

Màster Universitari en Enginyeria Industrial



Anàlisi, modelització i control de convertidors LCC per aplicacions HVDC

Autor: Marc Trabado Colás
Director: Joan Sau Bassols
Codirector: Oriol Gomis Bellmunt
Convocatòria: Octubre 2016



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona

Resum

Aquest TFM presenta l'anàlisi, modelització, control i simulació de convertidors de tipologia *Line Commutated Converters* (LCC), basats en tiristors. Aquest tipus de convertidors són actualment els més utilitzats en aplicacions *High Voltage Direct Current* (HVDC), donat que es troben en un estat d'alta maduresa tecnològica i permeten transportar elevades potències a grans distàncies, tant aèries com submarines.

Es realitza un anàlisi del convertidor LCC, del qual es dedueix un model simplificat: l'anomenat model promitjat. Aquest model negligeix o promitja l'efecte de la commutació dels tiristors. El principal avantatge d'aquest model és la reducció del temps de simulació, especialment per sistemes amb molts convertidors.

Finalment, donat que les equacions que representen aquest sistema són no lineals, es presenten les equacions linealitzades del sistema mitjançant la representació en espai d'estats. Aquest model linealitzat és especialment útil per l'aplicació de tècniques de control lineal, per tant es dissenya el control del sistema mitjançant el model lineal i es valida en el model complet.





Índex

1	Introducció i objectius	13
1.1	Objectius	13
1.2	Abast	13
2	Generalitats dels convertidors LCC-HVDC	15
2.1	Introducció i història de la tecnologia HVDC	15
2.2	Aplicacions de la tecnologia LCC-HVDC	16
2.3	Components d'un convertidor LCC HVDC	17
2.4	Pèrdues en els sistemes LCC-HVDC	19
3	Funcionament del LCC. Rectificador i Ondulador	21
3.1	El tiristor. Rectificador monofàsic	21
3.2	Rectificador Trifàsic	22
3.2.1	Rectificador trifàsic de diodes	22
3.2.2	Rectificador trifàsic de tiristors	24
3.2.3	Operació del convertidor com a ondulator	27
3.3	Tipologies de sistemes HVDC-LCC	28
3.3.1	Sistemes HVDC Monopolars	28
3.3.2	Sistemes HVDC Bipolars	29
3.3.3	Sistemes HVDC Back-to-Back	29
4	Harmònics generats en un LCC	31
4.1	Harmònics en convertidors de 6 polsos	31
4.2	Harmònics en convertidors de 12 polsos	33
4.3	Disseny i tipus de filtres	34
5	Modelització, control i simulació d'un LCC	37
5.1	Modelització d'un LCC	37
5.1.1	Xarxes alternes	37
5.1.2	Filtres i compensadors d'energia reactiva	38
5.1.3	Transformadors	38
5.1.4	Rectificador i ondulator	39
5.1.5	Bus de contínua	39
5.2	Control del rectificador	40
5.3	Control de l'ondulator	40
5.4	Simulació d'un LCC	41



6	Model simplificat de LCC	47
6.1	Modelització del convertidor simplificat	47
6.1.1	Part DC del convertidor	48
6.1.2	Part AC del convertidor	48
6.2	Control del model simplificat	51
6.3	Simulació del model simplificat	51
7	Validació del model simplificat de LCC	55
7.1	Comprovació de la igualtat de potències	55
7.2	Efecte de la inductància del transformador sobre l'angle φ	56
7.3	Comparativa entre el model commutat i el model simplificat	59
8	Model linealitzat de LCC	63
8.1	Representació del bus de contínua en l'espai d'estats	63
8.2	Linealització de les equacions del convertidor	65
8.3	Representació del sistema linealitzat en espai d'estats	66
8.4	Linealització de les equacions de la part AC del sistema	67
8.5	Linealització de les equacions del balanç de potència	68
8.6	Linealització de les equacions del corrent AC	69
8.7	Simulació del model linealitzat	69
8.8	Control del model linealitzat	73
8.8.1	Càlcul de les funcions de transferència	73
8.8.2	Control de corrent	73
8.8.3	Control de tensió	76
8.9	Comparació entre model commutat i lineal	77
A	Transformada de Park	83
A.1	Transformada de Park	83
A.2	Potència en la referència $qd0$	85
B	Funcionament d'una PLL (<i>Phase Locked Loop</i>)	87
C	Pressupost	89
C.1	Introducció	89
C.2	Pressupost del maquinari	89
C.3	Pressupost del programari	89
C.4	Pressupost de recursos humans	89
C.5	Pressupost total	90
D	Impacte ambiental	91
D.1	Impacte ambiental dels parcs eòlics marins	91
D.1.1	Fase de construcció	91
D.1.2	Fase d'operació	91
D.1.3	Fase de desmantellament	92
D.2	Impacte ambiental de les transmissions HVDC	92
D.2.1	Impacte dels conductors	92

Índex de figures

2.1	Cost aproximat de les línies aèries HVDC i HVAC	17
2.2	Esquema d'un LCC de 12 polsos	17
2.3	Esquema d'un pont de Graetz	18
2.4	Distribució de les pèrdues en un LCC	19
3.1	Comportament teòric d'un tiristor	22
3.2	Rectificador monofàsic de mitja ona	23
3.3	Rectificador trifàsic de diodes	23
3.4	Formes d'ona del rectificador trifàsic de diodes	24
3.5	Rectificador trifàsic de tiristors	25
3.6	Formes d'ona del rectificador trifàsic de tiristors	25
3.7	Formes d'ona durant la commutació	26
3.8	Operació del convertidor com a rectificador i ondulator	27
3.9	Formes d'ona quan el convertidor opera com a ondulator	28
3.10	Convertidors HVDC monopolars	29
3.11	Convertidor HVDC Bipolar	29
3.12	Convertidor HVDC Back-to-Back	30
4.1	Esquema del sistema estudiat	32
4.2	Formes d'ona idealitzades dels corrents $I_{abc,1}$ i $I_{abc,2}$	32
4.3	Forma d'ona global absorbida pel convertidor	33
4.4	Tipus de filtres més emprats en aplicacions amb LCC	34
4.5	Configuració habitual de filtratge per LCC	35
5.1	Representació del sistema a estudiar	43
5.2	Filtres i banc de condensadors	44
5.3	Esquema del control del rectificador	44
5.4	Esquema del control de l'ondulator	44
5.5	Variables del model associades al rectificador	45
5.6	Variables del model associades a l'ondulator	45
5.7	Espectre harmònic dels corrents sense filtrar i filtrats	46
6.1	Esquema del model commutat i simplificat	48
6.2	Diagrama de blocs del model simplificat	50
6.3	Diagrama de blocs del balanç de potència	50
6.4	Esquema de control del model simplificat	51
6.5	Esquema del sistema simplificat	53
6.6	Variables associades al rectificador	54

6.7	Variables associades a l'ondulador	54
7.1	Esquema del convertidor i les variables del balanç de potència	56
7.2	Validació de la igualtat de potències	56
7.3	Esquema del model simulat	57
7.4	Variació de φ amb L_t	58
7.5	Esquema del model i les variables mesurades	59
7.6	Comparació entre les variables dels models commutat i simplificat	60
7.7	Error entre les variables dels models simplificat i commutat	61
8.1	Esquema del bus de contínua i les variables principals	64
8.2	Esquema de la part alterna del sistema	67
8.3	Corrents i_r i i_i en els models lineal i no lineal	71
8.4	Potències activa P_r i reactiva Q_r en els models lineal i no lineal	71
8.5	Tensions v_r i v_i en els models lineal i no lineal	72
8.6	Corrents i_{qr} i i_{dr} en els models lineal i no lineal	72
8.7	Esquema de control de corrent	74
8.8	Control de $i_r(t)$	76
8.9	Esquema de control de tensió	76
8.10	Control de la tensió de l'ondulador	77
8.11	Control de corrent pels models commutat i linealitzat	78
8.12	Control de tensió pels models commutat i linealitzat	78
A.1	Visió geomètrica de la transformada de Park	84
A.2	Simulació de la transformada de Park	84
B.1	Esquema d'una PLL	87

Índex de taules

5.1	Variables de les dues xarxes de corrent altern	37
5.2	Variables dels filtres i bancs de condensadors	38
5.3	Variables dels transformadors	39
5.4	Variables del bus de contínua	40
5.5	Valors dels paràmetres de la simulació	42
7.1	Valors dels paràmetres de la simulació	57
7.2	Error màxim que es comet per diferents angles de dispar	58
7.3	Valors dels paràmetres de la simulació	60
8.1	Valors dels paràmetres de la simulació	70
8.2	Valors del punt nominal del sistema	70
8.3	Valors de l'error en la simulació	73
8.4	Paràmetres de la funció de transferència en llaç obert	75
8.5	Paràmetres de la funció de transferència en llaç obert	75
C.1	Pressupost del maquinari	89
C.2	Pressupost del programari	90
C.3	Pressupost del recursos humans	90
C.4	Pressupost total	90





Glossari

Alfabet llatí

C_{dc}	Capacitància equivalent del bus de contínua.
c_{linia}	Capacitància de la línia aèria, per unitat de longitud.
f	Freqüència de la xarxa elèctrica.
f_{cond}	Freqüència nominal del condensador.
I_{dc}	Corrent del bus de contínua.
f_0	Freqüència de ressonància.
Δf	Ample de banda.
k	Ordre d'harmònic.
L	Inductància.
L_i	Inductància equivalent de la banda de l'ondulador.
l_{linia}	Inductància de la línia aèria, per unitat de longitud.
L_{linia}	Longitud de la línia aèria, per unitat de longitud.
L_{dc}	Inductància del bus de contínua.
L_r	Inductància equivalent de la banda del rectificador.
L_t	Inductància del transformador.
P	Potència activa.
P_{nom}	Potència activa nominal.
q	Factor de qualitat.

Q	Potència reactiva.
Q_{cond}	Potència reactiva nominal del banc de condensadors.
R	Resistència.
R_{dc}	Resistència del bus de contínua.
R_i	Resistència equivalent de la banda de l'ondulador.
R_r	Resistència equivalent de la banda del rectificador.
r_{linia}	Resistència de la línia aèria, per unitat de longitud.
s	Operador de Laplace
S	Potència aparent.
T_r	Constant de temps del filtre.
V_g	Tensió composta de la xarxa elèctrica.
V_{cond}	Tensió nominal del condensador.
V_{dc}	Tensió del bus de contínua
V_{dc0}	Tensió màxima del bus de contínua
V_{LL}	Tensió composta aplicada al convertidor.
V_{nom}	Tensió nominal.

Alfabet grec

α	Angle de dispar del convertidor.
β	Angle d'ignició del convertidor.
γ	Angle d'avançament d'extinció del convertidor.
δ	Angle d'extinció del convertidor.
ζ	Factor d'esmoreïment.
θ	Angle elèctric de la xarxa.
μ	Angle de commutació del convertidor.



τ	Constant de temps.
φ	Angle de desfassament entre les ones de tensió i corrent.
ω	Freqüència angular de la xarxa.

Subíndex

<i>abc</i>	Referència de les magnituds trifàsiques sinusoidals.
<i>base</i>	Valor de referència per calcular magnituds en <i>pu</i> .
<i>c</i>	Referent al model commutat.
<i>i</i>	Referent a l'ondulador.
<i>p</i>	Referent al model promitjat.
<i>r</i>	Referent al rectificador.
<i>ref</i>	Referent al valor de referència.
<i>qd0</i>	En la referència de Park.
0	Referent al punt de linealització.

Superíndex

<i>abc</i>	Referència de les magnituds trifàsiques sinusoidals.
<i>I</i>	Referent a l'ondulador.
<i>k</i>	Ordre d'harmònic.
<i>R</i>	Referent al rectificador.
<i>qd0</i>	En la referència de Park.

Acrònims

<i>AC</i>	Corrent altern.
-----------	-----------------



CITCEA Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments.

DC Corrent continu.

HVAC High Voltage Alternating Current.

HVDC High Voltage Direct Current.

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor.

LCC Line-Commutated Converter.

PI Proporcional-Integral.

PLL Phase Locked Loop.

UPC Universitat Politècnica de Catalunya.

VSC Voltage Source Converter.



Capítol 1

Introducció i objectius

Aquest TFM presenta l'anàlisi, modelització, simulació i control de convertidors de tipologia *LCC* per aplicacions HVDC.

El capítol 1 descriu els objectius i l'abast del projecte. En el capítol 2 es descriuen les principals generalitats de la tecnologia HVDC i les seves principals aplicacions. El capítol 3 es centra en els LCC, funcionant com a rectificadors i com a onduldors, així com les principals tipologies existents de LCC. En el capítol 5 es presenta la modelització del sistema estudiat i les seves parts, així com el control dels LCC. El capítol 4 es centra en l'estudi dels harmònics generats pels LCC, degut a l'efecte de la commutació dels tiristors. El capítol 6 presenta el model simplificat de LCC i es simula per observar el seu comportament, i en el capítol 7 es valida aquest model, comparant-l'ho amb el model commutat. Finalment, en el capítol 8 es presenten les equacions linealitzades del sistema, mitjançant la representació en espai d'estats.

1.1 Objectius

Els principals objectius d'aquest treball són els següents:

- Anàlisi i modelització de convertidors LCC.
- Creació d'un model simplificat de convertidor que negligi l'efecte de la commutació i permeti simulacions més ràpides, especialment per sistemes grans.
- Linealització de les equacions del sistema i representació del mateix en espai d'estats.
- Disseny del control dels convertidors LCC.

1.2 Abast

L'abast del treball inclou l'anàlisi, modelització i simulació dels convertidors LCC, i la creació d'un model simplificat i un model lineal del convertidor. També inclou el disseny del control dels convertidors.

Totes les simulacions es duen a terme amb el programa MATLAB-SIMULINK.





Capítol 2

Generalitats dels convertidors LCC-HVDC

En aquest capítol s'introdueixen en primer lloc la història recent (2.1) i les principals aplicacions de la tecnologia HVDC (2.2). La segona part del capítol (2.3) està orientada a introduir els principals components d'un convertidor LCC, que és el tipus de convertidor que s'estudiarà en aquest treball. En l'última part del capítol (2.4) es dona una idea de quines són les pèrdues d'energia en un sistema d'aquest tipus, per tenir un punt de referència pels capítols següents.

2.1 Introducció i història de la tecnologia HVDC

Encara que durant el segle XX el corrent altern va ser el principal mètode de transmissió d'energia elèctrica, la tecnologia HVDC ha demostrat ser la millor solució per algunes aplicacions específiques, i durant el segle XXI el nombre d'instal·lacions amb aquesta tecnologia ha anat creixent progressivament. Segons [1], l'any 2015, el nombre de connexions HVDC totals arreu del món va ser de 170, i les més grans poden operar a una tensió de ± 800 kV DC i amb uns corrents màxims de 4500 A. La tecnologia HVDC es la preferida, en general, per les següents aplicacions:

- Transmissió de grans quantitats de potència a una gran distància.
- Transmissió de potència a grans distàncies sota la superfície marina.
- Interconnexió de sistemes AC asíncrons o sistemes amb freqüències diferents.
- Connexió de sistemes aïllats com parcs eòlics marins o plataformes petrolíferes.

En l'apartat 2.2 es detallen aquestes i altres aplicacions.

Inicialment [5], des de 1954 amb el primer sistema de transmissió HVDC a Suècia fins als anys 70, la tecnologia de conversió es va basar en interruptors d'arc de mercuri. No va existir un gran avanç tècnic fins la introducció dels interruptors d'estat sòlid, els anomenats tiristors, que van permetre que la tecnologia LCC s'expandís de manera més ràpida. La introducció en el mercat dels interruptors *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs) va comportar l'aparició d'una nova tipologia de convertidor, els *Voltage Source Converter*



(VSC), que permeten una major controlabilitat del flux de potència, doncs en aquests convertidors, al contrari que amb els LCC, es pot controlar el fluxos de potència activa i reactiva de manera independent [16]. Finalment, l'últim avenç en el camp de l'HVDC va ser la aparició dels convertidors VSC multinivell, que pràcticament elimina les necessitats de filtratge dels harmònics creats en la conversió AC-DC [17].

2.2 Aplicacions de la tecnologia LCC-HVDC

Els convertidors LCC, sistemes de transmissió HVDC basats en tiristors, han estat utilitzats en 150 instal·lacions [5] arreu del món, d'un total d'aproximadament 170 instal·lacions HVDC. En tots aquests casos s'ha demostrat que són superiors tecnològicament o econòmicament a les transmissions en corrent altern. Les aplicacions típiques d'aquests sistemes són les següents:

- Transmissió de potència mitjançant un cable submarí. Els cables de corrent altern tenen una gran capacítancia i per llargues distàncies la potència reactiva generada no és econòmicament favorable. Tot i que és pot utilitzar compensació d'energia reactiva per reduir aquesta, per grans distàncies és més econòmic utilitzar la tecnologia HVDC. Un exemple d'aquest tipus de transmissió és la connexió de 580 km, 700 MW i ± 450 kV entre Noruega i Holanda [18].
- Línies aèries de gran longitud. A mesura que augmenta la longitud de la línia es requereix major compensació d'energia reactiva, degut a la inductància de les línies. El llindar es troba entre 600-800 km, a distàncies majors, HVDC és més econòmic, tal com mostra la figura 2.1. Un exemple d'aquest tipus de línia el trobem a la costa oest dels Estats Units, amb una longitud de 1360 km, potència de 3,1 GW i tensió de ± 500 kV [19].
- Interconnexió de dos xarxes alternatives de diferent freqüència. Un exemple és el convertidor Melo de tipologia Back-to-back, amb una potència de 500 MW i ± 42 kV, que connecta Brasil amb Uruguay. El sistema uruguaià opera a 50 Hz, mentre que la freqüència a Brasil és de 60 Hz [20].
- Interconnexió de dos xarxes no sincronitzades. Si la diferència de fase de dos sistemes de corrent altern és massa gran, aquests no es poden connectar directament. Un bon exemple és el convertidor HVDC McNeill de 150 MW i ± 42 kV, que connecta Alberta amb Saskatchewan [21].
- Intercanvi de potència controlable entre dos xarxes de corrent altern. Molts sistemes HVDC participen directament en l'intercanvi de potència, com per exemple el sistema HVDC que connecta Quebec i Vermont, amb 200 MW i ± 57 kV [5].

La figura 2.1 mostra una comparativa dels costos dels sistemes HVDC i HVAC en funció de la distància de la línia. Com es pot veure, els costos inicials dels sistemes HVDC són molt majors degut essencialment al cost del convertidor. A mesura que augmenta la distància de la línia, els costos es van acostant, fins que s'igualen per una certa distància. Aquesta distància llindar és de 600-800 km per les línies aèries i de 40-70 km per les línies submarines [5].



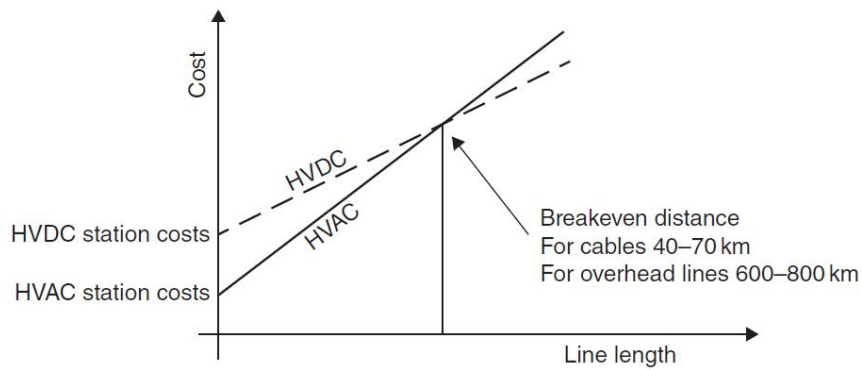


Figura 2.1: Cost aproximat de les línies aèries HVDC i HVAC [5]

2.3 Components d'un convertidor LCC HVDC

En aquest apartat s'expliquen quins són els principals components d'un convertidor LCC. Es prendrà a mode d'exemple un convertidor de 12 polsos, únicament de manera il·lustrativa per presentar les diferents parts. En el capítol 3 es parlarà sobre les diferents topologies de convertidors.

La figura 2.2 mostra un convertidor LCC típic que connecta les xarxes alternes 1 i 2. Inclou 2 terminals i una línia de corrent continu que uneix aquests terminals. Cada terminal inclou convertidors, transformadors, filtres, bancs de condensadors, estacions de control i altres components.

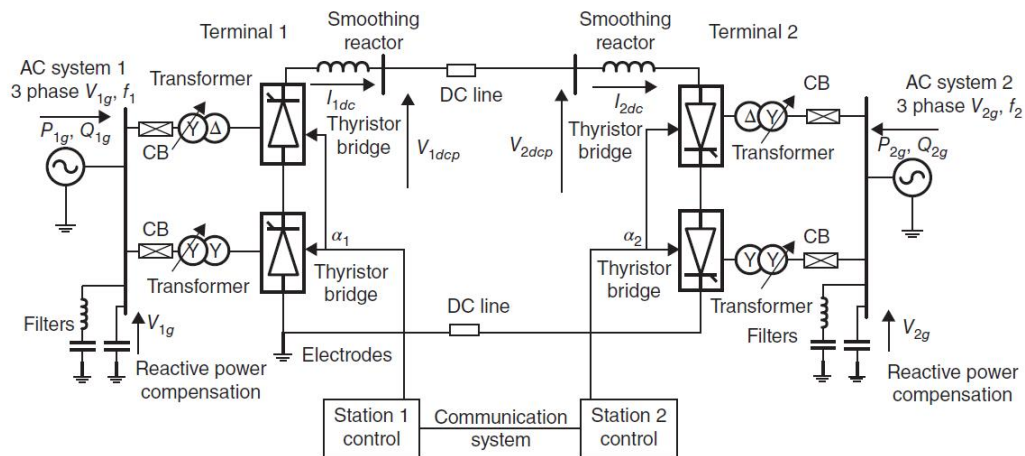


Figura 2.2: Esquema d'un LCC de 12 polsos

Tal com mostra la figura 2.2, els principals components del sistema són els següents:

- *Xarxes de corrent altern.* A cada banda del sistema hi ha dues xarxes, que poden ser de diferents freqüències. Aquestes xarxes es poden modelar mitjançant l'equivalent Thévenin amb una font de tensió en sèrie amb una impedància.
- *Convertidors.* Poden incloure un o més ponts de Graetz. Cada pont consta de 6 tiristors, tal com mostra la figura 2.3, i és l'element que transforma el corrent altern en corrent continu i a l'inrevés. En sistemes grans, els ponts de Graetz es poden connectar en sèrie per obtenir configuracions de 12 o 24 polsos. La figura 2.2 és un exemple de convertidor de 12 polsos, doncs té 2 ponts en sèrie. El convertidor que transforma energia alterna en contínua s'anomena rectificador, i el que converteix energia contínua en alterna s'anomena ondulator.
- *Transformadors.* Aquests són especials i més cars que els transformadors que operen únicament amb corrent altern. El motiu d'això és que aquests transformadors han de suportar corrents harmònics elevats i s'han de sobredimensionar respecte els transformadors convencionals. En el capítol 4, es veurà que el transformador és un element fonamental per la reducció d'harmònics en els convertidors de 12 polsos.
- *Inductàncies a la part de contínua.* Degudes a la línia. Les inductàncies típiques dels grans sistemes HVDC oscil·len entre 0,1 i 0,5 H [4].
- *Compensadors de reactiva.* Els convertidors requereixen aproximadament una potència reactiva del 60% de la potència nominal. Part d'aquesta reactiva l'aporten els filtres, i l'altre part els bancs de condensadors, que s'agrupen en diferents bancs que es poden connectar o desconnectar en funció de la potència requerida.
- *Filtres.* Són necessaris per eliminar els harmònics generats pel convertidor, per tal que aquests no s'injectin a la xarxa. En el capítol 4 es parlarà amb més detall sobre els filtres i els harmònics generats, i es veurà que amb les tipologies de 12 polsos es redueixen els harmònics respecte la topologia de 6 polsos.
- *Sistema de control.* Cada terminal té el seu propi sistema de control, que és l'encarregat d'enviar les senyals de dispar als diferents tiristors. En el capítol 5 es detalla el control tant del rectificador com de l'ondulator.

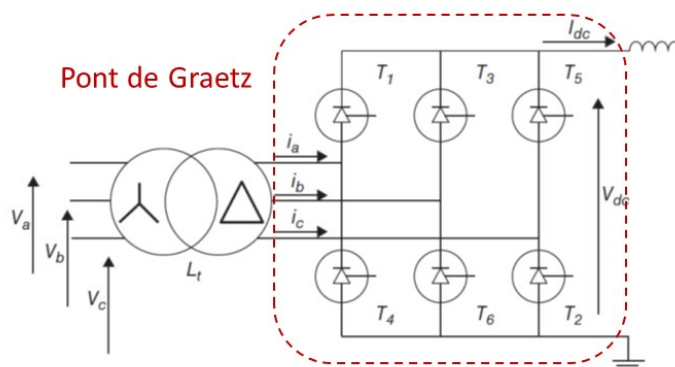


Figura 2.3: Esquema d'un pont de Graetz

Durant els capítols següents s'aniran introduint amb més detall les característiques d'aquests components, així com les equacions que regeixen el seu comportament.

2.4 Pèrdues en els sistemes LCC-HVDC

Aquest apartat té com a objectiu donar un ordre de magnitud sobre les pèrdues en les diferents parts dels convertidors LCC. Aquestes pèrdues inclouen tant el convertidor com el cable de contínua. En la figura 2.4 s'observen les principals components de les pèrdues del convertidor. Es pot comprovar que els principals involucrats en les pèrdues del sistema són els transformadors (amb més del 50% de les pèrdues), els tiristors i els filtres, seguits de la resta de components. Les pèrdues depenen de la mida del convertidor, el nivell de tensió i la seva configuració, però un bon valor de referència es del ordre de 0,5-1% [1] de la potencia transferida. També cal considerar que a càrregues parcials, el percentatge de pèrdues serà en general major.

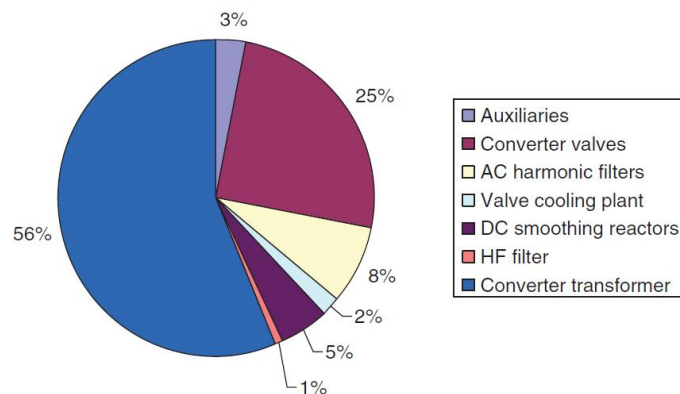


Figura 2.4: Distribució de les pèrdues en un LCC [5]



Capítol 3

Funcionament del LCC. Rectificador i Ondulador

L'objectiu d'aquest capítol és mostrar les característiques bàsiques de funcionament d'un LCC operant com a rectificador i com a ondulador, així com introduir les equacions que regeixen el seu comportament. En primer lloc, s'introdueix l'element bàsic d'aquest tipus de convertidors, el tiristor. En els dos següents apartats (3.1 - 3.2) s'exposa la teoria bàsica d'un rectificador trifàsic treballant com a rectificador i com a ondulador. Finalment, en l'apartat 3.3 es mostren les principals tipologies de LCC utilitzades.

3.1 El tiristor. Rectificador monofàsic

El tiristor és un component essencial dels convertidors HVDC. Això es degut, principalment, a que suporten potències molt elevades, són robustos i tenen una elevada eficiència. Un sol element té capacitat per treballar fins a 8500 V i 4500 A [5].

En la part esquerra de la figura 3.1 es mostra un esquema d'un tiristor. És un element amb 3 terminals: L'ànode (A), el càtode (K) i la porta (G). La porta és l'element de control del tiristor: quan no circula corrent per la porta ($i_g = 0$) es comporta com un circuit obert, és a dir no circula corrent pel tiristor encara que la tensió v_{AK} sigui positiva. Quan s'aplica un corrent $i_g > 0$ el tiristor es comporta com un díode, i conduirà si la tensió v_{AK} és positiva, tal com mostra la part dreta de la figura 3.1. El tiristor pot controlar l'inici de la conducció, però no el final. El tiristor deixarà de conduir quan el circuit extern imposi que el corrent i_{AK} es redueixi fins a ser menor que el corrent de manteniment i_h . A partir d'aquest punt, es requereix un nou pols $i_g > 0$ per a que el tiristor torni a conduir.

A continuació es veurà un exemple d'aplicació del tiristor: un rectificador monofàsic de mitja ona, per introduir el concepte d'angle de dispar. La part esquerra de la figura 3.2 mostra un rectificador monofàsic de mitja ona, amb una font de tensió alterna, un tiristor i una càrrega resistiva. En aquest exemple, el tiristor només pot conduir en els semicicles positius de la tensió de la font v_s . El temps que passa des de que el tiristor està polaritzat positivament $v_s > 0$ fins que s'aplica el pols de corrent $i_g > 0$ i el tiristor comença a conduir defineix l'angle de dispar α . Aquest angle es mostra en la part dreta de la figura 3.2, en el gràfic de la tensió v_L .



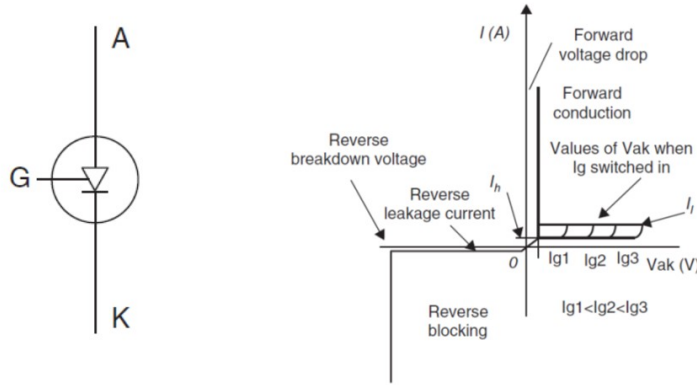


Figura 3.1: Comportament teòric d'un tiristor [5]

Per al cas del rectificador de mitja ona, i considerant la tensió de la font v_s , la tensió contínua que veu la càrrega v_{DC} és la següent [5]:

$$v_s(t) = V \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

$$v_{DC}(t) = \frac{V}{\pi} \cos(\alpha) \quad (3.2)$$

Per tant, es veu que la tensió de sortida es pot controlar variant l'angle de dispar, en aquest cas entre 0° i 90° .

3.2 Rectificador Trifàsic

En aquest apartat es presenta el rectificador trifàsic de díodes, o no controlat, en primer lloc. En la segona part es presenta el rectificador trifàsic controlat, en aquest cas compost de tiristors, o pont de Graetz. Aquest rectificador és l'element bàsic dels LCC.

3.2.1 Rectificador trifàsic de díodes

El convertidor trifàsic de díodes es mostra en la figura 3.3, on el nombre dels tiristors indica l'ordre de conducció. Aquesta és la tipologia més simple, però permet il·lustrar la conversió AC/DC trifàsica. El sistema altern es suposa simètric i equilibrat, amb les següents tensions v_{abc} :

$$v_a = V_{pic} \cos(\omega t) \quad (3.3)$$

$$v_b = V_{pic} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.4)$$

$$v_c = V_{pic} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.5)$$

On V_{pic} és la tensió de pic fase-neutre. Els díodes començaràn a conduir quan el voltatge del ànode sigui major que el del càtode, per tant conduiràn quan els seus respectius voltatges de fase siguin màxims, com mostra l'exemple de la figura 3.4. Com es veu, cada díode condueix per $1/3$ del cicle o 120° , i en cada instant condueixen 2 díodes: un connectat al pol positiu

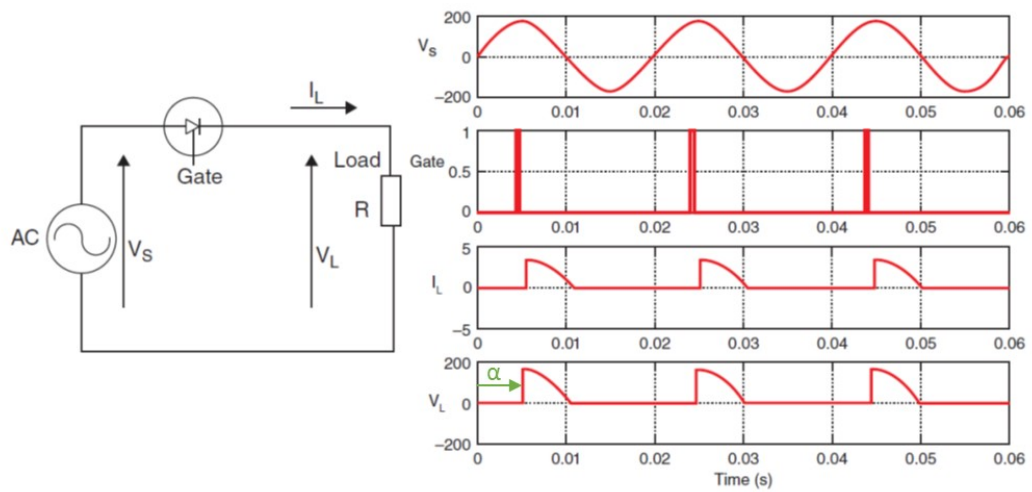


Figura 3.2: Rectificador monofàsic de mitja ona [5]

(D1, D3, D5) i l'altre connectat al pol negatiu (D4, D6, D2). Es veu, també, que cada 60° es produeix una commutació: deixa de conduir un díode per començar a conduir un altre.

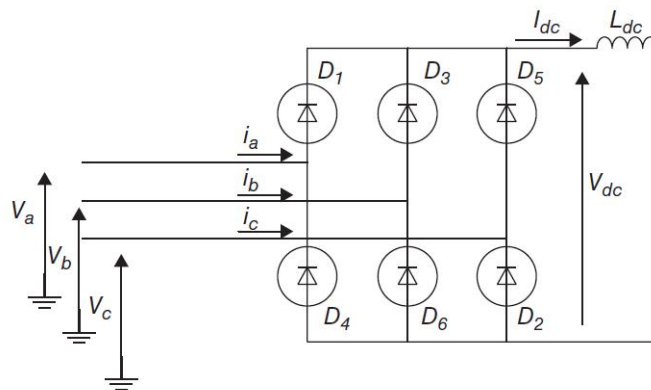


Figura 3.3: Rectificador trifàsic de diodes

La tensió mitjana del bus de contínua, V_{dc0} es pot obtenir calculant la mitjana de la superfície sota la corba V_{dc} , obtenint la següent expressió [5]:

$$V_{dc0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{pic} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \tag{3.6}$$

On V_{LL} és la tensió fase-fase de la font d'alterna, és a dir la tensió de línia. Per tant:

$$V_{LL} = V_{pic} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \tag{3.7}$$

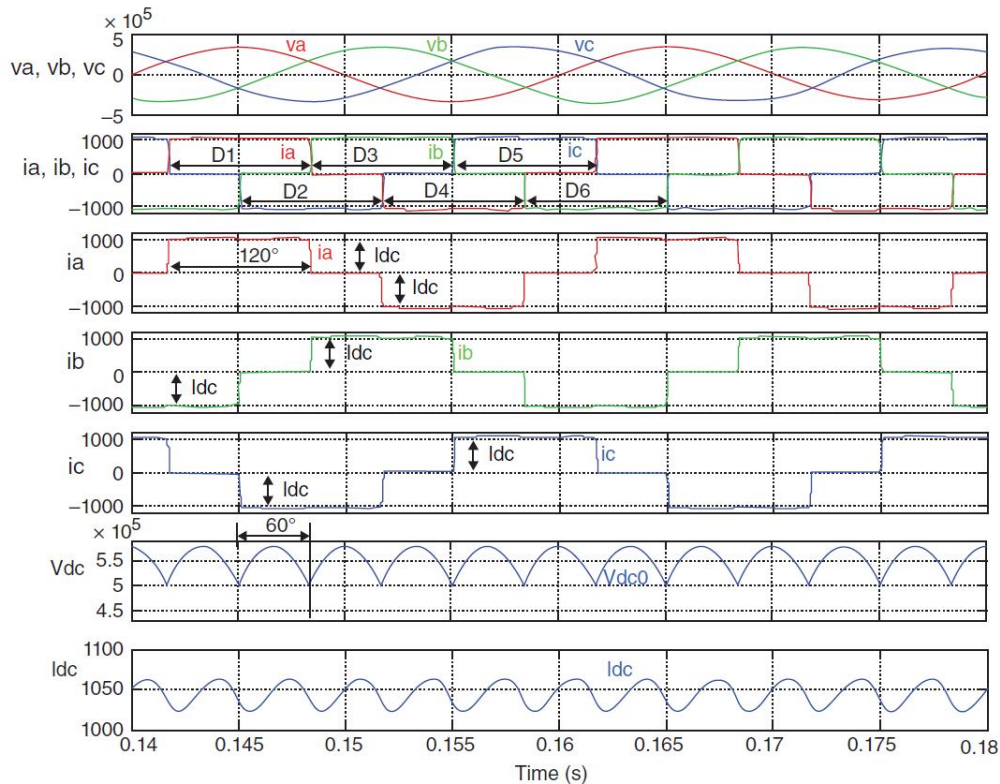


Figura 3.4: Formes d'ona del rectificador trifàsic de díodes [5]

El voltatge V_{dc0} correspon al que donaria un rectificador trifàsic de tiristors amb un angle de dispar igual a zero, i és un valor que s'utilitzarà en els següents capítols amb freqüència.

3.2.2 Rectificador trifàsic de tiristors

En aquesta secció es considera un rectificador similar al de la secció anterior, però amb tiristors en comptes de díodes. A part del concepte d'angle de dispar α , també s'introduirà el d'angle de commutació μ o *commutation overlap* que resulta de la inductància del transformador. La figura 3.5 mostra la topologia del convertidor, on s'ha afegit un transformador amb una inductància $L_t = 0,1H$. En la figura 3.6 es pot veure les ones de tensió i corrent obtingudes, utilitzant uns paràmetres similars al dels cas del convertidor de díodes i introduint un angle de dispar $\alpha = 30^\circ$.

L'angle de dispar es mesura des de l'instant en que un tiristor està polaritzat positivament (instant de creuament de dos voltatges de fase). En la figura 3.6 també es mostra l'angle de commutació μ . Degut a la inductància del transformador L_t , el corrent d'un díode no pot variar de manera instantània. Per tant, durant aquest temps de commutació, el tiristor que deixa de conduir redueix el seu corrent progressivament, i el tiristor que comença a conduir augmenta el seu corrent progressivament. És a dir durant aquest període condueixen 3

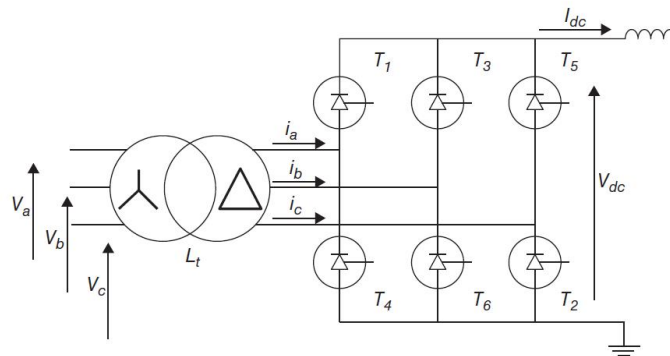


Figura 3.5: Rectificador trifàsic de tiristors [5]

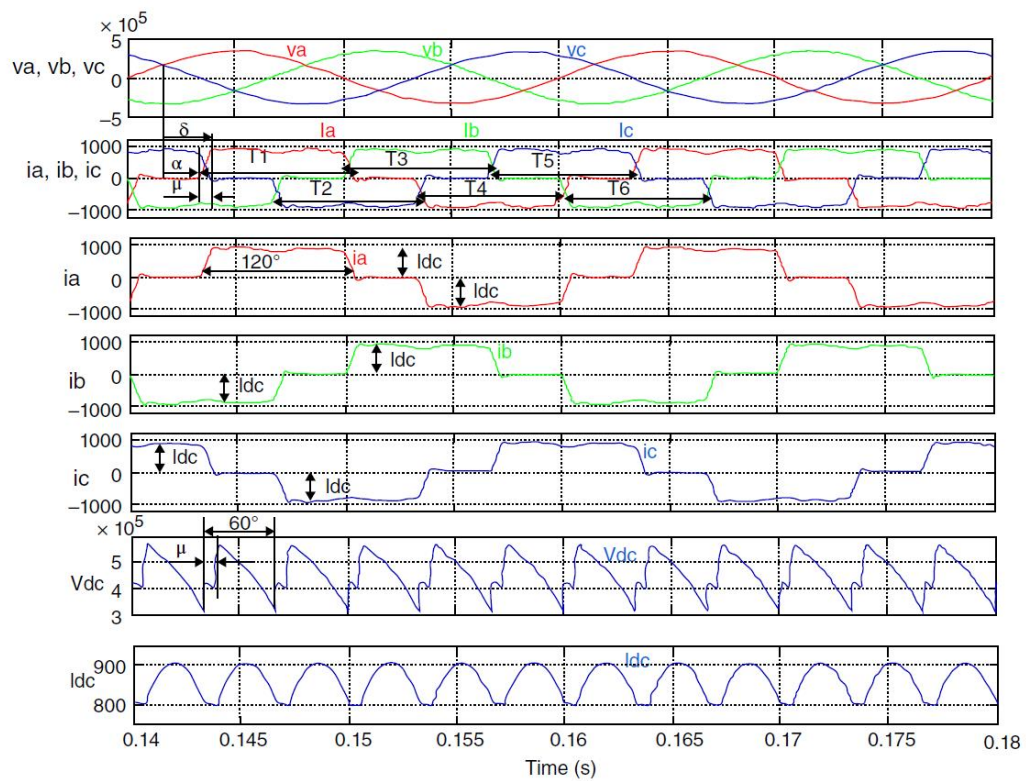


Figura 3.6: Formes d'ona del rectificador trifàsic de tiristors [5]

tiristors al mateix temps. Aquest angle de commutació redueix la tensió en cada commutació, tal com s'observa en el gràfic de la tensió V_{dc} de la figura 3.6. Negligint inicialment aquest efecte de commutació, la mitjana de la tensió del bus de contínua es pot obtenir, tal com es descriu a [5], integrant la superfície sota la corba de V_{dc} , obtenint:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{pic} \cos(\alpha) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos(\alpha) \quad (3.8)$$

L'expressió anterior també es pot donar en funció del voltatge obtingut en cas de que els tiristors fossin diodes:

$$V_{dc} = V_{dc0} \cos(\alpha) \quad (3.9)$$

Es veu per tant que la tensió del bus de contínua es pot controlar a través de l'angle de dispar, però que el guany d'aquest control és no lineal, degut a que depèn del cosinus de l'angle.

A continuació s'analiza l'efecte de l'angle de commutació. Com ja s'ha explicat, la inductància del transformador pot ser molt elevada, del ordre de 0,1-0,2 pu, i per tant el corrent en els tiristors no pot variar de manera instantània. En la figura 3.7 es mostra un exemple de commutació, on el tiristor T1 deixa de conduir i el T3 comença a conduir. En el període de commutació, que correspon a $\alpha < \omega t < \delta$, on δ és l'angle d'extinció que marca la fi de la commutació. Durant aquest període, tres tiristors condueixen simultàniament, T1, T3 i T2. A mesura que el corrent en T1 disminueix, el corrent en T3 augmenta, de manera que el corrent del bus de contínua I_{dc} es manté pràcticament constant. En la part inferior de la figura 3.7, es mostra el voltatge V_{dc} , i es pot observar la caiguda de tensió durant el procés de commutació, comparat amb la tensió que hi hauria en cas que la commutació fos instantània (traç discontinu).

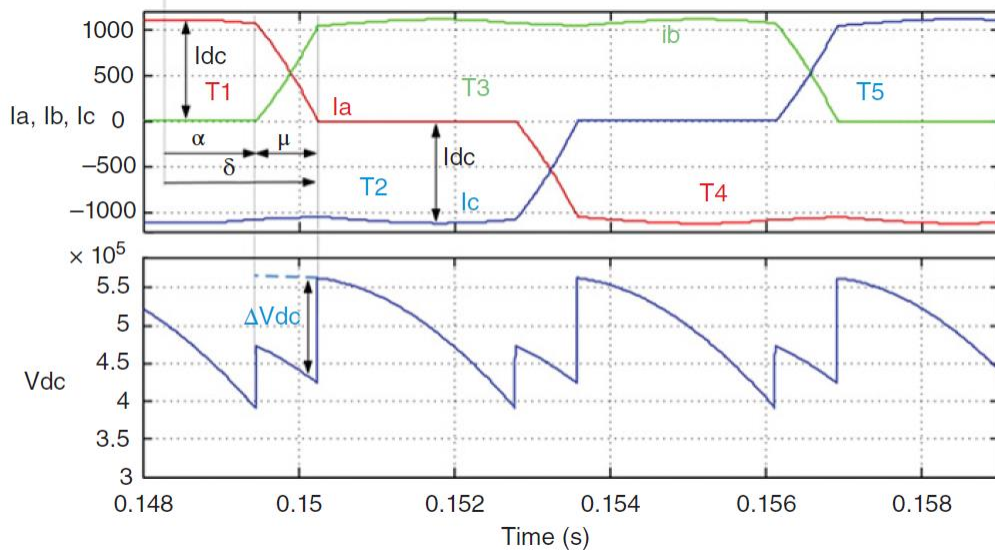


Figura 3.7: Formes d'ona durant la commutació [5]

Tal com es desenvolupa en [5], es pot trobar una expressió del voltatge V_{dc} que inclogui l'efecte de l'angle de commutació. La reducció del voltatge degut a l'angle de commutació resulta ser:

$$\Delta V_{dc} = \frac{3}{\pi} I_{dc} \omega L_t \quad (3.10)$$

On ω és la freqüència angular de la xarxa. Es veu que si la inductància L_t fos zero, no hi hauria caiguda de tensió i la commutació seria instantània. Finalment amb aquesta expressió es pot expressar V_{dc} com:

$$V_{dc} = V_{dc0} \cos(\alpha) - \Delta V_{dc} \quad (3.11)$$

$$V_{dc} = V_{dc0} \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} I_{dc} \omega L_t \quad (3.12)$$

3.2.3 Operació del convertidor com a ondulator

La figura 3.8 mostra el voltatge del bus de contínua en funció de l'angle de dispar. A mesura que l'angle augmenta per sobre els 90° , el voltatge es torna negatiu i el convertidor entra en la zona de funcionament com a ondulator. Degut a que el corrent no pot canviar de direcció en els convertidors de tiristors, invertir el voltatge equival a invertir el flux de potència.

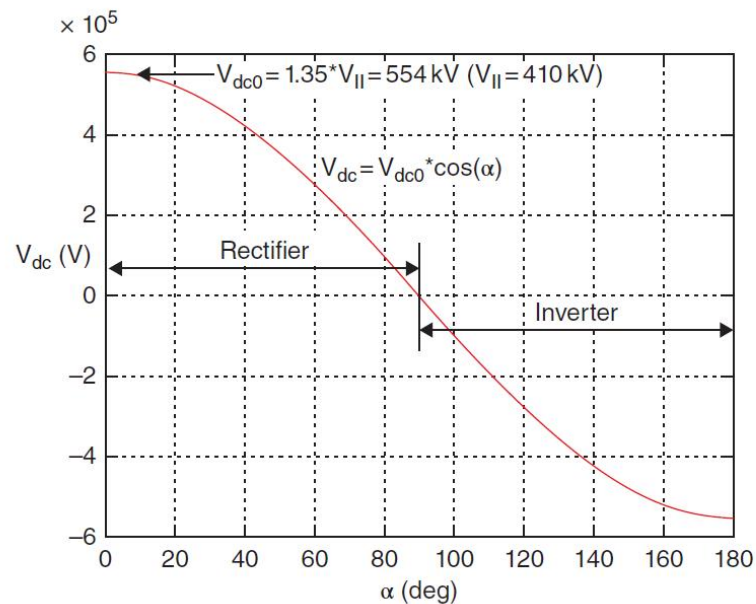


Figura 3.8: Operació del convertidor com a rectificador i ondulator [5]

La figura 3.9 mostra les formes d'ona de tensions i corrents per al cas d'un convertidor operant com a ondulator. Es veu que en aquest cas l'angle de dispar α és major de 90° . Quan un convertidor opera com a ondulator, s'acostumen a utilitzar els següents angles:

- $\beta = 180 - \alpha$. L'angle β es denomina *Ignition advance angle* o angle d'ignició.
- $\gamma = 180 - \delta$. L'angle γ es denomina *Extinction advance angle* o angle d'extinció. És interessant veure que l'angle de commutació $\mu = \delta - \alpha = \beta - \gamma$.

Aquests dos angles es mesuren des de l'instant en que el tiristor deixa de ser apte per conduir, és a dir des de que es creuen les dues ones de tensió de fase (punt B del gràfic superior de la figura 3.9). L'angle d'extinció γ és molt important per al funcionament com a ondulator

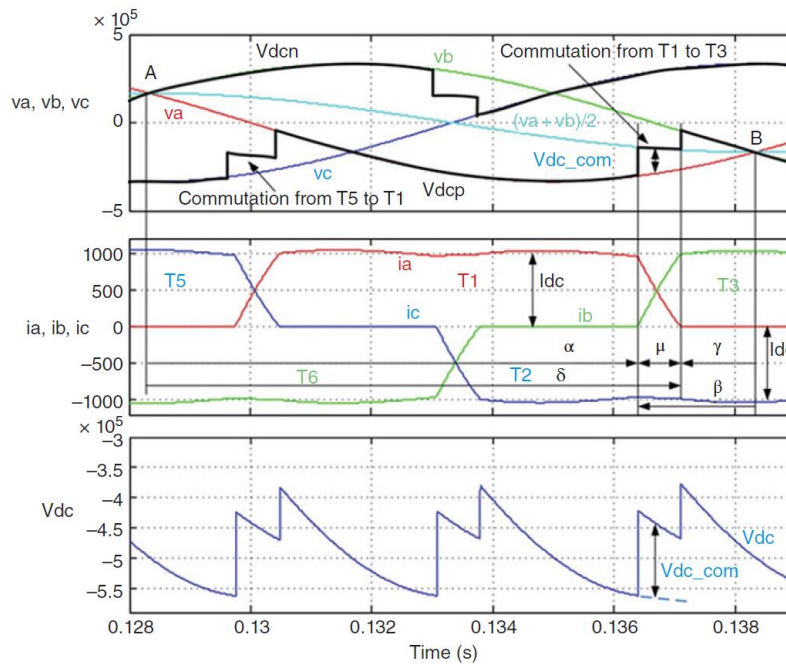


Figura 3.9: Formes d'ona quan el convertidor opera com a ondulator [5]

perquè defineix el període d'operació segur. És a dir, que existeix un angle d'extinció mínim per al funcionament segur del convertidor. Com a exemple es mostra la figura 3.9, on el tiristor T1, connectat a la fase a, ha de començar a obrir-se entre els punts A i B. Després de començar a obrir-se, ha d'acabar de bloquejar-se (deixar de conduir) abans del punt B, ja que a partir d'aquest punt estaria polaritzat positivament ($v_a > V_{dc}$), i per tant continuaria conduint, tal com mostra el gràfic superior de la figura 3.9. Per tant, un dels objectius del control de l'angle de dispar α de l'ondulador és com determinar-lo per assegurar una operació segura del ondulador. Això es comentarà amb més detall en el capítol que parla sobre el control de l'ondulador.

Finalment, de la mateixa manera que en el cas del rectificador es pot obtenir una expressió per calcular el voltatge del bus de contínua obtingut V_{dc} :

$$V_{dc} = V_{dc0} - \frac{3}{\pi} I_{dc} \omega L_t \quad (3.13)$$

3.3 Tipologies de sistemes HVDC-LCC

En aquesta secció es descriuen les principals topologies de convertidors LCC: topologia monopolar, bipolar i back-to-back.

3.3.1 Sistemes HVDC Monopolars

Són sistemes que connecten dues xarxes alternes. Aquests sistemes estan composts per un o més convertidors de sis polsos (pont de Graetz) en sèrie, tal com mostra la figura 3.10, un únic conductor i un retorn per terra (retorn per terra) o mitjançant un conductor (retorn

metàl·lic). En el cas del retorn per terra, requereix dos elèctrodes, un a cada terminal, com es pot veure en la figura 3.10.

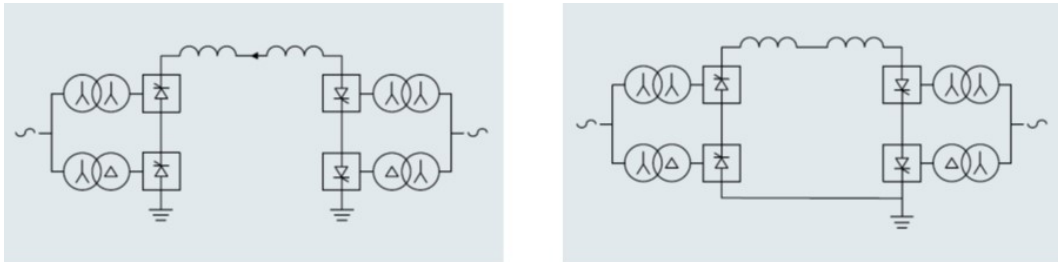


Figura 3.10: Convertidors HVDC monopolars [1]

3.3.2 Sistemes HVDC Bipolars

Aquests tipus de sistemes permeten connectar amb un mateix convertidor més de dues xarxes alternes. Estan compostats per dos pols, cada un dels quals conté un o més convertidors de 12 polsos en sèrie, tal com mostra la figura 3.11. En aquest cas hi han dos conductors, un amb polaritat positiva i l'altre amb polaritat negativa. Per revertir el sentit del flux de potència, s'inverteixen les polaritats dels dos conductors. Es pot entendre aquests tipus de sistemes com la combinació de dos sistemes monopolars amb retorn per terra, com mostra la figura 3.11. Si es produeix la caiguda d'un dels dos pols, l'altre pot continuar operant amb retorn per terra.

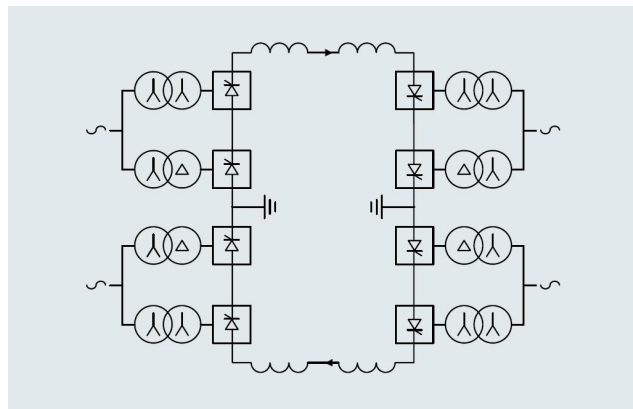


Figura 3.11: Convertidor HVDC Bipolar [1]

3.3.3 Sistemes HVDC Back-to-Back

Aquest és un cas particular de sistema monopolar, on no existeix línia de contínua i els dos convertidores es troben en el mateix emplaçament. Una aplicació és la connexió de xarxes amb freqüències diferents. La figura 3.12 mostra un exemple d'aquest tipus de convertidors.

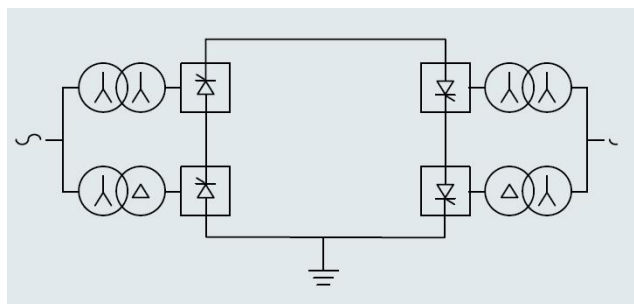


Figura 3.12: Convertidor HVDC Back-to-Back [1]

Capítol 4

Harmònics generats en un LCC

En aquest capítol es realitza un estudi dels harmònics que es generen en utilitzar els convertidors LCC, donada la naturalesa commutativa dels tiristors. La presència d'harmònics en els sistemes de potència pot tenir efectes negatius, com per exemple:

- Sobreescalfament dels bancs de condensadors
- Sobreescalfaments dels generadors i dels transformadors
- Inestabilitat dels dispositius electrònics de potència
- Interferències amb sistemes de comunicació

Per tal d'evitar aquests efectes cal reduir al màxim els harmònics injectats en la xarxa. En aquest capítol és veurà que una manera de reduir harmònics es utilitzant convertidors de 12 polsos en comptes de convertidors de 6 polsos, a més de la utilització de filtres.

4.1 Harmònics en convertidors de 6 polsos

En la figura 4.1 es mostra el sistema estudiat. El corrent total absorbit pel rectificador $I_{abc,r}$ es divideix en dos en el transformador: $I_{abc,1}$ i $I_{abc,2}$. Les formes idealitzades d'aquests dos corrents, segons [1], es mostren en la figura 4.2. Aquestes formes d'ona són ideals, ja que la inductància del transformador fa que la commutació no sigui ideal i el corrent no pugui variar instantàniament.

Realitzant una anàlisi de Fourier a les ones de la figura 4.2, s'obtenen les següents expressions per aquestes ones [5]:

- Pel cas del trafo $Y - Y$, l'expressió analítica de $I_{abc,1}$ és:

$$I_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dc} \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) \dots \right] \quad (4.1)$$

- Pel cas del trafo $Y - \Delta$, l'expressió analítica de $I_{abc,2}$ és:

$$I_{a2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dc} \left[\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) \dots \right] \quad (4.2)$$



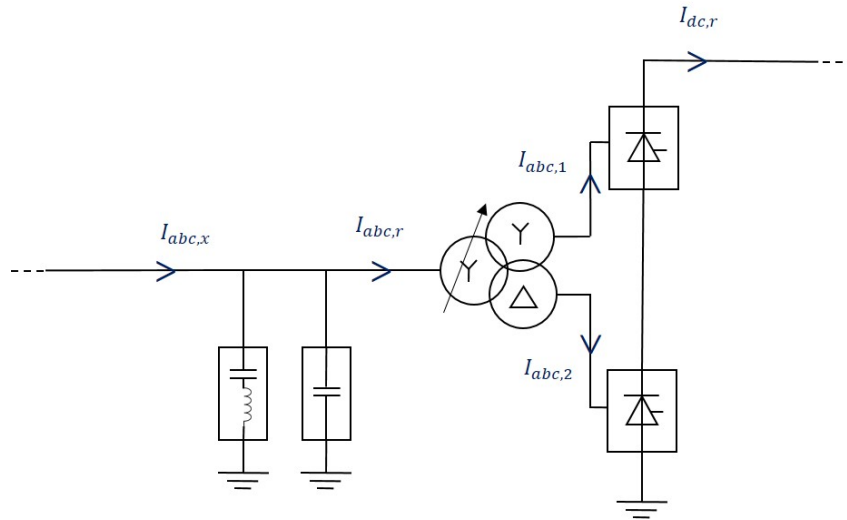
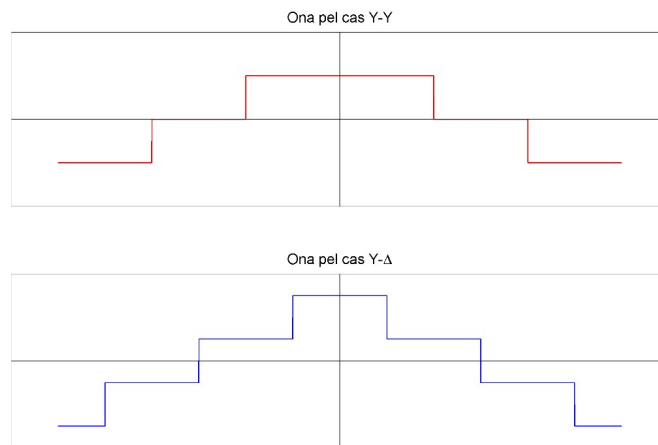


Figura 4.1: Esquema del sistema estudiat

Figura 4.2: Formes d'ona idealitzades dels corrents $I_{abc,1}$ i $I_{abc,2}$

Es pot veure en les expressions anteriors que cada convertidor de 6 polsos genera harmònics en l'ordre $6n \pm 1$, $n = 1, 2, 3, \dots$, i s'observa també el següent:

- Si n és senar, els signes corresponents als harmònics de les dues ones són oposats.
- Si n és parell, els signes corresponents als harmònics de les dues ones són iguals.

4.2 Harmònics en convertidors de 12 polsos

Combinant dos convertidors de 6 polsos s'obté un convertidor de 12 polsos, tal com mostra la figura 4.1. Per obtenir el corrent total que consumeix el convertidor s'han de sumar les corrents $I_{abc,1}$ i $I_{abc,2}$. Sumant les formes d'ona de la figura 4.2, s'obté la forma d'ona global de la figura 4.3.

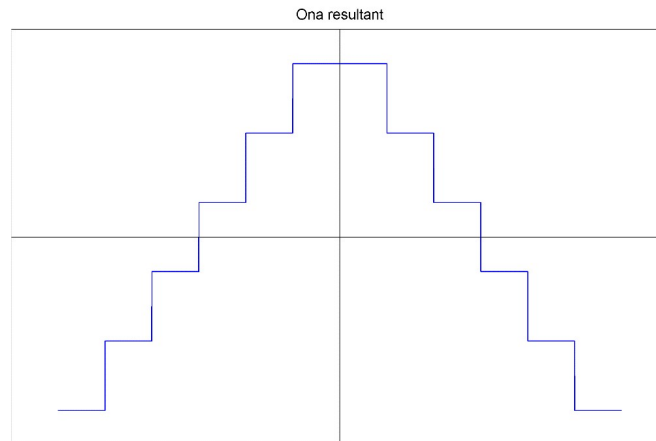


Figura 4.3: Forma d'ona global absorbida pel convertidor

Per altra banda, sumant les expressions de $I_{abc,1}$ i $I_{abc,2}$ de l'apartat anterior s'obté l'expressió del corrent total absorbit pel convertidor, $I_{abc,r}$:

$$I_{ar} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_{dc} \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{23} \cos(23\omega t) + \frac{1}{25} \cos(25\omega t) \dots \right] \quad (4.3)$$

Per tant, respecte un convertidor de 6 polsos amb ordre d'harmònics $6n \pm 1$ es cancel·len els corresponents a $n = 1, 3, 5, \dots$, i per tant, els harmònics d'un convertidor de 12 polsos finalment són:

$$12n \pm 1, n = 1, 2, 3 \dots \quad (4.4)$$

Les equacions exposades en aquest capítol es basen en les següents dos hipòtesis:

- El corrent I_{dc} és lineal
- El sistema d'alimentació és trifàsic sinusoidal i equilibrat

Donat que aquestes 2 hipòtesis no són sempre certes per casos pràctics, s'han de realitzar estudis detallats sobre els harmònics que apareixen en el sistema mitjançant programes de computació numèrica.

En aquesta secció, s'ha comprovat que mitjançant un convertidor de 12 polsos i un transformador de tres bobinats es poden reduir els harmònics generats sense la utilització de filtres.

4.3 Disseny i tipus de filtres

El corrent de la part AC del convertidor, com ja s'ha comentat en els apartats anteriors, és altament no sinusoidal, i si es permet que circuli a la xarxa, pot produir grans distorsions en el sistema. Per tant, els filtres són necessaris per reduir aquests nivells d'harmònics i permetre que el corrent de la xarxa, $I_{abc,x}$ sigui el més sinusoidal possible. Per altra banda, els convertidors consumeixen quantitats elevades de potència reactiva, que és proporcionada en part pels filtres i també per bancs de condensadors en paral·lel amb aquests. El disseny dels filtres, per tant, ha de satisfer aquests dos requeriments de filtratge d'harmònics i compensació d'energia reactiva.

En general, existeixen dos tipus de filtres que s'utilitzen per aquest tipus d'aplicacions:

- El filtre passa banda (*'band-pass filter'*) que es dissenya per eliminar uns harmònics determinats, però és poc efectiu fora de la freqüència de disseny. Aquests filtres són útils per eliminar un o varis harmònics, però ineficients si es vol eliminar una banda concreta. Es caracteritzen per un factor de qualitat q alt, que es defineix de la manera següent:

$$q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (4.5)$$

On f_0 és la freqüència de ressonància o de disseny, i Δf és l'ample de banda. Tenir un factor de qualitat elevat implica, per tant, que l'ample de banda sigui baix. Els filtres passa banda es poden dissenyar per varies freqüències, però en aquest treball ens centrarem en els que es dissenyen per una única freqüència. Aquests tipus de filtre es mostra en la part esquerra de la figura 4.4, i conté una resistència en sèrie amb una inductància i un condensador.

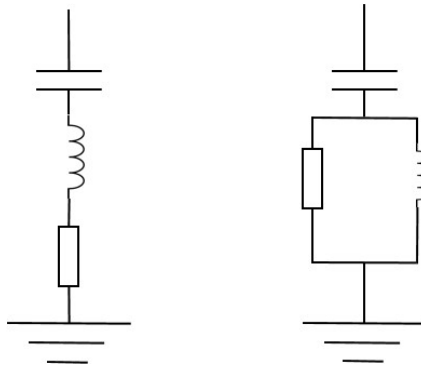


Figura 4.4: Tipus de filtres més emprats en aplicacions amb LCC

- Per altra banda tenim el filtre de pas alt (*'High pass filter'*), que ofereix una baixa impedància en un rang més ampli de freqüències que el filtre passa banda. Aquests filtres es dissenyen per eliminar més d'un harmònic, però no són tant eficients com el filtre passa banda. El factor de qualitat en aquest cas serà més baix, donat que l'ample de banda és major. En el cas d'aquests filtres, la inductància està en paral·lel amb la resistència, com mostra la part dreta de la figura 4.4.

Per al cas d'un esquema LCC de 12 polsos, els principals harmònics que s'han d'eliminar són els següents: 11, 13, 23, 25, 35, 47 i 49. Donat que el nivell dels harmònics 11 i 13 és considerablement més elevat que la resta, una configuració habitual és la següent:

- Filtres de tipus '*band-pass*' pels harmònics 11 i 13.
- Un filtre de tipus '*high pass*' per la resta d'harmònics superiors.

Aquest esquema es mostra en la figura 4.5, juntament amb un banc de condensadors.

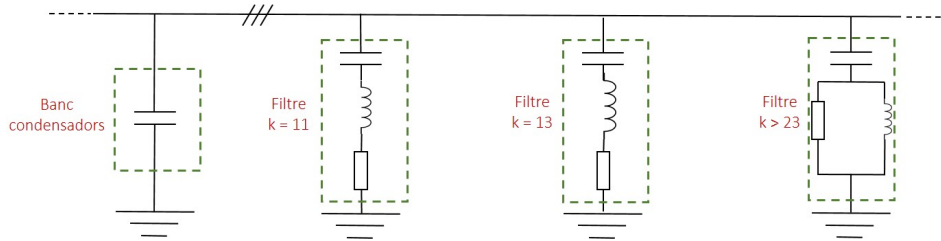


Figura 4.5: Configuració habitual de filtratge per LCC

En el capítol 5 s'ha realitzat una simulació per observar el comportament d'un LCC, i s'ha vist amb més detall els harmònics generats en el sistema, així com l'efectivitat dels filtres aquí proposats.



Capítol 5

Modelització, control i simulació d'un LCC

En aquest capítol es descriu, en primer lloc, el model utilitzat per estudiar el comportament d'un LCC, tot descrivint i justificant els elements que hi intervenen. Es descriu en segon lloc, com es realitza el control del rectificador i l'ondulador, és a dir, com es determinen els angles de dispar dels tiristors. Per últim, es mostren els resultats d'una simulació.

5.1 Modelització d'un LCC

En aquesta secció es descriuen els principals elements i variables emprats en la modelització d'un LCC. S'estudiarà el cas de dues xarxes alternes de freqüències diferents connectades a través d'un convertidor LCC de 12 polsos. S'explicarà també el funcionament d'altres elements com el transformador, els filtres i els bancs de condensadors.

En la figura 5.1 es mostra un esquema del sistema a estudiar. En els següents apartats es justifica la utilització d'aquests elements i es presenten les principals variables que s'utilitzen posteriorment en la simulació.

5.1.1 Xarxes alternes

Les xarxes de corrent altern (elements *Sistema AC 1* i *Sistema AC 2* de la figura 5.1) es modelitzen utilitzant l'equivalent de Thévenin, és a dir mitjançant una font de tensió trifàsica en sèrie amb una impedància. A continuació es defineixen les principals variables d'aquests sistemes:

V_{g1} : Tensió de línia de la xarxa 1	V_{g2} : Tensió de línia de la xarxa 2
f_1 : Freqüència de la xarxa 1	f_2 : Freqüència de la xarxa 2
R_1 : Resistència de la xarxa 1	R_2 : Resistència de la xarxa 2
L_1 : Inductància de la xarxa 1	L_2 : Inductància de la xarxa 2

Taula 5.1: Variables de les dues xarxes de corrent altern



5.1.2 Filtres i compensadors d'energia reactiva

Els filtres són necessaris en aquest tipus de convertidors per eliminar els harmònics produïts per la commutació dels tiristors. Tal i com s'explica en el capítol 4, en els convertidors de 12 polsos en que s'utilitza un transformador de tres bobinats es redueixen significativament els harmònics generats, sent els principals harmònics el 11, 13, 23 i 25. Es per això que els filtres utilitzats en aquests sistemes tenen l'estructura de la figura 3.2, on es pot veure d'esquerre a dreta: banc de condensadors, filtre per l'harmònic 11, filtre per l'harmònic 13, i per últim un filtre per eliminar tots els harmònics restants de major freqüència, que tenen un impacte molt menor que l'11 i el 13.

Els convertidors de tiristors poden consumir elevades quantitats d'energia reactiva, especialment per angles de dispar elevats. Es per això que es col·loquen els bancs de condensadors, per compensar aquest consum. Els filtres també poden proporcionar aquesta compensació de potència reactiva.

Les principals variables que intervenen en la dinàmica dels filtres i els bancs de condensadors són:

$V_{cond,1}$: Tensió nominal del banc 1	$V_{cond,2}$: Tensió nominal del banc 2
$f_{cond,1}$: Freqüència del banc 1	$f_{cond,2}$: Freqüència del banc 2
$Q_{cond,1}$: Potència Reactiva nominal del banc 1	$Q_{cond,2}$: Potència Reactiva nominal del banc 2
$f_1^{k=11}$: Freqüència de sintonització del filtre $k = 11$ del banc 1	$f_2^{k=11}$: Freqüència de sintonització del filtre $k = 11$ del banc 2
$Q_1^{k=11}$: Potència Reactiva nominal del filtre $k = 11$ del banc 1	$Q_2^{k=11}$: Potència Reactiva nominal del filtre $k = 11$ del banc 2
$f_1^{k=13}$: Freqüència de sintonització del filtre $k = 13$ del banc 1	$f_2^{k=13}$: Freqüència de sintonització del filtre $k = 13$ del banc 2
$Q_1^{k=13}$: Potència Reactiva nominal del filtre $k = 13$ del banc 1	$Q_2^{k=13}$: Potència Reactiva nominal del filtre $k = 13$ del banc 2
$f_1^{k>23}$: Freqüència de sintonització del filtre $k > 23$ del banc 1	$f_2^{k>23}$: Freqüència de sintonització del filtre $k > 23$ del banc 2

Taula 5.2: Variables dels filtres i bancs de condensadors

5.1.3 Transformadors

És l'element que connecta les xarxes d'alterna amb els ponts de tiristors. Tal com mostra la figura 5.1, s'utilitzen transformadors de tres bobinats amb relació de transformació variable, per dos motius:



- El secundari està connectat en estrella i el terciari en triangle. Això provoca un desfasament de 30° entre aquests dos terminals, tot reduint el contingut harmònic generat en el pont de tiristors, tal com s'ha explicat en el capítol 4.
- La relació de transformació variable permet generar angles de dispar òptims d'entre 15 i 20° .

Les principals variables associades al transformador són les següents:

P_{nom}^R : Potència nominal del trafo R	P_{nom}^I : Potència nominal del trafo I
V_1^R : Tensió del debanat 1 del trafo R	V_1^I : Tensió del debanat 1 del trafo I
V_2^R : Tensió del debanat 2 del trafo R	V_2^I : Tensió del debanat 2 del trafo I
V_3^R : Tensió del debanat 3 del trafo R	V_3^I : Tensió del debanat 3 del trafo I
R_1^R : Resistència del debanat 1 del trafo R	R_1^I : Resistència del debanat 1 del trafo I
R_2^R : Resistència del debanat 2 del trafo R	R_2^I : Resistència del debanat 2 del trafo I
R_3^R : Resistència del debanat 3 del trafo R	R_3^I : Resistència del debanat 3 del trafo I
L_1^R : Inductància del debanat 1 del trafo R	L_1^I : Inductància del debanat 1 del trafo I
L_2^R : Inductància del debanat 2 del trafo R	L_2^I : Inductància del debanat 2 del trafo I
L_3^R : Inductància del debanat 3 del trafo R	L_3^I : Inductància del debanat 1 del trafo I
R_m^R : Resistència magnetitzant del trafo R	R_m^I : Resistència magnetitzant del trafo I
L_m^R : Inductància magnetitzant del trafo R	L_m^I : Inductància magnetitzant del trafo I

Taula 5.3: Variables dels transformadors

5.1.4 Rectificador i ondulator

Es considera, com ja s'ha comentat, un rectificador i ondulator de 12 polsos, col·locant 2 punts de Graetz en sèrie.

5.1.5 Bus de contínua

El bus de contínua es modelitza amb una inductància i una resistència en la banda de l'ondulator i el rectificador (per reduir l'arriat de corrent produït) units mitjançant una línia de corrent continu. Els paràmetres a tenir en compte són:



R_{dc} : Resistència de la bobina	L_{dc} : Inductància de la bobina
r_{linia} : Resistència de la línia per unitat de longitud	l_{linia} : Inductància de la línia per unitat de longitud
c_{linia} : Capacitància de la línia per unitat de longitud	L_{linia} : Longitud de la línia per unitat de longitud

Taula 5.4: Variables del bus de contínua

5.2 Control del rectificador

Una part fonamental del sistema és el control del convertidor, tant la part del rectificador com la de l'ondulador. En la figura 5.3 es mostra un esquema del control del rectificador, on es pot veure que la magnitud controlada és el corrent del bus de contínua $I_{dc,r}$, mesurat tal com es mostra en la figura 5.1 a la sortida del rectificador. La referència de corrent $I_{dc,ref}$ es compara amb el corrent mesurat, aplicant a aquesta senyal un filtre passa baixos de primer ordre, per tal d'obtenir una senyal contínua i eliminar els harmònics d'alta freqüència generats [4]. La funció de transferència d'aquest filtre és la següent:

$$H(s) = \frac{1}{1 + T_r s} \quad (5.1)$$

On T_r és la constant de temps del filtre.

La sortida del comparador dóna la senyal d'error, la qual s'aplica a un controlador proporcional-integral. Els paràmetres d'aquest controlador són $k_{p,r}$ i $k_{i,r}$, paràmetres proporcional i integral respectivament. La sortida del controlador és l'angle de dispar α_r , que es limita entre 0° i 180° . Per obtenir les senyals de dispar dels tiristors, cal saber quin és l'angle de la tensió aplicada al convertidor: φ_r . Es per això que s'utilitza la PLL (*Phase Locked Loop*), la qual s'explica amb detall a l'apèndix B. Es mesura la tensió $V_{abc,r}$ tal com mostra la figura 5.1, i la PLL obté l'angle de la fase α . Finalment, el generador de polsos calcula els polsos a aplicar a cada un dels 12 tiristors:

$$\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots, \delta_{12} \quad (5.2)$$

Les 6 primeres senyals són pel convertidor superior, i estan desfasades 60° entre elles. De la mateixa manera, les 6 últimes senyals són pel convertidor inferior i també estan desfasades 60° entre elles. Degut a l'efecte dels transformadors, els senyals entre els dos ponts estan desfasats 30° . Per exemple, δ_1 està desfasat 30° respecte al seu equivalent a l'altre pont δ_6 , δ_2 està desfasat 30° respecte δ_7 , etc.

5.3 Control de l'ondulador

De la mateixa manera que el rectificador controla el corrent del bus de contínua, l'ondulador controla la tensió del bus de contínua $V_{dc,i}$ de la figura 5.1. Tot i que per al cas de l'ondulador existeixen diferents tipus de control (control de corrent i control de l'angle d'extinció, que actuen quan hi ha sots a la xarxa d'alterna o quan l'angle d'extinció és molt elevat [5]) només es considera en aquest projecte el control de tensió, molt similar al control de corrent pel cas del rectificador. La figura 5.4 mostra un esquema d'aquest control. La referència de tensió,



$V_{DC,ref}$ es compara amb la tensió real mesurada en la banda de l'ondulador, filtrat per un sistema de primer ordre donada per l'expressió 5.1, igual que en el cas del control de corrent.

A continuació s'expliquen les principals característiques del control d'un LCC:

- Normalment, l'ondulador és l'encarregat del control de la tensió del bus de contínua $V_{dc,i}$. En general, la referència d'aquesta tensió serà la tensió nominal.
- El rectificador és l'encarregat de control el corrent del bus de contínua $I_{dc,r}$. La referència variarà en funció del flux de potència activa que es vulgui transmetre. Així, en condicions normals, la tensió es manté constant i el corrent varia per satisfer les necessitats de potència.
- Com només es té una variable de control en cada convertidor, es pot controlar únicament la potència activa. La potència reactiva que es consumeix de la xarxa no es pot controlar, i queda fixada per l'angle de dispar α . En [5], es demostra que una aproximació vàlida per la potència reactiva consumida és la següent:

$$Q \approx P \frac{\cos\alpha + \cos\delta}{2} \quad (5.3)$$

On δ és l'angle d'extinció que marca la fi de la commutació

- Donada la naturalesa dels tiristors, no es pot invertir el sentit del corrent I_{dc} . Per tant, si es vol canviar el sentit del flux de potència, el que s'ha de fer és invertir la polaritat de la tensió.

5.4 Simulació d'un LCC

En aquesta secció es realitza la simulació d'un convertidor LCC modelitzat i amb el control descrit en aquest capítol. Els paràmetres emprades en la simulació es detallen en la taula 5.5.

En les simulacions es mostren les variables en pu. Es prenen els següents valors com a base:

$$S_{base} = 100MVA \quad (5.4)$$

$$V_{base,1} = 500kV \quad (5.5)$$

$$V_{base,2} = 345kV \quad (5.6)$$

On $V_{base,1}$ i $V_{base,2}$ són les tensions de base de les parts alternes del rectificador i l'ondulador, respectivament.

Aquests paràmetres, juntament amb les constants proporcional i integral dels controladors s'han extret de [15].

La simulació s'ha realitzat mantenint la tensió del bus de contínua constant i aplicant una sèrie de canvis instantanis (graons) en el corrent del bus durant aproximadament un segon. Per a tenir una millor resposta de control, en el capítol 8 es desenvolupa el model linealitzat, al qual se li poden aplicar tècniques de control lineal. Es mostra en primer lloc la figura 5.5, on es mostren els resultats de les variables associades al rectificador.

La part superior esquerra de la figura 5.5 mostra el corrent del bus I_{dc} en vermell, juntament amb la referència en blau, i es pot comprovar que la senyal segueix perfectament a la



$V_{g1} = 500 \text{ kV}$	$f_1 = 60 \text{ Hz}$	$V_{g2} = 345 \text{ kV}$	$f_2 = 50 \text{ Hz}$
$R_1 = 26,07 \text{ } \Omega$	$L_1 = 98,03 \text{ mH}$	$R_2 = 6,205 \text{ } \Omega$	$L_1 = 28 \text{ mH}$
$V_{cond,1} = 500 \text{ kV}$	$f_{cond,1} = 60 \text{ Hz}$	$V_{cond,2} = 345 \text{ kV}$	$f_{cond,2} = 50 \text{ Hz}$
$Q_{cond,1} = 150 \text{ Mvar}$	$f_1^{k=11} = 660 \text{ Hz}$	$Q_{cond,2} = 150 \text{ Mvar}$	$f_2^{k=11} = 550 \text{ Hz}$
$Q_1^{k=11} = 150 \text{ Mvar}$	$f_1^{k=13} = 780 \text{ Hz}$	$Q_2^{k=11} = 150 \text{ Mvar}$	$f_2^{k=13} = 650 \text{ Hz}$
$Q_1^{k=13} = 150 \text{ Mvar}$	$f_1^{k>23} = 1440 \text{ Hz}$	$Q_2^{k=13} = 150 \text{ Mvar}$	$f_2^{k=23} = 1200 \text{ Hz}$
$Q_1^{k>23} = 150 \text{ Mvar}$	$P_{nom}^R = 1200 \text{ MW}$	$Q_2^{k=23} = 150 \text{ Mvar}$	$P_{nom}^I = 1200 \text{ MW}$
$V_1^R = 450 \text{ kV}$	$V_2^R = 200 \text{ kV}$	$V_1^I = 331,2 \text{ kV}$	$V_2^I = 200 \text{ kV}$
$V_3^R = 200 \text{ kV}$	$R_1^R = 0,025 \text{ pu}$	$V_3^I = 200 \text{ kV}$	$R_1^I = 0,025 \text{ pu}$
$R_2^R = 0,025 \text{ pu}$	$R_3^R = 0,025 \text{ pu}$	$R_2^I = 0,025 \text{ pu}$	$R_3^I = 0,025 \text{ pu}$
$L_1^R = 0 \text{ pu}$	$L_2^R = 0,24 \text{ pu}$	$L_1^I = 0 \text{ pu}$	$L_2^I = 0,24 \text{ pu}$
$L_3^R = 0,24 \text{ pu}$	$R_m^R = 500 \text{ pu}$	$L_3^I = 0,24 \text{ pu}$	$R_m^I = 500 \text{ pu}$
$L_m^R = 500 \text{ pu}$	$T_r = 0,03 \text{ s}$	$L_m^I = 500 \text{ pu}$	$T_i = 0,03 \text{ s}$
$R_{dc} = 1 \text{ } \Omega$	$L_{dc} = 0,5 \text{ H}$	$r_{linia} = 0,015 \frac{\Omega}{km}$	$l_{linia} = 0,79 \frac{mH}{km}$
$C_{linia} = 14,4 \frac{nF}{km}$	$L_{linia} = 300 \text{ km}$		

Taula 5.5: Valors dels paràmetres de la simulació

referència i amb un sobrepic raonable. En la part superior dreta es mostra l'angle de dispar α_r aplicat al rectificador, que varia en funció de la referència de corrent aplicada. La part inferior de la figura mostra la tensió i el corrent en la banda AC del rectificador. La tensió es manté pràcticament constant, variant de manera molt lleu al variar l'angle de dispar. El corrent augmenta al augmentar el corrent del bus de contínua.

En la figura 5.6 es mostren les variables associades a l'ondulador. La part superior esquerra mostra el voltatge del bus V_{dc} . Es veu en primer lloc, que aquesta tensió té un arrissat degut a la naturalesa dels tiristors. Tot i això, la tensió es manté pràcticament constant a 1 pu, amb petites oscil·lacions quan apareix un canvi bruscat de corrent. A la part superior dreta es mostra l'angle de dispar de l'ondulador α_i , que es manté constant a 145° aproximadament, amb oscil·lacions durant els canvis de corrent. En la part inferior de la figura es poden veure les variables de la part alterna de l'ondulador. En aquest cas, la tensió es manté més constant que en el rectificador, degut a que l'angle de dispar varia molt menys en l'ondulador. Per altra banda, el corrent absorbit per l'ondulador és molt similar al cas del rectificador.

Finalment, en la figura 5.7 s'estudia l'efecte dels harmònics generats pels convertidors, en aquest cas el rectificador. S'estudien els corrents absorbits pel rectificador $I_{abc,r}$ i per la xarxa 1 $I_{abc,x1}$, és a dir el corrent abans i després del filtre, tal com mostra la figura 5.1. En la part superior de la figura es poden veure aquests dos corrents. El corrent absorbit pel rectificador conté un nivell d'harmònics considerable, que s'ha d'evitar que s'injectin en la xarxa. Mitjançant els filtres es pot aconseguir un corrent pràcticament sinusoidal. La part inferior de la figura mostra l'espectre harmònic d'aquests dos corrents. Tal com es veurà en el capítol 4, comprovem que els principals harmònics de $I_{abc,r}$ són 11, 13, 23 i 25. El corrent $I_{abc,x1}$ conté únicament la component fonamental.

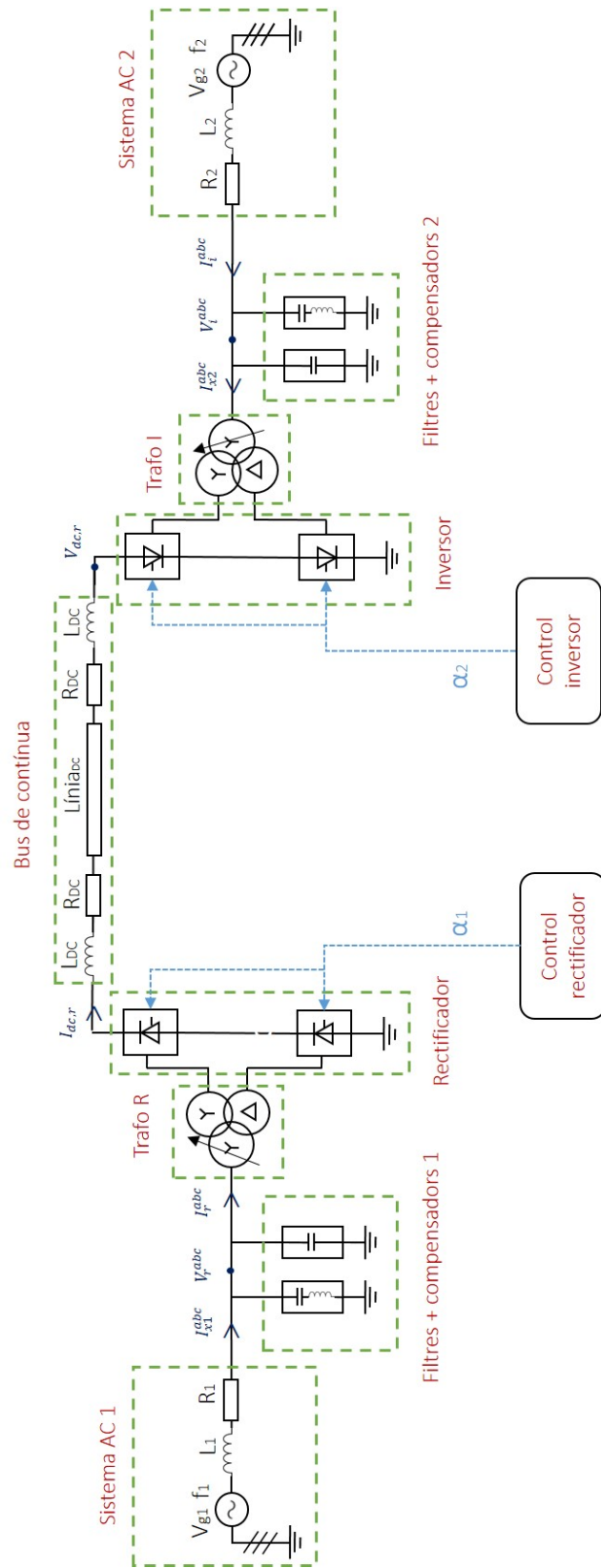


Figura 5.1: Representació del sistema a estudiar

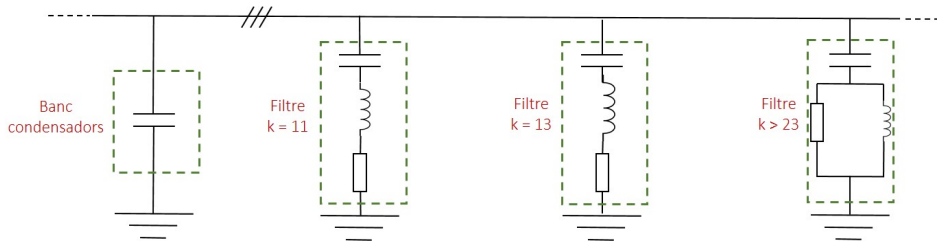


Figura 5.2: Filtres i banc de condensadors

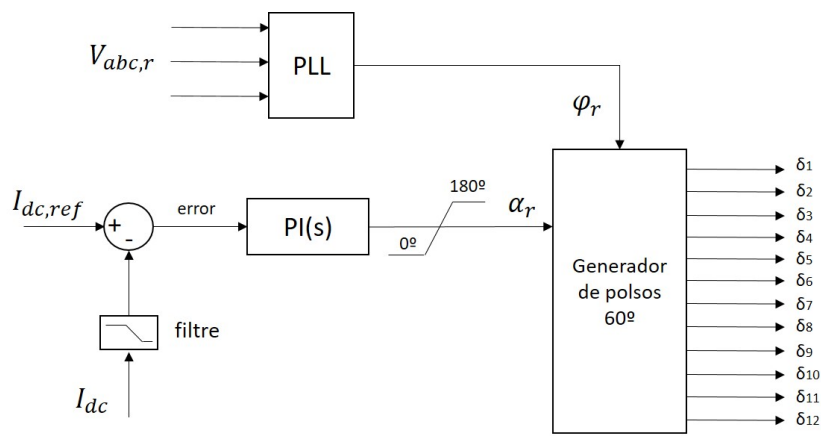


Figura 5.3: Esquema del control del rectificador

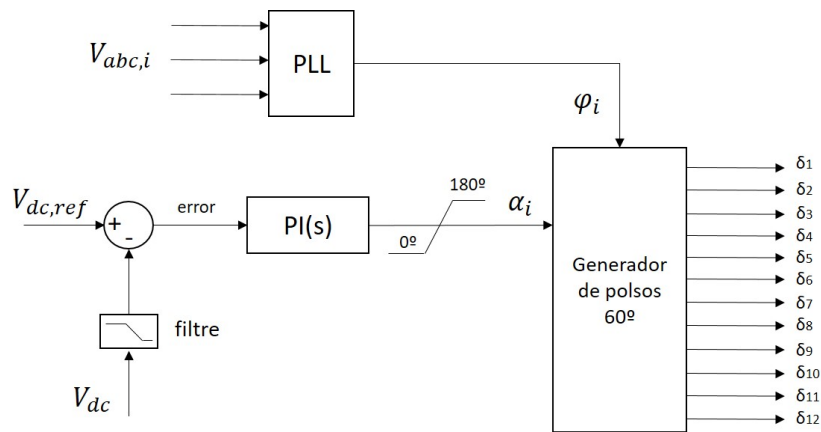


Figura 5.4: Esquema del control de l'ondulador

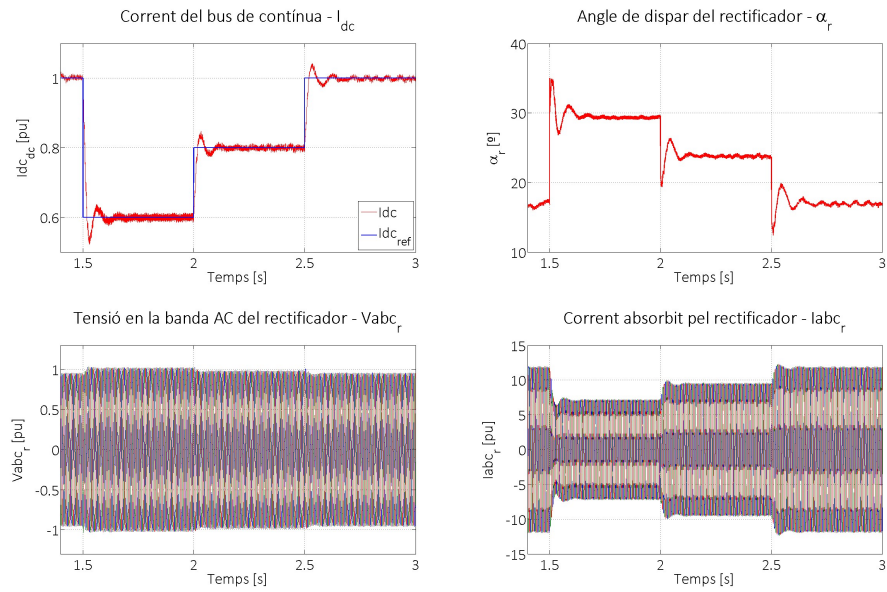


Figura 5.5: Variables del model associades al rectificador

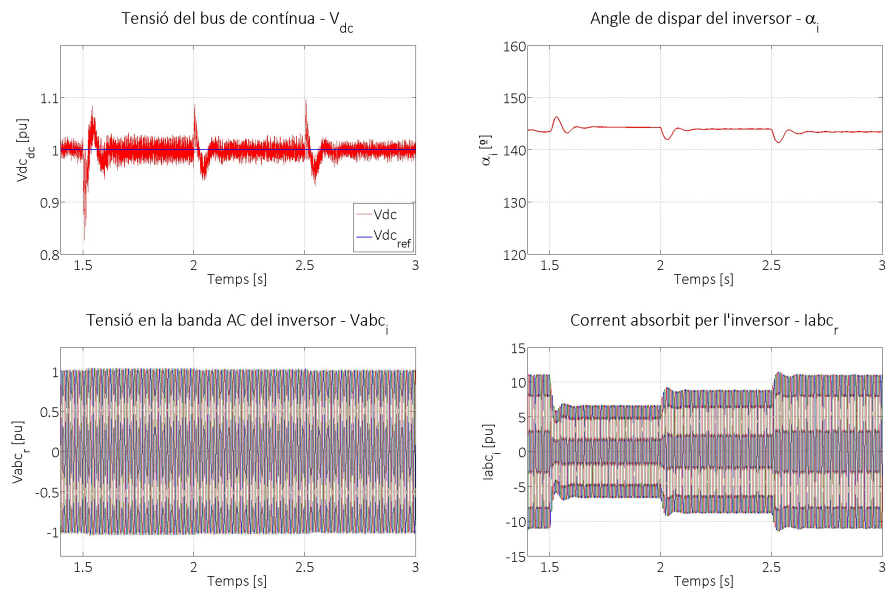


Figura 5.6: Variables del model associades a l'ondulador

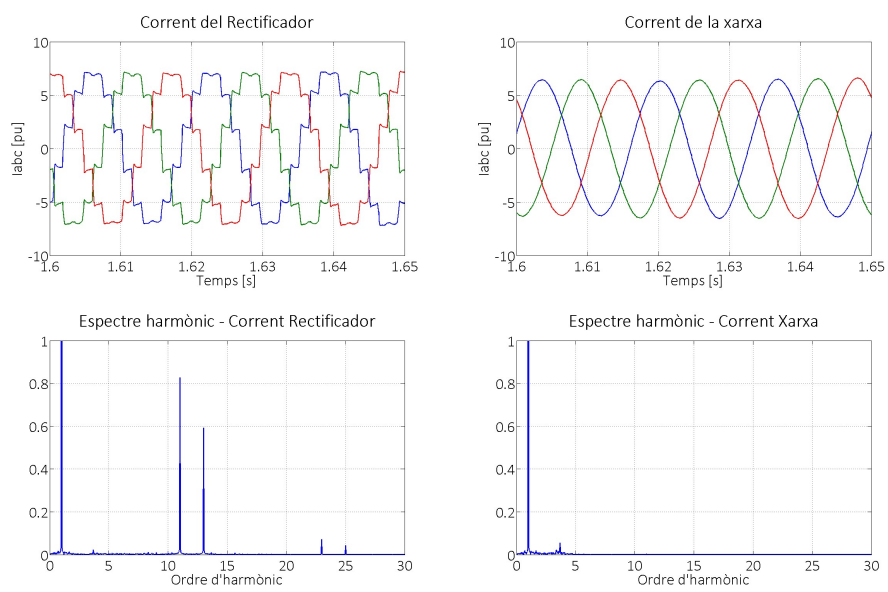


Figura 5.7: Espectre harmònic dels corrents sense filtrar i filtrats

Capítol 6

Model simplificat de LCC

Un dels objectius d'aquest treball és la creació d'un model simplificat del tipus de convertidor estudiat, per tal de tenir un model més ràpid de simulació i poder aplicar tècniques de control més endavant. Els principals avantatges d'aquest model són:

- En no tenir en compte la commutació dels dispositius, les simulacions seran més ràpides que amb el model commutat. Això és especialment útil per realitzar simulacions amb sistemes amb un gran nombre de convertidors.
- En aquest model, com es veurà més endavant, les parts AC i DC estan separades en circuits diferents, però les seves variables continuen estant relacionades.
- En el model promitjat, al contrari que en el commutat, no s'introdueixen harmònics de corrent en la xarxa, doncs es negligeix (o es promitja) l'efecte de la commutació dels tiristors.
- Aquest model simplificat permet també provar noves estratègies de control, que es poden implementar de manera més fàcil en el model simplificat, per tal de validar-les abans de implementar-les en el model commutat.

En primer lloc, s'explica la modelització del convertidor, tot comparant-la amb el convertidor real, i s'exposen les principals equacions del model. En segon lloc s'explica el control bàsic del convertidor modelitzat. En tercer lloc es realitzen simulacions del model, tenint en compte la mateixa estructura que en cas del model commutat del capítol anterior. Finalment, es realitza la validació del model, comprovant que els resultats obtinguts son coherents comparats al model real.

6.1 Modelització del convertidor simplificat

La principal característica del convertidor promitjat es que separa les parts AC i DC del sistema en dos circuits diferents, tot i que les seves variables continuen estant relacionades, tal com es veurà més endavant. L'efecte del convertidor sobre la part DC es modela amb una font de tensió variable, mentre que l'efecte del convertidor sobre la part AC es modelitza amb tres fonts de corrent variables, tal com mostra la figura 6.1. S'han col·locat els elements d'aquesta manera pels següents motius:



- Segons l'equació 3.8, la tensió de contínua depèn directament de l'angle de dispar. Per tant és raonable modelitzar la part contínua del convertidor com una font de tensió variable, que dependrà de l'angle de dispar.
- Donat que en la part AC el primer element col·locat abans del convertidor és un transformador (amb un comportament inductiu) és raonable modelitzar la part alterna del convertidor com una font de corrent [5]. Com es veurà més endavant, el mòdul i angle d'aquests corrents variarà per assegurar la igualtat de potència activa en les dos bandes del convertidor.

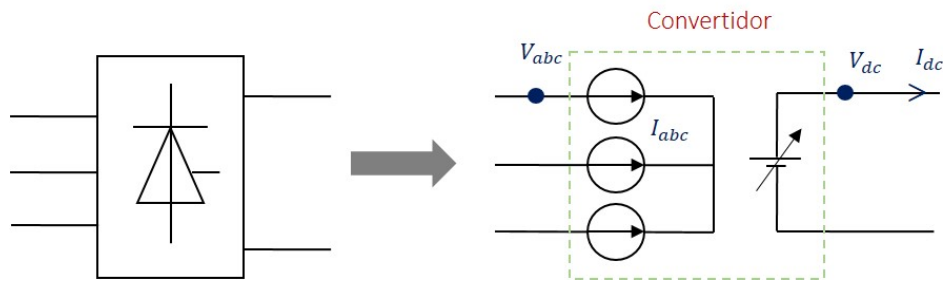


Figura 6.1: Esquema del model commutat i simplificat

En els apartats 6.1.1 i 6.1.2 s'introdueixen les equacions que regulen les parts DC i AC del convertidor.

6.1.1 Part DC del convertidor

Les equacions que regulen la tensió de la part de contínua del convertidor són, pels casos de rectificador i ondulador, respectivament, les següents:

$$V_{dc,r} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos\alpha - \frac{3}{\pi} I_{dc} \omega L_t \quad (6.1)$$

$$V_{dc,i} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos\gamma - \frac{3}{\pi} I_{dc} \omega L_t \quad (6.2)$$

On, tal com s'ha explicat en els capítols anteriors, el segon terme de caiguda de tensió és degut al retard en la commutació a causa de la inductància del transformador. Es veu, per tant, que en aquesta part del convertidor es té únicament una variable de control, que és l'angle de dispar α . És interessant notar en aquest punt que, tot i que el transformador s'ha suprimit per una font de corrent en la banda d'alterna, el seu efecte es continua tenint en compte en la banda de contínua mitjançant aquesta equació.

6.1.2 Part AC del convertidor

La part alterna del convertidor, donat que no conté cap variable de control (aquesta es troba en la part de contínua) s'ocupa del balanç de potències entre les dues bandes del convertidor:

- Suposant que les pèrdues d'energia són zero, la potència activa en la banda de contínua ha de ser igual a la potència activa de la banda d'alterna: $P_{dc} = P_{ac}$

- Donat que en la part de contínua no existeix potència reactiva, no es pot imposar un balanç de potència reactiva.

Cal notar en primer lloc, que en tractar-se de corrent altern s'han d'imposar en les fonts de corrent dues magnituds:

- L'amplitud de les ones de corrent: $I_{ac,pic}$
- L'angle de desfasament entre l'ona de tensió i de corrent: φ

Això suposa un problema d'entrada, doncs s'han d'imposar dues quantitats i únicament es disposa d'una equació, que és el balanç de potència activa. En aquest punt cal realitzar una simplificació.

Segons [5], l'assumpció és que l'angle de desfasament φ depèn directament de l'angle de dispar del convertidor α :

$$\cos(\alpha) \approx \cos(\varphi) \quad (6.3)$$

Aquesta assumpció és vàlida pels casos on l'angle de commutació μ no és molt alt. En l'apartat de validació es comprovarà que l'error comés és raonable pel tipus d'aplicacions estudiades.

Per tant, utilitzant l'equació 6.3 es pot trobar una expressió per la potència reactiva de la part AC del convertidor:

$$Q_{ac} = P \tan(\varphi) \quad (6.4)$$

Per imposar aquestes potència activa i reactiva en la part d'alterna, es fa ús de la transformada de Park, que s'explica en A. El procediment utilitzat és el següent:

- Es transforma la tensió v_{abc} aplicada a la part AC del convertidor en les seves components de la transformada de Park (veure apèndix B): v_q i v_d .
- S'utilitza la teoria de potència instantània (*Instantaneous Power Theory*) per trobar les components i_q i i_d del corrent a partir de P_{ac} , Q_{ac} , v_q i v_d . En [8] trobem dues expressions per les potències actives i reactives en el sistema de referència de Park:

$$P = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d) \quad (6.5)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (6.6)$$

Reordenant aquestes equacions, es poden expressar i_q i i_d en funció de les demés variables:

$$i_q = \frac{2}{3} \left(\frac{v_q P - v_d Q}{v_q^2 + v_d^2} \right) \quad (6.7)$$

$$i_d = \frac{2}{3} \left(\frac{v_d P + v_q Q}{v_q^2 + v_d^2} \right) \quad (6.8)$$

- S'aplica la transformada inversa de Park a i_q i i_d , obtenint-se tres corrents sinusoidals desfasats 120° entre ells i_{abc} , que és el corrent que s'ha d'imposar a les tres fonts de corrent de la banda AC del convertidor.



Aplicant aquest corrent, s'assegura per una banda el balanç de potència activa del convertidor, així com la imposició de la potència reactiva que consumeix el convertidor, que com s'ha vist depèn directament de l'angle de dispar α (a major angle de dispar major consum de potència reactiva).

En la figura 6.2 es mostra un diagrama de blocs del model simplificat. A partir de l'angle de dispar (el qual s'obté a partir del control implementat, que es tracta en un apartat posterior) i la tensió mesurada en la part AC del convertidor V_{LL} , es calcula la tensió V_{dc} . A aquesta component, segons l'equació 6.1, se li ha de restar la caiguda de tensió degut a la commutació. La velocitat angular de la xarxa, ω es determina mitjançant una PLL, i mesurant el corrent que circula per la part DC, I_{dc} , es troba aquesta caiguda de tensió, resultant en la tensió real V_{dc} . Aquesta tensió és la que s'imposa en la font de tensió variable de la part DC del convertidor. En la part DC, es mesura el corrent que hi circula, I_{dc} , i juntament amb V_{dc} i α es realitza el balanç de potència per obtenir els corrents i_{abc} que s'imposen en les fonts de corrent de la part AC del convertidor. La figura 6.3 mostra el diagrama de blocs d'aquest balanç de potència, utilitzant les equacions 6.7 i 6.8.

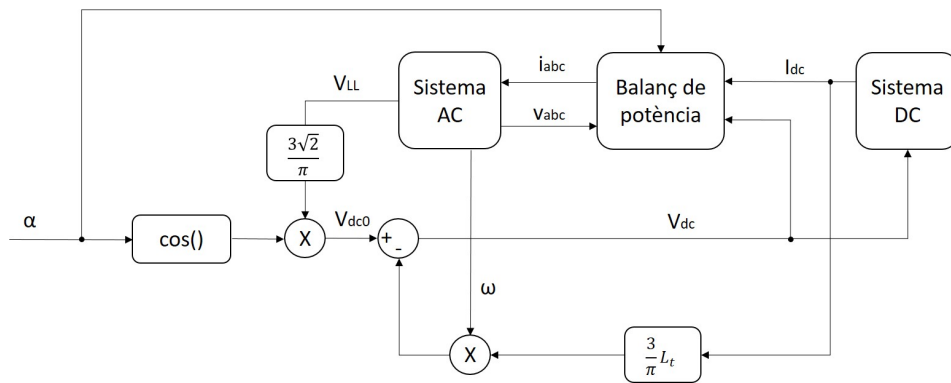


Figura 6.2: Diagrama de blocs del model simplificat

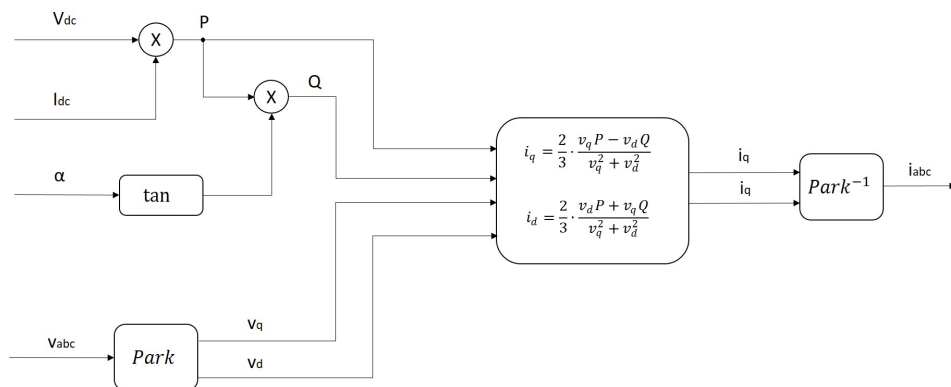


Figura 6.3: Diagrama de blocs del balanç de potència

6.2 Control del model simplificat

El control del model simplificat és molt similar al model commutat ja estudiat, però simplificant-se degut a que no cal calcular els angles de dispar de cada tiristor. La figura 6.4 mostra la tipologia més bàsica de control pel rectificador i l'ondulador. De la mateixa manera que en el model commutat, el rectificador s'encarrega de controlar el corrent del bus de contínua I_{dc} , mentre que l'ondulador controla la tensió del bus V_{dc} . Aquests dues senyals es comparen amb $I_{dc,ref}$ i $V_{dc,ref}$, respectivament, i es fan passar les senyals resultants per dos controladors PI. Les sortides d'aquests dos controladors són els angles de dispar del rectificador i ondulator, α_r i α_i respectivament. Amb aquests angles, es calculen les tensions a aplicar en les fonts tensió: $V_{dc,r}$ i $V_{dc,i}$ respectivament, a través del diagrama de blocs de la figura 6.2.

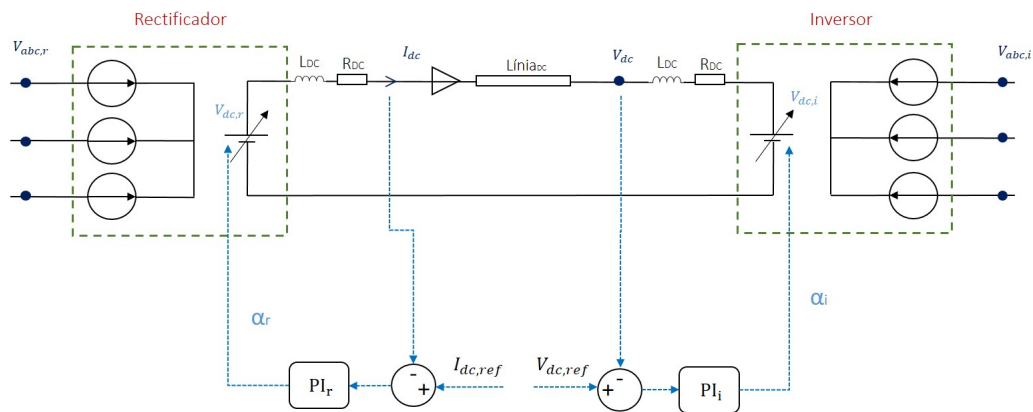


Figura 6.4: Esquema de control del model simplificat

6.3 Simulació del model simplificat

En aquest apartat es realitzen simulacions del model simplificat, per comprovar el seu correcte funcionament. El sistema a estudiar és molt similar al model commutat, i es mostra en la figura 6.5. Es tracta de dues xarxes AC que intercanvien potència a través dels dos convertidors units pel bus de contínua. Es pot veure en la figura 6.5 algunes particularitats del model simplificat respecte el model commutat de la figura 5.1:

- Cal notar en primer lloc el desacoblament entre les parts AC i la part DC. S'ha vist en l'apartat anterior que el nexa entre aquestes dues parts és el balanç de potència.
- Els transformadors s'han suprimit. El motiu d'això és la introducció de les fonts de corrent en la part AC del convertidor, donat que dues fonts de corrent no es poden connectar en sèrie (doncs podrien imposar corrents diferents sobre el sistema). El comportament inductiu del transformador no permet la connexió en sèrie de les fonts de corrent, i per tant s'ha realitzat la hipòtesi de que les fonts de corrent modelitzen el comportament dels transformadors. Aquesta hipòtesi es validarà en l'apartat següent. Tot i haver suprimit els transformadors, el seu efecte en l'angle de commutació (i per tant caiguda de tensió en el bus de contínua) es continua tenint en compte, tal com s'ha vist en la figura 6.2.

- En la part de contínua, s'ha introduït un díode. En el model commutat, el corrent pot circular únicament en un sentit, donada la naturalesa dels tiristors. Aquest díode pretén justament això, impedir la reversibilitat del corrent en el model simplificat.

Els paràmetres emprats en la simulació són els mateixos que els de l'apartat 5.4 (exceptuant el transformador, que com ja s'ha comentat, s'ha suprimit del model). En quant a les consignes de V_{dc} i I_{dc} , s'han aplicat consignes del tipus graó a la referència de corrent, tot mantenint constant la tensió, de manera similar a la simulació del model commutat.

Els resultats de les simulacions es mostren en les figures 6.6, 6.7. En la figura 6.6 es veuen les variables associades al rectificador, i es comprova que el corrent I_{dc} segueix correctament la referència $I_{dc,ref}$.

La figura 6.7 mostra les variables associades a l'ondulador, i es comprova novament que la tensió del bus de contínua V_{dc} segueix correctament la referència de tensió. Tant en la figura 6.6 com 6.7 es comprova que els resultats obtinguts són molt similars als del model commutat del capítol 5 (figures 5.5 i 5.6).

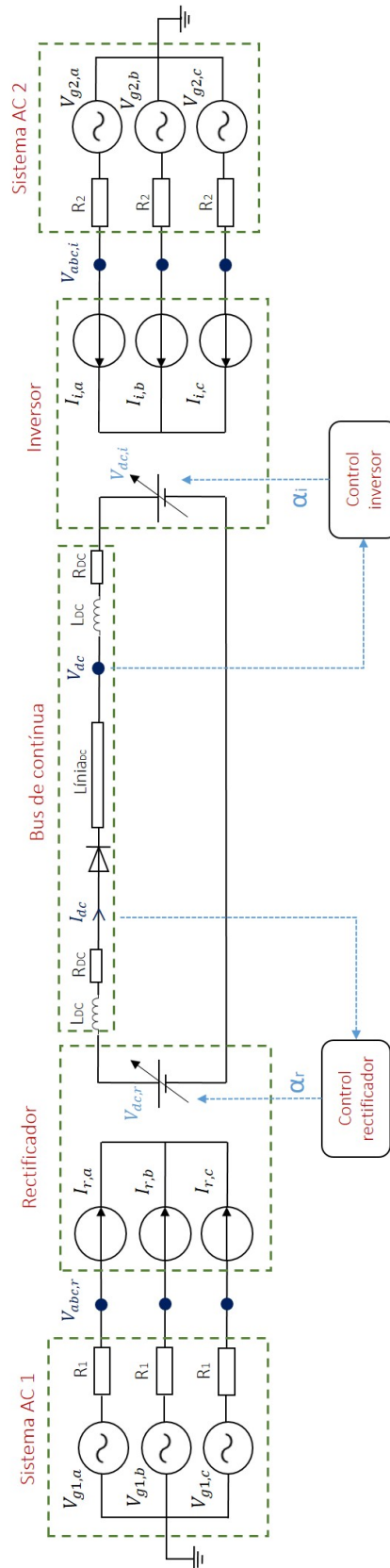


Figura 6.5: Esquema del sistema simplificat

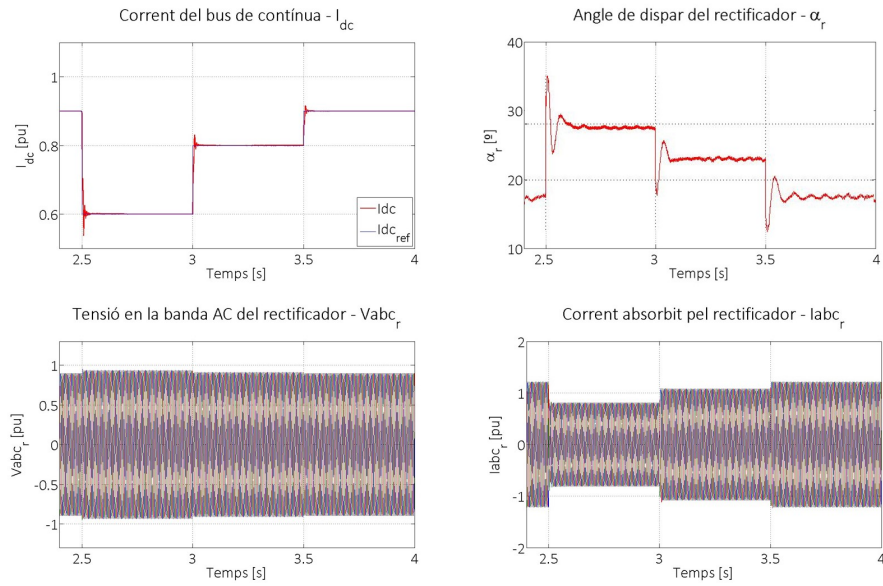


Figura 6.6: Variables associades al rectificador

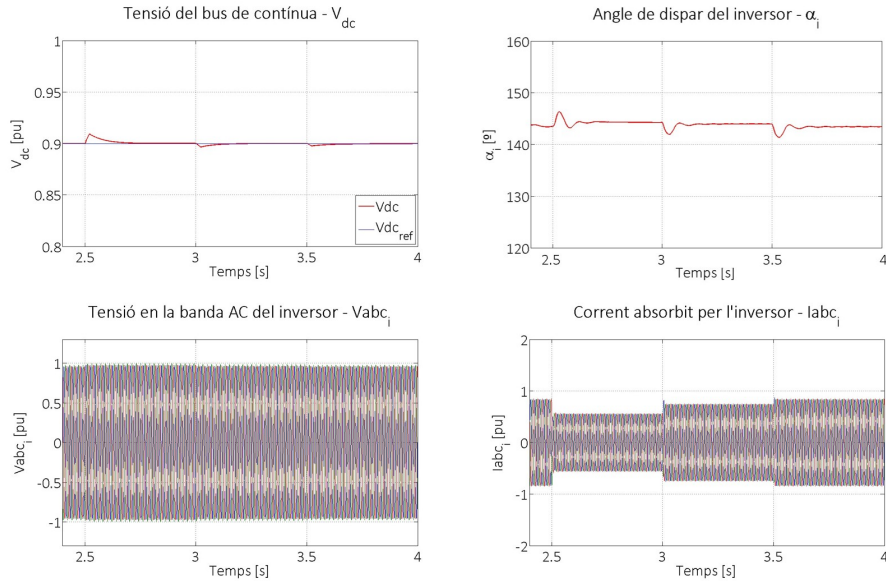


Figura 6.7: Variables associades a l'ondulador

Capítol 7

Validació del model simplificat de LCC

En aquest capítol es realitza la validació del model simplificat proposat en el capítol anterior. A través d'una sèrie de simulacions, es pretén comprovar i verificar els següents punts:

- Igualtat de potència activa en les dues bandes del convertidor: $P_{ac} = P_{dc}$. Aquesta condició s'aplica a l'hora de calcular els corrents que s'han d'injectar en la banda alterna del convertidor, tal com s'ha vist en el capítol anterior. Aquest punt es verifica en el l'apartat 7.1.
- Efecte del transformador en l'angle φ de la xarxa. Una de les simplificacions del model és eliminar el transformador del model, i substituir-lo per tres fonts de corrent controlades. Per tant, s'està eliminant una inductància que pot fer variar l'angle φ , desfasament entre les ones de tensió i corrent. En l'aparat 7.2 es comprova quin és l'efecte d'aquesta inductància en l'angle φ .
- Comprovació de la hipòtesi $\varphi \approx \alpha$. Una de les hipòtesis per calcular Q_{ac} és suposar la igualtat d'aquests dos angles. Aquesta hipòtesi també es verifica l'apartat 7.2.
- Comparació de les variables dels models commutat i simplificat per diferents valors de l'angle α . Aquesta és la validació més important, i es realitza en l'apartat 7.3.

7.1 Comprovació de la igualtat de potències

Una de les hipòtesis del model simplificat és que la potència activa de les parts AC i DC és igual, és a dir que es negligeixen les pèrdues del convertidor. La figura 7.1 mostra el model convertidor, juntament amb les variables que intervenen en la igualtat de potències.

Per validar aquesta hipòtesi, s'aprofita la simulació realitzada en el capítol anterior sobre el model simplificat, mesurant les tensions i corrents mostrats en la figura 7.1 en el rectificador i ondulator, calculant P_{ac} i P_{dc} i comparant aquestes dos variables per validar si són iguals.

Els resultats es mostren en la figura 7.2. Com es pot comprovar, es verifica la igualtat de potències en les dues bandes del convertidor, tant pel rectificador com per l'ondulator i per diferents punts d'operació.



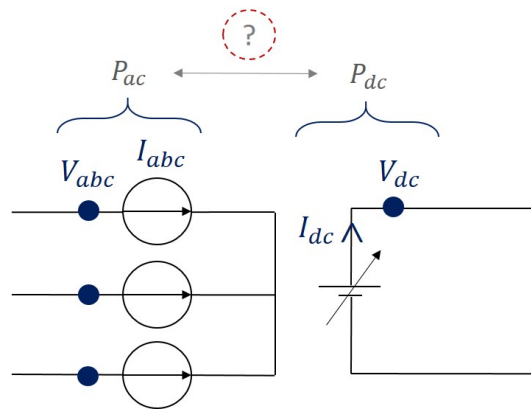


Figura 7.1: Esquema del convertidor i les variables del balanç de potència

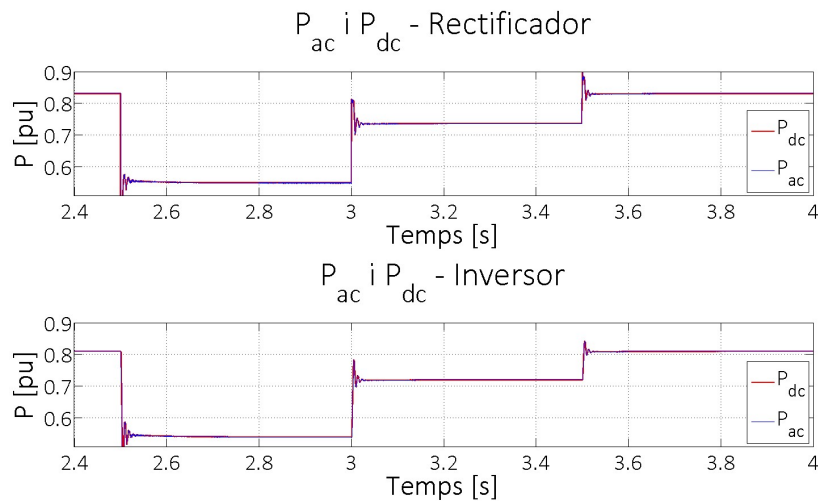


Figura 7.2: Validació de la igualtat de potències

7.2 Efecte de la inductància del transformador sobre l'angle φ

Tal com es va explicar en el capítol 6, es van realitzar entre altres aquestes dues hipòtesis al crear el model simplificat de convertidor:

- Substitució del transformador del model commutat per tres fonts de corrent. D'aquesta manera, les fonts de corrent modelitzen l'efecte de la inductància del transformador.
- Per tal de calcular Q_{ac} , la potència reactiva de la part AC, es va suposar que l'angle elèctric de la xarxa φ , desfasament entre les ones de tensió i corrent, fos igual a l'angle de dispar del convertidor α :

$$\alpha \approx \varphi \quad (7.1)$$

En aquest apartat es validen aquestes dues hipòtesis a través d'una sèrie de simulacions. La figura 7.3 mostra un esquema del model simulat, que consisteix en una xarxa AC que alimenta una càrrega DC inductiva a través d'un rectificador. Cal notar que es tracta del model commutat, i no del simplificat, i que els valors de l'angle α i L_t varien entre totes les simulacions. Els paràmetres de la simulació es mostren en la taula 7.1:

$V_{g1}(f - f) = 280 \text{ V}$	$f_1 = 50 \text{ Hz}$	$R_1 = 0,01 \ \Omega$
$L_1 = 1 \text{ mH}$	$R_{dc} = 1 \ \Omega$	$L_{dc} = 20 \text{ mH}$

Taula 7.1: Valors dels paràmetres de la simulació

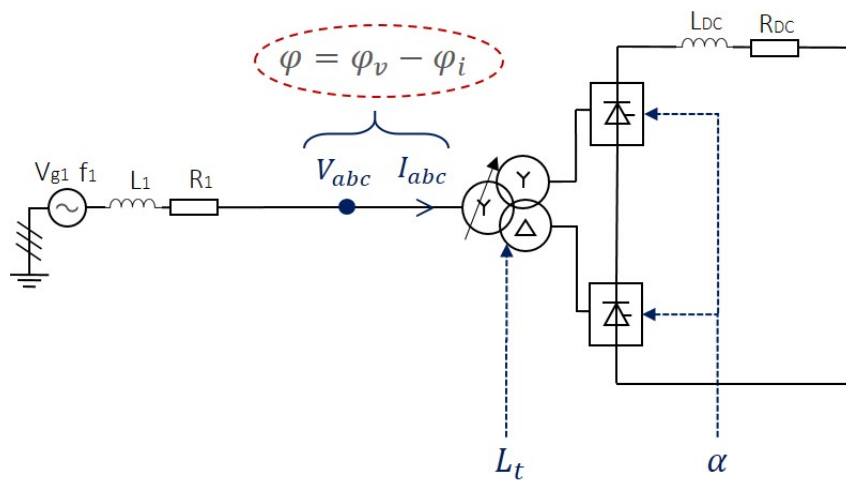


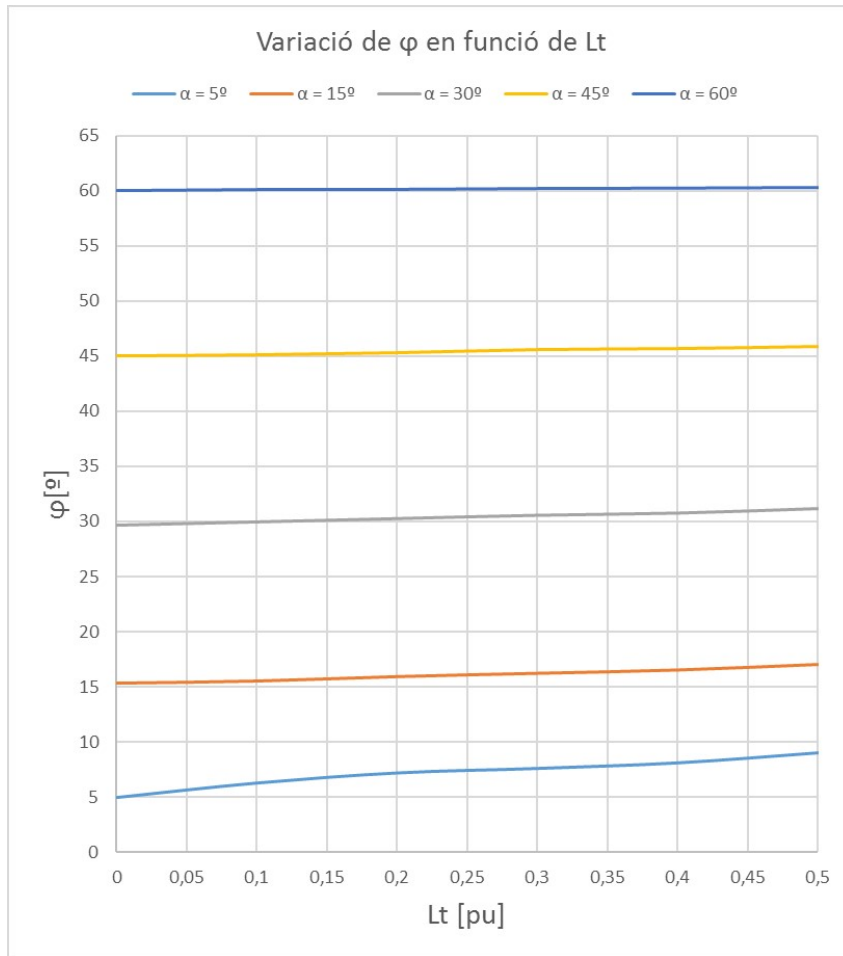
Figura 7.3: Esquema del model simulat

Les simulacions es realitzen seguint la seqüència:

- Es fixa un angle de dispar α .
- Es fixa la inductància del transformador L_t .
- Es simula el model. Es mesuren v_{abc} i i_{abc} , i es determina l'angle φ a partir d'aquestes mesures.
- Es repeteix el procés per diferents valors de α i L_t .

Els resultats de les simulacions es mostren en la figura 7.4, on es representa $\varphi - L_t$ per diferents valors de l'angle α . Les simulacions s'han limitat a $L_t < 0,5$ pu ja que segons [5] els valors màxims d'aquesta inductància són de l'ordre de 0,3 pu. Observant aquesta figura, es poden treure les següents conclusions:

- L'efecte de L_t sobre φ és major per angles α baixos. Si es pren $\alpha = 5^\circ$ es pot veure que l'angle φ varia entre 5° i 9° en el rang $0 < L_t < 0,5$. En canvi, si es pren $\alpha = 60^\circ$ es comprova que φ es manté pràcticament constant en tot el rang de L_t .

Figura 7.4: Variació de φ amb L_t

- Relacionat amb el punt anterior, interessa tenir un ordre de magnitud sobre la influència que té L_t sobre φ , és a dir, l'error que es comet en el model simplificat en suprimir el transformador. Per això, en la taula 7.2 es mostra quina és la màxima desviació de φ per diferents angles de dispar, considerant una L_t màxima de 0,3 pu. Es comprova en la taula que l'error màxim comés en el model simplificat seria de 3,1°, si l'angle de dispar fos zero i la inductància del transformador molt elevada.

α [°]	0	5	15	30	45	60
$\Delta\varphi$ [°]	3,1	2,6	1,2	0,8	0,6	0,2

Taula 7.2: Error màxim que es comet per diferents angles de dispar

- Per últim, en la figura 7.4 es pot comprovar que l'aproximació $\alpha \approx \varphi$ s'aproxima bastant a la realitat del model commutat, especialment per angles de dispar alts. Per

angles petits l'aproximació es correcta, i l'error màxim és de l'ordre de $3,1^\circ$, tal com s'ha vist en la taula 7.2.

7.3 Comparativa entre el model commutat i el model simplificat

Aquest apartat té com a objectiu comparar els models commutat i promitjant quan se sotmeten a les mateixes excitacions externes i per diferents angles de dispar α . La figura 7.5 mostra un esquema del sistema que es simularà. En la part superior trobem el model simplificat i en la part inferior el model commutat. En els dos casos el sistema es basa en una xarxa alterna que alimenta una càrrega DC a través del convertidor. El sistema es simularà per diferents angles de dispar, i es compararan les següents variables:

- $V_{dc,p}$ i $V_{dc,c}$ tensions del bus de contínua en els models promitjant i commutat
- $I_{dc,p}$ i $I_{dc,c}$ corrents del bus de contínua en els models promitjant i commutat
- $P_{ac,p}$ i $P_{ac,c}$ potències actives de la part AC en els models promitjant i commutat
- $Q_{ac,p}$ i $Q_{ac,c}$ potències reactives de la part AC en els models promitjant i commutat

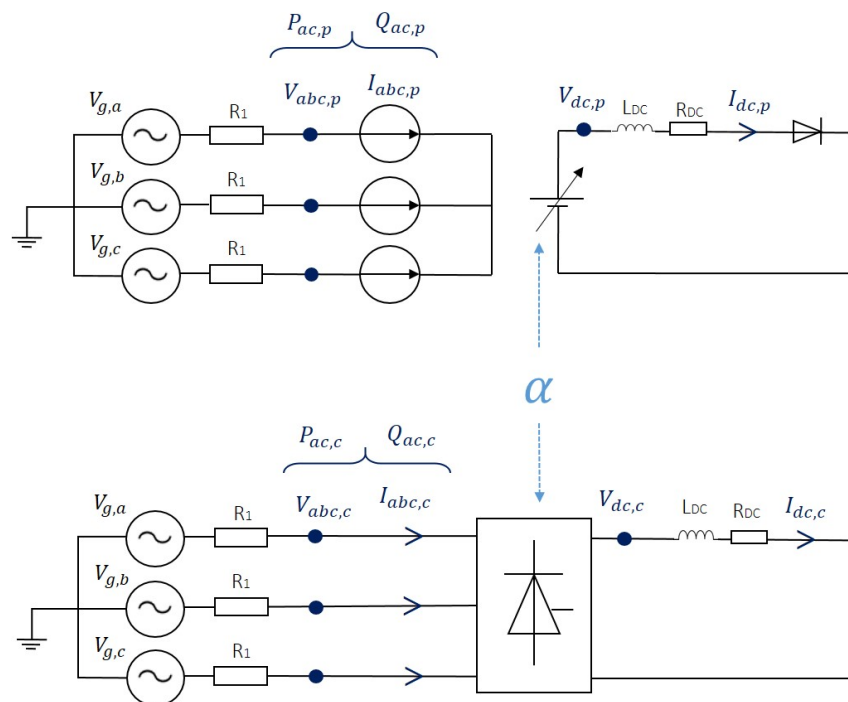


Figura 7.5: Esquema del model i les variables mesurades

Els paràmetres de la simulació emprats en els dos casos són:

$$\begin{array}{l} V_{g1}(f - f) = 500 \text{ V} \quad f_1 = 50 \text{ Hz} \quad R_1 = 0,01 \ \Omega \\ R_{dc} = 1 \ \Omega \quad L_{dc} = 20 \text{ mH} \end{array}$$

Taula 7.3: Valors dels paràmetres de la simulació

Els resultats de les simulacions es mostren a la figura 7.6. En l'últim gràfic s'observa l'evolució de l'angle de dispar des de 0 fins a 80 aproximadament, és a dir, per gairebé tot el rang possible. En els quatre gràfics restants es pot veure que les variables mesurades coincideixen en tot el rang. És interessant notar també la coincidència de la potència reactiva, doncs es tracta d'un punt crític del model simplificat degut a la hipòtesis realitzada de que $\alpha \approx \varphi$.

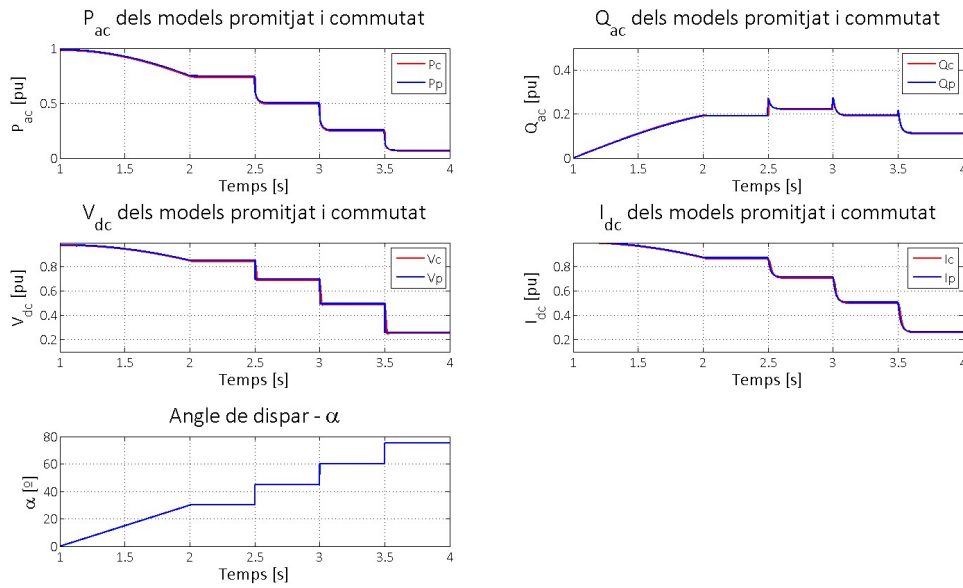


Figura 7.6: Comparació entre les variables dels models commutat i simplificat

Ara bé, per estudiar més amb detall quin és l'error comés pel model simplificat, s'ha mesurat aquest error per les quatre variables estudiades i per diferents angles de dispar. Els errors s'han definit de la manera següent (tenint en compte que es treballa amb valors en pu):

$$e_v[\%] = V_{dc,p} - V_{dc,c} \quad (7.2)$$

$$e_i[\%] = I_{dc,p} - I_{dc,c} \quad (7.3)$$

$$e_p[\%] = P_{ac,p} - P_{ac,c} \quad (7.4)$$

$$e_q[\%] = Q_{ac,p} - Q_{ac,c} \quad (7.5)$$

És a dir, en els quatre casos com la variable del model simplificat menys la variable del model commutat. Els errors es mostren en la figura 7.7, de la que s'extreuen les següents conclusions:



- La variable amb més error es la potència activa. Una de les hipòtesis del model simplificat és la igualtat de potències actives en les dues bandes del convertidor, és a dir, $P_{ac} = P_{dc}$. Això suposa que no existeixen pèrdues en el convertidor. No obstant, en el model commutat, els tiristors tenen una petita resistència que efectivament genera pèrdues, i aquest fet pot explicar que aquesta variable sigui la que té més error. L'error màxim de la potència activa és de 1,15% per $\alpha = 45^\circ$. Aquest valor és raonable, donat que les pèrdues en aquest tipus de sistemes està al voltant del 0,5-1% [5].
- L'error de la potència reactiva és el més baix, amb un màxim de 0,25 % per $\alpha = 65^\circ$, molt baix, tenint en compte a més la hipòtesi realitzada per calcular aquesta variable en el model simplificat, $\alpha \approx \varphi$.
- Finalment, la tensió i el corrent del bus de contínua tenen un error molt similar, amb un màxim de 0,89% per la tensió i 0,92% pel corrent, ambdós per $\alpha = 50^\circ$

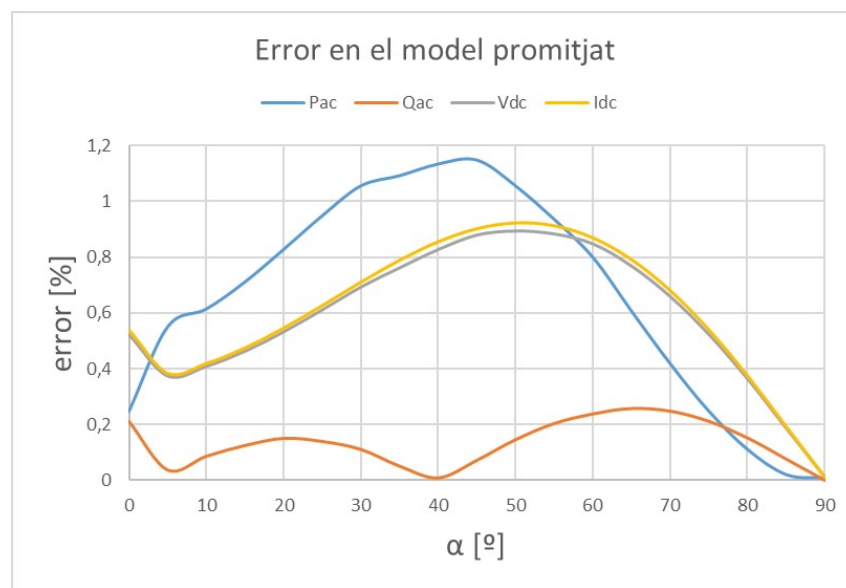


Figura 7.7: Error entre les variables dels models simplificat i commutat

Donat que l'error màxim del model simplificat respecte al commutat és de 1,15%, es considera que el model simplificat és un bon model per representar aquesta tipologia de convertidor, amb l'avantatge d'unes simulacions més ràpides, doncs no es té en compte l'efecte de la commutació.



Capítol 8

Model linealitzat de LCC

Com ja s'ha comentat en capítols anteriors, el model de convertidor proposat presenta un problema: les equacions que regeixen el seu comportament no són lineals, com per exemple l'equació de la tensió del bus de contínua en funció de l'angle de dispar:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} \omega L_t I_{dc} \quad (8.1)$$

Per tal d'aplicar les tècniques de control lineal, caldria que aquestes equacions fossin lineals. Una manera de solucionar això és linealitzant el sistema al voltant del punt d'operació. En aquest capítol s'introduirà aquest sistema linealitzat, a través de la representació del sistema en espai d'estats [13].

L'apartat 8.1 tracta sobre la representació en espai d'estats del bus de contínua del sistema. L'apartat 8.2 tracta sobre la linealització de les equacions del convertidor. A l'apartat 8.3 s'inclouen les equacions linealitzades en la representació en espai d'estats. La linealització de les equacions de la part alterna del sistema es tracta en l'apartat 8.4. Als apartats 8.5 i 8.6 es linealitzen les equacions del balanç de potència del convertidor i les equacions de corrent de la part AC del convertidor. Per últim, en l'apartat 8.7 es realitza una simulació del sistema linealitzat, i es comprova la validesa del sistema quan ens allunyem del punt de linealització.

8.1 Representació del bus de contínua en l'espai d'estats

En aquesta secció es presenta la modelització en espai d'estats del bus de contínua, on es troben els diferents elements dinàmics del sistema (bobines i condensadors). Per simplificar el sistema, es prendrà el model de línia en T, tal com es mostra en la figura 8.1, junt amb les dues fonts de tensió que representen l'acció dels convertidors.

En primer lloc cal determinar el nombre d'estats que componen el sistema. Un estat, de forma general, es pot definir com una variable que representa un emmagatzematge energètic. En el cas dels sistemes elèctrics, aquests elements són les bobines i els condensadors. Per tant, aquest sistema està representat per tres estats:

- $i_r(t)$: corrent que circula per la bobina L_r , en la banda del rectificador.
- $i_i(t)$: corrent que circula per la bobina L_i , en la banda de l'ondulador.



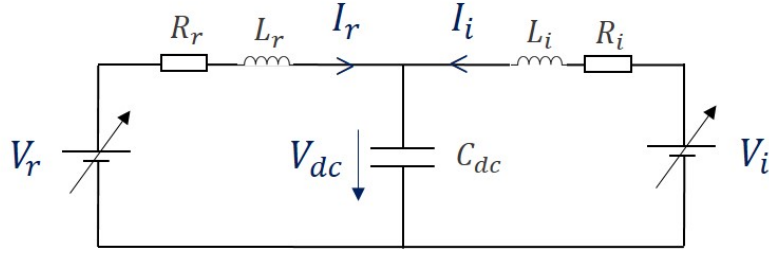


Figura 8.1: Esquema del bus de contínua i les variables principals

- $v_{dc}(t)$: tensió del condensador, al mig de la línia.

A continuació s'analitzen les equacions que es deriven d'aquest esquema. Analitzant les malles que formen les dues fonts de tensió amb el condensador s'obtenen les següents tres equacions en el domini de Laplace:

$$V_r = I_r(R_r + sL_r) + V_c \quad (8.2)$$

$$V_i = I_i(R_i + sL_i) + V_c \quad (8.3)$$

$$sV_c = \frac{1}{C_{dc}}I_r + \frac{1}{C_{dc}}I_i \quad (8.4)$$

Reordenant les expressions 8.2 i 8.3 s'obtenen les derivades dels tres estats en funció dels demés estats i de les entrades al sistema, les dues fonts de tensió:

$$sI_r = -\frac{R_r I_r}{L_r} - \frac{V_c}{L_r} + \frac{V_r}{L_r} \quad (8.5)$$

$$sI_i = -\frac{R_i I_i}{L_i} - \frac{V_c}{L_i} + \frac{V_i}{L_i} \quad (8.6)$$

$$sV_c = \frac{1}{C_{dc}}I_r + \frac{1}{C_{dc}}I_i \quad (8.7)$$

Aquestes equacions tenen la forma de la representació en espai d'estats exposada en [13]. Aquesta representació és la següent:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (8.8)$$

$$y = Cx + Du \quad (8.9)$$

On x són els estats, u les entrades al sistema i y les sortides del sistema. De moment, es suposarà que $V_r(s)$ i $V_i(s)$ són les entrades del sistema, tot i que posteriorment les substituïrem pels angles de dispar $\alpha_r(s)$ i $\alpha_i(s)$. Les sortides del sistema seran les variables $I_r(s)$, $I_i(s)$, $V_r(s)$ i $V_i(s)$, doncs són variables necessàries per les equacions del balanç de potència. Amb això, es pot representar el sistema de forma matricial de la manera següent, tenint en compte que l'espai d'estats és una representació temporal i no una representació en l'espai de Laplace:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_i(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \\ 0 & -\frac{R_i}{L_i} & -\frac{1}{L_i} \\ \frac{1}{C_{dc}} & \frac{1}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_i(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_i} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_i(t) \\ v_r(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_i(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

Aparentment, aquesta representació és lineal i invariant en el temps, donat que les components de las matrius A, B, C i D són constants. Cal tenir en compte, però, que les variables d'entrada depenen directament d' α segons les següents expressions:

$$v_r(t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} v_{llr}(t) \cos(\alpha_r(t)) - \frac{3}{\pi} \omega L_t i_r(t) \quad (8.12)$$

$$v_i(t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} v_{lli}(t) \cos(\alpha_i(t)) - \frac{3}{\pi} \omega L_t i_i(t) \quad (8.13)$$

On $v_{llr}(t)$ i $v_{lli}(t)$ són les tensions de línia en les bandes AC del rectificador i ondulador, respectivament. Com es pot observar, aquestes dues expressions són no lineals. En el següent apartat es proposa la linealització d'aquestes equacions.

8.2 Linealització de les equacions del convertidor

En aquest apartat s'utilitza el mètode de Taylor per linealitzar les equacions de l'apartat anterior al voltant d'un punt. Les expressions de $v_r(t)$ i $v_i(t)$ depenen de les variables: $\alpha_r(t)$, $\alpha_i(t)$, $v_{llr}(t)$, $v_{lli}(t)$, $i_r(t)$ i $i_i(t)$. Tenint en compte això, s'han d'aplicar variables parcials en la linealització:

$$f(x, y) \approx f(x_0, y_0) + \left. \frac{\partial f(x, y)}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} (x - x_0) + \left. \frac{\partial f(x, y)}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} (y - y_0) \quad (8.14)$$

On (x_0, y_0) és el punt al voltant del qual es linealitza. Aplicant això a les expressions de $v_r(t)$ i $v_i(t)$ s'obté:

$$\begin{aligned} v_r(\alpha_r, v_{llr}, i_r) \approx v_r(\alpha_r, v_{llr}, i_r) + \left. \frac{\partial v_r(\alpha_r, v_{llr}, i_r)}{\partial \alpha_r} \right|_0 (\alpha_r - \alpha_{r0}) + \left. \frac{\partial v_r(\alpha_r, v_{llr}, i_r)}{\partial v_{llr}} \right|_0 (v_{llr} - v_{llr0}) + \\ + \left. \frac{\partial v_r(\alpha_r, v_{llr}, i_r)}{\partial i_r} \right|_0 (i_r - i_{r0}) \end{aligned} \quad (8.15)$$

$$\begin{aligned} v_i(\alpha_i, v_{lli}, i_i) \approx v_i(\alpha_i, v_{lli}, i_i) + \left. \frac{\partial v_i(\alpha_i, v_{lli}, i_i)}{\partial \alpha_i} \right|_0 (\alpha_i - \alpha_{i0}) + \left. \frac{\partial v_i(\alpha_i, v_{lli}, i_i)}{\partial v_{lli}} \right|_0 (v_{lli} - v_{lli0}) + \\ + \left. \frac{\partial v_i(\alpha_i, v_{lli}, i_i)}{\partial i_i} \right|_0 (i_i - i_{i0}) \end{aligned} \quad (8.16)$$

On el subíndex 0 denota el punt de linealització. Abans d'aplicar la derivació a les expressions 8.12 i 8.13, definim les següents variables per facilitar la lectura de les equacions:

$$\Delta v_r = v_r - v_{r0} \quad (8.17)$$



$$\Delta v_i = v_i - v_{i0} \quad (8.18)$$

$$\Delta \alpha_r = \alpha_r - \alpha_{r0} \quad (8.19)$$

$$\Delta \alpha_i = \alpha_i - \alpha_{i0} \quad (8.20)$$

$$\Delta v_{llr} = v_{llr} - v_{llr0} \quad (8.21)$$

$$\Delta v_{lli} = v_{lli} - v_{lli0} \quad (8.22)$$

$$\Delta i_r = i_r - i_{r0} \quad (8.23)$$

$$\Delta i_i = i_i - i_{i0} \quad (8.24)$$

Aquestes diferències representen quan lluny s'està del punt de linealització. Aplicant les expressions 8.17-8.24 a les derivades parcials de les expressions 8.15 i 8.16 s'obté:

$$\Delta v_r(\alpha_r, v_{llr}) \approx \left. \frac{\partial v_r(\alpha_r, v_{llr})}{\partial \alpha_r} \right|_0 \Delta \alpha_r + \left. \frac{\partial v_r(\alpha_r, v_{llr})}{\partial v_{llr}} \right|_0 \Delta v_{llr} \quad (8.25)$$

$$\Delta v_i(\alpha_i, v_{lli}) \approx \left. \frac{\partial v_i(\alpha_i, v_{lli})}{\partial \alpha_i} \right|_0 \Delta \alpha_i + \left. \frac{\partial v_i(\alpha_i, v_{lli})}{\partial v_{lli}} \right|_0 \Delta v_{lli} \quad (8.26)$$

Finalment, només cal aplicar aquestes derivades parcials a les expressions 8.12 i 8.13, obtenint les següents equacions:

$$\Delta v_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \left[\cos(\alpha_{r0}) \Delta v_{llr} - v_{llr0} \sin(\alpha_{r0}) \Delta \alpha_r \right] - \frac{3}{\pi} \omega L_t \Delta i_r \quad (8.27)$$

$$\Delta v_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \left[\cos(\alpha_{i0}) \Delta v_{lli} - v_{lli0} \sin(\alpha_{i0}) \Delta \alpha_i \right] - \frac{3}{\pi} \omega L_t \Delta i_i \quad (8.28)$$

Aquestes dues expressions depenen linealment de les variables Δv_{llr} , $\Delta \alpha_r$, Δv_{lli} , $\Delta \alpha_i$, Δi_r i Δi_i . En el següent apartat s'introdueixen aquestes expressions en la representació en espai d'estats.

8.3 Representació del sistema linealitzat en espai d'estats

Al contrari que la primera representació proposada en l'apartat 8.1, en aquest apartat s'introdueixen les equacions linealitzades. Cal tenir en compte que continuen havent 3 estats $i_r(t)$, $i_i(t)$, $v_c(t)$, 4 entades $v_{llr}(t)$, $v_{lli}(t)$, $\alpha_r(t)$, $\alpha_i(t)$ i 4 sortides $i_r(t)$, $i_i(t)$, $v_r(t)$, $v_i(t)$. Substituint convenientment les expressions 8.27 i 8.28 en les equacions 8.10 i 8.11, s'obté:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_r(t) \\ \Delta i_i(t) \\ \Delta v_c(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} - \frac{3\omega L_t}{\pi L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \\ 0 & -\frac{R_i}{L_i} - \frac{3\omega L_t}{\pi L_i} & -\frac{1}{L_i} \\ \frac{1}{C_{dc}} & \frac{1}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_r(t) \\ \Delta i_i(t) \\ \Delta v_c(t) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{2}\cos(\alpha_{r0})}{\pi L_r} & 0 & -\frac{3\sqrt{2}v_{llr0}\sin(\alpha_{r0})}{\pi L_r} & 0 \\ 0 & \frac{3\sqrt{2}\cos(\alpha_{i0})}{\pi L_i} & 0 & -\frac{3\sqrt{2}v_{lli0}\sin(\alpha_{i0})}{\pi L_i} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{llr}(t) \\ \Delta v_{lli}(t) \\ \Delta \alpha_r(t) \\ \Delta \alpha_i(t) \end{bmatrix} \quad (8.29) \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Delta i_r(t) \\ \Delta i_i(t) \\ \Delta v_r(t) \\ \Delta v_i(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{3}{\pi}\omega L_t & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{\pi}\omega L_t & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_r(t) \\ \Delta i_i(t) \\ \Delta v_c(t) \end{bmatrix} + \\
 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cos(\alpha_{r0}) & 0 & -\frac{3\sqrt{2}}{\pi}v_{llr0}\sin(\alpha_{r0}) & 0 \\ 0 & \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cos(\alpha_{i0}) & 0 & -\frac{3\sqrt{2}}{\pi}v_{lli0}\sin(\alpha_{i0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{llr}(t) \\ \Delta v_{lli}(t) \\ \Delta \alpha_r(t) \\ \Delta \alpha_i(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{8.30}$$

En aquestes expressions es pot destacar el següent:

- Les matrius A i C són constants independentment del punt de linealització. Això és especialment important en el cas de la matriu A, doncs és la que determina els pols del sistema, i per tant l'estabilitat del mateix.
- Les matrius B i D depenen directament del punt al voltant del qual es linealitzi el sistema.
- Es tracta d'un sistema lineal.
- Totes les variables estan expressades com a increments: $\Delta x(t) = x(t) - x_0$.

8.4 Linealització de les equacions de la part AC del sistema

Fins ara s'han tractat les equacions de la part de contínua del sistema, que és la que conté la dinàmica del mateix en aquest model. En aquesta secció es tracten les equacions de la part alterna del sistema. En la figura 8.2 es mostra un esquema del sistema.

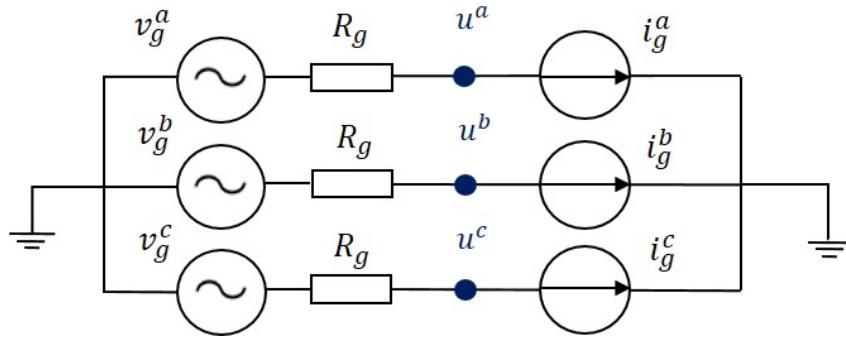


Figura 8.2: Esquema de la part alterna del sistema

Les equacions d'aquest sistema es poden escriure de la manera següent:

$$\begin{bmatrix} v_g^a(t) \\ v_g^b(t) \\ v_g^c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g & 0 & 0 \\ 0 & R_g & 0 \\ 0 & 0 & R_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g^a(t) \\ i_g^b(t) \\ i_g^c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u^a \\ u^b \\ u^c \end{bmatrix} \tag{8.31}$$



On v_g^{abc} és la tensió de la xarxa i u^{abc} és la tensió fase-neutre aplicada al convertidor. Les tensions u^{abc} són tensions fase-neutre. Per obtenir la tensió composta aplicada al convertidor v_{ll} :

$$v_{ll} = \sqrt{3}u^{abc} \quad (8.32)$$

Les tensions v_{llr} i v_{lli} són les tensions emprades en les equacions 8.29 i 8.30, i representen entrades de la representació en espai d'estats del bus de contínua.

Aplicant la transformada de Park a l'expressió 8.32 s'obté:

$$\begin{bmatrix} v_g^q \\ v_g^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g & 0 \\ 0 & R_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g^q \\ i_g^d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u^q \\ u^d \end{bmatrix} \quad (8.33)$$

Aquestes equacions són lineals, i per tant es pot escriure directament la seva expressió incremental:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_g^q \\ \Delta v_g^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g & 0 \\ 0 & R_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_g^q \\ \Delta i_g^d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta u^q \\ \Delta u^d \end{bmatrix} \quad (8.34)$$

Δv_g^q i Δv_g^d venen donades per la font de tensió que representa la xarxa. Δu^q i Δu^d són necessaris pel càlcul de Δv_{llr} i Δv_{lli} . Els corrents Δi_g^q i Δi_g^d s'obtenen del balanç de potència entre les parts AC i DC del convertidor. En el següent apartat es presenten les equacions linealitzades d'aquest balanç de potència.

8.5 Linealització de les equacions del balanç de potència

En el capítol 6 es van introduir les equacions necessàries per garantir el balanç de potència entre la part AC i la part DC del convertidor. Aquestes equacions són les següents:

$$P_{ac}(v_{dc}, i_{dc}) = v_{dc}i_{dc} \quad (8.35)$$

$$Q_{ac}(P_{ac}, \alpha) = P_{ac} \tan(\alpha) \quad (8.36)$$

Com es pot comprovar, aquestes dues equacions són no lineals, i per tant cal linealitzar-les. Per simplificar la notació, s'anomena P_{ac} simplement com P i Q_{ac} com Q . De nou, aplicant el mètode de linealització de Taylor per funcions multivariables s'obté:

$$\Delta P \approx \left. \frac{\partial P(v_{dc}, i_{dc})}{\partial v_{dc}} \right|_0 \Delta v_{dc} + \left. \frac{\partial P(v_{dc}, i_{dc})}{\partial i_{dc}} \right|_0 \Delta i_{dc} \quad (8.37)$$

$$\Delta Q \approx \left. \frac{\partial Q(P, \alpha)}{\partial P} \right|_0 \Delta P + \left. \frac{\partial Q(P, \alpha)}{\partial \alpha} \right|_0 \Delta \alpha \quad (8.38)$$

Finalment, calculant les derivades s'obté:

$$\Delta P = i_{dc0} \Delta v_{dc} + v_{dc0} \Delta i_{dc} \quad (8.39)$$

$$\Delta Q = \tan(\alpha_0) \Delta P + P_0 \frac{1}{\cos^2(\alpha_0)} \Delta \alpha \quad (8.40)$$

On, de nou, el subíndex 0 indica que la variable està avaluada en el punt de linealització. Amb això s'ha aconseguit que les equacions esdevinguin lineals.



8.6 Linealització de les equacions del corrent AC

En el capítol 6 s'ha vist que la manera d'imposar la potència activa i reactiva a la banda d'alterna del convertidor és mitjançant la imposició del corrent. Aquestes equacions són les següents:

$$i^q = \frac{2}{3} \left[\frac{u^q P - u^d Q}{u^{q^2} + u^{d^2}} \right] \quad (8.41)$$

$$i^d = \frac{2}{3} \left[\frac{u^d P + u^q Q}{u^{q^2} + u^{d^2}} \right] \quad (8.42)$$

On u^q i u^d són les tensions alternes aplicades al convertidor, i^q i i^d els corrents injectats per la font de corrent de la banda AC. Com es veu, aquestes equacions també són no lineals. Procedint de manera semblant als apartats anteriors, cal calcular en aquest cas les derivades parcials de 4 variables: u^q , u^d , P i Q :

$$\Delta i^q \approx \left. \frac{\partial i^q}{\partial u^q} \right|_0 \Delta u^q + \left. \frac{\partial i^q}{\partial u^d} \right|_0 \Delta u^d + \left. \frac{\partial i^q}{\partial P} \right|_0 \Delta P + \left. \frac{\partial i^q}{\partial Q} \right|_0 \Delta Q \quad (8.43)$$

$$\Delta i^d \approx \left. \frac{\partial i^d}{\partial u^q} \right|_0 \Delta u^q + \left. \frac{\partial i^d}{\partial u^d} \right|_0 \Delta u^d + \left. \frac{\partial i^d}{\partial P} \right|_0 \Delta P + \left. \frac{\partial i^d}{\partial Q} \right|_0 \Delta Q \quad (8.44)$$

Calculant les derivades parcials s'obtenen les següents expressions:

$$\begin{aligned} \Delta i^q = & \frac{2}{3} \left[\frac{P_0[u_0^{q^2} + u_0^{d^2}] - 2u_0^q[u_0^q P_0 - u_0^d Q_0]}{(u_0^{q^2} + u_0^{d^2})^2} \Delta u^q - \right. \\ & \left. - \frac{Q_0[u_0^{q^2} + u_0^{d^2}] - 2u_0^q[u_0^d P_0 + u_0^q Q_0]}{(u_0^{q^2} + u_0^{d^2})^2} \Delta u^d + \frac{u_0^q}{u_0^{q^2} + u_0^{d^2}} \Delta P - \frac{u_0^d}{u_0^{q^2} + u_0^{d^2}} \Delta Q \right] \quad (8.45) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta i^d = & \frac{2}{3} \left[\frac{Q_0[u_0^{q^2} + u_0^{d^2}] - 2u_0^q[u_0^d P_0 + u_0^q Q_0]}{(u_0^{q^2} + u_0^{d^2})^2} \Delta u^q + \right. \\ & \left. + \frac{P_0[u_0^{q^2} + u_0^{d^2}] - 2u_0^d[u_0^d P_0 + u_0^q Q_0]}{(u_0^{q^2} + u_0^{d^2})^2} \Delta u^d + \frac{u_0^d}{u_0^{q^2} + u_0^{d^2}} \Delta P + \frac{u_0^q}{u_0^{q^2} + u_0^{d^2}} \Delta Q \right] \quad (8.46) \end{aligned}$$

De nou, aquestes equacions, tot i tenir una certa complexitat, són completament lineals.

8.7 Simulació del model linealitzat

Aquest apartat té com a objectiu comprovar la validesa del model linealitzat mitjançant una simulació. Es simularà el sistema no lineal juntament amb el sistema lineal, inicialment en el punt d'equilibri del sistema (que correspondrà als valors nominals). Posteriorment, s'aplicaràn entrades allunyades d'aquest punt d'equilibri per comprovar com es comporta el sistema en els dos casos. Cal tenir en compte, però, que a mesura que ens allunyem del punt d'equilibri l'error augmentarà sistemàticament, i que per a punts molt allunyats de l'equilibri, el correcte seria tornar a linealitzar el sistema al voltant d'un altre punt.



$$R_r = 2,5 \, \Omega \quad L_r = 0,5980 \, \text{H} \quad C_{dc} = 26e^{-6} \, \text{F} \quad L_i = 0,5968 \, \text{H} \quad R_i = 2,5 \, \Omega \quad L_t = 0,052 \, \text{H}$$

Taula 8.1: Valors dels paràmetres de la simulació

Els paràmetres del model es prenen de [4], i són els de la taula 8.1.

Com s'ha comentat, es linealitzarà el sistema al voltant del punt de treball nominal. En el cas de la simulació, les variables en el punt nominal tenen els valors de la taula 8.2.

$v_{llr0} = 422 \, \text{kV}$	$v_{lli0} = 422 \, \text{kV}$	$v_{i0} = 500 \, \text{kV}$
$v_{r0} = 510 \, \text{kV}$	$i_{r0} = 2439 \, \text{A}$	$i_{i0} = -2439 \, \text{A}$
$\alpha_{r0} = 26^\circ$	$\alpha_{i0} = 151,33^\circ$	$P_{r0} = 1249 \, \text{MW}$
$Q_{r0} = 609,3 \, \text{Mvar}$	$v_{r0}^q = 344,6 \, \text{kV}$	$v_{r0}^d = 0$
$i_{r0}^q = 2417 \, \text{A}$	$i_{r0}^d = 1179 \, \text{A}$	

Taula 8.2: Valors del punt nominal del sistema

Per simular un augment en la demanda de potència, s'aplica un graó en l'angle de dispar del rectificador. Per tant, el vector $[u]$ d'entrada al sistema linealitzat serà el següent:

$$[u] = \begin{bmatrix} \Delta v_{llr} \\ \Delta v_{lli} \\ \Delta \alpha_r \\ \Delta \alpha_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1^\circ \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.47)$$

Els resultats de la simulació es mostren en les figures 8.3, 8.4, 8.5 i 8.6. La figura 8.3 mostra els corrents $i_r(t)$ i $i_i(t)$, la 8.4 les potències activa i reactiva de la banda del rectificador, la figura 8.5 les tensions aplicades al bus de contínua $v_r(t)$ i $v_i(t)$ a la banda del rectificador i l'ondulador, respectivament. Finalment, en la figura 8.6 es poden veure els corrents $i_{qr}(t)$ i $i_{dr}(t)$, que són els corrents que s'han d'aplicar en la banda alterna del convertidor.

En totes les figures, inicialment, en trobar-se el sistema en el punt d'equilibri, totes les variables del model lineal coincideixen amb les del model no lineal. En el moment en que s'aplica un graó en la variable α_r , el sistema arriba a un nou punt d'equilibri diferent. En aquest punt, els models es comporten d'una manera semblant, però existeix un error entre els dos models degut a la linealització. Aquest fet es fa més evident en la variable $i_{dr}(t)$ en aquest cas.



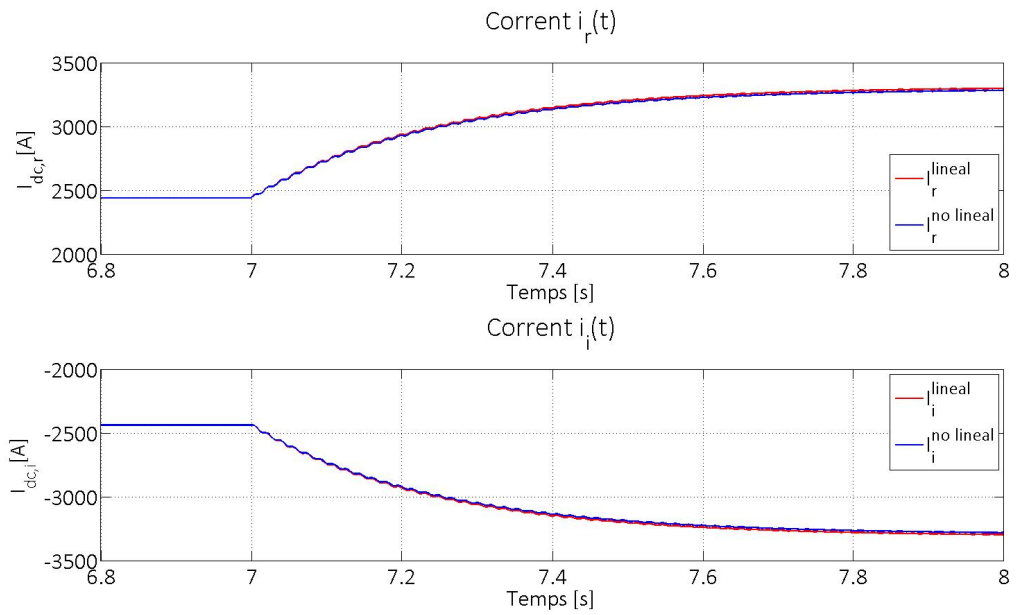


Figura 8.3: Corrents i_r i i_i en els models lineal i no lineal

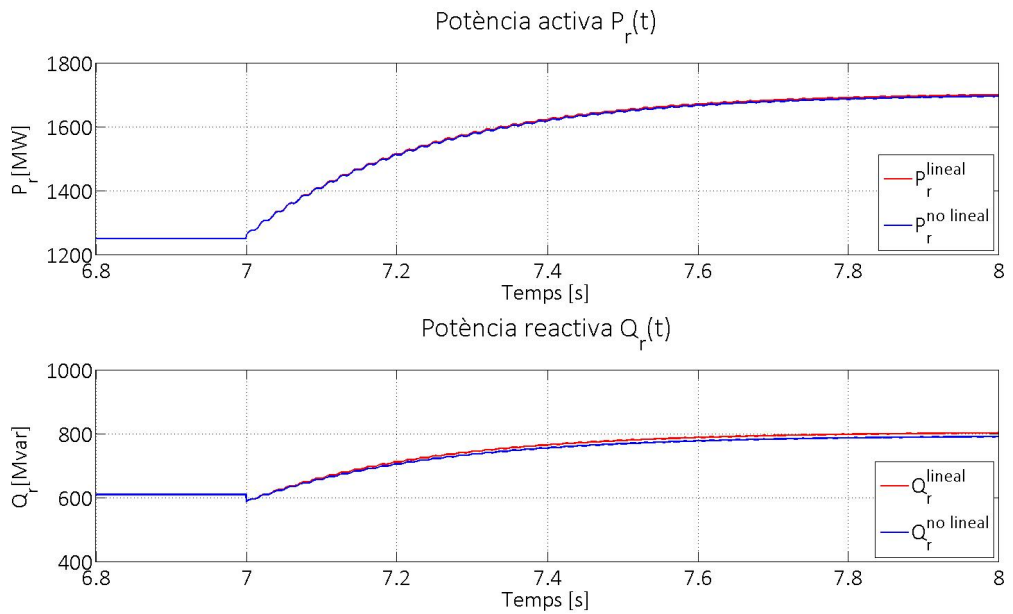


Figura 8.4: Potències activa P_r i reactiva Q_r en els models lineal i no lineal

Per tal de donar una idea de quin és l'error comès, a la taula 8.3 es recullen els errors per al cas d'aquesta simulació.

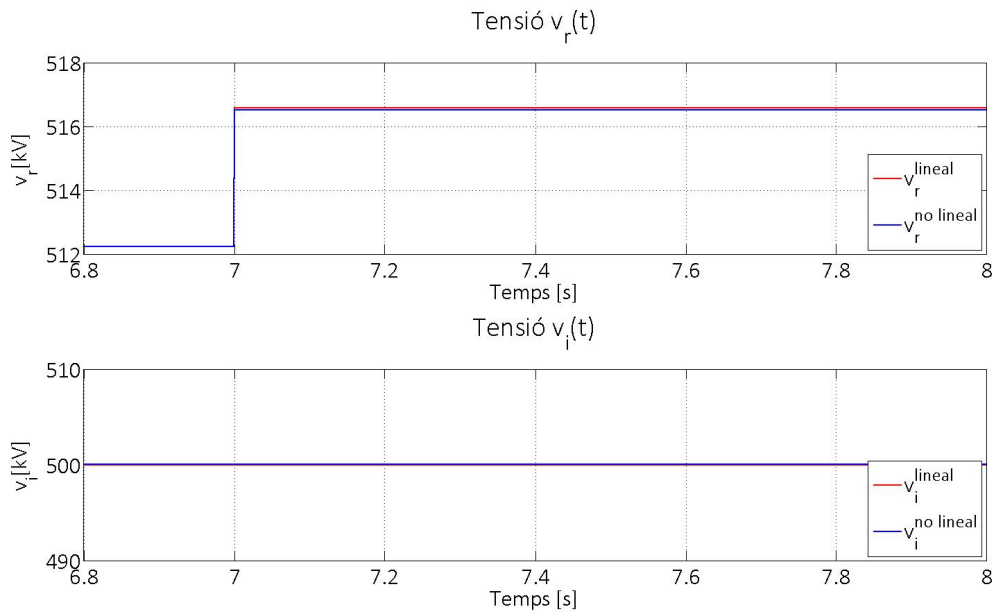


Figura 8.5: Tensions v_r i v_i en els models lineal i no lineal

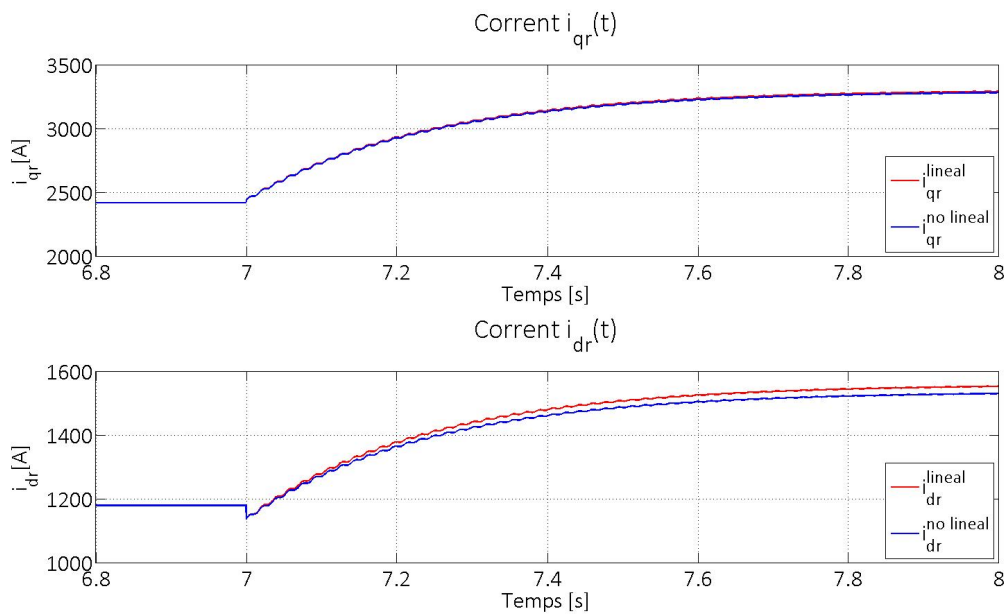


Figura 8.6: Corrents i_{qr} i i_{dr} en els models lineal i no lineal

Es comprova que l'error que es comet és admissible, doncs no supera l'1,5%. Ara bé, en cas de que el punt de treball estés més allunyat de l'equilibri, caldria tornar a linealitzar el

$e(i_r)$	$e(i_i)$	$e(P_r)$	$e(Q_r)$	$e(v_r)$	$e(v_i)$	$e(i_{qr})$	$e(i_{dr})$
0,48%	0,48%	0,015%	0,006%	0,25%	1,47%	0,27%	1,49%

Taula 8.3: Valors de l'error en la simulació

sistema al voltant d'un nou punt per tal de que l'error no fos excessivament elevat.

8.8 Control del model linealitzat

Com ja s'ha comentat anteriorment, l'objectiu del model linealitzat és l'aplicació de tècniques de control lineal, donat que el sistema original és no lineal i no es poden aplicar aquestes tècniques. En els apartats següents es detalla el procés de disseny del control. Tot i que existeixen diverses tècniques de control, en aquest treball s'utilitzarà la ubicació dels pols de laç tancat per determinar la dinàmica i estabilitat del sistema.

8.8.1 Càlcul de les funcions de transferència

El primer que cal fer és calcular les funcions de transferència del sistema a partir de la representació linealitzada en espai d'estats. Segons [9], per calcular les funcions de transferència es pot utilitzar l'expressió:

$$Y(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D]U(s) \quad (8.48)$$

On $Y(s)$ és el vector de sortides, I és la matriu identitat i $U(s)$ és el vector d'entrades. És a dir, es té una funció de transferència per cada parella entrada-sortida del sistema. Desenvolupant l'expressió 8.48 s'obté:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_r(s) \\ \Delta i_i(s) \\ \Delta v_r(s) \\ \Delta v_i(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & G_{13}(s) & G_{14}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & G_{23}(s) & G_{24}(s) \\ G_{31}(s) & G_{32}(s) & G_{33}(s) & G_{34}(s) \\ G_{41}(s) & G_{42}(s) & G_{43}(s) & G_{44}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{lr}(s) \\ \Delta v_{li}(s) \\ \Delta \alpha_r(s) \\ \Delta \alpha_i(s) \end{bmatrix} \quad (8.49)$$

Per al control dels convertidors, interessen les funcions de transferència que relacionen l'angle $\alpha_r(s)$ amb el corrent $i_r(s)$, i l'angle $\alpha_i(s)$ amb la tensió $v_i(s)$. Segons l'equació 8.49 aquestes funcions de transferència són $G_{13}(s)$ i $G_{44}(s)$:

$$\frac{\Delta i_r(s)}{\Delta \alpha_r(s)} = G_{13}(s) = \frac{as^2 + bs + c}{s^3 + ds^2 + es + f} \quad (8.50)$$

$$\frac{\Delta v_i(s)}{\Delta \alpha_i(s)} = G_{44}(s) = g \quad (8.51)$$

On a, b, c, d, e, f, g són paràmetres que depenen del punt de linealització, donat que al canviar aquest punt, canvien també les matrius B i D i per tant les funcions de transferència.

8.8.2 Control de corrent

La figura 8.7 mostra l'esquema emprat per controlar el corrent del rectificador. $G_{c,r}(s)$ és la funció de transferència del controlador (el subíndex r fa referència a rectificador). Tal



com es descriu a [5], és una pràctica habitual controlar aquest sistema amb un controlador proporcional-integral:

$$G_{c,r}(s) = k_{p,r} + \frac{k_{i,r}}{s} \quad (8.52)$$

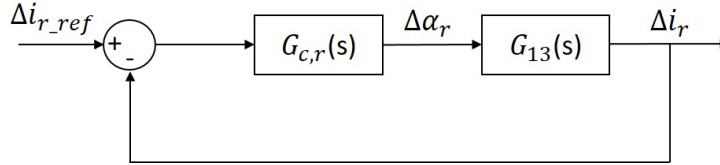


Figura 8.7: Esquema de control de corrent

Per col·locar els pols de laço tancat, cal calcular la funció de transferència del sistema en laço tancat:

$$\begin{aligned} G_{13,cl}(s) &= \frac{G_{c,r}(s)G_{13}(s)}{1 + G_{c,r}(s)G_{13}(s)} = \\ &= \frac{(k_{p,r}a)s^3 + (k_{p,r}b + k_{i,r}a)s^2 + (k_{p,r}c + k_{i,r})s + k_{i,r}c}{s^4 + (k_{p,r}a + d)s^3 + (k_{p,r}b + k_{i,r}a + e)s^2 + (f + k_{p,r}c + k_{i,r}b)s + k_{i,r}c} \quad (8.53) \end{aligned}$$

El denominador de $G_{13,cl}$ marcarà l'estabilitat del sistema en laço tancat. Es tracta d'un polinomi d'ordre 4, i únicament es poden fixar 2 pols mitjançant els paràmetres del controlador. Per tant hi ha 2 pols que queden lliures, i per a que el sistema funcioni correctament, cal comprovar que els pols lliures:

- Siguin pols estables, és a dir que la seva part real sigui negativa.
- Siguin pols no dominants. Això implica que el valor absolut de la part real dels pols lliures ha de ser 10 vegades més gran que la part real dels pols fixats [9]. D'aquesta manera la seva influència sobre la dinàmica del sistema es pot negligir.

Si les dues condicions anteriors no es compleixen, caldria buscar un mètode alternatiu per controlar el sistema.

Si es vol que el sistema es comporti com un sistema de segon ordre, cal que els dos pols fixats siguin complexos conjugats. La dinàmica dels sistemes de segon ordre està descrita per [9]:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (8.54)$$

On ζ és el coeficient d'esmoreïment i ω_n la freqüència natural del sistema. Tenint en compte això, els pols del sistema es poden expressar com:

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (8.55)$$

Per definir la dinàmica del sistema, cal fixar el sobrepuig màxim (M_p) que es desitja i el temps d'assentament (t_s) del sistema (temps que triga el sistema en arribar al 98% del valor final). Aquestes dos especificacions es defineixen com [9]:



$$M_p = 1 + e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (8.56)$$

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (8.57)$$

D'aquesta manera, el polinomi dessitjat és el següent:

$$(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + p_3)(s + p_4) = 0 \quad (8.58)$$

On els pols $p_{1,2}$ s'han fixat segons la dinàmica dessitjada i $p_{3,4}$ són els pols lliures. Igualant els coeficients de l'equació 8.58 (polinomi dessitjat) amb el denominador de l'expressió 8.53 (polinomi del sistema enllaç tancat), s'obtenen 4 equacions amb 4 incògnites. D'aquestes equacions s'obté els valors de $k_{p,r}$, $k_{i,r}$, p_3 i p_4 . En aquest punt cal comprovar que els pols lliures $p_{3,4}$ compleixin les dues condicions mencionades.

A continuació es dissenya el control del sistema linealitzat de l'apartat anterior, utilitzant els paràmetres de la taula 8.1 i el punt de linealització de la taula 8.2. Amb aquests valors, els paràmetres de la funció de transferència 8.50 són:

$$\begin{array}{lll} a = -4,19 \cdot 10^6 & b = -1,75 \cdot 10^6 & c = -2,698 \cdot 10^{10} \\ d = 8,378 & e = 1,289 \cdot 10^5 & f = 5,4 \cdot 10^5 \end{array}$$

Taula 8.4: Paràmetres de la funció de transferència enllaç obert

Si, per exemple, es desitja una dinàmica amb un sobrepuig màxim del 5% i un temps d'establiment d'1 segon:

$$M_p = 1 + e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 1,05 \Rightarrow \zeta = 0,69 \quad (8.59)$$

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} = 1 \Rightarrow \omega_n = 5,8 \text{ rad/s} \quad (8.60)$$

Amb això, els pols fixats seràn:

$$\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \Rightarrow -4 \pm 4,2j \quad (8.61)$$

Per tant el polinomi dessitjat és el següent, segons l'equació 8.58:

$$(s^2 + 1,38s + 33,64)(s + p_3)(s + p_4) = 0 \quad (8.62)$$

Igualant aquest polinomi al denominador de l'equació 8.53 i resolent el sistema d'equacions s'obtenen els següents resultats:

$$\underline{k_{p,r} = -0,0011 \quad k_{i,r} = -0,0101 \quad p_3 = -38,32 \quad p_4 = -57,45}$$

Taula 8.5: Paràmetres de la funció de transferència enllaç obert

Es comprova, per tant, que els dos pols lliures són de part real negativa, i per tant no desestabilitzaran el sistema. Les constants $k_{p,r}$ i $k_{i,r}$ són negatives, donat que, tal i com està



definida la realimentació, si la referència de corrent està per sobre del corrent real, l'acció de control ha d'augmentar aquest corrent, i per això l'angle α_r ha de disminuir. Per altra banda, s'ha de complir la condició de dominància, que estableix el següent:

$$\begin{aligned} |p_3| &> 10 \cdot |4| \\ |p_4| &> 10 \cdot |4| \end{aligned} \quad (8.63)$$

La condició es compleix per a p_4 , i gairebé també per al pol p_3 .

Simulant el sistema per a una entrada graó, s'obté la resposta de la figura 8.8.

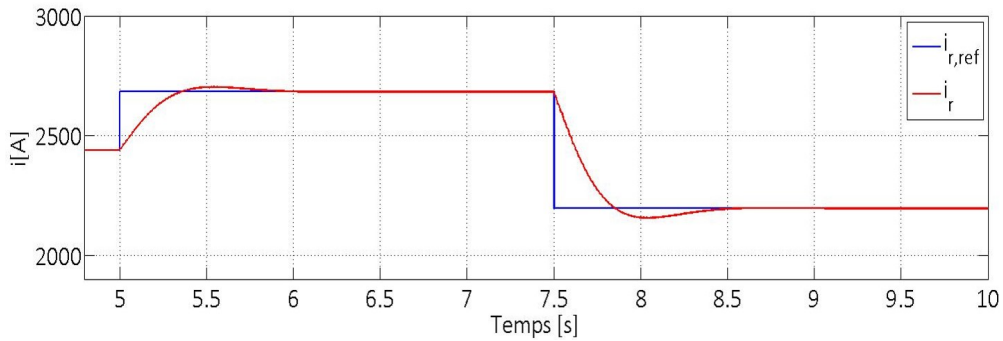


Figura 8.8: Control de $i_r(t)$

8.8.3 Control de tensió

La figura 8.9 mostra l'esquema de control de tensió, que realitza l'ondulador. L'esquema és molt similar al del control de corrent.

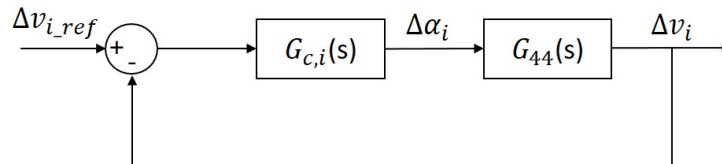


Figura 8.9: Esquema de control de tensió

La funció de transferència $G_{44}(s)$ és una constant (equació 8.51), i es pot controlar la seva dinàmica amb un sol paràmetre. Es farà servir, per tant, un controlador integral, per tal d'eliminar l'error en estat estacionari:

$$G_{c,i}(s) = \frac{k_{i,i}}{s} \quad (8.64)$$

A continuació es determina la funció de transferència en llaç tancat del sistema:

$$G_{44,cl}(s) = \frac{G_{44}(s)G_{c,i}(s)}{1 + G_{44}(s)G_{c,i}(s)} = \frac{g \frac{k_{i,i}}{s}}{1 + g \frac{k_{i,i}}{s}} = \frac{1}{\frac{1}{gk_{i,i}}s + 1} \quad (8.65)$$

Aquesta funció de transferència és la funció típica de primer ordre [5] on la constant de temps és:

$$\tau = \frac{1}{gk_{i,i}} \quad (8.66)$$

La constant de temps τ s'utilitza per determinar la dinàmica del sistema. Per a una entrada en graó, passat un temps igual a 3τ la variable ha arribat al 95% del seu valor final, i per tant determinar la rapidesa del sistema.

Com a exemple, es prenen de nou els valors del paràmetres de les taules 8.1 i 8.2. Amb aquests paràmetres, el valor de g és:

$$G_{44}(s) = g = -4771,6 \quad (8.67)$$

Si es vol fixar que la tensió arribi al 95% del valor final en un temps d'1 segon ($\tau = 0,3333s$), cal imposar la següent condició:

$$k_{i,i} = \frac{1}{g\tau} = -0,000629 \quad (8.68)$$

La figura 8.10 mostra una simulació del sistema per a una entrada graó.

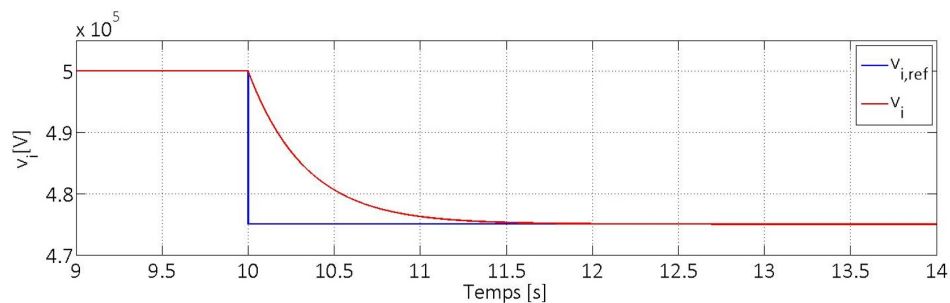


Figura 8.10: Control de la tensió de l'ondulador

8.9 Comparació entre model commutat i lineal

La finalitat del model lineal és el disseny del control, és a dir, calcular els paràmetres del controlador, per posteriorment aplicar aquest control al model commutat. En aquesta secció es valida el control dissenyat simulant el comportament del model commutat.

En les figures 8.11 i 8.12 es mostren les del control de corrent i de tensió, respectivament, pels models commutat i linealitzat. Tal i com s'ha vist en apartats anteriors, l'error entre el model linealitzat i el commutat és molt baix, i això permet que l'error de control entre els dos models també sigui baix, tal com mostren les figures.

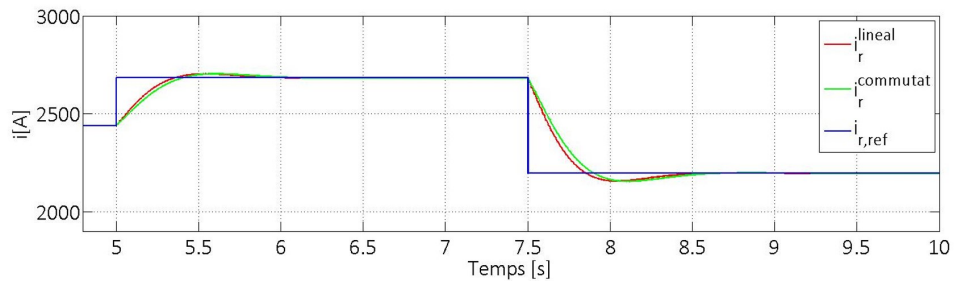


Figura 8.11: Control de corrent pels models commutat i linealitzat

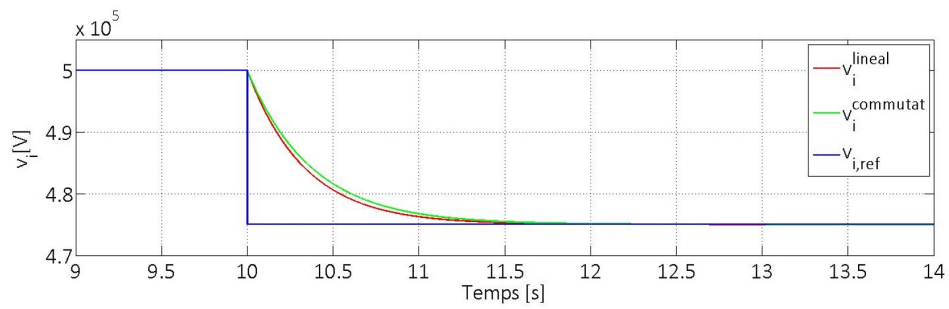


Figura 8.12: Control de tensió pels models commutat i linealitzat

Conclusions

En aquest treball s'ha realitzat, en primer lloc, l'anàlisi i modelització d'un convertidor LCC per aplicacions HVDC, i s'ha simulat aquest primer model, que s'ha anomenat model commutat. En segon lloc, a partir del model commutat s'ha deduit el model promitjat, que negligeix l'efecte de la commutació dels tiristors i permeten realitzar simulacions més ràpides amb MATLAB-SIMULINK. Aquest model s'ha validat comparant-lo amb el model commutat. Finalment, degut a que els models anteriors són no lineals, s'han linealitzat les equacions al voltant del punt de treball, i això a permès l'aplicació de tècniques de control lineal pel càlcul de les constants dels controladors.

Respecte a les línies de treball futur, es proposa aprofundir més en les tècniques de control aplicades als convertidors LCC: control per realimentació d'estat, rebuig de perturbacions, etc, tot aprofitant la creació d'aquests models, especialment el model linealitzat.





Agraïments

Voldria donar les gràcies, en primer lloc, al Joan Sau per la seva implicació i ajuda per orientar-me durant aquests últims mesos d'elaboració del treball.

També, agrair a l'Oriol Gomis per la possibilitat d'haver realitzat tant el TFG com el TFM a l'entorn del CICTEA-UPC, donat que aquesta etapa m'ha ajudat a créixer en l'àmbit acadèmic i personal.

agrair també a tots els companys del CITCEA-UPC que he anat coneixent durant el camí per la seva disposició i ajuda durant els últims anys.

En l'àmbit personal, vull donar les gràcies als meus pares Josep i Marta, a la meua germana Aina i a la Mireia per tot el seu suport durant la meua etapa universitària. Mirant amb perspectiva sembla gairebé impossible haver arribat fins aquí sense la seva ajuda, consells i orientació.

Per últim, però no menys important, vull donar les gràcies als meus amics de tota la vida, i als que he conegut en la meua etapa universitària, especialment a l'Adrià, al David i al Víctor, gràcies per tots els bons moments que m'heu fet passar.

Moltes gràcies a tots i totes.





Apèndix A

Transformada de Park

A.1 Transformada de Park

Per a moltes aplicacions en l'enginyeria elèctrica, és una pràctica comuna realitzar una transformació de les variables en la referència abc . En aquesta referència, les variables tenen una naturalesa oscil·latòria, i això dificulta algunes tasques com el control, o en el cas d'aquest treball, el càlcul del corrent a injectar en les fonts de corrent de la banda AC del model simplificat del convertidor. Al aplicar aquesta transformada a les variables en referència abc , s'elimina aquesta naturalesa oscil·latòria i es passa a treballar en una referència $qd0$.

La transformada de Park es pot representar mitjançant una matriu $T(\theta)$. Si a aquesta matriu se li aplica un vector x_{abc} , s'obté el vector en la referència $qd0$:

$$[x_{qd0}] = T(\theta) [x_{abc}] \quad (\text{A.1})$$

On la matriu $T(\theta)$ és:

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

Per un sistema simètric i equilibrat, la component 0 del vector $qd0$ és nul·la.

La operació també es pot realitzar a la inversa, és a dir, obtenir un vector en referència abc a partir d'un vector en referència $qd0$. En aquest cas s'aplica la transformada inversa de Park, representada per la matriu $T^{-1}(\theta)$.

$$[x_{abc}] = T^{-1}(\theta) [x_{qd0}] \quad (\text{A.3})$$

$$T^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

La transformada de Park es pot veure de manera geomètrica, tal com mostra la figura [A.1](#). Escollint l'angle θ de manera correcta, es pot aconseguir que les components de x_{qd0} siguin



constants. Per això, l'angle θ ha de ser l'angle elèctric del sistema x_{abc} , que es pot obtenir a partir d'una PLL (apèndix B).

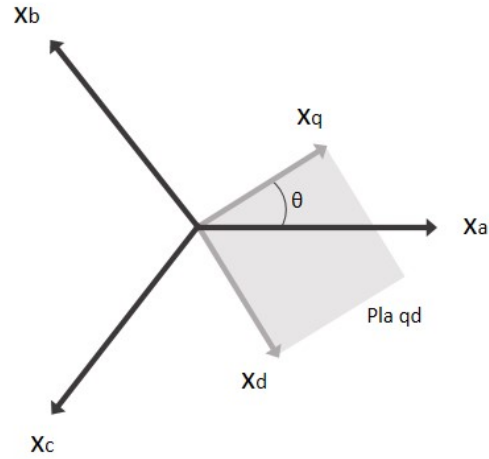


Figura A.1: Visió geomètrica de la transformada de Park

A continuació es mostra en la figura A.2 una simulació de la transformada de Park, a mode d'exemple, aplicada a un sistema de tensions simètric i equilibrat v_{abc} , obtenint el vector v_{qd} que és constant en el temps.

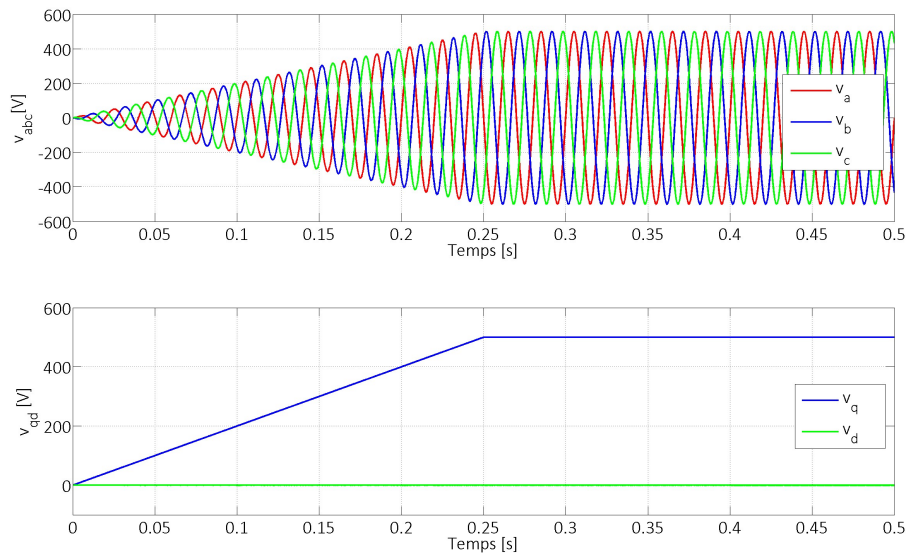


Figura A.2: Simulació de la transformada de Park

A.2 Potència en la referència $qd0$

Com s'ha comentat anteriorment, per obtenir quantitats constants al aplicar la transformada de Park, cal substituir θ per l'angle elèctric. Substituint aquest angle s'obté $\theta = \omega t + \varphi_0$, i transformant els voltatges i corrents de abc a $qd0$ es poden definir els següents fasors en aquesta referència:

$$\underline{V}^{qd} = \frac{v^q - jv^d}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.5})$$

$$\underline{I}^{qd} = \frac{i^q - ji^d}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.6})$$

Per tant, la potència aparent d'aquest sistema és:

$$\underline{S} = P + jQ = 3\underline{V}^{qd}\underline{I}^{qd*} = 3\left(\frac{v^q - jv^d}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{i^q - ji^d}{\sqrt{2}}\right) \quad (\text{A.7})$$

Reordenant l'expressió anterior, les potències activa i reactiva es poden expressar tal com s'explica a [8]:

$$P = \frac{3}{2}(v^q i^q + v^d i^d) \quad (\text{A.8})$$

$$Q = \frac{3}{2}(v^q i^d + v^d i^q) \quad (\text{A.9})$$

obtenint l'expressió de les potències activa i reactiva com a funció de voltatges i corrents en la referència $qd0$.



Apèndix B

Funcionament d'una PLL (*Phase Locked Loop*)

La PLL és utilitzada en sistemes elèctrics per determinar l'angle elèctric i la velocitat angular d'una xarxa elèctrica. Tal com s'explica en [3], una PLL de tres fases consisteix en una realimentació de la component d del voltatge filtrada per un controlador PI. La sortida del controlador correspon a la velocitat angular de la xarxa ω_e , i per tant l'angle elèctric θ_e es determina integrant. En la figura B.1 es mostra un esquema típic d'una PLL.

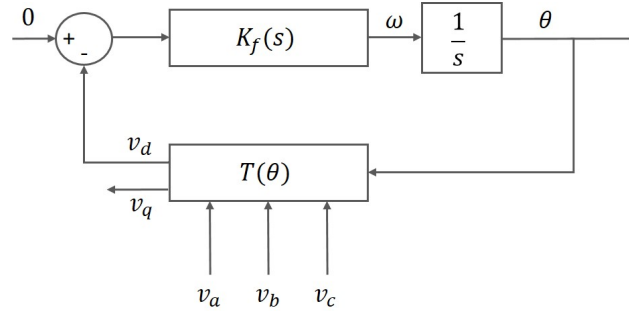


Figura B.1: Esquema d'una PLL

Tal com s'explica a [3], el controlador de la PLL es pot definir com:

$$K_f(s) = K_p \left(\frac{1}{\tau_{PLL}} + s \right) \quad (\text{B.1})$$

On τ_{PLL} és la constant de temps de la PLL. Els paràmetres del controlador, K_p i τ_{PLL} es poden determinar utilitzant les expressions:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p E_m}{\tau_{PLL}}} \quad (\text{B.2})$$

$$\zeta = \frac{\sqrt{\tau_{PLL} K_p E_m}}{2} \quad (\text{B.3})$$



On E_m és el sobrepic de voltatge admès, ζ és el factor d'esmoreïment i ω_n és la velocitat angular elèctrica.



Apèndix C

Pressupost

C.1 Introducció

El pressupost del projecte es pot desglossar en les següents partides: pressupost del maquinari, pressupost del programari i pressupost de recursos humans. A continuació es detallen aquestes tres partides, i finalment es presenta el cost total del projecte.

C.2 Pressupost del maquinari

La taula C.1 mostra un resum del pressupost del maquinari, tot considerant una amortització de 4 anys. El projecte ha tingut una duració de 6 mesos, i per tant es considera l'amortització del maquinari en aquest període.

Concepte	Preu unitari	Unitats	Cost amortitzat
Ordinador Surface Pro	899 €	1	112,37 €
Ratolí	12 €	1	1,5 €
Teclat	22 €	1	2,75 €
TOTAL			116,62 €

Taula C.1: Pressupost del maquinari

C.3 Pressupost del programari

La taula C.2 mostra les partides del programari emprat en el treball. Es considera la mateixa amortització que en el cas del programari.

C.4 Pressupost de recursos humans

La taula C.3 recull les partides del pressupost de recursos humans. Es distingeixen tres partides: estudi i disseny, simulació i redacció de la memòria.



Concepte	Preu unitari	Unitats	Cost amortitzat
Matlab amb SimPowerSystems	2850 €	1	356,25 €
TOTAL			602,5 €

Taula C.2: Pressupost del programari

Concepte	Preu per hora	Hores	Cost amortitzat
Estudi i disseny	40 €/h	250	10000 €
Simulació	40 €/h	110	4400 €
Redacció	25 €/h	140	3500 €
TOTAL			17900 €

Taula C.3: Pressupost del recursos humans

C.5 Pressupost total

Finalment, en la taula C.4 es mostra el pressupost total del projecte, i s'aplica l'impost de l'IVA corresponent.

Concepte	Total
Pressupost del maquinari	116,62 €
Pressupost del programari	602,5 €
Pressupost de recursos humans	17900 €
TOTAL (sense IVA)	18619,12 €
IVA (21%)	3910,01
TOTAL	22529,13 €

Taula C.4: Pressupost total



Apèndix D

Impacte ambiental

En aquest apartat s'estudia l'impacte ambiental que poden provocar les principals aplicacions que utilitzen els convertidors LCC i les transmissions en HVDC. S'estudien, en primer lloc, l'impacte dels parcs eòlics marins, una de les principals aplicacions d'aquest tipus de convertidors, i per altra banda les transmissions en HVDC.

D.1 Impacte ambiental dels parcs eòlics marins

D.1.1 Fase de construcció

En primer lloc, en la fase de construcció el fons marí es veu alterat per les cimentacions que s'han de construir per aguantar els aerogeneradors i les eines per a la seva construcció, la qual cosa pot alterar l'ecosistema dels essers vius de la zona, afectant de manera decisiva en el seu desenvolupament.

A part d'això, la construcció dels aerogeneradors comportarà la utilització de maquinària pesada, amb les emissions que aquests tipus de maquinària comporta: CO_2 que afavoreix l'efecte hivernacle i gasos tòxics com el monòxid de carboni o diferents sulfurs. Aquesta maquinària emet grans quantitats de soroll que poden alterar així mateix la zona.

D.1.2 Fase d'operació

En segon lloc, la fase d'operació, que comporta el temps de vida útil dels aerogeneradors marins. En el mar existeixen zones protegides i per tant aquest fet s'ha de tenir en compte quan s'escull la zona d'instal·lació del parc eòlic. Per altra banda, aquesta zona quedarà fora de l'activitat pesquera per raons de seguretat.

A l'hora d'escollir el lloc d'instal·lació del parc també s'ha de tenir en compte les rutes marines dels essers vius de la zona i les rutes migratòries de les aus, per tal de minimitzar l'impacte en el seu ecosistema i en particular, els possibles xocs de les aus amb les pales dels aerogeneradors.

Degut a les possibles interaccions amb les rutes aèries dels avions o les rutes marítimes dels vaixells, s'han de prendre algunes mesures de seguretat: per exemple senyalitzacions lluminoses per evitar xocs amb els aerogeneradors, especialment si es transporten mercaderies



perilloses.

En la fase d'operació els generadors no emeten gasos contaminats o CO₂. L'emissió d'aquestes substàncies només s'ha de comptabilitzar en les fases d'instal·lació i desmantellament.

En quant a l'impacte sobre la població terrestre, aquest pot arribar a ser mínim o nul degut a les grans distàncies que separen els aerogeneradors de la costa.

D.1.3 Fase de desmantellament

Aquesta fase comença quan l'aerogenerador deixa de funcionar correctament i s'ha de desmantellar. Aquesta fase, tot i no ser excessivament difícil, requereix la utilització de maquinària especialitzada com en la fase d'instal·lació, maquinària que comporta l'emissió de certes quantitats de CO₂. El fons marí també pot quedar afectat.

S'ha d'intentar realitzar aquesta tasca minimitzant l'impacte ambiental sobre l'ecosistema, tot identificant els materials susceptibles de ser reutilitzats per introduir-los en la cadena de reciclatge.

D.2 Impacte ambiental de les transmissions HVDC

D.2.1 Impacte dels conductors

En el moment de la instal·lació de les transmissions en contínua, cal tenir en compte els possibles moviments de terra en fons marí, donat que cal realitzar excavacions però col·locar els cables. Aquesta excavació del terreny pot causar un important impacte en l'ecosistema marí.

El dany és especialment sensible en els casos en que en la zona d'excavació hi existeixin espècies en perill d'extinció, com poden ser les colònies de coral. En aquest cas, l'excavació no hauria de realitzar-se, i s'hauria de trobar una ruta alternativa.

Les embarcacions utilitzades per portar a terme l'instal·lació dels conductors consumeixen una important quantitat de combustible, i les emissions d'aquestes embarcacions són nocives pel medi ambient. També cal tenir en compte que, en el mar, les restriccions sobre emissions són més permissives, en general, que a terra ferma, i les emissions poden tenir un impacte major que l'esperat.



Bibliografia

- [1] Alstom Grid. *HVDC for beginners and beyond*.
- [2] André Canelhas. *High Voltage Direct Current (HVDC) Technology*, 2010.
- [3] Agustí Egea-Alvarez, Adrià Junyent-Ferré, Oriol Gomis-Bellmunt. *Active and Reactive power control of grid connected distributed generation systems*.
- [4] M.O. Faruque, Yuyan Zhang, Venkata Dinavashi. *Detailed Modeling of CIGRÉ HVDC Benchmark System Using PSCAD/EMTDC and PSB/SIMULINK*. IEEE transactions on power delivery, vol. 21, no. 1, 2006.
- [5] Dragan Jovcic, Khaled Ahmed. *High Voltage Direct Current Transmission. Converters, systems and DC grids*. Wiley, 2015.
- [6] Ram Adapa. *High-Wire Act*. IEEE power & energy magazine, november 2012.
- [7] Ned Mohan, T. Undeland, W.P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Desing*. Wiley, 1995.
- [8] H. Akagi, E. Watanabe, M. Aredes. *Instantaneous power theory and Applications to power conditioning*. Wiley, 2007.
- [9] Katsuhiko Ogata. *Ingeniería de control moderna*. Pearson, 1998.
- [10] Hamid Atighechi, Juri Jatskevich, Jose. M. Cano. *Average-Value modeling of thyristor controlled Line-Commutated Converter using voltage and current source formulations*. University of British Columbia.
- [11] S. Chiniforoosh, H. Atighechi, A. Davoudi, J. Jatskevich (Task Force Chair), A. Yazdani, S. Filizadeh, M. Saeedifard, J. A. Martinez, V. Sood, K. Strunz, J. Mahseredjian, V. Dinavahi. *Dynamic Average Modeling of Front-End Diode Rectifier Loads Considering Discontinuous Conduction Mode and Unbalanced Operation*. IEEE Task Force on Dynamic Average Modeling.
- [12] S. Chiniforoosh, J. Jatskevich (Chair), V. Dinavahi, R. Iravani, J. A. Martinez, A. Ramirez. *Dynamic Average Modeling of Line- Commutated Converters for Power Systems Applications*. IEEE Task Force on Dynamic Average Modeling.
- [13] Sergio Domínguez, Pascual Campoy, José María Sebastián, Agustín Jiménez. *Control en el espacio de estado*. Pearson, 2006.



- [14] Eduardo Prieto-Araujo, Agustí Egea-Alvarez, Sajjad (Fekri) Fekriasl, Oriol Gomis-Bellmunt. *DC Voltage Droop Control Design for Multiterminal HVDC Systems Considering AC and DC Grid Dynamics*. IEEE transactions on power delivery, vol. 31, no.2, 2016.
- [15] <http://es.mathworks.com/help/physmod/sps/examples/thyristor-based-hvdc-transmission-system-detailed-model.html>
- [16] Mujib Pathan, V.A. Kulkarni. *Active & reactive power control of voltage source converter based hvdc transmission*. Journal of information, knowledge and research in electrical engineering.
- [17] B. Gemell, J. Dorn, D. Retzmann, D. Soerangr. *Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission*. Siemens Germany.
- [18] ABB. *The NorNed HVDC Connection, Norway - Netherlands*
- [19] http://www.sediver.com/transmission_lines/toughened_glass/Sediver_HVDC_applications.html
- [20] C. Horwill, N. M. Macleod, R. E., Bonchang, D. Castagna, M. Artenstein, M. Croce. *A new 500MW frequency converter station to exchange power between Uruguay and Brazil*. Power systems and conference exposition, 2011.
- [21] Burgess, R.P., Ainsworth, J.D., Thanawala, H.L., Jain, M., Burton. *Voltage/Var control at McNeill Back to Back HVDC converter station*. CIGRÉ session, Paris, 1990, paper reference 14-104.