



TESI DOCTORAL

**APORTACIO AL CONTROL AMB
MICROPROCESSADOR DE CONVERTIDORS
CC/CC**

Autor: JOSEP BORDONAU FARRERONS

Director: JOAN PERACAULA ROURA

Barcelona, Febrer de1990

5.CONTROL DELS CONVERTIDORS CC/CC

5.1.MODES BÀSICS DE CONTROL

En aquest capítol es tractaran específicament aspectes relacionats amb el circuit de control d'un convertidor cc/cc.

Es prestarà una atenció especial als dos modes de control més importants i que després s'utilitzaran en els desenvolupaments de la Tesi del capítol 6: el mode de la relació de conducció i el mode del corrent programat.

També es donaran les bases mínimes per a entendre els mètodes de control a l'espai d'estat, ja que és necessari pel desenvolupament que es fa al capítol 6.

A tots els casos es considera que hi ha una tensió d'error, amplificada convenientment, definint el valor del paràmetre en qüestió (la relació de conducció o el corrent programat) i el funcionament del circuit de potència.

A la Figura 5.1 es descriu com es realitza físicament aquest procés.

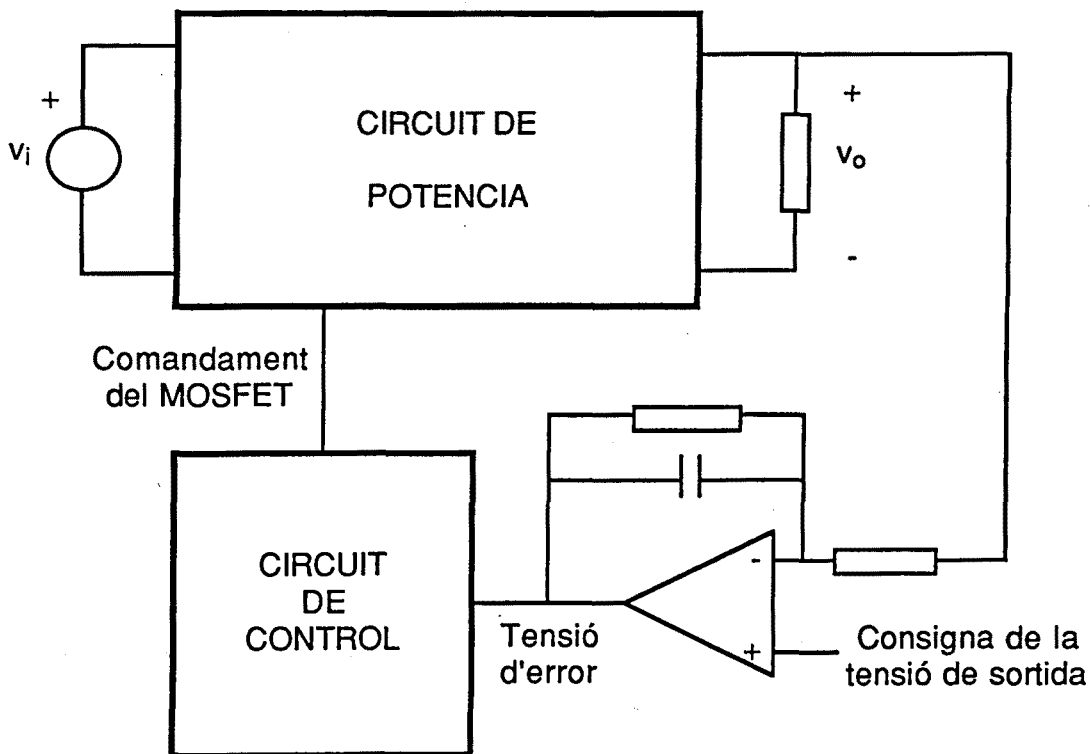


Figura 5.1. Interconnexions entre el circuit de potència i el circuit de control d'un convertidor cc/cc. S'explicita la obtenció de la tensió d'error.

A la Figura 5.1 s'han explicat els circuits de control i de potència com a blocs a part. Usualment, però, l'amplificador operacional que realitza la comparació entre la tensió de referència i la de sortida per a proporcionar la tensió d'error, es considera inclòs dins del circuit de control. Aquí s'ha separat per indicar quin és el paràmetre a partir del qual es decideix com ha d'evolucionar el comandament de la porta del MOSFET (o de la base del transistor bipolar).

5.1.1. Mode de la relació de conducció

El circuit de control treballa en aquest mode quan el que es desitja és actuar sobre la relació de conducció o, el que és equivalent, sobre la relació entre l'interval de conducció del transistor -Ton- i el període de commutació -Ts-. Existeixen diferents possibilitats depenent del paràmetre que es consideri constant i del que es variï. Aquestes variacions s'estudien en els següents apartats.

5.1.1.1. Modulació de l'amplada del pols

En el tipus de control basat en la modulació de l'amplada del pols (Pulse Width Modulation), el que es fa és mantenir constant el valor del període de commutació Ts, canviant el valor de l'interval de temps en que condueix el transistor Ton, aconseguint llavors la modulació desitjada de la relació de conducció.

L'expressió (5.1) resumeix quantitativament lo anterior.

$$\boxed{\begin{array}{l} T_s = \text{constant} \\ T_{on} \text{ variable} \end{array}} \Rightarrow d = \frac{T_{on}}{T_s} \text{ variable} \quad (5.1)$$

Aquest és el mètode més freqüent, per diferència, per a modular la relació de conducció. Al llarg d'aquesta Tesi, si no es diu el contrari, quan es parla de control en mode de la relació de conducció, s'entén que s'està utilitzant la modulació de l'amplada dels polsos (PWM).

Existeixen circuits integrats que permeten realitzar directament un control analògic d'aquest tipus, tal com es tractarà a l'apartat 5.3.1.

A la Figura 5.2 es mostra com es pot arribar a obtenir la modulació desitjada de la relació de conducció en aquest mode.

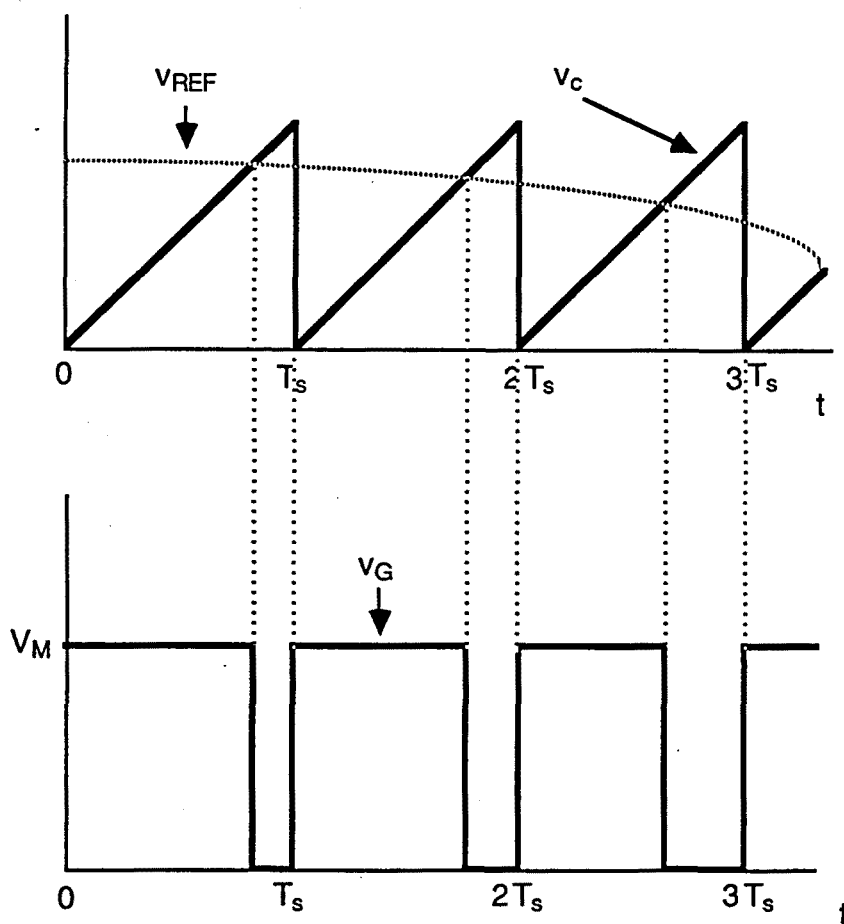


Figura 5.2. Principi de la modulació de l'amplada del pols (PWM), un dels mètodes de control en mode de la relació de conducció.

En aquest mètode s'observa que el període de commutació T_s és constant, essent variables tant l'interval de conducció T_{on} com el de bloqueig T_{off} .

La magnitud de l'interval de conducció T_{on} queda determinat a cada període de commutació pel punt d'intersecció entre la tensió de referència v_{REF} i la tensió de control v_c en forma de rampa.

S'ha inclòs a la Figura 5.2 la tensió que s'aplica al transistor del convertidor v_G . En el cas de que el transistor del convertidor fós de tecnologia bipolar, aquesta forma d'ona v_G seria la que s'aplicaria a l'entrada del circuit de comanda del transistor o *driver*. En canvi, si el transistor del convertidor fós un MOSFET, directament pot ser v_G la tensió que s'aplica a la porta del dispositiu.

Val la pena notar que un sistema controlat d'aquesta manera ja és inherentment discret, independentment de que el control es faci analògicament o digital. Això és degut a que l'actualització del valor de la

relació de conducció d es fa a cada període de commutació només una vegada. És a dir, el sistema es comporta com si existís una discretització intrínseca amb un període de mostreig de valor igual al període de commutació. De fet, aquest detall ja es pot apreciar en la resposta freqüencial contínua (no cal utilitzar la discreta), doncs apareixen freqüències característiques múltiples de la freqüència de commutació. El mode de modulació de l'amplada del pols es pot descriure també mitjançant un diagrama d'estats com el de la Figura 5.3.

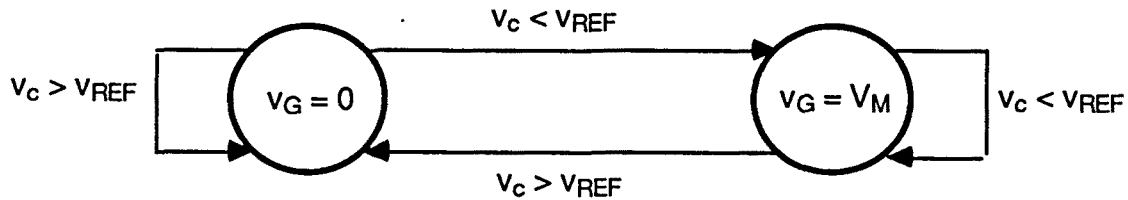


Figura 5.3. Autòmat per a definir el mode de control de la relació de conducció basat en la modulació de l'amplada del pols

Amb les definicions que s'han fet a les Figures 5.2 i 5.3, ja s'ha donat una visió qualitativa de la modulació de l'amplada del pols.

L'expressió (5.2) descriu l'evolució de la tensió de control, que en aquest mode es comporta de manera perfectament periòdica.

$$v_c = \frac{V_{Cm\grave{a}x}}{T_s} t \quad (5.2)$$

$$t \in (0, T_s]$$

A partir de l'expressió (5.2) i de la Figura 5.2 queda definida la durada dels intervals de conducció i de bloqueig del transistor, simplement trobant la intersecció de la tensió de referència v_{REF} amb la tensió de control v_c . El resultat es dona a (5.3).

$$v_{REF} = \frac{V_{Cm\grave{a}x}}{T_s} T_{on} \Rightarrow T_{on} = \frac{v_{REF}}{V_{Cm\grave{a}x}} T_s \quad (5.3)$$

$$T_{off} + T_{off'} = T_s - T_{on} \Rightarrow T_{off} + T_{off'} = \left(1 - \frac{v_{REF}}{V_{Cm\grave{a}x}}\right) T_s$$

A la (5.3) s'ha donat la duració global de l'interval de bloqueig del transistor, independentment de que el mode de conducció del convertidor sigui continu o discontinu.

Finalment, l'equació (5.4) proporciona el valor de la relació de conducció dins d'un període de commutació, donat el valor de la tensió de referència.

$$d = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{V_{REF}}{V_{Cm\grave{a}x}} \quad (5.4)$$

En aquests moments és convenient descriure, en un diagrama de blocs, la configuració típica d'un controlador per modulació de l'amplada del pols. Aquest diagrama, que s'ofereix a la Figura 5.4, correspondria a la realització d'un controlador analògic bàsic en aquest mode, però la idea seria formalment extensible al cas d'un controlador digital.

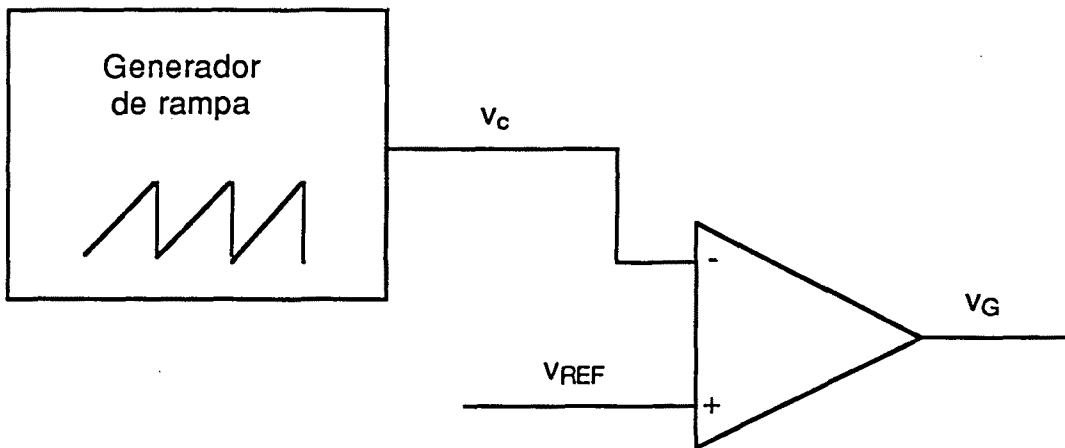


Figura 5.4. Diagrama de blocs bàsic d'un controlador per modulació de l'amplada del pols

El diagrama de la Figura 5.4 inclou simplement un circuit que genera una forma d'ona en rampa que té la freqüència igual al valor desitjat de la freqüència de commutació f_s . A més a més, apareix un comparador per determinar el moment en que es bloqueja el transistor, depenent del valor de la tensió de referència.

El que s'ha exposat fins ara, però, correspon a l'anàlisi del funcionament en llaç obert del convertidor, doncs la tensió de referència o de comanda v_{REF} actúa directament per definir el valor de la relació de conducció.

Si es treballa amb un esquema com el presentat a la Figura 5.1, llavors cal que la realimentació de la tensió de sortida sigui utilitzada d'alguna manera en els càlculs citats de la freqüència de commutació i de la relació de conducció.

La manera més directa consisteix en que la tensió de referència v_{REF} no estigui relacionada només amb el valor desitjat de la tensió de sortida, sinó també amb la tensió real de sortida. Això es pot aconseguir mitjançant l'esquema de la Figura 5.1, a on es té la típica estructura de realimentació negativa.

El que s'ha anomenat tensió de referència v_{REF} en aquestes deduccions pot ser el que a la Figura 5.1 s'ha indicat com a *tensió d'error*.

Existeixen altres mètodes per aconseguir modulacions addicionals de la relació de conducció dependent d'altres condicions del convertidor.

El més extès és el *feedforward* o en el control de l'alimentació directa. Aquest mètode l'inclouen circuits integrats analògics de control PWM, com el NE5560 de Philips, veure Philips (1988). Es basa en el fet de que la tensió d'alimentació del circuit integrat s'obté a partir de la tensió d'entrada del convertidor. Llavors, es fa dependre el nivell màxim de la rampa de la tensió de control v_c , per així obtenir un doble llaç de control: el creat per la tensió de sortida a través de v_{REF} , com s'ha comentat abans, i l'introduït per la tensió d'entrada mitjançant el *feedforward*.

5.1.1.2. Modulació de la freqüència del pols

Aquest mètode de control de la relació de conducció es basa en la consideració d'una freqüència de commutació no constant, sinò modulada (Pulse Frequency Modulation). Ara doncs, resulta un període de commutació no constant, però, en canvi, es defineix com a constant un dels subinterval·ls de funcionament del transistor: o bé T_{on} o bé T_{off} .

Es descriurà el cas en que es considera constant el temps de conducció del transistor T_{on} . El raonament seria anàleg si es treballés en el mode en que es manté constant el temps de bloqueig del transistor T_{off} .

La Figura 5.3 mostra gràficament l'evolució temporal del control del convertidor en aquest mode.

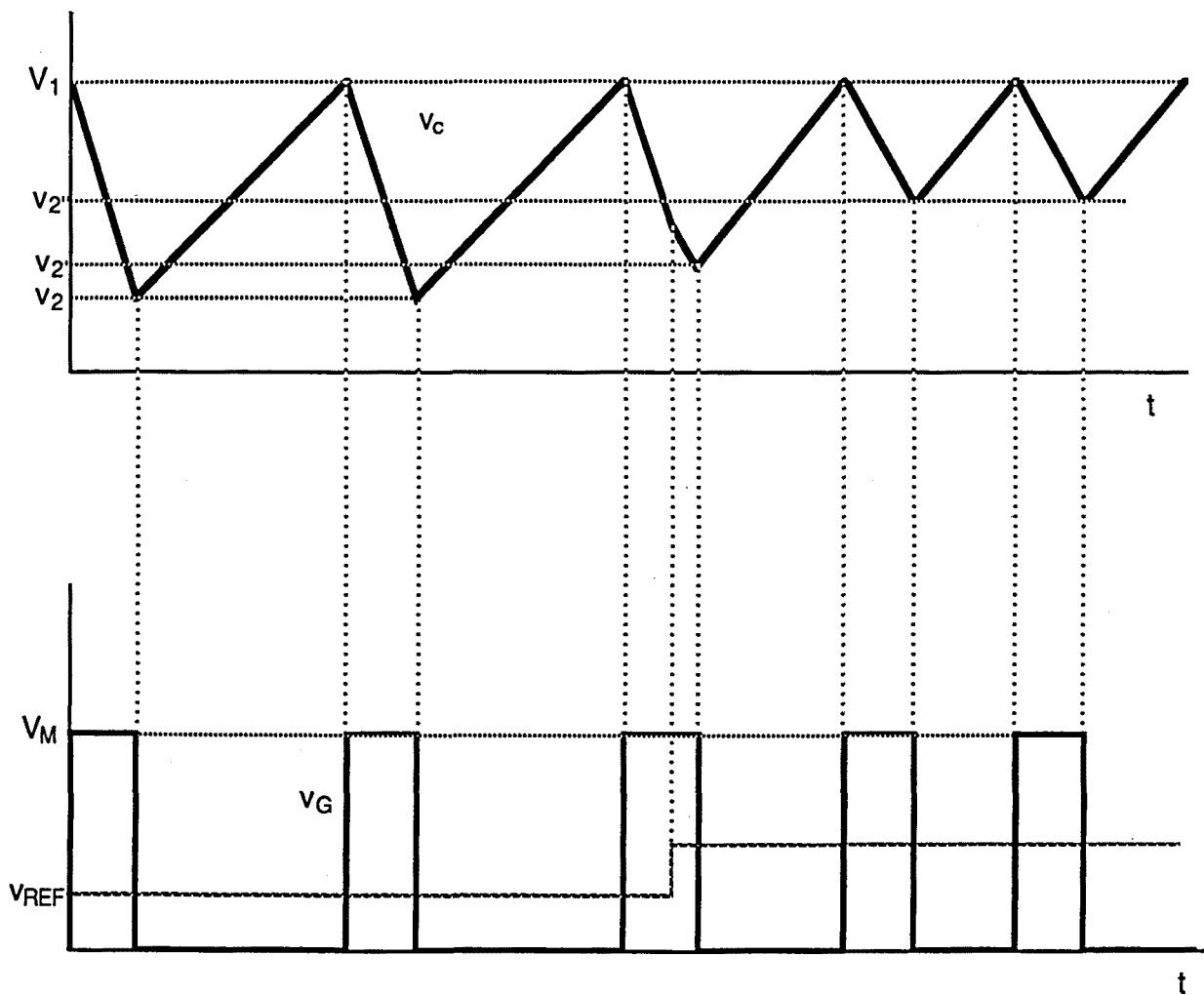


Figura 5.5. Diagrama temporal del control per modulació de la freqüència del pols.

A la Figura 5.3 v_{REF} representa la tensió de comanda del convertidor, la que defineix el valor desitjat de la tensió de sortida. S'ha suposat una evolució en esglao d'aquesta comanda. L'esglao s'ha dibuixat en un instant arbitrari del període de commutació. Pot succeir durant T_{on} o durant T_{off} , sense que canviï qualitativament l'anàlisi que es presenta.

La forma d'ona v_G és la que s'aplica al transistor del convertidor. Per fixar idees, pot ser directament la tensió aplicada a la porta d'un MOSFET, o també pot ser la tensió que arriba al circuit de comandament (o driver) de la base d'un transistor bipolar. És una forma d'ona rectangular amb dos valors diferenciats: V_M , corresponent a una tensió suficient per a assegurar la conducció del transistor, i 0 per a bloquejar-lo. S'ha indicat la correspondència de cadascun d'aquests intervals indicats amb els períodes T_{on} i T_{off} .

Finalment, v_c representa l'evolució de la tensió de control que permet determinar l'estat del transistor en cada moment. Hi ha un valor de la tensió de control que és molt característic, que és el que s'ha anomenat V_1 , ja que és aquell valor pel que es fa començar a conduir el transistor. Es manté en aquest estat durant un interval de temps fix igual a T_{on} , interval de temps en que la tensió de control va disminuint. Un cop acabat l'interval T_{on} , la tensió de control passa a ser creixent i el temps que tarda en arribar un altre cop a fer-se igual a V_1 és igual a l'interval T_{off} .

A la Figura 5.3 s'observa que, com sembla natural i intuïtiu, un augment de la tensió de referència, fa que disminueixi l'interval de bloqueig del transistor T_{off} . Per tant, la relació de conducció amb que treballa el transistor augmenta, el que es traduirà en que la tensió de sortida tendirà a augmentar. Recordar les funcions de transferència deduides als capítols 1 i 2, en que per a un valor aproximadament constant de la tensió d'entrada, la tensió de sortida és una funció creixent quan es pren la relació de conducció com a variable independent.

Cal notar que, en tota aquesta anàlisi, es considera que l'interval T_{off} pot incloure l'interval T_{off} en cas de que el convertidor treballi en mode de conducció discontinua.

De fet, les formes d'ona de la Figura 5.3 s'han suposat per a un control de tipus analògic, ja que en cas de que es fes un control totalment discret, no seria necessari arribar a generar la tensió de control v_c , sino que seria suficient amb definir un autòmat com el de la Figura 5.4.

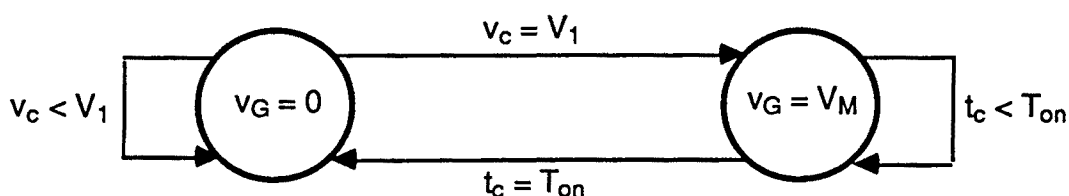


Figura 5.4. Autòmat que descriu el funcionament del circuit de control en mode de la modulació de la freqüència del pols.

A l'autòmat de la Figura 5.4 s'especifica el valor de la tensió v_G a cada estat. De fet, és un autòmat de Moore, doncs cada estat té associada una sortida.

També es destaquen les transicions entre estats, essent t_c el temps que està conduint el transistor des de que s'ha arribat a l'estat en que v_G és igual a V_M .

Ara ja s'està en condicions de definir analíticament el mètode de la modulació de la freqüència del pols.

En primer lloc, es dóna l'expressió (5.2), que especifica com es troba en general el valor de la tensió de control v_c .

$$v_c(t) = v_c(0) + \int_0^t (v_{REF} - v_G) dt \quad (5.2)$$

Amb l'expressió (5.2) queden determinades les formes d'ona de la Figura 5.3. Cal notar els canvis de pendent de la tensió v_c quan canvia el valor de la tensió de referència v_{REF} .

Tambe es dedueix de l'expressió (5.4) que és senzilla la realització en un circuit de tipus analògic de la modulació de la freqüència del pols. Tant sols és necessari disposar d'un circuit integrador que determini els valors de la tensió de control v_c d'acord amb l'expressió (5.4). L'entrada d'aquest circuit integrador ha de procedir d'un circuit que faci la diferència entre la tensió de referència v_{REF} i la que s'aplica al transistor v_G . Cal incloure un comparador per a determinar l'instant en que la tensió de control v_c arriba al valor V_1 , moment que defineix l'inici de l'interval T_{on} . Finalment, també es requereix un circuit monoestable que s'activi en el moment en que ha d'iniciar-se T_{on} , proporcionant la temporització per a la durada d'aquest interval T_{on} . Aquest mateix monoestable és el que pot donar la tensió al transistor v_G .

A la Figura 5.5 es dóna un diagrama de blocs del muntatge analògic per a la modulació de la freqüència del pols.

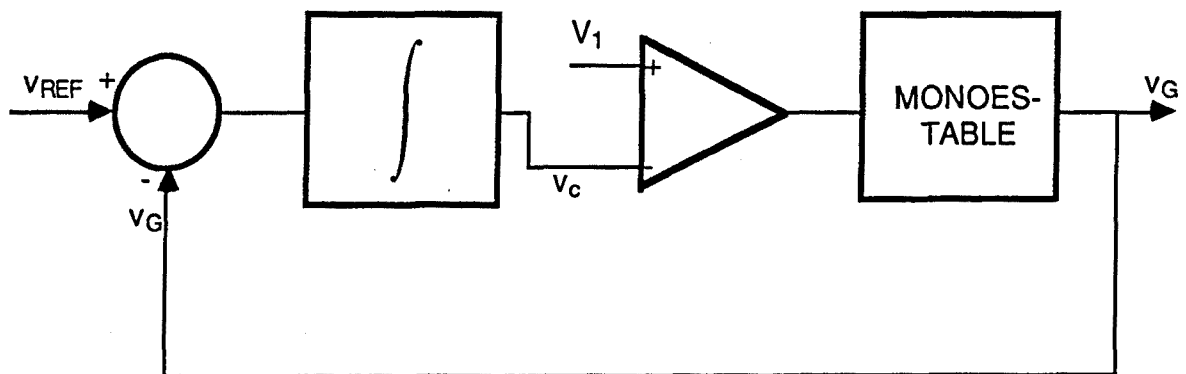


Figura 5.5. Diagrama de blocs del circuit analògic de modulació de la freqüència del pols.

De l'expressió (5.2) i de les formes d'ona de la Figura 5.3 es pot deduir l'equació que proporciona el valor de T_{off} , que és el paràmetre variable que proporciona el valor del període de commutació, donat que s'està suposant que es treballa mantenint T_{on} constant.

Per a deduir T_{off} a cada període de commutació, es pot procedir trobant primer l'expressió que defineix la tensió v_2 a cada període de commutació, doncs és una mesura indirecta de l'interval de bloqueig del transistor.

La relació (5.3) defineix l'evolució general de la tensió de control v_c durant l'interval de conducció del transistor.

$$v_c = V_1 + K \int_0^t (v_{REF} - V_M) d\tau$$

$$t \in [0, T_{on}] \quad (5.3)$$

$$v_{REF} = \text{constant} \Rightarrow v_c = V_1 + K (v_{REF} - V_M) t$$

La constant K que apareix a l'equació (5.3) indica que els circuits físics - en el cas de control analògic- o les equacions -en el cas de control digital- utilitzades poden tenir un guany no unitari, en el cas general.

Noti's que la integració que s'ha fet de l'equació general és vàlida si durant l'interval de conducció del transistor T_{on} es manté constant el valor de la tensió de referència v_{REF} .

De la (5.3) es dedueix el valor de la tensió v_2 en aquell període, que es mostra a la (5.4).

$$v_c = V_1 + K \int_0^{T_{on}} (v_{REF} - V_M) d\tau$$

$$(5.4)$$

$$v_{REF} = \text{constant} \Rightarrow v_2 = V_1 + K (v_{REF} - V_M) T_{on}$$

En aquestes equacions (5.4) es mostren el cas general i el cas en que la tensió de referència v_{REF} es manté constant.

Anàlogament es poden plantejar equacions similars durant l'interval de bloqueig del transistor, com les (5.5).

$$v_c = v_2 + K \int_{T_{on}}^t (v_{REF} - V_M) d\tau$$

$$t \in [T_{on}, T_s] \quad (5.5)$$

$$v_{REF} = \text{constant} \Rightarrow v_1 = v_2 + K v_{REF} (T_s - T_{on}) = v_2 + K v_{REF} T_{off}$$

Les equacions (5.3) i les (5.5) són suficients per a trobar l'evolució d'un sistema general.

En el cas particular en que la tensió de referència v_{REF} es mantingui constant, es pot deduir el valor del període de commutació, que es dona a les (5.6).

$$\begin{aligned}
 v_{REF} &= \text{constant} \\
 T_{on} &= \frac{V_1 - v_2}{K (V_M - v_{REF})} \\
 T_{off} &= \frac{V_1 - v_2}{K v_{REF}}
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

$$T_s = T_{on} + T_{off} = T_{on} \left[1 + \frac{T_{off}}{T_{on}} \right] = T_{on} \left[1 + \frac{V_M - v_{REF}}{v_{REF}} \right]$$

Les equacions (5.6) es resumeixen a la (5.7) que proporciona una expressió compacta per al període de commutació, pel cas en que s'estigui treballant amb un valor de v_{REF} que s'hagi mantingut constant durant l'últim període de commutació.

$$T_s = T_{on} \frac{V_M}{v_{REF}} \tag{5.7}$$

Es poden trobar, també com a cas particular, les expressions corresponents a una situació menys restrictiva: v_{REF} no constant durant l'últim interval de conducció del transistor T_{on} -amb una evolució arbitrària-, però constant durant el següent interval de bloqueig del transistor T_{off} .

A les expressions (5.8) està descrit el raonament analític vàlid en aquest últim cas.

$$\begin{aligned}
 v_2 &= V_1 + K \int_0^{T_{on}} (v_{REF} - V_M) d\tau \\
 T_{off} &= \frac{V_1 - v_2}{K v_{REF}} = \int_0^{T_{on}} \frac{(V_M - v_{REF})}{v_{REF}} d\tau = \int_0^{T_{on}} \frac{V_M}{v_{REF}} d\tau - T_{on}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

De on es dedueix l'expressió (5.9).

$$T_s = T_{on} + T_{off} = \int_0^{T_{on}} \frac{V_M}{v_{REF}} d\tau \tag{5.9}$$

Pel mode de control de la modulació de la freqüència del pols, es pot obtenir l'expressió de la relació de conducció en règim permanent -de fet, només és necessari imposar que no hagi canviat la tensió de referència v_{REF} durant l'últim període de commutació-.

De les deduccions fetes anteriorment, és directe la obtenció del paràmetre desitjat a partir de la (5.7), doncs s'ha deduit en les mateixes condicions proposades ara.

$$d = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{V_{REF}}{V_M} \quad (5.10)$$

5.1.1.3. Mode T_{on} variable - T_{off} variable

El mode que es tracta en aquest epígraf es basa en la modulació dels dos intervals bàsics de funcionament del convertidor, el de conducció T_{on} i el de bloqueig T_{off} . No es fa cap imposició referent a que el període de commutació T_s , l'interval de conducció o l'interval de bloqueig siguin constants.

Una realització possible d'aquest tipus de modulació -no té perquè ser la única- es presenta a la Figura 5.6.

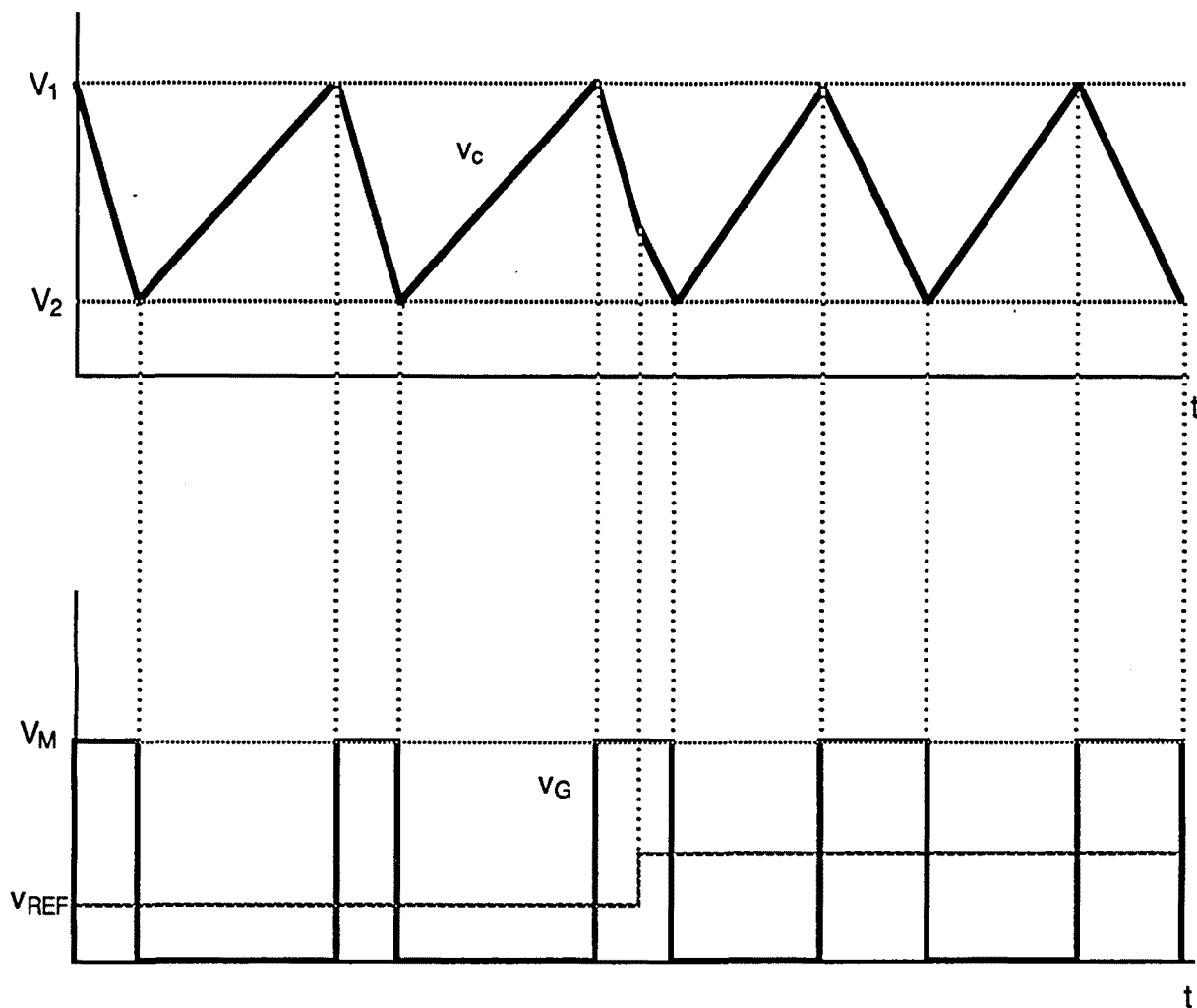


Figura 5.6. Diagrama temporal del control en mode Ton variable - Toff variable

Com es pot apreciar a la Figura 5.6, el mètode és prou similar a l'exposat a la Figura 5.3, pel cas de la modulació de la freqüència del pols.

Les diferències estriben en:

- Ara no és constant ni l'interval de conducció del transistor T_{on} , ni el de bloqueig T_{off} .
- Són constants els valors de les dues tensions de referència extremes de la tensió de control v_c , és a dir, els límits V_1 i V_2 .

A la Figura 5.6 s'ha mostrat l'evolució que es presenta quan la tensió de referència augmenta segons un esglaió. Qualitativament, el resultat és anàleg a l'obtingut abans: la relació de conducció tendeix a augmentar també, i s'actualitza en dos períodes de commutació.

S'ha considerat el cas en que l'interval T_{on} coincideix amb el pendent de signe negatiu de v_c , i a l'inrevés pel cas de T_{off} . No hi hauria inconvenient en considerar el cas contrari, doncs els resultats són anàlegs.

Per definir el mode de control ara presentat d'una forma més general, vàlida tant per un control realitzat analògicament com digital, cal examinar la Figura 5.7, a on apareix el diagrama d'estats corresponent.

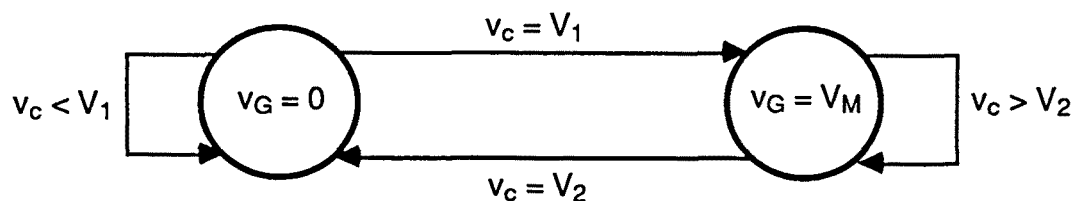


Figura 5.7. Autòmat per a la descripció del funcionament del mode de control de T_{on} variable - T_{off} variable

Des del punt de vista analític, la tensió de control v_c es genera de la mateixa manera que pel mode de la modulació de la freqüència del pols, mitjançant l'equació (5.2).

Per acabar de situar qualitativament la metodologia, ara ja es pot especificar com es podria realitzar un controlador que treballés en el mode aquí presentat. Aquest controlador és el de la Figura 5.8.

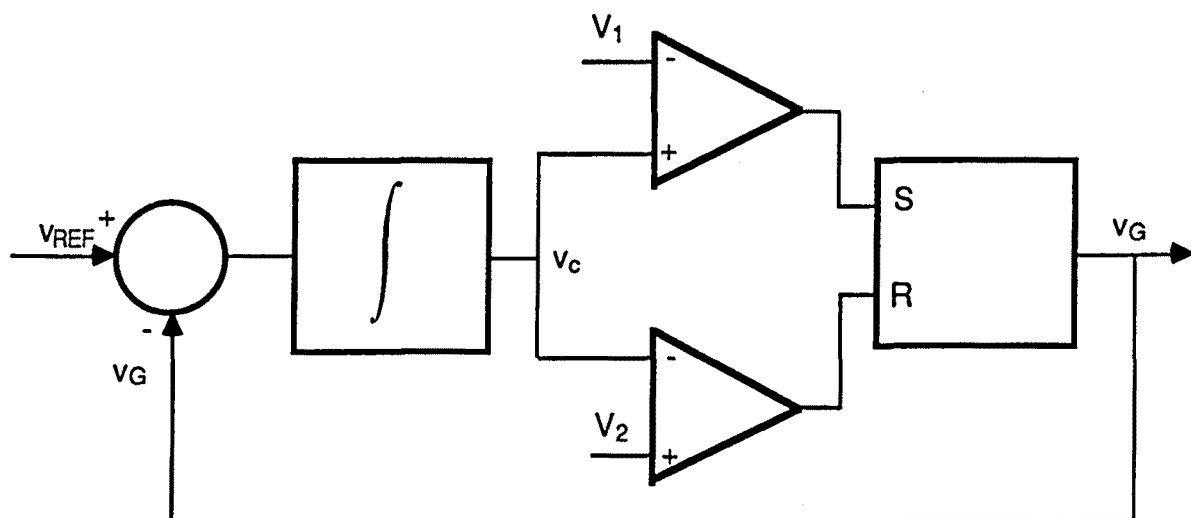


Figura 5.10. Diagrama de blocs d'un controlador en mode T_{on} variable - T_{off} variable

A l'esquema de la Figura 5.10, apareixen dos elements similars al cas del modulador de la freqüència del pols. D'una banda hi ha el bloc que fa la diferència entre la tensió de referència v_{REF} i la tensió aplicada al transistor v_G . Per l'altra, el bloc que integra la diferència entre aquestes dues tensions.

Després s'han inclòs un parell de comparadors. La funció d'aquests comparadors és la detecció del nivell de la tensió de control v_c . D'acord amb l'autòmat de la Figura 5.7, cal generar un senyal adequat que indiqui quan la tensió de control v_c tendeix a fer-se superior al nivell V_1 i quan tendeix a fer-se inferior al nivell V_2 .

Amb els senyals lògics generats, un biestable RS ja pot proporcionar el valor lògic adequat de la tensió de comandament del transistor v_G .

Respecte l'anàlisi teòrica presentada a l'apartat 5.1.1.2, moltes de les expressions deduides coincideixen, doncs el funcionament bàsic del modulador és el mateix. La diferència resideix en el criteri per decidir quan es canvia de T_{on} a T_{off} o a la inversa.

Així doncs, les expressions (5.3) continuant essent vàlides per a descriure l'evolució de la tensió de control v_c durant l'interval de conducció del transistor T_{on} .

De fet, totes les equacions des de les (5.3) fins a la (5.10) són vàlides en el cas de la modulació per T_{on} variable - T_{off} variable. Només cal tenir present que a on apareix la tensió de referència v_2 , ara cal considerar el valor constant V_2 , a més de que ara no és constant ni l'interval de conducció del transistor T_{on} ni el de bloqueig T_{off} .

En resum, l'expressió de la relació de conducció en el mode de control per T_{on} variable - T_{off} variable és equivalent a la que s'ha obtingut pel mode de la modulació de la freqüència del pols. Es considera el cas en que la tensió de referència v_{REF} es manté constant, al menys, durant l'últim període de commutació. L'expressió és la (5.14).

$$d = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{V_{REF}}{V_M} \quad (5.14)$$

Per incloure l'efecte de la realimentació de la tensió de sortida en el control per T_{on} variable - T_{off} variable, es pot procedir de forma anàloga a l'apartat 5.1.1.2, a través de l'efecte de la tensió de referència v_{REF} , que pot venir afectada per la realimentació de la tensió de sortida.

De les diverses expressions que s'han obtingut pel valor de la relació de conducció -les (5.4), (5.) i (5.)- es pot comprovar la gran similitud qualitativa entre elles. De fet, la utilització d'un mode de control o un altre no reporta avantatges especials des del punt de vista d'obtenir prestacions addicionals. Això explica la popularitat de la modulació per l'amplada del pols (PWM), que és la que es caracteritza per una major simplicitat de la realització física.

5.1.2. Mode del corrent programat

El mode de control del corrent programat es caracteritza perque el control del convertidor es basa en l'adequat processat del corrent que circula pel transistor.

Essencialment, tots els modes de control es basen en una modulació de l'interval de conducció del transistor. D'un cas a l'altre varia el senyal utilitzat per a decidir el valor de T_{on} , el que comporta que canvia la funció de transferència de petit senyal entre la tensió de sortida i la variable de control.

En el mode del corrent programat, el transistor es fa conduir a l'inici del cicle i es decideix el moment en que s'ha de bloquejar quan el corrent del transistor arribi a un valor determinat. El cas més usual és aquell en que es treballa amb la freqüència de commutació constant. Així es considerarà sempre en aquesta Tesi.

La Figura 5.11 mostra el diagrama de blocs d'un convertidor cc/cc controlat en mode de corrent programat.

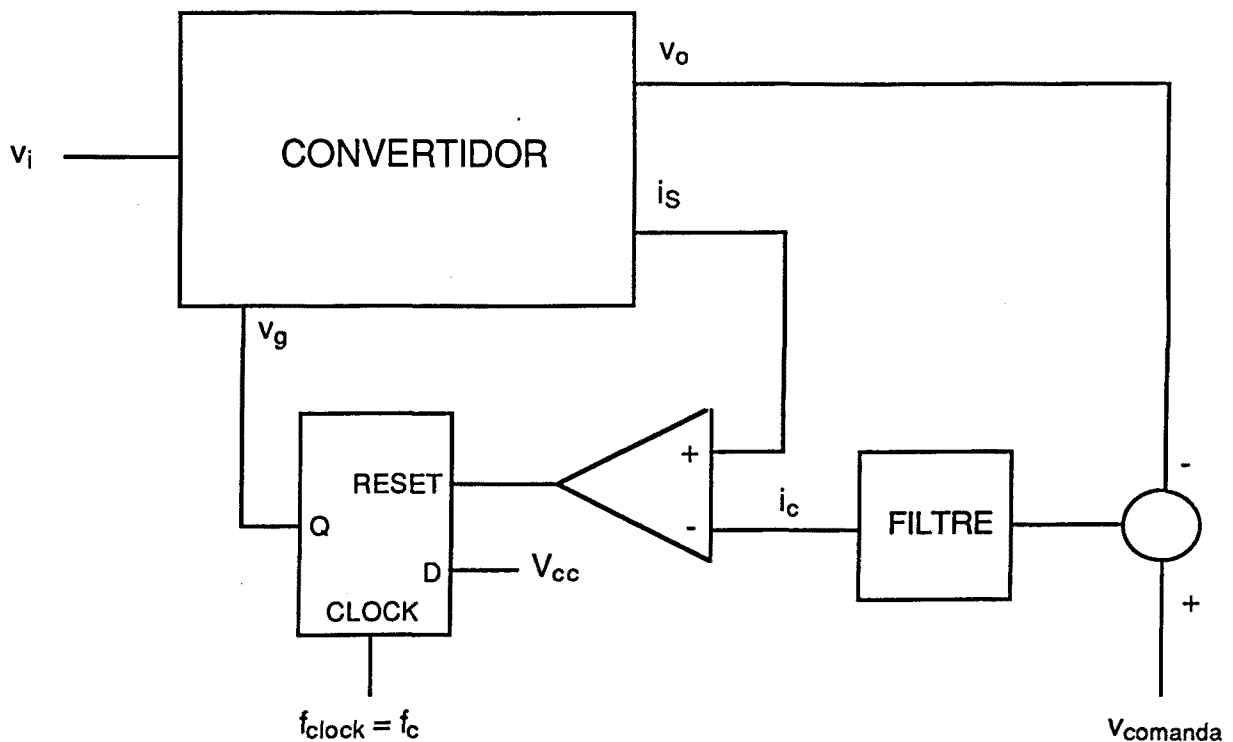


Figura 5.11. Diagrama de blocs del circuit de control d'un convertidor cc/cc en mode del corrent programat

A la Figura 5.11 es detallen els diversos blocs del circuit de control analògic d'un convertidor cc/cc essent controlat mitjançant el mode del corrent programat.

En el convertidor es consideren dues entrades. Una és la tensió d'entrada v_i i correspon a la font d'energia del sistema. L'altra és la tensió que controla el transistor v_G , que, en realitat, dóna una idea directa de l'interval de conducció T_{on} i del de bloqueig T_{off} o, equivalentment, de la relació de conducció efectiva.

També s'han destacat dues sortides del convertidor que són necessàries pel funcionament en mode de corrent. Una d'elles és la mateixa tensió de sortida, que es compara amb el valor de comanda desitjat. Posteriorment, aquesta diferència és filtrada, depenent de les característiques dinàmiques del convertidor i de la resposta desitjada. De manera que s'obté un nou senyal, anomenat corrent de control i_c , que és el que realment es compara amb l'altre senyal procedent directament del convertidor, el corrent pel transistor i_s .

Existeixen, per tant, dos llaços diferents en el procés. Un que és extern i de tensió (el de la tensió de sortida), que es caracteritza per tenir unes constants de temps força més lentes que l'altre.

El segon és un llaç intern, de corrent. Ve definit pel corrent que circula pel transistor. A part, té una dinàmica molt més ràpida que el llaç de tensió, doncs les evolucions del corrent del transistor estan directament relacionades amb la freqüència de commutació.

La Figura 5.12 aclara el diagrama de blocs de la Figura 5.11, mitjançant les formes d'ona del corrent de control i el corrent pel transistor.

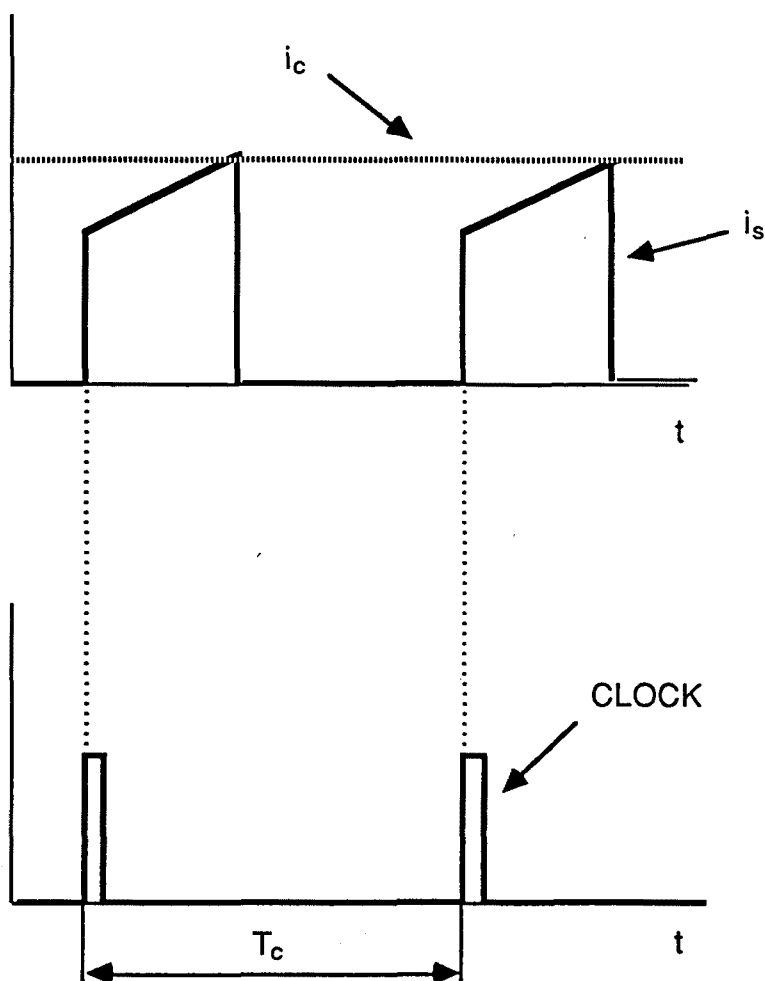


Figura 5.12. Formes d'ona dels senyals principals en un convertidor controlat en mode de corrent

La forma d'ona del corrent al transistor que apareix a la Figura 5.12 es pot comprovar per les trobades al capítol 1. Les formes d'ona corresponen al funcionament amb un període de commutació constant.

L'aparició d'un pols del senyal de rellotge coincideix amb l'inici de l'interval de conducció del transistor T_{on} , donat que el biestable de la Figura 5.11 té permanentment activada l'entrada D.

La commutació es produeix quan el valor del corrent a l'interruptor arriba a fer-se superior al corrent de control, canviant la sortida del comparador i activant el RESET asíncron del biestable.

La Figura 5.13 resumeix en un autòmat el funcionament lògic del control en mode del corrent programat.

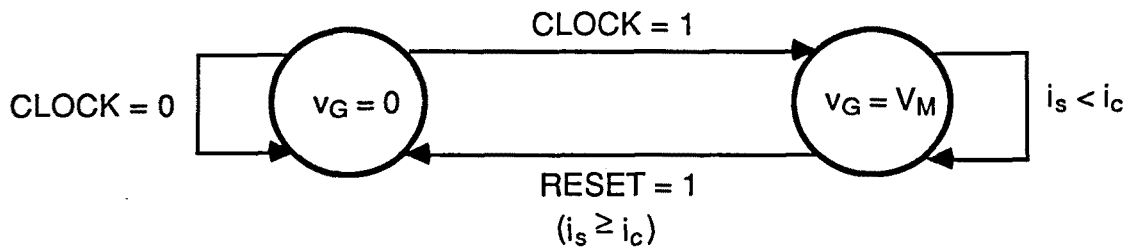


Figura 5.13. Autòmat del mode de control del corrent programat

En referència a la forma d'ona del corrent de control que apareix a la Figura 5.12, cal notar que la seva constant de temps és molt més gran que el període de commutació del convertidor, de manera que és vàlid el dibuix que s'ha mostrat, a on el corrent de control queda inalterat en dos cicles de funcionament del convertidor.

5.1.2.2. Inestabilitat intrínseca d'un convertidor cc/cc controlat en mode de corrent programat

En realitat, l'exposició que s'ha fet a les Figures 5.11, 5.12 i 5.13 correspon a un funcionament primari d'un convertidor cc/cc en mode de corrent. En la configuració mostrada a la Figura 5.11, el convertidor pot ser inestable encara que estigui treballant en llaç obert. El funcionament en anell obert queda caracteritzat simplement per un valor del corrent de control independent de la tensió de sortida. Normalment serà una constant, o bé, pel cas del mètode de modelació proposat al capítol 4, pot ser una forma d'ona triangular periòdica.

La inestabilitat intrínseca d'un convertidor cc/cc controlat en mode de corrent programat queda explicitada a les formes d'ona de la Figura 5.14.

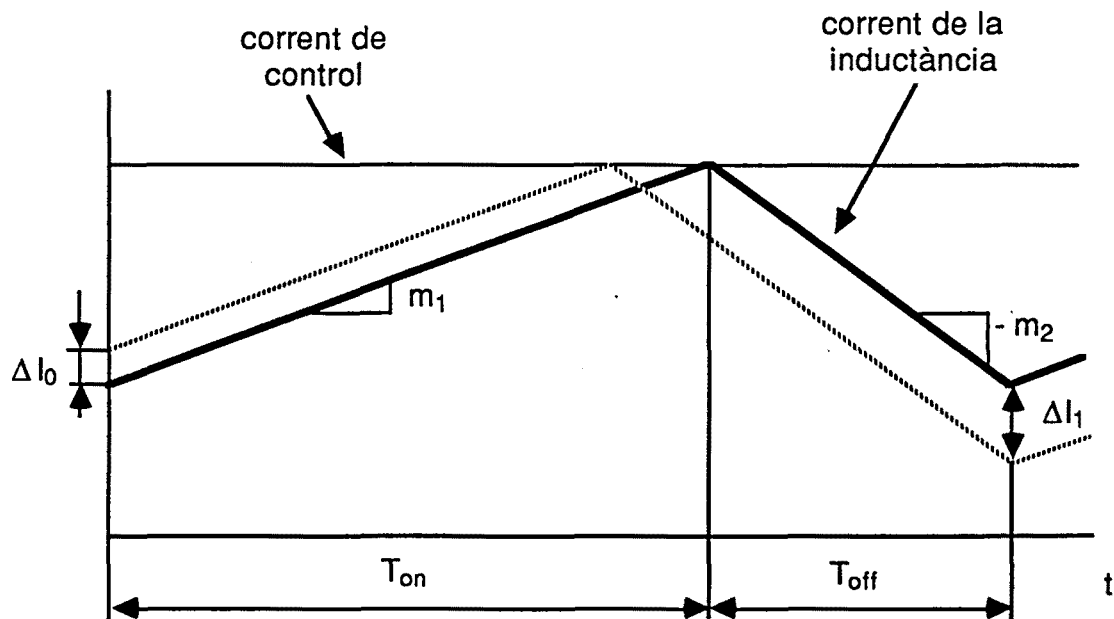


Figura 5.14. Inestabilitat intrínseca del mode de control del corrent programat

A la Figura 5.14 s'ha dibuixat l'evolució detallada del corrent a la inductància d'un convertidor cc/cc quan és controlat en mode del corrent programat.

Els valors de m_1 i m_2 són els corresponents als pendents del corrent a la inductància, al llarg de tot el període de commutació. S'han pres en valor absolut, de manera que el pendent del corrent durant l'interval de bloqueig del transistor T_{off} és negatiu.

A la Figura 5.14 també s'ha dibuixat, en línia discontinua, la forma que tindria el corrent a la inductància si es produís una pertorbació de valor ΔI_0 a l'inici del període de commutació. Les condicions en que es suposa aquesta pertorbació són arbitràries, però ja ajuden a comprovar el fenomen de la inestabilitat intrínseca.

L'equació (5.15), deduida a partir de senzilles consideracions geomètriques a les formes d'ona de la Figura 5.14, relaciona la magnitud de les dues pertorbacions del corrent de règim permanent a la inductància.

$$\Delta I_1 = - \frac{m_2}{m_1} \Delta I_0 \quad (5.15)$$

El signe negatiu de l'expressió (5.15) indica que al ser de diferent signe els pendents del corrent a la inductància, també seran de diferent signe les pertorbacions del corrent: si en un cas la pertorbació causa un augment de corrent, en l'altre originarà una disminució.

Per a obtenir conclusions vàlides sobre el funcionament del convertidor cal eliminar de l'equació (5.15) els paràmetres geomètrics i substituir-los per paràmetres del convertidor.

Així es fa a (5.16).

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{\frac{\Delta I}{T_{\text{off}}}}{\frac{\Delta I}{T_{\text{on}}}} = \frac{D T_s}{(1 - D) T_s} \quad (5.16)$$

A l'expressió (5.16) s'ha suposat que ΔI és el valor de l'increment del corrent a la inductància, que és el mateix durant l'interval de conducció del transistor T_{on} que durant el de bloqueig T_{off} . En realitat, els pendents del corrent a la inductància que es produiran a la Figura 5.12, no seran realment els exposats a l'equació (5.16). Però seran proporcionals, depenent la constant de proporcionalitat del transductor utilitzat.

Finalment, l'expressió (5.17) és la que resumeix el raonament i permet aprofundir el sentit de la inestabilitat intrínseca.

$$\Delta I_1 = - \frac{D}{1 - D} \Delta I_0 \quad (5.17)$$

A (5.17) és clar que si el valor de la relació de conducció és superior a 0,5, llavors la magnitud de la pertorbació de corrent augmenta, en valor absolut, d'un cicle al següent, ocasionant un funcionament inestable del convertidor independentment del disseny que s'hagi realitzat del controlador, ja enllaç obert.

Fins aquest punt no s'ha fet cap hipòtesi sobre el mode de funcionament del convertidor. Sembla necessari imposar que el convertidor funcioni en mode de conducció contínua perquè sigui vàlid tot el desenvolupament fet.

El que succeix en realitat és que si el convertidor treballa en mode de conducció discontinua, llavors no cal considerar la inestabilitat intrínseca. A la Figura 5.15 es comprova que si el convertidor funciona en mode de conducció discontinua, llavors l'efecte de la pertorbació de corrent es perd quan el corrent a la inductància arriba a anular-se.

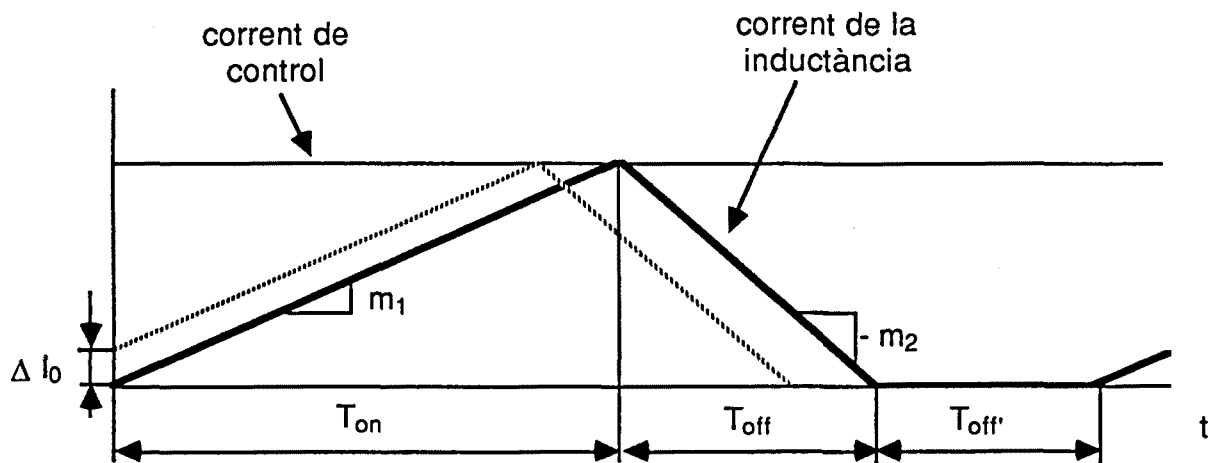


Figura 5.15. Formes d'ona en un convertidor controlat en mode de corrent i funcionant en mode de conducció discontinua. S'inclou l'evolució d'una pertorbació

A la Figura 5.15 s'han dibuixat les formes d'ona corresponents al corrent a la inductància, al corrent de control i al corrent de la inductància un cop s'ha produït la pertorbació.

S'ha considerat que la pertorbació de corrent és tal que el corrent comença a créixer abans del moment teòric d'inici del període de commutació. L'efecte és, llavors, que el corrent a la inductància s'anula abans i la forma d'ona del corrent a la inductància és la mateixa, però desplaçada en el temps. El resultat seria anàleg si es considerés que la pertorbació retrasa el moment d'inici del corrent.

Una altra peculiaritat a tenir en compte al considerar l'efecte de la inestabilitat intrínseca, és el del corrent magnetitzant d'un transformador, que té una forma d'ona triangular.

Recordar, per exemple, la Figura 1.13. Allí s'ah dibuixat el corrent per l'interruptor, que té un pendent més gran del que correspondria al valor determinat per la inductància del circuit i la tensió aplicada. És degut a l'efecte de la inductància magnetitzant del convertidor *forward*.

Aquesta rampa afegida actua com una rampa addicional desestabilitzant, tal com raonen Cuk i Middlebrook (1981). És a dir, el que succeïx és que la inestabilitat intrínseca es presenta en aquestes condicions amb valors de la relació de conducció inferiors a 0,5.

5.1.2.3. Ús d'una rampa addicional per a evitar la inestabilitat intrínseca

Un cop plantejat el problema de la inestabilitat intrínseca d'un convertidor cc/cc funcionant en mode de corrent programat, la solució més senzilla per a resoldre aquest inconvenient consisteix en la utilització d'una rampa addicional. La solució més habitual consisteix en afegir aquesta rampa addicional al corrent de control, o bé al senyal utilitzat per a monitoritzar. Una variant d'aquest mètode és la solució que s'ha adoptat en el desenvolupament del circuit utilitzat en aquesta Tesi.

Els detalls analítics relatius al disseny d'aquesta rampa addicional es poden consultar a les obres de Middlebrook i Cuk (1981) o de Poveda (1988). Aquí es veurà un raonament mixte qualitatiu-quantitatiu.

Els senyals involucrats en el mètode d'estabilització per rampa addicional es mostren a la Figura 5.16.

Concretament apareix la forma d'ona del corrent de control. Aquest senyal s'ha dibuixat com a constant, degut a que les seves variacions són molt lentes en comparació amb el període de commutació del convertidor. És degut a que les variacions del corrent de control depenen de les variacions de la tensió de sortida, tal com es pot apreciar a la Figura 5.?, essent les variacions de la tensió de sortida caracteritzades per una constant de temps gran en front del període de commutació.

Una altra forma d'ona que apareix és la del corrent a la inductància del convertidor cc/cc. Ja s'ha deduit als capítols 1 i 2 quina és la seva evolució. Cal notar que el senyal que realment es considerarà en aquesta anàlisi no és directament la forma d'ona del corrent a la inductància, sinò que acostuma a ser més senzill obtenir una imatge proporcional mitjançant un transductor.

També és molt habitual treballar no amb el corrent a la inductància en el circuit de control, sinò amb el corrent per l'interruptor, raó per la qual s'ha indicat quina és la seva forma d'ona en els convertidors estudiats als capítols 1 i 2.

Finalment, amb el nom de rampa addicional apareix una forma d'ona en dent de serra, amb el mateix període que el de commutació del convertidor i que està sincronitzada amb l'inici de l'interval de conducció del transistor Ton.

Ja es deduirà en properes expressions que el pendent d'aquesta rampa influeix en les prestacions del circuit de control, en quant a capacitat per a reduir o eliminar els efectes de la inestabilitat intrínseca.

Abreviadament, es citarà la rampa addicional amb el nom *ra*.

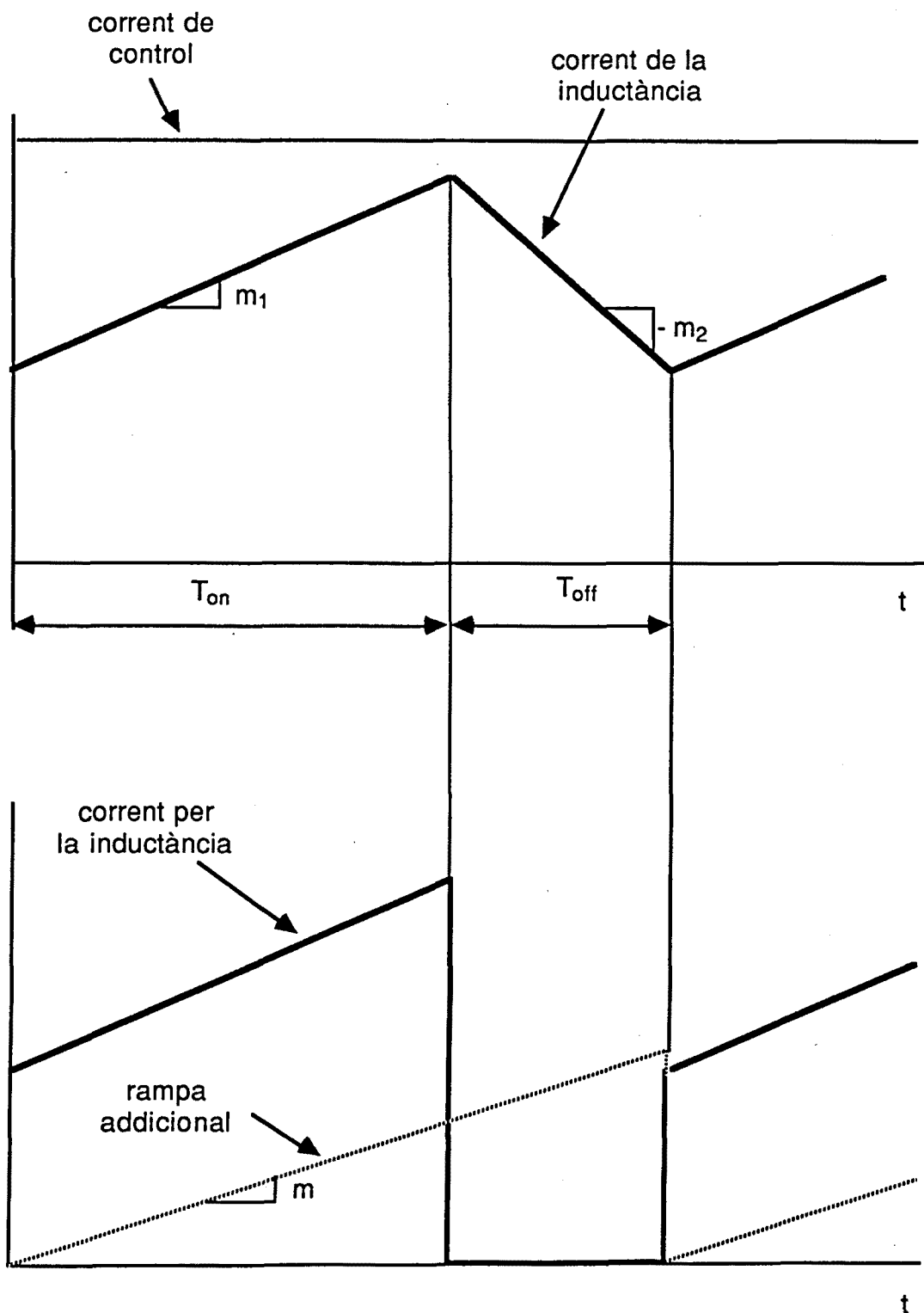


Figura 5.16. Formes d'ona del corrent a la inductància i a l'interruptor, del corrent de control i de la rampa addicional en un convertidor cc/cc

En aquest punt, es poden definir les diferents possibilitats de combinar la rampa addicional amb la resta dels senyals per a evitar la inestabilitat intrínseca del convertidor cc/cc.

Es plantejarà inicialment la més documentada a la bibliografia -Cuk i Middlebrook (1981), Poveda (1988)-. Consisteix en afegir una rampa de pendent negatiu al corrent de control, comparant llavors el senyal obtingut anteriorment amb el corrent per l'interruptor.

$$i_c - ra \oplus i_s \quad (5.18)$$

A l'expressió (5.18), el símbol \oplus indica que es fa una comparació entre l'operand de l'esquerra i l'operand de la dreta. Si aquesta comparació es desitja realitzar amb un circuit analògic, caldria utilitzar un comparador, essent el terme de l'esquerra el senyal que va connectat al terminal no inversor i el terme de la dreta el que va connectat al terminal inversor (o bé amb l'ordre contrari, aquest detall no és restrictiu).

A més a més, i_c simbolitza el corrent de control i i_s un senyal proporcional al corrent per l'interruptor (s'entén que hi ha un transductor involucrat).

A partir de l'expressió (5.18) es poden buscar diferents combinacions dels senyals involucrats per a configurar varies solucions a la inestabilitat intrínseca.

Són les següents:

- Afegir una rampa de pendent negatiu al corrent de control i comparar-lo llavors amb el corrent per l'interruptor.
- Afegir una rampa de pendent positiu al corrent per l'interruptor i comparar-lo després amb el corrent de control.
- Restar del corrent de control el corrent per l'interruptor i comparar el resultat amb una rampa de pendent positiu.

Els tres casos anteriors es resumeixen, respectivament, a les equacions (5.19).

$$\begin{aligned} i_c - ra \oplus i_s \\ i_s + ra \oplus i_c \\ i_c - i_s \oplus ra \end{aligned} \quad (5.19)$$

A la Figura 5.17 es presenta una de les possibilitats de treballar en mode de corrent utilitzant una rampa addicional. Concretament, correspon a la primera de les possibilitats de (5.19), a on s'ha considerat que el corrent de control es compona de dos senyals.

Un que s'obté de la manera plantejada a la Figura 5.11, realimentant la tensió de sortida. En canvi, l'altre és simplement la rampa addicional de la Figura 5.16 canviada de signe.

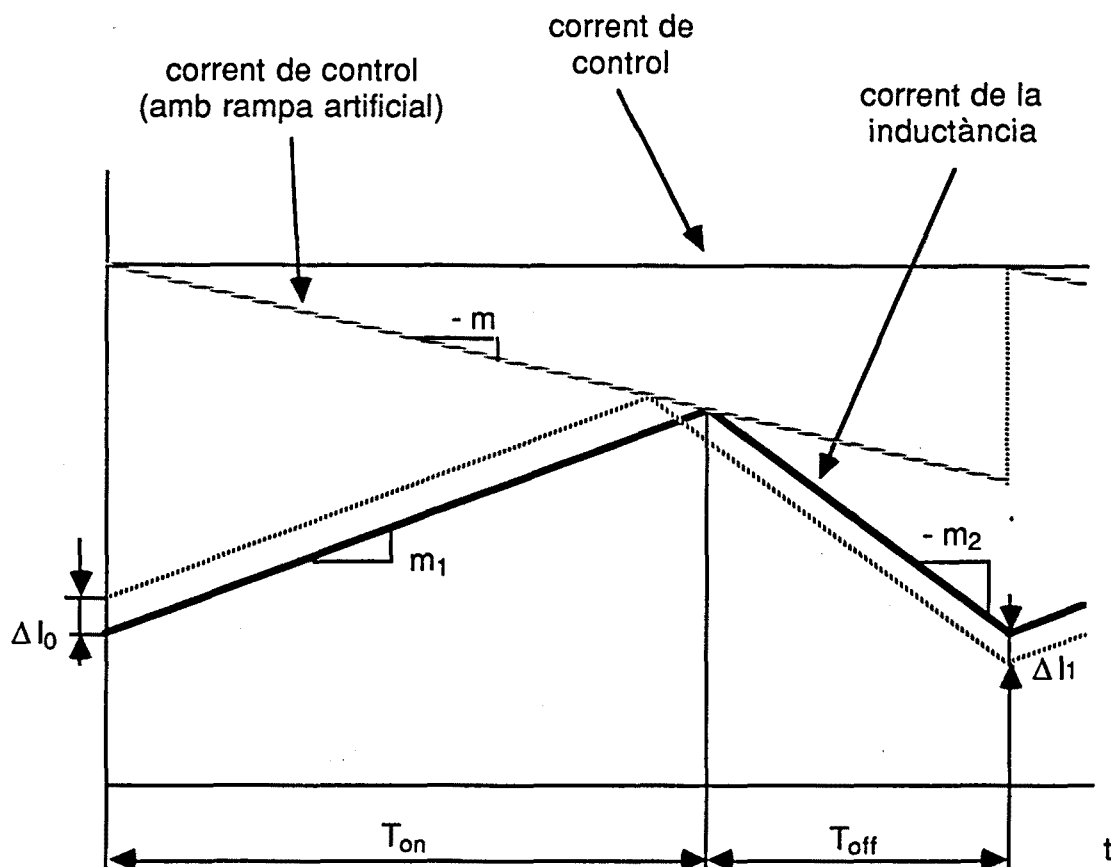


Figura 5.17. Forma d'ona del corrent a la inductància, en un convertidor controlat en mode del corrent programat amb una rampa addicional al corrent de control

A la Figura 5.17 ja es pot apreciar que la pertorbació del corrent a la inductància disminueix al llarg del període de commutació, quan s'utilitza una rampa addicional afegida al corrent de control. Noti's que s'han dibuixat les formes d'ona pel cas en que la relació de conducció és més gran que 0,5, valor pel qual hi havia inestabilitat intrínseca a la Figura 5.14.

A partir de consideracions purament geomètriques, es pot deduir la relació entre la pertorbació de corrent a l'inici i al final del període de commutació. Aquesta expressió 5.20 apareix referenciada al treball de Cuk i Middlebrook (1981).

La Figura 5.18 mostra una ampliació de la Figura 5.17 a on es produeix la commutació del transistor.

Les equacions (5.20) mostren les diferents relacions geomètriques entre els paràmetres de la Figura 5.18.

$$m_1 = \frac{\Delta I_0}{x+y}$$

$$m = \frac{z}{x} \quad (5.20)$$

$$m_1 = \frac{z}{y}$$

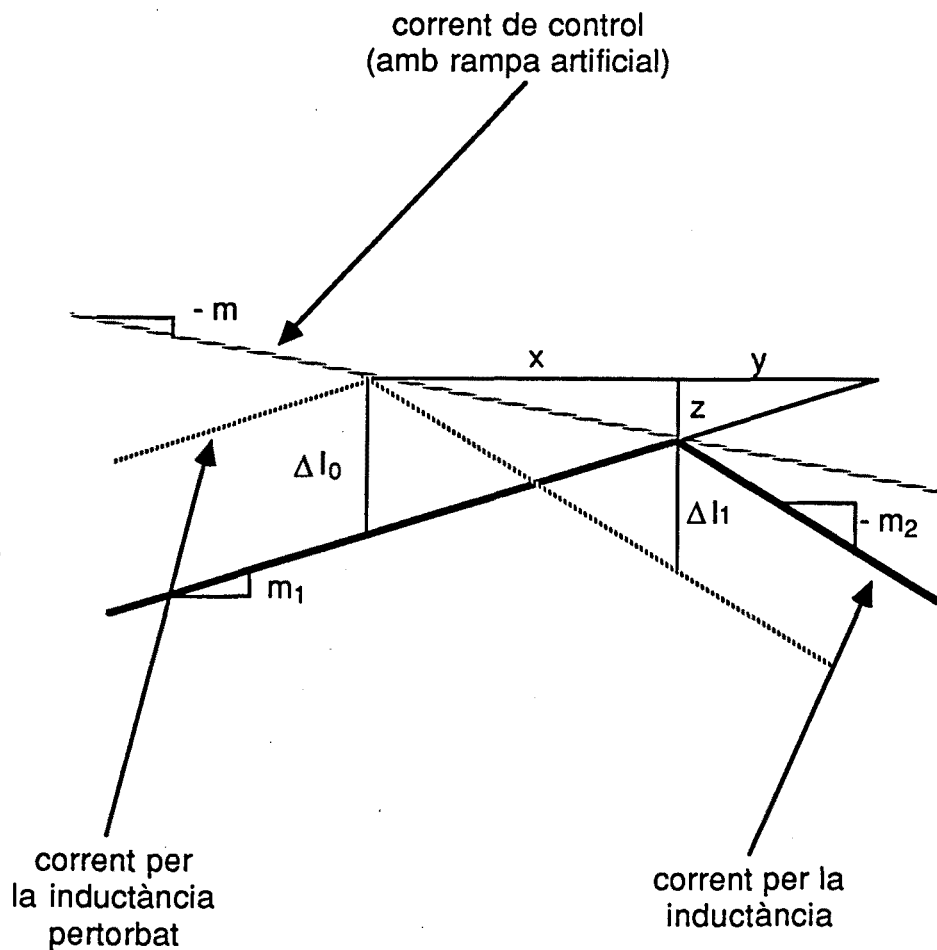


Figura 5.18. Esquema ampliat del corrent per la inductància, el corrent pertorbat per la inductància i el corrent de control amb rampa addicional.

Substituint les dues últimes expressions de (5.20) a la primera d'elles, s'aconsegueix que només apareixi el paràmetre z com a incògnita. Es proporciona el resultat a l'equació (5.21).

$$z = \frac{\Delta I_0}{m_1 \left(\frac{1}{m} + \frac{1}{m_1} \right)} \quad (5.21)$$

Ara cal plantejar la relació definida pel pendent del corrent a la inductància durant l'interval de bloqueig del transistor. Així s'ha fet a la (5.22).

$$m_2 = \frac{z + \Delta I_1}{x} \quad (5.22)$$

Per a deduir l'expressió final, ja només queda substituir a la (5.22) la relació entre x i z , considerant després la relació (5.21) per a eliminar el paràmetre z . Després de simplificar l'equació, s'arriba a l'expressió desitjada (5.23).

El signe negatiu que apareix a l'equació (5.23) és degut al sentit diferent de la pertorbació a l'inici i al final del període de commutació. És fàcil comprovar a la Figura 5.17 que si la pertorbació de corrent a l'inici del període de commutació suposa un increment de corrent, la pertorbació al final del període de commutació imposa un decrement de corrent.

$$\Delta I_1 = - \frac{m_2 - m}{m_1 + m} \Delta I_0 \quad (5.23)$$

Ara no resulta senzill descriure l'equació (5.23) en funció únicament dels paràmetres de funcionament del convertidor, doncs sempre apareixeran paràmetres geomètrics.

Comparant l'expressió (5.203 amb la (5.15) s'observa que la inestabilitat intrínseca és molt més difícil que es presenti. En efecte, per a comprovar-ho només cal examinar si el factor que multiplica a la pertorbació a l'inici del període ΔI_0 , és major o menor que la unitat, per a comprovar si la pertorbació al final del període ΔI_1 ha augmentat o s'ha reduït, respectivament.

El numerador de l'expressió (5.23) és menor, en valor absolut que el de la (5.15). A més a més, el denominador de la (5.23) és ara major que el de la (5.15). Globalment, per tant, el factor que multiplica a la pertorbació a l'inici del període ΔI_0 , és clarament menor a la (5.23) que a la (5.15).

Per tant, es pot escriure la condició general d'estabilitat treballant amb una rampa addicional, que és la (5.24).

$$|m_2 - m| < |m_1 + m| \quad (5.24)$$

De fet, si es treballa amb un pendent de la rampa addicional que compleixi l'equació (5.25), la pertorbació a l'inici del període ΔI_0 , s'anul·la en un sol període de commutació, tal com es comprova substituint la (5.25) a la (5.23).

$$m = m_2 \quad (5.25)$$

L'acompliment de l'expressió (5.25) no és fàcil d'aconseguir en totes les diverses modalitats de funcionament, doncs, tal com s'ha vist a l'expressió

(5.16), el pendent m_2 depén de l'arriçat de corrent a la inductància i de la durada de l'interval de bloqueig del transistor. O, vist d'una altra manera, es pot recordar la relació entre tensió i corrent a una inductància, que es torna a recordar a la (5.26).

$$\frac{d i_L}{d t} = \frac{v_L}{L} \quad (5.26)$$

Tal com s'ha escrit a l'equació (5.26), és clar que el pendent del corrent a la inductància depén de la tensió a la que estigui sotmesa aquesta. Ja s'ha vist a l'anàlisi dels capítols 1 i 2 que aquesta tensió varia amb el punt de funcionament del convertidor. En conclusió, no és senzill lograr que s'acompleixi l'equació (5.25) en tot moment, cal afegir un circuit que segueixi el valor del pendent m_2 i l'afegeixi al corrent de control, com una ona en dent de serra.

Per a intentar eliminar la inestabilitat intrínseca d'un convertidor cc/cc treballant en mode de corrent programat, s'ha exposat la possibilitat d'afegir una rampa addicional al corrent de control, comprovant-se la utilitat d'aquest artifici.

Existeix, no obstant, un altre mètode equivalent referenciat als diversos treballs sobre el mode del corrent programat -Cuk i Middlebrook (1981), Poveda (1988)-. Consisteix en afegir una rampa addicional al corrent monitoritzat de l'interruptor (equivalent al corrent que circula per la inductància), mantenint el corrent de control en les mateixes condicions en que apareixia a la Figura 5.?, directament realimentat de la tensió de sortida.

Aquest cas correspon a la segona de les expressions de (5.19).

La Figura 5.19 és un exemple del comportament del corrent a la inductància i a l'interruptor d'un convertidor -s'entén que són els senyals proporcionals als corrents reals, que s'han obtingut mitjançant un transductor adequat-, quan es controla en mode de corrent programat si s'afegeix una rampa addicional al corrent de l'interruptor, el que es compara amb el corrent de control.

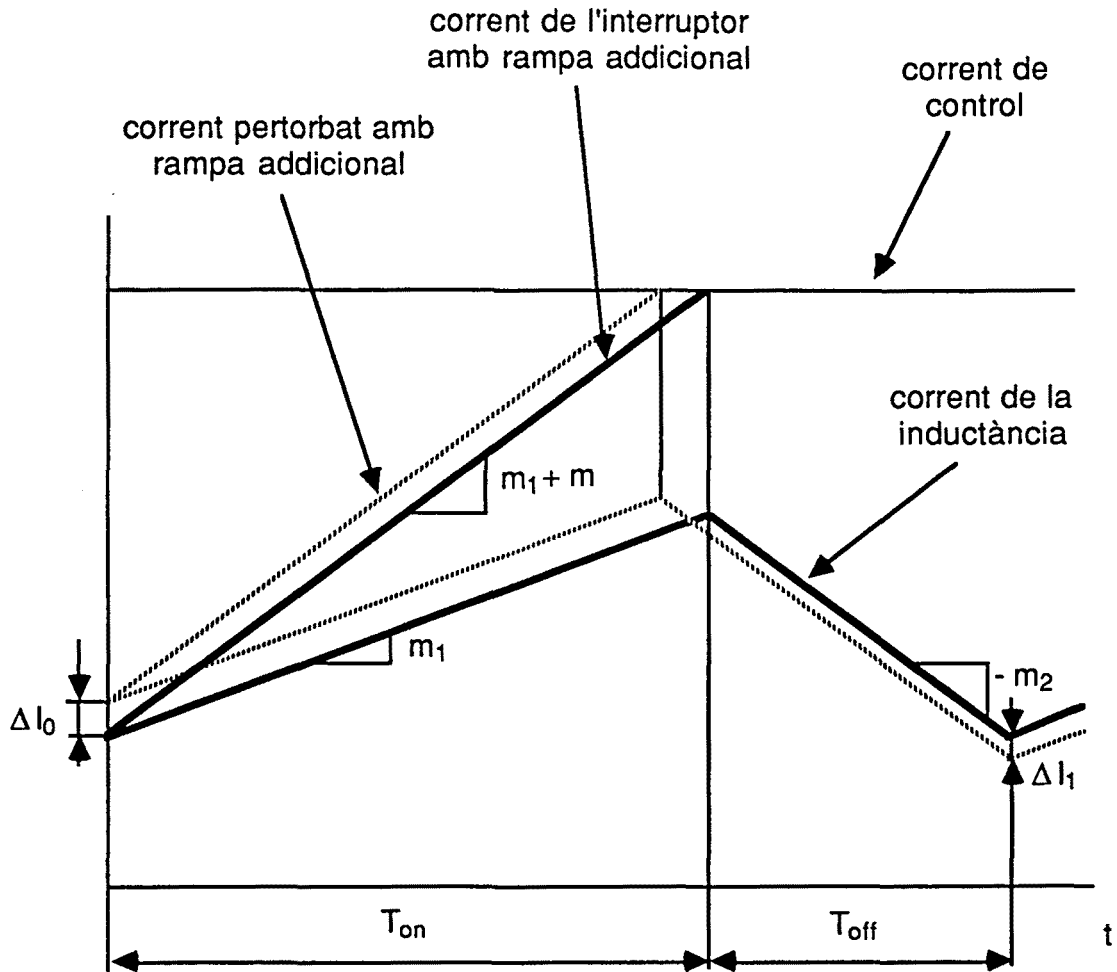


Figura 5.19. Evolució del corrent a la inductància, en condicions normals i quan és pertorbat. Control per mode de corrent programat i amb rampa addicional al corrent de l'interruptor

A la Figura 5.19 s'ha dibuixat directament el resultat de sumar una rampa addicional al corrent de l'interruptor. Es pot observar que en aquest cas, en que la relació de conducció és més gran que 0,5 -valor crític per a la inestabilitat intrínseca-, la pertorbació del corrent a l'inici del període de commutació es fa més petita al termini del període de commutació, gràcies a l'ús de la rampa addicional.

Per a deduir la relació analítica entre la pertorbació a l'inici del període de commutació i la del final del període de commutació, es seguiran les definicions de la Figura 5.20, a on s'ha destacat el detall de les formes d'ona de la Figura 5.19, en l'instant de temps en que el transistor passa de la conducció al bloqueig.

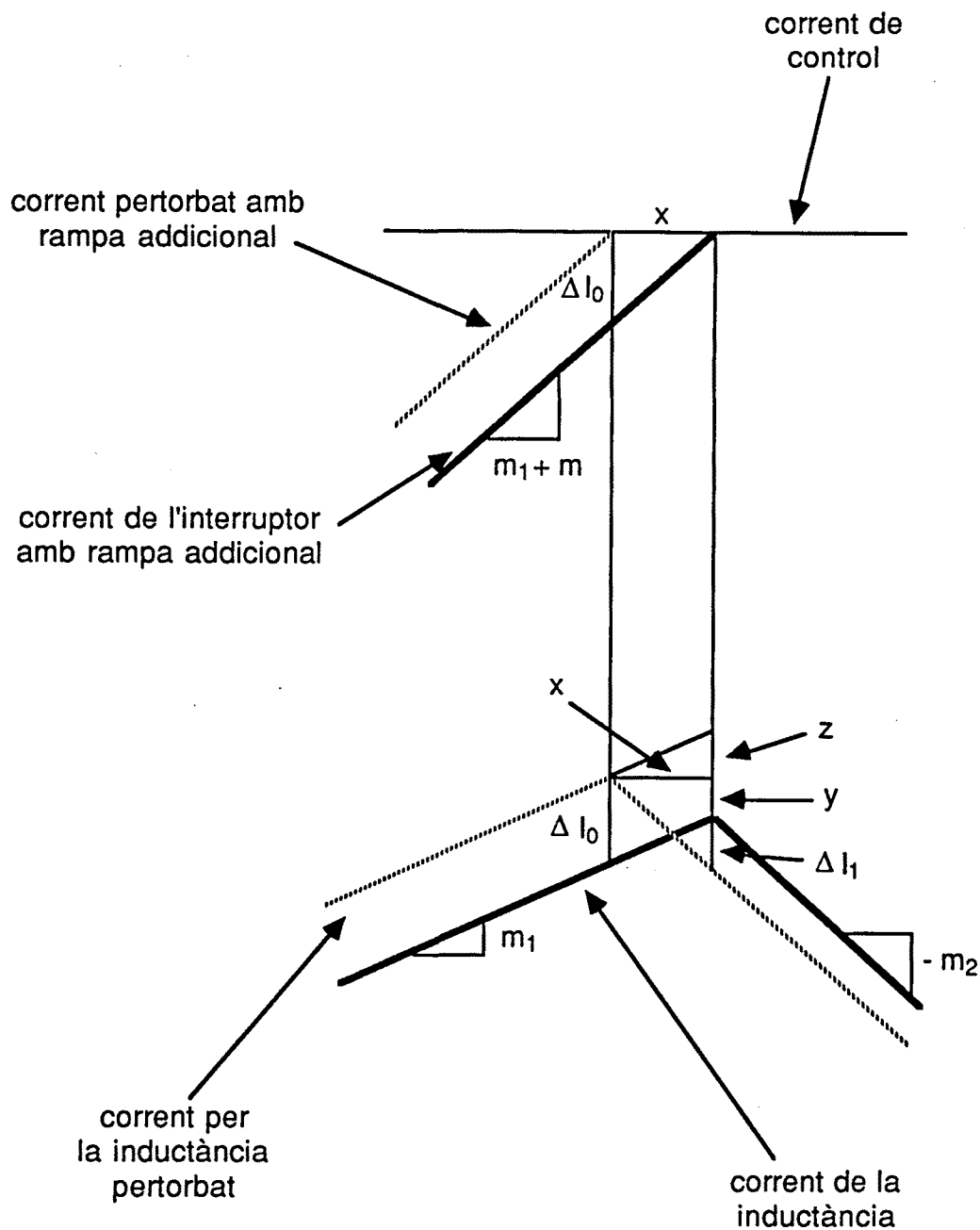


Figura 5.20. Detall del punt de commutació del transistor quan el convertidor es controla en mode de corrent i afegint una rampa al corrent per l'interruptor.

Analíticament, l'expressió 5.24 és la que determina els valors succesius de la pertorbació del corrent.

La deducció es pot seguir a partir de les formes d'ona ampliades de la Figura 5.20. Aquestes formes d'ona corresponen al detall de les corresponents a la Figura 5.19, en el moment en que el transistor commuta.

Examinant el moment en que el corrent per l'interruptor pertorbat i amb rampa addicional arriba a igualar el corrent de control, es pot plantejar la relació (5.27).

I, anàlogament, les formes d'ona del corrent a la inductància, proporcionen noves relacions, com les (5.28).

Finalment, combinant les (5.27) i (5.28), per eliminar els paràmetres purament geomètrics, s'obté la relació desitjada entre la pertorbació de corrent a l'inici i al final del període de commutació. És la (5.30), que resulta ser igual a la (5.23).

Es pot considerar una altra opció per a la realització d'un control sense inestabilitat intrínseca en mode de corrent programat, una possibilitat que no es considera habitualment. Fins ara, s'han revisat dos casos en que es comparen el corrent de control i el corrent per l'interruptor, tenint present que a un o a l'altre se li afegeix una rampa addicional amb el pendent adequat (negatiu o positiu, respectivament).

Es proposa una altra metodologia, consistent en restar el corrent per l'interruptor del corrent de control i comparar el resultat amb una rampa, que faria les funcions equivalents a la rampa addicional dels dos casos anteriors.

Correspon a la tercera de les equacions possibles plantejades a la (5.19).

La Figura 5.21 mostra un exemple gràfic del funcionament en aquest cas.

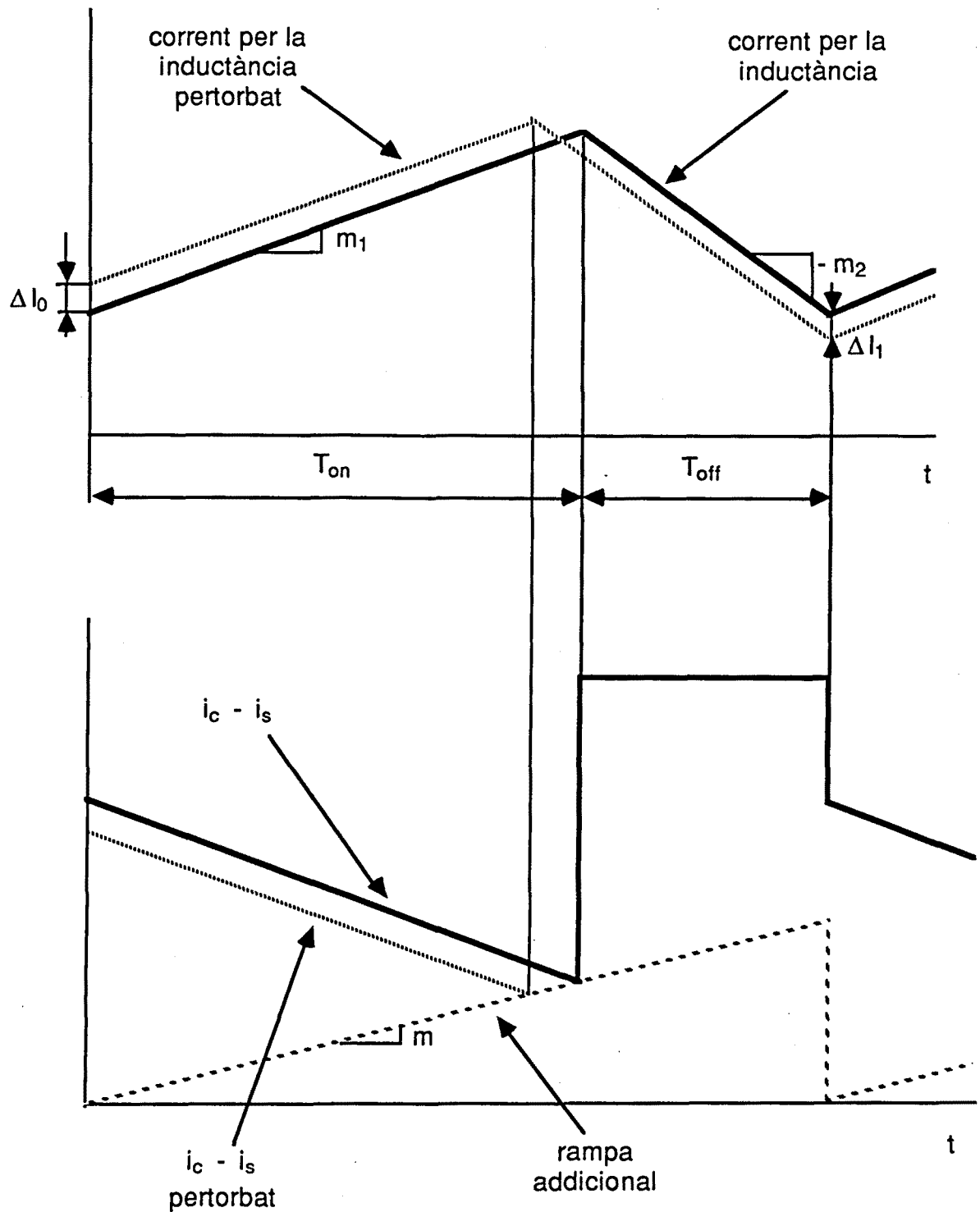


Figura 5.21. Formes d'ona dels senyals de control en un convertidor controlat en mode de corrent programat. Comparació entre la rampa adicional i $i_c - i_s$

A la Figura 5.21 es pot observar, com en els altres casos, que la magnitud de la pertorbació disminueix al final del període de commutació, en un cas en que la relació de conducció és més gran que 0,5.

Per a deduir la relació entre la pertorbació del corrent a l'inici i al final del període de commutació, s'han detallat, igual que abans, les formes d'ona de la Figura 5.21 en el moment de la transició del transistor.

Així es té la Figura 5.22.

A la Figura 5.22 es poden deduir les següents relacions, englobades a (5.31):

La última equació de (5.31) resulta ser igual a la obtinguda a (5.?) pel cas en que es sumava la rampa addicional al corrent per l'interruptor.

Arribat aquest punt, només cal observar que la geometria del corrent per la inductància i el corrent per la inductància pertorbat és la mateixa tant pel cas plantejat a la Figura 5.20, com al de la Figura 5.22.

Al partir, doncs, de la mateixa equació i tenir les mateixes formes d'ona, el desenvolupament analític és el mateix que al fet a les expressions (5.27), (5.28) i (5.29), per arribar a la (5.30) un altre cop.

També es torna a repetir l'expressió final (5.32).

La utilitat d'aquesta última disposició per a evitar la inestabilitat intrínseca d'un convertidor cc/cc controlat en mode de corrent programat, resideix, per exemple, en l'aplicació que es fa en aquesta Tesi del circuit integrat NE5560.

El circuit NE5560 és un circuit de control pensat per a treballar en mode de la relació de conducció. En el muntatge presentat, però, s'aprofita també per a proporcionar la rampa estabilitzant pel mode de corrent. Els detalls es presenten a l'apartat 5.3.

5.1.3. Diferències entre el mode de la relació de conducció i el mode del corrent programat

Val la pena explicitar unes poques característiques que diferencien els dos modes de control presentats: el mode de la relació de conducció i el mode del corrent programat.

Des del punt de vista funcional, el mode de control del corrent programat permet una solució més senzilla per les dues característiques següents:

- Protecció contra sobrecàrrega. Si es monitoritza el corrent per l'interruptor, es pot garantir amb gran precisió el valor màxim del corrent que hi pot circular.
- Fàcil compartició de càrrega en un funcionament de varis convertidors en paral·lel. Tots els interruptors reben el mateix senyal de control del circuit de realimentació i, per tant, tots conduiran el mateix corrent.

En tots els casos la solució consisteix en l'adequat dimensionament del corrent de control.

A més a més, també val la pena citar las diferències en el comportament dinàmic d'un convertidor, dependent de que estigui controlat mitjançant una política o l'altra.

En mode de conducció contínua, tal com citen Cuk i Middlebrook (1981), la funció de transferència en mode de la relació de conducció presenta dos pols dominants, mentre que en el cas del mode del corrent programat, el número de pols dominants és només d'un.

Això implica que un convertidor cc/cc controlat en mode del corrent programat, és més senzill de dissenyar, si el convertidor treballa en mode de conducció contínua.

Pel cas del mode de conducció discontinua, el convertidor controlat en mode de la relació de conducció presenta una funció de transferència amb un sol pol dominant. Ara bé, aquest mode presenta l'inconvenient per a treballar-hi de que l'arriusat és més gran.

5.2. MÉTODES GENERALS DE CONTROL

En aquest apartat es presenta el problema del control d'un convertidor cc/cc. De fet, és un problema general de Teoria de Sistemes, particularitzat al cas dels circuits que es tracten en aquesta Tesi.

Ja s'ha comentat anteriorment la constitució d'un convertidor cc/cc com a separable en dues parts: el circuit de potencia i el circuit de control. La Figura 5.23 correspon al diagrama de blocs general que es considera al controlar un sistema. El bloc G_p correspon a la modelació que es fa del circuit de potencia, mentre que G_c cal identificar-la com la modelació analítica del circuit de control.

En els subapartats que segueixen es descriuen dues metodologies per al disseny funcional del circuit de control, explicant el perquè s'ha triat una d'elles.

Ja s'ha comentat abans que, en tots els casos, es considera un sistema lineal. Per tant, les metodologies de control que s'aborden són vàlides per a sistemes lineals.

5.2.1. Mètode clàssic: funcions de transferència

Les funcions de transferència ja són prou conegudes i s'han tractat anteriorment als capítols 1 i 2. Són funcions que relacionen la dependència entre dues variables del sistema en qüestió.

Una d'elles és la variable de sortida, mentre que l'altra és qualsevol de les variables que puguin intervenir en la seva dinàmica. Pel cas dels convertidors cc/cc serien tant la tensió d'entrada com la variable de control -la relació de conducció en el cas d'un control PWM o el corrent de control pel cas d'un control en mode del corrent programat-.

La Figura 5.24 dona un diagrama de blocs d'un control d'aquest tipus, indicant amb la lletra u a la variable de control i la lletra y per a la variable de sortida.

En aquest cas G_p representa la funció de transferència de la variable de control a la sortida, representada per l'equació (5.33). A més a més, G_c és la funció de transferència del controlador i T és la funció de transferència de la realimentació si aquesta no és unitària.

De l'expressió (5.33) es dedueix que es treballa en règim pertorbat degut a la linealització que cal fer del sistema. Això implica que es poden utilitzar les expressions obtingudes mitjançant els mètodes exposats al capítol 3.

El fet de treballar en regim pertorbat condueix a que la pertorbació corresponent a la comanda (veure Figura 5.24) sigui un valor idènticament nul·l. Per tant, el valor que realment arriba a l'entrada del bloc controlador és senzillament la pertorbació de la variable de sortida (multiplicada per T) canviada de signe. Aquesta situació és normal, doncs en regim pertorbat la variable de sortida es considera referenciada precisament al valor de la comanda, el que és equivalent a la funció que realitza el comparador de la Figura 5.24.

Analíticament -per exemple, en un control digital-, el que es faria és adquirir el valor de la variable de sortida. Llavors se li restaria el valor de la variable de sortida en regim permanent, obtenint el valor pertorbat. Aquest valor es multiplica per T i es canvia de signe. Ara ja només caldria multiplicar-lo per la funció de transferència G_c per a obtenir el valor de la variable de control. Un cop conegut aquest paràmetre, el circuit de control s'ha d'encarregar de traduir-lo en el comandament adequat del transistor del convertidor.

Treballant amb el mètode clàssic, els passos a seguir pel disseny del circuit de control són:

- Trobar el model (linealitzat) del circuit de potència G_p , que relaciona les variacions de la variable de sortida amb les variacions de la variable de control.
- Trobar el model del bloc de realimentació T , que depèn directament de la circuiteria utilitzada per a realimentar la variable de sortida. En el cas d'un control digital, cal preveure en aquesta el model d'un convertidor analògic/digital, tal com s'especifica a 5.3.2.
- Es definiran les especificacions desitjades del sistema en anell tancat.
- Determinar G_c , la funció de transferència del controlador. En cas de que el controlador sigui analògic, es treballarà en el pla s i el criteri de Nyquist. Si el controlador és digital, es treballarà en el pla z i el criteri de Nyquist extès, per exemple.

5.2.2. Control en l'espai d'estat

La metodologia que es presenta ara difereix de la de l'apartat anterior en la descripció que es fa del sistema. Ara bé, aquesta descripció és més detallada i, per tant, permet arribar a fer un control més exhaustiu de l'evolució del convertidor.

El model vàlid en l'espai d'estat d'un convertidor -de fet, d'un sistema general- es dona a l'equació (5.34), que es va veure ja al capítol 4.

Les notacions són les mateixes del capítol 4.

Com és clar a (5.34), en aquest model es treballa amb el vector d'estat, que inclou totes les variables d'estat del sistema. Ja es va raonar al capítol 4 que

la tensio de sortida -la tipica variable de sortida en els convertidors- es sempre una variable d'estat. Per tant, utilitzant aquest model, el coneixement de l'evolucio del sistema es sempre mes gran respecte al model donat per la funcio de transferencia.

En efecte, pel cas de la funcio de transferencia, nomes es te coneixement de la variable de control i de la variable de sortida, mentre que en el control en l'espai d'estat es diposa a mes a mes de la resta de les variables d'estat.

La formulacio del controlador d'estat s'aconsegueix amb l'expressio (5.35).

L'equacio (5.35) indica que el control s'obte a partir d'una realimentacio negativa del vector d'estat, mitjancant la matriu K . La formulacio aixi donada, pero, no es realista, doncs es suposa conegut el valor de totes les components del vector d'estat. Aquesta hipotesi no te sentit practic ja que implicaria una gran quantitat de sensors per a la determinacio de tots aquests valors, quan el que realment es desitja utilitzar un unic sensor per a la variable de sortida.

Perque el metode sigui operatiu, es necessari disposar d'una estimacio del vector d'estat.

Franklin i Powell (1980) descriuen una de les possibles solucions, que es la que mes s'adapta als objectius d'aquesta Tesi: l'us d'un estimador predictor.

L'equacio (5.36) descriu com es pot arribar a estimar el vector d'estat a partir de valors coneguts.

El subindex e indica que la variable en questio esta estimada.

Es parteix a (5.36) del model d'estat donat per f i γ que, inevitablement, sera inexacte. Llavors, mitjancant l'us de la matriu L es pot compensar l'error introduit pel model inexacte.

En efecte, cal notar que L afecta a la diferencia entre el valor real de la variable de sortida $y(n)$ -esta mesurat amb un sensor- i el valor calculat mitjancant el vector d'estat estimat i el model. Per tant, s'inclou un efecte de realimentacio que, indirectament, servira per a controlar el sistema, ja que serveix per a estimar un valor prou correcte del vector d'estat (recordar l'equacio (5.35)).

Observi's que el caracter predictor de l'estimador ve donat pel fet de que es pot estimar el valor del vector d'estat al periode de mostreig $n+1$ a partir del valor mesurat de la variable de sortida al periode de mostreig n .

Finalment, les equacions (5.37) son les que descriuen totalment un sistema realimentat.

La Figura 5.25 descriu amb més detall en un diagrama de blocs el procés de càlcul en l'espai d'estat. Es considera un control discret directament, donat que és el que s'usa en aquesta Tesi.

En el diagrama es compara el valor de la variable de sortida mesurat directament del convertidor gràcies a un sensor, amb el valor de la variable de sortida obtingut per càlcul a partir del model d'estat que s'hagi trobat. La correcció d'aquests valors amb la matriu de l'estimador L permet que el vector d'estat estimat sigui suficientment correcte i pugui servir per a fer una realimentació negativa i determinar la variable de control.

El fet de triar un estimador predictor es relaciona clarament amb l'objectiu de la Tesi, desenvolupat amb més extensió als capítols 6 i 7.

Conve ara descriure amb més precisió el procés global de control del sistema. La Figura 5.26 el mostra en un diagrama de blocs.

A la Figura 5.26 es considera que el controlador està constituït tant per la llei de control, com per l'estimador. Noti's també la diferència entre el valor real donat pel convertidor del vector d'estat amb el valor estimat proporcionat per l'estimador. S'ha indicat també la funció general del sensor, com un element que pot rebre qualsevol de les variables d'estat per a extraure la variable de sortida. El més normal en els convertidors, és un sensor que senzillament pren una mesura de la tensió de sortida.

El model discret en l'espai d'estat ve descrit per les equacions (5.37). De les expressions (5.37), es comprova que per a definir totalment el model discret en l'espai d'estat d'un sistema -en aquest cas particular, del convertidor de Cuk-, és necessari disposar de les matrius que caracteritzen el sistema propiament (la matriu d'estat Φ i la de control Γ) i també de les matrius que defineixen la llei de control (la del controlador K i la de l'estimador L).

La determinació de les matrius d'estat i de control es pot fer mitjançant els mètodes proposats al capítol 3 o bé pel model de regressió presentat al capítol 4. En tot cas, el comportament dinàmic del convertidor és diferent en cas de que es controli en mode de la relació de conducció o en mode del corrent programat. En resum, les matrius d'estat i de control són numèricament diferents depenent del mètode de control emprat.

Com a pas previ per a la obtenció de la llei de control (matrius K i L), cal verificar que el sistema és realment controlable i observable. El concepte de controlabilitat i observabilitat el donen Franklin i Powell (1980).

La definició de controlabilitat es dona a (5.38).

Conceptualment, el sistema -determinat per les matrius f i γ - és controlable si sempre es pot lograr que amb una seqüència de control finita es pugui passar d'un estat qualsevol x_0 a un altre qualsevol x_1 .

La observabilitat és una condició formalment molt similar des del punt de vista analític, ja que es considera el sistema format per la matriu d'estat F i la de sortida H , que constitueixen un sistema dual al format per la matriu d'estat F i la de control G si es trasposen les matrius.

La relació (5.39) defineix la propietat de la observabilitat.

La relació anterior reflecteix el fet de que un sistema, per a ser observable, ha de permetre deduir el valor de l'estat inicial coneixent únicament els successius valors de la variable de sortida en els instants de mostreig que vana des de l'inicial fins a un instant $N-1$ (finit). La única condició que ha de complir N és que ha de ser un número més gran que l'ordre del sistema.

La comprovació analítica de la controlabilitat i observabilitat del sistema es basa en el càlcul del determinant de les matrius de controlabilitat i d'observabilitat. Si aquestes matrius són singulars el sistema no és controlable o observable, respectivament.

Les equacions (5.40) mostren com queden definides les matrius de controlabilitat i d'observabilitat.

Un cop ja es disposa del model del sistema i s'ha comprovat la seva condició de controlabilitat i d'observabilitat, cal determinar els valors de les matrius K i L .

El desenvolupament complet el donen també Franklin i Powell (1980).

L'expressió (5.41) es la que permet determinar la matriu del controlador K . Tots els valors que apareixen són coneguts excepte el terme final $\alpha_c(\Phi)$, que és un polinomi definit per (5.42).

Els successius valors de les α_i 's es corresponen amb els coeficients desitjats de l'equació característica. És a dir, l'equació característica defineix les arrels del sistema en anell tancat i la posició d'aquestes arrels dins del cercle de radi unitari del pla z -recordi's que s'està treballant amb sistemes discrets- defineixen les especificacions del sistema, en quant a rapidesa de resposta, banda passant, esmorteiment, etc.

Les especificacions determinaran, per tant, la posició de les arrels de l'equació característica. Es planteja llavors un polinomi que tingui aquestes arrels desitjades. Els coeficients d'aquest polinomi fixaran el valor de les α_i 's.

Per a la determinació de la matriu de l'estimador -o observador d'estat- L l'expressió que s'utilitza és formalment molt similar. Ve donada per (5.43), que s'anomena fórmula de Ackermann.

L'expressió $\alpha_e(\Phi)$ es totalment similar a la (5.42). La diferència radica en que determina les arrels de l'equació característica corresponents a l'estimador. És lògic que així sigui, doncs l'estimador d'estat està associat a un altre sistema, diferent del que es desitja controlar. De fet, interessa que les arrels de l'equació característica de l'estimador corresponguin a unes especificacions de rapidesa de resposta més estrictes que les desitjades pel sistema realimentat. La raó és que la convergència en l'estimació dels valors de les variables d'estat ha de ser més ràpida que la pròpia dinàmica d'aquestes variables, doncs aquesta estimació s'utilitza per a calcular el valor de la variable de control.

Una regla de disseny senzilla és triar les arrels del controlador de manera que satisfuguin les especificacions desitjades i les limitacions de l'actuador. En canvi, les arrels de l'estimador convé que siguin més ràpides, com a mínim, per un factor de 4. Així la resposta global està dominada per la resposta deguda als pols més lents del controlador.

A les equacions (5.41) i (5.43) apareixen les matrius d'estat, de control i de sortida que defineixen el convertidor; per tant, les matrius K i L de la llei de control depenen del mode que s'hagi triat.

Des del punt de vista conceptual, només queda per definir l'equació característica que es desitja del sistema, la que apareix a la fórmula (5.42). El criteri per a definir els coeficients de l'equació característica es fa a partir de les especificacions desitjades en quan a resposta temporal.

Al llibre de Franklin i Powell (1980), es demostren les diferents equacions (5.44), que proporcionen els paràmetres característics en el pla z d'un sistema a partir de les especificacions en el domini temporal.

Les diferents equacions de (5.44) s'han obtingut pel cas d'un sistema de segon ordre. En el cas que aquí es tracta, d'un convertidor de Cuk, cal notar que el sistema és de quart ordre. No obstant això, és descomposable en un sistema amb dos pols dominants, tal com es raona al treball de Cocconi i Cuk (1982), en que es dissenya de manera força completa un convertidor de Cuk. Precisament aquests dos pols dominants corresponen als donats pel condensador d'emmagatzematge C_1 mostrat a la Figura 2.1.

La primera de les equacions (5.44) mostra la relació entre el sobrepassament desitjat en el sistema i el seu coeficient d'esmoreïment ζ .

La segona de les (5.44) quantifica la relació entre el temps de pujada t_r i la pulsació natural del sistema ω_n .

Finalment, la tercera relació (5.44) dóna el radi del cercle en el pla z com a lloc geomètric a on el temps d'establiment és igual o inferior a t_s . En aquesta última relació intervé el període de mostreig T_s .

Pel desenvolupament dels algorismes presentats al capítol 6, s'han triat les següents especificacions pel controlador (pel càlcul de la matriu K):

Amb els valors triats a (5.45) es pot consultar un gràfic amb els diferents llocs geomètrics del coeficient d'esmoreïment ζ , la polsació natural ω_n i el radi r_0 . La intersecció dels diferents llocs geomètrics donarà els punts corresponent a les quatre arrels desitjades; de fet, son dos parells d'arrels complexes conjugades.

El polinomi característic del sistema en llaç obert, sense controlador, el proporciona l'expressió (5.46). La demostració es pot trobar, per exemple, a la obra de Franklin i Powell (1980).

S'ha desenvolupat un programa escrit en llenguatge FORTRAN per a calcular el determinant d'una matriu que té polinomis de primer grau com a coeficients. El llistat apareix a l'apèndix amb el nom de DPOLI.FOR.

Pel cas del model del convertidor en mode de la relació de conducció, el polinomi característic resultant té les arrels (5.47).

En canvi, quan es considera el model del convertidor funcionant en mode del corrent programat, el resultat es dona a (5.48).

A les arrels de (5.47) i (5.48) n'hi ha vàries que tenen un mòdul superior a la unitat. Això implica que el sistema és inestable, doncs les arrels en el pla z han de ser dins del cercle de radi unitat per a que el sistema sigui estable.

Aplicant les especificacions definides a (5.45) i cercant les arrels en anell tancat de manera que siguin geomètricament properes a las d'anell obert, el resultat que s'obté pel cas del mode de la relació de conducció és:

I pel mode del corrent programat:

En aquests moments, el que resta és la caracterització de l'observador o estimador (matriu L). Per aplicar la fórmula d'Ackermann (5.43) torna a ser necessari definir els coeficients del polinomi característic desitjat.

El criteri és ara el que aconsellen Franklin i Powell (1980): que les especificacions generals de l'observador siguin les mateixes que les del

controlador, excepte les de velocitat, que convé que siguin un mínim de 4 vegades més ràpides. Els valors triats són a les (5.51).

Les arrels trobades pel mode de la relació de conducció són:

i pel mode del corrent programat:

Un cop definits els polinomis característics ja es poden calcular les corresponents matrius del controlador K i de l'observador L , segons (5.41) i (5.43). El procés s'ha mecanitzat mitjançant un programa escrit en llenguatge FORTRAN anomenat LLEICON.FOR, el llistat del qual apareix als apèndix.

Els resultats obtinguts pel cas del mode de la relació de conducció són:

i, en el cas del mode del corrent programat,

Prèviament a la descripció de la realització del circuit de control basat en microprocessador, convé enunciar, a efectes de referència, el teorema de Shannon.

Es considera un sistema de banda limitada, és a dir, un sistema en el que la seva funció de transferència compleix l'equació (5.56).

A l'expressió (5.56) es considera que $F(s)$ és la funció de transferència del sistema en el domini de Laplace (pla s). La pulsació ω_c és la corresponent a la freqüència de tall del sistema. Seria la pulsació per a la que la funció de transferència comença a tenir un guany inferior a 0 dB.

Conceptualment, l'equació (5.56) reflecteix el fet de que cal considerar un sistema que no presenti freqüències superiors a la de tall.

En aquestes condicions, el teorema de Shannon fixa el màxim període de mostreig que es pot utilitzar per a caracteritzar el sistema. L'equació (5.57) el defineix analíticament.

A l'equació (5.57) ω_s i T_s representen la pulsació de mostreig i el període de mostreig, respectivament.

Al capítol 6 hi ha el desenvolupament corresponent a la realització del control en l'espai d'estat d'un convertidor de Cuk.

La llista següent serveix per a resumir el procés complet pel càlcul de la llei de control a l'espai d'estat:

- Determinació de la descripció d'estat linealitzada del convertidor. La matriu d'estat Φ i la matriu de control Γ es poden obtenir pels mètodes dels capítols 3 i 4.
- Comprovació de les condicions de controlabilitat i observabilitat del sistema, mitjançant les equacions (5.40).
- Definició de les arrels del polinomi característic del controlador. A partir de les especificacions i de les arrels en llaç obert.
- Càlcul de la matriu de control K . Per l'equació (5.41).
- Definició de les arrels del polinomi característic de l'observador. A partir de les especificacions del controlador, però amb unes especificacions de velocitat més estrictes, les arrels han de correspondre a constants de temps 4 vegades ràpides, com a mínim.
- Càlcul de l'observador predictor per l'equació d'Ackermann (5.43).

5.3. REALITZACIO ELECTRONICA DEL CONTROL

En aquest apartat es donara un repàs a les possibilitats de realització del circuit de control d'un convertidor cc/cc. En particular es descriura la solució adoptada pel control del convertidor de Cuk proposat en aquesta Tesi.

S'han considerat dues grans opcions de control de convertidors: una basada en circuits analògics i una altra, digital, basada en l'ús de microcomputador.

De fet, existeixen vies alternatives, però són reduïbles a les dues que es presenten en aquest apartat. Aquestes altres solucions s'enumeren al capítol 8.

5.3.1. Control analògic de convertidors cc/cc

Quan el circuit de control o actuador està basat únicament en circuits integrats analògics -pot ser amb alguna funció auxiliar realitzada amb tècniques digitals- i en components discrets, es que s'està considerant un control analògic del convertidor cc/cc.

En el cas particular dels convertidors cc/cc aquest és pràcticament l'únic mètode que s'ha vingut utilitzant. No es coneixen referències de convertidors comercials o de laboratori en que el circuit de control no s'hagi realitzat mitjançant tècniques analògiques.

La raó estriba en que l'objectiu principal dels convertidors cc/cc utilitzats com a fonts d'alimentació commutades -com ja s'ha citat profusament, és l'aplicació més estesa- és aconseguir una conversió amb la màxima densitat de potència, és a dir, la màxima relació entre potència tramesa i volum del circuit.

L'especificació d'aconseguir la màxima densitat de potència implica que el volum del circuit de control ha de ser mínim, sempre i quan les prestacions siguin comparables. I, actualment, per a la complexitat que s'exigeix al circuit de control d'una font d'alimentació commutada, una solució completament analògica permet minimitzar el volum. A més a més, pel moment encara resulta més econòmica aquesta solució que la basada en l'ús d'un microcontrolador que incorpori conversor analògic/digital intern més generador PWM, configuració que seria similar en quan a prestacions.

Hi ha diverses realitzacions que són molt emprades, però el circuit integrat de control bàsic que s'utilitza com a nucli del sistema és molt similar en tots els casos. Les diferències acostumen a aparèixer en les solucions adoptades per a l'aïllament galvànic entre el circuit de control i el circuit de potència. Aquest tema ja s'ha comentat al capítol 1.

La Figura 5.27 mostra l'esquema d'un circuit de control analògic en que l'aïllament entre el circuit de control i el de potència s'ha fet pel cantó de la sortida, disposant un optoïllador entre la realimentació de la tensió de sortida i l'entrada del circuit integrat de control. Aquesta solució està referenciada a Siemens Staff (1985).

Com es habitual en aquest capítol, el convertidor s'ha representat com una capsa negra amb dues entrades -la tensió d'entrada i la tensió del circuit de comandament del transistor- i una sortida -la tensió de sortida-.

Encara que el circuit es simplifica, es poden deduir algunes característiques significatives.

L'amplificador operacional connectat a la tensió de sortida realitza al mateix temps la funció de comparador amb la tensió de referència desitjada i de filtre.

L'optoïllador es fa treballar en la zona lineal. Es a dir, el corrent que es fa circular pel díode emissor de llum ha d'estar dimensionat per a fer treballar en zona activa el fototransistor. D'aquesta manera s'aconsegueix que la tensió a l'entrada del circuit integrat de control depengui linealment del corrent pel díode emissor de llum.

La sortida del circuit integrat de control ja es la forma d'ona rectangular modulada que es pot connectar directament al circuit de comandament del transistor del convertidor.

Una observació addicional, que serveix per a distingir la solució proposada a la Figura 5.27, de la que apareix a la Figura 5.28. L'alimentació de l'amplificador operacional de la sortida es fa, precisament, a partir de la tensió de sortida, mentre que l'alimentació del circuit integrat de control es fa a partir de la tensió d'entrada. La diferent procedència de les alimentacions es tradueix en unes dissipacions diferents.

En efecte, el consum de corrent de cada circuit està determinat. En el cas del consum de l'amplificador operacional, és el díode emissor de llum qui determina quin corrent ha de circular. En canvi, el circuit integrat de control té un consum fixat pels corrents que és necessari entregar o extraure al circuit de comandament del transistor. Per tant, si el consum de corrent és fixat, la potència que caldrà dissipar per a alimentar cada part vindrà determinada per la tensió d'alimentació corresponent. En una font d'alimentació commutada, la tensió de sortida acostuma a tenir valors força baixos, entre 5 i 24 V. En canvi, la tensió d'entrada depèn del valor de pic de la tensió de xarxa, que pot ser de 310 V. La diferència és un factor de 10.

La Figura 5.28 mostra una altra solució per al circuit de control analògic d'una font d'alimentació commutada.

A la configuració de la Figura 5.28, la tensió de sortida arriba directament al circuit integrat de control. De fet, s'aprofita un amplificador d'error intern del circuit integrat per a les funcions de comparació i filtratge que realitzava un amplificador operacional a l'esquema de la Figura 5.27. Normalment, els circuits comercials de control inclouen un amplificador d'error.

Una altra diferència és la solució que s'ha adoptat per l'aïllament entre el circuit de potència i el circuit de control. S'ha inclòs un transformador, normalment amb nucli toroidal de ferrita, que proporciona el senyal rectangular al circuit de comandament del transistor. Aquesta disposició és típica d'aquells convertidors -com, per exemple, el convertidor en pont complet- en que el terminal de referència del transistor no està connectat al terra de la tensió d'entrada. Per terminal de referència s'enten el surtidor, en el cas de transistors MOSFET, i l'emissor, en el cas de transistors bipolars, ja que són els terminals a on cal referir la tensió del circuit de comandament del transistor.

La dissipació que comporta la configuració de la Figura 5.28 serà habitualment menor que la corresponent a la de la Figura 5.27, degut a que tot el circuit ve alimentat per la tensió de sortida, que acostuma a tenir valors relativament baixos.

Cal notar que en els dos esquemes presentats a les Figures 5.27 i 5.28, l'aïllament entre el circuit de potència i el circuit de control no és total. És a dir, en el cas proposat a la Figura 5.27, l'aïllament es fa entre la sortida i el circuit de control, però el terra del circuit de control era el mateix que el terra del transistor o del bloc d'entrada del convertidor. En canvi, a la Figura 5.28, l'aïllament existeix entre el circuit de control i el circuit de comandament del transistor, però no amb el bloc de sortida del convertidor.

L'aïllament total forçaria a utilitzar un optoaiïllador a la part de sortida, treballant en la zona linial, tal com s'ha fet a l'esquema de la Figura 5.27, a més d'un transformador pel comandament del transistor. No s'acostuma a utilitzar comercialment aquest esquema, doncs és suficient un nivell de protecció com el proposat a les Figures 5.27 i 5.28, que proporcionen un aïllament de varis centenars de volts entre els dos punts del circuit de potència (transistor i sortida) que podrien quedar connectats per una impedància baixa, en cas de curtcircuit que efectés al circuit de control.

El diagrama de blocs del circuit de control es dóna a la Figura 5.29.

L'esquema que s'ha proposat a la Figura 5.29 és molt habitual en diferents circuits, com els de la sèrie 47XX de Siemens, el NE5560 de Philips, el NE3524 de SGS/Thomson, etc.

El bloc d'alimentació és el que s'encarrega de proporcionar energia per a tota la resta dels blocs del circuit.

La part que genera la tensió de referència és útil, doncs ofereix la possibilitat de disposar d'una tensió estabilitzada i fixa, normalment pel propòsit d'obtenir la tensió de comparació de l'amplificador d'error, que ha de fixar el valor de la tensió de sortida. Per a aquest fi no es pot emprar la tensió d'alimentació directament, doncs ja s'ha vist -Figures 5.27 i 5.28- que l'alimentació del circuit integrat de control s'obté a partir de la tensió de sortida, que és el que es desitja controlar, o bé a partir de la tensió d'entrada, que mai serà perfectament constant.

L'amplificador d'error AE és el que s'utilitza per a comparar la tensió de sortida amb el valor de referència desitjat i filtrar convenientment aquesta diferència. Ja s'ha comentat la seva utilitat al revisar l'esquema de la Figura 5.28.

El generador de rampa és un circuit que proporciona una forma d'ona en dent de serra. La freqüència d'aquesta forma d'ona és seleccionable per l'usuari mitjançant components externs (un condensador i una resistència).

La forma d'ona en dent de serra ja s'ha vist que era molt interessant en tots els mètodes de control, tant els corresponents al mode de la relació de conducció, com als del mode del corrent programat.

Un comparador té com a entrades el dent de serra de referència per una banda i la sortida de l'amplificador d'error per l'altra. Correspondria al component que físicament realitza la funció esquematitzada a la Figura 5.?, per exemple, en que es donava gràficament el sentit de la modulació PWM.

Al comparador també hi arriben altres senyals. Un d'ells té la funcionalitat de *shutdown*. És a dir, quan per qualsevol raó, la resta del circuit de control detecta una condició que ha de deshabilitar el comandament del transistor del convertidor, cal donar una tensió alta en aquest terminal, que fa conduir el transistor i força un valor nul de la relació de conducció.

Habitualment, també s'inclouen dues proteccions de funcionament del convertidor. Una és la corresponent a la detecció de tensió baixa (TB), que és útil per a la detecció de curtcircuits a la sortida. L'altra és la detecció de sobrecorrent, que permet reconèixer si està circulant més corrent del permès.

La Figura 5.30 mostra el diagrama de blocs d'un circuit integrat de control en mode de corrent programat. Un exemple de circuit disponible al mercat és el UC3846 de Unitrode. Es pot trobar una documentació més àmplia sobre aquest circuit al manual d'Unitrode Staff (1984).

Conceptualment, moltes funcions que s'incorporen en aquest circuit integrat són les mateixes. Hi ha un amplificador d'error per a realimentar la tensió de sortida i obtenir el valor del corrent de control.

També hi ha un amplificador operacional que multiplica per un factor conegut el corrent per l'interruptor del convertidor. La sortida d'aquest amplificador va al comparador al que arriba el corrent de control.

La rampa addicional s'obté connectant l'amplificador d'error que serveix per a donar el corrent de control, amb l'oscil.lador que proporciona la freqüència de commutació del convertidor. Concretament, cal connectar-lo al terminal inversor de l'amplificador d'error, per així aconseguir que es resti la rampa addicional al corrent de control, tal com es feia a la primera de les expressions (5.19).

La resta dels blocs són prou similars als de la Figura 5.29.

La disposició que finalment s'ha dissenyat pel circuit de control del convertidor de Cuk, es descriu a la Figura 5.35. Com està basat en una circuiteria tant digital com analògica, es descriu a l'apartat 5.3.2.

5.3.2. Control per microprocessador de convertidors cc/cc

El control mitjançant un microprocessador d'un convertidor cc/cc és, des del punt de vista de Teoria de Sistemes, similar al control analògic. Les figures de la 5.23 a la 5.26 continuen essent vàlides, doncs descriuen situacions totalment generals.

Les diferències entre els dos mètodes de realització del circuit de control es poden esquematitzar com:

- **Analítiques.** En efecte, el disseny analític d'un circuit de control analògic es basa en l'ús de tècniques en el pla s (transformada de Laplace), mentre que el disseny digital es basa en tècniques de tractament de variables discretes en el pla z (transformada Z).
- **De prestacions.** En general, és més senzill incorporar en un control basat en microprocessador tant els algorismes propis de control, com els de monitorització. Aquests últims són importants en sistemes com els convertidors d'Electrònica de Potència, a on una falla pot tenir efectes importants.
- **Introducció de modificacions.** És molt més simple retocar les prestacions del circuit de control quan aquest està basat en un microprocessador, que no quan és un circuit analògic.
- **Estabilitat.** Els circuits de control analògic són més senzills de dissenyar perquè siguin estables. En els sistemes mostrejats, com és el cas dels basats en microprocessador, a més a més de les restriccions imposades per la dinàmica del propi sistema, cal considerar la deguda al teorema de Shannon que es cita a l'expressió (5.35). L'execució de l'algorisme de control queda limitada en quan a temps disponible.

Per a la descripció analítica d'un sistema discret es pot utilitzar una expressió similar a la (5.33). La única diferència és que s'han de considerar variables mostrejades, que tenen valors coneguts únicament durant un instant dins del període de mostreig. A la Figura 5.27 es mostren els successius valors d'una d'aquestes variables.

A una variable com la y de la Figura 5.31 se li pot aplicar la transformada Z , per a poder treballar amb una expressió formalment igual a la (5.33) pel cas de la transformada de Laplace. Inclús es pot arribar a representar un diagrama de Bode extès per a les variables del pla z . El criteri de Nyquist

s'extén també al cas de considerar sistemes discrets en el pla z . Tots aquests processos es descriuen extensament per Kuo (1981).

Les expressions que s'han donat a l'apartat 5.2 per a descriure el mètode de control en l'espai d'estat, corresponen, de fet, a sistemes discrets, essent directament vàlides pel cas aquí tractat.

La realització d'un controlador digital en el cas més general es basa en un esquema com el de la Figura 5.32.

L'esquema de la Figura 5.32 es pot particularitzar al cas que es desitja estudiar.

Abans, però, de veure la disposició que s'ha dissenyat pel control del convertidor de Cuk utilitzat en aquesta Tesi, convé raonar el perquè s'ha dissenyat un circuit de control que no és totalment digital.

Conceptualment, la solució òptima en quant a circuiteria sembla que hauria de basar-se en que el propi microprocessador generés el senyal rectangular que després es connecta al circuit de comandament del transistor del convertidor. L'esquema podria ser com el de la Figura 5.33.

Seria una situació en que el microprocessador té un terminal d'un port directament connectat al circuit de comandament del transistor. Ara bé, aquesta disposició tant simple des del punt de vista de la circuiteria, té l'inconvenient de que carrega fortament les tasques del microprocessador.

Amb un exemple numèric es pot comprendre millor el problema.

Suposi's un microprocessador Motorola MC68000, com el que s'utilitza en aquesta Tesi, treballant amb un rellotge de freqüència 12 MHz.

La generació d'una ona rectangular de freqüència fixa i amb una amplitud variable com a la Figura 5.2, per exemple, es pot aconseguir mitjançant l'ús de dos temporitzadors: un per a fixar la freqüència de la forma d'ona -que serà la freqüència de commutació- i l'altre per a donar l'interval de temps de conducció del transistor T_{on} .

L'algorisme següent correspon al servei d'interruptió del temporitzador que funciona a una freqüència constant igual a la de commutació. Per tant, aquest servei serveix únicament per a establir l'inici de cada període de commutació.

acció generació d'ona PWM

salvaguardar registre(s)
posar a 1 bit del port

engegar temporitzador auxiliar
habilitar interrupcions
restaurar registre(s)

fi acció

Algorisme 1. Rutina de servei d'interrupció del temporitzador que determina la freqüència de commutació.

A la rutina anterior s'hi arriba a l'inici de cada període de commutació. Per això, aquesta rutina posa a 1 el senyal que està connectat al circuit de comandament del transistor del convertidor. És la manera d'iniciar l'interval Ton.

Dins de la rutina de servei d'interrupció anterior es fa referència a un temporitzador auxiliar. És el que ha de servir per a determinar la durada de l'interval de conducció del transistor.

El valor de Ton l'ha d'haver generat el programa de control i llavors s'ha d'utilitzar aquest valor com a precàrrega d'aquest segon temporitzador. La precàrrega d'aquest temporitzador l'actualitza el programa principal de control. És a dir, al final de cada període de mostreig del sistema, s'actualitza el valor de Ton. Donat que el període de mostreig del sistema és més gran que el període de commutació del convertidor, el convertidor funcionarà amb el mateix valor de Ton durant varis cicles.

Així doncs, el primer temporitzador funciona a freqüència constant, mentre que al segon se li canvia la precàrrega a cada període de mostreig, i ho fa el programa principal de control; per aquesta raó no s'ha inclòs l'acció de carregar el valor de comptatge del temporitzador a l'algorisme de generació d'ona PWM.

El servei d'interrupció corresponent a la interrupció generada per aquest segon temporitzador que s'encarrega de modular l'amplada de Ton, tindria una estructura com la següent:

acció rutina de modulació de Ton

salvaguardar registre(s)
posar a 0 bit del port
habilitar interrupcions
restaurar registre(s)

fi acció

Algorisme 2. Rutina de servei de la interrupció del temporitzador que defineix l'interval de conducció del transistor.

La rutina anterior s'ocupa de finalitzar l'interval de conducció del transistor del convertidor, escrivint un 0 en el bit corresponent.

En aquestes condicions, es pot estimar quin temps mínim cal dedicar a realitzar accions que no són propiament útils, per al control que es desitja. Aquestes accions són: salvaguardar registres, habilitar interrupcions i restaurar registres. Es poden definir com a *instruccions auxiliars*.

Suposant que cadascuna de les instruccions auxiliars que apareixen en els dos algorismes anteriors es basa en una instrucció elemental del microprocessador, es pot fer un comptatge del temps dedicat a l'execució d'instruccions auxiliars. Aquesta hipòtesi pot no ser vàlida, depenent sobretot del número de registres que sigui necessari salvaguardar. Si el número de registres a salvaguardar és alt, llavors les instruccions de salvaguarda i restauració poden deixar de ser elementals.

En un període de commutació, pel que s'ha vist en els dos algorismes anteriors, hi ha 6 instruccions auxiliars. El temps que cal dedicar per a l'execució de les 6 instruccions auxiliars serà, suposant que una instrucció elemental s'executa en 12 cicles de rellotge:

$$6 \text{ instruccions auxiliars} \cdot 1 \frac{\mu\text{s}}{\text{instrucció elemental}} = 6 \mu\text{s}$$

Ara es pot fer el mateix per a avaluar el temps que es tarda en executar la resta de les instruccions de les rutines anteriors. En total, hi ha tres instruccions que requereixen un accés a memòria; dues corresponen a l'escriptura de la dada corresponent al bit que controla l'estat del transistor del convertidor, mentre que l'altra és la que programa els registres del temporitzador. Cal notar que el microprocessador MC68000 no té el temporitzador intern, sinó que s'utilitza un MC68230, perifèric que conté els ports d'entrada/sortida i el temporitzador.

Donat que les instruccions citades presuposen l'escriptura d'un octet a la memòria, es poden executar en només 24 cicles de rellotge, el que equival a dir que tardarien 2 μs . Aquestes instruccions suposen un temps dedicat pel microprocessador:

$$3 \text{ instruccions} \cdot 2 \frac{\mu\text{s}}{\text{instrucció}} = 6 \mu\text{s}$$

Ara es pot calcular la penalització que suposa pel programa principal de control la generació per part del microprocessador de la forma d'ona que arriba al comandament del transistor del convertidor.

Si la freqüència de commutació del convertidor és de 20 kHz -seria el cas més favorable, corresponent a la menor freqüència possible, tal com s'ha vist al capítol 1-, llavors el percentatge de temps del processador en que es veu penalitzat és:

$$\frac{12 \mu\text{s}}{T_s} \cdot 100 = \frac{12 \mu\text{s}}{1} \cdot 100 = 24 \%$$

20 kHz

Per tant, si el microprocessador es dedica a la modulació de l'interval Ton del transistor, el sistema només podrà controlar convertidors amb una banda passant que serà el 76 % de la que es podria acceptar -de cara a verificar el teorema de Shannon- si se li descarrega de les tasques de comandament del transistor del convertidor.

El cas que s'ha considerat és lleugerament favorable, ja que en la realitat es treballa amb una freqüència del rellotge de 4 MHz, en lloc de 12 MHz. Per tant, els nous valors del temps dedicat a l'execució d'instruccions de les rutines dels algorismes 1 i 2 són 3 vegades més grans, igual a 36 µs.

Per altra banda, la freqüència de commutació del convertidor que realment s'ha utilitzat és de 50 kHz i no de 20 kHz, com s'havia fet abans.

Per tant, en aquest cas, més proper al muntatge real, el percentatge de temps dedicat pel microprocessador a comanar el transistor del convertidor és:

$$\frac{36 \mu\text{s}}{T_s} \cdot 100 = \frac{36 \mu\text{s}}{\frac{1}{50 \text{ kHz}}} \cdot 100 = 180 \%$$

Per tant, ara el temps dedicat al comandament del transistor del convertidor resulta ser més gran que el període de commutació. No és possible, doncs, que el microprocessador pugui controlar directament en temps real el transistor del convertidor.

Per a resoldre aquest problema cal utilitzar un circuit dedicat, que a partir d'un octet proporcionat pel microprocessador i que indiqui el valor de Ton desitjat, pugui generar el senyal de comandament del transistor corresponent; d'aquesta manera el microprocessador es pot dedicar únicament a executar el programa de control, que calcularà el valor desitjat de la variable de control a partir del valor de la tensió de sortida. Per tant, el microprocessador, realitzaria la funció de l'amplificador operacional que hi ha connectat a la sortida, realitzant un filtre digital, en lloc d'analògic. En aquesta situació l'esquema seria el de la Figura 5.34.

Es poden seguir dues alternatives per a la generació de vG: l'una basada en un disseny digital i l'altra basada en un disseny analògic.

La realització digital completa del circuit d'interfície requereix varis circuits integrats, si es fa amb circuiteria estàndard -hi ha altres solucions: PLD's, circuits semi-custom-.

Es pot utilitzar, per exemple, la solució proposada a la Figura 5.35. La solució proposada és totalment vàlida pel cas en que es desitgi fer un control pel mode de la relació de conducció, normalment el de tipus PWM.

La sortida de 8 bits donada pel microprocessador es compara amb la sortida d'un comptador de 8 bits que té com a freqüència de rellotge la de commutació multiplicada per 256, ja que s'està discretitzant un període de

commutació en 256 parts; és degut a que el microprocessador dóna un octet per a definir el valor de la relació de conducció ($2^8 = 256$).

Cada vegada que el comptador arriba al final del comptatge, dóna un senyal al biestable perquè aquest posi a 1 la sortida. En canvi, quan el comptatge arriba a igualar el valor de la relació de conducció donat pel microprocessador, es força que la sortida del biestable sigui 0.

Aquesta solució té l'inconvenient de que no és útil si es desitja utilitzar el control en mode del corrent programat. Per aquest cas, un circuit com el de la Figura 5.36 és adequat.

Mitjançant un convertidor digital/analògic s'obté el senyal analògic corresponent al corrent de control. Amb un generador de rampa, es disposa de la rampa addicional per a estabilitzar el circuit i que, per exemple, es suma a la monitorització del corrent que circula per l'interruptor.

Com a solució analògica pel circuit generador del comandament del transistor (generador de vG a la Figura 5.34) es proposa el circuit de la Figura 5.37, que és el que s'ha dissenyat en aquesta Tesi.

6.CONTROL DEL CONVERTIDOR DE CUK EN MODE DUAL

6.1.APROXIMACIO AL CONTROL OPTIM DEL CONVERTIDOR DE CUK

L'objectiu que es pretén és controlar mitjançant microprocessador un convertidor de Cuk, intentant optimitzar el seu rendiment o, equivalentment, fent mínimes les seves perdes.

El problema de control clàssic consisteix en seleccionar un controlador que satisfagui unes especificacions de funcionament. Algunes d'aquestes especificacions ja s'han utilitzat al capítol 5 per a definir els paràmetres característics del sistema, essent uns propis del domini freqüencial i els altres del domini temporal: marges de guany i de fase en anell obert, banda passant en anell tancat, coeficient d'esmoreïment, sobrepassament, temps de pujada, temps d'establiment.

Els paràmetres citats anteriorment estan relacionats amb especificacions com, per exemple, quan ràpid ha de convergir el sistema al règim permanent. En canvi, una especificació com la de minimització de perdes no pot ser caracteritzada pels paràmetres anteriors. La reducció d'aquest paràmetre - que, en realitat, és una funció de cost- a un valor mínim és llavors fonamental en el disseny del sistema.

El problema clàssic del control òptim és determinar un controlador pel sistema que minimitzi el cost, suposant que el model del sistema i la funció de cost són donats. Les equacions (6.1) donen aquestes equacions pel cas general.

Les dues primeres equacions de (6.1) defineixen el sistema. Observi's que el sistema pot ser multivariàble, doncs les funcions f i g són vectorials. No és necessari que el sistema sigui lineal, ja que les funcions f , g i j són tant generals com es vulgui, inclús poden variar a cada període de mostreig.

La tercera de les equacions de (6.1) és la que descriu la funció de cost en general. També és una funció que pot variar a cada període de mostreig i que no té perquè ser lineal. Normalment, N serà un valor que tendirà a infinit, doncs interessarà considerar el cost global al llarg del temps.

En les condicions de les equacions (6.1), el problema del control òptim queda enunciat per la Definició 6.1.

Definició 6.1. El Problema del Control Optim consisteix en trobar una seqüència de valors de la variable de control $\bar{u}^0(n)$, amb $n = 0, 1, \dots, N-1$, que minimitzi J_N , subjecte a les restriccions del sistema definit per f i g i per qualsevol condició inicial (i/o final) del vector d'estat \bar{x} .

El Problema del Control Optim queda descrit per la Figura 6.1, en el cas de que es consideri un sistema discret linial, com es fa en aquesta Tesi.

A la Figura 6.1 s'indica que existeix un sistema físic que es desitja controlar de forma òptima. Aquest sistema físic ve descrit per un model discret determinat per les matrius f i γ .

També es coneix la funció de cost, que avalua analíticament la optimització desitjada.

A partir de tota la informació anterior, es pot determinar la llei de control, materialitzada en la matriu de control K (l'ús de l'observador no és habitual en el control òptim). Cal notar que, en general, el valor de la matriu K serà diferent a cada període de mostreig, degut a la condició d'optimització, que exigeix trobar la trajectòria òptima de la variable de control.

Hi ha varis mètodes per a determinar la trajectòria de control òptima (basats en programació dinàmica), descrits per Warwick i Rees (1986) o bé Franklin i Powell (1980). El volum de càlculs a fer és, en tot cas, molt elevat i resulta difícil fer un control òptim en temps real d'un sistema no lent, com és el cas d'un convertidor cc/cc, que té constants de temps de l'ordre de mil·lèsimes de segon.

La optimització que es proposa en aquesta Tesi es basa en una filosofia diferent. A l'enfoc clàssic es considera que el sistema té una única descripció donada per uns valors determinats i fixes de les funcions f i g de l'equació (6.1) i es cerca una estratègia de control que permeti optimitzar el funcionament d'aquest sistema.

El que es proposa ara és que el mateix sistema físic, el convertidor cc/cc, sigui controlat de tal manera que presenti dos comportaments dinàmics diferents, caracteritzats analíticament per models diferents: serien dos jocs de valors de les funcions f i g , o, en realitat, de les matrius f i γ , degut a la linialització que es fa del sistema. La optimització es basa en l'encertada elecció del mode de control a cada període de mostreig.

A la Figura 6.2 apareix un diagrama de blocs del mètode d'optimització proposat. Cal notar que la funció de cost és única, independentment del mode de control triat.

L'estratègia de control no depèn del mode de control triat, en el sentit de que la metodologia seguida pel dimensionament de la llei de control és la que s'ha donat a l'apartat 5.2.2 i és independent de si s'utilitza el mode de la relació de conducció o el mode del corrent programat. Ara bé, la llei de control sí és dependent del mode de control triat. És a dir, la matriu del controlador K és diferent a cada cas.

A la Figura 6.2 s'ha explicat l'ús de l'observador predictor d'estat (o estimador), doncs és la base per a fer la predicció de l'evolució del

convertidor. En la metodologia d'optimització proposada, en lloc de procedir a un càlcul complex per a trobar les successives matrius del controlador que defineixen la trajectòria de control òptima, el que es fa és preveure el valor futur de la funció de cost, per a decidir quin serà el mode de control utilitzat en el proper període de mostreig.

La funció de cost, com s'ha especificat a la Figura 6.2 és única i independent, per tant, del mode de control utilitzat. Això és degut a que la funció de cost utilitzada -les pèrdues de potència en el convertidor- té una expressió analítica J (notació de les equacions (6.1)) en la que no intervé la variable de control u .

L'equació (6.2) mostra la definició de la funció de cost J desitjada.

La funció de cost proposada defineix la diferència entre les potències instantànies a l'entrada i a la sortida. Per tant, mesura les pèrdues de potència instantània. Es suposa conegut -i fix, per a simplificar la realització del circuit- el valor de la tensió d'entrada v_i .

La optimització es basarà llavors, en l'elecció a cada període de mostreig del model que minimitzi el valor de la funció de cost definida a (6.2) en el proper període de mostreig.

A l'expressió (6.2) apareixen els valors de variables d'estat -el corrent a la inductància d'entrada, el corrent a la inductància de sortida i la tensió de sortida- i de paràmetres de funcionament del convertidor -com és el cas de la tensió d'entrada-. L'observador predictor és necessari, doncs, per a estimar el valor de les variables d'estat en el següent període de mostreig.

La realització física del mètode proposat consisteix en el disseny d'un circuit de control que permeti que el microprocessador pugui triar en cada instant si el convertidor és controlat mitjançant el mode de la relació de conducció o bé mitjançant el mode del corrent programat.

Les tasques que haurà de fer el circuit global de control són, doncs, les següents:

- Estimar les pèrdues o el rendiment del convertidor, depenent de que sigui controlat en mode de la relació de conducció o en mode del corrent programat (microprocessador).
- Decidir si s'ha d'utilitzar el mode de control de la relació de conducció o bé el mode del corrent programat, seguint criteris de minimització de pèrdues d'acord amb la funció de cost definida per (6.2) (microprocessador).
- Realimentar la tensió de sortida i utilitzar-la per a calcular el valor adequat de la variable de control, que serà la relació de conducció en el cas del control en mode de la relació de conducció, i el corrent de control, pel cas del mode del corrent programat (microprocessador).

- Generació del senyal d'atac del transistor del convertidor, a partir de la variable de control apropiada, que depén del mode de control utilitzat (circuit generador de vG, veure les Figures 5.34 i 5.37).

Entre parèntesi s'ha indicat en cada cas quin dels elements s'encarrega de cada tasca, entenent les tasques que cal fer en temps real pel control efectiu del convertidor. Als següents apartats 6.2 i 6.3 s'indiquen amb més precisió les accions corresponents a cada cas.

6.2. CONTROL EN MODE DE LA RELACIO DE CONDUCCIO I EN MODE DEL CORRENT PROGRAMAT

Per a la realització del control en un qualsevol dels modes proposats cal seguir les etapes següents:

- Determinació del model linial discret del sistema, que dóna com a resultat la matriu d'estat F i la de control $gamma$. Es pot seguir el mètode proposat al capítol 4.
- Determinació de la llei de control completa, definida per la matriu del controlador K i la de l'observador predictor L . La metodologia apareix al capítol 5.
- Utilització del circuit de control en el mode seleccionat. La Figura 6.3 detalla amb més precisió que al capítol 5 la disposició del circuit de control. És necessari per a després comprendre totalment el programa de control.
- Execució del programa de control. L'algorisme 6.1 mostra el programa de control proposat.

La Figura 6.3 mostra amb més detall la circuiteria de la Figura 5.37.

A la Figura 6.3 amb detall les connexions més importants dins del circuit de control, així com les que hi ha amb el circuit de potència.

El microprocessador MC68000 controla el funcionament de la resta del circuit de control mitjançant un perifèric dedicat, el MC68230. Aquest circuit conté dos temporitzadors i 22 línies d'entrada/sortida programables.

Vuit d'aquestes línies estan configurades com a entrades i reben el valor digitalitzat de la tensió de sortida que proporciona el convertidor analògic/digital. Aquest convertidor és de vuit bits i treballa per aproximacions successives. El seu temps de conversió és de 25 μ s, un temps prou ràpid pel sistema de control. Cal tenir present que el període de mostreig, determinat pel temps que tarda en executar-se el bucle bàsic de control de l'algorisme de control, és de l'ordre de milèsimes de segon.

Unes altres vuit línies del MC68230 s'han configurat com a sortides, pel comanament del convertidor digital/analògic, que és el que proporciona el senyal de control al circuit integrat de control.

Com a circuit integrat de control s'ha utilitzat el NE5560, de Philips. Observi's que l'entrada del circuit integrat de control pot procedir del circuit d'interfície pel mode de la relació de conducció o del correponent al mode del corrent programat. Això depèn de com estiguin controlats el multiplexor i el demultiplexor analògics.

La selecció d'aquest sistema mux/demux es fa mitjançant una altra de les línies d'entrada/sortida del MC68230.

Els circuits d'interfície estan basats en amplificadors operacionals. En el cas del circuit d'interfície pel control en mode de la relació de conducció, està pensat per a acomodar el nivell de tensió de sortida del convertidor digital/analògic -que és de 0 a 10 V- al nivell de tensió vàlid a l'entrada del circuit integrat de control NE5560 -que va de 1,5 a 5,5 V-.

El circuit d'interfície pel control en mode del corrent programat inclou, a més a més, la realimentació del corrent que circula per l'interruptor del convertidor, comparant-lo amb el corrent de control generat pel convertidor digital/analògic. El senyal que proporciona el corrent de control també està modificat per amplificadors operacionals per a fer les dues magnituds comparables -es fa un canvi d'escala-.

En resum, la realització del control en el mode de la relació de conducció o bé en el mode del corrent programat és idèntica, tal com s'ha dissenyat el circuit de control. Només cal canviar el valor del bit que controla el funcionament del multiplexor i del demultiplexor.

Pel que respecta a l'algorisme de control, tampoc hi ha diferències conceptuals en quan a l'aplicació d'un mode de control o l'altre. L'algorisme 6.1 és el que estableix amb més detall l'estructura del programa de control.

acció programa de control en un mode elemental

declaració de variables
inicialització de variables

mentre no fi fer

```
mat =  $\Phi - \Gamma K$ 
/* lectura de la tensió de sortida desitjada */
vocom = llegir_valor
/* càlcul del valor de referència de la tensió de sortida */
voref = FACTOR * vocom + AJUST
/* conversió de la tensió de sortida a tensió de control */
vcref = (vocom+VD)/(vocom+VD+VI-VM)
x1 = X1INICIAL

/* aquest és el verdader bucle de control */
repetir

/* lectura de la tensió de sortida del convertidor */
voabs = portv1
/* càlcul de l'error */
verr = voref - voabs
/* activació d'una nova conversió del convertidor A/D */
pacr = VALOR_D'ACTIVACIO
càlcul del nou valor de la variable de control incremental
/* càlcul del valor real, no incremental, de la variable de
control */
vcabs = vcref + vcinc
```

```

/* verificació de que la variable de control es troba dins
dels marges permesos */
si vcabs < vmin llavors vcabs = vmin fisi
si vcabs > vmax llavors vcabs = vmax fisi
/* escriptura de la variable de control absoluta en el port
corresponent al convertidor D/A */
portvc = vcabs
/* actualització del valor de les variables d'estat del
següent període de mostreig */
x1 = x0

```

fins que es polsi una tecla

```

/* aturada del convertidor mitjançant l'anul.lació de la variable de
control */
portvc = 0

```

fimentre

fiacció

Algorisme 6.1. Descripció del programa de control en un mode de control únic, el mode de la relació de conducció o el mode del corrent programat.

L'algorisme presentat és igualment vàlid pel cas del mode de la relació de conducció o el mode del corrent programat. El canvi per a un cas o l'altre es troba en el moment de fer la inicialització de les variables. Caldrà introduir els coeficients corresponents a β , γ , K , L pel cas considerat.

Amb el nom *llegir_valor* es defineix una subrutina que s'encarrega d'assignar el valor correcte de la tensió de sortida desitjada llegint-lo del teclat. Es suposa que existeix un teclat de l'operador. A més a més, aquesta subrutina comprova que el valor donat per l'operador sigui correcte, ha d'estar dins d'uns marges de funcionament pels quals s'ha dissenyat el convertidor.

Un cop l'operador ha definit el valor desitjat de la variable de sortida, cal tenir present que els valors que es llegiran del convertidor A/D no vindran en Volts, però l'operador sí que haurà definit el valor desitjat de la tensió de sortida en Volts. Per aquesta raó, es defineix la variable *voref*, que és igual a la tensió de sortida de comanda, però en la mateixa escala donada pel convertidor A/D. Per tant, *FACTOR* i *AJUST* són constants que depenen del convertidor A/D triat i de com es connecta aquest a la sortida del convertidor.

La variable *vcref* es troba estimant el valor de la variable de control a partir de la tensió de sortida desitjada *vocom*. En aquesta estimació apareixen com a valors coneguts -inicialitzats al principi del programa- la caiguda de tensió en el díode *VD*, la tensió d'entrada *VI* i la caiguda de tensió en el MOSFET de potència *VM*-que, per simplificar, s'ha pres com una constant-

El vector $x1$ conté el valor del vector d'estat a l'instant de mostreig actual. Degut a que es linialitza el comportament del convertidor, cal considerar el valor incremental de $x1$. Observi's que cal indicar el valor inicial, que serà el corresponent valor incremental inicial.

La variable $voabs$ és la tensió de sortida absoluta, no incremental. És el valor que es llegeix directament del conversor analògic/digital, que està connectat al port amb l'adreça $portv1$ del MC68230.

Després de calcular l'error de la tensió de sortida i d'activar una nova conversió del conversor analògic/digital -utilitzant el seu registre de control $pacr$ -, es continua amb l'acció del càlcul del nou valor de la variable de control incremental. La descripció d'aquesta acció es dona a l'algorisme 6.2.

Posteriorment es calcula el valor absolut de la variable de control, tenint en compte la saturació que han de presentar els seus valors, actualitzant la tensió de control per l'escriptura del valor corresponent al port al qual està connectat el conversor digital/analògic.

El bucle de control finalitza amb l'actualització del valor del vector d'estat, ja que $x0$ representa el vector d'estat -valor incremental- en el proper instant de mostreig, és a dir, estimat mitjançant l'observador predictor, tal com es veu a l'Algorisme 6.2.

El bucle de control finalitza amb la consulta del teclat. Si l'operador ha pulsat qualsevol tecla, el registre d'estat del perifèric que controla el teclat (una UART), ho indica. La finalització del bucle de control es fa aturant el convertidor amb un valor nul de la variable de control.

acció càlcul del nou valor de la variable de control incremental

```
/* càlcul del valor incremental del vector d'estat al proper instant de
mostreig */
x0 = mat * x1 + L * verr
vcinc = - K * x0
```

fiacció

Algorisme 6.2. Estructura pel càlcul del valor actualitzat de la variable de control incremental.

L'algorisme pel càlcul de la variable de control consta de dues expressions matricials. A la primera d'elles s'obté el valor del vector d'estat en el proper instant de mostreig a partir del valor del vector d'estat en el instant de mostreig actual. Per a aquest càlcul no cal utilitzar el valor de la variable de control en el període de mostreig actual, degut a l'ús de la matriu mat , que engloba la matriu d'estat, la de control i la del controlador, tal com es pot comprovar a l'Algorisme 6.1. La matriu de l'observador predictor afecta a la tensió d'error a la sortida.

La segona expressió matricial de l'Algorisme 6.2 simplement fa el càlcul de la variable de control actualitzada. És un valor actualitzat degut a que es calcula a partir del valor estimat del vector d'estat pel proper instant de mostreig. I és un valor incremental perquè totes les matrius involucrades en el càlcul corresponen a un model linealitzat del convertidor.

6.3. CONTROL EN MODE DUAL

En aquest apartat es discutirà l'algorisme que s'ha triat per a fer el control optimitzat del convertidor cc/cc, en aquest cas, un convertidor de Cuk. Al parlar de *mode dual*, s'enten que s'està controlant el convertidor amb dos modes de control, que a cada període de mostreig es fan els càlculs pertinents per a decidir quin dels dos modes de control s'utilitzarà en el següent període de mostreig.

A la Figura 6.2 ja es descriu en forma de diagrama de blocs el procés que es segueix. L'Algorisme 6.3, però, proporciona un major detall.

acció algorisme de control en mode dual

declaració de variables
inicialització de variables

mentre no fi fer

```
/* càlcul de les noves matrius del sistema en mode de la relació
de conducció (rc) i mode del corrent programat (cp) */
matrc = fir - gammarc * Krc
matcp = ficp - gammacp * Kcp
/* lectura del valor de referència de la tensió de sortida */
vocom = llegir_valor
/* càlcul del valor de referència de la tensió de sortida */
voref = FACTOR * vocom
/* inicialització del vector d'estat */
x1 = X1INICIAL
/* càlcul de la tensió de control de referència */
vcref = (vocom + VD)/(vocom + VD + VI - VM)

/* bucle de control */
repetir

/* lectura de la tensió de sortida del convertidor A/D */
voabs = portv1
/* càlcul de l'error de la tensió de sortida */
verr = voref - voabs
/* activació d'una nova conversió del convertidor A/D */
pacr = VALOR_D'ACTIVACIO
càlcul dels valors propers del vector d'estat
càlcul de la funció de cost
selecció del mode de control
/* càlcul de la variable de control absoluta */
vcabs = vcreef + vcinc
/* límits de la variable de control */
si vcabs < vcmin llavors vcabs = vcmin fi
si vcabs > vcmax llavors vcabs = vcmax fi
/* escriptura de la variable de control absoluta al port
corresponent del convertidor D/A */
```

portvc = vcabs

fins que es polsi una tecla

/* aturada del convertidor */
portvc = 0

fimentre

fiacció

Algorisme 6.3. Control en mode dual d'un convertidor cc/cc

L'Algorisme 6.3 té una estructura totalment similar al corresponent al cas de mode de control fixat, l'Algorisme 6.1.

Pel que respecta a les notacions, ara cal tenir present que existeixen les matrius del sistema en mode de la relació de conducció i les correponents al mode de corrent programat. Per tant, hi haurà varis càlculs que caldrà duplicar. El primer, és el de determinació de la nova matriu del sistema -*matrc* i *matcp*- que té en compte la presència de la llei de control -matrius *Krc* i *Kcp*-.

Dins del bucle de control, les accions a on hi ha una variació respecte del cas de l'Algorisme 6.1 són les de *càlcul dels valors propers del vector d'estat*, *càlcul de la funció de cost* i *selecció del mode de control*. S'han descrit, respectivament, als Algorismes 6.4, 6.5 i 6.6. És convenient consultar també la Figura 6.2.

acció càlcul dels valors propers del vector d'estat

$$\begin{aligned}x0rc &= \text{matrc} \cdot x1 + \text{Lrc} \cdot \text{verr} \\x0cp &= \text{matcp} \cdot x1 + \text{Lcp} \cdot \text{verr}\end{aligned}$$

fiacció

Algorisme 6.4. Estimació dels dos valors possibles del vector d'estat al proper instant de mostreig.

Com es pot apreciar, l'Algorisme 6.4 és senzill. Només consisteix en dues equacions matricials. Ara bé, és important notar que el valor actual del vector d'estat *x1* és únic, mentre que el valor estimat del vector d'estat pel següent període de mostreig *x0* depén del mode de control que s'hagi d'utilitzar.

Ha de ser així, doncs el valor de *x0rc* i *x0cp* s'ha d'incloure al càlcul de la funció de cost, tal com es veu a l'Algorisme 6.5.

acció càlcul de la funció de cost

$$\begin{aligned}jrc &= (x0rc[1] + I1ABS) - voabs \cdot (x0rc[2] + I2ABS) \\jcp &= (x0cp[1] + I1ABS) - voabs \cdot (x0cp[2] + I2ABS)\end{aligned}$$

fiacció

Algorisme 6.5. Determinació de la funció de cost d'acord amb el valor estimat del vector d'estat, per a cada mode de control.

L'Algorisme 6.5 és senzill en quan a que només consisteix en dues equacions matricials. Fa el càlcul de la funció de cost del funcionament del convertidor.

No obstant, si es compara l'equació (6.2) amb les equacions matricials de l'Algorisme 6.5, cal resaltar alguns detalls.

No apareix en cap moment la tensió d'entrada. Això és degut a que es considera com a constant. Per tant, com afecta per igual a les dues funcions de cost (en mode de la relació de conducció i en mode del corrent programat), no s'ha inclòs per a estalviar temps de procés del bucle de control. Conceptualment, es com si la primera variable d'estat $x0[1]$ vingués donada en unes altres unitats.

Per altra banda, com a corrent d'entrada i corrent de sortida s'utilitzen els valors de la primer i segona component del vector d'estat, respectivament $x0[1]$ i $x0[2]$. Aquests valors correponen, de fet, als corrents mitjans per les inductàncies d'entrada i de sortida. Però aquests corrents promig són els mateixos que circulen per l'entrada i la sortida, doncs la inductància d'entrada del convertidor de Cuk està connectada directament a l'entrada. I el corrent promig per la inductància de sortida és el mateix que a la sortida, ja que el corrent promig pel condensador de filtratge és nul, en règim permanent. Es pot considerar que el funcionament és en règim permanent, doncs el període de mostreig és suficientment més gran que el de commutació, però suficientment petit en front de les constants de temps del convertidor. Revisar la Figura 2.1, pels detalls de la topologia del convertidor.

Com el valor de les variables d'estat és incremental, cal sumar el corresponent valor de règim permanent per a fer vàlid el càlcul.

Finalment, el valor que s'ah inclòs de la tensió de sortida és el que directament es llegeix del conversor A/D. Per tant, no és un valor numèric en Volts, ja que caldria dividir-lo pel valor FACTOR, ja utilitzat a l'Algorisme 6.1. De nou, per a estalviar temps de càlcul al bucle de control, no es fa aquesta conversió perquè afecta per igual a les dues funcions de cost.

acció selecció del mode de control

si $jrc < jcp$

llavors

$$vcinc = -Krc \cdot x0rc$$

$$x1 = x0rc$$

altrament

$$vcinc = -Kcp \cdot x0cp$$

$$x1 = x0cp$$

fisi

fiacció

Algorisme 6.5. Acció de decisió del mode de control que s'utilitzarà en el següent període de mostreig.

Com es pot apreciar, l'Algorisme 6.5 es limita a calcular el valor incremental de la variable de control depenent de quina estimació de perdues sigui més favorable. També s'inclou l'actualització del vector d'estat.

7.CONCLUSIONS

7.1.APORTACIONES DE LA TESI

En el treball presentat s'han tractat varis aspectes relacionats amb el control amb microprocessador d'un convertidor cc/cc:

- a) Modelació del convertidor. S'ha presentat el problema de la cerca del model (continu o discret) d'un convertidor cc/cc. El seu caràcter no linial obliga a la determinació d'un model linialitzat a l'entorn del punt de funcionament de règim permanent, si el que es desitja és utilitzar algun dels mètodes de control lineals més populars.
- b) Simulació d'un convertidor cc/cc. Un cop conegut el model del sistema, es pot simular el seu funcionament.
- c) Disseny del controlador. D'acord amb les especificacions desitjades i el model trobat, es pot desenvolupar la llei de control del convertidor.
- d) Disseny electrònic del controlador del convertidor.
- e) Optimització del funcionament del convertidor.

Cadascun dels punts anteriors constitueix un origen de coordenades pel desenvolupament de les diferents aportacions parcials de la Tesi. Es descriuen d'aquí en endavant els detalls més rellevants en cadascun dels apartats mencionats.

a) Modelació del convertidor.

Al capítol 4 s'ha desenvolupat un mètode empíric per a la obtenció del model linialitzat continu o discret d'un convertidor cc/cc. Encara que la descripció de tot el procés s'ha fet considerant el cas en que es desitja trobar el model discret, s'han donat les pautes per fer el mateix amb el model continu.

S'ha establert com cal fer evolucionar el convertidor i com cal mesurar la seva resposta per a després relacionar tot el volum de dades per una regressió estadística i obtenir així el model buscat.

La metodologia té vàries avantages:

- Proporciona un model linialitzat precís del funcionament del convertidor en el punt de treball desitjat. No cal fer cap hipòtesi sobre les pèrdues dels diferents components (actius o passius), ni el seu comportament no linial, dependència amb la freqüència, ...També es té en compte qualsevol altre efecte que acostumi a menysprear-se, com la disposició de les connexions, l'efecte de les línies de terra, les inductàncies dels cables, etc. Es poden considerar les topologies més complicades, incloent filtres, ...Això és degut al caràcter experimental del mètode.

- És igualment senzill trobar el model del convertidor en mode de conducció contínua o en mode de conducció discontinua. En efecte, molts mètodes de modelació analítics són adequats per a un dels dos modes, però complexes per l'altre. Es pot revisar el capítol 3 per a comprovar-ho.
- La obtenció del model és altament mecanitzable, independentment de la topologia del convertidor. En efecte, pràcticament totes les operacions necessàries són programables. Disposant de l'equipament adequat, es pot automatitzar l'assaig del convertidor, mitjançant l'ús d'instruments programables pel bus d'instrumentació IEEE 488. A partir d'aquí, tant l'adquisició de les formes d'ona, com el seu processat posterior per arribar, finalment, a la regressió que proporciona el model desitjat, són totes etapes programables amb un computador personal, per exemple.

En canvi, els models analítics es converteixen en molt complexes i no sistematitzables, quan la topologia del convertidor és no trivial.

- La metodologia es pot estendre a altres tipus de sistemes, no solament convertidors cc/cc o convertidors en general. L'únic requisit és que el sistema considerat es pugui assajar -o, com es veurà a l'apartat 7.2, simular- i els resultats de l'assaig es puguin mesurar, emmagatzemant-los en un arxiu. A partir d'aquí, tots els passos són els mateixos que els que s'han fet pel cas dels convertidors cc/cc.

En canvi, com a inconvenients cal citar:

- El propi caràcter experimental del mètode obliga a disposar del convertidor -o del sistema, en el cas general- ja construït. No permet un càlcul a priori del model. Aquest aspecte es pot obviar mitjançant la simulació del convertidor, tal com s'indica a l'apartat 7.2.
- La completa programabilitat del procés exigeix l'ús d'una instrumentació relativament costosa, doncs cal un oscil·loscopi d'emmagatzematge digital i un generador de funcions -tots dos programables per IEEE 488-, a més d'un computador personal.

b) Simulació d'un convertidor cc/cc.

S'ha desenvolupat un programa escrit en llenguatge FORTRAN, per a la simulació d'un sistema que estigui determinat pel model d'estat discret: les matrius d'estat, de control i la llei de control -inclouent la matriu del controlador i la de l'observador predictor. Aquest programa apareix a l'apèndix amb el nom DINUC_GENERAL.FOR.

A més a més, també s'han revisat les prestacions dels programes de simulació de circuits existents en el moment actual al Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. Concretament, s'han tractat SPICE2, MICROCAP-II, SACSO i PSPICE.

S'han establert les diferències entre els diversos tractaments que es fan dels dispositius semiconductors. També s'ha revisat com afecten a la simulació del tipus de convertidors tractats en aquesta Tesi. Finalment, s'han determinat les

limitacions que tenen per a ser utilitzats per a la simulació de l'assaig del convertidor proposada al capítol 4.

c) Disseny del controlador.

Al capítol 5 apareix la metodologia detallada pel disseny de la llei de control d'un sistema del qual es coneix la seva matriu d'estat discreta i la matriu de control discreta.

El desenvolupament s'ha fet pel cas d'un sistema discret, ja que és el que es considera en aquesta Tesi. Cal notar també que la llei de control que s'ha considerat inclou la matriu del controlador i la d'un observador predictor, doncs aquest últim és el que s'utilitza al capítol 6.

Els programes realitzats permeten obtenir el model d'estat discret, a partir del model d'estat continu i del període de mostreig -programa ESTAT.FOR-. També s'han desenvolupat els algorismes corresponents per a determinar la condició d'observabilitat i controlabilitat del sistema. El mateix programa calcula la llei de control, englobant la matriu del controlador i la de l'observador i suposant que la descripció d'estat i les equacions característiques del controlador i de l'observador són donades -és el programa LLEICON.FOR-.

d) Disseny electrònic del controlador del convertidor.

Al capítol 6 (concretament, a la Figura 6.3) s'ha descrit el circuit de control que s'ha utilitzat pel comandament del convertidor cc/cc. S'ha utilitzat una estructura que permet l'ús d'un sol circuit integrat de control per a comanar el convertidor cc/cc ja sia pel mode de la relació de conducció o pel mode del corrent programat.

Al capítol 5 s'ha demostrat la validesa de l'esquema de control proposat, pel que respecta a l'eliminació de la inestabilitat intrínseca del mode del corrent programat. En aquest aspecte, apareix una sistematització que engloba els mètodes habituals per a l'eliminació de la inestabilitat intrínseca, així com el mètode proposat.

e) Optimització del funcionament del convertidor.

El control amb microprocessador per a un convertidor cc/cc que es proposa en aquesta Tesi pretén aconseguir una optimització del seu rendiment.

La optimització basada en els mètodes de control més coneguts, parteix d'un únic model conegut del sistema i de la funció de cost que es desitja optimitzar. La missió del controlador és, llavors, determinar la trajectòria del controlador que permeti aconseguir l'objectiu buscat. En el cas més general, aquest mètode presuposa una matriu de control diferent a cada període de mostreig, però uns valors fixats de les matrius d'estat.

El mètode anterior presenta l'inconvenient, pel control en temps real d'un sistema ràpid com és un convertidor cc/cc, de requerir una gran quantitat de càlculs.

La metodologia presentada és novedosa, doncs planteja l'existència de dos models del sistema -en aquest cas, un convertidor cc/cc-, gràcies a l'existència d'un controlador que pot treballar en dos modes de control diferents, que forcen comportaments dinàmics diferents del sistema. El problema de la optimització es tradueix en la cerca d'una trajectòria de control que optimitzi la funció de cost. La trajectòria de control, en aquest cas, es basa en la decisió de quin mode de control cal utilitzar a cada període de mostreig.

Una diferència respecte a la política d'optimització clàssica és que només existeixen dues matrius del controlador, cadascuna d'elles trobada per a un mode de control. Aquesta característica permet que siguin predefinides i que el temps de càlcul es minimitzi.

Com la funció de cost que s'ha triat són les pèrdues de potència en el convertidor, l'aplicació de la metodologia d'optimització presentada és apta per a modes de funcionament en que els transitoris siguin importants. En efecte, en aquestes condicions té sentit la commutació d'un mode de control a un altre. En el cas en que el règim sigui permanent, les pèrdues venen donades per l'estructura del convertidor més que pel mode de control que s'estigui utilitzant.

Exemples de sistemes a on es produeixen transitoris de càrrega importants són: les fonts d'alimentació d'impressores, les fonts d'alimentació de fotocopiadores, els sistemes d'alimentació de satèl·lits, ...

Finalment, cal mencionar que la metodologia d'optimització presentada al capítol 6 és d'aplicació general a qualsevol tipus de sistema, no específicament convertidors cc/cc. L'únic requeriment és que el sistema ha de poder ser controlable en dos o més modes diferents, cadascun dels quals forçant un comportament dinàmic diferent.

A part de l'anterior exigència, els sistemes més adequats per a ser controlats d'aquesta forma són aquells amb una resposta temporal relativament ràpida, és a dir, massa ràpids com per a aplicar en temps real una metodologia d'optimització clàssica. A més a més, els millors resultats s'obtidran en aquells sistemes sotmesos a un funcionament altament transitori.

7.2. SUGGERIMENTS I LINIES DE TREBALL PER A FUTURS ESTUDIS EN EL MATEIX AREA

Les línies de recerca que es poden derivar del treball presentat en aquesta Tesi, es dedueixen d'alguns dels aspectes presentats a l'apartat anterior.

- Modelació de convertidors cc/cc.

El mètode presentat en aquesta Tesi pot validar-se de forma més extensa aplicant-lo a d'altres estructures de convertidor cc/cc, en tot tipus de condicions: conducció contínua i discontinua, inclusió de filtres, ...

També cal considerar la possibilitat de que la tensió d'entrada sigui variable. Conceptualment només cal sumar a la descripció d'estat una altra matriu (vector columna, en realitat) que multiplicaria al valor incremental de la tensió d'entrada. També caldria fer l'assaig amb dues variables que afecten al comportament del convertidor: la variable de control i la tensió d'entrada.

Des del punt de vista estadístic, simplement caldria fer evolucionar la variable de control de manera independent a l'evolució de la tensió d'entrada.

Una altra important extensió del mètode consisteix en l'aplicació d'un programa de simulació que no tingui les limitacions dels presentats al capítol 4. L'objectiu és aconseguir una simulació de qualitat tant similar com es pugui a la de la pròpia experimentació. D'aquesta manera s'evita haver de construir el convertidor del qual es desitja el model.

Aquesta consideració és, clarament, vàlida també si la metodologia s'aplica a sistemes que no tinguin res a veure amb un convertidor cc/cc.

- Optimització de convertidors cc/cc.

Dins d'aquest camp, caldria incloure l'experimentació dels resultats de l'aplicació de la metodologia quan es defineixen altres funcions de cost, diferents a la proposada en aquesta Tesi: les pèrdues de potència en el convertidor.

Relacionat amb lo anterior, continua essent vàlida l'extensió consistent en l'experimentació del mètode proposat per a d'altres sistemes que no siguin convertidors cc/cc.

REFERENCES

- Antognetti, P. Massobrio, G. (1988). Semiconductor Device Modeling with Spice. McGraw-Hill.
- Banzhaf, W. (1989). Computer-Aided Circuit Analysis Using SPICE. Prentice-Hall Inc.
- Bello, V. (1980). Computer-Aided Analysis and Simulation of Switching Regulators Using SPICE-2. IEEE Transactions on Industry Applications. Set/Oct.
- Ben-Yaakov, S. (1989). SPICE Simulation of PWM DC-DC Converter Systems: Voltage Feedback, Continuous Inductor Conduction Mode. Electronic Letters (UK). Agost.
- Billings, K. (1988). Handbook of Switchmode Power Supplies. MacMillan.
- Bose, B. K. (1987). Introduction to Microcomputer Control. Microcomputer Control of Power Electronics and Drives. IEEE Press. New York, (NY), USA.
- Burns III, W. W. i Wilson, T. G. (1976). State Trajectories Used to Observe and Control DC-to-DC Converters. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Novembre.
- Chetty, P. R. K. (1982). Modelling and Design of Switching Regulators. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Maig.
- Chetty, P. R. K. (1983). Modelling and Analysis of Cuk Converter Using Current Injected Equivalent Circuit Approach. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Febrer.
- Chetty, P. R. K. (1986). Switch-Mode Power Supply Design Handbook. TAB Books.
- Clique, M., Fossard, A. J. (1977). A General Model for Switching Converters. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Juliol.
- Cocconi, A. i Cuk, S. (1982). Design of a 2 kW, 100 kHz Switching Regulator for Space Shuttle. Power Conversion International Conference Record (PCI'82).
- Cuk, S., Middlebrook, R. D. (1977a). New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC'77). Palo Alto (CA), USA.
- Cuk, S., Middlebrook, R. D. (1977b). High Voltage Single-Ended dc-dc Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC'77). Palo Alto (CA), USA.

- Cuk, S., Middlebrook, R. D. (1977c). Coupled Inductor and Other Extensions of a New Optimum Topology Switching Dc-to-Dc Converter. IEEE Industry Applications Annual Meeting Record. Los Angeles (CA), USA.
- Cuk, S. and Middlebrook, R. D. (1983a). Modelling and Analysis of Switching dc-to-dc Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode. Advances in Switched-Mode Power Conversion. Volumes I and II. TESLaco. CA, USA.
- Cuk, S. and Middlebrook, R. D. (1983b). Predicting Modulator Phase Lag in PWM Converter Feedback Loops. Advances in Switched-Mode Power Conversion. Volumes I and II. TESLaco. CA, USA.
- Cuk, S. and Middlebrook, R. D. (1983c). Basics of Switched-Mode Power Conversion: Topologies, Magnetics and Control. Advances in Switched-Mode Power Conversion. Volumes I and II. TESLaco. CA, USA.
- Cuk, S. and Middlebrook, R. D. (1983d). Advances in Switched-Mode Power Conversion, Volume III. TESLaco. CA (USA).
- Cuk, S. and Middlebrook, R. D. (1983e). Advances in Switched-Mode Power Conversion. Part I. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Febrer.
- Cuk, S. and Middlebrook, R. D. (1983f). Advances in Switched-Mode Power Conversion. Part 2. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Febrer.
- Ecole Nationale Superieure d'Electrotechnique, Electronique, Informatique et Hydraulique de Toulouse - E.N.S.E.E.I.H.T. (1985). Programme SACSO conversationel.
- Ferenczi, O. (1987). Power Supplies: Part A: Linear Power Supplies. DC-DC Converters; Part B: Switched-Mode Power Supplies. Elsevier.
- Franklin, G. F. and Powell, J. D. (1980). Digital Control of Dynamic Systems. Addison-Wesley Publishing Co. Menlo Park, CA (USA).
- Ioinovici, A. (1989). A New Computer-Aided Approach to the Analysis of Cuk Converter by Using The Alternor Equations. IEEE Transactions on Power Electronics. Juliol.
- Jensen, R. W. and McNamee, L. P. (1976). Handbook of Circuit Analysis Languages and Techniques. Prentice-Hall. Englewood Cliffs, NJ (USA).
- Kislovski, A. S. (1985). Introduction to Dynamical Analysis of Switching dc-dc Converters. EWV Engineering. Berna (Suissa).
- Kuo, B. J. (1981). Digital Control Systems. Halt Saunders International.
- Lee, F. C. Y., Iwens, R. P., Yu, Y. and Triner, J. E. (1977). Generalized Computer-Aided Discrete Time Domain Modelling and Analysis of dc-dc Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC'77).

- Lee, F. C. Y., Yu, Y. (1979). Modelling of Switching Regulator Power Stages with and without Zero-Inductor-Current Dwell Time. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Agost.
- Lee, F. C. Y. and Yu, Y. (1979). Computer-Aided Analysis and Simulation of Switched dc-dc Converters. IEEE Transactions on Industry Applications (Set/Oct).
- Lee, Y. S. (1985). A Systematic and Unified Approach to Modelling Switches in Switch-Mode Power Supplies. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Novembre.
- Martínez, L. (1984). Contribución al análisis y a la modelación del Convertidor continua-continua de topología óptima. Estructura de Cuk. Tesis Doctoral. E.T.S. d'Enginyers de Telecomunicació de Barcelona. Febrer.
- McCalla, W. J. (1987). Fundamentals of Computer-Aided Circuit Simulation. Kluwer Academic Publishers. Dordrecht, The Netherlands.
- Middlebrook, R. D. (1975). A Continuous Model for the Tapped-Inductor Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC'75).
- Middlebrook, R. D., Cuk, S. (1976). A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC'76).
- Peracaula, J., Bordonau, J. (1989). An Experimental-Analytical Method for Identification of Switching Converters in Large Signal Operation. 3rd European Conference on Power Electronics and Applications Record (EPE'89). Aachen, BDR.
- Pietkiewicz, A., Tollik, D. (1987). Unified Topological Modelling Method of Switching DC-DC Converters in Duty-Ratio Programmed Mode. IEEE Transactions on Power Electronics. Juliol.
- Poveda, A., Martínez, L., Bordonau, J., Cabestany, J. (1987). Small Signal Model of a Cuk-Type PWM Shunt Regulator. Mediterranean Electrotechnical Conference Record (MELECON'87). Roma, Itàlia.
- Poveda, A. (1988). Modelos matemáticos para reguladores conmutados continua-continua con lazo de control de corriente. Tesis Doctoral. E.T.S. d'Enginyers de Telecomunicació de Barcelona. Març.
- Redl, R., Sokal, N. O. (1986). Near-Optimum Dynamic Model Regulation of dc-dc Converters Using Feed Forward of Output Current and Input Voltage with Current-Mode Control. IEEE Transactions on Power Electronics. Juliol.
- Sebastián, J. (1985). Desarrollo y Modelado de Nuevas Topologías de Convertidores Continua-Continua de Salida Múltiple. Tesis Doctoral, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de la Universidad de Oviedo.

Schwarz, F. C. (1975). An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC'75).

Unitrode Staff (1984-85). International Semiconductor Databook. Unitrode Corporation. Lexington, MA, USA.

Warwick, K. i Rees, D. (editors) (1986). Industrial Digital Control Systems. IEE Control Engineering Series 29. Peter Peregrinus Ltd. Londres, Regne Unit.

Wester, G. W. and Middlebrook, R. D. (1972). Low Frequency Characterization of Switched dc-dc Converters. IEEE Power Processing and Electronics Specialists Conference Record (PESC'72).

