte més important d'aquesta càrrega, però, es produeix en el corrent de sortida, en el qual s'elimina gairebé tot l'harmònic d'alta freqüència de la modulació PWM, obtenint així una forma molt més sinusoidal. A més, tal i com imposa la càrrega, aquest corrent està desfasat  $5^\circ$  respecte a la tensió de sortida o al senyal de modulació.

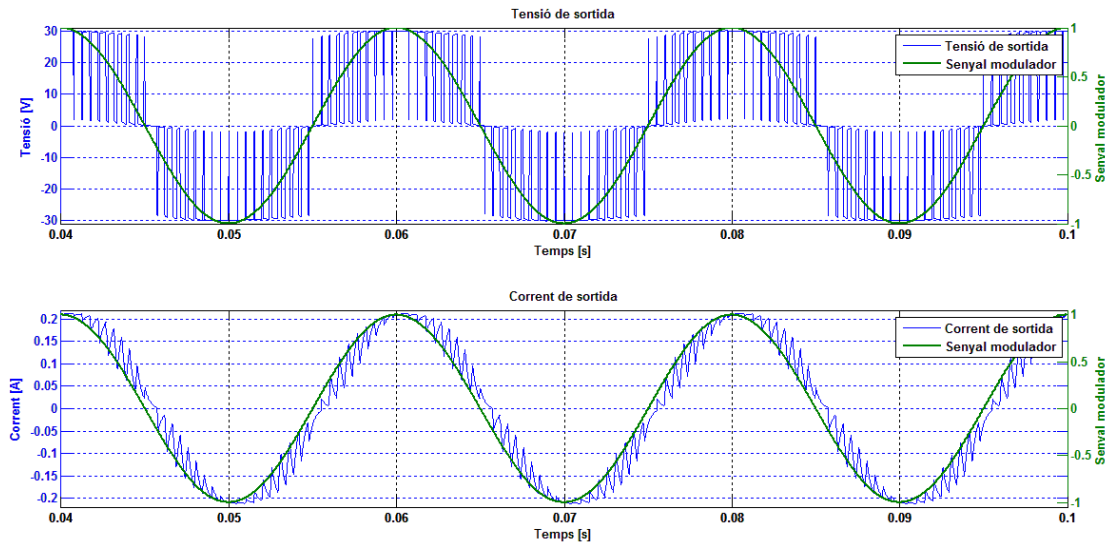


Figura 45. Tensió i corrent de sortida amb càrrega RL.  $\Phi=5^\circ$

En augmentar el valor d'aquesta reactància, no només augmenta el desfasament, sinó que també augmenta el filtrat d'harmònics. Per exemple, a la Figura 46 es mostra el resultat de tensió i corrent per a una càrrega RL de fase de  $25^\circ$ , en la qual es pot observar un corrent pràcticament sinusoidal.

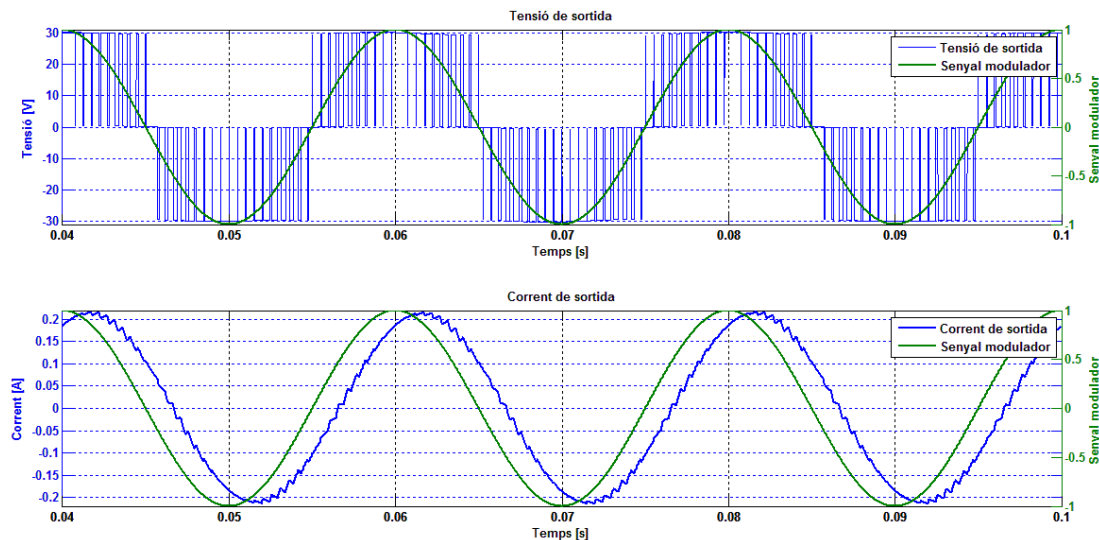


Figura 46. Tensió i corrent de sortida amb càrrega RL.  $\Phi=25^\circ$

Utilitzant aquesta mateixa càrrega s'han observat també els valors de corrent intern (Figura 47) per a la branca superior i de tensió als condensadors 1 i 3 (Figura 48).

Igual que el corrent de sortida, en utilitzar una càrrega inductiva s'eliminen els components d'alta freqüència del corrent de branca. No obstant, a diferència de quan s'utilitza una càrrega resistiva, aquest corrent ja no s'assembla tant al corrent teòric del model simplificat (12) i (13), format per tres components harmònics, sinó que es diferencia bastant. Això es deu a les ressonàncies LC que es produeixen entre el convertidor i la càrrega.

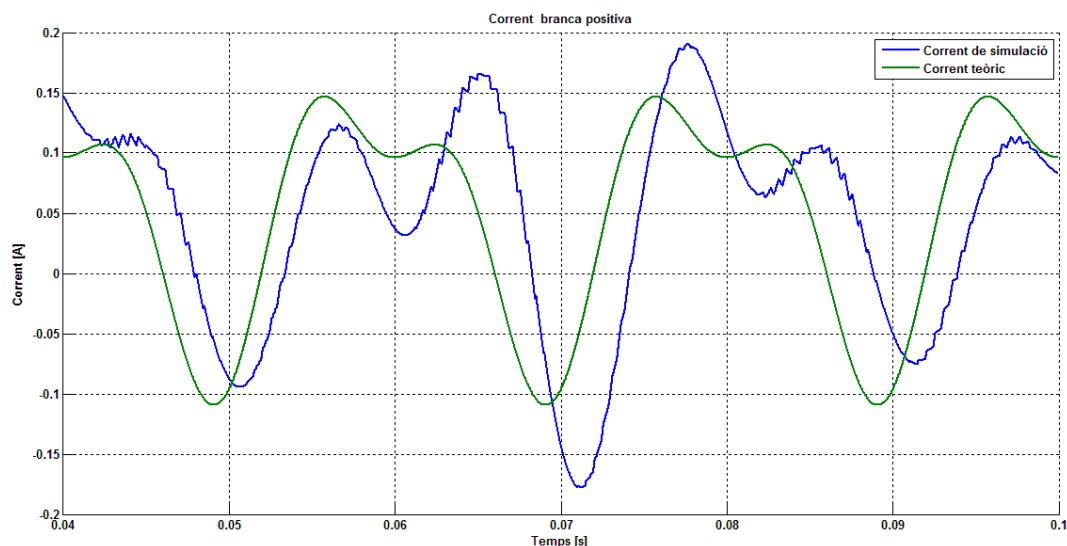


Figura 47. Corrent de la branca positiva amb càrrega RL.  $\Phi=25^\circ$

Aquesta variació del corrent de branca respecte al corrent teòric del model simplificat (12) produeix un augment de les oscil·lacions de tensió als condensadors, passant de 0.6V a 1V. Tal i com es va demostrar a l'apartat 5.4 CORRENT ÒPTIM, el corrent que més redueix les oscil·lacions és molt pròxim al corrent teòric, i per tant, un corrent molt diferent d'aquest augmenta el valor de les oscil·lacions.

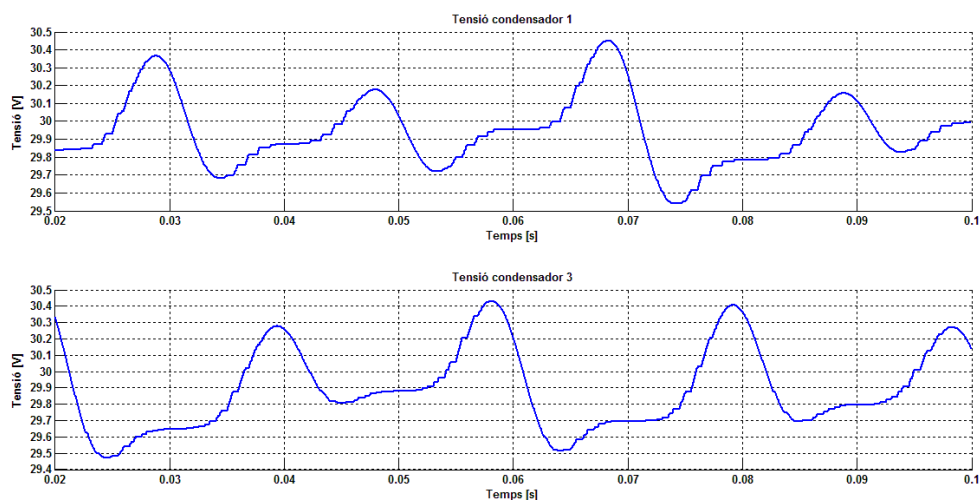


Figura 48. Tensió als condensadors 1 i 3 amb càrrega RL.  $\Phi=25^\circ$

## 6.2 MODULACIÓ SPWM AMB INTERLEAVING

Una de les tècniques de control de convertidors multinivell estudiades en aquest projecte és la modulació SPWM amb interleaving, una tècnica que consisteix en crear nivells intermedis tot desfasant la commutació entre algunes cel·les. Aquest desfasament es pot aplicar de diverses formes, però en aquest treball només s'ha estudiat aplicant-lo entre la branca superior i inferior. Aquesta tècnica està explicada a l'apartat 4.1 MODULACIÓ SPWM, en el qual es detalla el mètode de funcionament.



A la Figura 49 es mostra la tensió de sortida del convertidor, en la qual apareixen dos nivells intermedis, entre -30V i 0V i entre 0V i 30V. Així, la sortida passa a ser un senyal de 5 nivells amb menys contingut harmònic de baixa freqüència, i per tant, aspecte més sinusoidal.

En utilitzar aquesta tècnica de modulació es sotmeten les inductàncies de branca a diferències de potencial molt més grans, augmentant així el corrent intern de branca. A la Figura 50 es pot observar el corrent intern de la branca superior utilitzant les condicions de càrrega nominals (150mA i 0°), en la qual el corrent de pic a pic és de 800mA, mentre que en funcionament nominal (SPWM sense interleaving) només era de 300mA.

Finalment, realitzant una simulació d'aquesta tècnica per a temps llargs es pot comprovar que, degut a les ressonàncies dels components reactius del convertidor, pot arribar a fer-se inestable, mentre que en funcionament bàsic (SPWM i control d'equilibrat sense interleaving) aquest fet és molt més difícil de produir-se.

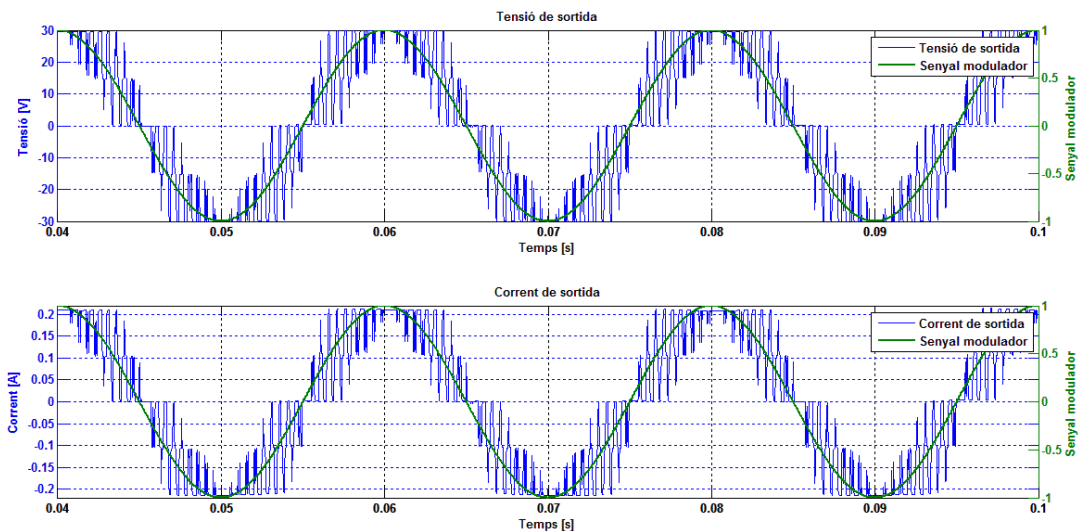


Figura 49. Tensió corrent de sortida utilitzant modulació SPWM interleaving

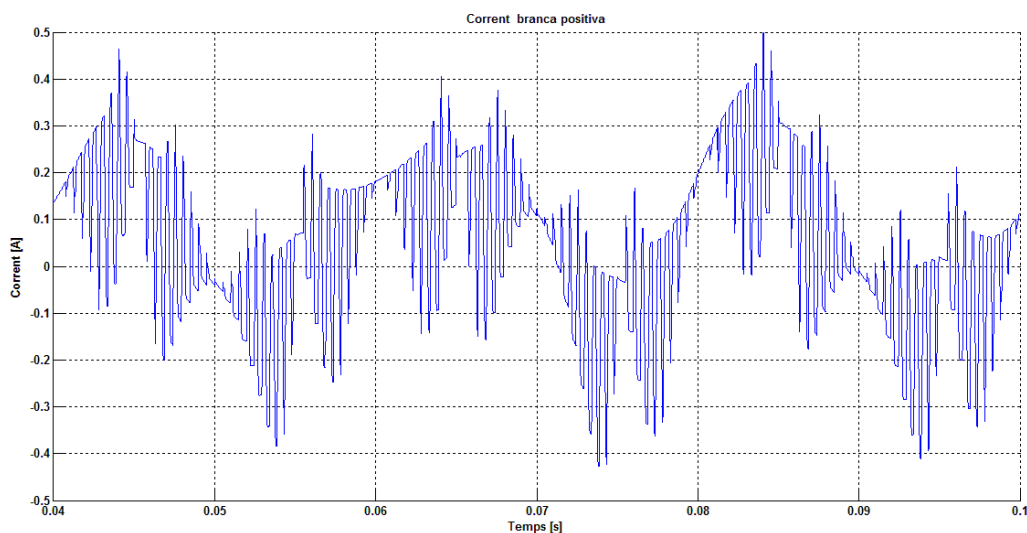


Figura 50. Corrent intern de la branca positiva utilitzant modulació SPWM interleaving

### 6.3 CONTROL CORRENT CIRCULANT

Una de les tasques realitzades durant aquest projecte ha estat el disseny d'un controlador per regular el corrent circulant per les branques del convertidor MMC. Mitjançant una estructura de control, explicada al llarg de l'episodi 5. CONTROL DEL CORRENT CIRCULANT, es pot variar aquest corrent sense variar la tensió de sortida. A les següents figures es mostra el funcionament del sistema quan la consigna consisteix només en el component continu i el primer harmònic, utilitzant els tres harmònics de l'equació (12), utilitzant el corrent òptim i finalment, una comparativa de les oscil·lacions de tensió en els diversos modes de funcionament.

En primer lloc s'analitzen els resultats obtinguts amb el control de corrent quan s'imposa un corrent de branca format només pel primer harmònic (freqüència fonamental) i el component continu. Aquest resultat es pot observar en color blau a la Figura 51, juntament amb el seu valor mig (color verd) i la consigna de corrent (color vermell). Aquí es comprova el funcionament del llaç de control, ja que el corrent segueix bastant bé la seva consigna.

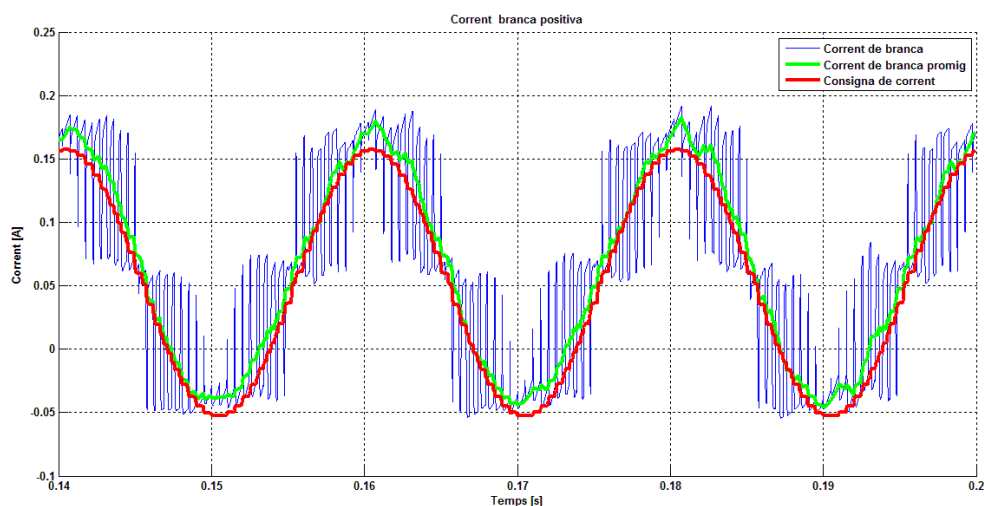


Figura 51. Corrent de branca positiva amb control de 1er harmònic

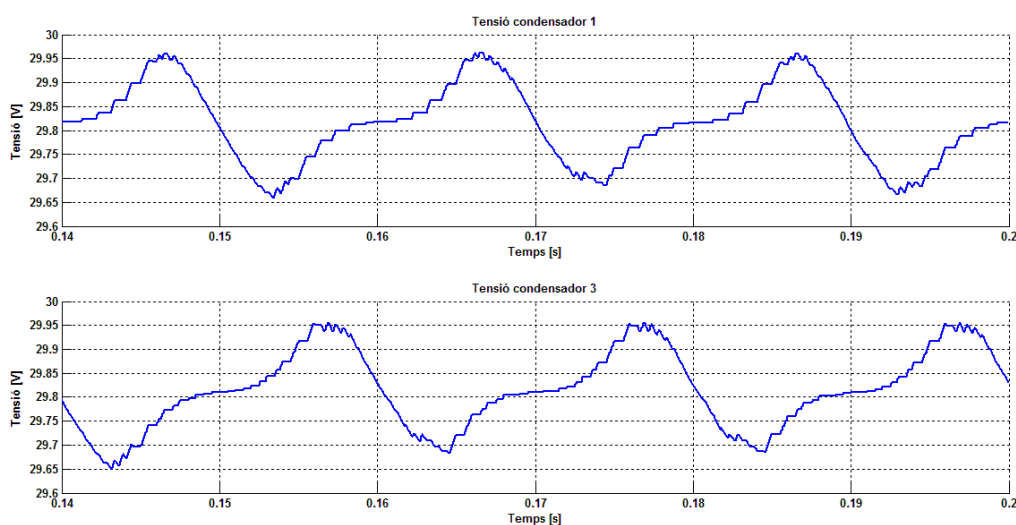


Figura 52. Tensions als condensadors 1 i 3 amb el control de primer harmònic

L'objectiu d'aquest control de corrent és reduir les oscil·lacions als condensadors de les cel·les de commutació, i tal i com es pot observar a la Figura 52, es compleix aquest objectiu. Amb aquesta consigna de primer harmònic, la qual no imposa el corrent més òptim, s'aconsegueix reduir les oscil·lacions als condensadors a la meitat: 0.3V mentre que en funcionament lliure (sense control de corrent) eren de 0.6V.

Si a més del corrent de primer ordre, afegim a la consigna un senyal de 2on harmònic per tal d'obtenir el corrent òptim per a les oscil·lacions (calculat a l'apartat 5.4 CORRENT ÒPTIM), aquestes oscil·lacions encara es redueixen més. A la Figura 53 s'observa el corrent de branca quan s'utilitza aquest senyal de consigna, mentre que a la Figura 54 s'observen les oscil·lacions de tensió als condensadors, passant de 0.3V amb un sol harmònic a 0.15V amb el corrent òptim.

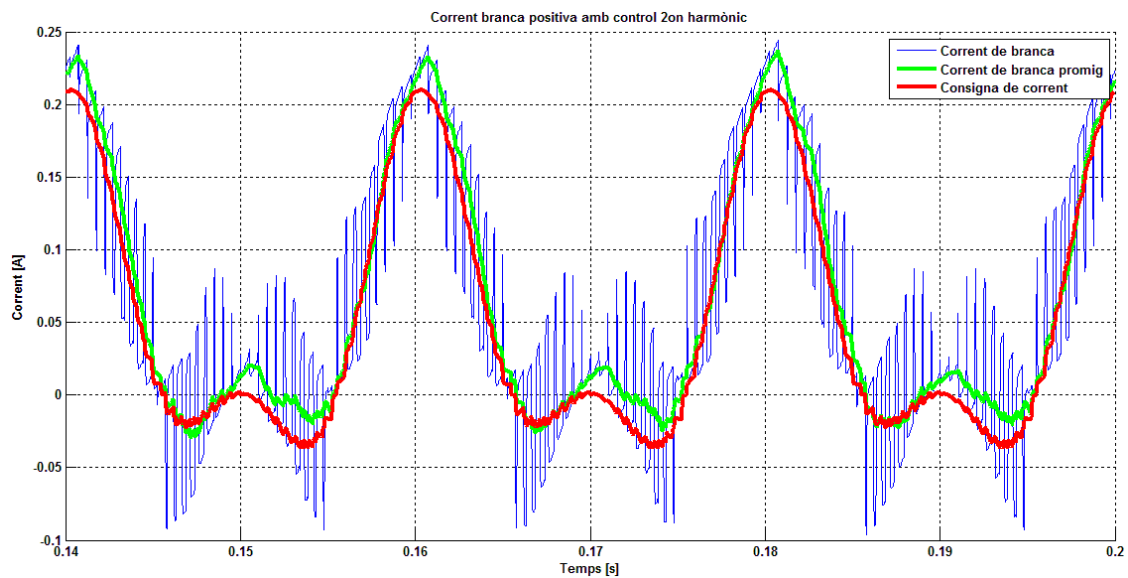


Figura 53. Corrent de branca positiva amb control de corrent òptim

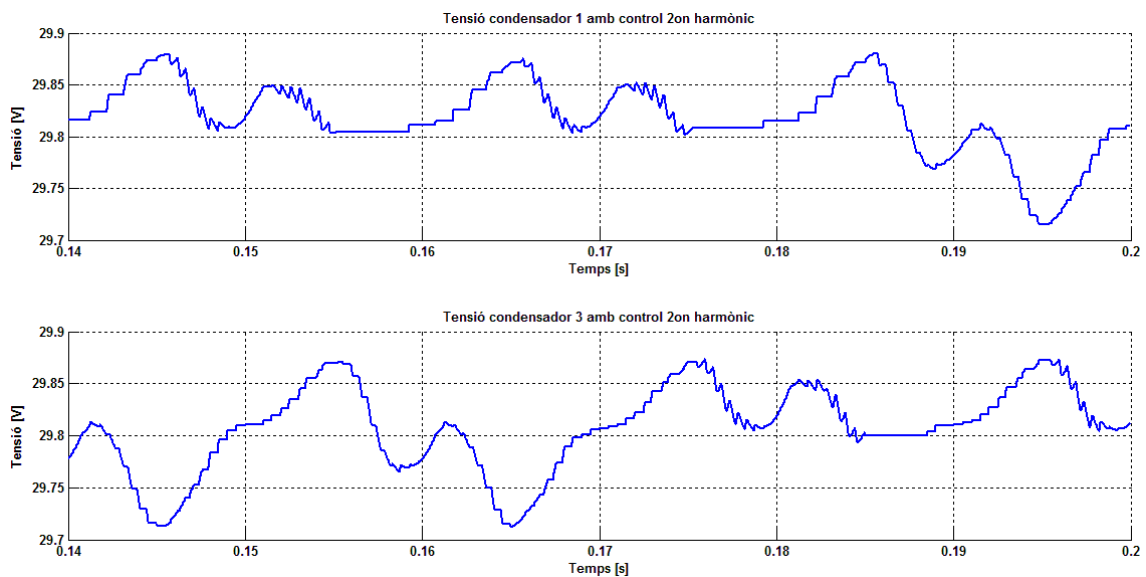


Figura 54. Tensió als condensadors 1 i 3 amb control de corrent òptim

El corrent òptim per reduir les oscil·lacions als condensadors és molt semblant al corrent teòric del model simplificat (12) (expressat en aquest capítol com a corrent de 2on harmònic), però tot i obtenir millors resultats, requereix un càlcul matemàtic molt més complex. Per això, en algunes ocasions es pot considerar més adequat utilitzar només un control de 2on harmònic sense utilitzar la funció òptima. Les següents figures mostren els resultats de corrent de branca (Figura 55) i de tensió als condensadors (Figura 56) dels dos controls per tal d'observar les diferències, les quals no es poden observar amb càrregues resistives, ja que a  $0^\circ$ , la funció és la mateixa. Per això, s'ha realitzat una simulació amb una càrrega RL, obtenint un corrent RMS de sortida de 150mA amb un desfasament de  $25^\circ$ .

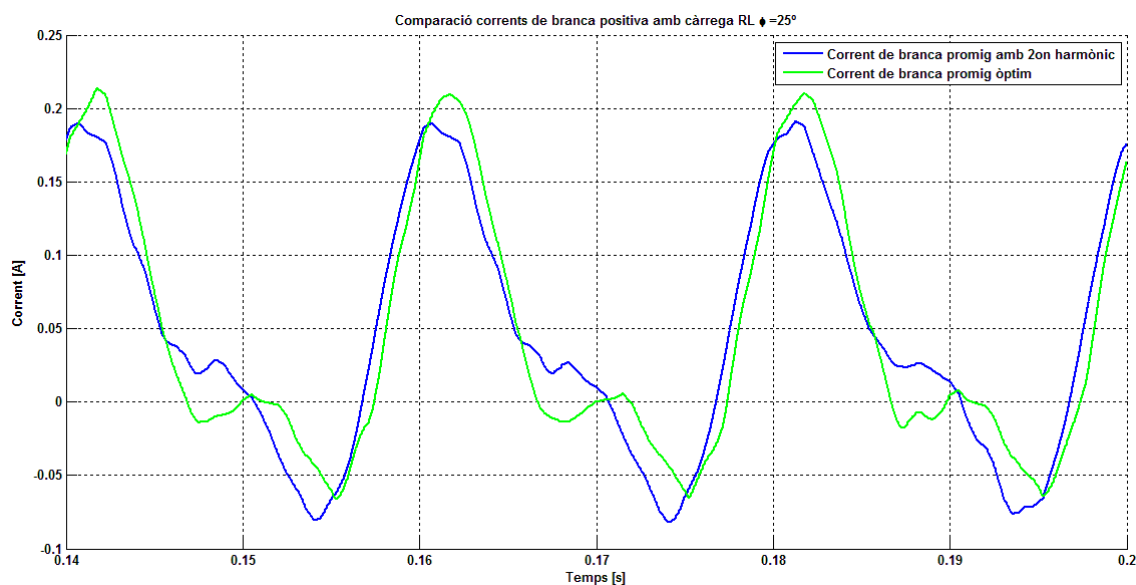


Figura 55. Corrents de branca de 2on harmònic i òptim amb càrrega RL.  $\Phi=25^\circ$

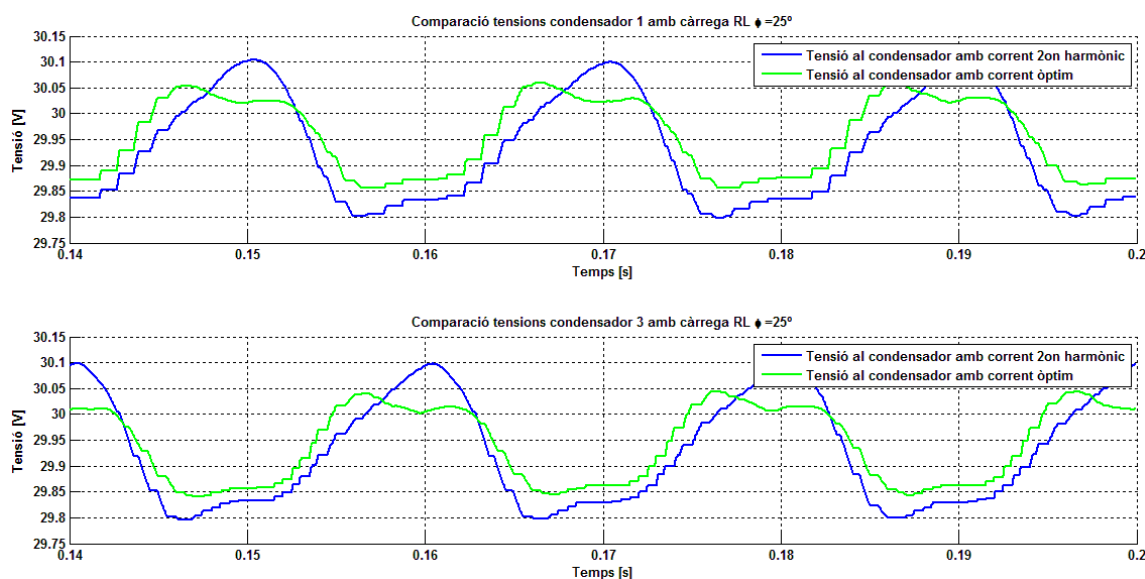
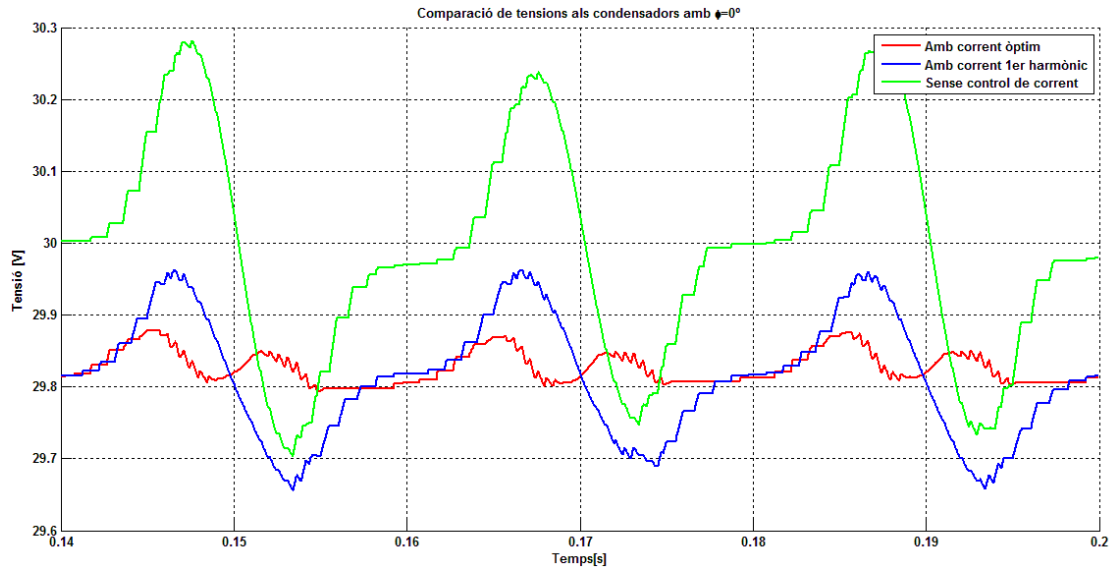


Figura 56. Tensions als condensadors 1 i 3 quan corrent de branca és de 2on harmònic i corrent òptim. Càrrega RL amb  $\Phi=25^\circ$

La figura següent (Figura 57) mostra un resum de la millora de les oscil·lacions de tensió als condensadors, representant en una mateixa gràfica l'evolució de la tensió sense control de corrent, amb un corrent de primer ordre i amb el corrent òptim. Les simulacions s'han realitzat amb les mateixes condicions de treball, factor de potència 1 ( $\Phi=0^\circ$ ) i índex de modulació 1.



**Figura 57. Tensió al condensador 1 quan s'utilitza corrent òptim, corrent de 1er harmònic i sense control de corrent.**

Finalment, les següents gràfiques mostren l'amplitud d'oscil·lació als condensadors en funció del desfasament del corrent de sortida i del valor de l'índex de modulació. L'amplitud de l'oscil·lació es mostra en un format normalitzat per tal que el resultat sigui independent del corrent de sortida, la freqüència de commutació i la capacitat dels condensadors. Aquestes gràfiques s'han obtingut mitjançant el model de simulació de càrrega activa (4.3.2 Model de càrrega activa), en el qual es pot imposar més fàcilment el desfasament del corrent de sortida.

$$\frac{\Delta V_C \text{ norm}}{2} = \frac{\Delta V_C / 2}{I_a \text{ rms} / fC} \quad (76)$$

La Figura 58 mostra aquesta gràfica per al sistema sense control de corrent. Aquí es pot veure que les oscil·lacions augmenten amb l'índex de modulació, tenint unes oscil·lacions de 0.017 (1,7%) amb índex de modulació zero (senyal de sortida zero) i unes oscil·lacions superiors a 0.05 en el pitjor cas, el qual és un desfasament de  $90^\circ$  (tant inductiu com capacitiu) amb índex de modulació la unitat (senyal de sortida d'amplitud màxima).



Oscil·lacions sense control corrent circulant

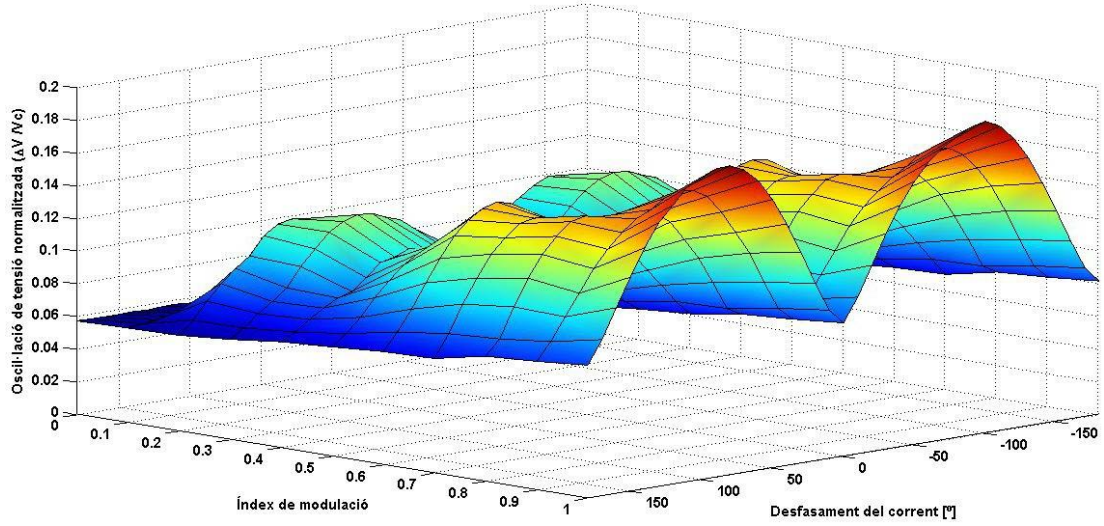


Figura 58. Oscil·lació sense control de corrent circulant

Oscil·lacions amb consigna 1er harmònic

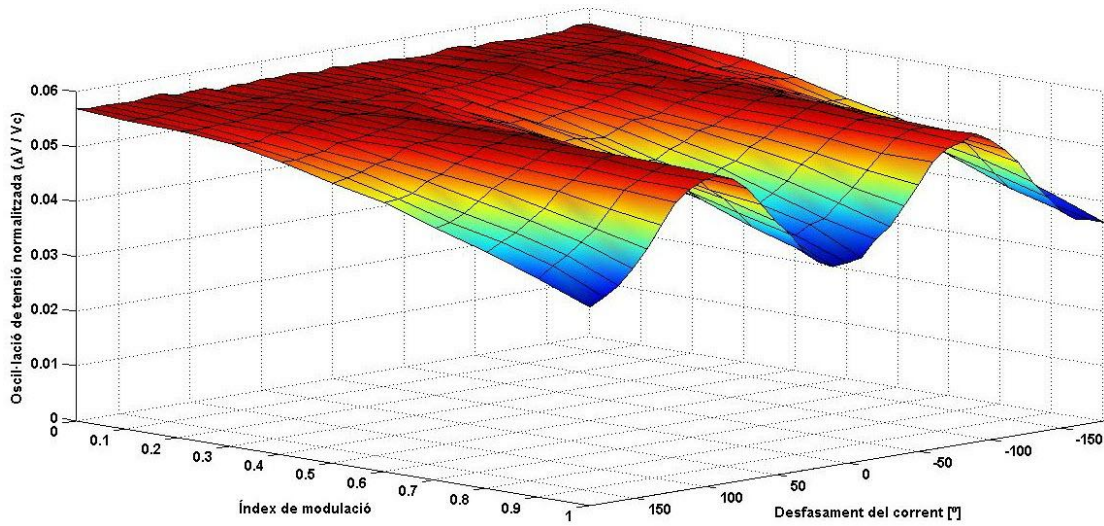


Figura 59. Oscil·lació amb corrent de 1er harmònic

Oscil·lacions amb consigna 2on harmònic

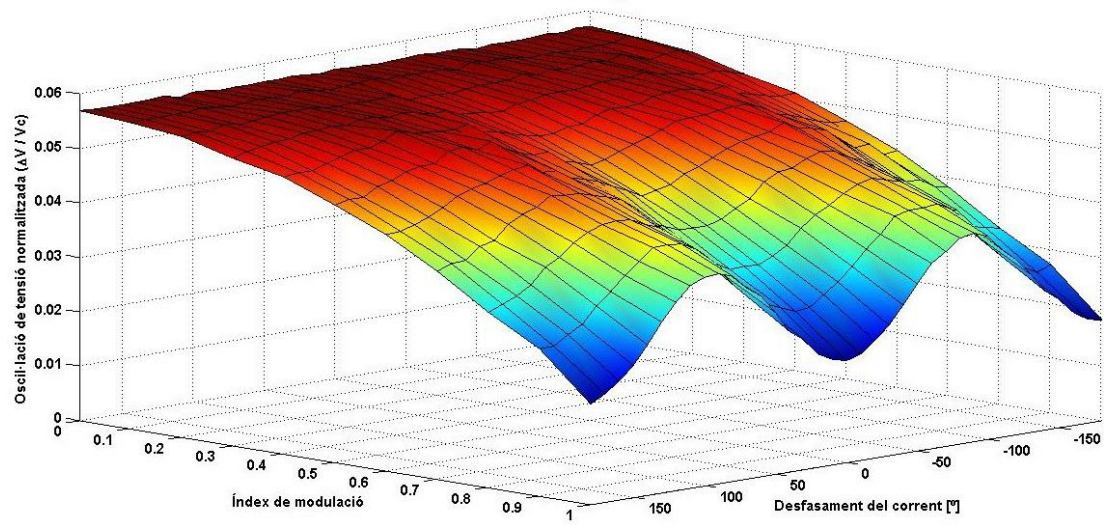
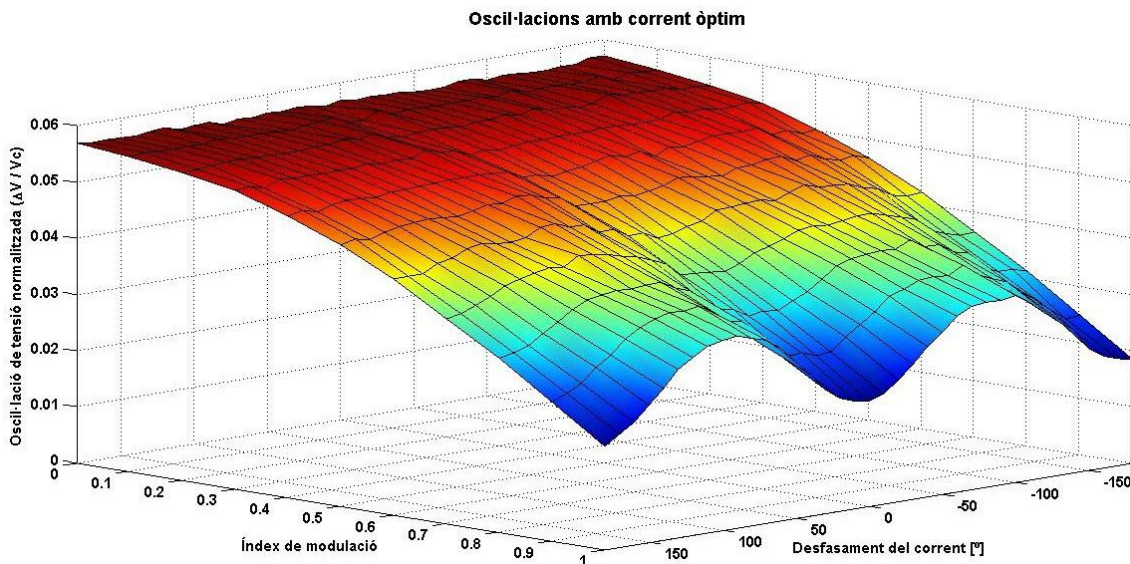


Figura 60. Oscil·lació amb corrent de 2on harmònic

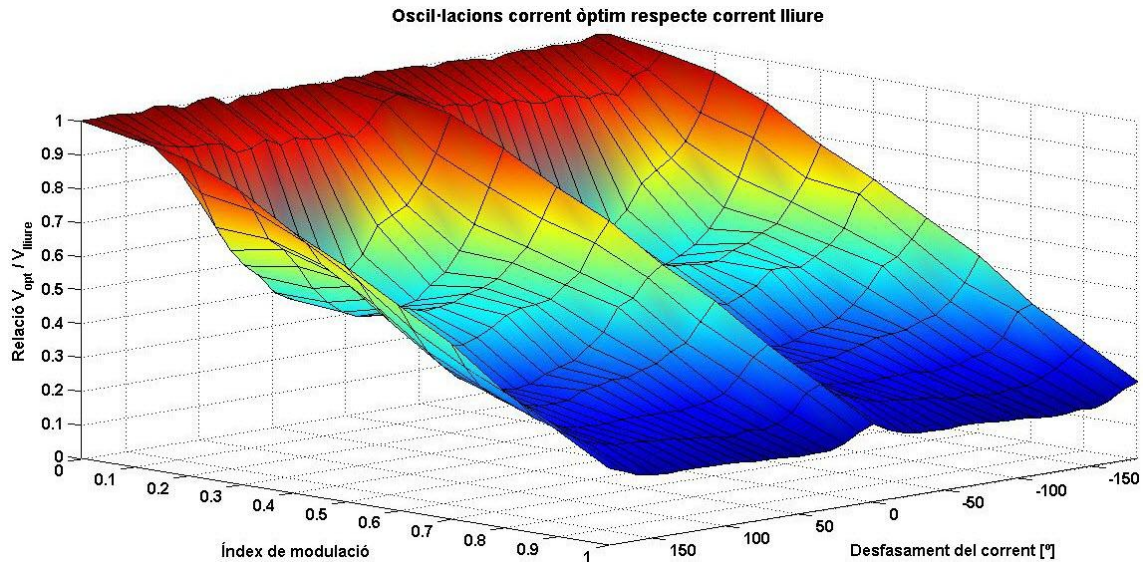
Les Figures Figura 59 i Figura 60 mostren els resultats obtinguts quan s'utilitza el control de corrent circulant amb consignes de 1er i 2on harmònic respectivament. A diferència del sistema amb corrent lliure, quan s'utilitza el control les oscil·lacions disminueixen en augmentar l'índex de modulació, de forma que l'oscil·lació normalitzada màxima és igual al mínim del funcionament sense control de corrent, un 1.7%. Igual que el funcionament lliure, per a cada índex de modulació les oscil·lacions màximes es produeixen per un desfasament de  $90^\circ$ , les quals són molt menors amb corrent de 2on harmònic que amb només el primer harmònic. Amb només el corrent de 1er harmònic s'obtenen oscil·lacions mínimes de només 0.01, mentre que amb el corrent de 2on harmònic s'obtenen oscil·lacions mínimes de 0.005, ambdues quan l'índex de modulació és la unitat i el desfasament de corrent és zero.

Com a últim resultat individual, a la Figura 61 es mostren els resultats quan s'utilitza el control de corrent amb la consigna de corrent òptim, la qual està formada per un component continu, un component de primer ordre i un component de segon ordre. La diferència amb el corrent de 2on harmònic mostrat en gràfiques anteriors és només l'amplitud d'aquest harmònic, la qual creix en funció del desfasament del corrent de sortida. Per aquest motiu, les oscil·lacions de tensió per a desfasament nul són iguals en els dos controls, però en canvi, són menors per a la consigna de corrent òptima quan aquest desfasament augmenta.



Finalment, a la Figura 62 es mostra la gràfica que resumeix el benefici de la utilització del control de corrent circulant respecte el funcionament amb només modulació SPWM i control d'equilibrat. Aquesta gràfica mostra la relació entre l'amplitud d'oscil·lació quan circula el corrent òptim respecte a l'oscil·lació amb corrent lliure.

La relació varia entre la unitat amb un índex de modulació nul fins a gairebé 0.2 amb índex de modulació la unitat. És a dir, les oscil·lacions amb control de corrent són un 20% de les oscil·lacions sense control. En el desfasament més favorable (càrrega resistiva) la millora és menor, ja que les oscil·lacions són petites en els dos sistemes, mentre que en augmentar el desfasament, les oscil·lacions en funcionament lliure augmenten molt més que en el sistema amb control de corrent.



**Figura 62. Relació entre oscil·lació en corrent òptim i oscil·lació sense control de corrent circulant**



# 7. DISSENY DEL PROTOTIP I RESULTATS EXPERIMENTALS

Per tal de comprovar el funcionament real del convertidor i dels algorismes de control programats, s'ha dissenyat i implementat un prototip d'un convertidor MMC de tres nivells. Aquest és un prototip bàsic, muntat a partir de mòduls inversors reconfigurables i controlat mitjançant una plataforma dSPACE, un sistema programable des de Simulink.

L'objectiu era provar en aquest prototip els diferents algorismes de control dissenyats i obtenir les dades resultants mitjançant la interfície gràfica ControlDesk de dSPACE. No obstant, la capacitat de processament de la plataforma dSPACE (programada des de Simulink) només ha permès aplicar, de forma funcional, la modulació SPWM i el control d'equilibrat de tensions, sense utilitzar el control de corrent circulant.

## 7.1 EINES DE DESENVOLUPAMENT

El sistema de control dissenyat i implementat en aquest projecte és només un prototip i per tal d'agilitzar el procés d'implementació s'han utilitzat components d'ús temporal. Per una banda no s'ha implementat una estructura hardware específica, sinó que s'han utilitzat diversos inversors VSI trifàsics de dos nivells disponibles al laboratori, i per altra banda el control es realitza mitjançant un simulador *hardware-in-the-loop*, com és el sistema dSPACE DS1103 i el software de control ControlDesk.

### 7.1.1 Cel·la MMC sobre inverter VSI

Per tal de no haver d'implementar un hardware específic per aquest prototip, el sistema funciona a partir de l'estructura d'un inverter trifàsic ja implementat. L'inverter de tensió o VSI està format per tres branques amb dos interruptors, cada un dels quals consisteix en un IGBT amb un díode en antiparal·lel. Per implementar les cel·les del convertidor a partir d'aquest inverter, s'utilitza el bus de continu com a condensador de càrrega i els punts mig i inferior de la branca com a borns de la cel·la.

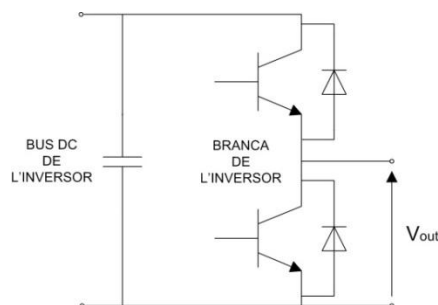


Figura 63. Utilització de la branca del VSI com a cel·la

A part de les tres branques de transistors, l'inversor VSI incorpora un circuit de control, un circuit de mesura del i condicionament de senyals, i un bus de continua.

El circuit de control és compatible amb entrades TTL i connectors de tipus Sub-D (utilitzats pel sistema de control dSPACE) i aïlla, mitjançant optoacobladors, el control digital dels drivers d'excitació dels IGBT.

El circuit de mesura incorpora sensors d'efecte Hall per mesurar el corrent de les branques de sortida i realitza l'acondicionament de les mesures de tensió a sortides de +/-10V, valors compatibles amb el sistema dSPACE. Mitjançant aquest circuit es mesuren les tensions de cel·la, la tensió de sortida i els corrents de branca.

El bus de continua està format per quatre condensadors de 640uF i 400V col·locats en dos blocs en sèrie de dos condensadors en paral·lel cada un, constituint un condensador equivalent de 640uF i 800V.

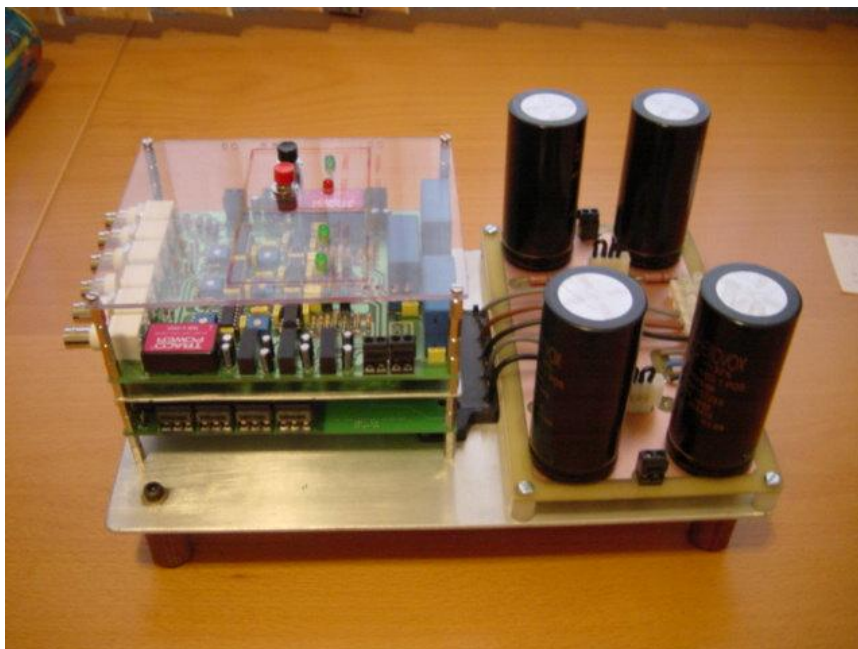


Figura 64. Inversor VSI utilitzat

### 7.1.2 Control amb dSPACE

El control del prototip s'ha implementat mitjançant un sistema *hardware-in-the-loop* (HIL), el qual consisteix en utilitzar una targeta de control i adquisició de dades dins un programa de simulació. Això permet utilitzar sobre la planta real els sistemes de control dissenyats des d'un programa de simulació, cosa que facilita i agilitza la modificació i depuració del sistema de control.

El dispositiu *hardware-in-the-loop* utilitzat en aquest sistema de control és una targeta dSPACE, el fabricant líder en dispositius d'aquest tipus, la qual es pot programar directament des de MATLAB/Simulink. Concretament s'ha utilitzat el model DS1103, una targeta de control en temps real basada en un microprocessador PowerPC com a controlador principal i un DSP esclau que realitza les tasques

d'entrada/sortida. El dispositiu disposa de 28 connectors BNC per entrades i sortides analògiques (20 canals d'entrada i 8 de sortida) i diversos connectors de tipus Sub-D, els quals enllacen amb entrades i sortides del controlador principal o del DSP esclau. Entre aquestes últimes cal destacar diversos pins per a modulacions PWM independents o complementaries per a convertidors inversors.



Figura 65. Targeta dSPACE DS1103

El sistema implementat utilitza set entrades analògiques i vuit sortides digitals per controlar els interruptors.

### 7.1.3 Programa en Simulink

El codi executat a la targeta dSPACE consisteix en un programa de simulació implementat en Simulink en el qual les entrades i sortides són blocs específics que representen funcions de la dSPACE, com ara el convertidor analògic/digital o la modulació PWM.

Les entrades analògiques utilitzades en el nostre sistema procedeixen del circuit de mesura de l'inversor VSI, en el qual s'ha realitzat una primera etapa de condicionament del senyal, adaptant la tensió al rang de  $-/+10V$ . Posteriorment, la mateixa targeta dSPACE realitza un segon condicionament amplificant el senyal en un valor de 0.1 (atenuat 10 vegades). Aquest condicionament del senyal s'ha de contrarestar dins el programa de simulació, en el qual s'ajusta el guany i es contraresta l'offset.

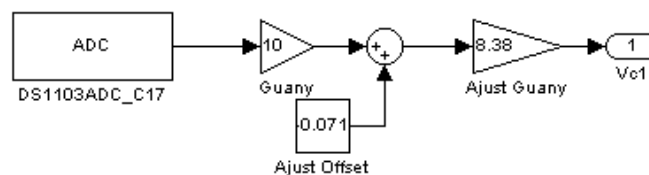


Figura 66. Condicionament de senyal al programa de simulació

Tot i que la dSPACE disposa de sortides PWM, l'activació de cada un dels interruptors es realitza mitjançant sortides digitals del DSP intern, ja que l'algorisme de control proporciona una sortida independent per a cada dispositiu.

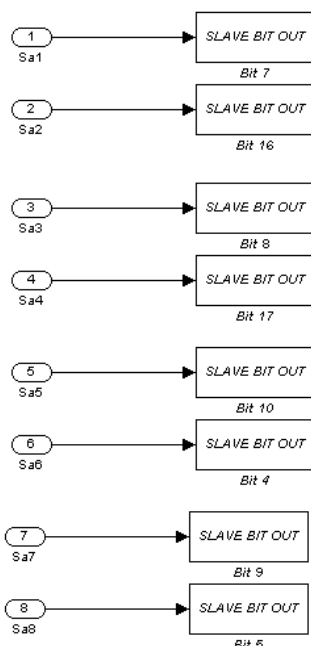


Figura 67. Activació dels bits de sortida

El sistema implementat consisteix en el control de les cel·les en funcionament en llaç obert, és a dir, la modulació SPWM i en control d'equilibrat dels condensadors però sense control del corrent circulat, el qual no s'ha pogut implementar per limitacions de velocitat de la dSPACE.

La plataforma dSPACE utilitzada integra una CPU de baixa capacitat, la qual, per poder executar el programa implementat en temps real requereix un temps de cicle de programa de 25µs. Aquest temps és molt gran i permet molt poca resolució per a l'algorisme PWM (el període de commutació és 20 vegades el cicle de programa). Aquest fet provoca que el control en llaç tancat del corrent circulat no funcioni correctament i es faci inestable.

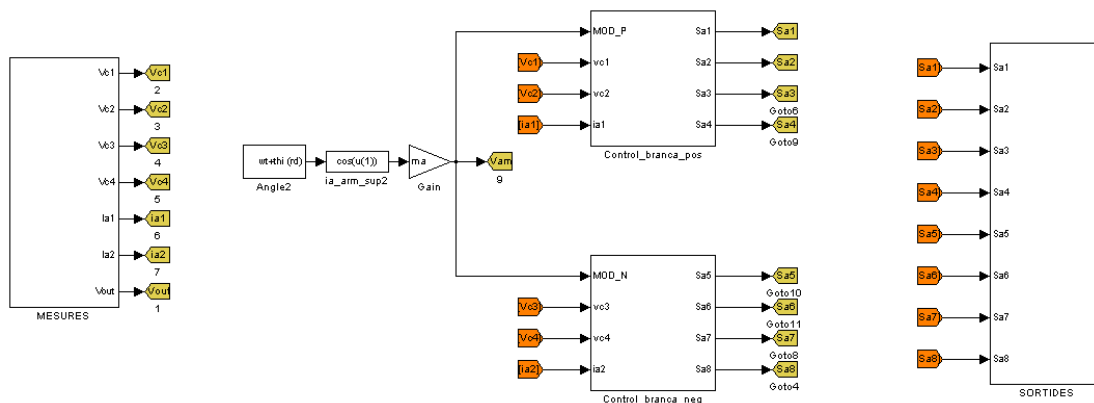


Figura 68. Implementació del programa final en Simulink

### 7.1.4 Supervisió amb ControlDesk

ControlDesk és un software de dSPACE que permet implementar panells de control i instrumentació virtuals que interactuïn amb les variables de control del programa de simulació. De forma fàcil i senzilla, aquest software permet visualitzar o modificar les variables del programa de simulació implementat en Simulink.

Tot i que aquest software permet programar interfícies d'usuari per controlar el sistema, en aquest projecte només s'ha utilitzat per visualitzar i capturar diferents senyals del convertidor. Concretament, s'han capturat les mesures de tensió de les quatre cel·les, el corrent de les branques superior i inferior i la tensió de sortida.

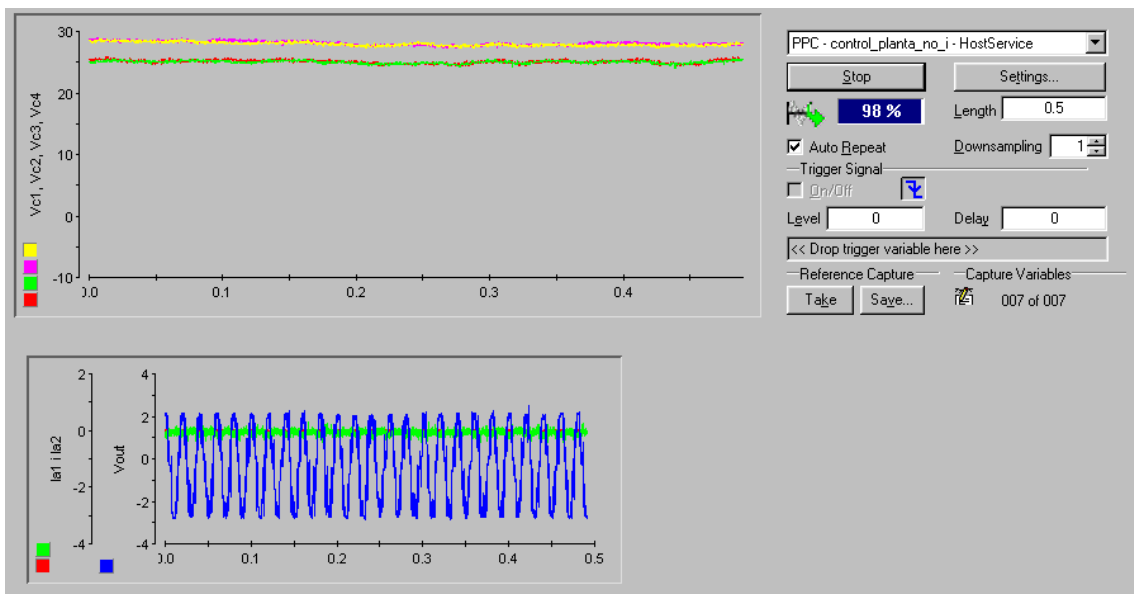


Figura 69. Panell de control programat en ControlDesk

## 7.2 EMULACIÓ DEL BUS DE CONTINUA

Un convertidor MMC real hauria d'estar connectat, per una banda, a un bus de continua, i per altra, a una xarxa elèctrica o a una càrrega. La càrrega consistirà en una resistència elèctrica de  $200\Omega$ , mentre que el bus de continua consistirà en dues fonts de tensió constant. La forma d'ona del corrent que circula pel bus de DC, pren valors negatius en certs intervals de temps, i per això, aquestes fonts han de ser reversible en corrent. Per aquest motiu s'ha realitzat un muntatge que emula en funcionament d'un bus de continua, mantenint una tensió constant independentment del sentit i valor del corrent.

Una font d'aquestes característiques es pot obtenir mitjançant una font d'alimentació d'un sol quadrant (no reversible en corrent) que imposa la tensió constant i una resistència en paral·lel, la qual dissiparà la potència d'entrada al bus de continua i la potència subministrada per la font d'alimentació. Aquesta suma de potències és constant (tensió constant) i ha de ser sempre superior a la potència d'entrada, ja que sinó la font d'alimentació treballaria com a càrrega.

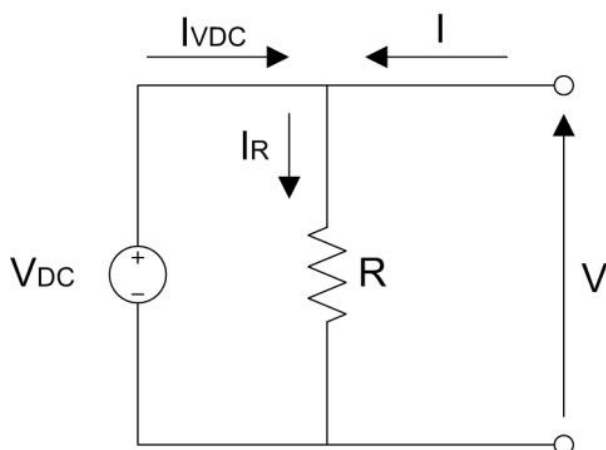


Figura 70. Muntatge d'una font reversible en corrent

Com que la tensió del bus de continua ha de ser bipolar, s'utilitzaran dues fonts reversibles en corrent col·locades en sèrie.

En la realització de l'emulador s'utilitza una font d'alimentació de 30V i una resistència de 75Ω en paral·lel.

$$P_R = \frac{V^2}{R} = \frac{30^2}{75} = 12W \quad (77)$$

$$P_{in-max} = 12W \rightarrow I_{in-max} = \frac{P_{in-max}}{V} = \frac{12W}{30V} = 0.4A \quad (78)$$

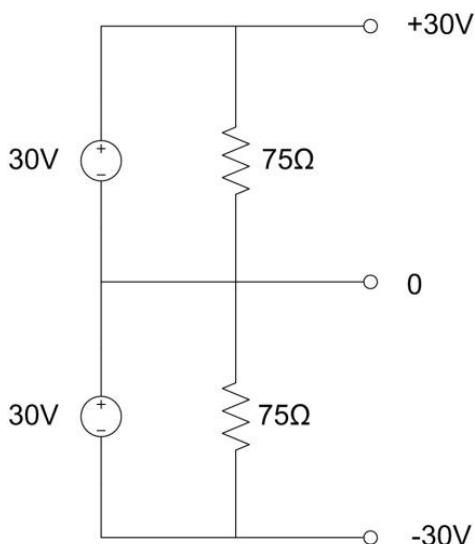


Figura 71. Esquema del bus de continua

### 7.3 MUNTATGE FINAL

El muntatge final del sistema consisteix en un convertidor MMC de 3 nivells amb un emulador de bus de continua com l'explicat a l'apartat anterior i una càrrega resistiva. Els valors dels components reactius són els mateixos que els utilitzats en les

simulacions ( $L=6\text{mH}$  i  $C=640\mu\text{F}$ ), mentre que la càrrega consisteix en dues resistències de  $400\Omega$  col·locades en paral·lel.

Per implementar cada una de les quatre cel·les del convertidor, s'ha utilitzat un inversor VSI independent, el bus de continua dels quals s'utilitza com a condensador de cel·la. Per tal de reduir el pic de corrent durant la primera càrrega dels condensadors s'ha col·locat una resistència de  $75\Omega$  en sèrie al bus de continua. Un cop carregades les cel·les, aquesta resistència curtcircuita.

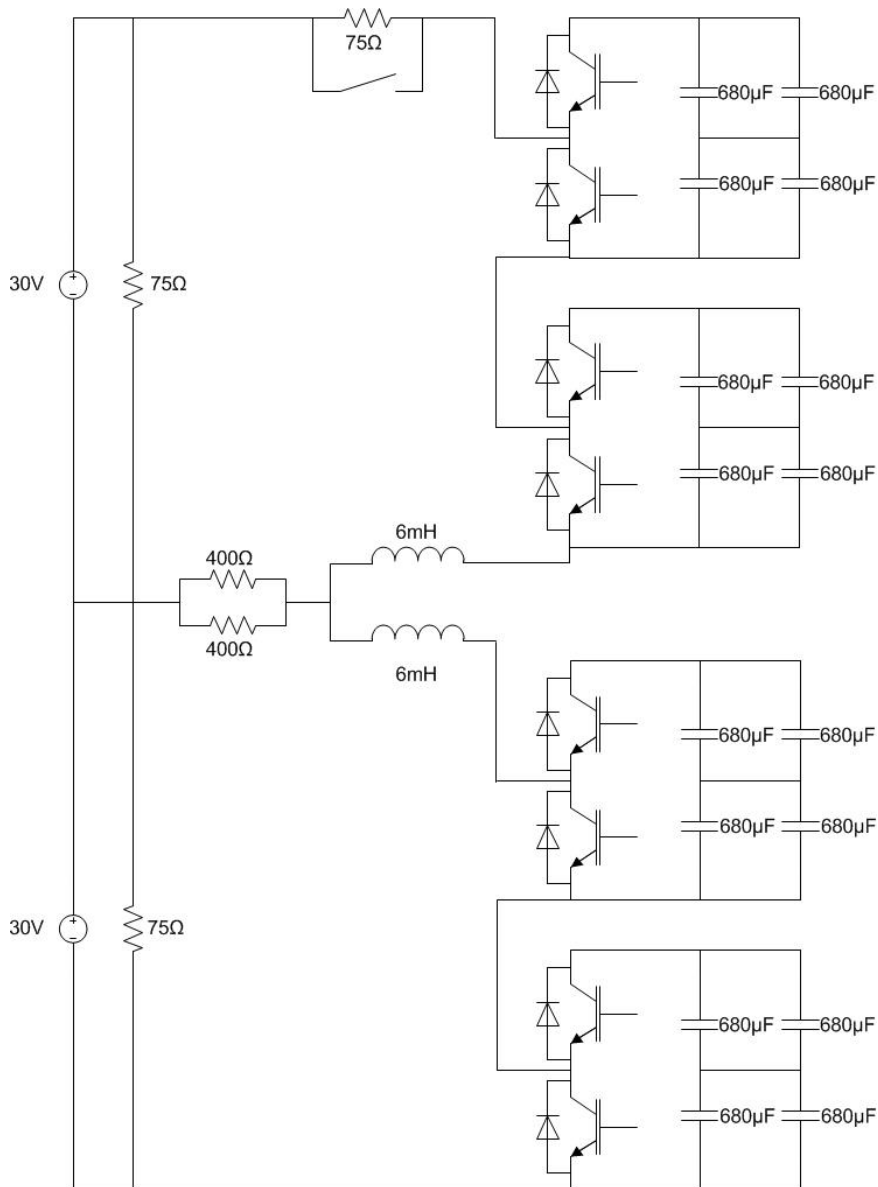


Figura 72. Esquema final del sistema

El valor d'alguns dels components s'ha escollit per motius de disponibilitat, i per això, poden estar sobredimensionats en quan a límits de potència o tensió. És el cas dels condensadors de cel·la ( $400\text{V}$  cada un i  $800\text{V}$  en associació en sèrie) o de les bobines, amb una limitació de corrent de  $50\text{A}$ .



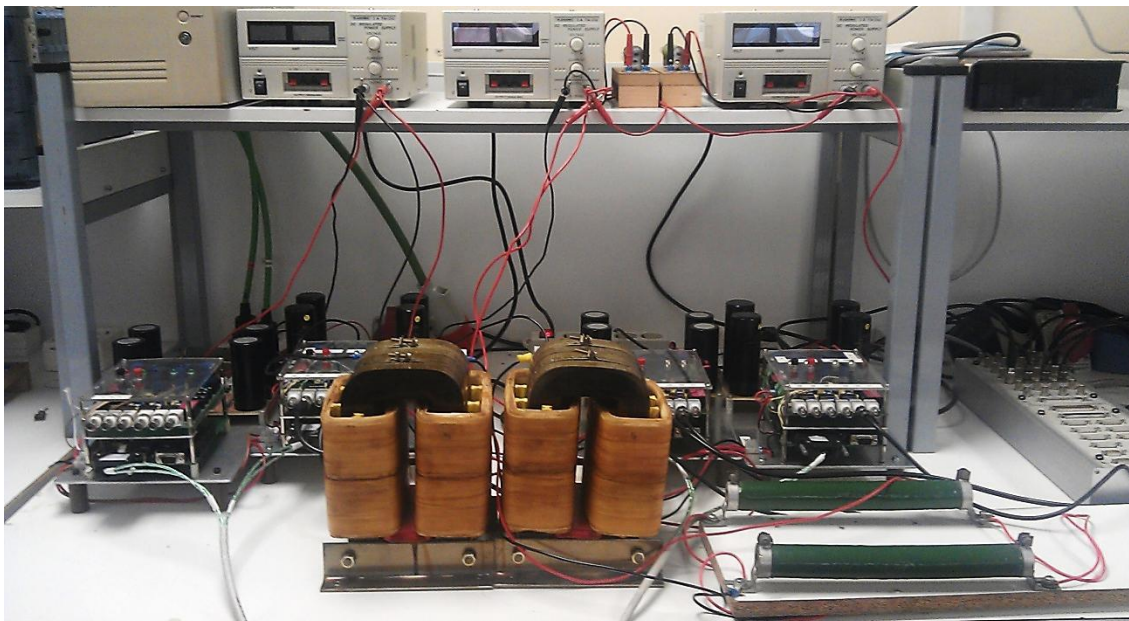


Figura 73. Muntatge final

## 7.4 RESULTATS EXPERIMENTALS

Les figures que es mostren a continuació representen les mesures de tensió i corrent capturades mitjançant ControlDesk. Aquestes corresponen al sistema en funcionament nominal, és a dir, sense control del corrent circulant.

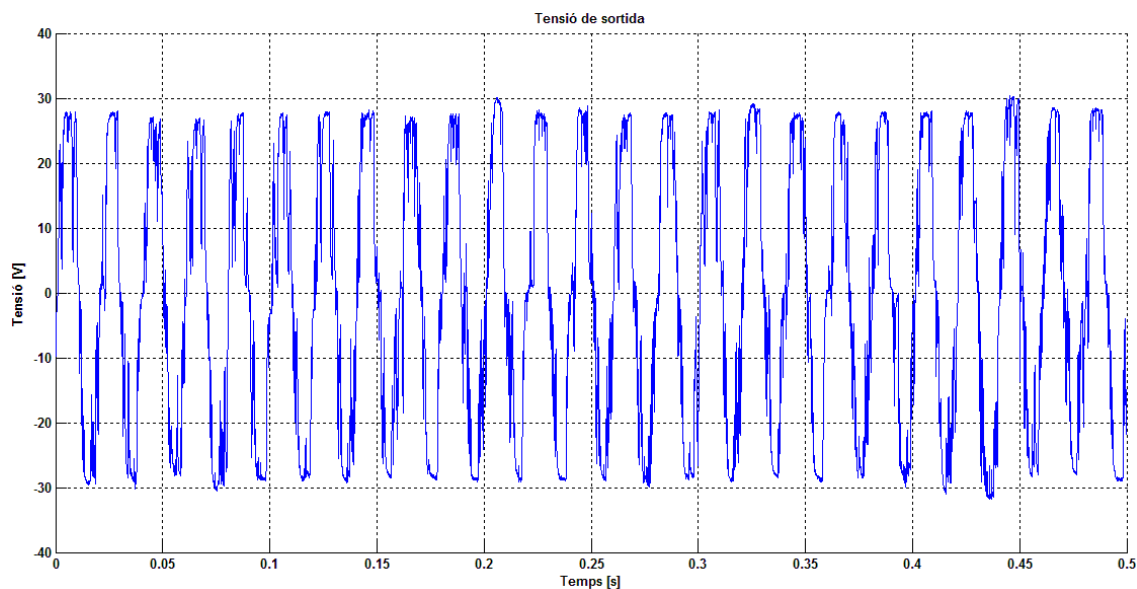
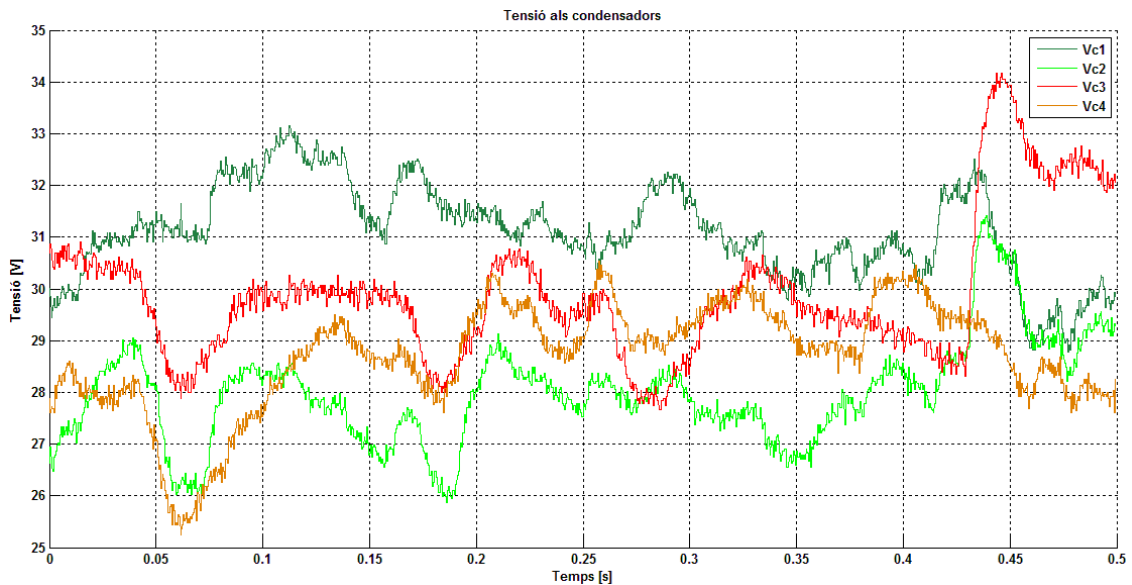


Figura 74. Mesura de la tensió de sortida en el sistema prototip

La Figura 74 mostra la tensió de sortida del convertidor, que, malgrat consistir en un sistema de només 3 nivells, presenta una forma bastant pròxima a una ona sinusoidal. Degut a la no idealitat del sistema, sobretot en l'equilibrat dels condensadors, l'amplitud d'aquest senyal no és absolutament constant i presenta variacions

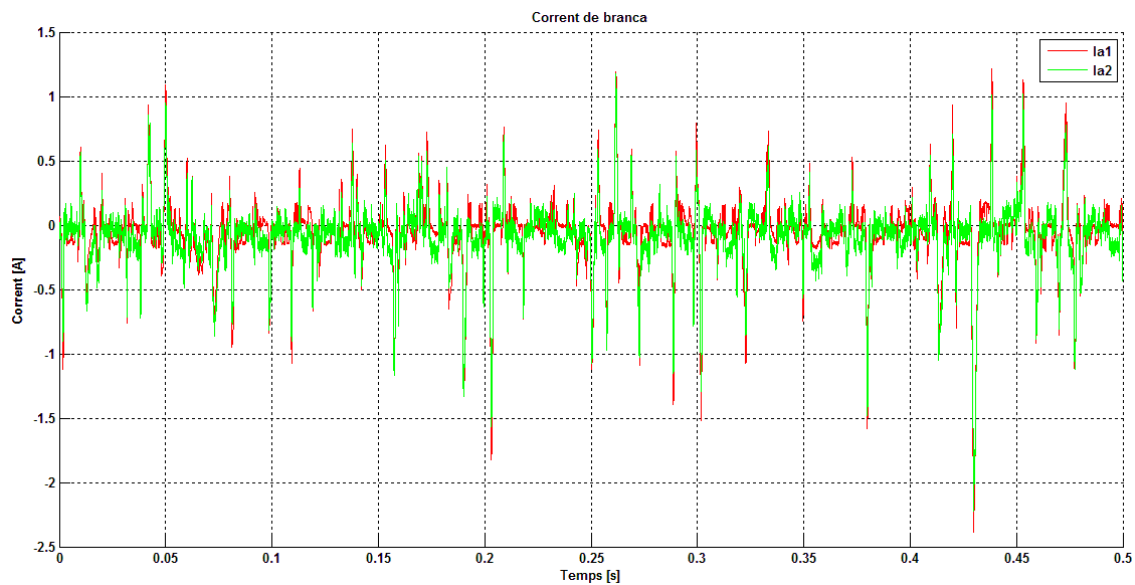


d'aproximadament 3V. Aquest valor representa un 5% de l'amplitud total, i per tant, en tractar-se d'un sistema prototip, es pot considerar un resultat acceptable.



**Figura 75. Mesura de la tensió als condensadors en el sistema prototip**

A la Figura 75 es poden observar les tensions dels quatre condensadors de cel·la, les quals es mantenen al voltant dels 30V. A causa del soroll de mesura i els pics de corrent produïts a causa de la no idealitat del sistema, l'algorisme d'equilibrat no funciona amb l'eficàcia esperada i els valors de tensió d'una mateixa branca es poden arribar a separar fins a 5V.



**Figura 76. Mesura dels corrents de branca en el sistema prototip**

Finalment, a la Figura 76 es mostren els senyals de corrent de les branques superior i inferior. A causa de les commutacions del sistema, apareixen pics de corrent molt alts, els quals poden provocar un mal funcionament del sistema d'equilibrat dels

condensadors. Aquests pics arriben fins a  $\pm 2A$ , mentre que l'amplitud esperada seria inferior a 200mA.

Tal i com s'ha explicat anteriorment, no s'ha aconseguit fer funcionar el control de corrent circulant sobre aquest sistema prototip. Els principals motius d'aquest mal funcionament han estat la capacitat de processament del sistema de control (o la baixa eficiència del programa implementat), que augmentaven el cicle de procés fins a  $50\mu s$ , i els pics de corrent causats per la commutació dels transistors (Figura 76).

# 8. CONCLUSIONS I TREBALL FUTUR

---

En aquest projecte s'ha estudiat en profunditat el funcionament del convertidor MMC, una nova topologia de convertidor multinivell que en els últims anys està agafant molt protagonisme, tant en l'àmbit científic, en el qual s'està portant a terme molta recerca, com en l'àmbit industrial, ja que és la tecnologia utilitzada per Siemens en les instal·lacions de HVDC.

El projecte s'ha plantejat com un treball de recerca, estudiant el funcionament teòric del convertidor i de les seves tècniques de control a partir d'articles científics, desenvolupant una nova tècnica de control mitjançant simulació, i finalment, intentant aplicar aquest control en un sistema prototip. És per aquest motiu que el projecte no incorpora apartats habituals en projectes d'enginyeria com poden ser els estudis de viabilitat econòmica o ambiental, ja que consisteix en l'estudi d'una tecnologia i no en el desenvolupament d'un producte o instal·lació.

Els resultats obtinguts demostren que el convertidor MMC és una topologia amb molts avantatges, gràcies a la seva estructura flexible i modular. Aquest fet fa que el seu control tingui molts graus de llibertat, presentant una alta capacitat de regulació però també una gran complexitat. Això és el que succeeix amb el control desenvolupat, el qual, a canvi d'augmentar la complexitat del control permet millorar una de les característiques de funcionament del sistema.

El control de corrent circulant desenvolupat redueix de forma important les fluctuacions de tensió en els condensadors de cel·la sense afectar a la tensió de sortida. Tot i que el seu funcionament només s'ha pogut comprovar en simulació, els resultats obtinguts han estat molt satisfactoris i han permès redactar un article de recerca el qual s'ha enviat al congrés *IEEE International Conference on Industrial Electronics*, IECON'12. L'aplicació pràctica d'aquest control permetria reduir la capacitat dels condensadors de cel·la, comportant així un estalvi econòmic en la implementació del convertidor.

A nivell experimental s'ha desenvolupat un prototip de laboratori, sobre el qual s'han obtingut resultats experimentals que han permès corroborar el funcionament de la modulació SPWM i la tècnica d'equilibrat de les tensions dels condensadors. No obstant, no s'han pogut obtenir resultats del controlador de corrent per motius de limitació en el hardware de control.

La intenció d'aquest projecte és consistir en el punt de partida d'una futura tesi doctoral, en la qual es continuarà la recerca en aquest àmbit, millorant el control de corrent aquí desenvolupat i estudiant altres tipus de controls que millorin la dinàmica

del sistema. A continuació es detallen alguns dels aspectes en els quals es preveu treballar en un futur.

Desenvolupament d'un prototip específic de convertidor MMC de cinc o més nivells per tal de poder obtenir resultats experimentals dels controls proposats. Incorporació de hardware de control dedicat per poder implementar algoritmes de control complexos (sistema amb FPGA i processador DSP).

Estudi d'un controlador del convertidor MMC basat en un VOC (Voltage Oriented Control) per a la seva connexió a la xarxa elèctrica. Implementació de tècniques avançades de control per millorar la seva dinàmica davant fallades de la xarxa AC o el bus de DC.

Millora del control de corrent circulant, mitjançant un control de seguiment, control robust o control ressonant. Millora de la consigna de corrent òptim utilitzant corrents harmònics de major ordre.

## 9. BIBLIOGRAFIA

---

- [1] A. Lesnicar, R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *Proc. IEEE Bologna PowerTech Conference*, Bologna, Italy, 23-26 June 2003.
- [2] K. Friedrich, "Modern HVDC PLUS application of VSC in Modular Multilevel Converter Topology", 2010 *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 3807-3810, (2010).
- [3] M. Davies, M. Dommaschk, J. Dorn, J. Lang, D. Retzmann, D. Soerangr, "HVDC PLUS – Basics and Principle of Operation", *Siemens AG, Energy Sector* (2009).
- [4] S. Ceballos, J. Pou, S. Choi, M. Saeedifard, V. Agelidis, "Analysis of Voltage Balancing Limits in Modular Multilevel Converters", in *Proc. IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'11)*, Melbourne, Australia, 7-10 November 2011, pp. 4397-4402.
- [5] C. C. Davidson, "Power Transmission with Power Electronics", *Alstom Grid UK Ltd – Power Electronic Activities*.
- [6] N. B. Negra, J. Todorovic, T. Ackermann, "Loss Evaluation of HVAC and HVDC Transmission Solutions for Large Offshore Wind Farms", *Electric Power Systems Research*, Vol. 76, no. 11, pp. 916-927, (2006).
- [7] C. Zhan, C. Smith, A. Crane, A. Bullock, D. Grieve, "DC Transmission and Distribution System for a Large Offshore Wind Farm", *Converteam UK Ltd*.
- [8] N. Flourentzou, V.G. Agelidis, G. D. Demetriades, "VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 592-602, March 2009.
- [9] Muhammad H. Rashid, "Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones, Tercera edición", *Pearson Educación*, México, 2004.
- [10] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, R. Sommer, "Modelling, Simulation and Analysis of a Modular Multilevel Converter for a Medium Voltage Applications", in *Proc IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Vina del Mar, Chile, 14-17 March 2010, pp.775-782.
- [11] S. Engel, R. De Doncker, "Control of the Modular Multi-Level Converter for Minimized Cell Capacitance", *Institute for Power Generation and Storage Systems, E.ON Energy Research Center*.
- [12] M. Hagiwara, H. Akagi, "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1737-1746, July 2009.

- [13] M. Saeedifard, R. Iravani, "Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2903-2912, October 2010.
- [14] A. Antonopoulos, L. Ångquist, H.-P. Nee, "On Dynamics and Voltage Control of the Modular Multilevel Converter", in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'09)*, Barcelona, Spain, 8-19 September 2009, pp. 1-10.
- [15] Q. Tu, Z. Xu, L. Xu, "Reduced-Switching Frequency Modulation and Circulation Current Suppression for Modular Multilevel Converters", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 2009-2017, July 2011.







# Minimization of the Capacitor Voltage Fluctuations of a Modular Multilevel Converter by Circulating Current Control

R. Picas, J. Pou, S. Ceballos, V. Agelidis and M. Saeedifard

**Abstract**— The modular multilevel converter (MMC) is one of the most potential converter topologies for medium/high power/voltage applications. One of the main technical challenges of a MMC is to eliminate/minimize the circulating currents within the legs. Circulating currents, if not properly controlled, increase the amplitude of capacitor voltage variations, rating values of the converter components and converter losses. This paper proposes a closed-loop circulating current control strategy for an MMC to specifically minimize the amplitude of capacitor voltage variations. The proposed strategy is based on adding an offset signal to the modulating signal of each arm. To minimize the amplitude of the capacitor voltage oscillations, an optimal circulating current component is determined and used as a reference signal for the current control of each MMC leg. Performance of the proposed control strategy is evaluated based on simulation studies in the MATLAB/Simulink environment. The reported study results demonstrate effectiveness of the proposed strategy to reduce the amplitude of the capacitor voltage oscillations.

## I. INTRODUCTION

Multilevel converters have attracted significant interests for medium/high power applications. Among various multilevel converter topologies [1], [2], the modular multilevel converter (MMC) [3] [4], offers several salient features which make it a potential candidate for various applications including high-voltage direct current (HVDC) transmission systems [5], [6], flexible alternating current transmission system (FACTS) controllers [7], and motor drives [8].

The most attractive features of an MMC are (i) its modularity and scalability to different power and voltage levels, and (ii) its capacitor voltage balancing task which is relatively simple [9], [10].

Proper operation of an MMC necessitates an active voltage balancing scheme to carry out the voltage balancing task among the capacitors of each phase. Capacitor voltage balancing of an MMC does not have the limitations and complexities associated with other multilevel converters [6]. However, it is mutually coupled with the circulating currents within each leg of the MMC, which if not properly controlled, can have adverse impacts on semiconductor ratings, losses, and also the magnitude of the capacitor voltage fluctuations.

Analysis of the circulating currents of an MMC has been reported in the technical literature and, correspondingly, various open-loop and closed-loop remedial measures have been proposed to minimize/eliminate them [11]-[13]. The

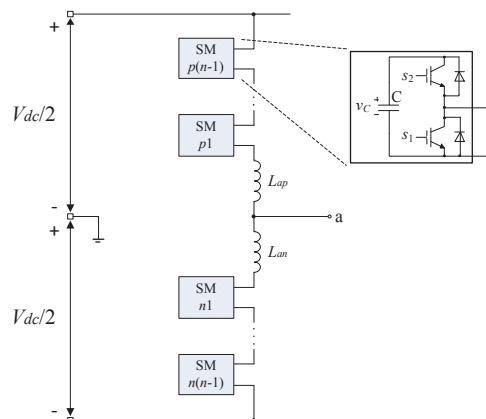


Fig. 1. Circuit diagram of one leg of an  $n$ -level MMC leg.

open-loop strategies rely on the exact parameters of the MMC which are not realistic under the practical conditions [12]. In [13], a closed-loop control strategy based on elimination of the second order harmonic of the arm currents has been proposed. However, the proposed strategy reduces the amplitude of the capacitor voltage fluctuations only under specific operating conditions.

In this paper, a new closed-loop control strategy for the circulating currents of an MMC is presented. Based on the mathematical model of an MMC developed in [14], a circulating current control strategy is proposed. The proposed strategy is realized by adding an offset signal into the modulating signal of each arm. To minimize the amplitude of the capacitor voltage oscillations, an optimal circulating current component is determined and used as a reference signal for the current control of MMC legs. The effectiveness of the proposed strategy in terms of reducing the amplitude of the capacitor voltage oscillations for a five-level MMC is presented. The studies are carried out based on simulations in the MATLAB/Simulink environment for various operating conditions. The analysis and conclusions of this paper are general and applicable to an  $n$ -level MMC.

The rest of this paper is organized as follows. Section II, briefly presents the developed mathematical model of an MMC in [13]. Section III discusses the SPWM and capacitor voltage balancing strategies. Section IV proposes the new current control strategy. Section V reports the simulation results, and Section VI concludes this paper.

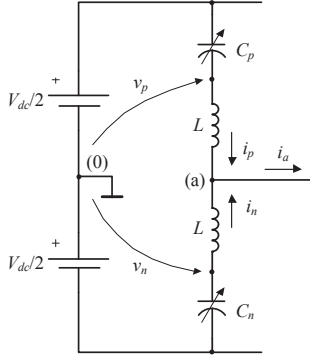


Fig. 2. Equivalent circuit of the MMC of Fig. 1 with an infinite number of SMs.

## II. MATHEMATICAL MODEL OF AN MMC

Fig. 1 depicts a circuit diagram of one leg of an MMC. The MMC consists of two arms per phase where each arm comprises  $n-1$  series-connected, identical, SubModules (SMs) and a series arm inductor  $L$ . Each SM consists of a half-bridge circuit and a capacitor. The output voltage of each half-bridge circuit is either equal to its capacitor voltage, when the SM is switched on, or zero, when the SM is switched off. The arm inductors are to limit the circulating current within each leg and also the fault currents.

The equivalent circuit of the MMC of Fig. 1 with an infinite number of the SMs, i.e.  $n \rightarrow \infty$  is shown in Fig. 2. In [14], a mathematical model for an MMC with an infinite number of SMs is developed. Assuming a SPWM switching strategy and a sinusoidal output current waveform,

$$v_{am} = m_a \cos(\omega t), \quad (1)$$

$$i_a = \hat{I}_a \cos(\omega t + \varphi), \quad (2)$$

where  $v_{am}$  and  $m_a$  represent the MMC modulating signal and modulation index, respectively. Based on the results from [14], and assuming no inductor and parasitic resistor in the MMC arms, the arm currents are expressed by

$$i_p = \frac{\hat{I}_a}{2} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{m_a \hat{I}_a}{4} \cos(\varphi) + \frac{m_a \hat{I}_a}{4} \cos(2\omega t + \varphi), \quad (3)$$

$$i_n = \frac{\hat{I}_a}{2} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{m_a \hat{I}_a}{4} \cos(\varphi) - \frac{m_a \hat{I}_a}{4} \cos(2\omega t + \varphi). \quad (4)$$

Based on (3) and (4), the arm currents consist of three components: (i) a fundamental component which is half of the output current; (ii) a dc component associated with the active power exchange; and (iii) a second order harmonic component which transfers energy between the SMs.

In [14], a mathematical model is developed to determine the average values of the arm currents of an MMC with a finite number of SMs. The developed model is based on two assumptions: (i) the arm inductors are included to limit the arm currents, and (ii) a capacitor voltage balancing strategy is embedded in the SPWM strategy. The corresponding developed equations to determine the average values of the arm currents are [14]:

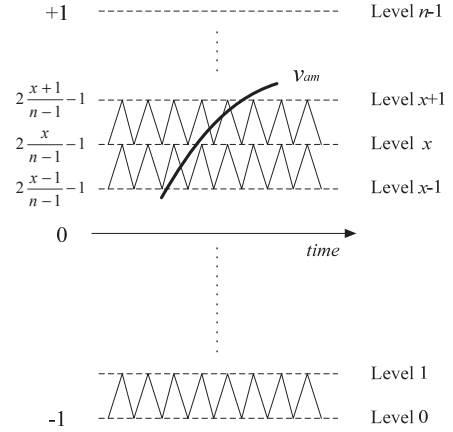


Fig. 3. The modulating and carrier waveforms of a PD-SPWM strategy.

$$\bar{i}_p = \frac{\hat{I}_a}{2} + \frac{1}{2L} \int_0^t (\bar{v}_p - \bar{v}_n) dt + I_{pn0}, \quad (5)$$

$$\bar{i}_n = \frac{\hat{I}_a}{2} - \frac{1}{2L} \int_0^t (\bar{v}_p - \bar{v}_n) dt - I_{pn0}, \quad (6)$$

where  $v_p$  and  $v_n$ , as shown in the equivalent circuit of Fig. 2, represent the voltages generated by the SMs in the upper and lower arms with respect to the dc-side mid-point, respectively. The variables with a bar line in (5) and (6) denote the locally-averaged values of the corresponding variables over one switching period.  $I_{pn0}$  represents

$$I_{pn0} = \frac{I_{p0} - I_{n0}}{2}, \quad (7)$$

where  $I_{p0}$  and  $I_{n0}$  denote the initial values of the upper and lower arm currents, respectively.

Adopting a proper capacitor voltage balancing strategy, the capacitor voltages of the upper arm SMs are kept ideally equal. Similarly, the capacitor voltages of the lower arm SMs are also kept equal. It is shown in [14] that, by using a SPWM-based capacitor voltage balancing strategy, the average values of the SM capacitor voltages of the upper and lower arms can be expressed by:

$$\bar{v}_{Cp} = \frac{1}{C} \int_0^t \bar{i}_p \frac{1 - v_{am}}{2} dt + V_{Cp0}, \quad (8)$$

$$\bar{v}_{Cn} = \frac{1}{C} \int_0^t (-\bar{i}_n) \frac{1 + v_{am}}{2} dt + V_{Cn0}. \quad (9)$$

## III. SPWM AND CAPACITOR VOLTAGE BALANCING STRATEGIES

### A. SPWM Strategy

To synthesize an  $n$ -level waveform at the ac-side of the MMC, a Phase Disposition (PD)-SPWM strategy is applied. The PD technique requires  $n-1$  in-phase carrier waveforms displaced symmetrically with respect to the zero-axis, as illustrated in Fig. 3 [6]. The modulating signal is compared

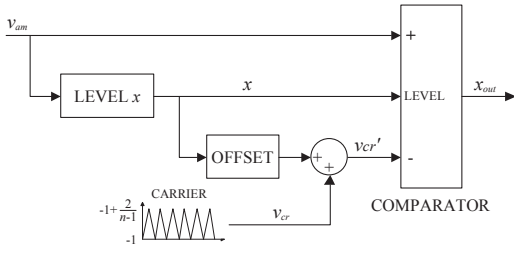


Fig. 4. Block diagram of the PD-SPWM modulator.

with the  $n-1$  carrier waveforms to determine the required voltage level at the ac-side of the MMC.

To implement the PD-SPWM strategy of Fig. 3, a carrier waveform  $v_{cr}$  with a constant amplitude in the range of  $[-1, -1+A_{cr}]$  is generated.  $A_{cr}$  is

$$A_{cr} = \frac{2}{n-1}. \quad (10)$$

To generate all of the  $n-1$  carriers, offset signals will be added to  $v_{cr}$ . Based on the instantaneous value of the modulating signal, the voltage level  $x$  is determined by

$$x = \text{int} \left( \frac{v_{am} + 1}{2/(n-1)} \right), \quad (11)$$

where  $\text{int}()$  is a lower rounded integer function. The resultant level shifted carrier signal is expressed by

$$v_{cr}' = v_{cr} + x \frac{2}{n-1}. \quad (12)$$

The modulating signal is compared with the new generated level shifted carrier in a classical way to generate the PD-SPWM voltage level, i.e., when the modulating signal is lower than the corresponding carrier waveform, the output level is  $x$ , otherwise the output level is  $x+1$ , as expressed by

$$x_{out} = \begin{cases} x & v_{am} < v_{cr}' \\ x+1 & v_{am} \geq v_{cr}' \end{cases} \quad (13)$$

Fig. 4 shows the block diagram of the PD-SPWM strategy.

### B. Capacitor Voltage Balancing

Capacitor voltage balancing is achieved based on the SM capacitor voltages and also the direction of the arm currents. To carry out the capacitor voltage balancing task of the SMs of each arm, during each PD-PWM period, the SM capacitor voltages of each arm are measured and sorted in descending order. If the upper (lower) arm current is positive, out the  $n-1$  SMs of the upper (lower) arm, the required number of the SMs with the lowest (highest) voltages are identified and switched on. The details of the adopted capacitor voltage balancing strategy are explained in [6] and are not repeated here.

## IV. LEG CURRENT CONTROL

As shown in Section II, based on the simplified model of an MMC, the arm currents include three components which are expressed by equations (3) and (4). In practice, circulating currents through the arms include other even order harmonic

components as well [13]. To improve the internal dynamic/performance of an MMC, the circulating current components need to be controlled. This section proposes a circulation current control strategy which aims at reducing the amplitude of the capacitor voltage fluctuations.

### A. Mathematical Formulation of the Control System

As shown in Fig. 2, the circuit diagram of an MMC includes a series arm inductor. The voltages generated by the SMs in the upper and lower arm with respect to the dc-side mid-point are

$$v_p = \frac{V_{dc}}{2} - v_{SMp} \quad \text{and} \quad (14)$$

$$v_n = -\frac{V_{dc}}{2} + v_{SMn}, \quad (15)$$

where  $v_{SMp}$  and  $v_{SMn}$  represent the total voltages generated by the switched-on SMs in the upper and lower arms, respectively.

Based on the Thévenin's Theorem, the ac-side equivalent circuit of one leg of the MMC is shown in Fig. 5 where,

$$v_{th} = \frac{v_p + v_n}{2}, \quad (16)$$

$$L_{th} = \frac{L}{2}. \quad (17)$$

Assuming a voltage offset signal  $\Delta v$ , equation (16) can be re-written as

$$v_{th} = \frac{(v_p + \Delta v) + (v_n - \Delta v)}{2}. \quad (18)$$

Equation (18) shows that modifying the generated voltages of the upper and lower arms by  $v_p + \Delta v$  and  $v_n - \Delta v$ , respectively, does not impact the MMC ac-side leg voltage  $v_{th}$ . This modification is used as a basis to develop a current control strategy based on the block diagram of Fig. 6.

Since the arm voltages  $v_p$  and  $v_n$  are generated based on the modulating signal  $v_{am}$ ,  $v_{am}$  is modified by an offset control signal  $\Delta v_m$  as

$$v_p = \frac{V_{dc}}{2} (v_{am} + \Delta v_m), \quad (19)$$

$$v_n = \frac{V_{dc}}{2} (v_{am} - \Delta v_m). \quad (20)$$

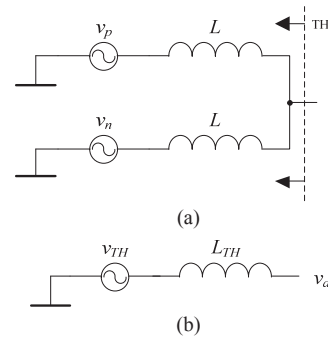


Fig. 5. (a) Simplified equivalent circuit of one leg of the MMC, and (b) its ac-side Thévenin equivalent circuit.

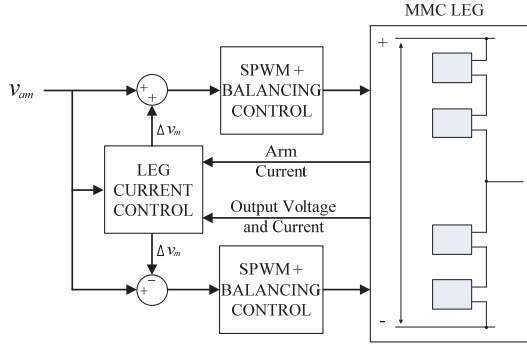


Fig. 6. Block diagram of the leg current controller.

Equations (19) and (20) show that the generated voltages in the upper (lower) arm of the MMC can be modified by adding (subtracting) an offset signal  $\Delta v_m$  to (from) the modulating waveform. In the next section, the transfer function between the leg current and the offset voltage is determined and used to control the circulating current of the MMC leg.

### B. Determination of the Transfer Function and Controller Design

To design a circulating current controller, the first step is to determine the transfer function of the system. Hereinafter, the design procedure is explained for the upper arm current controller. Because of symmetry, the lower arm current is indirectly controlled by the control variable determined for as the upper arm ( $\Delta v_m$ ).

The input,  $u(t)$ , and the output,  $y(t)$ , are defined as

$$y(t) = i_p - \frac{i_a}{2} = i_{HARM} + i_{dc}, \quad (21)$$

$$u(t) = \Delta v_m, \quad (22)$$

where  $y(t)$  comprises all of the upper arm components except the fundamental one. Replacing for  $i_p$  from (5) into (21) and considering (19) and (20), (21) is re-written as

$$y(t) = \frac{1}{2L} \int (v_p - v_n) dt = \frac{V_{dc}}{4L} \int (v_{am} + u(t) - v_{am} + u(t)) dt. \quad (23)$$

Re-writing (23) in the Laplace domain, we obtain

$$y(s) = \frac{V_{dc}}{s2L} u(s). \quad (24)$$

From (24), the system open-loop transfer function is yielded as

$$G_p(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{V_{dc}}{s2L}. \quad (25)$$

The system transfer function has only one pole at zero. Using a proportional controller with a gain of  $K_p$ , the system closed-loop transfer function is expressed by

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{1/s\tau}{1 + 1/s\tau}, \quad (26)$$

where the time constant  $\tau$  is

$$\tau = \frac{2L}{V_{dc} K_p}. \quad (27)$$

By adjusting  $K_p$ , the arm current can track its reference value with a negligible error. The block diagram of the current

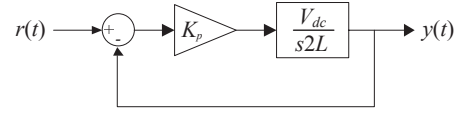


Fig. 7. Block diagram of the current control loop.

control loop is shown in Fig. 7.

### C. Arm Current Reference

Based on (21),  $y(t)$  does not contain the fundamental component of the arm current. Therefore, a reference signal  $r(t)$  for the current control strategy is generated as

$$r(t) = i_{dc}^* + i_{HARM}^*. \quad (28)$$

The dc component of the reference current  $r(t)$ , i.e.,  $i_{dc}^*$  is determined based on the steady state value of  $i_{dc}$ . Assuming a lossless converter and based on the power balance equation, the following equations are deduced

$$p_{ac} = \frac{1}{T/2} \int_{t-T/2}^t v_a i_a dt, \quad p_{dc} = V_{dc} i_{dc} \quad \text{and} \quad (29)$$

$$p_{ac} = p_{dc}. \quad (30)$$

Consequently, an estimated value for  $i_{dc}$  is determined by

$$i_{dc} = \frac{p_{ac}(t)}{V_{dc}}. \quad (31)$$

However, in order to regulate the sum of the SM capacitor voltages to the desired value, converter power losses have to be considered. This is achieved by including a PI controller whose output is added to the estimated dc current given by (31). Then, the final dc current reference  $i_{dc}^*$  is obtained. This procedure is shown in the block diagram of Fig. 8.

The ac component of the reference current  $r(t)$ , i.e.,  $i_{HARM}^*$  which comprises the even order harmonics, can be determined based on a set of criteria. In this paper, the criterion is to reduce the amplitude of the capacitor voltage oscillations. Therefore,  $i_{HARM}^*$  can be formulated in a general form as

$$i_{HARM}^*(t, \varphi) = \frac{m_a \hat{I}_a}{4} K_h(\varphi) \cos(h\omega t + \varphi_h(\varphi)). \quad (32)$$

Equation (32) depends on the output current phase angle  $\varphi$ , which can be calculated based on real and apparent power by

$$\varphi = \cos^{-1}\left(\frac{P}{S}\right) \quad \text{and} \quad (33)$$

$$S(t) = \frac{\hat{V}_a \hat{I}_a}{2}. \quad (34)$$

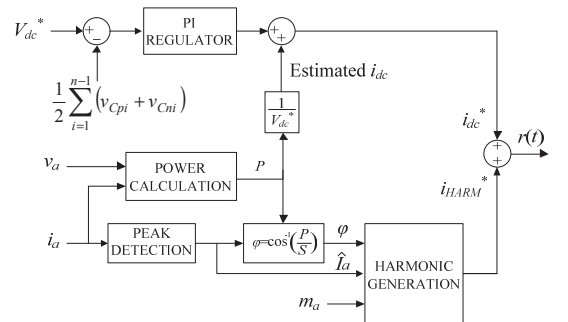


Fig. 8. Block diagram of the arm current reference generator.

The procedure to determine the harmonic components of the reference current is shown in the block diagram of Fig. 8.

#### D. Optimal Current

Since the objective of circulating current control in the MMC arm is to reduce the amplitude of capacitor voltage variations, the most significant circulating current components which contribute to the capacitor voltage oscillations need to be identified.

Based on equation (8), variation of a capacitor voltage over a one period,  $\Delta\bar{v}_{Cp}$  is

$$\Delta\bar{v}_{Cp} = \frac{1}{C} \int_0^T \bar{i}_p \frac{1-v_{am}}{2} dt. \quad (35)$$

To reduce the capacitor voltage variations, an objective function  $f_{opt}$  is defined as

$$f_{opt} = \int_0^T \left( \bar{i}_p \frac{1-v_{am}}{2} \right)^2 dt. \quad (36)$$

Equation (36) does not represent the amplitude of the capacitor voltage variations. However, if the quadratic function  $\Delta\bar{v}_{Cp}$  is minimized, as a consequence its amplitude is minimized as well.

Since the harmonic components of the arm currents include even order harmonics, various harmonic components can be included and evaluated. In this paper, only the second order harmonic is considered as it is the most dominant/significant component which contributes to the capacitor voltage fluctuations. Considering the second order harmonic component in the arm current and substituting for the arm current in (36), we deduce

$$f_{opt}(K_2, \varphi_2) = \int_0^T \left( \left( \frac{\hat{I}_a}{2} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{\hat{I}_a \cdot m_a}{4} \cos(\varphi) + K_2(m_a, \varphi) \frac{\hat{I}_a m_a}{4} \cos(\omega t + \varphi_2(m_a, \varphi)) \right) \frac{1-m_a \cos(\omega t)}{2} \right)^2 dt \quad (37)$$

By minimizing the objective function in (37), i.e.,

$$\nabla f_{opt}(K_2, \varphi_2) = 0, \quad (38)$$

the optimal values for the phase angle and the amplitude of the second order harmonic of the arm current will be determined by

$$\varphi_2 = -\frac{i}{2} \ln \left( \frac{m_a^2 + (m_a^2 - 8)e^{2\varphi}}{m_a^2 + m_a^2 e^{2\varphi} - 8} \right) \text{ and} \quad (39)$$

$$K_2 = \frac{C_1 m_a^2 \cos(\varphi + \varphi_2) + C_2 m_a^2 \cos(\varphi - \varphi_2) + C_3 \cos(\varphi - \varphi_2)}{a m_a^2 + b m_a + c}. \quad (40)$$

The constant coefficients  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $a$ ,  $b$  and  $c$  are obtained by using MATLAB optimization tools, i.e., function *EVAL*. Variables  $\varphi_2$  and  $K_2$  are functions of the MMC modulation index and the phase angle of the output current. Under a specific operating condition with a unity modulation index and a zero phase angle of the output current, i.e., unity power factor,  $\varphi_2$  is zero and the normalized value of  $K_2$  with respect

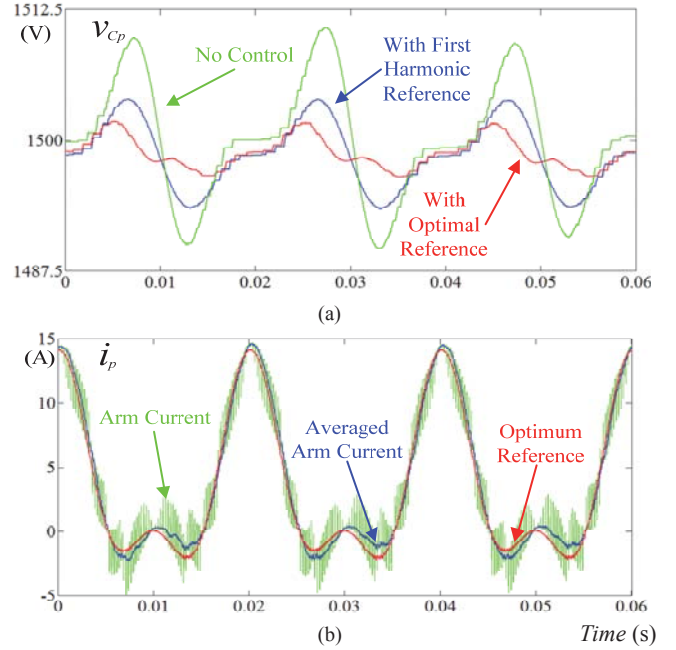


Fig. 9. Converter waveforms: (a) capacitor voltages, and (b) upper arm current.

to (32) is unity.

## V. SIMULATION RESULTS

Performance of a five-level ( $n=5$ ) MMC that operates based on the proposed current control strategy is evaluated based on simulation studies conducted in the MATLAB/Simulink environment. The dc-side of the MMC is supplied by a constant dc source of  $V_{dc}=6$  kV and the ac-side current is provided by a single-phase current source. The SM capacitors and the arm inductors are  $C=1.36$  mF and  $L=6$  mH. The switching frequency and the fundamental frequency are  $f_{sw}=4$  kHz and  $f=50$  Hz.

Fig. 9 shows the converter waveforms at an ac-side operating point corresponding to power factor 1 and  $m_a=1$  under three scenarios: (i) without any leg current control, (ii) with a leg current control based on a fundamental component reference current, and (iii) with a current control based on an optimal second harmonic component as a reference current. Fig. 9(a) shows the amplitude of the capacitor voltage oscillations and highlights the capability of the proposed current controller to reduce the voltage variations of the SM capacitor. Fig. 9(b) shows the converter upper arm current. The proposed current controller adjusts the magnitude and the phase angle of the second order harmonic to reduce/minimize the capacitor voltage variations.

Fig. 10 compares the effectiveness of the proposed arm current control strategy in reducing the amplitudes of the capacitor voltage oscillations for various operating conditions, i.e., modulation index and ac-side power factor. The capacitor voltages of all of the graphs in Fig. 10 are normalized with respect to

$$\frac{\Delta V_C^{norm}}{2} = \frac{\Delta V_C / 2}{I_a^{rms} / f C}. \quad (41)$$



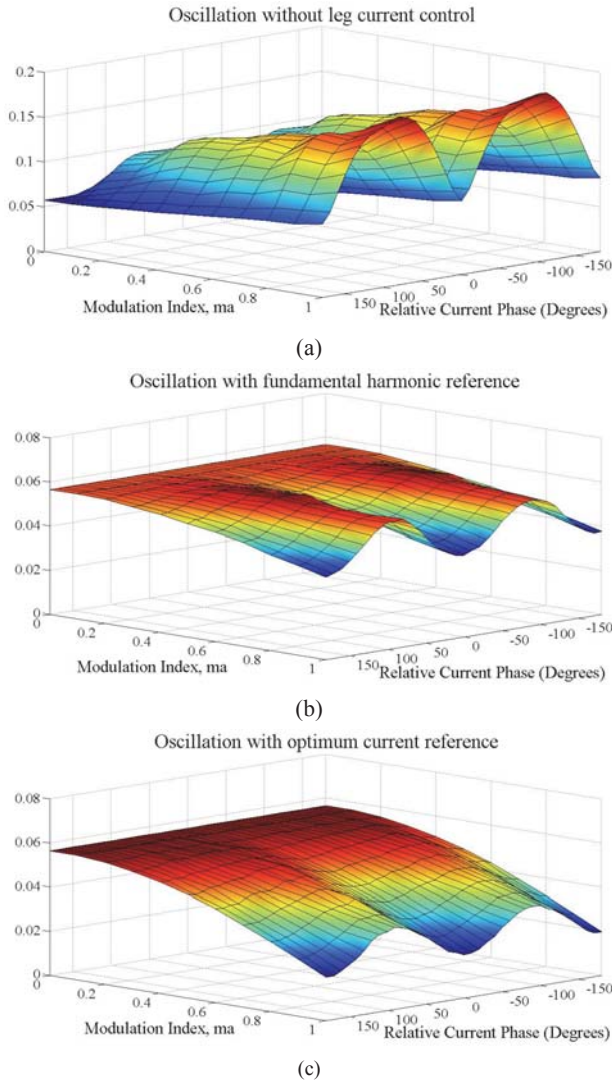


Fig. 10. Normalized amplitude of the capacitor voltage oscillations for various operating conditions, i.e., modulation index and output current phase angle: (a) without any leg current control, (b) with a leg current control based on a fundamental component reference current, and (c) with a current control based on an optimal second harmonic component as a reference current.

Figs. 10(a), (b), and (c) shows the normalized amplitudes of the capacitor voltages under three operating scenarios, respectively: (i) without any arm current control strategy, (ii) when the fundamental component of the arm current is controlled, i.e., the reference current of arm current controller has only a fundamental component, and (iii) when the fundamental and second harmonic components of the arm current are controlled, i.e., the reference current of arm current controller is generated based on the optimized values of the magnitude and phase angles. Fig. 10 highlights the capability of the proposed current controller to reduce the amplitudes of the capacitor voltage variations under all operating conditions, and not just for specific cases.

## VI. CONCLUSION

This paper proposes a circulating current control strategy to reduce the amplitude of the capacitor voltage fluctuations of

an MMC. The strategy is based on modification of the modulation waveforms of an MMC by adding an offset signal to the modulating signal of each arm. To minimize the amplitude of the capacitor voltage oscillations, an optimal circulating current component is determined and used as a reference signal for the current control of each MMC leg. Effectiveness of the proposed current control strategy for a five-level MMC under various operating conditions, based on simulation studies in the MATLAB/Simulink environment is evaluated. Simulation results conclude that the proposed current control strategy is able to reduce the amplitude of the capacitor voltages under all operating conditions. This salient feature is of significance for sizing the SM capacitors which leads to the smaller footprint and reduced cost of an MMC-based system.

## REFERENCES

- [1] L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. León, S. Kouro, P. Portillo, and M.A.M. Prats, "The age of Multilevel converters arrives", *IEEE Ind. Electron. Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, June 2008.
- [2] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M.A. Pérez, and J.I. León, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters", *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol.57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010.
- [3] A. Lesnicar and R. Marquardt, "A new modular voltage source inverter topology", in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Toulouse, France, 2003.
- [4] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a large power range", in *Proc. IEEE Bologna PowerTech Conference*, 23-26 June 2003, Bologna, Italy.
- [5] K. Friedrich, "Modern HVDC PLUS application of VSC in modular multilevel converter topology", in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 4-7 July 2010, Bari, Italy, pp. 3807-3810.
- [6] M. Saeedifard and R. Iravani, "Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp 2903-2912, Oct. 2010.
- [7] H.M. Pirouz and M.T. Bina, "New transformerless medium-voltage STATCOM based on a half-bridge cascaded converters", in *Proc. Power Electronic and Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 17-18 Feb. 2010, Tehran, Iran, pp. 129-134.
- [8] M. Hagiwara, K. Nishimura, and H. Akagi, "A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 7, pp. 1786-1799, July 2010.
- [9] S. Allebrod, R. Hamerski, and R. Marquardt, "New transformerless scalable modular multilevel converters for HVDC transmission", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 15-19 June, Rhodes, Greece, pp. 174-179.
- [10] R. Marquardt, "Modular multilevel converter: an universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications", in *Proc. IEEE International Power Electronics Conference (IPEC)*, 21-24 June 2010, Sapporo, Japan, pp. 552-557.
- [11] M. Hagiwara and H. Akagi, "Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters", *IEEE Tran. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, July 2009, pp. 1737-1746.
- [12] A. Antonopoulos, L. Ångquist, and H.-P. Nee, "On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter," in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sept. 2009, pp. 1-10.
- [13] Q. Tu, Z. Xu, and L. Xu, "Reduced-switching frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters", *IEEE Tran. Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 2009-2017, July 2011.
- [14] S. Ceballos, J. Pou, S. Choi, M. Saeedifard, and V. Agelidis, "Analysis of voltage balancing limits in modular multilevel converters", in *Proc. IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'11)*, 7-10 Nov. 2011, Melbourne, Australia, pp. 4397-4402.