

Alexis Montes Passini

Buck de 3 nivells amb condensador flotant en mode de conducció discontinua

Treball Fi de Grau
dirigit pel Dr. Carlos Olalla

Grau d' Enginyeria en Electrònica Industrial i Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2023

Índex

1	Introducció	2
1.1	Antecedents del convertidor	2
1.2	Resum del treball	2
2	Estudi del convertidor	4
2.1	Funcionament <i>CCM</i>	5
2.1.1	Anàlisi en estat estacionari	5
2.1.2	Estabilitat del condensador flotant	9
2.1.3	Comparació amb un convertidor <i>Buck</i> convencional en <i>CCM</i>	11
2.1.4	Simulació	16
2.2	Funcionament <i>DCM</i>	23
2.2.1	Model del convertidor	23
2.2.2	Comparació amb un convertidor <i>Buck</i> convencional en <i>DCM</i>	29
2.2.3	Simulació	33
3	Prototip	39
3.1	Disseny del prototip	39
3.1.1	Disseny inicial de la PCB	39
3.1.2	Problemes i canvis a la placa	41
3.2	Resultats Experimentals	43
3.2.1	Sortida del convertidor	43
3.2.2	Tensió al condensador flotant	47
3.2.3	Problema al prototip	49
4	Conclusions	50

1 Introducció

En un món on la distribució de potència està a l'ordre del dia per a tota mena d'aplicacions, la indústria està en constant investigació de noves topologies de convertidors que millorin el comportament, la mida o que siguin més eficients per a tensions altes. En aquest treball s'estudiarà una topologia relativament nova que busca l'abans mencionat, que en el cas de l'estudi complirà una funció de reductor igual que el *Buck*.

1.1 Antecedents del convertidor

Aquests convertidors són anomenats multinivell amb condensador flotant, per la capacitat que tenen d'alimentar el circuit a diferents tensions i això aconseguir-ho gràcies a aquests condensadors addicionals. La primera vegada que van ser proposats va ser a [1], en aquest paper es proposen per a implementar-se a convertidors d'alt voltatge i per a inversors. I aquí ja comenten els grans avantatges que tenen, aquests avantatges són el motiu que últimament s'estiguin implementant a la indústria, la natura d'aquests convertidors permet una major flexibilitat a l'hora d'escollir components, per una banda, redueix la tensió que ha d'aguantar cadascun dels interruptors i per l'altra redueix l'arissament respecte a les alternatives que no són multinivell. Aquestes noves topologies tal com explica [1] i a [2], són derivables per a tots els convertidors fonamentals, en aquest cas tal com es pot predir serà derivat del *Buck*. A priori aquests convertidors tindran com a inconvenient, l'equilibri de les tensions dels condensadors volants, i com s'hauran d'accionar els interruptors per a aconseguir-ho.

Els avantatges citats més amunt són molt significatius en el contexte actual, ja que ser aquests convertidors poden donar un resultat molt semblant al d'un *Buck*, amb components més petits, per tant, es poden fer convertidors més compactes i alhora de l'impacte mediambiental, pot disminuir, pel fet que es podran utilitzar bobines més petites, vuit vegades més petites en el cas de treballar en mode de conducció continua.

A la Fig.1 està l'esquemàtic del convertidor tractat en aquest treball, el *Buck* de 3 nivells amb condensador flotant. Com es veu caldran dos interruptors addicionals, per tal de fer servir els diferents nivells de tensió.

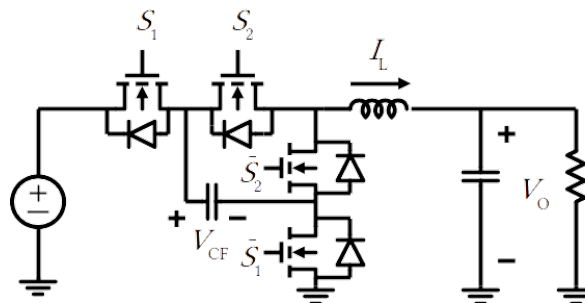


Figura 1: Esquemàtic del convertidor multinivell.

1.2 Resum del treball

El treball es podrà separar en dos blocs, el primer parlarà del convertidor i s'estudiarà el seu comportament, estudiant els dos modes de funcionament respecte al corrent de la bobina, es a dir tant el mode de conducció continu (*CCM*) com el mode de conducció discontinu (*DCM*). També primer bloc s'estudiarà el règim permanent del convertidor, i es compararà amb el del *Buck* per tal de demostrar quins són els avantatges. Una vegada analitzat se simularà un convertidor de la topologia estudiada per a verificar tot l'apartat anterior.

Una de les conclusions importants del primer bloc és que el mode de conducció discontinu permet equilibrar la tensió del condensador flotant al nivell desitjat. Per això, en el segon bloc es dissenyarà un convertidor

multinivell treballant en mode discontinu, quins problemes han aparegut, i quins són els resultats finals del convertidor i si s'ajusta a l'estudi fet al primer bloc.

2 Estudi del convertidor

Per a iniciar aquest treball, es farà un anàlisi i estudi del convertidor, i de totes les seves variables d'estat, tant treballant en mode de corrent continu (CCM) com discontinu (DCM)

Primer es parlarà de l'estratègia utilitzada per a commutar els interruptors, aquesta serà la mateixa independentment del mode de conducció del convertidor.

Com es pot predir fer servir un senyal rampa i una consigna i comparar-les, com es fa normalment als convertidors. Si s'accionessin els dos interruptors amb una mateixa senyal PWM el que s'aconseguiria és que fos un Buck convencional.

I per tant els interruptors s'accionaran fent servir *phase-shifted multi-carrier pulse-width modulator (PSMC-PWM)* [2], [3]. Aquesta modulació es pot fer servir per a qualsevol convertidor multinivell amb condensador flotant de N nivells, depenent de N faran falta més o menys senyals portadores, concretament $N - 1$ i aquestes estaran desfasades $\frac{T_s}{N-1}$.

En el cas d'aquest treball tal com ja s'ha dit s'usarà per fer l'estudi un convertidor de tres nivells, per tant hi haurà dues portadores o *Carriers* i estaran desfasades $\frac{T_s}{2}$. El funcionament de la modulació del convertidor es veu a Fig.2. A l'hora de fer les simulacions s'usaran uns senyals portadors triangulars, com el de la figura, això es va escollir al principi del treball tenint al cap, si en algun moment es volgués implementar alguna mena de control digital, el mostreig del corrent mitjà es pot fer quan no hi ha cap interruptor commutant, ja que aquest valor mig es donarà quan el senyal portador sigui zero (Fig.4) i per tant serà una mesura més neta, i per això respecte a l'anàlisi del convertidor aquesta decisió no afectarà, pel fet que independentment del tipus de senyal portador (triangular, rampa ascendent o rampa descendent), els cicles de treball d'activació dels interruptors seran els mateixos i estaran desfasats la mateixa fase.

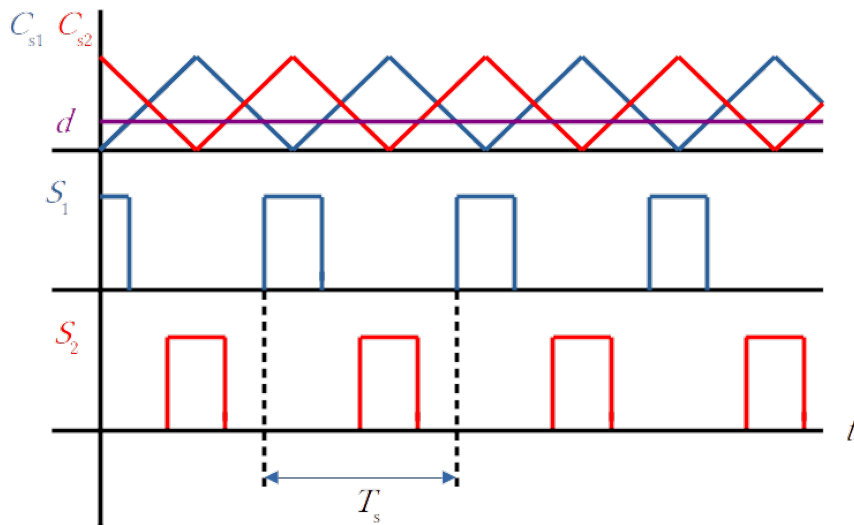


Figura 2: MCPWM (*multi-carrier pulse-width modulator*) per a un Buck amb condensador flotant de 3 nivells

El convertidor de tres nivells pot treballar en dos modes, la diferència d'aquests serà les topologies i nivells de tensió que tindrà el circuit durant T_s . En el cas d'aquest treball i per l'aplicació general per la qual s'utilitzen aquests, ja que resulta avantatjós per reduir molt la tensió d'entrada, es considerarà que sempre treballarà en el primer mode, aquest sent que $d < 0,5$. Fent ús aquests cicles de treball, tal com es pot deduir amb la Fig. 2, mai estaran els dos interruptors principals conduint a la vegada.

Amb la representació de la Fig. 2 es definiran tots els estats dels interruptors en tot un període T_s :

$$\begin{aligned}
T_1 &\longrightarrow S_1 = \text{ON}, S_2 = \text{OFF} \\
T_2 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{OFF} \\
T_3 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{ON} \\
T_4 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{OFF}
\end{aligned} \tag{1}$$

2.1 Funcionament CCM

Tal com es diu a [4] i a tota la bibliografia bàsica d'electrònica de potència, perquè un convertidor treballi en mode de conducció continu CCM, només s'ha de complir una condició, a estat estacionari $i_L(t) \neq 0$. Aquest mode de treball serà el primer a ser estudiat, per a aquests convertidors és el més usual i el que més s'ha documentat. Un dels motius pel que s'ha decidit començar amb aquest mode de treball és la facilitat a l'hora de fer l'anàlisi matemàtic, on es veurà que acaben sent relacions lineals.

El convertidor treballant en CCM tindrà els mateixos estats o topologies equivalents que estats tenen els interruptors (1). A continuació es farà un petit resum de com es comportarà el convertidor. A l'interval T_1 , quan S_1 s'activa, el corrent que circula per la bobina augmentarà i es pot veure com el corrent que circula pel condensador flotant és igual a aquest corrent i per tant $i_{Cf} = i_L$, com la variació de la tensió d'un condensador depèn del corrent $\frac{dV_c(t)}{dt} = \frac{i_c}{C}$, la tensió en aquest també augmentarà. Quan el S_1 deixa de conduir i per tant ens trobem a l'estat T_2 , en aquest estat la font d'alimentació queda aïllada de la resta del circuit i com a conseqüència la bobina es descarregarà deixant anar el corrent a la resistència i condensador de la sortida, mentre que pel condensador flotant no circularà el corrent, fent que aquesta tensió no variï respecte al final de l'anterior estat. Una vegada s'encén S_2 , s'entra a l'estat T_3 , on el condensador flotant dona energia al sistema i la font d'alimentació torna a estar aïllada, el corrent a la bobina torna a augmentar igual que a T_1 , però a diferència d'aquest estat el corrent que circula pel condensador flotant circula en direcció contrària i per tant el descarregarà. Una vegada s'apaga un altre cop l'interruptor s'entra a l'estat T_4 que tindrà el mateix comportament que el T_2 .

2.1.1 Anàlisi en estat estacionari

El primer que es farà a l'estudi d'aquest convertidor serà l'anàlisi matemàtic del seu comportament, per a predir com es comportarà aquest convertidor. Modelar-ho no és fàcil, moltes de les eines apreses a [4] per a modelar el règim transitori d'un convertidor i de com reaccionaran les diferents variables d'estat amb pertorbacions a l'entrada no funcionaran, no es pot fer un model mitjanat d'aquest convertidor [2]. El responsable de què no es pugui no és un altre que el condensador flotant afegit, aquest provoca una indeterminació a l'hora d'utilitzar les matrius de variables d'estat. Per tant en aquest treball s'ha decidit, per una banda, analitzar el règim permanent fixant el valor de la tensió d'aquest condensador, i després discutir per separat l'estabilitat d'aquest i si arriba de forma natural a algun valor fix.

En tot l'anàlisi es farà la *Small Ripple Approximation (SRA)* tant a l'entrada, com a la sortida, com a la tensió del condensador. per tant assumim

$$\begin{aligned}
V_i(t) &= V_{i_{DC}} + \tilde{v}_i(t) \longrightarrow V_{i_{DC}} \gg \tilde{v}_i(t) \longrightarrow V_i(t) = V_{i_{DC}} \\
V_o(t) &= V_{o_{DC}} + \tilde{v}_o(t) \longrightarrow V_{o_{DC}} \gg \tilde{v}_o(t) \longrightarrow V_o(t) = V_{o_{DC}} \\
V_{Cf}(t) &= V_{Cf_{DC}} + \tilde{v}_{Cf}(t) \longrightarrow V_{Cf_{DC}} \gg \tilde{v}_{Cf}(t) \longrightarrow V_{Cf}(t) = V_{Cf_{DC}}
\end{aligned} \tag{2}$$

Perquè el convertidor funcioni de manera òptima i així aconseguir que els interruptors suportin menys tensió i tindre un arissament petit a la sortida, el valor al qual es necessita fixar la tensió al condensador flotant és $V_{Cf} = \frac{V_g}{2}$ [2, 5, 6, 7, 8, 9]. Més endavant al treball es discutirà que fa falta per aconseguir-ho, per ara s'assumirà que això es compleix. Per l'altra banda si amb les topologies resultants de la Fig. 3 es busquen les equacions diferencials de les variables d'estat s'obté:

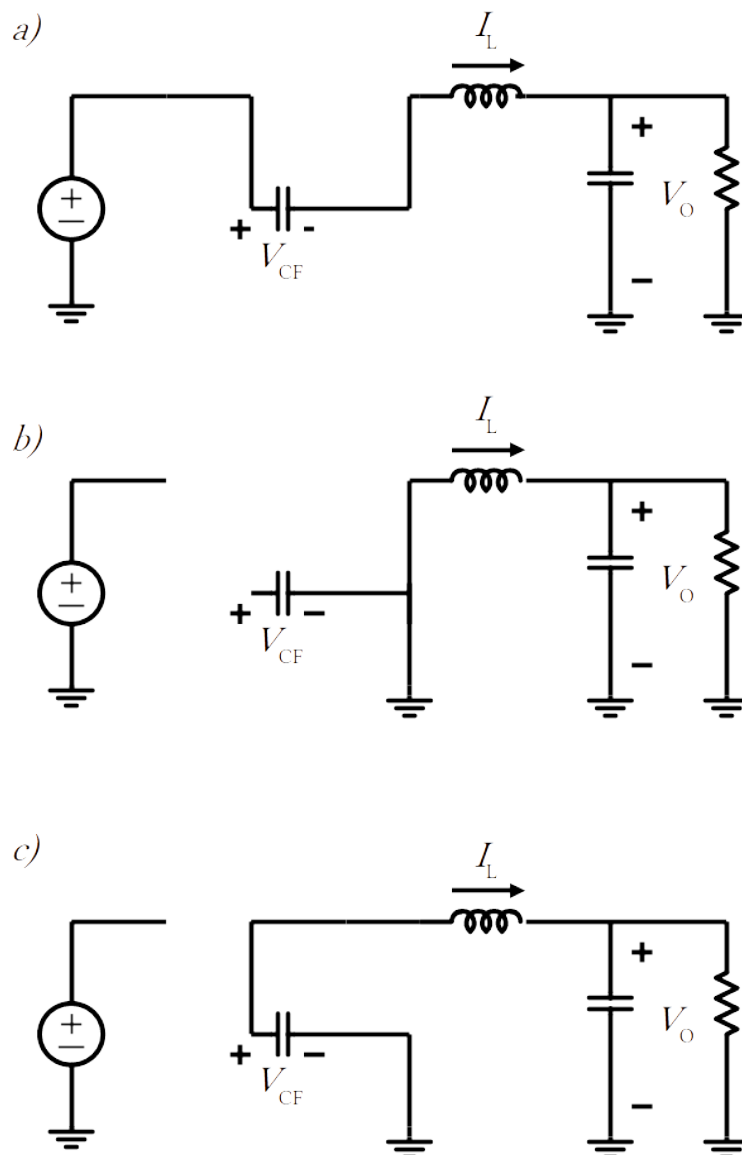


Figura 3: Estats del convertidor: a) T_1 , b) T_2 i T_4 , c) T_3

Per a T_1 :

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_o(t)}{RC} \quad (3)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_g - V_{Cf}(t) - V_o(t)}{L} \quad (4)$$

Per a T_2 i T_4 :

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_o(t)}{R \cdot C} \quad (5)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{-V_o(t)}{L} \quad (6)$$

Per a T_3 :

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_o(t)}{RC} \quad (7)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{Cf}(t) - V_o(t)}{L} \quad (8)$$

I si a les equacions anteriors se substitueix V_{Cf} pel valor que s'ha mencionat anteriorment obtenim que el corrent de l'inductor es pot resumir de la següent forma:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \begin{cases} \frac{\frac{V_g}{2} - V_o(t)}{L} & \text{si } t < T_s D \\ \frac{-V_o(t)}{L} & \text{si } T_s D < t < \frac{T_s}{2} \\ \frac{\frac{V_g}{2} - V_o(t)}{L} & \text{si } \frac{T_s}{2} < t < \frac{T_s(2D+1)}{2} \\ \frac{-V_o(t)}{L} & \text{si } \frac{T_s(2D+1)}{2} < t < T_s \end{cases} \quad (9)$$

Analitzant aquesta equació (9) és fàcil veure que al fixar el valor de V_{Cf} a $\frac{V_g}{2}$ hi ha dos estats, és a dir T_1 i T_3 teòricament és el mateix estat, i per tant el corrent a l'inductor tindrà una freqüència doble del senyal portadora, es veurà a 2.1.3 com beneficia això al convertidor.

Amb aquestes equacions és pot fer una aproximació de com seran les formes d'ona d'aquest convertidor. Aquesta aproximació està reflectida a la Fig.4.

A continuació es farà un anàlisi matemàtic per trobar la relació de V_o amb V_g i D en estat estacionari, es sap que quan arriba a aquest $\langle V_L \rangle = 0$ [4]. per tant es buscarà quant val V_L a cada semiperíode.

Per a T_1 :

$$V_L = \frac{V_g}{2} - V_o \quad (10)$$

Per a T_2 i T_4 :

$$V_L = -V_o \quad (11)$$

Per a T_3

$$V_L = \frac{V_g}{2} - V_o \quad (12)$$

Si es combina 10,11 i 12 i es te en compte el que s'ha mencionat sobre la $\langle V_L \rangle$ obtenim la següent igualtat:

$$\langle V_L \rangle = \left(\frac{V_g}{2} - V_o\right)T_s D - V_o T_s (1 - 2D) + \left(\frac{V_g}{2} - V_o\right)T_s D = 0 \quad (13)$$

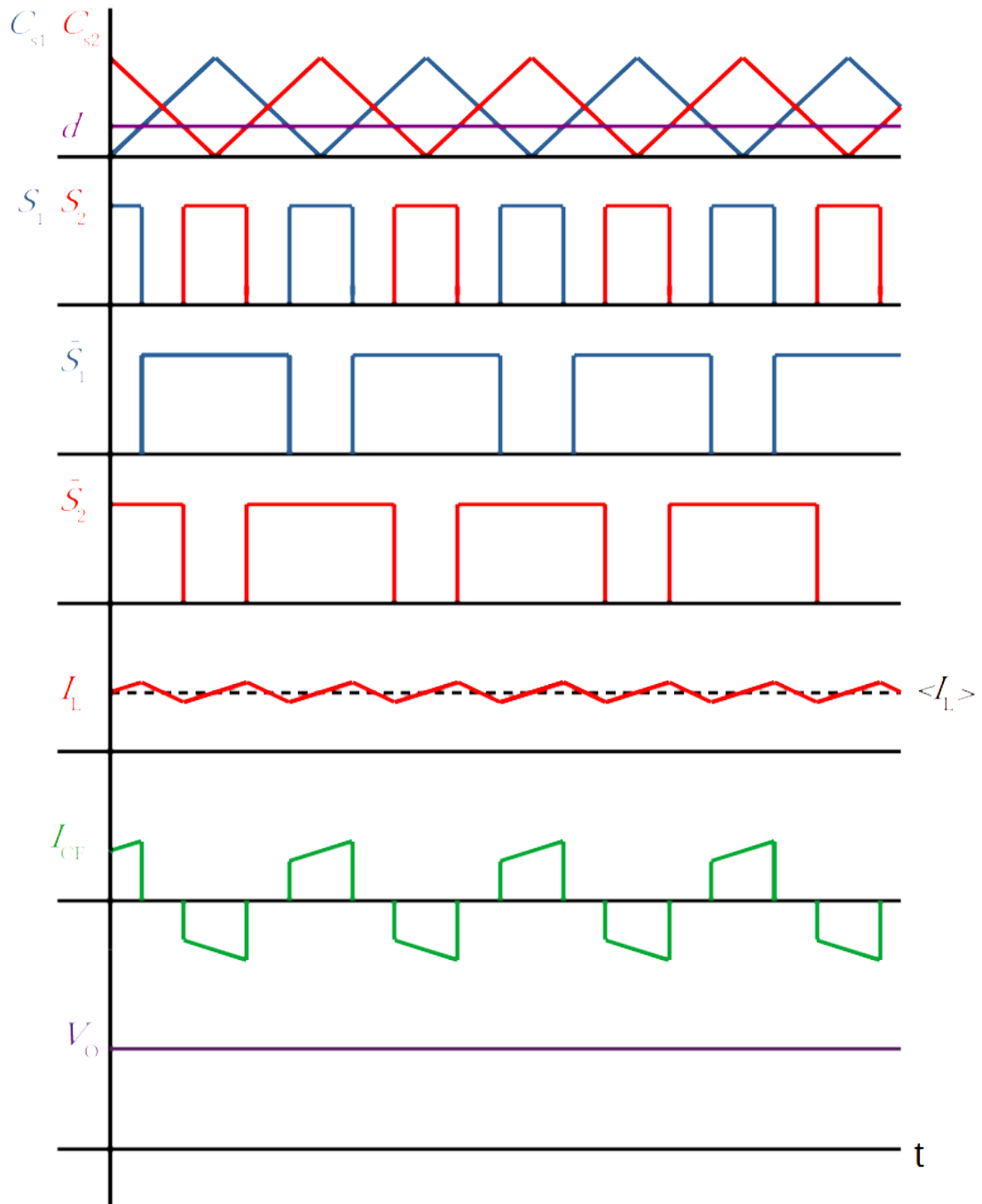


Figura 4: Formes d'ona de les variables d'estat en règim permanent.

Desenvolupant (13), s'arriba a:

$$V_o = V_g D \quad (14)$$

Es pot apreciar com el convertidor multinivell treballant en un cicle de treball més petit de 0,5 i assumint que la tensió del condensador flotant és un mig de V_g tindrà la mateixa relació amb el cicle de treball que un *Buck* convencional [4].

Però que passaria si aquesta tensió al condensador flotant no fos $\frac{V_g}{2}$ o si aparegués una pertorbació, com afectarà el convertidor i el seu comportament s'analitzarà a continuació. Per a començar se suposarà que V_{Cf} presentarà una desviació respecte al punt desitjat i s'expressarà com a la següent equació:

$$V_{Cf} = \frac{V_g}{2} + \tilde{v}_{Cf} \quad (15)$$

Si es repeteix allò fet a l'equació (9), però utilitzant (15) s'obté:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \begin{cases} \frac{V_g - (\frac{V_g}{2} + \tilde{v}_{Cf}) - V_o(t)}{L} & \text{si } t < \frac{T_s \cdot D}{2} \text{ o } T_s(\frac{D}{2} - 1) < t < T_s \\ \frac{-V_o(t)}{L} & \text{si } \frac{T_s \cdot D}{2} < t < \frac{T_s(D-1)}{2} \\ \frac{\frac{V_g}{2} + \tilde{v}_{Cf} - V_o(t)}{L} & \text{si } \frac{T_s(D-1)}{2} < t < \frac{T_s(D+1)}{2} \\ \frac{-V_o(t)}{L} & \text{si } \frac{T_s(D+1)}{2} < t < T_s(\frac{D}{2} - 1) \end{cases} \quad (16)$$

Per tant, seguint el procediment realitzat a (13) s'arriba al següent desenvolupament:

$$\langle V_L \rangle = (V_g - \frac{V_g}{2} - \tilde{v}_{Cf} - V_o)T_s D - V_o T_s(1 - 2D) + (\frac{V_g}{2} + \tilde{v}_{Cf} - V_o)T_s D = 0 \quad (17)$$

Resolent (17), s'arriba un altre cop a:

$$V_o = V_g \cdot D \quad (18)$$

On es veu com una desviació a la tensió del condensador flotant no afectarà directament al valor mig de la tensió de sortida sempre que es pugui complir el SRA, però tal com es comentarà als següents capítols afectarà l'arissament tant de l'inductor com el de la sortida, i als nivells de tensió que hauran de suportar els MOSFETs.

Com es comportarà es veu reflectit a la Fig. 5, on s'ha representat com aquesta variació de tensió afectarà a l'arissament del corrent, però tal com s'ha vist no afectarà el seu valor mig. També es veu quin efecte té al corrent que passa pel condensador flotant, i al contrari del que diu la intuïció continuarà carregant-se el mateix que es descarrega, aquest últim punt és una petita introducció del que es parlarà a la següent secció.

2.1.2 Estabilitat del condensador flotant

Tal com s'ha introduït al subapartat anterior, cal parlar d'aquest condensador, ja que no es pot suposar que té aquest valor i ja està. Però tal com s'ha avançat no és gens fàcil modelitzar el comportament d'aquest condensador, i no es poden utilitzar els mètodes convencionals. Aquest problema s'ha intentat enfocar de diverses maneres, en [8] i [10] es modelitza el comportament del convertidor utilitzant les sèries de Fourier i analitzant els harmònics que influeixen en la càrrega i descàrrega del condensador flotant, el que diferencia aquests estudis amb el convertidor que s'està estudiant en aquest TFG és que l'han analitzat quan es comporta com a inversor és a dir que el senyal de referència és sinusoidal, en aquests papers s'arriba a la conclusió que per al convertidor de tres nivells la tensió del condensador amb una pertorbació acaba estabilitzant-se, aquests resultats són molt diferents dels resultats trobats a les simulacions al subapartat 2.1.4 o a altres papers i tesis

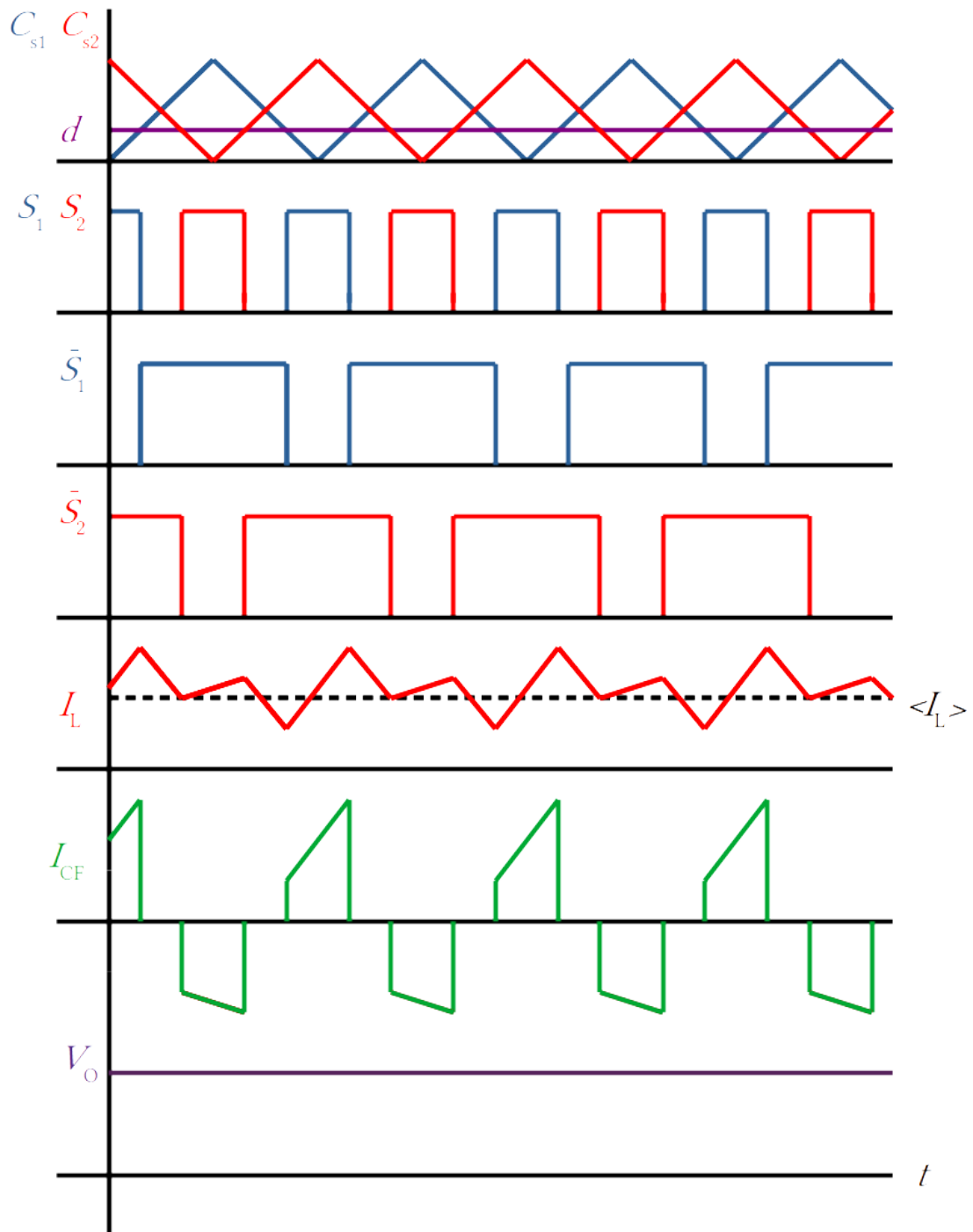


Figura 5: Formes d'ona de les variables d'estat quan V_{Cf} no es $\frac{Vg}{2}$.

com [3]. Això potser per la diferència de tenir una referència constant, es podria analitzar matemàticament, però no està a l'abast d'aquest treball. Un exemple d'alternativa a aquest mètode es descriu a [3], on es veu que fer una aproximació utilitzant *SRA* falla i com a alternativa no massa complexa s'utilitzen eines informàtiques d'anàlisi per veure que λ acaba tendint a zero amb valors acceptables de corrent.

λ es defineix com:

$$\lambda = \left. \frac{\partial I_{Cf}}{\partial \tilde{v}_N} \right|_{v_N=0} \quad (19)$$

Sent \tilde{v}_N definit com:

$$\tilde{v}_N = \frac{\tilde{v}_{Cf}}{\frac{V_g}{2}} \quad (20)$$

Bàsicament, la informació que dona λ és, si hi ha una variació a la tensió del condensador flotant com afectarà aquesta variació al seu corrent mitjà, és a dir si el carrega o el descarrega. Aquesta informació s'hauria de veure reflectida al signe d'aquesta λ . Per a que el punt d'equilibri tendeixi a $\frac{V_g}{2}$ λ ha de ser negativa. Aquest valor negatiu indicaria que per un valor més gran del desitjat el condensador es descarregaria, i el mateix si fos al revés. Si es volgués saber més sobre aquest mètode es pot revisar el capítol 4 de [2].

En el cas del convertidor estudiat λ tendeix a zero i, per tant, es pot dir que és asimptòticament estable. És a dir per a qualsevol tensió al condensador es comportarà com a punt d'equilibri sempre que els cicles de treball de S_1 i S_2 siguin iguals [1], [11], [12], fet que provoca que $\langle V_{Cf} \rangle$ no variï.

Amb la informació de l'estabilitat anterior es pot deduir que si es vol que el convertidor treballi en llaç obert, necessitarà elements externs que carreguin aquest condensador flotant a $\frac{V_g}{2}$. Pel que s'ha vist als estudis citats anteriorment una pertorbació a l'entrada o a la sortida no suposarà una variació del valor mig de la tensió del condensador i per tant continuarà tenint els beneficis d'aquest segon nivell de tensió, però tal com es veurà al subapartat 2.1.4, sí que tindran un efecte en aquesta tensió. A més també s'ha de tenir en compte que tots aquests anàlisis són del cas ideal on no hi ha impedàncies parasitàries, perdudes per conducció i que els cicles de treball S_1 i S_2 són idèntics, això pot portar al fet que variï el valor del condensador i sense el control necessari continuï en el nou nivell de tensió, on possiblement deixarà de complir les especificacions el convertidor.

Per tant si s'aplica algun tipus de control haurà de tindre molt en compte la tensió d'aquest condensador i haurà de buscar la forma de carregar-lo inicialment.

2.1.3 Comparació amb un convertidor *Buck* convencional en *CCM*

Tal com s'ha vist a 13 el convertidor estudiat es tracta d'un reductor, i la seva configuració ha sigut derivada a partir d'un inversor multinivell [2] i d'un convertidor *Buck*, aquests dos punts fan que la comparació més natural a fer per veure els beneficis del convertidor sigui amb aquest *Buck*. A Fig.6 es pot veure el circuit dels dos convertidors.

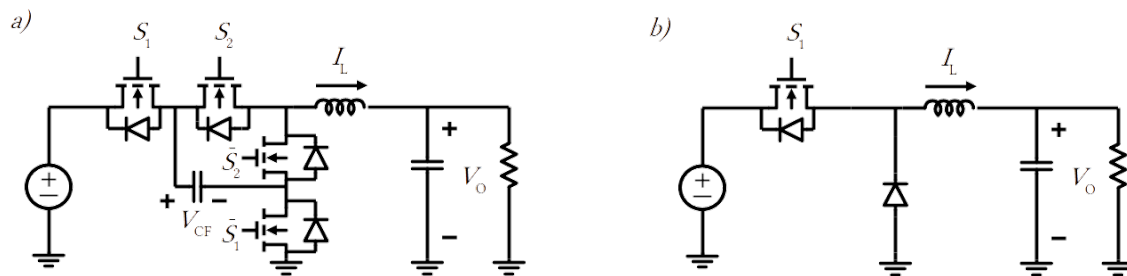
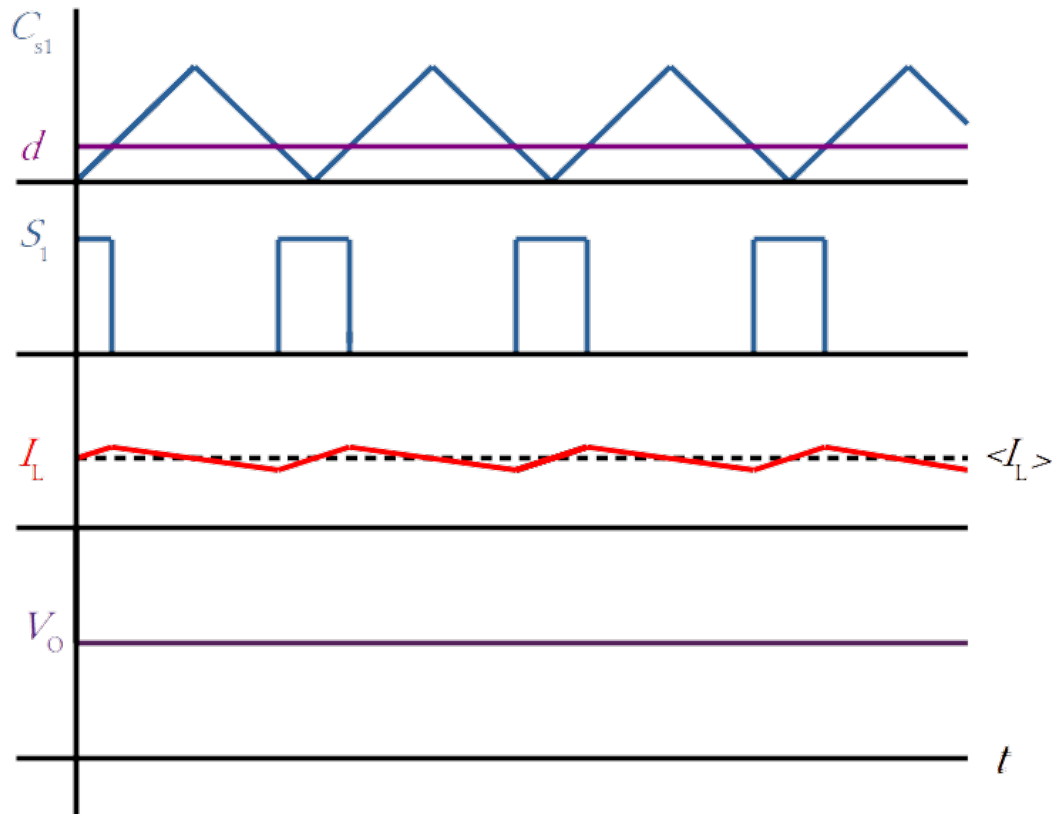


Figura 6: Esquemàtic de 3L-*Buck* a) i *Buck* convencional b).

Figura 7: Convertidor *Buck* en règim permanent

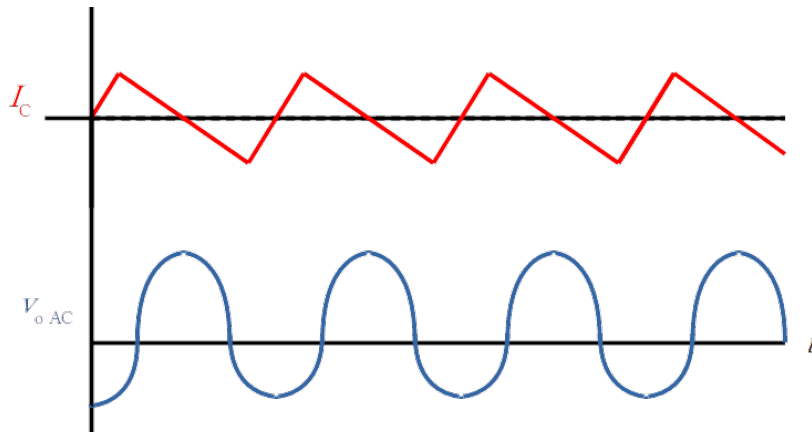
La principal diferència en el seu funcionament és que el *Buck* convencional només necessita un interruptor controlat i pel tan només necessitarà un *PWM*, amb això i si s'assumeix *small-ripple* a l'entrada i sortida, s'obté el comportament descrit per Fig.7, que també està descrit per les següents equacions diferencials:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \begin{cases} \frac{V_g(t) - V_o(t)}{L} & \text{si } S=\text{ON} \\ \frac{-V_o(t)}{L} & \text{si } S=\text{OFF} \end{cases} \quad (21)$$

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_o(t)}{R \cdot C} \quad (22)$$

Una vegada modelat el *Buck* s'analitzarà quin és l'arissament a la sortida. Primer es veurà l'arissament al corrent de l'inductor, per calcular-ho s'utilitzarà l'equació 21 quan *S* està ON i transformarem l'equació diferencial en increments:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_L}{\Delta t} &= \frac{V_g(t) - V_o(t)}{L} \\ \Delta i_L &= \frac{(V_g - V_g D) \Delta t}{L} \\ \Delta i_L &= \frac{V_g D (1 - D)}{L f_s} \end{aligned} \quad (23)$$

Figura 8: Corrent i_C Buck convencional

Per a calcular l'arissament a la tensió de sortida es necessitarà conèixer el corrent que passarà pel condensador, aplicant les lleis de Kirchhoff s'obté que:

$$i_c(t) = i_L - i_o \longrightarrow i_C(t) = \Delta i_L(t) \quad (24)$$

Amb (24) es pot dibuixar com serà aquest corrent que circularà pel condensador, aquest es veu a la Fig.8. I la tensió a un condensador es pot calcular com:

$$V_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (25)$$

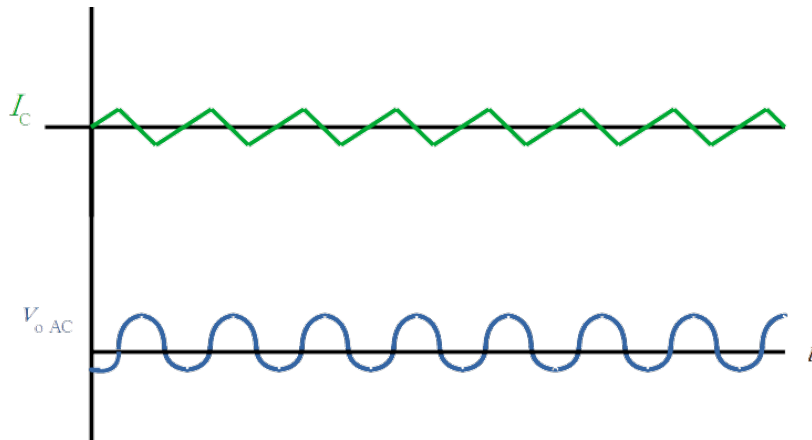
En règim permanent igual que passa amb V_L el valor mig de i_C també ha de ser zero, per tant en un període sencer la integral de i_c serà 0, d'això es dedueix fàcilment que mig període carregarà el condensador i l'altre el descarregarà en la mateixa quantitat. Si es calcula la tensió al final del primer mig període sense tenir en compte V_{cDC} , s'obindrà el valor màxim de l'arissament i per tant ΔV_o . Per a calcular s'aproximarà l'arissament del corrent com a triangular i per tant si es calcula $\int i_c dt$ en aquest semiperíode serà l'àrea sota del triangle:

$$\begin{aligned} \int i_c dt &= \frac{b \cdot h}{2} \\ \int i_c dt &= \frac{T_s \Delta i_L}{2} \\ \int i_c dt &= \frac{\Delta i_L}{8f_s} \end{aligned} \quad (26)$$

I per lo tant ΔV_o es pot calcular amb (25) i (26):

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{\Delta i_L}{8Cf_s} \\ \Delta V_o &= \frac{V_g D(1-D)}{8LCf_s^2} \end{aligned} \quad (27)$$

Una vegada ja estan els arissaments modelats, s'analitzaran els del convertidor que s'està estudiant. Primer

Figura 9: i_c al convertidor multinivell

es calcularà l'arissament del corrent, se seguiran els passos fets a (23):

$$\begin{aligned}
 \frac{\Delta i_L}{\Delta t} &= \frac{V_g(t) - V_o(t)}{L} \\
 \Delta i_L &= \frac{(V_g(t) - V_g D) \Delta t}{L} \\
 \Delta i_L &= \frac{V_g D (\frac{1}{2} - D)}{L f} \\
 \Delta i_L &= \frac{V_g D (1 - 2D)}{2 L f_s}
 \end{aligned} \tag{28}$$

Ara es calcularà l'arissament a la tensió de sortida. En el cas del convertidor multinivell com aconseguix treballar en una freqüència aparent del doble de f_s el condensador es carregarà fins que $t = \frac{T}{4}$, tal com es pot veure a la Fig.9. Tal com al Buck s'assumirà que l'arissament del corrent es pot aproximar de manera precisa a una ona triangular i per tant:

$$\begin{aligned}
 \int i_c dt &= \frac{b \cdot h}{2} \\
 \int i_c dt &= \frac{\frac{T_s}{4} \frac{\Delta i_L}{2}}{2} \\
 \int i_c dt &= \frac{\Delta i_L}{16 f_s}
 \end{aligned} \tag{29}$$

Amb (29) i (28), es pot calcular l'arissament de forma general:

$$\begin{aligned}
 V_c &= \frac{1}{C} \int i_c dt \\
 \Delta V_o &= \frac{\Delta i_L}{16 C f_s} \\
 \Delta V_o &= \frac{V_g D (1 - 2D)}{32 L C f_s^2}
 \end{aligned} \tag{30}$$

Abans de fer la comparació analítica dels arissaments es pot veure a la Fig.10 com seran aproximadament aquests arissaments, una cosa a destacar d'aquesta comparativa és que es pot veure el concepte mencionat

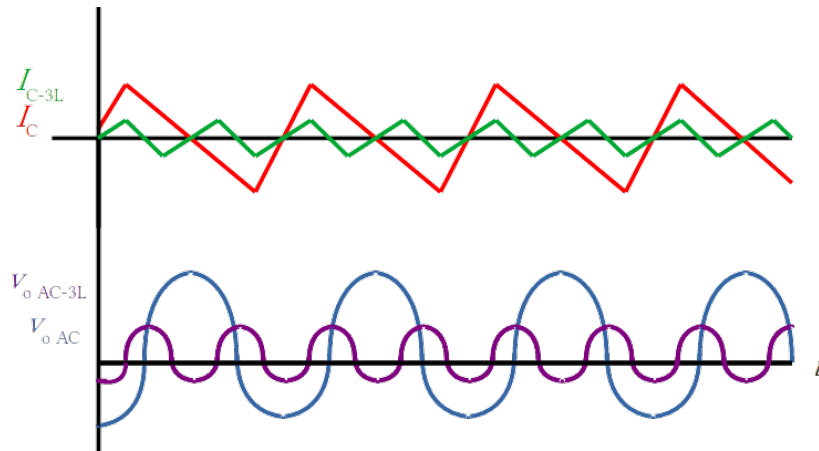


Figura 10: Comparació del corrent que passa per el inductor en els dos convertidors

amb anterioritat de què el convertidor multinivell commuta a una freqüència aparent al doble de la freqüència de commutació gràcies a utilitzar els dos senyals portadors descrites a l'inici del capítol.

Per a fer la comparació entre els arrissaments, en el cas del corrent (23) i (28) s'igualava $\frac{V_g D}{L f_s} = K_g$ sent K_g simplement una constant del convertidor, que tal com es veu només dependrà dels paràmetres d'aquest. Una vegada definida aquesta constant, que serà igual per als dos convertidors, mitjançant MATLAB es pot dibuixar com variarà $\frac{\Delta i_L}{K_g}$ i $\frac{\Delta i_{L3L}}{K_g}$ (El primer és el *Buck* convencional i l'altre el multinivell), respecte al cicle de treball D , aquestes funcions es poden veure a la Fig. 11, d'on es pot extraure informació molt interessant, es veu com per a qualsevol cicle de treball el convertidor multinivell tindrà menys arrissament que el *Buck* convencional fet que es replicarà a l'arrissament a V_o . A part, a Fig. 11 a l'arrissament del convertidor multinivell hi ha una tendència que pot sobtar i és que es pot apreciar com una vegada passa el màxim d'arrissament a 0.25 va decreixent aquest fins a arribar a tindre un arrissament nul quan el cicle de treball és 0.5, però això només és una conseqüència al *SRA* a la tensió del condensador flotant, en aproximar que només tingués component continu, provoca que quan el cicle de treball els 0.5, és a dir que sempre hi hagi un interruptor encès, sempre hi hagi una tensió de $\frac{V_g}{2}$ a la sortida.

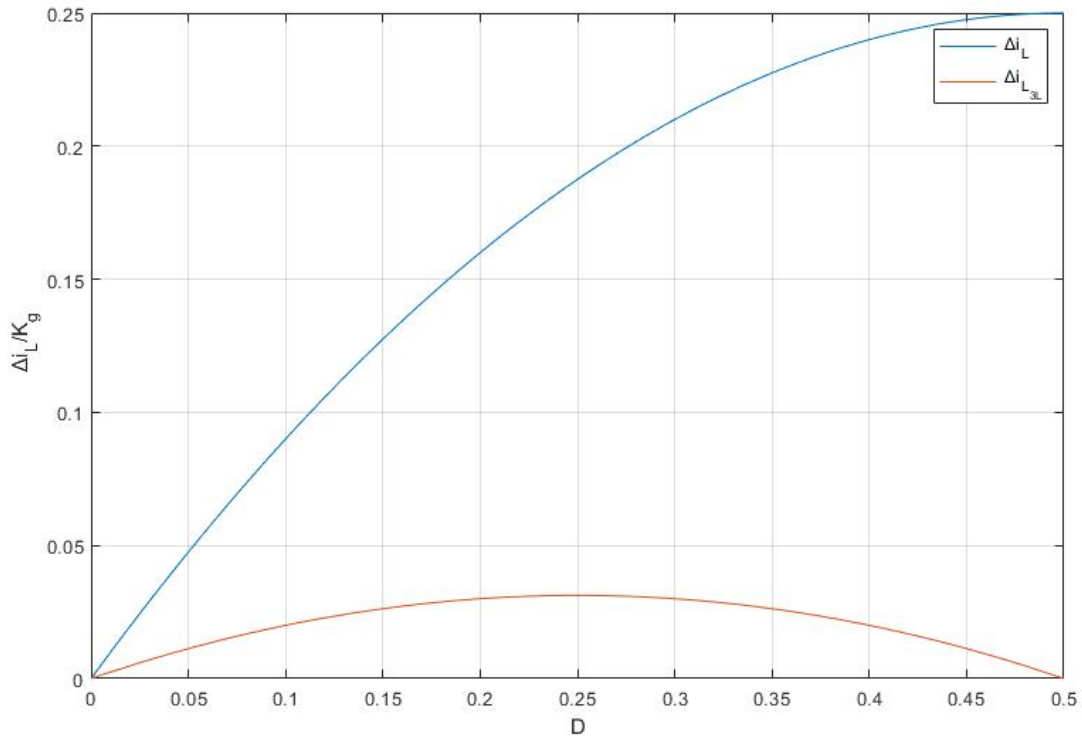


Figura 11: Comparació dels arrissaments de corrent

2.1.4 Simulació

Una vegada el convertidor ja està analitzat i modelat en règim permanent, es continuarà amb aquesta fase d'estudi del convertidor, on se simularà i es comprovarà que tot s'ajusta al model analític. Abans de fer les simulacions, cal tindre en compte com es fan, ja que la natura d'aquest convertidor pot portar a errors en les simulacions. És molt important que els arrissaments estiguin ben definits, pel fet que, com es pot veure a la Fig.12 en aquest cas es veu com utilitzar *time-steps* més grans provoca que la tensió al condensador flotant s'equilibri naturalment a $\frac{V_g}{2}$. Això és provocat per una baixa resolució als arrissaments, i per tant no estan definits tots els harmònics del senyal, tal com es pot veure a la Fig.13.

Totes les simulacions es faran amb els components resumits a la taula 1, aquests no s'han escollit amb cap criteri en concret, s'han agafat els que s'han utilitzat per fer el prototip i aquests han estat agafats per disponibilitat al laboratori:

V_g	12V
C_f	1 μ F
L	1mH
C	220 μ F
R	10 Ω
V_o	3,3V

Taula 1: Paràmetres del convertidor

La primera simulació que es fa és per veure si el convertidor es comporta tal com s'ha analitzat en els apartats anteriors, el senyal de referència és de $D = 0,275$, i per tant si la relació $V_o = V_g D$ teòricament a la sortida

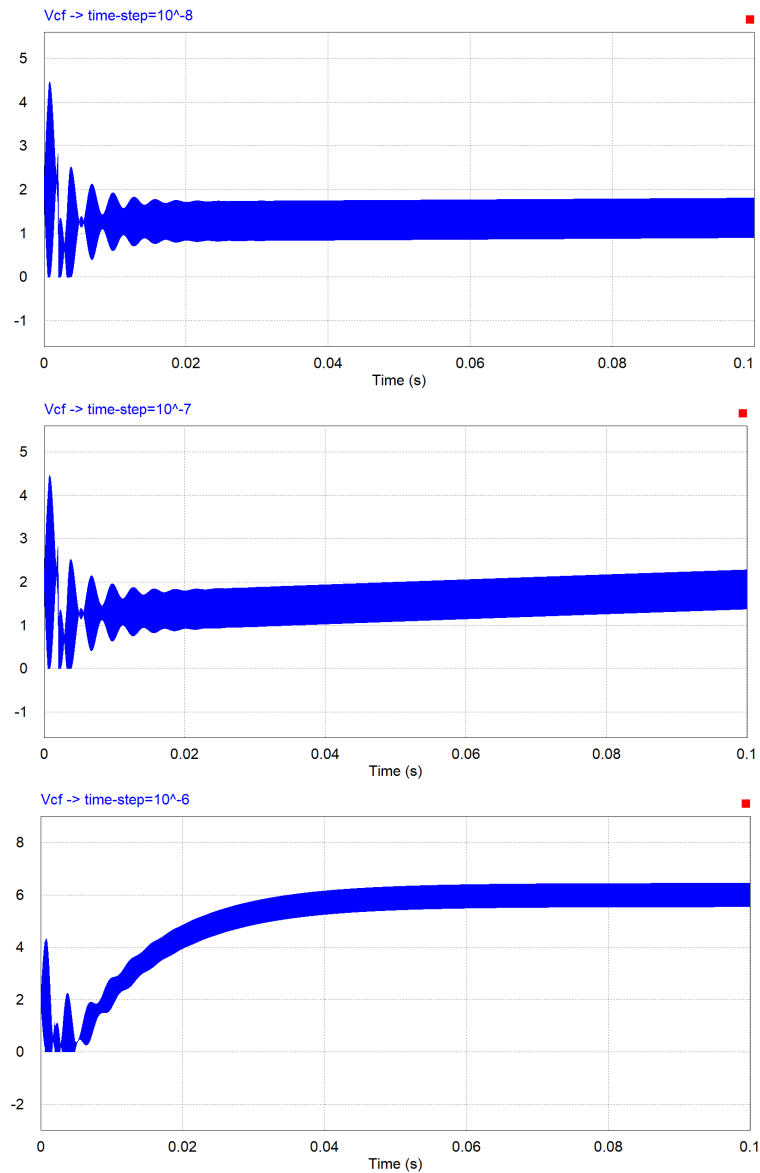


Figura 12: V_{Cf} pel mateix convertidor, però amb *time-steps* cada vegada més grans

tindrem els 3,3V desitjats. Es veu a la Fig. 14, com es compleix la predicció, a més es veu que el valor mig de la tensió del condensador no varia segons del seu valor inicial. A la Fig. 15 es veuen en detall els senyals, i per tant permet veure el comportament en cada una de les topologies anomenades en la Fig. 3, a T_1 es carrega l'inductor amb un pendent de $\frac{V_g - V_{Cf} - V_o}{L}$, a T_2 és descàrrega, a T_3 es torna a carregar, però aquest cop amb un pendent de $\frac{V_{Cf} - V_o}{L}$ i es torna a descarregar. Tal com s'espera al ser $V_{Cf} = \frac{V_g}{2}$ el pendent de T_1 i de T_3 es igual i per el tant el convertidor treballa amb una freqüència de commutació aparent del doble del senyal portador.

Si es comparen aquests arrissaments amb un *Buck* convencional amb els mateixos components i referència obtenim la Fig. 16 on es torna a verificar els resultats analítics. Es veu com els dos arrissaments del *Buck* multinivell són més petits, que tal com s'ha comentat suposa un gran avantatge d'aquest tipus de convertidors. Però al fer la simulació hi ha un comportament imprevist les dues tensions no tenen el mateix valor mitjà. D'aquest fenomen és responsable el condensador flotant, s'ha vist com, quant més gran és la seva capacitat, i per tant l'arrissament sigui més petit, més es complirà la condició del SRA i per tant la V_o dels dos convertidors

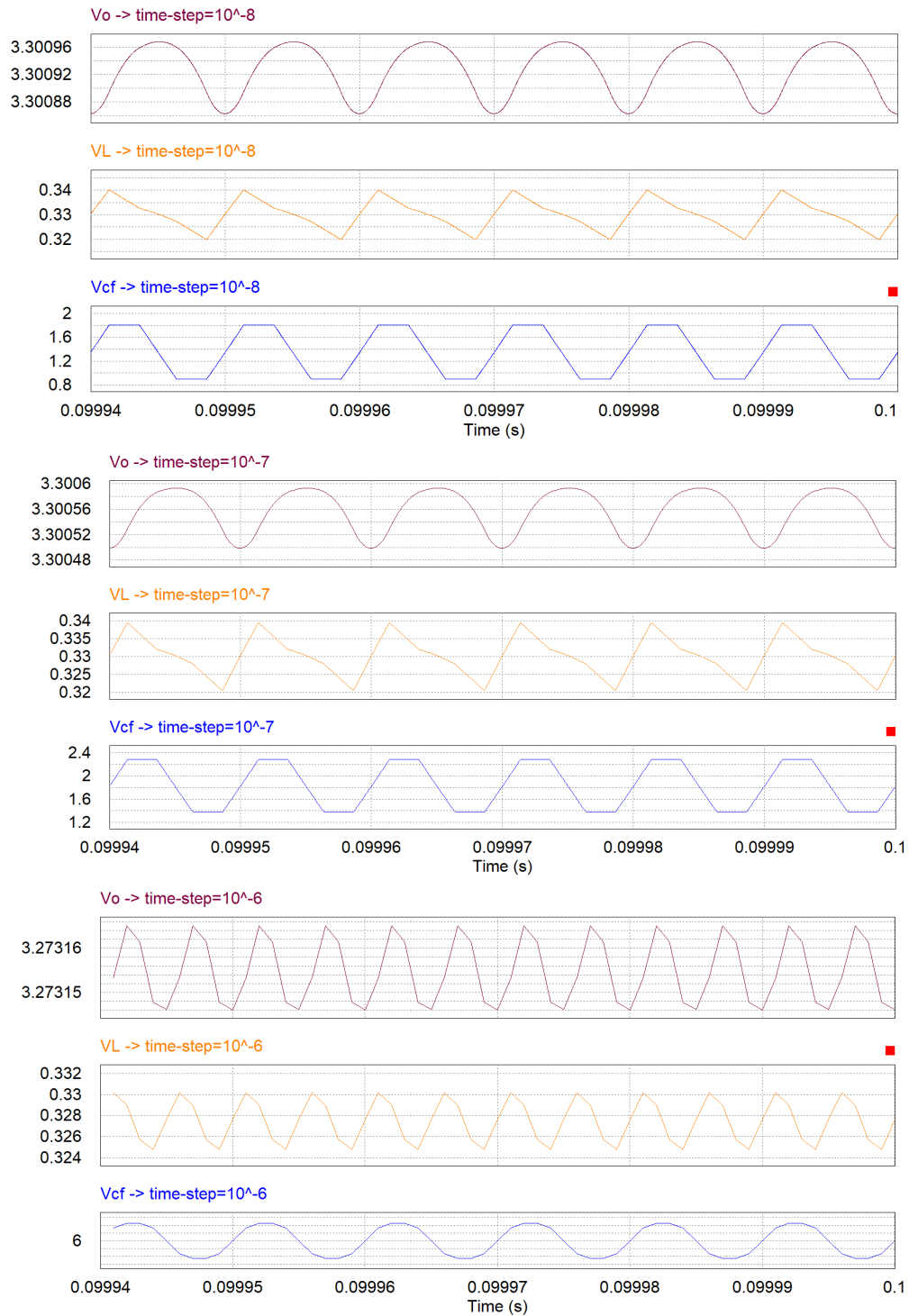


Figura 13: Mateix senyal V_{Cf} amb time-steps més grans. Detall dels arrissaments

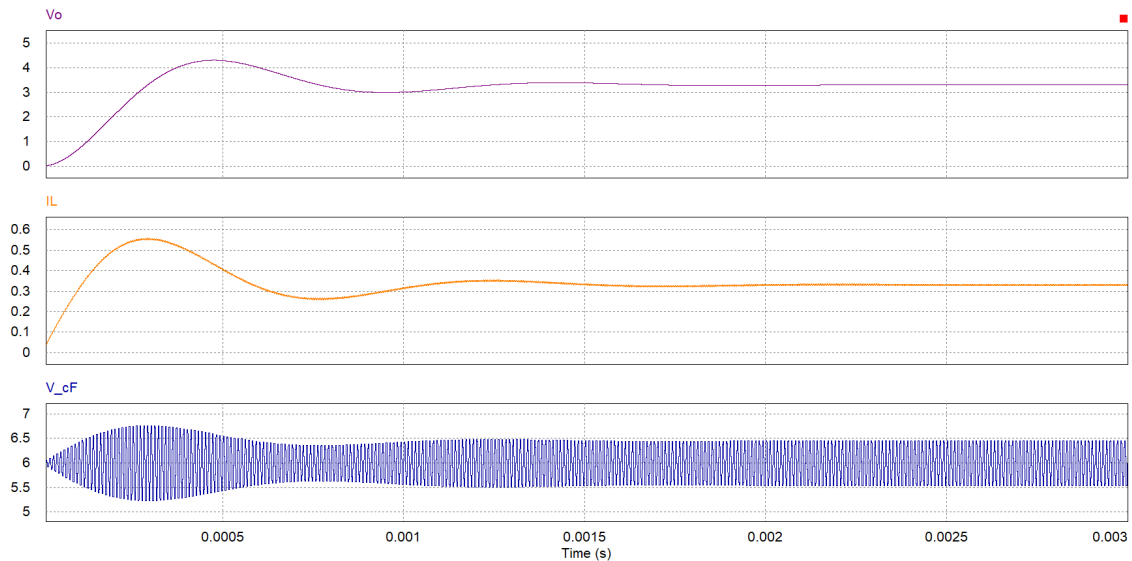


Figura 14: De dalt a baix V_o , i_L i V_{Cf} , evolució d'aquest senyals fins a arribar a règim permanent

serà més propera. En aquest cas és un error de no més de $0,001V$ per tant no és crític.

Un altre avantatge d'aquests convertidors és, que teòricament els interruptors han de suportar nivells de tensió més baixos, això es pot veure a les Fig. 17 i Fig. 18, els interruptors al *Buck* convencional han de suportar el doble de tensió, és a dir hauran de suportar més estrès.

A la simulació de la Fig. 19 es veuen els efectes, que té a l'arissament del corrent de l'inductor i la tensió a la sortida, quan $V_{cf} \neq \frac{V_g}{2}$. Tal com s'havia predit aquest desequilibri provoca que els arissaments augmentin notablement. En canvi, a la Fig. 20 es veu com el comportament dinàmic del convertidor no es veu influenciat pel valor de V_{Cf} , això és per la diferència de velocitats entre el comportament dinàmic de l'inductor i aquest condensador [3]. Que el comportament dinàmic del convertidor no variï respecte al valor de V_{Cf} , implica que l'estat d'aquest condensador té poca influència en el model dinàmic del convertidor i pot no ser necessari per dissenyar un bon llaç de control. En conseqüència, la funció de transferència serà la mateixa que la d'un *Buck*, aquesta es pot trobar a [4].

L'última simulació feta, busca demostrar l'inconvenient d'aquest tipus de convertidor treballant en aquest mode de conducció. Per a demostrar-ho a la simulació es provocarà una pertorbació al cicle de treball d'una de les parelles d'interruptors. A la Fig. 21 es veu el que provoca aquest tipus de pertorbacions, tal com s'havia dit a l'anàlisi una diferència entre S_1 i S_2 provoca que V_{Cf} s'allunyi del punt desitjat provocant un increment a l'arissament del convertidor. A més es veu com a l'instant que S_1 torna a ser igual a S_2 , $\langle V_{Cf} \rangle$ deixa d'augmentar i es queda al nou punt de treball. Aquesta simulació demostra la importància de tindre algun tipus de control per a estabilitzar el condensador flotant a $\frac{V_g}{2}$.

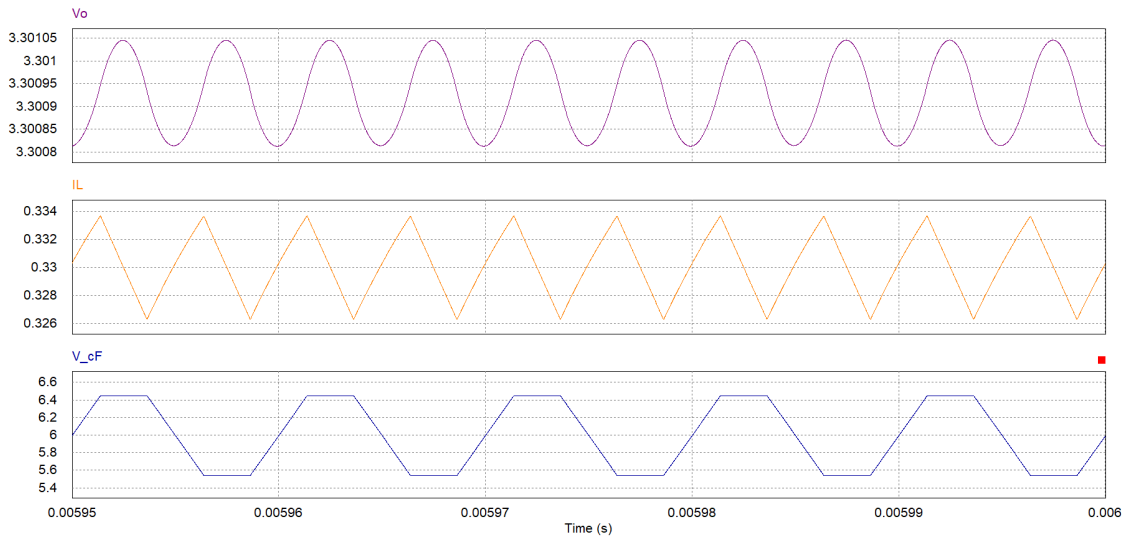


Figura 15: De dalt a baix V_o , i_L i V_{Cf} close up d'aquestes senyals en règim permanent

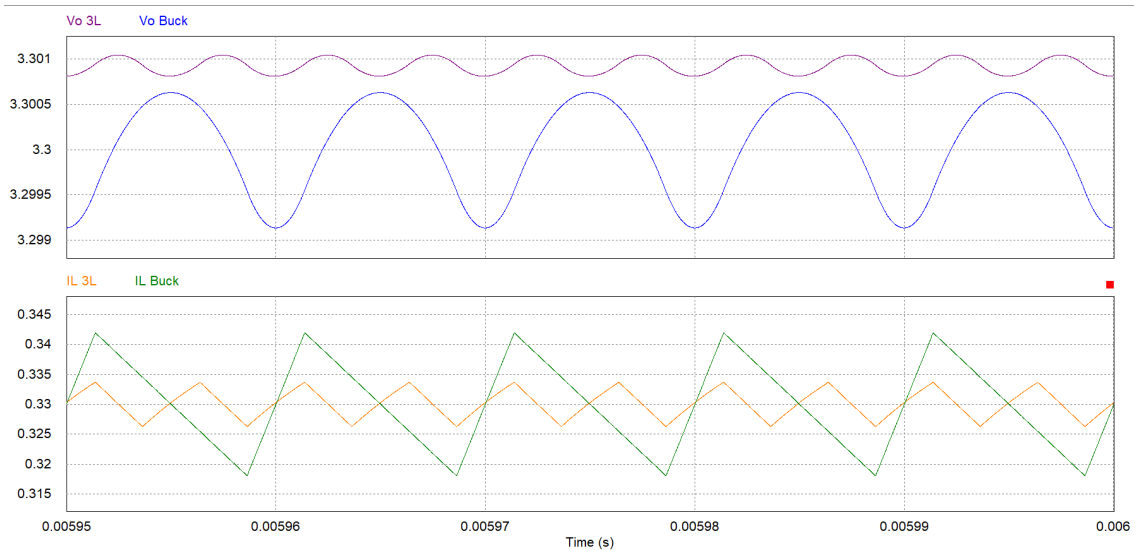


Figura 16: Comparació entre els arrissaments del Buck 3L i un Buck convencional. A la primera gràfica comparació de V_o i a la segona de i_L

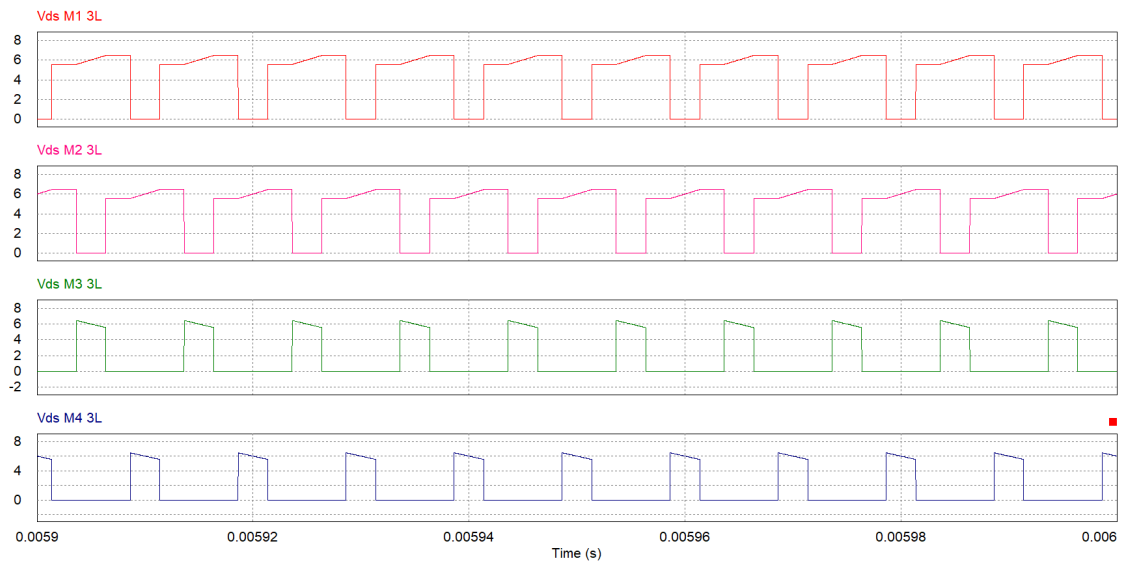


Figura 17: V_{ds} dels interruptors del convertidor multinivell

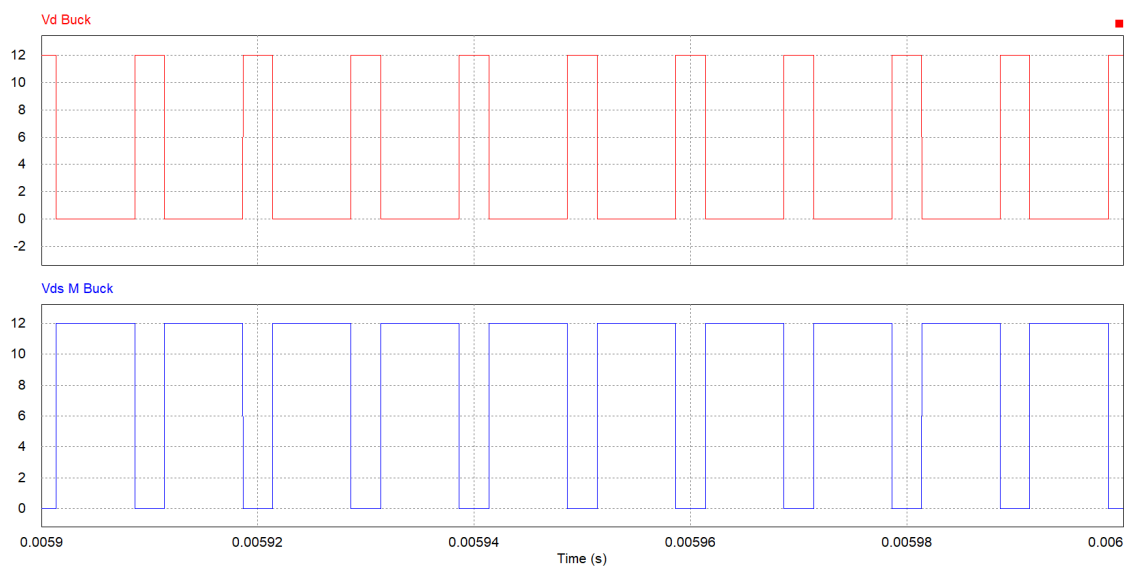


Figura 18: V_{ds} i V_d dels interruptors del Buck

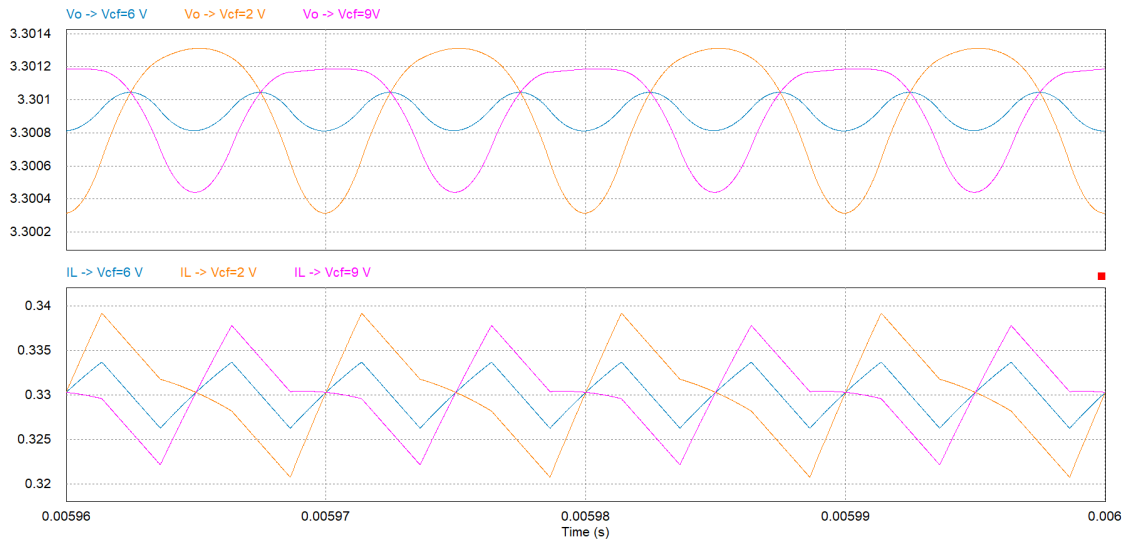


Figura 19: Detall dels senyals de sortida del convertidor quan $V_{Cf} \neq \frac{V_g}{2}$. Quan $V_{Cf} = 6V$, $V_{Cf} = 9V$ i $V_{Cf} = 2V$

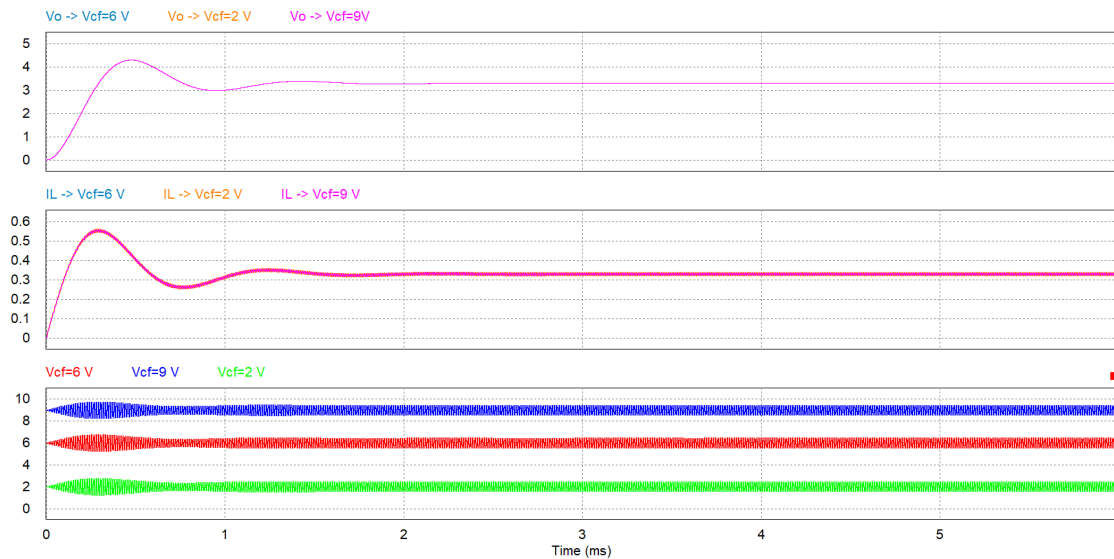


Figura 20: Transitori de V_o i I_L amb diferents valors inicials de V_{Cf} . En ordre de dalt a baix $V_{Cf} = 6V$, $V_{Cf} = 9V$ i $V_{Cf} = 2V$

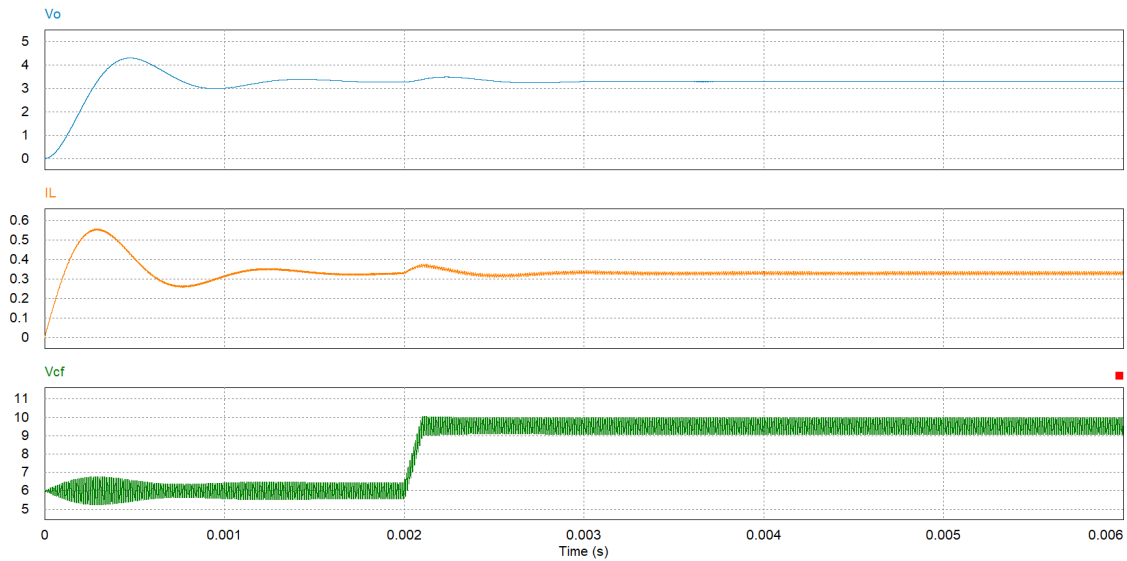


Figura 21: Comportament de V_o , i_L i V_{Cf} , quan a S_1 hi ha una pertorbació de tipus esglaió de $D_p = 0.1$ a $t = 0,002s$ i que dura $t = 0,0001s$

2.2 Funcionament DCM

Una vegada estudiat el convertidor treballant a *CCM* es repetirà el mateix per a *DCM*, primer de tot per tal que el convertidor pugui funcionar en mode de corrent discontinu (*DCM*), caldrà modificar l'arquitectura del convertidor representat a Fig.1. S'eliminen dos dels interruptors actius, els de la branca complementària, i es canvien per díodes. Es pot veure el nou esquema del convertidor a Fig.22. Aquest canvi es fa perquè el convertidor deixi de ser bidireccional en corrent, ja que quan s'utilitzen 4 MOSFETs permet al corrent a circular en direcció contrària, i per lo tant mai s'extingeix el corrent, quan aquest arriba zero continua conduint en l'altre sentit.

La major diferència d'un convertidor treballant en *DCM* és que, en el semiperíode en el qual l'inductor es descarrega, el corrent s'extingeix[4] per el tant per regla general s'utilitzen inductors més petits. La manera general d'analitzar l'aspecte dinàmic d'un convertidor treballant en *DCM* és eliminant la dinàmica del corrent de l'inductor [13] aplicant *SRA*, es a dir I_L només tindrà component continu i a partir d'allí analitzar. Diferents articles han fet servir aquest mètode a l'hora de modelitzar aquest convertidor [7], però per fer-ho s'obvia la part del condensador flotant, ja que al mètode esmentat si es volgués tenir en compte aquesta variable d'estat es complicaria, pel fet que obviant-ho permet tractar al convertidor gairebé com un *Buck* convencional. En aquest treball s'ha decidit fer un anàlisi del règim estacionari sense tenir en compte aquest transitori i, com es va fer amb el convertidor a l'apartat anterior, analitzar independentment el comportament de la tensió del condensador flotant i comprovar si en aquest mode de funcionament aquesta tensió s'equilibra al nivell desitjat $V_{Cf} = \frac{V_g}{2}$.

2.2.1 Model del convertidor

A diferència del convertidor treballant en *CCM*, hi apareix un nou estat, quan el corrent s'extingeix, per tant la nomenclatura d'estats de l'interruptor utilitzada a 1, no serà la mateixa per les divisions del període. I per

tant cal definir nous subperíodes:

$$\begin{aligned}
 T_1 &\longrightarrow S_1 = \text{ON}, S_2 = \text{OFF} \\
 T_2 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{OFF}, i_L \neq 0 \\
 T_3 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{OFF}, i_L = 0 \\
 T_4 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{ON} \\
 T_5 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{OFF}, i_L \neq 0 \\
 T_6 &\longrightarrow S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{OFF}, i_L = 0
 \end{aligned}
 \tag{31}$$

A la Fig.23 es representen els circuits equivalents de cada un dels estats. El convertidor funcionarà molt semblant al mode continu, a T_1 el corrent circula pel condensador flotant, carregant-lo, i la bobina veurà a les seves bornes una diferència de potencial positiva i per el tant carregant-la, en aquest temps l'únic que donarà energia al sistema serà la font de tensió V_g . A T_2 igual que a CCM , pel condensador flotant no circularà corrent i per tant es mantindrà igual, el convertidor no estarà alimentat i per tant l'inductor es descarregarà donant el corrent necessari al condensador i a la càrrega de la sortida. Aquest estat s'acabarà quan aquest corrent es faci zero. L'estat quan per la bobina no circuli corrent és el T_3 aquí els interruptors continuen en el mateix estat i per tant, l'únic element passiu que encarà té energia emmagatzemada serà el condensador de la sortida, mantenint tensió a la sortida quan tota la resta està desconnectat. A T_4 el condensador allibera la seva càrrega fent de l'únic subministrador d'energia, l'inductor es càrrega igual que a T_1 . A T_5 passarà el mateix descrit a T_2 i a T_6 el mateix que a T_3 .

Per a entendre completament els subperíodes a continuació estan les equacions diferencials per als estats descrits:

Per a T_1 :

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_o(t)}{RC} \tag{32}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_g - V_{CF}(t) - V_o(t)}{L} \tag{33}$$

Per a T_2 i T_5 :

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_o(t)}{R \cdot C} \tag{34}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{-V_o(t)}{L} \tag{35}$$

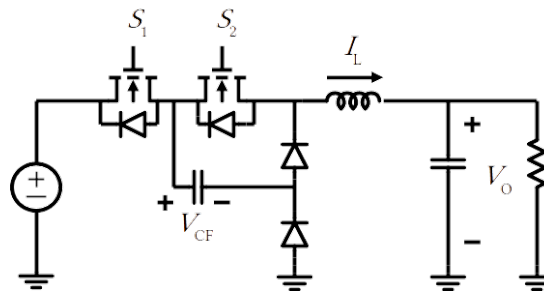


Figura 22: Esquemàtic del convertidor multinivell per a DCM .

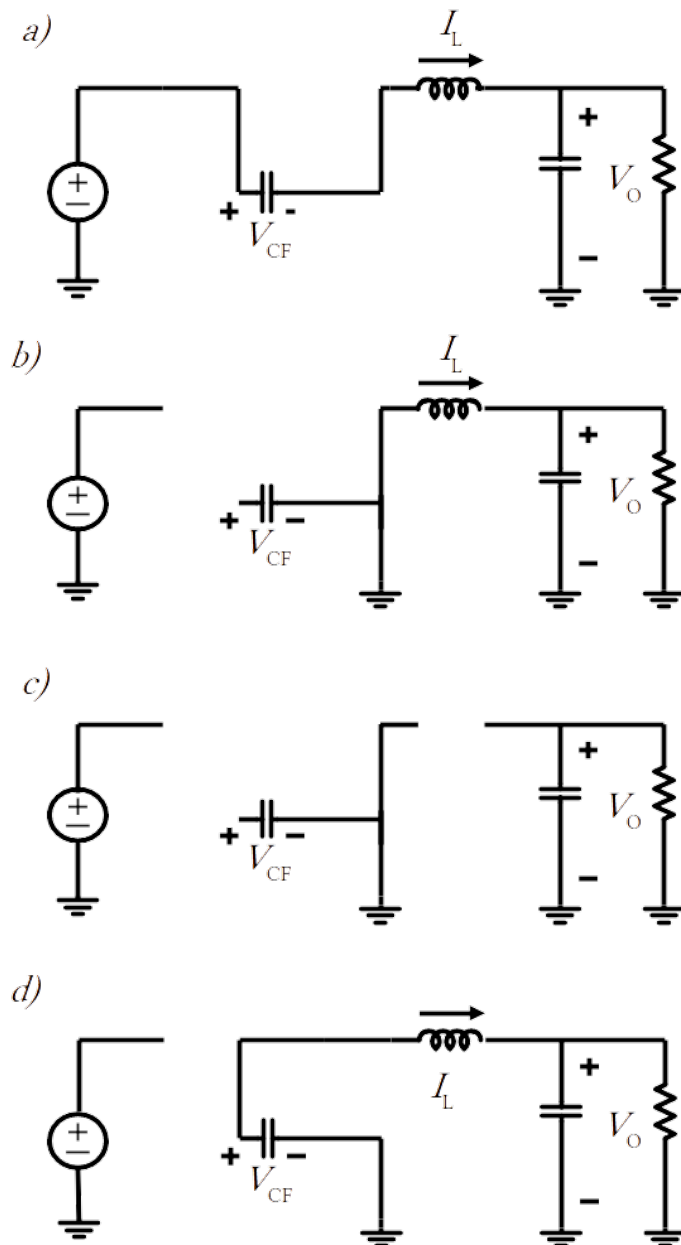


Figura 23: Definició dels subperíodes de temps a) T_1 , b) T_2 i T_5 , c) T_3 i T_6 , d) T_4

Per a T_3 i T_6 :

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{-V_o(t)}{RC} \quad (36)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (37)$$

Per a T_4 :

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_o(t)}{RC} \quad (38)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{Cf}(t) - V_o(t)}{L} \quad (39)$$

Igual que passava amb el convertidor treballant en *CCM*, és fàcil veure que substituint V_{Cf} per $\frac{V_g}{2}$, se simplifiquen els estats, ja que les equacions diferencials de T_4 seran iguals a les de T_1 i per tant es torna a veure la que el convertidor treballa a una freqüència doble que la dels seus interruptors.

Amb aquests resultats s'ha representat el comportament del convertidor en estat estacionari. A la Fig. 24 es veu com el corrent que passa per l'inductor es comportarà a cadascun dels subperíodes.

A continuació s'analitzarà el convertidor per a arribar a la funció de la tensió de sortida respecte als paràmetres del convertidor.

Es començarà amb el principi bàsic que la tensió a la sortida (recordem que per a *DCM* també se suposarà el *SRA* a la sortida) es complirà la llei d'Ohm i per tant:

$$V_o = RI_o \quad (40)$$

Aplicant les lleis de Kirchoff es sap que $i_L(t)$:

$$i_L(t) = i_c(t) + i_o(t) \quad (41)$$

I per tant quan s'arribi a l'estat de funcionament estacionari i consegüentment el valor mig del corrent que passi pel condensador serà 0, el valor mig del corrent de l'inductor serà:

$$\begin{aligned} \langle I_L \rangle &= \langle I_c \rangle + \langle I_o \rangle \\ \langle I_L \rangle &= \langle I_o \rangle \end{aligned} \quad (42)$$

Al mateix temps se sap que $\langle I_L \rangle$ serà l'àrea que forma el senyal de corrent, dividit el T_s , però al cas del convertidor multinivell a un període T_s l'inductor conduirà dos cops, per tant, $\langle I_L \rangle = \frac{S_{i_L}}{\frac{T_s}{2}}$, on S_{i_L} és l'àrea mencionada. Si es desenvolupa s'arriba a la següent expressió, on d_{off} és el temps d'extinció de corrent, respecte del període de commutació és a dir $d_{off} = \frac{t_{ext}}{T_s}$:

$$\langle I_L \rangle = \frac{S_{\Delta}}{\frac{T_s}{2}} = \frac{(D + d_{off})T_s I_{Lmax}}{T_s} = (D + d_{off})I_{Lmax} \quad (43)$$

A l'equació (43), hi ha dues incògnites, quin serà el pic de corrent i quant de temps hi haurà corrent a l'inductor. Per a calcular el pic primer s'ha d'arribar a saber quina és l'expressió de $i_L(t)$. Això és relativament fàcil utilitzant la relació diferencial entre la tensió $v_L(t)$ i el corrent, en aquesta relació ja es pot trobar una gran diferència amb el mode *CCM*, ja que a cada semiperíode i_L es reinicia, és a dir no té valor inicial i per tant es pot escriure de la següent forma:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \longrightarrow i_L(t) = 0 + \frac{1}{L} \int v_L(t) dt \quad (44)$$

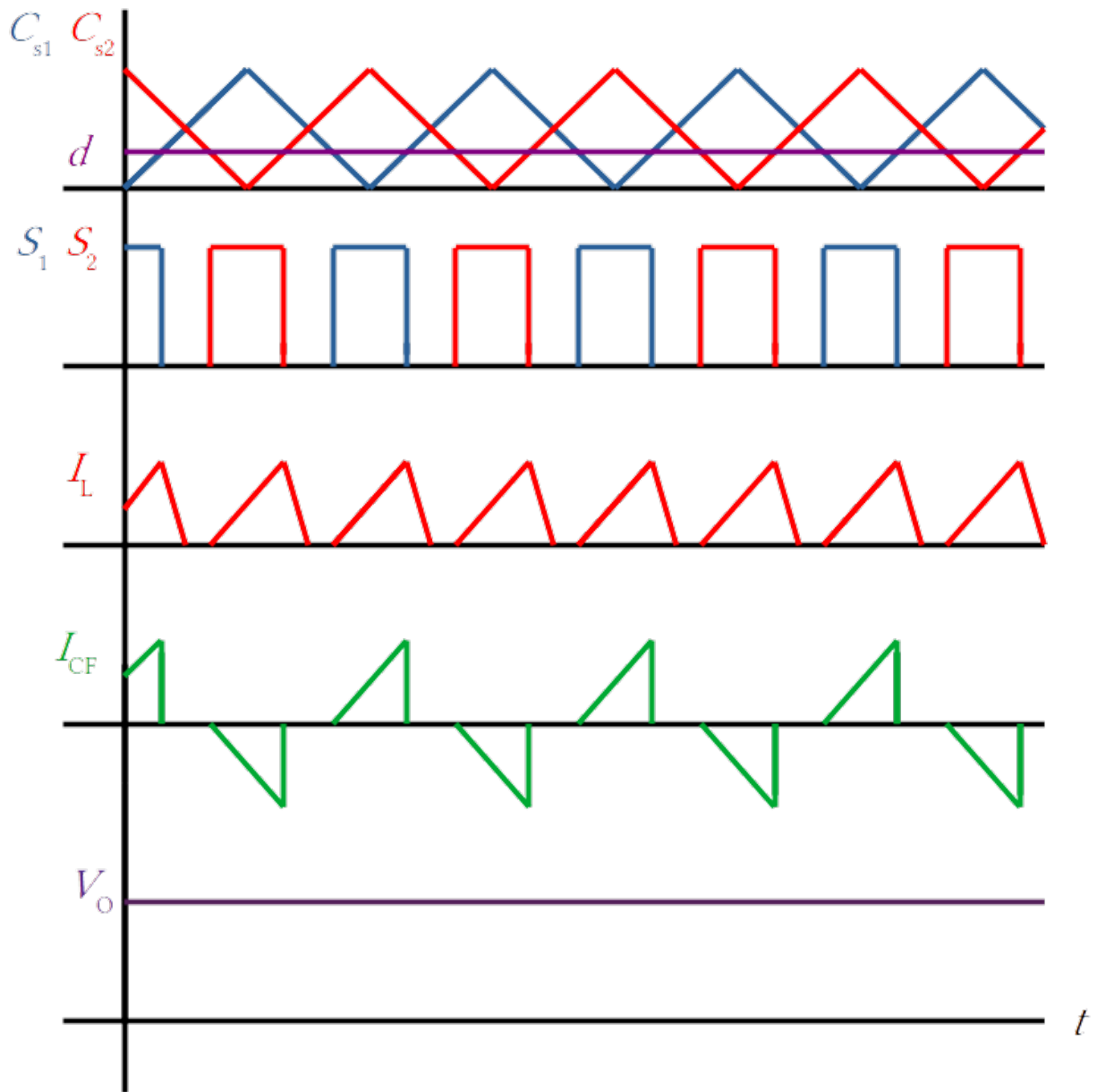


Figura 24: Formes d'ona de les variables d'estat en estat estacionari (DCM).

Com se sap el pic de corrent el tindrà el convertidor quan $t = DT_s$ i per tant $i_L(t)|_{v_N=0} = I_{Lmax}$, a continuació s'escriurà l'equació del corrent en aquest instant

$$I_{Lmax} = \frac{\frac{V_g}{2} - V_o}{L} DT_s \quad (45)$$

Si se substitueix (45) a l'equació (43) s'obté:

$$\langle I_L \rangle = \frac{(D + d_{off})(\frac{V_g}{2} - V_o)DT_s}{L} \quad (46)$$

Que si a la vegada se substitueix per la primera equació de totes $V_o = RI_o$, es té:

$$V_o = \frac{(D + d_{off})(\frac{V_g}{2} - V_o)DT_s R}{L} \quad (47)$$

Aquesta fórmula de la relació de la tensió de sortida, no està acabada, encara no se sap quina expressió tindrà d_{off} . Perquè sigui matemàticament més fàcil de calcular, es buscarà directament $D + d_{off}$. Per a fer-ho es partirà des d'una de les condicions que el sistema estigui en estat estacionari, que $\langle V_L \rangle = 0$. I per tant s'ha de complir la següent igualtat.

$$\langle V_L \rangle = \frac{V_{LON}DT_s + V_{Loff}d_{off}T_s + V_{Lzero}(T_s - DT_s - d_{off}T_s)}{T_s} = 0 \quad (48)$$

On desenvolupant s'arriba a:

$$\frac{V_g}{2}D = V_o(D + d_{off}) \quad (49)$$

Si s'aïlla de l'equació (49) $(D + d_{off})$ i se substitueix a (47) s'obté:

$$V_o = \frac{RD^2T_sV_g}{2LV_o} \left(\frac{V_g}{2} - V_o \right) \quad (50)$$

Que es pot reescriure com a:

$$V_o^2 + 2KV_gV_o - KV_g^2 = 0 \quad (51)$$

on K es una constant del convertidor, amb valors que depenen del seu disseny:

$$K = \frac{RD^2T_s}{4L} \quad (52)$$

I finalment es resol l'equació de segon grau(51):

$$V_o = \frac{-2KV_g \pm \sqrt{4K^2V_g^2 + 4KV_g^2}}{2} = \frac{-2KV_g \pm V_g\sqrt{4K^2(1 + \frac{1}{K})}}{2} = -KV_g + KV_g\sqrt{1 + \frac{1}{K}} \quad (53)$$

I la relació de la tensió de sortida serà:

$$V_o = KV_g(\sqrt{1 + \frac{1}{K}} - 1) \quad (54)$$

El primer anàlisi que es pot fer d'aquest resultat és comparant (54) i (18). Quan el convertidor treballi en mode discontinu la tensió de sortida deixa de tenir una relació lineal respecte el cycle de treball, sinó que el cycle de treball apareix elevat al quadrat i a més en una arrel. Una altra diferència bastant important és que, com es veu tots els components del convertidor tindran efecte a la tensió de sortida, això pot ser perjudicial dependent de les aplicacions, ja que només pel fet que els components tinguin toleràncies la tensió ja pot variar, a això s'ha de sumar l'efecte que tindran les inductàncies i capacitàncies paràsites.

A continuació tal com s'ha avançat a l'inici d'aquest estudi es veurà l'efecte d'un desequilibri a V_{Cf} respecte al punt d'operació desitjat. Si $V_{Cf} \neq \frac{V_g}{2}$ llavors en un mateix període $\frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_1} \neq \frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_4}$, i tal com s'ha vist en aquests períodes és quan circula corrent per aquesta branca del condensador flotant. Com a recordatori a T_1 el condensador és càrrega i a T_4 és descàrrega. Si una de les dues derivades del corrent és més gran que l'altra produirà que aquest valor variï, a continuació s'analitzarà un exemple, suposant que $V_{cf} < \frac{V_g}{2}$:

Quan $t = T_1$:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_g - V_{Cf}(t) - V_o(t)}{L} \quad (55)$$

Quan $t = T_4$:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_{Cf}(t) - V_o(t)}{L} \quad (56)$$

En aquest període $\frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_1} > \frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_4}$, i el valor de la tensió del condensador augmentarà. En el següent període al ser la diferència més petita augmentarà menys, i això es repetirà fins que $\frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_1} = \frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_4}$, és a dir que V_{Cf} arribi a $\frac{V_g}{2}$, a la Fig. 25 es veu una representació d'aquest comportament i a l'apartat de simulacions s'acabarà de comprovar aquest comportament.

Aquesta petita anàlisi demostra que, per la natura del convertidor treballant en *DCM*, la tensió del condensador s'equilibrarà naturalment a $\frac{V_g}{2}$ independentment al seu valor inicial sempre que $S_1 = S_2$, a diferència de quan s'utilitzava en mode de conducció continua, això suposarà un avantatge, ja que no caldran elements o un llaç de control per a poder utilitzar el convertidor. Fins i tot es podria utilitzar en llaç obert si fes falta, per molt de les inconveniències comentades a l'anàlisi de la tensió de sortida.

2.2.2 Comparació amb un convertidor Buck convencional en DCM

Per a finalitzar la part analítica de l'estudi igual que es va fer en *CCM* es compararà el comportament del convertidor multinivell amb la seva contrapart convencional.

En el cas del convertidor treballant en *DCM* l'avantatge respecte a un *Buck* convencional es pot veure a l'analitzar el corrent de l'inductor, per a arribar a la mateixa tensió de sortida l'inductor del *Buck* convencional ha de suportar pics de corrent molt més grans i per tant en el convertidor multinivell hi haurà menys restriccions a l'hora d'escollir components. En aquest subapartat es demostrarà aquesta afirmació

A continuació es resumirà com es comporta el *Buck* convencional, si es fa el mateix procediment descrit a l'apartat anterior per al convertidor de 3 nivells, s'arriba a què té la següent relació a la tensió de sortida:

$$V_o = KV_g \left(\sqrt{1 + \frac{2}{K}} - 1 \right) \quad (57)$$

On K és la mateixa que s'ha definit a (52). Si s'agafa aquesta relació donada a l'equació (57) i es compara amb l'equació trobada al subapartat anterior (54), es veu com no hi ha la mateixa relació amb els mateixos paràmetres del convertidor, és a dir, per a tindre als dos convertidors la mateixa tensió caldran cicles de treball diferents. El que s'hauria de fer és trobar una relació entre aquests, però en ser les equacions no lineals dificulta matemàticament l'obtenció d'aquestes, i per això s'ha decidit utilitzar MATLAB i crear dues funcions de com evoluciona la tensió respecte al cicle de treball. A la Fig.26 es veuen aquestes funcions on per a representar aquesta evolució, es veu com varia \sqrt{K} respecte $\frac{V_o}{V_g}$. S'usa \sqrt{K} , per a veure l'impacte que té variar la consigna D , ja que $\sqrt{K} = \sqrt{\frac{RT_s}{4L}} D$, per tant \sqrt{K} és una constant del convertidor multiplicada per D , és a dir una relació lineal entre les magnituds. A la conclusió que es pot arribar amb aquesta gràfica, és que tal com ja s'ha dit, es necessiten diferents D per tal d'assolir la mateixa tensió i el *Buck* convencional sempre farà servir una D més gran. Una vegada trobades les diferències respecte a la tensió de sortida es

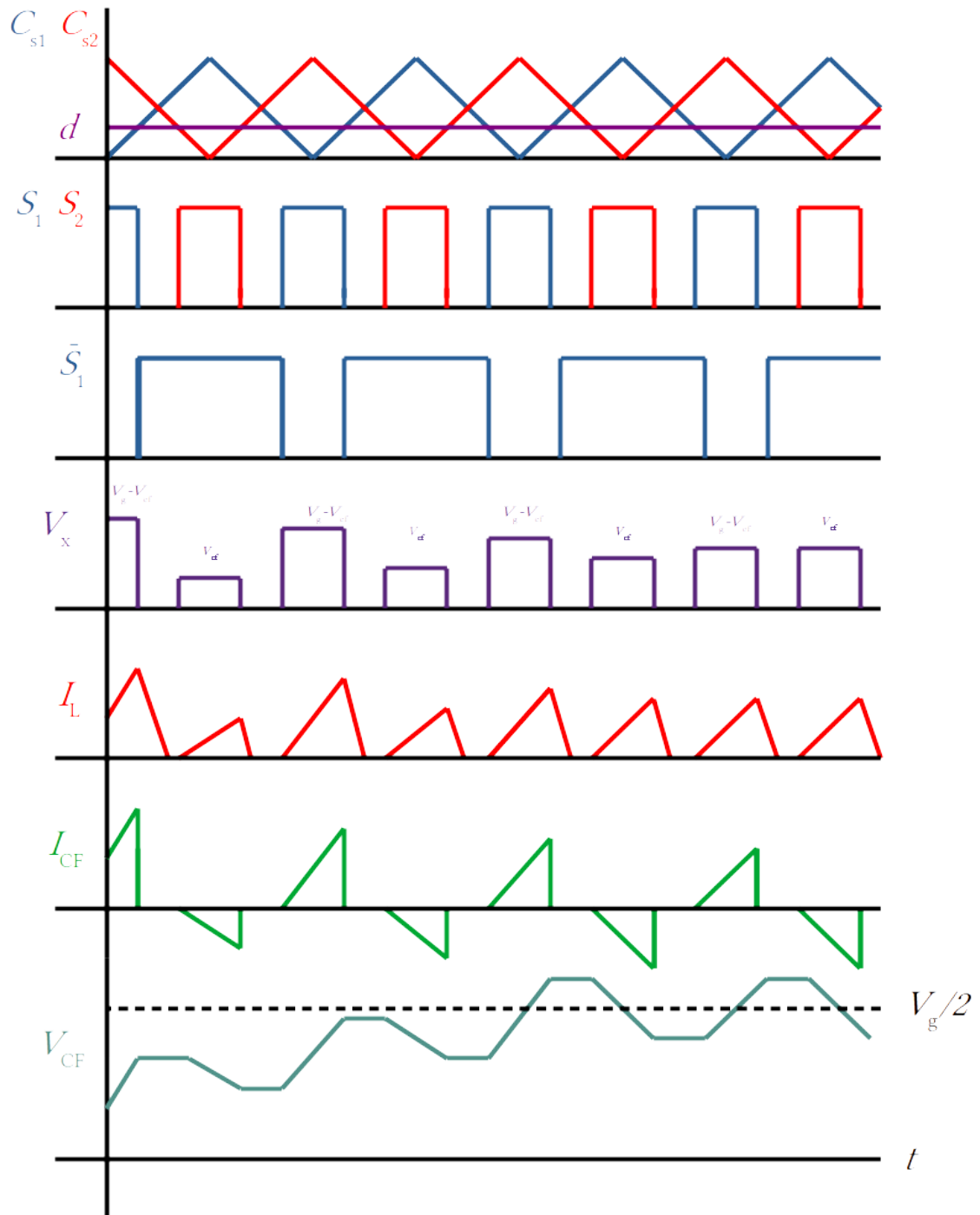


Figura 25: Convertidor quan V_{Cf} esta desequilibrat

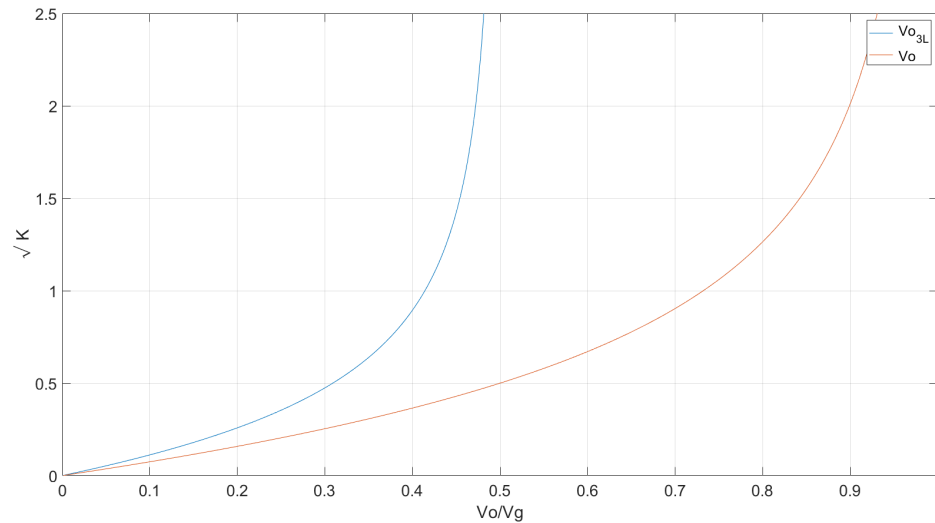


Figura 26: Comparació de la relació de sortida $\frac{V_o}{V_g}$, respecte al valor del convertidor \sqrt{K} dels dos convertidors

ficarà al punt de mira el corrent que passa per l'inductor, més concretament el seu màxim. Per al convertidor multinivell podem trobar la seva fórmula a (45) i la del *Buck* convencional serà la següent:

$$I_{L_{max}} = \frac{V_g - V_o}{L} DT_s \quad (58)$$

Amb la informació de la Fig. 26 no és prou intuïtiu com es comportarà l'arissament respecte al punt de treball dels convertidors, per el tant s'ha tornat a utilitzar MATLAB per a visualitzar-ho gràficament a la Fig.27. Perquè el resultat sigui més clar s'ha decidit fer servir el valor del convertidor fet servir tant a l'apartat de simulacions com al capítol de prototip, aclarir que independentment d'aquests valors la relació entre els dos pics de corrent serà la mateixa. Al gràfic es pot veure com sempre el pic de corrent $I_{L_{max}}$ serà més petita la del *Buck* multinivell, demostrant el plantejament introduït a l'inici d'aquest subapartat. Això és gràcies a que aquest corrent té un període de la meitat respecte a tot el convertidor, i per tant en el convertidor multinivell amb pics més petits pot aconseguir un valor mig del corrent més gran o igual.

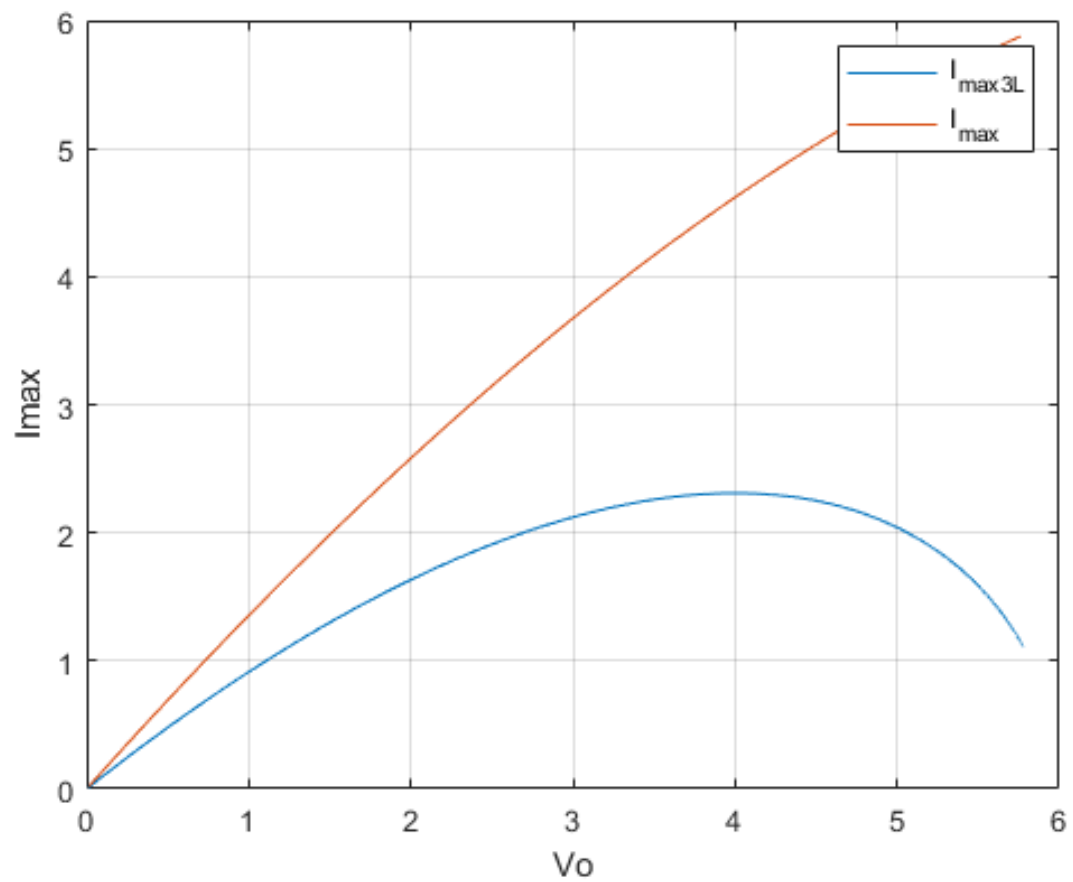


Figura 27: Comparació del pic de corrent $I_{L_{max}}$ respecte a la tensió de sortida, per als dos convertidors

2.2.3 Simulació

Per a acabar l'estudi es faran unes simulacions per a demostrar que tot el descrit es compleix. A la taula 2, està el resum dels paràmetres agafats per al convertidor que tal com es veurà al capítol 3 serà igual als agafats per a fer el prototip.

V_g	12 V
C_f	1 μF
L	1 μH
C	20 μF
R	10 Ω
D	0,1

Taula 2: Paràmetres del convertidor

El primer que s'observarà a la simulació és com es comporta el convertidor en règim estacionari. A la Fig.28 es pot veure, el gran avantatge que suposa treballar així, es veu com el condensador flotant per molt que comenci sense càrrega, es va carregant fins a arribar a $\frac{V_g}{2}$, que com ja s'ha explicat, aquest nivell de tensió és necessari perquè el convertidor treballi de manera òptima.

A la Fig. 28 també es pot veure com el convertidor amb aquests components i paràmetres en el seu règim transitori, no treballa de forma lineal, i a l'inici no passa per les diferents estats descrits a la secció 2.2.1, i el corrent a l'inductor mai s'extingeix, això suposa un motiu addicional a què no sigui fàcil modelitzar aquest tipus de convertidors.

Quant als resultats, amb les fórmules matemàtiques descrites anteriorment ens esperàvem tindre a la tensió de sortida: $V_o = 3,708V$ i un corrent de pic de: $i_{L_{max}} = 2,29A$, resultats, que no es compliran exactament, tant la tensió com el pic donen lleugerament més gran, aquesta discordança té una raó simple, i és que a l'hora de fer l'anàlisi s'ha suposat que V_{Cf} és un valor constant, però al cas del convertidor simulat l'arriament d'aquesta tensió és prou gran per fer variar la tensió unes dècimes de Volt, a l'última simulació s'ensenyarà com a diferència d'en el mode de conducció continu el valor d'aquest condensador sí que afectarà el convertidor.

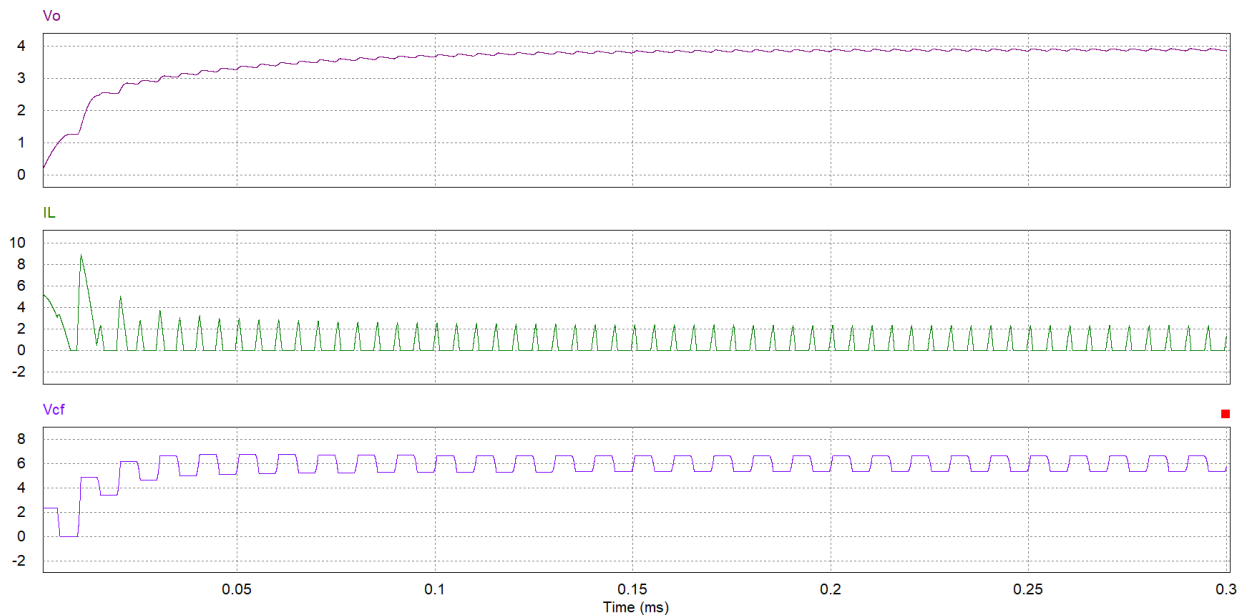


Figura 28: Règim transitori del convertidor en DCM. De dalt a baix: V_o , i_L i V_{Cf}

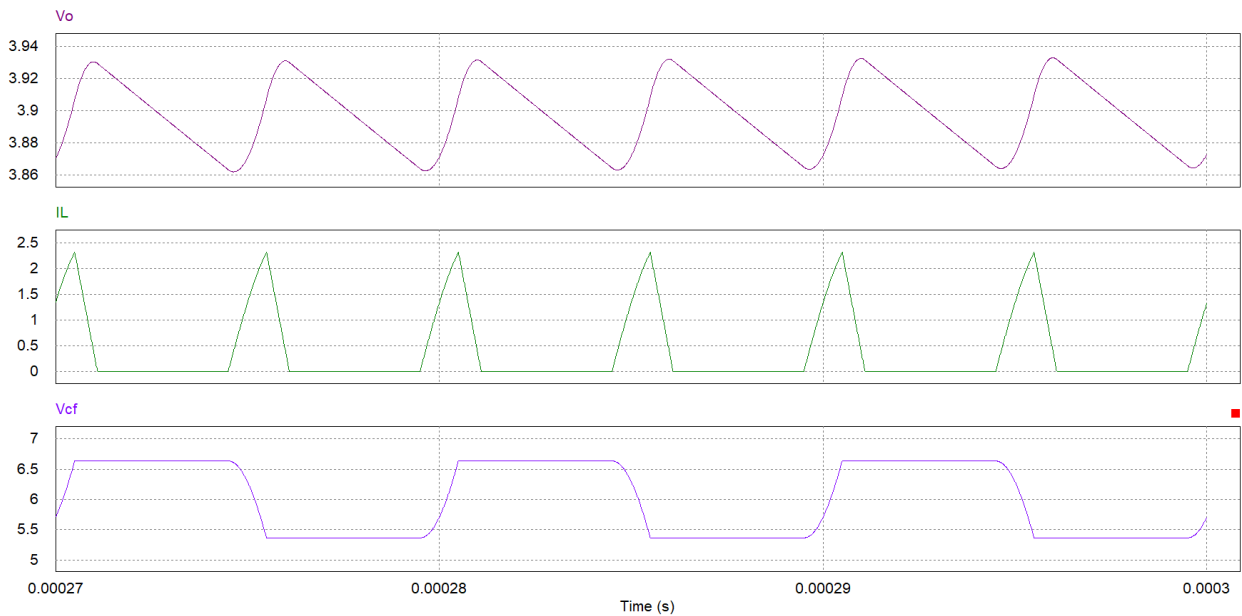


Figura 29: Detall del règim permanent del convertidor en *DCM*. De dalt a abaix: V_o , i_L i V_{Cf}

A la Fig. 29 es pot veure, els senyals en detall i es veu com en cada període s'extingeix el corrent i com el condensador flotant és càrrega i descarrega, mantenint el seu valor mig a $\frac{V_g}{2}$, tal com s'havia predit. Es pot veure com a règim permanent, tal com passava al convertidor treballant en *CCM*, el període del senyal del corrent, i per tant de la tensió de sortida, és de la meitat que el període dels senyals portadors.

La següent simulació feta és per tal de demostrar com el condensador flotant s'estabilitza a $\frac{V_g}{2}$ independentment de la càrrega, Fig. 30, i a la següent Fig.31 es veu en detall el comportament del corrent en cada subperíode, com en haver-hi un desequilibri a la tensió del condensador flotant els pics de corrent no són iguals i per tant la càrrega i descàrrega no són igual i com es van igualant, fins que la tensió al condensador acabi estabilitzant-se. Per a poder observar bé aquest fet, s'ha canviat el valor del condensador flotant a $100 \mu F$, a l'augmentar la capacitat tindrà una dinàmica més lenta i per tant al tram simulat desapareix la no-linealitat ensenyada a les primeres simulacions.

Una vegada ja s'ha verificat tot el comportament del convertidor, es continuarà amb la comparació amb el convertidor *Buck*, a la Fig. 32, es veu com es diferencien els dos convertidors. A la primera gràfica es veu un aspecte que no s'havia mencionat abans, però que era esperable per com seran els pics de corrent dels dos convertidors, que és que l'arriament a la sortida del convertidor serà significativament més petit si s'utilitza un convertidor multinivell. A la segona gràfica es veu com es compleix la característica que és més interessant d'aquests convertidors, el pic de corrent serà molt menor en el *Buck* multinivell tenint exactament el mateix corrent mitjà.

També es veu com, igual que passava quan el convertidor funcionava en *CCM*, la tensió que ha de suportar cadascun dels interruptors es redueix considerablement, i per tant en la implementació les pèrdues als interruptors i l'estrès que sofriran serà menor, com es pot veure a les Figs.33 i 34.

Una de les últimes simulacions fetes es per a comprovar quina és la influència de la capacitat del condensador flotant en aquest aspecte. A la Fig 35 es veu que, diferència del que passava en *CCM* aquí el condensador sí que afectarà directament sobre el règim transitori del convertidor, fent que aquest pugui a durar molt més, i per tant afectant l'ample de banda del convertidor.

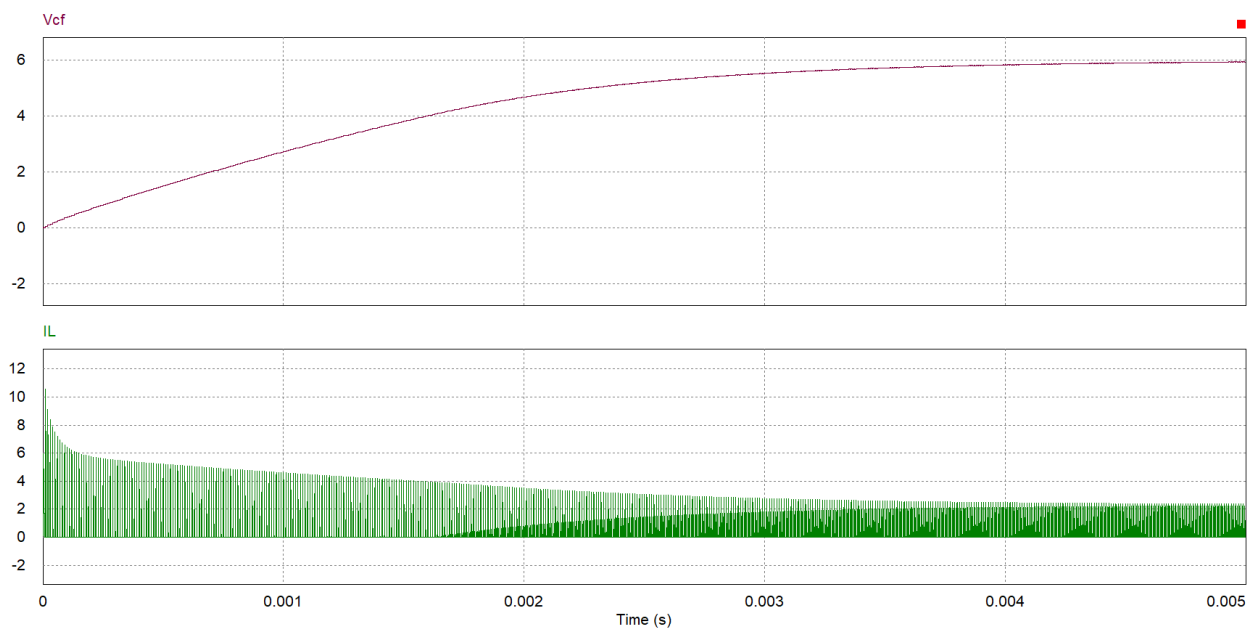


Figura 30: De dalt a baix Règim transitori de V_{Cf} i i_L

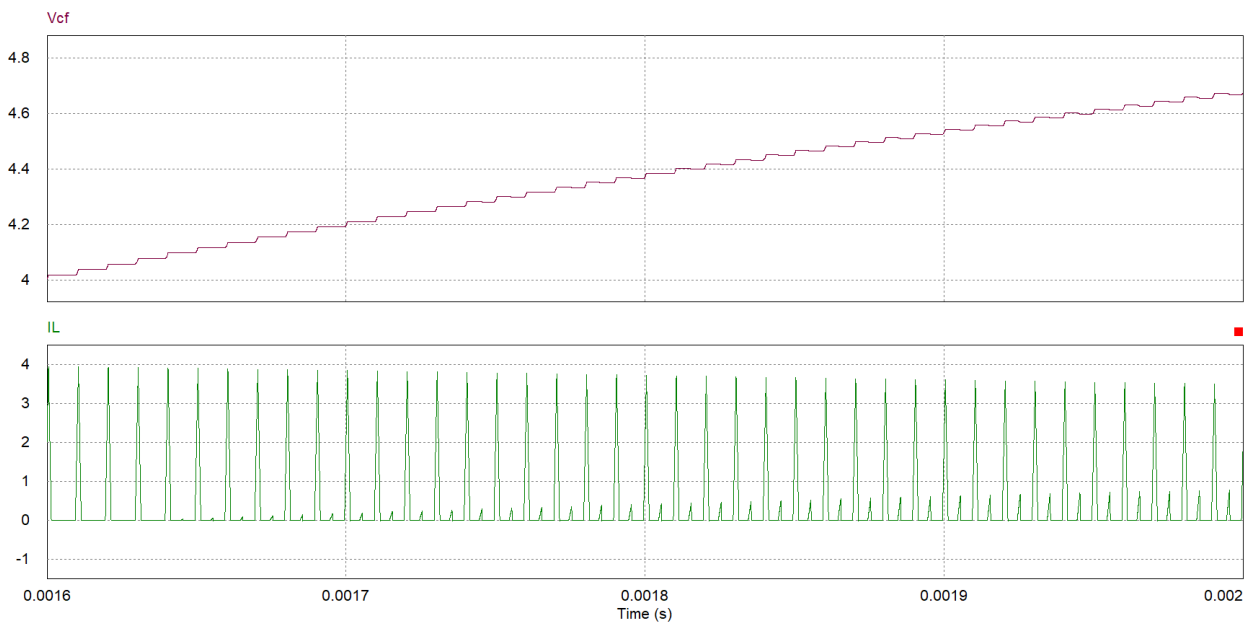


Figura 31: Detall de V_{Cf} i i_L al règim transitori

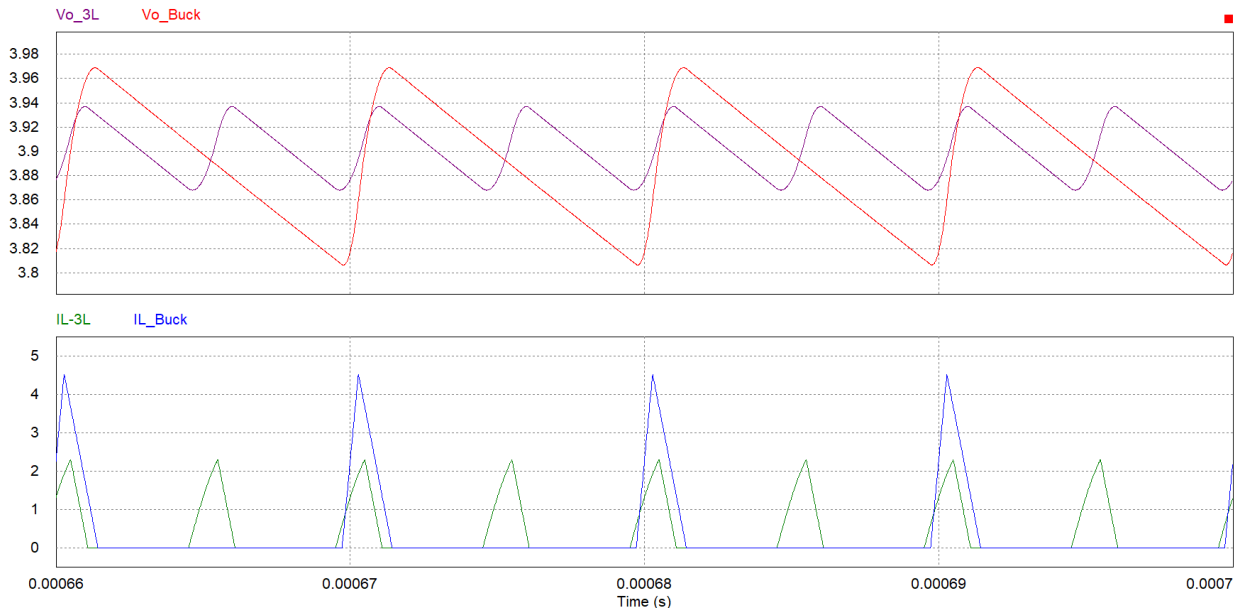


Figura 32: De dalt a baix gràfiques de V_o i i_L , d'un *Buck* multinivell i un *Buck* convencional

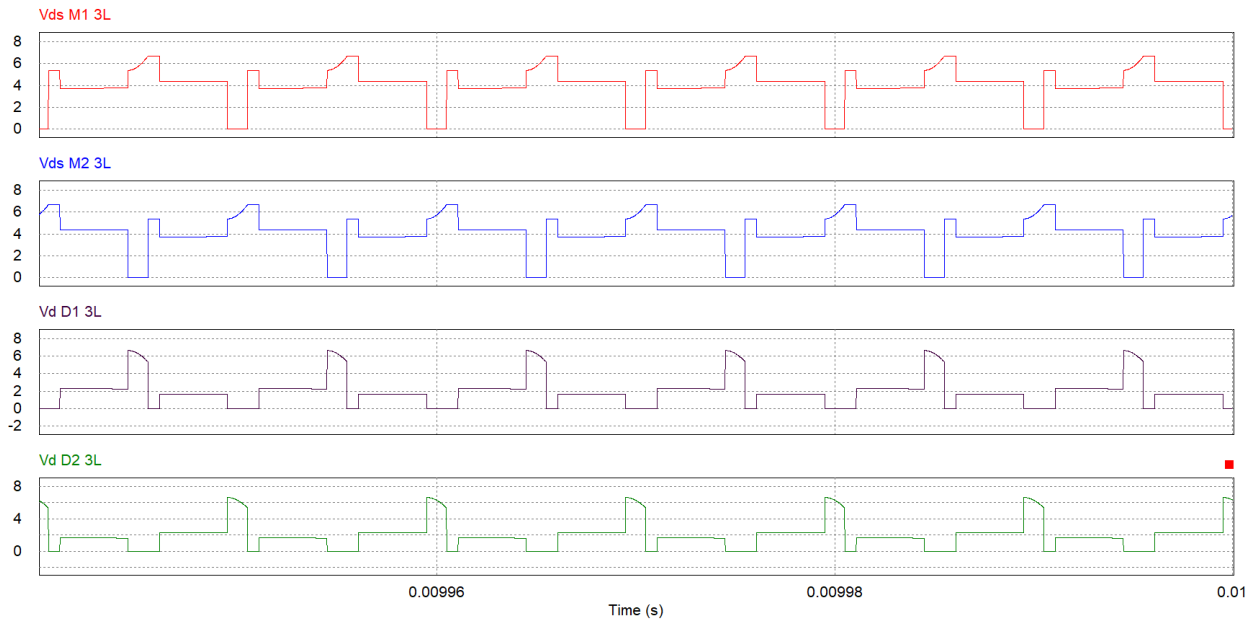


Figura 33: Diferència de tensió als extrems dels interruptors en un *Buck* multinivell

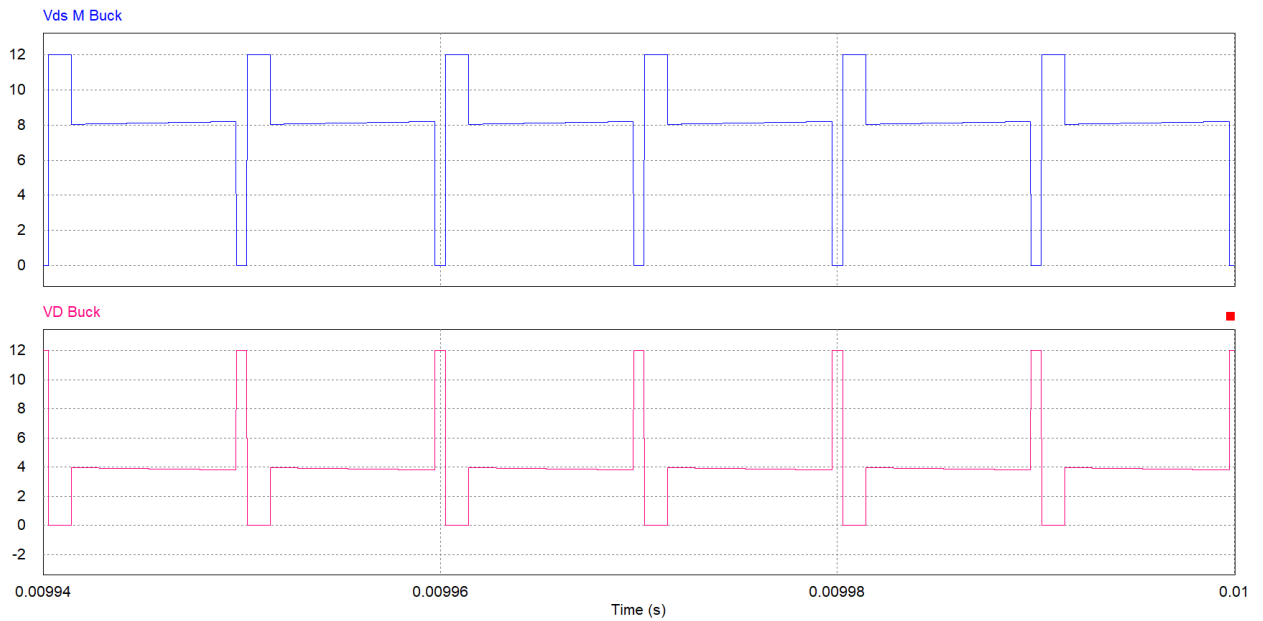


Figura 34: Diferència de tensió als extrems dels interruptors en un *Buck* convencional

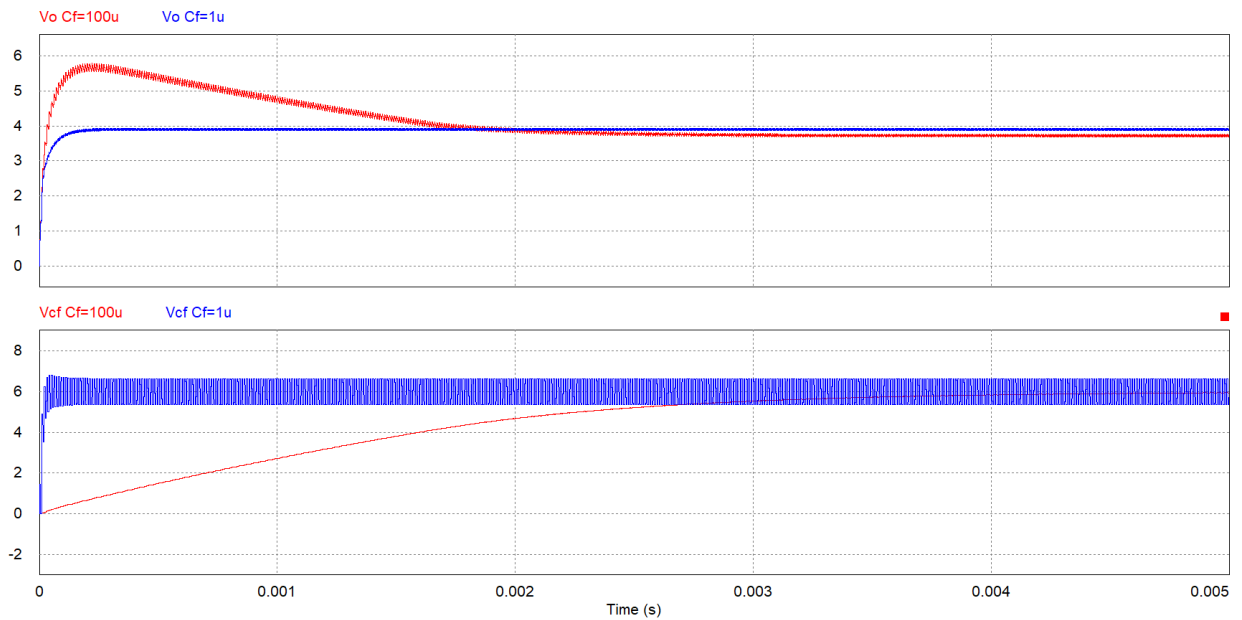


Figura 35: Impacte de la capacitat de C_f al comportament dinàmic del convertidor

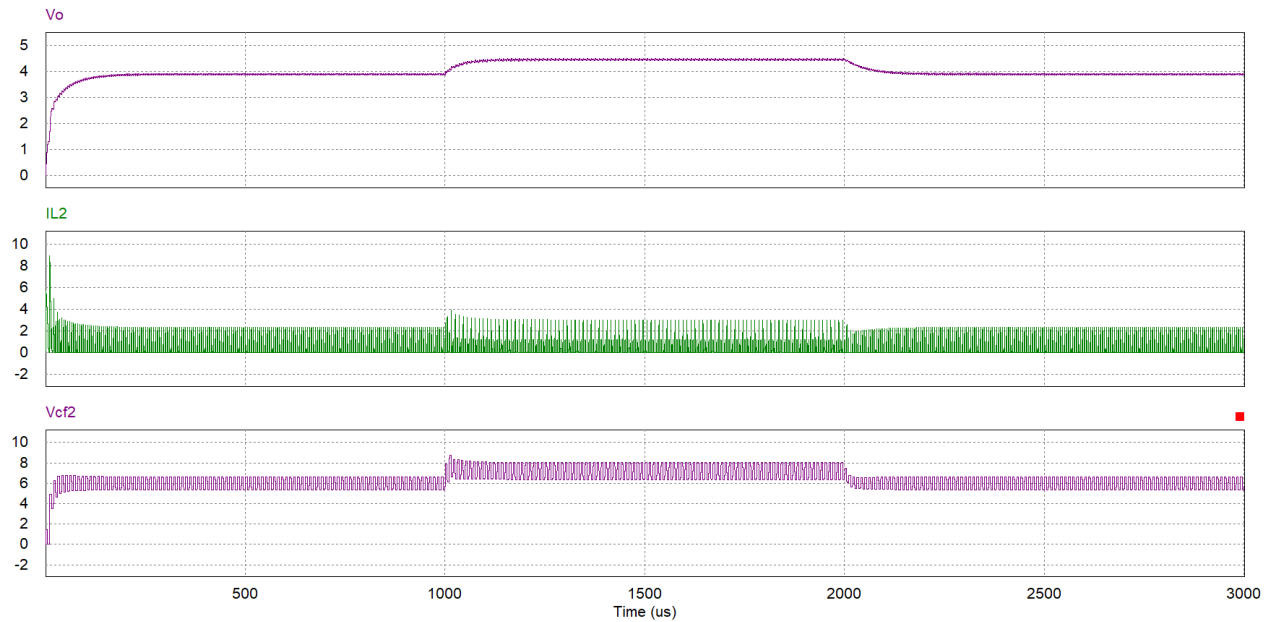


Figura 36: Comportament de V_o , i_L i V_{Cf} , quan a S_1 hi ha una pertorbació de tipus esglaó de $D_p = 0, 1$ a $t = 0, 001s$ i que dura $t = 0, 001s$

I ja per acabar aquest apartat, igual que s'ha fet amb el convertidor treballant en *CCM* es veurà com afecta una pertorbació del cycle de treball d'un dels interruptors a aquest convertidor. Per una banda, a la Fig 36 es veu com afecta aquesta pertorbació al cycle de treball provoca que V_{Cf} s'allunyi del punt d'equilibri desitjat, trobant un nou nivell on s'estabilitza. Aquest comportament es pot explicar amb el mateix principi amb el qual es va demostrar que s'estabilitza a $\frac{V_g}{2}$. Per a que la tensió del condensador arribi a règim permanent s'ha de carregar el mateix que es descarrega, repetint el dit al subapartat anterior, s'ha de complir que $\frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_1} = \frac{di_L(t)}{dt}|_{t=T_4}$. Si s'agafa les expressions de (55) i (56) i a les equacions diferencials es consideren cycles de treball diferents, D_1 per al primer interruptor i D_2 per al segon, s'arriba a la següent expressió:

$$\frac{V_g - V_{Cf} - V_o}{L} D_1 T = \frac{V_{Cf} - V_o}{L} D_2 T \quad (59)$$

Que simplificant es pot arribar a quina serà l'expressió que determinarà els diferents punts d'equilibri:

$$V_{Cf} = \frac{V_g D_1 - V_o (D_2 - D_1)}{D_1 + D_2} \quad (60)$$

On V_o serà desconeguda, ja que el model trobat deixa de ser vàlid durant $S_1 \neq S_2$.

Una vegada la pertorbació acaba i S_1 torna a ser igual a S_2 és on trobem la diferència d'aquest mode de treball respecte al mode de conducció continua. La tensió al condensador flotant torna naturalment al valor desitjat. Aquesta simulació demostra perquè utilitzar aquest convertidor en llaç obert no suposarà un problema amb la tensió del condensador flotant, sempre que la pertorbació sigui transitòria i al règim permanent $S_1 = S_2$.

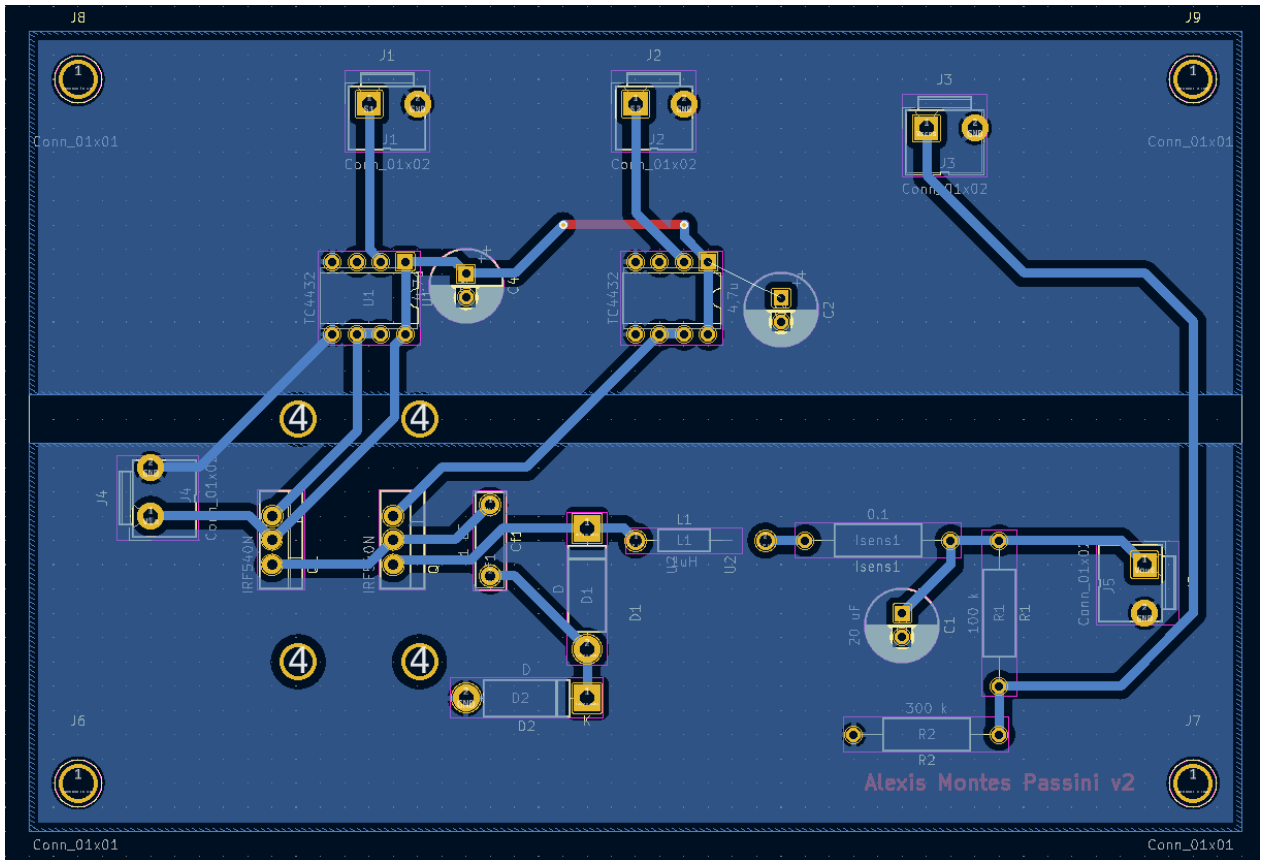


Figura 38: Disseny de la PCB amb els diferents components

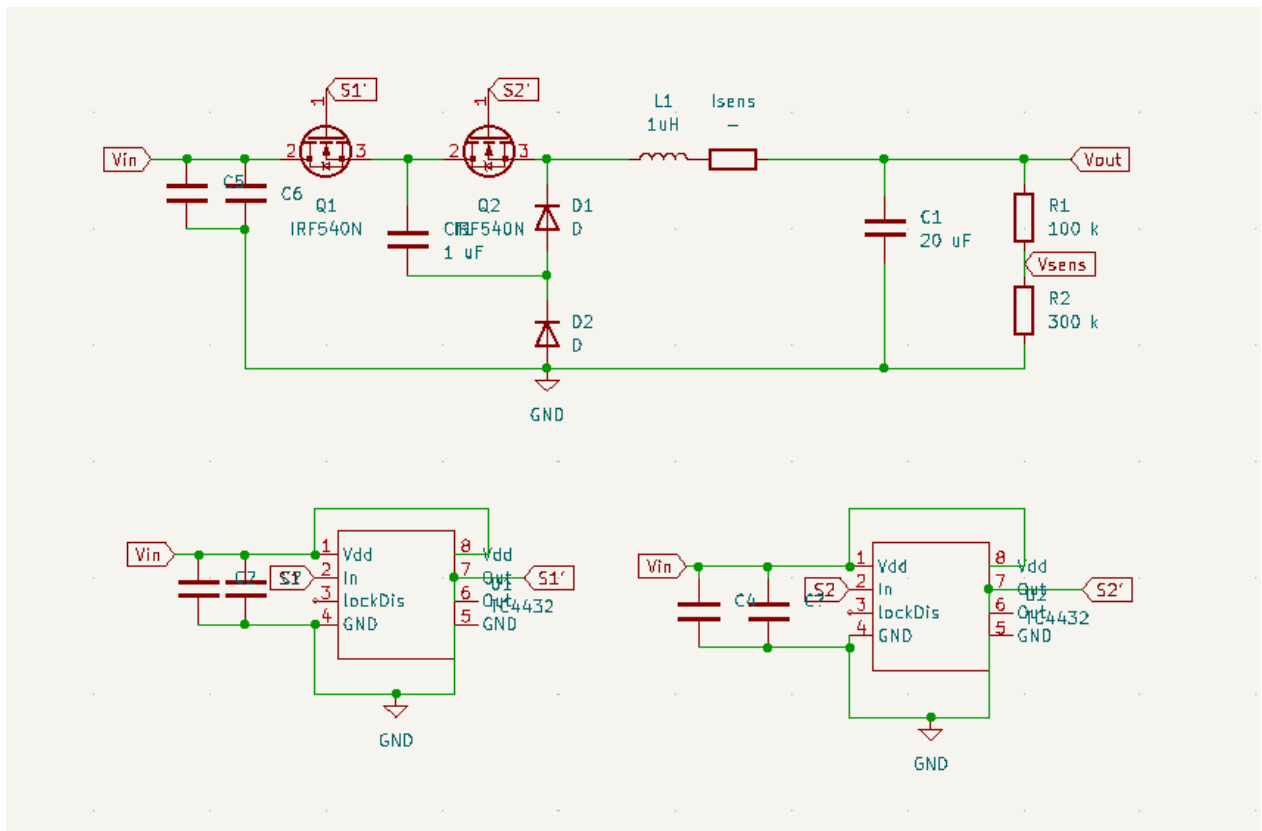


Figura 39: Esquemàtic amb correccions

3.1.2 Problemes i canvis a la placa

Una vegada soldada la placa de coure s'ha comprovat al laboratori que no commuta com ho hauria de fer, degut que al disseny no s'ha minimitzat suficientment el bucle on el corrent commuta a altes freqüències tal com s'explica a [14], es necessiten condensadors per a filtrar els harmònics d'altres freqüències i així poder minimitzar el màxim possible aquests bucles, es col·locaran en paral·lel dos condensadors de dues tecnologies diferents per a poder filtrar tot el rang d'harmònics, un serà de paper i l'altre ceràmic, aquests canvis es poden veure reflectits a l'esquemàtic de la Fig.39. Per a fer aquests canvis no ha fet falta tornar a dissenyar una PCB, ja que s'han pogut fer per sobre de la placa soldant directament a les potes dels components, Fig.40.

Amb aquests canvis el convertidor ja commuta com toca, però a la sortida tant el corrent com la tensió no es comporten com s'havia previst a l'hora de fer les simulacions, Fig. 41. Per una banda, es veu com el corrent que passa per la bobina se satura i en comptes de tenir pics triangular, s'aprecia com s'aproxima al comportament exponencial. També es veu com clarament el filtre del condensador a la sortida no està comportant-se com s'espera, la tensió té grans pics quan el corrent passa per la bobina, això es deu al fet que no es va tenir en compte que el condensador no podia ser electrolític, i per el tant canviant-lo s'ha solucionat el problema. A més també s'ha canviat l'inductor per un que suporti més corrent abans de saturar-se. El nou inductor i condensador son de tipus SMD, i per tant s'han hagut de muntar a la placa com es veu a la Fig. 42

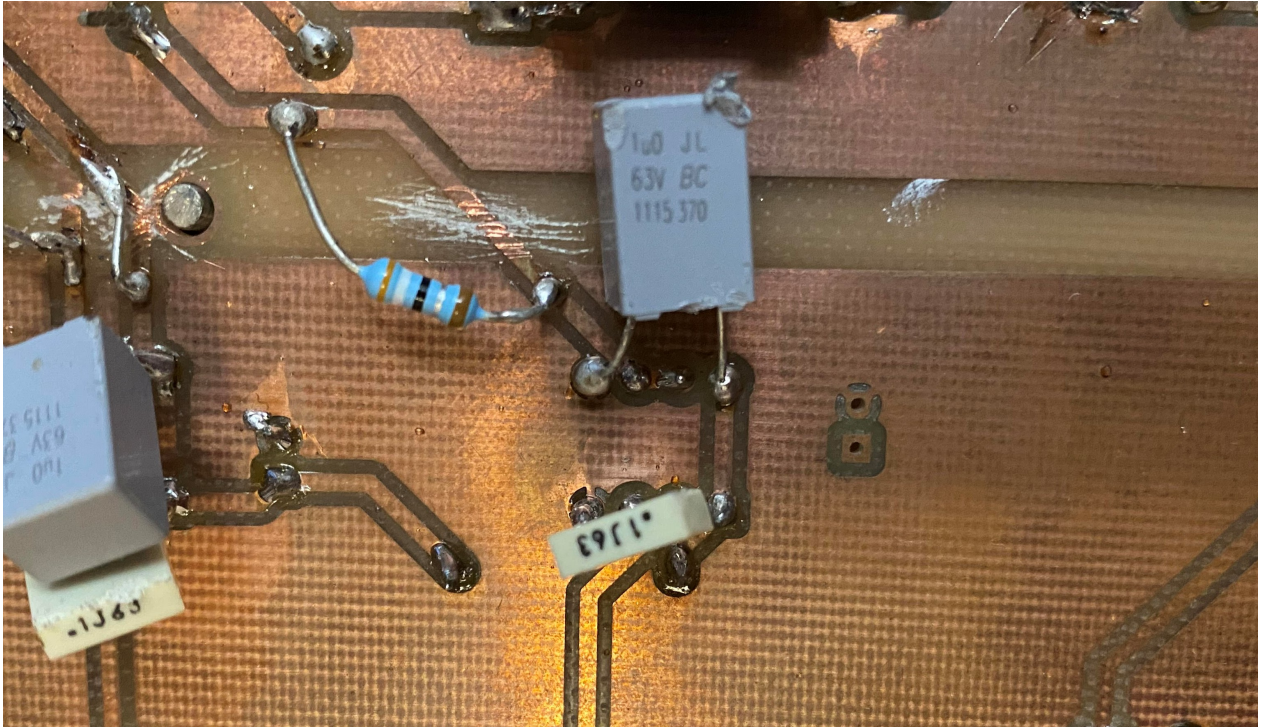


Figura 40: Detall a la PCB dels condensadors

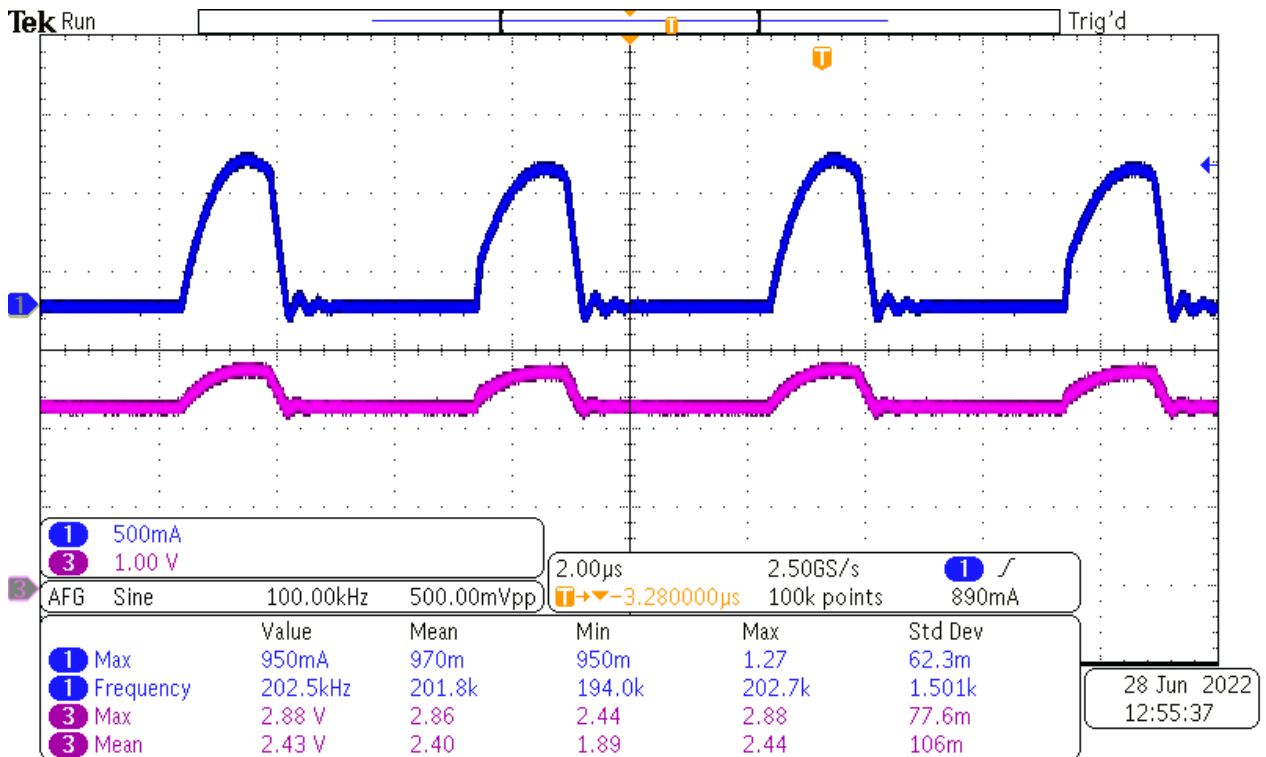


Figura 41: V_o (Blau) i I_L (Lila) quan el filtre té un comportament defectuós

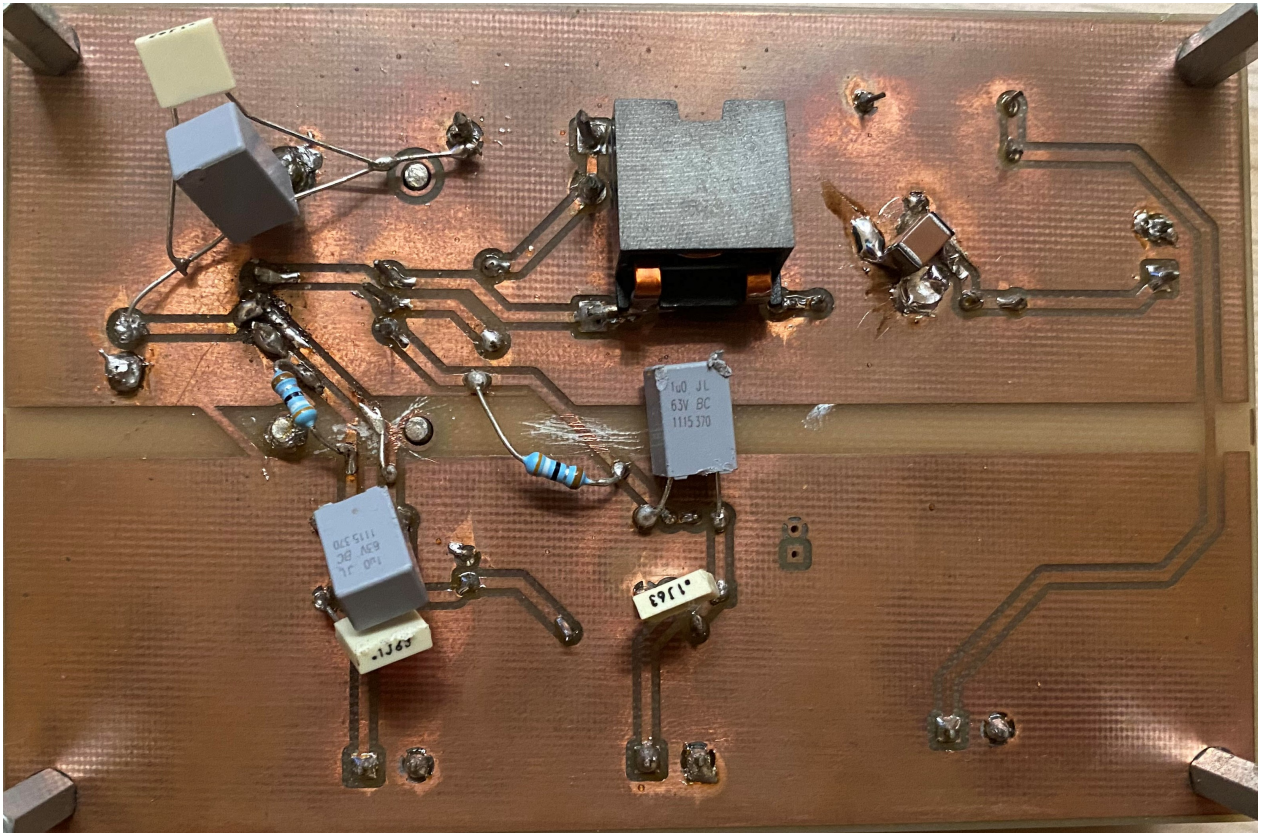


Figura 42: Cara bottom de la PCB amb el nou inductor i condensador

3.2 Resultats Experimentals

Els paràmetres del convertidor es poden resumir a **3**, on tal com s'ha mencionat amb anterioritat seran els mateixos que a les simulacions.

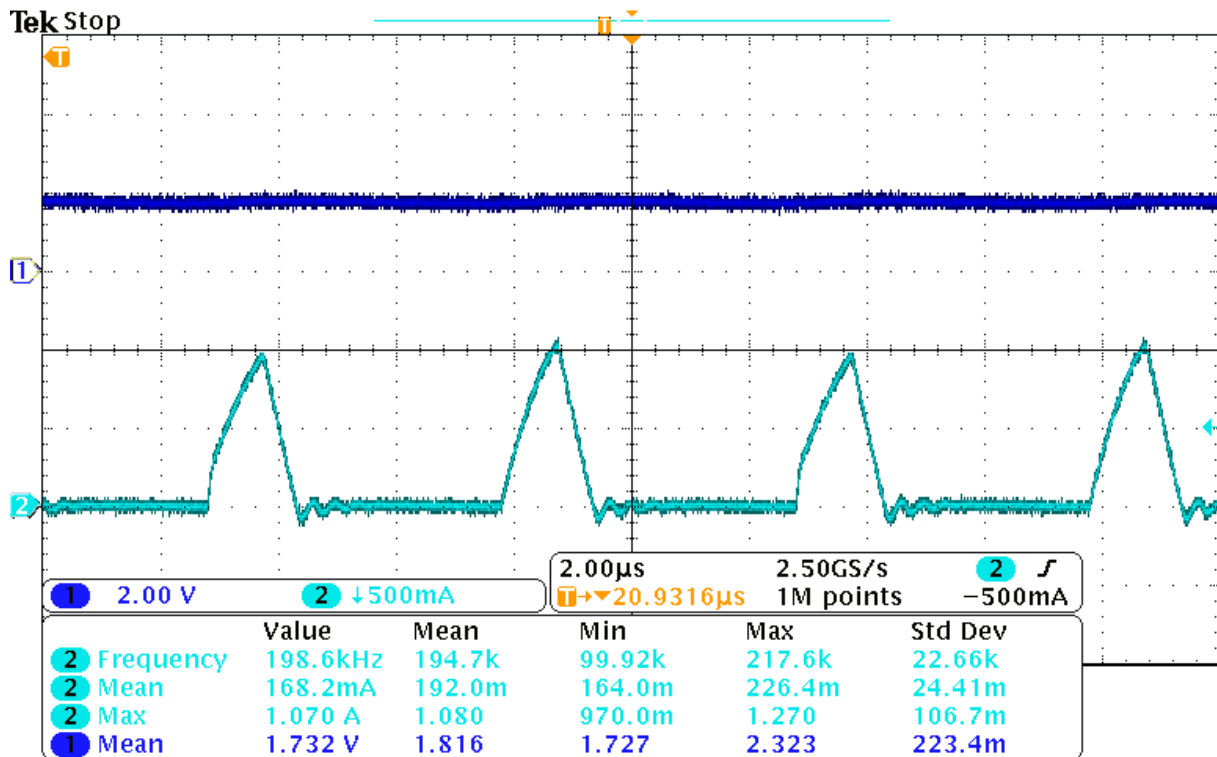
V_g	12 V
C_f	1 μF
L	1 μH
C	20 μF
R	10 Ω
D	0,1;0,05;0,15

Taula 3: Paràmetres del convertidor

A l'hora de prendre les mesures s'ha fet amb un oscil·loscopi i utilitzant sondes de tensió, i sondes de corrent per tal de mesurar el corrent de l'inductor. Als següents subapartats estarà el resum de tot el mesurat, amb les explicacions necessàries.

3.2.1 Sortida del convertidor

Als resultats experimentals Fig. 43, 44, 45 es veu com s'ha corregit el comportament de la tensió a la sortida. Però el corrent, per molt que millori els resultats anteriors continua saturant-se, això demostra la importància de l'avantatge respecte a un *Buck* convencional, tal com s'ha analitzat al capítol anterior perquè un *Buck* aconsegueixi la mateixa tensió a la sortida necessita pics de corrent més elevats. Tenint això al cap és fàcil deduir que el convertidor convencional serà molt més restrictiu en escollir un inductor apropiat.

Figura 43: V_o i I_L amb una $d = 0,1$

El convertidor a priori es comporta com l'esperat, el corrent s'extingeix en cada semiperíode i per el tant funciona en mode discontinu, l'únic que a simple vista dista amb l'esperat, són les diferències de pics de corrent entre semiperíodes, a més a més si comparem aquests resultats amb els de la simulació o l'anàlisi matemàtic es veu com el corrent que passa per la bobina té un pic molt menor i per el tant $\langle I_L \rangle$ serà més petita i la tensió a la sortida també. Aquestes dues discrepàncies no tenen un origen comú. Les diferències de pic entre els semiperíodes de temps molt possiblement tenen com a origen un mal disseny de la PCB, on no s'ha reduït tot el que es podia les capacitàncies i inductàncies parasitàries, per no tindre un òptim disseny de les pistes. Per una altra banda, la diferència amb els valors reals i simulats de gairebé, 1A (quan $d = 0,1$), no pot ser conseqüència d'un mal disseny de les pistes, suposen unes pèrdues massa grans, té un origen molt diferent que es detallarà a l'apartat 3.2.3.

Deixant l'error a banda es pot veure com modificant el cicle de treball (Fig. 43, 44 i 45), la sortida actua conseqüentment i augmenta o disminueix, tot això de manera no-lineal per allò explicat a l'estudi del convertidor en DCM

A les Fig. 46, es veu en detall la component alterna de la tensió de sortida quan el convertidor treballa amb una consigna de $d = 0,1$, es pot observar com l'arrissament té la mateixa forma d'ona que el simulat, però òbviament al igual que passava amb la component continua d'aquest senyal, no té els mateixos valors extrems de la simulació.

El següent que es va fer al laboratori va ser provar de duplicar la freqüència de commutació dels interruptors, Fig. 47, aquí es veu com fer-ho ha afectat negativament al convertidor, possiblement per culpa del seu disseny i components, els pics de corrent entre semicicles són encara més dispers, fet que confirma la hipòtesi plantejada amb les altres simulacions, que aquest comportament és per culpa d'un mal disseny de la PCB. A més es veu clarament com la sortida és molt més sorollosa, però el convertidor continua treballant en mode discontinu de corrent.

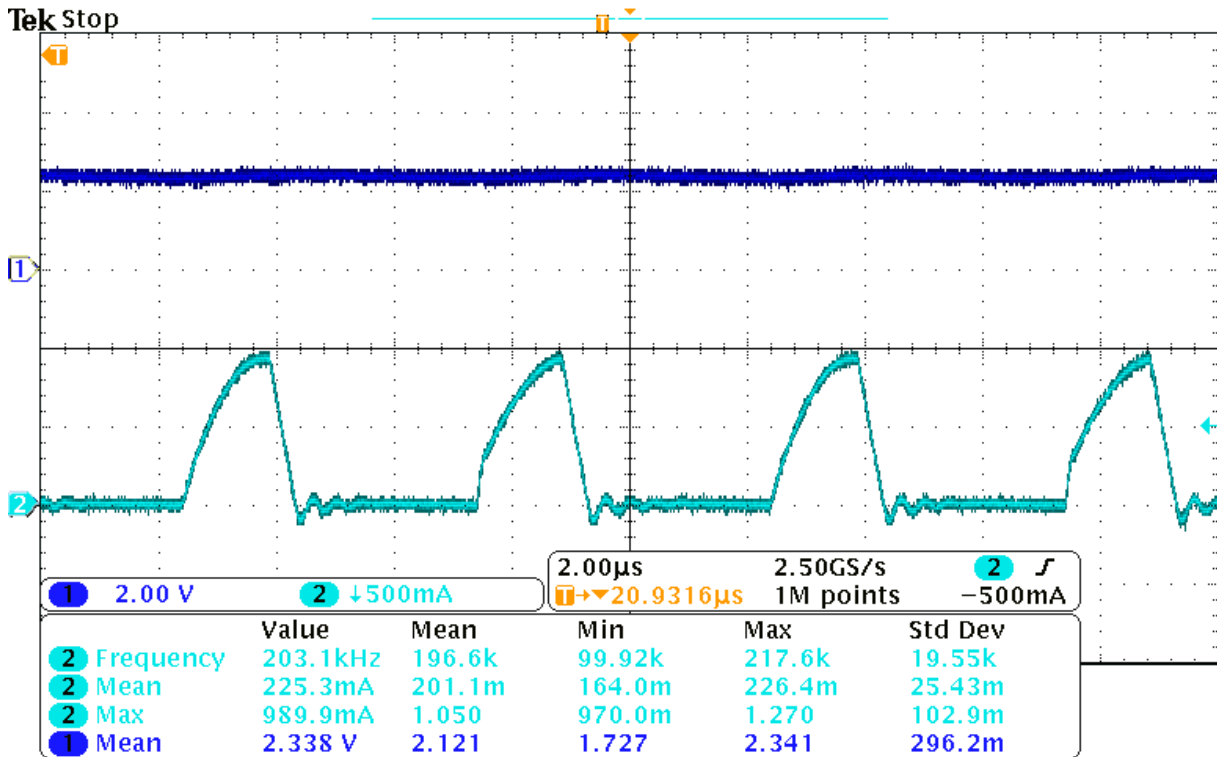


Figura 44: V_o i I_L amb una $d = 0,15$

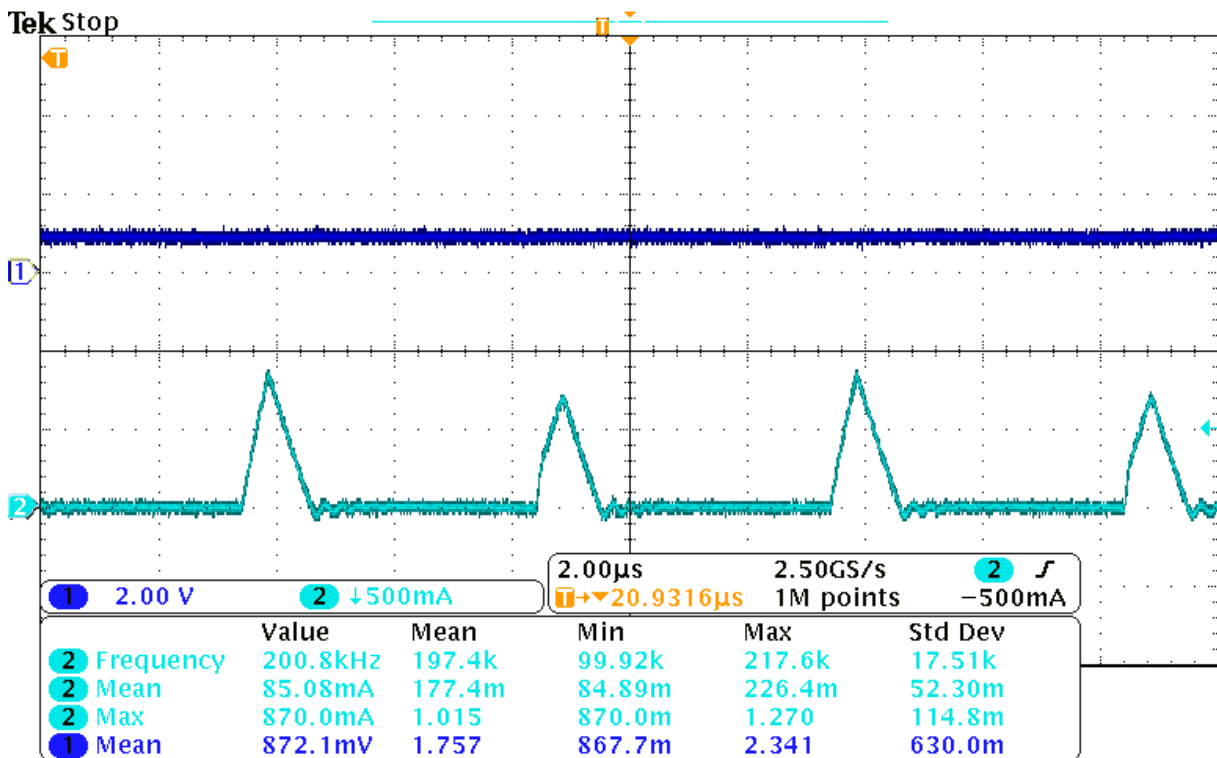


Figura 45: V_o i I_L amb una $d = 0,05$

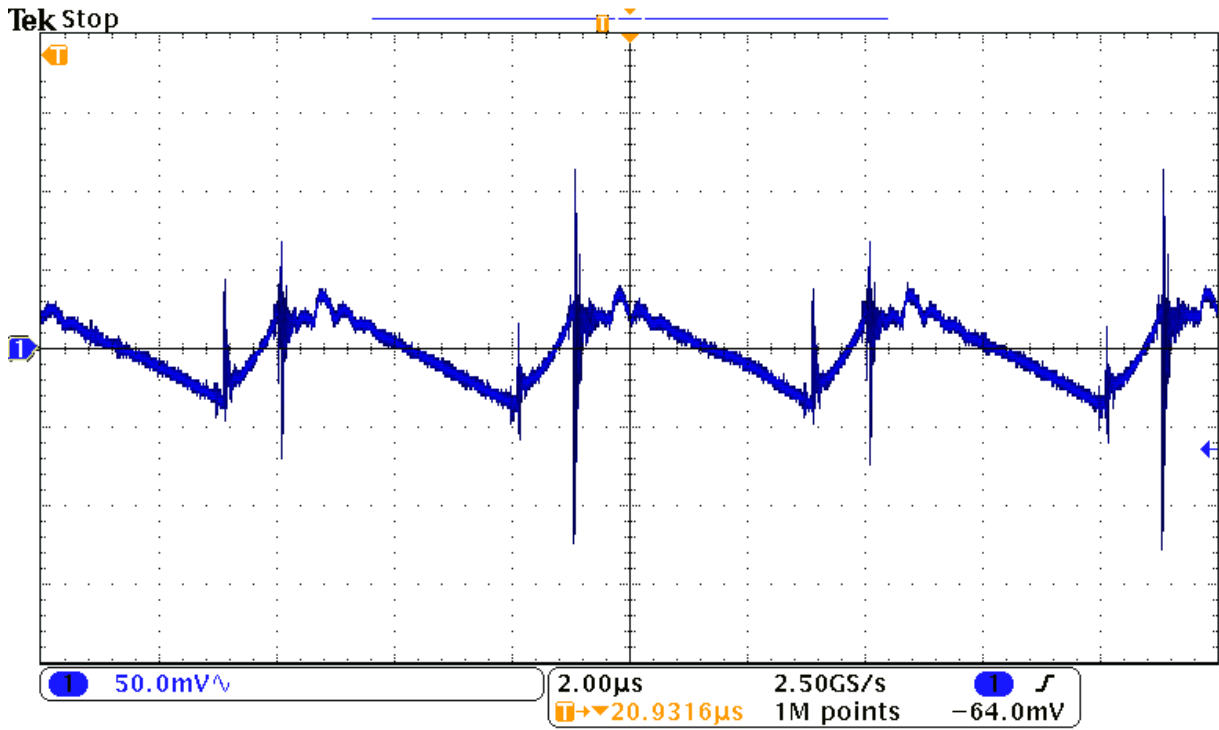


Figura 46: Arrissament de V_o quan $d = 0,1$

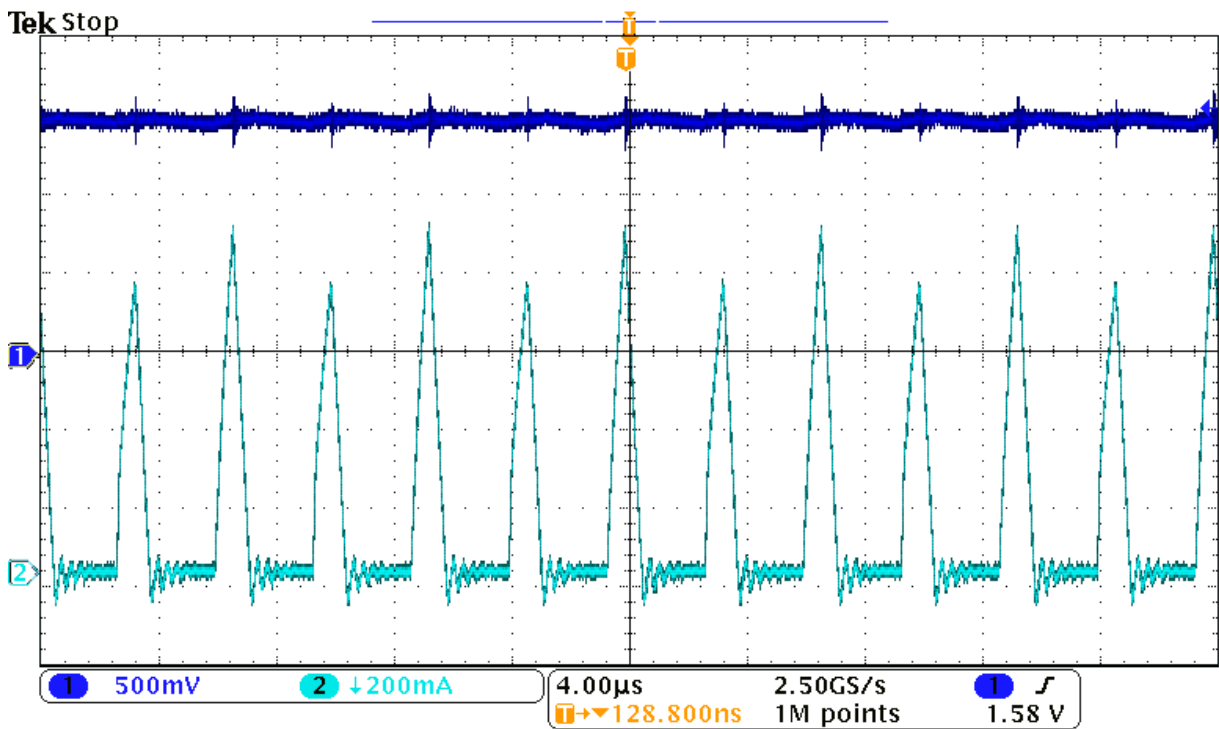
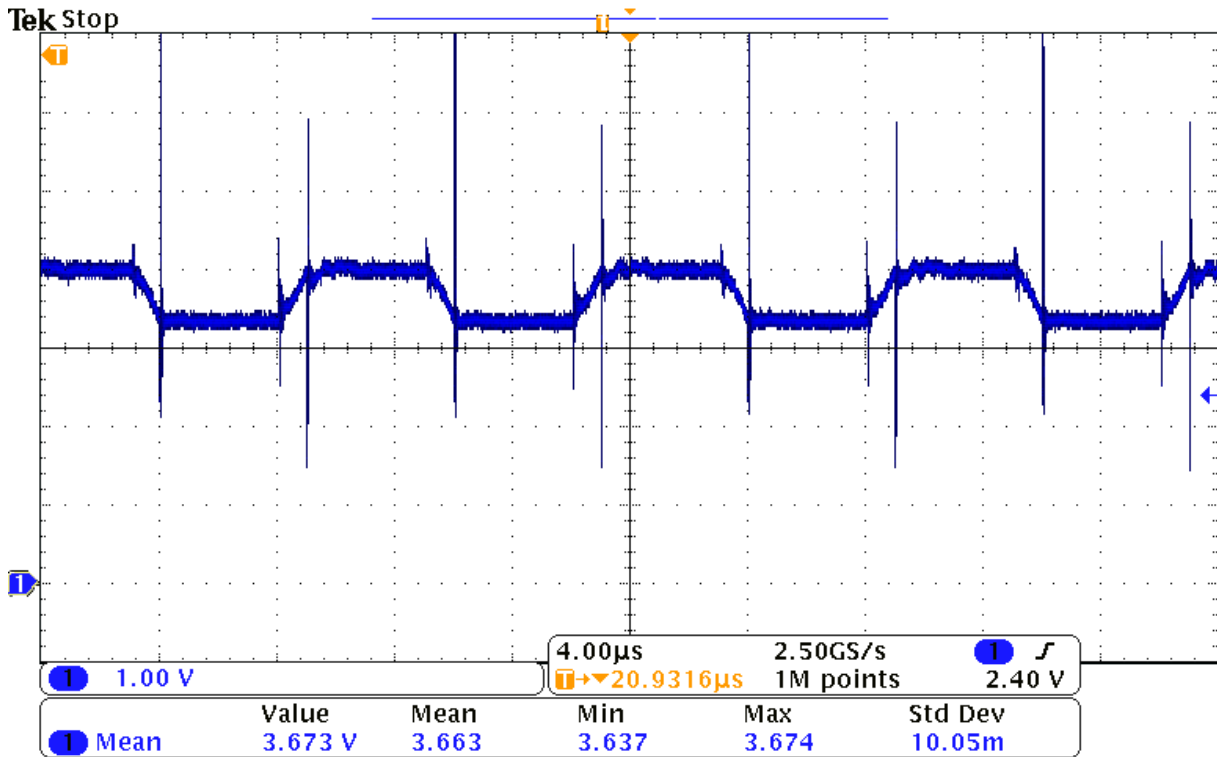


Figura 47: V_o i i_L quan es canvia la freqüència de commutació a $f = 200kHz$

Figura 48: V_{Cf} quan $d = 0,1$

3.2.2 Tensió al condensador flotant

A les figures 48, 50 i 49, es veu la tensió entre les bornes del condensador flotant per a diferents cicles de treball, es veu que l'única diferència, tal com es podia predir coneixent el comportament del convertidor, són els màxims i mínims de tensió, ja que en tenir un cicle de treball més gran el condensador té més temps de càrrega i descàrrega. En canvi, el valor mig gairebé no varia, però igual que passa amb el pic de corrent i la tensió mitjà de sortida aquest valor no és l'esperat, el condensador s'estabilitza a $V_{Cf} = 3,6V$. Tal com s'ha dit anteriorment s'espera que $V_{Cf} = \frac{V_g}{2} = 6V$, és a dir al condensador flotant es pot observar també que és afectat per unes grans perdudes.

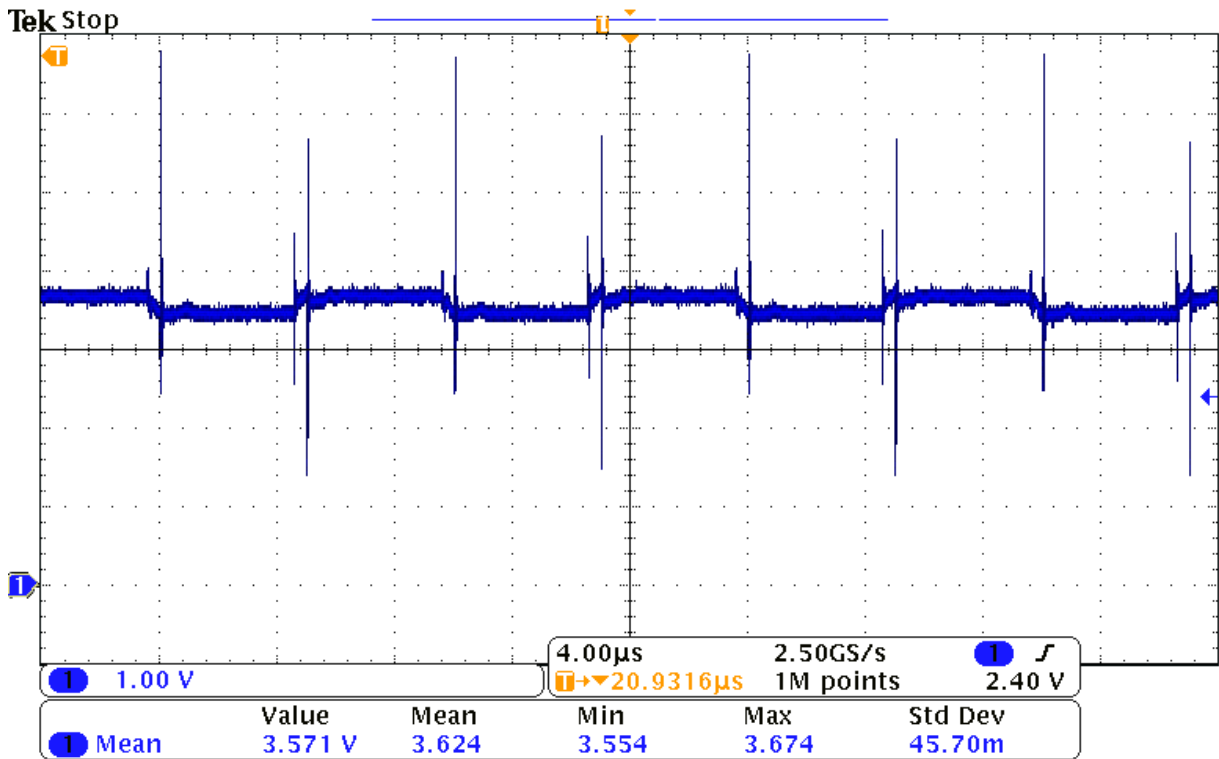


Figura 49: V_{Cf} quan $d = 0,05$

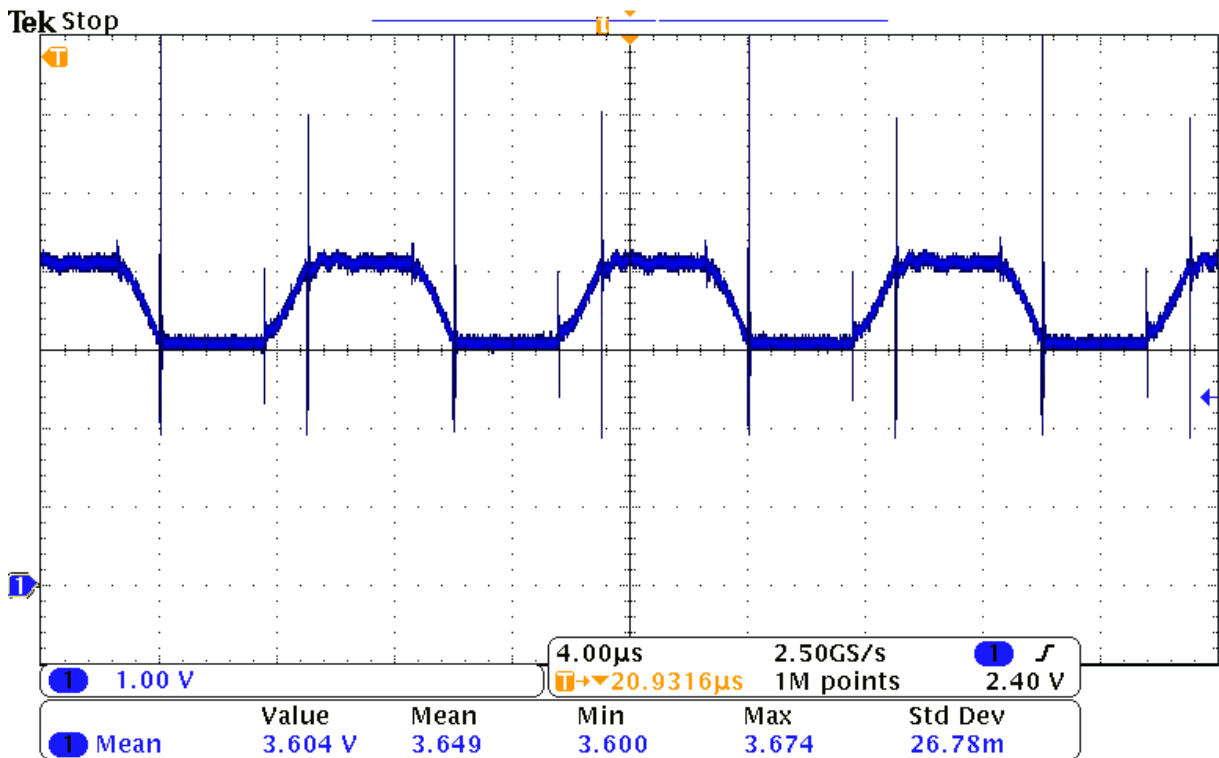
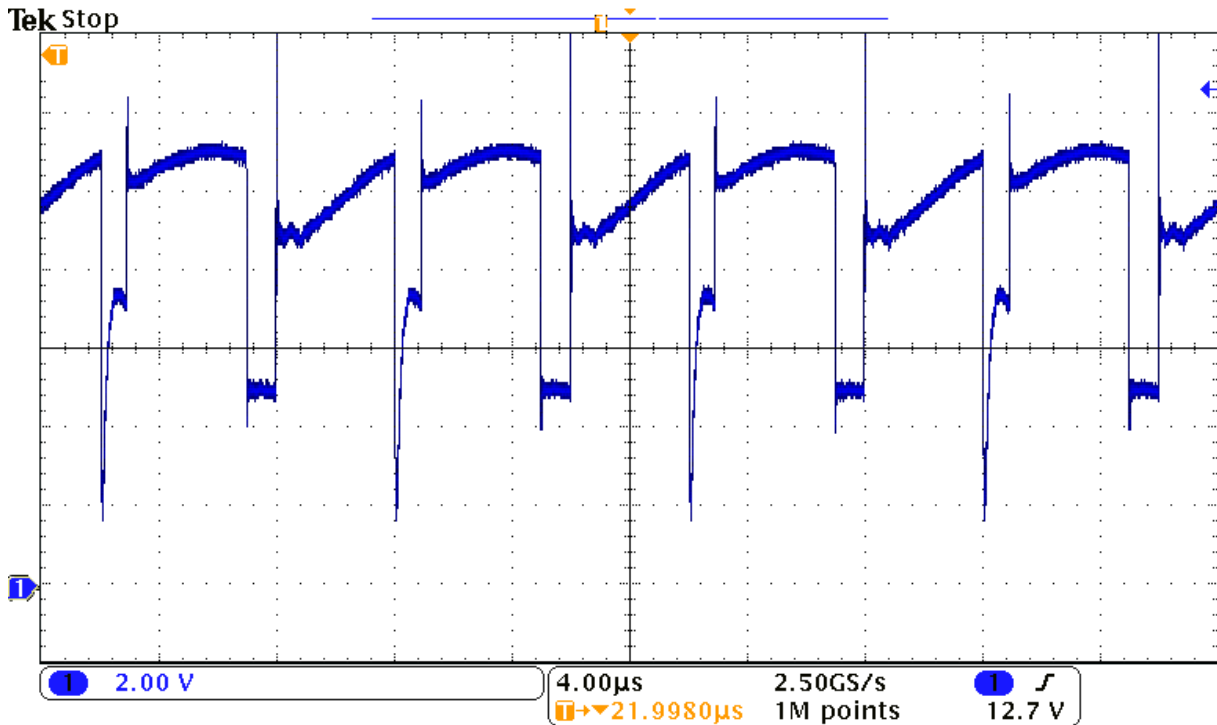


Figura 50: V_{Cf} quan $d = 0,15$

Figura 51: Diferència de voltatge al MOSFET m_1

3.2.3 Problema al prototip

Per a trobar el gran problema de perdudes comentat anteriorment, s'ha anat mesurant punt per punt del convertidor, i finalment mesurant V_{DS} del primer mosfet, Fig 51, s'ha trobat l'origen del comportament anòmal, quan s'intenta accionar aquest, la diferència de tensió entre drenador i sortidor no és d'aproximadament $0V$, tal com hauria de funcionar un MOSFET, sinó que hi ha una caiguda de tensió de gairebé $4V$, per lo tant V_{Cf} i el segon interruptor quan haurien de tenir una tensió de $12V$ a les seves entrades, tenen $8V$. I per el tant el convertidor es comporta com si $V_g = 8V$, fet que provoca que, per una banda, el condensador s'estabilitzi a $V_{Cf} = \frac{V_g - V_{DS}}{2} \approx 3,6V$ i els pics de corrent i per el tant la tensió a la sortida siguin molt inferiors de l'esperat.

Aquest error es deu a una mala interpretació del *datasheet* dels *drivers* [15] i del propi convertidor, on es pensava que alimentant els *drivers* amb V_g i sense altre tipus de circuit extern l'interruptor podria commutar sense problema, això és veritat pel segon interruptor però no pel primer. Bàsicament, la dificultat és que, com se sap, perquè un MOSFET condueixi, es necessita que V_{GS} sigui més gran que la tensió llindar del dispositiu, en el cas del primer interruptor quan condueix (si el convertidor funcionés com s'espera) $V_S = V_G$ i per el tant al *gate* s'espera una tensió mínima aproximada de $16V$ per tal que funcioni com toca. Amb aquest *driver* sense una font independent d'aquest valor que l'alimenti no és possible aconseguir aquest nivell de tensió, en el cas del prototip fet s'arriba a una tensió de $V_{GS} = 12V$ produint tal com s'ha dit unes perdudes de $4V$.

Una altra alternativa si no es despengués d'una font de $16V$, seria utilitzar un altre tipus de *drivers*, *High-side drivers*, necessitaran una alimentació molt més petita, en el cas d'aquest convertidor de $4V$, i amb això ja tenen prou per a fer commutar l'interruptor, això s'assoleixen gràcies a un tipus de circuit addicional anomenat *bootstrap*[16] [17]. Aquest circuit, el que fa bàsicament és: alimentar un condensador, per tal que estigui a la tensió d'alimentació dels drivers. En el moment en que el MOSFET ha de conduir, amb l'ajuda de la resta del circuit aconseguix que la tensió a la pota *gate* del MOSFET sigui la mateixa que a la *source* més la tensió d'alimentació abans mencionada. I per tant tal com s'ha dit no cal una gran font de tensió.

4 Conclusions

El primer a comentar en aquest apartat de conclusions és la part dolça d'aquest treball, i és l'anàlisi feta al primer bloc, on es demostra clarament perquè val la pena aquest tipus de convertidors, quan treballa en mode de conducció contínua, tal com s'ha dit a la introducció millora l'arissament del corrent que passa per la bobina fent que sigui vuit vegades més petit, tenint exactament la mateixa tensió a la sortida, però tal com s'ha comentat aquest mode té els seus problemes. En llaç obert no es pot garantir que això es compleixi, ja que caldria una circuiteria externa per a carregar el condensador al punt de treball necessari de $\frac{V_g}{2}$ tal com s'ha repetit al treball. Si no es disposés de cap mena de circuit extern hi ha formes d'assolir aquesta tensió al condensador flotant, per una banda, es podria aplicar un control del corrent, de manera analògica es podria utilitzar allò explicat a [9] que controla el valor mínim del corrent a cada semiperíode, per la natura del convertidor una vegada a un període de commutació els dos mínims són iguals significarà que el condensador flotant està al punt de treball desitjat. Si es volgués aplicar un control digital, també és possible, però segons el descrit a [2], les diferències de temps podria portar a la inestabilitat del convertidor a més, cal fer un mostreig del doble de la freqüència de mostreig perquè estabilitzi el valor del condensador.

Per l'altra banda de l'anàlisi, els resultats donats amb el mode de conducció discontinu, torna a ser millor que els d'un *Buck*, el convertidor per a tindre la mateixa tensió a la sortida ha d'aguantar pics més petits. L'única part negativa que té, és la mateixa que ja tenia el *Buck*, i és que la no-linealitat i dependència amb components del convertidor pot portar a errors inesperats. Però això té solució aplicant control, aquest control a diferència del que passa en mode continu no cal que sigui especial, sinó que amb els mètodes de control convencional com pot ser un controlador PI, el convertidor ja funcionarà, això és degut a que naturalment el convertidor aconsegueix que la tensió del condensador flotant arribi al valor desitjat.

I ara la part amarga del treball, per falta de temps no s'ha pogut tindre els resultats que es buscaven, al disseny hi ha un error que tal com s'ha explicat fa que hi hagin unes perdudes gegants, fent que tot el convertidor es comporti com si s'alimentés a quatre volts menys que la seva alimentació. A la part del treball de la implementació i on es veuen els resultats experimentals es pot apreciar com aquest convertidor funciona, a part de l'error dit, sent una topologia completament viable i que pot servir com a alternativa als convertidors convencionals, millorant la resposta amb components molt similars.

Referències

- [1] T. Meynard and H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters,” in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 397–403 vol.1, 1992.
- [2] L. Corradini and G. Bonanno, “Multi-level flying capacitor buck converters with digital-predictive current-mode control,” 2021.
- [3] G. Bonanno and L. Corradini, “Digital predictive peak current-mode control for three-level buck converters,” in *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–7, 2019.
- [4] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [5] X. Liu, P. K. T. Mok, J. Jiang, and W.-H. Ki, “Analysis and design considerations of integrated 3-level buck converters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 63, no. 5, pp. 671–682, 2016.
- [6] G. Bonanno and L. Corradini, “Digital predictive current-mode control of three-level flying capacitor buck converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4697–4710, 2021.
- [7] Y. Yamauchi, T. Sai, T. Sakurai, and M. Takamiya, “Modeling of 3-level buck converters in discontinuous conduction mode for stand-by mode power supply,” in *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1–4, 2017.
- [8] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard, and H. du Toit Mouton, “Natural balance of multicell converters: The two-cell case,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1649–1657, 2006.
- [9] D. Reusch, F. C. Lee, and M. Xu, “Three level buck converter with control and soft startup,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 31–35, 2009.
- [10] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard, and H. du Toit Mouton, “Natural balance of multicell converters: The general case,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1658–1666, 2006.
- [11] E. Abdelhamid, G. Bonanno, L. Corradini, P. Mattavelli, and M. Agostinelli, “Stability properties of the 3-level flying capacitor buck converter under peak or valley current-programmed-control,” in *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8, 2018.
- [12] E. Abdelhamid, L. Corradini, P. Mattavelli, G. Bonanno, and M. Agostinelli, “Sensorless stabilization technique for peak current mode controlled three-level flying-capacitor converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 3208–3220, 2020.
- [13] G. Yang and Z. Zhang, “Unified large signal modeling method for dc-dc converters in dcm,” in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 3, pp. 1561–1565, 2012.
- [14] R. Erickson, “Emi and layout fundamentals for switched-mode circuits,” ece.colorado.edu/seceenvzv/course_material/layout.pdf, 2001.
- [15] Microchip, *MCPI406/07 – 6A High-Speed Power MOSFET Drivers*, 4 2016. Rev. C.
- [16] ST, *Considerations on bootstrap circuitry for gate drivers - Application note*, 3 2022. Initial release.
- [17] L. Balogh, “Design and application guide for high speed mosfet gate drive circuits,” in *Power Supply Design Seminar SEM-1400, Topic*, vol. 2, pp. 22–28, 2001.