

# Reducció del mode comú en convertidors Back-2-Back

---

**Sergi Fillet Castella**

Tutor: Joan Bergas i Jane

Programa de doctorat en Enginyeria Elèctrica



## RESUM

El present treball aborda l'estudi dels convertidors Back-2-Back, amb especial èmfasi en els seus efectes sobre el mode comú. Per l'estudi es realitza una revisió de les diferents causes conegudes dels corrents pels coixinets, així com del mode comú aportat pels diferents mètodes de modulació, tant en VSIs com en convertidors B2B.

S'estudien diversos mètodes de modulació originals que permeten reduccions importants en el mode comú aportat, i per tant, en la vida dels accionaments i càrregues.

Per finalitzar, s'estudien determinades aportacions també originals que permeten aprofitar el mode comú per a obtenir efectes beneficiosos quan l'aplicació del mateix no ens causa preocupació.

## ABSTRACT

This work deals with the study of Back-2-Back converters, with special emphasis on its effects on the common mode. For the study performed, a review of the different known causes for bearing currents and the contribution to the common mode voltage by different modulation methods, in both B2B and VSIs converters.

Various original methods of modulation are studied that allow us significant reductions in the common mode provided, and therefore the life of the drives and connected loads.

Finally, we study some original contributions using the common mode to take benefits when applying it does not cause us concern.

## 1 INTRODUCCIÓ

### 1.1 INTRODUCCIÓ

La aparició de corrents paràsits pels coixinets de les màquines elèctriques provoquen el deteriorament dels mateixos, essent aquesta una causa important de fallades en els accionaments industrials[1]. Per tal de reduir els efectes destructius d'aquestes falles, l'origen i la mitigació d'aquests corrents ha estat ampli objecte d'estudi durant els darrers cent anys.

La progressiva implantació de la generació elèctrica al món industrial va fer aparèixer per primer cop els problemes vinculats als corrents pels coixinets a principis del segle XX[2]. Vinculats als primers estudis teòrics del fenomen, les millores constructives a les màquines varen permetre oblidar temporalment els problemes causats per aquests. Amb la progressiva implantació de la electrònica de potència en els accionaments de velocitat variable i en aplicacions per la millora de la qualitat de la xarxa elèctrica, varen fer reaparèixer el problema amb molta més virulència[3].

El convertidor Back-to-Back (B2B), format per dos inversors connectats a un mateix bus de tensió, forma un dels elements més senzills i amb més possibilitats per l'alimentació de màquines en accionaments de velocitat variable. En accionaments de velocitat variable, amb aquesta estructura podem alimentar màquines o càrregues amb tensions trifàsiques de freqüència variable mentre aportem poc contingut d'intensitats harmòniques a la xarxa. Al mateix temps, podem utilitzar el convertidor per a compensar components reactives d'altres càrregues. En aplicacions de millora de la qualitat de xarxa, és la estructura més senzilla amb la que podem obtenir certa capacitat de superar sots de tensió, immunitzar la càrrega davant perturbacions de la xarxa o evitar que els harmònics generats per una càrrega molt polucionadora ens evitin infraccions a la normativa vigent (com per exemple la 61000-3-4 o la IEEE-519-1992).

Pels motius exposats, cada cop és més freqüent veure aquest convertidor com a etapa de potència d'accionaments de velocitat variable de petita i mitjana potència, així com en Sistemes d'Alimentació Ininterrompuda (SAIs) per a ús en ordinadors o en equips sensibles.

## 1.2 OBJECTIUS GENERALS I ESPECÍFICS

El present treball pretén afrontar l'estudi del convertidor B2B, centrant-se principalment en l'estudi de les relacions entre aquest convertidor i el corrent circulant pels coixinets d'un accionament de velocitat variable.

Podem separar els objectius específics de la tesi en tres grans grups.

Com a objecte de l'estudi de la topologia B2B, es pretén realitzar un panorama general sobre la utilitat del convertidor, així com de la forma de generar les tensions i corrents desitjables amb el convertidor. Així mateix, es vol fer una síntesi de les limitacions de tensió que implica i estudiar els límits de la potència absorbible o retornable a la xarxa. Finalment, dintre de l'estudi general de la topologia es desitja aportar alguns paràmetres d'utilitat pel disseny del bus de continua.

Un cop conegut el funcionament del convertidor, s'abordarà l'estudi de la tensió de mode comú generat pel mateix. S'intentarà fer una interpretació inclusiva de totes les causes conegudes, de cara a veure com afecta el mode comú als corrents pels coixinets. Al mateix temps, s'estudiaran les bondats i inconvenients dels diferents mètodes trobats i es proposaran nous mètodes de modulació que permeten reduir el mode comú aplicat.

Finalment, com a objectius secundaris, es cercarà veure si l'aplicació dels coneixements adquirits en la reducció del mode comú són aplicables a altres estructures similars.

### 1.3 ESTRUCTURA DE LA TESI

Aquest treball s'estructura en 6 capítols principals.

El primer capítol abordarà l'estudi del funcionament bàsic del convertidor B2B. S'iniciarà el capítol amb l'estudi de les alternatives al convertidor B2B per tal de definir perquè considerem útil l'estudi en aquesta topologia quan existeixen altres topologies que permeten la reducció del mode comú. Acabarem el capítol recopilant els principals mètodes de modulació utilitzats, al mateix temps que realitzen alguna petita aportació al respecte.

El capítol de límits de funcionament abordarà quins son els rangs en els que podem fer funcionar el nostre convertidor. Veurem que la utilització del convertidor vindrà marcada per la màxima energia que podem absorbir de la xarxa per tal d'entregar-la a la nostra càrrega (o viceversa) i per la màxima tensió que podem generar. Al mateix temps realitzarem una primera aproximació sobre la forma amb la que afecten les diferents components de les tensions i corrents, a les exigències a les que sotmetrem el nostre bus de continua, i per tant, a les dimensions mínimes que ha de tenir aquest.

En el tercer capítol, dedicat a les tensions de mode comú i als corrents pels coixinets, es realitzarà l'estudi de les causes d'aquests corrents de cara a determinar quines components del mode comú son més perjudicials pels accionaments. A continuació s'estudiarà quines son les característiques de les tensions en mode comú que s'apliquen a les càrregues quan utilitzem diferents mètodes de modulació, i algunes de les propostes per a reduir-lo que podem trobar en les publicacions de referència, així com les recomanacions realitzades per constructors d'accionaments com, per exemple ABB.

Dedicarem el capítol de propostes per la reducció del mode comú a presentar i estudiar diversos mètodes originals que permeten obtenir una significativa reducció del mode comú aplicat a l'utilitzar convertidors B2B. S'estudien en aquest capítol les principals avantatges dels diversos mètodes presentats, així com les limitacions dels mateixos.

En el darrer capítol estudiarem com aplicar el mode comú per a obtenir efectes beneficiosos. Amb aquesta finalitat, proposarem una nova tipologia de convertidor, un nou mètode per a la detecció de desequilibris del bus de continua en VSIs i una forma simplificada de controlar els convertidor de 4 branques.

## 2 CONVERTIDORS BACK-TO-BACK

La conversió de tensió trifàsica alterna mitjançant un convertidor permet obtenir nombroses avantatges. Mitjançant el control adient del convertidor podem controlar accionaments, millorar la qualitat de la xarxa,... Al llarg d'aquest capítol analitzarem les diverses alternatives per a realitzar una conversió AC-AC entre una xarxa i una càrrega o entre dues xarxes. A partir d'aquest recorregut, es cerca que el lector es faci una idea adient de les diferents avantatges i inconvenients del convertidor objecte d'estudi.

Per la seva simplicitat relativa i per les seves potencialitats, el convertidor B2B és probablement l'opció més estesa per la conversió de tensió alterna, d'amplitud i freqüència constant, a tensió alterna d'amplitud i freqüència variable. Per al seu posterior anàlisi al llarg d'aquest treball, procedirem a recórrer el funcionament bàsic d'aquest convertidor.

## 2.1.1 NECESSITAT DE LA CONVERSIÓ AC-AC

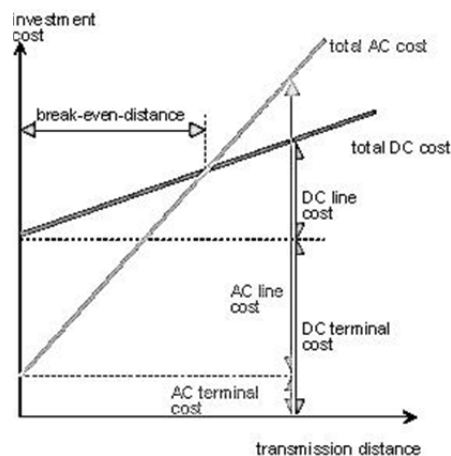
### 2.1.1.1 LA XARXA TRIFÀSICA EN AC

Des de que, a finals del segle XIX, Tesla i Westinghouse es van imposar a Edison i General Electric, la transmissió d'energia elèctrica s'ha realitzat principalment mitjançant sistemes polifàsics en corrent altern (AC).

La facilitat de conversió de la tensió mitjançant transformadors, permeté incrementar la tensió de transmissió. A tensions més elevades es podia transmetre la potència necessària amb un corrent reduït, i per tant, disminuint les pèrdues i incrementant el rendiment de la transmissió, alhora que reduïa les caigudes de tensió, i permetia unes longituds de transmissió majors.

Per altra banda, l'adopció de sistemes polifàsics, principalment trifàsics, permetia minimitzar el cable de retorn i el cost de la xarxa de distribució.

Recentment, i gràcies a la introducció de l'electrònica de potència a les xarxes elèctriques, han començat a reaparèixer sistemes de transmissió mitjançant tensió contínua d'alta tensió (HVDC). Amb això es possibilita la interconnexió de sistemes de freqüències diferents i la transmissió eficient d'energia a llargues distàncies. El major cost de les instal·lacions d'elevació i reducció de tensió queden compensades, a llargues distàncies, pel major aprofitament dels cables en DC (il·lustració 2.1).



Il·lustració 2-1: transmissió AC vs DC [4]

Malgrat aquesta aparició de xarxes HVDC, la distància necessària per a fer rentable els terminals, fan que aquestes línies es reservin encara a distàncies per sobre dels 600km. Per aquests motius, a l'actualitat, i exceptuant algunes microxarxes aïllades, la font principal d'energia a les instal·lacions industrials consisteix en xarxes trifàsiques en AC.



### 2.1.1.2 EL CONSUM EN AC

Més d'un segle de distribució en alterna, a més de la extensió de la màquina d'inducció degut a la seva facilitat de construcció i baix manteniment, fan que actualment la majoria de consums domèstics i industrials corresponguin a càrregues en AC.

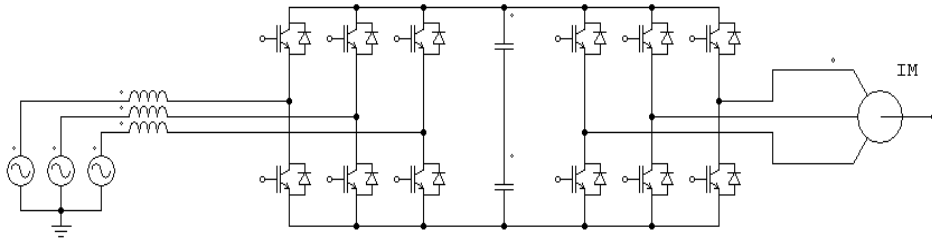
En les darreres dècades, els avenços en la electrònica de potència i el processament de senyal, especialment l'aparició dels IGBTs a principi dels anys 80[5], han facilitat l'extensió dels accionaments de velocitat variable alimentats amb corrent altern de freqüència variable, amb la consegüent millora en les prestacions que es poden obtenir dels motors elèctrics.

Avui en dia, trobem a tots els àmbits, accionaments de velocitat variable alimentats amb corrent altern. Des de vehicles elèctrics a aires condicionats, la revolució mecatrònica ja està àmpliament instaurada en el nostre entorn[6]–[14].

### 2.1.2 ALTERNATIVES AL B2B

Els sistemes basats en convertidors són utilitzats de forma cada cop més massiva per alimentar càrregues industrials a partir de la xarxa trifàsica permetent un major control de les mateixes. Amb aquests sistemes, a part d'incrementar les prestacions de les càrregues i d'insensibilitzar-les de pertorbacions de la xarxa, podem, a la vegada, aïllar a la xarxa de pertorbacions (principalment corrents harmònics i potències reactives) creades per les mateixes càrregues trifàsiques.

Els convertidors basats en el conjunt rectificador amb pont de díodes més inversor han predominat a la indústria des dels anys 80 [10]. La necessitat de busos de tensió massa grans, l'increment d'aplicacions en les quals la bidireccionalitat energètica es necessària i les exigències de reducció de pertorbacions introduïdes a la xarxa, han provocat la progressiva substitució de l'etapa rectificadora passiva per etapes actives, formades en gran mesura per dos ponts d'interruptors idèntics en el rectificador i l'inversor [15], format un conjunt que sol anomenar-se Back-to-Back (B2B). Aquestes millors prestacions també poden obtenir-se mitjançant altres estructures, bàsicament corresponents a convertidors matricials y híbrids.

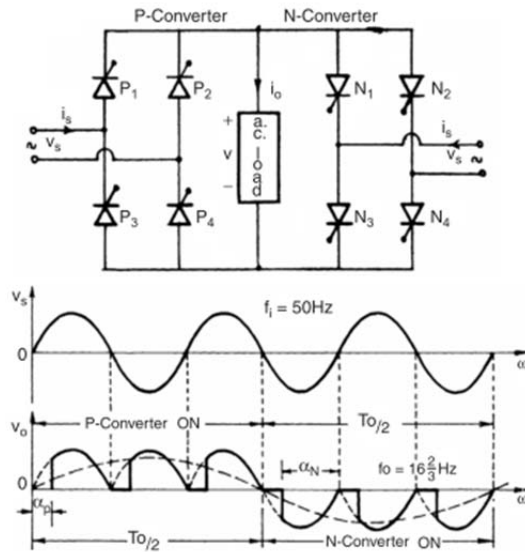


*Il·lustració 2-2: Estructura del convertidor B2B*

En aquest apartat farem un ràpid recorregut per algunes de les tipologies, veient algunes de les avantatges que poden oferir i els motius pels quals, pel moment, el B2B s'ha imposat com a estructura de convertidor trifàsic bidireccional AC/AC per accionaments.

### 2.1.2.1 CICLOCONVERTIDORS

El principi bàsic de funcionament d'aquest tipus de convertidors és la creació d'una forma d'ona de baixa freqüència a partir de segments d'una tensió de més alta freqüència.

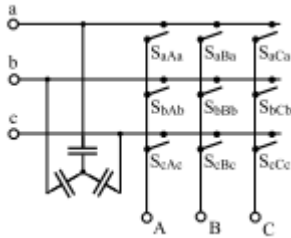


*Il·lustració 2-3 Estructura de un cicloconvertidor i tensió generada [16]*

El funcionament dels cicloconvertidors, amb una elevada presència de harmònics, subharmònics i interharmònics, conjuntament amb una baixa resposta dinàmica, converteixen a aquests convertidors en poc adients per a l'aplicació en accionaments electromecànics, exceptuant aquells casos en els que, per la seva elevada potència, la possibilitat d'ús d'interruptors de que permetin la utilització de tensions o corrents superiors sigui necessària.

### 2.1.2.2 CONVERTIDORS MATRICIALS

Denominem convertidors matricials a aquells en els que els elements amb capacitat d'emmagatzematge d'energia es situen sols a la entrada o la sortida del mateix. Per tant, el convertidor pròpiament dit està format solament per interruptors de potència.



*Il·lustració 2-4 Estructura de convertidor matricial*

La tensió de sortida s'obté modulant entre les tensions de la xarxa.

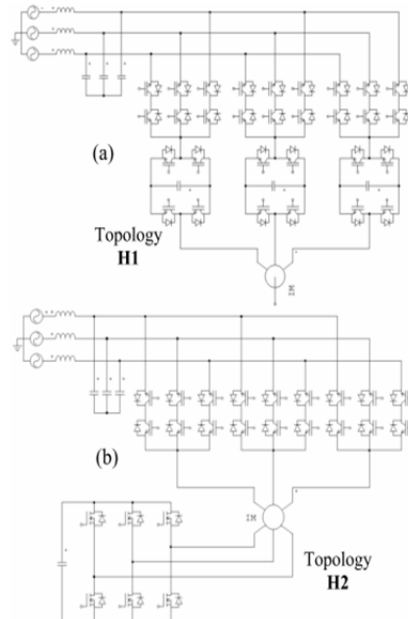
$$\begin{bmatrix} v_{Ao} \\ v_{Bo} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix}$$

*Equació 2-1*

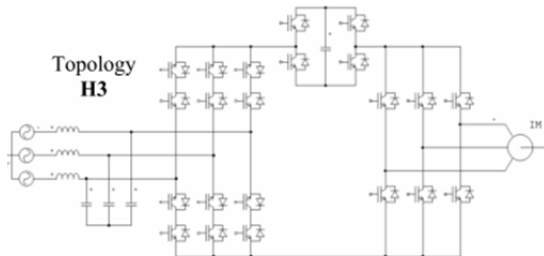
S'han realitzat múltiples estudis comparatius sobre fiabilitat, rendiment,... entre convertidors matricials i convertidors indirectes [17][18][19][20]. Algunes de les avantatges d'aquest tipus de convertidors respecte als B2B són la disminució d'interruptors necessaris, la bidireccionalitat inherent i la possibilitat de dissenys més compactes degut a la desaparició dels elements d'emmagatzemament d'energia. La menor tensió assolible en la sortida, la major dificultat de control y robustesa davant de elements espatllats que dona la presència del bus de continua, així com la necessitat d'interruptors bidireccionals són alguns dels motius pels que els convertidors amb rectificador i inversor predominin en les aplicacions industrials [16].

Els convertidors matricials indirectes o híbrids són un cas particular de convertidor matricial. En els convertidors matricials indirectes, l'estructura del convertidor B2B s'utilitza sense bus capacitiu per connectar les diferents fases de la xarxa amb les fases de la càrrega [18][19][21]. Els convertidors matricials híbrids són conjunts més complexes que consisteixen en la suma de dos convertidors, un principal encarregat de gestionar la potència que s'entrega a la càrrega i un de auxiliar, dimensionat per un processament energètic molt menor, que s'encarrega de millorar-ne les prestacions [17][19][20].

Podem trobar topologies híbrides derivades del convertidor matricial directe i indirecte principalment.



*Il·lustració 2-5 Topologies de convertidor híbrid basades en convertidor matricial directe[19]*



*Il·lustració 2-6 Topologia de convertidor híbrid basada en convertidor matricial indirecte[19]*

2.1.2.3 CONVERTIDORS AMB BUS DE CONTÍNUA

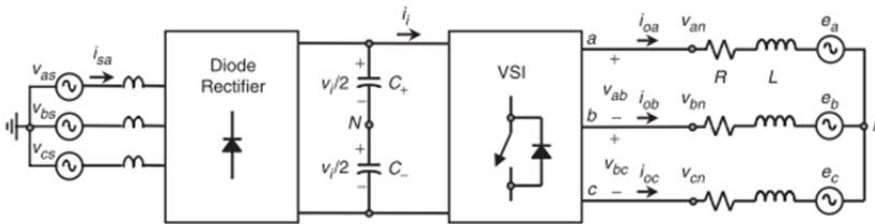
Fins l'aparició de l'IGBT a principi dels anys 80, els dispositius de control de potència que estaven disponibles amb commutació forçada a freqüències molt superiors a la freqüència de la xarxa, patien força limitacions de potència, de freqüència o de complexitat i necessitats de potència excessiva en el circuit de control [22][23].

Interruptor	Any disponibilitat comercial	Tensió nominal màxima	Corrent nominal màxim	Freqüència nominal màxima	Ordre Magnitud Potència nominal màxima
SCR (Tiristor)	1957	6 kV	3.5 kA	500 Hz	100 MW
Triac	1958	1 kV	100 A	500 Hz	100 kW
GTO	1962	4.5 kV	3 kA	2 kHz	10 MW
BJT	1960s	1.2 kV	800 A	10 kHz	1 MW
MOSFET	1976	500 V	50 A	1 MHz	10 kW
IGBT	1983	1.2 kV	400 A	20 kHz	100 kW
MCT	1988	3 kV	2 kA	20-100 kHz	10 MW

*Il·lustració 2-7 Comparació dels principals interruptors de potència [5]*

La introducció d'aquest tipus d'interruptor, juntament amb la incorporació de dispositius de processament de dades, ha permès la extensió industrial dels convertidors amb bus de continua en aplicacions com accionaments, fonts de subministrament ininterromput,...

La estructura bàsica de convertidor amb bus de continua típic es compon d'una etapa rectificadora (AC/DC) connectada amb una etapa inversora (DC/AC), compartint un bus de tensió continua format per un condensador.



*Il·lustració 2-8 Convertidor trifàsic AC/AC amb bus de continua format per una etapa rectificadora de díodes i un inversor de tensió.*

Malgrat les obvies interrelacions en el funcionament de rectificador e inversor el bus de continua els tres elements bàsics que componen el convertidor solen considerar-se de forma independent.

D'aquesta manera, podem identificar, a grans trets els convertidors en funció de:

Bus de continua

- Tensió/Corrent
- Punt mig flotant/Punt mig connectat a neutre de càrrega/Punt mig connectat a terra

Tipologia de Rectificador

- Rectificador no controlat
- Rectificador controlat
  - Rectificador amb commutació amb la xarxa
  - Rectificador amb commutació forçada

VSI

Convertidors multinivell

Tipologia de Inversor

VSI

Convertidors multinivell

Essent el convertidor format per rectificador no controlat i VSI el més estès i estudiat, el present treball es centra en el convertidor VSI-VSI amb punt mig del bus flotant. En els següents apartats ens centrarem a explicar els motius d'aquesta elecció.

#### 2.1.2.3.1 RECTIFICADOR ACTIU VS PASSIU

---

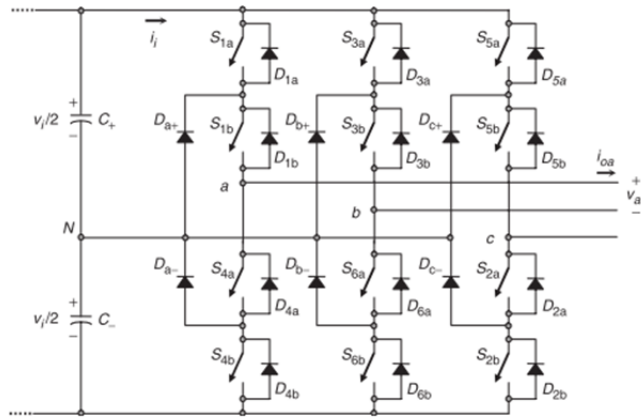
Per la seva simplicitat i efectivitat, mentre la qualitat de la xarxa no va ser un problema, la opció del rectificador trifàsic de díodes va regnar en les etapes rectificadores dels convertidors AC/AC. Aquest rectificador pot dotar-se de capacitat energètica bidireccional substituint diversos o tots els díodes per tiristors.

Malgrat això, la utilització de convertidor no controlats o amb commutació no forçada provoca elevats harmònics de corrents injectats a la xarxa, vinculats a un deteriorament de la qualitat de la mateixa. En molts casos això implica problemes per a complir amb les normatives corresponents (com per exemple, la norma IEC 555-2) que ens forcen, molts cops, a reduir la distorsió harmònica de les corrents absorbides de la xarxa.

Es pot millorar la distorsió harmònica del consum mitjançant la utilització amb convertidors amb commutació forçada. En aquests, els harmònics es desplacen de les baixes freqüències a freqüències properes a la de commutació dels interruptors[24]. Per aquest motiu, junt amb les millores que han afavorit millors prestacions a menor costs, l'extensió dels rectificadors amb commutació forçada avança en la seva aplicació als accionaments electromecànics i en aplicacions de mitjana potència.

### 2.1.2.3.2 CONVERTIDOR MULTINIVELL VS CONVERTIDORS DOS NIVELLS

El VSI escollit, amb tres branques i sis interruptors sol anomenar-se VSI de dos nivells, ja que les tensions de les fases respecte al punt mig del bus de continua pren dos possibles valors,  $v_{dc}/2$  i  $-v_{dc}/2$ . Les topologies multinivell donen la possibilitat que les tensions de fase prenguin N valors diferents. La següent figura, per exemple, mostra un convertidor de 3 nivells.



*Il·lustració 2-9 Convertidor 3 nivells [25]*

Amb l'increment en nivells, els harmònics poden ser enviats a majors freqüències i reduïts en la seva magnitud [25]. Al mateix temps, amb l'increment de nivells, majors tensions, i per tant, potències, poden ser assolides per un mateix interruptor, incrementant d'aquesta manera el rang de potències en els que poden ser aplicats.

Malgrat aquesta òbvia millora en les prestacions, l'increment de cost (tant pel nombre d'elements com per la major complexitat en els algorismes de modulació) fan que, sobretot en aplicacions de baixa tensió, el convertidor de dos nivells i sis interruptors sigui el més estès.

A més, i tenint en compte l'objecte d'aquest treball, en màquines d'alta tensió, les possibilitats addicionals de reducció del mode comú que donen els convertidors multinivell són sobradament conegudes [26]–[29], però no solen justificar la seva aplicació en accionaments de petita i mitjana potència.

Ens centrarem doncs, en estudiar les possibilitats de reducció de les tensions de mode comú amb convertidors trifàsics de dos nivells, a l'ésser en aquests convertidors, en els que les aplicacions de reducció via control estan menys desenvolupades, al mateix temps d'ésser els utilitzats en aplicacions en les que les solucions via modificacions físiques són menys justificables.

### 2.1.2.3.3 CONNEXIÓ AL PUNT MIG DE CONTÍNUA

En el convertidor B2B, el bus de continua pot estar connectat al neutre de la càrrega pel punt mig o ésser flotant elèctricament respecte al mateix. La connexió del punt mig permet controlar de forma independent la tensió de cada fase, facilitant el control. També s'aconsegueix controlar i reduir les tensions màximes a les que es poden situar els diferents punts del convertidor, incrementant la seguretat del mateix.

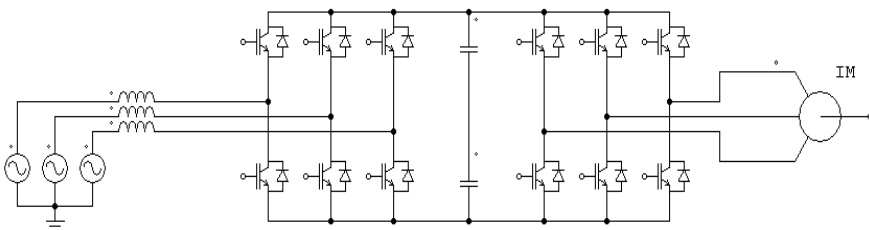
Per altra banda, al quedar fixada la tensió del neutre al punt mig de continua, apareixen corrents de retorn pel mateix, vinculats a les components homopolars de les tensions injectades, Per aquest motiu, les tècniques de modulació de tensió basades en modulació de tensió homopolar, com per exemple la modulació amb tercer harmònic (THPWM) o la modulació vectorial (SVPWM) no poden ser aplicades [30].

La impossibilitat d'injectar components de tensió homopolar amb aquests mètodes de modulació, impedeix utilitzar-los per incrementar la tensió modulable, i, per tant, comportant un desaprofitament del bus que, especialment en convertidors de dos nivells, on la tensió que suporten els interruptors limita la tensió del bus de continua, redueix el camp d'aplicació dels convertidors.

### 2.1.2.3.4 CONVERTIDOR OBJECTE D'ESTUDI

Preses les consideracions dels anteriors apartats, passarem a definir el convertidor en el que ens centrarem en aquest treball. El convertidor objecte d'estudi serà la unió de dos convertidors de dos nivells, amb sis interruptors cadascun i sense connexió amb el bus de continua ni en la xarxa ni en la càrrega. La utilització del bus de continua com a part comuna aïllant parcialment el funcionament dels dos convertidor dona lloc al seu nom, al estar aquests convertidors connectats esquena amb esquena (Back-to-Back)

Amb aquesta elecció, estarem utilitzant un convertidor d'àmplia utilització en accionaments de baixa tensió i potències moderades, on la utilització d'alternatives de hardware per a reduir la generació de tensions de mode comú, son poc justificables. Podrem, al mateix temps, complir amb els requeriments de qualitat de la corrent injectada a la xarxa i utilitzar tècniques de modulació d'homopolar per incrementar el seu rang de funcionament.



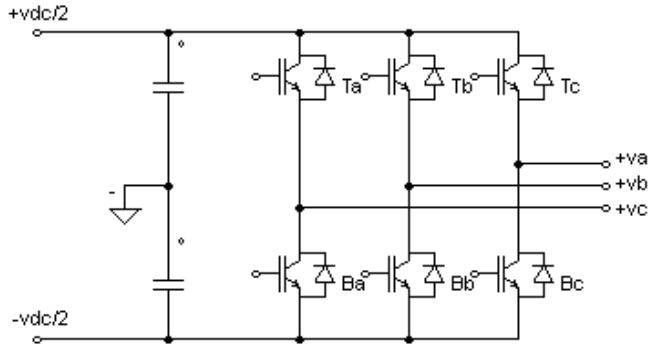


*Il·lustració 2-10 Convertidor objecte d'estudi*

**2.2 EL CONVERTIDOR B2B**

**2.2.1 LA MODULACIÓ A L'INVERSOR AMB FONT DE TENSIÓ**

Com s'ha comentat, el convertidor B2B està conformat per dos ponts de interruptors bidireccionals. Cadascuna de les parts, en el seu funcionament, actua com a un inversor relativament independent. Per tant, i com a part fonamental del convertidor, analitzarem amb major detall l'inversor de dos nivells amb font de tensió (VSI). Aquest està constituït per 6 interruptors (habitualment IGBT's), agrupats en tres branques (cada branca formant una de les tres fases de sortida) i cadascuna de les branques formada per dos interruptors en sèrie. Per l'estudi de les tensions modulables considerarem les tensions respecte al punt mig del bus de continua, que considerarem referència del sistema.



*Il·lustració 2-11: VSI (símbol de massa indicant referència)*

En funció de l'estat dels dos interruptors de cada branca (s'assignarà a cada interruptor l'estat 1 quan l'interruptor es trobi tancat, és a dir, passant; i l'estat 0 quan l'interruptor es trobi obert, és a dir, no passant), les tensions que obtindrem són:

Ta	Ba	Ia	Van
0	0	<0	$V_{dc}/2$
0	0	0	<i>Node flotant</i>
0	0	>0	$-V_{dc}/2$
0	1	<0	$-V_{dc}/2$
0	1	0	$-V_{dc}/2$
0	1	>0	$-V_{dc}/2$
1	0	<0	$V_{dc}/2$
1	0	0	$V_{dc}/2$
1	0	>0	$V_{dc}/2$
1	1	<0	<i>Evitar</i>
1	1	0	<i>Evitar</i>
1	1	>0	<i>Evitar</i>

De tots els estats que pot prendre una mateixa branca (11, 10, 01, 00), per a un correcte funcionament del convertidor, només s'utilitzaran aquells en els que els interruptors prenguin valors contraris (01 i 10). La utilització dels estats 11 han d'évitar-se ja que sinó, el curtcircuit conseqüent provocaria la probable destrucció de elements del convertidor o el malfuncionament del mateix. Els estats 00, que apareixen durant els temps morts que s'apliquen per evitar el pas accidental pel estat 11, és un estat d'incertesa, doncs la tensió modulada depèn del corrent que circula per la càrrega, i, per tant, comporta la pèrdua parcial de control sobre l'inversor.

Mitjançant la variació entre els estats 11 i 00, podem modular (recordem que utilitzem com a referència el punt mig del bus de continua), com a valor mig durant un cicle de commutació, qualsevol tensió compresa entre  $V_{dc}/2$  i  $-V_{dc}/2$ . Així doncs, prenent com a  $t_{01}$  i  $t_{10}$  respectivament el temps en el que estem en cada estat durant un període  $T$ , es modula una tensió de la següent forma:

$$v = \frac{1}{T} \left( t_{10} \frac{V_{dc}}{2} - (T - t_{01}) \frac{V_{dc}}{2} \right)$$

*Equació 2-2*

$$v = a \frac{V_{dc}}{2}$$

$$a = 2 \frac{t_{10}}{T} - 1, a \in [-1,1]$$

$$t_{10} = \frac{a+1}{2} T, \quad t_{01} = \frac{1-a}{2} T$$

*Equació 2-3*

Els estats a evitar (11) són estats que solen evitar-se mitjançant els divers de control, per evitar els ja comentats curtcircuits que produirien la destrucció dels interruptors. La evitació d'aquest estat es realitza passant d'un estat a un altre recalant a l'estat 00 durant un interval de temps molt curt. Aquest temps s'anomena temps mort, doncs el valor de la tensió no depèn de l'estat dels interruptors controlats, sinó de l'estat del corrent.

Els estats de Node flotant es donen quan hi ha conducció discontinua, o sigui, quan estant en temps mort, el corrent s'anul·la. Aquests estats, donada la magnitud del temps mort i quan el convertidor funciona en un rang adient, afecta, tant per la introdueix distorsions harmòniques i la magnitud generada, de forma menor i serà tractat amb posterioritat.

Per aquest motiu, a l'efecte de la modulació de la tensió, solen considerar-se com una distorsió del normal funcionament i, com a tals, generalment estudiats com a elements a compensar i no com a elements bàsics de la mateixa.

A aquests efectes, la taula d'estats queda restringida a:

Ta	Ba	Van	Denominació Estat
0	1	$-V_{dc}/2$	0
1	0	$V_{dc}/2$	1

### 2.2.1.1 LA MODULACIÓ SINUSOIDAL O DIRECTA

De forma natural, amb un VSI trifàsic, podem generar tres tensions independents aprofitant el mecanisme descrit a l'apartat anterior. Partim de tres ones discretitzades,  $a_1, a_2$  i  $a_3$  que segueixin tres patrons sinusoidals de la forma:

$$a_i = M \cdot \sin(\omega t + \varphi_i)$$

$$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = -\frac{2}{3}\pi, \varphi_3 = \frac{2}{3}\pi$$

$$M \in [0,1]$$

*Equació 2-4*

Anomenem  $M$  a l'índex de modulació d'una ona. Utilitzant aquestes formes d'ona per a modular, obtenim les següents tensions.

$$v_i = M \cdot V_{dc}/2 \cdot \sin(\omega t + \varphi_i)$$

$$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = -\frac{2}{3}\pi, \varphi_3 = \frac{2}{3}\pi$$

$$M \in [0,1]$$

*Equació 2-5*

Per tant, la següent tensió eficaç trifàsica per fase:

$$V_{rms} = M \cdot \frac{V_{dc}}{\sqrt{8}}$$

*Equació 2-6*

Anomenem índex de modulació ( $m$ ) d'un mètode de modulació com la màxima tensió eficaç generable respecte a la tensió modulable amb modulació sinusoidal o directa. Per tant:

$$m = \frac{V_{rms,max}}{V_{dc}/\sqrt{8}}$$

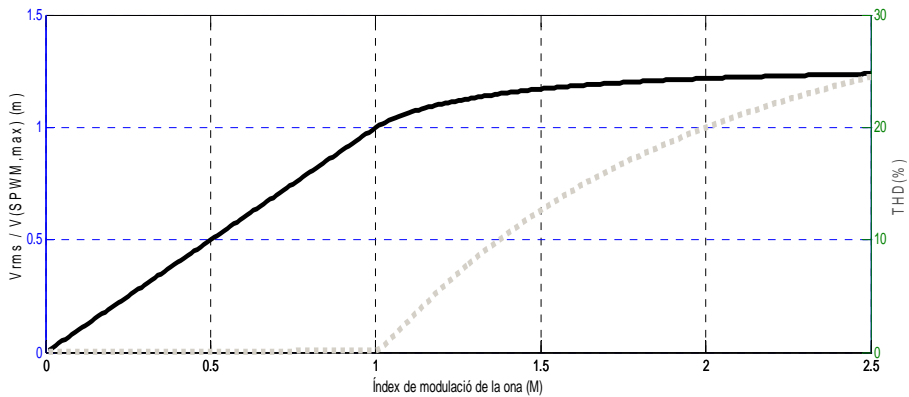
*Equació 2-7*

El contingut harmònic d'aquesta ona modulada és ben conegut i estudiat [31], [32], [33] i es concentra a la banda de freqüències propera a la freqüència de commutació.

Múltiples estratègies han estat desenvolupades de cara a reduir la energia associada als harmònics produïts per la commutació, ja sigui utilitzant freqüències variables o anàlisis harmònics especials com el basat en les funcions de Walsh [34],[35]. .

### 2.2.1.2 MODULACIÓ AMB INJECCIÓ DE COMPONENT HOMOPOLAR

Si incrementem la magnitud de les senyals moduladores en una modulació sinusoidal, el valor eficaç s'incrementa, això si, a costa de l'aparició d'harmònics que fan que la forma d'ona ja no sigui sinusoidal.

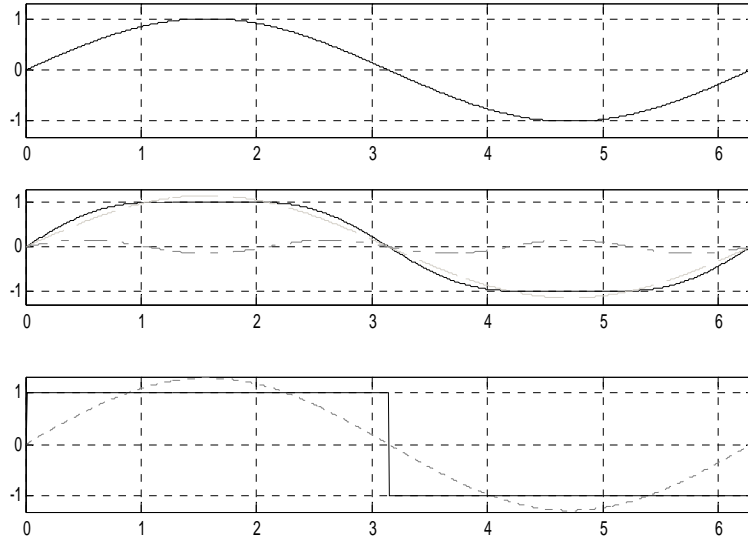


*Il·lustració 2-12: Sobremodulació directa. En línia contínua, l'índex de modulació. En línia discontinua, el contingut harmònic generat per la modulació i no vinculat a la commutació*

Veiem així que podem incrementar la magnitud de la ona fonamental a costa d'incrementar-ne els harmònics de baix ordre [36].

Com a primera aproximació a aquest fet, podem considerar que, quan la càrrega connectada a l'inversor està flotant, les components comunes a les tensions de les tres fases no tindran efecte sobre els corrents. Considerant-ho des del punt de vista dels harmònics, els harmònics múltiples de 3 permetran incrementar la tensió fonamental sense efectes considerables a la càrrega [36].

Així, per exemple, la utilització del tercer harmònic per a la modulació (THPWM), permet un increment del 15,5% de la tensió modulable ( $m=1,155$ ), mentre la màxima tensió admissible (corresponent a la modulació coneguda com "six-steps" o modular mitjançant forma d'ona quadrada) és de 0.636 la tensió de bus ( $m=1.273$ ).



*Il·lustració 2-13: Comparació de la modulació SPWM, THPWM i six-steps*

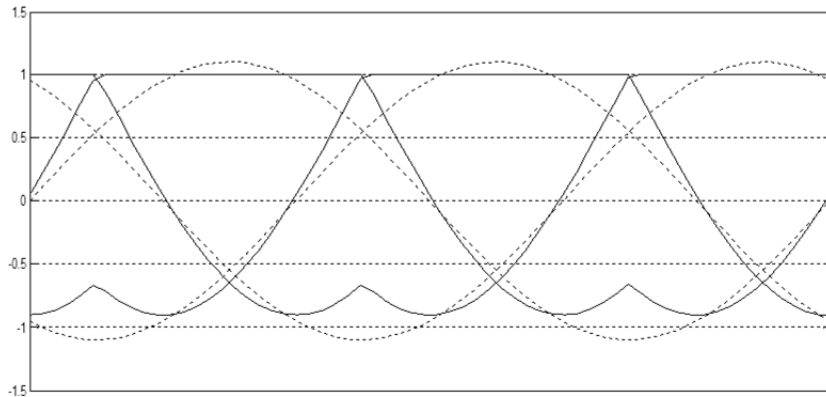
Diversos mètodes han estat definits per aprofitar la tensió generable mitjançant la injecció d'harmònics múltiples de 3 o valors comuns a les tres formes d'ona [30]. La principal avantatge d'aquests resideix en la simplicitat d'implementació, doncs la màxima tensió fonamental que es pot aconseguir no supera la que es pot aconseguir mitjançant modulació amb injecció de tercer harmònic.

Amb aquestes tècniques podem, a part d'incrementar el rang de tensió abastable, millorar altres prestacions del convertidor. Determinarem aquí diversos mètodes de modulació exposant algunes de les millores que presenten.

### 2.2.1.2.1 MODULACIÓ PER A REDUIR LES PÈRDUES PER COMMUTACIÓ

Si a partir de tres formes d'ona com les expressades a 2.4, però amb  $M$  entre 0 i 1,155 realitzem la següent operació:

1. Identifiquem la fase amb major valor
2. Determinem el valor a afegir com a  $v_0 = 1 - v_{max}$
3. Modulem  $v'_i = v_i + v_0$

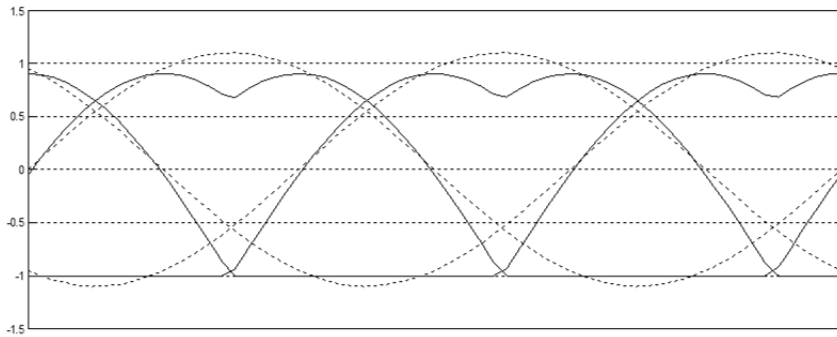


*Il·lustració 2-14: Modulació per injecció d'harmònics amb reducció de pèrdues per commutació*

Com podem observar, al realitzar aquesta modulació, que ens permet assolir la màxima tensió, aconseguim que les pèrdues de commutació es redueixin. En tot període de modulació, una de les branques no realitza cap commutació, provocant una caiguda en les pèrdues de commutació de 1/3. Aquest efecte beneficiós es compensa pel fet que, al crear-se una periodicitat en la commutació de cada branca vinculada a la freqüència de la senyal modulada, poden aparèixer vibracions vinculades a aquesta freqüència i a harmònics de la mateixa, provocant generalment un soroll clarament audible.

Si, en comptes de fixar una fase en conducció continua, la fixem en no-conducció:

1. Identifiquem la fase amb menor valor
2. Determinem el valor a afegir com a  $v_0 = -1 - v_{min}$
3. Modulem  $v'_i = v_i + v_0$



*Il·lustració 2-15: Modulació per injecció d'harmònics amb reducció de pèrdues per commutació i conducció*

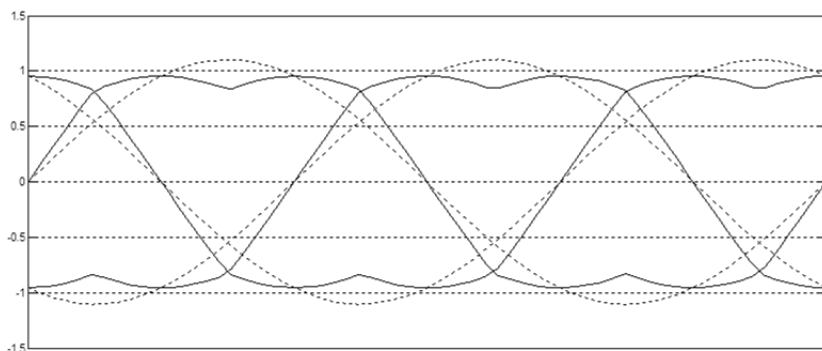
Com podem veure, en aquest cas, a més d'aconseguir que hi hagi un interruptor sense ésser commutat, aconseguir reduir la conducció a l'interruptor. Podem aconseguir, mitjançant la correcta selecció de la part de la branca a deixar aturada, reduir, a més de les pèrdues per commutació les pèrdues per conducció, essent les pèrdues al díode menors [37], reduir encara més les pèrdues.

#### 2.2.1.2.2 MODULACIÓ EMULANT LA MODULACIÓ VECTORIAL

Sovint es procedeix a, un cop realitzats els llaços de control independents per fase, per posteriorment fer el pas a modulació vectorial o SVPWM amb un procediment computacionalment costós.

Quan partim de les tensions de fase a modular, podem obtenir els mateixos resultats de commutació que amb el SVPWM amb el següent procediment[38]:

1. Cerquem els valors màxim i mínim de les tensions a modular
2. Determinem el valor a afegir com a  $v_0 = -(v_{max} + v_{min})/2$
3. Modulem  $v'_i = v_i + v_0$



*Il·lustració 2-16: Modulació per injecció d'harmònics- SVPWM*

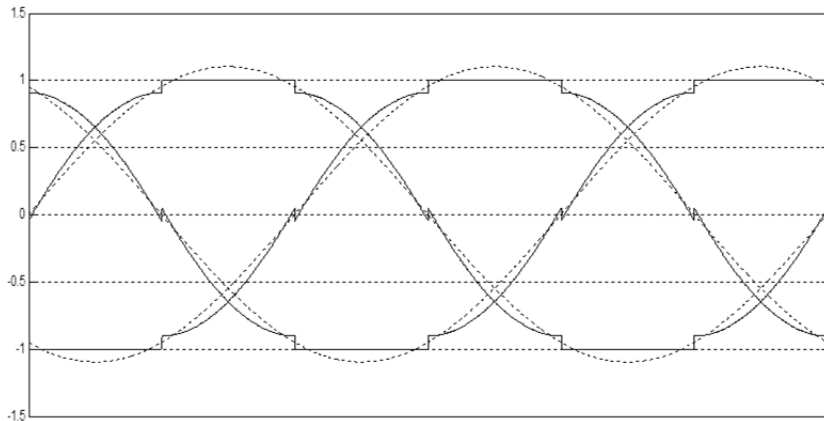
### 2.2.1.2.3 MODULACIÓ PER FACILITAR LA COMPENSACIÓ DELS TEMPS MORTS

La pèrdua de control durant els temps morts és, especialment en tipologies de control molt ràpides com el control directe de parell, clarament inacceptable. Per aquest motiu son molts els treballs que s'han realitzat per a estudiar les formes de compensar els efectes dels temps morts [39]. Amb la correcta aplicació d'aquests mètodes podem eliminar la distorsió introduïda i recuperar el control de l'accionament.

La eliminació de l'efecte de la manca de control de la conducció durant els temps morts, sol aconseguir-se afegint o restant al temps de commutació uns valors idèntics als temps morts en funció del signe del corrent circulant. El problema d'aquests mètodes de compensació sol succeir quan els temps a modular s'aproximen molt a 0 o al període de commutació, ja que poden donar lloc a temps negatius o superiors al període de commutació.

Podem incrementar el rang de funcionament d'aquests mètodes evitant tot ho possible els intervals a modular propers a -1 i 1 (excloent aquests, al no comportar commutacions, i per tant evitar els temps morts). Això ho podem realitzar a partir de senzilles modulacions:

1. Determinem els valors màxims i mínims
2. Determinem el valor a afegir
  - a. Si  $v_{max} > -v_{min}$ ,  $v_0 = 1 - v_{max}$
  - b. Si  $v_{max} < -v_{min}$ , a  $v_0 = -1 - v_{min}$
3. Modulem  $v'_i = v_i + v_0$



*Il·lustració 2-17: Modulació reduint els intervals on no pot aplicar-se la compensació dels temps morts*



Com podem veure, evitem així situar-nos a valors molt propers als extrems de modulació, i per tant, incrementar distorsions en la compensació en valors propers a les tensions màximes modulades. En general, la possibilitat d'afegir un valor comú (mode comú) a la modulació permet infinites estratègies de modulació, millorant una o determinades prestacions, com són la compensació dels temps morts, els harmònics de commutació, les pèrdues per commutació o les pèrdues durant la conducció.

### 2.2.1.3 LA TRANSFORMACIONS DE CLARK I DE PARK

Tot i la possibilitat d'assolir les màximes tensions d'un convertidor mitjançant modulació amb mode comú, la transformació del sistema trifàsic a un sistema bipolar en coordenades de Park ens permet obtenir moltes avantatges sobretot en convertidors connectats a la xarxa elèctrica o en accionaments electromecànics.

La transformació de Park és una transformació composta per la transformació de Clark amb una rotació de coordenades, i va ser desenvolupada per Park el 1929 [40] com a transformació per a simplificar el model de la màquina asíncrona.

Per tant, podem dividir la transformació en dos passos

Ús de la transformació de Clark per passar d'un sistema trifàsic a un sistema de coordenades ortogonals. Aquest sistema, malgrat a la bibliografia sol anomenar-se sistema bifàsic ortogonal, realment es un sistema trifàsic ortogonal. Existeixen diverses transformacions de Clark, en funció de la utilització de vectors ortonormals o d'altres magnituds. En funció de la dimensió dels vectors que s'utilitzen en la transformació, la transformació permet la recuperació ràpida d'una o altra magnitud. La formulació que utilitzarem de la transformació de Clark (C) ens permetrà relacionar directament la tensió del punt neutre d'una càrrega equilibrada amb el valor de la homopolar generada. Per tan, utilitzarem la següent transformació:

$$X_{\alpha\beta 0} = C X_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} X_{abc}$$

*Equació 2-8*

Ús d'un gir per a passar a un sistema solidari amb alguna magnitud de la màquina.

$$X_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \sin(\phi) & 0 \\ -\sin(\phi) & \cos(\phi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X_{\alpha\beta 0}$$

*Equació 2-9*

Per tant, definim la transformació de Park com a:

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \cos(\phi - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\phi + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\phi) & -\sin(\phi - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\phi + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

*Equació 2-10*

Tal i com s'ha dit, segons l'aplicació desitjable, s'utilitzen altres formulacions de la transformació de Park. Utilitzant altres valors per la constant de la matriu i variant el pes dels valors dels coeficients del mode homopolar, podem assolir altres transformacions que, mantenint les característiques bàsiques per les magnituds dq0 facilitin altres càlculs (potència, valor eficaç,...).

Amb la transformació utilitzada:

1. Els components directes i en quadratura (d i q respectivament) son proporcionals a la magnitud de la tensió de fase generada.
2. El mode comú (component 0) és proporcional a la tensió que prendria el neutre d'una càrrega equilibrada flotant a la que s'apliqués el conjunt de tensions a, b i c.

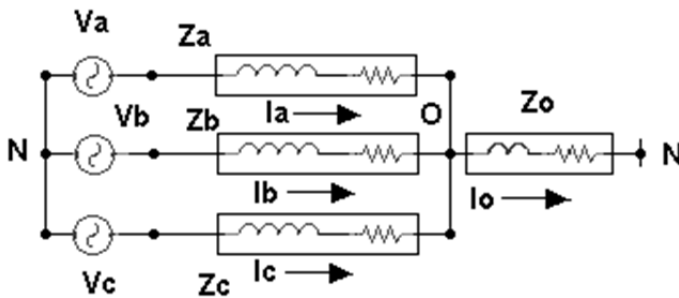
Aplicant la transformació de Clark al funcionament de l'inversor i referenciant les tensions al punt mig del bus de continua, obtenim la següent taula d'estats:

Fase a	Fase b	Fase c	Estat	$v_d$	$v_q$	$v_0$
0	0	0	000	0	0	$-V_{dc}/2$
0	0	1	001	$-V_{dc}/3$	$1/\sqrt{3} V_{dc}$	$-V_{dc}/6$
0	1	0	010	$-V_{dc}/3$	$-1/\sqrt{3} V_{dc}$	$-V_{dc}/6$
0	1	1	011	$-2/3 V_{dc}$	0	$V_{dc}/6$
1	0	0	100	$2/3 V_{dc}$	0	$-V_{dc}/6$
1	0	1	101	$V_{dc}/3$	$1/\sqrt{3} V_{dc}$	$V_{dc}/6$
1	1	0	110	$V_{dc}/3$	$-1/\sqrt{3} V_{dc}$	$V_{dc}/6$
1	1	1	111	0	0	$V_{dc}/2$

Considerant una càrrega exemple com trifàsica sense connexió a neutre ( $Z_0 = \infty$ ), amb unes impedàncies de fase genèriques  $Z_a$ ,  $Z_b$  i  $Z_c$ , al realitzar la transformació de Clark i analitzar en el domini de Laplace obtenim:

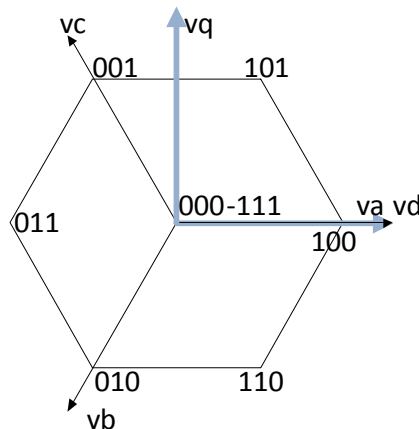
$$\begin{array}{ccc}
 \frac{1}{6} \frac{9}{Z_a Z_b} \frac{Z_b}{Z_a Z_c} \frac{Z_c}{Z_b Z_c} & \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{3}{Z_a Z_b} \frac{Z_b}{Z_a Z_c} \frac{Z_c}{Z_b Z_c} & 0 \\
 \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{3}{Z_a Z_b} \frac{Z_b}{Z_a Z_c} \frac{Z_c}{Z_b Z_c} & \frac{1}{2} \frac{4Z_a}{Z_a Z_b} \frac{Z_b}{Z_a Z_c} \frac{Z_c}{Z_b Z_c} & 0 \\
 0 & 0 & 0
 \end{array}
 \begin{array}{l}
 v_d \\
 v_q \\
 v_o \text{ }_{abc,n}
 \end{array}
 \begin{array}{l}
 i_d \\
 i_q \\
 i_o \text{ }_{abc}
 \end{array}$$

Equació 2-11



Il·lustració 2-18: Denominació de les magnituds analitzades a la equació

Com a conseqüència, podem afirmar que l'aplicació de la transformació de Clark a un circuit amb tres terminals (flotant o sense connexió de retorn) dona un sistema sense efectes de la component homopolar. Per aquest motiu, sol considerar-se que la component homopolar pot menysprear-se de cara a la modulació i s'expressa la relació de transformació com s'observa al següent gràfic.



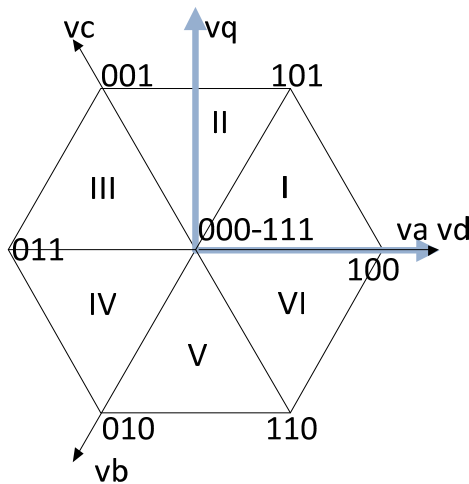
Il·lustració 2-19: Estats d'un convertidor al aplicar la transformació de Clark

#### 2.2.1.4 LA MODULACIÓ VECTORIAL (SVPWM)

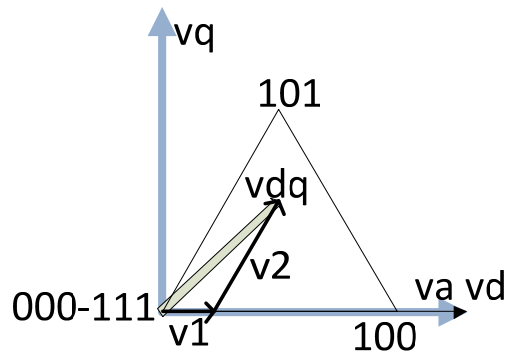
La transformació d'un sistema trifàsic a un sistema bifàsic mitjançant la transformació de Park, permet reduir-ne les variables a controlar, al mateix temps que, en molts sistemes, l'adient selecció del sistema de coordenades, permet el control directe i desacoblat d'altres variables de major interès, com per exemple el parell desenvolupat pel motor, o el flux del mateix.

A més, la selecció d'un sistema de referència síncron amb la tensió de la xarxa o la velocitat de l'accionament, permet que les variables a controlar en règim permanent passin de ser variables amb el temps (sinusoïdals) a ser constants i, com s'ha connectant, sovint desacoblades, facilitant el disseny i sintonització dels controladors a implementar en el sistema de control (de parell i flux en el cas dels motors d'inducció, o de potència activa i reactiva en el cas de la xarxa).

Quan treballem sobre un sistema transformat, necessitarem generar finalment unes tensions  $v_d$  i  $v_q$  determinades. Aquestes tensions podran obtenir-se a partir de la transformació presentada a la il·lustració 2-17. Mitjançant la correcta elecció dels vuit estats disponibles, en valor mig en un període de commutació, podem modular qualsevol tensió  $v_{dq}$  situada a dins de l'hexàgon de la il·lustració. En el SVPWM més comú, dividim l'hexàgon en sis sectors. Dintre de cada sector modulem la tensió desitjable a partir dels estats que defineixen els vèrtexs del triangle. Per exemple, al sector 1 la modulació es realitzaria entre els estats 000, 111, 101 i 100.



*Il·lustració 2-20: Sectors en la modulació SVPWM*



*Il·lustració 2-21: Modulació d'un vector dintre del sector I*

On:

$$v_1 = v_d - \frac{v_q}{2}$$

$$v_2 = v_q \frac{2}{\sqrt{3}}$$

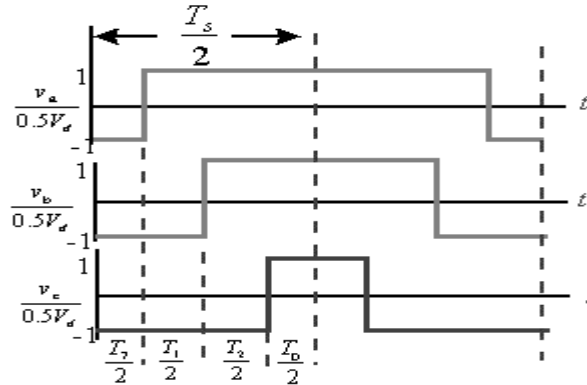
$$t_{100} = \frac{v_1}{v_{100}} T_s = \frac{v_1}{\frac{2}{3} V_{dc}} T_s = \frac{v_d - \frac{v_q}{2}}{\frac{2}{3} V_{dc}} T_s$$

$$t_{101} = \frac{v_2}{v_{101}} T_s = \frac{v_2}{\frac{2}{3} V_{dc}} T_s = v_q \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} T_s$$

$$t_{000} = t_{111} = \frac{T_s - t_{100} - t_{101}}{2}$$

*Equació 2-12*

Mitjançant una modulació simètrica, escollint l'ordre d'aplicació en cada sector de forma que sols canviï l'estat d'una branca un cop per període de commutació obtenim la seqüència que minimitza el nombre de commutacions: 000-100-101-111-111-101-100-000. Al mateix temps, i donat que sols commutem un cop per període, però la modulació la realitzem per cada commutació, s'aconsegueix també una reducció important en els harmònics de tensió introduïts, i, per tant, en l'arriat de corrent.



*Il·lustració 2-22: Modulació per amplitud de pols simètrica*

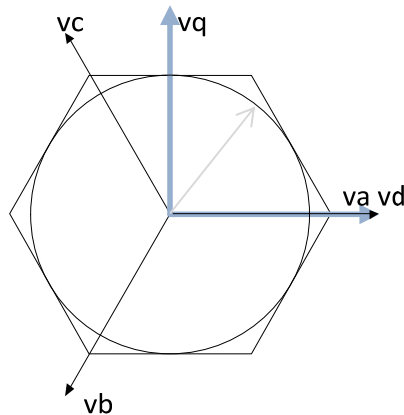
### 2.2.1.5 LÍMITS DE LA MODULACIÓ VECTORIAL

Un dels aspectes rellevants a conèixer quan utilitzem un inversor és determinar quines són les màximes tensions que podem generar. En el domini  $dq$ , podem expressar una tensió trifàsica sinusoidal com la de la equació 2.4. amb la forma:

$$V_{\alpha\beta 0} = C \cdot V_{abc} = \begin{bmatrix} M \sin(\omega t) \\ M \cos(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

*Equació 2-13*

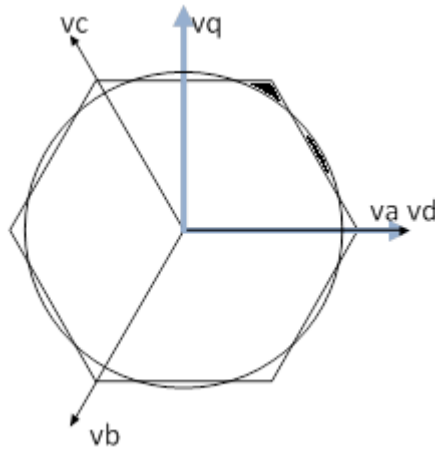
Per tant, podem veure que, una tensió sinusoidal trifàsica amb amplitud  $M$  de tensió de fase, representada en coordenades  $dq$  utilitzant la transformació de Clark mencionada, correspon a un cercle de radi  $M$ .



*Il·lustració 2-23: Màxima tensió modulable sense sobremodulació*

Com podem observar a la figura, la màxima tensió modulable serà per tant d'amplitud  $\frac{2}{3}V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = V_{dc}/\sqrt{3}$ . Aquesta tensió, com ja s'ha comentat anteriorment, correspon a un índex de modulació de  $2/\sqrt{3}=1,15$ .

Donada qualsevol trajectòria tancada dintre de l'hexàgon, l'àrea que queda dintre del trajecte que recorrem proporcional al valor eficaç de la tensió generada al recórrer-la. Tenint això en consideració, veiem que en la modulació vectorial apareixen àrees del hexàgon que no son utilitzades. Podem incrementar, per tant, la tensió generable fent que aquesta perdi el seu caràcter bàsicament sinusoidal. Com a exemple, la màxima tensió la obtindrem al modular pels extrems de l'hexàgon (modulació six-steps o similars) correspondrà a un índex de modulació que podem calcular a partir d'aquesta àrea com  $4/\pi= 1,27$ .



*Il·lustració 2-24: Sobremodulació màxima (six-steps). El cercle correspon a la tensió fonamental modulada. En negre, les zones d'igual àrea que generen distorsió harmònica*

### 2.2.1.6 LA MODULACIÓ I EL CONTROL DIRECTE DE CORRENT DELS CONVERTIDORS

Freqüentment utilitzem tècniques de control directe de corrent en les que no apliquem tècniques de modulació de tensió de forma directa. Exemples d'això son els controls de corrent per banda d'histèresi, el control vectorial directe (DTC) o l'*sliding mode*.

Quan els controls actuen en coordenades reals, com per exemple en un filtre actiu controlat per corrent amb control independent per fase, no podem utilitzar mètodes de injecció d'homopolar per a incrementar el rang de funcionament, doncs en aquests tipus de control, el màxim rang s'assoleix de forma natural. Es podrà, però, aplicar tècniques de modulació per a reduir els efectes del mode comú o altres aspectes com la freqüència de commutació.

Quan la modulació es realitza directament en components  $dq$  (com en la modulació vectorial) les tècniques utilitzables per la reducció del mode comú s'hauran de tenir en compte en el disseny del control, limitant el nombre d'estats entre els que poden ser escollits (la eliminació dels estats 000-111 en un DTC, per exemple, reduirà el mode comú generat, a costa d'incrementar l'arriestat de corrent).



### 3 LÍMITS DE FUNCIONAMENT DEL CONVERTIDOR B2B

El coneixement adientment els límits de funcionament del convertidor B2B ens permetrà, al mateix temps, ajustar el disseny a les necessitats de l'aplicació, i disminuir l'estrès que pateixen els elements del convertidor.

Iniciarem l'apartat estudiant els límits de potència de la estructura del convertidor, per procedir a veure'n l'efecte sobre el dimensionament del bus de continua.

#### 3.1 LÍMITS DE POTÈNCIA

La potència màxima que pot subministrar un convertidor B2B ve limitada per dos aspectes:

1. La màxima tensió generable per l'inversor i la impedància de la càrrega connectada al bus de continua del mateix. Aquesta limitació es pot expressar de la següent forma:

$$S_{max} = \frac{3V_{fase}^2}{Z_{fase}} = \frac{3 m^2 V_{dc}^2}{8 Z_{fase}}$$

*Equació 3-1*

2. La màxima potència que es pot extreure de la xarxa elèctrica amb el ondulator. En règim permanent aquesta serà la energia que podrem subministrar a la càrrega, tot i que, transitòriament podrà ser incrementada mitjançant l'aportació d'energia des del bus de continua.

Per tal de poder determinar analíticament la potència màxima que es pot extreure de la xarxa per part de l'ondulator, caldrà desenvolupar el sistema d'equacions diferencials que regulen el comportament del sistema convertidor/xarxa, i a partir d'aquelles trobar les seves limitacions. En el següent apartat es desenvoluparà l'esmentat procediment.

### 3.1.1 LES POTÈNCIES I LA TRANSFORMACIÓ DE PARK

La potència instantània que circula per un sistema trifàsic sense neutre, es defineix com el producte instantani de cadascuna de les tensions fase-neutre i els corresponents corrents. Aquesta potència instantània, expressada en una referència en sincronisme, es pot obtenir com:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3(i_0 v_0 + (1/2 i_d v_q) + (1/2 i_d v_q))$$

*Equació 3-2*

Considerant que en el nostre sistema el neutre de la càrrega i punt mig del bus de continua no estan connectats, i per tant poden observar diferències de tensió sense efectes en els corrents (punt mig-neutre flotant), el component homopolar de corrent és nul. Per tant, considerant  $V_{dq}$  i  $I_{dq}$  els mòduls de les tensions i corrents de línia transformats:

$$p = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = \frac{3}{2} V_{dq} I_{dq} \cos\varphi$$

*Equació 3-3*

Aquesta mateixa deducció es pot induir quan hi ha connexió entre punt mig i neutre, sempre que estiguem parlant d'un sistema perfectament equilibrat de tensions i corrents. En qualsevol dels dos casos, sempre que no hi hagi variació en els condicions de tensió o corrent, podrem considerar aquest valor constant i igual a la potència activa P.

Per a la seva utilització en sistemes de control, la teoria de la potència instantània ens permet treballar en termes que, en condicions permanents son iguals a la potència activa i reactiva, però que ens permeten elaborar un control instantani de la potència. Per tant, i a partir de la definició de potència reactiva instantània desenvolupada per diversos autors [41]:

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b)i_c + (v_c - v_a)i_b + (v_b - v_c)i_a] = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) = \frac{3}{2}V_{dq}I_{dq} \sin \varphi$$

*Equació 3-4*

En funció de la constant escollida en la transformació de Clark, el factor 3/2 variarà, podent, tal i com s'ha dit anteriorment, utilitzar transformacions que permetin, per exemple, la conservació de la expressió de la potència. En aquesta tesis, com ja s'ha esmentat anteriorment, s'ha prioritzat la conservació de la magnitud de les variables, i com a conseqüència, l'expressió de les potències actives i reactives en aquestes referències, es veuen afectades pel terme 3/2.

De cara a facilitar l'anàlisi del funcionament de l'inversor, podem discriminar entre els quatre tipus habituals de potències, la potència activa ( $P$ ), la potència reactiva ( $Q$ ), la potència de distorsió ( $p_{dist}$ ), i finalment la potència reactiva de distorsió ( $q_{dist}$ ). Les definicions d'aquestes quatre potències són, a partir de la seva relació amb les potències instantànies activa ( $p$ ) i reactiva ( $q$ ):

$$P = \frac{1}{T} \int p dt$$

$$Q = \frac{1}{T} \int q dt$$

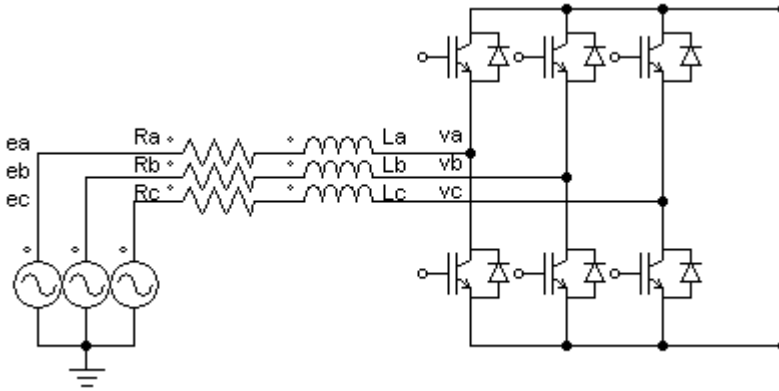
$$p_{dist} = p - P$$

$$q_{dist} = q - Q$$

*Equació 3-5*

## 3.1.2 CONNEXIÓ A LA XARXA

Per a estimar les màximes potències que podem absorbir d'una xarxa trifàsica equilibrada, considerem el model equivalent d'una xarxa trifàsica a la que connectem un inversor de la forma següent:



*Il·lustració 3-1: connexió a la xarxa*

A partir d'aquest sistema, determinarem les màximes potències actives i reactives absorbibles de la xarxa. En la seva transformació de Laplace, el comportament del circuit queda representat com a:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + sL_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b + sL_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c + sL_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_a & 0 & 0 \\ 0 & Z_b & 0 \\ 0 & 0 & Z_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} =$$

$$e_{abc} - v_{abc} = Zi_{abc}$$

*Equació 3-6*

Aplicant la transformació de Clark i considerant que no hi ha camí de retorn, és a dir, que la intensitat homopolar és nul·la, i per tant ens permet eliminar una de les tres equacions, s'obté:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 4Z_a + Z_b + Z_c & Z_b - Z_c \\ Z_b - Z_c & \sqrt{3}(Z_b + Z_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

*Equació 3-7*

D'on definim:

$$Z_\alpha = \frac{1}{6}(4Z_a + Z_b + Z_c)$$

$$Z_\beta = \frac{1}{2}(Z_b + Z_c)$$

$$Z_{deseq} = \frac{1}{2\sqrt{3}}(Z_b - Z_c)$$

*Equació 3-8*

I per tant:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_\alpha & Z_{deseq} \\ Z_{deseq} & Z_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Essent:

$$x_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix}$$

*Equació 3-9*

En cas d'un sistema equilibrat d'impedància de fase Z, essent:

$$e_{\alpha\beta} - v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} Z & 0 \\ 0 & Z \end{bmatrix} i_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} R & wL \\ -wL & R \end{bmatrix} i_{\alpha\beta}$$

$$i_{\alpha\beta} = \frac{1}{Z^2} \begin{bmatrix} R & -wL \\ wL & R \end{bmatrix} (e_{\alpha\beta} - v_{\alpha\beta})$$

*Equació 3-10*

I de les expressions 3.3 i 3.4:

$$p = \frac{2}{3}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) = \frac{2}{3Z^2} (wL(e_\alpha v_\beta - e_\beta v_\alpha) + R(v_\alpha e_\alpha + v_\beta e_\beta - V^2))$$

$$q = \frac{2}{3}(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) = \frac{2}{3Z^2} (wLV^2 - wL(e_\alpha v_\alpha + e_\beta v_\beta) - R(e_\alpha v_\beta + e_\beta v_\alpha))$$

*Equació 3-11*

### 3.1.2.1 LÍMITS DE POTÈNCIA EN UNA XARXA EQUILIBRADA

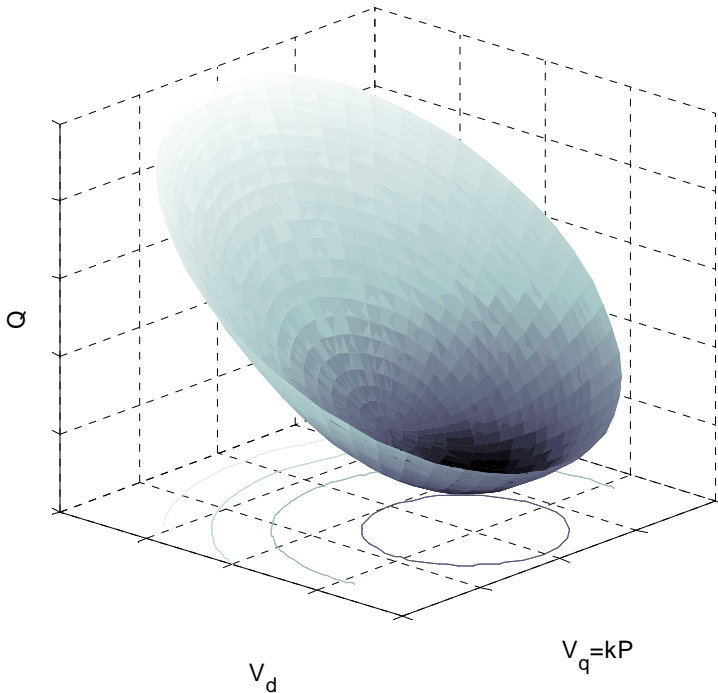
Per aproximar, i considerant una xarxa ideal trifàsica, de tensió de pic  $E$ , simètrica i equilibrada, sense harmònics i bàsicament inductiva; utilitzant com a referència per la transformació de Park l'angle de la seqüència fonamental directa de la tensió de xarxa, al modular una tensió  $V \angle \varphi$  (on fita és l'angle de desfase entre l'esmentada seqüència fonamental directa de la tensió de xarxa i la tensió generada), obtenim:

$$P \approx \frac{2}{3Z}(VE \sin \varphi) = \frac{2}{3Z}EV_q$$

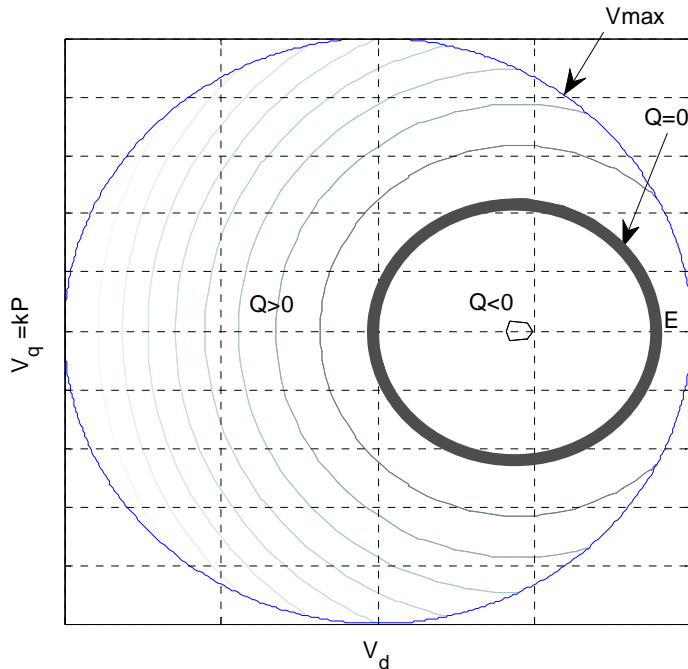
$$Q \approx \frac{2}{3Z}(V(V - E \cos \varphi)) = \frac{2}{3Z}(V^2 - V_d E)$$

*Equació 3-12*

Si representem la potència reactiva que podem obtenir a partir d'una  $E$  determinada (valor de pic de la tensió de fase de la xarxa) podem observar un comportament com el següent en el rang de funcionament de l'inversor:



*Il·lustració 3-2: Reactiva i Activa que es pot obtenir d'un inversor*



*Il·lustració 3-3: Reactiva i Activa que es pot obtenir d'un inversor*

De les expressions i gràfics anteriors, podem realitzar diverses observacions, algunes evidents i altres no tant:

1. La màxima potència activa que podem manejar corresponent a la màxima modulació de tensió  $V_q$  es pot obtenir sols si es manté un factor de potència no unitari..
2. El rang de funcionament per potències reactives positives és major que el que correspon a potències reactives negatives, degut a l'efecte inductiu de la xarxa.
3. La màxima potència activa que podem absorbir amb reactiva nul·la no depèn dels límits de tensió de l'inversor, sempre que aquests siguin superiors a  $E/\sqrt{2}$ .

A continuació es detallaran, mitjançant els càlculs vinculats a aquests aspectes, alguns valors que ens poden ésser útils de cara al dimensionament d'un inversor.

Obtenim la màxima potència activa al aplicar la màxima  $V_q$ , que correspon a un factor de potència bastant baix:

$$P_{max} = \frac{2EV_{max}}{3Z}$$

$$Q_{P_{max}} = \frac{2V_{max}^2}{3Z}$$

$$fp_{P_{max}} = \frac{E}{\sqrt{E^2 + V_{max}^2}}$$

*Equació 3-13*

Sovint voldrem fer funcionar l'inversor sense absorbir ni generar energia reactiva, en aquests casos:

$$V_{q,Q=0} = E \cos\varphi \operatorname{sen}\varphi$$

$$V_{q,P_{max},Q=0} = \frac{E}{2}$$

$$P_{max,Q=0} = \frac{E^2}{3Z}$$

*Equació 3-14*

En altres casos ens interessarà conèixer, per determinar la viabilitat del funcionament en una situació determinada, els límits de potència reactiva entre els que pugui funcionar l'inversor absorbint o generant una determinada potència activa o els límits d'activa entre el que pugui funcionar absorbint o generant una determinada reactiva.

Quan estiguem generant una determinada reactiva, i a partir de les expressions anteriors, podem considerar que en els punts en els que estiguem modulant la màxima tensió,

$$V_{d,Q,V_{max}} = \frac{V^2 - Q \frac{3Z}{2}}{E}$$

$$V_{q,Q,V_{max}} = \sqrt{V^2 - V_{d,Q,V_{max}}^2}$$

$$P_{Q,V_{max}} = \frac{2}{3ZE} \sqrt{(VE)^2 - \left(\frac{3QZ}{2} - V^2\right)^2}$$

*Equació 3-15*



Molt més interessant que aquest, per la seva aplicabilitat directa, és la determinació dels límits de potència reactiva que poden compensar-se amb un inversor que està consumint una determinada potència. Aquest serà un cas més comú, doncs un convertidor B2B tendirà a utilitzar-se com a compensador de reactiva, i en aquest cas  $P \approx 0$  o entregant una potència determinada a un element de la nostra instal·lació, cas en el qual, el factor determinant a controlar serà la  $P$ , deixant la compensació de reactiva com a element secundari.

En aquest cas, donada una  $P$  constant:

$$V_q = \frac{3Z P}{2 E}$$

$$Q_{P, V_{max}} = \frac{2}{3Z} \left( V^2 - E \sqrt{V^2 - \frac{3}{2} \left( \frac{PZ}{E} \right)^2} \right)$$

*Equació 3-16*

### 3.1.2.2 EFECTES DELS HARMÒNICS I DE LA SOBREMULACIÓ

En els apartats anteriors hem considerat que la tensió que generem amb el nostre convertidor, així com la tensió de la xarxa, estan lliures de components harmònics. Tot i que aquesta aproximació ens és vàlida per veure el comportament fonamental del nostre convertidor, a la realitat ens trobem amb components harmònics:

1. Deguts a la distorsió que presenti la tensió de la xarxa deguda a altres equips
2. Deguts als harmònics de commutació o a altres efectes de modulació no compensats al convertidor (generalment, harmònics d'alta freqüència)
3. Degut als harmònics generats quan s'utilitzen tècniques de sobremodulació

Si bé l'efecte dels segons és minimitzable amb la utilització de filtres adequadament sintonitzats, els efectes dels primers és inevitable i, en alguns casos, ens serà necessari utilitzar tècniques de sobremodulació, amb la conseqüent generació d'harmònics de difícil filtratge.

Per considerar-ne l'efecte, i considerant que els elements de la xarxa es comporten de forma lineal, podem considerar el comportament del circuit per cada component harmònic de tensió, tant de la tensió de xarxa com de la tensió modulada.

Per un determinat harmònic (i considerant una referència en sincronisme amb la tensió harmònica de la xarxa), a partir de les definicions de potències instantànies:

$$P_{hi} \approx \frac{2}{3Z_{hi}} E_{hi} V_{q,hi}$$

$$Q_{hi} \approx \frac{2}{3Z_{hi}} (V_{hi}^2 - V_{d,hi} E_{hi})$$

*Equació 3-17*

La energia per unitat de temps aportada al bus de continua, i per tant, la utilitzable pel inversor, serà:

$$P = \sum_{i=1}^{\infty} P_i$$

*Equació 3-18*

La reactiva que compensem, implica tot i això la compensació de corrents a la freqüència del harmònic que volem compensar, generalment a la freqüència de xarxa. La reactiva generada a altres freqüències, implicarà un flux d'energia que implicarà pèrdues i fluctuacions al bus de continua.

En la utilització del convertidor, més enllà de la generació de reactiva que vulguem compensar ( $Q_c$ ), seria desitjable anular la resta de energia harmònica. Serà desitjable, per tant, minimitzar el que anomenarem reactiva de distorsió.

$$Q_d = \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} (Q_{hi} - Q_{c,hi})^2}$$

*Equació 3-19*

Per altra banda, la suma de potències reactives, tal i com s'ha dit, implicarà majors esforços del bus de continua. Les exigències energètiques degudes a la reactiva del bus de continua seran proporcionals a:

$$Q_h = \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} Q_{hi}^2}$$

*Equació 3-20*

Quan la xarxa no té components harmòniques (o per les freqüències per les que no n'hi hagin), no hi haurà aportació neta d'energia al convertidor, però sí un flux d'energies que implicarà pèrdues als interruptors i a la xarxa. La magnitud de la mateixa serà proporcional a  $Q_{hi} \approx \frac{2V_{hi}^2}{3Z_{hi}}$ . Aquest flux reactiu, no servirà, generalment, per compensar cap reactiva (ja que aquesta ha de compensar-se, com ja s'ha dit, per cada freqüència). Les úniques forma de reduir-la serà mitjançant la reducció dels harmònics (forma de modulació) o mitjançant un filtre que presenti alta impedància a la freqüència corresponent. Veiem així, per exemple, que la sobremodulació implica majors requeriments de gestió energètica al bus de continua, i per tant, un sobredimensionat major del mateix.

Per les freqüències a les que la xarxa presenti una component apreciable, aquesta podrà ser utilitzada per incrementar l'absorció d'energia mitjançant una tensió:

$$V_{q,hi} = \frac{3 P_{hi}}{2 Z E_{hi}}$$

*Equació 3-21*

Recordem que aquesta equació s'ha plantejat en una referència diferent per cada harmònic en sincronisme amb  $E_{hi}$ . Per la utilització en qualsevol altra referència, l'angle de  $V_{q,hi}$  serà 90 graus avançat a l'angle de  $E_{hi}$ . L'absorció de potències harmòniques, amb la consegüent aportació de corrents harmònics, incrementarà la distorsió de la xarxa, pel que, a menys que estiguem utilitzant el convertidor per compensar potències harmòniques o absorbir corrents harmònics, generalment cercarem que  $V_{q,hi}$  sigui nul.

Pel que respecta a la reactiva, tal i com s'ha comentat, i a menys que, com amb la potència estiguem intentant compensar una reactiva determinada, generalment cercarem:

$$Q_{d,i} = 0 \approx \frac{2}{3Z_{hi}} (V_{hi}^2 - V_{d,hi} E_{hi}) - Q_{c,hi}$$

*Equació 3-22*

Per reactives harmòniques a compensar nul·les, com serà el nostre cas habitual, i quan tampoc estiguem generant actives harmòniques:

$$V_{d,hi} = E_{hi}$$

*Equació 3-23*

Això ens indica, com era lògic suposar, que, si la tensió de la xarxa te components harmòniques, s'han de modular una tensió idèntica en les seves components directa i quadratura per evitar la circulació de corrents harmònics pel convertidor.

Per altra banda, la sincronització adient del convertidor amb la xarxa podrà, per tant, minimitzar les fluctuacions del bus de continua.

### 3.1.2.3 EFECTE DELS DESEQUILIBRIS DE LA XARXA.

Podem classificar els desequilibris a la xarxa com de dos tipus: desequilibris de tensió i desequilibris a les impedàncies de la xarxa.

Els primers implicaran unes tensions  $e_\alpha$  i  $e_\beta$  diferenciades a Equació 3-11, mentre que els segons provocaran desequilibris en la matriu d'impedàncies, tal i com pot veure's a la matriu de la equació 3.7. Ambdós variaran el comportament dinàmic del sistema, així com els límits de potència assolibles [41].

Els desequilibris de tensió seran els de millor tractament. Si, utilitzant la transformació en components simètriques o de Fortescue del desequilibri, i realitzant la transformació de Park en sincronisme amb la component directa (o la major) d'aquesta, podrem veure que:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{d,eq} + e_{d,deseq} \\ e_{q,deseq} \end{bmatrix}$$

*Equació 3-24*

D'on podrem, aplicant l'equació 3.10, trobar que:

$$p = \frac{2}{3Z^2} \left( wL(e_{d,eq}v_\beta + e_{d,deseq}v_q - e_{q,deseq}v_d) + R(v_d e_{d,eq} + v_d e_{d,deseq} + v_q e_{q,deseq} - V^2) \right)$$

$$q = \frac{2}{3Z^2} \left( wLV^2 - wL(e_{d,eq}v_d + e_{d,deseq}v_d + e_{q,deseq}v_q) - R(e_{d,eq}v_q + e_{d,deseq}v_q + e_{q,deseq}v_d) \right)$$

*Equació 3-25*

D'aquestes expressions podem deduir la variació en activa i reactiva que introduirà un desequilibri de tensió

$$p_{deseq} = \frac{2}{3Z^2} \left( \omega L (e_{d,deseq} v_q - e_{q,deseq} v_d) + R (v_d e_{d,deseq} + v_q e_{q,deseq}) \right)$$

$$q_{deseq} = \frac{2}{3Z^2} \left( -\omega L (e_{d,deseq} v_d + e_{q,deseq} v_q) - R (e_{d,deseq} v_q + e_{q,deseq} v_d) \right)$$

*Equació 3-26*

La estratègia de més simple implementació, i per tant, a utilitzar serà generar el control en base a la component en equilibri, i dimensionar el bus per absorbir aquests desequilibris.

En el cas de desequilibris a la línia, trobarem que:

$$e_{\alpha\beta} - v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} Z_d & Z_{deseq} \\ Z_{deseq} & Z_q \end{bmatrix} i_{\alpha\beta}$$

*Equació 3-27*

I per tant:

$$i_{dq} = \frac{1}{Z_{deseq}^2 - Z_d Z_q} \begin{bmatrix} -Z_q & Z_{deseq} \\ Z_{deseq} & -Z_d \end{bmatrix} (e_{dq} - v_{dq})$$

*Equació 3-28*

Si considerem les corrents provocades per un sistema equilibrat de impedància  $Z = \frac{Z_d + Z_q}{2}$ , podem trobar uns components fonamentals. Novament, el sistema més comú, per xarxes força equilibrades, i per no provocar ressonàncies amb altres càrregues situades a la xarxa, serà controlar el convertidor en aquest mode, i avaluar la potència de distorsió per que sigui absorbida pel bus. Per tant:

$$i_{dq,deseq} = i_{dq} - i_{dq,eq}$$

*Equació 3-29*

$$p_{deseq} = \frac{2}{3}(v_d i_{d,deseq} + v_q i_{q,deseq})$$

$$q_{deseq} = \frac{2}{3}(v_q i_{d,deseq} - v_d i_{q,deseq})$$

*Equació 3-30*

### 3.1.3 LÍMITS VINCULATS A LA CÀRREGA DEL CONJUNT

Els límits de funcionament del convertidor B2B sobre la connexió d'una càrrega (ja sigui un accionament o un altre tipus de càrrega) corresponen, bàsicament, als límits de funcionament d'un inversor amb bus de continua, i, per tant, ja estan força estudiats. Ens limitarem aquí a fer un breu repàs dels mateixos.

Límits de tensió de càrrega:

Com s'ha comentat a l'apartat 2.2.1.5, la màxima tensió generable sense sobremodulació és d'amplitud  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ . Per tant, si la nostra càrrega necessita una tensió eficaç de fase determinada  $V$ , haurem de mantindre el bus de continua a, com a mínim a  $V_{dc,min} V \sqrt{\frac{3}{2}} \approx 1.225V$ . Si preveiem la utilització de tècniques de sobremodulació, podem baixar aquest factor fins a 1.11. Tensions més altes de bus permetran millor resposta dinàmica, al permetre majors tensions modulades.

Límits de potència de càrrega:

En règim permanent, la càrrega podrà consumir una potència activa igual a la de la donada per la xarxa. El bus haurà de absorbir les fluctuacions donades pels harmònics, pels desequilibri i la dels transitoris (doncs no te per què estar sincronitzada amb la de la xarxa). En el pitjor cas, [42], aquestes potències s'hauran d'agregar. Un cop estimades, la suma donarà una potència de bus. Aquesta potència haurà d'estar emmagatzemada al bus, permetent trobar una relació entre la capacitat del bus i la tensió màxima a la que s'ha d'intentar ajustar. La reactiva de la càrrega i la de la xarxa, no necessitaran exigir energia del bus de continua, al quedar compensada entre les fases.

Límits de corrent:

Els límits de corrent de la càrrega vindran limitats pel màxim corrent que permeten els interruptors i pel comportament de la càrrega en funció dels límits de tensió (límits de potència). Aquesta limitació es molt dependent del tipus de càrrega, i requereix un planteig diferenciat en funció de la mateixa.

### 3.2 DIMENSIONAMENT DEL BUS DE CONTINUA

Tal i com s'ha comentat a l'apartat anterior, per dimensionar el bus de continua adientment, aquest ha de ser capaç d'absorbir o entregar els escreixos de potència necessitats per la càrrega o la xarxa.

En sí, un bus de continua de capacitat  $C$  i tensió de funcionament  $V_{dc}$ , tindrà una capacitat d'entrega i absorció d'energia, mantenint el correcte funcionament, de:

$$E_{gen} = \frac{1}{2}(V_{dc}^2 - V_{min}^2)C$$

$$E_{dis} = \frac{1}{2}(V_{max}^2 - V_{dc}^2)C$$

*Equació 3-31*

Per tant, el dimensionat del bus consistirà bàsicament en el següent procediment:

1. Determinar els requisits energètics associats a cada fenomen, tal i com es veurà posteriorment.
2. Malgrat que els diversos fenòmens poden succeir donant o entregant energia, la determinació exacta dels mateixos serà generalment complicada i generalment haurà de ser aproximada. Per aquest fet, haurem de suposar casos extrems de dissipació màxima o generació màxima (rarament, per exemple, voldrem que el bus ens superi un sot de tensió i ens doni un transitori de funcionament elevat). Per tant, haurem de contemplar escenaris sumant aquests fenòmens per determinar quina energia haurà de subministrar/absorbir el bus.
3. Determinarem la tensió mínima necessària per al correcte funcionament de la càrrega i l'absorció de les potències de la xarxa en règim permanent necessàries pel correcte funcionament.
4. Determinarem la tensió de regulació del bus (valor mínim) i la capacitat, aplicant la primera de les expressions de la Equació 3-31 i la màxima energia que suposem haurà de entregar el bus.
5. Determinarem la tensió màxima del bus aplicant la segona de les expressions i la màxima energia que suposem que el bus haurà d'absorbir, i comprovarem si la mateixa és superior a la màxima o si haurà de limitar-se amb una resistència. En funció del marges amb les possibilitats físiques, triarem un factor de seguretat sobre la capacitat i tensió determinades.

El factor clau pel dimensionat del mateix, doncs, és la energia associada als diferents fenòmens.

### 3.2.1 ENERGIA ASSOCIADA A PERTORBACIONS HARMÒNIQUES I DE COMMUTACIÓ

Els harmònics aportaran dos tipus de aportacions energètiques, una continua, associada a la potència activa dels harmònics (veure apartat 3.1.2.2) de caire permanent però de petita magnitud, i una altra, associada als harmònics de corrent presents al bus de continua.

La component permanent no haurà d'esser assumida pel bus, sinó per la energia absorbida de xarxa o càrrega, contràriament, la fluctuant, deguda als harmònics principalment de commutació, si que haurà de ser absorbida pel mateix.

El càlcul analític dels harmònics de corrent al bus de continua es costós, i ha estat objecte de diversos treballs, tant analítics com experimentals [43], [44].

Segons els diferents treballs consultats, i en funció del mètode de modulació, els components harmònics de corrent al bus de continua poden arribar amb facilitat a valors propers al 30% de la component fonamental.

Aquests harmònics produiran exigències de potència de la forma:

$$p_{h,dc} = \sqrt{2} I_h V_{dc} \sin(\omega_h t)$$

*Equació 3-32*

Per tant, la màxima sol·licitació energètic donada per un harmònic serà de :

$$E_{h,dc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_h}{f_h} V_{dc}$$

*Equació 3-33*

L'aportació de cada harmònic dependrà, per tant, de forma inversa amb la seva freqüència, com era d'esperar. Per tant, gairebé tota les exigències al bus degudes als harmònics més baixos, i, donades les altes freqüències de commutació, serà menyspreable respecte la resta d'exigències habituals del bus.

Com a mostra d'exemple, una convertidor amb un bus de continua de 500V amb una potència entregada a la càrrega de 5kW, utilitzant modulació SVPWM commutant a 40kHz, necessitaria que, degut a les commutacions, pogués absorbir transitoris d'aproximadament 20mW pel primer harmònic, i de ja sols 1mW pel segon harmònic de commutació.

Aquesta aportació, serà seqüencialment positiva i negativa, i per tant, s'haurà de considerar en tant per veure la màxima disminució de tensió de bus com el màxim increment de la mateixa.



### 3.2.2 ENERGIA ASSOCIADA A SOTS I PERTORBACIONS DE TENSIÓ

A l'aparèixer alguna pertorbació de la xarxa, com per exemple, un sot de tensió, haurem de considerar la possibilitat de que el nostre convertidor pugui mantenir el funcionament durant algun període de temps.

La nova tensió de bus, implicarà uns nous límits de potències absorbibles per la xarxa, de forma proporcional a profunditat de la pertorbació, amb un límit de  $P_{max,pertorb} = \frac{2E_{pertorb} V_{max}}{3Z}$ .

Si en el moment de la pertorbació la càrrega està absorbint una potència  $P_L$ , si la pertorbació és prou gran, ens trobarem amb uns requeriments de potència del bus de  $P_{bus} = P_L - P_{max,pertorb}$ .

Per tant, per una pertorbació determinada i una càrrega determinada, podrem calcular la capacitat energètica per superar la pertorbació a partir d'aquesta diferència de potència i el temps de duració de la mateixa.

Aquesta energia haurà de tenir-se en compte de cara al càlcul de la caiguda de tensió de bus.

Anàlogament, podrem considerar els transitoris de potència de la càrrega, en els que ens demani absorbir més energia de la que puguem entregar a la xarxa de forma temporal, en aquest cas, per calcular la màxima pujada de tensió que vulguem suportar sense entrar a dissipar la energia sobrant.

### 3.2.3 ENERGIA ASSOCIADA A ALTRES TRANSITORIS

D'igual forma que amb els efectes anteriors, qualsevol altre desequilibri entre la potència rebuda i la potència entregada haurà de ser avaluat de cara a un correcte dimensionament energètic del bus de continua.

A mode d'exemple, si fem que el control la potència activa tingui una banda passant de la resposta de 500Hz per evitar que harmònics o fluctuacions de la xarxa puguin provocar transitoris indesitjables de control, una variació de potència entregada per la càrrega  $P$  trigaria de l'ordre de 2ms en ser subministrada per la xarxa. Si comparem la variació de la potència consumida amb la potència absorbida de la xarxa, veuríem que això implicaria la aportació d'aproximadament  $P/2000J$  durant el primer milisegon.

