

Treball de Fi de Grau

Grau en Enginyeria en Tecnologies Industrials

**Modelització, control i simulació de xarxes
VSC-HVDC per a la integració de parcs eòlics
marins**

ANNEXOS

Autor: David Lumbreras Carrasco
Director: Joan Sau Bassols
Codirector: Oriol Gomis Bellmunt
Convocatòria: Gener 2017



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Índex

A Transformada de Park	5
B Modulació PWM	7
C Funcionament de la Phase locked loop	11
D Esquemes complementaris del model utilitzat	13
Bibliografia	17

Llistat de Figures

A.1	Representació del pla qd	6
B.1	Esquema de la modulació SPWM	7
B.2	Esquema d'una sobremodulació en SPWM	8
C.1	Esquema de la PLL	11
D.1	Model esquematitzat dels <i>back-to-back</i>	14
D.2	Model esquematitzat dels parcs eòlics	14
D.3	Model esquematitzat de la xarxa mallada HVDC	15
D.4	Model esquematitzat de la xarxa alterna de la costa	16
D.5	Model esquematitzat dels <i>current flow controllers</i> convertidors CA/CC	16

Annex A

Transformada de Park

La Transformada de Park és una transformació matemàtica utilitzada per simplificar l'anàlisi i l'estudi de sistemes trifàsics. Degut a la naturalesa oscil·latòria de les variables quan es treballa amb CA, és molt convenient transformar aquestes variables en magnituds constants per tal de simplificar l'estudi i el control del sistema.

Per tal de transformar en constants les variables del sistema, la Transformada de Park canvia la referència on es treballa, passant de la referència habitual abc a la $dq0$. És per això que la Transformada de Park també s'anomena Transformada $dq0$.

És a dir, donat un vector en referència abc , x_{abc} , si se li aplica la Transformada de Park s'obté el mateix vector en referència $dq0$, x_{dq0} (A.1).

$$[x_{dq0}] = T(\theta)[x_{abc}] \quad (\text{A.1})$$

Aquesta transformada va ser proposada per Robert. H. Park al 1929 però amb el temps han sorgit una gran quantitat de transformades que apliquen el mateix concepte i que també són anomenades habitualment Transformades de Park. La transformada utilitzada en aquest projecte en concret ha estat (A.2) [2].

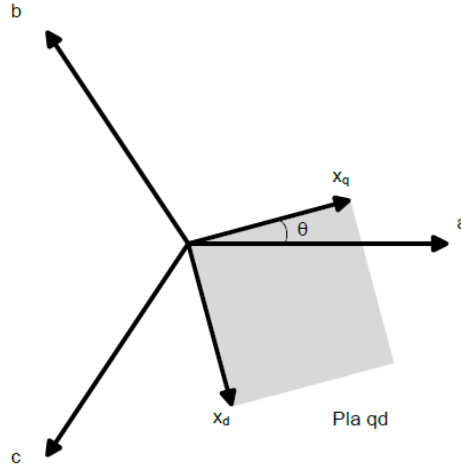
$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Si s'agafa com a angle theta l'angle elèctric de tensió, a la referència $dq0$ s'obtenen valors constants i si, el sistema elèctric és simètric i equilibrat, la component θ sempre serà nul·la [2], simplificant així encara més l'estudi del sistema. Una representació del pla qd es pot observar a la figura A.1.

També es pot fer la operació inversa, és a dir, passar de la referència $dq0$ a la referència abc . Si s'aïlla x_{abc} de l'equació (A.1) s'obté l'equació (A.3).

$$[x_{abc}] = T(\theta)^{-1}[x_{dq0}] \quad (\text{A.3})$$

On l'Antitransformada de Park queda definida per l'expressió (A.4) [2].

Figura A.1: Representació del pla qd

Font: [2]

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

Com s'ha mencionat abans, per tal d'obtenir valors constants a la referència $qd0$, l'angle emprat a la Transformada de Park ha de correspondre a l'angle elèctric de tensió. Aplicant aquest angle i transformant les tensions i corrents abc a la referència $qd0$ s'obtenen les expressions (A.5) [2].

$$\underline{V}^{qd0} = \frac{v_q - jv_d}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.5a})$$

$$\underline{I}^{qd0} = \frac{i_q - ji_d}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.5b})$$

La potència aparent d'un sistema trifàsic es pot calcular com (A.6) [2].

$$\underline{S} = P + jQ = 3\underline{V}^{qd0} \underline{I}^{qd0*} = 3 \left(\frac{v_q - jv_d}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{i_q + ji_d}{\sqrt{2}} \right) \quad (\text{A.6})$$

Finalment, si es reordena l'expressió (A.6) es poden obtenir els valors de les potències activa i reactiva en funció de les tensions i corrents en referència $qd0$ (A.7) [2].

$$P = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d) \quad (\text{A.7a})$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (\text{A.7b})$$

Annex B

Modulació PWM

La modulació per amplada de polsos, més coneguda en anglès com *pulse-width modulation* o per les seves sigles PWM, és una tècnica de modulació utilitzada principalment per controlar l'energia subministrada a diversos dispositius elèctrics, especialment a motors [3]. Aquesta modulació indica quan obrir i tancar interruptors per tal de transferir una potència determinada.

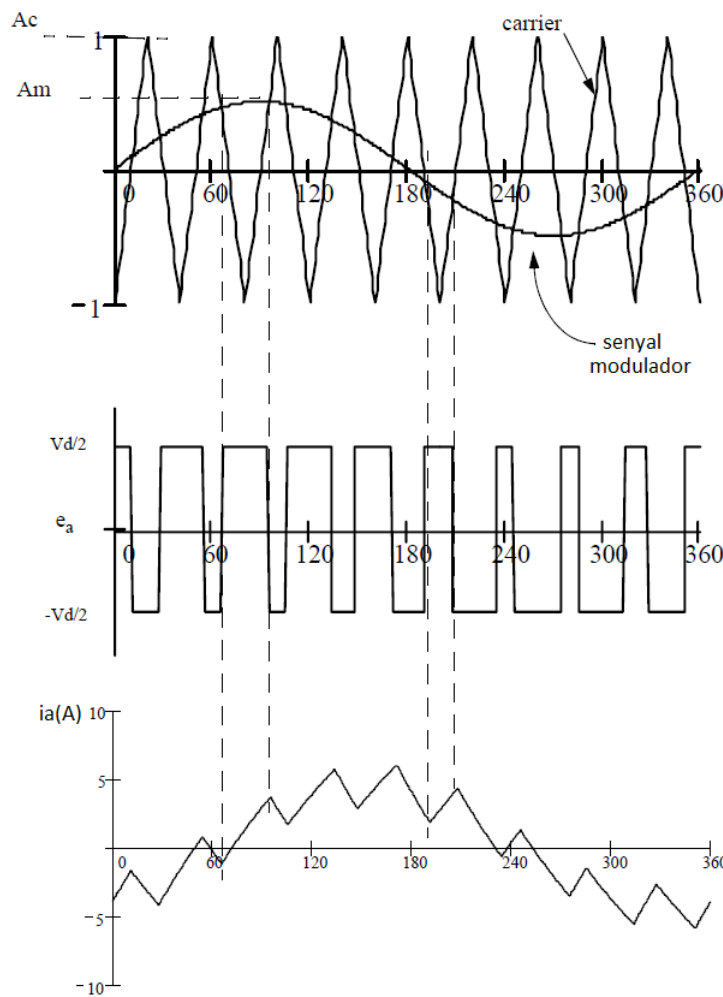


Figura B.1: Esquema de la modulació SPWM

Font: [3]

El principal avantatge de la PWM és que les pèrdues als interruptors que commuten és mínima. Quan un interruptor està obert pràcticament no circula corrent per ell mentre que quan està tancat, quasi tota la potència es transmet de manera que la caiguda de tensió a l'interruptor és mínima [3]. Les pèrdues es produeixen quan l'interruptor

commuta de manera que són proporcionals a la freqüència de commutació. No obstant, una elevada freqüència de commutació també permet una major precisió a la modulació. Un altre avantatge és que al modular només amb dos estats, obert i tancat, la PWM és molt utilitzada en sistemes digitals [3].

La modulació per amplada de polsos consisteix en comparar dos senyals: el senyal desitjat, anomenat senyal modulador, i un senyal triangular d'alta freqüència i amplitud 1 anomenat portador o *carrier* [3]. La freqüència del *carrier* és la mateixa a la que commutaran els interruptors modulats amb la PWM. El senyal desitjat, entre d'altres, pot ser un senyal sinusoidal (modulació SPWM) que imposa un cicle de treball (*duty cycle*). Es pot veure aquest procés esquematitzat a la figura B.1.

El *duty cycle* és un valor entre 0 i 1 que determina el percentatge de temps en un període que un interruptor està obert, és a dir, si el *duty-cycle* val per exemple 0.8, l'interruptor estarà obert un 80 per cent del temps per cada període. El *duty cycle* definit per l'equació (B.1):

$$D = \frac{t}{T} \quad (\text{B.1})$$

on:

D és el *duty cycle*

t és el temps en que el senyal és positiu

T és el període del senyal

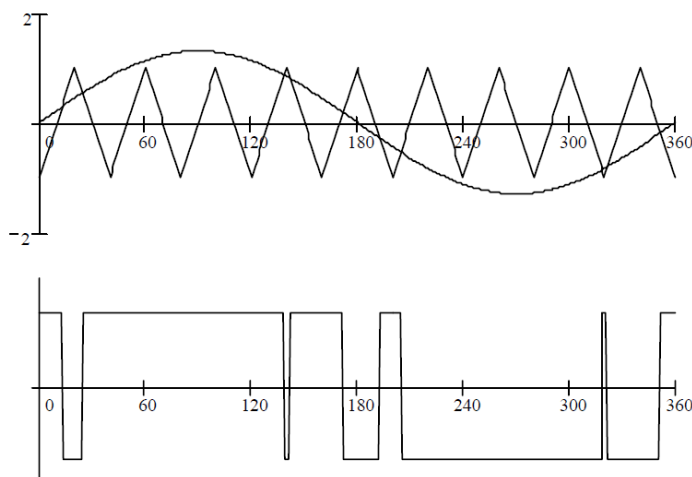


Figura B.2: Esquema d'una sobremodulació en SPWM

Font: [3]

Si s'utilitza com a senyal modulador un senyal sinusoidal, és a dir, modulant amb SPWM, la comparació entre el *carrier* i el senyal sinusoidal dona com a resultat un senyal quadrat que conté una rèplica del senyal desitjat als seus components de baixa freqüència mentre que la resta d'harmònics són propers a la freqüència del *carrier* [3]. Això permet un filtratge molt senzill del senyal mitjançant filtres de primer ordre, obtenint així un resultat precís amb relativa facilitat.

Quan es modula amb un senyal sinusoidal s'han de tenir dos paràmetres especialment en compte, la relació entre les amplituds dels senyals o índex de modulació (B.2a) i la relació entre freqüències (B.2b).

$$m = \frac{A_m}{A_c} \leq 1 \quad (\text{B.2a})$$

$$n = \frac{f_c}{f_m} = 3k, (k \in N) \quad (\text{B.2b})$$

Per tal de transmetre potència, la freqüència de commutació es considera adequada en el rang de 2-15 KHz [3]. En sistemes trifàsics és recomanable utilitzar una relació de freqüències múltiple de 3 (B.2b) ja que aquest valor permet utilitzar un únic *carrier* per modular les tres fases.

Controlant l'índex de modulació (B.2a) també es controla l'amplitud de la tensió de sortida de la modulació. Tot i que aquest valor normalment és menor o igual a 1, de vegades interessa que sigui major per tal de sobremodular el sistema. Una sobremodulació implica que hi haurà períodes de l'ona triangular de temps on no hi haurà intersecció entre el *carrier* i el senyal modulador com s'observa a la figura B.2. Tot i això, una certa quantitat de sobremodulació es permet normalment en electrònica de potència per tal d'obtenir un voltatge superior tot i que el senyal resultant presentarà més harmònics i, per tant, serà menys precís [3].

Annex C

Funcionament de la Phase locked loop

La *Phase locked loop* (PLL) s'utilitza per determinar l'angle i la velocitat angular de la xarxa elèctrica a cada instant ja que aquestes magnituds no es poden obtenir mitjançant una mesura directa. Al present sistema, la PLL és necessària degut a que es necessita l'angle elèctric per poder fer Transformades de Park i obtenir així mesures en referència $qd0$.

La PLL basa el seu funcionament en la Transformada de Park. Tal i com es detalla a l'apèndix A, si es fa la Transformada de Park a tres fases de tensió alterna utilitzant el seu propi angle, a la referència $qd0$ només hi haurà tensió a la component q , o dit d'una altra manera, la component v_d serà nul·la.

El que fa una PLL és fer la Transformada de Park a les tensions de la xarxa, després agafa la tensió v_d resultant i la compara amb 0. L'error resultant de la comparació anterior es fa passar per un controlador PI que dona com a sortida una velocitat angular que es integrada per tal d'obtenir un angle. Aquest angle es utilitzat per realimentar el sistema utilitzant-lo per fer la Transformada de Park de les tensions de la xarxa.

A la figura C.1 es mostra l'esquema de la PLL.

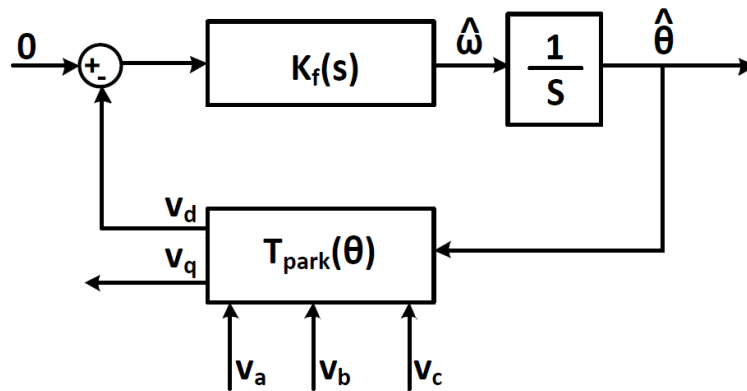


Figura C.1: Esquema de la PLL
 Font: [2]

El controlador PI queda definit amb l'equació (C.1) [2].

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

On τ_{PLL} és la constant de temps de la PLL.

Els paràmetres K_P i τ_{PLL} del controlador PI, es poden calcular resolent el sistema d'equacions (C.2) [2].

$$\omega_e = \sqrt{\frac{K_p E_m}{\tau_{PLL}}} \quad (\text{C.2a})$$

$$\xi = \frac{\sqrt{\tau_{PLL} K_p E_m}}{2} \quad (\text{C.2b})$$

on:

E_m és la tensió de pic màxima de la xarxa.

ξ és el *damping ratio*, una constant amb valor 0,707 [1].

ω_e és la velocitat angular de la xarxa.

Annex D

Esquemes complementaris del model utilitzat

Aquest annex exposa els diferents esquemes del model utilitzat amb l'objectiu d'ajudar al lector o lectora a entendre la modelització i les simulacions realitzades al present Treball de Final de Grau.

Els esquemes presentats a continuació són complementaris als inclosos als capítols 4 i 5 i es poden servir com a suport per interpretar els paràmetres utilitzats en les simulacions; paràmetres detallats al capítol 7.

En relació al control dels diferents elements del model, aquest no es troba representat en els esquemes de l'actual annex. No obstant, els esquemes dels diferents sistemes de control s'exposen al capítol 6. A més, tampoc es representen els CFC ideals (Figura 5.8), els CFC de resistència variable (Figura 4.13) ni el model dels convertidors VSCs (Figura 5.3) degut a que queden totalment definits a les seves respectives figures.

A continuació, a la figura D.1 s'aprecia un esquema del model dels *back-to-back*. Seguidament, la figura D.2 exposa el model esquematitzat dels dos parcs eòlics estudiats. D'altra banda, la figura D.3 presenta el model esquematitzat de la xarxa mallada HVDC sense incloure els CFCs. La figura D.3 consta de dues parts: a la part superior es poden veure les impedàncies i les capacitats dels condensadors de la xarxa, mentre que a la part inferior s'observen les tensions i corrents presents a la xarxa HVDC. Tot seguit, a la figura D.4 s'aprecia el model esquematitzat de la xarxa de CA situada a la costa. Per acabar, a la figura D.5 s'evidencia el model esquematitzat dels *current flow controllers* convertidors CA/CC.

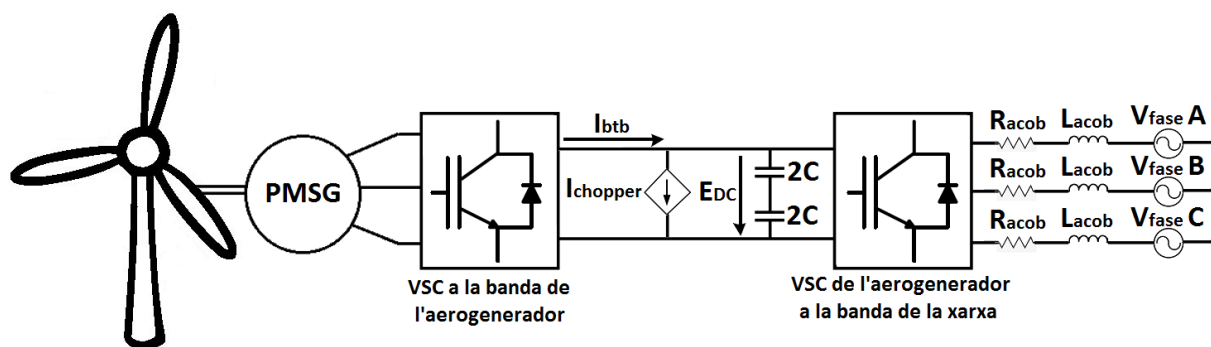


Figura D.1: Model esquematitzat dels *back-to-back*
Font: Pròpia

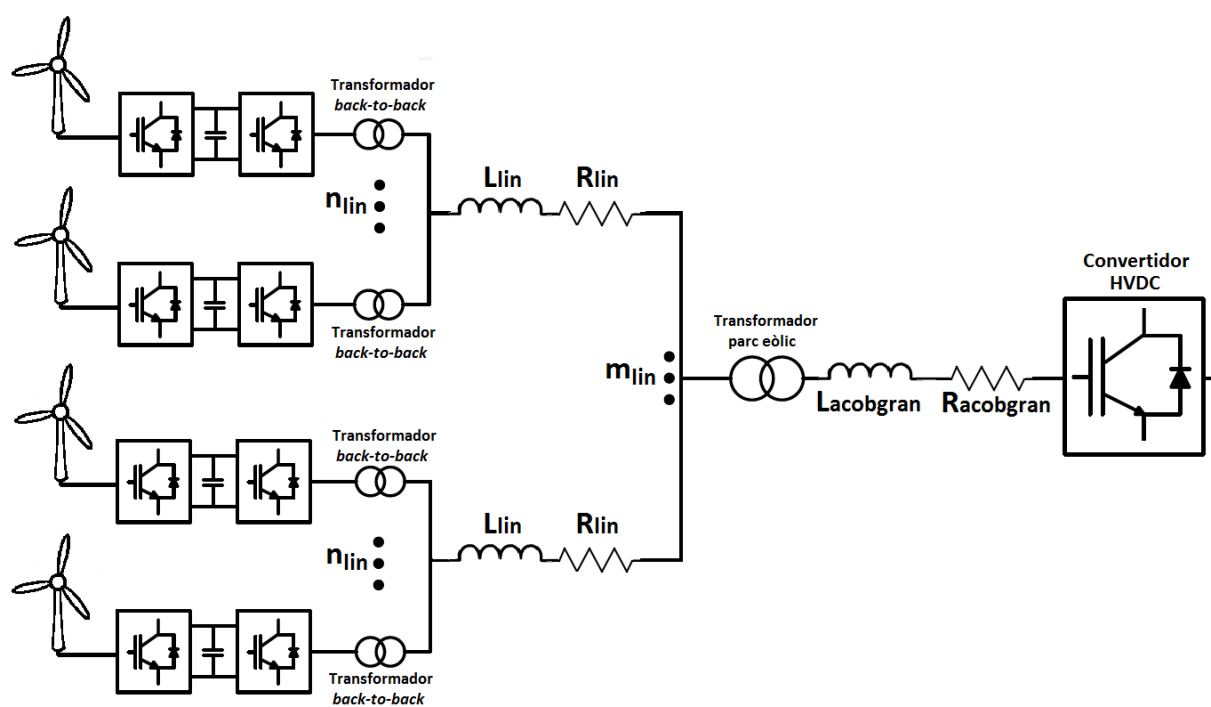


Figura D.2: Model esquematitzat dels parcs eòlics
Font: Pròpia

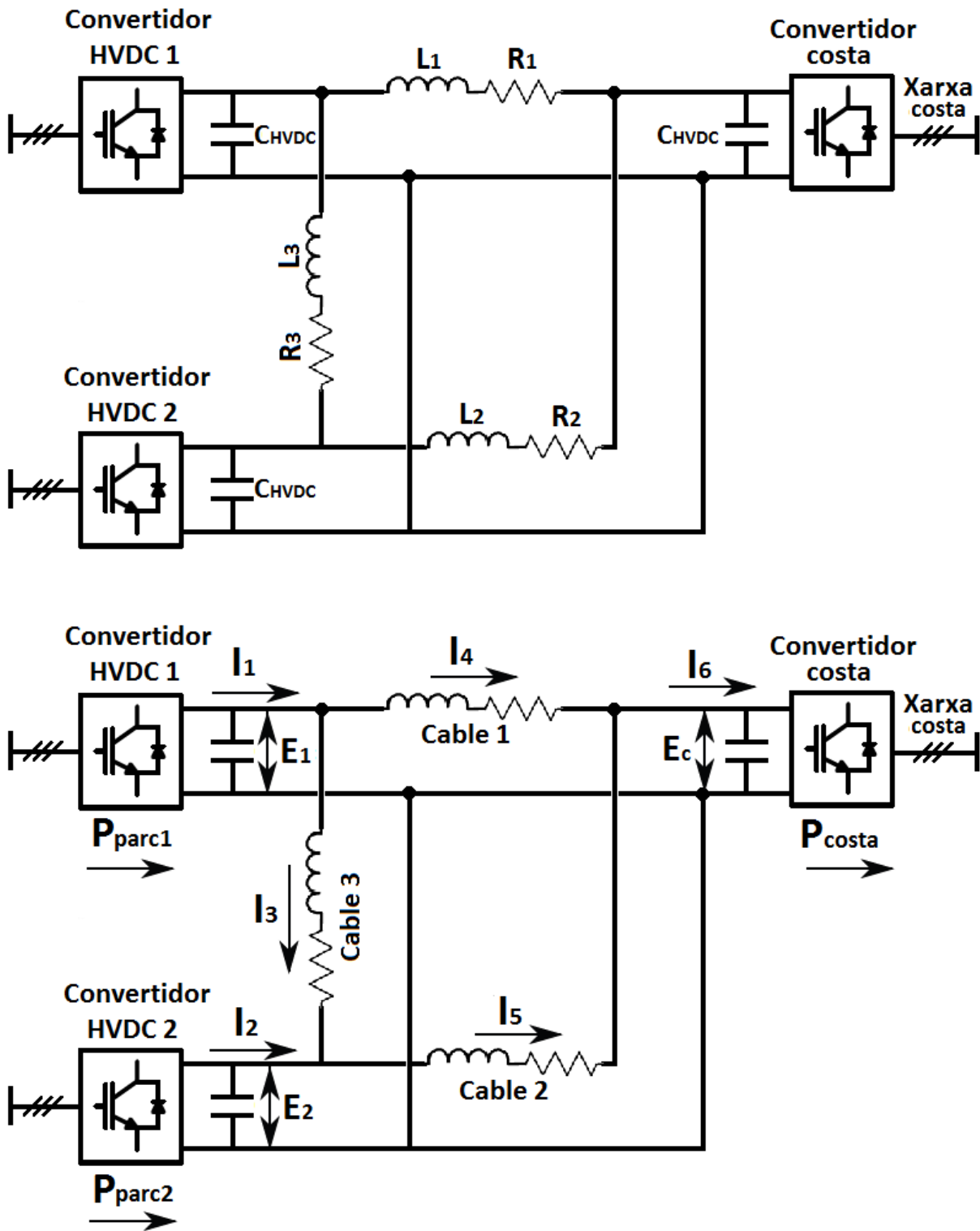


Figura D.3: Model esquematitzat de la xarxa mallada HVDC

Font: Pròpia

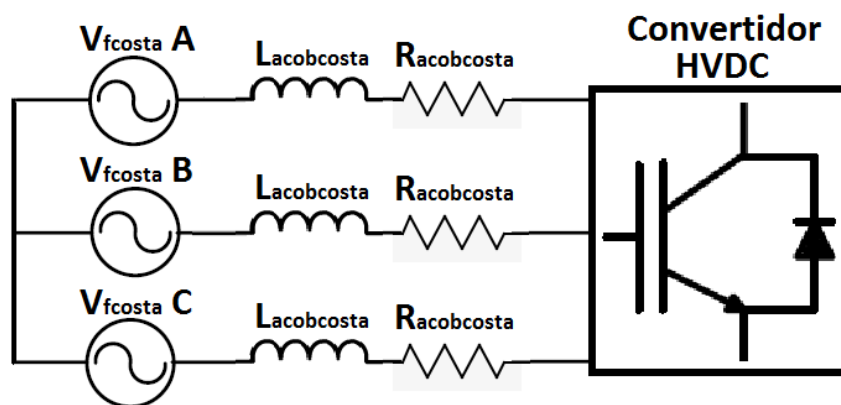


Figura D.4: Model esquematitzat de la xarxa altern de la costa
Font: Pròpia

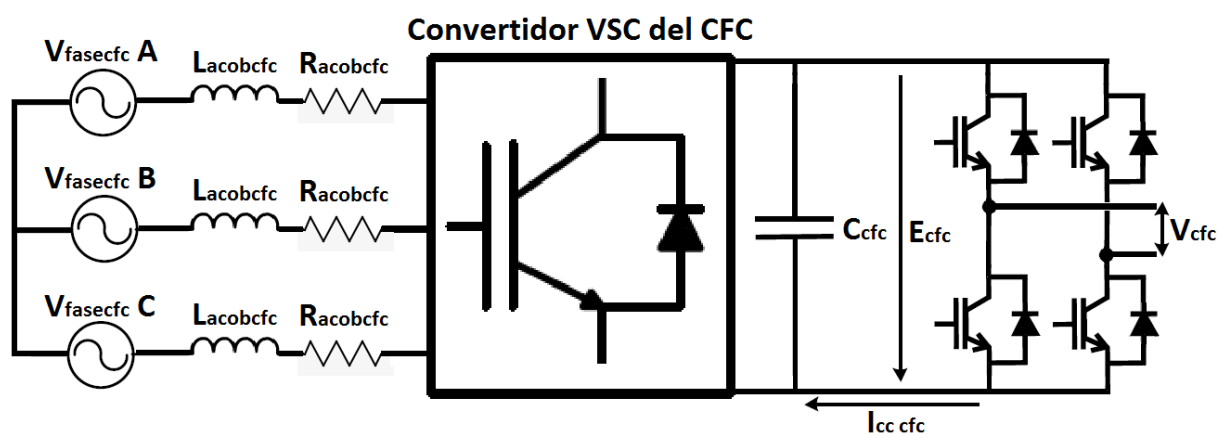


Figura D.5: Model esquematitzat dels *current flow controllers* convertidors CA/CC
Font: Pròpia

Bibliografia

- [1] Se-kyo Chung. A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters. 15(3):431–438, 2000.
- [2] Agustí Egea Àlvarez, Adrià Junyent Ferré, and Oriol Gomis Bellmunt. Active and reactive power control of grid connected distributed generation systems. pages 1–35, 2000.
- [3] A.M. Gole. Sinusoidal Pulse width modulation. pages 1–8, 2000.