

# Resum

Aquest projecte presenta l'estudi, l'anàlisi i l'esquema de control d'un convertidor d'estructura modular multinivell (MMC) de tipologia *Voltage Source Converter* (VSC) per a xarxes d'alta tensió en corrent continu (HVDC) . També es proposa el disseny d'una de les cel·les que formen aquest convertidor per a un prototipus de baixa potència.

Primerament es presenta l'anàlisi detallat dels controls existents per a MMC per tenir una visió més amplia de l'objecte d'estudi. A més, es presenta un esquema de control complet per a un convertidor trifàsic modular multinivell per a controlar tots els graus de llibertat interns existents. També es duen a terme diverses simulacions per validar els diferents controls dissenyats mitjançant el programa Matlab Simulink<sup>®</sup>.

Finalment, es realitza el disseny d'un prototipus de convertidor MMC de laboratori, on s'hi pretén validar els controls dissenyats. El prototipus experimental és de 5 kVA de potència i una tensió de bus de contínua de 700 V. També es dissenya un submòdul de potència per a aquest, amb el software Altium Design<sup>®</sup> i es realitzen proves per a validar el seu disseny.



# Índex

<b>Resum</b>	<b>1</b>
<b>Glossari</b>	<b>13</b>
<b>Prefaci</b>	<b>19</b>
<b>Introducció</b>	<b>21</b>
<b>1 La tecnologia de transmissió HVDC</b>	<b>23</b>
1.1 Aplicacions de la tecnologia HVDC . . . . .	23
1.1.1 Transmissions aèries de llarga distància . . . . .	23
1.1.2 Transmissions submarines . . . . .	24
1.1.3 Interconnexió de dos sistemes asíncrons . . . . .	24
1.2 Convertidors en xarxes HVDC . . . . .	24
1.2.1 LCC ( <i>Line-Commutated Converter</i> ) . . . . .	24
1.2.2 VSC ( <i>Voltage Source Converter</i> ) . . . . .	25
<b>2 El convertidor modular multinivell</b>	<b>27</b>
2.1 Tècniques de modulació . . . . .	28
2.1.1 Senyals multi-portadors PWM . . . . .	29
2.1.2 Modulació per nivell més proper (NLM) . . . . .	30
<b>3 Controls clàssics per a MMC</b>	<b>33</b>
3.1 Model matemàtic . . . . .	33
3.2 Modulació directe . . . . .	35
3.2.1 Anàlisi dels corrents . . . . .	36
3.3 Control realimentat . . . . .	37

3.3.1	Descripció del control intern del convertidor . . . . .	38
3.3.2	Anàlisi del resultats . . . . .	41
3.4	Controlador supressor de corrent circulat (CCSC) . . . . .	42
3.4.1	Anàlisi del resultats . . . . .	44
3.5	Equilibrat dels submòduls . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Anàlisi i control d'un convertidor MMC trifàsic</b>	<b>49</b>
4.1	Discussió dels controladors . . . . .	49
4.2	Anàlisi del convertidor . . . . .	49
4.3	Anàlisi en estat estacionari . . . . .	52
4.4	Càlcul de referències . . . . .	53
4.4.1	Part externa del convertidor . . . . .	53
4.4.2	Part interna del convertidor . . . . .	54
4.5	Disseny dels controladors . . . . .	56
4.5.1	Control d'energia . . . . .	56
4.5.2	Control intern de corrent . . . . .	57
4.5.3	Control extern de corrent . . . . .	60
4.6	Anàlisi dels resultats . . . . .	61
<b>5</b>	<b>Dimensionat d'una plataforma de laboratori</b>	<b>67</b>
5.1	Descripció de la plataforma experimental . . . . .	67
5.2	Disseny de la inductància de braç . . . . .	69
5.2.1	Limitació del corrent circulat . . . . .	69
5.2.2	Limitació del corrent de curtcircuit . . . . .	70
5.3	Elecció del mètode de commutació . . . . .	70
5.4	Disseny de la capacitat del bus de contínua . . . . .	71
5.5	Precàrrega i descàrrega . . . . .	72
5.6	Validació del control en el sistema de potència . . . . .	73
<b>6</b>	<b>Disseny del submòdul</b>	<b>77</b>
6.1	Descripció de la PCB . . . . .	77
6.2	Disseny de la capacitat del submòdul . . . . .	78
6.3	Element de commutació . . . . .	78
6.4	El radiador . . . . .	81

Disseny i control d'un convertidor modular multinivell	5
6.5 Els drivers	82
6.6 Detecció d'errors	86
6.7 Mesures	87
6.8 Circuit de descàrrega	90
6.9 Fonts d'alimentació	90
6.10 Disseny de la PCB	91
<b>7 Resultats</b>	<b>95</b>
<b>Conclusions</b>	<b>101</b>
<b>Agraïments</b>	<b>103</b>
<b>A Anàlisi econòmic</b>	<b>105</b>
A.1 Recursos humans	105
A.2 Recursos materials	106
A.3 Recursos I+D	106
A.4 Cost total del projecte	106
<b>B Impacte mediambiental</b>	<b>109</b>
B.1 Xarxes HVDC	109
B.1.1 Impacte dels conductors	109
B.1.2 Impacte energètic	109
B.2 Productes elèctrics	110
B.3 RoHS	110
<b>C Transformacions</b>	<b>111</b>
C.1 Transformada de Clarke	111
C.2 Transformada de Park	111
C.3 Transformada de Fortescue	112
<b>D Càlculs del dimensionament</b>	<b>113</b>
D.1 Càlcul de la capacitat del submòdul	113
D.2 Càlcul de la inductància de braç	115
D.2.1 Limitació del corrent circulat	115
D.2.2 Limitació del corrent de curtcircuit	116

<b>E Càlcul de pèrdues en els semiconductors</b>	<b>117</b>
E.1 Pèrdues del IGBT . . . . .	118
E.1.1 Conducció . . . . .	118
E.1.2 Commutació . . . . .	119
E.2 Pèrdues dels díodes . . . . .	120
E.2.1 Conducció . . . . .	120
E.2.2 Commutació . . . . .	122
<b>Bibliografia</b>	<b>127</b>

# Índex de figures

1.1	Convertidor LCC . . . . .	24
1.2	Convertidor VSC de dos nivells amb IGBTs . . . . .	25
1.3	Modulació PWM . . . . .	26
2.1	(a) Convertidor multinivell; (b) Connexió dels submòduls . . . . .	28
2.2	Estats d'un submòdul . . . . .	28
2.3	Senyals multi-portadors PWM. (a) Disposició en fase (PD), (b) Fase en disposició oposada, (c) Fase en disposició alternada i oposada (APOD), (d) Fase desplaçada . . . . .	29
2.4	NLM, senyal de tensió de braç . . . . .	30
3.1	Convertidor modular multinivell . . . . .	34
3.2	Comportament de les tensions suma, usant la modulació directe . . . . .	37
3.3	Corrent circulat . . . . .	37
3.4	Corrents de braç . . . . .	38
3.5	Control realimentat . . . . .	40
3.6	Corrent circulat amb control realimentat . . . . .	41
3.7	Corrents de braç amb control realimentat . . . . .	41
3.8	Tensions total dels condensadors amb control realimentat . . . . .	42
3.9	Tensió total dels condensadors aplicant un canvi a l'energia total de la cama . . . . .	42
3.10	Tensió total dels condensadors aplicant un desequilibri entre braços . . . . .	43
3.11	(a) Planta del corrent circulat; (b) Control del corrent circulat . . . . .	44
3.12	Corrents circulants amb control CCSC . . . . .	45
3.13	Tensions suma amb control CCSC . . . . .	45
3.14	Tensions dels submòduls no equilibrades . . . . .	46
3.15	Tensions dels submòduls equilibrades . . . . .	47

4.1	Convertidor modular multinivell de tres fases . . . . .	50
4.2	Resposta del controlador d'energia amb $K_i = 25$ . . . . .	57
4.3	Resposta del controlador d'energia amb $K_i = 50$ . . . . .	58
4.4	Resposta del controlador d'energia amb $K_i = 75$ . . . . .	58
4.5	Diagrama freqüencial del controlador PI, el ressonant i els dos en paral·lel . . . . .	60
4.6	Diagrama freqüencial dels controladors amb diferents $w_{c,sum}$ . . . . .	61
4.7	Diagrama freqüencial dels controladors amb diferents $\tau_{diff}$ . . . . .	62
4.8	Control per al convertidor multinivell . . . . .	63
4.9	Potències internes del convertidor. A dalt: Potència total i entre comes; A baix: Potència entre braços . . . . .	64
4.10	Corrents interns del convertidor en el domini $\alpha\beta 0$ . . . . .	64
4.11	Corrents de braç i de xarxa . . . . .	65
4.12	Tensions suma dels braços del convertidor . . . . .	65
5.1	Esquema de connexió de les plaques de control amb la plataforma . . . . .	68
5.2	Corrent circulat respecte la inductància de braç . . . . .	70
5.3	Esquema del bus de contínua amb el condensador . . . . .	71
5.4	Circuit de precàrrega . . . . .	73
5.5	Energies del convertidor dimensionat . . . . .	73
5.6	Potències del convertidor dimensionat . . . . .	74
5.7	Corrents circulants en el domini $\alpha\beta 0$ del convertidor dimensionat . . . . .	74
5.8	Corrents del braç superior, inferior i de xarxa del convertidor dimensionat . . . . .	75
5.9	Tensions sumades de tots els submòduls del convertidor dimensionat . . . . .	76
6.1	(a)Disseny de la PCB; (b)Configuració <i>FB</i> ; (c)Configuració <i>HB</i> . . . . .	77
6.2	Comparació entre IGBT i MOSFET segons tensió i freqüència . . . . .	79
6.3	Comparació de pèrdues entre els IGBTs escollits . . . . .	81
6.4	Esquema dissipador de calor a partir de les resistències . . . . .	81
6.5	Capacitats paràsites dels IGBTs . . . . .	83
6.6	Corrent de porta . . . . .	83
6.7	Circuiteria auxiliar del driver . . . . .	84
6.8	Circuit extern de desaturació . . . . .	85
6.9	Circuiteria auxiliar del biestable . . . . .	87
6.10	Adaptació de la mesura al sensor de tensió. . . . .	88



Disseny i control d'un convertidor modular multinivell	9
6.11 Adaptació del sensor de tensió al DSP	89
6.12 Font commutada	91
6.13 Mapa de terres de la PCB	93
7.1 Submòdul de potència <i>MODULUS</i>	95
7.2 Circuit reductor utilitzat	96
7.3 PWM modulats amb un IGBT del submòdul de potència	96
7.4 Circuit reductor ( <i>buck</i> )	97
7.5 Tensió i corrent a la inductància	98
7.6 Tensió de sortida	99
7.7 Resposta a una entrada graó	99
D.1 Esquema intern del convertidor	113
E.1 Corba $v_{ce}$ vs $i_c$	118
E.2 Corba $v_d$ vs $i_F$	121
E.3 Comportament del díode	122



# Índex de taules

1.1	Comparació entre convertidors LCC i VSC . . . . .	26
2.1	Estats del submòdul . . . . .	29
3.1	Paràmetres de simulació de modulació directa . . . . .	36
4.1	Paràmetres de simulació del controlador proposat . . . . .	63
5.1	Resum de les especificacions dels convertidor . . . . .	68
6.1	IGBT escollits . . . . .	80
6.2	MOSFETs escollits . . . . .	80
6.3	Paràmetres emprats pel càlcul del dissipador . . . . .	82
6.4	Valors escollits pels components del driver . . . . .	86
6.5	Taula de la veritat del biestable utilitzat . . . . .	87
6.6	Elements de la primera part del sistema de mesura. . . . .	89
6.7	Elements per alimentar. . . . .	90
6.8	Elements de la font d'alimentació de 5V. . . . .	92
A.1	Cost dels recursos humans . . . . .	105
A.2	Cost dels recursos materials . . . . .	106
A.3	Cost dels recursos de I+D . . . . .	107
A.4	Cost final del projecte . . . . .	107
E.1	Característiques del convertidor . . . . .	117
E.2	Pèrdues de conducció dels IGBTs . . . . .	119
E.3	Pèrdues de commutació dels IGBT . . . . .	120
E.4	Pèrdues de conducció dels DIODEs . . . . .	121
E.5	Pèrdues de commutació dels DIODEs . . . . .	123



# Glossari

## Símbols

$C_{braç}$	Capacitat del braç
$C_{bus}$	Capacitat del bus de contínua
$C_{SM}$	Capacitat de cada submòdul
$E_{\Delta}$	Diferència d'energies entre braços
$E_{\Sigma}$	Suma d'energies entre braços
$E_{a-b}$	Diferència d'energia entre la fase $a$ i la fase $b$
$E_{a-c}$	Diferència d'energia entre la fase $a$ i la fase $c$
$E_l$	Energia del braç inferior
$E_u$	Energia del braç superior
$f$	freqüència
$G$	Guany del circuit de mesura
$G_1$	Guany de l'adaptació del circuit de mesura al sensor
$G_2$	Guany del sensor de mesura
$G_3$	Guany de l'adaptació del circuit de mesura a la placa de control
$G_{c,sum}(s)$	Funció de transferència del controlador intern de corrent
$G_{p,sum}$	Funció de transferència de la planta interna del convertidor
$G_{PI,diff}$	Funció de transferència del controlador PI extern del convertidor
$G_{PI,sum}$	Funció de transferència del controlador PI intern del convertidor
$G_{PR,diff}$	Funció de transferència del controlador ressonant extern del convertidor
$G_{PR,sum}$	Funció de transferència del controlador ressonant intern del convertidor
$I^{DC}$	Corrent que circula per l'enllaç HVDC

$I_{2f}$	Arrissat del corrent de segon harmònic
$i_c$	Corrent que circula per un condensador
$i_{dcl}$	Corrent continu que se'n va cap a la xarxa alterna en un xarxa HVDC
$i_{dcm}$	Corrent continu provinent de la generació en un xarxa HVDC
$i_l$	Corrent del braç inferior
$I_{sum}$	Corrent rms circulant pel convertidor
$i_{sum}$	Corrent que circula per l'interior del convertidor
$I_{sum}^{2\omega}$	Part de freqüència $2\omega$ del corrent circulant
$i_{sum}^{ac}$	Part alterna del corrent circulant
$i_{sum}^{DC}$	Part contínua del corrent circulant
$i_s$	Corrent de xarxa
$i_u$	Corrent del braç superior
$i_x$	Corrent del braç $x$
$K_{i,sum}$	Constant integradora del controlador intern del convertidor
$K_{p,sum}$	Constant proporcional del controlador intern del convertidor
$L_{braç}$	Inductància de braç
$L_f$	Inductància del filtre de la xarxa
$L_{sum}$	Funció de transferència en llaç obert de la planta interna del convertidor
$m$	Quocient entre $v_{diff}$ i $V^{DC}$
$N$	Nombre de submòduls
$N(s)$	Funció de transferència del filtre Notch
$n_x$	Índex de modulació del braç $x$
$P_{a-b}$	Potència entre la fase $a$ i la $b$
$P_{a-c}$	Potència entre la fase $a$ i la $c$
$P_a$	Potència de la fase $a$
$P_b$	Potència de la fase $b$
$P_c$	Potència de la fase $c$
$P_g^*$	Potència activa que vol injectar a la xarxa

$P_{l-u}$	Diferència de potència entre el braç inferior i el superior
$P_t$	Potència total del convertidor
$Q_g^*$	Potència reactiva que vol injectar a la xarxa
$R_{braç}$	Resistència de braç
$R_f$	Resistència del filtre de la xarxa
$R_{th(c-s)}$	Resistència tèrmica entre l'encapsulat i el dissipador
$R_{th(j-c)D}$	Resistència tèrmica entre díode i encapsulat
$R_{th(j-c)T}$	Resistència tèrmica entre transistor i encapsulat
$R_{th(s-a)}$	Resistència tèrmica del radiador
$R_{th,eq}$	Resistència equivalent del IGBT
$S$	Potència aparent
$T^{abc/qd}$	Transformada de Park
$T_{PR,sum}$	Funció de transferència en llaç tancat per al controlador ressonant
$V^{DC}$	Tensió del bus de contínua
$V_l^{DC}$	Tensió del mig bus de contínua inferior
$V_u^{DC}$	Tensió del mig bus de contínua superior
$v_{diff}$	Tensió que aplica el convertidor
$V_{dr+}$	Tensió positiva del driver
$V_{dr-}$	Tensió negativa del driver
$V_g$	Tensió rms de la xarxa
$v_g^j$	Tensió de xarxa de la fase qualsevol de les tres fases
$v_n$	Tensió del neutre de la xarxa
$V_{OUT}$	Tensió de la font de tensió
$v_{RL}$	Caiguda de tensió de la impedància interna de cada braç
$V_{SM}$	Tensió de cada submòdul
$v_{Tx}$	Tensió dels condensadors sumats del braç $x$
$v_x$	Tensió del braç $x$ instantània
$Z_{braç}$	Impedància interna del braç del convertidor

$Z_s$  Impedància del filtre de xarxa

### Símbols grecs

$\alpha$  Desfassament entre la tensió de seqüència positiva i el corrent de seqüència negativa

$\alpha_L$  Rati d'augment del corrent respecte el temps

$\epsilon$  Arrissat de tensió

$\omega_0$  Pulsació natural de la xarxa

$\omega_{c,diff}$  Velocitat d'actuació de la planta externa del convertidor

$\omega_{c,sum}$  Velocitat d'actuació de la planta interna del convertidor

$\omega_n$  Pulsació que es desitja eliminar amb el filtre Notch

$\phi_0$  Desfassament del corrent respecte la tensió de xarxa

$\pi$  Nombre pi

$\psi$  Desfassament entre la tensió de seqüència positiva i el corrent de seqüència positiva

$\tau_{sum}$  Constant de temps del control intern de corrent

### Superíndexs

+

Seqüència positiva

-

Seqüència negativa

0

Seqüència homopolar

$\alpha$

Component  $\alpha$  en el domini  $\alpha\beta 0$

$\beta$

Component  $\beta$  en el domini  $\alpha\beta 0$

$a$

Pertanyent a la fase a

$b$

Pertanyent a la fase b

$c$

Pertanyent a la fase c

$d$

Component  $d$  del domini  $qd0$

$DC$

Component contínua

$j$

Indica que pot ser qualsevol de les tra fase ( $a$ ,  $b$  o  $c$ )

$q$

Component  $q$  del domini  $qd0$

### Subíndexs

$l$

Indica el braç inferior



<i>SM</i>	Indica que pertany al submòdul
<i>u</i>	Indica el braç superior
<i>x</i>	Indica el braç superior o inferior

### **Acrònims**

ADC	<i>Analog to Digital Conversor</i>
APOD	<i>Alternate Phase Opposite Disposition</i>
CCSC	<i>Circulating Current Supressor Control</i>
FB	<i>Full Bridge</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off thyristor</i>
HB	<i>Half Bridge</i>
HVAC	<i>High Voltage Altern Current</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCC	<i>Line Commutated Converter</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
NLM	<i>Nearest Level Modulation</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
POD	<i>Phase Opposite Disposition</i>
PS	<i>Phase Shifted</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>



# Prefaci

Avui en dia, la demanda d'energia elèctrica està contínuament augmentant per satisfer les necessitats de la societat. Una font de generació emergent actualment són els parc eòlics marins, degut als avantatges que presenten enfront dels parcs eòlics terrestres. En primer lloc, a alta mar, existeixen majors velocitats del vent que generalment augmenten amb la distància de la costa [1]. A part, permet salvar les limitacions clàssiques sobre la grandària del aerogeneradors utilitzats i reduir tant l'impacte visual com auditiu que provoca a la població.

Per a transportar la potència generada dels parcs eòlics marins situats a llarga distància de la costa, s'utilitzen les xarxes de transmissió d'alta tensió en corrent continu (HVDC). Aquestes xarxes presenten diverses avantatges respecte les de transmissió d'alta tensió en corrent altern (HVAC ) per aquest tipus d'aplicacions de llarga distància, ja que els cables submarins generen un considerable corrent reactiva degut a l'elevat efecte capacitiu que presenten [2]. Per a la transformació de corrent altern a corrent continu i viceversa, es fa ús de l'electrònica de potència. Existeixen dues tecnologies de convertidors per a xarxes HVDC, la *Line Commutated Converter* (LCC ) o la *Voltage Source Converter* (VSC).

La tecnologia VSC presenta grans avantatges respecte els LCC com per exemple el control independent de potència activa i reactiva, la regulació de la tensió de la banda d'alterna del convertidor, la capacitat d'arrencada des de zero (*black-start capability*), la compacitat dels filtres i la menor dimensió de cables. Típicament, els convertidors VSC són de dos nivells. Aquest fet presenta un gran problema alhora de treballar a alta tensió degut a que els semiconductors han de suportar grans tensions de bloqueig. És amb l'aparició del convertidor de topologia multinivell que es soluciona aquest problema.

Les noves xarxes HVDC s'estan construint amb convertidors de tecnologia VSC (*Voltage Source Converter*), i concretament amb convertidors modulars multinivell. Un exemple clar, és la xarxa HVDC que uneix França i Catalunya que fa servir aquests nous convertidors de potència.

Aquest projecte neix de l'interès d'estudiar els convertidors multinivells degut a les seves bones prestacions, i a la seva utilització com a convertidors en xarxes HVDC. El projecte s'ha desenvolupat a CITCEA-UPC (Centre d'Investigació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments), com a centre especialitzat en electrònica de potència.



# Introducció

En aquest projecte es presenta un anàlisi del control del convertidor MMC i el disseny d'un submòdul de potència per a un convertidor modular multinivell per a un prototipus de laboratori.

Els objectius que s'han fixat són els següents:

- Estudiar els convertidors multinivells i els controls clàssics.
- Disseny de l'esquema de control del convertidor modular multinivell trifàsic.
- Validació de l'esquema de control per mitjà de simulacions.
- Dimensionament d'un prototipus experimental de laboratori.
- Disseny i construcció d'un submòdul de potència.
- Validació per mitjà de proves experimentals del submòdul construït.

L'abast del projecte inclou l'anàlisi i la modelització del convertidor multinivell. També inclou diverses simulacions amb diferents esquemes de control existents, i es presenta un esquema de control per a les variables internes. Per últim, inclou el dimensionament i el disseny d'una cel·la d'un convertidor multinivell.

El projecte es divideix en dues grans parts. La primera part engloba del Capítol 1 al 4. Al Capítol 1 es fa introducció a les xarxes HVDC. Al Capítol 2 s'introdueixen els convertidors multinivells. Al Capítol 3 es fa un anàlisi del convertidor multinivell i es parla dels controls ja existents i mètodes per equilibrar els submòduls. A l'últim capítol de la primera part (Capítol 4), es proposa un nou control per aquest tipus de convertidors.

La segona part del projecte conta dels tres últims capítols. Al Capítol 5 es dimensiona una plataforma experimental de laboratori basa en un convertidor modular multinivell, al Capítol 6 es dissenya un submòdul per aquest, i al Capítol 7 es valida el seu disseny.



# Capítol 1

## La tecnologia de transmissió HVDC

### 1.1 Aplicacions de la tecnologia HVDC

La transmissió de potència es realitza a alta tensió per reduir les pèrdues per efecte Joule, ja que permet transportar grans quantitats de potència a baix corrent. La tecnologia HVDC (*High Voltage Direct Current*) utilitza corrent continu en la transmissió de potència elèctrica.

Les aplicacions de les xarxes HVDC es poden dividir en tres grups:

- Transmissions aèries de llarga distància.
- Transmissions submarines.
- Interconnexió de dos sistemes asíncrons.

#### 1.1.1 Transmissions aèries de llarga distància

S'utilitzen les xarxes d'alta tensió en corrent continu (HVDC) degut a que només transporten potència activa per seus conductors i això disminueix en un 20 % les pèrdues de potència comparat amb les xarxes d'alta tensió en corrent altern (HVAC) [3]. A part, tampoc pateixen l'efecte pel·licular que redueix la secció del conductor en augmentar la freqüència, i la transmissió de potència es pot fer amb dos cables en comptes de tres. A més, normalment per a xarxes HVAC (*High Voltage Altern Current*) és necessari posar estacions intermitges per compensar la potència reactiva.

Tot i l'elevat cost d'una línia HVAC, les HVDC de moment són més cares. Es defineix el concepte de *break-even distance* com la distància a la qual és rentable econòmicament utilitzar la tecnologia HVDC o HVAC. La paraula *break-even distance* fa referència a la distància a partir de la qual ja surt a compte econòmicament posar una xarxa HVDC. La distància per línies aèries ronda els 500 km [4].

### 1.1.2 Transmissions submarines

Per a transmissions de potència submarines també es fa ús de la tecnologia HVDC. En aquest cas, s'utilitza degut a que els cables enterrats presenten una alta capacitat paràsitica i si aquest tipus de transmissió es fa amb corrent altern, la capacitat s'ha de carregar i descarregar periòdicament, provocant grans pèrdues degut a la circulació de potència reactiva pel conductor. En canvi, si aquesta transmissió es fa en corrent continu, l'efecte de la capacitat paràsitica només té efecte durant el transitori. En aquest cas, la *break-even distance* ronda els 40 km [4].

### 1.1.3 Interconnexió de dos sistemes asíncrons

Una altra aplicació és la interconnexió de dos sistemes asíncrons. La tecnologia HVDC permet el flux de potència entre dos sistemes asíncrons o de freqüències diferents. A part, també permet que les perturbacions no es propaguin d'una xarxa a l'altra degut a l'enllaç de corrent continu.

## 1.2 Convertidors en xarxes HVDC

Els convertidors usats en xarxes HVDC es poden dividir en dos grups:

- LCC (*Line-Commutated Converter*)
- VSC (*Voltage Source Converter*)

### 1.2.1 LCC (*Line-Commutated Converter*)

Tradicionalment, la tecnologia més usada en les xarxes HVDC és la LCC. Els elements de commutació en un principi van ser les vàlvules d'arc de mercuri, mentre que actualment s'usen tiristors GTO (*Gate Turn-Off thyristor*). En aquesta tecnologia els elements de commutació es poden tancar a voluntat però per obrir-los és necessari una xarxa alterna amb una potència de curtcircuit elevada. La Figura 1.1 mostra l'esquema d'un convertidor LCC.

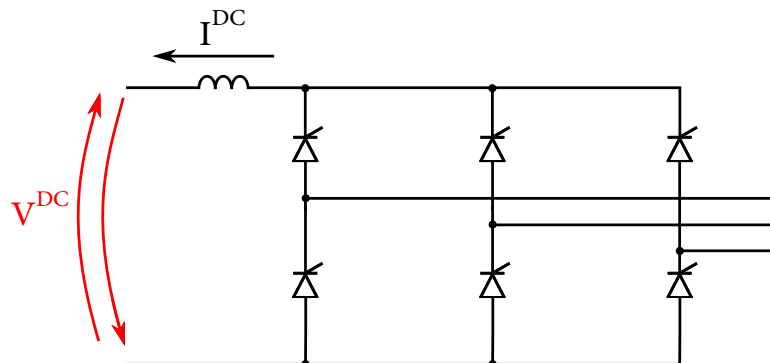


Figura 1.1: Convertidor LCC



En els convertidors LCC només es pot regular la potència activa i permeten el pas del corrent en un sentit. A més, s'introdueixen harmònics de baixa freqüència a la xarxa degut al procés de baixa freqüència de commutació. Per tant, per una estació convertidora LCC és necessari la introducció d'un filtre pels harmònics de baixa freqüència i d'uns compensadors de potència reactiva. Fins al moment, existeixen estacions LCC de fins a 6000 MW[5].

### 1.2.2 VSC (*Voltage Source Converter*)

Una tecnologia emergent és la VSC. Com a elements de commutació es troben els transistors IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) i els GTO. És necessari l'ús de díodes en antiparal·lel per a que el corrent circuli quan el semiconductor commutat està obert. El principi d'aquests convertidors és mantenir la tensió de la xarxa contínua constant per mitjà d'un condensador. D'aquesta manera, si es vol revertir el flux de potència, només cal revertir el corrent. A la Figura 1.2, es mostra l'esquema d'un convertidor VSC amb transistors.

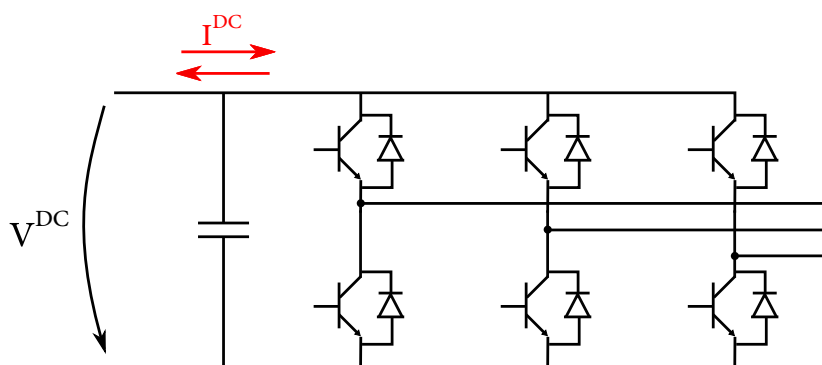


Figura 1.2: Convertidor VSC de dos nivells amb IGBTs

Per a commutar els convertidors VSC, una de les tècniques utilitzades és la tècnica de modulació PWM (*Pulse Width Modulation*). Aquesta tècnica consisteix en comparar una ona triangular d'alta freqüència amb l'ona sinusoidal i si la primera és més gran que la segona, l'element de commutació es tanca, mentre que si és al revés, aquest s'obre (vegis Figura 1.3). És per aquest motiu que els harmònics introduïts a la xarxa utilitzant aquesta tecnologia són els deguts a la modulació PWM, per tant no és necessari un filtre de grans dimensions.

La gran diferència amb els convertidors LCC és que permeten un control independent de potència activa i reactiva. Controlant que la tensió sigui constant a la xarxa de contínua, permet controlar el pas de potència activa, i controlant l'angle de la tensió a inserir pel convertidor permet el control de la potència reactiva. A la Taula 1.1 s'observa una comparativa entre les dues tecnologies.

Tot i les bones prestacions d'aquesta tecnologia, presenta un cost elevat cosa que dificulta fer-ne ús. De moment s'han fet estacions convertidores VSC de fins a 1000 MW [5].

El problema d'aquesta tipologia és que els semiconductors han de suportar elevades tensions de bloqueig per aplicacions d'alta tensió. Entre altres possibilitats, per resoldre aquest problema, l'any 2003, Marquard va proposar el convertidor modular multinivell [6]. No va ser fins al 2010 es va utilitzar per primer cop a San Francisco el primer convertidor multinivell de tipologia VSC

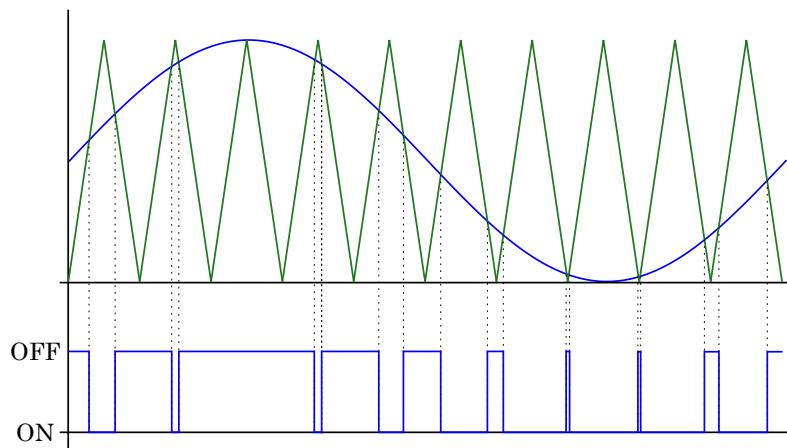


Figura 1.3: Modulació PWM

	LCC	VSC
<b>Semiconductors</b>	Tiristors	IGBT
<b>Control de potència</b>	Activa	Activa i reactiva
<b>Filtre</b>	Grans dimensions	Petites dimensions
<b>Rang de treball</b>	I i II quadrant	I i IV quadrant
<b>Control</b>	Corrent	Tensió
<b>Cost de l'estació</b>	Baix	Elevat

Taula 1.1: Comparació entre convertidors LCC i VSC

[7]. Aquests convertidors tenen la peculiaritat de treballar amb diferents submòduls, per tant els semiconductors no han de suportar elevades tensions de bloqueig. A part, poden sintetitzar una ona de sortida amb diferents graons de tensió. Si es fan servir suficients mòduls (superior a 200) l'ona de sortida es pot suposar virtualment sinusoidal, eliminant la necessitat de filtres a la banda d'alterna [5]. Per tant, les pèrdues de commutació es redueixen significativament comparant les tècniques de modulació per convertidors VSC de dos i tres nivells. El gran avantatge d'aquest convertidor és possible modular una ona de tensió a la freqüència fonamental sense injectar harmònics, per tant no cal fer ús d'un filtre a la xarxa d'alterna de grans dimensions. Els tres principals fabricants de convertidors VSC HVDC són ABB (HVDC Light), SIEMENS (HVDC Plus) i ALSTOM (HVDC MaxSine).

## Capítol 2

# El convertidor modular multinivell

El convertidor multinivell està format per més d'un submòdul o cel·la. Aquests submòduls estan units entre ells de tal manera que cada un representa un nivell de tensió a aplicar. El conjunt de submòduls en una fase s'anomena cama, i cada cama està dividida en dos braços, el superior i l'inferior. Cada braç té el mateix nombre de submòduls, aleshores es diu que un convertidor multinivell té tants nivells com submòduls té un braç. A cada braç es connecta en sèrie una inductància per limitar la circulació interna del corrent [8]. Per modelitzar el convertidor, es connecta en sèrie amb la inductància un resistència que simbolitza les pèrdues pel cablejat, interruptors i la inductància. A la Figura 2.1a s'observa l'esquema d'un convertidor modular multinivell. Els submòduls es connecten entre ells tal i com es mostra a la Figura 2.1b. Existeixen diferents tipologies de submòduls per a un convertidor multinivell, però en aquest projecte només s'estudiarà el mig pont (*half bridge (HB)*).

El funcionament del convertidor multinivell es basa en connectar o no submòduls al circuit de potència del convertidor. Quan un submòdul està connectat, introdueix un nivell de tensió ( $V_{SM}$ ) a l'ona de sortida, mentre que si no ho està, no té cap efecte sobre aquesta. Els submòduls es van connectant i desconnectant formant una ona de sortida sinusoidal a partir d'inserir petites tensions  $V_{SM}$ . D'aquesta manera es poden sintetitzar ones de sortida amb menys distorsió harmònica que amb un convertidor de dos nivells, per tant necessita un filtre a la xarxa d'alterna nul o de petites dimensions. A part, cada IGBT aguanta una diferència de tensió més petita, per tant no cal utilitzar grans semiconductors i es pot treballar amb xarxes HVDC de tensió més elevada. Al estar format per submòduls, si en una xarxa es vol augmentar la tensió, només cal afegir submòduls al convertidor i no cal canviar-lo.

Cada submòdul és idèntic i està format per un condensador i dos IGBTs de tal manera que es permet el pas del corrent en ambdós sentits. La Figura 2.2, mostra els diferents estats d'un submòdul. Vegis que quan el submòdul és inserit, si el corrent que hi circula és positiu, aquest carrega el condensador, mentre que si és negatiu el descarrega. Per tant, en tot moment la tensió de cada submòdul va variant i quan més temps està inserit un submòdul, més canvia la seva tensió. És per aquest motiu que s'han d'implementar algoritmes per a que tots els submòduls es mantinguin a la mateixa tensió (algoritme *sorting*).

La Taula 2.1 resumeix els diferents estats del submòdul en funció de la polaritat del corrent.

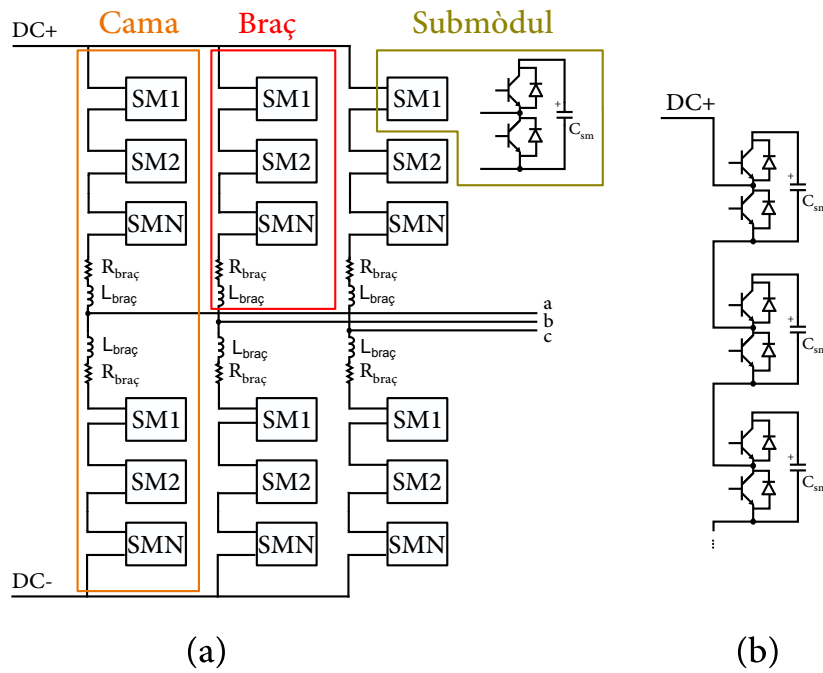


Figura 2.1: (a) Convertidor multinivell; (b) Connexió dels submòduls

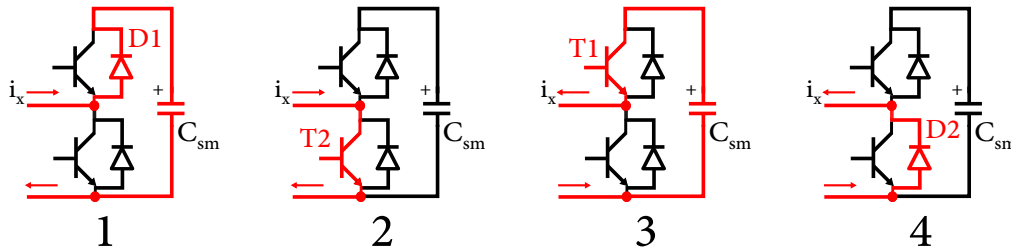


Figura 2.2: Estats d'un submòdul

## 2.1 Tècniques de modulació

Un convertidor multinivell està format per  $N$  submòduls, cada un d'ells constituït per 2 IGBTs. Per tant, no és possible utilitzar les mateixes tècniques de modulació que en un convertidor de dos nivells, ja que en aquests només hi ha 2 IGBTs per branca. La tècnica de modulació pot afectar significativament a l'arissat de tensió existent en els condensadors de cada submòdul, a part de l'efecte que té a la tensió sintetitzada a la sortida. Per a convertidors multinivell existeixen dos tècniques de modulació:

- Senyals multi-portadors PWM
- Modulació per nivell més proper (NLM)

Element de conducció	Tensió inserida	Sentit del corrent	Estat condensador
D1	$V_{SM}$	Positiu	Carregant
T2	0	Positiu	Desconnectat
T1	$V_{SM}$	Negatiu	Descarregant
D2	0	Negatiu	Desconnectat

Taula 2.1: Estats del submòdul

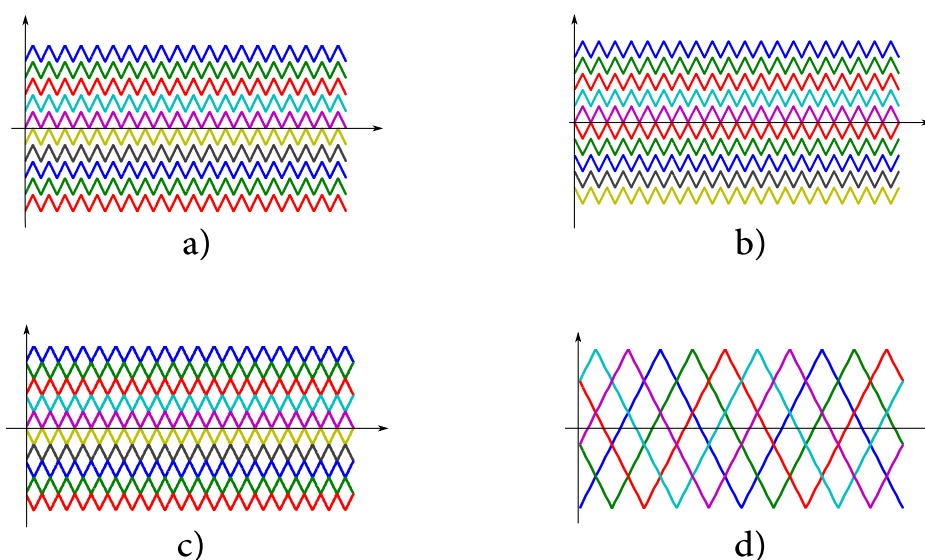


Figura 2.3: Senyals multi-portadors PWM. (a) Disposició en fase (PD), (b) Fase en disposició oposada, (c) Fase en disposició alternada i oposada (APOD), (d) Fase desplaçada

### 2.1.1 Senyals multi-portadors PWM

Per entendre la primera tècnica, es compara un convertidor multinivell amb un de dos nivells. Si bé en un convertidor de dos nivells existeix un senyal portador per cada 2 IGBTs, en el convertidor multinivell la idea és la mateixa, per tant, per cada submòdul es tindrà un senyal portador triangular i un d'altre de sinusoidal per cada braç. Els senyals triangulars poden estar en diferent disposició entre ells [9].

- Disposició en fase (PD): En el mètode de disposició en fase tots els senyals triangulars de cada submòdul estan en fase, però en diferents nivells (Figura 2.3(a)).
- Fase en disposició oposada (POD): Els senyals portadors de cada braç es troben desfasats  $180^\circ$  (Figura 2.3(b)).
- Fase en disposició alternada i oposada (APOD): Totes les fases dels senyals portadors estan desfasats  $180^\circ$  entre ells com es mostra a la Figura 2.3(c).

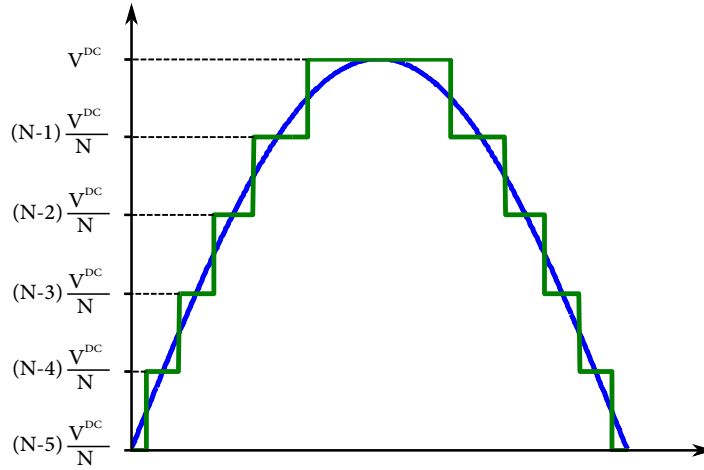


Figura 2.4: NLM, senyal de tensió de braç

- Fase desplaçada (PS): Tots els senyals portadors tenen la mateixa amplitud però cada un està desfasat  $360^\circ/N$  (essent  $N$  els número de submòduls) (Figura 2.3(d)).

PD, POD, i APOD proporcionen un cicle de treball diferent per a cada condensador, i assigna cada submòdul a un nivell de sortida. Es pot corregir utilitzant tècniques de rotació entre els senyals portadors [9]. En canvi, per la modulació PS el cicle de treball és el mateix per a cada submòdul.

### 2.1.2 Modulació per nivell més proper (NLM)

També anomenat modulació en escala (*staircase modulation*), la NLM és ideal per la modulació de convertidors multinivells amb un gran nombre de submòduls. Es parteix de que cada condensador manté una tensió constant de  $V^{DC}/N$ , essent  $N$  el nombre de submòduls. Per a crear el senyal de sortida, es connecten o desconnecten els submòduls, creant d'aquesta manera una modulació en escala.

La idea principal romà en decidir quantes cel·les han d'estar inserides. Tenint  $N$  nombre de submòduls a cada braç, es poden arribar a aconseguir  $N + 1$  nivells de tensió a l'ona de sortida. Els submòduls que han d'estar inserits es pot calcular com:

$$N_{ON,u} = \text{round} \left[ N \left( \frac{1}{2} - \frac{V_{ref}(t)}{V^{DC}} \right) \right], N_{OFF,u} = N - N_{ON,u} \quad (2.1)$$

$$N_{ON,l} = \text{round} \left[ N \left( \frac{1}{2} + \frac{V_{ref}(t)}{V^{DC}} \right) \right], N_{OFF,l} = N - N_{ON,l} \quad (2.2)$$

La modulació ha de seguir la tensió de referència connectant o desconnectant submòduls segons les equacions (2.1) i (2.2), com es mostra a la Figura 2.4. Els dos grans avantatges de la modulació NLM són la baixa freqüència de commutació i la simplicitat en la implementació del mètode [10].

Tot i els avantatges que presenta aquest mètode, també s'han de tenir en compte alguns inconvenients. En el cas de tenir pocs submòduls, la qualitat d'ona a la sortida presenta majors harmònics que la obtinguda amb la modulació de senyals multi-portadors PWM. A més, degut a la baixa freqüència de commutació, s'ha d'implementar un mètode per balancejar els condensadors ja que quan un submòdul està inserit, la tensió del condensador augmenta degut al pas del corrent per a ell.





## Capítol 3

# Controls clàssics per a MMC

### 3.1 Model matemàtic

Per analitzar el comportament del convertidor i la conversió de tensió contínua a alterna, és necessari fer-ho a partir d'un model matemàtic. Aquest model, dóna una visió més ampla de l'interior del convertidor i permet analitzar el comportament intern a partir d'equacions.

Es suposa que els submòduls de cada braç estan equilibrats. A més, considerant que la freqüència de modulació és suficientment elevada i que existeixen un gran nombre de submòduls, es pot considerar una ona de sortida perfectament sinusoidal. Aquestes aproximacions faciliten considerablement l'estudi del convertidor, ja que es pot considerar que les variacions de tensió del convertidor són contínues, tenint com a resultat un model continu.

Una cama del convertidor es representa com una font de tensió alterna en sèrie amb una resistència i una inductància (Figura 3.1). Les fonts de tensió representen la tensió inserida pels submòduls en tot moment.

Sigui  $v_{Tx}$  la tensió total dels condensadors del braç  $x$ , es pot representar la tensió del braç en tot moment segons:

$$v_x = n_x v_{Tx} \quad (3.1)$$

on el subíndex  $x$  determina el braç superior ( $u$ ) o inferior ( $l$ ).

Els índexs de modulació prenen un valor entre 0 i 1, i indiquen quants submòduls estan desconnectats i quants estan inserits. Quan  $n_x = 1$ , significa que tots els submòduls del braç estan inserits i quan  $n_x = 0$ , tots estan desconnectats.

Si a cada braç existeixen  $N$  submòduls en sèrie de capacitat  $C_{SM}$ , la capacitat del braç és:

$$C_{braç} = \frac{C_{SM}}{N} \quad (3.2)$$

Sabent que la capacitat varia en funció el nombre de submòduls inserits, es defineix  $C_{eff}$  com la capacitat en tot moment en funció de l'índex de modulació  $n$  com:

$$C_{eff,x} = \frac{C_{braç}}{n_x} = \frac{C_{SM}}{N n_x} \quad (3.3)$$

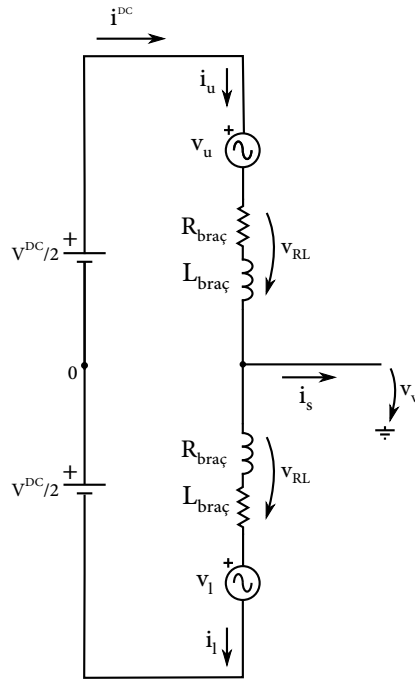


Figura 3.1: Convertidor modular multinivell

La variació de la tensió total dels condensadors degut a la circulació d'un corrent  $i_x$  és:

$$\frac{dv_{Tx}}{dt} = \frac{i_x}{C_{eff,x}} \quad (3.4)$$

Si s'analitzen els corrents que circulen per l'interior de la cama del convertidor prenent els sentits de la Figura 3.1:

$$i_u - i_l = i_s \quad (3.5)$$

Definint  $i_{sum}$  com a un corrent que circula per l'interior del convertidor, els corrents de braç s'expressen com:

$$i_{sum} \triangleq \frac{i_u + i_l}{2} \begin{cases} i_u = i_{sum} + \frac{i_s}{2} \\ i_l = i_{sum} - \frac{i_s}{2} \end{cases} \quad (3.6)$$

L'expressió de les tensions totals en cada braç queda determinada per les equacions (3.3) amb (3.4).

$$\frac{dv_{Tu}}{dt} = \frac{Ni_u n_u}{C_{SM}} \quad (3.7a)$$

$$\frac{dv_{Tl}}{dt} = \frac{Ni_l n_l}{C_{SM}} \quad (3.7b)$$

La tensió de sortida aplicada pel convertidor es pot trobar analitzant el circuit de la Figura 3.1.

$$v_v = \frac{V^{DC}}{2} - R_{bra\zeta} i_u - L_{bra\zeta} \frac{di_u}{dt} - n_u v_{Tu} \quad (3.8a)$$

$$v_v = -\frac{V^{DC}}{2} + R_{bra\zeta} i_l + L_{bra\zeta} \frac{di_l}{dt} + n_l v_{Tl} \quad (3.8b)$$

Restant les equacions (3.8a) i (3.8b), i operant juntament amb l'equació (3.6), la dinàmica de la cama del convertidor queda definida per la següent equació:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum} \\ v_{Tu} \\ v_{Tl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{bra\zeta}}{L_{bra\zeta}} & -\frac{n_u}{2L_{bra\zeta}} & -\frac{n_l}{2L_{bra\zeta}} \\ \frac{C_{SM}}{Nn_u} & 0 & 0 \\ \frac{C_{SM}}{Nn_l} & 0 & 0 \\ \frac{C_{SM}}{C_{SM}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sum} \\ v_{Tu} \\ v_{Tl} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{V^{DC}}{L_{bra\zeta}} \\ \frac{N i_s n_u}{C_{SM}} \\ \frac{N i_s n_l}{C_{SM}} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

L'equació (3.9) representa el model continu del convertidor, on  $n_u$  i  $n_l$  són les entrades del sistema i depenen del temps [11]. Es pot comprovar que el corrent circulant depèn de les tensions inserides als braços del convertidor  $n_x v_{Tx}$ , per tant aquest corrent circulant afectarà directament a les tensions de cada cama. Tot i així, es defineixen diferents estratègies de modulació per estudiar el sistema des de diferents punts de vista.

## 3.2 Modulació directe

És un tipus de modulació en llaç obert proposada a [11], on a partir de la tensió de sortida aplicada pel convertidor es determinen els índexs de sortida  $n_x$ . Aquesta modulació serveix per validar el model matemàtic.

Sigui  $v_{diff}$  la tensió d'alterna que aplica el convertidor:

$$v_{diff} = \sqrt{2} V_{diff} \cos(\omega_n t) \quad (3.10)$$

I el corrent de sortida  $i_s$

$$i_s = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_n t + \phi) \quad (3.11)$$

Per aconseguir un valor mig en la modulació de 0,5 s'ha de connectar  $N$  condensadors en sèrie a tota la cama, de tal manera que la caiguda de tensió del bus de contínua sempre es manté constant a  $V^{DC}$ . Si es menyspreen les impedàncies internes dels braços del convertidor es pot afirmar que cada condensador suporta una tensió de  $V^{DC}/N$ , per tant, les aproximacions  $V^{DC} = v_{Tu} = v_{Tl}$  són vàlides. Aleshores, es poden definir els índexs de modulació com:

$$n_u = \frac{\frac{V^{DC}}{2} - v_{diff}}{v_{Tu}} = \frac{1 - m \cos(\omega_n t)}{2} \quad (3.12a)$$

$$n_l = \frac{\frac{V^{DC}}{2} + v_{diff}}{v_{Tl}} = \frac{1 + m \cos(\omega_n t)}{2} \quad (3.12b)$$

on  $m$  es pot definir com  $m = 2v_{diff}/V^{DC}$ .

Aquesta modulació resulta interessant alhora d'entendre el funcionament del model, ja que no existeix cap sistema de control, cosa que simplifica la interpretació dels resultats. A la sortida es veu la tensió corresponent al braç del convertidor  $v_{diff}$ , ja que la diferència de tensió de la impedància interna és suficientment petita com per menysprear-la.

Paràmetre	Símbol	Valor	
Potència	$S$	30	MVA
Tensió de sortida (línia-línia)	$V_{diff}$	13.8	kV
Corrent de xarxa	$I_s$	1255	A rms
Factor de potència	$\cos(\phi)$	1	
Freqüència	$f$	50	Hz
Tensió de bus	$V^{DC}$	25	kV
Numero de submòduls	$N$	10	
Tensió del submòdul	$V_{SM}$	2.5	kV
Capacitat del submòdul	$C_{SM}$	5	mF
Resistència de braç	$R_{braç}$	0.1	$\Omega$
Inductància de braç	$L_{braç}$	3	mH

Taula 3.1: Paràmetres de simulació de modulació directa

### 3.2.1 Anàlisi dels corrents

Tenint en compte l'equació (3.6), l'equació (3.7) es pot reescriure com:

$$\frac{dv_{Tx}}{dt} = \underbrace{\frac{Nn_x i_{sum}}{C_{SM}}}_{v_{Tx1}} + \underbrace{\frac{Nn_x i_s}{2C_{SM}}}_{v_{Tx2}} \quad (3.13)$$

Els corrents de braç  $i_u$  i  $i_l$  consten de dues components, una d'alterna  $i_s$  (corrent a la sortida) i una de continua  $i_{sum}$  (corrent d'entrada). Aquests corrents circulen per cada condensador dels submòduls fent variar la tensió d'aquests en cada instant.

De l'equació (3.13) es dedueix que les tensions suma de cada braç contenen una component a 100 Hz, degut al producte de dos components a 50 Hz ( $v_{Tx2}$ ), i una altra a 50 Hz ( $v_{Tx1}$ ). Per tant, utilitzant la modulació directe on  $n_x$  és purament de 50 Hz, s'observa que la tensió inserida  $v_x$  té una component a 100 Hz:

$$v_x = n_x v_{Tx} \quad (3.14)$$

Si  $v_x$  té una component a 100 Hz, és evident que  $i_{sum}$  també conté aquesta component.

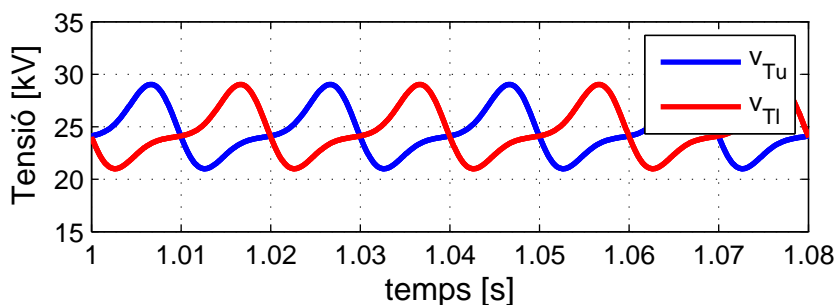


Figura 3.2: Comportament de les tensions suma, usant la modulació directe

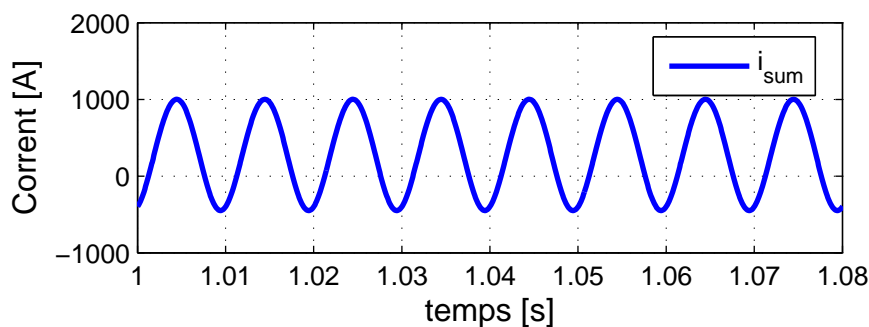


Figura 3.3: Corrent circulat

Per l'equació (3.8a) es dedueix que el corrent circulat de 100 Hz es queda circulat per l'interior del convertidor, causant majors pèrdues internes, per tant s'ha de suprimir.

A la Taula 3.1 es mostren els paràmetres utilitzats en la simulació. A la Figura 3.2 es mostren els resultats de la tensió de braç juntament amb la total. S'observa que la tensió total dels condensadors va variant degut als corrents de braç amb valor mig  $V^{DC}$ . S'aprecien les components DC, de 50 i 100 Hz discutides anteriorment.

La Figura 3.3, mostra el corrent circulat que corre per la cama del convertidor. Aquest corrent consta d'una component contínua i d'una a 100 Hz provocada per la variació de tensió als condensadors. Els corrents de braç  $i_u$  i  $i_l$  contenen una gran component de  $2n$  harmònic, provocada pel corrent circulat (Figura 3.4).

### 3.3 Control realimentat

Aquest control es realitza per a una fase a [11]. La modulació directe valida el model matemàtic, però com s'ha comprovat, és un modulació imposada on no es regula cap variable del convertidor.

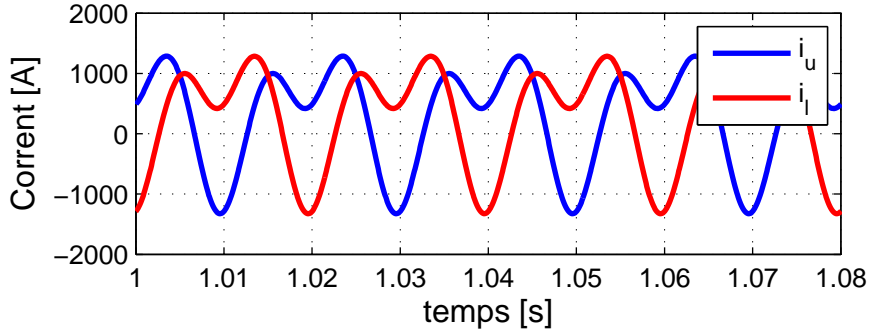


Figura 3.4: Corrents de braç

Aquest control, proposa compensar d'alguna manera la tensió total de braç. Per aquest motiu, és necessari analitzar més en detall el convertidor.

Les tensions de referència a aplicar de cada braç, es troben fent una malla interna del convertidor i tenint en compte la caiguda de tensió de la impedància interna.

$$v_u^* = \frac{V^{DC}}{2} - v_{diff} - v_{RL,u} \quad (3.15a)$$

$$v_l^* = \frac{V^{DC}}{2} + v_{diff} - v_{RL,l} \quad (3.15b)$$

on  $v_{RL,x}$  es la caiguda de tensió interna de cada braç degut a la impedància. Es pot definir com:

$$v_{RL} = R_{braç} i_{sum} + L_{braç} \frac{di_{sum}}{dt} \quad (3.16)$$

Es suposa que els dos braços són simètrics, per tant la caiguda de tensió d'un i l'altre és d'igual magnitud.

$$v_{RL} = v_{RL,u} = v_{RL,l} \quad (3.17)$$

### 3.3.1 Descripció del control intern del convertidor

Assumint que les tensions, per tant, l'energia emmagatzemada als condensadors s'ha de mantenir constant i equilibrada a cada branca, l'energia total de cada branca es pot definir com:

$$E_u = N \left[ \frac{C_{braç}}{2} \left( \frac{v_{Tu}}{N} \right)^2 \right] = \frac{C_{SM}}{2N} (v_{Tu})^2 \quad (3.18a)$$

$$E_l = N \left[ \frac{C_{braç}}{2} \left( \frac{v_{Tl}}{N} \right)^2 \right] = \frac{C_{SM}}{2N} (v_{Tl})^2 \quad (3.18b)$$

Si es deriva aquesta energia obtenim la potència de cada branca.

$$\frac{dE_u}{dt} = i_u v_u = \left( \frac{i_s}{2} + i_{sum} \right) \left( \frac{V^{DC}}{2} - v_{diff} - v_{RL} \right) \quad (3.19a)$$

$$\frac{dE_l}{dt} = -i_l v_l = -\left(\frac{i_s}{2} - i_{sum}\right) \left(\frac{V^{DC}}{2} + v_{diff} - v_{RL}\right) \quad (3.19b)$$

on  $v_{RL}$  fa referència a la caiguda de tensió a la impedància interna de braç.

L'objectiu és mantenir l'energia dels condensadors de la cama a un valor desitjat i a la vegada que l'energia dels dos braços estigui equilibrada.

$$E_\Sigma = E_u + E_l \quad (3.20)$$

$$E_\Delta = E_u - E_l \quad (3.21)$$

$$\frac{dE_\Sigma}{dt} = (V^{DC} - 2v_{RL})i_{sum} - v_{diff}i_s \quad (3.22)$$

$$\frac{dE_\Delta}{dt} = 2v_{diff}i_{sum} - \left(\frac{V^{DC}}{2} - v_{RL}\right)i_s \quad (3.23)$$

Es vol mantenir  $E_\Sigma$  a una valor constant per tal de la suma de les tensions (o energies) de tots els condensadors es mantingui constant. A la vegada es pretén que les tensions entre els dos braços estiguin equilibrades, és a dir, que hi hagi la mateixa tensió a la branca de dalt que a la de baix per a que la ona de sortida no estigui desequilibrada. Es comprova que  $i_{sum}$  té un impacte directe a les equacions (3.22) i (3.23), per tant si es controla  $i_{sum}$ , conseqüentment es controlen  $E_\Sigma$  i  $E_\Delta$ .

S'observa a l'equació (3.22) que la part contínua de  $i_{sum}$  multiplicada per la tensió de bus  $V^{DC}$ , representa la potència intercanviada amb el bus DC més les pèrdues internes per la circulació del corrent circulant. Aquest producte de part contínua és suficientment elevat com perquè l'altre part contínua de l'equació (3.22) es pugui negligir. Per altra banda, a l'equació (3.23) la part contínua de  $i_{sum}$  queda multiplicada per  $v_{diff}$ , per tant sempre serà un producte oscil·lant. Així que es pot dir que la part contínua de  $i_{sum}$  afecta, en la seva totalitat, només al control de l'energia total de la cama del convertidor [11].

En canvi, a l'equació (3.23) la component fonamental de  $i_{sum}$  multiplicada per  $v_{diff}$  (també alterna) resulta amb una component contínua i una altra d'oscil·lant, on la primera és la responsable del desequilibri de les tensions dels braços. En aquesta equació existeix una altra component contínua degut al producte  $v_{diff}i_s$ , però la diferència entre una i altre és tan gran que es pot fer una aproximació menyspreant aquesta última. Degut a que la part alterna de  $i_{sum}$  es controla com a un valor continu, se li ha d'afegir una component de freqüència igual a la de  $v_{diff}$  amb la fase corresponent per controlar l'equilibri d'energia.

D'aquesta manera, amb la part contínua de  $i_{sum}$  es controla l'energia màxima dels condensadors i amb la part alterna, s'equilibren els dos braços. Pel control de les variables  $E_\Sigma$  i  $E_\Delta$  és necessari controlar la part contínua de potència, ja que és aquesta la responsable de mantenir la tensió dels condensadors al valor desitjat i la de mantenir l'equilibri entre braços. La part alterna, carrega i descarrega els condensadors de la mateixa manera, per tant no es controla.

Aquesta modulació presenta tres problemes. El primer és la constant i instantània lectura i processament de les tensions dels condensadors. El segon és que s'ha d'obtenir la fase de  $v_{diff}$

i el tercer que el corrent circulat no és directament controlat, sinó que es controla a partir de  $v_{RL}$ .

$$\frac{dE_{\Sigma}}{dt} = V^{DC} i_{sum}^{DC} \quad (3.24)$$

$$\frac{dE_{\Delta}}{dt} = 2v_{diff} i_{sum}^{ac} \quad (3.25)$$

Les equacions (3.24) i (3.24) són el resultat de les simplificacions anteriors.

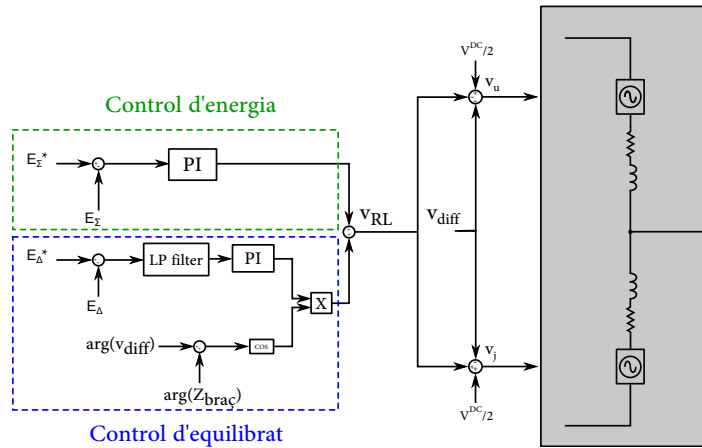


Figura 3.5: Control realimentat

El valor de referència de l'energia total correspon a l'energia emmagatzemada pel bus de contínua. Aquest control s'ha d'implementar amb un controlador PI per eliminar l'error en estat estacionari. Sense la part integral, al transferir-se més potència de la part contínua a la alterna, la tensió total dels braços cau, i quan es transfereix de la xarxa al convertidor la tensió augmenta.

No obstant, per controlar (3.25) és necessari mantenir el valor de referència a 0 per garantir que no hi hagi desequilibri de tensió entre els braços. També és necessari la implementació d'un filtre passa baixos per eliminar la component alterna de (3.23), ja que la component fonamental en aquesta equació és força elevada. La Figura 3.5 representa l'esquema de control necessari per garantir l'estabilitat i el funcionament del convertidor.

Fent el control intern del convertidor per tenir els braços equilibrats i mantenir l'energia total de cada cama, és possible disminuir l'arriestat de tensió de la suma dels condensadors ( $v_{Tu}$  i  $v_{Tl}$ ) però no eliminar-lo del tot. Per tant, segons com es trobin els índexs de modulació, existirà un corrent circulat de  $2n$  harmònic pel convertidor.

Els índexs de modulació es poden trobar de dues maneres:

$$n_x = \frac{v_x}{v_{Tx}} \quad (3.26)$$

$$n_x = \frac{v_x}{V^{DC}} \quad (3.27)$$



Si l'índex de modulació es troba en referència a la tensió suma dels braços ( $v_{Tx}$ ), al ser la última oscil·lant a 50 i 100 Hz, la tensió inserida al convertidor serà la proporcional a  $v_{Tx}$  i per tant  $v_x$  serà únicament de 50 Hz. En canvi, si el càlcul de l'índex de modulació es fa en referència a la component constant  $V^{DC}$ , la tensió a aplicar a cada braç tindrà les components harmòniques de  $v_{Tx}$  i apareixerà un corrent circulant de doble freqüència.

### 3.3.2 Anàlisi del resultat

Per validar el control realimentat, en aquest apartat es presenten diverses simulacions. Les modulacions utilitzades pels següents resultats s'han calculat amb l'equació (3.26). Tots els resultats que es mostren, s'han fet utilitzant els valor de la Taula 3.1, i es comparen amb els resultats extrets de la modulació directe.

A la Figura 3.6 es mostra el corrent circulant. S'observa que té una component constant, d'intercanviar potència entre la part contínua del convertidor i l'alterna. La Figura 3.7 mostra els corrent de braç. Es nota que ara consten d'una component de 50 Hz ( $i_s/2$ ), més d'una constant. encarregada de la la comparació entre els corrents circulants extrets de la modulació directe i del control realimentat. La component de segon harmònic queda totalment eliminada amb el control realimentat i pels braços només circula un corrent continu juntament amb la meitat del corrent de sortida.

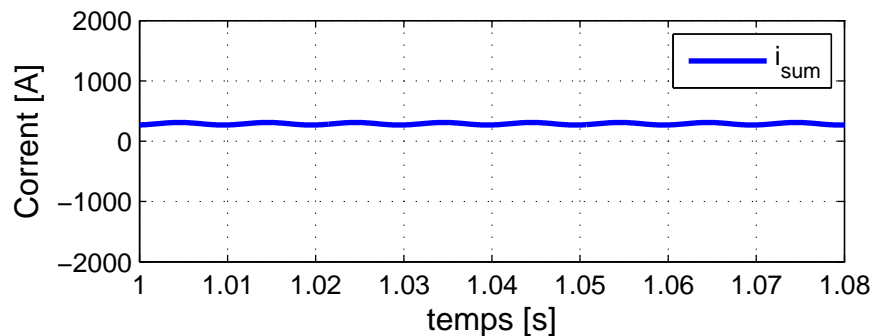


Figura 3.6: Corrent circulant amb control realimentat

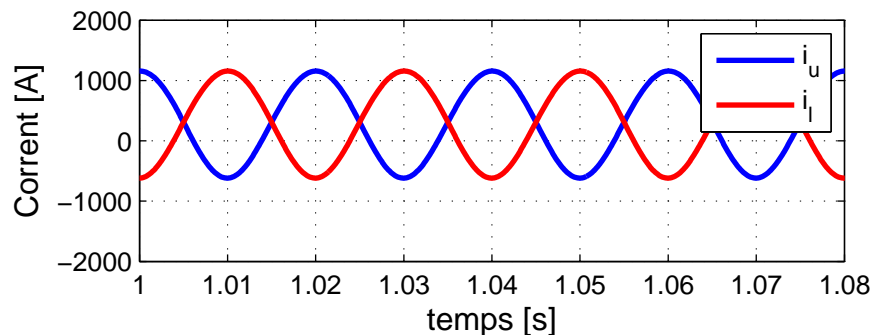


Figura 3.7: Corrents de braç amb control realimentat

L'eliminació d'aquest segon harmònic també queda reflexat a les tensions totals dels conden-

sadors ja que el seu arriestat disminueix de manera significativa, com es mostra a la Figura 3.8. Aquest fet és degut a que el corrent circulant com s'ha comentat a la secció 3.1, afecta directament a les tensions totals dels condensadors.

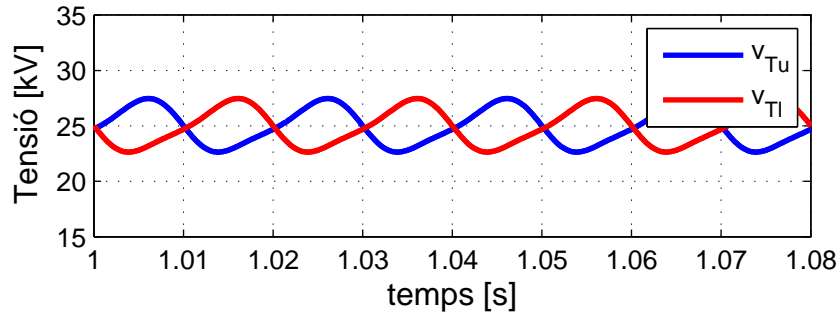


Figura 3.8: Tensions total dels condensadors amb control realimentat

No obstant, per validar el control, les Figures 3.9 i 3.10 mostren els canvis a la tensió suma dels condensadors provocats per un graó als controladors d'energia al primer segon de simulació. A la primera, se li aplica un graó a l'energia total de la cama. S'observa com la tensió dels condensadors suma de cada cama augmenten fins al valor necessari, però no es desequilibren. En canvi, a la Figura 3.10 es mostra un desequilibri entre braços.

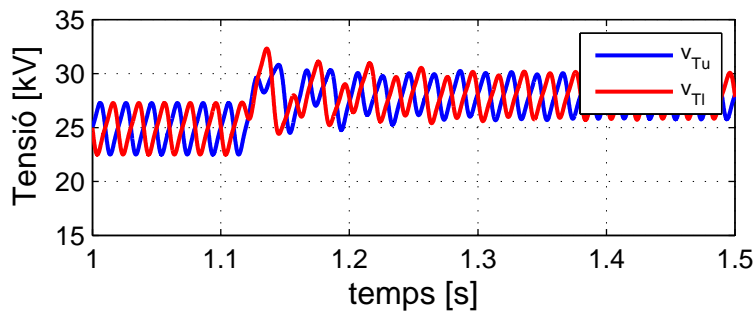


Figura 3.9: Tensió total dels condensadors aplicant un canvi a l'energia total de la cama

### 3.4 Controlador supressor de corrent circulant (CCSC)

Aquest control és necessari si els índexs de modulació aplicats al convertidor són calculats com (3.27). El controlador supressor de corrent circulant està pensat per convertidors trifàsics modulars multinivell i és proposat a [12]. L'objectiu principal d'aquest control és eliminar la component de segon harmònic del corrent circulant.

Amb aquesta modulació el corrent circulant consta d'una part contínua i d'una altra de segon harmònic. Es suposa que el braços del convertidor es troben en equilibri, per tant els corrents es poden definir com:

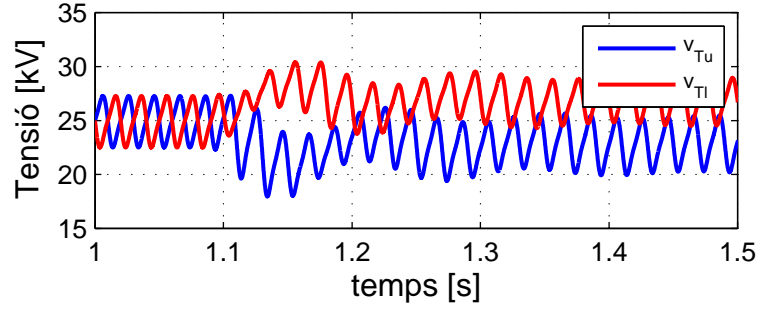


Figura 3.10: Tensió total dels condensadors aplicant un desequilibri entre braços

$$i_{sum}^a = \frac{i^{DC}}{3} + I_{sum}^{2\omega} \sin(2\omega_0 t + \phi_0) \quad (3.28)$$

$$i_{sum}^b = \frac{i^{DC}}{3} + I_{sum}^{2\omega} \sin(2\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \phi_0) \quad (3.29)$$

$$i_{sum}^c = \frac{i^{DC}}{3} + I_{sum}^{2\omega} \sin(2\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \phi_0) \quad (3.30)$$

on  $i^{DC}$  es refereix al total del corrent que corre per la xarxa contínua,  $I_{sum}^{2\omega}$  és valor de pic del corrent a 100 Hz i,  $\omega_0$  i  $\phi$  són la pulsació natural de la xarxa i el desfasament.

El corrent circulat és suprimit a partir de la caiguda de tensió que aquest provoca a la impedància interna de cada braç. Les equacions (3.15) i (3.16) determinen el càlcul dels índexs de modulació d'aquest control.

Si es reescriu l'equació (3.16), considerant les tres fases i la seva seqüència

$$\begin{bmatrix} v_{RL}^a \\ v_{RL}^c \\ v_{RL}^b \end{bmatrix} = R_{braç} \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^c \\ i_{sum}^b \end{bmatrix} + L_{braç} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^c \\ i_{sum}^b \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Substituint (3.28)-(3.30) a (3.31) i aplicant la transformada  $T^{acb/qd}$  definida a l'Annex C.1, es transformen les components alternes del corrent circulat a dues de contínues.

$$\begin{bmatrix} v_{RL}^{2\omega q} \\ v_{RL}^{2\omega d} \end{bmatrix} = R_{braç} \begin{bmatrix} i_{sum}^{2\omega q} \\ i_{sum}^{2\omega d} \end{bmatrix} + L_{braç} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum}^{2\omega q} \\ i_{sum}^{2\omega d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2\omega_0 L_{braç} \\ 2\omega_0 L_{braç} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sum}^{2\omega q} \\ i_{sum}^{2\omega d} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Al aplicar-se la matriu a les components de doble freqüència,  $i_{sum}^{2\omega q}$  i  $i_{sum}^{2\omega d}$  no tenen en compte la component contínua dels corrents circulants, ja que l'única sobre la que es vol actuar és la de 100 Hz. D'aquesta manera, la planta del sistema es pot representar com a la Figura 3.11a.

El control consisteix en transformar els corrents circulants que corren per les diferents fases a variables contínues per fixar-les a 0 fent ús d'un controlador PI. S'observa de l'equació (3.32) que existeix un acoblament entre les components  $q$  i  $d$  de tensions i corrents. Per a controlar les variables  $i_{sum}^{2\omega q}$  i  $i_{sum}^{2\omega d}$  separatament es desacoblen fent:

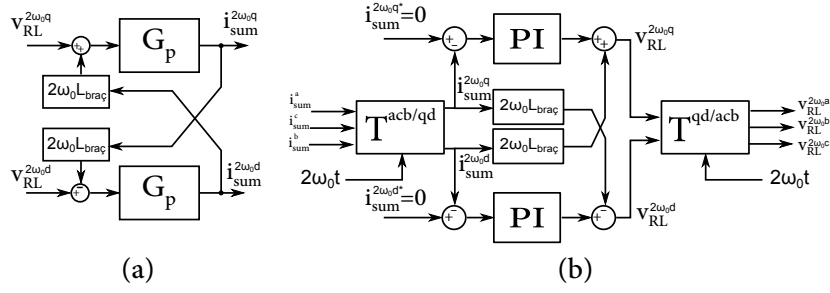


Figura 3.11: (a) Planta del corrent circulant; (b) Control del corrent circulant

$$\begin{bmatrix} v_{RL}^{2\omega q} \\ v_{RL}^{2\omega d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{RL}^{2\omega q} - 2\omega_0 L_{bra\zeta} i_{sum}^{2\omega d} \\ \hat{v}_{RL}^{2\omega d} + 2\omega_0 L_{bra\zeta} i_{sum}^{2\omega q} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

on  $\hat{v}_{circ}^q$  i  $\hat{v}_{circ}^d$  són les sortides del controlador de corrent, mentre que  $v_{circ}^q$  i  $v_{circ}^d$  són les tensions a aplicar per aconseguir controlar els corrents circulants.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{RL}^{2\omega q} \\ \hat{v}_{RL}^{2\omega d} \end{bmatrix} = R_{bra\zeta} \begin{bmatrix} i_{sum}^{2\omega q} \\ i_{sum}^{2\omega d} \end{bmatrix} + L_{bra\zeta} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum}^{2\omega q} \\ i_{sum}^{2\omega d} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

La Figura 3.11b mostra l'esquem de control del CCSC.

Per acabar, les variables es transformen un altre cop al domini  $abc$  utilitzant la matriu inversa de  $T^{acb/qd}$  per poder controlar la tensió en cada braç.

### 3.4.1 Anàlisi del resultat

En aquest apartat es realitzen diverses simulacions per validar el control supressor de corrent circulant utilitzant els valors de la Taula 3.1. Com s'ha comentat a la Secció 3.4, el índexs de modulació aplicats són els de l'equació (3.27). A les simulacions presentades, es fa una comparativa entre la simulació directe i utilitzant el control CCSC. A les Figures 3.12 i 3.13, es mostren el corrent circulant i les tensions totals dels condensadors respectivament, primer usant la modulació directe i als 1,1 s s'activa el control CCSC.

A la Figura 3.12, s'observa que un cop s'activa el CCSC, el corrent diferencial de segon harmònic es suprimeix, mentre que a la Figura 3.13 s'observa com a les tensions totals dels condensadors es redueix l'arissat de  $2n$  harmònic. A la segona, també s'observa com els condensadors no es desequilibren un cop activat el canvi.

## 3.5 Equilibrat dels submòduls

A part controlar el corrent intern i l'energia dels braços, també s'ha de mantenir constant la tensió de cada submòdul. Els condensadors es van carregant i descarregant segons la direcció amb la que circula el corrent. Però aquesta tensió no es manté constant degut a que els submòduls no estan connectats el mateix temps que desconnectats. La Figura 3.14 mostra com la variació

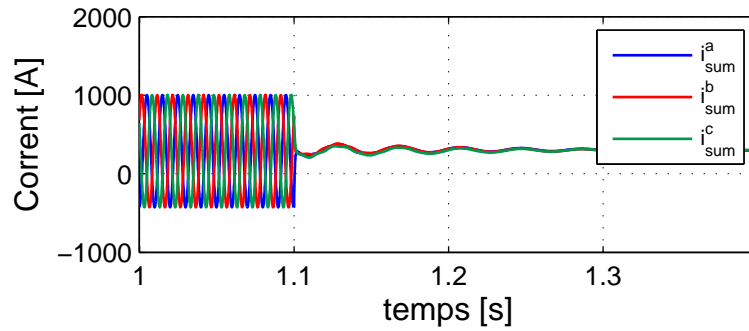


Figura 3.12: Corrents circulants amb control CCSC

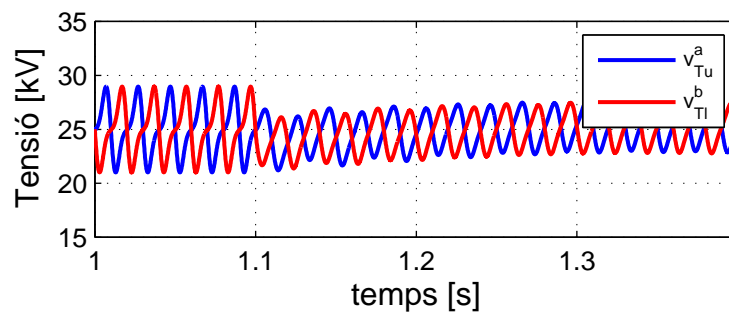


Figura 3.13: Tensions suma amb control CCSC

de tensió dels condensadors va augmentant mentre el valor mig d'aquestes és constant. Per tant, tot i que la suma de tensions dels condensadors d'un braç es mantingui igual, és necessari implementar un algorisme que equilibri tots els submòduls.

El principi de l'algorisme d'equilibrat dels submòduls de cada braç convencional es defineix a [13] com:

- Si el corrent carrega els condensadors, s'insereix el submòdul que té la tensió més baixa.
- Si el corrent descarrega els condensadors, s'insereix el submòdul que té la tensió més alta.

Aquest algorisme presenta moltes commutacions dels submòduls degut a l'elevada freqüència a la que s'executa l'algorisme. A [12] es presenta un algorisme per reduir el nombre de commutacions, mentre s'equilibren els submòduls.

Es defineixen les següents variables:

- $N_{ON,ant}$ : el nombre de submòduls inserits al període anterior.
- $N_{ON}$ : el nombre de submòduls que han d'estar inserits en el nou període.
- $\Delta N_{ON}$ : el nombre de submòduls nous que s'han d'inserir. Es calcula com  $N_{ON} - N_{ON,ant}$ .

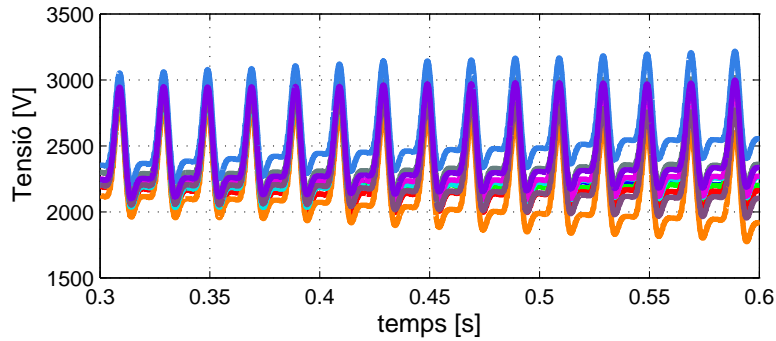


Figura 3.14: Tensions dels submòduls no equilibrades

En l'algorisme reductor de la freqüència de commutació no es realitzen commutacions únicament per equilibrar els submòduls, sinó que a cada commutació per crear un nou nivell a la tensió de sortida, s'executa l'algorisme i es connecten o es desconnecten els submòduls necessaris per garantir l'equilibri de tensions. Per tant, aquest mètode equilibra els submòduls a la mateixa freqüència de commutació.

Els principis de l'algorisme són:

- Si s'han d'inserir nous submòduls ( $\Delta N_{ON} > 0$ ), s'aplica l'equilibrat de tensions explicat anteriorment, pels submòduls que estan desconnectats i s'insereixen tants submòduls com es necessiti.
- Si s'han de desconnectar nous submòduls ( $\Delta N_{ON} < 0$ ), s'aplica l'equilibrat de tensions explicat anteriorment pels submòduls que estan connectats i es desconnecten tants submòduls com es necessiti.

L'algorisme reductor de freqüència de commutació és òptim usant les tècniques de modulació PWM per a convertidors multinivell, ja que els submòduls commuten a una freqüència elevada i així l'algorisme s'executa més cops per equilibrar els condensadors.

Si per contra, es vol utilitzar la modulació NLM, a [14] es proposa un nou algorisme d'equilibrat de submòduls. Aquest nou algorisme és una barreja entre l'equilibrat convencional i l'algorisme reductor de freqüència de commutació. Consisteix en definir una diferència de tensió ( $\Delta V_{max,ref}$ ).

$$\Delta V_{max} = V_{SM,max} - V_{SM,min} > \Delta V_{max,ref} \quad (3.35)$$

- on  $\Delta V_{max}$  és la diferència de tensió existent entre el submòdul més carregat i el més descarregat  
 $V_{SM,max}$  és la tensió del submòdul més carregat  
 $V_{SM,min}$  és la tensió del submòdul més descarregat

Si la diferència entre el submòdul més carregat i el menys supera la diferència definida, s'utilitza l'algorisme convencional per equilibrar els submòduls, mentre que si aquesta diferència no és

superada, es fa ús de l'algorisme reductor de freqüència de commutació. La Figura 3.15 mostra les tensions dels submòduls aplicant aquest algorisme

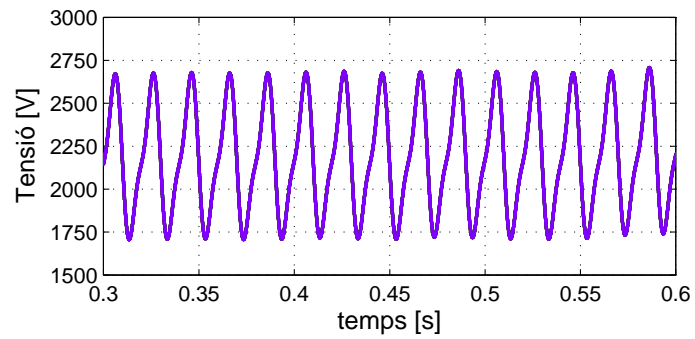


Figura 3.15: Tensions dels submòduls equilibrades





## Capítol 4

# Anàlisi i control d'un convertidor MMC trifàsic

### 4.1 Discussió dels controladors

A la Secció 3.3, es presenta un control d'energia dels braços del convertidor i un altre de l'energia total del braç per a un convertidor modular multinivell d'una fase. El problema que presenta el control realimentat, és que no es regula el corrent directament. Aquest fet pot presentar problemes ja que el corrent pot créixer, sense que el controlador ho detecti.

A la Secció 3.4 es presenta un tipus de control intern per a regular el corrent circulant a 100 Hz, degut a un tipus de modulació. Aquest control, necessita els controladors d'energia presentats a la Secció 3.3.

Per tant, es pretén crear un esquema de control per tal de poder regular els corrents intens del convertidor en un convertidor modular multinivell de tres fases per a xarxes HVDC. A [15], es presenta un estudi dels corrents i es proposa un esquema de control per a convertidors modulars multinivell davant de sots de tensió. En aquest capítol es presenta un control per a poder regular tots els corrents que apareixen en un convertidor modular multinivell trifàsic, sense tenir en compte els desequilibris que puguin existir a la xarxa alterna a la que es connecta el convertidor.

### 4.2 Anàlisi del convertidor

Per estudiar tots els corrent que circulen per un *MMC* trifàsic, s'ha d'analitzar més en detall el convertidor.

Fent dues malles a cada cama de la Figura 4.1, resulta:

$$-v_n + V_u^{DC} - v_u^j - i_u^j R_{bra\varsigma} - \frac{di_u^j}{dt} L_{bra\varsigma} - i_s^j R_f - \frac{di_s^j}{dt} L_f - v_g^j = 0 \quad (4.1)$$

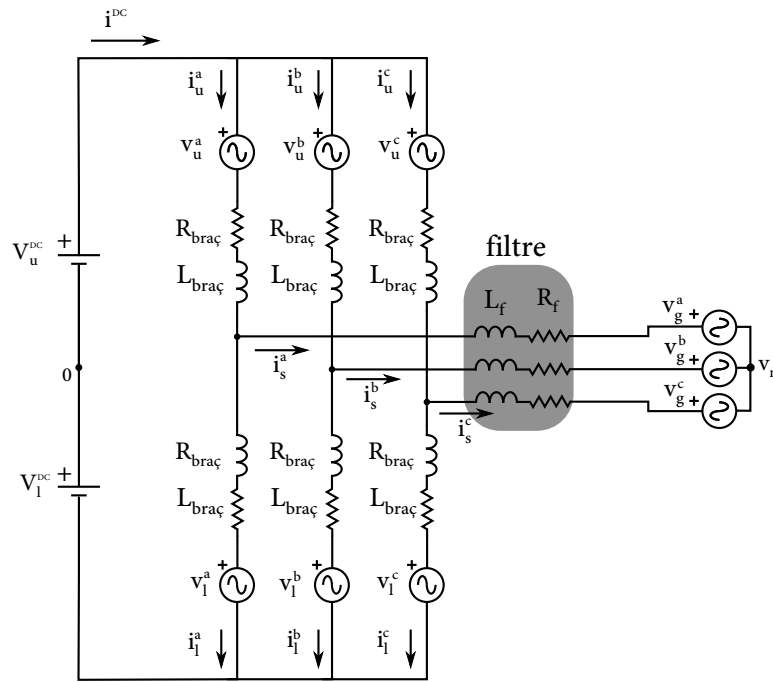


Figura 4.1: Convertidor modular multinivell de tres fases

$$-v_n - V_l^{DC} + v_l^j + i_l^j R_{braç} + \frac{di_l^j}{dt} L_{braç} - i_s^j R_f - \frac{di_s^j}{dt} L_f - v_g^j = 0 \quad (4.2)$$

- on
- $V_u^{DC}$  és la tensió contínua del braç superior
  - $V_l^{DC}$  és la tensió contínua del braç inferior
  - $v_u^j$  és la tensió del braç superior de la fase  $j$
  - $v_l^j$  és la tensió del braç inferior de la fase  $j$
  - $v_g^j$  és la tensió de xarxa de la fase  $j$
  - $v_n$  és la tensió del neutre de la xarxa
  - $L_f$  és la inductància del filtre
  - $R_f$  és la resistència interna de la inductància del filtre
  - $R_{braç}$  és la resistència interna del braç del convertidor
  - $L_{braç}$  és la inductància interna del braç del convertidor
  - $i_s^j$  és el corrent de xarxa de la fase  $j$
  - $i_u^j$  és el corrent que circula pel braç superior de la fase  $j$
  - $i_l^j$  és el corrent que circula pel braç inferior de la fase  $j$

Aleshores, definint les següents variables com a [16]:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{diff} \triangleq \frac{1}{2}(-v_u + v_l) \\ v_{sum} \triangleq v_u + v_l \\ i_{sum} \triangleq \frac{1}{2}(i_u + i_l) \\ R \triangleq R_f + \frac{1}{2}R_{bra\zeta} \\ L \triangleq L_f + \frac{1}{2}L_{bra\zeta} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_u = \frac{1}{2}v_{sum} - v_{diff} \\ v_l = \frac{1}{2}v_{sum} + v_{diff} \\ i_u = \frac{1}{2}i_s + i_{sum} \\ i_l = -\frac{1}{2}i_s + i_{sum} \end{array} \right. \quad (4.3)$$

on  $v_{diff}$  és la tensió diferencial aplicada amb el convertidor,  $v_{sum}$  és la tensió interna del convertidor i  $i_{sum}$  fa referència al corrent intern que circula pel convertidor.

Assumint que  $V_u^{DC}$  i  $V_l^{DC}$  són iguals ja que no hi ha desequilibris en la xarxa contínua, sumant i restant les equacions (4.1) i (4.2) i aplicant els canvis de variable (4.3):

$$v_{diff}^j - v_g^j - v_n = i_s^j R + \frac{di_s^j}{dt} L \quad (4.4)$$

$$\frac{V^{DC}}{2} - v_{sum}^j = i_{sum}^j R_{bra\zeta} + \frac{di_{sum}^j}{dt} L_{bra\zeta} \quad (4.5)$$

on  $V^{DC} = V_u^{DC} + V_l^{DC}$ .

Com que el neutre no està connectat al terra de la part DC, els corrents del circuit compleixen:

$$i_s^a + i_s^b + i_s^c = 0 \quad (4.6)$$

L'equació (4.6) permet obtenir una expressió per la tensió del neutre. Sumant l'equació (4.4) per les fases  $a$ ,  $b$  i  $c$ :

$$v_n = \frac{1}{3} \left( \underbrace{v_{diff}^a + v_{diff}^b + v_{diff}^c}_{v_{diff}^0} - \underbrace{(v_g^a + v_g^b + v_g^c)}_{v_g^0} \right) \quad (4.7)$$

Com no hi ha camí per a que circuli el corrent homopolar, les tensions  $v_{diff}^0$  i  $v_g^0$  poden ser diferents de zero, sense que circuli corrent homopolar per la xarxa alterna. Aleshores, es pot injectar corrent de tercer harmònic fent disminuir la tensió de braç, sense cap corrent d'aquest harmònic.

Per tant, l'equació (4.4) es pot reescriure d'una manera més compacta considerant els vectors  $v_{diff}^{abc}$ ,  $v_g^{abc}$  i  $i_s^{abc}$ .

$$\begin{bmatrix} v_{diff}^a \\ v_{diff}^b \\ v_{diff}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_g^a \\ v_g^b \\ v_g^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_s^a \\ i_s^b \\ i_s^c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^a \\ i_s^b \\ i_s^c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

i l'equació (4.5) com:

$$\begin{bmatrix} v_{sum}^a \\ v_{sum}^b \\ v_{sum}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V^{DC} \\ V^{DC} \\ V^{DC} \end{bmatrix} = -2R_{bra\zeta} \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^b \\ i_{sum}^c \end{bmatrix} + 2L_{bra\zeta} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^b \\ i_{sum}^c \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Les equacions (4.8) i (4.9) mostren un desacoblament entre la part alterna i la part contínua del convertidor. A la primera s'observa que la inductància i la resistència interna del convertidor contribueixen en una meitat al càlcul de la tensió a aplicar a la banda d'alterna, mentre que de la segona es dedueix que el corrent circulant no afecta a la banda d'alterna, sinó que es queda circulant per l'interior del convertidor.

### 4.3 Anàlisi en estat estacionari

En aquesta secció s'analitzen els corrents del convertidor en estat estacionari a partir de les equacions (4.8) i (4.8) [16].

Primer s'analitza el circuit d'alterna, per tant, es reescriu l'equació (4.9) en fasors

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_{diff}^a \\ \underline{V}_{diff}^b \\ \underline{V}_{diff}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{V}_g^a \\ \underline{V}_g^b \\ \underline{V}_g^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{V}_n \\ \underline{V}_n \\ \underline{V}_n \end{bmatrix} = \underline{Z}_s \begin{bmatrix} \underline{I}_s^a \\ \underline{I}_s^b \\ \underline{I}_s^c \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Per entendre el funcionament del convertidor s'aplica la transformada de Fortescue, descrita a l'Annex C.3 a l'equació (4.10).

$$\underline{I}_s^+ = \frac{\underline{V}_{diff}^+ - \underline{V}_g^+}{\underline{Z}_s} \quad (4.11)$$

considerant que el corrent de seqüència negativa i homopolar que circula per la xarxa són zero.

S'observa que la potència intercanviada entre el convertidor i la xarxa es pot controlar amb la tensió  $v_{diff}$ . Pels corrents interns, s'aplica la transformada de Fortescue a l'equació (4.9), i s'expressa en fasors:

$$\underline{I}_{sum}^{+-0} = -\frac{1}{2\underline{Z}_{bra\zeta}} \underline{V}_{sum}^{+-0} \quad (4.12)$$

La potència intercanviada entre els braços interns del convertidor es pot controlar a partir del corrent de seqüència positiva i negativa  $i_{sum}$ . La seqüència homopolar es controla a 0 per evitar que circuli un corrent de 50 Hz pel bus de contínua.

Respecte l'anàlisi dels corrents de la part de contínua, s'aplica la transformada de Clarke (definida a l'Annex C.1) als corrents continus del convertidor. Pel que fa al corrent continu de xarxa, es pot comprovar que  $I_s^{0DC}$  ha de ser zero, degut a que el neutre no està connectat, per tant, no té conductor per on circular [16].

Aplicant la transformada de Clarke a (4.8):

$$\underline{V}_{diff}^{\alpha\beta DC} - \underline{V}_g^{\alpha\beta DC} = \underline{I}^{\alpha\beta DC} R_s \quad (4.13)$$

Per evitar saturacions al transformador, els corrents  $I_s^{\alpha\beta DC}$  s'han de regular a zero, a partir de  $v_{diff}^{\alpha\beta DC}$ . Per analitzar els corrents DC additius, s'aplica la transformada de Clarke a (4.9):

$$I_{sum}^{0DC} = \frac{1}{2R_{bra\grave{c}}} (V_u^{DC} + V_l^{DC} - V_{sum}^{0DC}) \quad (4.14)$$

Aquesta equació mostra que  $I_{sum}^{0DC}$  és el corrent intercanviat entre les dues xarxes i que es pot controlar a partir de la tensió additiva. Les altres components  $I_{sum}^{\alpha\beta}$  poden intercanviar potència internament entre els cames dels convertidors:

$$I_{sum}^{\alpha\beta DC} = -\frac{1}{2R_{bra\grave{c}}} V_{sum}^{\alpha\beta DC} \quad (4.15)$$

Aquest anàlisi completa l'anàlisi presentat al Capítol 3 desenvolupat només per a una de les tres fases.

## 4.4 Càlcul de referències

### 4.4.1 Part externa del convertidor

Com no existeix continuïtat entre el terra de la part contínua i el neutre, el corrent homopolar DC no té camí per on circular. Ara bé, els corrents  $I_s^{\alpha\beta DC}$  s'han de regular a zero per evitar saturacions del transformador [16]. El càlcul de referència pel corrent altern del convertidor es realitza com a un convertidor VSC de dos nivells, ja que l'equació (4.8) és equivalent [17]. Aquesta metodologia consisteix en regular el corrent de seqüència positiva, per tal d'injectar la potència activa i reactiva desitjada. El càlcul de referència es fa en el domini  $qd$ , fent us de la transformada de Park (vegis Annex C.2).

Aplicant la transformada de Park a les tensions i corrents de xarxa, les potències en el domini  $qd0$  es poden expressar com:

$$P_g^* = \frac{3}{2} (v_g^q i_s^{q*} + v_g^d i_s^{d*}) \quad (4.16)$$

$$Q_g^* = \frac{3}{2} (v_g^q i_s^{d*} - v_g^d i_s^{q*}) \quad (4.17)$$

Fent us de la PLL (*Phase Locked Loop*) descrita a [18], es sincronitza el gir de la transformada amb l'eix  $d$ , de tal manera, que  $v_g^{d+} = 0$ . Aleshores, les referències dels corrents de xarxa es calculen com:

$$i_s^{q*} = \frac{2P_g^*}{3v_g^q} \quad (4.18)$$

$$i_s^{d*} = \frac{2Q_g^*}{3v_g^q} \quad (4.19)$$

Per tant, es poden regular les potències activa i reactiva per separat a partir dels corrents  $i_s^q$  i  $i_s^d$  [17].

#### 4.4.2 Part interna del convertidor

A l'interior del convertidor s'han de regular els corrents  $i_{sum}$  tant alterns com continus.

El corrent continu per intercanviar potència entre la part continua i l'alterna, es calcula a partir de la potència total del convertidor. En canvi, per regular el corrent necessari per mantenir les cames equilibrades es fa a partir de la potència entre la cama  $a$  i la  $b$  ( $P_{a-b}$ ) i la cama  $a$  i  $c$  ( $P_{a-c}$ ). Les potències es defineixen com:

$$P_t \triangleq P_a + P_b + P_c \quad (4.20)$$

$$P_{a-b} \triangleq P_a - P_b \quad (4.21)$$

$$P_{a-c} \triangleq P_a - P_c \quad (4.22)$$

I els corrents continus per cada braç es poden calcular com:

$$i_{sum}^{aDC} = \frac{1}{3V_{DC}}(P_t + P_{a-b} + P_{a-c}) \quad (4.23)$$

$$i_{sum}^{bDC} = \frac{1}{3V_{DC}}(P_t - 2P_{a-b} + P_{a-c}) \quad (4.24)$$

$$i_{sum}^{cDC} = \frac{1}{3V_{DC}}(P_t + P_{a-b} - 2P_{a-c}) \quad (4.25)$$

Per el càlcul de referència dels corrents alterns, es suposa que el convertidor es troba en estat estacionari. S'utilitza  $i_{sum}^{+-}$  per intercanviar potència entre els braços superiors i inferiors. En canvi,  $i_{sum}^0$  es regula a zero per evitar corrents alterns circulant per l'enllaç continu. Els càlculs es fan agafant com a referència el braç inferior, ja que aquest està en fase amb la tensió de la xarxa i es pot considerar del mateix valor degut al baix valor de la impedància del filtre.

Sigui  $v_g^{abc}$

$$\begin{cases} v_g^a \triangleq \sqrt{2}V_g^+ \cos(\omega t) \\ v_g^b \triangleq \sqrt{2}V_g^+ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_g^c \triangleq \sqrt{2}V_g^+ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.26)$$

on  $V_g^+$  són els valors RMS positiu de la tensió de xarxa.

Definint els corrents de braç com:

$$\begin{cases} i_{sum}^a \triangleq \sqrt{2}I_{sum}^+ \cos(\omega t + \psi) + \sqrt{2}I_{sum}^- \cos(\omega t + \alpha) \\ i_{sum}^b \triangleq \sqrt{2}I_{sum}^+ \cos(\omega t + \psi - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I_{sum}^- \cos(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sum}^c \triangleq \sqrt{2}I_{sum}^+ \cos(\omega t + \psi + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I_{sum}^- \cos(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.27)$$

on  $I_{sum}^{+-}$  són els corrents interns del convertidor expressats en RMS de seqüència positiva i negativa.  $\psi$  i  $\alpha$  són els desfasaments del corrent positiu i negatiu respecte la tensió  $v_g$  respectivament.

Aleshores, fent la multiplicació dels vectors definits anteriorment i eliminant la component alterna (ja que al ser oscil·lant no desequilibra els braços), es troba la potència intercanviada entre el braç inferior i el superior.

$$P_{l-u}^a = V_g^+ I_{sum}^- \cos(\psi) + V_g^+ I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (4.28)$$

$$P_{l-u}^b = V_g^+ I_{sum}^- \cos(\psi) + V_g^+ I_{sum}^- \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.29)$$

$$P_{l-u}^c = V_g^+ I_{sum}^- \cos(\psi) + V_g^+ I_{sum}^- \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.30)$$

Com que només es vol considerar la potència activa en l'intercanvi d'energia dels braços ( $psi = 0$ ) i aplicant la transformada de Clarke a les tres potències:

$$P_1 = \frac{2P_{l-u}^a - P_{l-u}^b - P_{l-u}^c}{3} = V_g^+ I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (4.31)$$

$$P_2 = \frac{-\sqrt{3}P_{l-u}^b + \sqrt{3}P_{l-u}^c}{3} = -V_g^+ I_{sum}^- \sin(\alpha) \quad (4.32)$$

$$P_3 = \frac{P_{l-u}^a + P_{l-u}^b + P_{l-u}^c}{3} = V_g^+ I_{sum}^+ \quad (4.33)$$

Definint

$$I_{sum}^{q-} \triangleq I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (4.34)$$

$$I_{sum}^{d-} \triangleq -I_{sum}^- \sin(\alpha) \quad (4.35)$$

Aleshores el càlcul de referències pel corrent intern del convertidor es pot resoldre com:

$$I_{sum}^{q-} = \frac{P_1}{V_g^+} \quad (4.36)$$

$$I_{sum}^{d-} = \frac{P_2}{V_g^+} \quad (4.37)$$

$$I_{sum}^+ = \frac{P_3}{V_g^+} \quad (4.38)$$

Les potències es troben a partir del regulador d'energia, i a partir d'aquestes es troben els corrents a injectar per l'interior del convertidor.

## 4.5 Disseny dels controladors

### 4.5.1 Control d'energia

El control superior del convertidor modular multinivell és el control d'energia. La sortida d'aquests controladors són les potències a partir de les quals es procedeix a fer el càlcul de referències.

Les energies a controlar són:

- Energia total del convertidor
- Energia entre la cama de la fase  $a$  i la  $b$
- Energia entre la cama de la fase  $a$  i la  $c$
- Energia entre braços de la cama  $a$
- Energia entre braços de la cama  $b$
- Energia entre braços de la cama  $c$

Aquestes energies es poden calcular com:

$$E_t = E_u^a + E_u^b + E_u^c + E_l^a + E_l^b + E_l^c \quad (4.39)$$

$$E_{a-b} = E_u^a + E_l^a - E_u^b - E_l^b \quad (4.40)$$

$$E_{a-c} = E_u^a + E_l^a - E_u^c - E_l^c \quad (4.41)$$

$$E_{l-u}^j = E_l^j - E_u^j \quad (4.42)$$

on les energies  $E_x^j$  es poden calcular com:

$$E_x^j = \frac{1}{2} C_{bra\zeta} v_{Tx}^2 \quad (4.43)$$

on  $x$  fa referència al braç,  $j$  a la cama i  $v_{Tx}$  és la suma de les tensions de tots els submòduls del braç  $x$ .

Les referències del control d'energia entre cames i entre braços es fixa a zero, ja que interessa que l'energia de les cames i de cada braç sigui la mateixa.

En canvi per calcular l'energia total del convertidor, l'expressió que es fa servir és la següent:

$$E_t = 3C_{bra\zeta}(V^{DC})^2 \quad (4.44)$$

S'observa que les energies entre cames i les energies entre el braç inferior i superior contenen components harmòniques a la freqüència fonamental i de  $2n$  harmònic respectivament. Com només s'ha de regular el valor mig de la potència, és necessària la introducció d'un filtre Notch per eliminar aquestes dues freqüències:



$$N(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s/Q + \omega_n^2} \quad (4.45)$$

on  $\omega_n$  és la freqüència a eliminar i  $Q$  és el factor de qualitat, que afecta al rang de freqüències sobre les que el filtre Notch actua.

Per evitar el pas de qualsevol de les dues freqüències, s'introdueix un filtre Notch a 50 Hz i un altre en sèrie a 100 Hz per a cada energia, ja que durant transitoris apareixen les dues freqüències [15]. També s'introdueix un *feedforward* per a la potència total per a anticipar-se als canvis bruscos de potència.

Es desitja dissenyar el controlador tenint en compte que ha de ser capaç de compensar una pertorbació, sense superar un error màxim del 10 % en 1 segon. El controlador s'ha dissenyat tenint en compte el pitjor cas, un canvi de 0 a potència nominal. El disseny del control d'energia total es realitza mitjançant simulacions. Les Figures 4.2, 4.3 i 4.4 mostren diferents respostes a diferents constants proporcionals per a constants integrals de 25, 50 i 75 respectivament. Tot i que les respostes no varien molt, per al disseny de les constants s'ha escollit com a constant integral 50 i com a proporcional 10, degut a que el senyal s'estabilitza en menys d'un milisegon. A part, la màxima oscil·lació és de menys del 10 % del total. Aleshores el control per a l'energia total és:

$$G_{Et}(s) = 10 + \frac{50}{s} \quad (4.46)$$

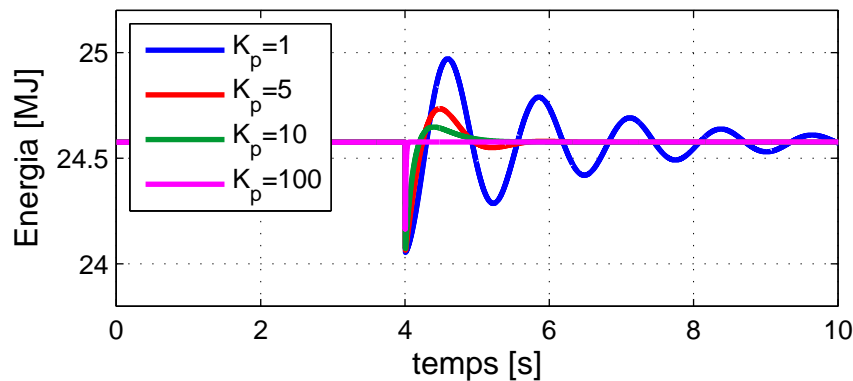
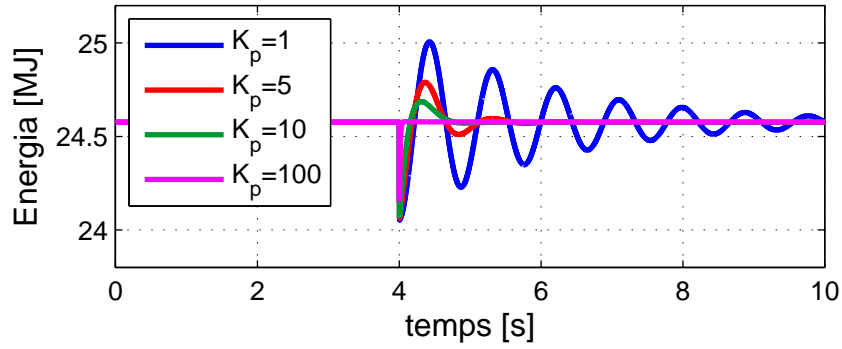
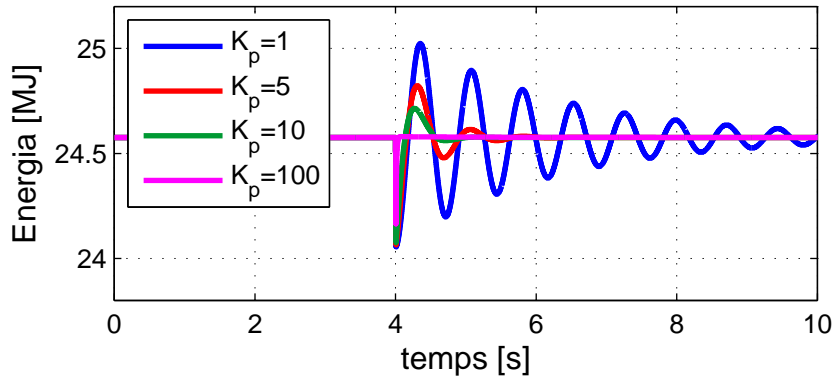


Figura 4.2: Resposta del controlador d'energia amb  $K_i = 25$

Els controladors dels altres reguladors utilitzen les mateixes constants que el d'energia total, ja que seran d'ordre de magnitud semblant [15]. S'ha de tenir en compte que existiran desequilibris en les energies entre cames, sempre i quan existeixin desequilibris entre fases. En canvi, per a que hi hagi desequilibris entre braços, s'han de produir desequilibris en el bus de contínua.

#### 4.5.2 Control intern de corrent

El control intern de corrent es realitza en el domini  $\alpha\beta$ . Com s'ha comentat al càlcul de referències és necessari controlar les components a 50 Hz i les contínues. Aplicant la transformada

Figura 4.3: Resposta del controlador d'energia amb  $K_i = 50$ Figura 4.4: Resposta del controlador d'energia amb  $K_i = 75$ 

de Clarke a l'equació 4.9:

$$\begin{bmatrix} V^{DC} \\ V^{DC} \\ V^{DC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sum}^\alpha \\ v_{sum}^\beta \\ v_{sum}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_l^\alpha \\ v_l^\beta \\ v_l^0 \end{bmatrix} = 2R_{bra\zeta} \begin{bmatrix} i_{sum}^\alpha \\ i_{sum}^\beta \\ i_{sum}^0 \end{bmatrix} + 2L_{bra\zeta} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum}^\alpha \\ i_{sum}^\beta \\ i_{sum}^0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Per al seu disseny del control, s'utilitza la tècnica IMC (*Internal Model Control*) [19]. Essent la funció de transferència:

$$G_{p,sum}^i(s) = \frac{i_{sum}^i}{v_l^i} = \frac{1}{2R_{bra\zeta} + 2sL_{bra\zeta}} \quad (4.48)$$

on  $i$  fa referència a cada component en el domini  $\alpha\beta 0$ .

Aleshores el controlador es pot trobar com:

$$G_{c,sum}(s) = G_{p,sum}^{-1}(s)L_{sum}(s) \quad (4.49)$$

on  $L_{sum}$  és la funció de transferència del sistema desitjat en llaç obert. Si es desitja que el sistema en llaç tancat es comporti com a un sistema de primer ordre, la funció  $L_{sum}$  es pot trobar com:

$$L_{sum} = \frac{\omega_{c,sum}}{s} \quad (4.50)$$

on  $\omega_{c,sum}$  és la freqüència a la qual el guany passa per 0 dB.

Amb aquest controlador es pretén controlar components alternes i contínues, per tant, amb un controlador PI es controlaran les contínues i per a controlar les alternes, s'utilitzarà un controlador ressonant. Els dos controladors es col·loquen en paral·lel per tenir l'efecte necessari per a controlar el senyal.

Les constant del controlador PI són:

$$K_{p,sum} = \frac{2L_{bra\zeta}}{\tau_{sum}} \quad (4.51)$$

$$K_{i,sum} = \frac{2R_{bra\zeta}}{\tau_{sum}} \quad (4.52)$$

on  $\tau_{sum}$  és la constant de temps del controlador PI.

$$G_{PI,sum} = K_{p,sum} + \frac{K_{i,sum}}{s} \quad (4.53)$$

Per al controlador ressonant, és necessari moure la resposta freqüencial del sistema en llaç obert fins a la  $\omega_0$  desitjada [20].

$$L_{PR,sum}(s) = L_{sum} \left( \frac{s^2 + \omega_0^2}{2s} \right) = \frac{2\omega_{c,sum}s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.54)$$

D'aquesta manera, s'obté el controlador ressonant  $G_{PR,sum}$ , per a la freqüència  $\omega_0$

$$G_{PR,sum} = \frac{4\omega_{c,sum}L_{bra\zeta}s^2 + 4\omega_{c,sum}R_{bra\zeta}s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.55)$$

Per tant, la funció de transferència en llaç tancat per al controlador ressonant és:

$$T_{PR,sum} = \frac{G_{PR,sum}G_{p,sum}}{1 + G_{PR,sum}G_{p,sum}} = \frac{2\omega_{c,sum}s}{s^2 + 2\omega_{c,sum}s + \omega_0^2} \quad (4.56)$$

La Figura 4.5 mostra el diagrama freqüencial del controlador PI, del ressonant i de la suma dels 2. S'observa que la dinàmica de la suma dels controladors es veurà afectada degut a la interacció dels controladors, si aquest efecte es troba a prop de la freqüència de control del controlador ressonant. Per tant, s'intenta allunyar al màxim aquesta interacció del controlador ressonant, ja que aquesta actua com a filtre. La interacció entre els controladors es pot reduir allunyant les constants de temps dels controladors.

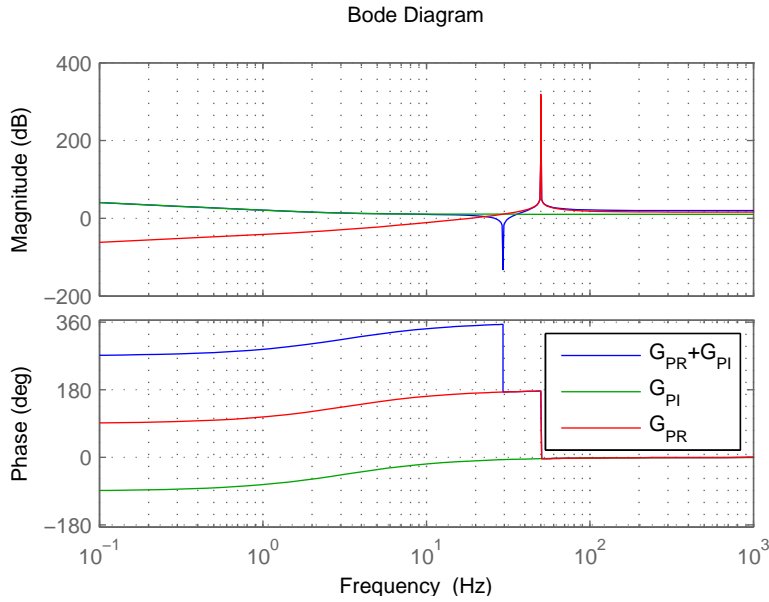


Figura 4.5: Diagrama freqüencial del controlador PI, el ressonant i els dos en paral·lel

La Figura 4.6 mostra diferents controladors ressonants amb constants de temps diferents en paral·lel amb el controlador PI. En aquest cas és necessari que el controlador PI actuï més ràpid que el ressonant, ja que només existirà corrent de 50 Hz quan hi hagin desequilibris a la xarxa. Per aquest motiu es fixa  $\tau_{sum} = 3$  ms [21], i es mostren els diagrames freqüencials per a diferents  $w_{c,sum} < 1/\tau_{sum}$ . S'observa que com més petita és  $w_{c,sum}$ , més a prop es de la freqüència de treball del ressonant es troba la interacció. Per aquest motiu s'escull una freqüència  $f_c$  de 50 Hz, ja que la interacció està suficientment lluny com perquè no afecti a la resposta.

### 4.5.3 Control extern de corrent

El control extern es fa a la impedància del filtre i és necessari per a regular el corrent a extreure per la xarxa, per tant, per a regular la potència. Es parteix de l'equació (4.4).

Per a controlar els corrents que circulen per la xarxa, s'aplica la transformada de Clarke a (4.8):

$$\begin{bmatrix} v_{diff}^{\alpha} \\ v_{diff}^{\beta} \\ v_{diff}^0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_g^{\alpha} \\ v_g^{\beta} \\ v_g^0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_s^{\alpha} \\ i_s^{\beta} \\ i_s^0 \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^{\alpha} \\ i_s^{\beta} \\ i_s^0 \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Les variables a controlar són les del domini  $\alpha\beta 0$  a 50 Hz. També s'han de regular a 0 les components contínues  $\alpha$  i  $\beta$  per a que no es saturi el transformador. Per aquest motiu es dissenya un PI per a les components contínues, i per a les alternes es dissenya un controlador ressonant com el definit a la Secció 4.5.2. Les funcions de transferència dels controladors són:

$$G_{PI,diff} = \frac{L}{\tau_{diff}} + \frac{Rs}{\tau_{diff}} \quad (4.58)$$

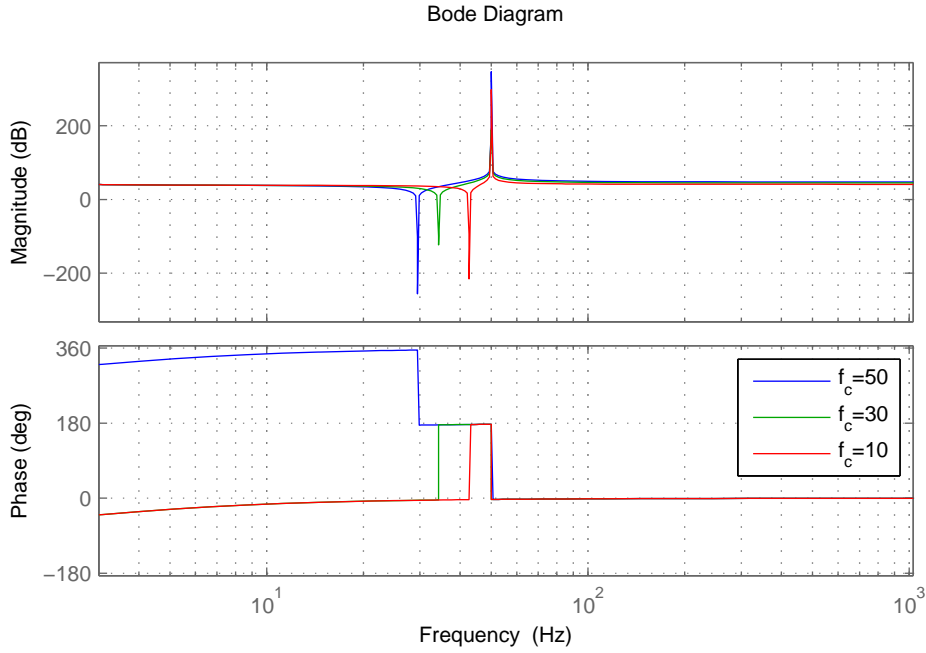


Figura 4.6: Diagrama freqüencial dels controladors amb diferents  $\omega_{c,sum}$

$$G_{PR,diff} = \frac{2\omega_{c,diff}Ls^2 + 2\omega_{c,diff}Rs}{s^2 + \omega_0} \quad (4.59)$$

on  $G_{PI,diff}$  és el controlador PI i  $G_{PR,diff}$  és la funció de transferència del controlador ressonant.

En aquest cas, també existeix una interacció al sumar els dos controladors. En canvi, és necessari que el ressonant actuï més ràpid que el PI, ja que rarament circularan corrents contínues cap a la xarxa d'alterna. La Figura 4.7 mostra la interacció del controlador PI sumat amb el ressonant, però en aquest cas, fixant  $\omega_{c,diff} = 1/0,003$ . Finalment, segons la interacció del controlador PI amb el ressonant, la constant de temps d'aquest s'escull a 20 ms.

La Figura 4.8 mostra tot l'esquema de control implementat per al convertidor multinivell.

## 4.6 Anàlisi dels resultats

Per validar el control presentat, es duen a terme diferents simulacions utilitzant els paràmetres descrits a la Taula 4.1. Al primer segon de simulació, es realitza un canvi de potència 0 a potència nominal.

La Figura 4.9 mostra la potència total, i les potències entre cames i braços. S'observa que en el moment del canvi la potència entre cames té un transitori. Això és degut a que les energies en un primer instant no són zero, fins que actua el regulador.

La Figura 4.10 mostra els corrents interns del convertidor en el domini  $\alpha\beta 0$ . En aquest domini s'observa clarament el corrent homopolar continua que hi circula. Aquest corrent a potència

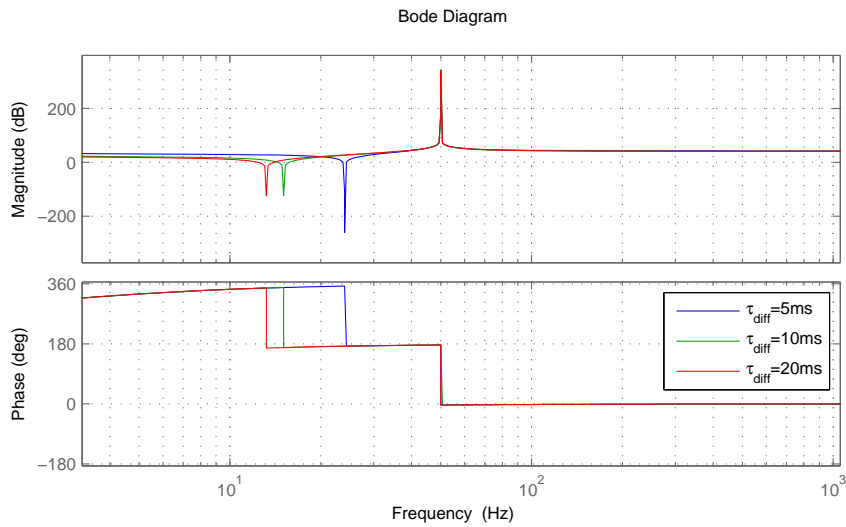


Figura 4.7: Diagrama freqüencial dels controladors amb diferents  $\tau_{diff}$

nominal és igual a  $i_{sum}^0 = S/(3V^{DC})$ . Els corrents  $i_{sum}^\alpha$  i  $i_{sum}^\beta$  en el moment del canvi, contenen una component a 50 Hz per equilibrar els braços. S'observa que la durada en el temps del transitori dels corrents, concorda amb el temps del transitori de les potències entre braços. Si aquest fet se li afegeix que els corrents són els necessaris per a dur a terme el canvi a potència nominal, es valida el càlcul de referències intern. També s'aprecia que no existeix cap component de 100 Hz, degut a que es fan servir els índexs de modulació definits a (3.26). Aquesta figura també valida el control intern de corrent.

Per validar el control extern, a la Figura 4.11 es mostra els corrents del braç superior ( $i_u^{abc}$ ), del braç inferior ( $i_l^{abc}$ ) i els de xarxa ( $i_s^{abc}$ ). Es mostra que els corrents de xarxa evolucionen com a un sistema de primer ordre amb una constant de temps diferent a la definida. Això és degut a que l'entrada de potència nominal no és una entrada graó, sinó que se li ha introduït un filtre de primer ordre. Els corrents que circulen pels braços consten d'una component contínua, més una d'alterna que correspon a un mig del corrent de xarxa.

La Figura 4.12 mostra les tensions de les capacitats sumades de tots els condensadors. S'observa que el pic que es crea degut al canvi de potència no supera el 15 % del valor total.

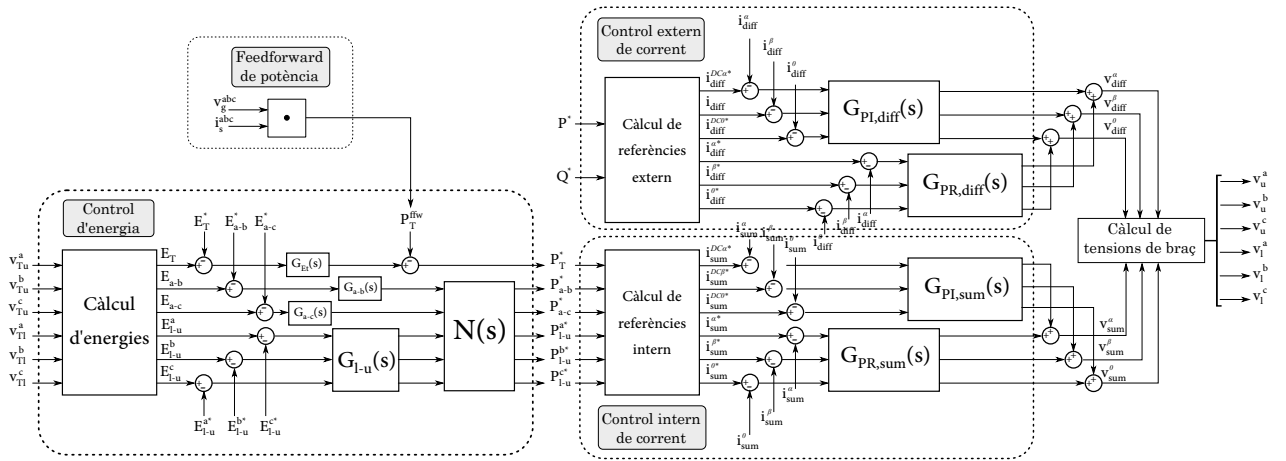


Figura 4.8: Control per al convertidor multinivell

Paràmetre	Símbol	Valor	Unitats
Potència	$S$	526	MVA
Tensió de xarxa línia-línia	$V_g$	320	kV
Factor de potència	$\cos(\phi)$	0,95	
Freqüència	$f$	50	Hz
Tensió del bus HVDC	$V^{DC}$	$\pm 320$	kV
Numero de submòduls	$N$	400	
Tensió del submòdul	$V_{SM}$	1.6	kV
Capacitat del submòdul	$C_{SM}$	8	mF
Impedància de braç	$Z_{bra\grave{c}}$	$0,01 + j0,1$	pu
Impedància del filtre	$Z_s$	$0,05 + j0,1$	pu

Taula 4.1: Paràmetres de simulació del controlador proposat

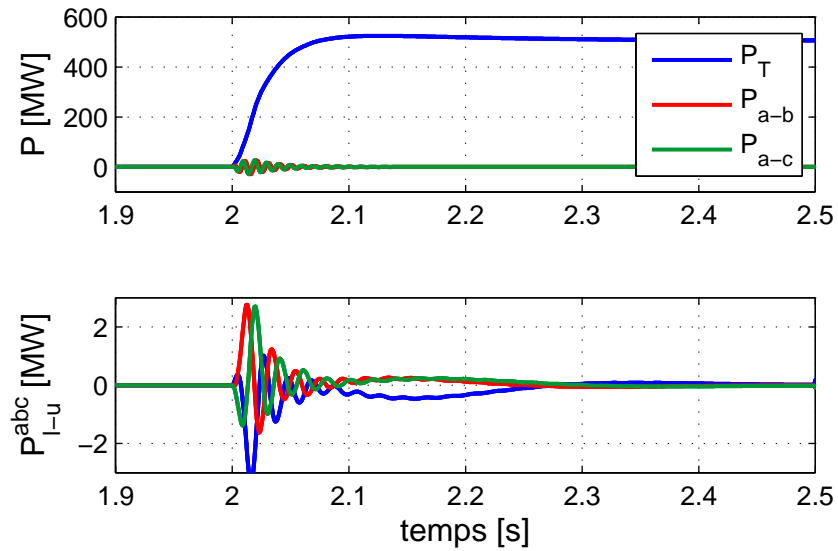


Figura 4.9: Potències internes del convertidor. A dalt: Potència total i entre cames; A baix: Potència entre braços

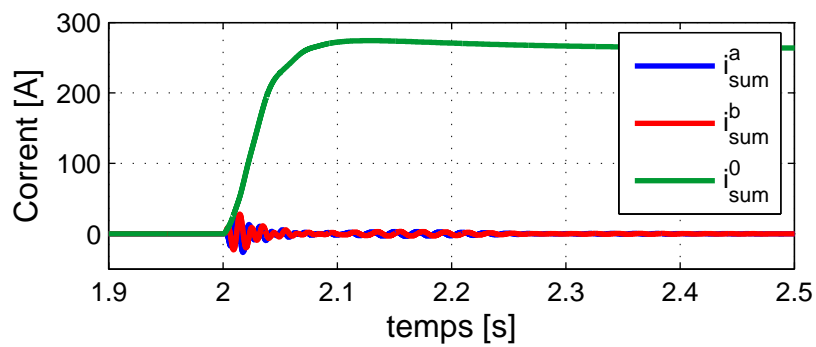


Figura 4.10: Corrents interns del convertidor en el domini  $\alpha\beta 0$



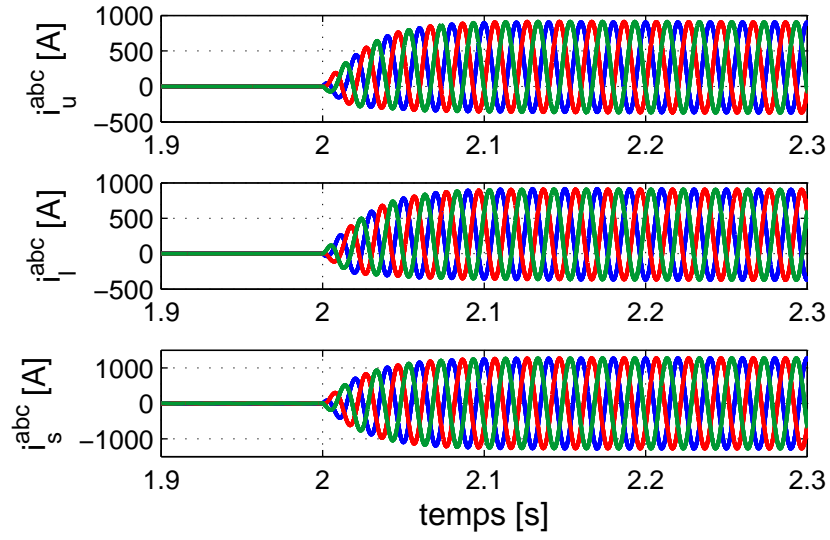


Figura 4.11: Corrents de braç i de xarxa

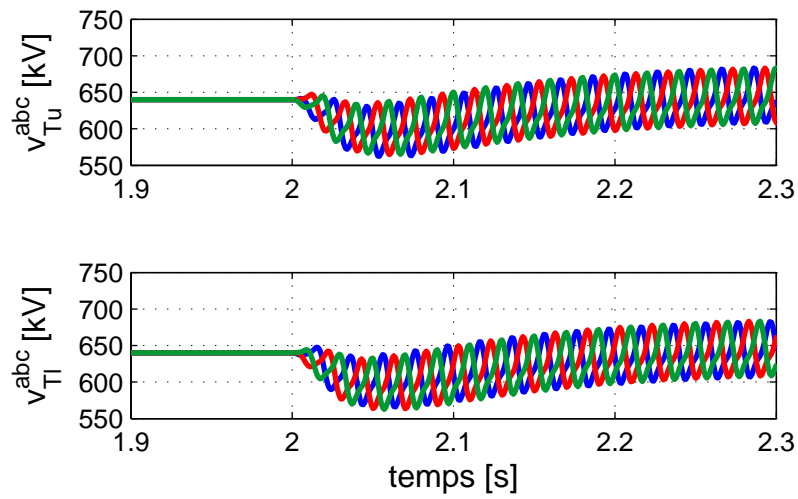


Figura 4.12: Tensions suma dels braços del convertidor



## Capítol 5

# Dimensionat d'una plataforma de laboratori

### 5.1 Descripció de la plataforma experimental

S'ha dissenyat un convertidor modular multinivell trifàsic de 10 submòduls per braç i de 5 kVA de potència. S'ha fixat una tensió de xarxa trifàsica de 230 V entre fases. La tensió del bus de contínua ha de ser regulada a una tensió superior a la de la xarxa per poder entregar potència a la xarxa elèctrica. La tensió de contínua nominal es fixa en 700 V, per tant cada submòdul serà de 70 V.

Les mesures que s'han de prendre són la tensió de cada submòdul i els corrents que circulen per la cama, fent un total de 60 mesures de tensió, 6 mesures de corrent (una per cada cama, i una per cada fase) i la tensió del bus de contínua. La mesura de tensió del condensador de cada submòdul es realitza dins del mateix submòdul i és enviada cap a la placa de control. En canvi, per a la presa de mesures de corrent dels braços, s'hi posa una placa de mesures que consisteix en tres sondes de corrent.

En quan el sistema de control, ha de ser capaç de poder enviar com a mínim 60 senyals PWM per cama (configuració HB) i tenir 67 ADCs per prendre les mesures necessàries. Al no disposar de cap placa de control amb aquestes prestacions, s'utilitzarà una PCB de control per cada cama. D'aquesta manera, es divideix entre 3 el nombre de senyals PWM necessaris, igual que el nombre de mesures. Per aquesta raó es fa ús d'una la placa de control, anomenada GAIA, per cama que disposa de 24 PWM i 24 ADCs on es durà a terme l'algorisme d'equilibrat de submòduls, i d'una placa de control H52C1, on es farà el control general i se li enviaran les consignes de tensió a aplicar a les GAIA.

La placa de control H52C1, consta d'un microcontrolador F28M3x que té la particularitat de tenir les comunicacions i el sistema de control separat, però en el mateix encapsulat. D'aquesta manera es permet la comunicació amb les altres plaques de control i fer el control del convertidor amb un microcontrolador. La presa de mesura de la tensió del bus de contínua es farà directament des de la placa H52C1, ja que només és necessari per al control general. Aquestes plaques es connectaran per ethernet entre elles. La Figura 5.1 mostra un esquema de com es connectaran les plaques de control al convertidor.

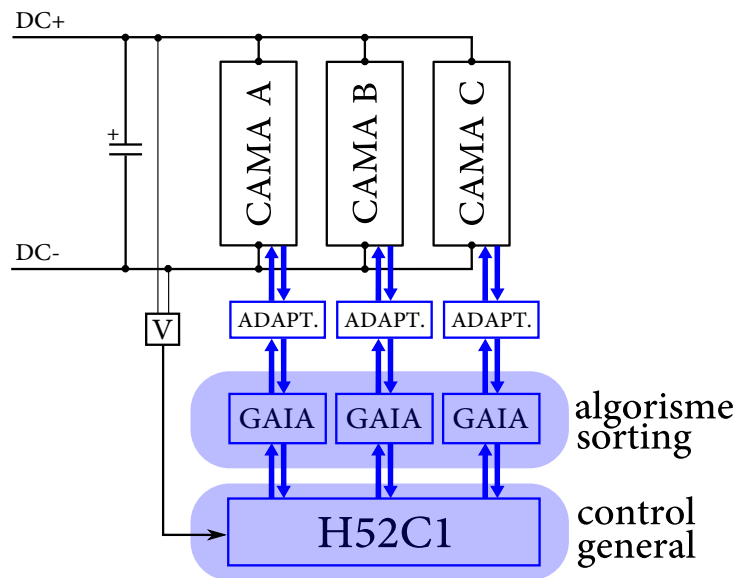


Figura 5.1: Esquema de connexió de les plaques de control amb la plataforma

Per connectar les plaques GAIA i cada un dels submòduls es pretén crear una placa intermitja d'adaptació de mesures. Aquesta placa també disposa d'un sistema de detecció d'errors dels drivers mitjançant LEDs, ja que les plaques de control GAIA només disposen de 12 bits d'error, enfront dels 20 necessaris. Per tant, s'enviarà a la placa de control un bit per cada dues plaques i la detecció de la placa que falli haurà de ser per inspecció visual.

Un cop definides les especificacions del convertidor es dissenya la inductància de braç, el submòdul, la capacitat del bus de contínua i el circuit de precàrrega i descàrrega de la plataforma.

La Taula 5.1 resumeix les especificacions del convertidor.

Concepte	
Tipus de convertidor	Convertidor bidireccional
Tecnologia	VSC
Topologia	10 nivells
Interruptors	Commutació forçada
Potència	5 kVA
Tensió de la xarxa	230V de línia
Tensió del bus de contínua	700V

Taula 5.1: Resum de les especificacions dels convertidor

## 5.2 Disseny de la inductància de braç

En un convertidor multinivell, existeix una inductància interna a cada braç que separa el superior de l'inferior. Aquesta inductància té dues funcions:

- En un convertidor multinivell existeix un corrent circulant que es queda a l'interior de la part contínua. Aquest corrent es tradueix en pèrdues internes, per tant, un objectiu és eliminar-lo. La primera funció de la inductància interna és limitar aquest corrent de tal manera que es pugui eliminar amb algun tipus de control.
- La inductància està en sèrie amb els condensadors dels submòduls, de tal manera que les faltes internes o externes al convertidor poden ser limitades per aquesta.

Tot i que augmentant el valor de la inductància es redueix el corrent circulant, no es fa degut a l'elevat cost, les dimensions i la caiguda de tensió que suposaria una inductància tan gran al convertidor.

La inductància interna s'ha dissenyat tenint en compte les seves funcions amb els mètodes presentats a [22].

### 5.2.1 Limitació del corrent circulant

A l'Annex D.2.1 es fa un anàlisi detallat de l'obtenció de la següent equació amb la qual es pot trobar el valor de la inductància numèricament:

$$L_{braç} = \frac{1}{8\omega^2 C_{SM} V_{SM}} \left( \frac{S}{3I_{2f}} + V^{DC} \right) \quad (5.1)$$

- on  $\omega$  és la velocitat angular de la xarxa  
 $C_{SM}$  és la capacitat del submòdul  
 $V_{SM}$  és la tensió que suporta cada submòdul  
 $S$  és la potència aparent  
 $I_{2f}$  és l'arissat del corrent de segon harmònic

S'observa que el valor de la inductància és inversament proporcional al corrent de segon harmònic que hi corre per ella. Per aquest motiu la inductància limita el valor màxim de corrent circulant que pot circular. Per validar el disseny de la inductància, es comparen els resultats simulats amb els calculats segons l'equació (5.1). Els valors dels paràmetres utilitzats són els exposats a la Taula 5.1 amb una capacitat del submòdul de 5 mF.

A la Figura 5.2, s'observa que per valors elevats de la inductància circula menys corrent a doble freqüència per les cames del convertidor. Al eix vertical es mostra el percentatge de corrent circulant en funció del corrent de xarxa, que significa la quantitat de corrent afegit que ha de circular pel braç degut al corrent circulant. Els valors simulats s'apropen considerablement als calculats, per tant es pot afirmar que aquest mètode és vàlid per dissenyar la inductància.

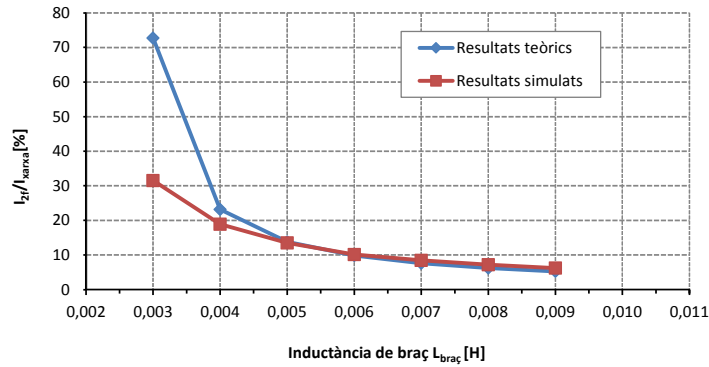


Figura 5.2: Corrent circulant respecte la inductància de braç

### 5.2.2 Limitació del corrent de curtcircuit

La segona funció de la inductància és la de limitar el corrent en cas de curtcircuit. Aleshores, considerant els càlculs a l'Annex D.2.2 el valor de la inductància també es pot calcular com:

$$L_{braç} = \frac{V^{DC}}{2\alpha_L} \quad (5.2)$$

essent  $\alpha_L$  el rati d'augment en A/s i  $V^{DC}$  la tensió del bus de contínua en V.

Es comprova a l'equació (5.2) que com més gran és el valor de la inductància, més lent augmenta el corrent en el temps.

Per a l'elecció de la inductància de braç, només es té en compte el primer mètode ja que al ser un prototipus, no es faran proves de curtcircuit. Per tant, s'escull un valor inductiu de 5 mH, ja que segons el primer mètode, la component del corrent de segon harmònic respecte el corrent de xarxa és d'un 13% i no és un valor molt elevat.

## 5.3 Elecció del mètode de commutació

Es pretén dissenyar un convertidor multinivell amb 10, amb una tensió contínua de bus de 700 V i una potència de 5 kVA. Per a un convertidor amb tants pocs submòduls, la modulació NLM no té sentit ja que provocaria un gran nombre d'harmònics i un senyal a la sortida de poca qualitat.

La modulació escollida és la *Phase Shifted PWM*, ja que és la que provoca menys harmònics a l'ona sinusoidal modulada [9].

## 5.4 Disseny de la capacitat del bus de contínua

El condensador ubicat al bus de contínua té la funció de mantenir constant la tensió de bus. D'aquesta manera és factible controlar l'intercanvi de potència entre la part alterna i la contínua, a partir del corrent.

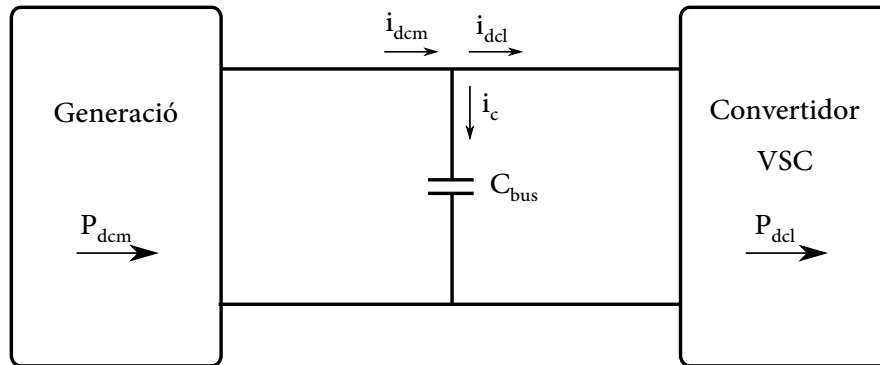


Figura 5.3: Esquema del bus de contínua amb el condensador

La Figura 5.3 mostra l'esquema del bus de contínua amb el condensador. Es suposa que existeix una generació de potència, i un convertidor ja sigui multinivell o no. Aquest mètode és vàlid per a qualsevol convertidor de tipologia VSC, no només per als multinivells.

$$i_c = C_{bus} \frac{dV^{DC}}{dt} \quad (5.3)$$

La capacitat del condensador es dissenya a partir de les fluctuacions que puguin existir al bus, regides per l'equació (5.3). Existeixen dos fenòmens que provoquin fluctuacions al bus:

- En estat estacionari un convertidor de tipologia VSC presenta la mateixa potència a la part contínua que a l'alterna. Llavors es dedueix que el condensador en estat estacionari no presenta cap tipus de pèrdues. Ara bé, en el moment que s'apliquen canvis de potència, el condensador emmagatzema la diferència d'energia instantània, provocant fluctuacions a la tensió del bus.
- La modulació PWM, provoca que circulin corrents de diferents harmònics en el bus que creen petites fluctuacions a la tensió contínua [23].

En aquest cas, al dissenyar un convertidor multinivell, les fluctuacions degudes a la modulació es poden negligir degut a la baixa freqüència de commutació i als petits canvis de tensió aplicats a l'ona de sortida. Per, tant, el dimensionat de la capacitat del bus de contínua es realitza en base als canvis que es poden provocar l'arriestat que provoquen els canvis de potència en el convertidor.

Segons la Figura 5.3, el corrent que passa pel convertidor és:

$$i_c = i_{dcm} - i_{dcl} \quad (5.4)$$

De la Figura 5.3 es defineixen  $P_{dcm}$  com la potència que entra a la xarxa de tensió contínua i  $P_{dcl}$  com la potència que s'extreu pel convertidor. L'expressió (5.4) combinada amb (5.3) es pot expressar com:

$$C_{bus} \frac{dV}{dt} = \frac{P_{dcm}}{V} - \frac{P_{dcl}}{V} \quad (5.5)$$

Reordenant l'equació anterior s'obté:

$$C_{bus} \int_{V_1}^{V_2} V dV = \int_0^\tau (P_{dcm} - P_{dcl}) dt \quad (5.6)$$

on  $\tau$  és el temps que es triga a produir el canvi.

Resolent l'equació, i aïllant la capacitat es dedueix:

$$C_{bus} = \frac{2\Delta P_{dc}\tau}{V_2^2 - V_1^2} \quad (5.7)$$

- on  $\Delta P$  és igual al canvi de potència realitzat
- $V_1$  és la tensió abans del canvi
- $V_2$  és la tensió després de produir-se el canvi
- $\tau$  és el temps en produir-se el canvi

Per aquest cas, s'escull que en un canvi de 750 W de potència en 0,05 s, la tensió de bus variï de 700 V a 800 V. Per tant, la tensió de bus escollida és de 500  $\mu$ F.

## 5.5 Precàrrega i descàrrega

La precàrrega es fa per la banda d'alterna tal com indica la Figura 5.4. Quan el contactor està obert, les resistències de precàrrega estan inserides al circuit, però quan està tancat, aquestes estan curtcircuitades. El temps que es tarda en carregar tots els condensadors es pot ajustar amb el valor de les resistències de precàrrega. Tots els condensadors es van carregant a la vegada fins al valor de la tensió de línia.

Per a descarregar el bus de contínua es dissenya un circuit de descàrrega afegint un contactor normalment tancat amb unes resistències de descàrrega, de tal manera que si el convertidor està tancat, les resistències de descàrrega estan inserides. Es fa d'aquesta manera perquè si es perd l'alimentació el bus no quedi carregat. Per desconnectar-les, s'ha de mantenir el contactor activat. A més, cada submòdul té el seu circuit de descàrrega.

Considerant una constant de temps de càrrega i de descàrrega de 4 s, l'equació per calcular les resistències necessàries de precàrrega i descàrrega és la mateixa:

$$R = \frac{\tau}{C_{bus}} = \frac{4}{500 \cdot 10^{-6}} = 8 \text{ k}\Omega \quad (5.8)$$



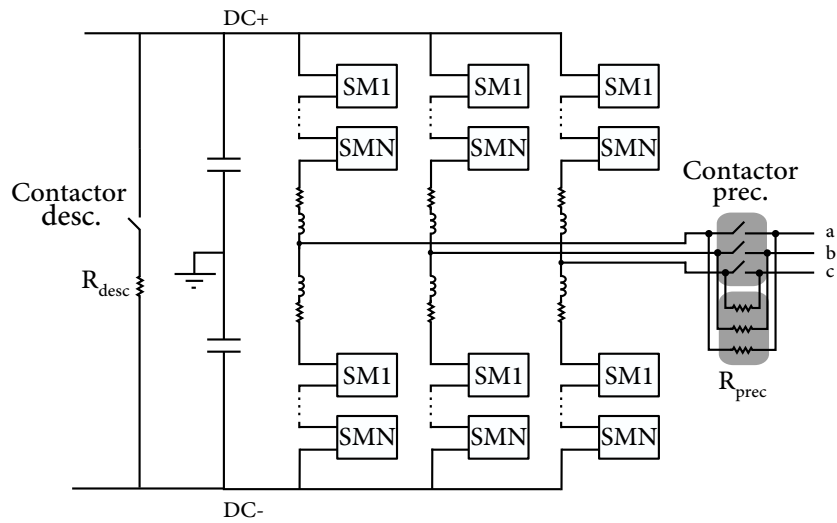


Figura 5.4: Circuit de precàrrega

on  $\tau$  és la constant de temps de precàrrega  
 $C_{bus}$  és la capacitat del bus

Per tant, es posarà el mateix valor tant de la resistència de precàrrega com la de descàrrega.

## 5.6 Validació del control en el sistema de potència

En aquesta secció es validen els controls d'energia i corrents presentats al Capítol 4.

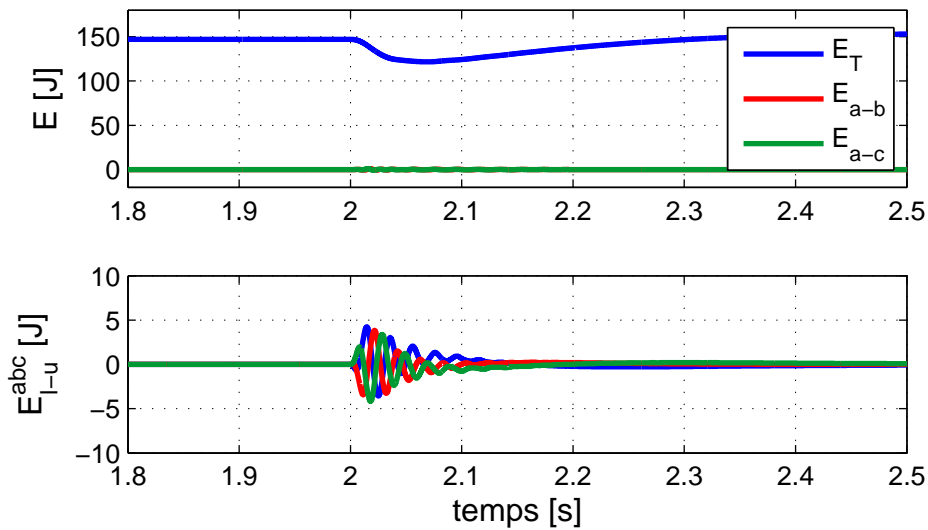


Figura 5.5: Energies del convertidor dimensionat

Els paràmetres utilitzats per a les simulacions són els presentats a la Taula 5.1. Les resistències i inductàncies de braç són de valor  $0,1 \Omega$  i  $5 \text{ mH}$ , respectivament. Pel que fa a la capacitat dels submòduls, s'ha escollit de  $1 \text{ mF}$ . El valor de la resistència i inductància de xarxa s'ha considerat de  $0,1 \Omega$  i  $1 \text{ mH}$ . En aquest cas de simulació, també es realitza un canvi a potència nominal ( $5 \text{ kVA}$ ).

Els paràmetres dels controladors són els escollits al Capítol 4. La Figura 5.5 mostra les energies discutides al Capítol 4, però en aquest cas, escalades al valor real del prototipus dissenyat. La Figura 5.6 mostra l'evolució de les potències entre braços, comes i la potència total. S'observa que la potència total del convertidor és la mateixa que la nominal del convertidor prototipus ( $5 \text{ kVA}$ ).

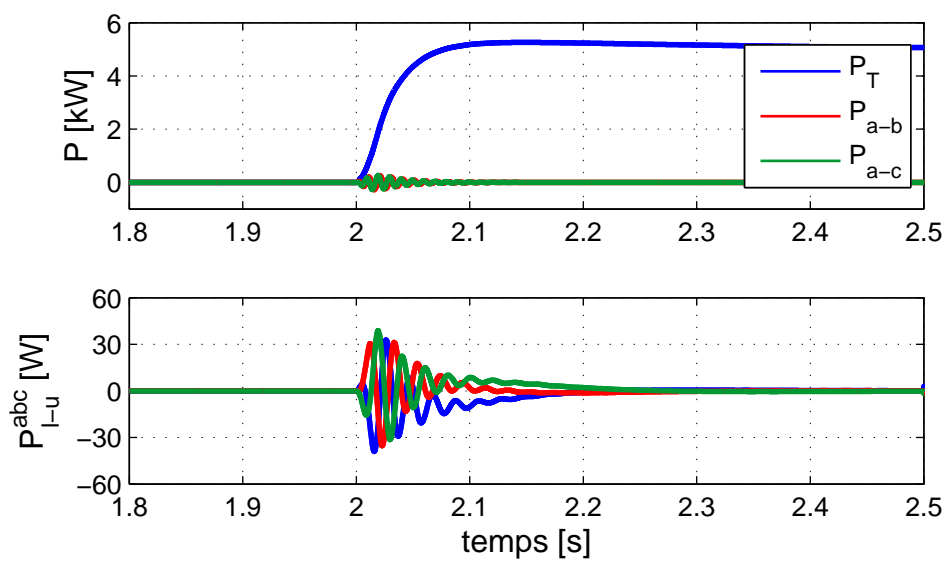


Figura 5.6: Potències del convertidor dimensionat

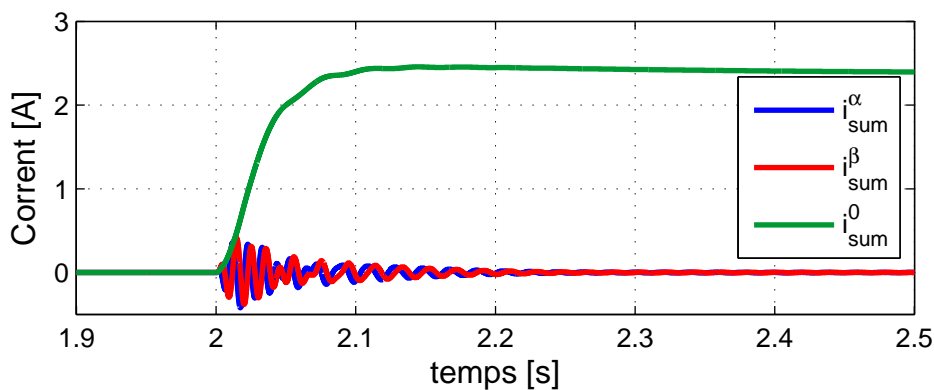


Figura 5.7: Corrents circulants en el domini  $\alpha\beta 0$  del convertidor dimensionat

Les Figures 5.7 i 5.8 mostres els corrents interns i externs del convertidor. A la primera es

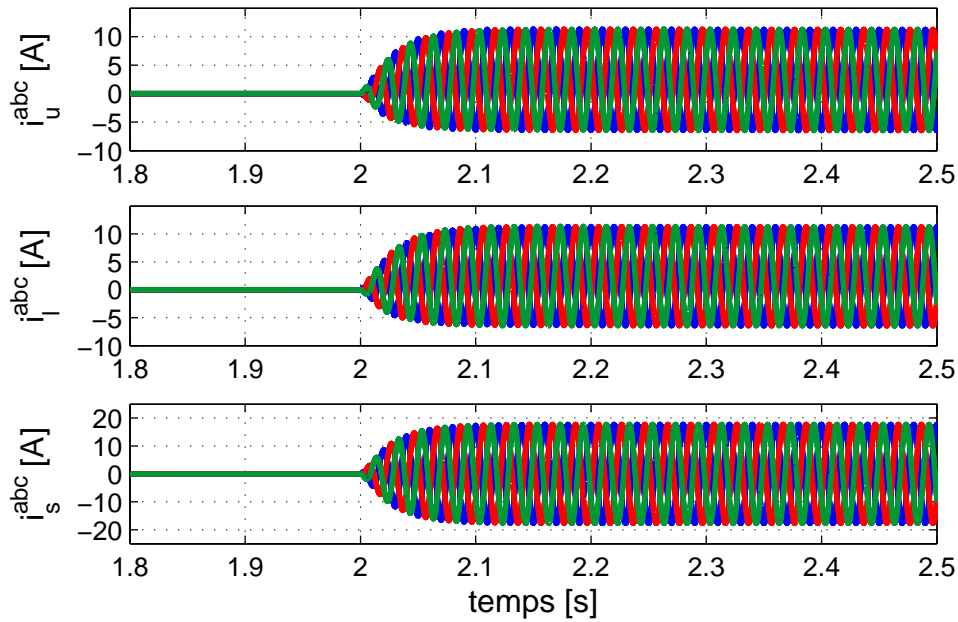


Figura 5.8: Corrents del braç superior, inferior i de xarxa del convertidor dimensionat

mostren els corrents circulants en el domini  $\alpha\beta 0$ , mentre que a la segona figura es mostren els corrents superior, inferior i els de xarxa. S'observa que els valors són anàlegs als del Capítol 4. Finalment, la Figura 5.9 mostra les tensions sumades de tots els submòduls de cada braç.

Amb aquestes simulacions es validen els paràmetres escollits per al muntatge del prototipus experimental. També es preveu el funcionament que tindrà el convertidor i es conclou que el control presentat al Capítol 4 també és apte per a convertidors modulars multinivell de baixa potència.

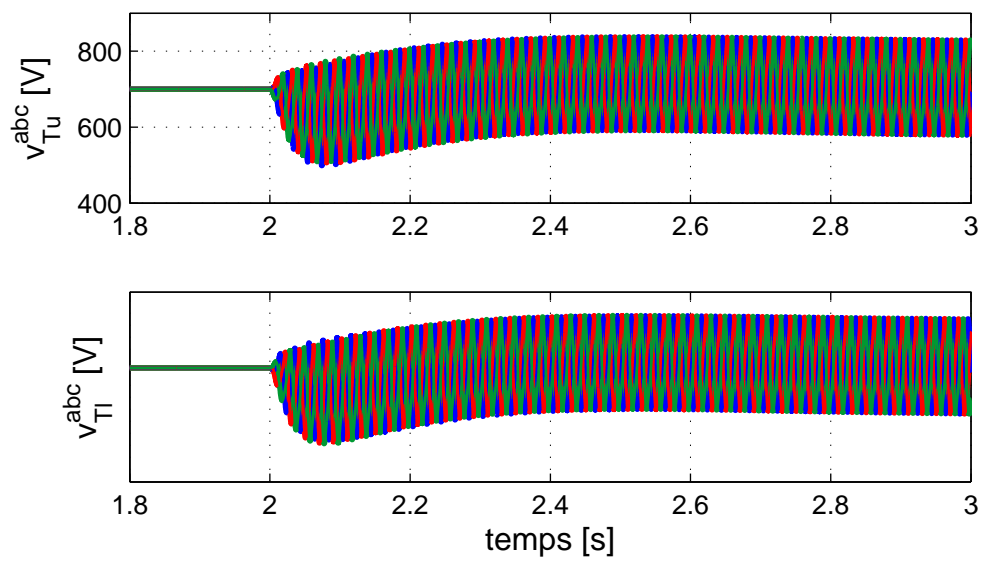


Figura 5.9: Tensions sumades de tots els submòduls del convertidor dimensionat

## Capítol 6

# Disseny del submòdul

### 6.1 Descripció de la PCB

En aquest capítol s'explica pas a pas els elements escollits per al disseny d'un mòdul de potència d'un convertidor multinivell.

Es desitja crear un mòdul de potència que pugui ser configurat com a mig pont (*HB*) o pont sencer (*FB*), per obtenir la màxima flexibilitat dins d'una mateixa PCB. Per escollir la configuració *HB*, simplement cal no soldar una branca de IGBTs i connectar la sortida correcte tal com s'indica a la Figura 6.1. En cas d'escollir la configuració *FB* cal soldar tots els components i connectar com a sortida les pistes *OUT* i *FB*. Aquesta flexibilitat a la placa dóna l'opció a configurar noves tipologies com poden ser la modular multinivell (*MMC*) o la connexió en cascada (*CHB*).

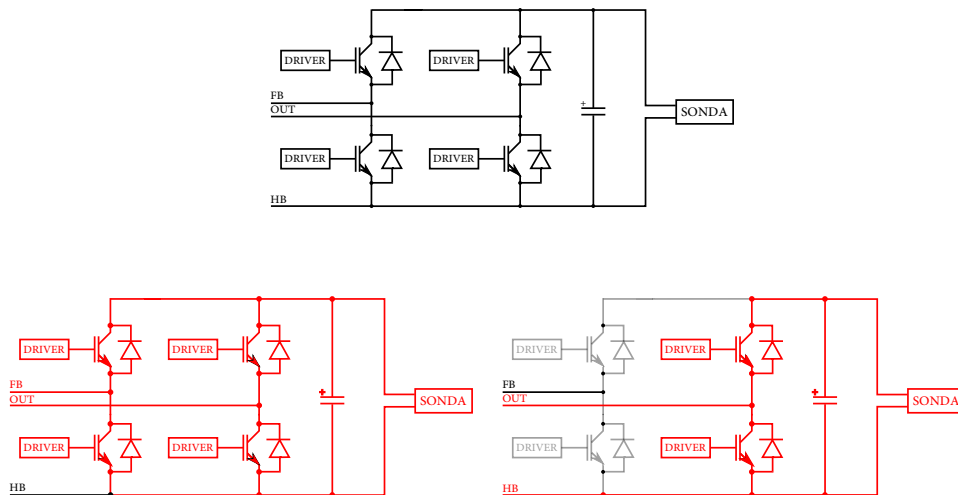


Figura 6.1: (a)Disseny de la PCB; (b)Configuració *FB*; (c)Configuració *HB*

El mòdul disposa dels següents elements:

- 1 condensador encarregat de proporcionar un nivell de tensió.

- 4 elements de commutació.
- 4 drivers (1 per cada elements de commutació).
- 1 element de mesura (sensor de tensió del condensador).
- Circuit de descàrrega.
- Fonts d'alimentació.

## 6.2 Disseny de la capacitat del submòdul

El condensador de cada submòdul és l'encarregat de proporcionar un nivell de tensió a l'ona de sortida. Per tant, a més nivells de tensió, més submòduls i per tant més condensadors haurà de tenir el convertidor. El valor de la capacitat mínima és extret a partir de l'arissat de tensió desitjat als condensadors.

Els càlculs per a obtenir l'expressió per trobar la capacitat mínima es troben a l'Annex D.1:

$$C_{SM} = \frac{\Delta E_{SM}}{2\varepsilon V_{SM}^2} = \frac{1}{3\varepsilon V_{SM}^2} \frac{S}{m \cdot N \cdot \omega} \left( 1 - \left( \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{2} \right)^2 \right)^{3/2} = 841.6 \mu\text{F} \quad (6.1)$$

- on  $\Delta E_{SM}$  és l'energia emmagatzemada pel condensador  
 $\varepsilon$  és l'arissat de tensió màxim desitjat  
 $S$  és la potència aparent  
 $N$  és el nombre de submòduls  
 $m$  és el quocient de tensions definit a l'Annex D.1  
 $\omega$  és la pulsació natural de la xarxa  
 $\cos(\varphi)$  és el factor de potència

A l'equació (6.1) s'observa que l'energia emmagatzemada és directament proporcional a la potència intercanviada amb la xarxa.

Usant els paràmetres definits a la Taula 5.1, es calcula la capacitat de cada submòdul. Es considera que la inductància de la xarxa i del filtre són suficientment petites com per depreciar-les, per tant, es pot suposar que la tensió sintetitzada és igual a la tensió de la xarxa.

Sabent que la capacitat mínima és de 841.6  $\mu\text{F}$ , s'escull una capacitat de 940  $\mu\text{F}$ .

## 6.3 Element de commutació

Per escollir l'element de commutació, es fa una comparativa entre IGBT i *Metal-Oxide-semiconductor Field-effect transistor* (MOSFET) de potència (Power MOSFET). La gran semblança entre els dos transistors és que són controlats per tensió, cosa que permet un millor control sobre els semiconductors. Tot i així, treballen a freqüències i rangs de potència diferents.

Els MOSFETs són ideals per treballar a alta freqüència ( $> 200$  kHz) i baixa tensió ( $< 250$  V). Mentre que els IGBTs presenten bones característiques a alta tensió ( $> 1000$  V) i baixa freqüència ( $< 20$  kHz) [24]. Les característiques de cada un són:

#### Característiques ideals de treball per un IGBT:

- Baix cicle de treball.
- Baixa freqüència ( $< 20$  kHz).
- Alta tensió ( $> 1000$  V).
- Alta potència ( $> 5$  kW).

#### Característiques ideals de treball per un MOSFET:

- Alt cicle de treball.
- Alta freqüència ( $> 200$  kHz).
- Baixa tensió ( $< 250$  V).
- Baixa potència ( $< 500$  W).

Per treballar entre  $250$  V i  $1000$  V, es poden escollir tant IGBTs com MOSFETs, però per a l'elecció d'un o altre es tenen en compte altres característiques com poden ser les pèrdues del semiconductor, el preu, la velocitat de commutació i les característiques tèrmiques.

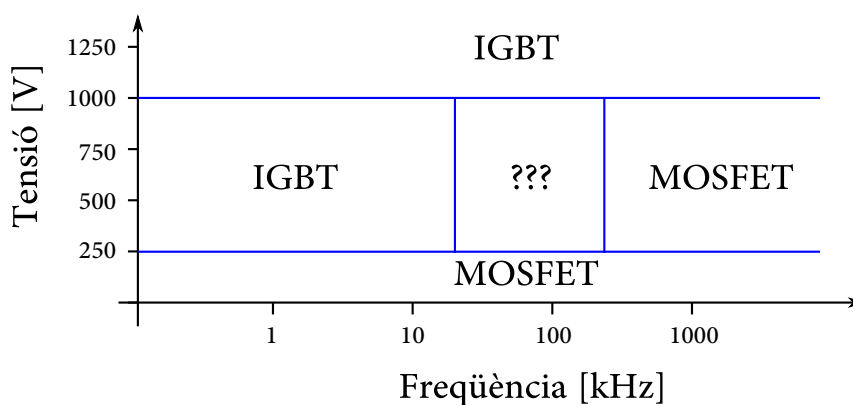


Figura 6.2: Comparació entre IGBT i MOSFET segons tensió i freqüència

Per al disseny del convertidor multinivell es treballa en el punt mig de tensió, per tant, s'escullen diferents IGBTs i MOSFETs i es fa un estudi tant de pèrdues com de preus per escollir el que més s'adeqüi al funcionament desitjat.

Les 5 característiques fonamentals que s'han de tenir en compte per l'elecció d'un MOSFET o un IGBT de potència es presenten a continuació, tot seguit amb les especificacions del convertidor a construir:

- Màxima caiguda de tensió:  $V_{SM} = 70 \text{ V}$ .
- Màxima corrent que hi pot circular:  $I_{u,max} = 15 \text{ A}$ .
- Freqüència de commutació:  $< 10 \text{ kHz}$ .
- Màxima tensió de porta: dependrà del driver a utilitzar.
- Pèrdues de commutació i de conducció.

En el cas d'estudi, s'han escollit 3 IGBTs (Taula 6.1) diferents i 3 MOSFETs (Taula 6.2) amb tensions de bloqueig semblants.

Nom	$v_{ce}$ [V]	$i_c$ [A]	$v_{ge}$ [V]	Preu [€]
FGH60N60SMD	600	60	$\pm 20$	8,49
FGA60N60UFD	600	60	$\pm 20$	5,8
FGH40N65UFD	650	40	$\pm 20$	4,35

Taula 6.1: IGBT escollits

Nom	$v_{ds}$ [V]	$i_d$ [A]	$v_{gs}$ [V]	Preu [€]
IPW60R041C6	600	50	$\pm 20$	13,08
IPW65R070C6	650	33,8	$\pm 20$	10,94
SPW55N80C3	850	34,7	$\pm 20$	14,37

Taula 6.2: MOSFETs escollits

S'observa que les tensions màximes que han de suportar els semiconductors són molt elevades en relació a la que realment aguantarà. S'ha realitzat d'aquesta manera perquè si deixen de funcionar alguns submòduls, els altres puguin seguir aguantant la diferència de tensió.

Entre les Taules 6.1 i 6.2, es mostra una gran diferència entre els preus d'un IGBT i d'un MOSFET. S'observa que haurà d'haver-hi 60 submòduls amb 4 IGBTs o MOSFETs a cada un, aquesta diferència de preu es considera determinant en quant a l'elecció. A més, si es té en compte que a un convertidor modular multinivell utilitzat en xarxes HVDC es fan servir IGBTs, per a fer un disseny més realista de la plataforma s'utilitzen IGBTs.

La Figura 6.3 mostra una gràfica comparant les pèrdues tant de commutació com de conducció entre els IGBTs escollits. Cal tenir en compte que les pèrdues presents en els díodes també s'han tingut en compte, així que les pèrdues graficades són les pertanyents a l'encapsulat. S'observa els tres encapsulats presenten unes pèrdues molt petites tant de conducció com de commutació. Aquest fet és degut a que la tensió que suporten en relació a la que poden suportar és molt petita.

Entre els IGBTs comparats, l'escollit és el **FGA60N60UFD** degut a que presenta unes bones característiques en quant a pèrdues, corrent màxim pel col·lector i preu. L'Annex E, es mostren els càlculs utilitzats per a realitzar el càlcul de pèrdues dels IGBTs.



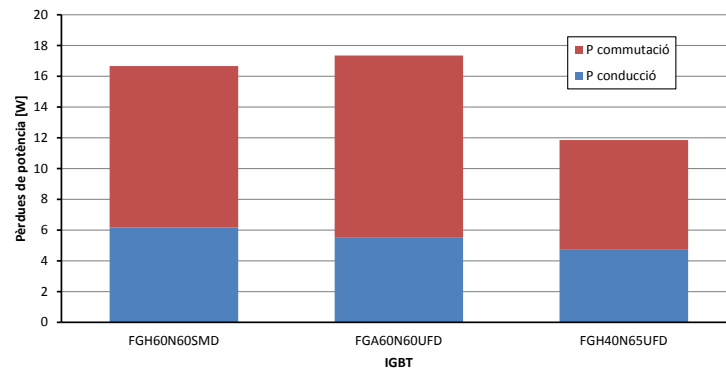


Figura 6.3: Comparació de pèrdues entre els IGBTs escollits

## 6.4 El radiador

Un cop trobada la potència perduda dels semiconductors s'ha de dimensionar un dissipador de calor per evacuar-la. Per analitzar el sistema de manera senzilla, es defineix el circuit elèctric equivalent al circuit tèrmic (Figura 6.4). L'objectiu és dissenyar la resistència màxima que ha de tenir el radiador per poder extreure tota la potència.

Els paràmetres del circuit equivalent són:

- $P_{perd}$  és la potència de pèrdues del semiconductor
- $T_j$  és la temperatura del semiconductor
- $T_a$  és la temperatura ambient
- $R_{th(j-c)T}$  és la resistència tèrmica entre transistor i encapsulat
- $R_{th(j-c)D}$  és la resistència tèrmica entre díode i encapsulat
- $R_{th(c-s)}$  és la resistència tèrmica entre l'encapsulat i el dissipador
- $R_{th(s-a)}$  és la resistència tèrmica del radiador

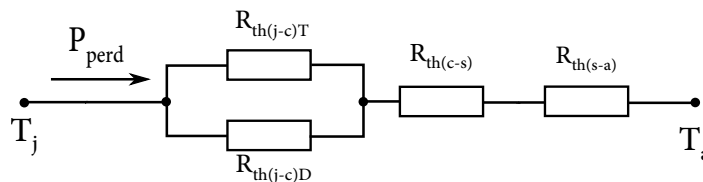


Figura 6.4: Esquema dissipador de calor a partir de les resistències

Es dissenya un radiador per cada semiconductor. Entre els paràmetres calculats i els que proporciona el fabricant (Taula 6.3), es troba la resistència màxima del dissipador.

$$T_j = T_a + P_{perd}(R_{th,eq} + R_{th(s-a)}) \quad (6.2)$$

Paràmetre	Valor	Unitats
$P_{perd}$	18	W
$T_j$	120	°C
$T_a$	40	°C
$R_{th(j-c)T}$	0,33	°C/W
$R_{th(j-c)D}$	1,1	°C/W
$R_{th(c-s)}$	0,2	°C/W

Taula 6.3: Paràmetres emprats pel càlcul del dissipador

$$R_{th(s-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_{perd}} - R_{th,eq} = 3,99 \text{ °C/W} \quad (6.3)$$

on  $R_{th,eq}$ , és la resistència equivalent del IGBT, díode i encapsulat.

$$R_{th,eq} = \frac{R_{th(j-c)D}R_{th(j-c)T}}{R_{th(j-c)D} + R_{th(j-c)T}} + R_{th(c-s)} = 0,4538 \text{ °C/W} \quad (6.4)$$

Per tant, la resistència màxima que ha de tenir el dissipador de calor dels IGBTs és de 3,99 °C/W.

## 6.5 Els drivers

Els drivers dels IGBTs són els encarregats de subministrar la tensió  $v_{GE}$  per tal de commutar l'interruptor de potència. El comportament de la commutació dels IGBTs ve donat per les resistències i capacitats internes de porta. La Figura 6.5 mostra les capacitats paràsites que existeixen entre col·lector, emissor i porta d'un IGBT. El control del transistor es realitza carregant i descarregant les capacitats paràsites ( $C_{CC}$  i  $C_{GE}$ ).

Per aquest projecte, s'han escollit els drivers **1ED020I12-F2** de INFINEON.

El corren màxim que poden aportar els drivers es limita afegint una resistència a la porta del IGBT. Modificant el valor de la resistència de porta es limita el corrent que hi circularà però com més elevat sigui el corrent de porta, més ràpid es carregaran les capacitats. L'alimentació del driver és unipolar a 15 V. Escollint una resistència de 10  $\Omega$ , el corrent màxim és:

$$i_G = \frac{V_{dr+} - V_{dr-}}{R_G + R_{G,IGBT}} = \frac{15}{10} = 1,5 \text{ A} \quad (6.5)$$

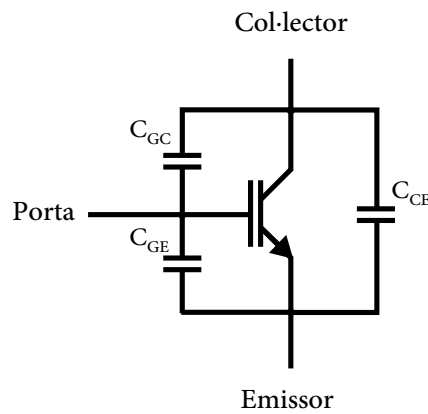


Figura 6.5: Capacitats paràsites dels IGBTs

- on  $R_G$  és la resistència externa de porta  
 $R_{G,IGBT}$  és la resistència de porta interna del IGBT  
 $V_{dr+}$  és la tensió positiva que dóna el driver  
 $V_{dr-}$  és la tensió negativa que dóna el driver

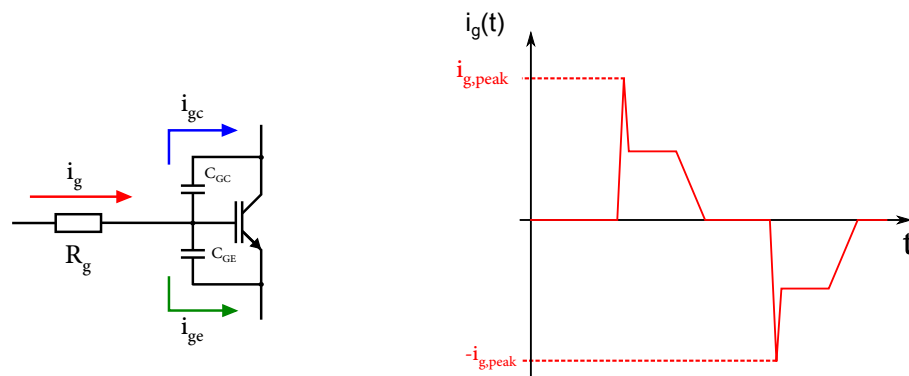


Figura 6.6: Corrent de porta

La potència que haurà de dissipar el driver a la sortida es calcula a [25] com:

$$P_{dis} = k_{out}(\Delta U_{dr} I_{Q2} + \Delta V_{dr} f_{sw} Q_G) = 158 \text{ mW} \tag{6.6}$$

- on  $k_{out}$  és un factor que té en compte altres pèrdues del driver ( $k_{out} = 1.2$ ).  
 $\Delta V_{dr}$  és la tensió que aplica el driver (15 V)  
 $I_{Q2,max}$  és el corrent consumit pel xip quan està inactiu.  
 $f_{sw}$  és la freqüència de commutació del IGBT  
 $Q_G$  és la càrrega de porta.

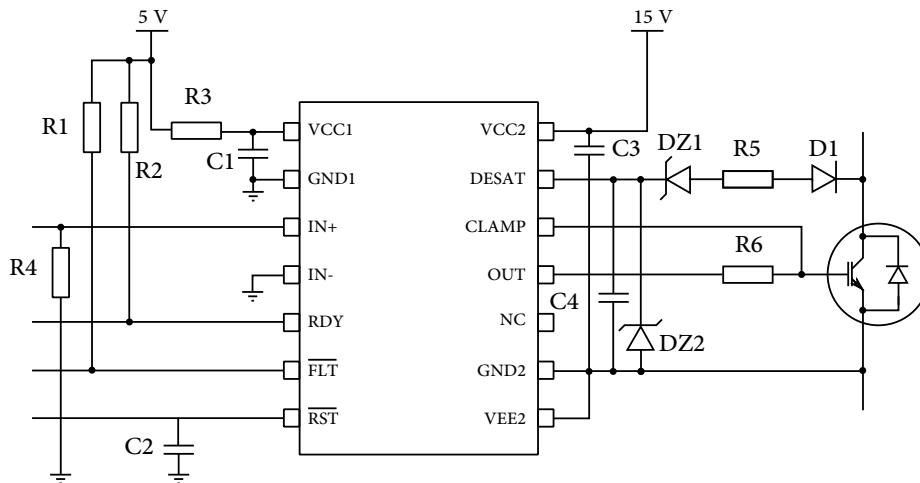


Figura 6.7: Circuiteria auxiliar del driver

El corrent màxima de porta del driver seleccionat és 2 A ( $> 1,5$  A), i la potència que dissipa és major a la calculada ( $700$  mW  $> 158$  mW).

La Figura 6.7 mostra tots els elements (resistius, capacitius i semiconductors) que s'han de connectar per garantir el bon funcionament dels drivers. El fabricant proporciona uns valors orientatius per a alguns components i per altres exposa com calcular el seu valor. A la Taula 6.4 es mostren els valors escollits per tots aquests elements.

Les entrades i sortides del driver són:

- VCC1: Alimentació del circuit primari (5 V).
- GND1: Terra del primari.
- IN+: Senyal d'entrada de nivell alt del PWM. Aquest senyal ve donat pel DSP.
- IN-: Senyal d'entrada de nivell baix del PWM.
- RDY: Indica el funcionament correcte del driver. RDY=HIGH sii les alimentacions del primari i secundari es troben per sobre del nivell UVLO i no existeix cap falta.
- /FLT: Senyal de falta del driver. /FLT=HIGH si  $U_{DESAT} < 9$  V.
- /RST: Té dues funcions. **Funció 1:** És el senyal d'habilitació del driver. El IGBT no està alimentat si /RST=LOW. **Funció 2:** Resetejar l'estat de falta si /RST=LOW durant un instant  $T_{RST}$ .
- VCC2: Alimentació positiva del circuit secundari.
- GND2: Referència de terra del secundari.
- VEE2: Alimentació negativa del secundari. Si no existeix cap alimentació negativa VEE2 s'ha de connectar a GND2.

- DESAT: Pin de desaturació del IGBT.
- CLAMP: s'ha de connectar si només es té una font d'alimentació pel driver. La seva funció és fixar la tensió de la porta a terra després d'obrir l'IGBT per evitar commutacions paràsites.
- OUT: Sortida del driver per controlar el IGBT. La tensió oscil·la entre VCC2 i VEE2 i és controlat per IN+ i IN-.

Aquest driver disposa de protecció davant de curtcircuits. Si el driver detecta un curtcircuit, la sortida de tensió del xip es fixa a 0 i s'activa un senyal d'error. El sistema de detecció d'errors consisteix en mirar la diferència de tensió entre el col·lector i l'emissor quan el IGBT es troba en conducció [25]. Si aquesta tensió supera els 9 V, el driver dedueix que ha detectat un curtcircuit, ja que quan creix el corrent la caiguda de tensió en conducció del IGBT és major. A la sortida de la pota de detecció (DESAT), se li ha d'afegir una resistència i un díode en sèrie i les seves caigudes de tensió s'han de tenir en compte (Figura 6.8). També es pot afegir un díode zener en sèrie per assolir més ràpidament els 9 V. Pel càlcul de la caiguda de tensió que ha de suportar la resistència ( $R_{DESAT}$ ), es pot resoldre la malla de la Figura 6.8.

$$V_{DESAT} > R_{DESAT} I_{DESAT} + V_{ce,cond} + V_d + V_z \quad (6.7)$$

- on  $I_{DESAT}$  és el corrent que corre pel circuit  
 $V_{ce,cond}$  és la caiguda de tensió del IGBT en conducció  
 $V_d$  és la caiguda de tensió del díode  
 $V_z$  és la caiguda de tensió del díode zener

S'escull una tensió del díode zener de 3,3 V

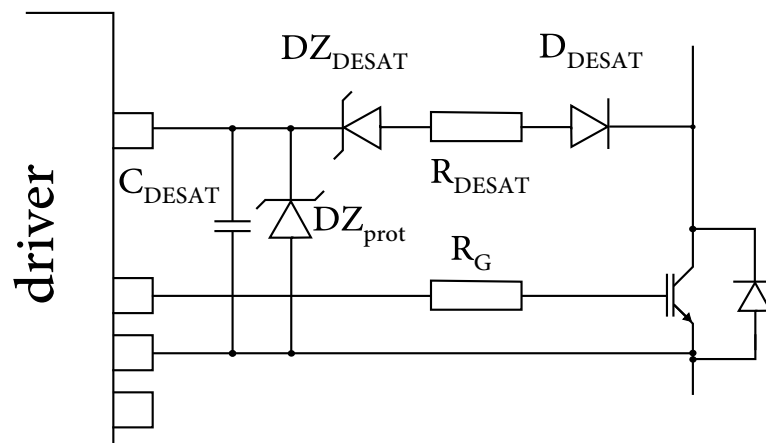


Figura 6.8: Circuit extern de desaturació

El valor de la capacitat  $C_{DESAT}$  es pot trobar ajustant el temps  $T_{DESATBlank}$ . Aquest, permet suficient temps per la saturació del IGBT durant el funcionament normal. Si es desitja  $T_{DESATBlank} = 120$  ns:

$$C_{DESAT} = \frac{I_{DESAT} T_{DESATBlank}}{U_{DESAT}} = 6,667 \text{ pF} \quad (6.8)$$

Cal comentar que el fabricant recomana col·locar un díode zener entre la pota DESAT i GND2 per protegir l'entrada d'aquest circuit.

Nomenclatura	Valor	Unitats
R1	10	k $\Omega$
R2	10	k $\Omega$
R3	10	$\Omega$
R4	10	k $\Omega$
R5	1	k $\Omega$
R6	10	$\Omega$
C1	1	$\mu$ F
C2	27	pF
C3	1	$\mu$ F
C4	6,8	pF
D1	600 V – 1 A	
DZ1	3,3 V – 0,5 W	
DZ2	10 V – 0,5 W	

Taula 6.4: Valors escollits pels components del driver

## 6.6 Detecció d'errors

Quan sorgeix un error en el driver, aquest s'ha d'enviar al DSP. Per fer-ho s'envia el bit  $y = /FLT \cdot RDY$ , i s'afegeix un biestable a la placa per a que encengui un LED o altre diferenciant d'aquesta manera els errors.

Per enviar només un bit d'error s'utilitza el xip **SN74ALS09D**, ja que la seva sortida és  $y = a \cdot b$ . A part, la sortida és "open-colector" de tal manera que se li ha de connectar una resistència "pull-up" a la tensió que necessita l'entrada d'error del DSP.

A la secció 6.5, es comenta que les potes RDY i  $/FLT$  reporten el bon funcionament del driver i si existeix alguna desaturació del IGBT respectivament. Per tant aquests bits seran els que es tindran en compte a l'hora de detectar algun error.

Per detectar visualment quins errors han sorgit, es col·loca el biestable JK **74HC107** per cada bit de tal manera que s'encengui un LED sempre i quant hi hagi un flanc de baixada d'algun

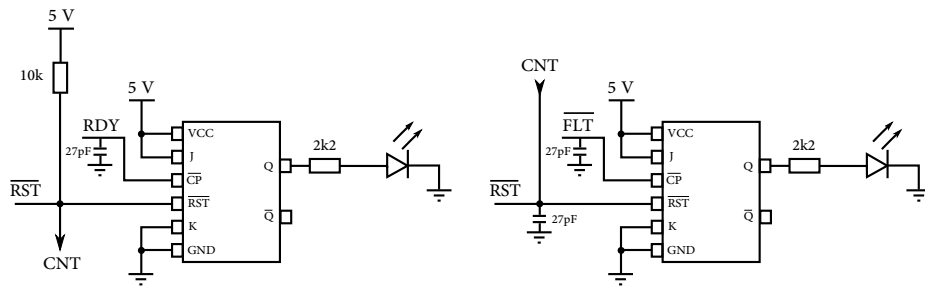


Figura 6.9: Circuiteria auxiliar del biestable

dels dos senyals. El biestable que es col·loca s'activa per flanc de baixada i té un senyal de reset per tornar a l'estat inicial. El senyal de reset és la pota /RST del driver. Si /RST=LOW, el biestable torna a l'estat inicial.

La taula de la veritat del biestable és la Taula 6.5.

/RST	/CP	J	K	Q	/Q
LOW	-	-	-	LOW	HIGH
HIGH	↓	HIGH	LOW	HIGH	LOW

Taula 6.5: Taula de la veritat del biestable utilitzat

on LOW significa nivell baix, HIGH nivell alt i ↓ flanc de baixada.

A la Taula 6.5, només s'ha posat dos estats del biestable ja que les entrades J i K estan fixades a 5 V i GND respectivament. La Figura 6.9 mostra la circuiteria externa del biestable.

## 6.7 Mesures

És necessari mesurar la tensió de cada submòdul per poder fer el control i decidir quin inserir. Es fa servir la sonda de tensió **ACPL-C79B** d'AVAGO.

La mesura que es llegeix s'ha d'adaptar a la tensió d'entrada de la placa de control GAIA ( $\pm 10$  V). S'anomena guany de mesura ( $G$ ) a la relació que existeix entre la tensió de sortida i la d'entrada. El sistema de mesura es pot dividir en tres parts, cada una d'un guany diferent.

- Adaptació de la mesura al sensor de tensió (de guany  $G_1$ ).
- Sensor de tensió (de guany  $G_2$ ).
- Adaptació a la placa de control (de guany  $G_3$ ).

La Figura 6.10 mostra els components passius existents entre la presa de la mesura i el sensor de corrent. La resistència  $R_1$  ha de ser petita per minimitzar les pèrdues de potència. Els condensadors  $C_1$  són necessaris per evitar fluctuacions en l'alimentació del sensor. Aquests han

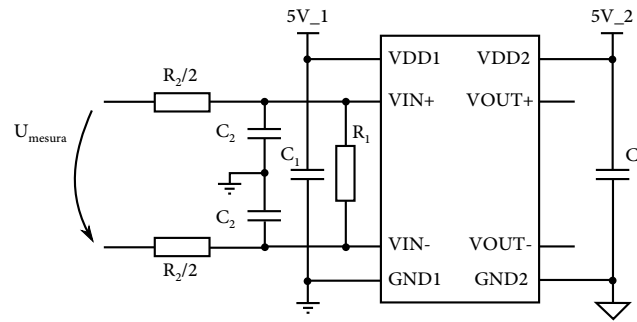


Figura 6.10: Adaptació de la mesura al sensor de tensió.

de situar-se el més a prop possible de l'entrada. Es necessita un altre condensador ( $C_2$ ) entre les entrades de la lectura, degut a les commutacions dels circuit d'entrada. Aquest condensador juntament amb les resistències actuen de filtre passa-baixos per evitar que el sensor llegeixi sorolls d'alta freqüència.

La lectura de tensió màxima assolible és  $\pm 234,66$  V mentre que la del sensor és  $\pm 200$  mV, per tant s'ha d'escalar aquesta tensió. El guany ( $G_1$ ) necessari és:

$$G_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{sensor}}{U_{lectura}} = \frac{,2}{234,66} = 0,8522 \text{ mV/V} \quad (6.9)$$

Les resistències  $R_1$  i  $R_2$  s'han de calibrar per assolir aquest guany i no malmetre el dispositiu. La freqüència de tall es troba com:

$$f_c = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 C_2} = 15,731 \text{ kHz} \quad (6.10)$$

I la potència a dissipar per les resistències és:

$$P_{R,diss} = \frac{U_{lectura}^2}{R_1 + R_2} = 625,20 \text{ mW} \quad (6.11)$$

Els valors de les capacitats i les resistències utilitzades es troben a la Taula 6.6.

La segona part del sistema és l'aparell de mesura que té un guany  $G_2 = 8,2$  V/V.

La tercera part està formada per l'amplificador operacional **TL032AID** i té dues funcions: adaptar la lectura de la sonda de tensió al DSP i actuar com a filtre de segon ordre. La Figura 6.11 mostra la circuiteria externa de l'adaptador i els valors dels elements passius es troben a la Taula 6.6.

La funció de transferència d'aquest filtre és:

$$G_{transf} = \frac{R_5}{R_3 R_4 R_5 C_3 C_4 s^2 + (R_4 R_5 C_4 + R_3 R_5 C_4 + R_3 R_4 C_4) s + R_3} \quad (6.12)$$

i el seu guany és:



Element	Valor	Unitats
$R_1$	75	$\Omega$
$R_2$	88	$k\Omega$
$R_3$	6,9	$k\Omega$
$R_4$	4,02	$k\Omega$
$R_5$	40,2	$k\Omega$
$C_1$	100	nF
$C_2$	270	nF
$C_3$	470	pF
$C_4$	33	pF

Taula 6.6: Elements de la primera part del sistema de mesura.

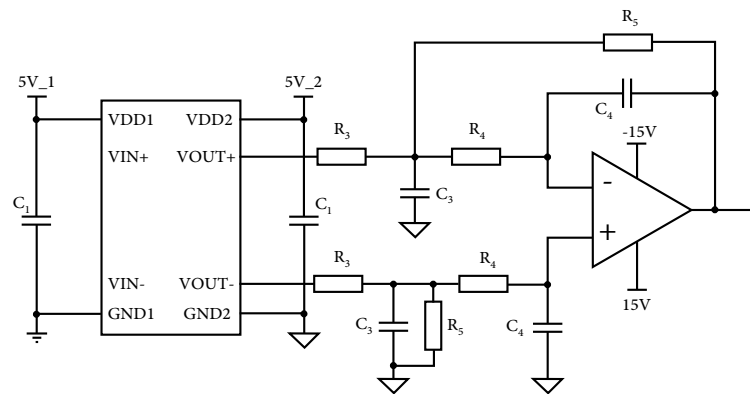


Figura 6.11: Adaptació del sensor de tensió al DSP.

$$G_3 = \frac{R_5}{R_3} = 5,9 \text{ V/V} \tag{6.13}$$

La freqüència de tall del filtre són 100 kHz.

En resum el guany total del conjunt es pot trobar com el producte dels guanys de les diferents parts

$$G = G_1 G_2 G_3 = 41,3 \text{ mV/V} \tag{6.14}$$

i les freqüències de tall són 100 kHz i 15,731 kHz.

## 6.8 Circuit de descàrrega

S'integra un circuit de descàrrega a la PCB per a poder descarregar el condensador del submòdul. Aquest circuit consta d'un relé i unes resistències de descàrrega.

Es vol una constant de temps de descàrrega  $\tau_{desc}$  d'aproximadament 5 segons. Per tant, el valor òhmic de les resistència és:

$$R_{desc} = \frac{\tau_{desc}}{C_{SM}} = \frac{5}{470 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} \approx 5 \text{ k}\Omega \quad (6.15)$$

Considerant que els condensadors treballaran a una tensió màxima de 150V, la potència que han de dissipar aquestes resistències és de:

$$P_{diss,R} = \frac{V_{max}^2}{R_{desc}} = \frac{150^2}{5000} = 4.5 \text{ W} \quad (6.16)$$

Per tant, es posen 5 resistències de 1 k $\Omega$  cada una i d'una potència de 1 W.

## 6.9 Fonts d'alimentació

Per poder alimentar correctament tots els consums de la placa de potencia són necessàries diferents fonts de tensió. A la Taula 6.7 es realitza un estudi dels elements a alimentar i a quina tensió fer-ho. També es mostra a on es connectaran les diferents referències de tensió (GND) dels elements ja que és possible que algunes fonts hagin de ser aïllades.

Element		Tensió [V]	GND
Drivers	Primari	5	PCB
	Secundari	15	Emissor IGBT
Sensor	Primari	5	Mesura
	Secundari	5	ADC
Op. Amp.	Positiu	15	ADC
	Negatiu	-15	ADC
Bistable		5	PCB
Operador AND		5	PCB

Taula 6.7: Elements per alimentar.

Per tant, per al funcionament d'aquesta placa són imprescindibles les següents fonts d'alimentació:

- 1 font de 5 V

- 1 font de 15 V aïllada per sensor
- 1 font de -15 V aïllada per sensor
- 2 font aïllades de 5 V per sensor (1 pel primari i l'altre pel secundari)
- 1 font aïllada de 15 V per driver

Per a la font no aïllada de 5V s'utilitza la font commutada **LMR14206**, adaptant la circuiteria externa al valor de tensió de sortida desitjat. La font és de 600 mA de sortida, corrent superior al demanat per la placa de potència. L'esquema de la font es representa a la Figura 6.12.

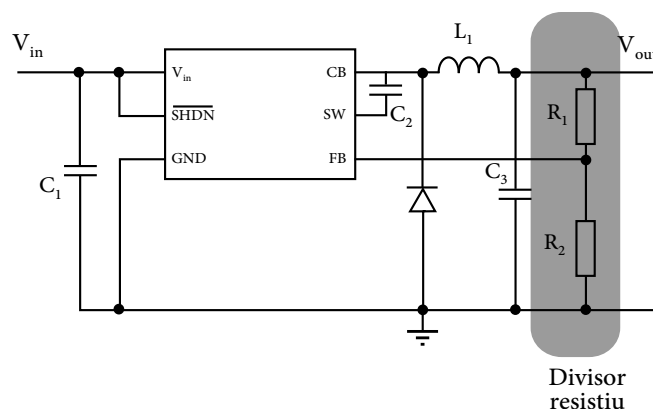


Figura 6.12: Font commutada

A l'entrada de la pota *feed-back* (FB) de la font la tensió es manté constant a 0,765 V. D'aquesta manera, ajustant un divisor resistiu entre FB i la pota SW s'obté la tensió desitjada a la sortida. La tensió de sortida es pot trobar segons l'equació (6.17)

$$V_{OUT} = 0,765 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (6.17)$$

És imprescindible introduir una capacitat d'entre 0,15 – 1  $\mu F$  entre els pins CB i SW. També és necessari introduir una inductància per limitar el corrent i una capacitat per limitar la tensió a la sortida [26]. El fabricant recomana introduir un condensador entre ceràmic entre l'entrada i el terra. A la sortida també se li afegeix una capacitat per reduir l'arriestat de tensió provocat per la commutació de la font.

Per a la font de 15 i -15 V, s'utilitza la font aïllada **RY-2415D** i per la font aïllada de +5 V del secundari de la mesura s'utilitza el regulador lineal  $\mu$ **A78L00AC**. Les fonts utilitzades pels drivers són les **TMA 2415S**.

## 6.10 Disseny de la PCB

Per a dissenyar la PCB s'utilitza el programa Altium Design. El més important a l'hora de crear la placa és decidir l'ample de les pistes (funció del corrent) i la distància entre elles (funció de la tensió).

Element	Valor	Unitats
$R_1$	5,6	k $\Omega$
$R_2$	1	k $\Omega$
$C_1$	4,7	$\mu$ F
$C_2$	330	nF
$C_3$	94	$\mu$ F
$L_1$	47	$\mu$ H

Taula 6.8: Elements de la font d'alimentació de 5V.

Per a les pistes de potència hi circularà un corrent màxim de 11.22 A, però per a més seguretat es suposa que hi circularan 16 A. El fabricant de PCBs 2CI, presenta unes corbes d'ample de pista en funció del corrent, del gruix de la placa i de la temperatura. En aquest cas, s'escull un gruix de 700  $\mu$ m a una temperatura de 30 °C, resultant un ample de pista de 3,5 mm.

Per a la distància entre pistes s'empra la fórmula  $spacing(mm) = 0,6 + V_{peak} \cdot 0,005$  que és específica per a convertidors de potència segons la normativa IPC-9592. Entre les pistes del bus de tensió hi haurà una diferència de tensió de 70 V, però es considera que hi haurà una diferència màxima de 260 V. Aquesta tensió es considera tan elevada per si en algun moment del funcionament ha d'aguantar més tensió perquè un submòdul deixa de funcionar. Per tant resulta un espai mínim entre pistes de 1.9 mm. També s'ha de tenir en compte que entre les pistes de potència i les demés (sobretot el terra de la PCB), hi haurà una diferència de tensió de 350 V si el bus ha de suportar  $V_{dc} = 700$  V. Per aquest s'ha considerat que la tensió màxima a suportar és de 600 V, resultant una distància mínima de 3,6 mm.

Un cop escollits tots els elements que tindrà la PCB, és important saber de quantes referències de tensió diferents seran presents a la placa. La Figura 6.13 mostra un esquema dels 7 GND diferents dels que disposa la PCB. El GND alimentació és el que porta els 24 V a la placa i prové de la placa de control. A partir d'aquests 24 V, s'utilitzen fonts d'alimentació aïllades per al secundari de cada driver, i també se n'utilitzen dues per al sensor. Aquest, disposa de dos terres diferents, un per prendre la mesura (primari) i d'un altre per l'ADC (secundari).

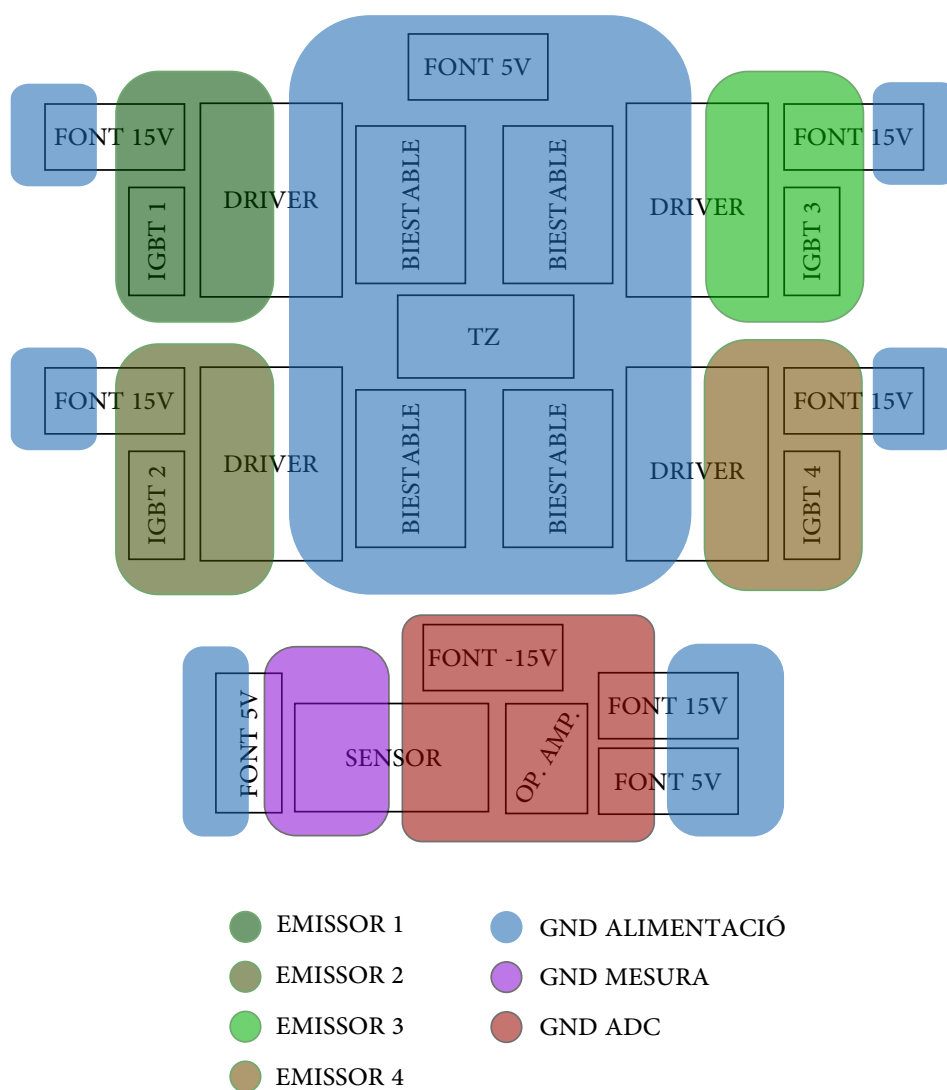


Figura 6.13: Mapa de terres de la PCB



## Capítol 7

# Resultats

Un cop s'ha dissenyat el submòdul de potència, es procedeix a validar el disseny. La Figura 7.1 mostra una foto del submòdul dissenyat i la Figura 7.2 mostra una foto del submòdul treballant com a un convertidor reductor. Els números (1) i (2) són les inductàncies i resistència de convertidor. Els (3) i (4) són les sondes de corrent, la primera per al DSP i la segona la que es visualitza a l'oscil·loscopi. El número (5) és el submòdul i el (7) és la placa de control. El número (6) és la placa intermitja de connectors. Els números (8) i (9) són fonts d'alimentació, una pel circuit de control i l'altra pel circuit de potència. Per finalitzar, el número (10) és l'oscil·loscopi per visualitzar les mesures.



Figura 7.1: Submòdul de potència *MODULUS*

La Figura 7.3 mostra la commutació d'un IGBT del submòdul. S'observa que el cicle de com-

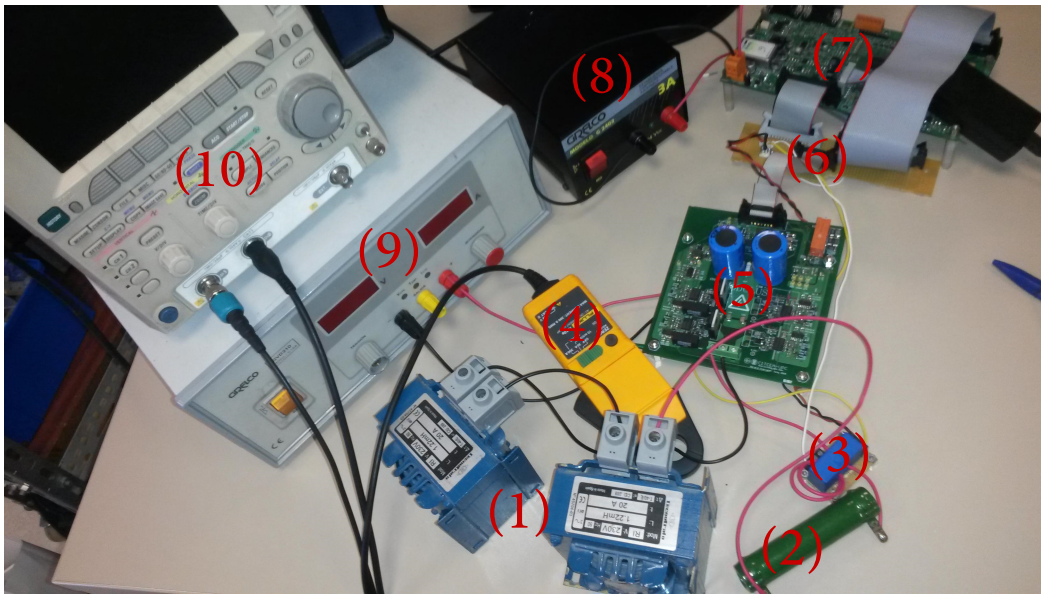


Figura 7.2: Circuit reductor utilitzat

mutació (*duty cycle*) és de 0,5, ja que està tant de temps encès com apagat. També s'observa que la freqüència de commutació l'imposa el disseny i això s'hauria de considerar.

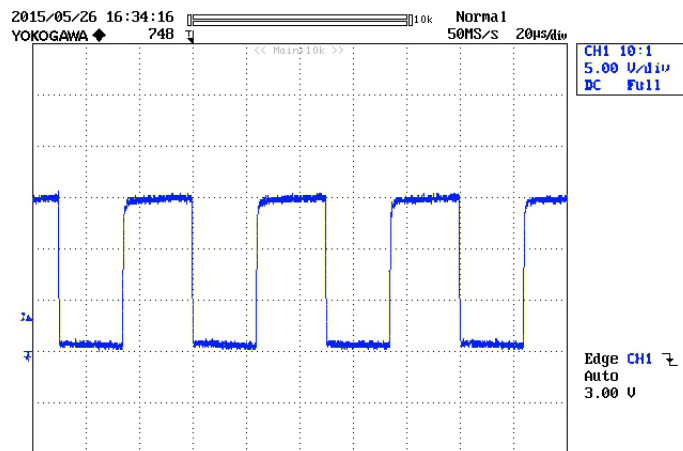
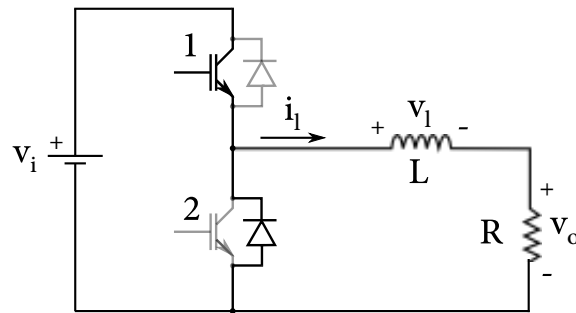


Figura 7.3: PWM modulada amb un IGBT del submòdul de potència

Un cop validada la commutació dels IGBTs es solden els condensadors electrolítics del submòdul i es realitza una prova de potència. Es fa treballar el submòdul com a un convertidor reductor (*buck*) com es mostra a la Figura 7.4. Per fer-ho, és necessari deixar el IGBT 2 obert, per a que treballi com a un díode. En canvi el IGBT 1 és el que es va commutant.

Un convertidor reductor és un convertidor de corrent continu a corrent continu on la tensió de sortida és menor que la tensió d'entrada. Aleshores sabent que la tensió mitja de la inductància és zero:



Figura 7.4: Circuit reductor (*buck*)

$$\langle \hat{v}_l \rangle = (v_i - v_o)DT_s - v_o(1 - D)T_s = 0 \quad (7.1)$$

on  $\langle \hat{v}_l \rangle$  és la tensió mitja de la inductància  
 $v_i$  és la tensió d'entrada  
 $v_o$  és la tensió de sortida  
 $D$  és el cicle de commutació  
 $T_s$  és el període del senyal PWM

El valor del cicle de commutació en funció de la tensió d'entrada i la de sortida es troba com:

$$D = \frac{v_o}{v_i} \quad (7.2)$$

Per aquest experiment s'han utilitzat dues inductàncies de valor  $1.22 \text{ mH}$  cada una, i una resistència de càrrega de  $27 \Omega$ . La tensió a l'entrada és de  $30 \text{ V}$ . La Figura 7.5 és una captura de l'oscil·loscopi on es mostra la tensió en borns de la bobina (blau) i el corrent (vermell) que hi circula per a un *duty cycle* de 0,5. S'observa que el corrent augment quan la tensió de la bobina és positiu, i que disminueix quan és negatiu però amb un valor mig constant.

La Figura 7.6, mostra la tensió de sortida  $v_o$ .

Per acabar, com a última prova, s'ha dissenyat un llaç de corrent per a controlar el corrent que circula per al convertidor *buck*. Sabent que a la sortida es té un circuit RL, la planta del circuit és:

$$G_{pl} = \frac{i_l}{v_l} = \frac{1}{Ls + R} \quad (7.3)$$

Es dissenya un PI amb el mètode IMC:

$$K_p = \frac{L}{\tau} \quad (7.4)$$

$$K_i = \frac{R}{\tau} \quad (7.5)$$

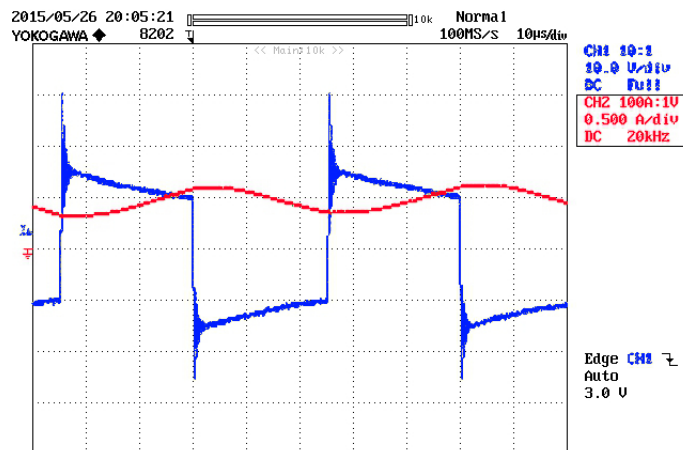


Figura 7.5: Tensió i corrent a la inductància

Utilitzant una  $\tau$  de 10 ms, el sistema hauria d'arribar al valor final a  $4\tau = 40$  ms. La Figura 7.7 mostra la resposta del PI per a una entrada graó, de 0 a 0,8 A. S'observa que s'arriba al valor final cap als 50 ms, degut a la disminució del valor de la inductància amb la freqüència. Aquesta inductància està dissenyada per a 50 Hz, per aquest motiu disminueix tant el seu valor amb la freqüència de commutació.

Amb aquest experiment es valida el funcionament total de la placa. Es valida el circuit de descàrrega, el circuit de mesura i la commutació dels IGBTs en buit i en càrrega. Per acabar, faltaria fer commutar els IGBTs amb els condensadors carregats a 70 V, ja que serà el valor de tensió de treball. Una altra possible prova seria, fer treballar la PCB com a regulador de tensió del bus, i pujar la tensió fins a un valor elevat que el condensador ha de suportar (200 V, per exemple).

Per acabar, faltaria soldar més plaques iguals, i fer-les treballar com a un convertidor multinivell. Primer es farien treballar com a un braç d'un convertidor multinivell per a pocs submòduls per a validar l'algorisme *sorting*. Més endavant, s'hauria de fer treballar com a una cama utilitzant els controls existents per a convertidors multinivell. Per finalitzar, s'haurien de soldar les tres cames, i validar el control presentat al Capítol 4 per a un convertidor modular multinivell de baixa potència.

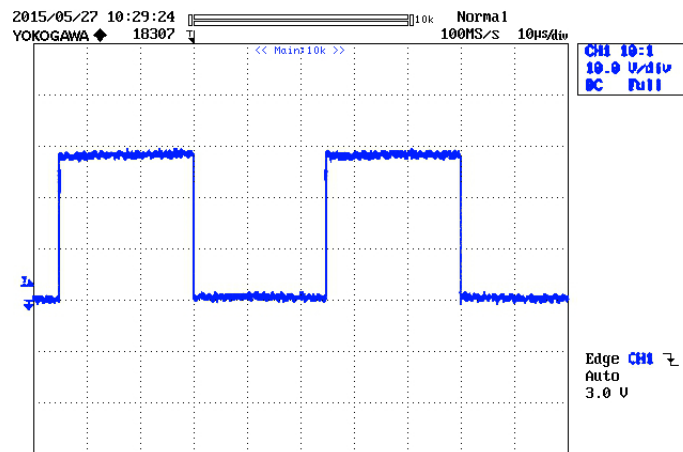


Figura 7.6: Tensió de sortida

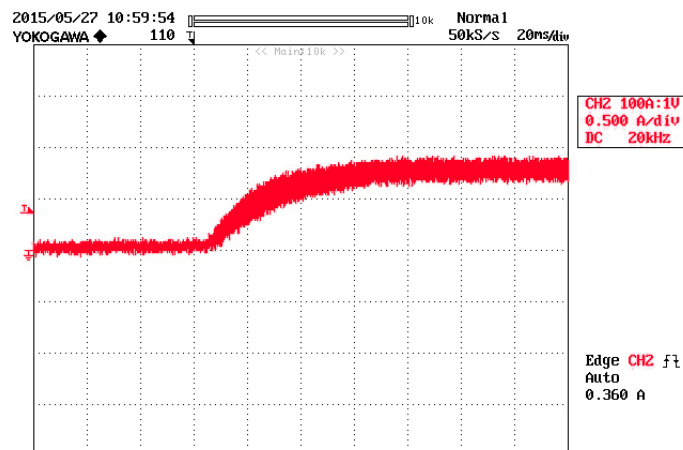


Figura 7.7: Resposta a una entrada graó



## Conclusions

Finalitzat aquest projecte, es pot afirmar que s'han assolit els objectius principals. Com a resultat s'ha construït un submòdul de potència per a la construcció d'un prototipus d'un convertidor modular multinivell, per a un futur estudi dels esquemes de control dissenyats.

El projecte s'ha dividit en dues parts. Per a la primera part s'ha presentat un estudi per a modelitzar aquest convertidor en detall, així com les estructures de control existents tant per a una cama com per a un convertidor trifàsic. S'han dut a terme diverses simulacions d'aquestes estructures per aprofundir en l'estudi del convertidor modular multinivell.

Més endavant, s'ha fet un anàlisi de la part alterna i contínua del convertidor, considerant les diferents seqüències presents a la xarxa per la part alterna i els diferents fluxos de potència entre cames i braços de la part interna del convertidor. S'ha proposat un nou càlcul de referències per la part interna del convertidor en estat estacionari, i s'ha proposat un esquema de control per a aquest convertidor. Els diferents resultats s'han presentat mitjançant simulacions.

Per a la segona part, s'ha dimensionat un prototipus d'un convertidor modular multinivell. S'ha fet l'elecció de la inductància de braç, així com el mètode de commutació i de capacitat de bus.

També s'ha dissenyat i construït un submòdul de potència per al prototipus dimensionat. D'aquest submòdul s'han escollit els elements a necessaris per garantir el funcionament i s'ha fet un estudi sobre l'elecció de l'element de commutació. El submòdul té la particularitat de poder treballar com a mig pont o com a pont sencer. D'aquesta manera el prototipus que es vol construir serà més flexible i permetrà l'estudi de diferents estructures de convertidors modulars multinivells.

Per últim, s'hauria de construir el prototipus i realitzar proves experimentals tant amb els esquemes de control existents, com amb el proposat. A part, s'hauria d'implementar tot el programa en diferents DSPs i programar les comunicacions necessàries per garantir el bon funcionament del prototipus.



# Agraïments

En primer lloc agrair a CITCEA-UPC la oportunitat de fer el projecte amb ells. En primer lloc, agrair a l'Oriol Gomis per donar-me l'oportunitat de desenvolupar un projecte tant interessant com aquest.

També voldria agrair en especial, l'ajut i suport de l'Eduardo Prieto en els moments més negres del projecte. A més, l'ajut del Tomàs Lledó i Marc Pagès pels consells a l'hora de dissenyar el submòdul, com a tots els membres del CITCEA per l'ajut que m'han proporcionat.

Per acabar agrair el suport de la Inés Caro i de tots els amics.





## Apèndix A

# Anàlisi econòmic

Per al pressupost d'aquest projecte s'ha de tenir en compte que s'han emprat recursos humans, material i associats al I+D que s'ha utilitzat durant el seu desenvolupament.

### A.1 Recursos humans

Els recursos humans són les hores invertides en el projecte. S'han dividit entre:

- Investigació: Temps dedicat a la recerca per poder desenvolupar el projecte.
- Simulació: Temps dedicat a fer simulacions, tant dels controls existents com del proposat, fent ús de suport informàtic.
- Disseny: Temps dedicat a fer el disseny del submòdul amb suport informàtic.
- Redacció: Temps dedicat a redactar la memòria.

La Taula A.1 mostra les hores dedicades a cada recurs humà, juntament amb el cost per hora i el cost total.

Activitat	Preu per hora [€/h]	Hores [h]	Cost [€]
<b>Investigació</b>	45	200	9000
<b>Simulació</b>	35	250	8750
<b>Disseny</b>	35	100	3500
<b>Redacció</b>	20	200	4000
<b>TOTAL</b>			25250

Taula A.1: Cost dels recursos humans

## A.2 Recursos materials

Els recursos materials inclouen tots els elements necessaris per a la construcció del submòdul de potència. La Taula A.2 mostra el cost d'aquests recursos desglossat.

Concepte	Preu unitari [€]	Unitats	Cost [€]
Placa de potència	76	1	76
Placa de control	300	1	300
Condensadors electrolítics	3,44	2	6,88
IGBTs	6,09	2	12,18
Altres			133
<b>TOTAL</b>			<b>528,06</b>

Taula A.2: Cost dels recursos materials

## A.3 Recursos I+D

Els recursos I+D s'agrupen tots aquells elements que són necessaris per a poder desenvolupar el projecte, però que no es poden classificar com a elements materials, ja que no formen part de l'estructura física del sistema d'estudi. En general es poden incloure dins d'aquest grup els costos associats a les llicències de software i els costos dels equips utilitzats per a realitzar les proves experimentals.

El cost de cadascun dels seus elements es troba associat a l'amortització que ha suposat el seu ús durant la realització del projecte. Es considera que els elements necessiten un temps d'amortització de 5 anys u que el temps d'ús ha estat d'un any. A la Taula A.3 es mostres aquests costos.

## A.4 Cost total del projecte

Agrupant tots els costos anteriors, a la Taula A.4 es mostra el cost final del projecte.

Concepte	Preu Unitari [€]	Unitats	Preu total [€]	Amortització [€]
<b>Ordinador</b>	600	1	600	120
<b>Matlab<sup>®</sup></b>	2100	1	1200	420
<b>Altium<sup>®</sup></b>	15000	1	15000	3000
<b>Code Composer Studio<sup>®</sup></b>	800	1	800	160
<b>Programador JTAG</b>	200	1	200	40
<b>Oscil·loscopi electrònic</b>	6000	1	6000	1200
<b>Multímetre</b>	100	1	100	20
<b>Pinça de corrent</b>	150	1	150	30
<b>Font d'alimentació 30V</b>	230	2	460	92
<b>TOTAL</b>				5036

Taula A.3: Cost dels recursos de I+D

Concepte	Cost [€]
<b>Recursos humans</b>	25250
<b>Recursos materials</b>	528,06
<b>Recursos I+D</b>	5036
<b>TOTAL</b>	30814,06

Taula A.4: Cost final del projecte



## Apèndix B

# Impacte mediambiental

L'impacte ambiental que es presenta en aquest projecte té dos aspectes fonamentals. El primer relacionat amb les xarxes de transmissió d'alta tensió i el segon relacionat amb els productes utilitzats per a la construcció de la placa de potència.

### B.1 Xarxes HVDC

#### B.1.1 Impacte dels conductors

Pel que fa a la instal·lació dels conductors en continua, no presenta un problema afegit respecte als conductors d'alterna.

Per a instal·lar-los, una embarcació remou el fons marí amb un dispositiu semblant a un ganxo per retirar la terra. Tot seguit es col·loca el conductor i es tapa amb la terra prèviament retirada. Des del punt de vista ambiental, s'ha de considerar l'empremta d'aquest procediment. És possible recuperar la flora malmesa amb la instal·lació dels conductors amb un temps relativament curt (un any aproximadament). Però s'ha de tenir especial cura quan al fons marí existeixen espècies protegides. En aquest cas, seria necessari trobar una ruta alternativa.

Cal considerar que les embarcacions utilitzades per al transport de cables de contínua HVDC seran d'unes dimensions considerables. És necessari tenir present l'emissió d'aquest tipus de maquinaria.

#### B.1.2 Impacte energètic

Pel que fa a les pèrdues energètiques, existeixen diversos estudis que afirmen que a partir de certes distàncies suposen una clara reducció respecte als seus homòlegs d'alterna.

A [27] es presenta un estudi en el qual es comparen les pèrdues per a diferents distàncies i diferents sistemes de transmissió. Per a curtes distàncies (55-70 km), la transmissió HVAC presenta menys pèrdues energètiques. Per a distàncies superiors a 100 km els sistemes HVDC amb tecnologia LCC són els que presenten menys pèrdues. En canvi, per als sistemes HVDC amb tecnologia VSC no és fins als 200 km que surten rentables energèticament parlant.

## B.2 Productes elèctrics

En els darrers anys s'ha produït una pressió excessiva sobre el medi ambient, principalment de del món de la indústria. És per aquest motiu que ha sorgit el concepte de desenvolupament sostenible. El mecanisme clau és evitar el deteriorament i no actuar a *posteriori*, cosa no sempre possible. En aquest projecte s'ha aplicat la normativa RoHS.

## B.3 RoHS

La RoHS *Restriction of Hazardous Substances* és la directiva 2002/95/CE, que va entrar en vigor a la unió europea l'any 2006. Aquesta directiva restringeix l'ús de sis materials perillosos en la fabricació de diversos equips tant elèctrics com electrònics. D'aquesta manera es requereixen menys precaucions de manipulació ja que es redueixen els riscos del posterior tractament de residus. Els components restringits són: plom, mercuri, cadmi, crom VI, PBB (polibrombifenils) i PBDE (polibromdifenilèter).

Tots els components utilitzats en aquest projecte compleixen aquesta normativa i l'estany utilitzat per a les soldadures és de baixa concentració de plom.

## Apèndix C

# Transformacions

### C.1 Transformada de Clarke

La transformada de Clarke permet passar del domini  $abc$  al  $\alpha\beta 0$ . Aquesta transformada es pot definir com:

$$C = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

i la seva antitransformada

$$C^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 \\ -1 & -\sqrt{3} & 2 \\ -1 & \sqrt{3} & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

Aleshores sigui  $[x^{abc}]$  un vector en el domini  $abc$ , es pot transformar i antitransformar com:

$$[x^{\alpha\beta 0}] = C[x^{abc}] \quad (\text{C.3})$$

$$[x^{abc}] = C^{-1}[x^{\alpha\beta 0}] \quad (\text{C.4})$$

on  $[x^{\alpha\beta 0}]$  és el vector en el domini  $\alpha\beta 0$ .

### C.2 Transformada de Park

El vector en el domini  $\alpha\beta 0$  té les mateixes oscil·lacions que el vector en  $abc$ . Per algunes aplicacions és necessari anul·lar la oscil·lació. És per aquest motiu que es defineix la transformada de Park que transforma del domini  $abc$  al  $qd0$ . Aquesta transformada gira a la freqüència que el vector  $abc$  de tal manera que el vector  $qd0$  és continu.

La transformada es defineix com:

$$P(\theta) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \cos(\theta) & 2 \cos(\theta - 2\pi/3) & 2 \cos(\theta + 2\pi/3) \\ 2 \sin(\theta) & 2 \sin(\theta - 2\pi/3) & 2 \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

i l'antitransformada:

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

Per transformar un vector que gira a  $2\omega$ , al ser aquesta de seqüència inversa, la transformada es defineix com:

$$P(2\theta) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \cos(2\theta) & 2 \cos(2\theta + 2\pi/3) & 2 \cos(2\theta - 2\pi/3) \\ 2 \sin(2\theta) & 2 \sin(2\theta + 2\pi/3) & 2 \sin(2\theta - 2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

Aleshores sigui  $[x^{abc}]$  un vector en el domini  $abc$ , es pot transformar i antitransformar com:

$$[x^{qd0}] = C[x^{abc}] \quad (\text{C.8})$$

$$[x^{abc}] = C^{-1}[x^{qd0}] \quad (\text{C.9})$$

on  $[x^{qd0}]$  és el vector en el domini  $qd0$ .

### C.3 Transformada de Fortescue

La transformada de Fortescue es fa servir per descomposar un vector en el domini  $abc$  a seqüència directe, inversa i homopolar (+-0). Aquesta transformada es defineix com:

$$F = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.10})$$

Aleshores sigui  $[x^{abc}]$  un vector en el domini  $abc$ , es pot transformar i antitransformar com:

$$[x^{+-0}] = C[x^{abc}] \quad (\text{C.11})$$

on  $[x^{+-0}]$  és el vector en seqüència positiva (+), negativa (-) i homopolar (0).



## Apèndix D

# Càlculs del dimensionament

### D.1 Càlcul de la capacitat del submòdul

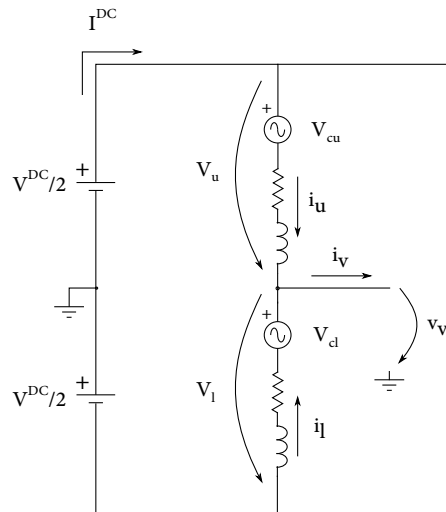


Figura D.1: Esquema intern del convertidor

Per al disseny de la capacitat es considera que el convertidor treballa en règim permanent i que tots els braços estan equilibrats. Els índexs  $m$  i  $k$  es poden definir com:

$$m = \frac{2\hat{v}_v}{V^{DC}} \quad (\text{D.1a})$$

$$k = \frac{\hat{i}_v}{2I^{DC}/3} \quad (\text{D.1b})$$

Aleshores, de la Figura D.1 es dedueix que les tensions i corrents que circulen per a un braç del convertidor són:

$$V_u(t) = \frac{1}{2}(V^{DC} - \hat{v}_v \sin(\omega t)) = \frac{1}{2}V^{DC}(1 - m \cdot \sin(\omega t)) \quad (\text{D.2})$$

$$i_u(t) = \frac{1}{3}I^{DC} + \frac{1}{2}\hat{i}_v \sin(\omega t + \varphi) = \frac{1}{3}I^{DC}(1 + k \cdot \sin(\omega t + \varphi)) \quad (D.3)$$

Per tant, la potència instantània del convertidor és igual al producte de la tensió i corrents de braç pels sis braços que conté un convertidor multinivell trifàsic.

$$P_{cama}(\omega t) = \frac{1}{6}V^{DC}I^{DC}(1 + k \cdot \sin(\omega t + \varphi))(1 - m \cdot \sin(\omega t)) \quad (D.4)$$

La diferència d'energia que s'emmagatzema a cada cama es pot trobar integrant la potència.

$$\Delta E_{cama} = \int_{x_1}^{x_2} P_{cama}(\omega t) d(\omega t) \quad (D.5)$$

Els límits d'integració per mig cicle,  $x_1$  i  $x_2$ , es defineixen a [28] com:

$$x_1 = -\varphi - \arcsin\left(\frac{1}{k}\right) \quad (D.6)$$

$$x_2 = \pi - \varphi + \arcsin\left(\frac{1}{k}\right) \quad (D.7)$$

A més, considerant que tots els condensadors aporten la mateixa energia al sistema, es pot expressar l'energia real emmagatzemada per cada cama i submòdul com:

$$\Delta E_{cama}(m) = \frac{2}{3} \frac{S}{m \cdot \omega} \left(1 - \left(\frac{m \cdot \cos(\varphi)}{2}\right)^2\right)^{3/2} \quad (D.8a)$$

$$\Delta E_{SM}(m) = \frac{2}{3} \frac{S}{m \cdot N \cdot \omega} \left(1 - \left(\frac{m \cdot \cos(\phi)}{2}\right)^2\right)^{3/2} \quad (D.8b)$$

on  $S$  és la potència aparent del convertidor  
 $\cos(\varphi)$  és el factor de potència  
 $N$  es refereix al nombre de submòduls  
 $\omega$  és la pulsació natural de la xarxa

L'energia d'un condensador és.

$$E_C = \frac{1}{2}C_{SM}V_{SM}^2 = \frac{1}{4\varepsilon}\Delta E_{SM} \quad (D.9)$$

on  $\varepsilon$  és el percentatge de l'arriestat de la tensió  
 $V_{SM}$  és la tensió mitja que aguanta cada condensador

Aleshores per a obtenir l'expressió la capacitat mínima és:

$$C_{SM} = \frac{\Delta E_{SM}}{2\varepsilon V_{SM}^2} = \frac{1}{3\varepsilon V_{SM}^2} \frac{S}{m \cdot N \cdot \omega} \left( 1 - \left( \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{2} \right)^2 \right)^{3/2} = 841.6 \mu\text{F} \quad (\text{D.10})$$

- on  $\Delta E_{SM}$  és l'energia emmagatzemada pel condensador  
 $\varepsilon$  és l'arissat de tensió màxim desitjat  
 $S$  és la potència aparent  
 $N$  és el nombre de submòduls  
 $m$  és el quocient de tensions definit a l'Annex D.1  
 $\omega$  és la pulsació natural de la xarxa  
 $\cos(\varphi)$  és el factor de potència

## D.2 Càlcul de la inductància de braç

### D.2.1 Limitació del corrent circulat

Tenint en compte que per cada branca hi circula un corrent circulat de segon harmònic es reescriven les equacions de la tensió i el corrent per cama.

$$V_u(t) = \frac{1}{2} V^{DC} (1 - m \cdot \sin(\omega t)) + \frac{V_{2f}}{2} \sin(2\omega t + \varphi) \quad (\text{D.11})$$

$$i_u(t) = \frac{1}{3} I^{DC} (1 + k \cdot \sin(\omega t + \varphi)) + I_{2f} \sin(2\omega t + \varphi) \quad (\text{D.12})$$

Essent  $V_{2f}$  i  $I_{2f}$  la tensió i corrent respectivament a doble freqüència. Fent algunes simplificacions es pot arribar a la conclusió que l'energia emmagatzemada a una cama és:

$$E_{cama} = \int (2V_u i_u) dt \simeq \left( \frac{S}{6\omega} + \frac{V^{DC} V_{2f}}{8\omega^2 L_{arm}} \right) \sin(2\omega t + \varphi) \quad (\text{D.13})$$

Es suposa que la component de segon harmònic es distribueix homogèniament entre tots els condensadors de la cama

$$u_c(t) = V_{SM} + \frac{V_{2f}}{2N} \sin(2\omega t + \varphi) \quad (\text{D.14})$$

Sabent que l'energia de la cama també ha de ser igual a

$$E_{cama} = 2N \frac{1}{2} C_{SM} v_c(t) \quad (\text{D.15})$$

Com que els termes de les equacions (D.13) i (D.15) a doble freqüència han de ser iguals es dedueix

$$V_{2f} = \frac{\frac{S}{6\omega}}{C_{SM}V_{SM} - \frac{V^{DC}}{8\omega^2 L_{arm}}} \quad (\text{D.16})$$

A partir d'aquí ja es pot extreure una expressió vàlida pel corrent de segon harmònic

$$I_{2f} = \frac{V_{2f}}{4\omega L_{arm}} = \frac{S}{3} \left( \frac{1}{8\omega^2 C_{SM} V_{SM} L_{arm} - V^{DC}} \right) \quad (\text{D.17})$$

Per tant, l'equació per trobar el valor de la inductància és

$$L_{arm} = \frac{1}{8\omega^2 C_{SM} V_{SM}} \left( \frac{S}{3I_{2f}} + V^{DC} \right) \quad (\text{D.18})$$

S'observa que el valor de la inductància és inversament proporcional al corrent de segon harmònic que hi corre per ella. Per aquest motiu la inductància limita el valor màxim de corrent circulant que pot circular.

### D.2.2 Limitació del corrent de curtcircuit

Per al disseny de la inductància per evitar faltes, es dimensiona sobre el cas més desfavorable: un curtcircuit entre el positiu i el negatiu del bus de contínua sense tenir en compte el valor de la resistència interna de la inductància.

Es considera que el curtcircuit és de curta durada, per tant el voltatge en els condensadors es mantenen constants. D'aquesta manera la suma de tots els condensadors es manté constant a  $V^{DC}$ . Per tant, l'equació d'un curtcircuit provocat en una cama és:

$$L_{arm} \frac{di_u}{dt} - L_{arm} \frac{di_l}{dt} - V^{DC} = 0 \quad (\text{D.19})$$

on  $i_u$  i  $i_l$  són els corrents de braç definits a la figura D.1. Al provocar-se un curtcircuit el corrent circulant que corre pels braços és molt elevat enfront del corrent que se'n va cap a la xarxa. Per tant, l'aproximació  $i_u = -i_l$  és vàlida. El rati d'augment queda determinat per l'expressió (D.19).

$$\alpha = \frac{di_u}{dt} = -\frac{di_l}{dt} = \frac{V^{DC}}{2L_{arm}} \quad (\text{D.20})$$

D'aquesta manera el valor de la inductància també es pot trobar com

$$L_{arm} = \frac{V^{DC}}{2\alpha} \quad (\text{D.21})$$

essent  $\alpha$  el rati d'augment en A/s i  $V^{DC}$  la tensió del bus de contínua en V.

Es comprova a l'equació (D.21) que com més gran és el valor de la inductància, més lent augmenta el corrent en el temps.

## Apèndix E

# Càlcul de pèrdues en els semiconductors

El càlcul de pèrdues i el disseny del radiador són uns dels punts més importants a l'hora de dissenyar un convertidor. S'han de calcular les pèrdues del semiconductors amb certa precisió perquè hauran de ser evacuades per mitjà del radiador. Les especificacions per les quals es dissenyen les pèrdues es troben a la Taula E.1.

Dades	Valor	Unitats
Potència	5	kW
Tensió contínua ( $U_{dc}$ )	700	V
Tensió de línia ( $U_{l-l}$ )	230	V
Corrent màxim altern ( $i_{uac,max}$ )	8,84	A
Corrent màxim continu ( $i_{udc,max}$ )	2,38	A
Freqüència de commutació ( $f_{sw}$ )	15000	Hz
N. submòduls	10	
Índex de modulació ( $m$ )	0.6	

Taula E.1: Característiques del convertidor

Pel càlcul de pèrdues, es suposa que els IGBTs d'un es tanquen i s'obren de cop, ja que aquest és el pitjor cas. El corrent que circula pel transistor és el corrent de braç  $i_u$ . Aquest està format per una component alterna ( $i_{u,ac} = i_v/2$ ) i una de contínua ( $i_{u,dc} = i_{dc}/3$ ).

Les pèrdues d'un transistor es poden dividir bàsicament en dos grups.

- Pèrdues per conducció
- Pèrdues per commutació

A part, si el transistor disposa d'un díode en antiparal·lel, aquest també presenta pèrdues que s'han de contemplar.

$$P_T = P_{cond} + P_{comm} = P_{t,cond} + P_{d,cond} + P_{t,comm} + P_{d,comm} \quad (E.1)$$

on  $P_{t,x}$  són les pèrdues del transistor  
 $P_{d,x}$  són les pèrdues del díode

## E.1 Pèrdues del IGBT

### E.1.1 Conducció

Les pèrdues de conducció d'un IGBT es poden expressar com una caiguda de tensió ( $v_{ce0}$ ) en sèrie amb una resistència ( $r_c$ ). Sabent que el corrent que circula pel col·lector és  $i_c$ , la caiguda de tensió total en conducció s'expressa com:

$$v_{ce}(t) = v_{ce0} + r_c i_c(t) \quad (E.2)$$

on  $i_c$  és el corrent que circula pel col·lector.

Els valors de  $v_{ce0}$  i de  $r_c$  es troben al datasheet del component. Per llegir-los, el fabricant facilita una corba  $v_{ce}$  vs  $i_c$ , on la resistència del col·lector es pot calcular com la pendent de la recta i la caiguda de tensió inicial és el voltatge a corrent 0. És important tenir en compte la temperatura del dispositiu per trobar aquests valors. Per això el fabricant facilita la mateixa corba a dues temperatures diferents. Els càlculs es faran amb el gràfic a temperatura major.

Tot i així, per tenir les petites variacions en compte i fer un càlcul més conservador, el fabricant recomana aplicar un marge de seguretat ( $v$ ) d'entre el 10 i el 20% al valor de  $v_{ce0}$ . En aquest cas s'aplica del 15%.

Figure 1. Typical Output Characteristics

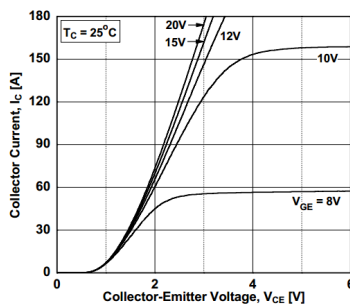


Figure 2. Typical Output Characteristics

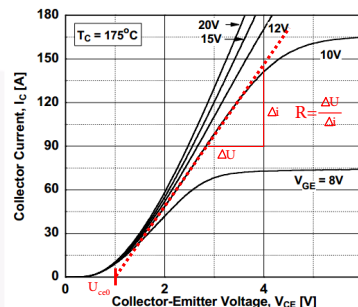


Figura E.1: Corba  $v_{ce}$  vs  $i_c$

La Figura E.1 mostra un exemple de les figures de les que es disposen. Per trobar els valors exactes és necessari crear-se una recta agafant dos punts del gràfic. Aquest procediment s'ha fet amb cada un dels IGBTs.

Sabent la caiguda de tensió, es poden calcular les pèrdues com

$$P_{IGBT,cond} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/4} (v_{ce} i_c D_t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} (v_{ce} i_c D_t) d\theta \quad (\text{E.3})$$

on  $T_s$  és un període de commutació  
 $D_t$  representa el cicle de treball del transistor

El corrent que circula pel col·lector és el mateix que circula per la branca del convertidor i s'expressa com:

$$i_c = i_u = I_{dc} + I_p \cos(\theta) \quad (\text{E.4})$$

on  $I_{dc}$  és el corrent continu que corre pel braç ( $i_{dc}/3$ )  
 $I_p$  és el corrent altern que corre pel braç ( $i_v/2$ )

Les pèrdues de conducció dels IGBTs es presenten a la Taula E.2.

IGBT	$P_{IGBT,cond}$ [W]
FGH60N60SMD	5,3114
FGA60N60UFD	3,9364
FGH40N65UFD	3,8422

Taula E.2: Pèrdues de conducció dels IGBTs

### E.1.2 Commutació

Pel càlcul de les pèrdues de commutació, el fabricant facilita els valors de l'energia perduda a l'encendre ( $E_{on}$ ) i al tancar ( $E_{off}$ ) l'IGBT.

Tot i conèixer els valors de la pèrdua d'energia, el fabricant els proporciona sota unes condicions estàndards de treball de tensió i de resistència de porta. En el cas que la tensió o resistència de porta dels IGBTs siguin diferents és necessari aplicar un factor corrector.

Si la tensió entre col·lector i emissor és diferent la correcció es pot aplicar de la següent manera:

$$E_v = \frac{V'}{V_0} E_0 = r_v E_0 \quad (\text{E.5})$$

- on  $E_v$  és l'energia de commutació (ON o OFF) a la tensió de treball  
 $E_0$  és l'energia de commutació (ON o OFF) a la tensió estàndard  
 $V'$  és la tensió de treball  
 $V_0$  és la tensió estàndard  
 $r_v$  és la relació entre tensions

Per tenir en compte la resistència de porta

$$E_{rg} = \frac{R_{Rg'}}{R_{rg0}} E_0 = r_{Rg} E_0 \quad (\text{E.6})$$

- on  $E_{Rg'}$  és l'energia de commutació (ON o OFF) a la resistència de porta real  
 $E_0$  és l'energia de commutació (ON o OFF) a la resistència de porta estàndard  
 $R^{Rg'}$  és la resistència de porta real  
 $R_{Rg0}$  és la resistència de porta estàndard  
 $r_{Rg}$  és la relació entre resistències de porta

Un cop corregides les energies es poden calcular les pèrdues per commutació

$$P_{IGBT,comm} = (E_{on} + E_{off}) r_v r_{Rg} f_{sw} \quad (\text{E.7})$$

A la Taula E.3 es mostren les pèrdues de commutació dels IGBTs.

IGBT	$P_{IGBT,comm}$ [W]
FGH60N60SMD	10, 15
FGA60N60UFD	11, 02
FGH40N65UFD	6, 61

Taula E.3: Pèrdues de commutació dels IGBT

## E.2 Pèrdues dels díodes

### E.2.1 Conducció

Un díode en conducció es pot modelar com una font de tensió ( $v_{d0}$ ) en sèrie amb una resistència ( $r_d$ ).

$$v_d(t) = v_{d0} + r_d i_F \quad (\text{E.8})$$

on  $i_F$  és el corrent que circula pel díode.



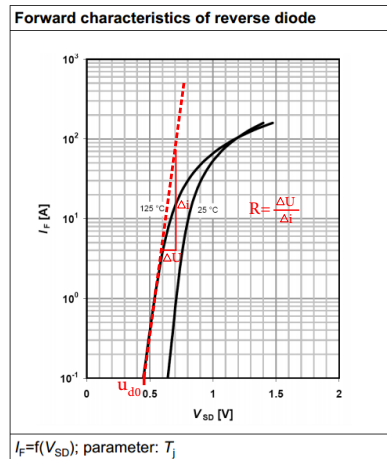


Figura E.2: Corba  $v_d$  vs  $i_F$

Els paràmetres  $v_{d0}$  i  $r_d$  són facilitats pel fabricant (Figura E.2). S’ha de tenir en compte que alguns IGBTs no contenen el díode a l’encapsulat. En el cas d’estudi, tots els IGBTs contenen el díode.

El fabricant recomana aplicar un marge de seguretat d’entre el 10 i el 20% al valor de  $v_{d0}$  per tenir en compte les petites variacions que puguin existir. S’escull un valor del 15%.

La potència perduda en un cicle és:

$$P_{DIODE,cond} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/4} (v_d(t) i_F(t) D_d(t)) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/4} (v_d(t) i_F(t) D_d(t)) d\theta \quad (E.9)$$

on  $i_F$  és el corrent que circula pel díode ( $i_F = i_u$ )  
 $D_d$  representa el cicle de treball del díode

El cicle de treball dels díodes és el contrari dels IGBTs, per tant

$$D_d = \frac{1}{2} - \frac{m \cdot \cos(\theta)}{2} \quad (E.10)$$

Les pèrdues dels díodes de conducció es presenten a la Taula E.4.

ELEMENT	$P_{DIODE,cond}$ [W]
FGH60N60SMD	0,8664
FGA60N60UFD	1,6003
FGH40N65UFD	0,8751

Taula E.4: Pèrdues de conducció dels DIODEs

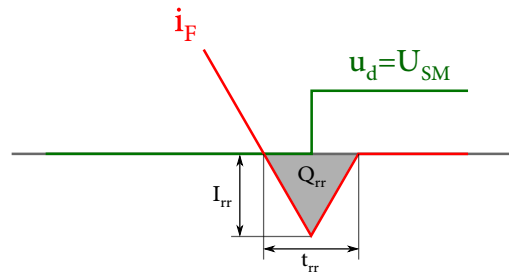


Figura E.3: Comportament del díode

## E.2.2 Commutació

Pel càlcul de pèrdues de commutació dels díodes en antiparal·lel només es consideren les pèrdues durant l'apertura. Les pèrdues durant la tancada es deprecien.

El comportament del díode durant la commutació del díode es poden representar com a la Figura E.3, i les seves pèrdues es poden representar com:

$$E_{rr} = \int_0^{t_{rr}} (i_F v_{SD}) dt = \frac{1}{4} I_{rr} t_{rr} U_{dd} = \frac{1}{4} Q_{rr} U_{dd} \quad (\text{E.11})$$

- on  $E_{rr}$  és l'energia de commutació  
 $v_{SD}$  és la tensió en borns del díode  
 $I_{rr}$  és el corrent de recuperació  
 $t_{rr}$  és el temps de recuperació  
 $Q_{rr}$  és la carrega de recuperació  
 $U_{dd}$  és la tensió del submòdul

El valor de  $Q_{rr}$  i  $t_{rr}$  es troben al document que facilita el fabricant.

Aquests valors s'han d'escalar ja que el fabricant els proporciona sota unes condicions estàndards. Si la tensió entre ànode i càtode és diferent la correcció a aplicar és la mateixa que l'aplicada per l'IGBT.

$$E_{rrv} = E_{rr} r_v \quad (\text{E.12})$$

on  $E_{rrv}$  és l'energia de commutació corregida per la tensió.

També s'ha de tenir en compte que el díode aguanta la tensió de bloqueig durant tot el temps  $t_{rr}$  i durant la meitat com s'ha considerat.

$$E_{rr2} = 2 \cdot E_{rr} \quad (\text{E.13})$$

on  $E_{rr2}$  és l'energia de commutació corregida pel temps de bloqueig.

Tot i així, aquest model tendeix a subestimar les pèrdues per a corrents elevades, fet pel qual s'aplica un factor que tendeix a 1 per a corrents petits i a 2 per a corrents grans.

$$E_{rr_{max}} = \left(1 + \frac{I}{I_{max}}\right) E_{rr} \quad (\text{E.14})$$

on  $E_{rr_{max}}$  és l'energia de commutació corregida per corrents elevats  
 $I_{max}$  és la corrents màxima que pot circular pel díode

Aplicant tots els factors correctius, les pèrdues de commutació pel díode es poden calcular com:

$$P_{DIODE,comm} = 2E_{rr}r_v \left(1 + \frac{I}{I_{max}}\right) f_{sw} \quad (\text{E.15})$$

<b>ELEMENT</b>	$P_{DIODE,comm}$ [W]
FGH60N60SMD	0,033
FGA60N60UFD	0,794
FGH40N65UFD	0,525

Taula E.5: Pèrdues de commutació dels DIODEs



## Bibliografia

- [1] Andrew R Henderson, Colin Morgan, Bernie Smith, Hans C Sørensen, Rebecca J Barthelme, and Bart Boesmans. Offshore wind energy in europe - a review of the state-of-the-art. *Wind energy*, 6(1):35–52, 2003. 19
- [2] P. Bresesti, W.L. Kling, R.L. Hendriks, and R. Vailati. Hvdc connection of offshore wind farms to the transmission system. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 22(1):37–43, March 2007. 19
- [3] R. Adapa. High-wire act: Hvdc technology: The state of the art. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 10(6):18–29, Nov 2012. 23
- [4] M.P. Bahrman and B.K. Johnson. The abcs of hvdc transmission technologies. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 5(2):32–44, March 2007. 23, 24
- [5] Mike Barnes and Antony Beddard. Voltage source converter hvdc links. the state of the art and issues going forward. *Energy Procedia*, 24(0):108 – 122, 2012. Selected papers from Deep Sea Offshore Wind R&D Conference, Trondheim, Norway, 19-20 January 2012. 25, 26
- [6] A. Lesnicar and R. Marquardt. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, volume 3, pages 6 pp. Vol.3–, June 2003. 25
- [7] Dorn J, Gambach H, Strauss J, Westerweller T, and Alligan J. Trans bay cable a breakthrough of vsc multilevel converters in hvdc transmission. In *HVDC and Power Electronic Systems for Overhead Line and Insulated Cable Applications*, 2012. 26
- [8] R. Marquardt. Modular multilevel converter: An universal concept for hvdc-networks and extended dc-bus-applications. In *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pages 502–507, June 2010. 27
- [9] G.S. Konstantinou and V.G. Agelidis. Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal pwm techniques. In *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, pages 3399–3404, May 2009. 29, 30, 70
- [10] Pengfei Hu and Daozhuo Jiang. A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 30(4):1836–1842, April 2015. 30

- [11] A. Antonopoulos, Lennart Angquist, and H-P Nee. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pages 1–10, Sept 2009. 35, 37, 39
- [12] Qingrui Tu, Zheng Xu, and Lie Xu. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. In *Transmission and Distribution Conference and Exposition (T D), 2012 IEEE PES*, pages 1–1, May 2012. 42, 45
- [13] M. Glinka and R. Marquardt. A new ac/ac-multilevel converter family applied to a single-phase converter. In *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on*, volume 1, pages 16–23 Vol.1, Nov 2003. 45
- [14] Qingrui Tu and Zheng Xu. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 26(1):298–306, Jan 2011. 46
- [15] Eduardo Prieto. *Modeling and control of offshore wind turbine generators*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2015. 49, 57
- [16] A. Junyent-Ferre, P. Clemow, M.M.C. Merlin, and T.C. Green. Operation of hvdc modular multilevel converters under dc pole imbalances. In *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*, pages 1–10, Aug 2014. 50, 52, 53
- [17] Agustí Egea-Alvarez, Adria Junyent-Ferré, and Oriol Gomis-Bellmunt. Active and reactive power control of grid connected distributed generation systems. In *Modeling and Control of Sustainable Power Systems*, pages 47–81. Springer, 2012. 53, 54
- [18] Se-Kyo Chung. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 15(3):431–438, May 2000. 53
- [19] Lennart Harnefors and H.-P. Nee. Model-based current control of ac machines using the internal model control method. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 34(1):133–141, Jan 1998. 58
- [20] D.N. Zmood and D.G. Holmes. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3):814–822, May 2003. 59
- [21] H. Saad, X. Guillaud, J. Mahseredjian, S. Denetiere, and S. Nguéfeu. Mmc capacitor voltage decoupling and balancing controls. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 30(2):704–712, April 2015. 60
- [22] Qingrui Tu, Zheng Xu, Hongyang Huang, and Jing Zhang. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. In *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pages 1–6, Oct 2010. 69
- [23] Tamiru Woldeyesus Shire. Vsc-hvdc based network reinforcement. Master's thesis, Delft University of Technology, May 2009. 71
- [24] C Blake, C. ; Bull. Igbt or mosfet: Choose wisely. 79

- [25] Infineon. High voltage gate drive ic 1ed family technical description, application note. Technical report, Infineon Technologies AG, 2014-07-01. 83, 85
- [26] Texas Instruments. Lmr14206 simple switcher® 42vin, 0.6a step-down voltage regulator in sot-23. Technical report, Texas Instruments Incorporated, 2011-2013. 91
- [27] N Barberis Negra, Jovan Todorovic, and Thomas Ackermann. Loss evaluation of hvac and hvdc transmission solutions for large offshore wind farms. *Electric Power Systems Research*, 76(11):916–927, 2006. 109
- [28] Rainer Marquardt, Anton Lesnicar, and Jürgen Hildinger. Modulares stromrichterkonzept für netzkupplungsanwendung bei hohen spannungen. *ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, Germany*, 2002. 114