

## Capítol 5. Ondulador monofàsic de mig pont

### 5.1 Introducció

El convertidor usat té tres etapes, a saber, una primera de rectificació, on es passa de la tensió alterna de la xarxa a una tensió continua; una segona etapa d'estabilització del valor de la tensió continua i d'emmagatzematge d'energia i una tercera etapa d'ondulació, que és on es centra aquest capítol. Després d'aquesta última etapa es troba també el filtre *LC* de sortida.

L'arquitectura escollida per a l'ondulador és la de mig pont. Aquesta arquitectura presenta, a priori, més inconvenients que avantatges respecte la de pont complet; però en aquest estudi s'ha plantejat la necessitat d'una arquitectura de mig pont per a poder ampliar el treball cap a nous horitzons. Aquesta ampliació no seria possible si s'usés una arquitectura de pont complet amb els elements de control que actualment es disposa.

L'arquitectura de mig pont implica la necessitat de tenir el punt mig del bus de continua accessible, amb els conseqüents problemes que això pot portar.

#### 5.1.1. Etapa de rectificació

En aquesta etapa l'objectiu és aconseguir una tensió continua, d'un valor fixat, amb poc arissat i independent de la càrrega que se sol·licita en cada instant de temps. Cal definir si aquesta etapa de rectificació ha de permetre el pas de potència en un sol sentit (des de la xarxa cap a la part de continua) o en ambdós sentits, és a dir, permetre el retorn de la potència cap a la xarxa. També s'ha de definir aquesta xarxa, ja que pot ser monofàsica o trifàsica.

S'ha optat per escollir una xarxa trifàsica ja que es disposa d'ella en el laboratori i permet obtenir un arissat intrínsecament menor en la tensió continua. Com a

rectificador s'escull un pont de diodes. D'aquesta manera els condensadors necessaris per a mantenir estable la tensió poden ser d'un valor inferior.

El convertidor dissenyat transferirà l'energia, en la majoria de les seves aplicacions, des de la xarxa cap a la càrrega. Els exemples clàssics de càrregues que tornen potència cap a la xarxa són les càrregues fortament capacitives i inductives. Aquestes càrregues poden tenir interès de cara a veure el comportament del convertidor, per veure les prestacions assolides, però no se solen trobar a la realitat (hi ha càrregues amb un caràcter inductiu o capacitiu però no són inductàncies o capacitats pures). Això té una excepció en el cas dels motors. Aquests, en el moment de la frenada, es comporten com a generadors, retornant energia a la xarxa. En cas que la càrrega retorni potència, aquesta s'invertirà en augmentar el potencial en borns de la bateria de condensadors.

L'ús d'un rectificador controlat sembla a primera instància un cost no justificable, però desenvolupaments recents han demostrat que un rectificador controlat permet fer el comportament del sistema amb un factor de potència igual a la unitat, i amb un control adient conjunt del rectificador i de l'ondulador, permetria reduir fins a límits insospitats la capacitat dels condensadors del bus de continua.

El desenvolupament del rectificador controlat i el tractament de la potència del bus de continua es deixa com a futures línies d'investigació que es proposen en el present treball.

### 5.1.2. Emmagatzematge d'energia

Aquesta etapa, tal i com s'ha dit anteriorment, tampoc és el centre d'estudi del present treball; de tota manera també és convenient comentar-la una mica. L'etapa de continua consta de dues maneres d'emmagatzemar energia, a saber, una primera en forma de condensadors, i una segona en forma de bateries.

La primera forma d'emmagatzematge d'energia, de petita capacitat, serveix per filtrar l'arissat de tensió de la sortida del rectificador i, a més, és capaç de subministrar els pics de corrent que pugui necessitar la part de l'ondulador. En aquesta etapa cal usar dos condensadors en sèrie, amb el punt mig accessible. Per tant, cal assegurar, a més, que la

tensió en cada condensador sigui la mateixa per tal de poder assegurar un bon funcionament de l'ondulador, i evitar 'offsets' i arissats indesitjables a la sortida de l'ondulador.

La segona manera d'emmagatzemar energia, de gran capacitat, és mitjançant bateries, tot i que no tenen la capacitat de subministrar molta energia en poc temps. Les bateries són les que permeten a l'ondulador continuar subministrant potència a la càrrega en cas que la xarxa falli (SAIs). La capacitat d'aquestes és la que determina el temps que la càrrega pot continuar funcionant. Un dels problemes de les bateries és el nivell de tensió al qual són capaces de treballar. Les bateries treballen, si no es vol tenir un volum molt excessiu, a un centenar de volts, i el bus de continua estarà a uns 700 V. Per tant cal fer un pas intermig. Quan la xarxa estigui present, aquesta carregarà les bateries, però cal posar un convertidor reductor de tensió per no sotmetre les bateries a una tensió excessiva, i quan la xarxa deixi de funcionar, cal augmentar la tensió de les bateries fins als 700 V, amb un convertidor elevador.

L'ús de les bateries i del convertidor elevador-reductor de tensió, estan fora de l'abast del present treball i, per tant, el bus de continua es limita a una bateria de condensadors capaç de filtrar l'arissat de tensió del rectificador i proporcionar els pics de corrent que cal subministrar a l'ondulador.

### 5.1.3. Etapa d'ondulació

Els inversors monofàsics poden ser de pont complet o de mig pont. Els de pont complet estan formats per dues branques d'interruptors amb els corresponents diodes en antiparal·lel (capítol 4 del present treball). En aquest cas el bus de continua no cal que tingui punt mig accessible, i la tensió que es pot aplicar en borns del filtre va des de  $+Vd$  fins a  $-Vd$ , encara que també permet aplicar tensions entre  $+Vd$  i  $0$ , i  $0$  i  $-Vd$ , permetent així fins a tres nivells de tensió.

Pel que fa als onduladors de mig pont, presenten només una branca d'interruptors, amb els seus corresponents diodes en antiparal·lel (figura 5.1). Les diferències principals d'aquest amb l'anterior són els nivells de tensió que es poden aplicar al filtre i la necessitat de tenir el punt mig del bus de continua accessible. El fet d'haver de tenir el

punt mig accessible pot provocar problemes de simetria respecte les tensions a cada tram del bus de continua; simetria imprescindible, doncs, per tal d'assegurar uns bons resultats a la sortida de l'ondulador. En aquest cas les tensions aplicades en borns del filtre oscil·len entre  $+V_d/2$  i  $-V_d/2$ , però també permet aplicar tres nivells de tensió que varien entre  $+V_d/2$  i  $0$ , i  $0$  i  $-V_d/2$  i, per tant, per aconseguir el mateix nivell de tensió a la sortida de l'ondulador que en el cas del pont complet fa falta que la tensió del bus de continua sigui el doble.

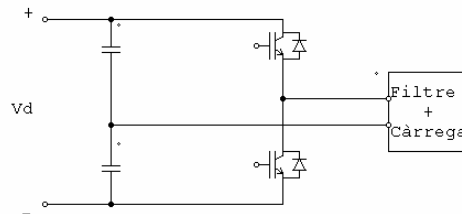


Figura 5.1. Ondulador de mig pont.

Per solucionar ambdós problemes es pot usar una altra configuració, que emprava un transformador elevador entre la sortida del pont d'interruptors i el filtre (figura 5.2). Aquesta solució sembla bona, però té l'inconvenient de necessitar d'aquest transformador, que sempre és un element car, voluminós i pesant, a més d'introduir nombroses pèrdues.

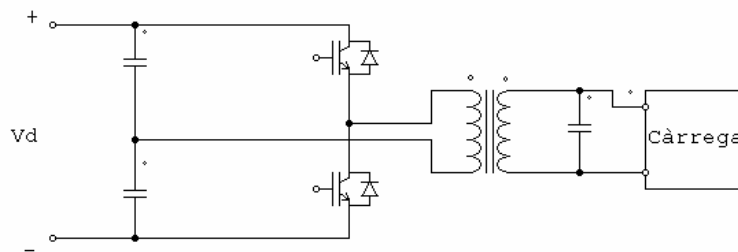


Figura 5.2. Ondulador amb transformador elevador.

En el present treball l'opció triada és la de mig pont sense transformador, ja que sembla la més adequada de cara a futures ampliacions. En els estudis dels SAIs, amb un rectificador controlat també de mig pont, i l'etapa d'interacció amb les bateries, juntament amb l'etapa d'ondulació faria un total de tres branques, és a dir, sis interruptors (semiconductors), que amb elements actuals de control digital, és una aplicació possible per implementar i posteriorment comercialitzar.

#### 5.1.4. Etapa de filtrat

L'etapa de filtrat permet eliminar els harmònics generats a l'etapa d'ondulació. Els interruptors de potència generen una ona quadrada, de freqüència variable que genera gran quantitat d'harmònics [34]. Els harmònics s'eliminen per intentar deixar només l'ona fonamental de tensió de 50 Hz.

El filtre ha de presentar una freqüència de tall inferior a la freqüència dels harmònics més baixos, ha de presentar un guany proper a la unitat per a l'ona fonamental (50 Hz), i no ha de desfasar l'ona fonamental respecte la referència.

El tipus de filtre usat per tal de realitzar aquesta tasca és un filtre passiu *LC*. L'ús de filtres actius o de més ordre no es justifica de cap manera degut a l'elevat cost que representarien.

## 5.2. Simulacions

L'objectiu de les simulacions és validar l'estructura de l'ondulador de mig pont. Però l'objectiu més important és comprovar que el control realment controla el sistema de la manera desitjada, i ajustar els possibles reguladors que tingui, encara que l'ajust definitiu caldrà fer-lo amb el prototipus construït per a l'efecte.

Amb les simulacions també es poden veure les limitacions del sistema i, en certa manera, dimensionar els elements en funció de les sol·licitacions que es prevegin. Per tant, les simulacions es veuen com un procés previ necessari de cara a assegurar el correcte funcionament de tots els elements que componen l'ondulador.

A més a més, les simulacions permeten veure la reacció del sistema enfront de variacions de paràmetres, com per exemple la càrrega o el filtre; a més, també permeten introduir modificacions al control per tal d'optimitzar-lo.

Malgrat tot, cal anar molt en compte amb les simulacions. Molts models de components, no són més que això, models, i molts cops el seu comportament no s'ajusta del tot a la realitat. Per aquesta raó, l'única manera d'assegurar-se si el sistema funciona de la manera esperada és construir un prototipus, modificable, que permeti assajar en components reals el comportament del sistema.

El programa PSIM, de Powersim Technologies Inc., permet la simulació de circuits elèctrics. A través del seu editor d'esquemes s'introdueixen els elements a simular de manera gràfica. A més, aquesta versió incorpora el 'Motor Drive Module', que és un mòdul orientat a motors, i que permet simular aquests i les càrregues mecàniques que poden portar associats; també inclou el 'Digital Control Module', mòdul orientat al control digital que incorpora els elements necessaris per simular un control digital, com poden ser mantenidors, derivadors discrets, filtres digitals, i un seguit d'eines molt útils i senzilles d'usar que permeten fer simulacions de control digital prou acurades.

Les simulacions obtingudes són molt útils, però cal saber interpretar-les correctament. El software de simulació utilitza unes simplificacions en els elements que cal conèixer. Per tant, les simulacions són això, simulacions, i només reflecteixen en part el que passarà a la realitat. Per bé que unes bones simulacions són signe de què la realitat és factible, però no és la prova definitiva que el sistema funcionarà realment.

Amb aquest programa s'ha simulat tot el sistema complet, és a dir, l'etapa de potència i el control. Es poden distingir tres parts ben diferenciades en les simulacions:

- Etapa de rectificació de la xarxa. Bus de continua.
- Etapa d'ondulació i filtrat de la tensió de sortida.
- Control de l'etapa d'ondulació. Generació dels senyals de control dels IGBTs.

#### 5.2.1. Modelat de l'etapa de rectificació de la xarxa i del bus de continua

En aquesta etapa, la xarxa ha de ser rectificada. La xarxa és trifàsica i se suposa simètrica i sinusoidal perfecta, cosa no del tot certa a la realitat. L'esquema usat en el PSIM per aquesta etapa és el que es presenta a la figura 5.3.

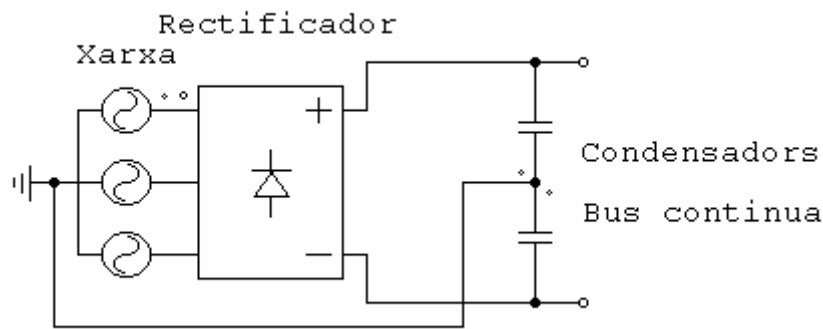


Figura 5.3. Rectificació i bus de continua.

El rectificador trifàsic és un mòdul compost per sis diodes, posats en sèrie dos a dos i en paral·lel cada grup de dos. Els diodes estan modelats com interruptors que condueixen quan la tensió en ells és positiva i deixen de conduir quan la tensió en els seus borns és negativa. No tenen caiguda de tensió interna.

El bus de continua està format per dos condensadors en sèrie. El model que s'usa de condensador és de condensador ideal, sense resistències internes i sense inductàncies paràsites.

### 5.2.2. Modelat de l'etapa d'ondulació i filtrat de la tensió de sortida

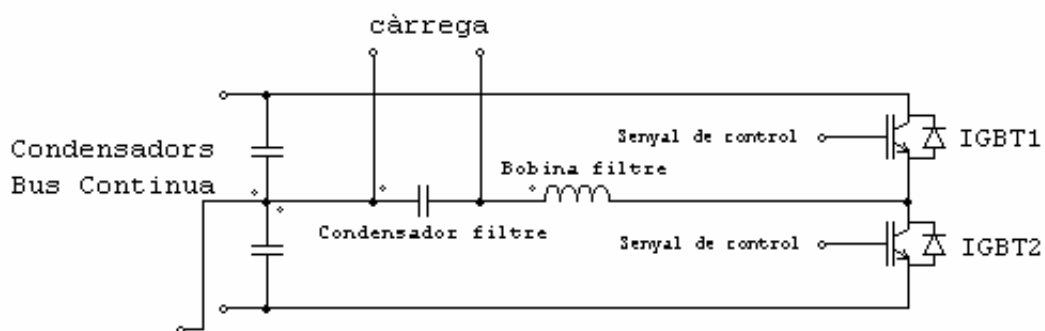


Figura 5.4. Etapa d'ondulació i filtre de sortida.

En aquesta etapa la tensió continua que s'ha generat en l'etapa anterior s'ha d'ondular i filtrar. L'ondulació es fa a través de la commutació controlada de dos IGBTs posats en sèrie formant una branca. Aquesta commutació està controlada per dos senyals de control, que són complementaris, amb un temps mort entre ells. El model d'IGBT que

s'usa en aquest programa és molt simple però útil. Simplement és un interruptor que s'obra quan la tensió de control és zero o més petita i es tanca quan aquesta tensió de control és major que zero. A més, aquest model ja porta incorporat el diode que normalment els IGBT duen en antiparal·lel (figura 5.4).

El filtre de sortida és simplement un filtre  $LC$ . En aquest cas els models usats també són ideals, sense cap tipus de pèrdua interna. La tensió sinusoidal de sortida de l'ondulador és en borns del condensador d'aquest filtre i és on es connecta la càrrega.

### 5.2.3. Modelat de l'etapa de control

És en aquesta etapa on intervenen més elements i també és la més complexa; per tant, és on cal tenir més cura a l'hora de fer la simulació. El gran avantatge del PSIM enfront d'altres programes de simulació elèctrica és que aquest incorpora elements de control, com poden ser sensors (de tensió i de corrent, a part d'altres com per exemple sensors de velocitat), PIDs, tan analògics com digitals, mantenidors d'ordre zero, filtres, funcions matemàtiques i molts altres elements.

Per calcular la funció  $s$  cal generar la referència i sensar la tensió de sortida. La referència es genera a través d'una font sinusoidal mostrejada amb un mantenidor d'ordre zero. El sensat de la tensió de sortida es fa a través d'un bloc específic pensat ja per això i que incorpora el propi programa PSIM. Aquest senyal també es mostreja de la mateixa manera. L'esquema per tal de portar a terme les simulacions es mostra a la figura 5.5. A partir d'aquests dos senyals es calcula l'error, i a partir d'aquest només cal operar per tal de trobar el valor de  $s$ , que és el que es pretén.

Per fer que aquest senyal sigui digital de dos nivells (-1 o 1) s'incorpora el bloc 'sign' que genera a la seva sortida un senyal 1 quan la tensió d'entrada és positiva i -1 quan la tensió és negativa.

A la figura 5.5 també es pot apreciar el grup d'elements que constitueix el que és la generació dels temps morts. Aquests són necessaris en el prototipus pel seu correcte funcionament. A la simulació realment no caldrien, degut a què el model d'IGBT és



ideal i no real. Introduint els temps morts a les simulacions s'intenta que les simulacions s'acostin més a la realitat.

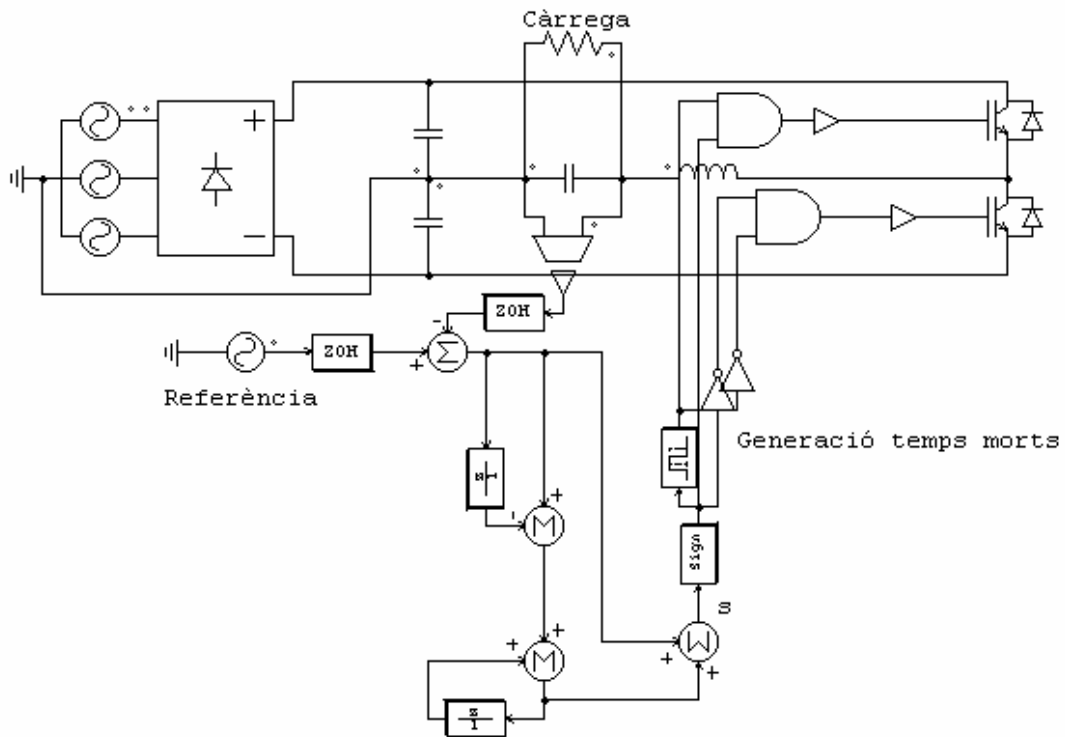


Figura 5.5. Esquema amb la part de control incorporada.

La generació dels temps morts és força senzilla. Es fa una multiplicació binària del senyal que surt de l'últim mostrejador amb aquest mateix senyal però retardat el temps mort que es desitgi. Per l'altre IGBT el procés és el mateix, però negant els dos senyals. D'aquesta manera els dos senyals de control de les portes dels IGBTs són complementaris excepte un petit temps (el temps mort) en que no condueix cap IGBT.

#### 5.2.4. Modelat de la càrrega

Les càrregues a les que el sistema es pot veure sotmès són de dos tipus. La primera és una càrrega lineal i, per tant, tensió i corrent són proporcionals. La segona és una càrrega no lineal (figura 5.6), on tensió i corrent consumit no són proporcionals. Aquests tipus de càrregues són les més habituals, ja que la majoria d'equips electrònics que necessiten un SAI, per exemple, funcionen a base de rectificadors, que són càrregues no lineals.

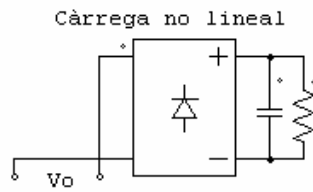


Figura 5.6. Càrrega no lineal.

Les càrregues no lineals s'han simulat amb un rectificador monofàsic, un condensador, que fa de filtre de la part de la sortida d'aquest rectificador i una resistència. També cal assajar el comportament del sistema en buit i amb càrrega lineal.

S'han realitzat diverses simulacions per diferents càrregues i diferents valors dels components, en funció dels valors disponibles, per veure la resposta del sistema en diferents situacions. Els paràmetres triats per veure com afecten a la resposta del sistema són la freqüència de mostreig, la inductància de la bobina i la capacitat del condensador del filtre de sortida. Les condicions de càrrega lineal i no lineal s'han escollit les de màxima potència dissipada corresponent a la potència de disseny (1 kW).

#### 5.2.5. Resultats de les simulacions amb càrrega lineal

La càrrega lineal s'ha simulat amb una resistència de valor fix. Per dissipar una potència d'1 kW la resistència ha de ser de 52,9  $\Omega$ . Les diferents gràfiques de la figura 5.7 mostren la tensió de sortida de l'ondulador en funció de la freqüència de mostreig ( $L_{filtre} = 2,5$  mH,  $C_{filtre} = 52,2$   $\mu$ F). En elles es pot veure la influència de la freqüència de mostreig en el resultat de sortida. A més freqüència de mostreig el sistema respon millor. Cal dir que a més freqüència de mostreig, la freqüència de commutació dels IGBTs també augmenta (figura 5.8). De fet, la freqüència màxima a la qual commuten és la meitat de la freqüència de mostreig. Aquests resultats són els resultats que s'esperaven derivats de la teoria del control en mode lliscant. Segons aquesta teoria el comportament a freqüència infinita seria perfecte.

La influència de la inductància es pot veure a les gràfiques representades a la figura 5.9. També s'hi pot observar com a mesura que augmenta la inductància del filtre, la sortida del sistema millora ( $f_{mostreig} = 60$  kHz,  $C_{filtre} = 52,2$   $\mu$ F). Això és degut a que la

freqüència de tall del filtre disminueix. De tota manera, la variació de la inductància del filtre de sortida no afecta tan a la sortida de l'ondulador com la freqüència de mostreig dels sistema de control.

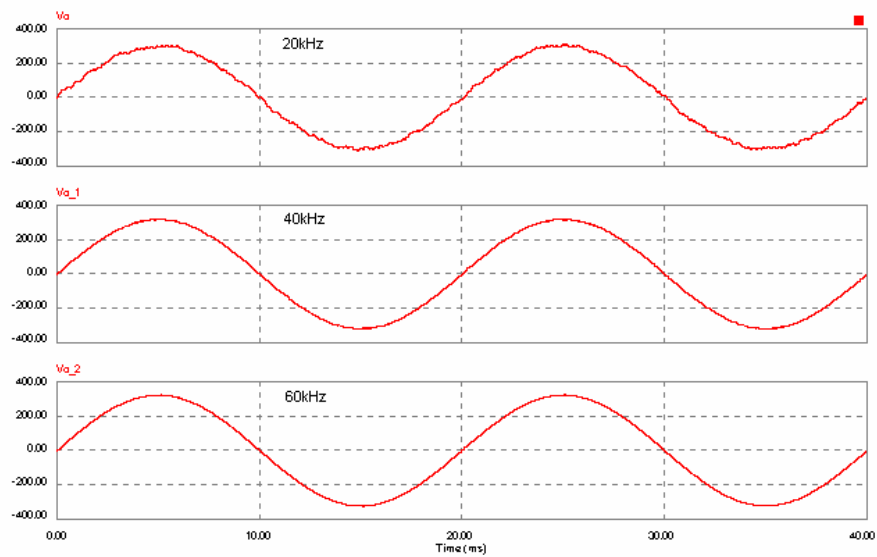


Figura 5.7. Efecte de la freqüència de mostreig.

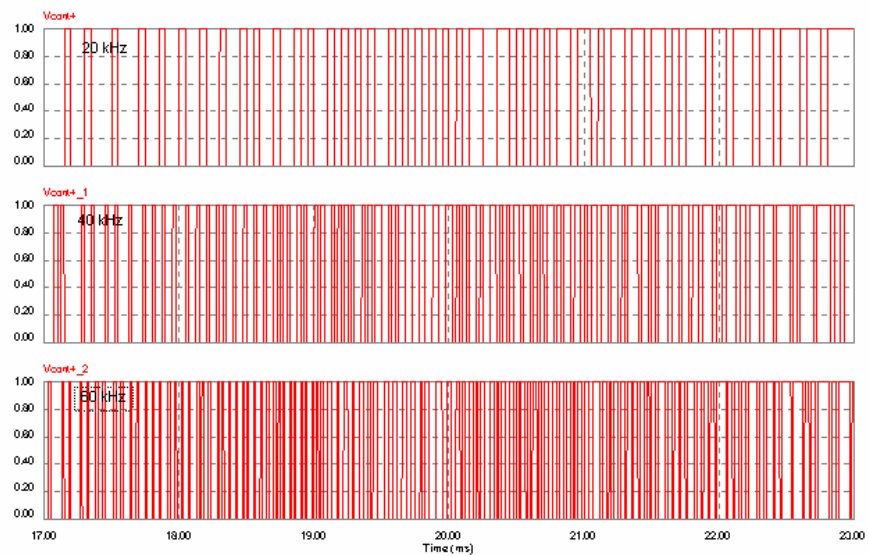


Figura 5.8. Freqüència de commutació dels IGBTs.

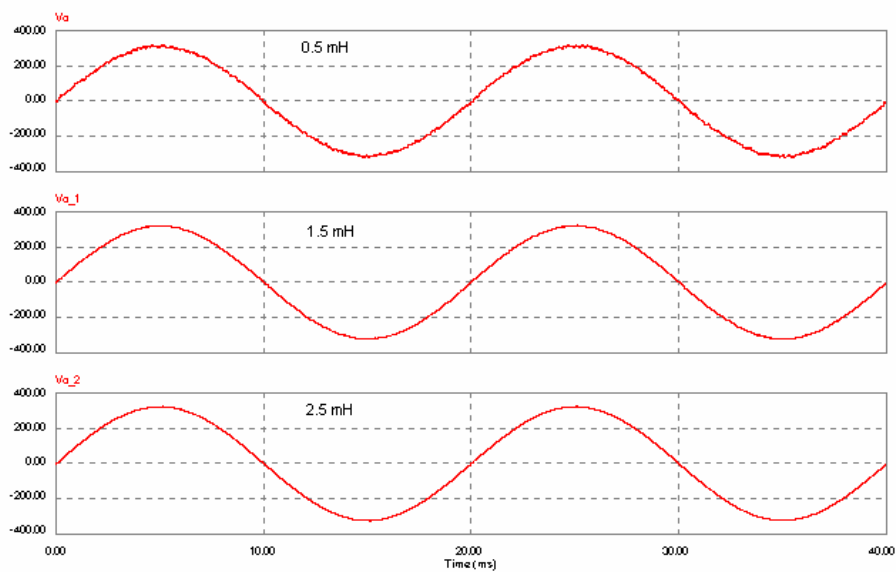


Figura 5.9. Efecte de la bobina del filtre de sortida.

A la figura 5.10 es pot veure la influència del condensador del filtre de sortida ( $L_{\text{filtre}} = 2,5 \text{ mH}$ ,  $f_{\text{mostreig}} = 60 \text{ kHz}$ ). En aquest cas també es pot observar que augmentant la capacitat del condensador del filtre, l'arissat disminueix. La disminució és més gran del primer al segon cas; però del segon al tercer cas, la disminució d'arissat no és molt important, a l'igual que passava amb la bobina. Tal i com també s'observava a la bobina, la capacitat del condensador no influeix tant com la freqüència de mostreig del sistema.

En les simulacions amb càrrega lineal comentades s'ha pogut veure que el paràmetre que té més influència en el funcionament desitjat del sistema és la freqüència de mostreig i, en conseqüència, la freqüència de commutació del sistema. Per altra banda s'ha vist, com era previsible, que disminuint la freqüència de tall del filtre de sortida, la forma d'ona de la sortida millora, però no d'una manera espectacular. Cal dir que augmentar la freqüència de commutació és senzill fins a un cert valor en funció del tipus d'interruptor que s'usi. Disminuir la freqüència de tall del filtre, és un procés senzill però car i, per tant, no recomanable. A part, es previsible que baixar força la freqüència de tall del filtre de sortida pot portar complicacions amb altres tipus de càrregues.

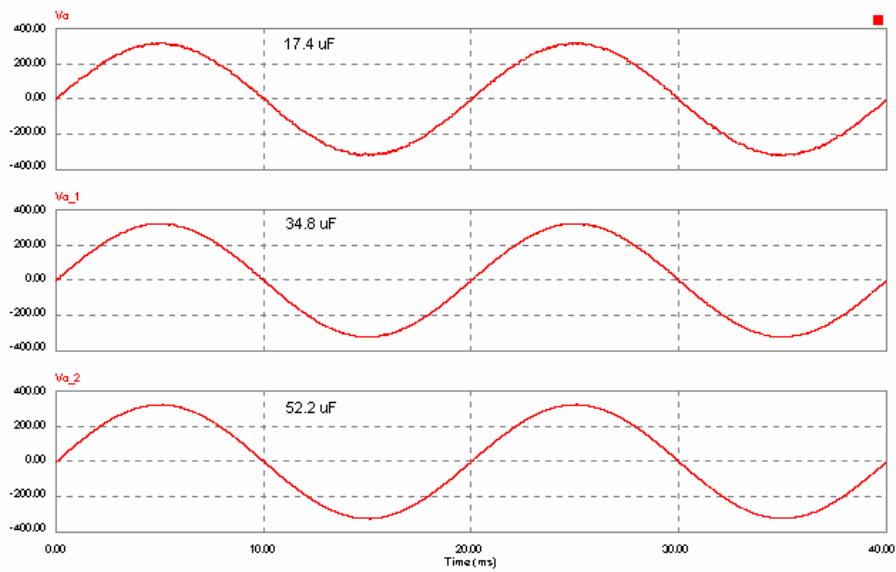


Figura 5.10. Influència del condensador del filtre de sortida.

### 5.2.6. Resultats de les simulacions amb càrrega no lineal

La càrrega no lineal s'ha simulat amb un rectificador, un condensador i una resistència en paral·lel amb aquest tal com s'indica a la figura 5.6. Els valors escollits per aquests elements són 3 mF pel condensador i  $105,8 \Omega$  per la resistència. Aquests elements s'han escollit per fer que la potència consumida sigui d'1 kW, que és la potència màxima de disseny de l'ondulador.

A la figura 5.11 es mostra el valor de la tensió de sortida de l'ondulador en funció de la freqüència de mostreig ( $L_{filtre} = 2,5 \text{ mH}$ ,  $C_{filtre} = 52,2 \mu\text{F}$ ). En les gràfiques representades és veu, un altre cop, el que en la càrrega lineal s'ha vist anteriorment, és a dir, l'augment de la freqüència de mostreig fa millorar notablement la forma d'ona de sortida.

La influència de la inductància es mostra a la figura 5.12 ( $f_{mostreig} = 40 \text{ kHz}$ ,  $C_{filtre} = 52,2 \mu\text{F}$ ). En aquest cas també millora la forma d'ona de sortida de l'ondulador.

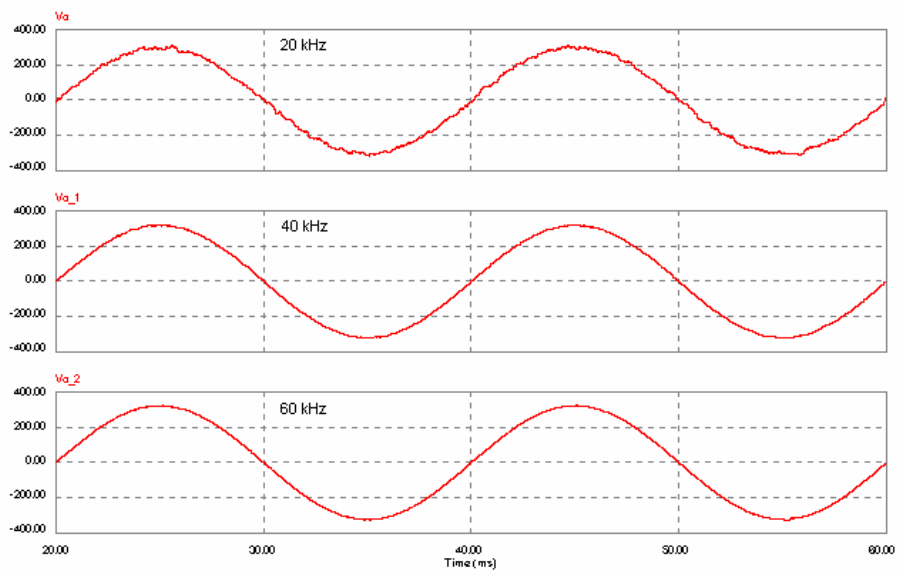


Figura 5.11. Influència de la freqüència de mostreig del sistema.

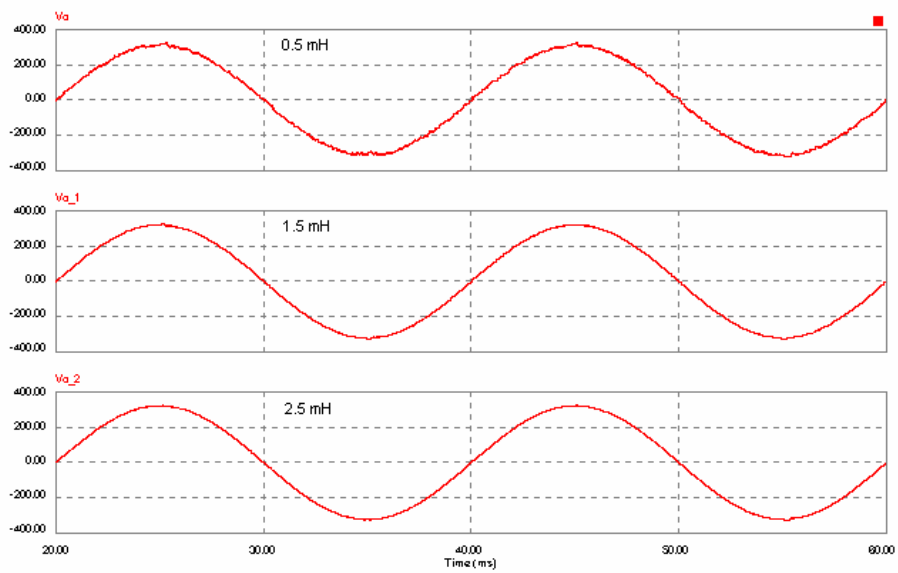


Figura 5.12. Influència de la inductància del filtre de sortida.

Per acabar amb les simulacions amb càrrega no lineal es presenta la influència del condensador del filtre de sortida de l'ondulador. A la figura 5.13 ( $L_{\text{filtre}} = 2,5 \text{ mH}$ ,  $f_{\text{mostreig}} = 40 \text{ kHz}$ ) es mostra la seva influència en la forma de l'ona de sortida. En aquestes gràfiques es pot observar com augmentant el valor del condensador, desapareix l'arissat d'alta freqüència a la sortida i, per tant, millora la forma d'ona de la sortida.

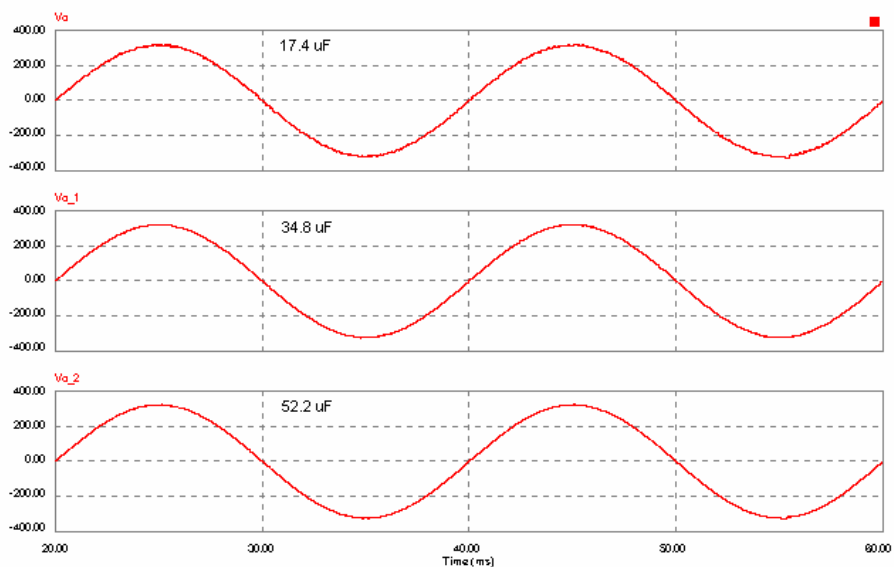


Figura 5.13. Influència del condensador del filtre de sortida.

Un cop vistes les simulacions pel cas de càrrega no lineal, s'ha pogut veure que a l'igual que el cas de càrrega lineal, la forma d'ona del sistema millora augmentant els tres paràmetres estudiats. A més, també es veu que el que té més influència és la freqüència de mostreig, tal i com passava anteriorment.

### 5.2.7. Resultats de les simulacions amb l'ondulador treballant en buit

Pel cas de l'assaig en buit només es presenta la influència de la freqüència de mostreig, ja que és el factor que més influència té sobre la forma d'ona de la sortida. Els resultats obtinguts estan representats a la figura 5.14 ( $L_{\text{filtre}} = 2,5 \text{ mH}$ ,  $C_{\text{filtre}} = 52,2 \mu\text{F}$ ). En aquesta figura es pot veure la gran influència de la freqüència de mostreig sobre el resultat final. Tal i com era d'esperar, al augmentar la freqüència de mostreig, la sortida del sistema millora enormement. Cal tornar a dir que aquest resultat era l'esperat de la teoria de control en mode lliscant.

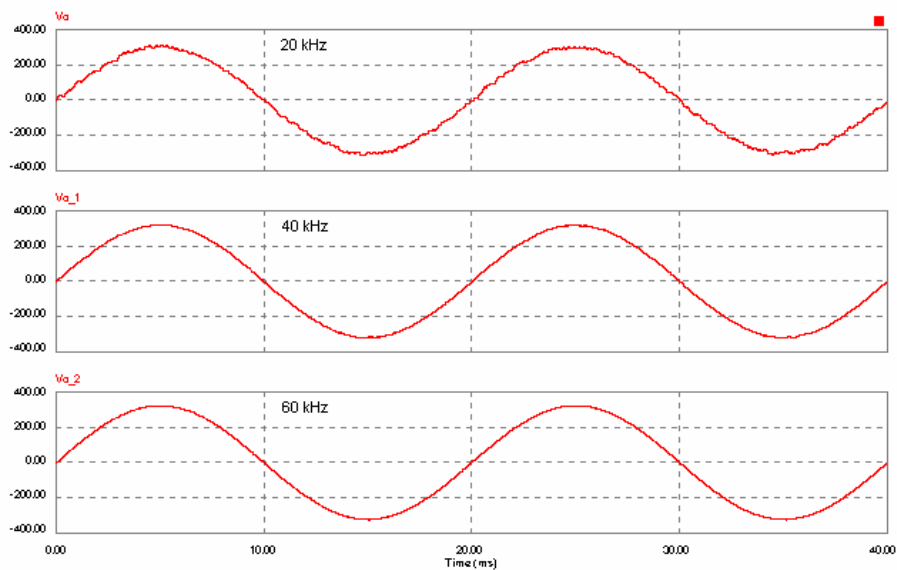


Figura 5.14. Resposta del sistema per diferent freqüències de mostreig.

### 5.2.8. Conclusions de les simulacions

De les simulacions presentades a la secció anterior es desprenen algunes coses força importants. La primera és la considerable influència que té la freqüència de mostreig sobre el bon comportament de la sortida. A més freqüència de mostreig, la sortida de l'ondulador es comporta de millor manera. Cal dir que mostrejant a més freqüència, també augmenta la commutació dels interruptors de potència, que en aquest cas no és fixa. Aquesta freqüència de commutació té un límit superior, que és la meitat de la freqüència de mostreig.

A la vista de les simulacions, sembla suficient una freqüència de mostreig de 60 kHz. Ara bé, també cal pensar una mica més enllà, i valorar els dispositius de control i els interruptors de potència disponibles. Per aquestes raons, es decideix mostrejar a 60 kHz, limitant la màxima freqüència de commutació dels interruptors a 30 kHz. Però, tal i com s'ha vist a les simulacions, poder augmentar aquesta freqüència de mostreig implica millorar els resultats. Pel que fa a la bobina i el condensador del filtre de sortida, cal buscar un compromís entre els resultats, el material disponible en el laboratori i, sobretot, el volum que ocupa i el seu cost.



De les simulacions també es pot desprendre que si bé el valor de la bobina i del condensador afecten als resultats, la seva influència no és tan gran com la de la freqüència de commutació; i, al la vista dels resultats obtinguts a les simulacions, s'ha decidit posar una bobina de 2,5 mH i un condensador de 52,2  $\mu$ F. A més, cal dir que aquests dispositius amb aquests valors estan disponibles al laboratori, essent aquest un factor que ha influenciat també en la decisió final. Un cop fixats els paràmetres del sistema es poden analitzar amb una mica més de detall algunes formes d'ona que és important conèixer a l'hora de construir el prototipus.

A la figura 5.15 es presenten les formes d'ona de la sortida i com es pot apreciar, la diferència en aquestes gràfiques és pràcticament nul·la. El comportament en règim de càrrega no lineal és molt bo comparat amb qualsevol dels mètodes de control lineal.

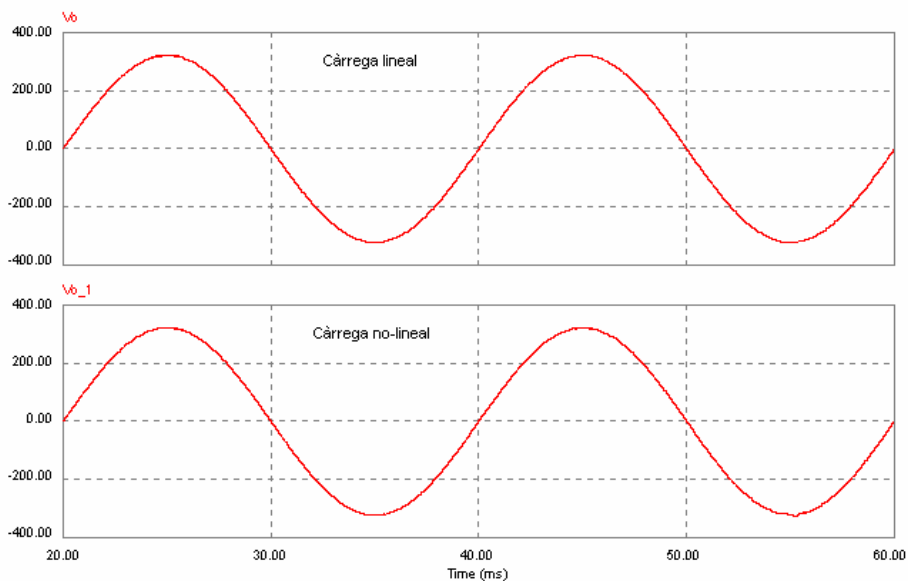


Figura 5.15. Tensió de sortida amb diferents tipus de càrrega.

Si s'analitza el contingut en harmònics d'aquestes formes d'ona, es veu que aquestes són gairebé sinusoides perfectes, tan en el cas lineal (figura 5.16 superior) com en el no lineal (figura 5.16 inferior).

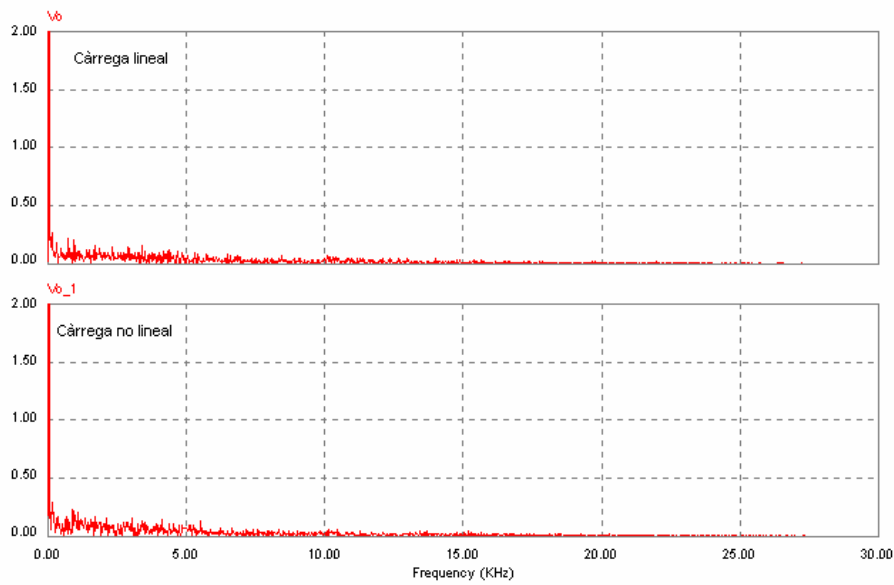


Figura 5.16. Contingut d'harmònics a la sortida.

Si es mira amb una mica més de detall (figura 5.17) la tensió de sortida de l'ondulador amb càrrega lineal es pot observar que presenta un cert arrissat. Aquest arrissat és intrínsec als sistemes controlats en mode lliscant, i només disminueix si s'augmenta molt la freqüència de commutació, fins a l'extrem de fer-se infinita, moment en el qual desapareix totalment.

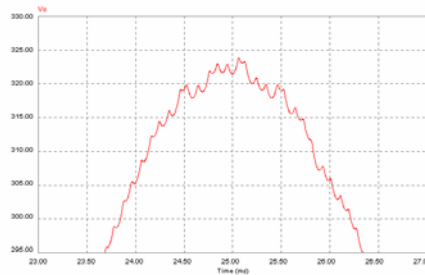


Figura 5.17. Detall de la tensió de sortida amb càrrega lineal.

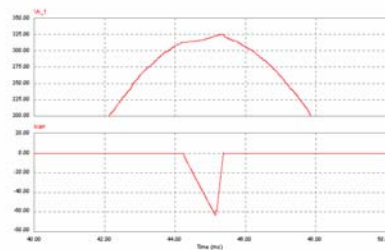


Figura 5.18. Detall de la tensió de sortida amb càrrega no lineal.

Pel cas de la càrrega no lineal s'observa que el consum no lineal de corrent afecta molt poc a la forma d'ona de la tensió, que es manté sinusoidal (figura 5.18). Tal i com s'ha vist anteriorment (figura 5.16), la presència d'harmònics tan en el cas lineal com no lineal és molt semblant.

En referència al corrent que passa per la bobina, cal dir que aquest presenta un fort arrissat en ambdós casos. A més, en el cas de la càrrega no lineal, cal afegir els pics de consum de la càrrega. A la figura 5.19 es veuen clarament les commutacions dels interruptors de potència.

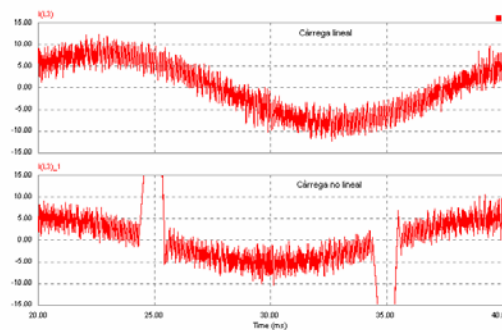


Figura 5.19. Intensitat per la bobina amb càrrega lineal (superior) i no lineal (inferior).

El corrent que passa pels interruptors de potència cal dir que presenta un arrissat important. A la Figura 5.20 es veu la commutació dels interruptors de potència; es pot observar que les commutacions son complementàries i, a més, existeix un temps mort entre elles.

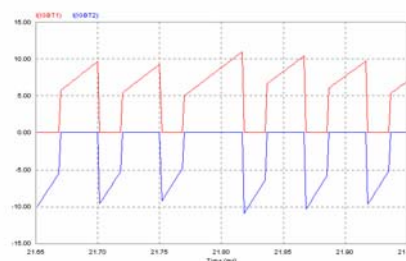


Figura 5.20. Commutacions dels interruptors de potència.

Un bon seguiment de la referència pel que fa al valor eficaç, 227 V a les simulacions, i una baixa distorsió harmònica (figura 5.16), permeten assegurar que aquest control pot ser viable i a més es poden obtenir uns bons resultats experimentals tal com es mostrarà tot seguit.

### 5.3. Resultats experimentals

En aquesta secció es presenten els resultats obtinguts amb el prototipus. Es fa especial atenció en el valor eficaç i la distorsió harmònica de l'ona de sortida. Cal especificar, doncs, les condicions en les que ha operat el prototipus, que si bé no són les màximes prestacions, s'hi acosten molt.

Experimentalment s'ha determinat que la tensió necessària al bus de continua perquè el sistema funcioni amb unes condicions òptimes, ha de ser de l'ordre de 1,3 vegades la tensió màxima que es vol a la sortida. Si es vol una sinusoide d'un valor eficaç de 230 V ( $V_{m\grave{a}x} = 325$  V), la tensió al bus de continua ha de ser de 850 V, 425 V per cada tram del bus de continua.

Aquest és un dels inconvenients que es presenten en les configuracions de mig pont en el cas que el rectificador que s'usa per subministrar la potència de la xarxa és no controlat, ja que llavors la xarxa hauria de ser de 600 V eficaços. Aquest problema quedaria solucionat usant un rectificador controlat, que és una de les propostes futures d'estudi que es plantegen en aquest treball.

Per tant, s'ha treballat a una tensió de bus de continua provenint de la xarxa trifàsica de 400 V rectificats, o sigui, una tensió de bus d'uns 600 V. Aplicant la proporció anterior de cara a la tensió màxima a la sortida, 1,3 cops la tensió màxima que s'ha obtingut a la sortida de l'ondulador és de 225 V, el que suposa una sinusoide de 159 V eficaços.

Cal mencionar en aquest punt que aquests nivells de tensió són ja força elevats, i que, no s'ha produït cap problema que causés la destrucció d'algun element per mal funcionament del prototipus o del programa de control. Per tant, els components usats en aquest prototipus i, el que és més important, el programa i el mètode de control no presenten cap problema que els pugui descartar com a vàlids per futures aplicacions.

Les formes d'ona s'han capturat del prototipus amb un oscil·loscopi digital TDS210 de la marca Tektronix, i les dades extretes d'aquestes gràfiques s'han realitzat amb el software Wavestar subministrat també per Tektronix.

Moltes de les gràfiques que es presentaran en aquesta secció van acompanyades de les simulacions obtingudes en les mateixes condicions de funcionament de l'ondulador. Els resultats del prototipus es posen a l'esquerra mentre que les simulacions estan a la part dreta.

### 5.3.1. Resultats experimentals amb càrrega lineal

La càrrega lineal és una resistència de  $134,8 \Omega$ . Aquesta resistència dissipa  $188 \text{ W}$  a les condicions de funcionament anteriorment esmentades. El temps mort és d' $1,6 \mu\text{s}$ .

Com es pot veure a la figura 5.21, la forma d'ona de la tensió de sortida del prototipus presenta un arrissat significatiu sobretot als pics, tan positius com negatius. Però si es miren amb més detall les dues formes d'ona, s'observa que a les simulacions aquest també hi és present (figura 5.22), encara que amb força menor amplitud.

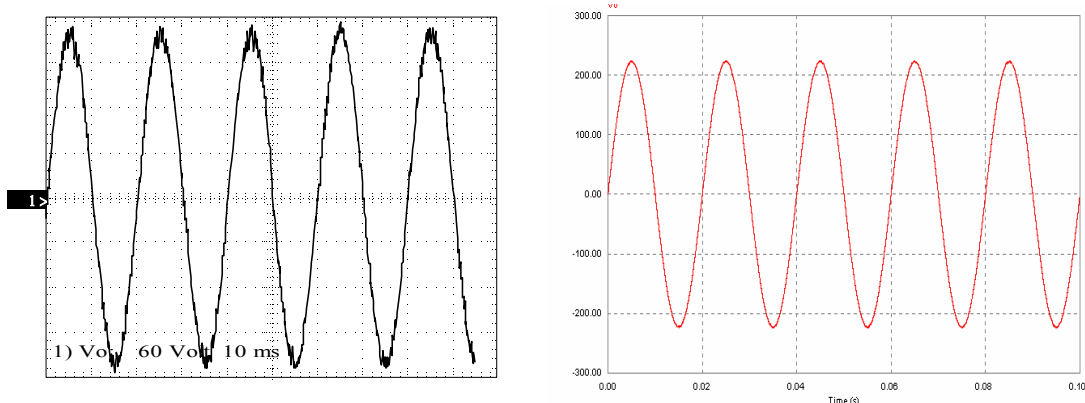


Figura 5.21. Tensió de sortida real (esquerra) i simulada (dreta) amb càrrega lineal.

Aquest arrissat és l'anomenat 'chattering' típic dels sistemes controlats en mode lliscant.

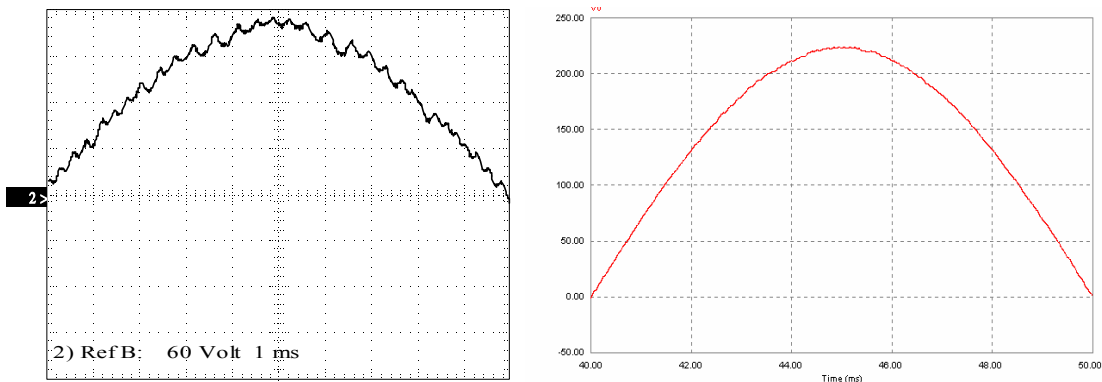


Figura 5.22. Detall de la tensió de sortida amb càrrega lineal.

Malgrat aquest arrissat, el valor eficaç de l'ona és de 154 V, que es troba dins dels valors admesos, i la distorsió harmònica que presenta és de l'1,82 %. El valor mig d'aquesta ona de sortida mai és superior als 0,5 V.

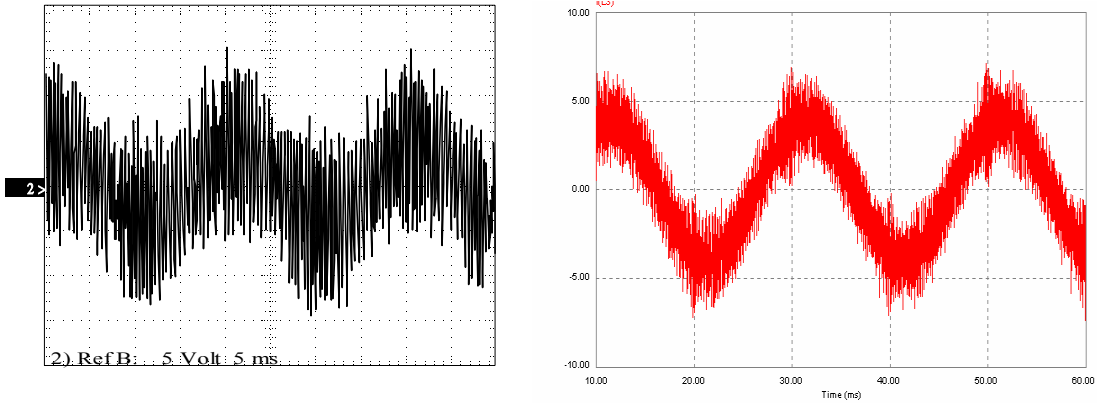


Figura 5.23. Intensitat per la bobina del filtre de sortida.

A la figura 5.23 s'observa la forma del corrent que passa per la bobina del filtre de sortida. L'ona obtinguda amb el prototipus presenta un major arrissat, per bé que els màxims no difereixen gaire. Si s'observa aquesta ona en una escala més petita (figura 5.24) juntament amb la tensió de sortida es veu la dependència d'aquest arrissat de corrent amb l'arrissat de la tensió a la sortida. Altrament també s'observa l'enorme semblança dels resultats de les simulacions i dels resultats reals obtinguts amb el prototipus.

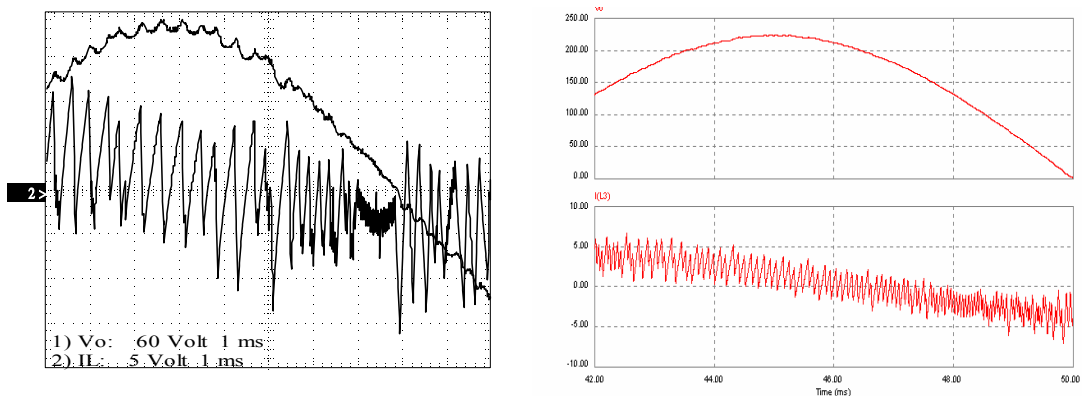


Figura 5.24. Detall de la tensió de sortida i del corrent per la bobina.

Per acabar amb la càrrega lineal, a la figura 5.25 es mostra la component alterna de la tensió del bus. En aquesta figura s'observa el baix arrissat de la tensió de bus. Aquest arrissat és el propi d'un bus de continua obtingut a partir de la rectificació amb un pont de diodes d'una xarxa alterna trifàsica. Sobreposat, però s'observa un arrissat d'alta

freqüència corresponent a les commutacions dels IGBTs. De tota manera aquests pics de tensió són de poca amplitud i amb prou feines superen, en alguns casos, els 6 V.

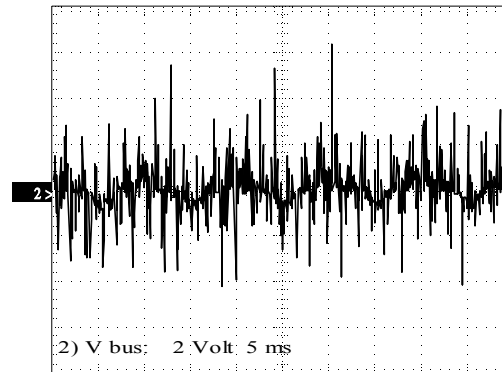


Figura 5.25. Component alterna (real) de la tensió del bus.

Amb els resultats obtinguts s'arriba a la conclusió que el comportament de l'ondulador en règim de càrrega lineal és prou satisfactori, complint les expectatives derivades de les simulacions prèvies i d'objectius fixats.

### 5.3.2. Resultats experimentals amb càrrega no lineal

La càrrega no lineal usada en aquest cas està formada per un pont de diodes que rectifica l'ona sinusoïdal, un condensador de 470  $\mu\text{F}$  que fa de filtre i una resistència de 134,8  $\Omega$ . En aquest cas, aquesta resistència dissipa uns 375 W.

La forma de l'ona de la tensió de sortida es mostra a la figura 5.26. En aquesta figura s'observa que la tensió obtinguda al prototipus presenta un arriçat major que la forma d'ona obtinguda a les simulacions. A les dues gràfiques (la real i la simulada) s'observen les caigudes de tensió i deformacions de l'ona que provoca la càrrega no lineal. Si es redueix l'escala de les gràfiques de la figura 5.26, és pot veure que l'arriçat també és present a les simulacions (figura 5.27).

L'ona de sortida té un valor eficaç de 155 V, valor que està dins dels marges admesos i una distorsió harmònica del 2,23 %, valor també acceptable per càrregues no lineals.

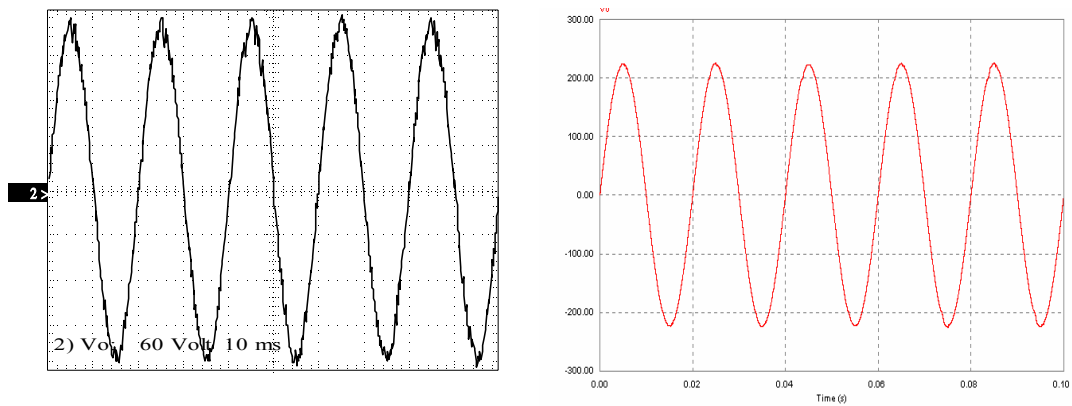


Figura 5.26. Tensió de sortida de l'ondulador.

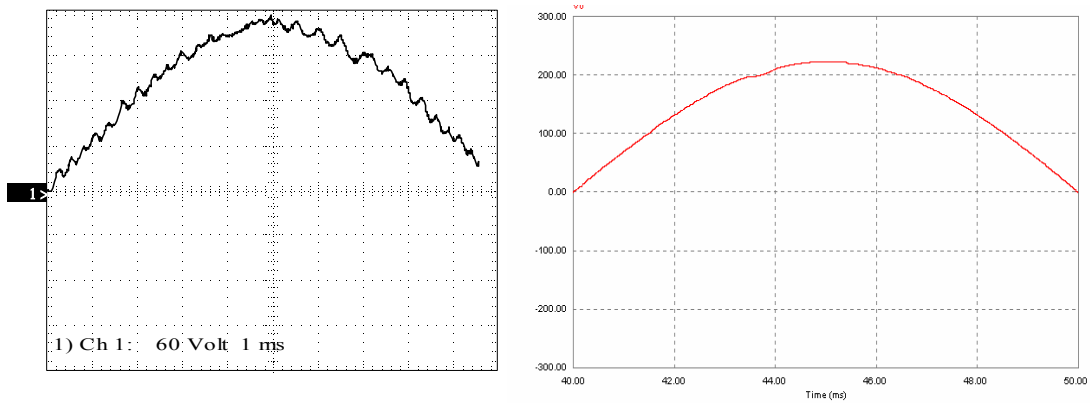


Figura 5.27. Detall de la tensió de sortida de l'ondulador.

A la figura 5.28 s'ha representat el corrent que passa per la bobina del filtre de sortida. La intensitat obtinguda amb el prototipus presenta un major arrissat encara que els valors màxims no difereixen de gaires amper respecte als valors obtinguts mitjançant simulació.

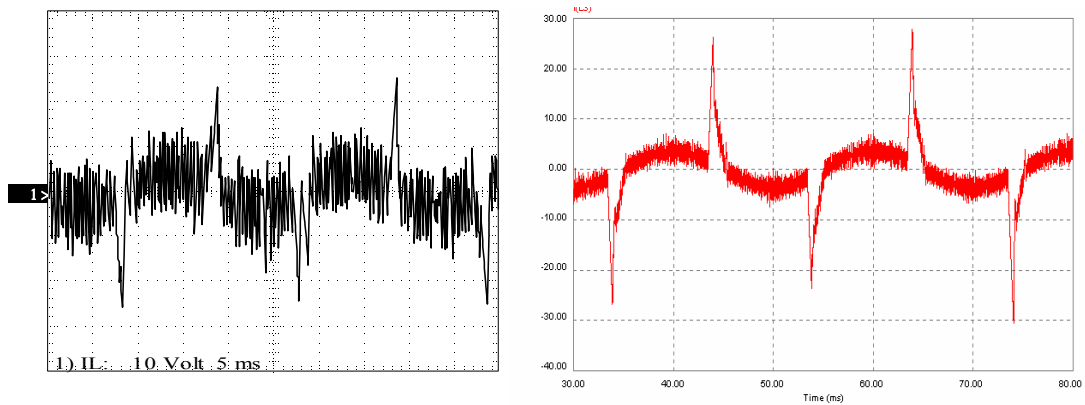


Figura 5.28. Intensitat per la bobina del filtre de sortida.



Si s'observa amb més detall l'ona de la figura 5.28 juntament amb la tensió de sortida (figura 5.29), es veu la relació entre l'arissat del corrent i el de tensió, així com les deformacions de la tensió provocades per la càrrega no lineal.

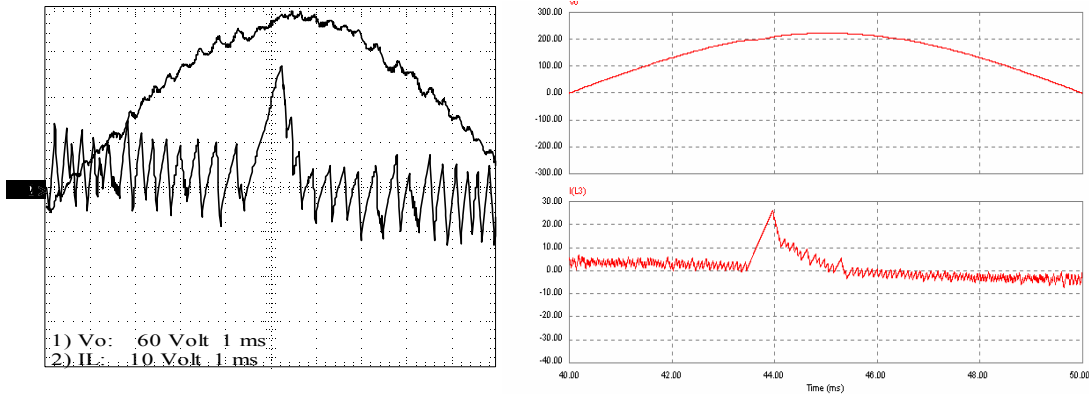


Figura 5.29. Detall de la tensió de sortida i del corrent per la bobina.

El corrent que consumeix la càrrega presenta una peculiaritat tal i com es pot veure a la figura 5.30. El flanc descendent d'aquest corrent presenta un arissat que està relacionat amb l'arissat de tensió que veu la càrrega. S'ha de notar que al flanc de pujada del corrent, aquest no presenta arissat i, llavors, la tensió tampoc en presenta, per bé que la tensió en aquest tram és una recta.

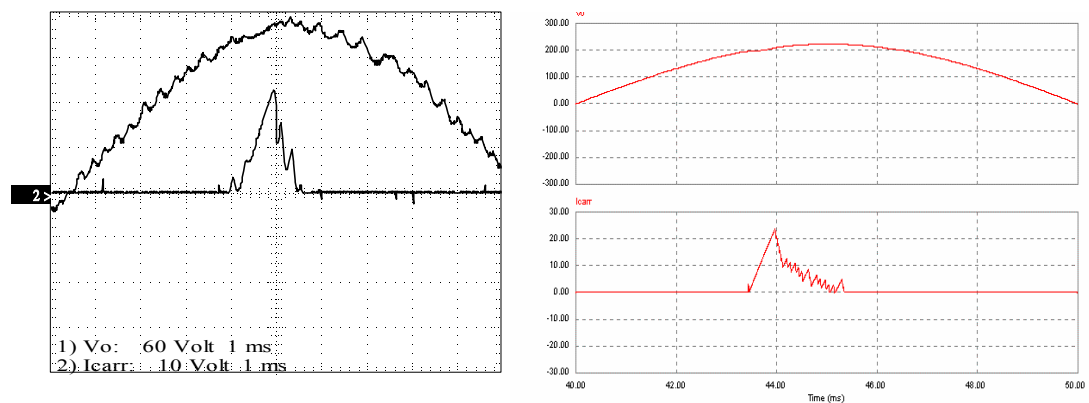


Figura 5.30. Tensió de sortida i corrent per la càrrega.

Una altra observació que cal fer és veure com es comporta la tensió del bus de continua per verificar que aquest manté la tensió. Si s'observa la figura 5.31, on es veu la component alterna del bus, no s'observen caigudes de tensió importants. Només les pròpies d'un bus de continua alimentat a través d'un rectificador de diodes i les presents degudes a les commutacions dels IGBTs. Aquestes oscil·lacions no són perilloses pel sistema i són admissibles.

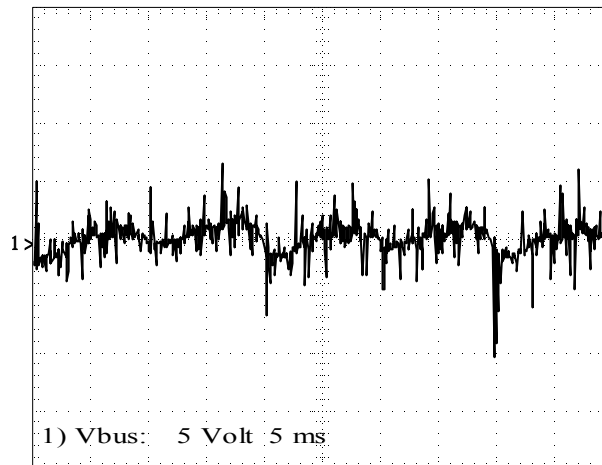


Figura 5.31. Component alterna del bus de continua.

Amb tots els resultats obtinguts es pot concloure que el comportament del sistema alimentant una càrrega no lineal és satisfactori i està dins dels objectius marcats.

### 5.3.3. Resultats experimentals amb l'ondulador treballant en buit

L'assaig de l'ondulador en buit és una prova més que cal fer al sistema, ja que seria inadmissible que aquest fos inestable quan no tingués cap tipus de càrrega connectada. A la figura 5.32 es mostra la tensió de sortida quan el sistema està en buit. Aquesta ona presenta també l'arissat present als altres dos tipus de càrregues. El valor eficaç d'aquesta ona és de 155 V, i la distorsió harmònica és del 2,19 %, valors que estan dins dels marges tolerables. La resposta del sistema també és satisfactòria.

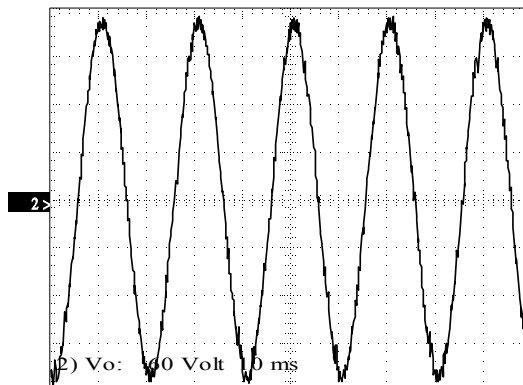


Figura 5.32. Tensió de sortida en buit.

#### 5.3.4. Resultats a 40 kHz

Els resultats obtinguts a una freqüència de mostreig de 40 kHz es mostren a la figura 5.33. Els resultats obtinguts són per al cas de càrrega lineal i es pot observar que l'arissat és molt més important que els resultats mostrats anteriorment, quan la freqüència de mostreig era de 60 kHz.

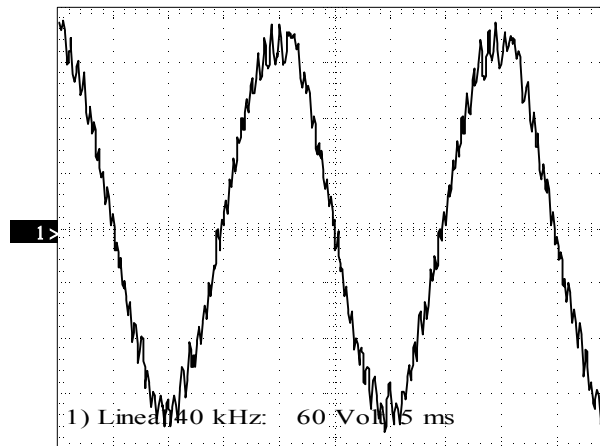


Figura 5.33. Tensió de sortida amb càrrega lineal i 40 kHz de freqüència de mostreig.

En càrrega no lineal la sortida millora una mica, però continua lluny dels resultats obtinguts a una freqüència de mostreig de 60 kHz. A la Figura 5.34 es mostren aquests resultats. En resum, tal i com era d'esperar, i seguint els resultats obtinguts a les simulacions, el control millora molt augmentant la freqüència de mostreig.

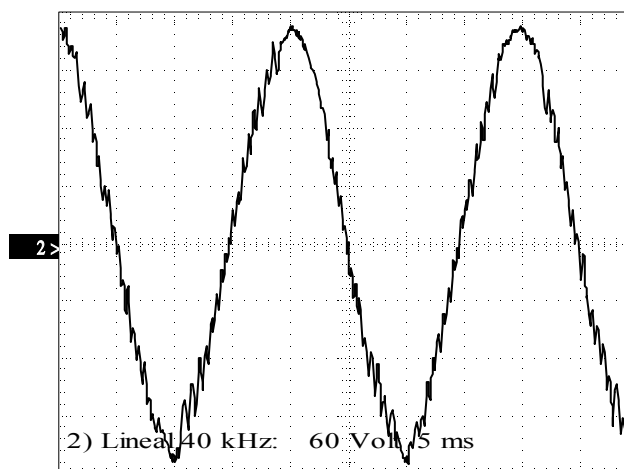


Figura 5.34. Tensió de sortida amb càrrega no lineal i 40 kHz de freqüència de mostreig.

#### *5.4. Conclusions del capítol*

La resposta de l'ondulador de mig pont és bona, ja que s'obtenen distorsions harmòniques al voltant del 2% tant en càrregues lineals com no lineals. A més, el valor eficaç de la tensió de sortida té un error màxim del 3 %. Cal dir que aquest valor s'ha obtingut sense cap compensació per les caigudes de tensió internes de l'ondulador.

Aquests resultats són bons si es comparen amb SAIs existents al mercat, que presenten distorsions harmòniques del 3%. La majoria de SAIs presents al mercat actual, treballen internament a tensió baixa, i després, mitjançant un transformador, eleven aquesta tensió fins als 230 V eficaços. En aquest treball s'ha optat per eliminar aquest transformador i treballar directament a les tensions de sortida. Això suposa una reducció dels costos important.

A més, el fet de triar una configuració de mig pont, permetria, amb els elements de control digital actuals, amb un sol microprocessador controlar un SAI tot complet (tres convertidors estàtics), és a dir, el rectificador actiu, el control sobre l'ús de les bateries i l'ondulador de sortida. Si s'hagués triat una configuració de pont complet, si bé, com ja s'ha vist, presenta uns avantatges sobre els nivells de tensió del bus de continua, no es podria controlar amb un sol microprocessador un sistema amb tres convertidors com es el cas d'un SAI comercial.

La majoria d'equips presents al mercat usen sistemes de control lineals. La resposta d'aquests mètodes de control és ben coneguda, i difícilment es poden millorar els seus resultats. Els mètodes de control no lineals ofereixen una altra via. Actualment, aquests mètodes estan en plena puixança, i cada cop és més freqüent trobar a publicacions especialitzades noves aplicacions d'aquests mètodes. Aplicacions que en treballs com aquest es demostren que aquests mètodes són factibles i ofereixen uns resultats comparables, o fins i tot millors que els mètodes de control lineals.

En el control en mode lliscant un fet molt important és la freqüència de mostreig i, conseqüentment la velocitat de càlcul. En aquest cas s'ha pogut arribar a mostrejar a 60 kHz. Però cal tenir present que l'evolució de l'electrònica no es pot parar, i no seria

estrany que d'aquí a pocs mesos es pogués realitzar el mateix control a molta més velocitat. D'aquesta manera, els resultats obtinguts millorarien força, com ja s'ha pogut veure a les simulacions i del que es deriva de la teoria del mode lliscant, que obté uns magnífics resultats però a una freqüència de mostreig i de commutació infinita.

Un altre camp on la tecnologia avança molt ràpid, és en els interruptors de potència. Els usats en aquest estudi tenen un límit de commutació de 20 kHz. Actualment ja hi ha IGBTs que poden commutar a freqüències superiors, però segurament amb poc temps, aquestes velocitats es dispararan fins a límits actualment insospitats.

