

Treball de Fi de Grau

Grau en Enginyeria en Tecnologies Industrials (GETI)

Disseny, control i validació
experimental d'un prototip de
convertidor basat en la tipologia
Modular Multilevel Converter

MEMÒRIA

17 de gener de 2019

Autor: Jaume Girona Badia

Directors: Eduardo Prieto Araujo i Carlos Collados Rodríguez

Convocatòria: Gener del 2019



ETSEIB

Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

En aquest treball es presenta el disseny, control i validació d'un prototip de convertidor basat en la tipologia MMC, *Modular Multilevel Converter*. Aquest prototip pretén suplir la necessitat de poder comprovar experimentalment un control o una aplicació específica d'un MMC d'una forma més econòmica i amb més fiabilitat que de les formes que s'han proposat fins al moment.

Aquest projecte també presenta el control que s'ha emprat en tots els casos i l'estructura i funcionament tant d'un MMC com del prototip proposat.

Per tal de comprovar el correcte funcionament del prototip es presenten diverses anàlisis, en les quals es comparen dues simulacions: una d'un MMC amb paràmetres reals amb una del prototip que es proposa. Primer s'exposa una anàlisi a alta tensió per comprovar el comportament del prototip a alta tensió i comprovar si és funcional.

Posteriorment es presenta una segona anàlisi, la qual serveix per comprovar si aquest prototip serà vàlid per a baixa tensió, que és la tensió a la qual es fan els experiments i comprovar si es comporta com un MMC.

Finalment s'ha realitzat una comprovació experimental per tal de validar el funcionament d'aquest prototip de convertidor.

Índex

Resum	1
Glossari	13
Prefaci	17
Introducció	19
Objectius	20
Abast	20
1 La tecnologia HVDC	21
1.1 Evolució del HVDC	21
1.1.1 Vàlvula d'arc de mercuri	21
1.1.2 Tiristors i GTO	23
1.1.3 VSC (Voltage Source Converters)	24
2 MMC (<i>Modular Multilevel Converters</i>)	25
2.1 Estructura	25
2.2 Tècniques de modulació	25
2.3 Modelització	28
2.3.1 Anàlisi de l'estat estacionari	29
2.4 Control	31
3 Proposta de prototip	33
4 Anàlisi del convertidor a alta tensió	35
4.1 Estudi de la potència de l'enllaç HVDC	36
4.2 Estudi de les potències en la xarxa de CA	37
4.3 Estudi del voltatge dels condensadors $v_{u/l-s}^j$	39
4.4 Estudi del corrent que circula per la xarxa de CA i_s^j	41
4.5 Estudi del corrent que circula pels braços $i_{u/l}^j$	43
4.6 Estudi dels corrents sum i_{sum}	43
4.7 Estudi de les tensions aplicades	47
4.8 Conclusió de l'anàlisi del convertidor a alta tensió	48
5 Anàlisi del convertidor a baixa tensió	49
5.1 Proposta de millora	50
5.2 Comprovació del prototip	51
5.3 Conclusions de l'anàlisi del convertidor a baixa tensió	58

6	Muntatge experimental	59
6.1	Material utilitzat	59
6.1.1	Placa de control	59
6.1.2	Submòduls	61
6.1.3	Mesura de corrent	62
6.1.4	Font d'alimentació	64
6.2	Control del convertidor experimental	64
6.2.1	Arquitectura de l'experiment	65
6.2.2	Funcionament del control del convertidor experimental	66
6.2.3	Realització del control	68
6.3	Resultats	70
7	Conclusions	77
7.1	Treball futur	77
8	Agraïments	79
A	Pressupost	81
A.1	Pressupost en recursos humans	81
A.2	Pressupost de simulació	83
A.3	Pressupost de l'experiment	83
A.3.1	Pressupost aprenentatge	84
A.3.2	Pressupost material del convertidor i de comprovacions experimentals	84
A.4	Pressupost total	85
B	Impacte mediambiental	87
B.0.1	Impacte ambiental de la línia HVDC	87
B.0.2	Impacte ambiental de l'electrònica de potència	87
C	Transformacions	89
C.1	Transformació de Clarke	89
C.2	Transformació de Park	91
C.3	Canvi de Park a Clarke amb sèrie positiva i negativa	92
C.3.1	Seqüència positiva	92
C.3.2	Seqüència negativa	92
D	Usos dels components de corrent del convertidor	95
E	Control MMC	97
E.1	Càlcul de referències	98
E.1.1	Corrent de la xarxa de CA	98
E.1.2	Corrent additiu	98
E.2	Control de corrent de la xarxa	100
E.2.1	Filtre previ del controlador	100
E.3	Control del corrent additiu	101
E.4	Control d'energia	102
E.4.1	Càlcul de l'energia dels braços	102
E.4.2	Control d'energies	102
E.4.3	Filtre Notch	103
E.5	<i>Feed-forward</i> de potència	103
E.6	Càlcul de voltatge a aplicar dels braços	103

E.7	Modes d'operació	103
E.7.1	Control de les potències de la xarxa de CA	103
E.7.2	Control de la tensió de pic de la xarxa de CA	105
E.7.3	Control de la tensió de l'enllaç HVDC	106
Bibliografia		109

Índex de figures

1.1	Vàlvula de mercuri de 1923 de prestacions: 420 A, 650 kW, 1550 V i 1700 kg de pes (esquerra). Vàlvula de mercuri de 1950 de prestacions: 2500 A, 2000 kW, pesava 1235 kg i tenia una altura de més de 3 m (dreta). Cedides per ABB. . . .	23
1.2	Prototip de Siemens de tiristors. Foto cedida per Siemens AG, Siemens Corporate Archives, Munich, Germany.	23
1.3	VSC en la part superior (a). Funcionament del PWM (b) [10].	24
2.1	Esquema complet d'un MMC [20].	26
2.2	Esquema del funcionament d'un MMC amb 4 submòduls per braç [13].	27
2.3	Esquema del control implementat.	31
3.1	Esquema de l'estructura del convertidor en el cas d'un únic submòdul.	34
4.1	Esquema braç en el cas ideal.	36
4.2	Gràfic de la potència en l'enllaç HVDC.	37
4.5	Gràfic de les potències en la xarxa de CA en el cas ideal.	37
4.3	Gràfic del transitori de la potència en l'enllaç HVDC.	38
4.6	Gràfic de les potències en la xarxa de CA en el d'un únic submòdul.	38
4.4	Gràfic de l'arissat de la potència en l'enllaç HVDC.	39
4.7	Gràfic de l'arissat de les potències actives en la xarxa AC.	39
4.8	Gràfic del voltatge dels condensadors en el cas ideal.	40
4.9	Gràfic del voltatge dels condensadors en el cas d'un únic submòdul.	40
4.10	Gràfic del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas ideal.	41
4.11	Gràfic del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas d'un únic submòdul.	41
4.13	Gràfic de les oscil·lacions del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas d'un únic submòdul en cas de funcionament nominal.	42
4.12	Gràfic de les oscil·lacions del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas d'un únic submòdul en funcionament en buit.	42
4.14	Gràfic del corrent dels braços en el cas ideal.	43
4.15	Gràfic del corrent dels braços en el cas d'un únic submòdul.	44
4.18	Gràfic del corrent sum en el cas ideal.	44
4.16	Gràfic de les oscil·lacions del corrent dels braços en el cas d'un únic submòdul i en treball en buit.	45
4.19	Gràfic del corrent sum en el cas d'un únic submòdul.	45
4.17	Gràfic de les oscil·lacions del corrent dels braços en el cas d'un únic submòdul i en treball en estat nominal.	46
4.20	Gràfic dels arissats del corrent sum.	46
4.21	Gràfic de les tensions aplicades en el cas ideal.	47
4.22	Gràfic de les tensions aplicades en el cas d'un únic submòdul.	47

5.1	Potència de l'enllaç de CC del prototip a l'anàlisi a baixa tensió.	50
5.2	Esquema dels valors de la nova modelització proposada. Potència enllaç HVDC, Potència AC, v_gCA i Corrent de CA.	52
5.3	Esquema dels valors en el cas ideal. Potència enllaç HVDC, Potència AC, v_gCA i Corrent de CA.	52
5.4	Esquema dels valors de la nova modelització proposada. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.	53
5.5	Esquema dels valors en el cas ideal. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.	53
5.6	Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas del prototip proposat. Potència enllaç HVDC, Potència CA, v_gCA i Corrent de CA.	54
5.7	Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas del prototip proposat. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.	54
5.8	Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas ideal. Potència enllaç HVDC, Potència CA, v_gCA i Corrent de CA.	55
5.9	Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas ideal. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.	55
5.10	Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas del prototip proposat. Potència enllaç HVDC, Potència CA, v_gCA i de CA.	56
5.11	Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas del prototip proposat. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.	56
5.12	Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas ideal. Potència enllaç HVDC, Potència de la xarxa de CA, v_gCA i Corrent CA.	57
5.13	Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas ideal. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.	57
6.1	Foto de la placa utilitzada. Cedida per teknoCEA.	60
6.2	Foto del submòdul utilitzat.	61
6.3	Gràfic de calibratge de les sondes de tensió.	62
6.4	Imatge de les sondes de corrent.	63
6.5	Gràfic de calibratge de les sondes de corrent.	63
6.6	Font d'alimentació.	64
6.7	Arquitectura de l'experiment.	65
6.8	Imatge de l'experiment.	66
6.9	Control de corrent.	67
6.10	Càlcul de la tensió que vol aplicar al convertidor.	67
6.11	Imatge de la modulació en el submòdul.	68
6.12	Corrent de les tres línies de la xarxa de CA.	70
6.13	Corrent de les tres línies de la xarxa de CA ampliat.	71
6.14	Corrent de les tres línies de la xarxa de CA en cas de simulació.	71
6.15	Corrent dels braços superiors.	72
6.16	Corrent dels braços inferiors.	73
6.17	Corrent dels braços superiors en el cas simulació.	73
6.18	Corrent dels braços inferiors en el cas simulació.	74
6.19	Tensió condensador superior.	74
6.20	Tensió condensador inferior.	75
6.21	Tensió condensador superior en el cas simulació.	75
6.22	Tensió condensador inferior en el cas simulació.	76
B.1	Gràfic de l'eficiència respecte a la distància de l'enllaç d'alta tensió [10].	88

C.1	Representació de domini $\alpha\beta$ [7].	90
C.2	Representació de domini $qd0$ [7].	91
E.1	Esquema del sistema de control i del MMC.	97
E.2	Diagrama de Bode del control ressonant.	101
E.3	Esquema del control de les potències de la xarxa de CA.	104
E.4	Esquema del control de la potència activa.	104
E.5	Esquema del control de la potència reactiva.	105
E.6	Esquema del control de la tensió de la xarxa de CA.	105
E.7	Esquema del sistema de control i del MMC en cas de controlar V_g^{pic} i P_g	106
E.8	Esquema del sistema de control i del MMC en cas de controlar V^{DC}	107

Índex de taules

2.1	Taula dels usos dels corrents.	31
4.1	Paràmetres de l'anàlisi a alta tensió.	35
5.1	Paràmetres de l'anàlisi a baixa tensió.	49
6.1	Paràmetres que s'han utilitzat en l'experiment.	70
A.1	Numero d'hores per mes de l'alumne.	82
A.2	Numero d'hores per mes destinades per experts i els tutors.	82
A.3	Pressupost en recursos humans.	83
A.4	Pressupost de simulació.	83
A.5	Pressupost de l'experiment.	84
A.6	Cost material comprat.	84
A.7	Cost material laboratori.	85
A.8	Pressupost total.	85

Glossari

Símbols

C_{codile}	Capacitat dels condensadors d'un submòdul
E_{i-j}	Energia entre fases i i j del condensador
E_t	Energia total del condensador
F	Transformada de Fortescue
G_t	Coefficient de coincidència de bypass
i_u	Corrent que circula pel braç superior
i_l	Corrent que circula pel braç inferior
i_s	Corrent de la xarxa HVAC
i_{sum}	Corrent additiu interior
$i_{\alpha\beta 0}$	Corrent del domini de Clarke
i_{qd0}	Corrent del domini de Park
K_s	Controlador del corrent de la xarxa CA
k_{p-s}	Constant proporcional del control de la xarxa de CA
k_{i-s}	Constant integradora del control de la xarxa de CA
K_P	Constant proporcional d'un control
K_I	Constant integradora d'un control
L_a	Inductància del braç
lx	longitud dels coeficients x_u i x_l
M_t	desfasament de guany
M_p	desfasament de fase
N_{arm}	Numero de submòduls per braç
N_{wn}	Equació del filtre Notch

P_g	Potència activa de la xarxa de CA
P_t	Potència total del convertidor
$P_{l \rightarrow u}$	Potència diferencial entre el braç superior i inferior d'una fase
P_{i-j}	Diferencial de potència entre fases i i j
$PI_{v_g^{pic}}$	Control de tensió de pic de la xarxa CA
PIP	Control de la potència activa
PIQ	Control de la potència reactiva
Q	Determina la qualitat del filtre Notch
Q_g	Potència reactiva de la xarxa de CA
R_a	Resistència del braç
S_{CA}	Potència aparent de la xarxa de corrent altern
t	Temps instantani de la xarxa de CA
$T_{\alpha\beta 0}$	Transformada de Clarke
$T'_{\alpha\beta 0} - 1$	Antitransformada de Clarke
T_{qd0}	Transformada de Park
$T'_{qd0} - 1$	Antitransformada de Park
$v_{\alpha\beta 0}$	Tensió en domini de Clarke
V_{diff}	Tensió diferencial aplicada pel convertidor
v_{sum}	Tensió additiva aplicada pel convertidor
v_g	Tensió de la xarxa de CA
v_l	Tensió part inferior del convertidor
v_{l-s}	Tensió dels submòduls inferiors
V_{module}	Tensió del submòdul
V_{off}^{DC}	Meitat de la diferència de tensions entre la part superior i inferior de l'enllaç HVDC
V_t^{DC}	Tensió total de l'enllaç HVDC
v_u	Tensió part superior del convertidor
v_{u-s}	Tensió dels submòduls superiors
v_{qd0}	Tensió en domini de Park
\hat{v}_l	Tensió que surt del control
x	Vector
x_u	Estat de commutació del braç superior
x_l	Estat de commutació del braç inferior
Z	Matriu diagonal 3x3 amb valors a la diagonal de $R_a + j\omega L_a$

Símbols grecs

α	Angle seqüència negativa
θ	Angle de la xarxa de CA
ξ	Factor d'esmoreïment
τ	Constant de temps
τ_{cc}	Constant de temps del control de corrent
ω	Freqüència de la xarxa
ω_0	Freqüència que controla el ressonant
ω_c	Freqüència que compara el ressonant
ω_n	Freqüència que filtra el filtre Notch

Superíndex

ffw	Realimentació del control
pic	Tensió de pic
DC	<i>Direct Current</i>
+−	Seqüències negatives i positives
abc	Domini abc
$qd0$	Domini de Park
$\alpha\beta0$	Domini de Clarke

Acrònims

ADC	<i>Analog-to-Digital Conversion</i>
CA	Corrent Altern
CC	Corrent Continu
CCS	Code Composer Studio
CITCEA	Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments

DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off thyristor</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off thyristor</i>
HVAC	<i>High Voltage Altern Current</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated-gate bipolar transistor</i>
IMC	<i>Internal Model Control</i>
IVA	Impost sobre el valor afegit
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
NLM	<i>Nearest Level Modulation</i>
PI	Controlador lineal amb part proporcional i part integradora
PR	Controlador proporcional ressonant
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>
SCR	<i>silicon-controlled rectifier</i>
UPC	Universitat Politècnica de Catalunya
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>

Prefaci

En els últims temps, l'avenç de l'electrònica de potència i de l'electrònica en general ha permès la construcció de nous convertidors. Aquests nous convertidors cada cop són més eficients fins al punt que per certes aplicacions és més eficient la transmissió per HVDC que per HVAC. Un exemple serien les connexions a distàncies més llargues o les connexions submarines.

La transmissió HVDC permet connexions que abans eren impensables. Com per exemple la connexió de plantes eòliques *offshore*, o continents amb illes, o illes entre illes. També permeten connexions amb altres països sense tenir conflictes de sincronització o d'incompatibilitat de freqüències. Totes aquestes noves connexions a més a més seran més segures, ja que el control de potència inherent en el HVDC permet limitar més eficientment les sobrecarregues.

Per altra banda les línies HVDC causen un impacte menor en el medi ambient que les línies HVAC, ja que els cables són més primers per la mateixa potència. A més, els cables HVDC són molt susceptibles a ser soterrats causant un impacte visual nul al llarg de la línia i permetent connexions marines.

Gràcies a la introducció del MMC, podrem connectar xarxes HVDC amb xarxes HVAC de forma més eficient i aconseguirem reduir les pèrdues en commutació. A més, permet seguir funcionant adequadament en condicions de faltes en la línia HVAC. És molt interessant el seu estudi, per aquest motiu des del CITCEA-UPC (Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments, Universitat Politècnica de Catalunya) es planteja com a objectiu d'investigació la recerca d'una forma òptima de simular el seu funcionament. Amb la finalitat de poder ajudar a altres centres o al mateix a perfeccionar el control del MMC com per també entendre com es comporta en diferents xarxes o configuracions.

Introducció

En els darrers anys s'ha estès la utilització del VSC pels enllaços HVDC. Dins d'aquesta tecnologia, el convertidor que més està destacant és el MMC, ja que és modular i permet operar a tensions i potències majors [20]. A més a més, representa un avenç respecte al VSC convencional, ja que amb la *Nearest Level Modulation* (NLM) permet una disminució en les pèrdues de commutació [2].

Per tal de comprovar el funcionament d'un MMC o de comprovar la seva estabilitat o comportament dins una xarxa, s'utilitzen diferents models per simular-los. A continuació s'ordenen de més representatius a menys representatius [3]:

- Model complet: Es tracta de simular un MMC amb tots els seus elements, aquest tipus de simulacions requereixen moltes hores de computació i s'utilitzen per validar projectes ja desenvolupats o per estudis que requereixin un alt nivell de detall.
- Model circuit equivalent: Aquest model els IGBT són substituïts per resistències *ON/OFF* que executen la commutació. D'aquesta forma es permetria eliminar nodes interns i permet la creació d'equivalents de Norton. Suposa un avenç gràcies al fet que en tenir menys nodes les equacions se simplifiquen.
- Model *average*: En aquest cas es posa una font de corrent que aplica directament la tensió del control. Aquest model té el problema que no es veu representada la commutació, però com que no té commutació la seva simulació és molt més ràpida.

Per fer experiments també s'utilitzen tècniques molt variades per tal de representar un MMC, des de comprovacions amb 20 submòduls per braç i també amb models més petits de 3 submòduls per braç [13]. Però aquests experiments acostumen a ser o d'un cost molt elevat o en els casos econòmics són molt complexos i no són representatius al complet, ja que estan limitats en funcionament.

Aquest projecte neix amb la necessitat de permetre la reducció de costos i de material en l'estudi del comportament dels MMC. Per dur-ho a terme s'estudia la possibilitat de crear un convertidor que es comporti com un MMC utilitzant un únic submòdul. En essència es comportarà com un model *average*, però en tenir IGBT sí que presentarà commutació i al contrari de l'*average* sí que permetrà fer experiments i no només simulacions.

En el capítol 1 es presenten les tecnologies del HVDC i com han canviat en el temps. Tot seguit el capítol 2 presenta el MMC i el seu control. El capítol 3 proposa el prototip en el qual es basa el treball. El capítol 4 proposa una anàlisi a alta tensió entre el prototip i un model de MMC ideal, el qual pretén comprovar el comportament del prototip a alta tensió. El capítol 5 presenta una

altra anàlisi, aquest a baixa tensió, per comprovar si aquest model seria vàlid per fer simulacions a baixa tensió. Finalment, el capítol 6 presenta l'experiment pràctic que s'ha realitzat i els seus resultats.

Objectius

Els objectius d'aquest treball són els següents:

- Estudiar i analitzar el funcionament d'un *Modular Multilevel Converter* (MMC).
- Disseny de diferents tipus de control per un convertidor modular multinivell per xarxes HVDC.
- Simular el control del convertidor modular multinivell i comprovar el seu funcionament utilitzant el programari Matlab Simulink ®.
- Desenvolupament d'un prototipus que permeti estudiar un MMC, reduint la complexitat que comporta el nombre elevat de submòduls, mantenint la seva estructura i funcionament bàsics.
- Estudiar i analitzar el funcionament del convertidor proposat anteriorment utilitzant el programari Matlab Simulink ®.
- Fer un prototip del convertidor proposat i estudiar la seva viabilitat.

Abast

Per aquest projecte l'abast s'ha fixat en poder comprovar que un prototip basat en el MMC permeti simular l'operació d'un MMC amb la limitació d'un únic submòdul. S'imposa aquesta característica, ja que suposarà un avenç respecte als altres prototipatges experimentals que s'han fet, ja que els anteriors inclouen més d'un submòdul per braç. D'aquesta nova forma amb un únic submòdul es permetria reduir els costos dels experiments. Per tal de poder-ho comprovar s'haurien de realitzar diferents simulacions del seu comportament i comparar-les amb el funcionament del MMC, primer començant amb un convertidor de gran potència i posteriorment disminuir la potència. I també s'hauria de comprovar el seu funcionament en un experiment pràctic per tal de valorar de forma experimental el seu funcionament, amb una potència limitada. També tenint en compte que per recursos limitats no es podrà fer la modulació amb més d'un submòdul per braç.

Capítol 1

La tecnologia HVDC

Des de finals del segle XIX, ha existit el debat de què és més eficient el corrent alterna o la continua pel transport de l'electricitat, un debat també anomenat *the war of currents*. En una banda Thomas Alba Edison defensava el subministrament elèctric utilitzant el corrent continu i per l'altra banda estava Nikola Tesla que defensava el corrent altern. Edison entre altres coses defensava que el corrent altern era més perjudicial per a la salut que el corrent continu. Però en aquell moment el que va ser determinant per seleccionar una de les dues tecnologies va ser l'ús del transformador en corrent altern, que permetia elevar de forma simple la tensió, reduint d'aquesta manera les pèrdues de transmissió. Des d'aquell moment la xarxa de subministrament es va fer en corrent altern.

1.1 Evolució del HVDC

Un dels primers enginyers a treballar en corrent continu va ser l'enginyer francès Marcel Derprez (1843-1918). El qual l'any 1881 a la "Exposition Internationale d'Électricité" que es va fer a París va presentar un estudi de la transmissió de corrent continu per llargues distàncies. I l'any posterior va construir la que seria considerada la primera connexió HVDC (High Voltage Direct Current), que unia Miesbach Munich. Aquesta línia podia transportar de 1,5 kW a 2 kW en una distància de 57 km. Amb aquesta línia es podria demostrar que l'energia elèctrica es podia transmetre a llargues distàncies i utilitzant HVDC, però en aquell moment es va obtenir una eficiència inferior al 50% [4].

1.1.1 Vàlvula d'arc de mercuri

L'any 1901 l'inventor americà Peter Cooper Hewitt va presentar una configuració amb un elèctrode d'acer i un de mercuri compresos en una ampolla de vidre que contenia vapor de mercuri. La qual només transmetia corrent en una direcció i no en l'altre. Set anys més tard ell mateix va millorar el seu invent fent l'ampolla d'acer. Aquest avenç va permetre una millora en la refrigeració del rectificador i una disminució en el tamany, permetent així un augment del corrent

que podia conduir.

El primer cop en utilitzar-se les vàlvules d'arc de mercuri per un enllaç de CC va ser l'any 1932 per un experiment entre Suïssa i Alemanya. Aquest enllaç funcionava a 45 kV i podia transmetre una potència de 3 MW. Fins a l'any 1941 no es va fer la primera línia comercial, es va fer a Alamània i unia una central del riu Elbe amb Berlín. En principi aquesta línia havia de funcionar a 200 kV i havia de poder transmetre 60 MW amb una transmissió soterrada de 115 km. Però a causa de la segona Guerra Mundial mai es va posar en servei. Aquestes instal·lacions posteriorment van ser reutilitzades a Rússia per recerca. L'any 1954 finalment es va instal·lar el primer enllaç HVDC comercial. Aquest unia l'illa sueca de Gotland amb el continent a través d'un cable submarí de 96 km. El cable va ser dissenyat per tal d'abastir a totes les necessitats de l'illa així tenint una potència de 20 MW i operant a 100 kV.

La tecnologia de les vàlvules d'arc de mercuri tenien diversos problemes, entre elles que als anys 60 ja es va arribar al límit de voltatge que es podria rectificar. També hi havia problemes més genèrics com:

- *Arc-backs*.
- Interferències de ràdio.
- Temps de refredament.
- Limitació en el canvi de la càrrega.
- Necessitat d'instal·lacions de desgasificació.
- Necessitat de manteniment constant.
- Grans espais per tindre les vàlvules.
- Necessitat de vàlvules de *bypass*.
- Deteriorament ràpid de les vàlvules.

I finalment el problema més gran és que es treballava constantment amb el mercuri que és un element tòxic [5, 6].

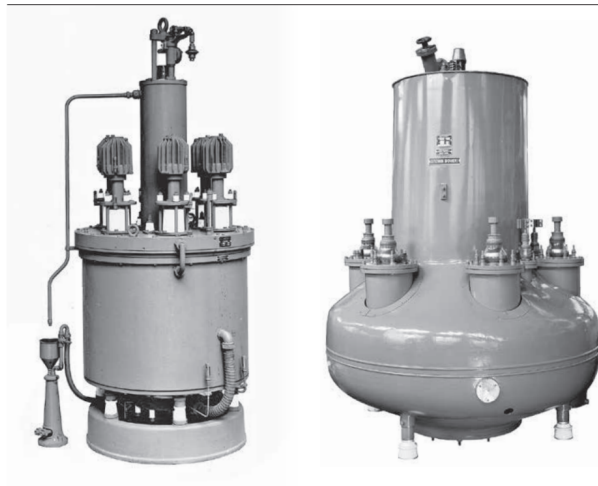


Figura 1.1: Vàlvula de mercuri de 1923 de prestacions: 420 A, 650 kW, 1550 V i 1700 kg de pes (esquerra). Vàlvula de mercuri de 1950 de prestacions: 2500 A, 2000 kW, pesava 1235 kg i tenia una altura de més de 3 m (dreta). Cedides per ABB.

1.1.2 Tiristors i GTO

L'aparició dels primers tiristors (SCR, *silicon-controlled rectifier*) l'any 1957 a USA. Va permetre un increment de la resistència de bloqueig del corrent contrari, una menor resistència a la conducció i la capacitat de romandre en la conducció després de l'aplicació d'un pols d'activació fins que el corrent baixés per sota del nivell d'espera. També cal tindre en compte que tenien una mida reduïda i eren més lleugers, però seguien tenint el problema de les vàlvules de mercuri que no poden ser oberts a voluntat, sinó que depenen d'un pas per zero.

L'any 1962 els fabricants van començar a substituir les vàlvules de mercuri pels tiristors sobretot en casos de rectificadors de baix voltatge.

Fins que l'any 1980 que es van començar a produir els tiristors GTO, *Gate Turn-Off*, els quals permeten tancar el corrent de sentit contrari. Aquest en permetre ser apagats sense passar artificialment per 0 van ampliar l'horitzó d'aplicació. Per exemple permetien una commutació bastant superior a 50 Hz i permetia generar ones menys quadrades [5, 6].

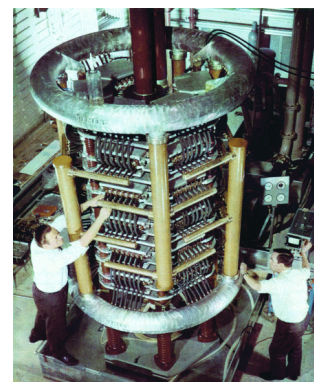


Figura 1.2: Prototip de Siemens de tiristors. Foto cedida per Siemens AG, Siemens Corporate Archives, Munich, Germany.

1.1.3 VSC (Voltage Source Converters)

Amb els nous transistors IGBT es va poder crear el VSC, *Voltage Source Converter*, els quals permeten un control de potència activa i reactiva independent, a diferència dels convertidors basats en tiristors. A més, el seu control permet un seguiment ràpid de les referències de potència. Per convertidors de baixa tensió, els VSC utilitzen tècniques PWM, *Pulse-Width Modulation*, basada en una commutació dels transistors a freqüència constant variant l'amplada dels polsos, permetent aplicar tensions d'amplitud i angles controlats. Aquesta tècnica utilitza la commutació dels IGBTs a alta freqüència, per tal de permetre fer una mitja de sortida semblant a una ona sinusoidal d'una freqüència desitjada. En la Figura 1.3(b) es pot observar a la gràfica superior l'ona que es vol simular. A la gràfica inferior es pot observar com es commutaria en aquest cas. Si s'augmenta la freqüència de commutació s'incrementen les pèrdues, però la modulació és més fidedigna [7, 8, 9, 10, 11].

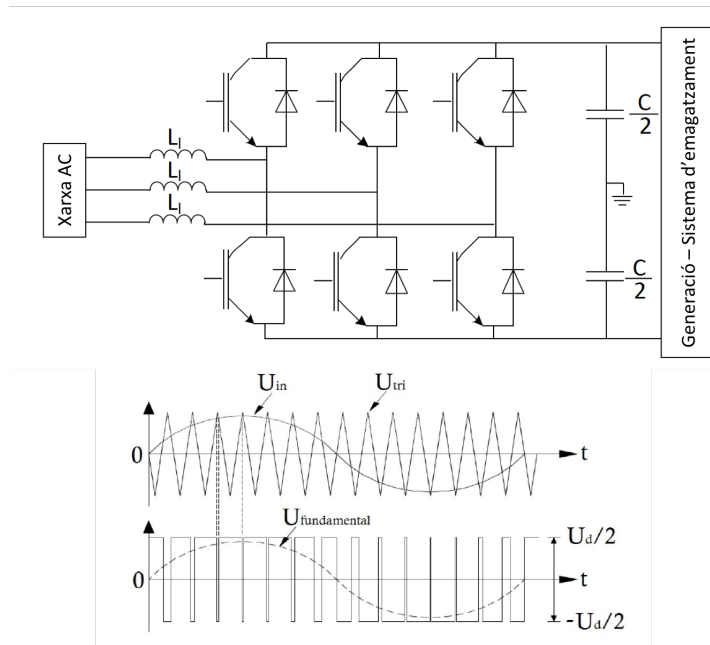


Figura 1.3: VSC en la part superior (a). Funcionament del PWM (b) [10].

Capítol 2

MMC (*Modular Multilevel Converters*)

L'any 2003 es va presentar una nova topologia de VSC el MMC [1]. Aquest va suposar un avenç gràcies al fet que té menys pèrdues de commutació i injecta menys harmònics a la xarxa. La forma d'ona multinivell de la tensió aplicada pel convertidor permet un contingut harmònic inferior als convertidors anteriors de dos o tres nivells, d'aquesta forma necessiten filtres més petits.

2.1 Estructura

L'estructura del MMC es pot observar en la Figura 2.1, es basa en el fet que a cada braç del convertidor hi ha N_{arm} submòduls (SM) en sèrie. Hi ha diferents tipologies de submòdul, de pont complet, de mig pont i *Alternate-Arm Converter*. Aquest treball es centra en el cas de mig pont. El nombre de nivells de la sortida CA és directament proporcional al nombre N_{arm} . En els MMCs, cada unitat de fase s'anomena cama, *leg*, i cada part superior i inferior s'anomena braç, *arm*. Cada braç conté una inductància que permet implementar el control de corrent intern de cada convertidor i limita el curtcircuit de corrent en cas de falta en el bus de CC. Cada submòdul té dues posicions, l'estat connectat, quan connecta el condensador a la branca o l'estat *bypass* quan el desconnecta.

Aquesta nova estructuració maximitza el voltatge que pot generar a causa del gran conjunt de submòduls en sèrie. Però així i tot hi han certes limitacions degudes a la qualitat i la velocitat del conductor del hardware del controlador [10, 12, 13].

2.2 Tècniques de modulació

Hi ha diverses tècniques de modulació per generar la sortida de CA requerida dels convertidors MMC. Aquestes estratègies de modulació es poden classificar:

- *Carrier-Based PWM* (CB-PWM): en aquest cas hi ha una commutació definida per cada

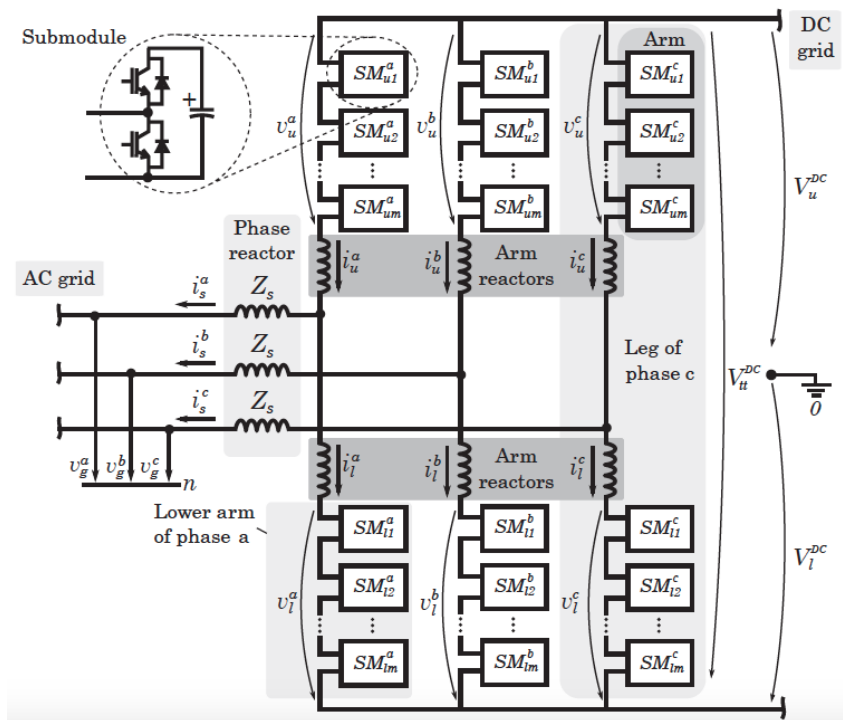


Figura 2.1: Esquema complet d'un MMC [20].

submòdul que té, en forma de PWM, per tal de simular el funcionament dels anteriors.

- NLM (*Nearest Level Modulation*): Aquest sistema per tal de generar una tensió concreta determina en nombre de submòduls necessaris en cada estat i els implementà. Quants més submòduls tingui, més disminueixen les pèrdues per commutació. En la Figura 2.2 següent es pot observar el cas d'un MMC amb quatre submòduls per branca. Es pot observar en la imatge com quan la tensió de la part de CA està en la part inferior de l'ona, els submòduls del braç inferior estan en *bypass* i els submòduls del braç superior estan connectats. En augmentar el voltatge, cada cop més condensadors superiors estan en *bypass* i es comencen a connectar els inferiors. D'aquesta forma l'ona que queda té tants graons com submòduls es tenen.

El cas concret del PWM-PSC (*Phase-Shifted Carrier*) és el més adequat per aplicacions de baixa i mitja tensió a causa que genera freqüències elevades per la commutació així generant grans pèrdues [16]. Per aplicacions d'alta tensió és més útil el cas de NLM, ja que disminueix substancialment les pèrdues de commutació [27].

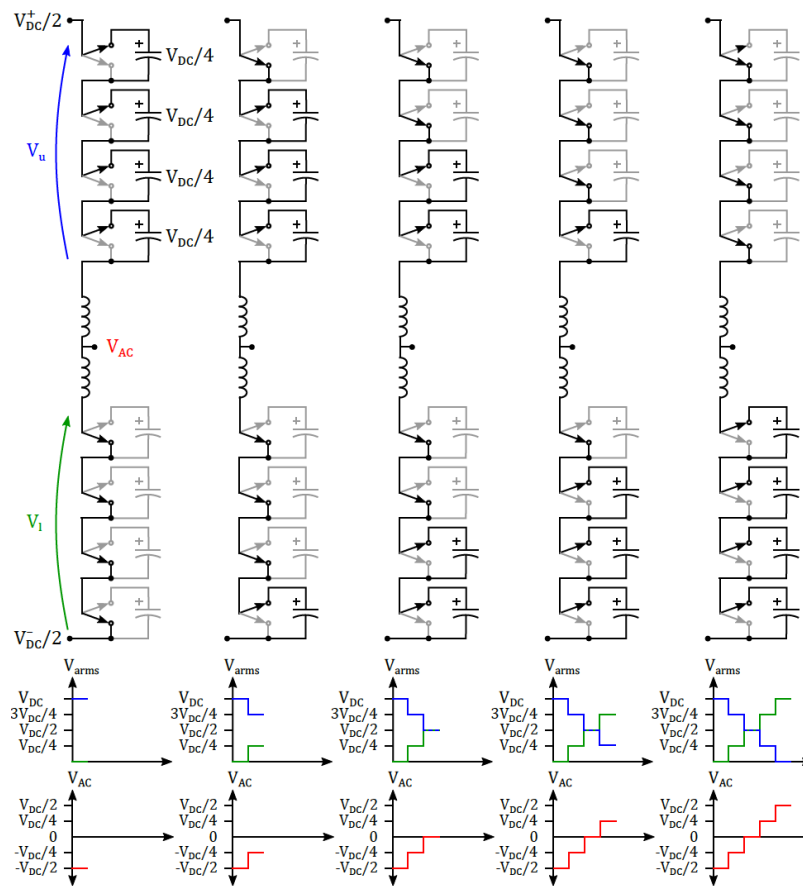


Figura 2.2: Esquema del funcionament d'un MMC amb 4 submòduls per braç [13].

2.3 Modelització

El MMC té N_{arm} submòduls (SM) a cada braç. Aquest poden ser controlats individualment, tant per inserir el condensador corresponent en sèrie amb el braç o permetre un bypass, el que permet al braç comportar-se com una font de voltatge controlable que s'alimenta d'un conjunt de submòduls [17]. La tensió dels braços pot servir per controlar el corrent que circula el convertidor. El corrent desitjat es fixa per tal d'aconseguir l'intercanvi de potència desitjat entre la línia CA i la línia CC i alhora mantenir l'energia interna del convertidor balancejada. Per representar el convertidor mitjançant un model matemàtic [18], les equacions del circuit poden ser obtingudes per cada fase j ($j=a,b,c$):

$$V_u^{DC} - v_u^j - v_g^i - v_n = R_a i_u^j + L_a \frac{di_u^j}{dt} + R_s i_s^j + L_s \frac{di_s^j}{dt} \quad (2.1)$$

$$-V_l^{DC} - v_u^j - v_g^i - v_n = R_a i_l^j + L_a \frac{di_l^j}{dt} + R_s i_s^j + L_s \frac{di_s^j}{dt} \quad (2.2)$$

On R_a i L_a són la resistència i la inductància de cada braç respectivament, R_s i L_s correspon a la fase de l'inductor, V_u^{DC} i V_l^{DC} és el voltatge de la meitat superior i inferior respectivament de l'enllaç HVDC. v_g^j és la tensió de la línia de CA, v_u^j i v_l^j és el voltatge aplicat pel braç superior i inferior respectivament, i_u^j i i_l^j són els fluxos de corrent a través dels braços superiors i inferiors respectivament i i_s^j és el corrent de la xarxa de CA. A més, es poden definir les següents variables:

$$\begin{cases} v_{diff}^j = \frac{1}{2}(-v_u^j + v_l^j) \\ v_{sum}^j = v_u^j + v_l^j \\ i_{sum}^j = \frac{1}{2}(i_u^j + i_l^j) \\ R = R_s + \frac{R_a}{2} \\ L = L_s + \frac{L_a}{2} \end{cases} \quad i \quad \begin{cases} v_u^j = -v_{diff}^j + \frac{1}{2}v_{sum}^j \\ v_l^j = v_{diff}^j + \frac{1}{2}v_{sum}^j \\ i_u^j = \frac{1}{2}i_s^j + i_{sum}^j \\ i_l^j = -\frac{1}{2}i_s^j + i_{sum}^j \end{cases} \quad (2.3)$$

On v_{diff}^j i v_{sum}^j són el voltatge diferencial i l'additiu aplicat pel convertidor respectivament i i_{sum}^j és el corrent additiu interior, els quals són comuns pels braços inferiors i superiors. Afegint i sostraint les equacions (2.1) i (2.2), mentre s'apliqui l'esmentat canvi de variables, permet:

$$\underbrace{\frac{1}{2}(V_u^{DC} - V_l^{DC})}_{=V_{off}^{DC}} + v_{diff}^j - v_g^j - v_n = R i_i^j + L \frac{di_s^j}{dt} \quad (2.4)$$

$$v_{sum}^j - \underbrace{(V_u^{DC} + V_l^{DC})}_{=V_{tt}^{DC}} = -2R_A i_{sum}^j - 2L \frac{di_{sum}^j}{dt} \quad (2.5)$$

On V_{off}^{DC} és la meitat del desequilibri de voltatge entre els pols positiu i negatiu del HVDC. Aquest valor normalment serà proper a zero, però pot ser gran sota faltes pol positiu/negatiu-terra dins l'enllaç HVDC. També es pot observar que (2.4) està relacionada a la banda del corrent altern i_s^j , en canvi (2.5) està relacionada amb el corrent additiu i_{sum}^j . A continuació, suposant que no hi ha cap connexió del neutre disponible es pot deduir:

$$i_s^a + i_s^b + i_s^c = 0 \quad (2.6)$$

Això es pot combinar amb el sumatori de la funció (2.5) per les $j = a, b, c$ per tal d'obtenir el voltatge del punt neutre:

$$v_n = \underbrace{\frac{1}{3}(v_{diff}^a + v_{diff}^b + v_{diff}^c)}_{=v_{diff}^0} - \underbrace{\frac{1}{3}(v_g^a + v_g^b + v_g^c)}_{=v_g^0} + V_{off}^{DC} \quad (2.7)$$

Es pot observar que v_{diff}^0 està controlada pel convertidor però no produeix cap corrent. Normalment, aquesta s'utilitza dins del VSC per ampliar el rang de voltatge de sortida de CA amb la injecció de tensió del tercer harmònic [19, 20]. La forma vectorial combinant a,b,c es pot escriure a partir de (2.4) i (2.5) quedant com:

$$\begin{bmatrix} v_{diff}^a \\ v_{diff}^b \\ v_{diff}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_g^a \\ v_g^b \\ v_g^c \end{bmatrix} + (V_{off}^{DC} - v_n) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_s^a \\ i_s^b \\ i_s^c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^a \\ i_s^b \\ i_s^c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sum}^a \\ v_{sum}^b \\ v_{sum}^c \end{bmatrix} - V_t^{DC} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = -2R_a \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^b \\ i_{sum}^c \end{bmatrix} - 2L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^b \\ i_{sum}^c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.3.1 Anàlisi de l'estat estacionari

El voltatge aplicat pel convertidor en els braços i el corrent que circula en ells conté components CC i CA. És així ja que tenen diferents funcions en l'intercanvi de potència entre les xarxes HVDC i la CA i l'energia emmagatzemada pel convertidor. Resulta interessant desacoblar la part de CC de la part de CA, com es mostra a continuació [20].

Anàlisi de les magnituds de corrent altern

Per l'anàlisi de CA, suposant que V_{off}^{DC} per tant l'equació (2.8) es pot definir com a:

$$\begin{bmatrix} V_{diff}^a \\ V_{diff}^b \\ V_{diff}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_g^a \\ V_g^b \\ V_g^c \end{bmatrix} - V_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \underline{Z} \begin{bmatrix} I_s^a \\ I_s^b \\ I_s^c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

On \underline{Z} és una matriu diagonal 3×3 on els valors de la diagonal són $R + j\omega L$. A partir d'aquí convé aplicar la transformada de F [24] a l'equació (2.11) per tal de separar les seqüències positiva, negativa i homopolar. El resultat d'aplicar dita transformació es mostra a continuació:

$$\underline{I}_s^{+-} = \underline{Z}^{-1} [\underline{V}_{diff}^{+-} - \underline{V}_g^{+-}] \quad (2.11)$$

Com s'ha determinat anteriorment, la seqüència zero del corrent que va per la xarxa de CA és zero i per tant pot ser eliminada del resultat. El corrent que circula a través de la xarxa de CA, I_s^{+-} , és usada per intercanviar potència amb la xarxa de CA i pot ser controlada utilitzant V_{diff}^{+-} . També, aplicant la transformada de F a l'expressió (2.9), s'obté que Z_a és la impedància del braç, $R_a + j\omega L_a$. Aquesta equació indica que és possible controlar el corrent I_{sum} per mitjà de la tensió additiva V_{sum} .

$$\underline{I}_{sum}^{+-0} = -\frac{1}{2\underline{Z}_a} \underline{V}_{sum}^{+-0} \quad (2.12)$$

Anàlisi de les magnituds de corrent continu

Anàlisi de les magnituds de corrent continu es fa a partir de les derivades del corrent a zero en les equacions (2.8) i (2.9). Igual que en el cas del CA és convenient diferenciar la seqüència zero de corrent de la resta. Es realitzarà a través de la transformació de Clarke explicada en l'Annex C.1. Transformant l'estat estacionari CC de (2.8) i assumint que $V_g^{\alpha\beta 0DC}$ és igual a zero es pot determinar:

$$V_{diff}^{\alpha\beta 0DC} = RI_s^{\alpha\beta 0} \quad (2.13)$$

Com en el cas de CA, la seqüència zero de I_s és estrictament igual a zero. Malgrat això el CC romanent en $I_s^{\alpha\beta DC}$ pot fluir a través dels debanats dels components magnètics del convertidor, causant possibles saturacions. Per tant, s'ha de mantenir a zero. Això pot ser controlat a través de $v_{diff}^{\alpha\beta DC}$.

A més, aplicant la transformació de Clarke a l'estat estàtic de CC de (2.9) permet obtenir:

$$I_{sum}^{\alpha\beta DC} = -\frac{1}{2Ra} V_{sum}^{\alpha\beta DC} \quad (2.14)$$

$$I_{sum}^{0DC} = \frac{1}{2Ra} (V_t^{DC} - V_{sum}^{0DC}) \quad (2.15)$$

La component de seqüència zero del corrent additiu de CC és utilitzada per intercanviar potència, entre el convertidor i la xarxa de CC, i és controlada amb V_{sum}^{0DC} . Per altra banda, $I_{sum}^{\alpha\beta DC}$ està controlada amb $V_{sum}^{\alpha\beta DC}$ i pot ser utilitzat per intercanviar energia entre diferents branques del convertidor per tal d'aconseguir el balanç energètic entre branques. Això pot ser important quan el convertidor ha de respondre davant de faltes desequilibrades a la xarxa d'alterna, ja que la potència que intercanvi i cadascuna de les branques, pot arribar a ser considerablement diferent.

Usos dels components de corrent del convertidor

En la Taula 2.3.1 es resumeix els usos dels diferents corrents, es pot observar una explicació més extensa a l'Annex D [20].

Corrent	frequència	Component	Ús
I_s	CA	+,-	Corrent actiu i reactiu de la xarxa de CA.
		0	Igual a 0 a causa de la connexió de tres fils.
	CC	α, β	Controlats a 0 per tal que no hi hagi CC a la xarxa de CA.
		0	Igual a 0 a causa de la connexió de tres fils.
I_{sum}	CA	+,-	Control de la potència interna d'intercanvi entre braços superiors i inferiors.
		0	Controlada a 0 per tal de no tindre distorsions de CA en la xarxa de CC.
	CC	α, β	Control de la potència interna d'intercanvi entre fases.
		0	Potencia que flueix cap a l'enllaç de la xarxa de CC.

Taula 2.1: Taula dels usos dels corrents.

2.4 Control

En aquest subapartat està resumit el control, per tal d'obtenir més informació del disseny del control es pot observar en l'Annex E [20].

El control del MMC es podria separar en dues parts. Hi ha un primer control d'energia del convertidor i hi ha un segon control de la potència que circula pel convertidor. El control d'energies es fa amb el corrent i_{sum} i el control d'energies es fa amb el corrent i_s .

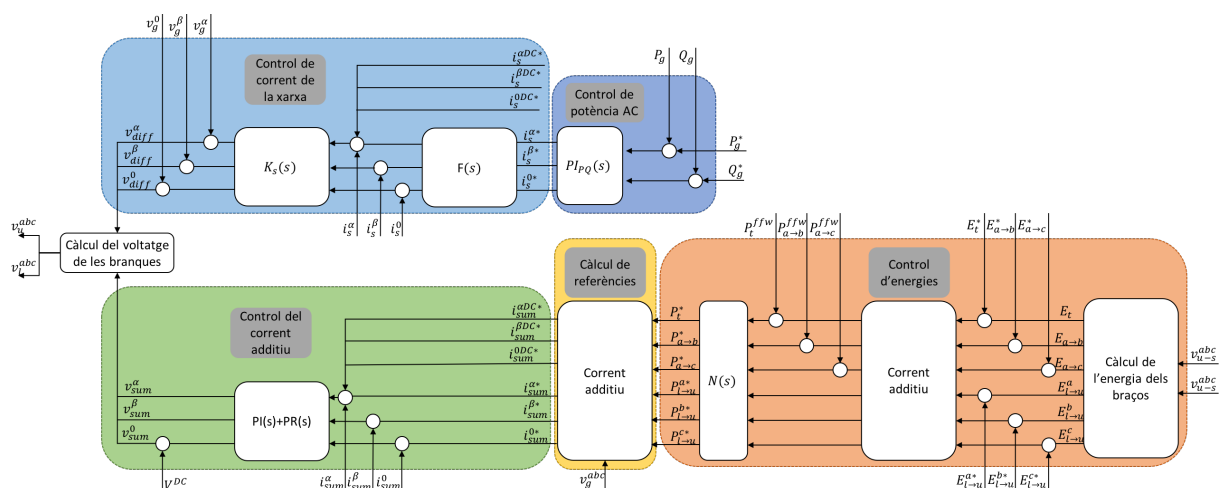


Figura 2.3: Esquema del control implementat.

El control que s'ha elegit per l'anàlisi a alta i baixa tensió és el que es pot observar a la Figura 2.3. En aquest control el i_s s'ha controlat amb un filtre previ i un control proporcional integrador en sèrie. En canvi el control del i_{sum} s'ha controlat amb un control ressonant i un control proporcional integrador en paral·lel. S'ha optat per aquesta configuració atès que es tracta d'un treball de fi de grau era convenient estudiar els dos controls, el seu funcionament i analitzar els avantatges i inconvenients dels dos.

El control del i_s va després d'un control proporcional integrador de potència activa i reactiva i per tant permet controlar la potència que surt del convertidor per la part d'alterna.

En canvi el control del i_{sum} va després d'un control d'energies amb una realimentació de potències. Que permet equilibrar el convertidor i actuar davant de faltes a la xarxa d'alterna, ja que la potència que intercanvi i cadascuna de les branques, pot arribar a ser considerablement diferent.

Capítol 3

Proposta de prototip

En aquest apartat es proposarà un prototip, que permeti simular un MMC amb control d'energies. Aquest prototip té l'objectiu de què de forma més barata i més senzilla es pugui estudiar el funcionament d'un MMC. El que es proposarà és fer un convertidor amb un únic submòdul de mig pont, com el que es pot observar a la Figura 3.1. El que diferencia aquest prototip d'un MMC és que aquest només té un nivell i el MMC per definició ha de tenir més d'un nivell, per aquest motiu no es pot fer una modulació NLM. Com que no es pot utilitzar la modulació NLM s'optarà per una modulació PWM. Com que els braços inferior i superior es controlaran de forma independent hauria de permetre una modulació indirecta que permeti tindre un control d'energies i una compensació d'energies entre fases i braços.

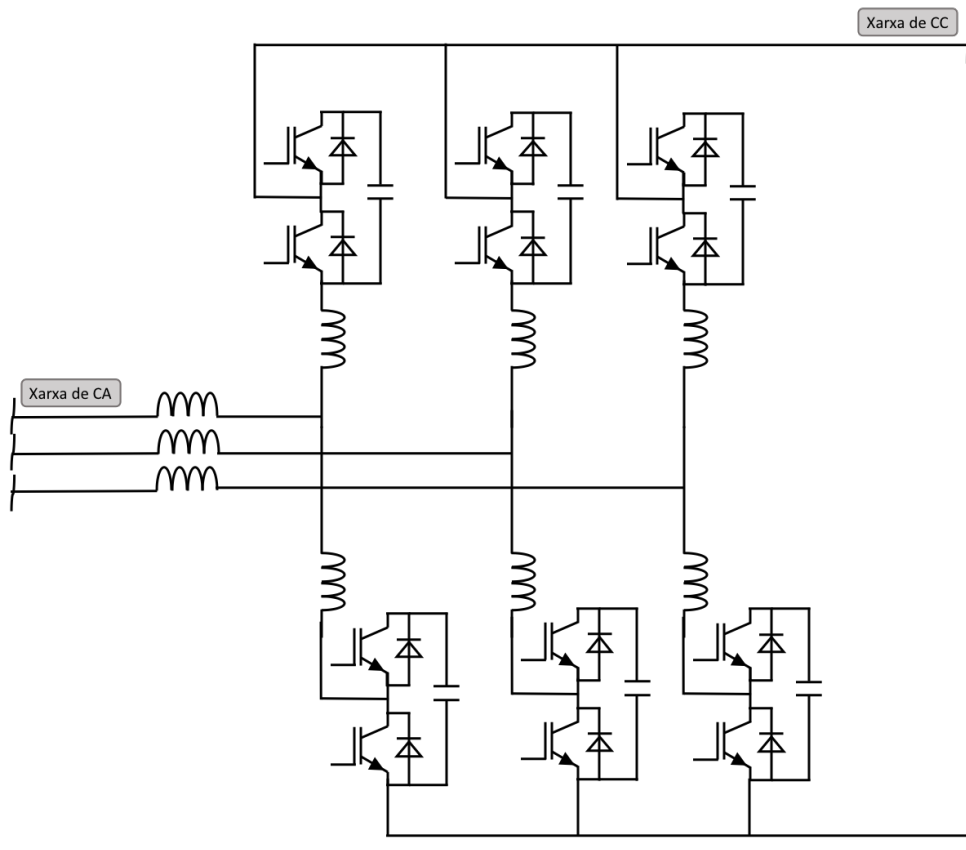


Figura 3.1: Esquema de l'estructura del convertidor en el cas d'un únic submòdul.

Capítol 4

Anàlisi del convertidor a alta tensió

Aquesta anàlisi s'ha fet amb uns paràmetres que es consideren d'alta tensió tant en la part continua com en la part alterna, aquests paràmetres es poden observar a la Taula 4.1. Per fer aquesta anàlisi s'ha fet un augment de potència progressiu, en el segon 1 es fa un canvi a la meitat de la potència nominal del convertidor i a l'instant 3 un canvi a la potència nominal. Per estudiar les diferències entre els dos models s'han estudiat diferents variables del sistema. Les variables a estudiar són la potència de l'enllaç HVDC, les potències de la xarxa de CA, els corrents de la xarxa de CA, les tensions dels submòduls superiors i inferiors, els corrents dels braços, els corrents i_{sum} i les tensions aplicades tant a la part inferior com a la part superior.

Potència nominal	526 MVA
Factor de potència	0,95(c)
Voltatge xarxa de CA	320 kV (ph-ph ¹)
Voltatge enllaç HVDC	± 320 kV
Impedància de fase	j0,05 pu
Impedància de braç	0,01+j0,2 pu
Capacitància de cada submòdul	8 mF
N_{arm}	400
Capacitància equivalent de cada braç	20 nF

Taula 4.1: Paràmetres de l'anàlisi a alta tensió.

Per poder fer la comparació per tal de poder fer una comprovació que el prototip pot comportar-se de forma semblant a un MMC, s'ha utilitzat un cas anomenat ideal. En aquest segon cas els braços són substituïts per un generador de tensió i un condensador aïllat, que representaria els N_{arm} submòduls. A partir del condensador aïllat es calcula el voltatge dels braços que anirà al control d'energies. La font de tensió interactua amb les dues xarxes i injecta la tensió que s'obté del control per tant podríem dir que és ideal, ja que no hi ha commutació, però és d'on com a acceptable donat que la tècnica NLM en MMC de gran quantitat de submòduls són molt

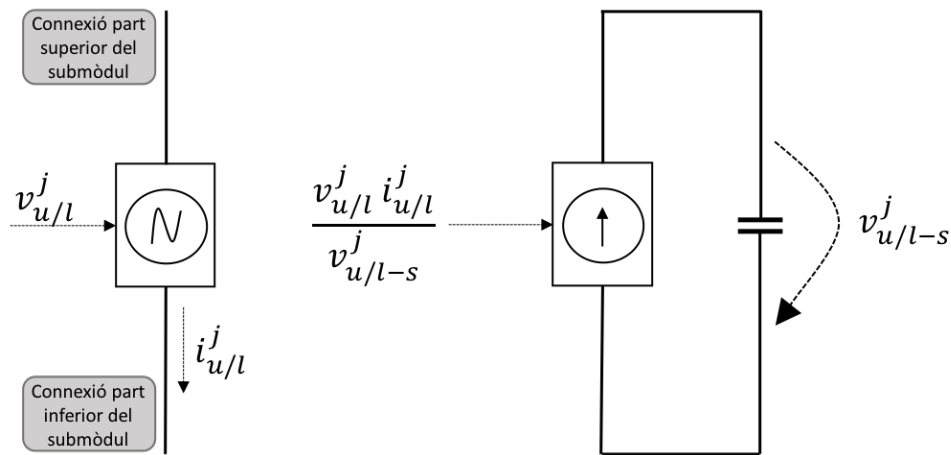


Figura 4.1: Esquema braç en el cas ideal.

precisos. Això es pot observar en la Figura 4.1.

El cas d'estudi és el cas on cada braç es compon de dos IGBTs ideals i un condensador, estructura de mig pont. Aquests IGBTs utilitzen en modulació de PWM amb una freqüència de 20 kHz amb una modulació indirecta d'aquesta forma utilitzant la tensió del condensador per calcular l'índex d'inserció. En els dos casos s'utilitzarà el control descrit a la secció 2.4.

Es pot observar que el prototipus no funcionaria de forma correcta atès que un IGBT no seria capaç de suportar aquest corrent ni tensió. Però aquesta simulació és per comprovar si aquest sistema podria funcionar a alta tensió no per valorar la seva viabilitat.

4.1 Estudi de la potència de l'enllaç HVDC

En aquest apartat s'estudiarà la potència que rep l'enllaç HVDC. En aquest estudi es varia la referència de potència nominal. A l'inici s'estableix a zero, però posteriorment s'apliquen dos canvis en graó. Quan la simulació arriba el segon 1, s'aplica el primer d'ells, des de zero a la meitat de la potència. En el segon 3 es fa un segon canvi de la meitat a la potència nominal. I això es pot veure en la Figura 4.2.

En la Figura 4.3 es pot observar que no és exactament una transició de primer ordre, però les dues potències ho fan igual.

Finalment per acabar d'estudiar les potències ens fixarem en l'arissat que existeix. En la Figura 4.4 es pot observar que l'arissat té una freqüència de 20 kHz que coincideix amb la freqüència de commutació. També es pot observar que l'amplitud de l'arissat és variable i oscil·la entre una amplitud de 64,23 MW i una amplitud mínima de 5,618 MW. Per fer-se una idea de l'error, s'analitzen en percentatge respecte al nominal quedant, +1,43% -11,388%.

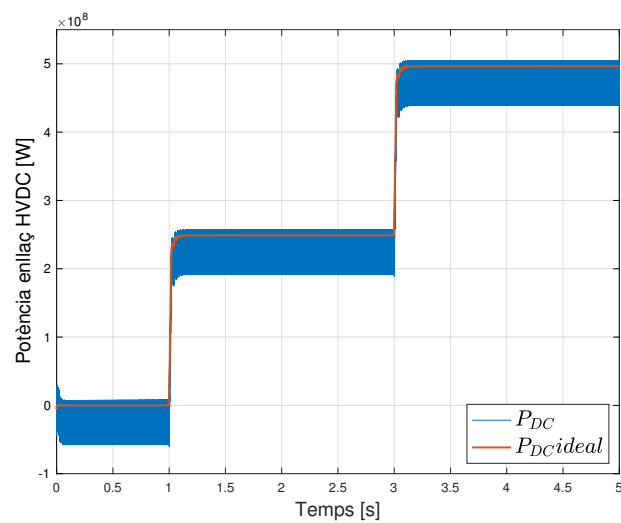


Figura 4.2: Gràfic de la potència en l'enllaç HVDC.

4.2 Estudi de les potències en la xarxa de CA

Analitzant les Figures 4.5 i 4.6 es pot observar com les potències tant activa com reactiva responen de la mateixa forma davant la mateixa referència.

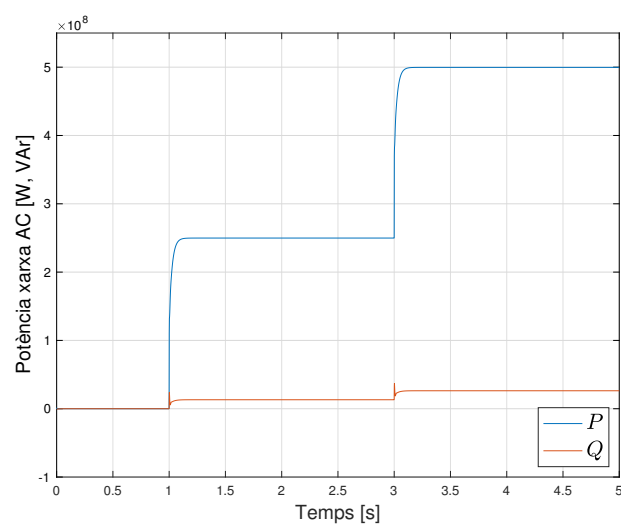


Figura 4.5: Gràfic de les potències en la xarxa de CA en el cas ideal.

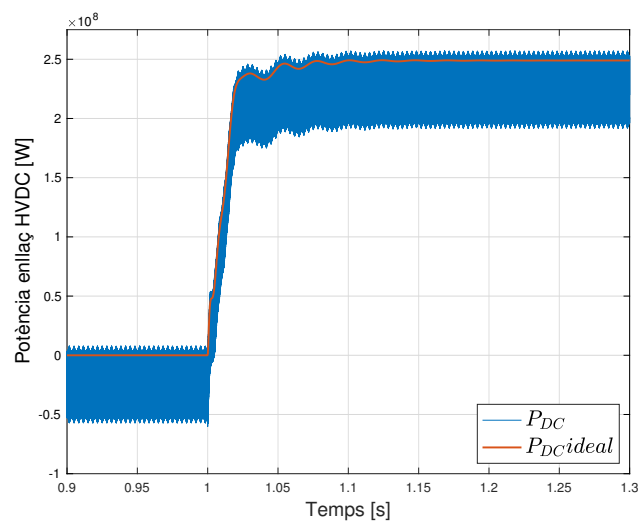


Figura 4.3: Gràfic del transitori de la potència en l'enllaç HVDC.

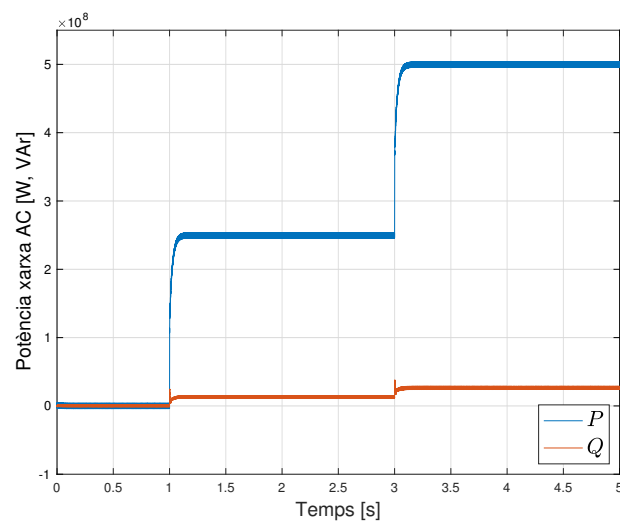


Figura 4.6: Gràfic de les potències en la xarxa de CA en el d'un únic submòdul.

En la Figura 4.7 es pot observar l'arissat que té el cas d'un únic submòdul, el qual va a una freqüència de 30 kHz. Per entendre l'error es fa un càlcul del valor màxim i mínim en valor percentual respecte el valor nominal. El valor màxim serà d'un +0,84% i el valor mínim serà de -0,82% que es pot observar que és ínfim.

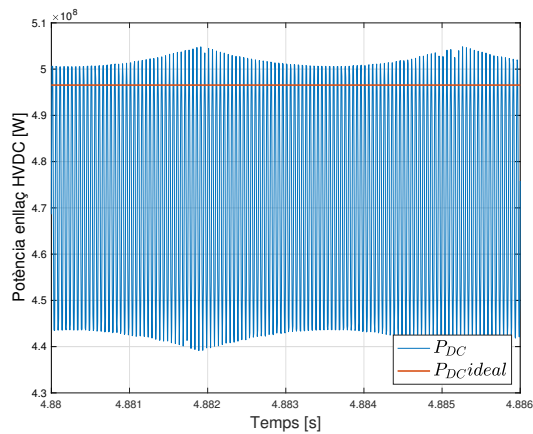


Figura 4.4: Gràfic de l'arrissat de la potència en l'enllaç HVDC.

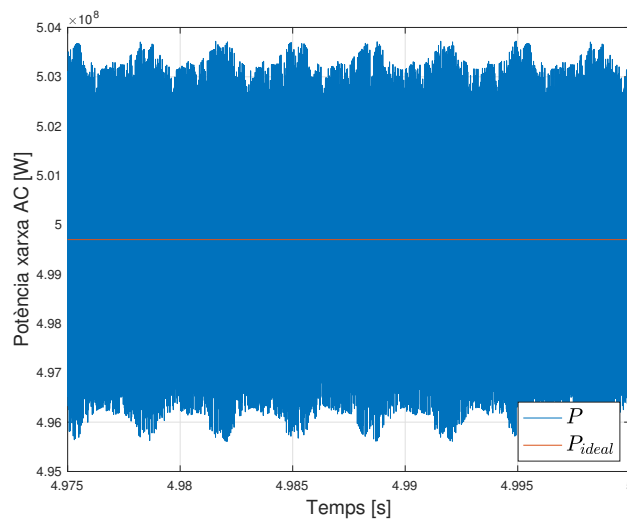


Figura 4.7: Gràfic de l'arrissat de les potències actives en la xarxa AC.

4.3 Estudi del voltatge dels condensadors $v_{u/l-s}^j$

En les Figures 4.8 i 4.9 es pot observar que els voltatges dels condensadors es comporten de forma molt semblant en els dos casos i tant a les branques superiors com inferiors. A excepció quan estan sense potència que en el cas que només hi ha un submòdul té un procés d'inicialització que tendeix cap a zero, que el cas ideal no té. També en el cas d'un únic submòdul té un petit arrissat, amb una freqüència de 20 kHz, que es veu sobretot a la part superior i inferior de l'ona.

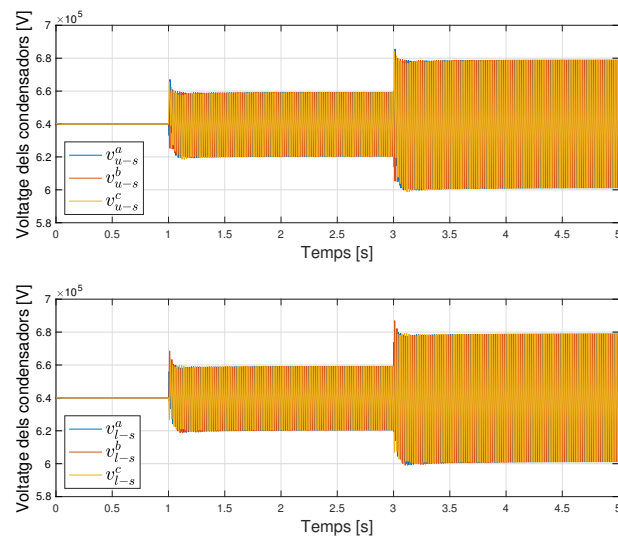


Figura 4.8: Gràfic del voltatge dels condensadors en el cas ideal.

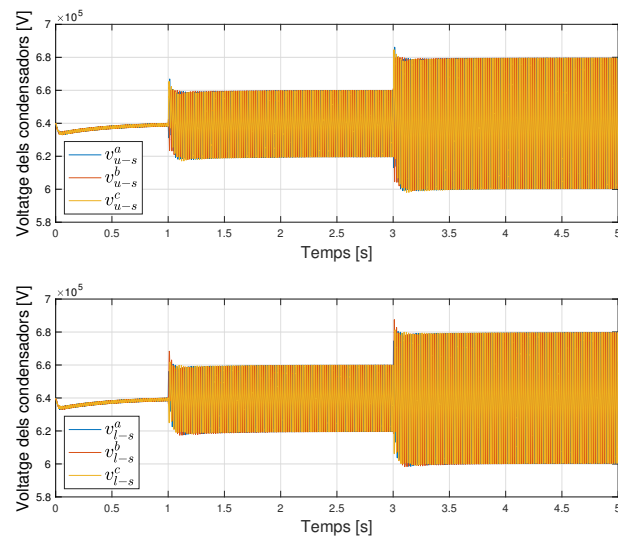


Figura 4.9: Gràfic del voltatge dels condensadors en el cas d'un únic submòdul.

4.4 Estudi del corrent que circula per la xarxa de CA i_s^j

En l'estudi dels corrents de la xarxa alterna es pot observar que els dos corrents trifàsics són molt semblants, Figura 4.10 cas ideal i Figura 4.11 cas un únic submòdul.

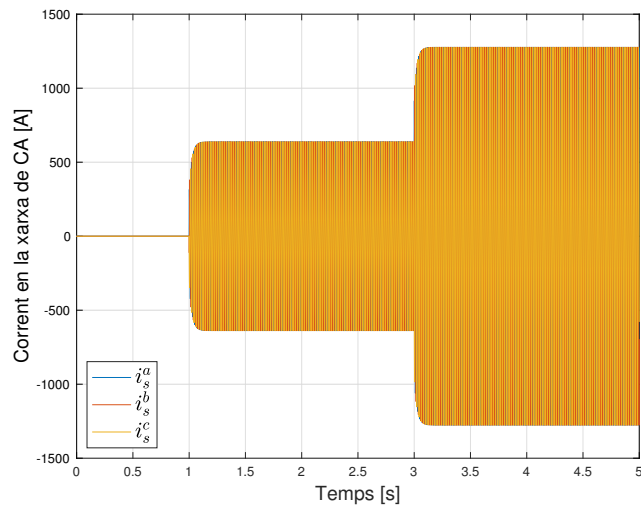


Figura 4.10: Gràfic del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas ideal.

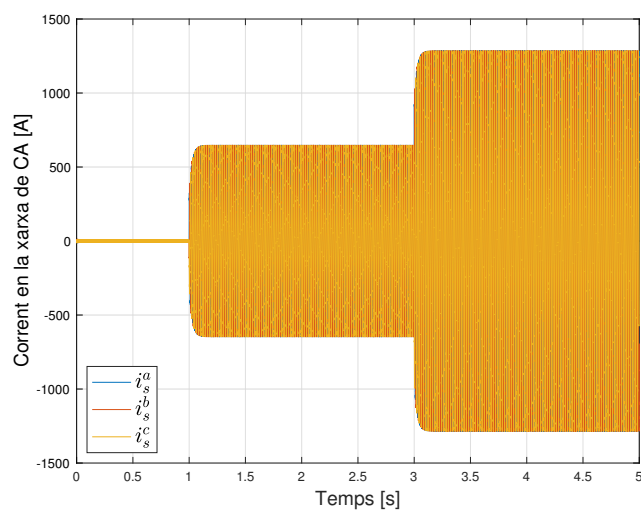


Figura 4.11: Gràfic del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas d'un únic submòdul.

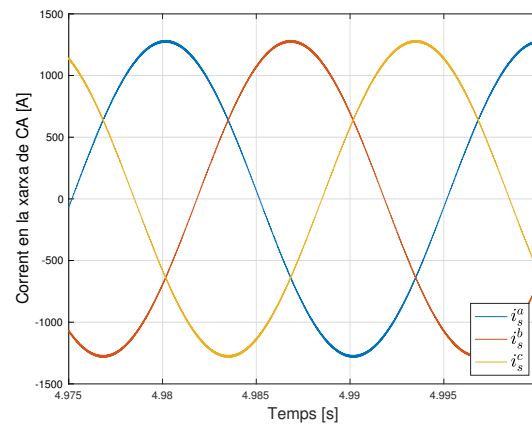


Figura 4.13: Gràfic de les oscil·lacions del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas d'un únic submòdul en cas de funcionament nominal.

Es podria destacar que el corrent que hi ha en el cas d'un únic submòdul quan el convertidor treballa en buit, com es pot observar en la Figura 4.12 apareixen uns corrents molt irregulars.

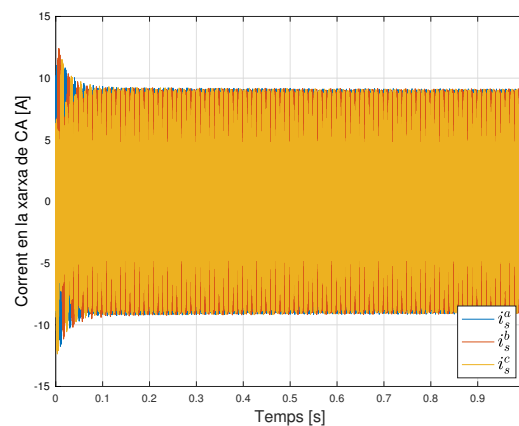


Figura 4.12: Gràfic de les oscil·lacions del corrent en la xarxa de corrent altern en el cas d'un únic submòdul en funcionament en buit.

També es poden observar petites oscil·lacions en els corrents quan treballen a règim nominal, les quals tenen una freqüència de 20 kHz, però es pot observar en la Figura 4.13 que són majors en les parts superiors i inferiors de l'oscil·lació de 50 Hz.

4.5 Estudi del corrent que circula pels braços $i_{u/l}^j$

En el cas dels corrents dels braços durant el funcionament nominal funcionen als mateixos valors, això es pot observar en les Figures 4.14 i 4.15. Però en el cas de funcionament en buit en el

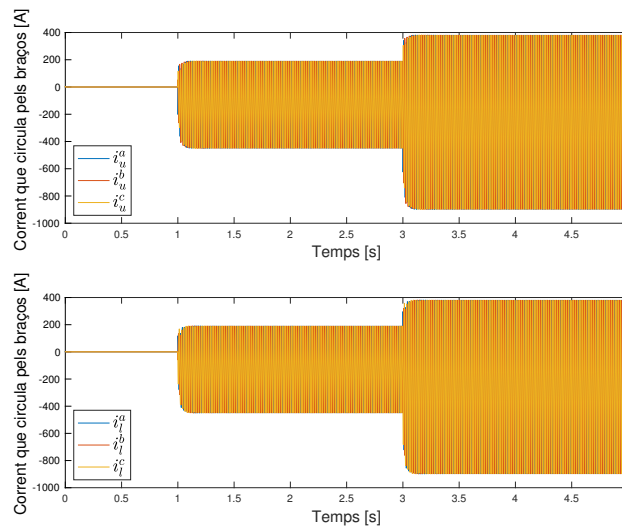


Figura 4.14: Gràfic del corrent dels braços en el cas ideal.

cas d'un únic submòdul apareix un corrent petit, això es pot observar en la Figura 4.16. A més a més es pot observar que en el mateix cas apareix una oscil·lació de 20 kHz com s'observa en la Figura 4.17. Aquesta mateixa freqüència és la que fa que el corrent en la línia de HVDC el corrent oscil·li amb la mateixa freqüència i també en la xarxa de CA. Es pot observar que és més destacable quan l'ona de 50 Hz és propera a zero.

4.6 Estudi dels corrents sum i_{sum}

Es pot observar en les Figures 4.18 i 4.19 que hi ha una diferència notable en l'estat estacionari els corrents sumatori. En aquest estat estacionari apareix un rissat força gran d'uns valors de +17,25% i -7,5% en valors percentuals respecte al valor nominal, això es pot observar en la Figura 4.20. Aquest arrissat és originat per la freqüència de commutació. També apareix una oscil·lació en el cas ideal, però és d'unes proporcions molt inferiors a l'arrissat anteriorment analitzat.

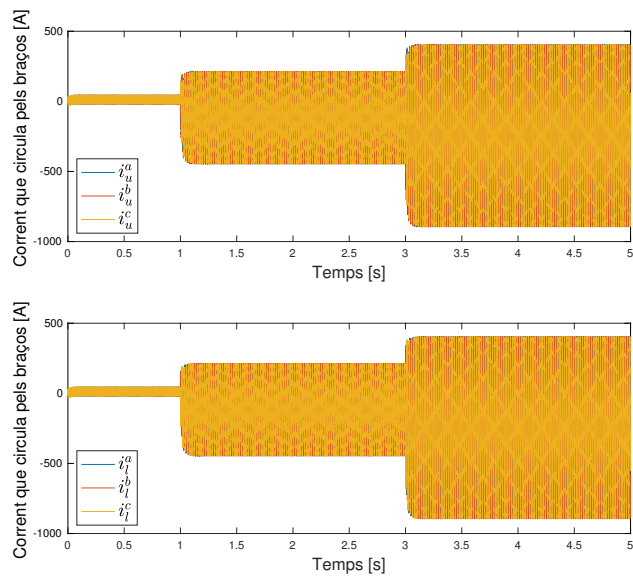


Figura 4.15: Gràfic del corrent dels braços en el cas d'un únic submòdul.

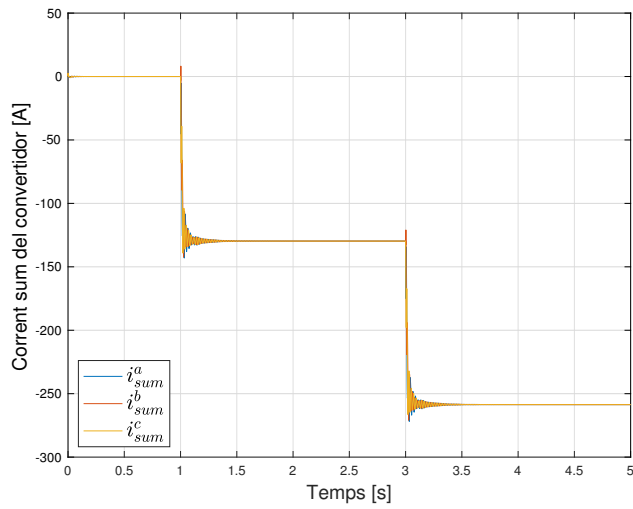


Figura 4.18: Gràfic del corrent sum en el cas ideal.

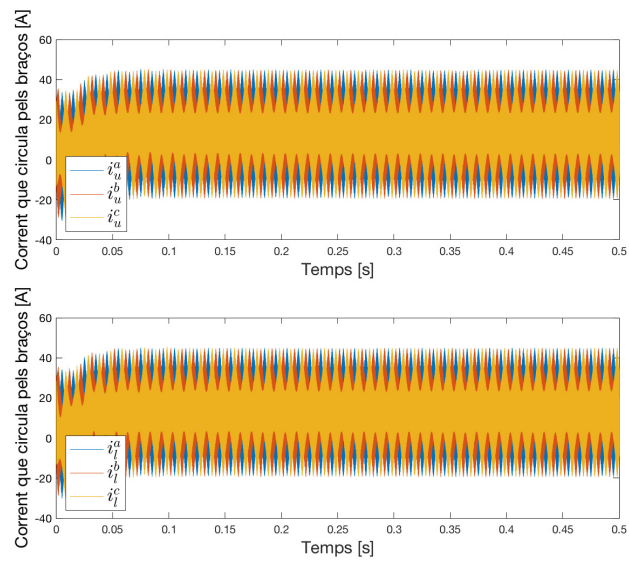


Figura 4.16: Gràfic de les oscil·lacions del corrent dels braços en el cas d'un únic submòdul i en treball en buit.

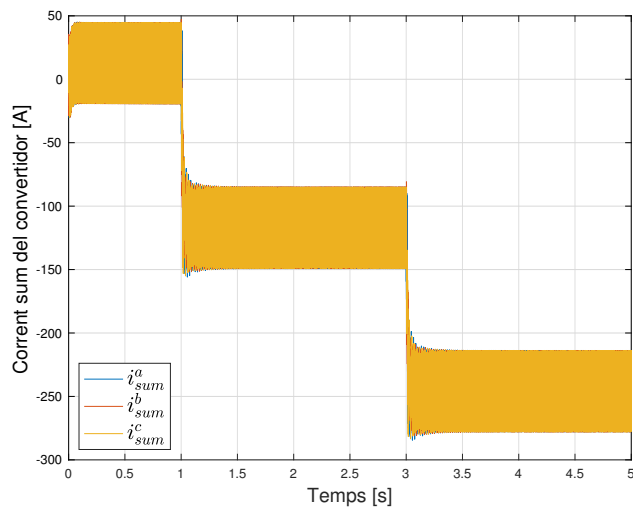


Figura 4.19: Gràfic del corrent sum en el cas d'un únic submòdul.

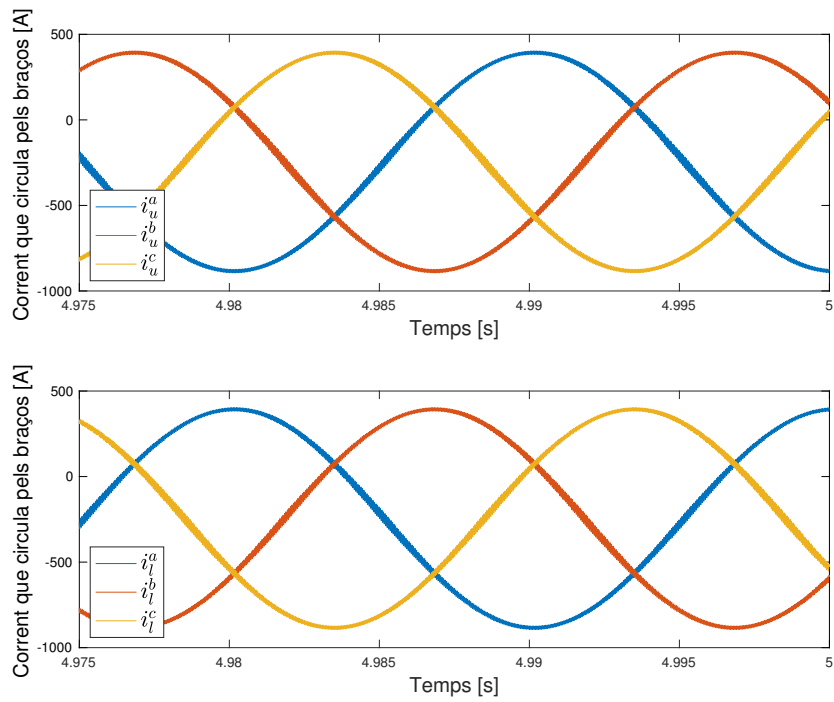


Figura 4.17: Gràfic de les oscil·lacions del corrent dels braços en el cas d'un únic submòdul i en treball en estat nominal.

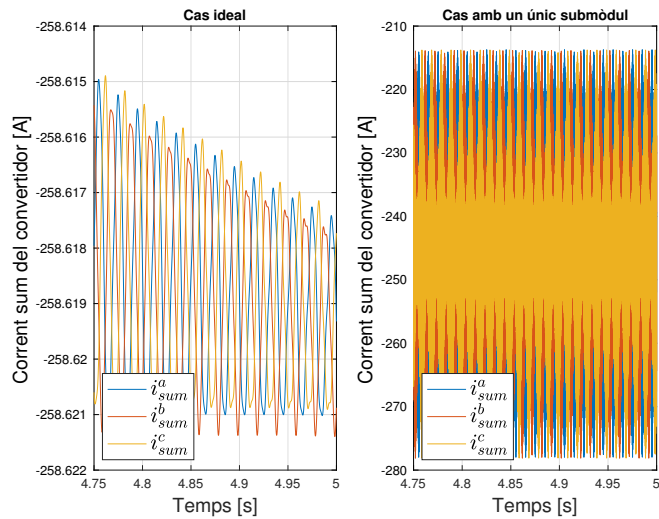


Figura 4.20: Gràfic dels arrissats del corrent sum.

4.7 Estudi de les tensions aplicades

Es pot observar en les Figures 4.21 i 4.22 que les tensions aplicades són molt semblants.

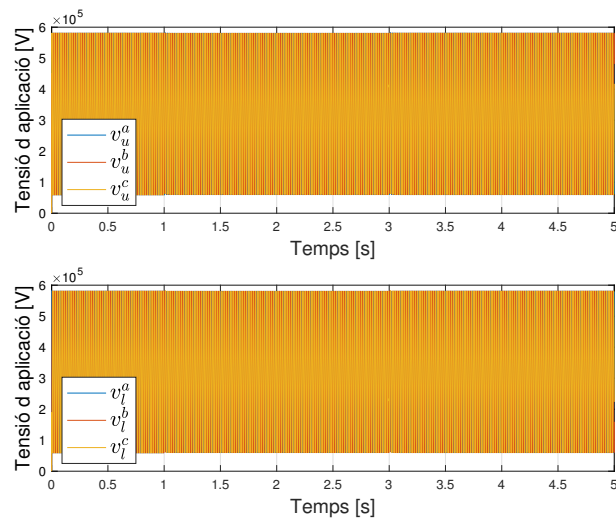


Figura 4.21: Gràfic de les tensions aplicades en el cas ideal.

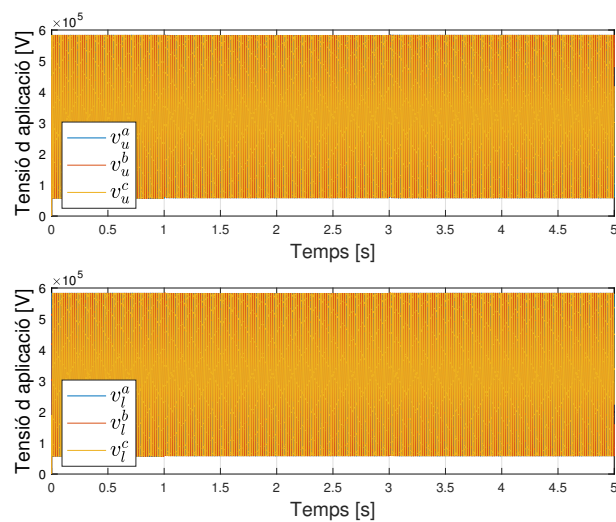


Figura 4.22: Gràfic de les tensions aplicades en el cas d'un únic submòdul.

4.8 Conclusió de l'anàlisi del convertidor a alta tensió

Com s'ha dit abans d'exposar els resultats de la simulació el prototip proposat no aguantaria aquesta tensió ni corrent a causa del IGBT. Però el que es valora d'aquestes simulacions és que aquest prototip sí que és capaç de compensar energies i sí que es comporta de forma semblant a un convertidor amb NLM. Sí que és cert que hi ha força arrissat i sobretot en el corrent intern, però en els corrents externs es comporta de forma correcta. Per tant es procedeix a una anàlisi en tensions més baixes que sí que podria aguantar aquest tipus de prototip amb un únic submòdul i dos IGBT per braç.

Capítol 5

Anàlisi del convertidor a baixa tensió

A continuació es va fer una segona anàlisi aquest a baixa tensió. Les quals sí que podria suportar un submòdul com el presentat i serien unes condicions en les quals es podrien realitzar diferents experiments tant de control com d'interacció amb altres elements. Es poden observar els paràmetres a la Taula 5.1.

Potència nominal	10 kVA
Factor de potència	0,95(c)
Voltatge xarxa de CA	400 V (ph-ph ¹)
Voltatge enllaç HVDC	± 400 V
Impedància de fase	2,5 mH
Impedància de braç	1,8 Ω + 2 mH
Capacitància equivalent de cada braç	1 mF

Taula 5.1: Paràmetres de l'anàlisi a baixa tensió.

En la Figura 5.1 es pot observar la potència de l'enllaç de CC que es va obtenir en aquesta simulació és inacceptable l'arissat que existeix, ja que té una amplitud més gran a la potència nominal. Aquesta simulació és feta utilitzant el mateix control que en l'anàlisi a alta tensió. Es pot observar que si es fa així, hi ha una part molt gran del temps que el sistema està en curtcircuit, en la commutació els submòduls superior i inferior coincideixen en l'estat de bypass. En l'anàlisi d'alta tensió no destacava tant, ja que les impedàncies més grans ho emmascaraven.

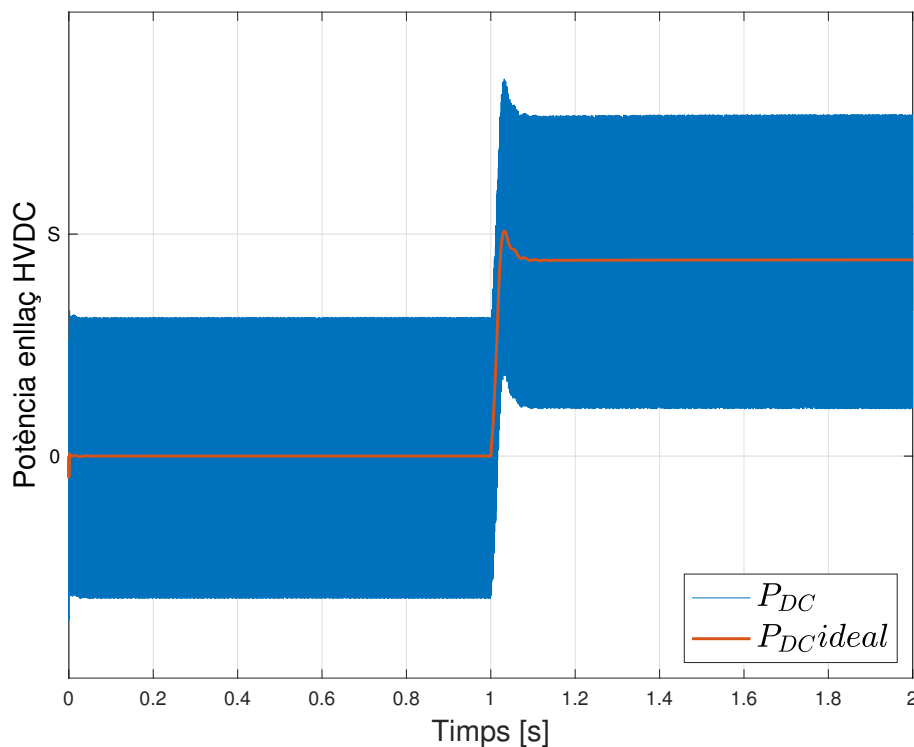


Figura 5.1: Potència de l'enllaç de CC del prototip a l'anàlisi a baixa tensió.

5.1 Proposta de millora

Per tal de solucionar l'arissat es va plantejar la possibilitat de desfasar les ones de modulació 180 graus entre els braços superiors i inferiors, plantejant la hipòtesi que es reduirien els instants de curtcircuit i d'aquesta forma es reduirà l'arissat en el sistema.

Per comprovar la hipòtesi anterior s'ha proposat un coeficient, el qual permet calcular el percentatge d'instants que coincideixen els valors superiors i inferiors.

$$G_t = \frac{\sum_0^T (x_u(t) + x_l(t))}{lx} 100 \quad (5.1)$$

El coeficient es pot calcular com s'expressa a (5.1), essent $x_u(t)$ i $x_l(t)$ l'estat de commutació del submòdul inferior i superior respectivament, que pot prendre els valors: 1 quan està en *bypass* o 0 quan està connectat. També sabent que lx és la longitud dels valors anteriors. D'aquesta forma es pot saber el percentatge de dades que el submòdul inferior i superior coincideixen en l'estat de *bypass*.

Per comprovar la hipòtesi anterior es faran tres simulacions:

1. Una simulació de 2 segons que comença a potència 0 i al segon 1 canvia a potència nominal, sense desfasar la modulació.
2. Una simulació de 2 segons que comença a potència 0 i al segon 1 canvia a potència nominal, desfasant la modulació.
3. Una simulació com la descrita en l'Apartat 5.2 que és una simulació de 5 segons on s'aplica una falta a la xarxa de CA i en la que es desfasa la commutació.

Els coeficients de les simulacions anteriors són 24,84% en el cas de la primera simulació, de 1,45% percentatge en el cas de la segona i en la tercera simulació el resultat és de 0,66%. Com es pot observar es confirma la hipòtesi que es redueixen els curtcircuits, ja que es pot observar que es redueixen de forma notable.

5.2 Comprovació del prototip

En aquest apartat es comprova que amb faltes a la xarxa de CA, el convertidor ho compensi i que el control d'energies actuï de la forma desitjada. Comparant el cas ideal amb el cas del prototip proposat.

Per tal de comprovar-ho el que es farà és analitzar el comportament del controlador i si actua de la forma pertinent quan es fa una disminució de la seqüència positiva de la xarxa de corrent altern en un 50% i augmentar la seqüència negativa en el 25%.

Per fer un control adequat el que es farà és limitar el corrent que pot circular cap a la línia de la xarxa de CA. El que es farà és aplicar una saturació per tal que no superi un valor de corrent massa elevat. I s'ha aplicat un *anti-windup* per tal que la part integradora del controlador no es descontrolï. Però la resta del control segueix sent igual a l'expressat en l'Apartat 2.4.

En la simulació es comença treballant en buit fins al segon 1 on es posa a treballar a potència nominal com es pot observar en les Figures 5.2 i 5.4 el cas del prototip i en les Figures 5.3 i 5.5 en el cas ideal.

En el segon 2,5 s'injectaran les faltes en la xarxa de CA anteriorment descrites com s'observa en les Figures 5.6 i 5.7 el cas del prototip i en les Figures 5.8 i 5.9 en el cas ideal.

Finalment en el segon 4 la xarxa es recupera de la falta i es simula fins al segon 5 a potència nominal, com es pot observar en les Figures 5.10 i 5.11 el cas del prototip i en les Figures 5.12 i 5.13 en el cas ideal.

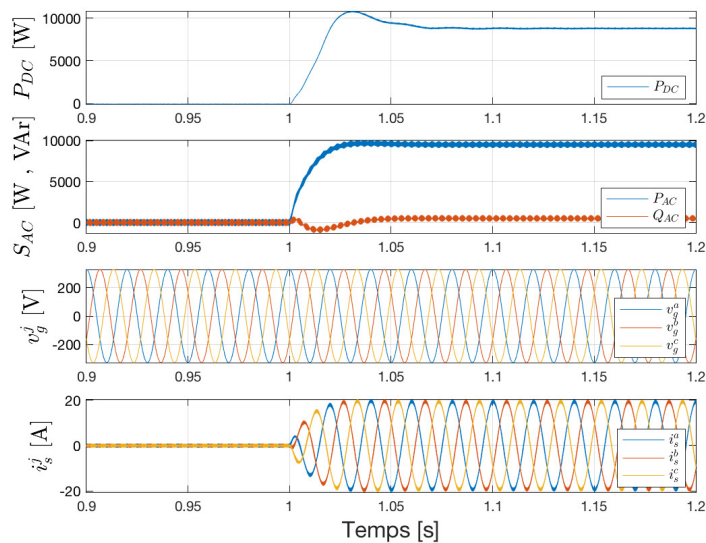


Figura 5.2: Esquema dels valors de la nova modelització proposada. Potència enllaç HVDC, Potència AC, v_gCA i Corrent de CA.

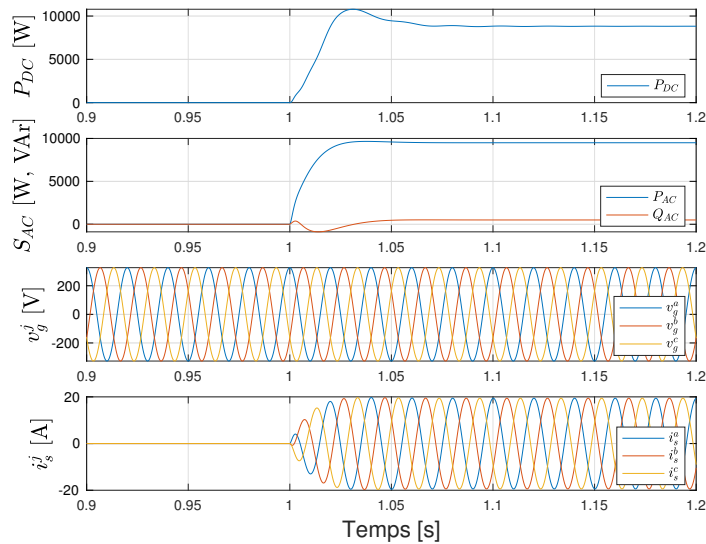


Figura 5.3: Esquema dels valors en el cas ideal. Potència enllaç HVDC, Potència AC, v_gCA i Corrent de CA.

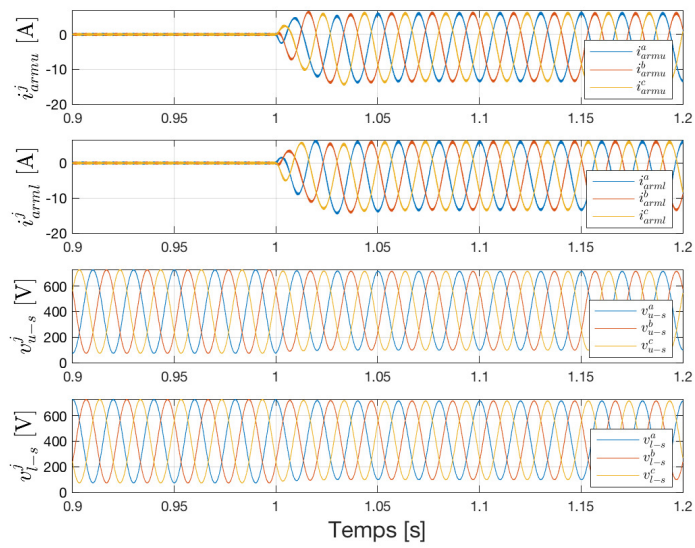


Figura 5.4: Esquema dels valors de la nova modelització proposada. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.

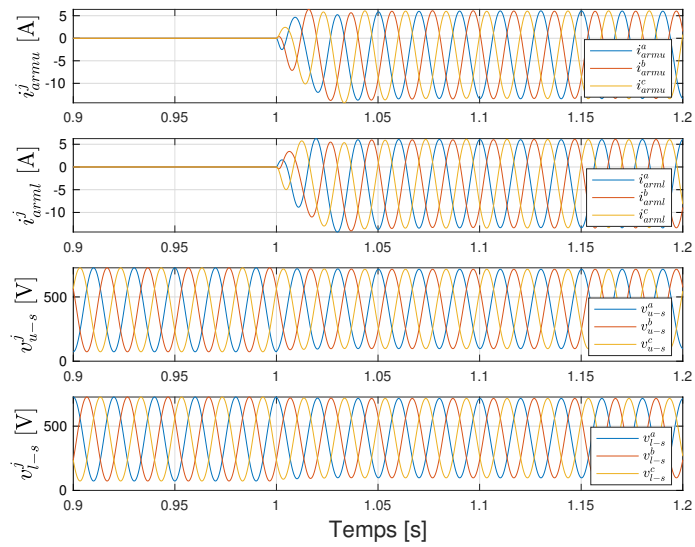


Figura 5.5: Esquema dels valors en el cas ideal. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.

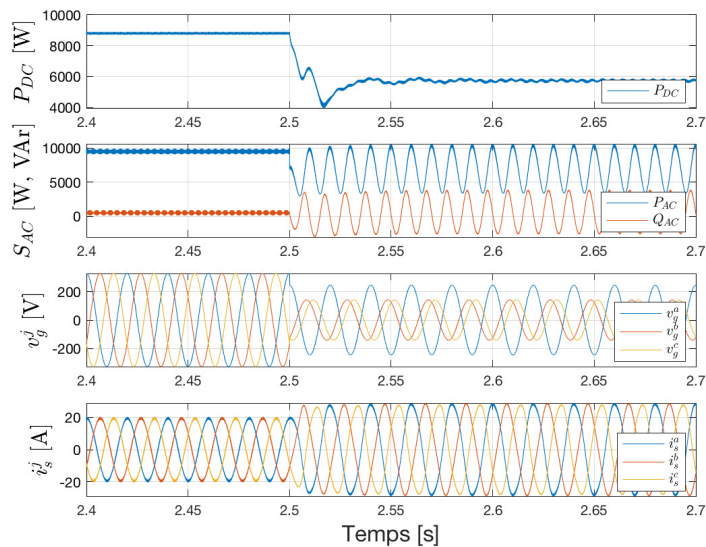


Figura 5.6: Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas del prototip proposat. Potència enllaç HVDC, Potència CA, v_gCA i Corrent de CA.

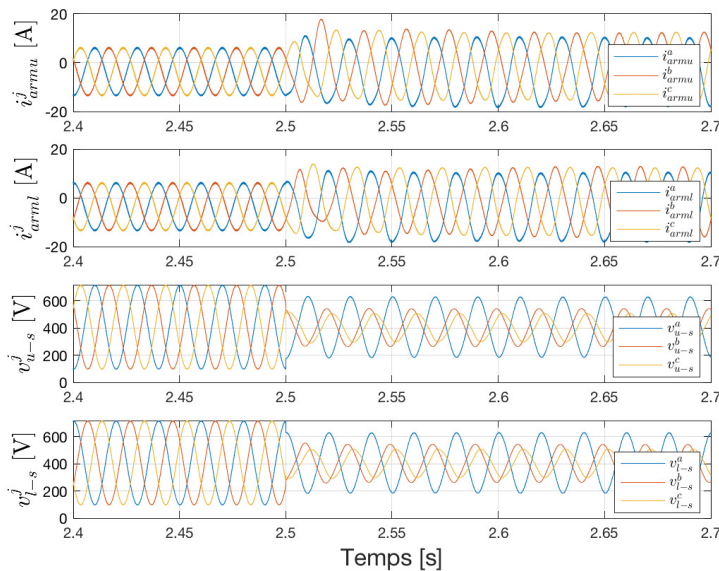


Figura 5.7: Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas del prototip proposat. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.

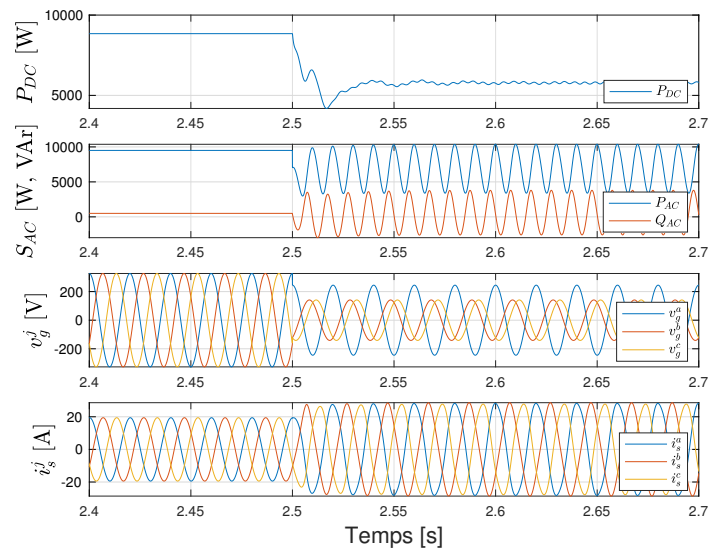


Figura 5.8: Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas ideal. Potència enllaç HVDC, Potència CA, v_gCA i Corrent de CA.

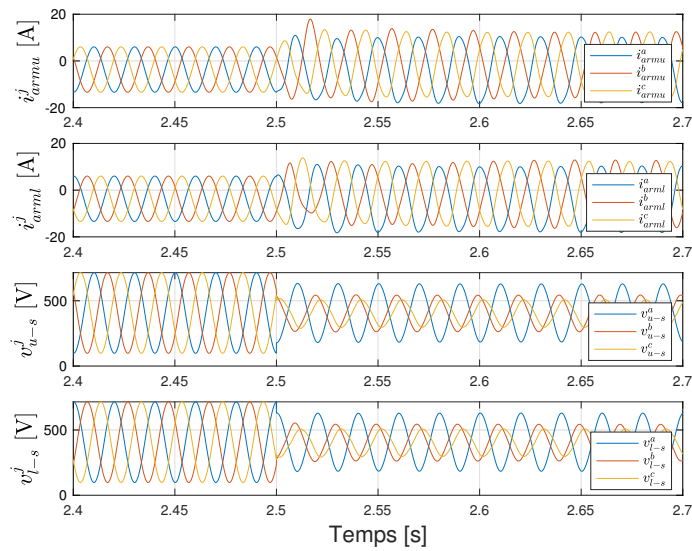


Figura 5.9: Transició cap a la falta en la xarxa de CA en el cas ideal. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.

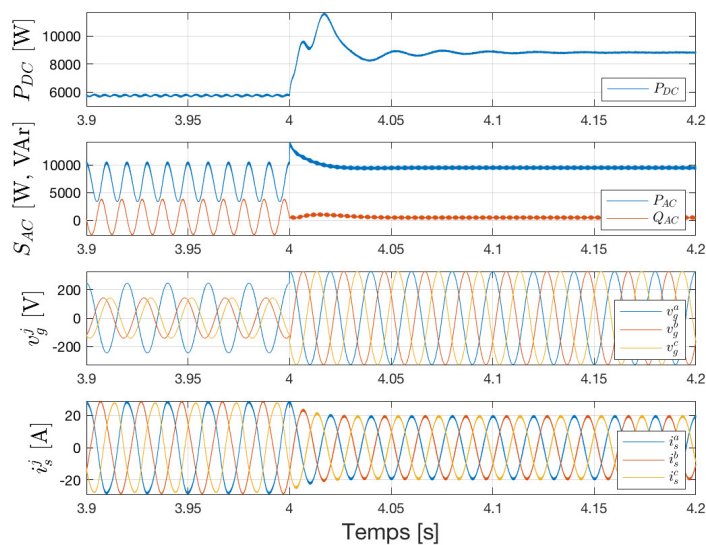


Figura 5.10: Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas del prototip proposat. Potència enllaç HVDC, Potència CA, v_gCA i de CA.

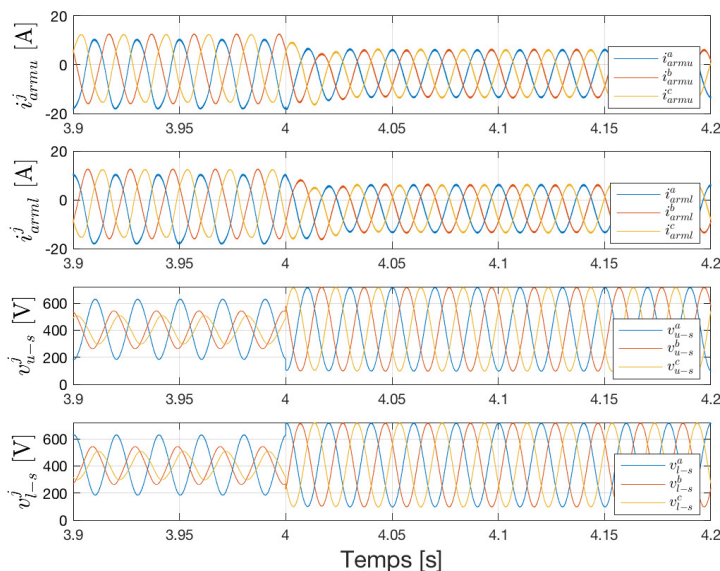


Figura 5.11: Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas del prototip proposat. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.

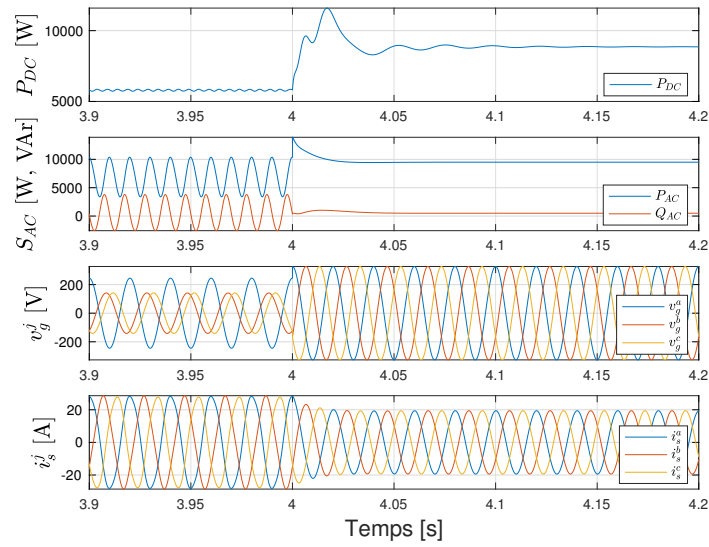


Figura 5.12: Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas ideal. Potència enllaç HVDC, Potència de la xarxa de CA, v_gCA i Corrent CA.

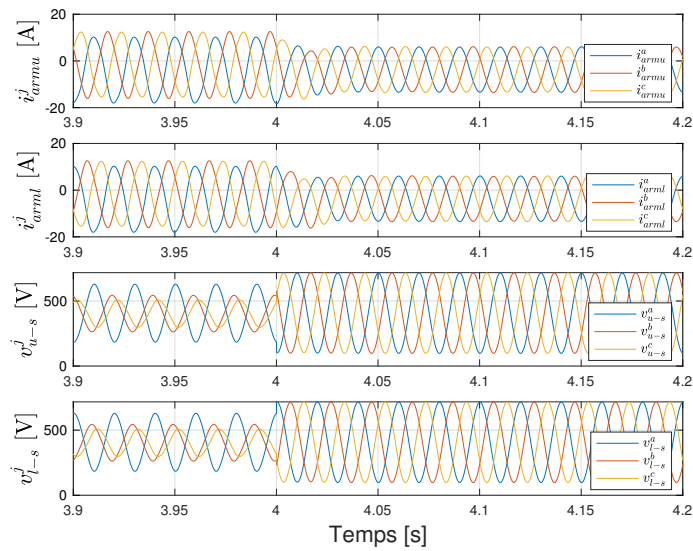


Figura 5.13: Transició quan la xarxa de CA es recupera de la falta en el cas ideal. Corrents dels braços i tensions aplicades als braços.

5.3 Conclusions de l'anàlisi del convertidor a baixa tensió

Comparant els resultats es pot veure que l'arissat que apareix és molt menor després del desfasament, per tant es pot tornar a validar la hipòtesi. Es pot observar que la potència de la part alterna durant les faltes oscil·la a 100 Hz, això passa pel control d'energies i funciona de forma esperada, ja que la potència de l'enllaç HVDC funciona de forma constant. També es pot observar que el prototip es comporta de forma molt semblant al cas ideal, per tant es donarà com a vàlid el prototip.

Capítol 6

Muntatge experimental

En aquest capítol s'explicarà com s'ha realitzat l'experiment i quin és el material emprat. Primer s'explicarà amb quins dispositius i quines eines s'han utilitzat per tal de fer l'experiment i posteriorment es parlarà dels experiments en si.

6.1 Material utilitzat

6.1.1 Placa de control

La placa de control està dissenyada per poder utilitzar un microcontrolador F28M36 Concerto de Texas Instruments pel control i l'automatització d'aplicacions. El DSP incorporat es basa en un multicore system-on-chip microcontroller unit (MCU) amb una comunicació independent i amb un control a temps real. Aquesta placa es pot programar utilitzant el Code Composer Studio ®(CCS) i un JTAG. Les principals característiques de la placa serien:

- Texas Instruments F28M36 DSP.
- 24 entrades ADC.
- 24 sortides de PWM.
- 4 DAC.
- Comunicacions.
- 12 entrades digitals aïllades.
- 12 sortides digitals aïllades.
- Interfície JTAG.

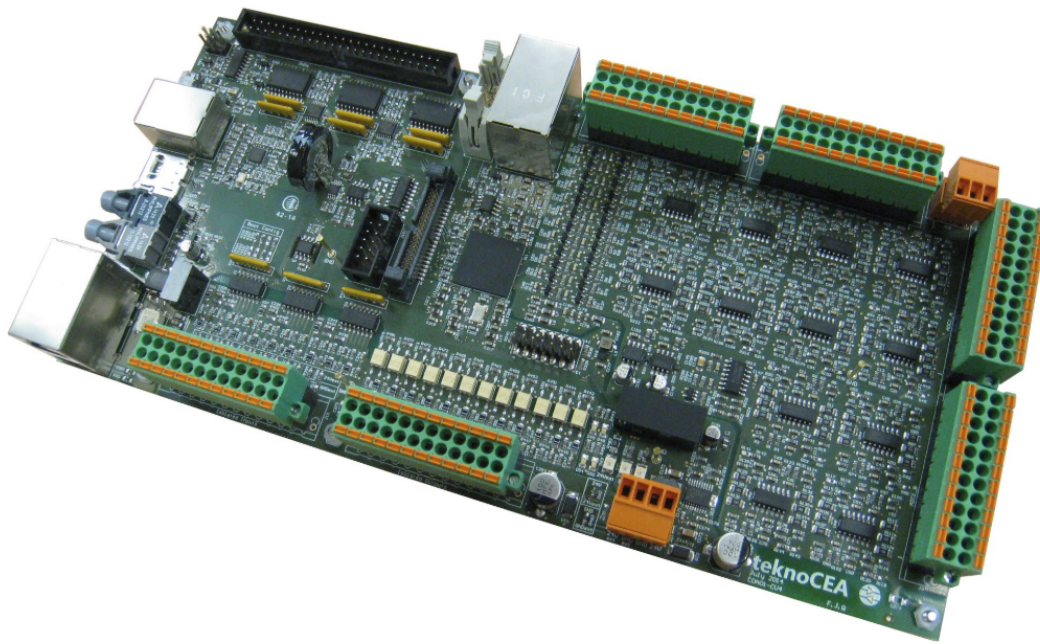


Figura 6.1: Foto de la placa utilitzada. Cedida per teknoCEA.

Es va triar aquesta placa, ja que és una placa dissenyada per fer prototips i especialment per prototips de convertidors. [22] A més a, en aquest experiment s'han utilitzat:

- 12 entrades ADCs: 6 entrades de corrent i 6 entrades de tensió.
- 6 sortides PWM.
- 6 sortides digitals.

JTAG Joint Test Action Group

És un tipus de mesurador que permet en temps real comunicar la placa amb l'ordinador on està el programa. D'aquesta forma permet controlar els estats i els paràmetres que si li poden donar a la placa.

Code Composer Studio ®

És un programa, de programari lliure, que permet dissenyar el control i funcionament d'un microxip i que permet fer un *debug* amb el JTAG. Aquest programa està fet per Texas Instruments i s'utilitza per programar els seus microxips.

Font d'alimentació

Per alimentar les sortides digitals i el microxip s'utilitza una font de 24 V i 3 A. I per alimentar els ADCs s'utilitza una font que s'explica a la Secció 6.1.4. Concretament es tracta d'una font FCP3.

6.1.2 Submòduls

Els submòduls utilitzats són uns submòduls amb estructura de mig pont com es pot observar a la Figura 3.1. Tot i que el submòdul es podria ampliar a pont complet. Les propietats principals del condensador es podrien reflectir en:

- Condensadors en paral·lel: es tracta de 12 condensadors de $82 \mu F$ que en total fa una capacitat de $954 \mu F$.
- Té dos IGBTs FGH60N60SMD.
- Dissipador de calor pels IGBTs.
- Mesurador de tensions per saber la tensió dels condensadors a partir de sensor aïllat de ACPL-C79B de Avago, El qual permet una mesura de pic de 1414 V i un rang de mesura de ± 200 mV. Aquest rang s'adapta a 10 V que és el rang dels ADCs de la placa.
- Circuit de descàrrega d'una potència de 4,5 W que permet descarregar els condensadors en 5 s.



Figura 6.2: Foto del submòdul utilitzat.

Mesura de tensió

Cada submòdul té una sonda de tensió. Per calibrar la sonda es va posar el condensador a diferents tensions i s'observava els valors que donen les sondes, i a partir d'aquestes dades es fa una línia de regressió lineal. En la Figura 6.3 es pot observar un cas concret, però la resta es van fer anàlogament.

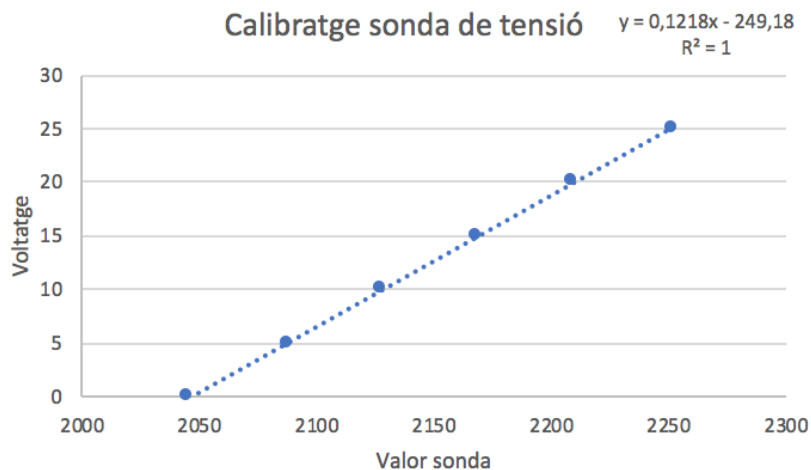


Figura 6.3: Gràfic de calibratge de les sondes de tensió.

Es pot observar a partir del coeficient R^2 que la recta de regressió lineal s'adapta perfectament als punts anteriorment trobats per tant es pot utilitzarà aquesta equació per trobar els valors de tensió.

6.1.3 Mesura de corrent

Per tal de saber els corrents que circulen pels braços i per la xarxa trifàsica. El que s'ha fet és utilitzar una placa per tal d'agrupar de tres en tres les mesures. Cada placa té dos LA 25-P 715004 i una La 55-P/SP1 710202.

El calibratge s'ha fet a partir d'observar els valors que s'han obtingut a partir de fer passar diferents corrents per la sonda de corrent. En la Taula 6.5 es poden observar els valors de la recta de regressió que s'utilitzarà per fer les mesures en un dels casos, la resta de casos es van fer anàlogament.

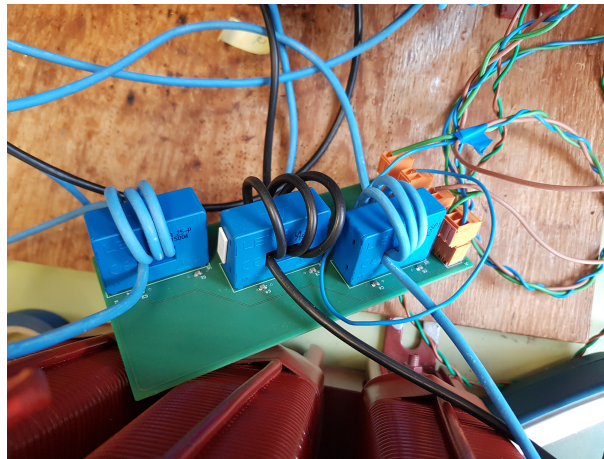


Figura 6.4: Imatge de les sondes de corrent.

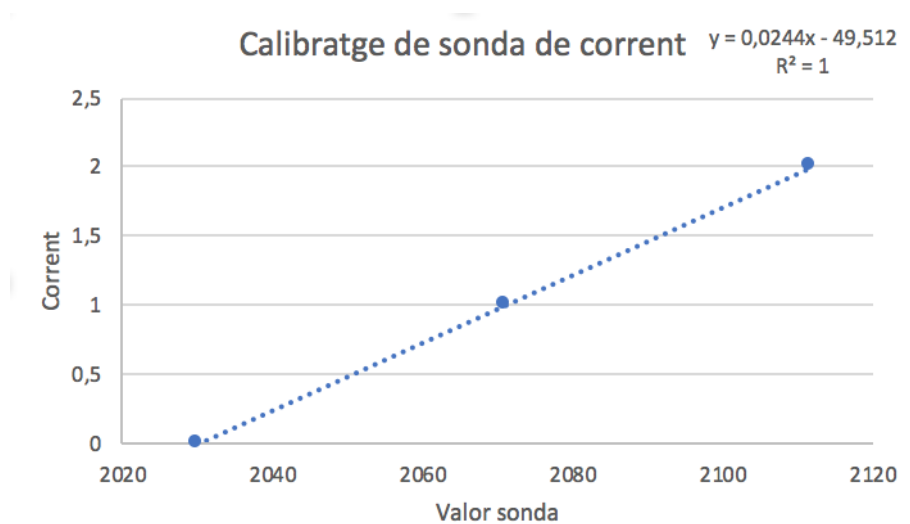


Figura 6.5: Gràfic de calibratge de les sondes de corrent.

Per poder conèixer el valor exacte del corrent que passa s'ha de dividir el valor que s'obté a partir de la recta de regressió per 4, ja que com es pot observar en la imatge 6.4 el cable passa quatre cops pel forat de la sonda.

Per tal de reduir recursos en una altra placa sencera, per saber el corrent de la xarxa es resten les tensions dels braços de la següent forma:

$$i_s^j = i_u^j - i_l^j \quad (6.1)$$

6.1.4 Font d'alimentació

La font de tensió que s'ha utilitzat en aquest treball permet fer aplicar voltatges de 0 a 30 volts i de 0 a 5 ampers de contínua per la subministració variable. Per la subministració constant surten 5 volts i 30 volts centrats en 0 que s'utilitzen per a la font d'alimentació dels ADCs de la placa. Concretament és una font GRELCO GVD 305SF.

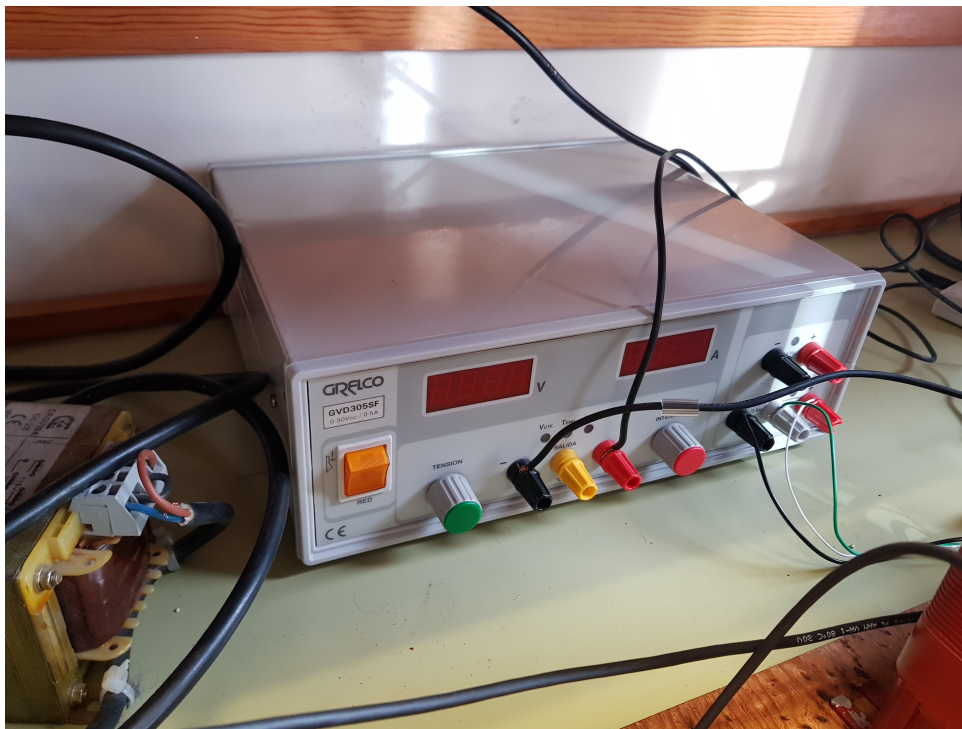


Figura 6.6: Font d'alimentació.

6.2 Control del convertidor experimental

Aquest control més senzill inicial que en altres llocs s'anomena modulació directa ens permetrà saber si el prototip pot funcionar. Es comença per aquest control, ja que no consta de control d'energies i igualment permet fer un control de la potència que converteix de contínua a alterna i en les energies es haurien de balancejar soles. L'inconvenient que té aquest tipus de simulació és que té molts harmònics. Aquest apartat el separarem en 4 parts la part d'arquitectura de l'experiment, disseny del control, realització del control i finalment la dels resultats.

6.2.1 Arquitectura de l'experiment

L'arquitectura que s'ha utilitzat en l'experiment és la que es pot veure en la Figura 6.7. Com es pot observar es parteix d'una font de contínua i es genera una xarxa trifàsica sense càrrega. Això es fa així, ja que si es volgués connectar el convertidor a una xarxa trifàsica, es necessitaria una PLL (Phase Locked Loop), cosa que encara faria més complex l'experiment. Per tant es va escollir aquesta arquitectura, ja que era la més senzilla possible que ens permetia observar el correcte funcionament del convertidor i ens facilitava una primera aplicació.

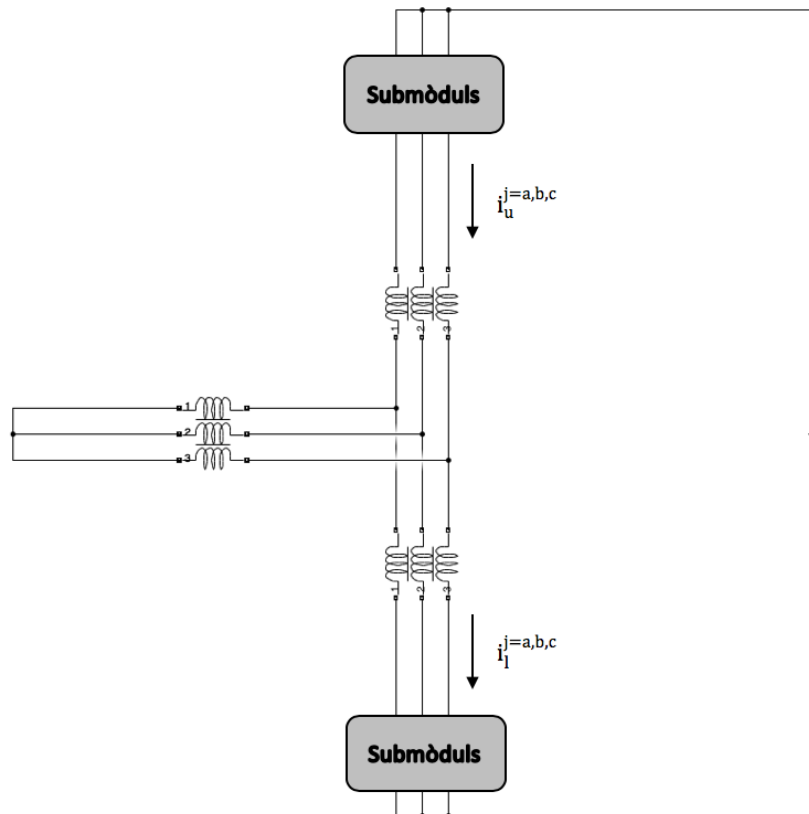


Figura 6.7: Arquitectura de l'experiment.

Els valors que de les inductàncies trifàsiques dels braços és de 4,8 mH i la de sortida de la xarxa de CA d'1 mH. Els submòduls estan detallats a 6.1.2 i la font de tensió de contínua està explicada a 6.1.4. La configuració real es pot observar a la imatge 6.8.

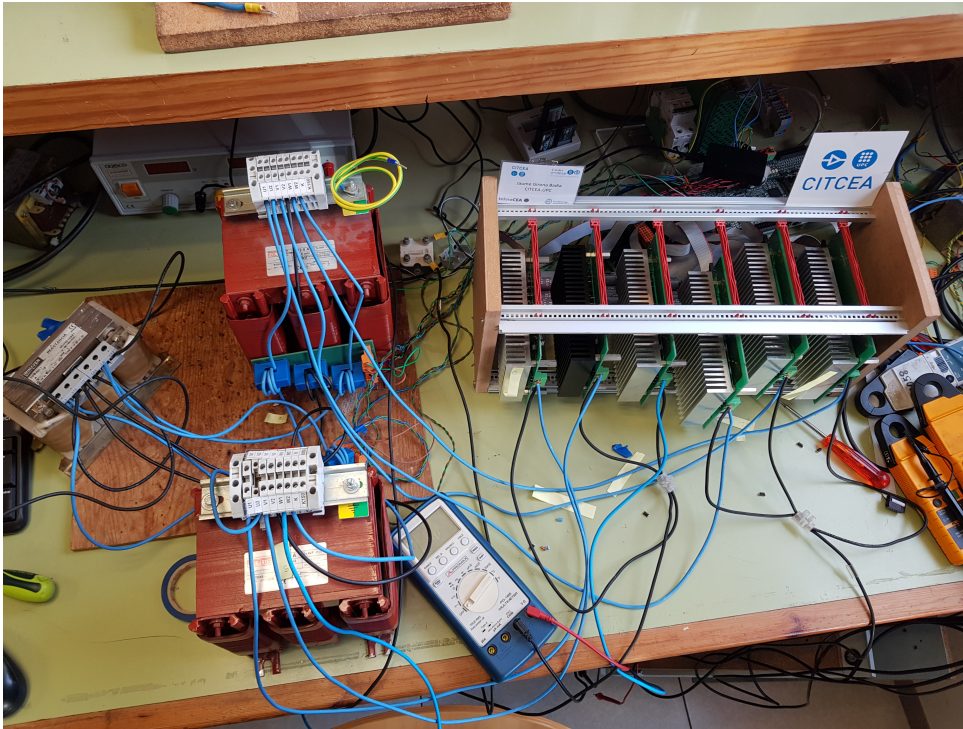


Figura 6.8: Imatge de l'experiment.

6.2.2 Funcionament del control del convertidor experimental

Per fer el control s'utilitza un control de corrent el qual utilitza el control de la v_{sum} per tal de regular el corrent i_s [7]. El control que s'aplicarà fa un desacoblament entre les tensions de q i d en transformada de Park. Es pot desacoblar amb:

$$\begin{bmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{v}_{lq} - l_l \omega_e \hat{i}_{ld} \\ -\hat{v}_{ld} + l_l \omega_e \hat{i}_{lq} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

On \hat{v}_{lq} i \hat{v}_{ld} són els corrents que surten del control i v_{lq} i v_{ld} són les tensions que surten del desacoblament. També tenint en compte que $l_l = L_s + \frac{L_a}{2}$ i $r_l = R_s + \frac{R_a}{2}$. Analitzant les equacions dels controls es pot deduir:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{lq} \\ \hat{v}_{ld} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_l & 0 \\ 0 & r_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_l & 0 \\ 0 & l_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Que aplicant la transformada de Laplace, la funció de transferència queda com a:

$$\frac{\hat{v}_{lq}(s)}{i_q(s)} = \frac{1}{l_l s + r_l} \quad (6.4)$$

$$\frac{\hat{v}_{ld}(s)}{i_d(s)} = \frac{1}{l_l s + r_l} \quad (6.5)$$

Dissenyant un control PI podríem calcular els paràmetres de la següent forma:

$$K_P = \frac{l_l}{\tau} \tag{6.6}$$

$$K_I = \frac{r_l}{\tau} \tag{6.7}$$

On τ és la constant de temps de llaç tancat del sistema elèctric. Es pot observar el resultat global a la imatge 6.9.

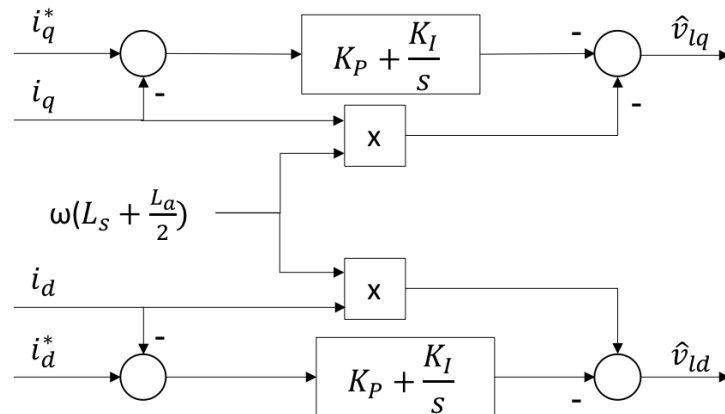


Figura 6.9: Control de corrent.

Amb aquest control s'obté la tensió que es vol aplicar en el convertidor, però per tal d'aplicar-la correctament en el convertidor s'ha de transformar de Park a abc i un cop està a abc la referència als braços superiors serà aquesta en negatiu i sumant-li la meitat de la tensió del bus de contínua. I en el cas del braç inferior serà la suma d'aquesta tensió amb la meitat de la tensió del bus de contínua. En la Figura 6.10 es pot observar el que s'ha explicat anteriorment.

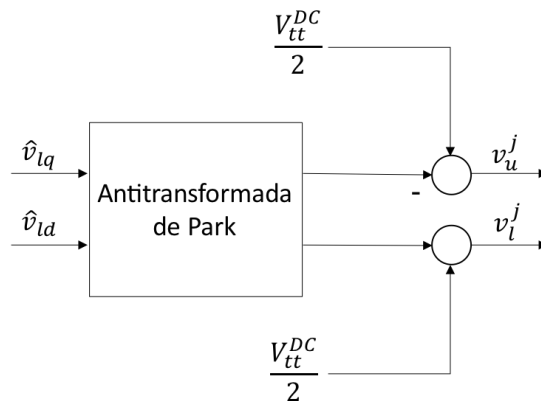


Figura 6.10: Càlcul de la tensió que vol aplicar al convertidor.

On les tensions v_u^{abc} i v_l^{abc} són les tensions que es volen aplicar al braç superior i inferior respectivament. Per tal de fer la modulació el que es fa és dividir les tensions v_u^{abc} i v_l^{abc} entre la tensió del bus de contínua i es compraren amb una ona triangular unitària de la freqüència de commutació designada i s'envia el senyal als IGBTs, a la Figura 6.11 es pot observar la lògica que s'aplica.

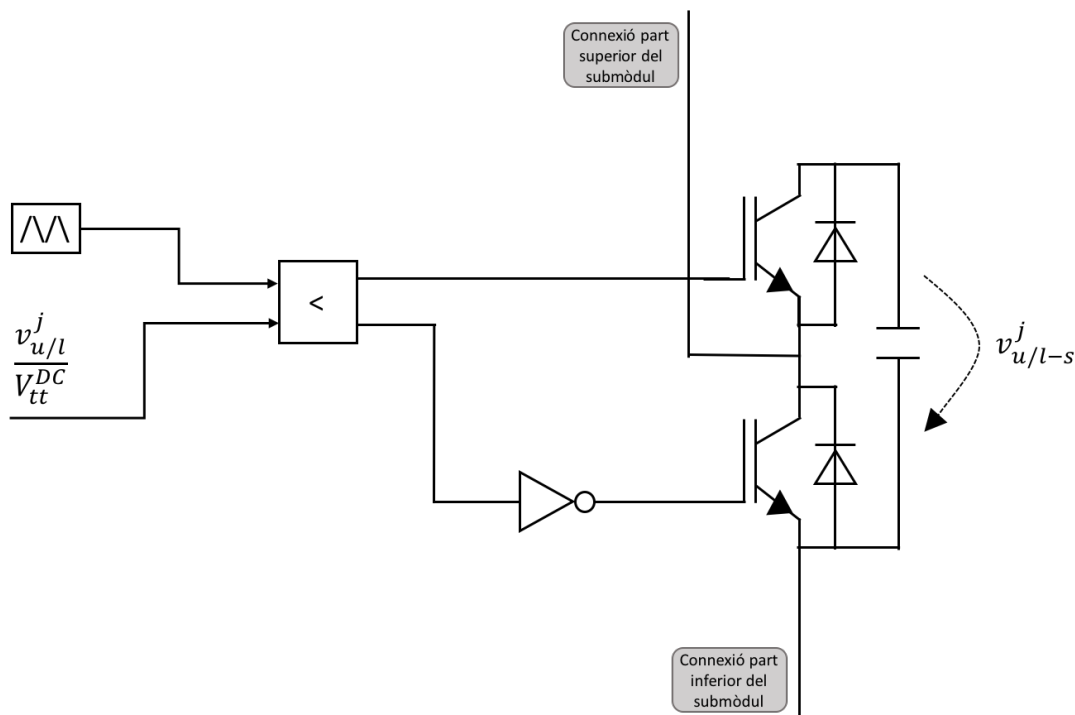


Figura 6.11: Imatge de la modulació en el submòdul.

6.2.3 Realització del control

Com s'ha explicat anteriorment, per tal de controlar el convertidor s'ha utilitzat el CCS®. En aquest apartat s'explicarà com s'ha realitzat el control amb el CCS® per fer-ho s'explicarà el més important, que és la inicialització de les entrades i sortides, la màquina d'estats i la interrupció ADC que permet gestionar el control.

Inicialització de les entrades i sortides

Com s'ha explicat en el Subapartat 6.1.1, s'han utilitzat:

- 12 pins ADC's que s'han configurat com a entrades, s'ha utilitzat l'ADC1 en els 12 casos així utilitzant tot l'ADC1.
- 6 pins digitals que s'han configurat com a sortides que són les que activen la descàrrega

dels condensadors.

- 6 sortides de PWM que triangulars amb una freqüència que es tria a partir de la variable T_{sw} i desfasades les tres dels braços superiors amb les dels braços inferiors en 180 graus. I s'inicialitza una interrupció ADC que s'activa cada cop que l'ona està en el punt inferior.

Màquina d'estats

Per tal de fer una execució correcta s'ha generat una màquina d'estats amb 5 estats:

- Inicialització: inicialitza les entrades i sortides i les restaura a zero.
- Carga dels condensadors superiors: permet carregar els condensadors superiors.
- Carga dels condensadors inferiors: permet carregar els condensadors inferiors.
- Commutació: estat on es permet la commutació dels submòduls i el funcionament del convertidor.
- Descarrega: permet la descàrrega controlada dels condensadors.
- Error: permet controlar els diferents errors, gestionar-los adequadament i parar la commutació.

Interrupció ADCs

Aquesta interrupció s'executa amb la freqüència del PWM i és la interrupció que ens permetrà controlar la commutació, el corrent que circula pels braços i la tensió dels condensadors. Es podria separar el funcionament de la interrupció en 3 casos diferents:

- Sempre: la interrupció pren les mesures de corrent i tensió i comprova que no superin un valor de seguretat. Amb l'excepció del corrent quan s'estan carregant els condensadors.
- L'estat de la màquina d'estats és commutar però no està activada la commutació: Es posen a zero tots els controls i s'inhabiliten els PWM.
- L'estat de la màquina d'estats és commutar i està activada la commutació: S'executen els controls i s'envien els valors pertinents al PWM.

6.3 Resultats

En aquest subapartat s'explicaran els resultats de l'experiment que s'ha realitzat. I també els resultats d'una simulació de l'experiment. L'experiment es va realitzar en les condicions següents:

Voltatge bus DC	15 V
Corrent de pic consigna de CA	6 A
Resistència de la fase	0,2 Ω
Impedància de la fase	1 mH
Resistència del braç	0,2 Ω
Impedància del braç	4,8 mH
Capacitància de cada braç	978 μF
Freqüència de commutació	10 kHz

Taula 6.1: Paràmetres que s'han utilitzat en l'experiment.

En les Figures 6.12 i 6.13 es pot observar el doble del corrent que circula per les línies de corrent altern. En ser línies sense càrrega no es pot mesurar la tensió. En la Figura 6.12 es pot observar el transitori i per tant es pot observar com sí que hi ha un control aplicat. Es pot observar que les Figures 6.12 i 6.14 el comportament és el mateix. En la Figura 6.13 es pot observar el corrent en estat estacionari i es pot observar com hi ha un petit arrissat que és generada per la commutació.

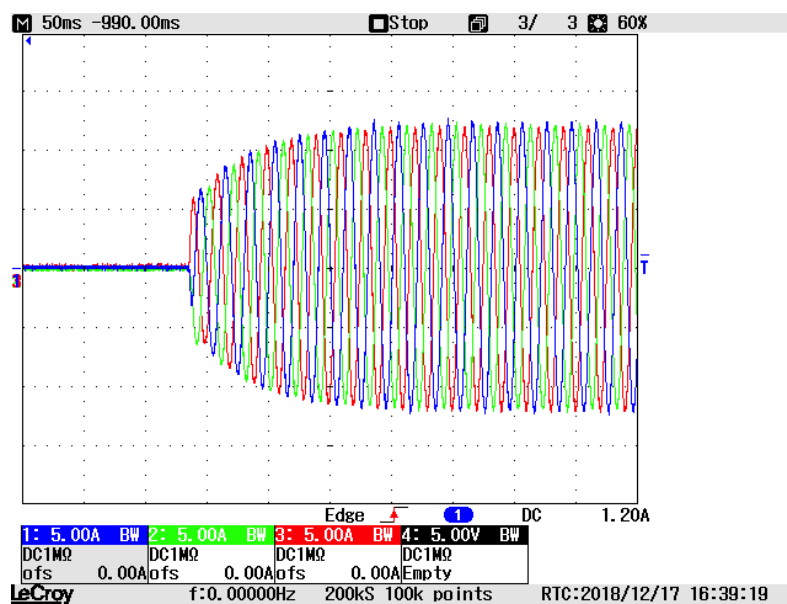


Figura 6.12: Corrent de les tres línies de la xarxa de CA.

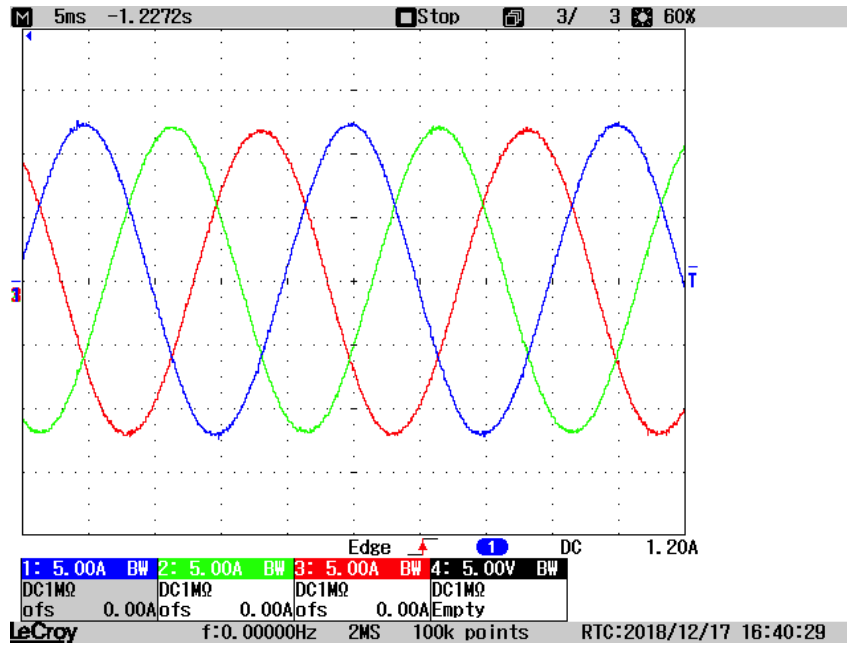


Figura 6.13: Corrent de les tres línies de la xarxa de CA ampliat.

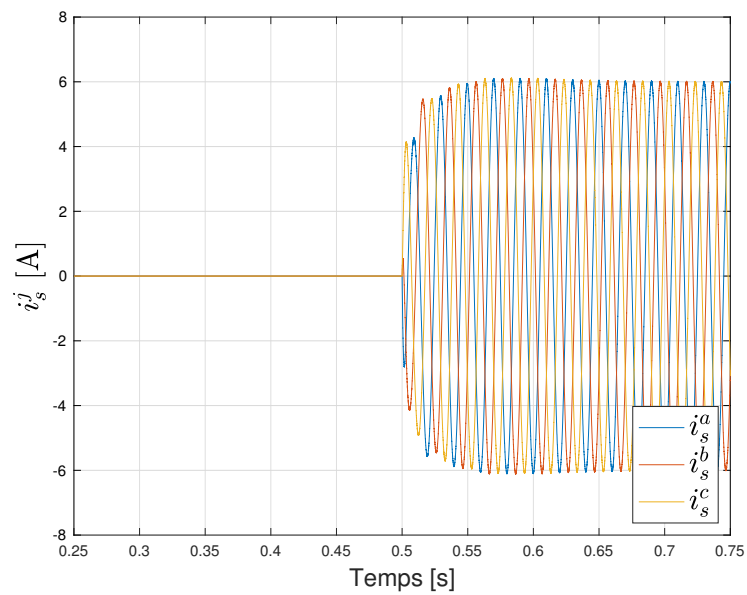


Figura 6.14: Corrent de les tres línies de la xarxa de CA en cas de simulació.

En les Figures 6.15 i 6.16 es pot observar els corrents dels braços superiors i inferiors respectivament. Amb aquests resultats es pot observar com el corrent del braç superior té més amplitud que l'inferior, també es pot observar que no és igual al cas de la simulació com es pot observar en les Figures 6.17 i 6.18. Per tant es pot determinar que hi ha un desequilibri entre els braços superiors i inferiors cosa que no hauria d'aparèixer en aquest tipus de control. Aquest desequilibri està patent en l'energia dels condensadors com es pot observar en el seu voltatge en les Figures 6.19 i 6.20 i es pot observar en les Figures 6.21 i 6.22 que en la simulació no es comporten igual a l'experiment.

Malgrat això l'experiment es pot considerar que valida el prototip, ja que el control aplicat no controla de forma directa l'energia i com s'observa només hi ha una variació inicial i no una prolongada.

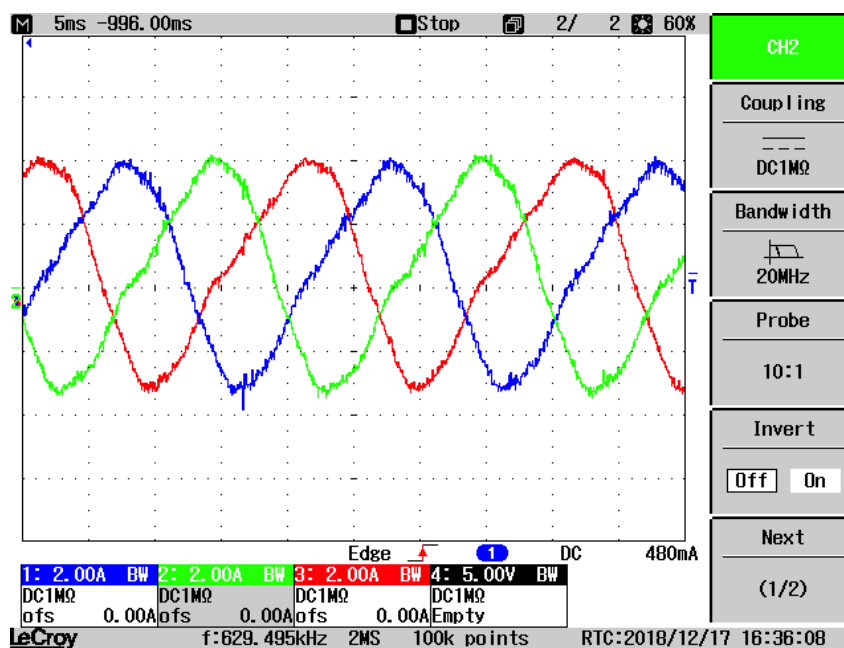


Figura 6.15: Corrent dels braços superiors.

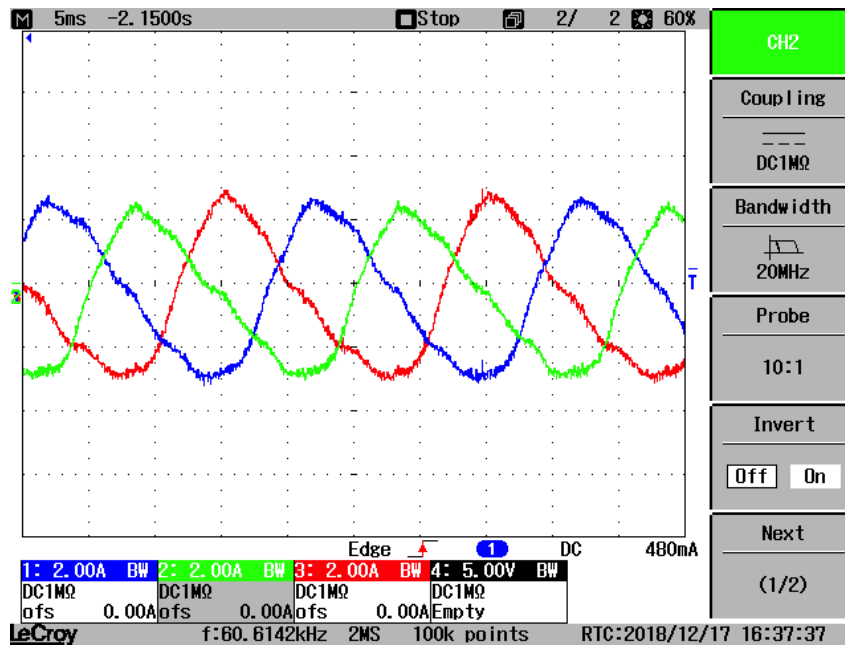


Figura 6.16: Corrent dels braços inferiors.

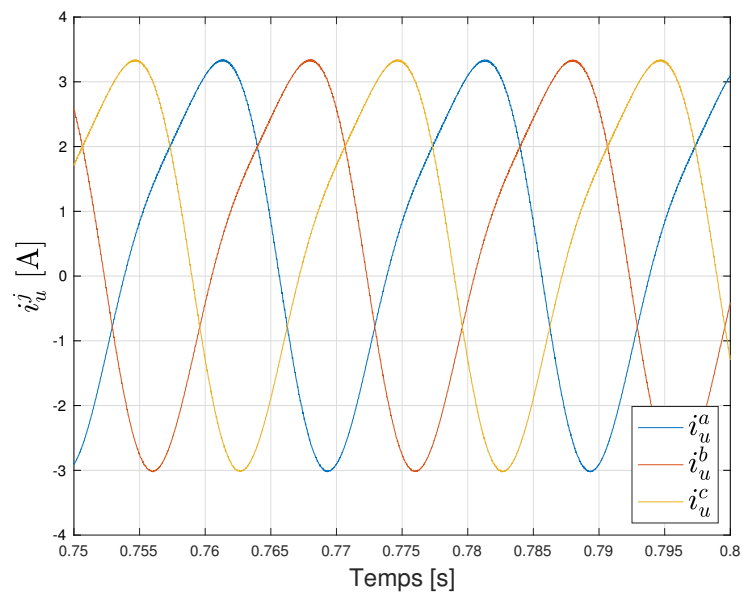


Figura 6.17: Corrent dels braços superiors en el cas simulació.

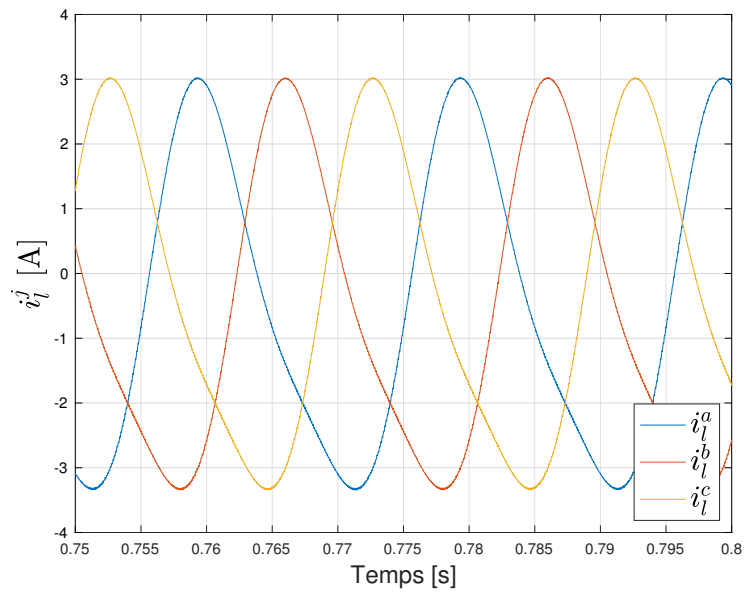


Figura 6.18: Corrent dels braços inferiors en el cas simulació.

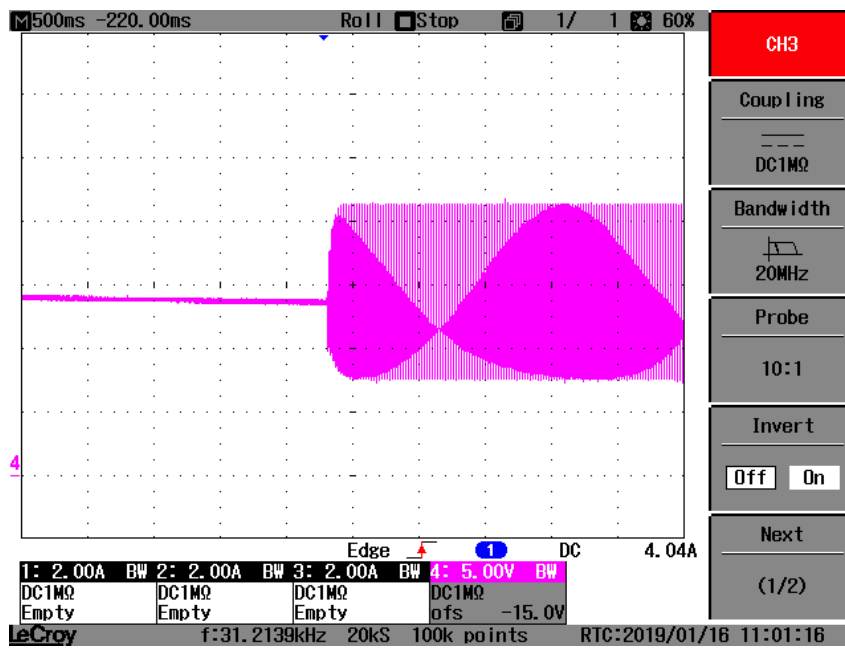


Figura 6.19: Tensió condensador superior.

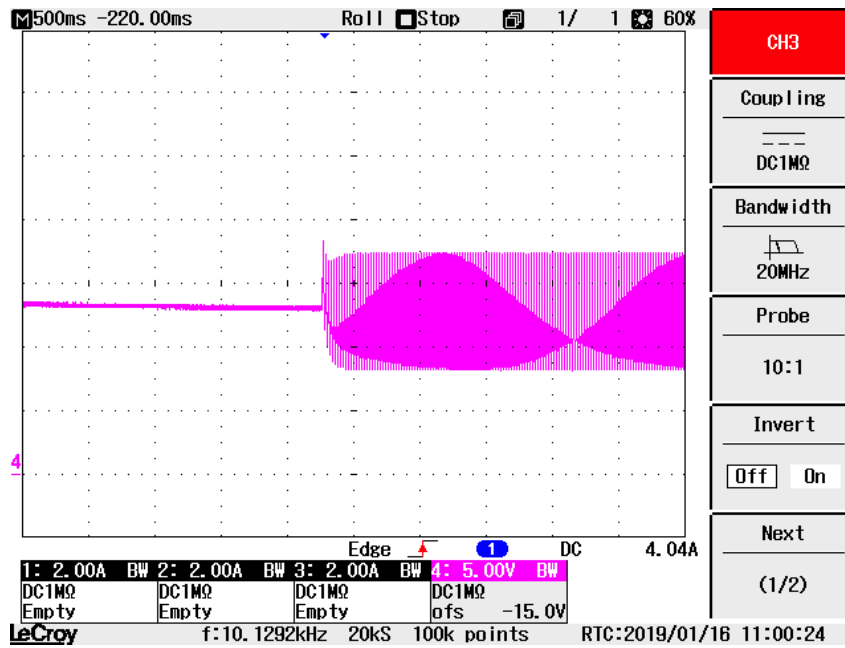


Figura 6.20: Tensió condensador inferior.

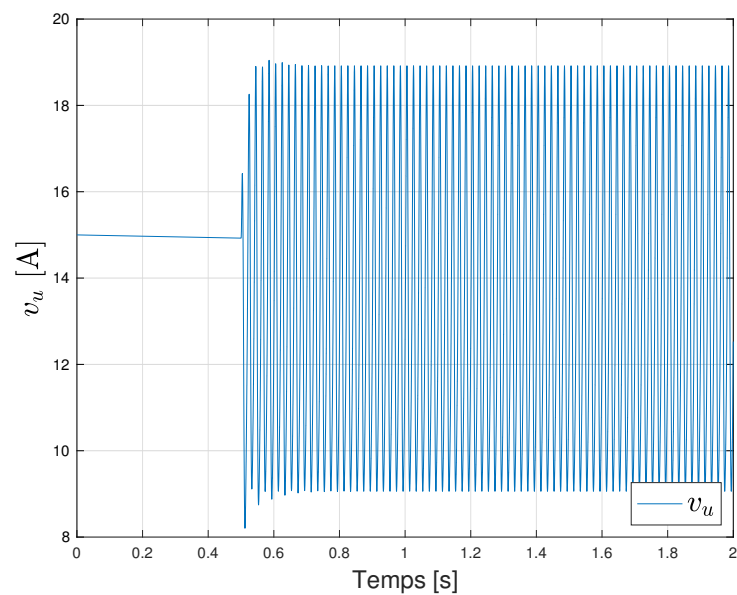


Figura 6.21: Tensió condensador superior en el cas simulació.

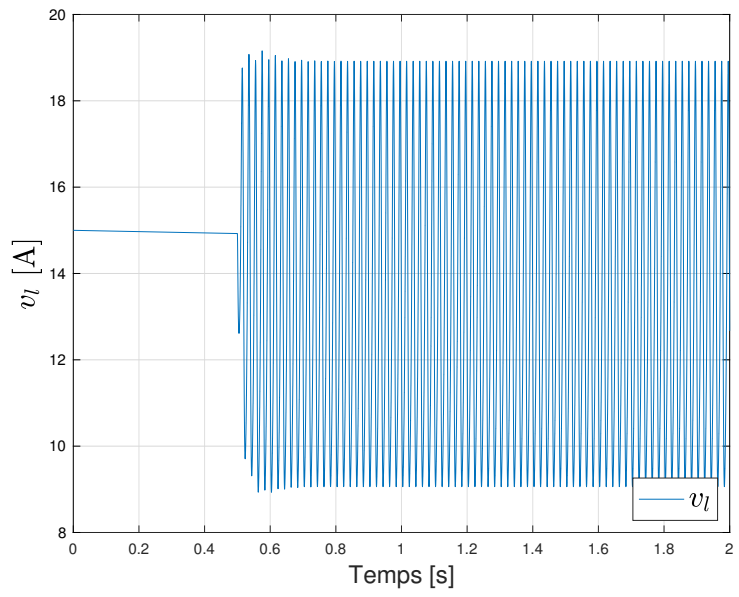


Figura 6.22: Tensió condensador inferior en el cas simulació.

Capítol 7

Conclusions

En aquest projecte s'han presentat un prototip que es comporta com un MMC. En primer lloc s'ha presentat l'evolució de la tecnologia del HVDC. En segon lloc s'ha presentat el convertidor MMC i el control que aquest té que comparteix amb el prototip proposat. Tot seguit s'ha exposat el prototip desenvolupat, amb les seves característiques particulars.

A continuació es realitza una anàlisi a alta tensió, en el qual es compara l'estructura del prototip amb el model ideal. En aquesta primera anàlisi es pot observar que el comportament de l'estructura és correcte tot i que hi apareix un arrissat elevat.

També es realitza una segona anàlisi aquest a baixa tensió, el qual ha permès observar que modificant la modulació es pot disminuir l'arrissat que apareix en el corrent de la xarxa de CC. També s'ha comprovat que el control d'energies funciona de forma correcta.

Finalment s'ha exposat un experiment pràctic. Primer s'ha exposat el material amb el qual s'ha realitzat, s'ha seguit explicant l'estructura i el control que s'utilitza en l'experiment i com s'ha realitzat aquest control per tal que l'interpreti la placa de control. I finalment s'han presentat els resultats en els quals s'observa que el convertidor funciona de forma correcta, però apareix una descompensació d'energies que no hauria d'aparèixer amb el control que s'ha utilitzat. En qualsevol cas, com que el control que s'ha utilitzat no contempla un control directe de les energies i el desequilibri esdevé a l'inici i no es desequilibra més, s'ha determinat com a vàlid el prototip i l'experiment.

7.1 Treball futur

Aquest treball en ser un treball de fi de grau ha tingut una durada limitada i un començament amb un nivell molt baix. A aquest treball el que li faltaria és un posterior seguiment sobretot en la línia dels experiments, ja que les simulacions sí que són més completes i els resultats han sigut els esperats. Per continuar amb les experimentacions es proposa aquest guió:

1. Aplicar un control que permeti eliminar els harmònics de 100 Hz del voltatge dels braços. Això servirà per tenir menys harmònics i es creu que potser els braços superiors i inferior no es desequilibrarien. Aquest tipus de control està descrit a [17].

2. Aplicació del control d'energies el qual s'ha aplicat en les simulacions. Així desapareixerien les diferències energètiques entre braços.
3. Connectar el convertidor a la xarxa trifàsica la qual tindria els mateixos paràmetres que l'anàlisi a baixa tensió. En aquest mateix experiment es podria utilitzar el prototip per tal de compensar una fase descompensada, d'aquesta forma comprovant el control d'energies. També es podria estudiar el seu funcionament tant injectant energia a la xarxa trifàsica com extraient energia d'aquesta. Aquest estudi ens permetria comparar l'anàlisi amb el cas experimental i validar el prototip de forma definitiva.

Capítol 8

Agraïments

Primer de tot agrairia al tutor del treball i al cotutor a l'Eduardo Prieto i en Carlos Collados per tot el suport que m'han anat donant, la gran empenta que aportaven en els moments més fluixos i també per tots els coneixements que m'han sabut transmetre.

En segon lloc voldria agrair a títol personal a: en Joan Sau per les seves infinites respostes a les meves infinites preguntes, a en Ricard pel suport que m'ha donat amb el Code Composer Studio ® i amb la programació i finalment a en Cristian pel suport que m'ha donat en comprendre la Gaia i el seu funcionament. I a títol general donar gràcies al CITCEA, i en especial a l'Oriol Gomis com a líder del grup de recerca, i a totes les persones que el componen per tota l'ajuda i coneixements que m'han transmès i també en particular a la gent del meu despatx pels ànims que m'han donat per seguir endavant i endinsar-me en el món de la investigació.

També voldria agrair a la meva mare, al meu pare i al meu germà les ganes que m'han transmès sempre de voler conèixer més i de sempre buscar les respostes a les preguntes.

Finalment agrair a la meva parella l'Andrea, per donar-me l'energia per seguir endavant.

Moltes gràcies a tots vosaltres.

Apèndix A

Pressupost

En aquest apartat s'analitzaran el pressupost que s'ha gastat en aquest projecte. En aquest treball s'han fet diverses simulacions de MMC amb l'ordinador i a posteriori s'ha dissenyat un prototip d'un convertidor i finalment s'ha fet un experiment d'aquest prototip. Per tant el pressupost es distribuirà de la següent forma:

- Pressupost recursos humans: Pressupost gastat tant el la realització del projecte per part de l'alumne com el pressupost que s'ha destinat a consultes d'experts.
- Pressupost de simulació: Pressupost gastat en material i llicències per la realització de les simulacions.
- Pressupost de l'experiment: Pressupost gastat en el material utilitzat en l'experiment.

Cal destacar que els preus estan sense IVA si no s'indica el contrari.

A.1 Pressupost en recursos humans

Com s'ha esmentat anteriorment en aquest apartat s'exposaran els diferents costos que s'han tingut pel que fa a dedicació d'hores. Es pot separar el cost en tres:

1. Cost de les hores de l'alumne: contant que l'alumne va començar al juny dedicant mitja jornada i va continuar el Setembre a mitja jornada i a partir de desembre va dedicar a jornada completa. En la Taula [A.1](#) es pot observar el temps de dedicació de l'alumne.

Mes	Hores
Juny	80
Setembre	60
Octubre	80
Novembre	80
Desembre	120
Gener	60
Total	480

Taula A.1: Numero d'hores per mes de l'alumne.

2. Cost d'hores de qüestions teòriques a experts del tema: en aquest apartat es tindran en compte les reunions tingudes amb el tutor i el temps que ha consumit l'alumne fent preguntes a experts en el tema, també hores dedicades en donar suport a l'alumne en experiments per part del professor i experts. En la Taula A.2 es pot observar un resum de les hores per mes destinades a aquest objectiu.

Mes	Hores tutor	Hores suport experiment
Juny	6	0
Setembre	8	5
Octubre	6	8
Novembre	6	8
Desembre	8	25
Gener	8	20
Total	42	66

Taula A.2: Numero d'hores per mes destinades per experts i els tutors.

Es tindrà en compte que el cost de les hores de l'alumne són 40€ l'hora i que les del tutor són 80€ l'hora i les dels experts en aquest cas doctorands en la seva majoria 60€ l'hora. A la Taula A.3 es fa l'estudi del cost a partir de les hores.

Concepte	Hores	Cost per hora [€/h]	Cost [€]
Cost alumne	480	40	19200
Cost expert	66	60	3960
Cost tutor	42	80	3360
Pressupost recursos humans			26520

Taula A.3: Pressupost en recursos humans.

A.2 Pressupost de simulació

En aquest apartat es tindrà en compte els diferents recursos que s'han utilitzat per poder fer les simulacions. En aquest treball per fer les simulacions s'ha necessitat un ordinador que en aquest cas ha estat un MacBook Pro del 2015 que s'ha utilitzat durant 4 mesos d'un preu de 2100 €. Tenint en compte una amortització de 6 anys el cost mensual seria 43,75 €/mes. També s'ha tingut en compte la llicència de Matlab® amb el paquet Simpower System que costa 2100 € . A la Taula A.4 es pot veure un sumari del pressupost de simulació.

Concepte	temps/unitat	Cost per temps o unitat	Cost total
Ordinador	6 mesos	43,75 €/mes	262,50 €
Matlab ®amb el paquet Simpower System	1 unitat	2100 €/unitat	2100 €
Pressupost de simulació			2362,5 €

Taula A.4: Pressupost de simulació.

A.3 Pressupost de l'experiment

En aquest apartat tindrem en compte tot el material que s'ha utilitzat, tant el que s'ha comprat com el que s'ha utilitzat que ja estava comprat. Es podria separar en tres parts una primera part d'aprenentatge on l'alumne va fer un curs per aprendre a programar DSPs. Una segona part on es tindrà en compte el material utilitzat en el convertidor i de comprovacions experimentals. En la Taula A.5 es pot observar el total i en els subapartats que hi ha a continuació es pot observar el desglossament.

Concepte	Cost total [€]
Pressupost aprenentatge	485
Pressupost material del convertidor i de comprovacions experimentals	2392,89
Pressupost de l'experiment	2877,89

Taula A.5: Pressupost de l'experiment.

A.3.1 Pressupost aprenentatge

L'alumne va realitzar un curs per tal d'aprendre a programar DSPs. Aquest curs va amb un suplement d'un DSP muntat en uns mòduls d'aprenentatge. Aquest curs està valorat en 485 €, aquest curs normalment els imparteix el CITCEA, en el cas de l'alumne no se li va impartir el curs, però sí que se li va donar tot el material que hi ha en el curs i un el permís d'un ús prolongat del DSP.

A.3.2 Pressupost material del convertidor i de comprovacions experimentals

En aquest subapartat podem diferenciar els costos dels materials que s'han comprat amb els que s'han utilitzat que ja estaven comprats. Les parts que es van comprar es poden observar a la Taula A.6.

Concepte	Cost unitari [€/unitat]	Unitat	Euros totals [€]
Submòdul	232,75	6	1396,50
Placa connexions amb submòduls	29,66	1	29,66
Placa de control	300	1	300
Material de muntatge	124,12	1	124,12
Total			1850,28

Taula A.6: Cost material comprat.

En la Taula A.7 es pot observar tot aquest material i la seva amortització, que es valorarà tenint en compte que s'ha utilitzat 4 mesos i que els aparells tenen un temps de vida de 5 anys.

Concepte	Cost unitari [€/unitat]	Cost [€]	Unitat	Amortització [€]
Ordinador	800	1	800	53,33
JTAG	200	1	200	13,33
Oscil·loscopi	6000	1	6000	400
Multímetre	100	1	100	6,67
Mesures de corrent	150	4	600	40
FCP3	25,35	1	25,35	1,69
GRELCO GVD 305SF	413,80	1	413,80	27,59
Total				542,61

Taula A.7: Cost material laboratori.

Finalment a la taula sumant els conceptes anteriors es pot observar el pressupost utilitzat en material del convertidor i de comprovacions experimentals és de 2392,89.

A.4 Pressupost total

En la Taula A.8 es pot observar el pressupost total que s'ha utilitzat en el projecte.

Concepte	Cost total [€]
Pressupost recursos humans	26520,00
Pressupost de simulació	2362,50
Pressupost de l'experiment	2877,89
Pressupost total	31760,39

Taula A.8: Pressupost total.

Apèndix B

Impacte mediambiental

L'impacte ambiental d'aquest treball es podria centrar en dues parts, l'impacte que té una línia HVDC i l'impacte que té la construcció d'equips d'electrònica de potència com pot ser el MMC o el material que s'ha utilitzat per realitzar l'experiment.

B.0.1 Impacte ambiental de la línia HVDC

Des del punt de vista ambiental de l'emplaçament d'una línia de HVDC, no és més dolenta que una línia de CA. La majoria de línies HVDC són *offshore* això implica que els cables van a través del fons marí. Aquest emplaçament implica el fet de moure el fons marí i per tant danyar el fons marí de forma localitzada al llarg de tota la línia. En cas que no es pugui soterrar per les característiques del sol marí, el cable es recobreix de roca, així també danyant el fons marí anterior. Aquest emplaçament acostuma a danyar el fons marí i la seva regeneració és aproximadament d'un any. Per altra banda aquestes rutes han de tindre en compte reserves naturals i espais protegits. A més a més aquestes línies han d'afectar el mínim possible a les activitats que es duen a terme en la mar. Per tancar la part de l'emplaçament de la línia s'hauria de tindre en compte que els *cablelayer vessels* que emplacen les línies són vaixells de gran tonatge i longitud que consumeixen una quantitat molt elevada de *fuel oil*, tanta que és necessari remarcar.

Des del punt de vista de l'eficiència d'un enllaç HVDC comparada amb una línia HVAC depèn de la distància de l'enllaç. Com es pot observar a la imatge B.1 els avantatges en eficiència depenen de la distància [10].

B.0.2 Impacte ambiental de l'electrònica de potència

El febrer de l'any 2003 va entrar en vigor a la Unió Europea una normativa anomenada RoHs, Restriction of Hazardous Substances, la qual limita l'ús de materials perillosos en aparells elèctrics i electrònics. A més a més aquesta llei també intenta afavorir el reciclatge d'aquests productes. Aquesta normativa intenta reduir els riscos del tractament d'aquests productes quan són residus. Els anys 2011 i 2012 es va revisar la llei per tal que la quantitat de residus ben tractats augmentessin. I l'any 2017 es va tornar a revisar en l'àmbit de la directiva [23].

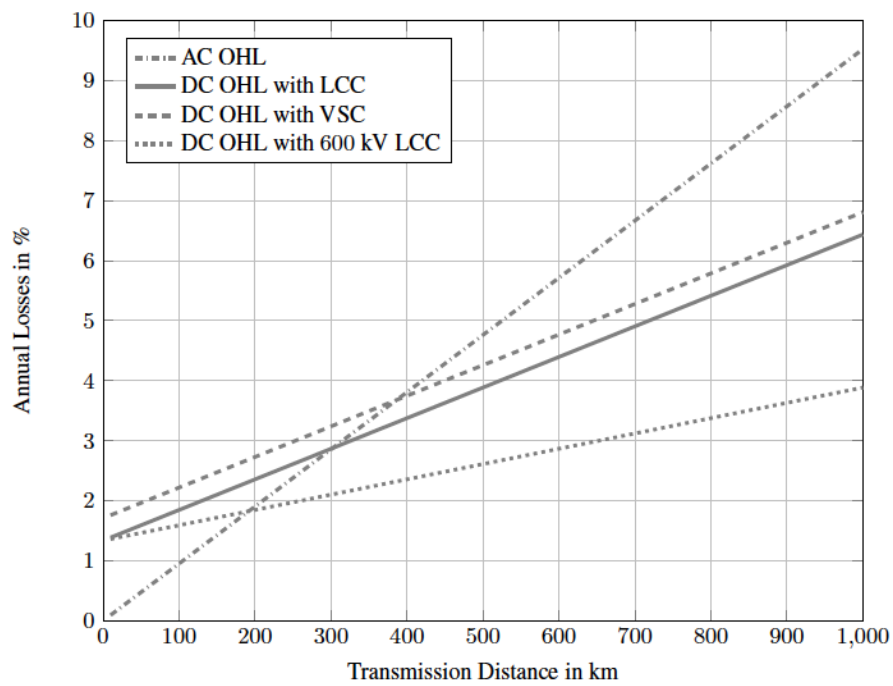


Figura B.1: Gràfic de l'eficiència respecte a la distància de l'enllaç d'alta tensió [10].

Apèndix C

Transformacions

C.1 Transformació de Clarke

La transformada de Clarke permet fer un canvi del domini abc al domini $\alpha\beta 0$. La matriu transposada és la matriu C.1, i la inversa de la transformada és la matriu C.2.

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

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

Essent $[x_{abc}]$ un vector del domini abc , per tal de transformar-lo al domini $\alpha\beta 0$ o fent la inversa de la transformació seria de la forma següent:

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

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

A la Figura C.1 es pot observar que la transformada de Clarke el que fa és una transformació a un pla normal on les tensions generen una circumferència que indica el valor de la tensió màxima.

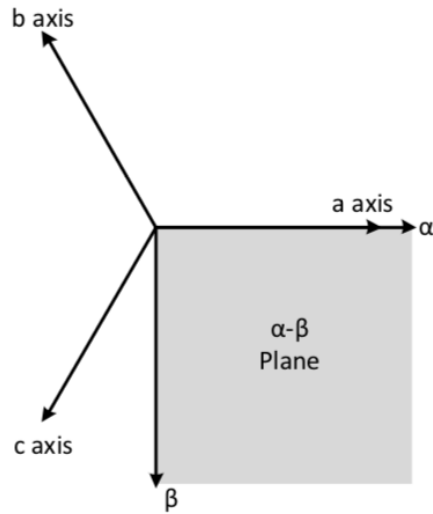


Figura C.1: Representació de domini $\alpha\beta$ [7].

La transformada de Clarke és molt útil per tal de calcular un sistema balancejat, ja que si un sistema de corrent altern està balancejat, la seqüència 0 d'aquest sistema serà sempre igual a zero. I les seqüències $\alpha\beta$ seran dues ones oscil·latòries de la mateixa amplitud que en les fases en el domini abc . Definint els fasors del voltatge (C.5) i del corrent (C.6). Es pot arribar a deduir l'equació de la potència del sistema trifàsic (C.7).

$$\sqrt{2}\underline{V}^{\alpha\beta} = v_{\alpha} - jv_{\beta} \quad (\text{C.5})$$

$$\sqrt{2}\underline{I}^{\alpha\beta} = i_{\alpha} - ji_{\beta} \quad (\text{C.6})$$

$$\underline{S} = P + jQ = 3\underline{V}^{\alpha\beta}\underline{I}^{\alpha\beta*} = 3\left(\frac{v_{\alpha} - jv_{\beta}}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{i_{\alpha} + ji_{\beta}}{\sqrt{2}}\right) \quad (\text{C.7})$$

Operant l'equació (C.7) es pot observar que es pot desacoblar la potència activa (C.8) i de la reactiva (C.9).

$$P = \frac{3}{2}(v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}) \quad (\text{C.8})$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_{\alpha}i_{\beta} - v_{\beta}i_{\alpha}) \quad (\text{C.9})$$

C.2 Transformació de Park

La transformada de Clarke permet fer un canvi del domini abc al domini $qd0$. La matriu transposada és la matriu C.10, i la inversa de la transformada és la matriu C.11.

$$[T_{qd0}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{C.10})$$

$$[T_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.11})$$

Essent $[x_{abc}]$ un vector del domini abc , per tal de transformar-lo o fent la inversa de la transformació seria de la forma següent:

$$[x_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta)][x_{abc}] \quad (\text{C.12})$$

$$[x_{abc}] = [T_{qd0}(\theta)]^{-1}[x_{qd0}] \quad (\text{C.13})$$

La transformació de Park es pot entendre com una transformació de Clarke amb una rotació com es demostra en l'Annex C.3.1. I això es pot observar en la següent Figura C.2.

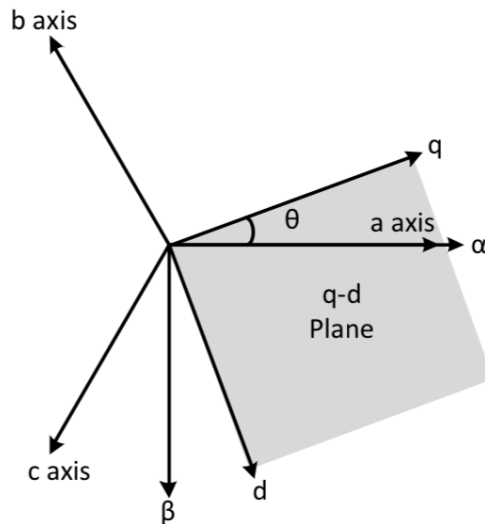


Figura C.2: Representació de domini $qd0$ [7].

Com es pot observar la rotació segueix l'angle de la fase, θ , de l'angle de la fase, per tant els seus valors no són oscil·latoris. Igual que la transformació de Clarke si el corrent està balancejat, la seqüència zero és igual a zero. Els fasors de Clarke de tensió i corrent és tan definits en les dues

equacions (C.14) i (C.15) corresponentment. A partir d'aquests fasors es pot definir la potència de les tres fases en l'equació (C.16).

$$\underline{V}^{qd} = \frac{v_q - jv_d}{\sqrt{2}} \quad (\text{C.14})$$

$$\underline{I}^{qd} = \frac{i_q - ji_d}{\sqrt{2}} \quad (\text{C.15})$$

$$\underline{S} = P + jQ = 3\underline{V}^{qd}\underline{I}^{qd*} = 3 \left(\frac{v_q - jv_d}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{i_q + ji_d}{\sqrt{2}} \right) \quad (\text{C.16})$$

I reordenant l'equació es pot diferenciar la potència activa (C.17) de la potència reactiva (C.18).

$$P = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d) \quad (\text{C.17})$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (\text{C.18})$$

C.3 Canvi de Park a Clarke amb sèrie positiva i negativa

C.3.1 Seqüència positiva

Per tal de fer aquesta transformació s'ha de tindre en compte una transformació de Park a abc i una de abc a Clark.

$$[I_{sum}^{\alpha\beta 0+}] = [T_{\alpha\beta 0}][T_{qd0}(\theta)]^{-1}[I_{sum}^{qd0+}] \quad (\text{C.19})$$

Sent $[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}$ la matriu de transformació de Clark i $[T_{qd0}(\theta)]^{-1}$ la matriu inversa de la transformació de Park. Operant l'equació (C.19) permet obtenir la demostració que l'operació és d'una antirotació, com es pot observar en l'equació (C.20).

$$\begin{bmatrix} I_{sum}^{\alpha+} \\ I_{sum}^{\beta+} \\ I_{sum}^{0+} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sum}^{q+} \\ I_{sum}^{d+} \\ I_{sum}^{0+} \end{bmatrix} \quad (\text{C.20})$$

Sent θ l'angle de la seqüència positiva.

C.3.2 Seqüència negativa

Per realitzar la següent transformació s'ha de fer una inversa de la transformació de Park en seqüència negativa, determinada com a $[T_{qd0}(-\theta)]^{-1}$, i una transformació de Clark en seqüència negativa, determinada com a $[T_{\alpha\beta 0-}]$ i definida en l'equació (C.22). Tot tenint en compte la que es tracta de seqüència negativa queda definit com en l'equació (C.21).

$$[I_{sum}^{\alpha\beta 0-}] = [T_{\alpha\beta 0-}][T_{qd0}(-\theta)]^{-1}[I_{sum}^{qd0-}] \quad (\text{C.21})$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{C.22})$$

Després de l'equació d'operar l'equació (C.21) tenint en compte (C.22) s'obté (C.23). Tenint en compte que θ és l'angle de la seqüència positiva es pot observar que es tracta d'una rotació amb un signe negatiu en la seqüència I_{sum}^{d-} :

$$\begin{bmatrix} I_{sum}^{\alpha-} \\ I_{sum}^{\beta-} \\ I_{sum}^{0-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sum}^{q-} \\ I_{sum}^{d-} \\ I_{sum}^{0-} \end{bmatrix} \quad (\text{C.23})$$

Apèndix D

Usos dels components de corrent del convertidor

En aquesta secció, s'exposa de forma resumida els diferents corrents del MMC diferenciant els corrents interns com a I_{sum}^{abc} i els corrents de xarxa I_s^{abc} [20].

El corrent de la xarxa de CA, aquestes magnituds poden estar expressades en abc i en el domini de Park, per tal de separar la seqüència zero.

- Les seqüències $+$ i $-$, I_s^{+-} , han de ser regulades contínuament per tal d'establir la transmissió de potència activa/reactiva del convertidor i la xarxa de CA.
- En canvi la seqüència 0, I_s^0 , és zero per la connexió trifàsica del convertidor.

Els components de CC de la xarxa, $I_s^{\alpha\beta DC}$. Aquest corrents poden ser expressats en el domini abc o en el domini de Clarke $\alpha\beta 0$ per tal de desenllaçar la component de zero.

- Els CC $\alpha\beta$, $I_s^{\alpha\beta DC}$, aquest corrents poden ser regulades a zero per evitar CC a través de la xarxa de CA, que podria causar saturació de components magnètics.
- La seqüència zero de CC, I_s^{0DC} , és zero per la connexió trifàsica del convertidor.

El corrent intern CA $I_{sum}^{\alpha\beta}$, aquest corrents poden ser representats en abc o en el domini de Clarke $\alpha\beta 0$ per tal de separa la seqüència zero de la resta.

- Les seqüències $\alpha\beta$ del corrent additiu altern, són utilitzats per tal de compensar l'energia de la part superior i inferior dels braços. Un desequilibri pot aparèixer en un canvi del flux de potència o en una variació de la tensió d'alterna durant una possible falta a la xarxa.
- La seqüència zero del CA, I_{sum}^0 , ha de ser igual a zero per tal que no hi hagi CA per la xarxa de CC. Cal tindre en compte que la seqüència zero de CA és diferent de la seqüència zero de CC, la qual està relacionada amb el llaç de transmissió de CC.

El corrent intern CC, $I_{sum}^{\alpha\beta DC}$, aquest corrents poden ser expressats amb el domini abc o el domini de Clarke $\alpha\beta 0$ per tal de separar la seqüència 0 de les altres.

- El corrent intern continu $\alpha\beta$, $I_{sum}^{\alpha\beta DC}$. Durant un estat de desequilibri de voltatge, cada fase pot intercanvia una quantitat de potència diferent cosa que fa que cada fase tingui una quantitat diferent d'energia guardada en les branques. Aquests corrents CC son utilitzats per balancejar l'energia guardada en les branques del convertidor durant aquest tipus de falles.
- La seqüència zero del corrent intern continu, I_{sum}^{0DC} , està directament relacionada amb el corrent que circula a través de la connexió DC. És diferent de zero si hi ha un intercanvi d'energia amb la xarxa de CC.

Apèndix E

Control MMC

En la Figura E.1 es pot observar com es pot estructurar el control d'un MMC per una modulació indirecta, controlant l'energia i el corrent de la xarxa de CA [20].

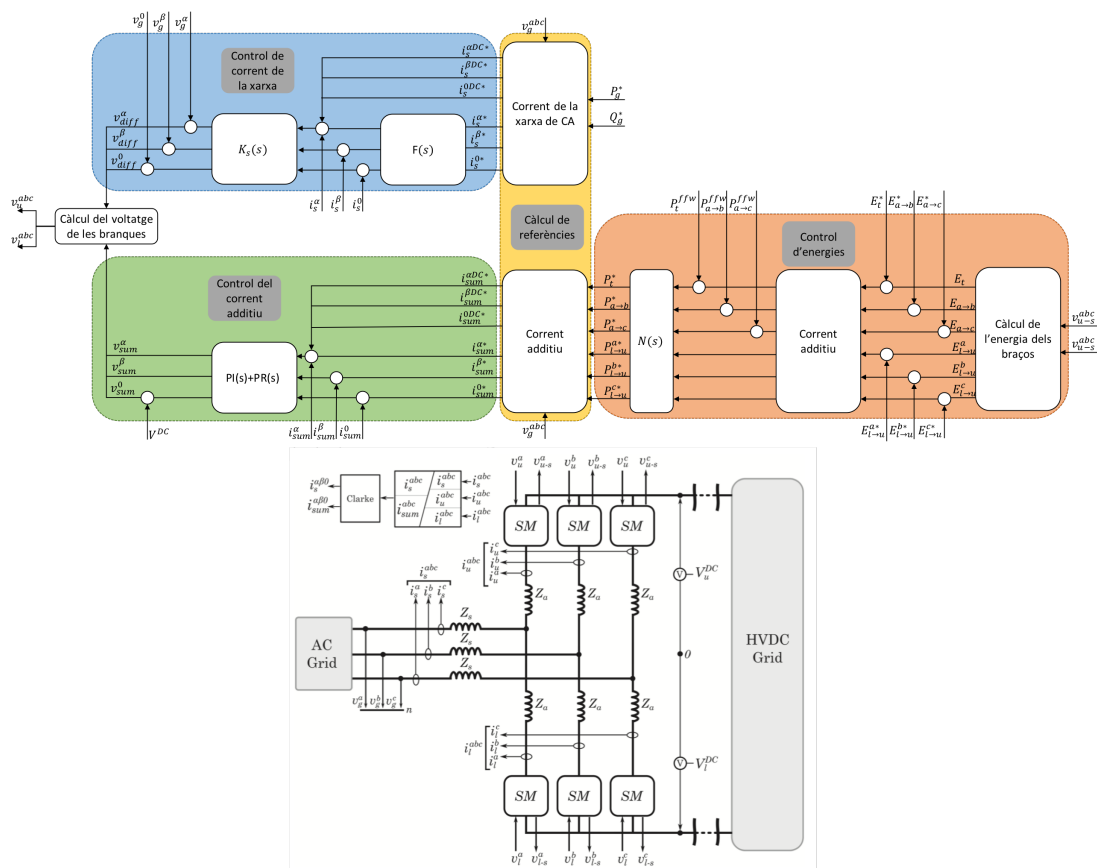


Figura E.1: Esquema del sistema de control i del MMC.

E.1 Càlcul de referències

E.1.1 Corrent de la xarxa de CA

Les referències de potència del convertidor es poden expressar en referències de corrent partint de les següents equacions:

$$P_g = \frac{3}{2}(v_g^{q+}i_s^{d+} + v_g^{d+}i_s^{q+}) \quad (\text{E.1})$$

$$Q_g = \frac{3}{2}(v_g^{q+}i_s^{d+} - v_g^{d+}i_s^{q+}) \quad (\text{E.2})$$

Sabent que es pot garantir que v_g^{d+} és igual a zero sempre que l'angle elegit per fer la transformació de Park sigui el de la seqüència positiva. Per tant simplificant les equacions anteriors podem deduir:

$$i_s^{q+} = \frac{2}{3} \frac{P_g^*}{v_g^{q+}} \quad (\text{E.3})$$

$$i_s^{d+} = \frac{2}{3} \frac{Q_g^*}{v_g^{q+}} \quad (\text{E.4})$$

E.1.2 Corrent additiu

Component de CC del corrent additiu

La seqüència zero de la component CC del corrent additiu, I_{sum}^{0DC} és utilitzada per determinar la potència que s'intercanvia entre la línia de CC i el convertidor, P_t definida en l'equació (E.7). La resta de seqüències són utilitzades per equilibrar les diferents fases a partir de la potència entre fases, P_{a-b} i P_{a-c} que es poden trobar a partir de les equacions següents:

$$P_{a-b} = P_a - P_b \quad (\text{E.5})$$

$$P_{a-c} = P_a - P_c \quad (\text{E.6})$$

$$P_t = \sum_{j=a,b,c} P_j \quad (\text{E.7})$$

On $P_j \approx V_j^{DC} i_{sum}^{jDC}$, igual que en el cas del càlcul de la referència del corrent de la xarxa de CA, les pèrdues de les inductàncies del braç es consideren negligibles. Això permet calcular el corrent a partir del domini de Clarke de la següent manera:

$$\begin{bmatrix} i_{sum}^{\alpha DC*} \\ i_{sum}^{\beta DC*} \\ i_{sum}^{0DC*} \end{bmatrix} = \frac{1}{3V_t^{DC}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_t^* \\ P_{a-b}^* \\ P_{a-c}^* \end{bmatrix} \quad (\text{E.8})$$

En el cas d'operació normal les seqüències $\alpha\beta$ seran iguals a zero i la seqüència 0 serà diferent de zero i farà que el convertidor no emmagatzemi energia fent que la potència d'entrada i de sortida es corresponguin. En el cas d'un desequilibri de la xarxa les seqüències $\alpha\beta$ seran diferents de 0 per tal de compensar el desequilibri entre fases.

Components de CC del corrent additiu

Considerant que el sistema està balancejat, els voltatges de les branques superiors i inferiors es poden determinar com a:

$$V_l^{abc} \approx -V_u^{abc} \approx \sqrt{2} \begin{bmatrix} V_s^+ \cos(\omega t) \\ V_s^+ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_s^+ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{E.9})$$

On V_s^+ es la seqüència positiva de la xarxa de CA. Per altra banda el corrent additiu referent al CA pot ser expressat com:

$$i_{sum}^{abc} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} I_{sum}^+ \cos(\omega t + \phi) + I_{sum}^- \cos(\omega t + \alpha) \\ I_{sum}^+ \cos(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}) + I_{sum}^- \cos(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ I_{sum}^+ \cos(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}) + I_{sum}^- \cos(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{E.10})$$

On ϕ i α són els angles de la seqüència positiva i negativa del corrent additiu amb un respecte la seqüència positiva de la xarxa de CA del voltatge.

La potència intercanviada entre les branques superiors i inferiors es poden calcular a partir de la multiplicació de la part de CA del corrent additiu pel voltatge dels braços. Aplicant la multiplicació i eliminant la component alterna, la potència intercanviada entre les branques superiors i inferiors es pot determinar com a:

$$P_{l \rightarrow u}^a(t) = V_g^+ I_{sum}^+ \cos(\phi) + V_g^+ I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (\text{E.11})$$

$$P_{l \rightarrow u}^b(t) = V_g^+ I_{sum}^+ \cos(\phi) + V_g^+ I_{sum}^- \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{E.12})$$

$$P_{l \rightarrow u}^c(t) = V_g^+ I_{sum}^+ \cos(\phi) + V_g^+ I_{sum}^- \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{E.13})$$

En l'intercanvi d'energia entre braços, només la potència activa és necessària per tant ϕ s'ha de fixar com a zero. El corrent està controlat en el domini de Clarke, per tant les noves variables són:

$$P_1 = \frac{2P_{l \rightarrow u}^a - P_{l \rightarrow u}^b - P_{l \rightarrow u}^c}{3} = V_g^+ I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (\text{E.14})$$

$$P_2 = \frac{-\sqrt{3}P_{l \rightarrow u}^b + \sqrt{3}P_{l \rightarrow u}^c}{3} = -V_g^+ I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (\text{E.15})$$

$$P_3 = \frac{P_{l \rightarrow u}^a + P_{l \rightarrow u}^b + P_{l \rightarrow u}^c}{3} = V_g^+ I_{sum}^+ \quad (\text{E.16})$$

En les equacions (E.14) i (E.15) es troben les expressions de la seqüència negativa actual en el marc de referència síncrona [42]:

$$I_{sum}^{-q} = I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (\text{E.17})$$

$$I_{sum}^{-d} = -I_{sum}^- \cos(\alpha) \quad (\text{E.18})$$

Les referències de corrent es pot determinar de la forma següent:

$$I_{sum}^{-q} = \frac{P_1}{V_g^+} \quad (\text{E.19})$$

$$I_{sum}^{-d} = \frac{P_2}{V_g^+} \quad (\text{E.20})$$

$$I_{sum}^+ = \frac{P_3}{V_g^+} \quad (\text{E.21})$$

I per obtenir els corrents en el domini de Clarke s'ha de fer el que està descrit en l'Annex C.3.

E.2 Control de corrent de la xarxa

Tot i que el MMC és més complex que un convertidor de dos nivells, és possible separar dos circuits del mateix convertidor i fer-ne un control independent de cadascun. Els controladors d'un convertidor MMC han de seguir referències de CA i CC simultàniament i rebutjar les oscil·lacions provinents d'ambdós sistemes. Al tenir corrents amb components CA i CC alhora, la transformació de Park no aporta cap avantatge. Per tant, s'opta per la transformada Clarke que ens permetrà separar la seqüència 0 de la resta, de la forma següent:

$$v_{diff}^{\alpha} - v_g^{\alpha} = Ri_s^{\alpha} + L \frac{di_s^{\alpha}}{dt} \quad (E.22)$$

$$v_{diff}^{\beta} - v_g^{\beta} = Ri_s^{\beta} + L \frac{di_s^{\beta}}{dt} \quad (E.23)$$

S'escull un controlador de 2 graus de llibertat estructurat en un controlador PI el qual s'usa d'un filtre previ de referència CA $F(s)$. Els paràmetres del PI es seleccionen utilitzant la metodologia IMC (Internal Model Control) [25] que permet cancel·lar la dinàmica del sistema, imposant la resposta desitjada.

$$\begin{bmatrix} v_{diff}^{\alpha} \\ v_{diff}^{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{diff}^{\alpha} + v_g^{\alpha} \\ \hat{v}_{diff}^{\beta} + v_g^{\beta} \end{bmatrix} \quad (E.24)$$

Sabent que:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{diff}^{\alpha} \\ \hat{v}_{diff}^{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{\alpha} \\ i_s^{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_s^{\alpha} \\ \dot{i}_s^{\beta} \end{bmatrix} \quad (E.25)$$

I aplicant la transformada de Laplace a l'equació anterior, es poden definir les funcions de transferència del controlador de cada component del corrent:

$$G_{Ci_{\alpha}}(s) = \frac{\hat{v}_{diff}^{\alpha}(s)}{i_s^{\alpha}(s)} = \frac{1}{Ls + R}, \quad G_{Ci_{\beta}}(s) = \frac{\hat{v}_{diff}^{\beta}(s)}{i_s^{\beta}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (E.26)$$

On \hat{v}_{diff}^q i \hat{v}_{diff}^d són les sortides del controlador. A partir de l'anterior es defineix el controlador PI com a:

$$K_s(s) = \frac{k_{p-s}s + k_{i-s}}{s}, \quad k_{p-s} = \frac{L}{\tau_s}, \quad k_{i-s} = \frac{R}{\tau_s} \quad (E.27)$$

On τ_s és la constant de temps de llaç tancat que normalment es selecciona un valor de pocs mil·lisegons.

E.2.1 Filtre previ del controlador

Per tal de compensar la desviació aplicada pel control de llaç tancat s'introdueix un filtre previ en el sistema de control. Aquest filtre previ és un compensador d'avançament de fase que permet corregir el desfasament de guany M_t i de fase M_p a la freqüència de xarxa ω . Permet eliminar el desfasament d'amplitud i angle introduït pel controlador PI.

E.3 Control del corrent additiu

El control del corrent additiu es realitza a través d'un control proporcional integrador i d'un ressonant.

El control proporcional integrador que regula la part continua del corrent additiu agafant l'error calculat a partir de les tensions totals. Els valors pel control són els següents:

$$K_P = \frac{2L_a}{\tau} \quad (\text{E.28})$$

$$K_I = \frac{2R_a}{\tau} \quad (\text{E.29})$$

El control ressonant és un tipus de control utilitzat per fer el control d'una ona amb una freqüència determinada. En la Figura E.2 es pot observar com és el diagrama de Bode del ressonant. El control

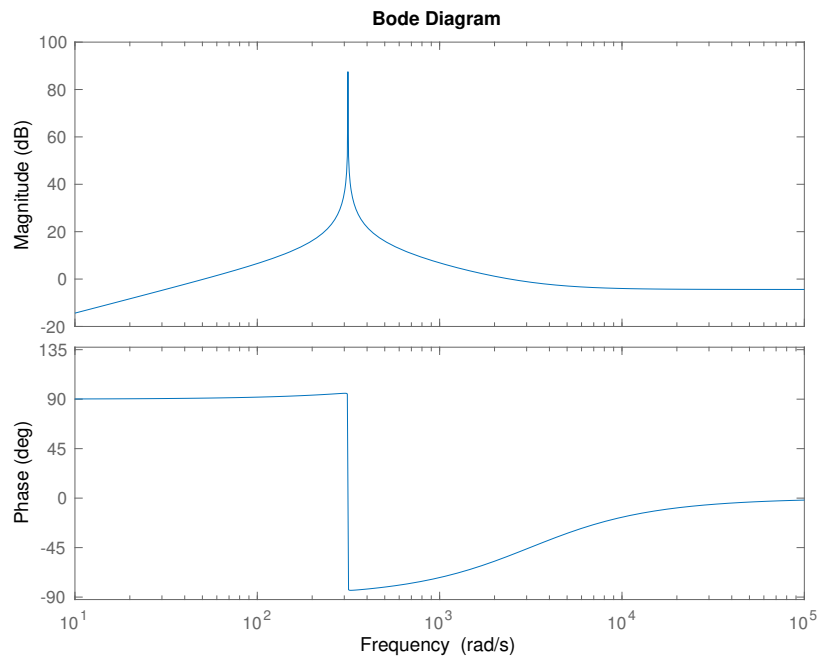


Figura E.2: Diagrama de Bode del control ressonant.

Es pot observar que el controlador ressonant presenta un valor molt més elevat a la freqüència de 50 Hz, per aquest motiu es diu que controla senyals amb aquesta freqüència, ja que és a les úniques a les quals afecta [21]. El disseny del ressonant és el següent:

$$G_{r,lc} = \frac{2\omega_c L_l s^2 + 2\omega_c r_l s}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \quad (\text{E.30})$$

Essent ω_0 la tensió a la qual es vol controlar la tensió, r_l la resistència interna de la bobina, L_l és inductància de la bobina i els paràmetres a i ω_c s'elegeixen tenint en compte les següents condicions:

- a ja de ser la més petita possible per tal d'assegurar un guany a 50 Hz suficient gran [21].
- ω_c s'escull en funció de la seva relació amb ω_n i tenint en compte ha de ser inferior a ω_0 .

En el cas concret el valor $L_l = 2L_{arm}$ i $r_l = 2R_{arm}$.

E.4 Control d'energia

E.4.1 Càlcul de l'energia dels braços

La regulació d'energia del MMC es centra en el control del corrent additiu. Hi ha sis variables d'energia, tantes com braços, controlades amb sis reguladors diferents. És útil nomenar les energies de la següent forma:

$$E_t = \sum_{j=a,b,c} E_u^j + \sum_{j=a,b,c} E_l^j \quad (\text{E.31})$$

$$E_{a \rightarrow b} = (E_u^a + E_l^a) - (E_u^b + E_l^b) \quad (\text{E.32})$$

$$E_{a \rightarrow c} = (E_u^a + E_l^a) - (E_u^c + E_l^c) \quad (\text{E.33})$$

$$E_{l \rightarrow u}^j = E_l^j - E_u^j \quad (\text{E.34})$$

Aquestes són combinacions lineals del total d'energia emmagatzemada en cada braç, el qual pot ser aproximat com:

$$E_u^j \approx \frac{1}{2} \frac{C_{module}}{N_{arm}} (v_{u-s}^j)^2 \quad (\text{E.35})$$

$$E_l^j \approx \frac{1}{2} \frac{C_{module}}{N_{arm}} (v_{l-s}^j)^2 \quad (\text{E.36})$$

On v_{u-s}^j i v_{l-s}^j són respectivament la suma de les tensions dels condensadors de tots els submòduls superiors i inferiors.

E.4.2 Control d'energies

Per aconseguir un bon funcionament. Les diferències d'energia entre les potes i entre els braços superiors i inferiors s'han de regular a zero. Mentre que l'energia total del convertidor s'ha de regular al seu valor nominal:

$$E_t^* = 6 \frac{1}{2} \frac{C_{module}}{N_{arm}} (N_{arm} V_{module})^2 \quad (\text{E.37})$$

Aquest control es realitza per mitjà de sis controladors PI els quals es poden dissenyar per regular les desviacions introduïdes per les oscil·lacions al sistema.

E.4.3 Filtre Notch

El filtre Notch que s'utilitza és un filtre de segon ordre, que permet filtrar la freqüència específica, ω , per tal que no afecti la freqüència de CA. A continuació es mostra com és el filtre:

$$N_{w_n}(s) = \frac{s^2 + w_n^2}{1 + \frac{2*w_n}{Q} + w_n^2} \quad (\text{E.38})$$

On ωn és la freqüència a filtrar i Q és la qualitat del filtre. Aquest filtre el fem servir per cancel·lar les oscil·lacions que presenten les energies a 50 i a 100 Hz.

E.5 Feed-forward de potència

Per calcular les potències instantànies es necessiten tenir el corrent i la tensió de la xarxa de CA. I es calcularan les potències de cada fase. Per obtenir la potència total se sumaran totes les fases, com es pot observar en l'equació (E.39). I per trobar la potència entre fases es restaran les potències de les fases corresponents com es pot observar en les equacions (E.40) i (E.41).

$$P_t^{ffw} = \sum_{j=a,b,c} v_g^j i_s^{j*} \quad (\text{E.39})$$

$$P_{a \rightarrow b}^{ffw} = P_a^{CA} - P_b^{CA} = v_g^a i_s^{a*} - v_g^b i_s^{b*} \quad (\text{E.40})$$

$$P_{a \rightarrow c}^{ffw} = P_a^{CA} - P_c^{CA} = v_g^a i_s^{a*} - v_g^c i_s^{c*} \quad (\text{E.41})$$

E.6 Càlcul de voltatge a aplicar dels braços

Com està definit en les equacions (2.3) es pot observar que el càlcul simplificat quedaria de la següent forma:

$$\begin{bmatrix} v_u^a \\ v_u^b \\ v_u^c \\ v_l^a \\ v_l^b \\ v_l^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} \\ 1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{diff}^a \\ v_{diff}^b \\ v_{diff}^c \\ v_{sum}^a \\ v_{sum}^b \\ v_{sum}^c \end{bmatrix} \quad (\text{E.42})$$

E.7 Modes d'operació

E.7.1 Control de les potències de la xarxa de CA

El control es podria aplicar tant en la potència activa com la potència reactiva. Substituiria al càlcul de referències del corrent de la xarxa de CA, i quedaria de la següent forma, Figura E.3. També cal tindre en compte una transformació de variables Park a variables Clarke (antirotació),

ja que la sortida del PI és en variables de Park (qd) i el regulador està implementat en variables $\alpha\beta$.

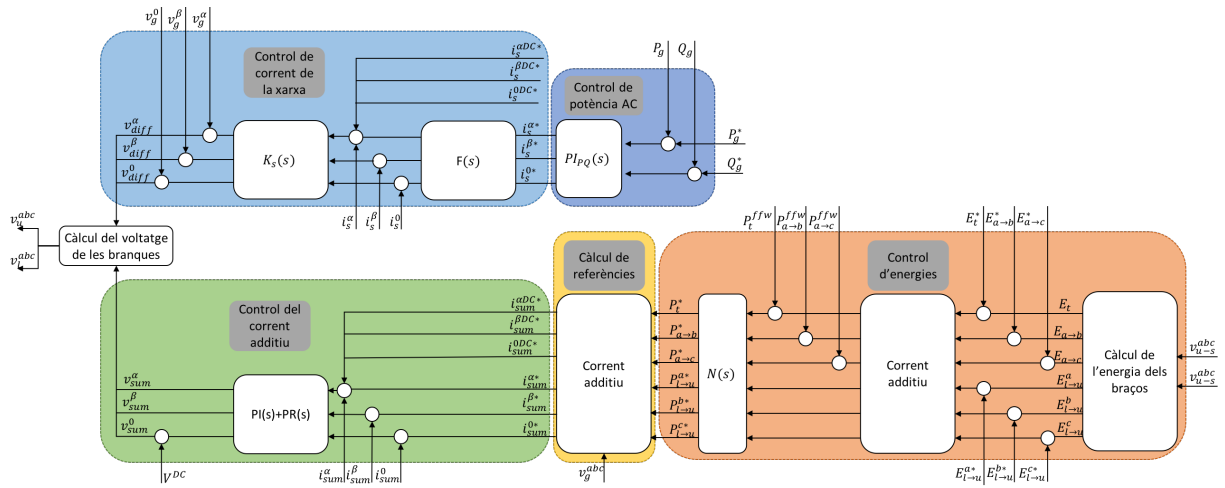


Figura E.3: Esquema del control de les potències de la xarxa de CA.

Control de la potència activa

És possible controlar la potència activa que intercanvia el convertidor amb la xarxa de diferents formes. En aquest cas s'implementa un controlador PI que permetrà seguir consignes en un temps determinat d'acord amb el disseny del controlador.

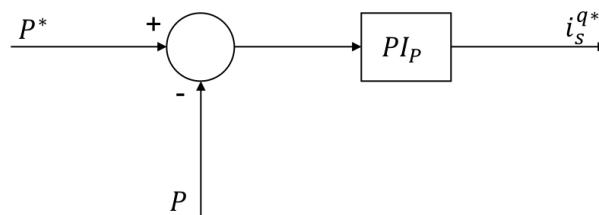


Figura E.4: Esquema del control de la potència activa.

Essent v_g^{abc} la tensió de la xarxa de CA i i_s^{abc} el corrent d'aquesta. P^* la potència activa desitjada i P la potència activa instantània. I i_s^{q*} la component q de corrent de referència de la xarxa de CA en el domini de Park.

Control de la potència reactiva

És possible controlar la potència reactiva que intercanvia el convertidor amb la xarxa de diferents formes. En aquest cas s'implementa un controlador PI que permetrà seguir consignes en un temps determinat d'acord amb el disseny del controlador. El control es pot observar en la Figura E.5.

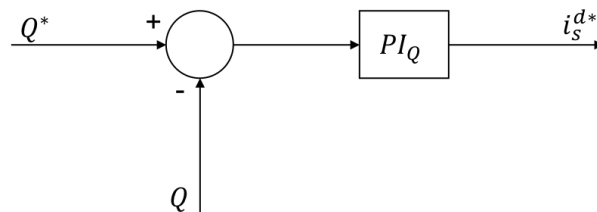


Figura E.5: Esquema del control de la potència reactiva.

Essent Q^* la potència reactiva desitjada, Q la potència reactiva instantània i i_s^{d*} la component d de corrent de referència de la xarxa de CA en el domini de Park.

E.7.2 Control de la tensió de pic de la xarxa de CA

Aquest control és útil per poder tindre un millor domini de la xarxa de CA i per tal que sigui més estable. Aquest control es fa a partir d'un PI i utilitzant el control de la referència i_s^{d*} per tant no és compatible amb un control de la potència reactiva. Aquest control és en gran part un controlador integrador i té molt poca part proporcional. En la Figura E.6 es pot veure com es faria un control de tensió.

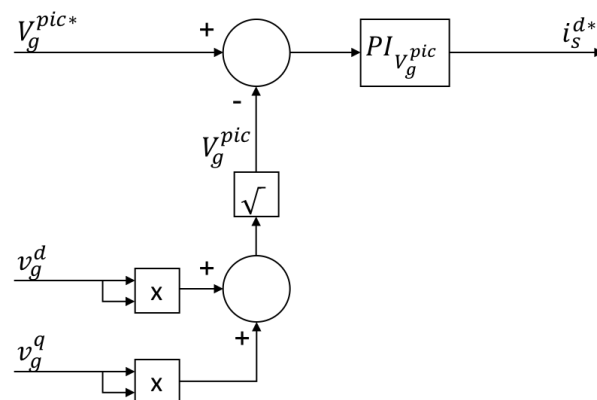


Figura E.6: Esquema del control de la tensió de la xarxa de CA.

Essent v_g^d i v_g^q les tensions q i d de la xarxa de CA en el domini de Park. v_g^{pic*} és la tensió de pic desitjada i v_g^{pic} la tensió de pic actual. I com es pot observar aquest control es fa efectiu a partir del corrent i_s^{d*} que és la component d de corrent de referència de la xarxa de CA en el domini de Park.

En la Figura E.7 es pot observar un controlador de tensió de pic de la xarxa de CA i un control de potència activa d'aquesta. Es pot observar que substituirien al càlcul de referències del corrent de la xarxa de CA.

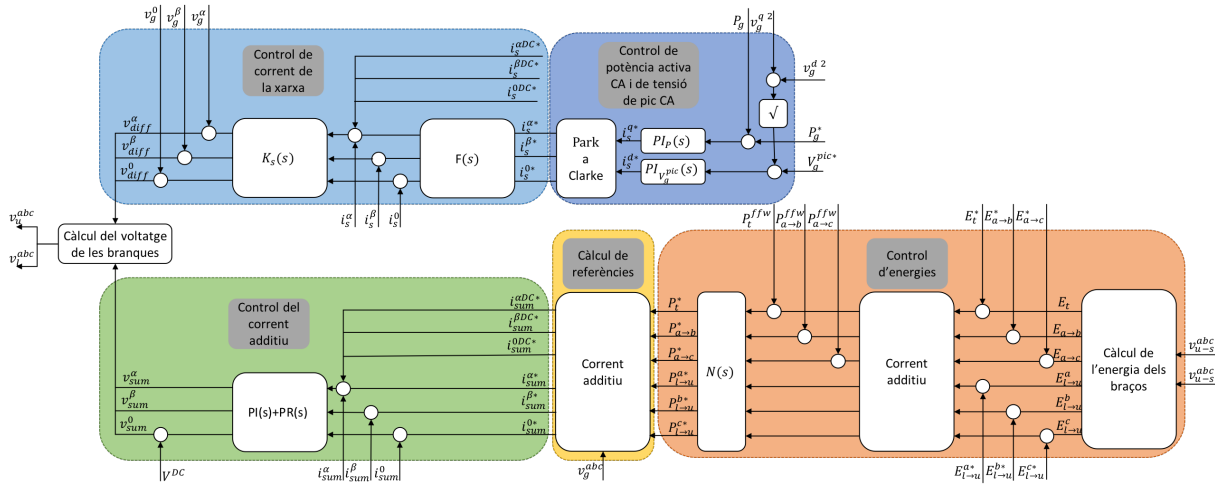


Figura E.7: Esquema del sistema de control i del MMC en cas de controlar V_g^{pic} i P_g .

E.7.3 Control de la tensió de l'enllaç HVDC

En aquest cas s'ha utilitzat el sistema de control creuat [26]. Aquest control controla la potència total del sistema a partir de la i_s^{q*} a partir de l'equació (E.43) i també a partir del control anteriorment explicat. Es fa és un control de l'energia total del convertidor i es controla amb un PI i a posterior se suma la potència instantània i finalment s'aplica el factor conurso de l'equació.

$$i_s^{q*} = \frac{\sqrt{2} P}{\sqrt{3} U} \tag{E.43}$$

El corrent de l'enllaç de HVDC es controla a partir del corrent i_{sum}^{0DC*} . Per tant en aquest corrent no és compatible amb el control de la potència activa que s'intercanvia. El control es fa a través d'un PI, que es determina a través d'una planta de llaç tancat la qual és de segon ordre. En la qual s'especifica el temps d'establiment i la freqüència natural. Cosa que queda així:

$$K_P = \frac{1}{2} \xi w_n C \tag{E.44}$$

$$K_I = \frac{1}{4} W_n^2 C \tag{E.45}$$

Tenint en compte que es vol $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ i $w_n = 2\pi \frac{1}{15\tau_{cc}}$ Essent τ_{cc} la constant de temps del control de corrent.

I tot això aplicat quedaria de la següent forma:

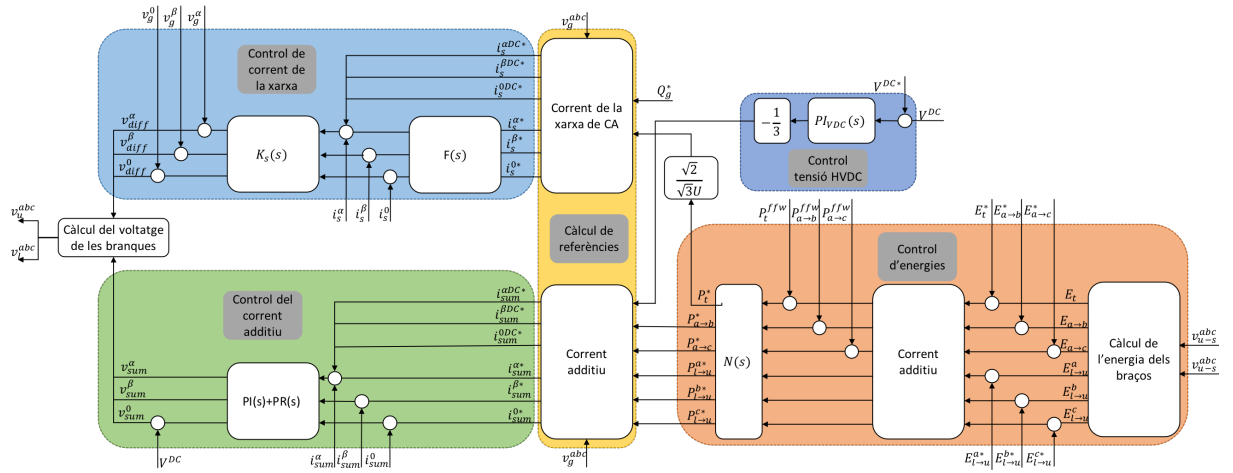


Figura E.8: Esquema del sistema de control i del MMC en cas de controlar V^{DC} .

Bibliografia

- [1] A. LESNICAR, R. MARQUARDT *An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range*, IEEE Power Tech. Conf., 2003-Jun.
- [2] S. ALLEBROD, R. HAMERSKI, R. MARQUARDT *New transformerless scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission*, Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., pp. 174-179, 2008-Jun.-15-19.
- [3] H. SAAD, S. DENNETIÈRE, J. MAHSEREDJIAN, P. DELARUE, X. GUILLAUD, J. PERALTA *Modular Multilevel Converter Models for Electromagnetic Transients*, IEEE Transactions on Power Delivery (Volume: 29 , Issue: 3 , June 2014).
- [4] M. GUARNIERI *The Alternating Evolution of DC Power Transmission*, IEEE Industrial Electronics Magazine (Pàgines: 60 - 63, Volum: 7 , Issue: 3 , Sept. 2013).
- [5] D. TIKU *dc Power Transmission: Mercury-Arc to Thyristor HVdc Valves*, IEEE Power and Energy Magazine (Pàgines: 76 - 96, Volum: 12 , Issue: 2 , March-April 2014).
- [6] A. MOGLESTUE *Del el arco de mercurio al interruptor híbrido*, ABB review 2|13 pàgines 70 - 78.
- [7] A. EGEE, A. JUNYENT I O. GOMIS *Active and reactive power control of grid connected distributed generation systems*, Modeling and control of sustainable power systems. 2012, p. 47-81.
- [8] S. COLE , R. BELMANS *Transmission of bulk power*, IEEE Industrial Electronics Magazine (Pàgines: 19 - 24, Volum: 3 , Issue: 3 , Sept. 2009)
- [9] R. SIMPSON , A. PLUMPTON , M. VARLEY , C. TONNER . P. TAYLOR , X. DAI *Transmission of bulk power*, IEEE Industrial Electronics Magazine (Pàgines: 19 - 24, Volum: 3 , Issue: 3 , Sept. 2009.)

- [10] D. VAN HERTEM, O. GOMIS-BELLMUNT, J. LIANG *HVDC GRIDS for offshore and supergrid of the future* Wiley Interscience.
- [11] R. SIMPSON, A. PLUMPTON, M. VARLEY, C. TONNER, P. TAYLOR, X. DAI *Press-pack IGBTs for HVDC and FACTS* CSEE Journal of Power and Energy Systems (Pàgines: 302 - 310, Volum: 3 , Issue: 3 , Sept. 2017).
- [12] A. LESNICAR, R. MARQUARDT *An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range* 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings.
- [13] C. COLLADOS *Design, control and testing of modular multilevel converter prototype* TFG Màsters Oficials - Màster universitari en Enginyeria Industrial (ETSEIB) .
- [14] A. FERREIRA, C. COLLADOS, AND O. GOMIS-BELLMUNT *The age of multilevel converters arrives*. Electric Power Systems Research 155 (2018) 21–39 .
- [15] L. G. FRANQUELO, J. RODRIGUEZ, J. I. LEON, S. KOURO, R. PORTILLO, M. PRATS *Modulation techniques applied to medium voltage Modular Multilevel Converters for renewable energy integration* IEEE Industrial Electronics Magazine, 2(2):28-39, June 2008.
- [16] Q. TU, Z. XU. *Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter*. IEEE Transactions on Power Delivery, 26(1):298-306, Jan 2011.
- [17] Q. TU, Z. XU, L. XU *Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters* IEEE Transactions on Power Delivery 26 (3) (2011) 2009–2017. doi:10.1109/TPWRD.2011.2115258.
- [18] S. NORRGA, L. ANGQUIST, K. ILVES, L. HARNEFORS, H.-P. NEE *Decoupled steady-state model of the modular multilevel converter with half-bridge cells*. 6th IET Int. Conf. on Power Electron. Machines and Drives (PEMD), Bristol, UK, 2012, pp. 1–6.
- [19] G. BUJA, G. INDRI *Improvement of pulse width modulation techniques* Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik) 57 (5) (1975) 281–289.
- [20] E. PRIETO-ARAUJO, A. JUNYENT-FERRÉ, C. COLLADOS-RODRÍGUEZ, G. CLARIANA-COLET, O. GOMIS-BELLMUNT. *Control Design of Modular Multilevel Converters in Normal and AC Fault Conditions for HVDC grids* Electric Power Systems Research (Volume 152, November 2017, Pages 424-437).
- [21] M. CHEAH *Implementació d'una microxarxa monofàsica basada en convertidors de tipologia*

VSC TFC Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona - Enginyeria Industrial (ETSEIB) .

- [22] *F28M35 general purpose control board* www.teknocea.cat/components/control-board/CDA01CU4.html
- [23] *The RoHS Directive* http://ec.europa.eu/environment/waste/rohs_eee/index_en.htm
- [24] C. L. FORTESCUE *Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks*, *Trans. of the Amer. Institute of Elect. Engineers* (2) (1918) 1027–1140. doi:10.1109/TAIEE.1918.4765570.
- [25] L. HARNEFORS, H.-P. NEE *Model-based current control of AC machines using the internal model control method*. *IEEE Trans. Ind. App.* 34 (1) (1998) 133–141.
- [26] E. SÁNCHEZ-SÁNCHEZ, E. PRIETO-ARAUJO, A. JUNYENT-FERRÉ, O. GOMIS-BELLMUNT *Analysis of MMC Energy-Based Control Structures for VSC-HVDC Links*. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* (Volume: 6 , Issue: 3 , Sept. 2018).
- [27] L. G. FRANQUELO, J. RODRIGUEZ, J. I. LEON, S. KOURO, R. PORTILLO, AND M. A. M. PRATS. *The age of multilevel converters arrives*. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2(2):28–39, June 2008.