

Capítol 6. Eliminació de les freqüències audibles

6.1 Introducció

Un dels inconvenients més importants del control en mode lliscant és que la freqüència de commutació dels interruptors de potència és variable. En conseqüència, i degut a que el rang de variació inclou les freqüències audibles, el propi funcionament de l'ondulador produeix un soroll desagradable i, si aquest ondulador forma part d'un equip que es pretén comercialitzar com pot ésser un SAI, aquest soroll és inconcebible.

És per aquesta raó que s'han dirigit els esforços per tal d'aconseguir un ondulador amb una tensió de sortida amb un baix contingut d'harmònics. Si a l'ondulador controlat mitjançant el mode lliscant que ha donat molt bons resultats se li imposa una restricció com ara que la freqüència de commutació estigui en el rang no audible, intuïtivament, es fàcil pensar que es perdran prestacions, és a dir, la taxa de distorsió harmònica augmentarà. Principalment per aquesta raó es fa necessària una millora del control, per procedir, després, a la restricció del rang de freqüències i, per tant, tornar als nivells de distorsió harmònica aconseguits fins al moment.

El salt qualitatiu per tal de millorar els resultats obtinguts fins al moment (capítol 5 del present treball) és prescindir de la implementació digital de la derivada de la tensió de sortida i en el seu lloc tenir el valor real, que en el cas del condensador de sortida implica sensar la intensitat que consumeix tal i com es mostra a l'equació 6.1.

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_C \quad \Rightarrow \quad \frac{dv_C}{dt} = \frac{dv_{LOAD}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_C \quad (\text{Eq. 6.1})$$

Tot i que es necessita conèixer el valor de la capacitat del filtre de sortida per a obtenir el valor de la derivada, això no representa cap problema, doncs és un valor conegut. L'algoritme de control, que essencialment és el mateix, necessitarà el valor del corrent pel condensador del filtre de sortida per tal de calcular la derivada, i això implica una lleugera modificació del 'hardware' degut a la incorporació d'una sonda d'efecte Hall i

l'electrònica associada. A les expressions 6.2 es recorda la llei de control que es programa tant en les simulacions com en el prototipus.

$$s = k_1 \cdot (v_c - v_{ref}) + k_2 \cdot \left(\frac{dv_c}{dt} - \frac{dv_{ref}}{dt} \right) = k_1 \cdot e + k_2 \cdot \frac{de}{dt} \quad (\text{Eq. 6.2})$$

$$u = \begin{cases} u^+ = U & \text{si } s < 0 \\ u^- = -U & \text{si } s > 0 \end{cases}$$

A la figura 6.1 es pot observar l'esquema introduït a l'editor del programa PSIM per tal de simular aquesta estructura de control. Es mostren totes les etapes, és a dir, la part de potència (xarxa, rectificador, bus de continua, ondulator i filtre de sortida) com la de control i la càrrega (la representada correspon a una càrrega no lineal). Cal destacar la incorporació del sensat del corrent pel condensador del filtre de sortida de l'ondulator.

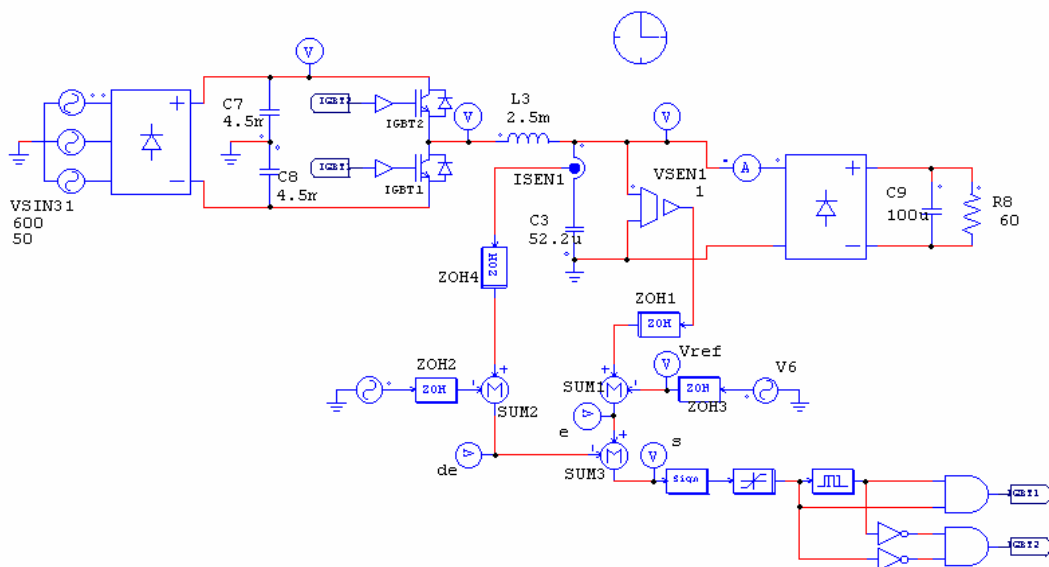


Figura 6.1. Incorporació de la lectura de la intensitat del condensador.

De la mateixa manera que la tensió de referència, la derivada de la tensió de referència es genera mitjançant una font de tensió sinusoidal. La freqüència és la mateixa en ambdós casos, però en el cas de la font de tensió que representa la referència del corrent, la fase difereix 90 graus i l'amplitud és $2\pi f$ cops més gran (equacions 6.3).

$$V_{ref} = A \cdot \sin \omega t = A \cdot \sin 2\pi f t \quad \rightarrow \text{Tensió}$$

$$\frac{dV_{ref}}{dt} = A \cdot 2\pi f \cdot \cos \omega t \quad \rightarrow \text{Intensitat} \quad (\text{Eq. 6.3})$$

Per a estudiar la resposta d'aquesta estructura de control front diferent situacions s'han realitzat simulacions amb el sistema alimentant una càrrega lineal, una càrrega no lineal i en buit. A més, degut als bons resultats obtinguts per simulació, l'algoritme de control en mode lliscant amb lectura de corrent fou implementat en el prototipus aconseguint-se millorar força els resultats aconseguits anteriorment.

En el cas de la càrrega lineal es va escollir el valor de la resistència per tal que dissipés la potència de disseny (1 kW). A la figura 6.2 es poden veure els resultats de les simulacions a diferents freqüències de mostreig i un detall de les formes d'ona s'ha representat a la figura 6.3.

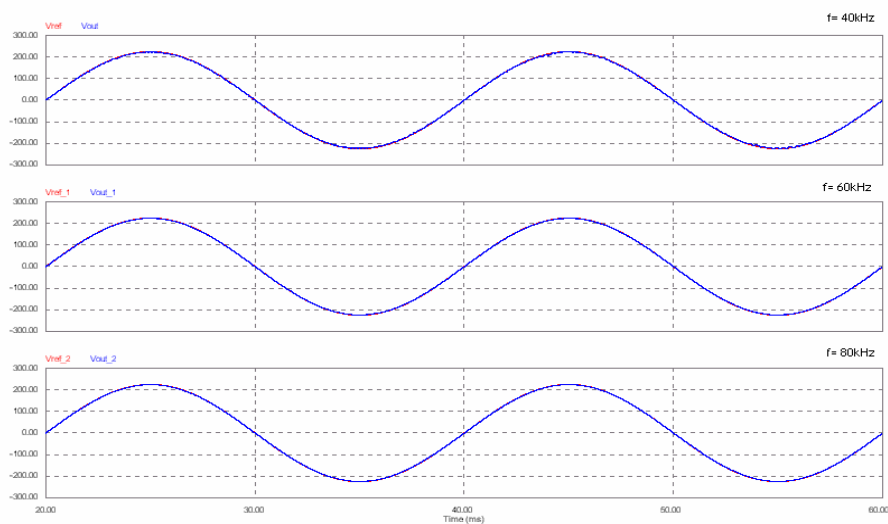


Figura 6.2. Tensió de sortida a diferents freqüències de mostreig.

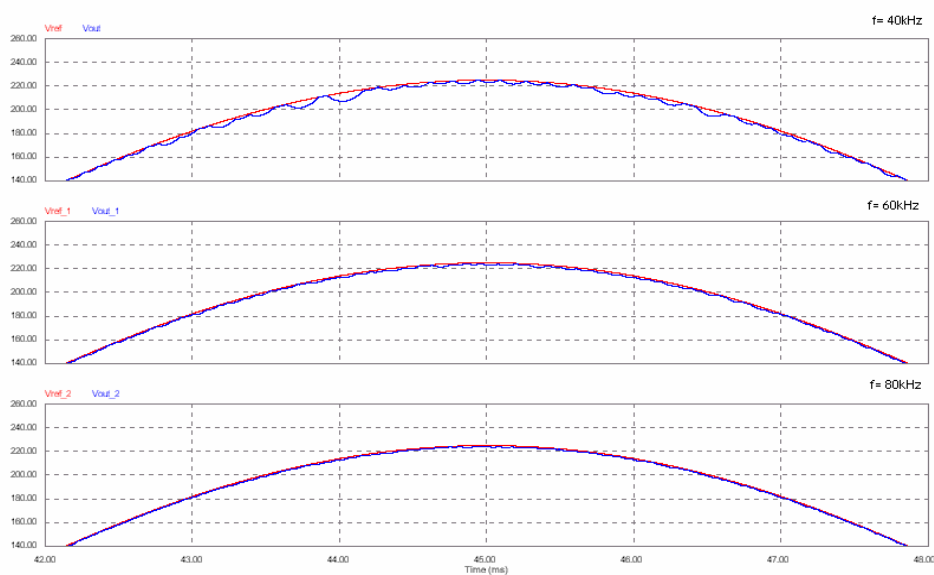


Figura 6.3. Detall de la tensió de sortida.

El valor de la taxa de distorsió harmònica calculada per simulació és semblant per a les tres freqüències de mostreig que s'han representat a la figura 6.3 i està al voltant de l'1%.

A la figura 6.4 es mostra la tensió de sortida aconseguida amb el prototipus tant amb l'ondulador alimentant una càrrega lineal com l'ondulador en buit. Es pot veure que les formes d'ona pràcticament son iguals en els dos casos, i la seva taxa de distorsió harmònica és propera a l'1%.

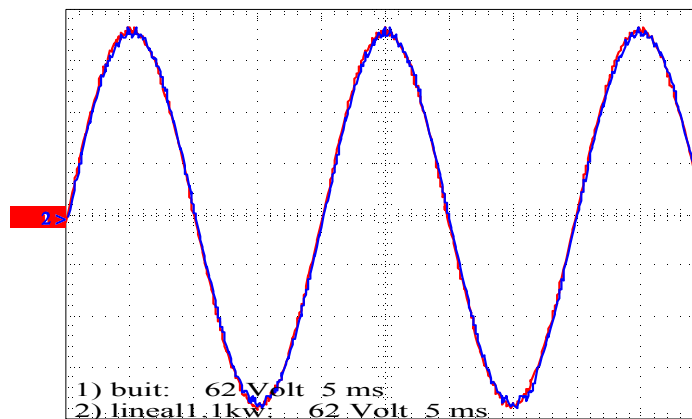


Figura 6.4. Tensió de sortida real en buit i amb càrrega lineal.

Pel que fa a l'ondulador alimentant una càrrega no lineal, també s'ha simulat amb els valors adients per tal que es consumeixi 1 kW. A la figura 6.5 es mostra la tensió de sortida de l'ondulador per a diferents freqüències de mostreig.

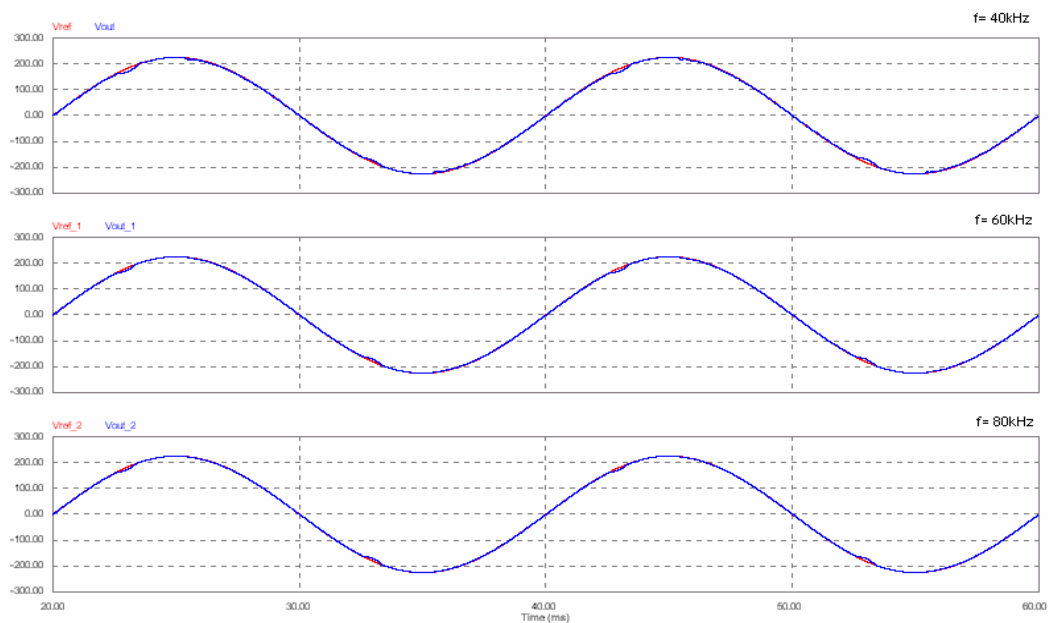


Figura 6.5. Tensió de sortida de l'ondulador.

Al igual que en el cas de la càrrega lineal, a la figura 6.6 es mostra un detall de la tensió de sortida per al cas d'una càrrega no lineal i, a més, s'hi ha afegit el corrent a través de la bobina del filtre de sortida per a cadascuna de les freqüències de mostreig degut a que permet comprovar que les desviacions de la tensió de sortida coincideixen amb el pic d'intensitat.

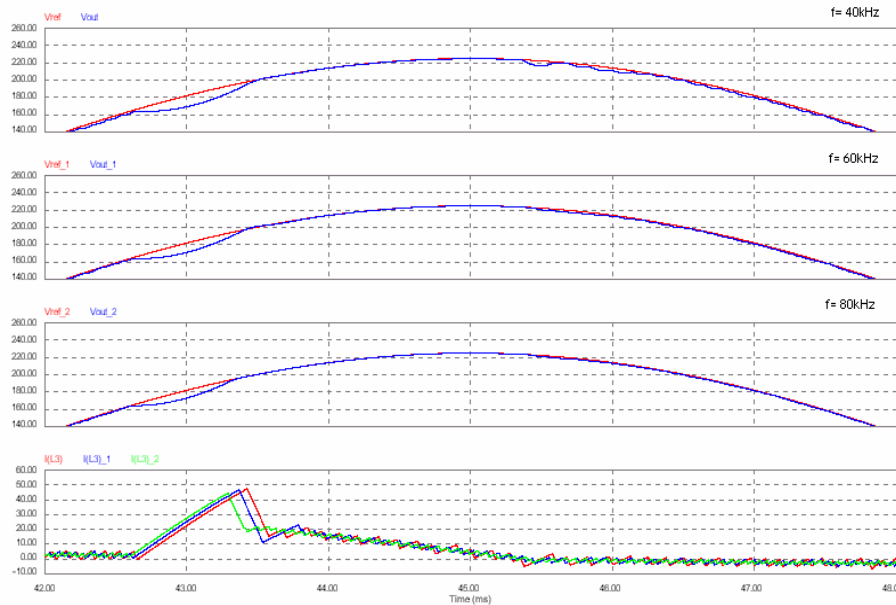


Figura 6.6. Detall de la tensió de sortida i corrent per la bobina.

Es pot observar que a mesura que la freqüència de mostreig augmenta, la separació de la tensió de sortida respecte a la referència es fa més petita. A més, les oscil·lacions en general disminueixen a l'augmentar la freqüència de mostreig i el control és menys sensible a les variacions d'intensitat. La taxa de distorsió harmònica també se situa molt propera a l'1%.

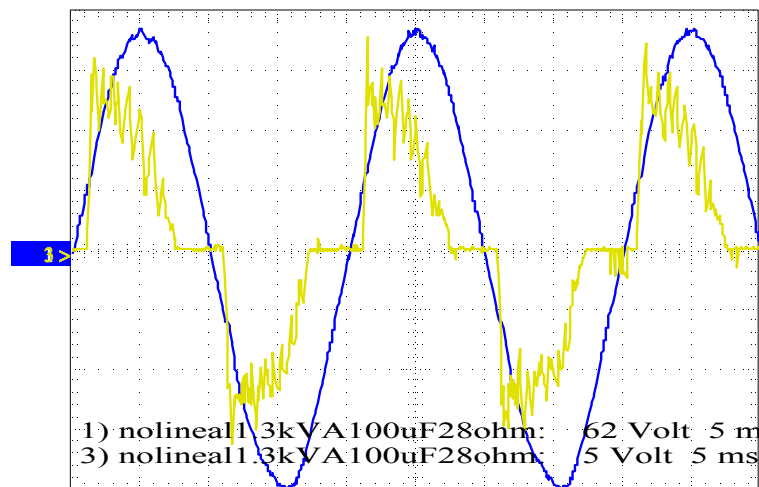


Figura 6.7. Tensió i corrent amb càrrega no lineal.

A la figura 6.7 es mostren la tensió de sortida i el corrent proporcionat per l'ondulador amb la càrrega no lineal. En aquest cas, la taxa de distorsió harmònica que s'aconsegueix és de l'1,46% i, per tant, no tan bona com surt a les simulacions.

Les simulacions realitzades amb el sistema en buit són força similars a les obtingudes amb el sistema alimentant una càrrega lineal, cosa que també es verifica a la realitat (figura 6.4) i s'han representat a la figura 6.8.

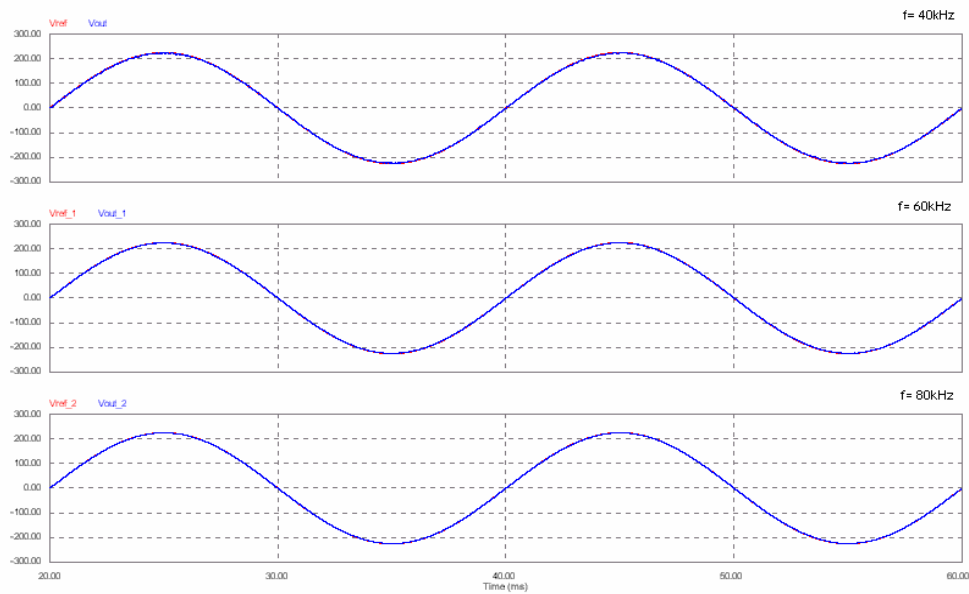


Figura 6.8. Tensió de sortida amb el sistema en buit.

A la figura 6.9 es mostra el detall de la tensió de sortida amb el sistema en buit. En aquest cas, també s'obté una taxa de distorsió harmònica propera a l'1%.

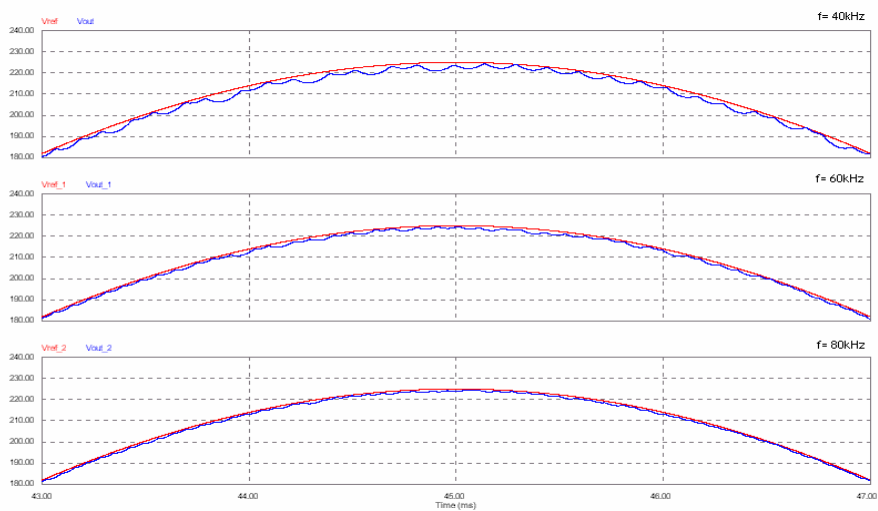


Figura 6.9. Detall de la tensió de sortida.

Amb el control amb mode lliscant i lectura del corrent per al càlcul de la derivada s'aconsegueixen uns resultats excel·lents. Cal recordar, però, que la freqüència de commutació dels interruptors de potència (IGBTs en el prototipus) inclou el rang audible i, per tant, molest. A la figura 6.10 es mostra que la freqüència de commutació no es constant en cap tipus de càrrega.

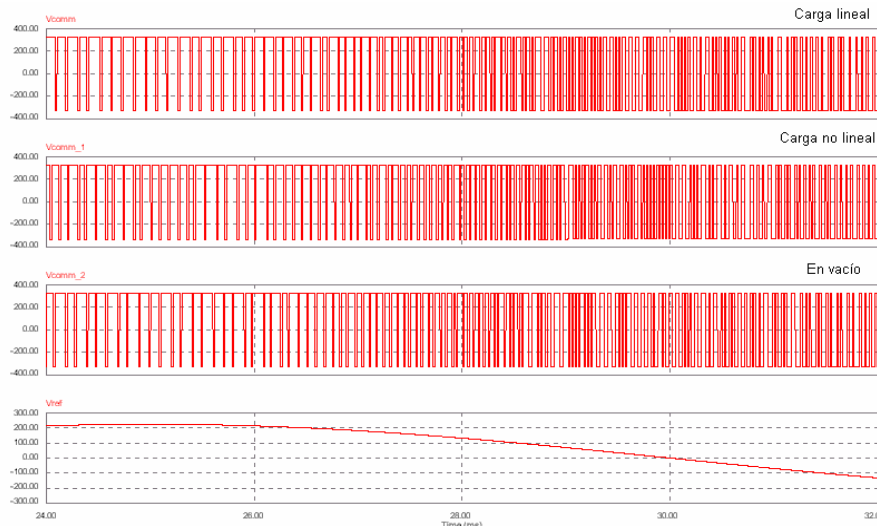


Figura 6.10. Freqüència de commutació variable.

Tot seguit es modifica l'algorisme de control per tal d'eliminar el soroll o, si més no, de mitigar-lo força sense perjudicar massa la molt baixa taxa de distorsió harmònica aconseguida.

6.2. Capa frontera de gruix constant

L'enfocament d'una capa frontera o capa límit utilitza una gran varietat de mètodes. Consisteix en establir una fina capa límit o frontera al voltant de la superfície de lliscament, dins la qual s'interpolava el senyal de control i, per tant, s'aconsegueix 'suavitzar' la llei de control. És a dir, se substitueix la funció de control discontinua típica dels controladors en mode lliscant per una aproximació contínua.

En un primer pas, la llei de control força a les trajectòries del sistema cap a la superfície de lliscament, mentre que en un segon pas el controlador suavitza la funció de control dins de la capa frontera.

L'amplada de la capa frontera està íntimament relacionat amb les demores físiques dels actuadors. Encara que el 'chattering' pugui ésser eliminat amb l'ús d'una superfície de commutació, es perd robustesa en el sentit de que el sistema ja no es manté sobre la superfície i, per tant, ja no es governa pels seus paràmetres. És per aquesta raó que una capa frontera variable que redueixi el seu gruix a mesura que el sistema s'apropi a la superfície pugui garantir la mínima pèrdua de robustesa. Els límits d'una capa frontera variable han de garantir que la distància de la trajectòria de la superfície de lliscament a la capa frontera sempre decreixi. Malgrat això, els resultats obtinguts mitjançant una capa frontera de gruix variable no han estat els desitjats degut a la no idealitat de la realitat; principalment degut als retards en els càlculs i a la implementació digital de la derivada de la funció s . L'ampli estudi de la capa frontera de gruix variable es pot trobar a l'annex 2 del present treball.

Una manera d'interpretar la proposta de la capa frontera és que el control que conduïa al sistema a la superfície de lliscament és substituït per un altre que el condueix a una regió propera a la superfície. Una funció contínua reemplaça la funció discontinua $\text{signe}(s)$ a l'estructura de control. Habitualment, la funció contínua acostuma a ésser una funció de saturació, expressada com $\text{sat}(\sigma, \varepsilon)$. L'amplada de la capa frontera ε determinarà la precisió de seguiment (tracking) durant el mode lliscant. A la figura 6.11 s'ha representat la llei de control (esquerra) i la superfície de commutació (dreta) amb la capa frontera.

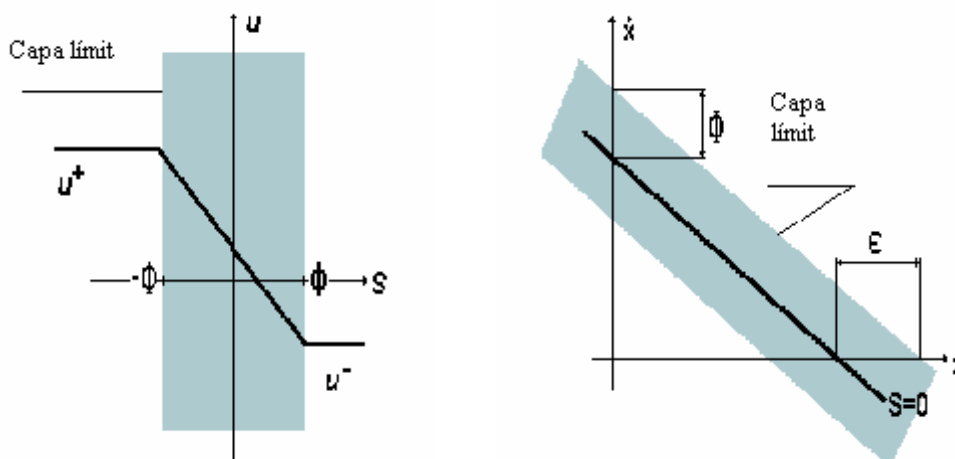


Figura 6.11. Llei de control (esquerra) i superfície de commutació (dreta).

Cal dir, a més, que l'error de sortida del sistema controlat està acotat.

L'estructura de la llei de control triada per tal de tenir una capa frontera de gruix constant és una funció de saturació per tal de suavitzar les discontinuïtats en l'entorn de la superfície de commutació. La tècnica usada per a portar a terme aquesta suavització és la modulació per amplada de polsos. Així, a més, es garanteix una freqüència de commutació dels interruptors fixa, això sempre que la trajectòria de la superfície de lliscament romangui confinada a l'interior de la capa frontera.

Aquesta estructura de control ja no obliga a la trajectòria del sistema a lliscar sobre la superfície de commutació com ho feia en el cas anterior, sinó que solament intenta que romangui al seu entorn confinada a l'interior de la capa frontera. D'aquesta manera se sacrifica lleugerament la dinàmica del sistema, permeten un petit error a la sortida amb la finalitat d'optimitzar la freqüència de commutació dels interruptors.

La forma d'ona que té la superfície de lliscament sota aquesta estructura de control és sinusoidal; així que, teòricament, al comparar directament la funció s amb la triangular, es pot considerar que a l'interior de la capa frontera s'està aplicant el valor del control equivalent sobre el sistema.

Geomètricament, el mètode de control equivalent consisteix en reemplaçar el control discontinu que existia al voltant de les interseccions de la superfície de commutació de l'algoritme anterior per un control continu igual a la mitjana de l'aplicat. L'estructura de control per a aquest algoritme queda expressada segons l'equació 6.4.

$$\begin{cases} \text{si } s_k > |\phi| & \Rightarrow u = -\text{sign}(s_k) \cdot U \\ \text{si } s_k < |\phi| & \Rightarrow u = u_{eq} \end{cases} \quad (\text{Eq. 6.4})$$

Cal recordar que s_k és el valor de la funció commutació a l'inici del període de commutació, ϕ el gruix de la capa frontera, u la variable de control i U la tensió del bus de continua.

El valor del gruix de la capa frontera serà un valor de compromís entre la precisió desitjada a la sortida i la dinàmica desitjada al sistema de control. En aquesta estructura de control es modifica la llei, però la superfície de lliscament continua sent la mateixa i, per tant, la manera de generar-la també. Tal i com es mostra a la figura 6.12, la

superfície de lliscament es continua calculant a partir de la suma entre l'error i la seva derivada. Ambdues s'obtenen a partir de les mesures de tensió i corrent al condensador del filtre de sortida.

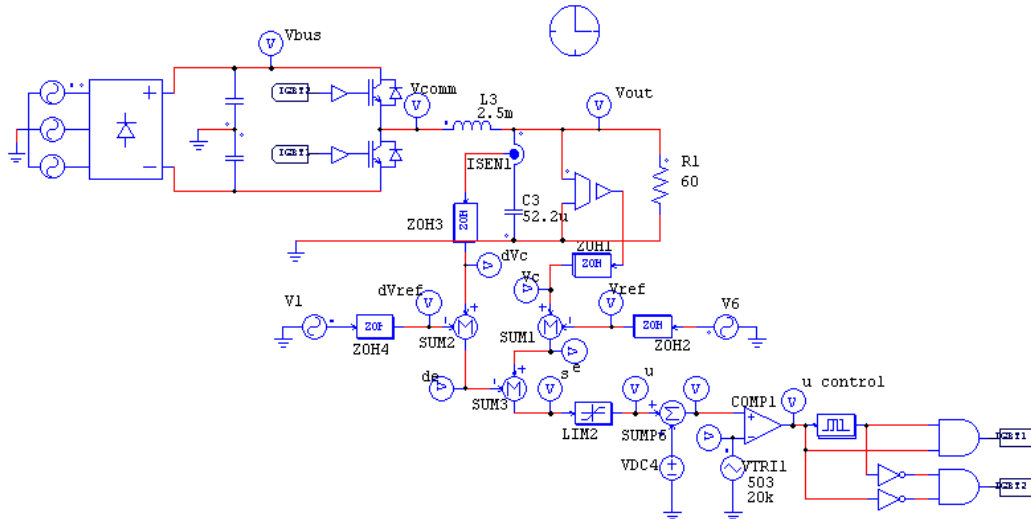


Figura 6.12. Control amb funció de saturació.

Per tal de simular de la manera més ajustada possible a les condicions reals d'implementació, l'ona triangular de comparació és sempre positiva (va des de 0 fins al doble del gruix de la capa frontera). Com la superfície de lliscament pot prendre tant valors positius com negatius, una de les primeres coses que es fan a l'esquema de control és adequar-la per a poder ser comparada amb aquesta triangular.

La figura 6.13 és un detall de la figura 6.12 corresponent als elements que simulen aquest control. El limitador s'encarrega d'aplicar la funció saturació, limitant els valors màxim i mínim de la funció s al gruix de la capa frontera. D'aquesta manera es fixa l'amplitud màxima de la funció s per tal que sempre estigui dins els límits de la triangular.

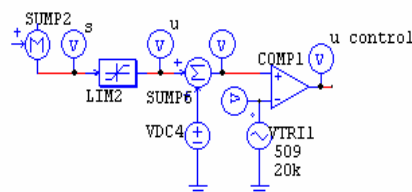


Figura 6.13. Detall del control.

Tal com es pot veure a la figura 6.13, després del limitador s'ha incorporat un sumador per afegir un 'offset' igual al valor absolut del límit inferior. D'aquesta manera quan el valor de la funció s sigui un extrem, els interruptors no commutaran prenent el cicle de treball el valor 0 o bé l'1.

La freqüència de commutació s'ha escollit 20 kHz per tal d'estar fora el rang audible i per no incrementar de forma considerable les pèrdues per commutació dels interruptors de potència, ja que afectarien de forma dràstica el rendiment de l'ondulador.

6.3. Resultats de les simulacions

A l'igual que amb la llei de control anterior, s'han realitzat simulacions amb diferents tipus de càrrega per veure com es comporta l'algoritme de control. Tant la càrrega lineal com la càrrega no lineal consumeixen 1 kW, que és la potència de disseny de l'ondulador monofàsic de mig pont.

La figura 6.14 mostra la comparació de la tensió de sortida del convertidor amb la tensió de referència pel cas de la càrrega lineal.

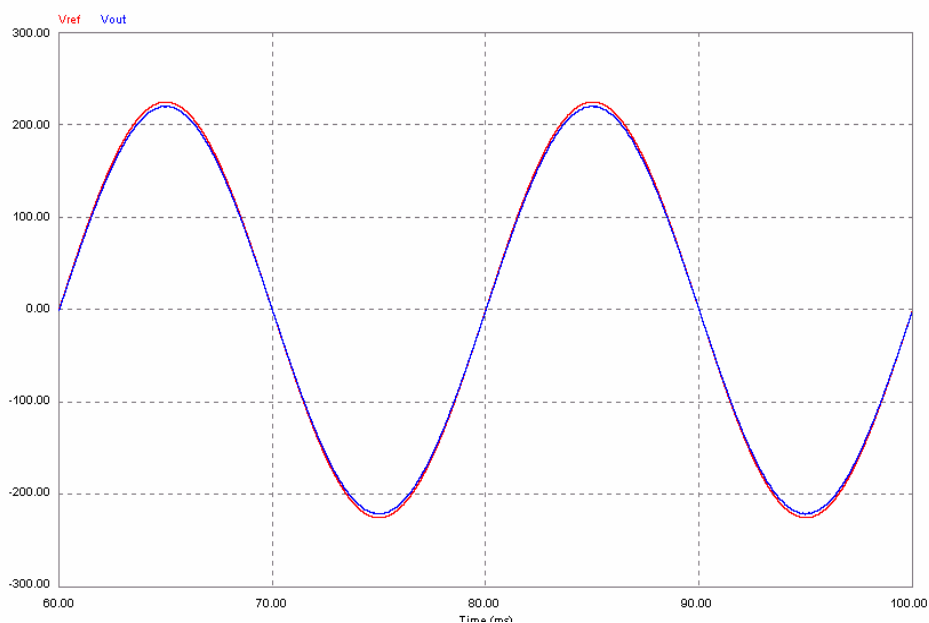


Figura 6.14. Tensió de referència i tensió de sortida de l'ondulador.

La caiguda de tensió que presenta la sortida del convertidor respecte de la de referència són uns 4 V. Aquest valor es podria disminuir reduint el gruix de la capa frontera per tal d'admetre un error menor a la tensió de sortida. Però la funció commutació amb un gruix de capa frontera menor saturaria abans i, per tant, les trajectòries del sistema abandonarien l'interior de la capa frontera amb la conseqüent pèrdua de commutacions i l'aparició d'oscil·lacions a la tensió de sortida.

Observant la figura 6.15 es veu que la tensió de sortida està lliure del fenomen del chattering; a més, la freqüència de commutació dels interruptors és constant.

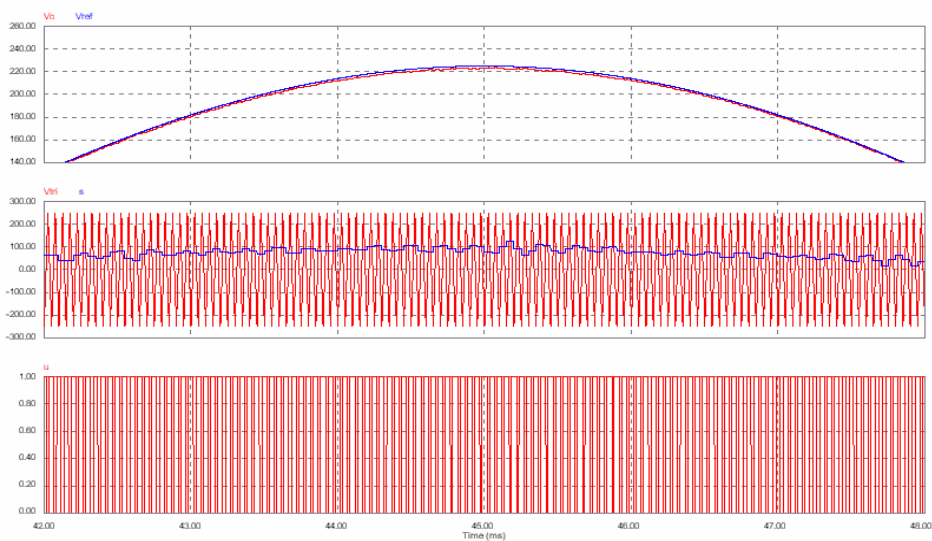


Figura 6.15. Tensió de sortida, superfície de lliscament i freqüència de commutació dels IGBTs.

La distorsió harmònica de la tensió de sortida obtinguda amb aquesta estratègia de control està per sota de l'1%. A més, la commutació dels interruptors és la fixada per la freqüència de la triangular i en cap cas la trajectòria de la funció s surt fora de la capa frontera (figura 6.15).

Pel cas de l'ondulador treballant en buit s'obtenen uns resultats igual de bons. A la figura 6.16 es mostra la tensió de sortida de l'ondulador a més de la de referència. Es pot veure que la superfície de lliscament no surt en cap moment de l'interior de la capa frontera i, per tant, la freqüència de commutació és fixa a més de l'eliminació del chattering (figura 6.17). La caiguda de tensió de la sortida del convertidor respecte a la tensió de referència és de tan sols 1 V, cosa que es pot veure a la figura 6.17.

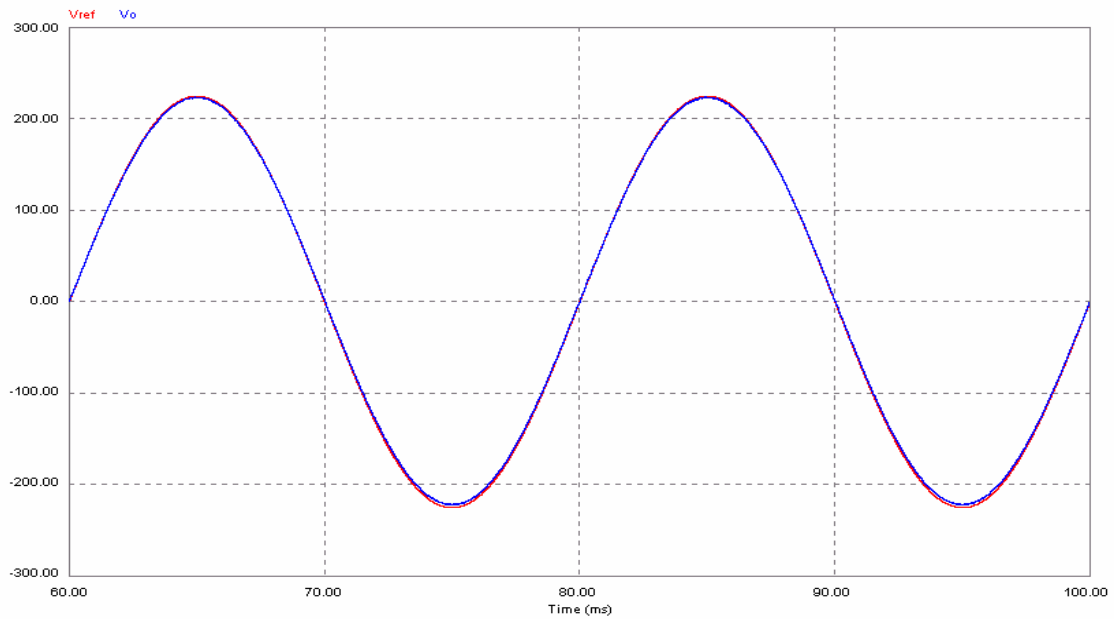


Figura 6.16. Tensió de sortida de l'ondulador en buit.

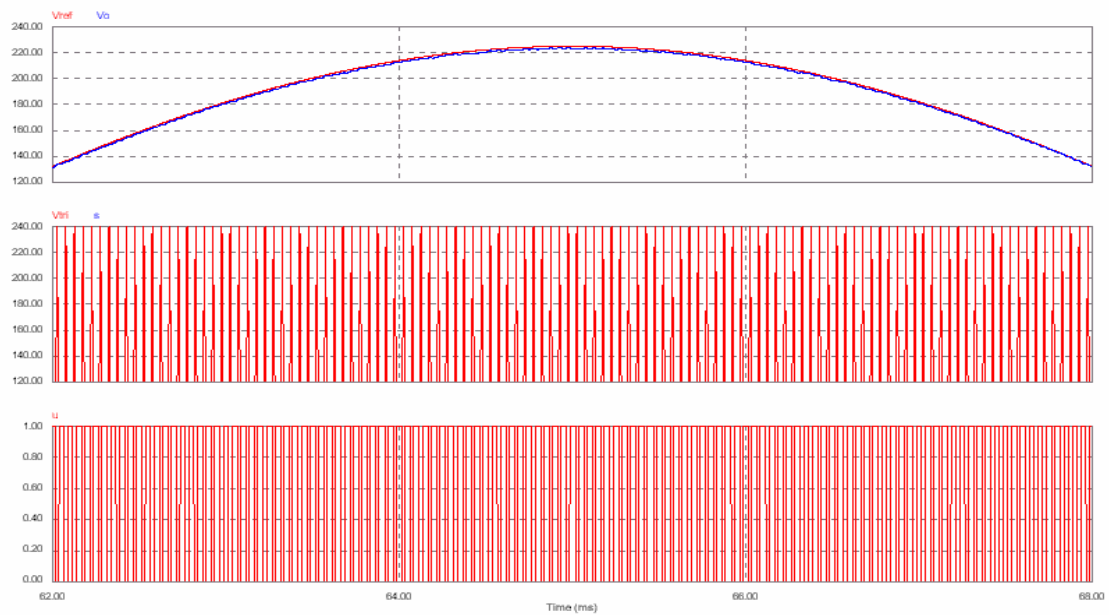


Figura 6.17. Tensió de sortida, superfície de lliscament i freqüència de commutació dels IGBTs.

El comportament del control front una càrrega no lineal ja canvia. A la figura 6.18 s'ha representat la tensió de sortida de l'ondulador juntament amb la tensió de referència usada per al control. Els resultats amb càrrega no lineal són força semblants als obtinguts amb càrrega lineal, a excepció dels màxims i mínims de la tensió de sortida. En aquests punts la tensió de sortida es desvia de la tensió de referència. Aquest

fenomen el provoca el fet de que la superfície de lliscament ha abandonat l'interior de la capa frontera.

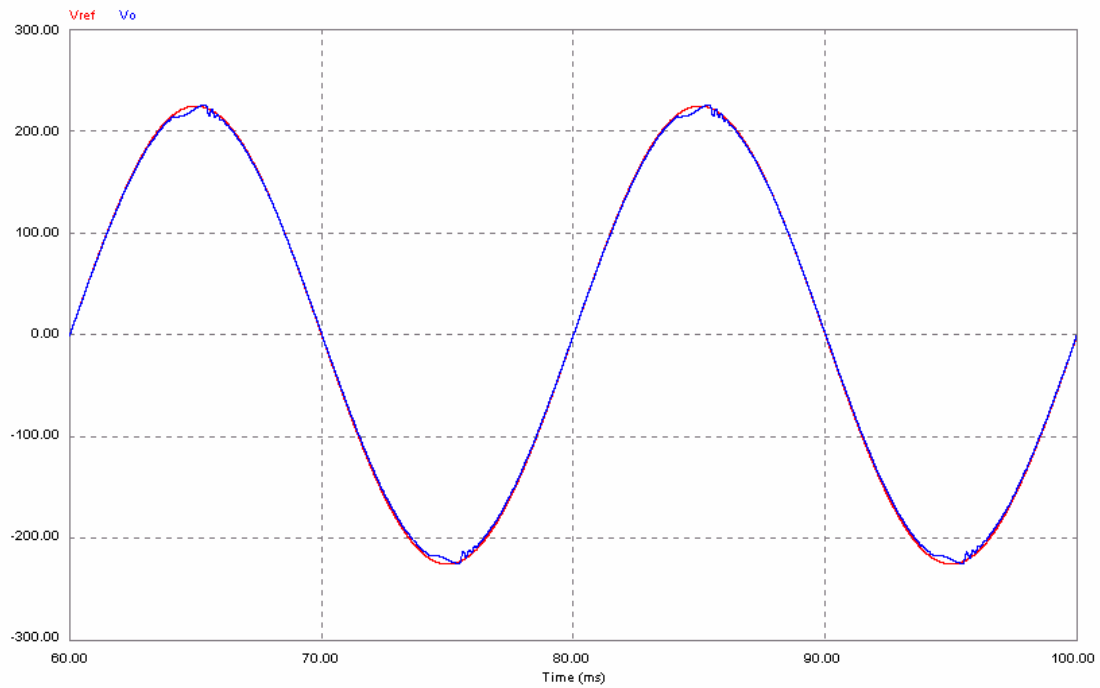


Figura 6.18. Tensió de sortida de l'ondulador i tensió de referència amb càrrega no lineal.

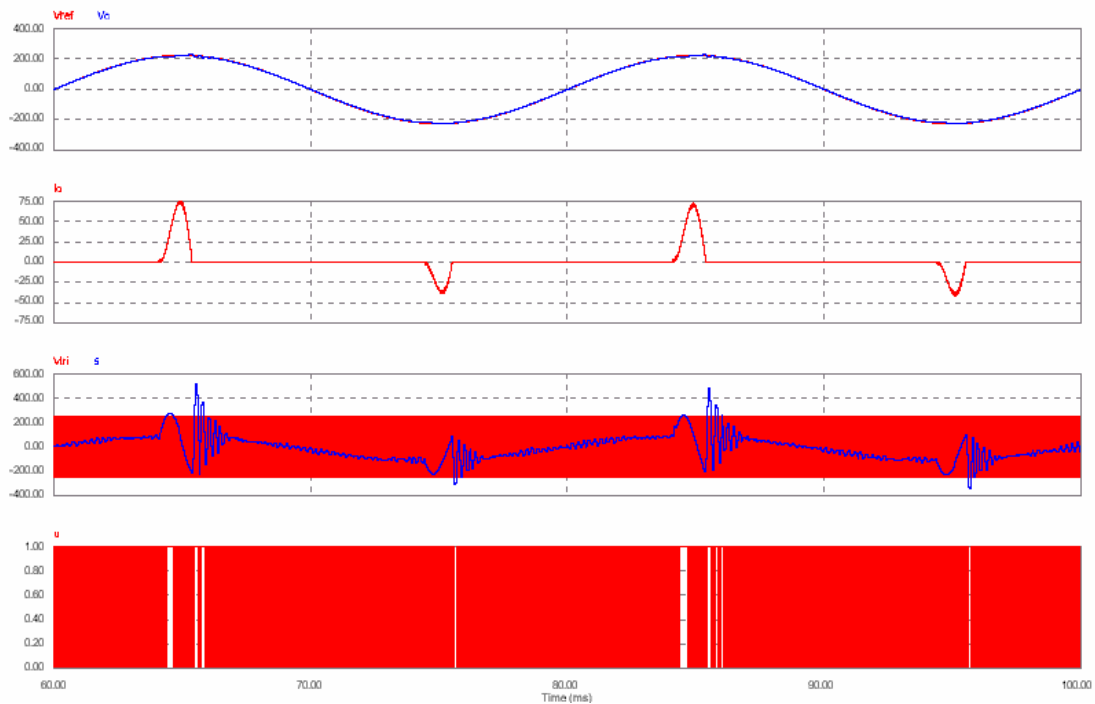


Figura 6.19. Evolució temporal de les variables de control.

Si s'observa la figura 6.19 es comprova que als intervals en els que la tensió de sortida oscil·la al voltant de la tensió de referència (chattering), coincideix amb els punts en els que la superfície de lliscament deixa d'estar confinada a l'interior de la capa frontera. Tot i el mal efecte visual de la forma d'ona de la tensió de sortida, en aquest cas la taxa de distorsió harmònica supera lleugerament el 2%.

Això és degut a que el fet d'haver suavitzat la funció de control al voltant de la superfície de commutació ha reduït la insensibilitat front a les variacions dels paràmetres de la càrrega, característica dels sistemes de control en mode lliscant. És per això, que en els pics d'intensitat consumida (quan la càrrega connectada està variant abruptament) el control es vegi una mica desestabilitzat i les trajectòries de la funció s surtin fora la capa frontera.

Els intervals de temps en els que la superfície deixa d'estar dins la capa frontera, no solament apareixen les oscil·lacions a la tensió de sortida, sinó que la freqüència de commutació dels interruptors deixa de ser constant. Això podria comportar soroll, però tal i com es comentarà, en la implementació física al prototipus no es va observar cap mena de soroll, segurament gràcies a la poca variació de la freqüència de commutació i també al poc temps que el sistema està fora la capa frontera.

També s'han realitzat d'altres simulacions amb càrregues no lineals de menys potència i els resultats han estat millors; constatant així, que el cas més desfavorable és a potència màxima.

6.4. Resultats experimentals

Els resultats experimentals han estat força bons, així doncs, en el cas del sistema alimentant una càrrega lineal o bé el sistema en buit s'obtenen unes taxes de distorsió harmònica properes a l'1,3%. A la figura 6.20 s'han representat les dues formes d'ona de la tensió de sortida corresponents a l'ondulador treballant en buit i a l'ondulador proporcionant la potència nominal a una càrrega lineal.

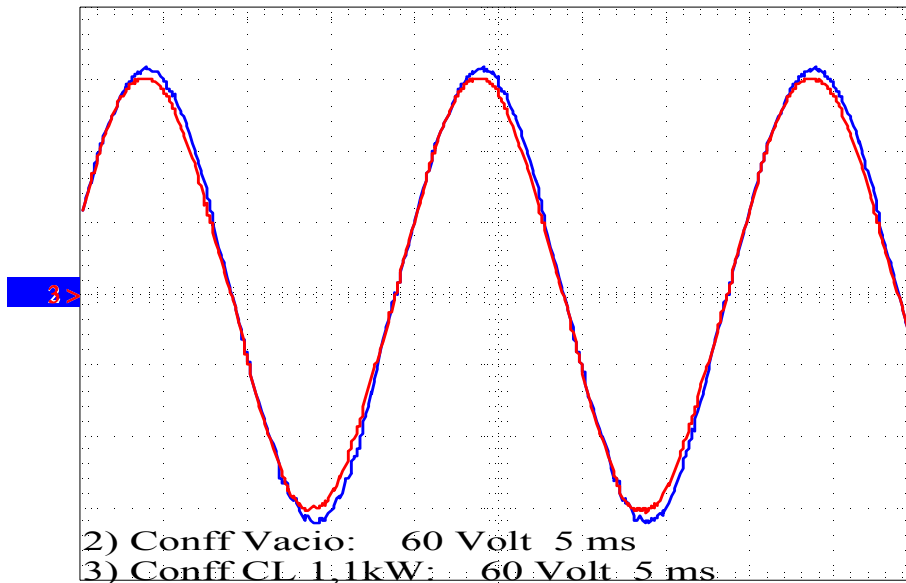


Figura 6.20. Tensió de sortida real en buit i amb càrrega lineal.

A la figura 6.20 també es pot apreciar la petita reducció de la tensió quan el sistema esta a màxima potència alimentant una càrrega lineal. Tal com s'ha comentat això es degut al propi mode de control, que cal recordar que se sacrifica lleugerament la precisió en el valor de sortida per tal d'aconseguir freqüència de commutació constant fora del llinar audible. En el prototipus s'ha pogut comprovar el gran canvi qualitatiu de fer funcionar un algoritme amb freqüència de commutació variable (amb soroll) d'aquest amb freqüència de commutació fixada a 20 kHz (sense soroll).

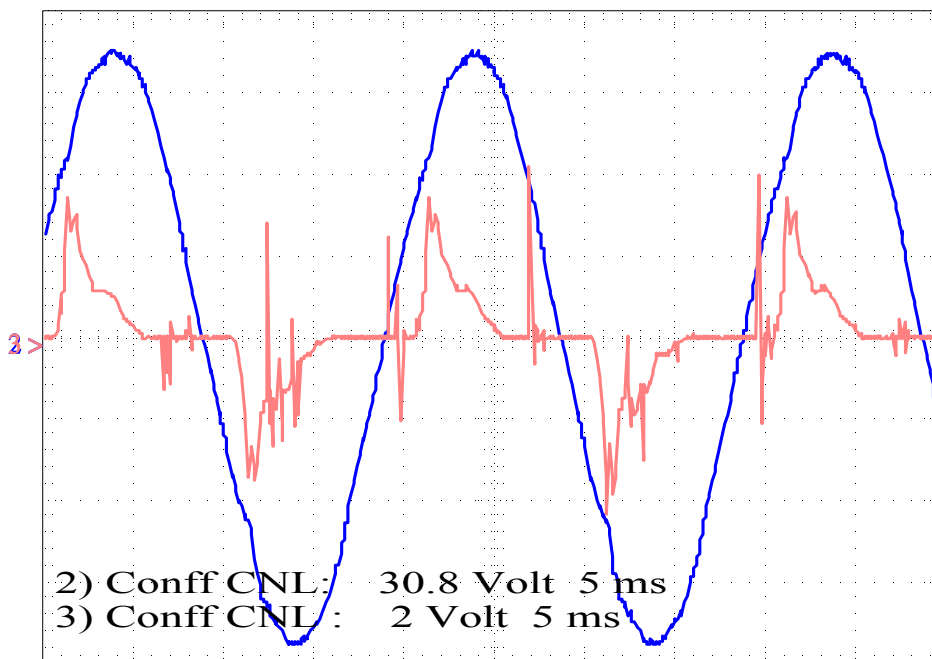


Figura 6.21. Tensió de sortida real i corrent real per la càrrega no lineal.

La figura 6.21 mostra tant la tensió de sortida de l'ondulador com el corrent que es proporciona a la càrrega no lineal. Degut als pics d'intensitat consumida i a les restriccions de l'algoritme de control, l'ona tensió es veu distorsionada, però l'ona representada a la figura 6.21, que és el cas més desfavorable (proporciona la potència nominal), té una taxa de distorsió harmònica del 2,4%.

Aquest resultat no sorprèn, ja que s'esperava un increment de la taxa de distorsió harmònica per tal d'aconseguir eliminar les freqüències audibles de les commutacions dels interruptors de potència, cosa que s'ha aconseguit. A més, una taxa de distorsió del 2,4% continua estant força per sota de la dels onduladors comercials.

6.5. Conclusions del capítol

A manera de conclusió s'ha de dir que al haver modificat l'estructura de control en mode lliscant per tal de suavitzar la funció de control a l'entorn de la superfície de commutació provoca una petita pèrdua de robustesa, però que queda àmpliament compensada per l'eliminació del soroll.

Tal i com s'ha pogut comprovar en el cas de càrrega no lineal, el sistema s'ha fet més sensible a les variacions en els paràmetres de la càrrega. A canvi, s'ha eliminat el 'chattering' present a la tensió de sortida tant en buit com en càrrega lineal, i en càrrega no lineal s'ha reduït de forma considerable. A més, s'ha fixat la freqüència de commutació dels interruptors a un valor més que acceptable per augmentar la qualitat de l'equip (no fa soroll).

Augmentar el gruix de la capa límit reduiria la sensibilitat del sistema a les variacions dels paràmetres de càrrega, però també augmentaria l'error permès a la tensió de sortida i, per tant, la diferència de la tensió de sortida respecte la referència també augmentaria.

Reduir el gruix de la capa frontera per aconseguir que la tensió de sortida tingui una precisió molt més bona, provocaria augmentar de forma considerable la inestabilitat del

sistema degut a que existirien molts més intervals de temps en els quals la funció s abandonaria l'interior de la capa frontera. Per tant, s'ha hagut d'arribar a una solució de compromís que s'ha constatat realitzant les proves oportunes al prototipus construït.

Una possible línia a seguir per tal d'evitar que el sistema sigui sensible a la variació dels paràmetres de la càrrega podria ésser elevar la tensió del bus de contínua, cosa que permetria augmentar el gruix de la capa frontera i, per tant, obtenir uns valors extrems de la tensió de sortida majors. Això, però, no interessa degut a que valors molt elevats de la tensió del bus de contínua limitarien el camp d'aplicació de l'ondulador.

Per acabar, cal recordar que sempre que sigui possible s'ha d'augmentar la freqüència de mostreig del sistema per tal d'aconseguir una dinàmica més ràpida del sistema.