

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

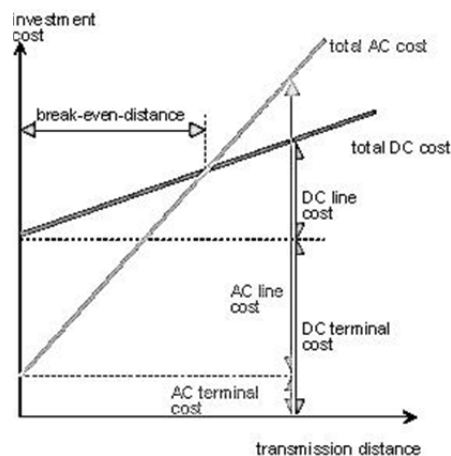
2.1.1.1 LA XARXA TRIFÀSICA EN AC

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.

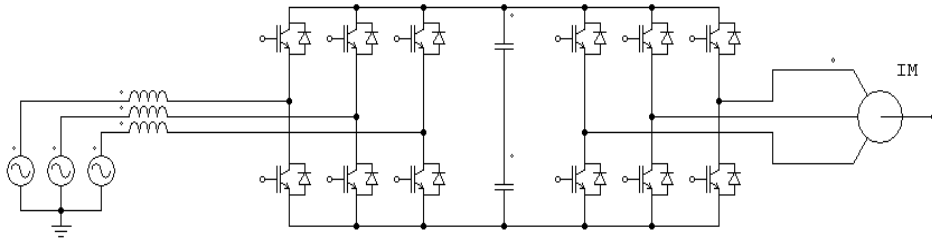
En les darreres dècades, els avenços en la electrònica de potència i el processament de senyal, especialment l'aparició dels IGBTs a principi dels anys 80[5], han facilitat l'extensió dels accionaments de velocitat variable alimentats amb corrent altern de freqüència variable, amb la consegüent millora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

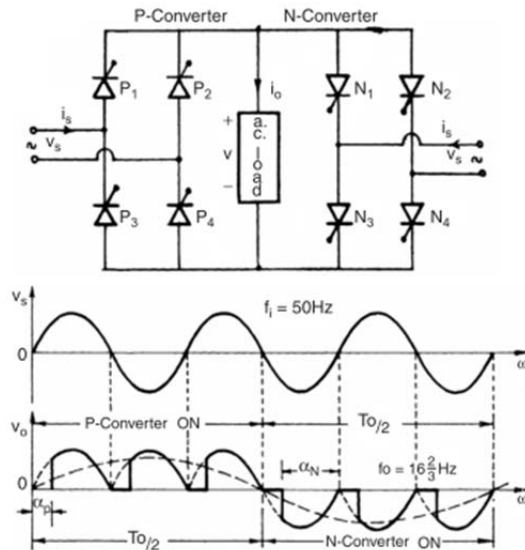


Il·lustració 2-2: Estructura del convertidor B2B

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.

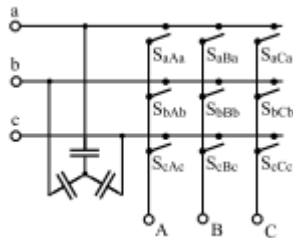


Il·lustració 2-3 Estructura de un cicloconvertidor i tensió generada [16]

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.

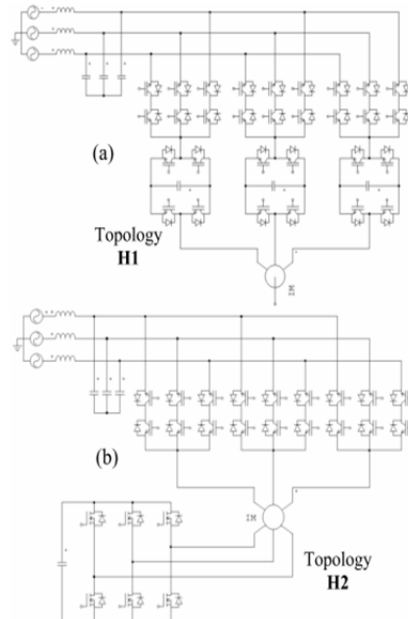
$$\begin{bmatrix} v_{Ao} \\ v_{Bo} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix}$$

Equació 2-1

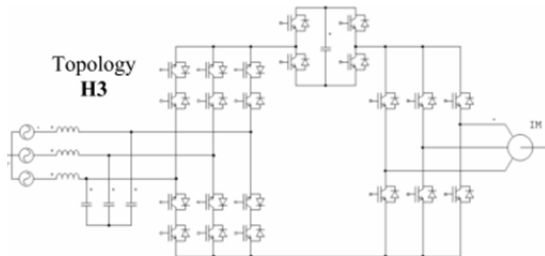
S'han realitzat múltiples estudis comparatius sobre fiabilitat, rendiment,... entre convertidors matricials i convertidors indirectes [17][18][19][20]. Algunes de les avantatges d'aquest tipus de convertidors respecte als B2B són la disminució d'interruptors necessaris, la bidireccionalitat inherent 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

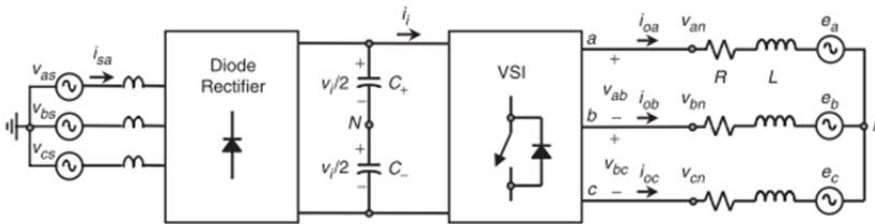
Fins l'aparició de l'IGBT a principi dels anys 80, els dispositius de control de potència que estaven disponibles amb commutació forçada a freqüències molt superiors a la freqüència de la xarxa, patien força limitacions de potència, de freqüència o de complexitat i necessitats de potència excessiva en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

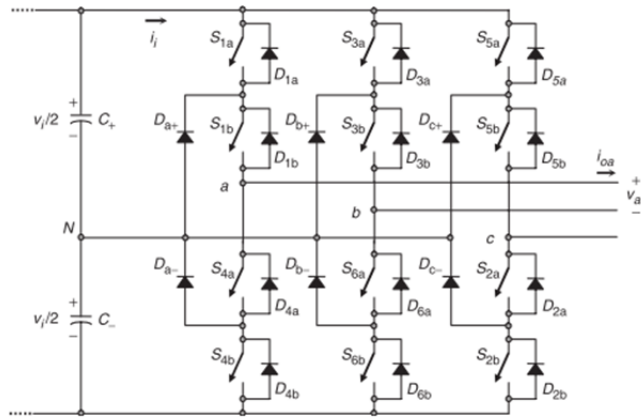
Per la seva simplicitat i efectivitat, mentre la qualitat de la xarxa no va ser un problema, la opció del rectificador trifàsic de díodes va regnar en les etapes rectificadores dels convertidors AC/AC. Aquest rectificador pot dotar-se de capacitat energètica bidireccional substituint diversos o tots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

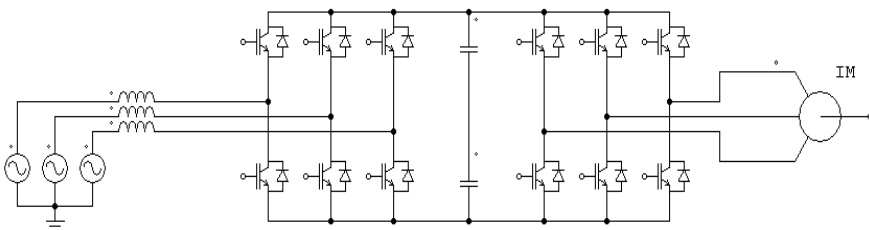
Per altra banda, al quedar fixada la tensió del neutre al punt mig de continua, apareixen corrents de retorn pel mateix, vinculats a les components homopolars de les tensions injectades, Per aquest motiu, les tècniques de modulació de tensió basades en modulació de tensió homopolar, com per exemple la 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.

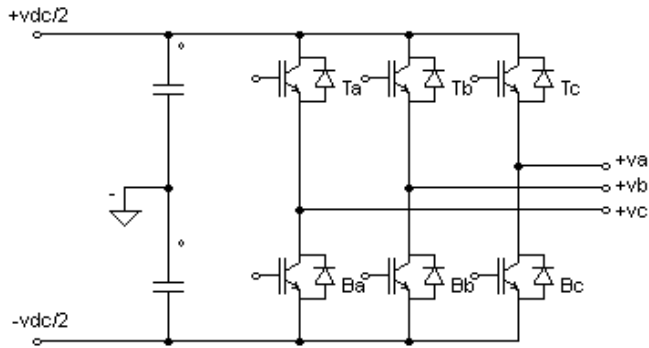


Il·lustració 2-10 Convertidor objecte d'estudi

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 consegüent 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:

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

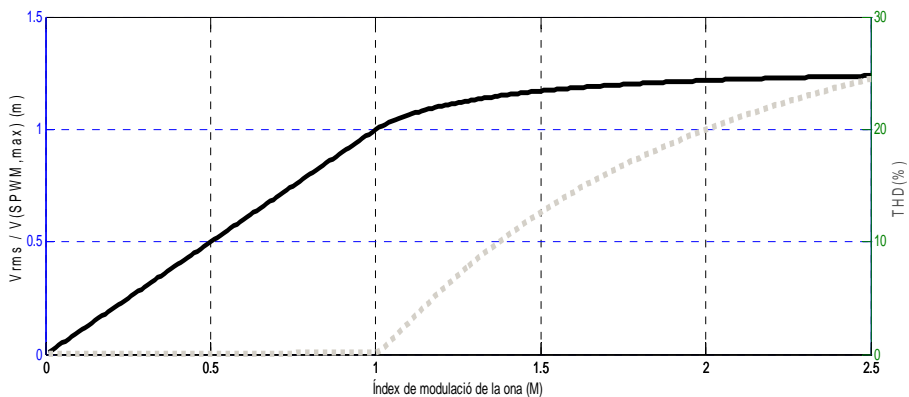
Equació 2-7

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.

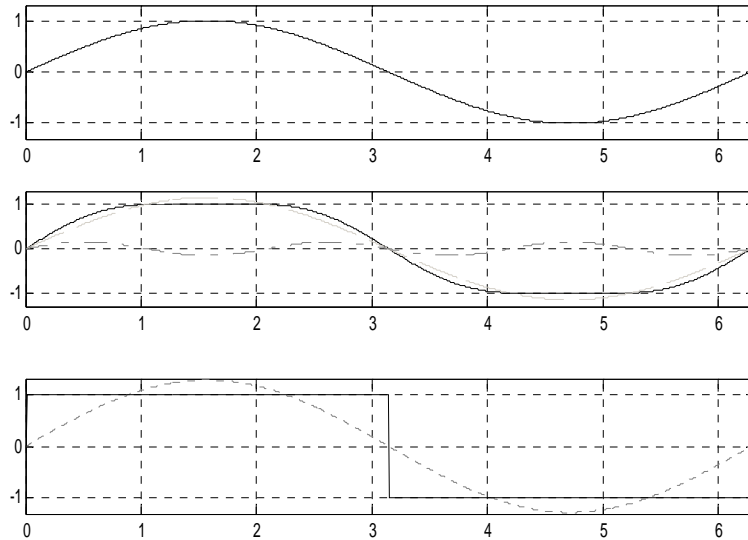


Il·lustració 2-12: Sobremodulació directa. En línia contínua, l'índex de modulació. En línia discontinua, el contingut harmònic generat per la modulació i no vinculat a la commutació

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

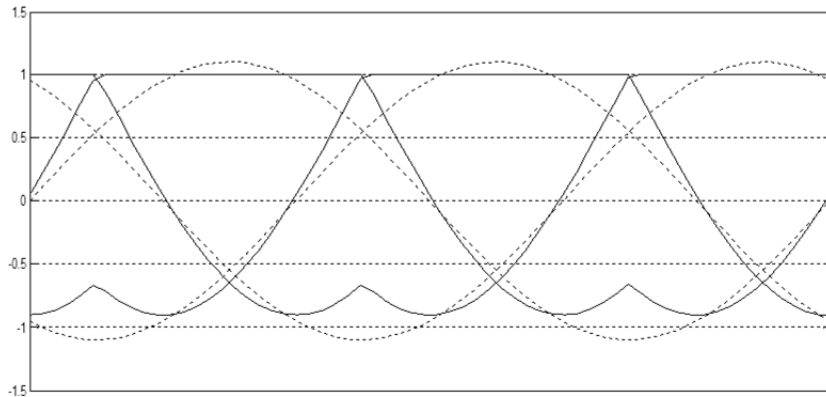
Diversos mètodes han estat definits per aprofitar la tensió generable mitjançant la injecció d'harmònics múltiples de 3 o valors comuns a les tres formes d'ona [30]. La principal avantatge d'aquests resideix en la simplicitat d'implementació, doncs la màxima tensió fonamental que es pot aconseguir no 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 $v'_i = v_i + v_0$

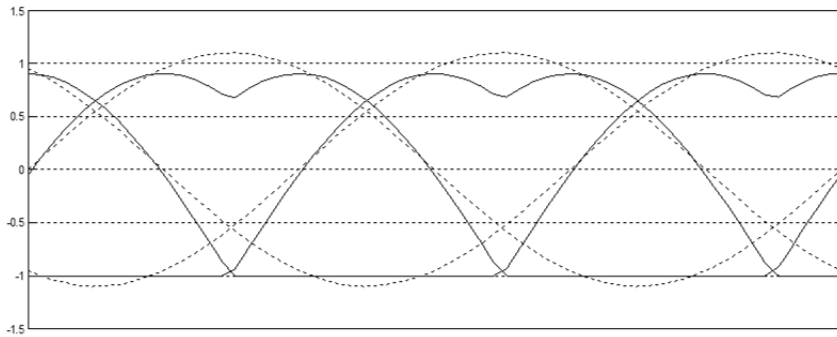


Il·lustració 2-14: Modulació per injecció d'harmònics amb reducció de pèrdues per commutació

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 és compensat 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

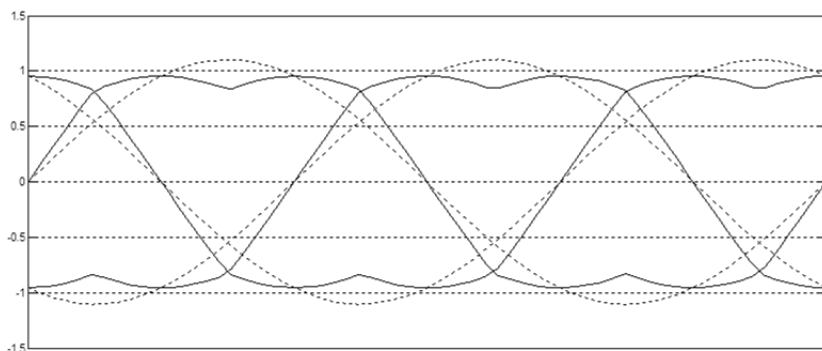
Com podem veure, en aquest cas, a més d'aconseguir que hi hagi un interruptor sense ésser commutat, aconseguir reduir la conducció a l'interruptor. Podem aconseguir, mitjançant la correcta selecció de la part de la branca a deixar aturada, reduir, a més de les pèrdues per commutació les pèrdues per conducció,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

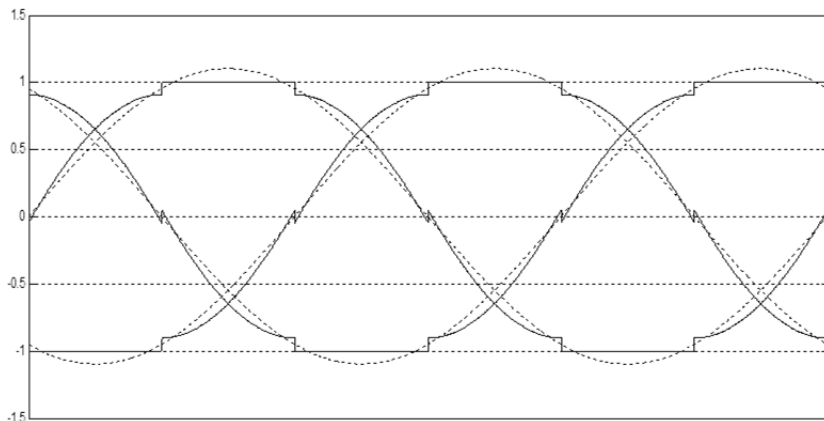
2.2.1.2.3 MODULACIÓ PER FACILITAR LA COMPENSACIÓ DELS TEMPS MORTS

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

Reducció del mode comú en convertidors Back-2-Back

- 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.

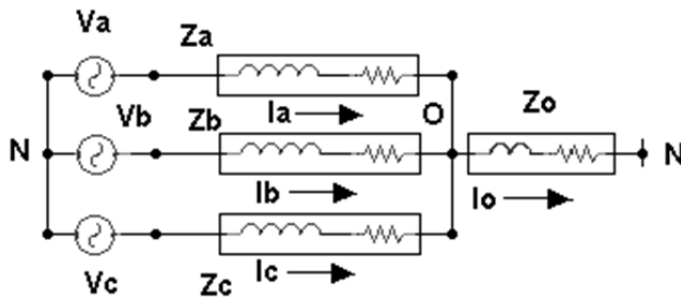
Aplicant la transformació de Clark al funcionament de l'inversor i referenciant les tensions al punt mig del bus de continua, obtenim la següent taula d'estats:

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:

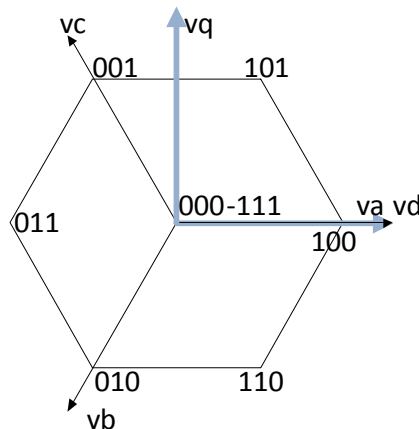
$$\begin{bmatrix} \frac{1}{6} \times \frac{9 \times (Z_b + Z_c)}{Z_a Z_b + Z_a Z_c + Z_b Z_c} & \frac{1}{2\sqrt{3}} \times \frac{3 \times (-Z_b + Z_c)}{Z_a Z_b + Z_a Z_c + Z_b Z_c} & 0 \\ \frac{1}{2\sqrt{3}} \times \frac{3 \times (-Z_b + Z_c)}{Z_a Z_b + Z_a Z_c + Z_b Z_c} & \frac{1}{2} \times \frac{4Z_a + (Z_b + Z_c)}{Z_a Z_b + Z_a Z_c + Z_b Z_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix}_{abc,n} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}_{abc}$$

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.



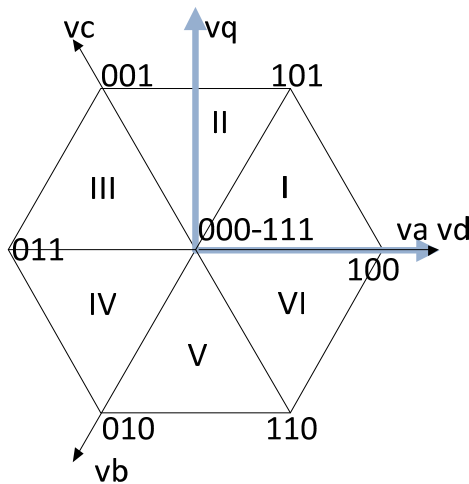
Il·lustració 2-19: Estats d'un convertidor al aplicar la transformació de Clark

2.2.1.4 LA MODULACIÓ VECTORIAL (SVPWM)

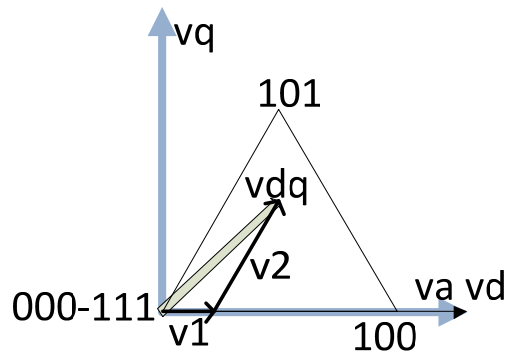
La transformació d'un sistema trifàsic a un sistema bifàsic mitjançant la transformació de Park, permet reduir-ne les variables a controlar, al mateix temps que, en molts sistemes, l'adient selecció del sistema de coordenades, permet el control directe i desacoblat d'altres variables de major interès, 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:

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

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

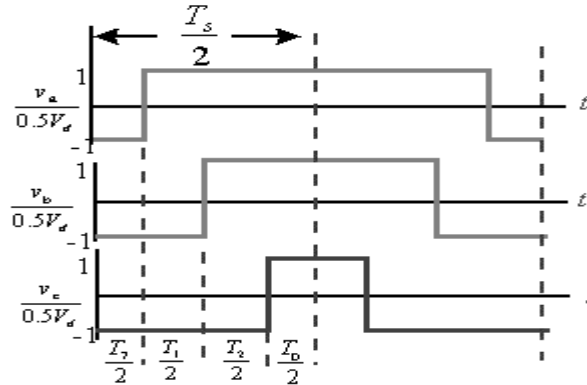
$$t_{100} = \frac{v_1}{v_{100}} T_s = \frac{v_1}{\frac{2}{3} V_{dc}} T_s = \frac{v_d - \frac{v_q}{2}}{\frac{2}{3} V_{dc}} T_s$$

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

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

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

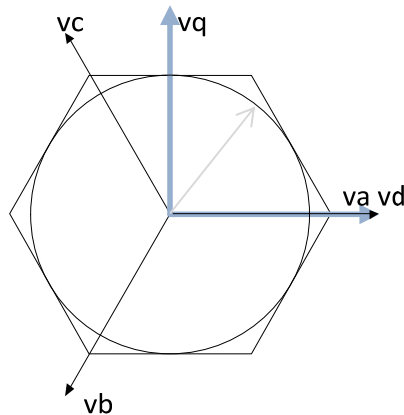
2.2.1.5 LÍMITS DE LA MODULACIÓ VECTORIAL

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

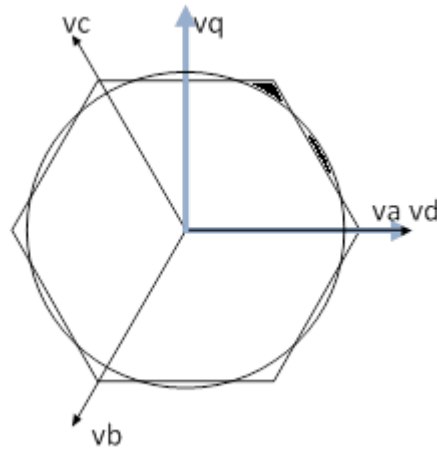
Per tant, podem veure que, una tensió sinusoidal trifàsica amb amplitud M de tensió de fase, representada en coordenades dq utilitzant la transformació de Clark mencionada, correspon a un cercle de radi M .



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):

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

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

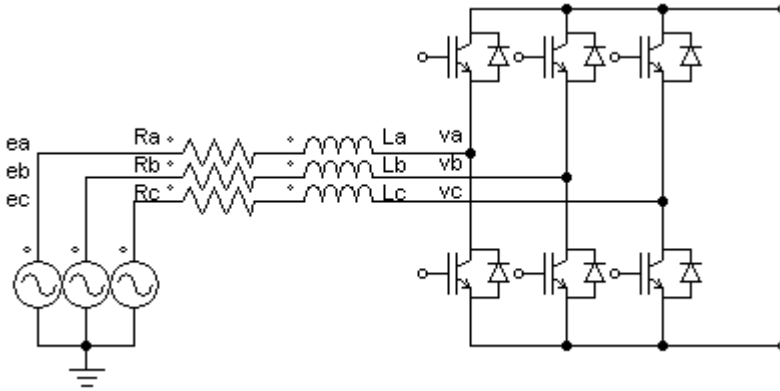
$$p_{dist} = p - P$$

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

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

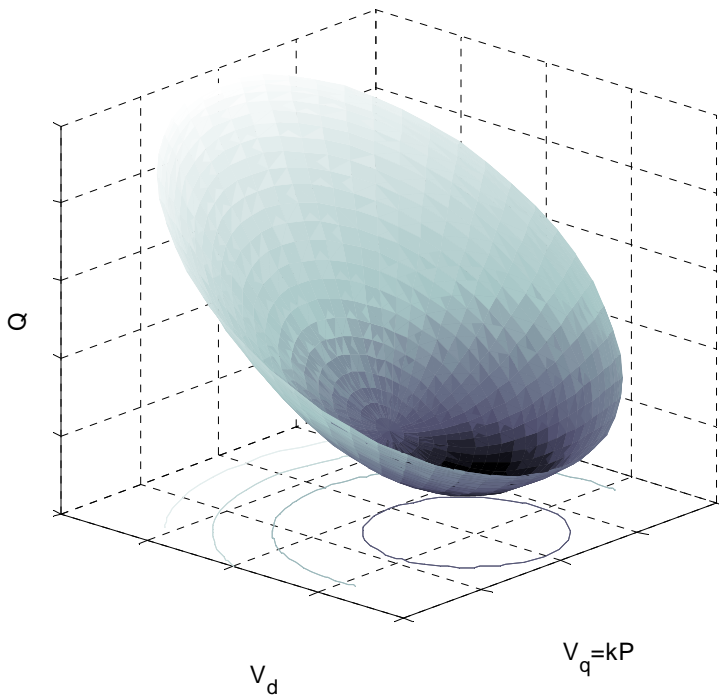
Per aproximar, i considerant una xarxa ideal trifàsica, de tensió de pic E , simètrica i equilibrada, sense harmònics i bàsicament inductiva; utilitzant com a referència per la transformació de Park l'angle de la seqüència fonamental directa de la tensió de xarxa, al modular una tensió $V \angle \varphi$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

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

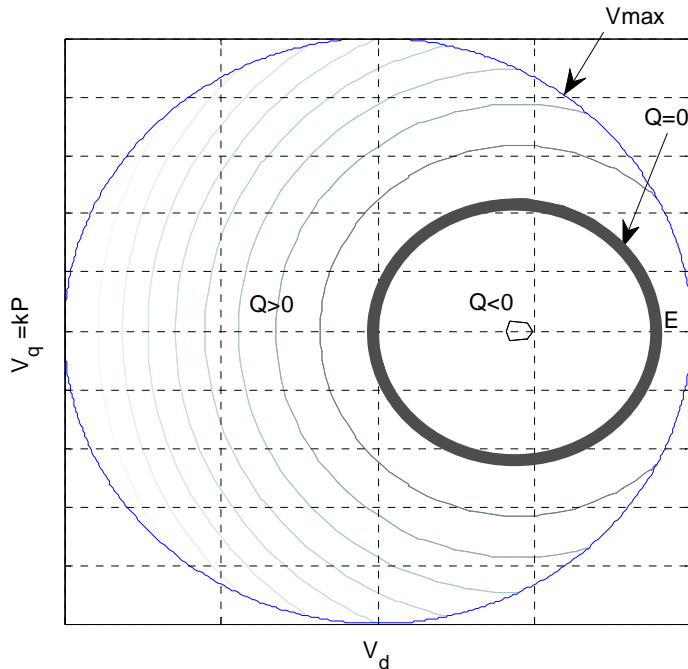
$$Q \approx \frac{2}{3Z}(V(V - E \cos \varphi)) = \frac{2}{3Z}(V^2 - V_d E)$$

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 sobremulació

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 sobremulació, 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:

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

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_α i e_β 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 podem, 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

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

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

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.

4 EL MODE COMÚ I ELS CORRENTS PELS COIXINETS

4.1 EFECTES DEL MODE COMÚ

Les tensions induïdes als eixos dels motors i els corrents que aquests causaven en els coixinets son ben coneguts des de principis del segle XX [45]. Amb la implantació de grans motors en la indústria, la preocupació per la vida i fiabilitat dels mateixos s'incrementa. S'observa, però estranys trencaments de coixinets amb major freqüència de l'esperable.

Els primer estudis estableixen la relació entre els desequilibris constructius de les grans màquines i els danys que es produïen en els coixinets dels mateixos, produint discontinuïtats en el funcionament i disminució de la vida esperable en les màquines.

Amb la millora dels processos constructius, el tema del corrent pels coixinets en les màquines passa a segon terme, fins que la progressiva introducció dels accionaments amb electrònica de potència implicà l'aplicació de tensions en mode comú de major freqüència i magnitud i, com a conseqüència, la reparació del problema dels danys provocats per les corrents en els coixinets [1], [45]–[47].

A part de l'efecte sobre la vida de les màquines elèctriques, punt en el que ens centrarem en aquest capítol al ser objecte d'aquest treball bàsicament els accionaments, quan s'utilitzen inversors PWM com a part fonamental d'un equip de subministrament ininterromput, s'han detectat efectes perjudicials en la vida d'equip electrònic sensible [26].

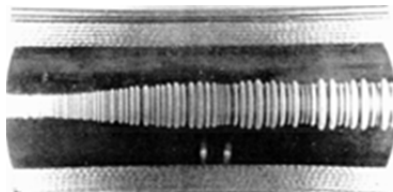
4.1.1 EFECTE DEL MODE COMÚ EN ELS COIXINETS

Quan el motor gira, el lubricant aïlla les boles i les guies dels coixinets, actuant com a dos condensadors. Els desequilibris constructius i l'aplicació de tensions en mode comú provoquen tensions induïdes de l'eix de la màquina respecte la seva carcassa. Aquestes tensions induïdes es descarreguen a través dels coixinets en moments aleatoris. Les descàrregues provocades pels corrents pels coixinets d'una màquina produeixen en els primer moments microperforacions en els coixinets conegudes com a *pitting*[1].



Il·lustració 4-1 Pitting en un coixinet [48]

Un cop s'inicia el procés de *pitting* en un coixinet, aquests provoquen lleugeres vibracions en el flux de lubricant [49] provocant desequilibris en el funcionament dels rodaments. Aquestes vibracions redueixen la quantitat de lubricant entre la bola i el rodament, disminuint al mateix temps i com a conseqüència la tensió de ruptura entre coixinet i superfície. La continuació d'aquest procés continua realimentant-se creant marques característiques.



Il·lustració 4-2. Flutting [12]



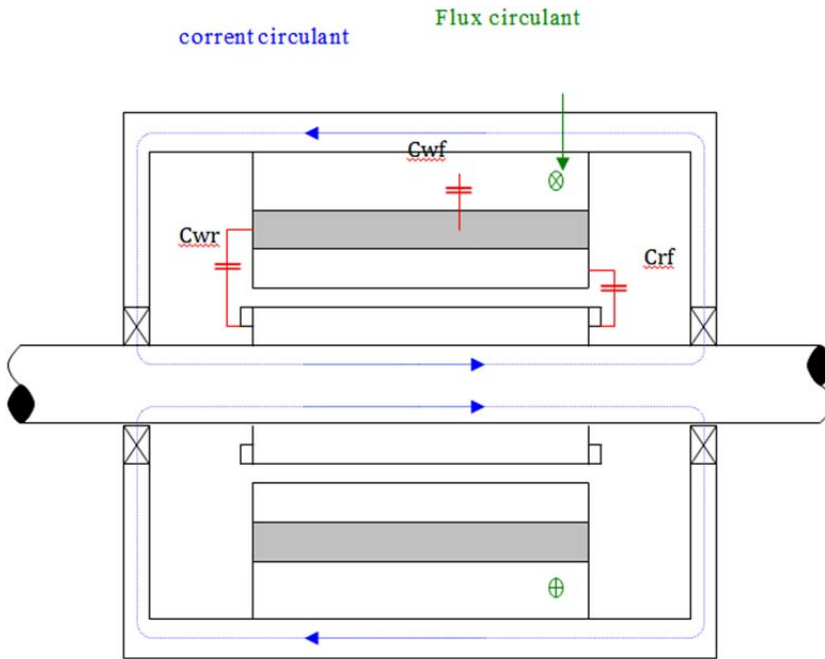
Il·lustració 4-3 Flutting (cortesia ABB)

En un estudi realitzat el 1997 [1] on s'analitzaven 1150 màquines d'inducció en accionaments, el 25% dels que portaven menys de 18 mesos de funcionament tenien danys significatius en els coixinets deguts a descàrregues, mentre que aquest percentatge s'incrementava fins als 67% en els que portaven més de 18 mesos.

L'estudi del dany produït pel corrents pels coixinets [3], [49]–[51] ha dut lloc a nombrosos treballs i continua essent fruit de preocupació i estudi pels principals productors d'accionaments. Aquest efecte a portat a la migració de moltes aplicacions en les que la sensibilitat al mode comú és important a la utilització de convertidors multinivell en els que es factible la eliminació del mateix.

4.1.2 LES CAUSES DELS CORRENTS PELS COIXINETS

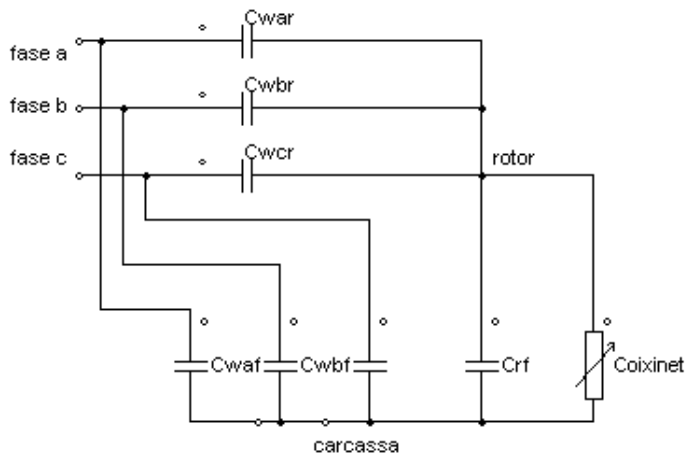
La major part de autors atribuïren tradicionalment el corrent pels coixinets als acoblaments capacitius. Tot i això, l'efecte s'incrementa amb l'aparició dels corrents circulants teoritzats per Thomas A. Lipo el 1998[52].



Il·lustració 4-4: Corrents circulants i capacitats paràsites de la màquina d'inducció

4.1.2.1 CORRENTS DEGUTS A ACOBLAMENTS CAPACITIUS.

Les capacitats entre els debanats i carcassa (C_{wf}), la carcassa i el rotor (C_{rf}) i debanats i rotor (C_{wr}) estableixen un circuit capacitiu que provoca la variació de tensió de l'eix respecte la carcassa. Si considerem al mateix temps la presència dels coixinets entre rotor i carcassa, ens trobem amb el següent circuit.

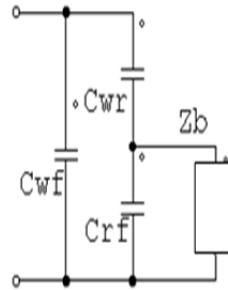


Il·lustració 4-5. Esquema representatiu dels corrents capacitius

Si analitzem el circuit explicat, ens trobem amb dues possibles causes de la variació de tensió del rotor: els acoblaments capacitius i les tensions induïdes per corrents de fuga.

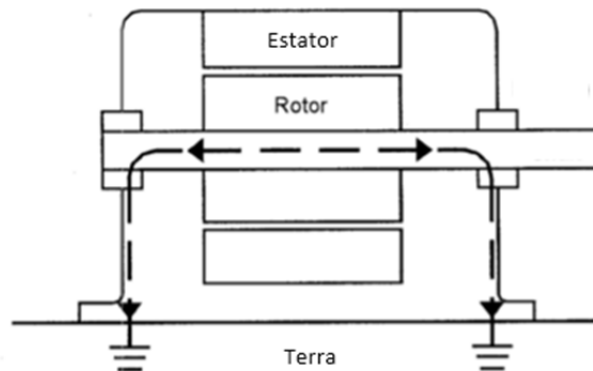
En els estudis realitzats a principis de segle, es va observar que les discrepàncies entre les capacitats C_{wr} per cada fase feien que el rotor no el divisor capacitiu no fos perfecte i la tensió a la que es veia sotmès el rotor es distanciava de la tensió a la que es veia sotmesa la carcassa. Això produïa tensions elevades al rotor i per tant, danys al coixinets. Tal i com s'ha explicat, la millora del processos productius va reduir aquesta font de corrents, fins a ser considerada pràcticament nul·la en la majoria dels estudis moderns sobre corrents pels coixinets.

Si suposem les capacitats per fase idèntiques per cada fase i transformem el circuit en coordenades de Park, ens trobem en que el model se'ns simplifica substancialment, important únicament la component homopolar (o mode comú) de la transformada de les tensions d'alimentació.



Il·lustració 4-6. Model per la tensió en mode comú dels acoblaments capacitius

Veiem doncs com l'aparició de components en mode comú podran produir tensions al rotor que podran causar eventuais descàrregues als coixinets.

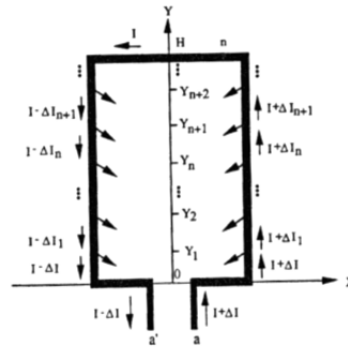


Il·lustració 4-7: Corrents pels coixinets degut als acoblaments capacitius

4.1.2.2 CORRENTS CIRCULANTS

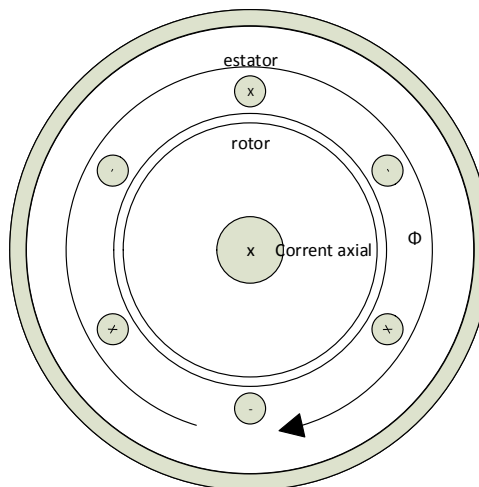
A part dels corrents a través dels acoblaments capacitius entre debanats i carcassa, tal i com s'ha comentat, a finals dels anys 90 es va proposar l'existència d'una nova font de corrents pels coixinets, els corrents deguts a la concatenació de fluxos entre rotor i estator deguts al corrent en mode comú.

Donada la presència de corrents deguts als acoblaments capacitius, es pot considerar que existeix un flux net de corrent entrant per l'estator circulant axialment (ΔI).



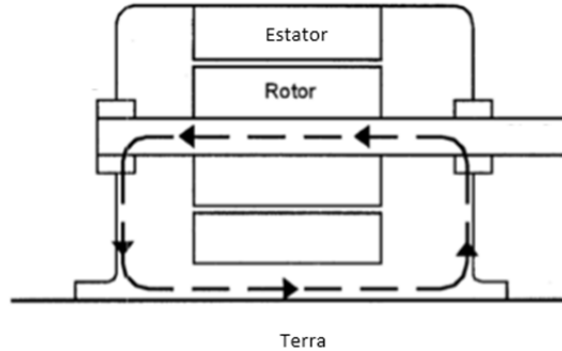
Il·lustració 4-8: Corrent axial degut als acoblaments capacitius

Per tant, donada la llei de Gauss, ha de considerar-se que hi haurà un flux net provocat per aquest corrent.



Il·lustració 4-9 Flux circulant degut al corrent axial

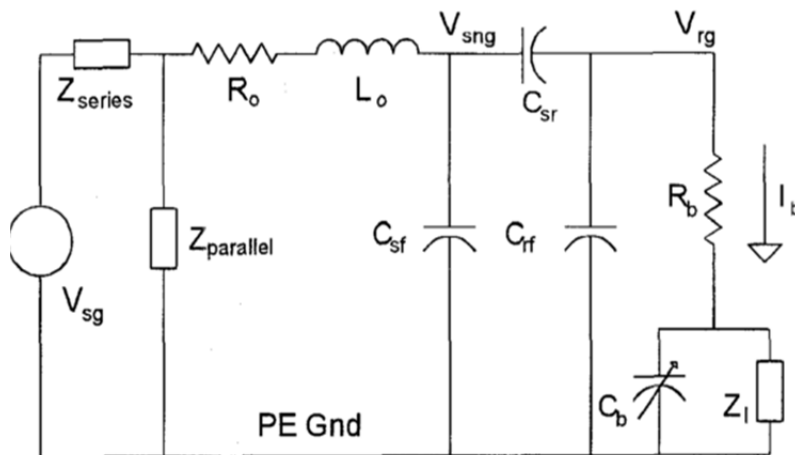
Aquest flux circulant, tal i com s'observa a la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, indueix un corrent circulant entre la carcassa i l'eix, passant pels coixinets.



Il·lustració 4-10: Corrents pels coixinets degut flux circulant

4.1.2.3 EL MODE COMÚ I ELS CORRENTS PELS COIXINETS

Malgrat la presència observada dels corrents circulants [3], [48], [50], degut a que aquestes son efecte secundari dels corrents capacitius, sol considerar-se el següent model de cara a explicar els corrents pels coixinets [12], [50], [52].



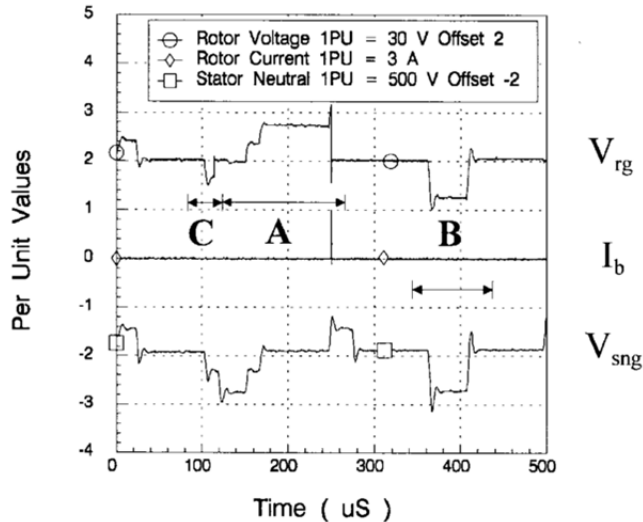
Il·lustració 4-11: Model pel corrent pels coixinets

A la Il·lustració 4-11, considerem:

- C_{sf} : Capacitat entre debanats de l'estator i carcassa
- C_{rf} : Capacitat entre el rotor i la carcassa
- C_{sf} : Capacitat entre debanats del estator i rotor
- R_b : Resistència del coixinet

- C_b : Capacitat del coixinet
- Z_i : Impedància variable del coixinet, depenent de la posició del rodament i de l'estat de la capa de lubricant del mateix. Sol utilitzar-se un interruptor aleatori per representar els contactes metàl·lics dels rodaments amb les pistes del coixinet

A partir d'aquest model, pot donar-se explicació a les corrents observades en els coixinets experimentalment. Prenen com a exemple les observacions realitzades a [46]:



Il·lustració 4-12: Tensió a neutre de l'estator, al rotor i corrent pel coixinet [46]

A la zona A, la tensió V_{sng} , sumada a la càrrega emmagatzemada a la capacitat C_{sr} , provoquen la càrrega de la capacitat C_b . Els valors de les capacitats entre rotor i la resta d'elements determinen el valor del divisor capacitiu que formen C_{sr} amb el paral·lel de C_b i C_{rf} . Els valors típics d'aquest divisor oscil·len entre 0.05 i 0.01 [47], [51].

El trencament de la capa d'oli, amb la consegüent descàrrega es produeix a una tensió depenent de les característiques del lubricant. Per valors típics de gruix de la capa de lubricant de 0,2-2 μm , les tensions de ruptura ronden els 10-30 V. Mentre el valor divisor no superi els valors de trencament de la capa de lubricant (zona B), no solen observar-se corrents pel coixinet.

Periòdicament, malgrat no es superi la tensió de trencament, els contactes entre rodament i coixinet provocaran la descàrrega de la capacitat del coixinet. Això no provocarà corrents mesurables, però podrà observar-se la descàrrega de la capacitat del coixinet (zona C).

Les oscil·lacions ràpides en el mode comú provocaran una variació de flux circulant, i per tant, l'aparició dels corrents circulants estaran vinculades a les variacions de la tensió en mode comú.

4.1.3 EL MODE COMÚ I EL CORRENT PELS COIXINETS

A partir dels estudis realitzats pels diversos autors que han tractat el tema, podem extreure que per que hi hagi una descàrrega que pugui minvar la vida útil dels nostres coixinets, hauran de donar-se les següents circumstàncies:

1. El neutre de l'estator de un motor segueix la tensió del mode comú. El punt elèctric (V_{sng}) arribarà a la tensió de mode comú de l'alimentació amb petit temps de retard depenent dels paràmetres equivalents del circuit equivalent en mode comú de l'estator.
2. El coixinet seguirà aquesta tensió per mitjà d'un divisor capacitiu. Aquest divisor no sol superar el 10% de la tensió de neutre de l'estator.
3. Quan la tensió del coixinet superi la tensió de ruptura del lubricant, es produirà una descàrrega amb la capacitat de danyar el coixinet. Aquesta tensió sol ésser, en el pitjor cas, del voltant dels 10-30V.

En funció d'aquestes conclusions, podem concloure que:

1. Reduir la tensió en mode comú serà suficient per a eliminar els corrents pels coixinets. No serà necessari eliminar-lo, amb la conseqüent disminució en la capacitat d'aprofitament del bus de continua. Depenent de la màquina, les màximes tensions en mode comú permissibles si es volen evitar els corrents pels coixinets oscil·laran entre els 100 i els 500 V. Per una determinada màquina pot determinar-se una tensió màxima en mode comú per sota de la qual no s'observen pics de corrent pel rotor. De tota forma, qualsevol disminució en la tensió en mode comú, fins i tot si supera aquest valor, provocarà una disminució en la freqüència dels corrents, i per tant, en un increment en la vida dels coixinets.
2. Les resistències en mode comú i del coixinet provoquen un retard en l'arribada de la tensió de mode comú al coixinet de l'ordre de μs [3]. Aquest retard provoca que tensions en mode comú de poca duració, com les provocades pels transitoris de commutació dels convertidors, no es veuen reflectides al coixinets.

4.2 EL MODE COMÚ I ELS MÈTODES TRADICIONALS DE COMMUTACIÓ

4.2.1 EL MODE COMÚ EN ELS VSI

Partint de la definició de la tensió de mode comú (recordem que hem utilitzat la transformació de Clark de forma que sigui conservativa entre la tensió homopolar i la tensió de neutre d'una càrrega equilibrada):

$$V_o = \frac{V_r + V_s + V_t}{3}$$

Equació 4-1

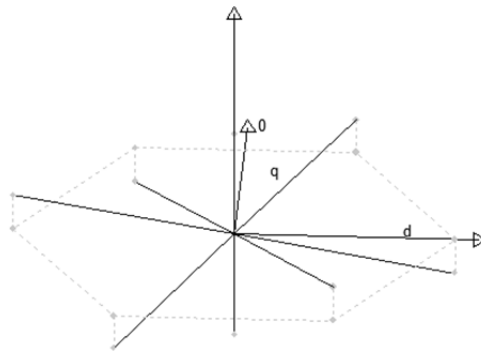
Quan es treballa amb inversors del tipus VSI alimentats per rectificador trifàsic, és usual suposar que el punt mig del bus de continua es troba a la mateixa tensió que el terra. Aquesta suposició és certa únicament si la capacitat del bus és prou elevada i la xarxa alimenta càrregues simètriques. Malgrat tot, pot considerar-se la suposició certa si el que es vol es avaluar la tensió en mode comú aplicada, ja que les variacions seran de poca magnitud i de baixa freqüència.

Partint d'aquesta suposició, podem trobar la component homopolar generada per cadascun dels 8 possibles estats de un VSI.

ESTAT (1 si condueix interruptor superior, 0 si inferior)	MODE COMÚ APLICAT
000	$-V_{dc}/2$
001	$-V_{dc}/6$
010	$-V_{dc}/6$
011	$V_{dc}/6$
100	$-V_{dc}/6$
101	$V_{dc}/6$
110	$V_{dc}/6$
111	$V_{dc}/2$

Com podem observar, en un inversor alimentat per un rectificador passiu, i donats els valors anteriorment comentats, podem veure que els estats 000 i 111 seran els principals causants del corrents pels coixinets, i per tant, aquests s'observaran més a baixes tensions, ja que la utilització dels estats de tensió V_d i V_q generada serà més ampla.

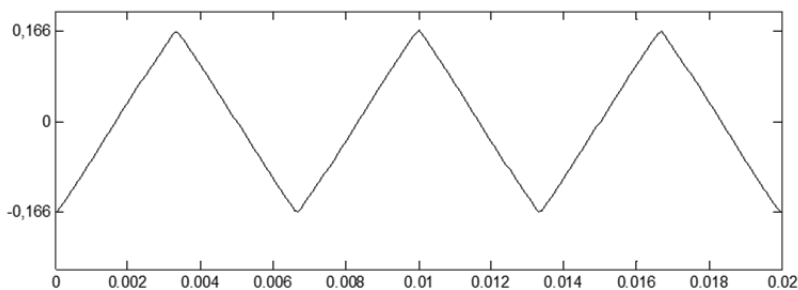
Si afegim aquesta columna a les dos clàssiques obtingudes de la transformació de Park de les tensions aplicades amb cada estat, no tindrem prou amb les dues dimensions clàssiques per representar el conegut hexàgon del mètode de modulació per vector espacials. En tal cas tenim tres vectors (d , q i 0) independents entre d'ells, i per tant s'hauran de representar amb eixos ortogonals.



Il·lustració 4-13: Estats d'un inversor en representació d-q-0

A partir d'aquests vectors pot veure's com el mètode conegut com a Space Vector PWM (SVPWM) no es més que un mètode de modulació amb modulació de tensió homopolar no nul·la (al contrari que la modulació sinusoidal simple o SPWM).

Es senzill comprovar que les trajectòries de la homopolar modulada en el SVPWM segueixen els plans formats per els vectors que defineixen la zona de l'hexàgon en la que ens trobem i el punt $(0,0,0)$. La màxima homopolar modulada la trobem en la proximitat dels canvis de sector, on es modula una tensió pròxima a $V_{dc}/6$.



Il·lustració 4-14: Tensió homopolar modulada durant un cicle de la senyal fonamental. Pot observar-se que el valor és màxim cada 1/6 de període, coincidint amb els canvis de sector

Com ja s'ha vist, però, la tensió homopolar ens afectarà (en quant es tensió en mode comú aplicada) no per el seu valor en terme mig (o modulats) si no per el seu valor instantani i per la seva derivada. En tal cas podem comprovar que cada canvi en els interruptors provoca un canvi en la homopolar, i que les màximes tensions aplicades son $\pm V_{dc}/2$ sempre que s'usin els vectors nuls. Donat que tots els mètodes habituals de modulació usen els vectors nuls com a mínim un cop per període de commutació, no es poden classificar els mètodes per el seu efecte sobre els corrents pels coixinets.

Per altra banda, els convertidors anomenats Soft-Switched VSI, al provocar una transició suavitzada en cada transició entre estats, tenen un menor impacte sobre els motors. La commutació suau del convertidor provoca una reducció de les corrents relacionades amb la derivada de la homopolar, o sigui, els corrents circulants.

4.2.2 EL MODE COMÚ EN EL CONJUNT B2B

Quan calculem conjuntament el rectificador i l'inversor, la nova expressió per la tensió homopolar és la següent, considerant la tensió de la xarxa com a *abc* i la de la màquina com a *rst*:

$$V_0 = \frac{-(V_a + V_b + V_c) + (V_r + V_s + V_t)}{3}$$

Equació 4-2

Si anomenem *s* a l'estat de les branques, valent -1 o 1 depenent de si la branca realitza la connexió amb la part negativa o positiva del bus respectivament, podem reescriure la equació de la següent forma.

$$V_0 = \frac{-(s_a + s_b + s_c) + (s_r + s_s + s_t)}{6} V_{dc}$$

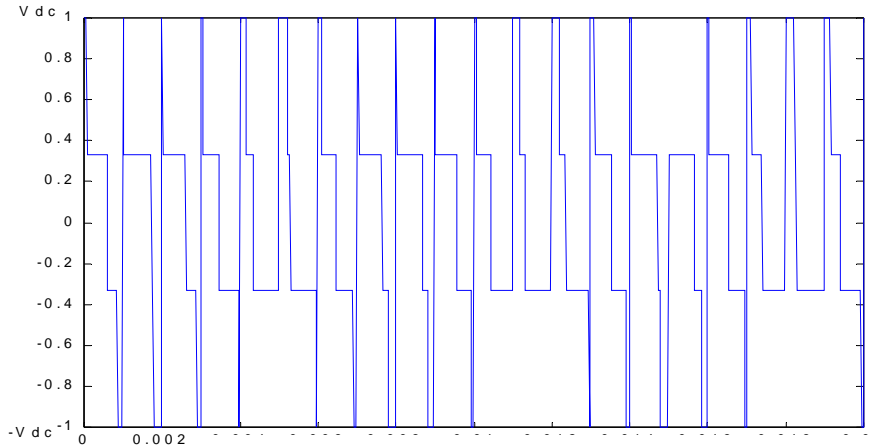
Equació 4-3

Apareixen ara 64 estats, en comptes dels 8 que definien la configuració rectificador díodes – inversor PWM (tornant a la definició dels estats com 0 o 1 per simplicitat a la nomenclatura). A la següent taula pot trobar-se un resum de la homopolar introduïda per cada estat.

Estat rectificador - inversor	Homopolar aplicada
111-000	$-V_{dc}$
011-000 101-000 110-000 111-001 111-010 111-100	$-2/3 V_{dc}$
001-000 010-000 100-000 011-001 101-001 110-001 011-010 101-010 110-010 011-100 101-100 110-100 111-011 111-101 111-110	$-1/3 V_{dc}$
000-000 111-111 001-001 001-010 001-100 010-001 010-010 010-100 100-001 100-010 100-100 011-011 011-101 011-110 101-011 101-101 101-110 110-011 110-101 110- 110	0
000-001 000-010 000-100 001-011 001-101 001-110 010-011 010-101 010-110 100-011 100-101 100-110 011-111 101-111 110-111	$1/3 V_{dc}$
000-011 000-101 000-110 001-111 010-111 100-111	$2/3 V_{dc}$
000-111	V_{dc}

Tal com es pot veure en el quadre, existeixen nombrosos vectors (23) que permeten treballar amb homopolar nul·la, tal i com es veurà en algunes propostes realitzades.

En la següent figura es veuen les tensions homopolars simulades del funcionament de un rectificador PWM amb un inversor PWM no sincronitzats en règim permanent (freqüència: 1kHz, índex modulació:1).



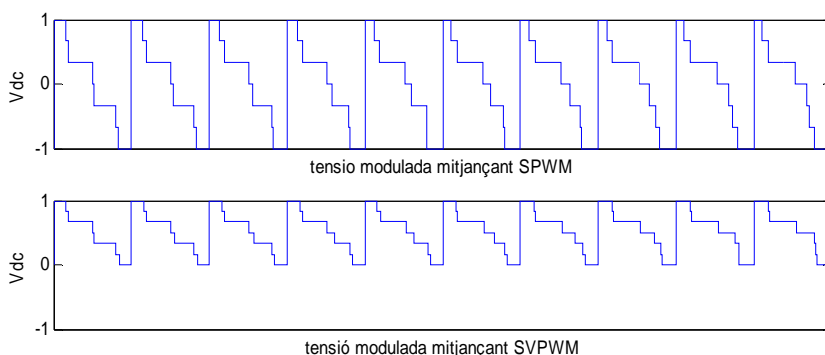
Il·lustració 4-15: Tensions homopolars aplicades al controlar separatament inversor i rectificador

Com es pot veure, no únicament els valors de tensió son molt més elevats, si no que a la vegada, les commutacions no sincronitzades dels dos elements fan aparèixer el doble de transicions de homopolar, amb l'important increment de instants en els que apareixeran corrents de circulació.

En funció del mètode de modulació utilitzat, la tensió en mode comú serà nul·la per cada període de commutació o modularà una determinada senyal.

Tal i com s'ha explicat a l'apartat 2.2.1, exceptuant la modulació directa, que correspon a un valor de tensió homopolar modulada nul·la, la resta de modulacions generaran un valor de homopolar no nul, i per tant, major impacte del mode comú en la tensió resultant.

Com a exemple, mostrem la homopolar generada per la modulació de les mateixes tensions, utilitzant la modulació sinusoidal o la modulació SVPWM respectivament.



Il·lustració 4-16

Els mètodes habituals de modulació no reparen usualment en el valor d'homopolar que generen, fixant-se bàsicament en obtenir majors nivells de tensió o potència a base de una modulació que sol quedar emmascarada en el mètode utilitzat. Per aquest motiu, és habitual que es generi un valor d'homopolar durant un temps elevat que generi major deteriorament dels coixinets.

Per tant, podem afirmar que, per la immensa majoria de mètodes de modulació utilitzats a l'actualitat, s'obtenen valors de tensió homopolars que afecten de forma notable la durabilitat del equipaments alimentats amb ells.

4.3 MÈTODES DE REDUCCIÓ DEL MODE COMÚ

Durant la primera meitat del segle XX, els corrents pels coixinets, deguts en aquest cas a asimetries constructives en les màquines, es varen anar reduint al mateix temps que milloraven les tècniques constructives[45].

Durant els anys 90, amb la progressiva implantació dels accionaments de velocitat variable a la indústria, es va detectar un creixement en el nombre de fallades de coixinets i caixes d'engranatges, causada pels corrents que passaven per aquests elements.

Com a mesura de correcció, es desenvoluparen mesures per mitigar l'efecte del mode comú, distingint-se les variacions constructives en els accionaments, la instal·lació de filtres de mode comú i, en menor mesura, la implementació de mètodes de modulació que reduïssin el mode comú aplicat [26]–[29].

A part dels mètodes aquí comentats, que impliquen la utilització del convertidor estudiat, s'ha de comentar la existència de múltiples mètodes d'eliminació del mode comú variant la estructura del convertidor (convertidor de quatre branques, convertidors multinivell). Múltiples estructures de convertidor permeten generar tensió sense homopolar, però la enorme quantitat d'aquests ens fa aconsellable evitar-ne la enumeració aquí.

4.3.1 MODIFICACIONS EN LA INSTAL·LACIÓ I CONSTRUCCIÓ DE L'ACCIONAMENT

Diversos autors han proposat solucions al mode comú consistents a disminuir la tensió induïda als coixinets o a buscar camins de descàrrega dels mateixos que evitin el pas de corrents polsants pels rodaments[27], [29].

Aquestes solucions, que ens permeten reduir pràcticament a 0 els corrents pels coixinets, son però de difícil implementació en màquines que no les tinguin en consideració en el seu disseny i fabricació

4.3.1.1 MODIFICACIONS ALS COIXINETS

Les solucions més efectives impliquen modificacions en la construcció de les màquines, i per tant, han estat de poca aplicació. D'entre aquestes, algunes de les solucions, actuant directament sobre els coixinets, consisteixen en aïllar els mateixos. Això és pot aconseguir inserint una anella de material aïllant entre el coixinet i la carcassa del motor, cobrint el coixinet amb una cinta aïllant o mitjançant la utilització de coixinets no conductors, com per exemple ceràmics [53].

Eliminant els camins a terra pels coixinets d'una màquina no elimina la tensió en mode comú aplicada. Aquesta es trasllada per l'eix a altres parts de l'accionament, i per tant, solen aparèixer descàrregues en d'altres punts. Sovint, i com es veurà en l'apartat posterior, l'aïllament dels coixinets es realitza conjuntament amb postes a terra dels eixos per a millorar-ne l'efecte.

Per altra banda, s'han testat greixos conductors. Utilitzar lubricants amb bona conductivitat permet que els corrents de mode comú passin per ells, evitant descàrregues als rodaments[12]. Cal observar però que els greixos utilitzats fins ara en rodaments com a conductors degraden el seu comportament amb el pas de la corrent. Això provoca que sigui necessària la renovació freqüent del greix.

4.3.1.2 MODIFICACIONS A LA INSTAL·LACIÓ DE TERRA

A part del camí pels coixinets, existeixen diversos camins addicionals pels quals les corrents homopolars poden fluir cap a terra. Facilitar aquests camins produeix una disminució notable en la quantitat de corrents que circulen pels mateixos. Aquests camins no es reflecteixen al model en mode comú presentat, al considerar-se les impedàncies de posta a terra nul·les.

A títol d'exemple, si disposem d'una mala connexió a terra de la carcassa, a més de l'efecte de l'acoblament capacitiu, s'incrementaran els corrents que circulin pels coixinets.

En concret, s'ha de considerar que el que es cerca reduir la impedància a alta freqüència. Per tant, els criteris habituals de connexionat a terra amb altes freqüències hauran d'esser aplicats.

Els cables trifàsics que posseeixen una bona resistivitat apantallant els cables d'alimentació impliquen reduccions en els corrents pels coixinets[54].

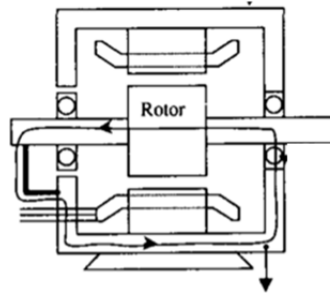
Per altra banda, per tal que la impedància de connexió a terra sigui mínima, prendrà importància el connector. L'acurada eliminació de pintura a les superfícies on es realitzin connexions a terra, tires planes per connectar les carcasses a terra,... tindran un efecte directe a la disminució dels corrents pels coixinets.

4.3.1.3 POSTA A TERRA DE L'EIX

Connectant l'eix a terra mitjançant una escombreta és probablement la solució més implantada en màquines de gran tamany per reduir-ne el corrent pels coixinets.

Per mitjà d'aquesta escombreta s'evita la càrrega de la capacitat del coixinet, i per tant, l'aparició de corrents de descarrega. El costos manteniment de la escombreta redueix algunes de les avantatges dels motors d'inducció en els accionaments de velocitat variable.

Cal considerar que a més, per tal que el sistema fos completament efectiu, caldria la instal·lació d'una escombreta a cada costat de l'eix de la màquina. La escombreta busca un camí més senzill pels corrents provocats per l'acoblament capacitiu, però no els anul·la. Resultats experimentals han demostrat fins i tot increments en els corrents homopolars al realitzar postes a terra dels eixos [26]. Aquest corrent continuarà produint flux circulant i el corrent circulant passaria pel coixinet no protegit (Il·lustració 4-17).

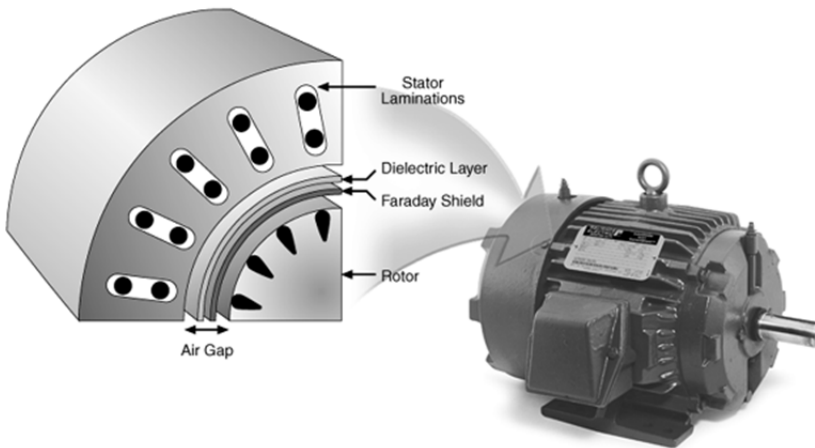


Il·lustració 4-17: Corrents circulants deguts a ineficient posta a terra de l'eix

Per tal d'evitar això, sovint sol recomanar-se que el coixinet contrari a la posta a terra de l'eix sigui no-conductor. D'aquesta forma es fan recircular els corrents deguts a l'acoblament capacitiu i s'eviten els corrents circulants.

4.3.1.4 AÏLLAMENT ELECTROMAGNÈTIC DEL ROTOR

Algunes solucions proposades contempnen l'aïllament electromagnètic del rotor [55]. Mitjançant l'aplicació d'una gàbia de faraday a l'estator, es crea un camí superficial pel corrent que evita que aquest circuli pels coixinets.



Il·lustració 4-18: Aïllament mitjançant gàbia de Faraday [55]

Amb aquesta metodologia aconseguim una anul·lació pràcticament total dels corrents pels coixinets.

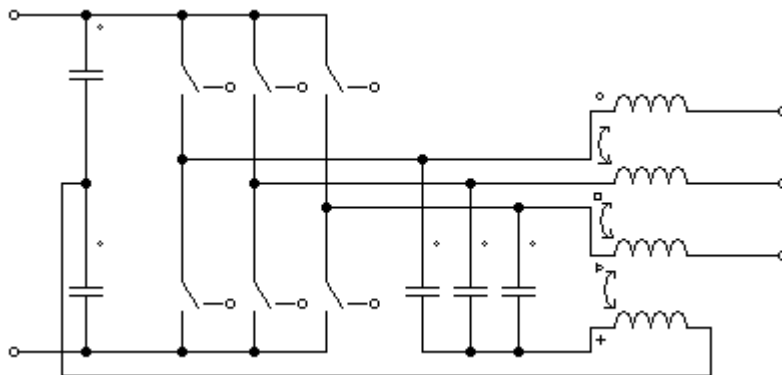
4.3.2 FÍLTRES I TRANSFORMADORS DE MODE COMÚ

Una metodologia sovint utilitzada per a eliminar els efectes del mode comú és l'aplicació de un filtre de mode comú entre l'inversor i la màquina a alimentar.

Un dels mètodes més senzill de filtrar el mode comú és la utilització d'un estrangulador de mode comú[28]. Aquest element esta compostat per tres bobinats amb el mateix nombre de voltes i la mateixa direcció al llarg d'un nucli magnètic. Al concatenar el mateix flux, aquest es proporcional al corrent en mode comú que hi circuli, creant una impedància equivalent en el circuit del mode comú. Tan sols els components no concatenats (fluxos de dispersió) contribuiran a incrementar, de forma poc sensible, el circuit equivalent de la resta de components del corrent.

Per tant, la implantació d'un estrangulador de mode comú implica l'aparició d'una impedància elevada pel circuit equivalent en mode comú, mentre que per la resta de components l'impacte és baix.

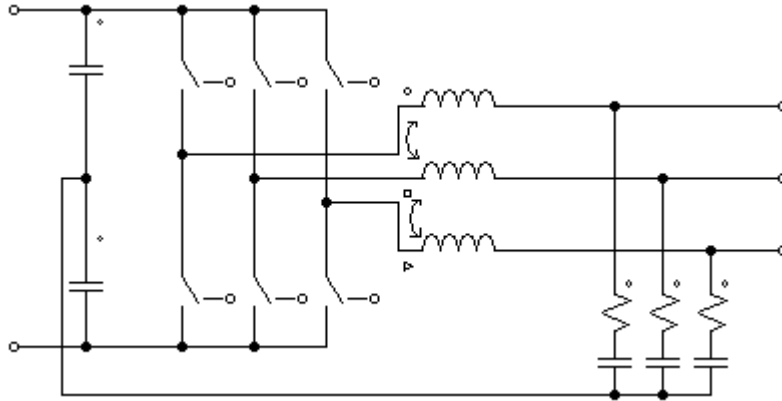
Una altra solució és la utilització del que sol anomenar-se transformador de mode comú. El transformador de mode comú es compon de quatre debanats lligats a un mateix nucli. Pels tres primers debanats es fa passar el corrent del motor. Al quart debanat s'aplica una tensió reflex de la tensió en mode comú. Al aplicar-se aquesta, indueix una tensió que anul·la la tensió en mode comú de cada fase.



Il·lustració 4-19: Transformador de mode comú

A part del transformador comentat, existeixen moltes variants que permeten la eliminació més efectiva utilitzant elements actius per alimentar el quart debanat [27]–[29].

Finalment, podem aplicar filtres que presentin baixa impedància en mode comú. D'aquesta forma cercarem un camí pels components de mode comú que evitaran els coixinets[56].



Il·lustració 4-20: Filtre de mode comú

4.3.3 ALTRES MÈTODES DE REDUCCIÓ PER MODULACIÓ

Donat l'elevat cost d'aquests mètodes de reducció, la seva aplicació es reserva usualment a màquines o elements de vital importància. Per aquest motiu, s'han explorat diverses metodologies de reducció dels efectes del mode comú mitjançant la variació del mode comú modulad[26].

Malgrat això, aquests mètodes o be suposen la connexió del punt mig del inversor a terra o son aplicables sols a convertidors amb etapa de rectificació passiva. Repassarem en aquest apartat de forma breument els principals mètodes i els seus efectes

4.3.3.1 SINUSOIDAL PWM

Tal i com s'ha comentat anteriorment, malgrat generi tensions homopolars de petita magnitud a la freqüència de commutació, no es generen homopolars a freqüències menors. La petita duració dels mateixos implica de per si sol una reducció en el mode comú, a costa de una disminució en les prestacions del convertidor, tal i com s'explica a l'apartat 3.

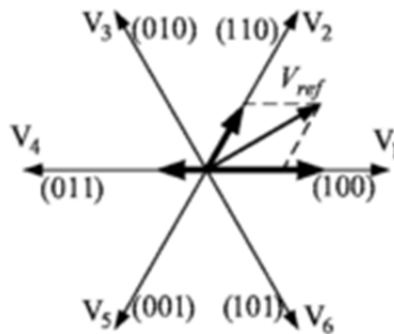
4.3.3.2 DPWM

Es coneixen com a mètodes discrets de modulació vectorial (DPWM) a la combinació de la modulació vectorial (SVPWM) amb qualsevol altra component homopolar per a aconseguir un resultat determinat. Les diferents metodologies presentades a l'apartat 2.2.1.2.

4.3.3.3 AZSPWM

Els mètodes de modulació AZSPWM (Active Zero State PWM) són mètodes que es basen en la evitació dels estats 000 i 111, reduint per tant el pic de mode comú aplicat en un terç respecte al SVPWM.

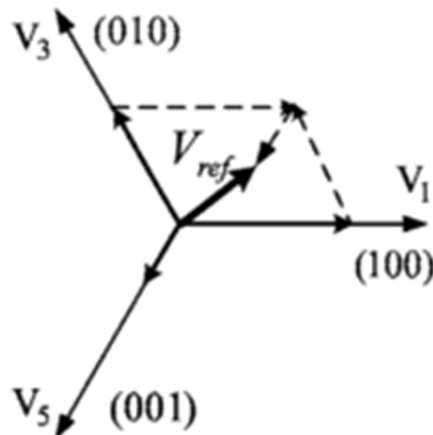
Existeixen diverses variants del mateix, en funció de com es genera el vector 0.



Il·lustració 4-21: AZSPWM

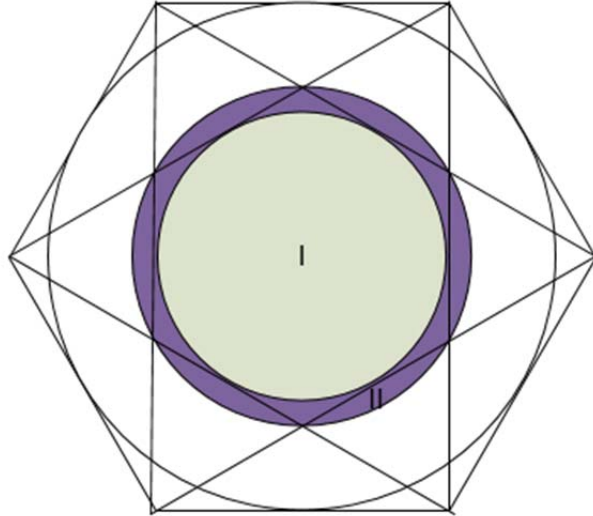
4.3.3.4 RSPWM

El mètode RSPWM (remote-state PWM) consisteix en la utilització per la generació de la tensió de vectors que tinguin el mateix valor de component homopolar. Amb això, a part d'aconseguir disminuir la tensió aplicada en mode comú en un terç, es redueix la freqüència de variació d'aquesta, i per tant, dels corrents circulants[26].



Il·lustració 4-22: RSPWM

Aquest mètode, però implica una elevada disminució en la màxima tensió generable.



Il·lustració 4-23: Límits del RSPWM

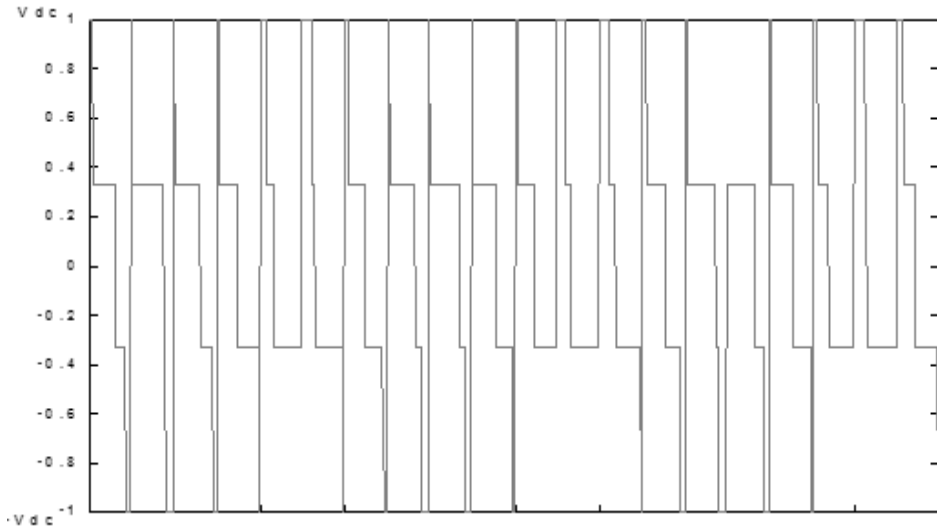
Com es pot extreure de la figura, la màxima tensió modulable utilitzant sols tres vectors correspon al sector I, i a un índex de modulació de 0.66. Per tant la màxima tensió assolible sense modificar la tensió homopolar és del 66% de l'assolible amb una modulació SPWM i del 58% de l'assolible amb una modulació vectorial.

Combinant la variació de sectors, podem incrementar lleugerament la tensió assolible. Amb les metodologies AZPWM que permeten la variació de component homopolar entre cicles de commutació assolim la zona de treball II. Amb aquesta variació podem incrementar la tensió assolible a un índex de modulació corresponent a 0.77, i per tant a una 77% de la tensió modulable amb SPWM i un 67% de l'assolible amb una modulació vectorial.

5 PROPOSTES PER LA REDUCCIÓ DEL MODE COMÚ EN CONVERTIDORS B2B

A partir dels resultats deduïts a l'apartat anterior, podem desenvolupar un conjunt de mètodes de modulació que ens permetin reduir l'efecte de l'inversor sobre la vida del nostre accionament.

Per tal de tenir un marc amb el que comparar l'efecte de les diferents propostes realitzades, en la següent figura es veuen les tensions homopolars simulades del funcionament de un rectificador PWM amb un inversor PWM no sincronitzats en règim permanent (freqüència: 1kHz, índex modulació:1). La resta de modulacions es provaran en el mateix convertidor modificant el mètode de modulació.



Il·lustració 5-1: Modulacions independents de rectificador e inversor

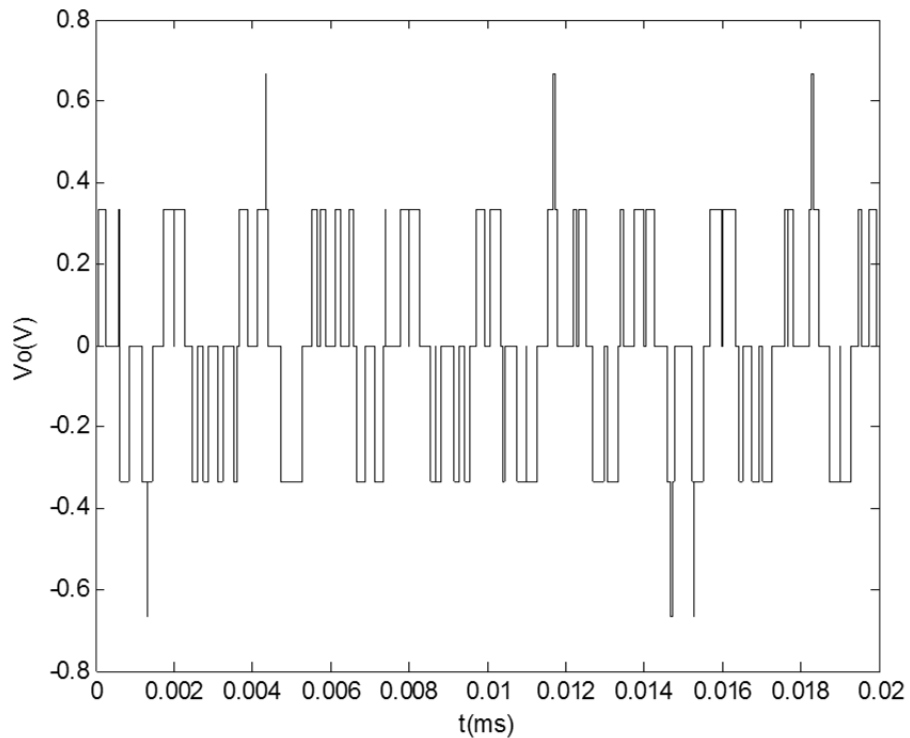
5.1 DOBLE PWM SINCRONITZAT (SDPWM)

Al igual que en el DTSVPWM s'evitava l'ús dels vectors nuls, i d'aquesta forma no s'aplicaven les tensions màximes, al usar dos convertidors podem evitar l'ús dels estats 000-111 i 111-000. D'aquesta forma es redueix la tensió màxima aplicada en una tercera part.

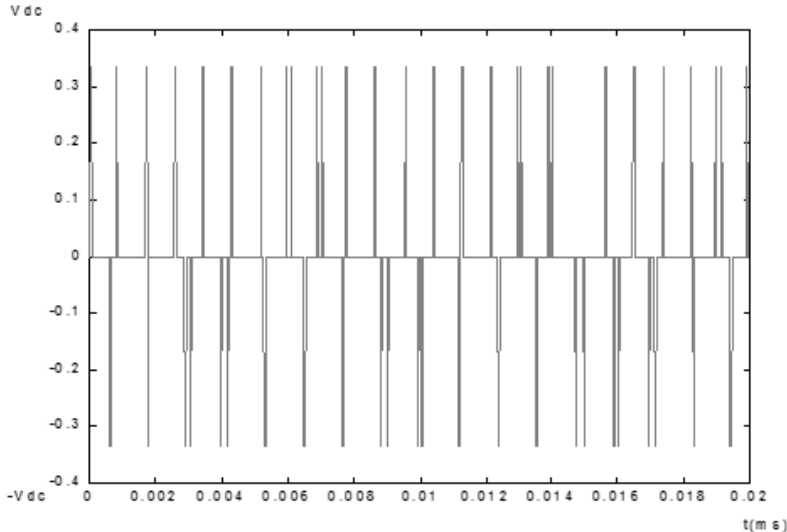
Cal destacar que evitar aquests dos estats no implica evitar l'estat de tensions d i q nul·les, ja que disposem dels estats 000-000 i 111-111 que a més son de homopolar zero.

Una forma simple de evitar els vectors no desitjats és la sincronització dels dos generadors PWM. És fàcil observar que, en la majoria dels mètodes de modulació, queden clarament definides les zones de us dels vectors 000 i 111. Per exemple, en els períodes que comencen amb el vector 000, podem estar segur de no trobar-nos amb el vector 111 fins a la segona part del període, i que a més, durant aquesta segona part no ens trobarem el vector 000.

Per tant amb la simple sincronització dels generadors PWM aconseguirem reduir les tensions màximes aplicades al motor. Això pot observar-se a la simulació següent, en les mateixes condicions que la anterior però sincronitzant els generadors.

*Il·lustració 5-2: Efecte de la sincronització*

Com es pot observar, a part de desaparèixer els valors superiors, amb la sincronització s'aconsegueix reduir també l'aplicació dels vectors que apliquen una tensió de mode comú igual a $\frac{2}{3}V_{dc}$. Quan el que modulem son dues senyals similars, com passarà sovint en SAIs, la simple sincronització pot reduir l'aplicació de mode comú fins a un 33% de la que obtenim quan no sincronitzem.



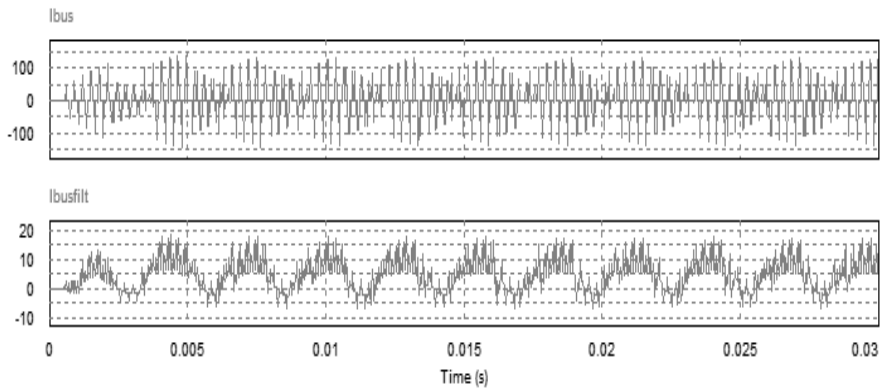
Il·lustració 5-3: Efecte de sincronitzar rectificador e inversor amb tensions modulades similars

Cal tornar a remarcar que el fet que no apareguin vectors de tensió $V_{dc} \cdot 0.66$ es casual i es deu a que les dues tensions generades són de igual magnitud i estan poc desfasades respecte al període de commutació (pot observar-se la absència d'aquest vector també en la Il·lustració 5-1). El SDPWM, tot i que redueix la seva aplicació, no anul·la aquests vectors.

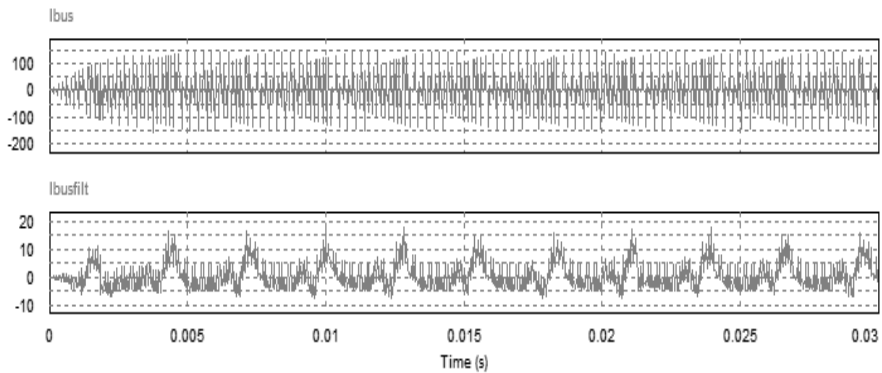
Al contrari que en el cas del DTSVPWM, en el que la aplicació del mètode implicava l'ús de vectors més distants al vector a modular (i per tant unes prestacions pitjors en contingut harmònic), en l'ús del SDPWM no es perden prestacions aparents respecte a les del funcionament dels rectificador i l'inversor separatament.

El fer actuar sincronitzadament els dos inversors ens fa perdre un grau de llibertat en el control que repercuteix en alguns aspectes del control conjunt. Així per exemple, que es pot gestionar l'energia moguda del bus de continua mitjançant el decalatge entre els moduladors. Aquesta prestació no es podrà obtenir si s'aplica el SDPWM.

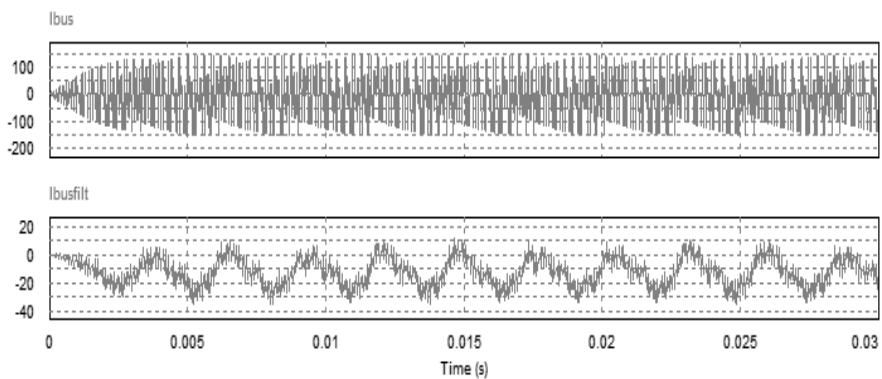
En els propers gràfics podem observar l'efecte de sincronització sobre les exigències de corrent pel bus de continua:



Equació 5-1: Corrent de bus amb rectificador i inversor sincronitzats



Equació 5-2: Corrent de bus amb rectificador i inversor decalats 45° de commutació

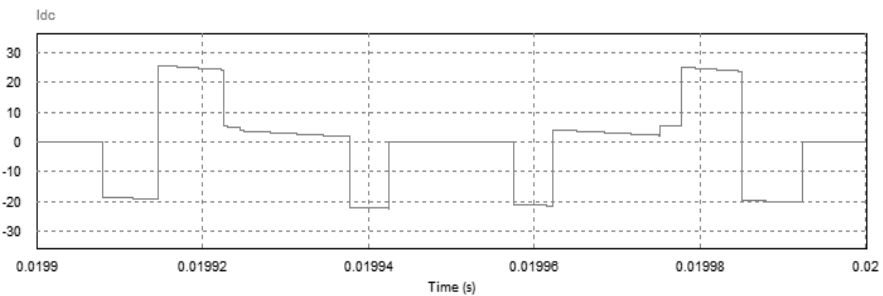


Equació 5-3: Corrent de bus amb rectificador i inversor decalats 90° de commutació

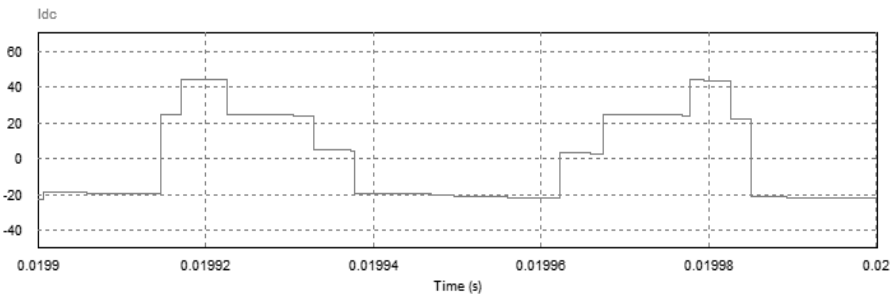
Com podem observar, per càrregues equilibrades, el decalatge entre els moduladors per ample de pols té un efecte directe sobre les exigències del bus de continua.

Cal destacar també que no tot mètode és susceptible de ser sincronitzat per a aplicar el SDPWM. Únicament aquells mètodes que no modulen homopolar (com el SPWM) o aquells que modulen homopolar mantenint com a mínim el període de commutació de una fase per sota de la meitat i de una altra per sobre (com el SVPWM) poden ésser-ho. Moduladors de homopolar com els de Depenbrock,... no aconseguiran reduir totalment l'ús dels vectors al ésser sincronitzats.

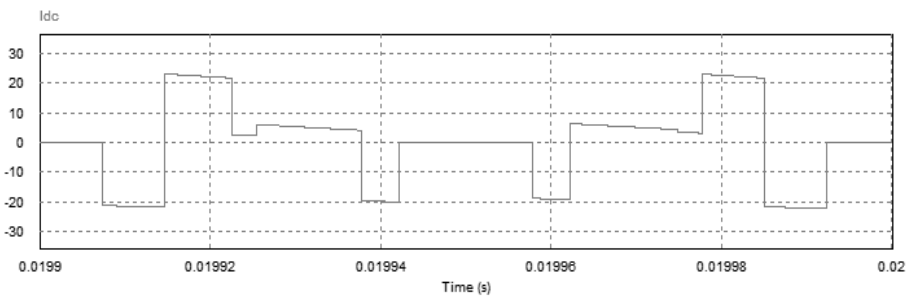
En les següents figures podem observar ampliat l'efecte del decalatge entre els moduladors.



Il·lustració 5-4: Moduladors no decalats



Il·lustració 5-5: Moduladors decalats 1/8 de període



Il·lustració 5-6: Moduladors decalats 1/2 període

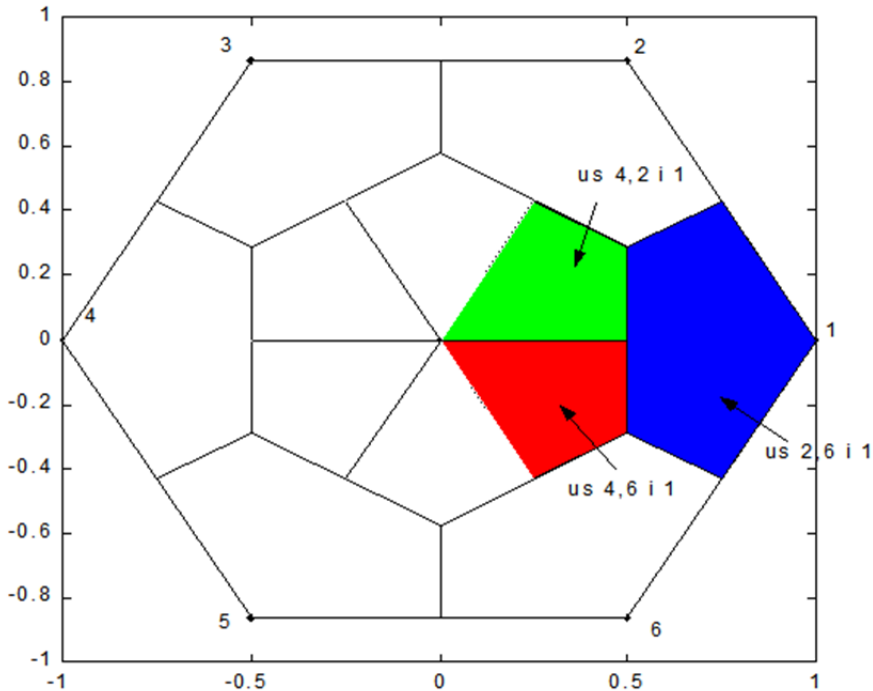
Com podem observar, en funció del decalatge provocat entre els moduladors de rectificador i inversor, a més de les necessitats energètiques de la càrrega, aquest patirà un major o menor arriusat de tensió del bus degut als harmònics de corrent presents al bus de continua.

5.2 DOBLE SVPWM REDUÏT (RDSVPWM)

El concepte del RDSVPWM és força simple. Si evitem totalment l'ús de vectors nuls, pot observar-se que la tensió homopolar aplicada es redueix a una tercera part (el doble que en el DTSVPWM usat amb rectificador de díodes, però la meitat que aquest amb rectificador PWM controlat independentment).

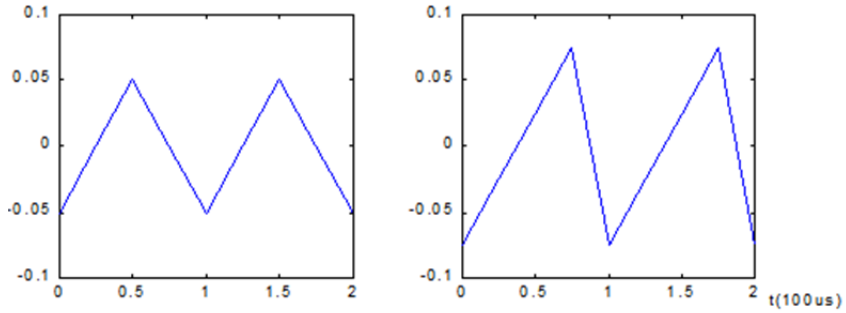
El concepte és anàleg a la modulació AZSPWM. Podem obtenir tot el rang de tensions sense reducció en l'espai de vectors modulables. El mètode proposat per la elecció dels vectors moduladors es pot veure a la figura 14. La divisió en 12 sectors permet reduir l'efecte de la desaparició dels vectors nuls, fent que el arriestat de corrent augmenti menys (en el pitjor cas, fins el doble del cas SVPWM).

Tot i que sembli complicat de efectuar, una reducció del vector a l'espai format per $\pm 30^\circ$ permet localitzar els vectors moduladors amb dues comparacions. A partir d'aquest moment el funcionament és idèntic al del SVPWM.



Il·lustració 5-7: Estratègia de modulació del RDSVPWM

Al mateix temps, amb aquest mètode de modulació mantenim independents el control de rectificador e inversor, introduint tant sols un increment en l'arriestat del corrent. A la Il·lustració 5-8 es pot observar l'increment a l'arriestat de corrent en la component q de la corrent a una càrrega inductiva quan s'està modulant un vector $d=0.5$ $q=0$.



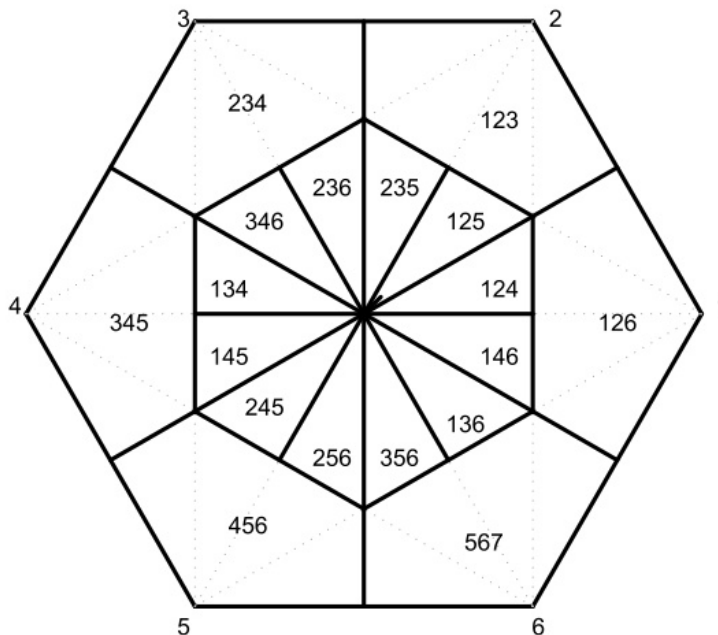
Il·lustració 5-8: Comparació de la magnitud de l'arriestat de corrent entre una modulació SVPWM i una modulació RDSVPWM

5.2.1 DETERMINACIÓ ZONES DE MODULACIÓ

Pot observar-se que, en determinades zones, poden utilitzar-se altres vectors per a realitzar la modulació. Com a terme mitjà, com a menor sigui la modificació aplicada al vector modulad per aplicar el valor nul, menor serà l'arriestat de corrent.

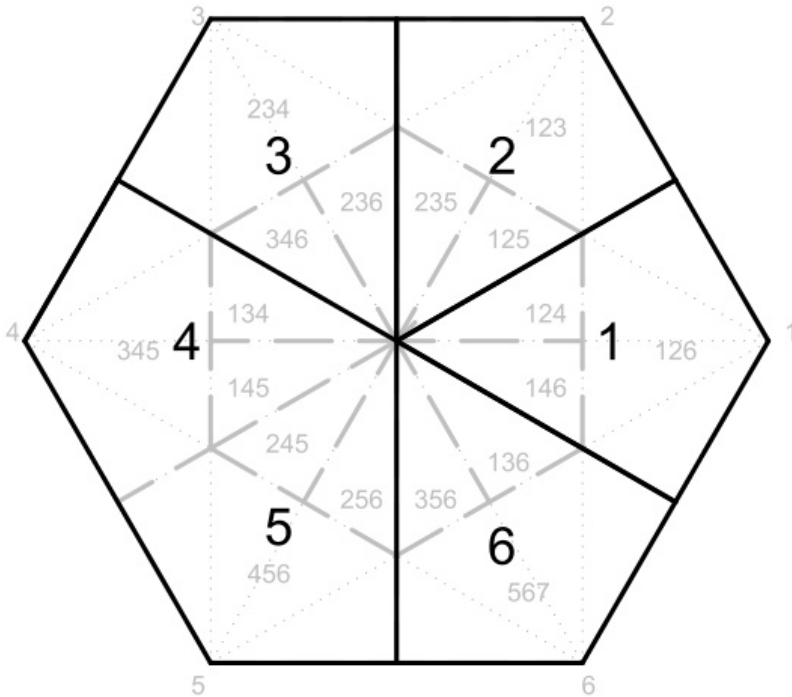
Partint d'aquesta premissa, una major sectorització permetrà reduir l'arriestat de corrent.

Per tant, redefinim els espais del RDSVPWM com es determina a la següent il·lustració:



Il·lustració 5-9: Zones proposades per la modulació

Per a la realització de la modulació, ajuntarem algunes zones en una denominació comuna com segueix:



Il·lustració 5-10: Zones auxiliars

Per determinar la zona de modulació, primer determinarem la zona auxiliar. Al mateix temps, passarem el vector a modular a la zona 1 mitjançant una funció com la següent:

zona=1

Mentre ($vd \cdot 0.866 < abs(vq)$){

 zona=zona+1

 vaux=0,5·vd+0,866·vq

 vq=-0,866·vd+0,5·vq

 vd=vaux

}

En funció dels valors retornats, podem veure quina és la zona en funció de la següent taula (l'ordre dels vectors no importa per la determinació de la zona, però sí per l'aplicació de la modulació)

Zona	$v_d > V_{dc}/3$	$v_d \leq \frac{V_{dc}}{3}$ i $v_q > 0$	$v_d \leq \frac{V_{dc}}{3}$ i $v_q < 0$
1	126	124	164
2	231	235	215
3	342	346	326
4	453	451	431
5	564	562	542
6	615	613	653
Tipus de modulació	E	I	I

5.2.2 MODULACIÓ EN ZONES INTERIORS (I)

Per la modulació en les zones interiors, i tenint en compte que tenim el vector a modular transformat a la zona 1, caldrà considerar un cas general.

Considerem que estem en una zona determinada abc (mantenint l'ordre de la taula) i hem de modular un vector (transformat a la zona 1) $vd+j \cdot vq$.

El procés de determinació dels ta , tb i tc és el següent:

$$nb=tb/T=\frac{abs(vq) \cdot 3}{V_{dc} \cdot 2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{abs(vq)}{V_{dc}} \sqrt{3}$$

$$na=ta/T=\frac{vd \cdot 3}{V_{dc} \cdot 2} - \frac{nb}{2}$$

$$aux=1-na-nb$$

$$na=na+aux/2$$

$$nc=tc/T=aux/2$$

5.2.3 MODULACIÓ EN ZONES EXTERIORS (E)

Per la modulació en les zones exteriors, i tenint en compte que tenim el vector a modular transformat a la zona 1, caldrà novament considerar un cas general.

Considerem que estem en una zona determinada abc (mantenint l'ordre de la taula) i hem de modular un vector (transformat a la zona 1) $vd+j \cdot vq$.

El procés en aquesta zona queda així:

$$n_a = 2 \frac{v_d}{v_{dc}} \frac{3}{2} - 1$$

$$aux = 2 \frac{v_q}{v_{dc}} \frac{3}{2} \frac{2}{\sqrt{3}} = \frac{v_q}{v_{dc}} \sqrt{3}$$

$$n_b = (1 - n_a) / 2 + aux / 2$$

$$n_c = (1 - n_a) / 2 - aux / 2$$

5.3 SVPWM DOBLE D'HOMOPOLAR NUL·LA (ZDSVPWM)

Si s'observen els vectors de homopolar nul·la, es pot observar un fenomen curiós. Si escollim qualsevol vector de una banda (amb excepció del vector nul), sempre podrem trobar tres vectors que formen un triangle a l'altra.

Aquest mètode de modulació és ideal per al funcionament amb tècniques com el control directe de parell (DTC). En aquest cas, es realitza un control independent del rectificador usant una tècnica de modulació que no usi vectors nuls (com la vista en el RDSVPWM). Un cop escollit el vector a aplicar, s'obtenen els tres vectors possibles per l'inversor. Usant una taula reduïda com la del DTC, s'escull el vector entre els possibles que més s'apropi al desitjat.

Les prestacions en quant a contingut harmònic son similars a les del RDSVPWM o les de DTSVPWM, però les prestacions en quant al contingut de homopolar son immillorables.

El principal inconvenient resideix en el desaprofitament del bus de continua per un dels elements, en aquest cas, l'inversor. La màxima tensió assolible en la part en la que es realitza el control limitat és de tan sols el 58% de la assolible amb SVPWM individuals.

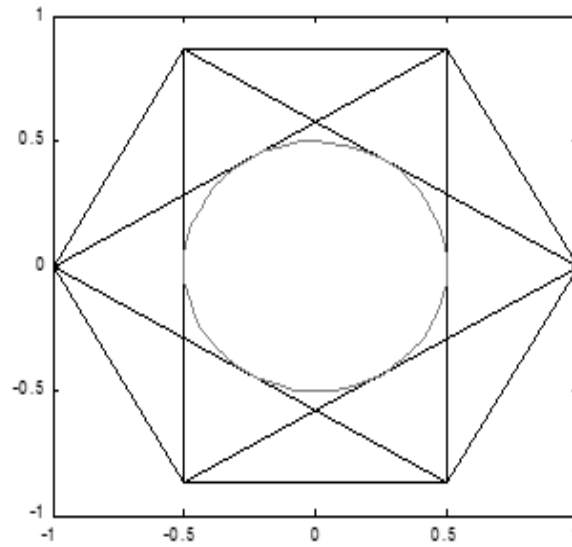
5.4 DOBLE MODULACIÓ SVPWM (DMSVPWM)

Hi ha una altra forma de modular vectors usant els estats de homopolar nul·la més equitativa. El DMSVPWM es basa en descomposar cadascun dels vectors a modular (el del rectificador i el del inversor) en un parell de vectors que puguin ésser modulats conjuntament.

Donada la simetria de la representació dels 8 vectors de un inversor tenint en compte la homopolar respecte tres eixos situats a 120° , es obvi que tres vectors situats a 120° podran ésser modulats amb el mateix contingut homopolar. Ja que les homopolars de rectificador e inversor es resten, el contingut total d'homopolar serà nul.

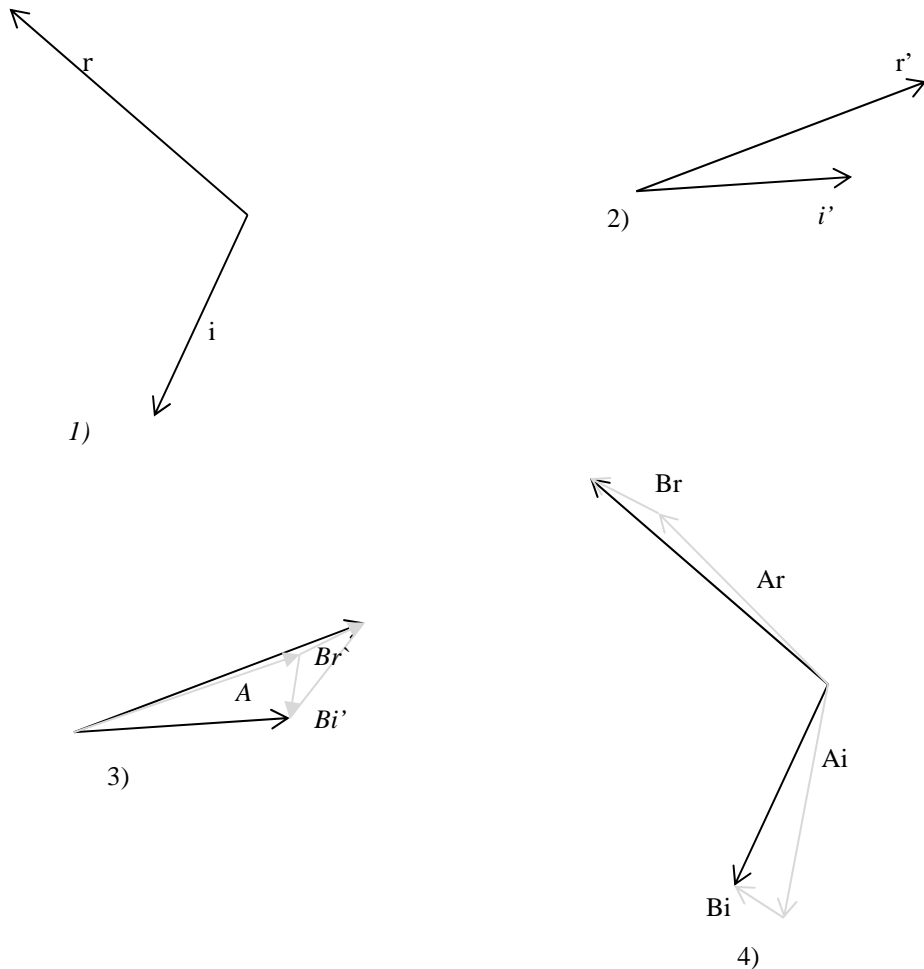
Es pot obtenir, per tant, estats de homopolar nul·la modulant vectors decalats 120° (i usant el zero).

Pot demostrar-se amb facilitat que els vectors assolibles amb aquesta tècnica poden assolir-se tots els vectors situats dintre el cercle que es mostra a la figura (reducció al 58%).



Il·lustració 5-11: Zona assolible amb el DMSVPWM

Si som capaços de generar les tensions de rectificador e inversor al mateix temps utilitzant vectors decalats 120° , per tant, serem capaços de generar la tensió necessària amb una modulació d'homopolar nul·la.



Il·lustració 5-12: Modulació de vectors mitjançant DSVPM

Per tant, el procediment per a realitzar la modulació DSVPM serà el següent:

1. Dessitgem modular dos vectors de tensió pel rectificador e inversor (r i i)
2. Transportarem els vectors a generar pel rectificador (r) e inversor (i) a la zona situada entre -60° i 60° (r' e i') mitjançant girs de 120° . D'aquesta forma s'assegura que les components homopolars de r i r' son idèntiques i les de i i i' també.
3. Descomposarem els vectors r' i i' en la suma dels vectors A , Br' i Bi' , de forma que Br' i Bi' formin 120° entre ells.
 - a. Utilitzarem un vector auxiliar $Aux = r - i$
 - b. $A = i + Aux \left(\frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{\sqrt{3}} \text{sign}(\text{Real}(Aux)) \right) \right)$

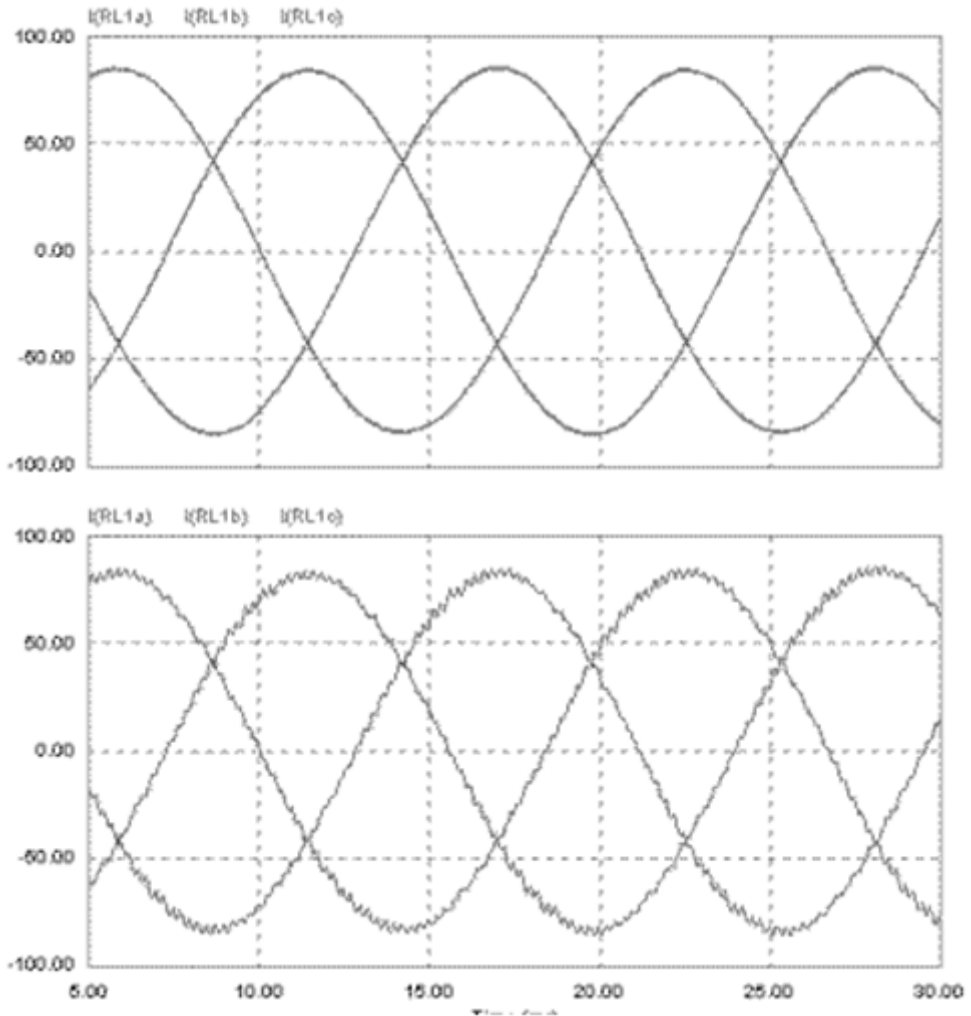
$$c. \quad \mathbf{B}r' = r - A; \mathbf{B}i' = i - A$$

4. Desfem el transport d'angle realitzat:
 - a. Trobem $\mathbf{A}r$ i $\mathbf{B}r$ aplicant a \mathbf{A} i $\mathbf{B}r'$ el transport contrari al realitzat a r .
 - b. Trobem $\mathbf{A}i$ i $\mathbf{B}i$ aplicant a \mathbf{A} i $\mathbf{B}i'$ el transport contrari al realitzat a i .

Amb els canvis proposats, $\mathbf{A}r$ i $\mathbf{A}i$, al estar a 120° anul·len mútuament la homopolar. El mateix els hi passa a $\mathbf{B}r'$ i $\mathbf{B}i'$. Per tant, s'anul·la la homopolar generada.

Aquest mètode, tot i la reducció al domini de tensions, té més equilibrat el contingut harmònic entre rectificador e inversor. A més del millor repartiment, l'ús dels vectors nuls permet un menor contingut harmònic en terme mig

A la figura 17 poden observar-se les corrents pel rectificador usant SVPWM (a dalt) i DMSVPWM (a baix) a 10kHz. Pot observar-se l'important increment en l'arissat. Les simulacions han donat també un contingut d'homopolar nul, tal com era d'esperar.



Il·lustració 5-13: Corrents a un rectificador controlat amb SVPWM (part superior)
i amb DMSVPWM (part inferior)

6 ALTRES APLICACIONS DEL MODE COMÚ

Fins al moment, s'ha treballat en convertidors B2B amb bus de tensió continua flotant amb inversor i rectificador basats en una estructura de inversor i rectificador de tres branques.

Al realitzar aquestes limitacions, pel camí ens hem trobat amb diverses noves aplicacions que hem considerat útil comentar aquí per la seva aplicabilitat.

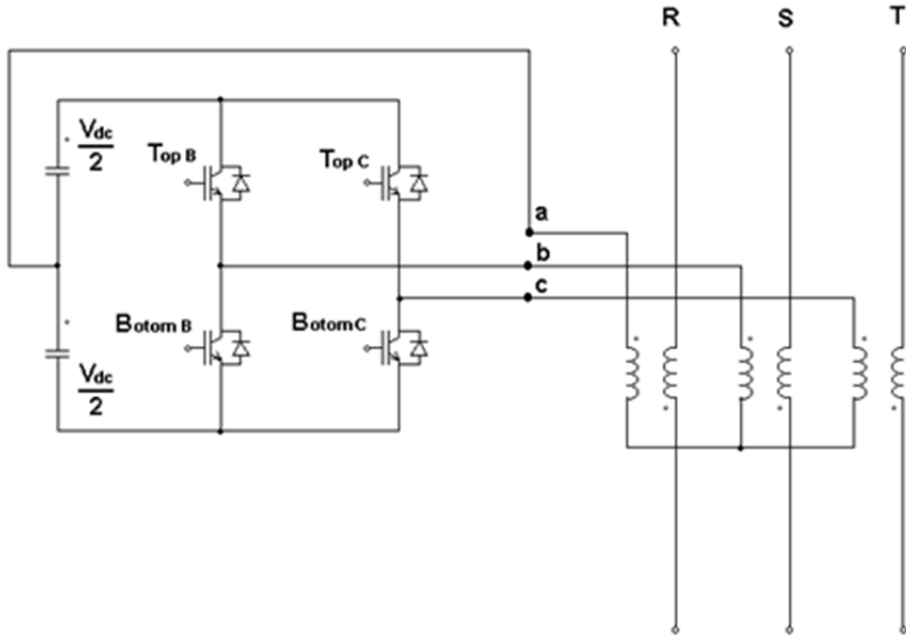
6.1 ONDULADOR DE QUATRE BRANQUES PER FILTRES DE POTÈNCIA

Donat el marge de llibertat que ens dona la component homopolar, hem vist com l'aplicació de tècniques de control adients ens permeten eliminar-la.

A partir d'aquest factor, i donat que l'aplicació d'un transformador adequadament ens eliminarà la transmissió d'homopolar, podem utilitzar el concepte per a eliminar una de les branques del inversor. Aquest concepte es va desenvolupar en un projecte final de carrera[57].

6.1.1 ESTRUCTURA DEL FILTRE

Si considerem una estructura de filtre com la següent:



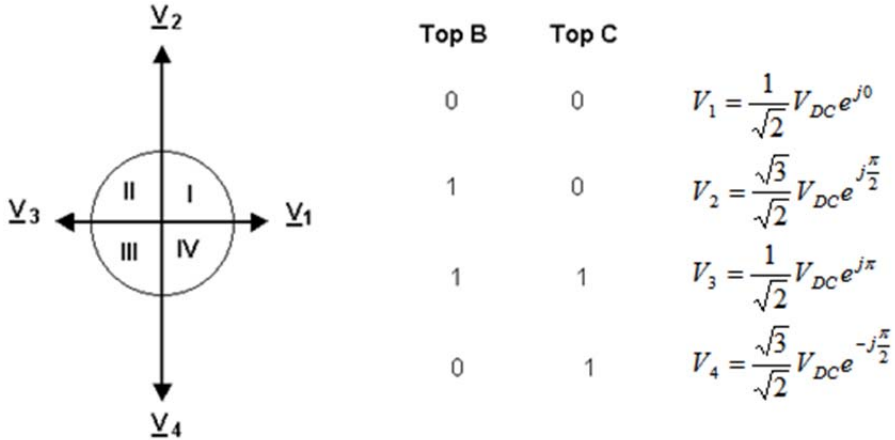
Il·lustració 6-1: Connexió proposada per a la eliminació d'harmònics de tensió

Considerant s_b l'estat de la branca b valent 1 si està connectat l'interruptor superior i -1 si està connectat l'interruptor inferior, les tensions a,b,c, respecte al punt mig de l'inversor vindran donades com a:

$$\begin{aligned}v_{ao} &= 0 \\v_{bo} &= s_b \frac{V_{dc}}{2} \\v_{co} &= s_c \frac{V_{dc}}{2}\end{aligned}$$

Equació 6-1

Convertint aquestes tensions a coordenades dq0, obtenim el següent esquema de tensions:



Il·lustració 6-2: Tensions resultants del filtre proposat

Aquesta estructura es pot utilitzar també per alimentar tant per alimentar càrregues flotants directament, pel que es presenta com una solució viable i rentable per petits accionaments.

6.1.2 MODULACIÓ

Com es pot veure, la estructura proposada no disposa de vector nul, i per tant, aquest s'ha de generar a partir de la combinació de la resta.

Generarem la tensió a partir de l'aplicació dels quatre estats, de forma que, per generar una tensió (v_d, v_q) :

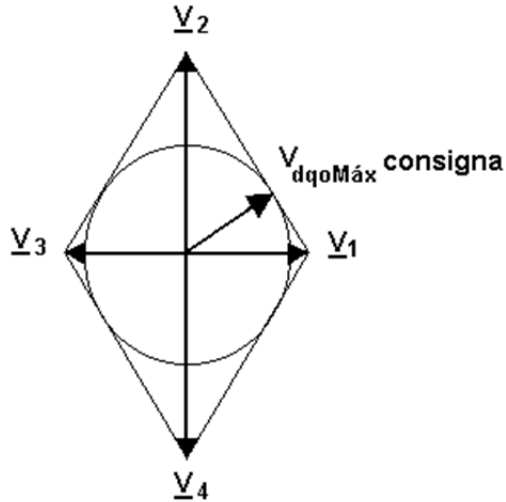
$$\begin{aligned}
 \text{si } v_d > 0: t_1 &= \sqrt{6} \frac{v_d}{V_{dc}} T; \quad \text{si } v_d < 0: t_3 = \sqrt{6} \frac{v_d}{V_{dc}} T; \\
 \text{si } v_q > 0: t_2 &= \sqrt{2} \frac{v_q}{V_{dc}} T; \quad \text{si } v_q < 0: t_4 = \sqrt{2} \frac{v_q}{V_{dc}} T;
 \end{aligned}$$

Equació 6-2

La resta del temps, que haurem d'aplicar com a vector 0, el dividirem entre t_1 i t_3 si $\text{abs}(v_d) > \text{abs}(v_q)$ o entre t_2 i t_4 passa el contrari.

6.1.3 RANGS DE TENSIÓ MODULABLES

Donat l'esquema de modulació:



Il·lustració 6-3: Valor màxim de tensió modulable

Podem determinar els valors màxims de tensió generable:

$$V_{dq\max} = \frac{1}{2\sqrt{2}}V_{oc} = 0,3535V_{DC}$$

$$V_{dqeficaz} = \frac{1}{4}V_{oc} = 0,25V_{DC}$$

Equació 6-3

Tot i això, si la utilització no es realitza per alimentar directament una càrrega, sinó per eliminar harmònics amb la configuració proposada, la relació d'espires entre secundari i primari farà que les limitacions de tensió siguin menyspreables.

6.2 DETECCIÓ DE DESEQUILIBRIS EN CONVERTIDORS AMB EL PUNT MIG DEL BUS DE CONTINUA CONNECTAT A TERRA

Quan el punt mig del bus de continua es connecta al neutre de la càrrega o a terra, desequilibris a la càrrega podran fer que aquest es desequilibri progressivament i hagi de ser reequilibrat.

Es conegut que, en un convertidor amb punt mig connectat al neutre de la càrrega, no es realitzable la modulació vectorial per que no s'anul·la la component homopolar. A partir de l'anàlisi de les components homopolars que apareixen, podem realitzar una correcta avaluació i mesura d'aquest desequilibri sense sensors addicionals.

6.2.1 LA TRANSFORMACIÓ DE PARK EN CÀRREGUES EQUILIBRADES I DESEQUILIBRADES

Considerant una càrrega qualsevol tal que la relació entre tensions i corrents de fase és:

$$v_{abc} = Zi_{abc}$$

Equació 6-4

Podem realitzar la transformació de Park de la equació de forma que:

$$\begin{aligned} v &= Z_{dq0}i \\ Z_{dq0} &= PZP^{-1} \end{aligned}$$

Equació 6-5

De l'anterior expressió, considerant referència estacionaria, trobem que en un circuit sense acoblaments:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_a & 0 & 0 \\ 0 & Z_b & 0 \\ 0 & 0 & Z_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Equació 6-6

Transformat la equació a coordenades de Park en referència estacionària:

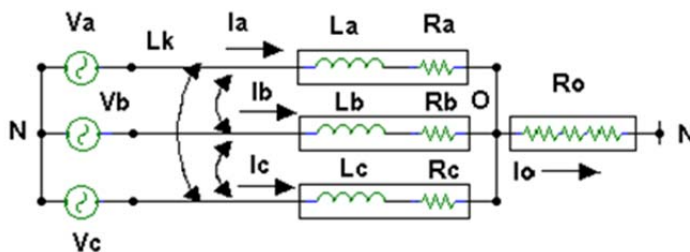
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}Z_a + \frac{(Z_b + Z_c)}{6} & \frac{(Z_b - Z_c)}{3\sqrt{3}} & \frac{2}{3}Z_a - \frac{(Z_b + Z_c)}{3} \\ \frac{(Z_b - Z_c)}{3\sqrt{3}} & \frac{(Z_b + Z_c)}{2} & -\frac{(Z_b + Z_c)}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3}Z_a - \frac{(Z_b + Z_c)}{6} & \frac{(Z_b - Z_c)}{3\sqrt{3}} & \frac{Z_a + Z_b + Z_c}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$$

Equació 6-7

De la anterior transformació podem deduir que:

- Per càrregues equilibrades la caiguda homopolar a una càrrega depèn únicament del corrent homopolar (i per tant, el circuit homopolar està desacoblat del circuit d i q
- Per càrregues desequilibrades, els circuits equivalents de les components d i q s'acoblen amb el circuit equivalent homopolar.
 - La presència d'acoblements magnètics entre fases no afectaria les conclusions anteriors[57].

Considerant una càrrega com la següent:



Il·lustració 6-4: Càrrega trifàsica d'impedàncies genèriques en connexió en estrella.

La resposta del sistema vindria determinada pel següents sistema d'equacions:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= R_a \times I_a(t) + L_a \times \frac{di_a(t)}{dt} + L_k \times \left[\frac{di_b(t)}{dt} + \frac{di_c(t)}{dt} \right] + R_o \times [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] \\ v_b(t) &= R_b \times i_b(t) + L_b \times \frac{di_b(t)}{dt} + L_k \times \left[\frac{di_a(t)}{dt} + \frac{di_c(t)}{dt} \right] + R_o \times [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] \\ v_c(t) &= R_c \times i_c(t) + L_c \times \frac{di_c(t)}{dt} + L_k \times \left[\frac{di_a(t)}{dt} + \frac{di_b(t)}{dt} \right] + R_o \times [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] \end{aligned}$$

Equació 6-8

Considerant:

$$R = \begin{bmatrix} R_a + R_o & R_o & R_o \\ R_o & R_b + R_o & R_o \\ R_o & R_o & R_c + R_o \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_a & L_k & L_k \\ L_k & L_b & L_k \\ L_k & L_k & L_c \end{bmatrix}$$

$$p = \frac{di}{dt}$$

Equació 6-9

Podem expressar el sistema com:

$$v_{abc} = R \times i_{abc} + L \times pi_{abc}$$

Equació 6-10

Aplicant la transformació de Park:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix}_{abc} \xrightarrow{EST} \begin{bmatrix} \frac{2}{3}R_a + \frac{1}{6}(R_b + R_c) & -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{3}} \times (-R_b + R_c) & \frac{2}{3}R_a + \frac{1}{3}(-R_b - R_c) \\ -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{3}} \times (-R_b + R_c) & \frac{1}{2}(R_b + R_c) & \sqrt{\frac{1}{3}} \times (-R_b + R_c) \\ \frac{1}{3}R_a + \frac{1}{6}(-R_b - R_c) & \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{3}} \times (-R_b + R_c) & \frac{1}{3}(R_a + R_b + R_c) + 3R_o \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}_{abc} \xrightarrow{EST}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{2}{3}La + \frac{1}{6}(Lb + Lc) - Lk & \frac{1}{6}\sqrt{3} \times (Lb - Lc) & \frac{2}{3}La + \frac{1}{3}(-Lb - Lc) \\ \frac{1}{6}\sqrt{3} \times (Lb - Lc) & \frac{1}{2}(Lb + Lc) - Lk & \sqrt{\frac{1}{3}} \times (-Lb + Lc) \\ \frac{1}{3}La + \frac{1}{6}(-Lb - Lc) & \frac{1}{6}\sqrt{3} \times (Lb - Lc) & \frac{1}{3}(La + Lb + Lc) + 2Lk \end{bmatrix} \times p \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}_{abc} \xrightarrow{EST}$$

Equació 6-11

Si per facilitar els càlculs considerem les impedàncies equilibrades:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix}_{abc,\pi} \xrightarrow{EST} \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R + 3R_o \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}_{abc} \xrightarrow{EST} + \begin{bmatrix} L - Lk & 0 & 0 \\ 0 & L - Lk & 0 \\ 0 & 0 & L + 2Lk \end{bmatrix} \times p \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}_{abc}$$

Equació 6-12

I per tant:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix}_{abc,n} \text{ EST} = \begin{bmatrix} 1/[R+S(L-Lk)] & 0 & 0 \\ 0 & 1/[R+S(L-Lk)] & 0 \\ 0 & 0 & 1/[R+3R_o+S(L-2Lk)] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix}_{abc,n}$$

Equació 6-13

6.2.2 TENSÍO HOMOPOLAR APLICADA EN MODULACIÓ DE TENSÍO

Suposant un ondulador modulant tensió sinusoidal (sense control de corrent), en règim estacionari la senyal de modulació, per una determinada tensió desitjada de valor de pic V^* seria la discretització de:

$$s_a = \frac{V^*}{\frac{V_{dc}}{2}} \sin(\omega t)$$

$$s_b = \frac{V^*}{\frac{V_{dc}}{2}} \sin(\omega t - 2/3\pi)$$

$$s_c = \frac{V^*}{\frac{V_{dc}}{2}} \sin(\omega t + 2/3\pi)$$

Equació 6-14

Considerant un bus de continua tal que la part superior tingui una tensió V_{dc+} i la part inferior una tensió V_{dc-} , de forma que $V_{dc} = V_{dc+} + V_{dc-}$, la tensió real modulada serà:

$$v_a = \frac{s_a + 1}{2} V_{dc} - V_{dc-} = \frac{s_a}{2} V_{dc} + \left(\frac{V_{dc}}{2} - V_{dc-} \right)$$

$$v_b = \frac{s_b - 1}{2} V_{dc} - V_{dc-} = \frac{s_b}{2} V_{dc} + \left(\frac{V_{dc}}{2} - V_{dc-} \right)$$

$$v_c = \frac{s_c - 1}{2} V_{dc} - V_{dc-} = \frac{s_c}{2} V_{dc} + \left(\frac{V_{dc}}{2} - V_{dc-} \right)$$

Equació 6-15

Podem observar, doncs, que, si el bus de continua està desequilibrat, aplicarem una tensió homopolar malgrat no estava inclosa en la modulació.

$$v_0 = \frac{V_{dc}}{2} - V_{dc-} = v_{deseq}$$

Equació 6-16

La tensió homopolar aplicada, i per tant el corrent homopolar circulant per la connexió al neutre de la càrrega, seran proporcionals al desequilibri de tensió del bus del condensador.

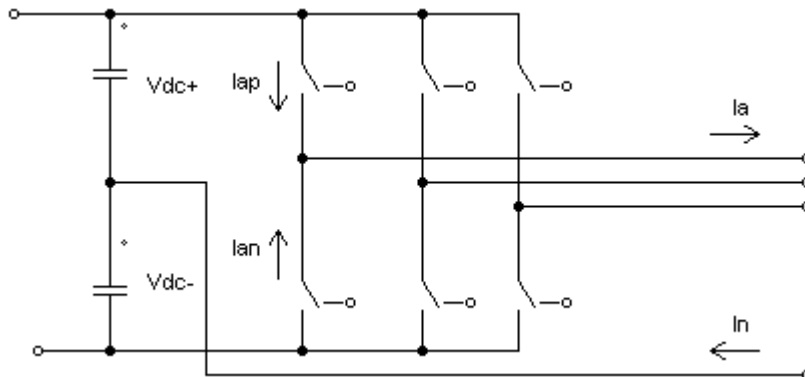
Partint d'una càrrega determinada, el desequilibri entre les impedàncies de les fases son mantenir-se bàsicament constant a menys que hi hagi algun mal funcionament. Sigui com sigui, els desequilibris a la càrrega es transformarien en corrents oscil·lants en el neutre. El valor mig del corrent per la connexió, o el que és el mateix, el valor mig del corrent homopolar, serà proporcional al desequilibri de tensió.

6.2.3 ELS CORRENTS PEL NEUTRE I EL DESEQUILIBRI DELS CONDENSADORS

Considerem un determinat corrent de neutre i unes tensions modulades s_a , s_b i s_c .

Donada la obvia relació entre el corrent homopolar i el corrent pel neutre, en un període de commutació aquest es repartirà entre la part positiva i negativa del bus.

Denotem I_{ap} la part del corrent a que ve donada per la part positiva del bus i I_{an} la que ve donada per la part negativa



Il·lustració 6-5

En valor mig en un determinat període de commutació:

$$I_{ap} = I_a \frac{s_a + 1}{2}$$

Equació 6-17

I per tant:

$$\begin{aligned} I_n &= I_a + I_b + I_c \\ I_{dc+} &= I_{ap} + I_{bp} + I_{cp} = I_a \frac{s_a + 1}{2} + I_b \frac{s_b + 1}{2} + I_c \frac{s_c + 1}{2} \\ &= \frac{1}{2} ((I_a s_a + I_b s_b + I_c s_c) + (I_a + I_b + I_c)) \\ I_{dc-} &= I_{an} + I_{bn} + I_{cn} = I_a \frac{1 - s_a}{2} + I_b \frac{1 - s_b}{2} + I_c \frac{1 - s_c}{2} \\ &= \frac{1}{2} (-(I_a s_a + I_b s_b + I_c s_c) + (I_a + I_b + I_c)) \end{aligned}$$

Equació 6-18

Els corrents d'alimentació dc+ i dc-, hauran de sortir a la força de la xarxa o del bus de continua. Com es obvi per la topologia del circuit. En un període de commutació, les diferències entre ambdós valors crearan un corrent de desequilibri que contribuirà a incrementar o decrementar el desequilibri de tensions entre els condensadors del bus de continua.

Considerant aquest corrent com a positiu quan contribueix a incrementar la tensió de la part positiva del bus respecte a la part negativa:

$$I_{des} = -(I_{dc+} + I_{dc-}) = -(I_a + I_b + I_c) = -I_n$$

Equació 6-19

Per tant, podem deduir que:

1. Les càrregues desequilibrades alimentades amb tensió equilibrada generen component homopolar de corrent (Equació 3-12), i per tant, corrent de neutre que tendirà a desequilibrar el bus de continua
2. En càrregues equilibrades la generació de tensions homopolars genera corrent de neutre (Equació 6-13), i per tant, desequilibris en el bus de continua

6.2.4 COMPENSACIÓ DELS DESEQUILIBRIS EN MODULACIONS DE TENSIÓ

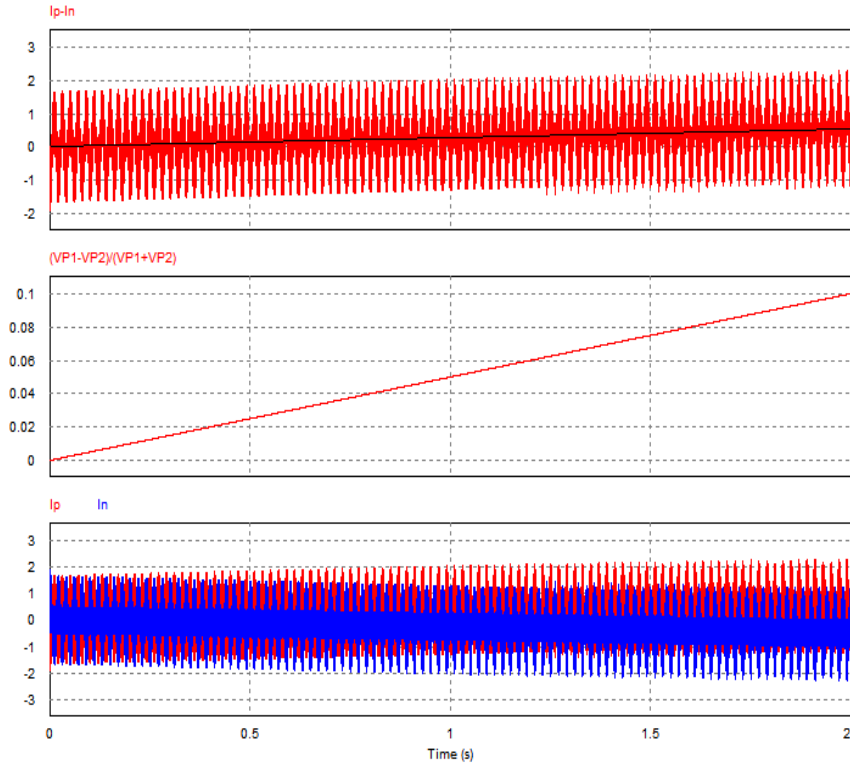
Considerem un convertidor alimentat amb un bus desequilibrat. Considerem primerament un convertidor en el que no modulem homopolar i una càrrega equilibrada.

El desequilibri del bus contribuirà, com ja s'ha vist, a la generació d'una tensió homopolar proporcional al desequilibri de tensió, i per tant, a la circulació d'un corrent de neutre proporcional al desequilibri. Donada la Equació 6-19, això tindrà un efecte de reducció del desequilibri entre part positiva i negativa del bus de continua.

Si considerem ara una càrrega desequilibrada i una modulació sense homopolar, el signe variable de les components de les components d i q del corrent i la tensió entregada a la càrrega no permeten preveure el signe del corrent del neutre en un període de commutació. Ara bé, si considerem un període de modulació, pot deduir-se de la Equació 6-11 que la relació entre el component de tensió homopolar i corrent homopolar mig continua essent positiu.

Per aquest motiu, podem afirmar que, malgrat al llarg del període de modulació poden haver moments en els quals els desequilibris del bus s'incrementin, en terme mig, malgrat no realitzem cap acció expressa de compensació, apareixerà un corrent de neutre en valor mig que tendirà a compensar el desequilibri present.

Reducció del mode comú en convertidors Back-2-Back



Il·lustració 6-6: Diferència entre corrents del bus de continua superior i inferior quan apareix un desequilibri de tensió

En el gràfic anterior pot observar-se com l'aparició de un desequilibri de tensió provoca que el corrent sortint de la part del bus amb tensió més elevada s'incrementa per sobre de la de la donada per la part del bus amb la tensió més petita. Això implicarà un esforç de reequilibri funció del desequilibri present. Com resulta fàcilment deduïble, en funció de l'origen del desequilibri, aquest esforç aconseguirà reequilibrar el bus de tensió o compensar la causa evitant desequilibris superiors.

De forma obvia, es pot deduir que, en cas de voler accelerar l'equilibrat del bus, n'hi haurà prou amb la injecció d'una component homopolar afegida.

6.2.5 DETECCIÓ DE DESEQUILIBRIS EN CONVERTIDORS CONTROLATS PER CORRENT

La estructura de convertidor corresponent a la Il·lustració 6-5 sovint es veu controlada de forma independent en cada fase. En aquest cas, es freqüent el control de corrent en cada fase de forma independent, per exemple, mitjançant un control lliscant de corrent.

Suposem primerament que volem generar una terna de corrents sinusoidals en una càrrega bàsicament equilibrada. En aquest cas, donada la Equació 6-11 podem deduir que necessitarem generar una terna de tensions també equilibrada i sense component homopolar. El control de corrent s'encarregarà de la generació d'aquestes tensions. Per altra banda, al equilibrar els corrents, no contribuirà al equilibrat ni desequilibrat entre els condensadors del bus de continua.

Donat el desequilibri de tensions del bus de continua, per generar unes determinades tensions necessitarem, donades la Equació 6-15, les següents modulacions:

$$s_a = \frac{2}{V_{dc}} (v_a - v_{deseq})$$

$$s_b = \frac{2}{V_{dc}} (v_b - v_{deseq})$$

$$s_c = \frac{2}{V_{dc}} (v_c - v_{deseq})$$

Equació 6-20

Com ja hem comentat, les tensions generades en el nostre cas haurien de ser de component homopolar nul, al no tenir desequilibri a la càrrega. Observem, però, que si que apareix un component homopolar a les ones modulades proporcional al desequilibri.

$$s_0 = \frac{s_a + s_b + s_c}{3} = \frac{2}{V_{dc}} (v_{deseq})$$

Equació 6-21

Observem, doncs, que, mitjançant una operació senzilla sobre els valors a modular realitzable de forma senzilla i poc costosa en un microprocessador, podem obtenir un valor proporcional al desequilibri de tensió.

Considerem ara el cas en el que la càrrega sigui desequilibrada. Si considerem que el control té per objectiu generar un joc de corrents trifàsic sinusoïdal, necessitarem ara generar una component homopolar. Al generar un joc de corrents d'aquesta característiques, novament el control no contribuirà a incrementar o decrementar el desequilibri del bus de continua.

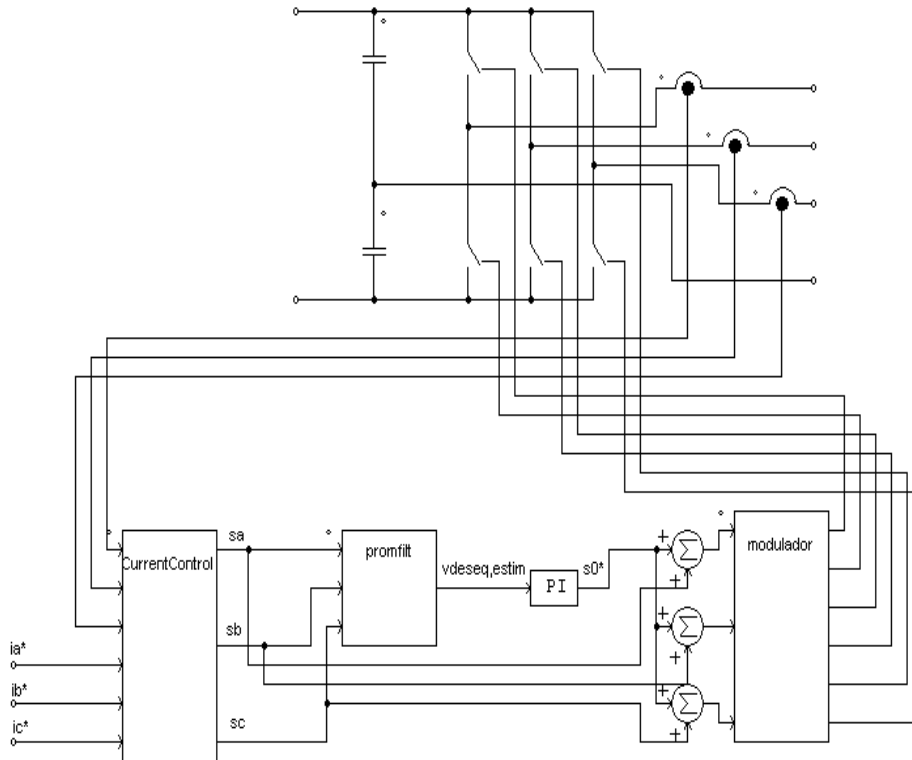
Si observem ara el valor mig de les ones modulades, observem que apareixen dos components:

$$s_0 = \frac{s_a + s_b + s_c}{3} = \frac{2}{V_{dc}} (v_{0,càrrega} - v_{deseq})$$

Equació 6-22

No podem deduir ara de forma directa el desequilibri del bus de contínua. Sovint, però, la càrrega varia lentament en els seus desequilibris (com a mínim, de forma més lenta que el bus de continua). Per aquest motiu, i considerant que els desequilibris no solen ser constants, podem estimar-los mitjançant un filtrat del valor mig.

Òbviament, malgrat el control de corrent tendeixi a reduir els efectes desequilibrants de la càrrega sobre el bus, perduraran els equilibris produïts durant els transitoris de control i els deguts al diferent estat dels condensadors (diferent factor de qualitat, envelliment,...). Podem proposar doncs, la següent estructura de control per a detectar i compensar desequilibris en el bus de continua.

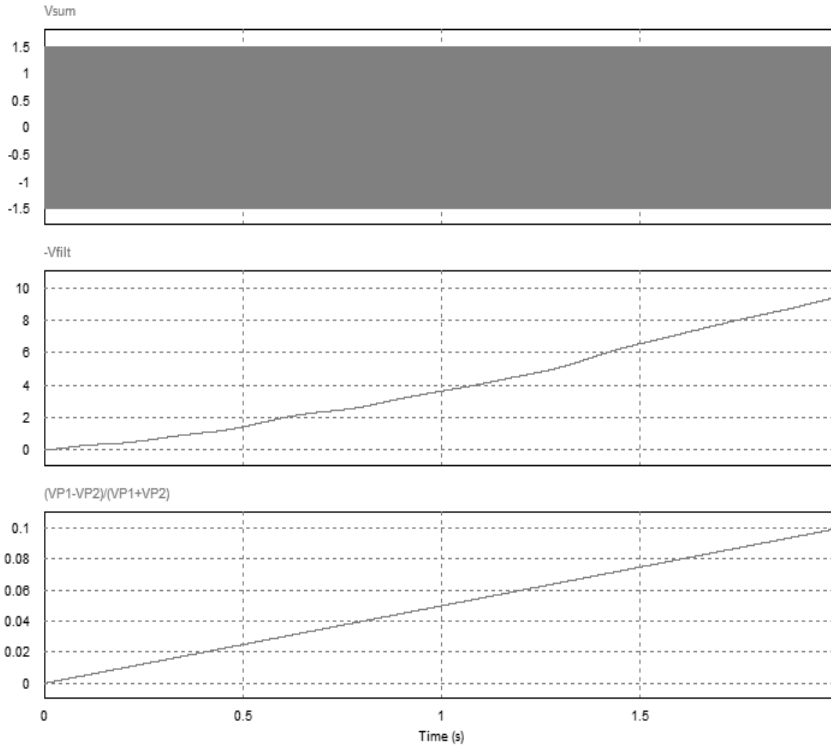


Il·lustració 6-7: Control proposat

Com pot observar-se, sigui quin sigui el mètode de control de corrent, les sortides que es van a introduir al modulador son promediades i filtrades per estimar el desequilibri del bus. A partir d'aquest desequilibri podem calcular un valor a afegir a cada modulador (s_0^*) que permeti anar compensant progressivament el desequilibri.

Com a simplificació del cas proposat, podem utilitzar com a valor a afegir un valor igual al valor mig de les sortides del control de corrent canviat de signe simplificant àmpliament el control. Seguidament mostrem el funcionament d'aquest mètode.

Reducció del mode comú en convertidors Back-2-Back

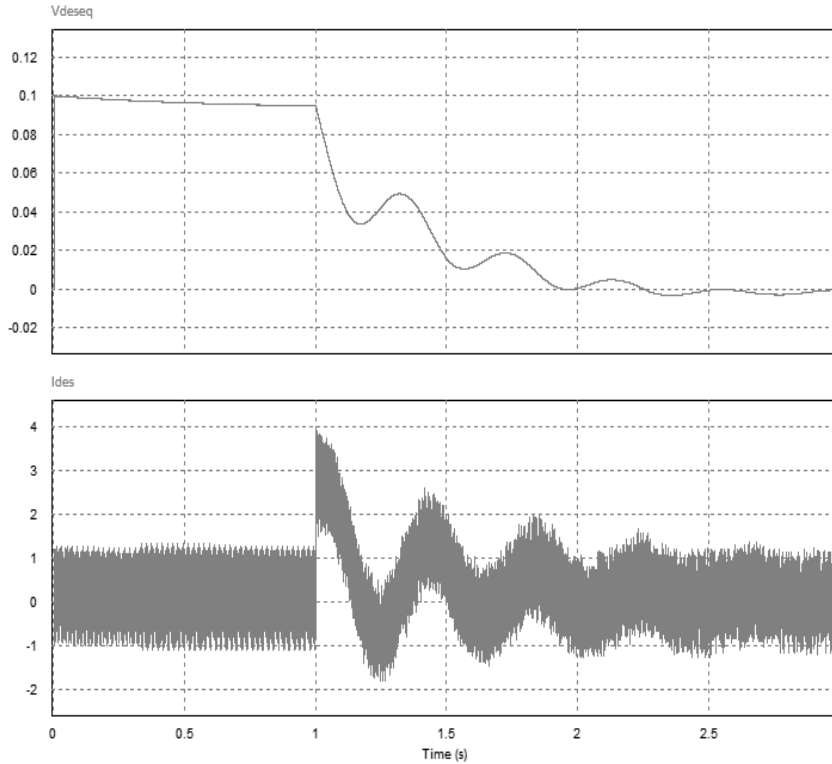


Il·lustració 6-8: Desequilibri detectat (gràfic superior) i desequilibri present (gràfic inferior)

La estimació realitzada en l'anterior gràfic s'ha efectuat utilitzant un filtrant la component homopolar (gràfic superior) mitjançant un filtre de tercer ordre amb una freqüència de tall de 2Hz per tal de poder eliminar les components vinculades a les commutacions i amb un guany de -250 per tal transformar el desequilibri detectat en un valor proper al desequilibri percentual (donat que s'ha utilitzat un bus de 500V).

Al aplicar el mètode proposat de compensació podem incrementar fortament la velocitat i capacitat de reequilibri del bus.

Per mostrar l'efecte del control, s'ha efectuat una simulació de la recuperació d'un desequilibri del 10% extern. Durant el primer segon, s'ha deixat que el control actuï mitjançant la seva pròpia capacitat de recuperació. A partir d'aquí, hem activat el compensador de desequilibris proposat.



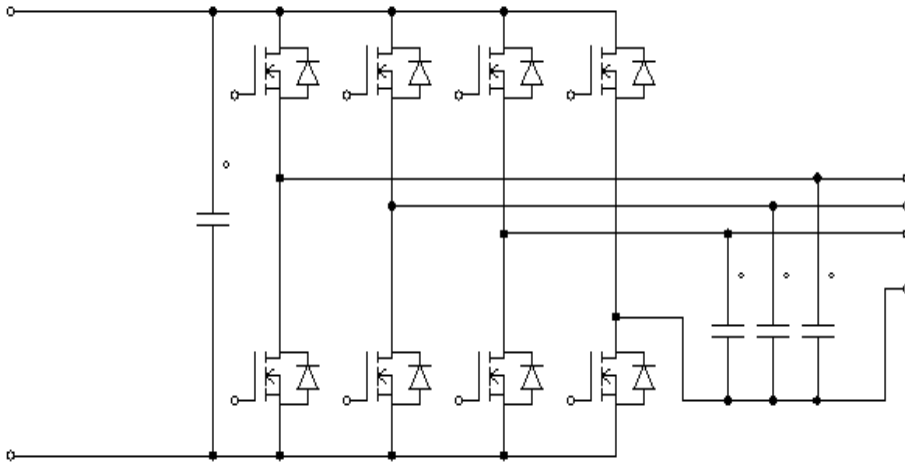
Il·lustració 6-9: Desequilibri i esforç de reequilibri abans i després d'activar el compensador proposat

Com podem observar, els temps d'eliminació dels desequilibris es redueixen dràsticament, obtenint constants de temps en les simulacions realitzades de l'ordre de 10 vegades més petites.

6.3 CONTROL SIMPLIFICAT DEL CONVERTIDOR DE 4 BRANQUES

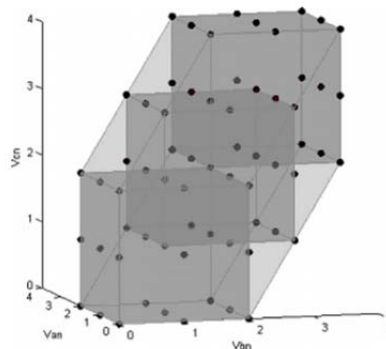
Quan es volen alimentar càrregues que necessiten neutre però no es factible la seva connexió directa per evitar corrents de neutre causats pel mode comú, pot afegir-se una quarta branca al convertidor per a generar la tensió de neutre.

Les aplicacions d'aquest tipus de convertidors es amplia en sistemes on es necessita continuïtat del servei en cas de fallada de una de les branques, especialment en aplicacions mèdiques i aeroespacials.



Il·lustració 6-10: Estructura del convertidor de 4 branques

El control del convertidor sol realitzar-se mitjançant complexos mètodes de control vectorials [58], [59]. La complexitat de la implementació d'aquests controls son responsables en part de que no tinguin una major implantació.



Il·lustració 6-11: Control proposat a [59] on podem observar els diferents estats generables

A partir dels resultats obtinguts del estudi del mode comú generat pel convertidor, sabem que la tensió homopolar generada per les tres branques de fase correspon a:

$$v_0 = \frac{-(s_a + s_b + s_c) + (s_r + s_s + s_t)}{6} V_{dc}$$

Equació 6-23

Essent capaços de modular la tensió v_0 a la quarta branca, aquesta magnitud seria la que ens permetria la seva utilització en convertidors amb càrregues desequilibrades.

Per tant, per tal de alimentar una càrrega amb un convertidor de 4 branques aplicant en mode comú tan sols harmònics superiors a la freqüència de commutació (i per tant, fàcilment filtrables amb el filtre de sortida), n'hi haurà prou amb l'aplicació de una moduladora independent a la quarta branca calculada com a:

$$s_n = \frac{s_a + s_b + s_c}{3}$$

Equació 6-24

Això permet poder realitzar la modulació de les tres branques de fase de forma simple, utilitzant qualsevol dels mètodes de modulació i control aplicables al VSI.

7 CONCLUSIONS

7.1 PRINCIPALS APORTACIONS

El treball presentat ha realitzat ha abordat l'estudi del convertidor B2B amb especial èmfasi en la reducció del mode comú.

7.1.1 MÈTODES DE REDUCCIÓ DEL MODE COMÚ

La principal aportació consisteix en el disseny de quatre variacions als mètodes de modulació que permeten obtenir millores en les prestacions relacionades amb el mode comú.

La proposta de sincronització dels convertidors PWM presenta una forma senzilla d'evitar els valors més extrems de tensió en mode comú aplicada. La facilitat d'implementació, que pot realitzar-se amb un cost molt reduït en la majoria de convertidors Back-2-Back ofereix resultats molt interessants sense reducció en les prestacions dels convertidors en els que s'aplica.

La proposta del Doble SVPWM ofereix una alternativa per a la reducció de fins a un 66% del mode comú aplicat a costa de sacrificar l'arriestat de corrent, que pot veure's incrementat fins al doble del que podem obtenir amb una modulació normal.

La primera de les propostes que permeten eliminar el mode comú aplicat mitjançant una reducció dels límits de tensió i potència, consisteix en una modulació vectorial doble d'homopolar nul·la. Amb el mètode proposat podem obtenir una homopolar nul·la sense variar els rangs de funcionament d'un dels convertidors que conformen el B2B i amb una reducció del 42% en el rang assolible de l'altre convertidor amb un SVPWM. Com alternativa, Es pot plantejar efectuar un control alternatiu, especialment interessant en mètodes com el control directe de parell o els mètodes de control lliscant de corrent, que permet repartir la reducció entre rectificador i inversor.

La darrera de les propostes realitzades ens permet eliminar el mode comú mitjançant l'aplicació dels estats a 120° . Malgrat la important reducció (de fins al 58%), la utilització dels vectors nuls i la descomposició d'estats permet, sobretot en l'aplicació en SAIs en els que la tensió de la xarxa i la de la càrrega estiguin properes, l'aplicació del mètode sense pràcticament reduccions ni efectes en l'arriestat. Al mateix temps, reparteix de forma uniforme l'arriestat de corrent i la caiguda de tensió entre rectificador e inversor.

7.1.2 ALTRES APORTACIONS DESTACABLES

S'han estudiat les limitacions de tensió assolibles amb els convertidors, de forma que puguem conèixer la tensió mínima que haurà de tenir aquest per tal de poder alimentar una determinada potència o aplicar una determinada tensió.

Com a fruit del treball realitzat s'ha presentat un nou convertidor de tensió per a la utilització en filtres actius. La estructura ens permet assolir una important disminució d'elements en el convertidor i, al mateix temps simplificar el control, ja que la modulació es realitza de forma directa sobre 4 estats ortogonals. La important reducció en els límits de tensió respecte a les assolibles en convertidors amb una modulació SVPWM, en aquests casos ens es de poca preocupació, doncs la necessitat d'un transformador ens la permet compensar.

Finalment, s'ha estudiat la relació entre el mode comú i els desequilibris de tensió dels busos de continua en convertidors amb punt mig connectat al neutre. El mètode, que no necessita sensors, ens permet estimar el nivell de desequilibri del bus de continua. Al mateix temps s'ha proposat un mètode de compensació que permet reduir més ràpidament els desequilibris provocats per causes externes o compensar-ne les causes.

Les diferents formes de repartir disminucions de tensions entre dos convertidors es preveuen l'objecte de treballs futurs.

7.2 ALTRES APORTACIONS

L'estudi de les modulacions de tensió ens ha permès una reformulació d'alguns dels moduladors més coneguts. Amb la nova formulació, podem modificar de modulator de forma simple i senzilla, i aprofitar cada mètode de forma independent. Així per exemple, ens permet fer un control vectorial, i, mitjançant una simple operació, transformar les senyals modulades per tal de reduir les commutacions.

L'estudi dels límits ens ha permès generalitzar una sèrie de termes que aproximen les sol·licituds energètiques a les que es veurà sotmès el bus de continua, de cara a determinar-ne el tamany.

Durant les determinacions d'alguns dels moduladors, s'ha pogut observar la diferència entre els harmònics de commutació que es veuen reflectits al bus de continua i el decalatge entre els moduladors PWM presents, observació que es preveu continuar en treballs posteriors.

Finalment, s'ha aportat una forma simplificada de realitzar la modulació de la quarta branca en convertidors de quatre branques.

8 BIBLIOGRAFIA

- [1] *D. Macdonald and W. Gray, "A practical guide to understanding bearing damage related to PWM drives," in Pulp and Paper Industry Technical Conference, 1998, pp. 159 – 165.*
- [2] *P. Alger and H. Samson, "Shaft currents in electric machines," in A.I.R.E. Conf., 1924, pp. 235–245.*
- [3] *A. Muetze, A. Binder, H. Vogel, and J. Hering, "Experimental evaluation of the endangerment of ball bearings due to inverter-induced bearing currents," in Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, 2004, vol. 3, no. 1, pp. 1989–1995.*
- [4] *Siemens, "HVDC - General Information," www.energy.siemens.com.*
- [5] *I. Batarseh, "The Power MOSFET," in Power Electronics Handbook, 2007, pp. 41–69.*
- [6] *E. Lupon, "Dispositivos de Electrónica de Potencia," in Apunts Electronica ETSEIB, 2006.*

- [7] S. M. Halpin and A. Card, "Power Quality," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 1053–1066.
- [8] A. Nasiri, "Uninterruptible Power Supplies," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 619–633.
- [9] J. M. Carrasco, E. Galván, and R. Portillo, "Wind Turbine Applications," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 737–768.
- [10] P. T. Krein, "Introduction," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 1–13.
- [11] L. Chaar, "Solar Power Conversion," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 661–672.
- [12] "Motors & Drives for Cleanroom Applications," *AC Drive*, 2010. <http://www.reliance.com>
- [13] M. F. Rahman, D. Patterson, A. Cheok, and R. Betz, "Motor Drives," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 858–933.
- [14] J. M. Alonso, "Electronic Ballasts," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 565–591.
- [15] S. Cruz and M. Ferreira, "Comparison between back-to-back and matrix converter drives under faulty conditions," in *Power Electronics and Applications*, 2009. EPE'09. 13th European Conference on, 2009, pp. 1–10.
- [16] A. K. Chattopadhyay, "AC-AC Converters," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 483–515.
- [17] J. Kolar, T. Friedli, F. Krismer, and S. Round, "The essence of three-phase AC/AC converter systems," in *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008, pp. 27–42.
- [18] B. Geethalakshmi, P. Sanjeevikumar, and P. Dananjayan, "Performance analysis of AC-DC-AC converter as matrix converter," in *Power Electronics*, 2006. IICPE 2006. India International Conference on, 2006, pp. 57–61.
- [19] C. Klumpner and C. Pitic, "Hybrid matrix converter topologies: an exploration of benefits," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, pp. 2–8.
- [20] M. Imayavaramban and K. Latha, "Analysis of different schemes of matrix converter with maximum voltage conversion ratio," 2004. MELECON 2004., pp. 1137–1140, 2004.

- [21] C. Liu, B. Wu, and Y. Li, "A novel three-phase PWM rectifier/inverter without capacitor in DC-link," *Electr. Mach. Syst.*, pp. 50–53, 2007.
- [22] J. Rodríguez, P. Lezana, S. Kouro, and A. Weinstein, "Single-phase Controlled Rectifiers," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 179–200.
- [23] C. Blake and C. Bull, *Igbt or mosfet: Choose wisely*. 2001. www.irf.com
- [24] J. W. Dixon, "Three-phase Controlled Rectifiers," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 201–243.
- [25] J. R. Espinoza, "Inverters," in *Power Electronics Handbook*, 2007, pp. 353–404.
- [26] A. M. Hava and E. Un, "Performance analysis of reduced common-mode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage-source inverters," *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 24, no. 1, pp. 241–252, 2009.
- [27] P. Link, "Minimizing electric bearing currents in adjustable speed drive systems," in *Pulp and Paper Industry Technical Conference*, 1998. Conference Record of 1998 Annual, 1998, pp. 181–195.
- [28] C. Mei, J. Balda, and W. Waite, "Minimization and cancellation of common-mode currents, shaft voltages and bearing currents for induction motor drives," *Conf. 2003. PESC, 2003*.
- [29] R. Schiferl, M. Melfi, and J. Wang, "Inverter driven induction motor bearing current solutions," in *Petroleum and Chemical Industry Conference*, 2002. Industry Applications Society 49th Annual, 2002, pp. 67–75.
- [30] E. Roberto and C. D. A. Silva, "Nonsinusoidal Carrier-Based Pulsewidth Modulation Strategies," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, no. June, pp. 37–45, 2011.
- [31] B. H. B. Hua, Z. Z. Zhengming, M. S. M. Shuo, L. J. L. Jianzheng, and S. X. S. Xiaoying, "Comparison of three PWM strategies-SPWM, SVPWM and one-cycle control," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2003 PEDS 2003*, 2003, vol. 2.
- [32] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John, and S. S. Kumar, "SIMULATION AND COMPARISON OF SPWM AND SVPWM CONTROL FOR THREE PHASE INVERTER," *ARNP J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 5, no. 7, pp. 61–74, 2010.

- [33] *M. Muhamad, H. Hussin, A. Saparon, and M. D. Risin, "Fast Fourier transform analysis on harmonic content for SPWM design and implementation based on new modulation approach," Proc. 9th WSEAS Int. Conf. Microelectron. Nanoelectron. Optoelectron., pp. 44–47, 2010.*
- [34] *S. E. Jafarabadi, "A New Modulation Approach to Decrease Total Harmonic Distortion in VSC Based D-FACTS Devices," vol. 25, no. 2, pp. 325–338, 2009.*
- [35] *Tsornng-Juu Liang, R. M. O'Connell, and R. G. Hoft, "Inverter harmonic reduction using Walsh function harmonic elimination method," Power Electron. IEEE Trans., vol. 12, no. 6, pp. 971–982, 1997.*
- [36] *J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," Ind. Appl. IEEE Trans., vol. 20, no. 5, pp. 1224–1228, 1984.*
- [37] "IGBT y Diodo," <http://www.abb.es/product/db0003db004291/c125739900722305c1256f18003bf55f.aspx>, 2012. .
- [38] *P. G. Handley and J. T. Boys, "Space Vector Modulation: an engineering review," in Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., Fourth International Conference on, 1991, pp. 87–91.*
- [39] *J. Bergas-Jané, "Control del motor d'inducció considerant els límits del convertidor i del motor," 2000.*
- [40] *F. G. Longatt, "Entendiendo la Transformación de Park," 2004. <http://fglongatt.org/OLD/Reportes/RPT2004-01.pdf>*
- [41] *A. M. AL Kandari, J. Y. Madouh, S. Soliman A., and R. A. Alammari, ""Park's Transformation for Electric Power Quality Recognition and Classification in Distribution Networks," Int. J. Syst. Dyn. Appl., vol. 1, no. 2, pp. 60–79, 2012.*
- [42] *J.-H. Im¹, S. Kang¹, S.-H. Song¹, J.-Y. Choi¹, S.-K. Jeong¹, and I. Choy², "Reactive Power Control Strategy for Inverter-based Distributed Generation System with a Programmable Limit of the Voltage Variation," in Microgrid Symposiums-2011, 2011.*
- [43] *B. McGrath and D. Holmes, "A general analytical method for calculating inverter dc-link current harmonics," Ind. Appl. IEEE ..., vol. 45, no. 5, pp. 1851–1859, 2009.*

- [44] M. Bierhoff, C. Kiel, and F. W. Fuchs, "DC Link Harmonics of Three Phase Voltage Source Converters Influenced by the Pulse Width Modulation Strategy – an Analysis," pp. 491–496, 2005.
- [45] P. Alger and H. Samson, "Shaft currents in electric machines," in A.I.R.E. Conf., 1924, pp. 235–245.
- [46] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, S. Member, D. Schlegel, and G. Skibinski, "Bearing Currents and Their Relationship to PWM Drives," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, no. 2, pp. 243–252, 1997.
- [47] A. Muetze and J. Tamminen, "Influence of motor operating parameters on discharge bearing current activity," Convers. Congr., no. c, 2010.
- [48] S. Bhattacharya, L. Resta, D. M. Divan, and D. W. Novotny, "Experimental comparison of motor bearing currents with PWM hard and soft-switched voltage-source inverters," Power Electron. IEEE Trans., vol. 14, no. 3, pp. 552–562, 1999.
- [49] X. Shancheng and W. Zhengguo, "Characteristic Research of Bearing Currents in Inverter-Motor Drive Systems," in Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, 2006, vol. 2, pp. 1–4.
- [50] B. Muralidhara, A. Ramachandran, R. Srinivasan, and M. Reddy, "Experimental measurement of shaft voltage and bearing current in an inverter fed three phase induction motor drive," in Electronics Computer Technology (ICECT), 2011 3rd International Conference on, 2011, vol. 2, pp. 37–41.
- [51] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, S. Member, D. Schlegel, S. Member, and G. Skibinski, "System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, no. 2, pp. 577–584, 1997.
- [52] T. a. Lipo, "Circulating type motor bearing current in inverter drives," IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 4, no. 1, pp. 32–38, 1998.
- [53] Bocabearings, "Radial full ceramic bearings," 2013. <http://www.bocabearings.com/>.
- [54] J. Bentley and P. Link, "Evaluation of motor power cables for PWM AC drives," Ind. Appl. IEEE Trans. ..., vol. 33, no. 2, pp. 342–358, 1997.
- [55] Rockwell Automation, "Reliance Electric Cleanroom-Duty Motors With CurrentShield Technology."

- [56] *A. Sayed-Ahmed and G. Skibinski, "Design and analysis of an integrated differential-common mode filter for on site motor bearing problems," Electr. Mach. Drives ..., pp. 283–288, 2011.*
- [57] *J. de la Hoz Casas, "Reducción de elements en un filtro de potència basado en VSI," PFC ETSEIT, 2002.*
- [58] *W. M. Rohouma, S. L. Arevalo, P. Zanchetta, and P. W. Wheeler, "Repetitive control for a four leg matrix converter," 5th IET Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2010), pp. WE324–WE324, 2010.*
- [59] *L. Franquelo and M. Prats, "Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates," Ind. Electron. vol. 53, no. 2, pp. 458–466, 2006.*