

## Annex 2. Modificació del control en mode lliscant mitjançant un modulador de polsos i dinàmica mitja nul·la

### A2.1. Introducció

L'estructura de control que es presenta a continuació es basa en l'establiment d'una capa frontera al voltant de la superfície de commutació. A més, el gruix d'aquesta capa serà variable amb el temps i dependrà dels valors de la funció  $s$  i de les seves velocitats.

L'estructura de control associada a aquest algoritme intentarà confinar la trajectòria de la funció  $s$  a l'interior de la capa frontera i, per això, ha de garantir que en un període de commutació la funció  $s$  iniciï i finalitzi la seva trajectòria dins d'aquesta banda.

L'estructura de control escollida consisteix, bàsicament, en:

- A l'exterior de la capa frontera o capa límit, el signe de la superfície de lliscament s'encarrega de decidir el valor de la variable de control i el seu valor es mantingut constant fins al següent període de commutació (igual als altres algoritmes estudiats en el present treball).
- A l'interior de la capa límit, la manera de determinar el valor de la variable de control és intentar aconseguir anul·lar el valor mig per període de commutació de la funció commutació o superfície de lliscament (*Zero Average Dynamics*) tal com mostra l'expressió A2.1).

Imposant que el valor mig de la funció  $s$  s'anul·li s'aconsegueix impedir que la funció  $s$  s'allunyi massa de la superfície de commutació; evitant, així, la pèrdua de commutacions que provoca un allunyament excessiu i disminuint a la vegada l'amplitud de l'arrissat de sortida. A més, s'aconsegueix minimitzar l'error i augmentar la dinàmica del sistema.

$$\int_{KT}^{(K+1)T} \bar{s}(t) \cdot dt = 0 \quad (\text{Eq. A2.1})$$

Aquesta estructura es pot considerar en el domini de control en mode lliscant discret o al *quasi-sliding*. La manera d'aconseguir que la mitja de la funció  $s$  s'anul·li és mitjançant l'aplicació de la tècnica PWM (*Pulse Width Modulation*) sobre la variable de control i calculant el cicle de treball dels interruptors de potència per aconseguir-ho.

## A2.2. Càlcul del cicle de treball dels interruptors

Suposant una evolució lineal de la funció  $s$  entre punts de mostreig, es calcularà el punt on la variable de control hauria de commutar igualant el valor de les àrees a ambdós costats de la superfície de commutació. Igualar les àrees positiva i negativa és equivalent a anul·lar el valor mig de la funció  $s$ . Existeixen diferents situacions depenent dels valors de la funció  $s$  mostrejats.

### A2.2.1. La $s_k$ és positiva i la $s_{k+1}$ és negativa

Les equacions de les rectes de baixada i pujada que defineixen la trajectòria de la funció  $s$  en un període (veure figura A2.1) estan representades mitjançant les expressions A2.2 i A2.3 respectivament.

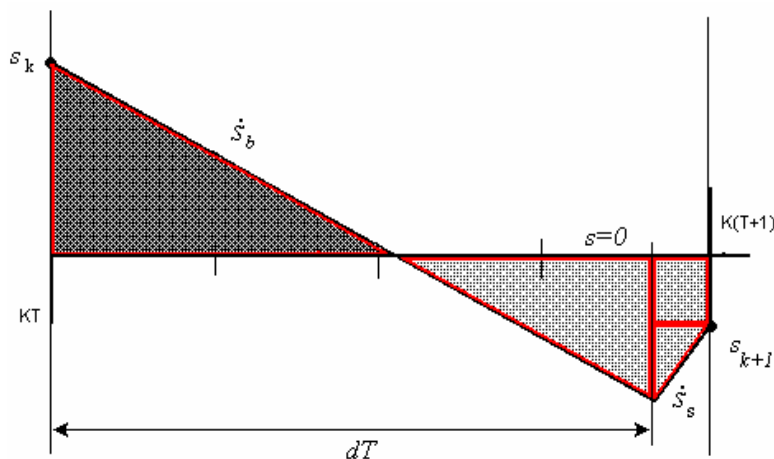


Figura A2.1. La  $s_k$  és positiva i la  $s_{k+1}$  és negativa.

$$s_{baixada} = \frac{ds}{dt} \Big|_b (t - kT) + s_k \quad (\text{Eq. A2.2})$$

$$s_{pujada} = \frac{ds}{dt}\Big|_p t + \left( \frac{ds}{dt}\Big|_b - \frac{ds}{dt}\Big|_p \right) d - \frac{ds}{dt}\Big|_p kT + s_k \quad (\text{Eq. A2.3})$$

El punt d'intersecció de la trajectòria descendent de la funció  $s$  i la superfície de commutació està definit per les equacions A2.4.

$$s_{baixada} = \frac{ds}{dt}\Big|_b (t_{\text{int}} - kT) + s_k = 0 \quad \rightarrow \quad t_{\text{int}} = kT - \frac{s_k}{\frac{ds}{dt}\Big|_b} \quad (\text{Eq. A2.4})$$

L'àrea positiva (la més fosca de la figura A2.1) es calcula com l'àrea d'un triangle rectangle de base  $(t_{\text{int}} - kT)$  i d'alçada  $s_k$ , resultant l'equació A2.5.

$$Area + = \frac{1}{2} \cdot bh = \frac{1}{2} \cdot \frac{s_k^2}{\frac{ds}{dt}\Big|_b} \quad (\text{Eq. A2.5})$$

L'àrea negativa es pot calcular com la suma de les àrees de les diferents figures geomètriques que la componen, és a dir,

- un triangle rectangle de base  $(dT - t_{\text{int}})$  i d'alçada  $s_d$  (equacions A2.6).

$$s_d = \frac{ds}{dt}\Big|_b (dT + kT - kT) + s_k = \frac{ds}{dt}\Big|_b dT + s_k$$

$$s_{k+1} = \frac{ds}{dt}\Big|_p T + \left( \frac{ds}{dt}\Big|_b - \frac{ds}{dt}\Big|_p \right) dT + s_k \quad (\text{Eq. A2.6})$$

$$\frac{1}{2} \cdot bh = \frac{1}{2} \left( dT + \frac{s_k}{\frac{ds}{dt}\Big|_b} \right) \cdot \left( \frac{ds}{dt}\Big|_b \cdot dT + s_k \right)$$

- un triangle rectangle d'alçada  $(s_d - s_{k+1})$  i base  $(k+1)T - dT$  (equacions A2.7).

$$s_{k+1} = \left. \frac{ds}{dt} \right|_p T + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right) dT + s_k \quad (\text{Eq. A2.7})$$

$$\frac{1}{2} \cdot bh = \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{ds}{dt} \right|_b (T^2 + d^2 + d'T)$$

- un rectangle d'alçada  $s_{k+1}$  i base  $(k+1)T-dT$  (equació A2.8).

$$bh = \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_p T + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right) dT + s_k \right) (T - d) \quad (\text{Eq. A2.8})$$

Per tant, l'àrea total negativa serà la suma de les tres anteriors. El resultat es mostra a l'expressió A2.9.

$$\begin{aligned} \text{Area} = & \frac{1}{2} \left( dT + \frac{s_k}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} \right) \cdot \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b \cdot d'T + s_k \right) - \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{ds}{dt} \right|_b (T^2 + d^2 + d'T) + \\ & + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_p T + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right) dT + s_k \right) (T - d) \end{aligned} \quad (\text{Eq. A2.9})$$

Igualant les àrees s'obté l'expressió A2.10 en funció del cicle de treball dels interruptors de potència, que és la única incògnita.

$$\frac{1}{2} \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right) T^2 \cdot d^2 + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right) T \cdot d + s_k T + \frac{1}{2} \left. \frac{ds}{dt} \right|_p T^2 = 0 \quad (\text{Eq. A2.10})$$

Resolent l'equació de segon grau i tenint en compte que el cicle de treball dels interruptors no pot ésser més gran que la unitat, la solució amb signe positiu no té sentit i, per tant, la solució correcta és la representada mitjançant l'equació A2.11.

$$d = 1 - \frac{\sqrt{\left| \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - 2 \frac{s_k}{T} \right|}}{\sqrt{\left| \left. \frac{ds}{dt} \right|_b + \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right|}} \quad (\text{Eq. A2.11})$$

A2.2.2. La  $s_k$  és positiva i la  $s_{k+1}$  és, també, positiva

Les equacions de les rectes de baixada i pujada que defineixen la trajectòria de la funció  $s$  en un període de commutació (veure figura A2.2) estan representades mitjançant A2.12 i A2.13 respectivament.

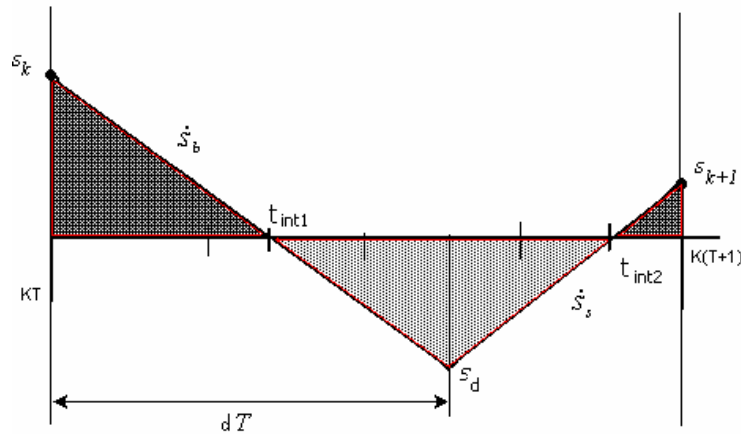


Figura A2.2. La  $s_k$  és positiva i la  $s_{k+1}$  és positiva.

$$s_{baixada} = \left. \frac{ds}{dt} \right|_b (t - kT) + s_k \quad (\text{Eq. A2.12})$$

$$s_{pujada} = \left. \frac{ds}{dt} \right|_p t + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right) d - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p kT + s_k \quad (\text{Eq. A2.13})$$

Els punts d'intersecció entre les trajectòries descendent i ascendent de la funció  $s$  i la superfície de commutació venen donats per les expressions A2.14.

$$t_{\text{int1}} = kT - \frac{s_k}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} \quad (\text{Eq. A2.14})$$

$$t_{\text{int2}} = kT - \frac{s_k}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} - \frac{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p} d + d$$

Si es realitzen els càlculs tant de l'àrea positiva com de l'àrea negativa i s'igualen per tal de trobar l'equació que dona el cicle de treball dels interruptors de potència s'arriba a la mateixa expressió representada per A2.11.

A2.2.3. La  $s_k$  és negativa i la  $s_{k+1}$  és, també, negativa

La representació gràfica considerant la  $s_k$  negativa i la  $s_{k+1}$  també negativa es representa a la figura A2.3.

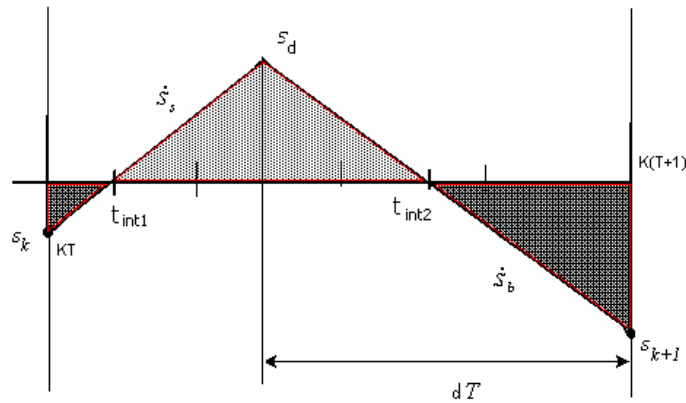


Figura A2.3. La  $s_k$  és negativa i la  $s_{k+1}$  és negativa.

Les equacions de les rectes de pujada i de baixada que defineixen la trajectòria de la funció  $s$  en un període de commutació estan representades mitjançant A2.15 i A2.16 respectivament.

$$s_{pujada} = \left. \frac{ds}{dt} \right|_p (t - kT) + s_k \quad (\text{Eq. A2.15})$$

$$s_{pujada} = \left. \frac{ds}{dt} \right|_b (t - kT) + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_p - \left. \frac{ds}{dt} \right|_b \right) \cdot dT + s_k \quad (\text{Eq. A2.16})$$

Els punts d'intersecció entre les trajectòries ascendent i descendent de la funció  $s$  i la superfície de commutació venen donats per les expressions A2.17 i A2.18 respectivament.

$$t_{int1} = kT - \frac{s_k}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p} \quad (\text{Eq. A2.17})$$

$$t_{int2} = kT - \frac{s_k}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} - \frac{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} dT + dT \quad (\text{Eq. A2.18})$$

L'àrea positiva (la més clara a la figura A2.3) es calcula com l'àrea d'un triangle rectangle de base  $t_{int2}-t_{int1}$  i d'alçada  $s_d$ , obtenint l'expressió A2.19.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \cdot bh = s_k \cdot Td - \frac{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} s_k dT + \frac{1}{2} \frac{ds}{dt} \Big|_p T^2 d^2 + \frac{1}{2} s_k^2 \cdot \left( \frac{1}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p} - \frac{1}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} \right) + \\ - \frac{1}{2} \cdot \frac{\left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right)^2}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} \cdot T^2 d^2 \end{aligned} \quad (\text{Eq. A2.19})$$

L'àrea negativa es pot calcular com la suma de les àrees de les diferents figures geomètriques que la formen, és a dir,

- un triangle de base  $(t_{int1}-kT)$  i alçada  $s_k$  (equació A2.20).

$$\frac{1}{2} \cdot bh = -\frac{1}{2} \cdot \frac{s_k^2}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p} \quad (\text{Eq. A2.20})$$

- un triangle de base  $(k+1)T-t_{int2}$  i alçada  $s_{k+1}$  (equació A2.21).

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \cdot bh = s_k T + \left( \frac{ds}{dt} \Big|_b - s_k - \frac{ds}{dt} \Big|_p - \frac{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p} s_k \right) Td + \frac{1}{2} \frac{ds}{dt} \Big|_p T^2 + \\ + \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{\left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right)^2}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} + \frac{1}{2} \frac{ds}{dt} \Big|_p - \frac{ds}{dt} \Big|_b \right) T^2 d^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{s_k^2}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} \end{aligned} \quad (\text{Eq. A2.21})$$

Operant les equacions s'arriba a que el total de l'àrea negativa té el valor representat per l'expressió A2.22.

$$\begin{aligned}
Area = & \frac{1}{2} \cdot \frac{s_k^2}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p} + s_k T + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_p - \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - 2 \frac{\left. \frac{ds}{dt} \right|_p}{\left. \frac{ds}{dt} \right|_b} s_k \right) T d \\
& + \frac{1}{2} \left. \frac{ds}{dt} \right|_b T^2 + \left( \frac{1}{2} \left. \frac{ds}{dt} \right|_p - \frac{1}{2} \left. \frac{ds}{dt} \right|_b \right) T^2 d^2
\end{aligned} \tag{Eq. A2.22}$$

Igualant les àrees positiva i negativa s'obté l'equació de segon grau representada mitjançant A2.23.

$$\frac{1}{2} \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right) T^2 \cdot d^2 + \left( \left. \frac{ds}{dt} \right|_p - \left. \frac{ds}{dt} \right|_b \right) T \cdot d + s_k T + \frac{1}{2} \left. \frac{ds}{dt} \right|_b T^2 = 0 \tag{Eq. A2.23}$$

I, per tant, l'expressió pel càlcul del cicle de treball dels interruptors és la A2.24, tenint en compte que s'ha menyspreat la solució que no té sentit físic.

$$d = 1 - \frac{\sqrt{\left| \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right| - 2 \frac{s_k}{T}}}{\sqrt{\left| \left. \frac{ds}{dt} \right|_b \right| + \left| \left. \frac{ds}{dt} \right|_p \right|}} \tag{Eq. A2.24}$$

A2.2.4. La  $s_k$  és negativa i la  $s_{k+1}$  és positiva

Realitzant els càlculs per a aquest cas també s'arriba a la solució que es mostra mitjançant l'equació A2.24 i, per tant, no es desenvolupa per tal de no ésser repetitiu.

Per tant, a l'hora de calcular  $d$  (cicle de treball dels interruptors de potència) es distingeixen dos casos, a saber, si la funció  $s$  a l'inici del període de commutació és positiva ( $s_k > 0$ ) s'aplicarà la fórmula A2.11, i si la funció  $s$  a l'inici del període de commutació és negativa ( $s_k < 0$ ) s'aplicarà la fórmula A2.24.

A partir d'aquestes equacions, es determinen les condicions frontera que s'associen als límits de la capa. Aquestes condicions són aquelles que garanteixen l'existència del cicle de treball dels interruptors ( $d$ ) i, per tant, seran aquelles que garanteixin que el



terme de dins l'arrel quadrada sigui positiu o bé zero. En realitat també estan associades amb la condició que assegura que l'àrea al final del període de commutació sigui major que la del principi i que, per tant, pagarà la pena commutar i aconseguir, d'aquesta manera, que s'anul·lin entre sí.

Per tant, les condicions frontera associades a la capa que s'ha imposat al voltant de la superfície de commutació són:

- si  $s_k$  és positiva (fàcilment deduïble de A2.11):

$$\left| \frac{ds}{dt} \right|_b \leq \frac{T}{2} \quad (\text{Eq. A2.25})$$

- si  $s_k$  és negativa (fàcilment deduïble de A2.24):

$$\left| \frac{ds}{dt} \right|_p \leq \frac{T}{2} \quad (\text{Eq. A2.26})$$

S'observa que les condicions frontera de la capa límit en la que es vol confinar la trajectòria del sistema depenen del temps, és a dir, que el gruix de la capa límit que envolta la superfície de commutació és variable i depèn del valor de la funció  $s$  a l'inici del període de commutació i de la derivada instantània de la funció  $s$  en aquell instant.

L'objectiu de les simulacions és apropar-se el màxim possible a les condicions d'implementació i, per tant, des d'un punt de vista pràctic, és millor realitzar una escala temporal a l'hora de realitzar càlculs per tal de reduir el número d'operacions a realitzar i per no treballar amb derivades de tan alta magnitud.

Com a relació entre el temps real i el temps escalat, s'escull l'equació A2.27, on  $pc$  és el període de commutació.

$$\tau = \frac{t}{pc} \quad (\text{Eq. A2.27})$$

La relació, per tant, que permetrà relacionar les derivades sobre un i altre temps està representada mitjançant A2.28.

$$\frac{d\tau}{dt} = \frac{1}{pc} \quad (\text{Eq. A2.28})$$

Rescrivint, doncs, les expressions per al temps reduït  $\tau$ , queda:

- Si  $s_k$  és positiva, la condició frontera és A2.29 i el valor del cicle de treball dels interruptors de potència és A2.30.

$$\frac{s_k}{\left| \frac{ds}{d\tau} \right|_b} \leq \frac{1}{2} \quad (\text{Eq. A2.29})$$

$$d = 1 - \frac{\sqrt{\left| \frac{ds}{d\tau} \right|_b - 2 \cdot s_k}}{\sqrt{\left| \frac{ds}{d\tau} \right|_b + \left| \frac{ds}{d\tau} \right|_p}} \quad (\text{Eq. A2.30})$$

- Si  $s_k$  és negativa, la condició frontera és A2.31 i el valor del cicle de treball dels interruptors de potència és A2.32.

$$\frac{s_k}{\left| \frac{ds}{d\tau} \right|_p} \leq \frac{1}{2} \quad (\text{Eq. A2.31})$$

$$d = 1 - \frac{\sqrt{\left| \frac{ds}{d\tau} \right|_p - 2 \cdot s_k}}{\sqrt{\left| \frac{ds}{d\tau} \right|_b + \left| \frac{ds}{d\tau} \right|_p}} \quad (\text{Eq. A2.32})$$

Per tant, la llei de decisió d'aquesta estructura de control queda com s'indica a A2.33.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \frac{s_k}{|\dot{s}_k|} > \frac{T}{2} \Rightarrow u = -\text{sign}(s_k) \cdot U \\ \text{si } \frac{s_k}{|\dot{s}_k|} < \frac{T}{2} \Rightarrow \begin{cases} u_o = -\text{sign}(s_k) \cdot U & \text{si } kT < t < (d+k)T \\ u = -u_o & \text{si } kT < t < (d+k)T \end{cases} \end{array} \right. \quad (\text{Eq. A2.33})$$

### A2.3. Càlcul de les derivades de la funció $s$

Es considera que el sistema està definit per un sistema d'equacions com el que es mostra a A2.34, on  $x$  és el vector de variables d'estat i  $u$  és la variable de control del sistema.

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + u \cdot B + d \quad (\text{Eq. A2.34})$$

La variable de control, en aquest cas, només pot prendre dos valors, que són  $u^-$  i  $u^+$ . El valor de les velocitats de la funció  $s$  per a cadascun d'aquests valors es mostra a les equacions A2.35 i A2.36 respectivament.

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_b = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} (Ax + u^- B + d) \quad (\text{Eq. A2.35})$$

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_p = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} (Ax + u^+ B + d) \quad (\text{Eq. A2.36})$$

El valor de cadascuna d'aquestes derivades es calcula a partir dels valors mitjos de les variables del sistema. L'equació que relaciona ambdues derivades s'obté a partir del sistema d'equacions format per A2.35 i A2.36. Així, doncs, restant-les, s'obté A2.37.

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p = \frac{\partial s}{\partial x} (u^- - u^+) \cdot B \quad (\text{Eq. A2.37})$$

Tal i com es pot veure, l'equació A2.37 depèn de la superfície de lliscament escollida i dels paràmetres de les equacions d'estat que defineixen la dinàmica del sistema a controlar.

L'estructura de la superfície de commutació escollida es recorda aquí per major comoditat (expressió A2.38).

$$s = \bar{k} \cdot \bar{x} = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_c - v_{ref} \\ \frac{dv_c}{dt} - \frac{dv_{ref}}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. A2.38})$$

Per tant, es té A2.39.

$$\frac{\partial s}{\partial x} = \bar{k} = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. A2.39})$$

A més, del sistema d'equacions que defineix el sistema a controlar, es té A2.40.

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{LC} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A2.40})$$

Substituint les equacions A2.39 i A2.40 a l'equació A2.38, s'obté l'expressió que relaciona les dues derivades de la funció  $s$  (equació A2.41).

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_b - \left. \frac{ds}{dt} \right|_p = \frac{E \cdot k_2}{L \cdot C} (u^- - u^+) \quad (\text{Eq. A2.41})$$

Si l'expressió A2.41 es passa a temps reduït, queda l'equació A2.42.

$$\left. \frac{ds}{d\tau} \right|_b - \left. \frac{ds}{d\tau} \right|_p = \frac{E \cdot k_2}{L \cdot C} \cdot pc \cdot (u^- - u^+) \quad (\text{Eq. A2.42})$$

#### *A2.4. Esquema del circuit de control*

A la figura A2.4 es mostra l'esquema de blocs encarregat de simular l'algoritme de control. Per tal de determinar el valor de les variables de control s'ha de determinar si la trajectòria de la funció  $s$  es troba dins o fora de la capa frontera que envolta la superfície de commutació. Per a determinar-ho, es necessita conèixer primer en quin costat de la superfície de commutació es troba el sistema, doncs la condició frontera a avaluar depèn del costat on es trobi el sistema.

Es realitza un programa en llenguatge C que s'encarrega de realitzar totes aquestes avaluacions (on es troba el sistema i si compleix o no la condició frontera associada). A

partir del programa en llenguatge C es crea una llibreria que es vincularà al simulador PSIM a través d'un bloc DLL d'aquest. A partir de les variables introduïdes per les entrades d'aquest bloc, la llibreria s'encarrega de realitzar tots els càlculs i proporcionar el valor de les variables de control al simulador a través de les seves sortides.

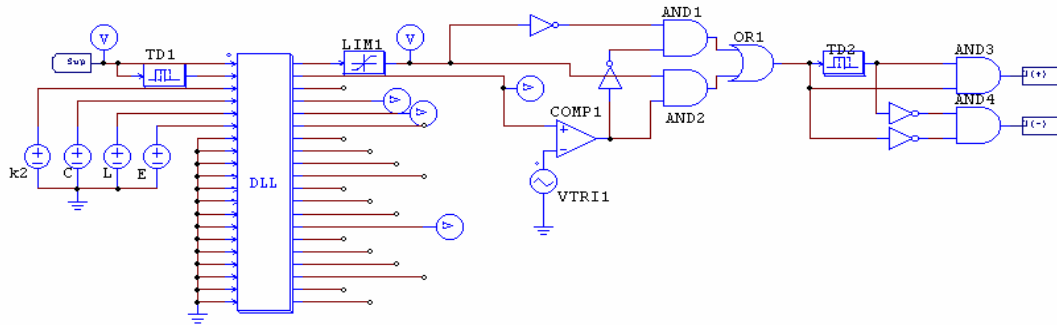


Figura A2.4. Esquema de blocs del control.

Cal dir que la implementació d'aquest algoritme de control amb el programa de simulació PSIM hagués estat pràcticament impossible sense l'ajuda dels blocs DLL. Les operacions aritmètiques associades a aquest algoritme de control són no lineals, i implementar-les mitjançant lògica hagués estat enormement complicat.

Els pins de la part esquerra del bloc DLL (figura A2.4) corresponen a les entrades, a través de les quals, el simulador proporciona el valor de les variables que necessita la llibreria per tal de realitzar els càlculs. Cap dels pins d'entrada es pot deixar a l'aire i, per tant, les entrades no utilitzades es connecten al zero lògic. Els pins de la part dreta del bloc DLL (figura A2.4) són les variables de sortida de la llibreria, mitjançant les quals, el programa en llenguatge C proporcionarà al simulador el valor de les variables de control que necessita per tal de generar els senyals de control dels interruptors de potència.

El programa en C vinculat al PSIM mitjançant el bloc DLL s'encarrega de calcular tant el valor de la variable de control  $u$  com el valor del cicle de treball  $d$  a partir de les entrades necessàries per fer-ho, a saber, dues mostres de la funció  $s$ , la constant de contrarreactió d'estat  $k_2$ , els valors dels elements del filtre de sortida  $L$  i  $C$ , i la tensió del bus de continua. Les constants s'introdueixen mitjançant fonts de tensió continua l'amplitud de la qual és el valor de la variable.

El bloc de retard *TDI* (figura A2.4) s'encarrega de d'introduir un retard a la funció  $s$  i, per tant, es pot llegir simultàniament les dues mostres de la funció  $s$  sense necessitat de complicar excessivament el programa en llenguatge C.

A través de les sortides del bloc DLL, el programa no solament proporciona el valor de les variables de control ( $u$  i  $d$ ) sinó que també el de paràmetres i variables internes del programa que serveixen per avaluar el bon funcionament de l'algoritme en llenguatge C.

Després, un circuit lògic s'encarrega de generar els senyals de control dels interruptors amb un temps mort d'1,6  $\mu$ s a partir dels valors de la variable  $u$  i de la variable  $d$ . Només cal recordar que la freqüència imposada per l'ona triangular és de 20 kHz i, per tant, quan el sistema està confinat dins la capa frontera, la freqüència de commutació és constant i de 20 kHz (fora del rang audible).

#### *A2.5. Simulacions sense retards en els càlculs i derivada continua*

En aquest cas se suposa que els càlculs necessaris per a determinar les diferents variables són instantanis. Sota aquesta premissa, els càlculs que determinen el valor del cicle de treball dels interruptors  $d$  i el de la variable de control  $u$  es poden realitzar al principi del període de commutació en el que s'aplicaran.

D'aquesta manera,  $d$  es determina a partir dels valors a l'inici del període de commutació, a saber, el de la superfície de lliscament  $s_l$  i el de la seva velocitat  $ds/dt$ . També se suposa que es disposa d'una funció  $s$  que és contínua en el temps, el que permet calcular la seva derivada instantània.

Per tal d'obtenir l'expressió temporal de la funció  $s$  es necessita conèixer els paràmetres de la càrrega connectada al convertidor i això significaria perdre la característica del control en mode lliscant de no necessitar conèixer tots els paràmetres associats al sistema, a més d'ésser impossible a la majoria dels casos. És per aquesta raó que

s'aproxima el valor de la derivada instantània de la funció  $s$  com el valor de la derivada discreta de dues mostres molt properes entre sí. Per al càlcul de la derivada instantània s'escullen dues mostres separades  $3 \mu\text{s}$ , una d'elles és el valor de la superfície de commutació a l'inici del període de commutació, i l'altra,  $3 \mu\text{s}$  abans.

Per tal de poder realitzar això, es necessita disposar d'una funció  $s$  contínua en el temps, cosa que s'ha aconseguit eliminant els mantenidors d'ordre zero que s'encarregaven de simular el mostreig del convertidor analògic-digital.

### A2.5.1. Càrrega lineal

La figura A2.5 mostra l'evolució temporal del cycle de treball dels interruptors  $d$  i la comparació entre la tensió de sortida de l'ondulador i la tensió de referència utilitzada per al control.

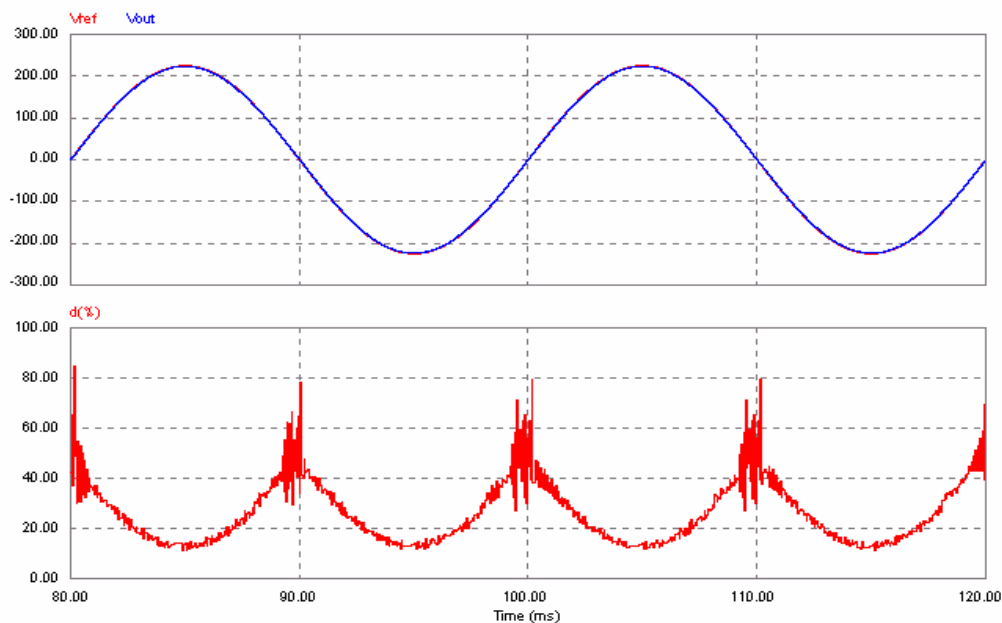


Figura A2.5. Tensió de sortida i cycle de treball amb càrrega lineal.

Es pot observar que el valor del cycle de treball (en %) és diferent de 100 i de 0 en tot moment, el que assegura una commutació a freqüència fixa (de 20 kHz.) dels interruptors de potència. Això és degut a que la trajectòria de la funció  $s$  es manté confinada dins la capa frontera en tot moment.

A la figura A2.6 es proporciona un detall de la freqüència de commutació dels interruptors a l'entorn del màxim i del pas per zero de la tensió de sortida. S'observa que la commutació dels interruptors és uniforme.

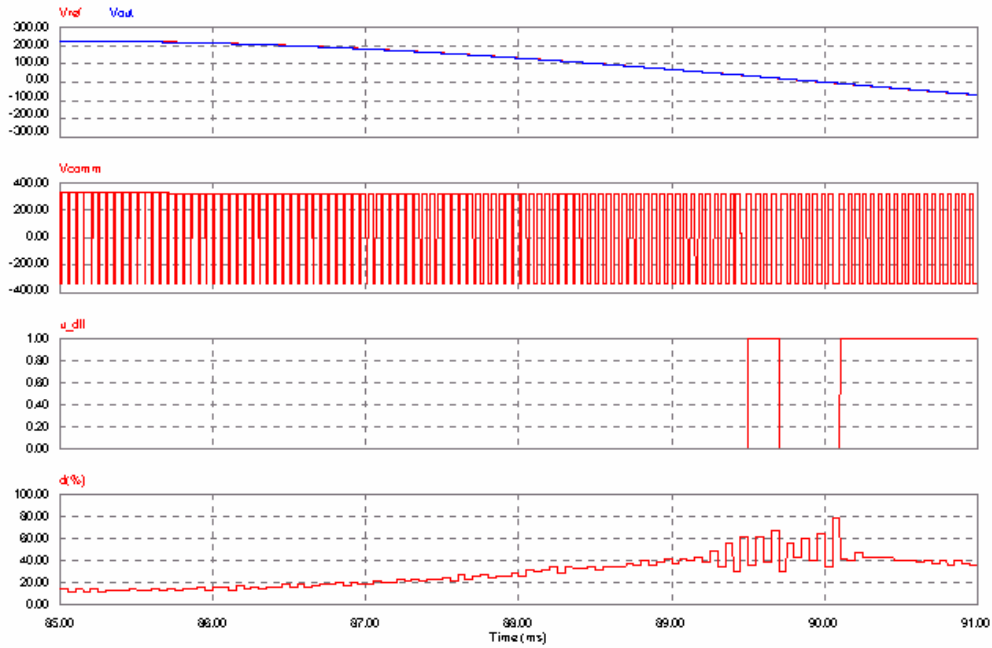


Figura A2.6. Detall de la tensió de sortida i de la freqüència de commutació.

L'únic punt on hi podria haver algun problema és a l'entorn dels passos per zero de la tensió de sortida, doncs s'observa la discontinuïtat de la variable  $u$ ; tot i així, la variable  $d$  no surt fora de la capa frontera (no pren ni el valor 0 ni el valor 100%).

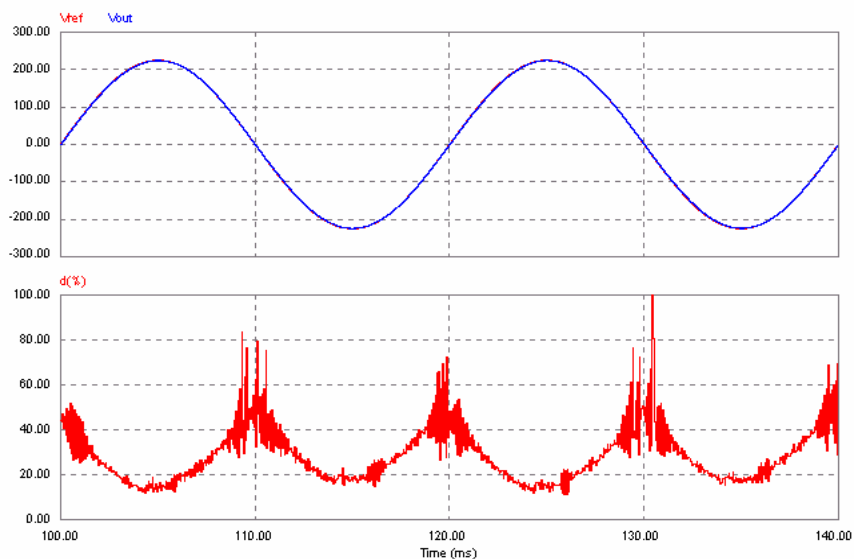


Figura A2.7. Tensió de sortida i cicle de treball en buit.



### A2.5.2. En buit

Els resultats obtinguts amb el sistema en buit (figura A2.7) són pràcticament iguals als obtinguts amb càrrega lineal. A la figura A2.8 també es mostra un detall de la tensió de sortida i de la freqüència de commutació.

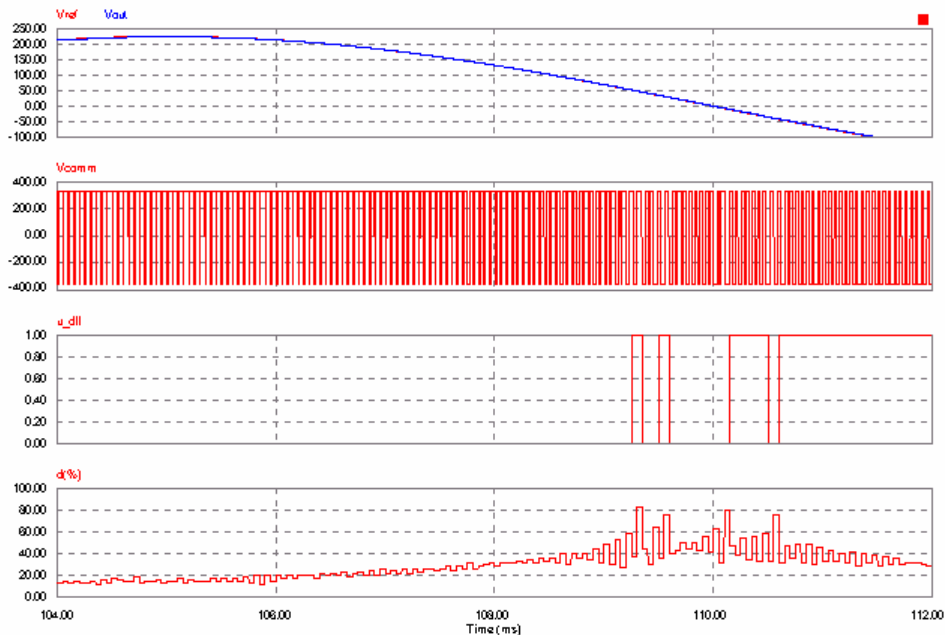


Figura A2.8. Detall de la tensió de sortida i de la freqüència de commutació.

### A2.5.3. Càrrega no lineal

A la figura A2.9 es mostra el valor del cycle de treball  $d$  i la comparació entre la tensió de sortida i la tensió de referència. Com es pot comprovar, els resultats no són tan bons com en el cas de la càrrega lineal o el cas amb el sistema en buit.

El comportament dinàmic de l'estructura de control amb càrrega no lineal no és el mateix. Els valors que pren el cycle de treball ja no són sempre diferents de la unitat (100%), cosa que implica que la trajectòria de la superfície de lliscament no està confinada dins de la capa frontera en tot moment. Els intervals de temps en que la funció  $s$  està fora de la capa frontera coincideixen amb els intervals de temps en els que la intensitat consumida per la càrrega està variant de manera més ràpida. La figura A2.10 pot ajudar a explicar el perquè d'aquests resultats. Es comprova que les zones en que la tensió de sortida es desvia més de la consigna corresponen als pics de corrent.

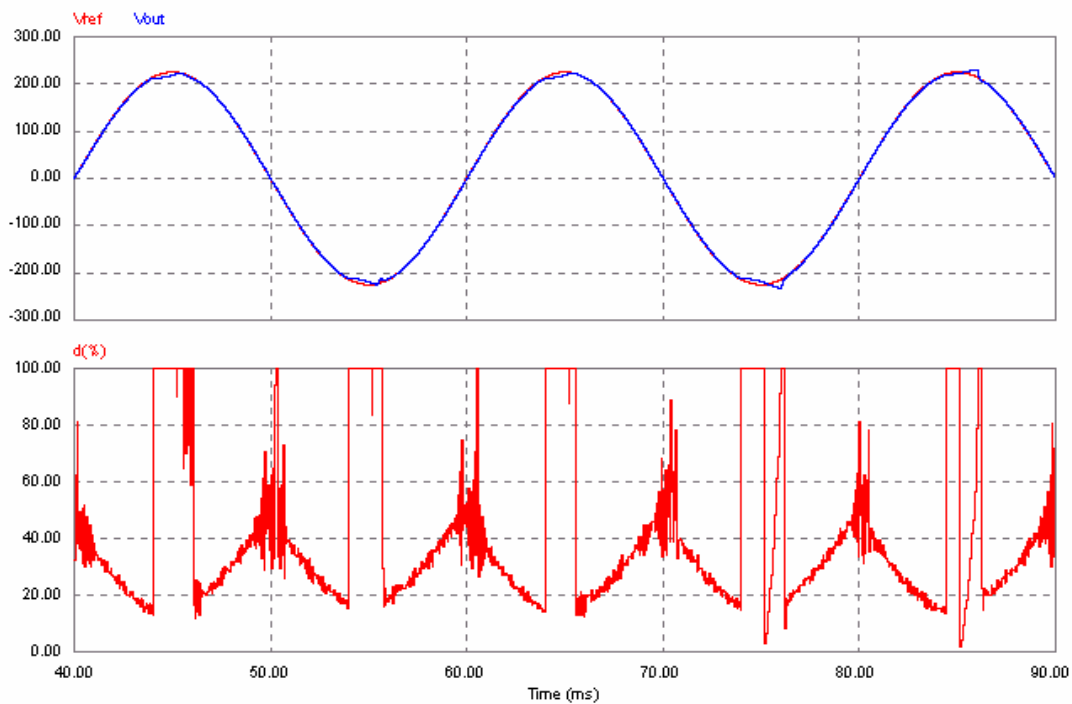


Figura A2.9. Tensió de sortida i cicle de treball amb càrrega no lineal.

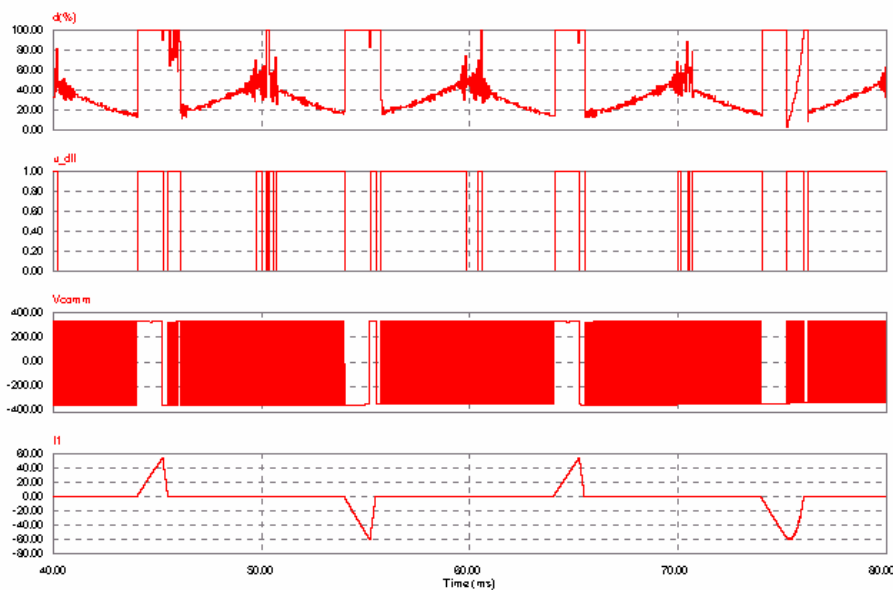


Figura A2.10. Detall del control i del corrent consumit per la càrrega no lineal.

Quan la trajectòria  $s$  es troba fora de la capa frontera, s'està aplicant l'estructura de control en mode lliscant, sense imposar la modulació de l'amplada dels polsos i sense fixar la freqüència de commutació dels interruptors. A la figura A2.11 també es mostra un detall de la freqüència de commutació dels interruptors a l'entorn del màxim i del pas per zero de la tensió de sortida.

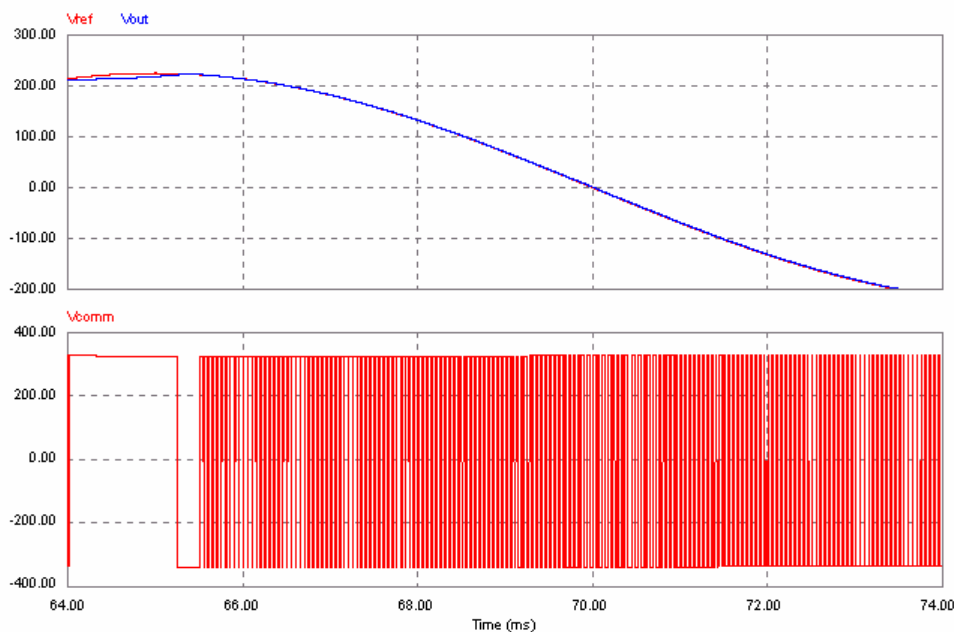


Figura A2.11. Detall de la tensió de sortida i de la freqüència de commutació.

#### A2.5.4. Conclusions

En aquest estudi s'han suposat càlculs instantanis i derivades instantànies. Els resultats obtinguts no han estat el bons que s'esperaven, en especial pel cas de la càrrega no lineal.

Des d'un punt de vista pràctic, aquest cas no es pot arribar a implementar digitalment parlant, doncs sempre existeix un temps de processat (per qualsevol microprocessador) a més del temps que necessita el convertidor analògic-digital. El que sí seria possible realitzar és el càlcul del cicle de treball a l'inici del període a aplicar-lo si s'utilitzés un dispositiu tipus FPGA (*Field Programmable Gate Array*), que són extraordinàriament ràpids.

Tot i l'allunyament de la tensió de sortida respecte la tensió de referència que queda palesa, especialment en el cas que la càrrega és no lineal, des del punt de vista dinàmic de l'estructura de control s'ha de destacar que s'ha eliminat el *chattering* de la tensió de sortida.

A la figura A2.12 es mostra un detall de la tensió de sortida en cadascuna de les càrregues i amb el sistema en buit.

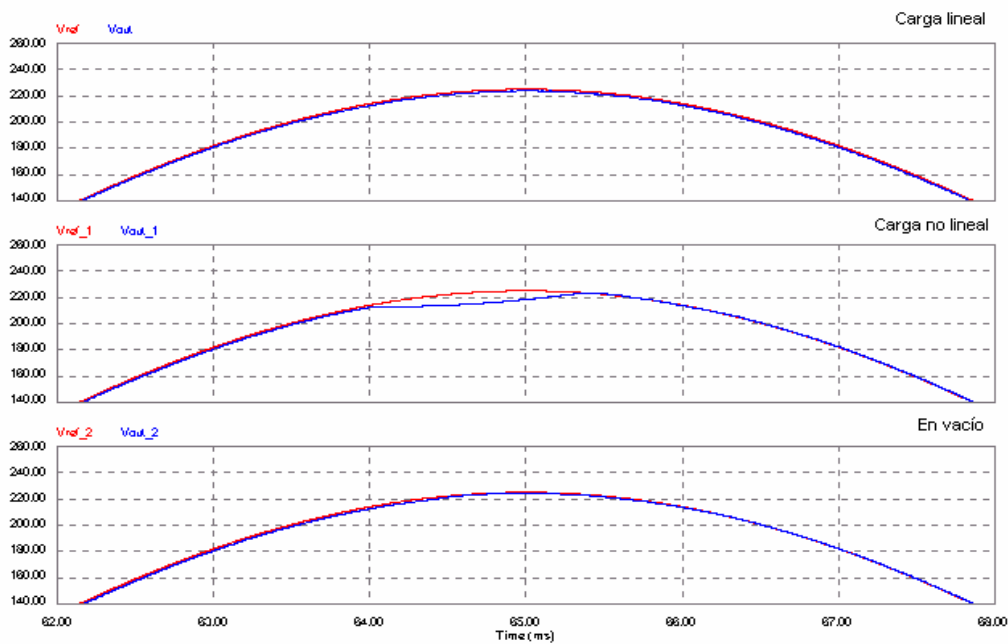


Figura A2.12. Detall de la tensió de sortida.

### A2.6. Simulacions sense retards en els càlculs i derivada digital

En aquest cas, igual que a l'anterior no existeixen retards en als càlculs, així que el cicle de treball dels interruptors es pot continuar calculant a l'inici del període de commutació en el que s'aplicarà. La diferència respecte al cas anterior rau en que en aquest cas es considera que no es disposa d'una superfície de lliscament continua en el temps. Es té en compte que la superfície de lliscament calculada és una funció discreta, degut a que es genera a partir d'unes variables sobre les quals s'ha realitzat un mostreig. D'aquesta manera s'incorpora l'efecte que provoca el conversor analògic-digital sobre l'estructura de control.

Com es disposa d'una superfície de lliscament discreta en el temps, la freqüència de la qual és igual a la freqüència de mostreig de la tensió i del corrent pel condensador, la derivada de la funció  $s$  ja no es pot calcular de forma instantània sinó que s'haurà de calcular de forma aproximada a partir de dues mostres diferent de la funció  $s$ .

El valor de les velocitats de la funció  $s$  és força important en aquesta estructura de control, per que no solament el càlcul de  $d$  depèn d'elles, sinó que també en depèn el gruix de la capa frontera. Al calcular-se una de les derivades a partir de mostres i l'altra a partir d'aquesta, el valor de les velocitats de la funció  $s$  depèn directament de la freqüència de mostreig. És per aquesta raó que la freqüència es converteix en un paràmetre de gran influència.

A més, a l'hora de calcular la derivada a partir de les dues mostres consecutives de la funció  $s$ , s'haurà de tenir en compte si ha existit o no commutació durant el període de mostreig, doncs el càlcul de la derivada varia en cadascun dels casos.

#### A2.6.1. Càlcul discret de la derivada de la funció $s$

Per tal de facilitar les modificacions, el període de mostreig es posa en funció del període de commutació (equació A2.43), així solament s'ha de substituir una variable.

$$T_m = \frac{T_c}{pm} \quad (\text{Eq. A2.43})$$

Es distingeixen dos casos:

- Cas que no ha existit commutació:

El càlcul de la derivada de forma discreta depèn de:

- Si el valor de la variable de control durant el període de mostreig era  $u^-$ , la funció  $s$  durant aquest període ha disminuït i, per tant, les mostres proporcionaran la velocitat de la funció  $s$  baixant (equació A2.44).

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_b = \frac{s_2 - s_1}{\frac{T_c}{pm}} \quad (\text{Eq. A2.44})$$

L'expressió A2.44 considerant el temps escalat queda com indica l'equació A2.45.

$$\left. \frac{ds}{d\tau} \right|_b = pm * (s_2 - s_1) \quad (\text{Eq. A2.45})$$

- Si el valor de la variable de control durant el període de mostreig era  $u^+$ , la funció  $s$  durant aquest període ha augmentat i, per tant, les mostres proporcionaran la velocitat de la funció  $s$  pujant (equació A2.46).

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_p = \frac{s_2 - s_1}{\frac{T_c}{pm}} \quad (\text{Eq. A2.46})$$

L'expressió A2.46 considerant el temps escalat queda com indica l'equació A2.47.

$$\left. \frac{ds}{d\tau} \right|_p = pm * (s_2 - s_1) \quad (\text{Eq. A2.47})$$

- Cas que si ha existit commutació:

El càlcul de la derivada de forma discreta depèn de:

- Si el valor de la variable de control durant el període de mostreig era  $u^-$ , la funció  $s$  ha començat el període disminuint. L'equació que relaciona les dues mostres consecutives de la funció  $s$  entre les que hi ha hagut una commutació es mostra a A2.48.

$$s_1 = s_2 + \left. \frac{ds}{dt} \right|_b \cdot \left( d_{ANT} - \frac{pm-1}{pm} \right) \cdot T_c + \left. \frac{ds}{dt} \right|_p (1 - d_{ANT}) \cdot T_c \quad (\text{Eq. A2.48})$$

A la figura A2.13 es mostra un detall per tal de poder interpretar millor l'expressió A2.48.

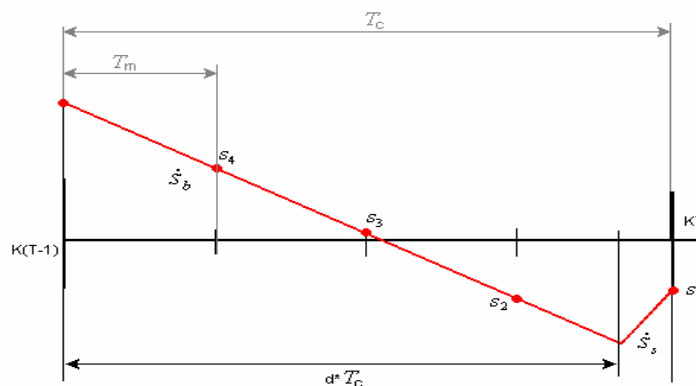


Figura A2.13. Període de commutació.

Substituint a l'expressió A2.48 la velocitat de la funció  $s$  baixant per la seva expressió en funció de la velocitat de la funció  $s$  pujant, s'obté A2.49.

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_b = \left. \frac{ds}{dt} \right|_p + \frac{ds}{dx} \cdot g \cdot (u^+ - u^-) \quad (\text{Eq. A2.49})$$

I aïllant la derivada de la funció  $s$  pujant, s'obté que l'equació que calcula la derivada a partir de dues mostres és (expressió A2.50):

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_p = \frac{s_1 - s_2 - \frac{ds}{dx} \cdot g \cdot (u^- - u^+) \left( d - \frac{pm-1}{pm} \right) \cdot T_c}{\frac{T_c}{pm}} \quad (\text{Eq. A2.50})$$

L'expressió A2.50 considerant el temps escalat queda com indica l'equació A2.51.

$$\left. \frac{ds}{d\tau} \right|_p = pm \cdot (s_1 - s_2) - pm \cdot \frac{ds}{dx} \cdot g \cdot (u^- - u^+) \left( d - \frac{pm-1}{pm} \right) \cdot T_c \quad (\text{Eq. A2.51})$$

- Si el valor de la variable de control durant el període de mostreig era  $u^+$ , la funció  $s$  ha començat el període augmentant. Seguint el mateix procés que a l'apartat anterior, s'arriba a l'equació que permet obtenir el valor de la derivada de la funció  $s$  (equació A2.52).

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_b = \frac{s_1 - s_2 - \frac{ds}{dx} \cdot g \cdot (u^+ - u^-) \left( d - \frac{pm-1}{pm} \right) \cdot T_c}{\frac{T_c}{pm}} \quad (\text{Eq. A2.52})$$

L'expressió A2.52 considerant el temps escalat queda com indica l'equació A2.53.

$$\left. \frac{ds}{d\tau} \right|_b = pm \cdot (s_1 - s_2) - pm \cdot \frac{ds}{dx} \cdot g \cdot (u^+ - u^-) \left( d - \frac{pm-1}{pm} \right) \cdot T_c \quad (\text{Eq. A2.53})$$

## A2.6.2. Càrrega lineal

A la figura A2.14 s'observa la tensió de sortida de l'ondulador per a diferents freqüències de mostreig. No es pot apreciar canvis significatius a la sortida de l'ondulador d'una freqüència de mostreig a una altra.

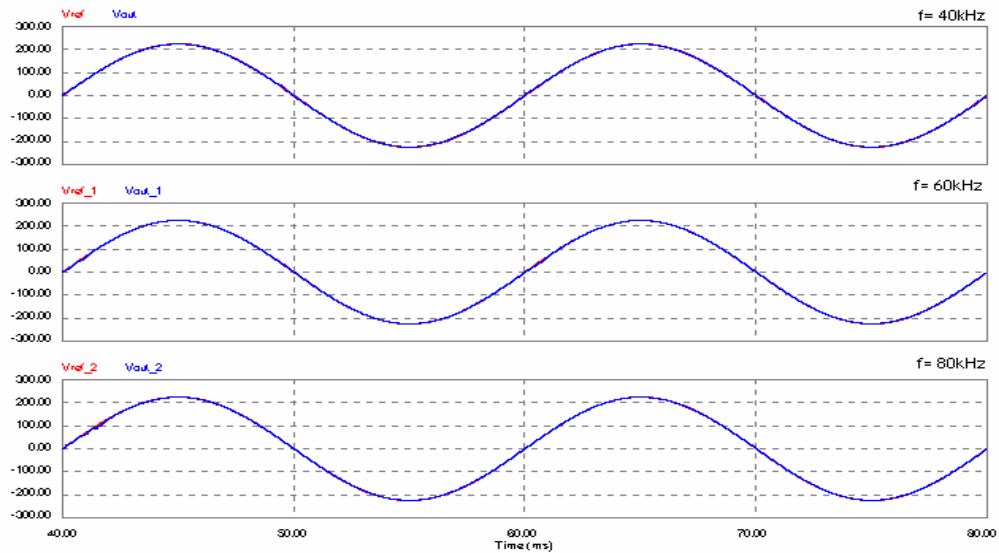


Figura A2.14. Tensió de sortida per a diferents freqüències de mostreig i càrrega lineal.

Si s'observa la figura A2.15, es comprova que, tal i com era d'esperar, el valor del cicle de treball dels interruptors si que es veu afectat per la freqüència de mostreig.

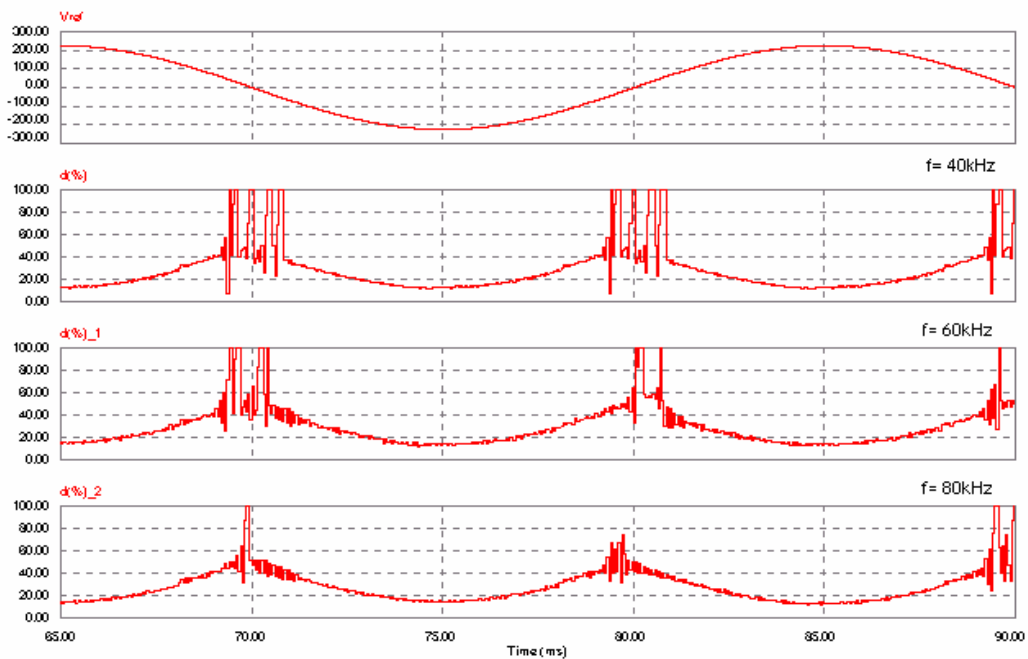


Figura A2.15. Cicle de treball dels interruptors a diferent freqüència de mostreig.



Els punts on més influència té el valor de la freqüència de mostreig són els passos per zero de la tensió de sortida. Es pot veure que a més freqüència, el valor del cicle de treball  $d$  en els passos per zero de la tensió s'allunya més del 100%, cosa que significa que a més freqüència de mostreig, la funció  $s$  es manté a l'interior de la capa frontera més temps. Això es degut a que el gruix de la capa frontera depèn del valor de les derivades  $i$ , la precisió de càlcul d'aquestes és molt important a l'hora de determinar el control de manera adequada. A menor freqüència de mostreig el valor calculat de les velocitats s'allunya més del real  $i$ , per tant, les suposicions que realitza el control per a determinar el valor del cicle de treball  $d$  i  $u$  s'allunyen més de la realitat.

### A2.6.3. En buit

Els resultats de les simulacions amb el convertidor en buit són molt semblants als obtinguts amb la càrrega lineal. A la figura A2.16 es mostra la tensió de sortida de l'ondulador a diferents freqüències de mostreig. No s'observa una gran diferència amb la tensió de sortida quan l'ondulador alimentava una càrrega lineal.

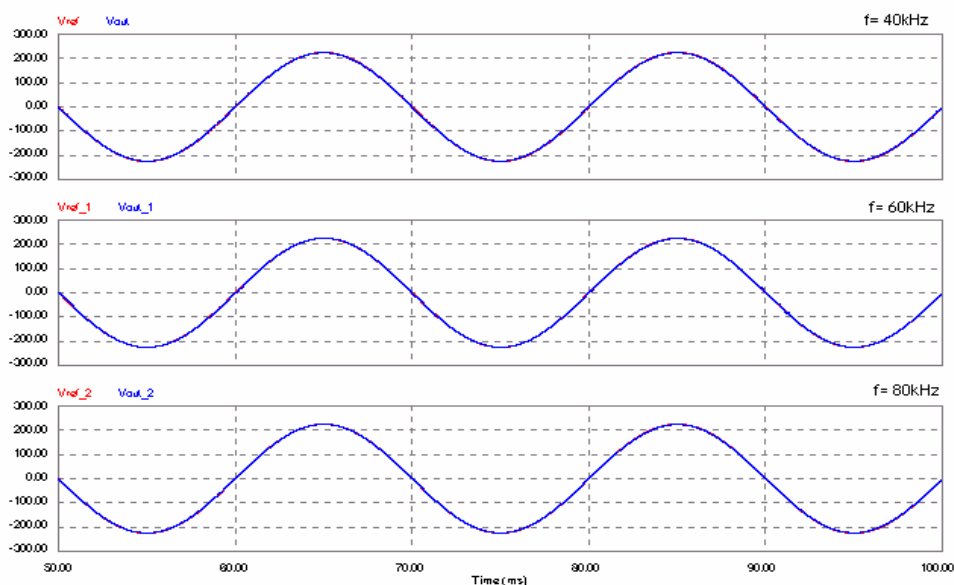


Figura A2.16. Tensió de sortida en buit per a diferents freqüències de mostreig.

A l'igual que passava amb la càrrega lineal, la diferència deguda a la variació de la freqüència de mostreig s'observa en el valor del cicle de treball dels interruptors als passos per zero (figura A2.17). El valor del cicle de treball s'allunya dels valors propers a la unitat (100%) a mesura que s'augmenta la freqüència de mostreig (figura A2.17).

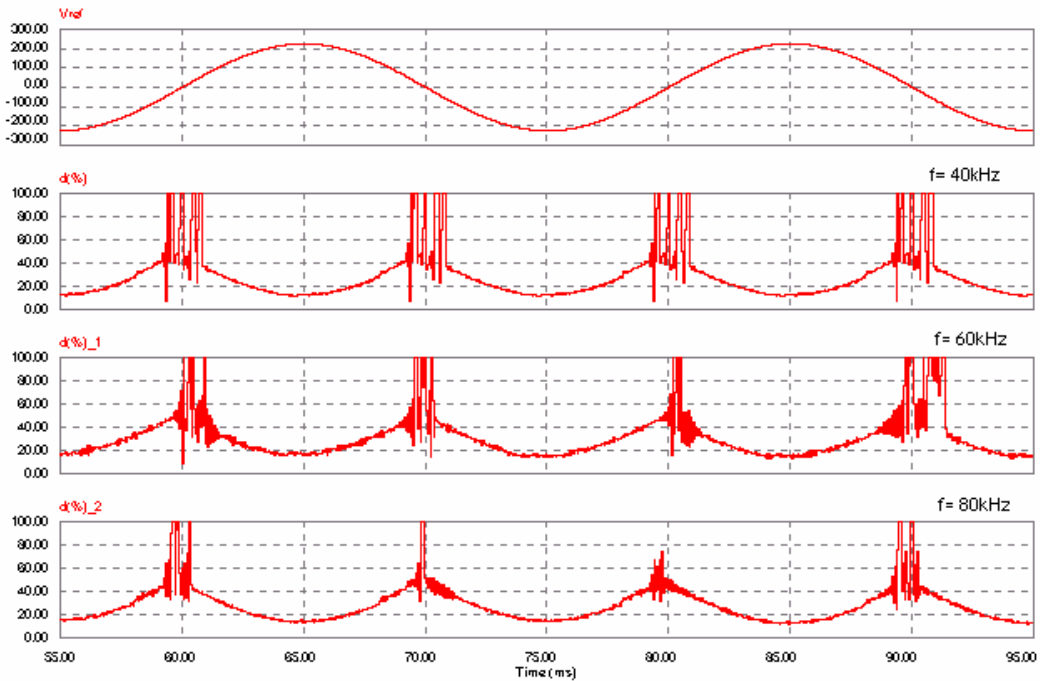


Figura A2.17. Cicle de treball dels interruptors a diferents freqüències.

A manera d'exemple, a la figura A2.18 s'han representat les commutacions dels interruptors a les diferents freqüències. S'hi pot observar que a major freqüència de mostreig, més constant es la freqüència de commutació, és a dir, el sistema està més estona dins la capa frontera.

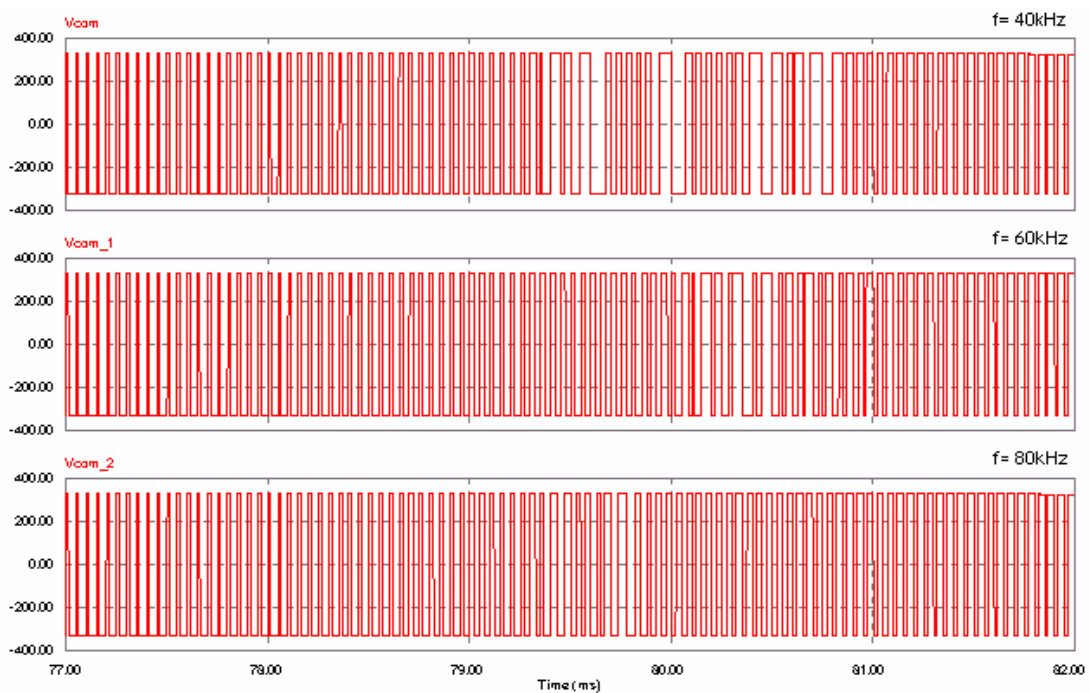


Figura A2.18. Detall de la freqüència de commutació dels interruptors.

#### A2.6.4. Càrrega no lineal

A la figura A2.19 es mostra la tensió de sortida del convertidor per a diferents freqüències de mostreig. De la mateixa manera que passava anteriorment, aquest algoritme de control no dona uns resultats tan bons amb càrrega no lineal com en càrrega lineal o en buit.

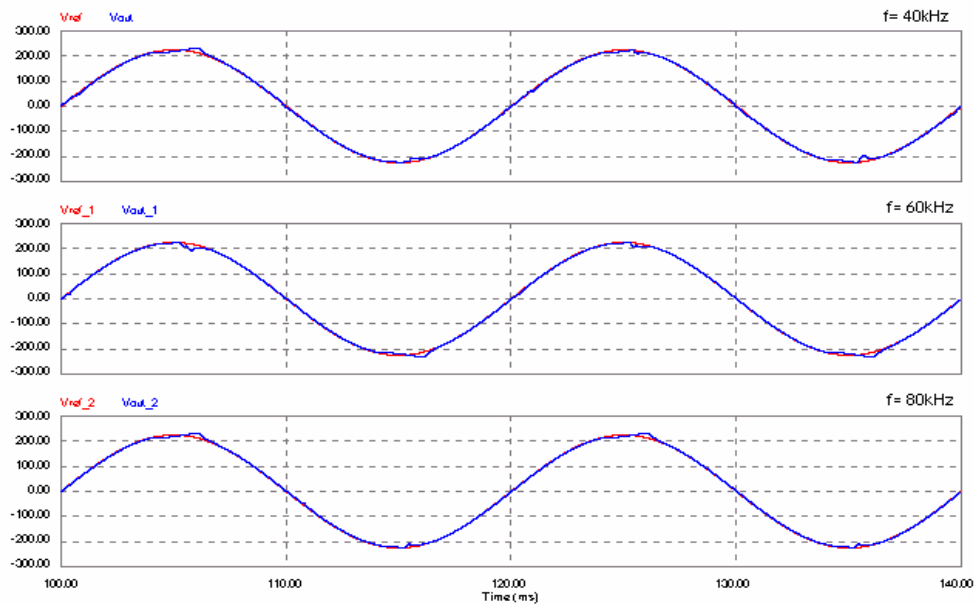


Figura A2.19. Tensió de sortida a diferents freqüències de mostreig amb càrrega no lineal.

La tensió de sortida es desvia de la tensió de referència, en especial a l'entorn dels màxims i dels mínims.

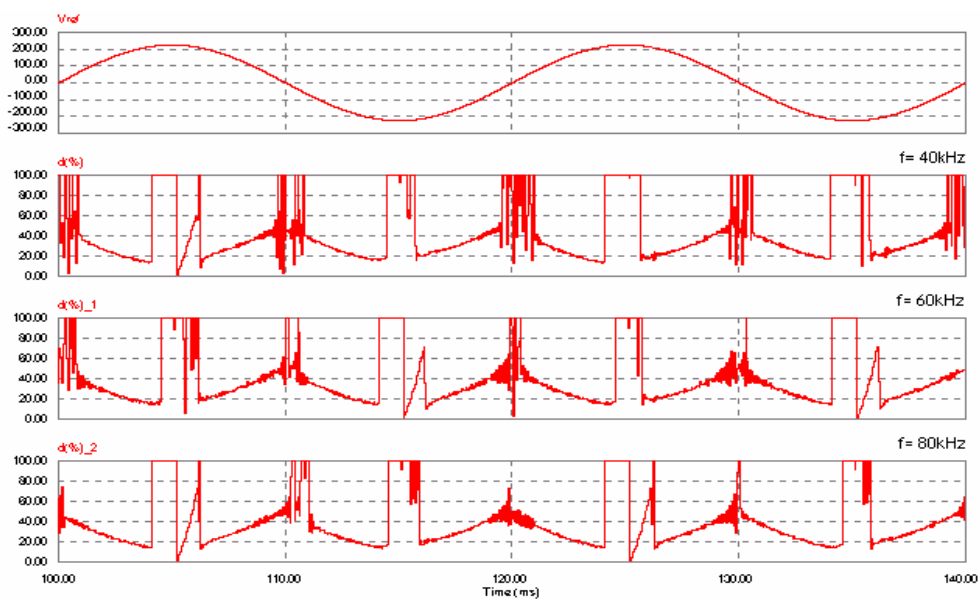


Figura A2.20. Cicle de treball dels interruptors a diferents freqüències de mostreig.

A la figura A2.20 es poden observar els diferents valors del cycle de treball dels interruptors i, a l'igual que en casos anteriors, el tenir una bona dinàmica en els passos per zero de la tensió de sortida depèn de la freqüència de mostreig. Els pics de corrent consumits per la càrrega no lineal provoquen que el sistema surti de l'interior de la capa frontera.

Com ja s'ha vist en anteriors ocasions, la conseqüència immediata que el cycle de treball dels interruptors prengui el valor 100% és la pèrdua de commutacions, és a dir, que la freqüència de commutació dels interruptors deixa de ser constant (20 kHz) i, per tant, pot produir soroll per commutar els interruptors a freqüència audible.

#### A2.6.5. Conclusions

Tot i que s'ha vist que la tensió de sortida de l'ondulador no es veu massa afectada pel valor de la freqüència de mostreig, aquesta, si que té un efecte directe sobre el control i, per tant, sobre la freqüència de commutació dels interruptors de potència. El funcionament del controlador millora a mesura que augmenta la freqüència i, en el cas de 80 kHz, s'aconsegueixen resultats que no difereixen substancialment del cas A2.5 (simulacions sense retards en els càlculs i derivada continua). Com a exemple, la figura A2.21 mostra la pèrdua de commutacions degut als pics de corrent de la càrrega no lineal.

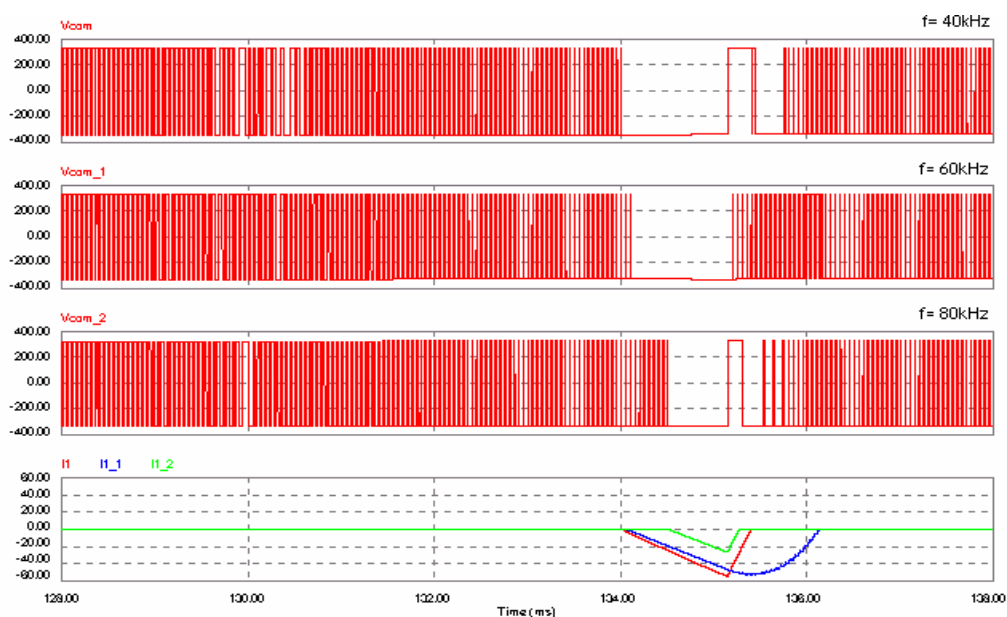


Figura A2.21. Intensitat per la càrrega no lineal i commutació dels interruptors.

### *A2.7. Simulacions amb retards en els càlculs i derivada digital*

En aquest cas s'introdueix una nova limitació. La implementació digital d'aquest algoritme de control impedeix que els càlculs es puguin realitzar de forma instantània, doncs es necessita d'un temps de processat que provoca un retard en els càlculs de les variables de control.

Com a conseqüència d'aquest retard, el valor de les variables de control ja no pot ésser calculat al principi del període de commutació en el que s'han d'aplicar i, per tant, es calcularan durant l'últim període de mostreig del període de commutació anterior al que seran aplicades.

Per això s'hauran de preveure els valors de les velocitats i de la funció  $s$  durant el període de commutació següent. Aquestes aproximacions es realitzaran amb les dades disponibles durant el període de mostreig en el que es realitzen els càlculs:

- el valor previst de les velocitats serà igual al calculat durant el període de commutació on es realitzen els càlculs, suposant d'aquesta manera que els valors es mantenen constants d'un període a un altre.
- el valor previst de la superfície de lliscament a l'inici del període de commutació es calcularà a partir de l'última mostra de la funció  $s$ , les velocitats de la funció  $s$  previstes i suposant que la funció  $s$  descriu una trajectòria lineal entre mostres.

A partir dels valors previstos es determina el valor de la variable de control  $u$  a l'inici del període de commutació següent, s'avalua si el sistema es troba a l'interior de la capa frontera i, en conseqüència, es calcula el valor del cicle de treball dels interruptors durant aquest mateix període.

Tots aquests càlculs es realitzen durant l'interval de temps que va des de  $s_2$  a  $s_1$  (veure figura A2.13). D'aquesta manera, abans de començar el període de commutació següent ja s'haurà determinat el seu valor. Igual que en el cas anterior, es considera que es disposa d'una funció  $s$  generada a partir d'unes variables sobre les que s'ha realitzat un mostreig i que, per tant, el càlcul de les derivades s'haurà d'aproximar de forma discreta.

Les equacions que determinen el valor de la derivada discreta a partir de dues mostres consecutives de la funció  $s$  són les mateixes que en el cas anterior, però cal tenir en compte que en aquest cas hi ha un retard d'un període de mostreig  $i$ , enlloc de tractar-se de  $s_1$  i de  $s_2$  es tracta de  $s_2$  i de  $s_3$ .

A la taula A2.1 es mostra un quadre resum de les fórmules a utilitzar en aquest cas.

	$S_I > 0$	$S_I < 0$
$duty_{\Delta NT} < 0.5$	$\left. \frac{ds}{dt} \right _b = \frac{s_2 - s_1 - \frac{ds}{dx} g \cdot [u^- - u^+]}{0.5T}$ $\left. \frac{ds}{dt} \right _p = \left. \frac{ds}{dt} \right _b + \frac{ds}{dx} g \cdot [u^- - u^+]$ $s_3 = s_2 + \left. \frac{ds}{dt} \right _b \cdot \frac{T}{2}$	$\left. \frac{ds}{dt} \right _p = \frac{s_2 - s_1 - \frac{ds}{dx} g \cdot [u^+ - u^-]}{0.5T}$ $\left. \frac{ds}{dt} \right _b = \left. \frac{ds}{dt} \right _p + \frac{ds}{dx} g \cdot [u^+ - u^-]$ $s_3 = s_2 + \left. \frac{ds}{dt} \right _p \cdot \frac{T}{2}$
$duty_{\Delta NT} > 0.5$	$\left. \frac{ds}{dt} \right _b = \frac{s_2 - s_1}{0.5T}$ $\left. \frac{ds}{dt} \right _p = \left. \frac{ds}{dt} \right _b + \frac{ds}{dx} g \cdot [u^+ - u^-]$ $s_3 = s_2 + \left. \frac{ds}{dt} \right _b \left( duty_{\Delta NT} - \frac{T}{2} \right) + \left. \frac{ds}{dt} \right _p (1 - duty_{\Delta NT}) T$	$\left. \frac{ds}{dt} \right _p = \frac{s_2 - s_1}{0.5T}$ $\left. \frac{ds}{dt} \right _b = \left. \frac{ds}{dt} \right _p + \frac{ds}{dx} g \cdot [u^- - u^+]$ $s_3 = s_2 + \left. \frac{ds}{dt} \right _p \left( duty_{\Delta NT} - \frac{T}{2} \right) + \left. \frac{ds}{dt} \right _b (1 - duty_{\Delta NT}) T$
$duty_{\Delta NT} = 0.5$	$\left. \frac{ds}{dt} \right _b = \frac{s_2 - s_1}{0.5T}$ $\left. \frac{ds}{dt} \right _p = \left. \frac{ds}{dt} \right _b + \frac{ds}{dx} g \cdot [u^+ - u^-]$ $s_3 = s_2 + \left. \frac{ds}{dt} \right _b \cdot \frac{T}{2}$	$\left. \frac{ds}{dt} \right _p = \frac{s_2 - s_1}{0.5T}$ $\left. \frac{ds}{dt} \right _b = \left. \frac{ds}{dt} \right _p + \frac{ds}{dx} g \cdot [u^- - u^+]$ $s_3 = s_2 + \left. \frac{ds}{dt} \right _p \cdot \frac{T}{2}$

Taula A2.1. Quadre resum de les expressions a aplicar.

### A2.7.1. Càrrega lineal

La figura A2.22 mostra, per a diferents freqüències de mostreig, la comparació entre la tensió de sortida de l'ondulador i la tensió de referència utilitzada pel control. En aquest cas es veu la diferència entre les formes d'ona de la tensió de sortida aconseguides. Es comprova que a mesura que augmenta la freqüència de mostreig la tensió de sortida es desvia menys de la tensió de referència, obtenint uns resultats millors. A la freqüència de 80 kHz s'obtenen uns resultats semblants al cas més ideal (A2.5).

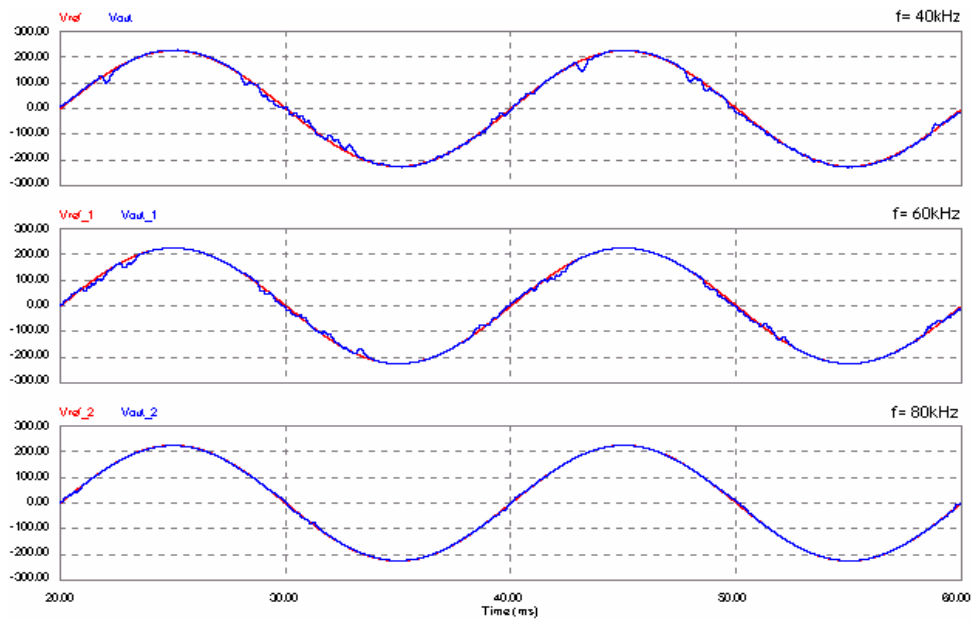


Figura A2.22. Tensió de sortida per a diferents freqüències de mostreig i càrrega lineal.

A la figura A2.23 es pot observar l'evolució temporal del cicle de treball dels interruptors i es comprova que fins i tot a la freqüència de 80 kHz els passos per zero de la tensió de sortida són punts d'inestabilitat.

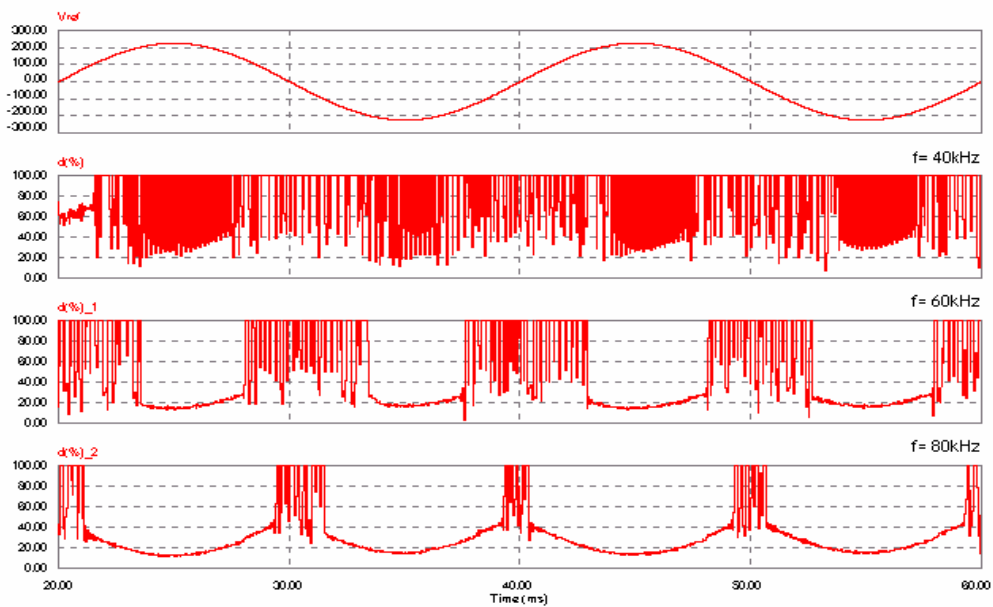


Figura A2.23. Cicle de treball dels interruptors amb càrrega lineal.

A la figura A2.24 es representa, per a una freqüència de mostreig de 80 kHz, un detall en el qual es pot apreciar que fins i tot tractant-se d'una càrrega lineal se surt fora de la capa frontera i, per tant, no es manté la freqüència de commutació dels interruptors.

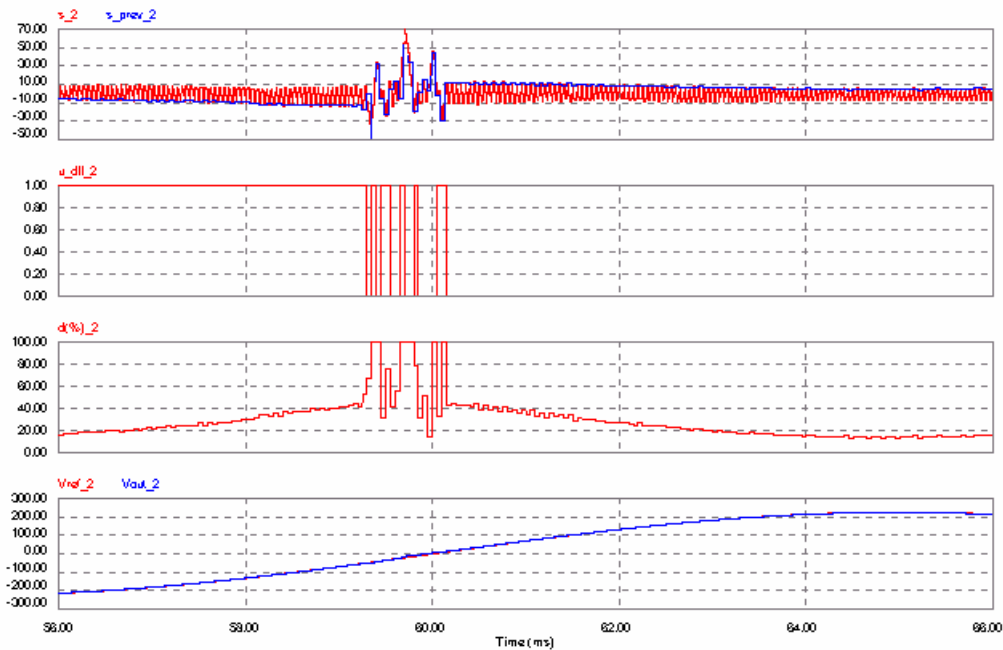


Figura A2.24. Detall de la inestabilitat al pas per zero de la tensió de sortida.

### A2.7.2. En buit

Els resultats obtinguts amb aquest algoritme de control amb el sistema en buit són força similars als obtinguts amb el sistema alimentant una càrrega lineal i s'ha considerat oportú no representar-los gràficament per tal de no sobrecarregar el present annex.

### A2.7.3. Càrrega no lineal

Les simulacions amb càrrega no lineal proporcionen, igual que en els casos anteriors, els pitjors resultats del mètode de control. Els pics d'intensitat consumida constitueixen una zona on la desviació de la tensió de la sortida respecte la referència es fa palesa.

De la mateixa manera que passava amb la càrrega lineal, els resultats amb una freqüència de 80 kHz són acceptables, però en canvi, per a freqüències de mostreig inferiors, les desviacions de la tensió de sortida respecte a la desitjada es poden observar a simple vista (figura A2.25).

A la figura A2.26 es mostra l'evolució temporal del cicle de treball dels interruptors de potència i es comprova que aquest es veu afectat tant en els passos per zero com en els



trams on es produeixen els pics d'intensitat consumida per la càrrega no lineal. En aquest últim cas, la diferència entre les diferents freqüències és molt més notable.

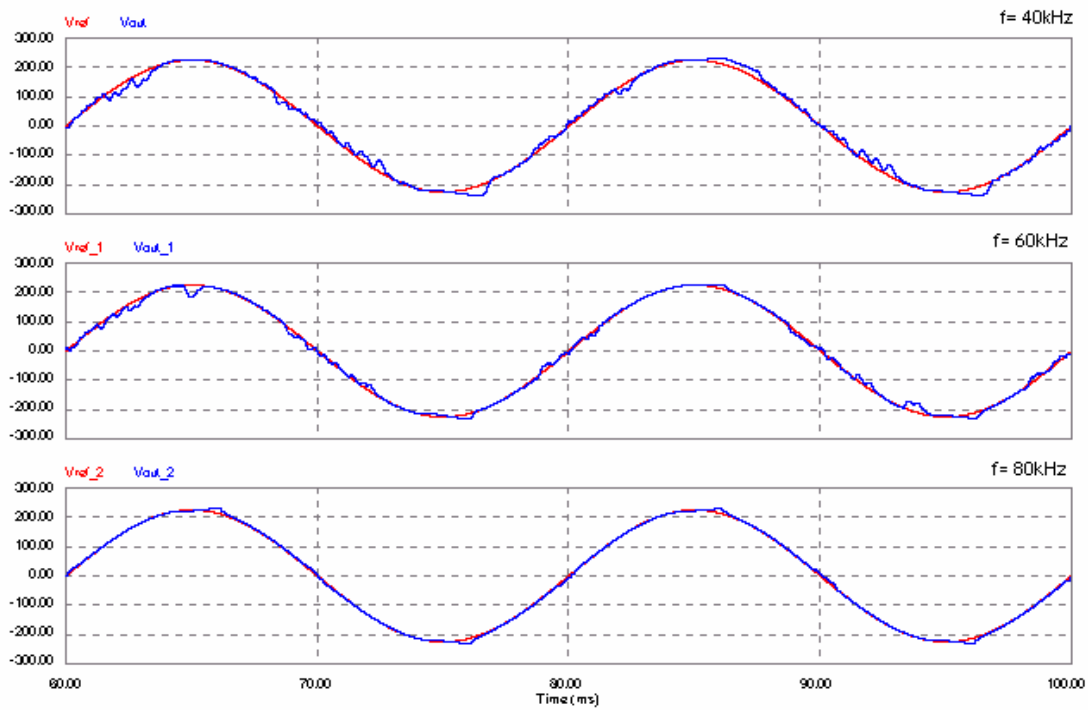


Figura A2.25. Tensió de sortida per diferents freqüències de mostreig i amb càrrega no lineal.

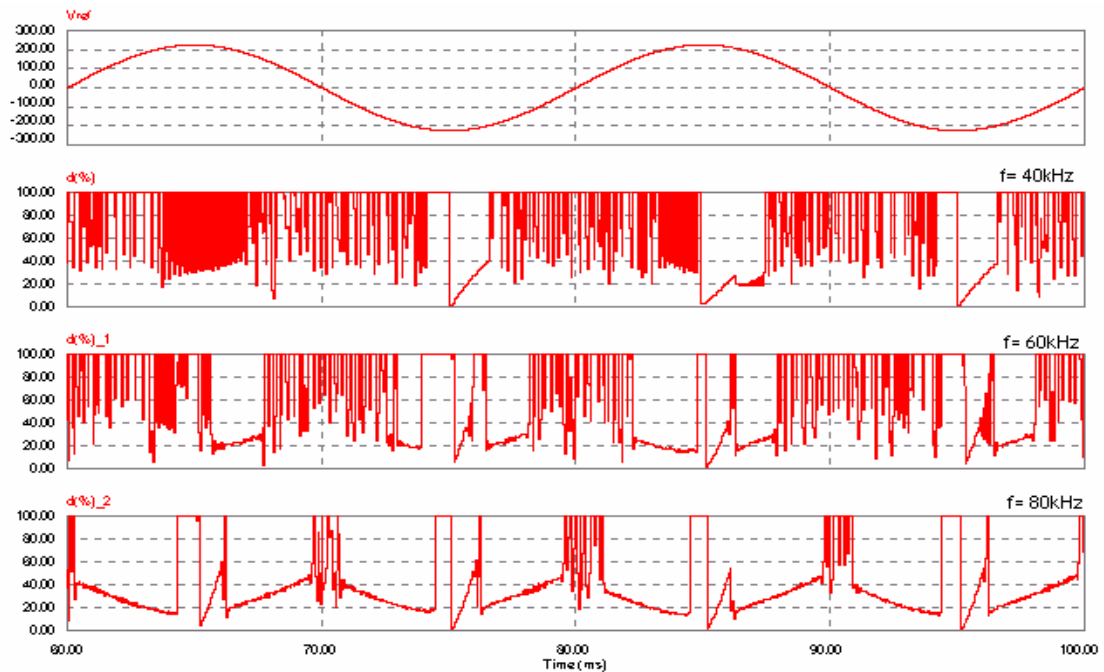


Figura A2.26. Evolució temporal del cicle de treball dels interruptors.

## *A2.8. Conclusions*

Durant els diferents casos simulats s'ha comprovat que la implementació digital comporta errors i que aquests errors influeixen de manera negativa a la resposta del sistema. El fet que el valor de les variables de control estigui íntimament relacionat amb el de les velocitats de la funció  $s$  provoca que un valor erroni d'aquestes pugui desestabilitzar el control.

L'entorn de simulació de l'últim dels casos (A2.7) és el més proper a les condicions d'implementació reals d'aquesta estructura de control degut a que contempla tots els retards i limitacions associades. Els resultats obtinguts a baixes freqüències de mostreig no presenten la dinàmica esperada en el sistema de control.

A una freqüència de mostreig de 80 kHz els resultats són bastant propers al primer cas (A2.5, sense limitacions de cap classe); tot i així, la dinàmica del sistema als passos per zero de la tensió de sortida no és la desitjada. A l'entorn dels passos per zero, la trajectòria de la funció  $s$  deixa d'estar confinada dins la capa frontera en totes les situacions (estats de càrrega) simulades i, per tant, totes les avantatges d'aquesta estructura de control es perden.

A més, s'ha de destacar que el sistema de control s'ha tornat molt més sensible a les perturbacions. Això es comprova en els casos de càrrega no lineal. En els instants de temps en els que el corrent de la càrrega comença a variar de forma ràpida, el sistema de control es desestabilitza, abandonant l'interior de la capa frontera i deixant d'optimitzar la freqüència de commutació dels interruptors. Fins i tot en el cas ideal es fa palesa la sensibilitat del sistema de control amb càrrega no lineal.

Aquest augment de la sensibilitat és inherent a l'establiment de la capa frontera, però en aquest algoritme de control es veu molt més accentuada al dependre, tota l'estructura de control, del valor de les velocitats de la funció  $s$ . És per aquesta raó que la freqüència de mostreig esdevé un paràmetre força important no des del punt de vista de la commutació dels interruptors (com passa en altres casos) sinó des del punt de vista del control.