

切換式轉換器輸出濾波探討-以返馳式轉換器為例

Study of switching power converter output filter - flyback converter as an example

黃昆松 吳文誌 范淑媛

Kun-Song Hung, Wen-Chih Wu, Shu-Yuan Fan

吳鳳科技大學電機工程系

Department of Electrical Engineering, WuFeng University, Chiayi, Taiwan, R.O.C.

摘要

導出型直流對直流切換式轉換器例如：返馳式轉換器，往往須利用並聯濾波電容降低輸出電壓漣波。濾波電容選用相當重要，必須考量其工作溫度、壽命、漣波電流承受度、等效內阻及成本等因素。漣波電流愈大則內部溫升愈快，壽命降低。

由於輸出電流是脈波式的，光靠單一輸出電容濾波往往是不足的，必須用超低內阻的電容或是並聯數顆電容，否則輸出漣波電壓不容易降低至 1% 以內。為了更降低漣波，常用的有兩種常用的方式，一種是額外併聯一個極低 ESR 的陶瓷電容，另一種是再加一級 LC 濾波器。本文將分析這些方式對輸出漣波之效果。

關鍵詞：切換式轉換器、濾波電容、輸出電壓漣波。

Abstract

Derived DC-DC switching converter such as a flyback converter normally has to use a parallel filter capacitor for reducing output voltage ripple. It is not a trivial task to choose a suitable filter capacitor. Its working temperature, life time, ripple current limit, equivalent series resistance (ESR) and cost should be taken into consideration. Generally a larger ripple current would cause faster temperature rise and result in reduction of capacitor's life. Generally it is not possible for suppressing the ripple voltage within 1% of the output voltage with a single output capacitor since the output current is a kind of pulse type. In order to further suppress the ripple voltage there are two solutions. One way is to put a low ESR ceramic capacitor in parallel with the load. The other way is to add a stage of LC filter to the load. Those effects of both types to output voltage ripple would be analyzed in this article.

Keywords : switching converter, filter capacitor, output voltage ripple .

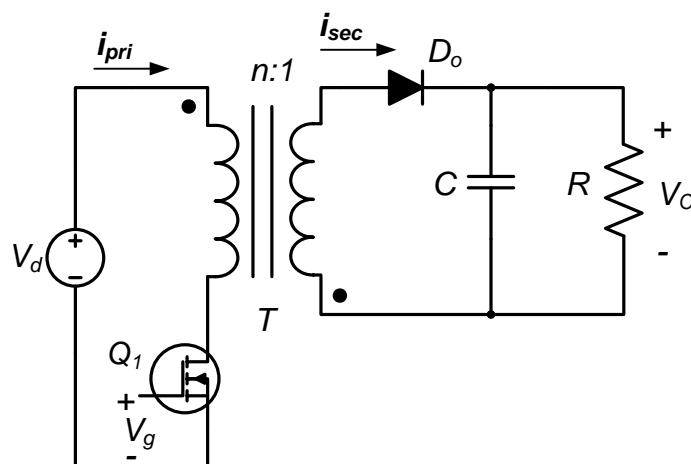
壹、簡介

切換式轉換器中返馳式轉換器為降壓式轉換器 (buck converter) 之導出型隔離式轉換器，它在 150W 以下，交流-直流或直流-直流轉換之應用極為廣泛。它的優點是無輸出電感，因此使用元件少、成本低、結構簡單、輸入電壓範圍廣、容易實現多



組輸出[1-3]。

開迴路返馳式轉換器包括一個開關元件，往往使用 MOSFET、一個高頻變壓器、一個輸出整流二極體、以及一個輸出電容，如圖一所示。



圖一、一個開迴路返馳式轉換器架構。

返馳式轉換器運作有兩種，一為連續導通模式(continuous conduction mode, CCM)，另一為不連續導通模式(discontinuous conduction mode, DCM)。當一次側開關元件 Q_1 ON 時二次側因變壓器極性，二極體 D_o OFF，電源能量儲存於變壓器，當 Q_1 OFF 時二次側 D_o ON，所以變壓器功能像儲能電感。事實上一次側及二次側電流均不連續。於 CCM 運作時開關元件觸發訊號(V_g)、變壓器一次側電流(i_{pri})、變壓器二次側電流(i_{sec})及輸出電壓(V_o)如圖二所示，此為 CCM。當 Q_1 ON 時儲能(i_{pri})上升，此時(i_{sec})為零，當 Q_1 OFF 時由二次側釋能(i_{pri})為零，而(i_{sec})下降。二次側電流(i_{sec})未降至零之前週期已結束，即變壓器未完全釋放能量，故又稱為不完全能量轉移模式。輸出電壓雖接近直流但其實存在輸出漣波，圖中所示為將漣波成份放大，其波形接近(i_{sec})波形。

貳、電容特性分析

常規電容之等效電路，除電容外還包括等效串聯內阻(equivalent series resistance, R_{ESR})以及等效串聯電感(equivalent series inductance, L_{ESL})，等效電路圖如圖三所示。鋁質電解電容製造商能提供 R_{ESR} 值或透過 LCR meter 量測，至於 L_{ESL} 值則需透過 LCR meter 量測獲得，然而它影響在高頻部份，它對於輸出電壓漣波影響較小[2]。於是當 f 為切換頻率時電容之阻抗如(1)式所示

$$Z_c = R_{ESR} + j \left(2\pi f L_{ESL} - \frac{1}{2\pi f C} \right) \quad (1)$$

其阻抗大小為

$$|Z_c| = \sqrt{R_{ESR}^2 + \left(2\pi f L_{ESL} - \frac{1}{2\pi f C} \right)^2} \quad (2)$$

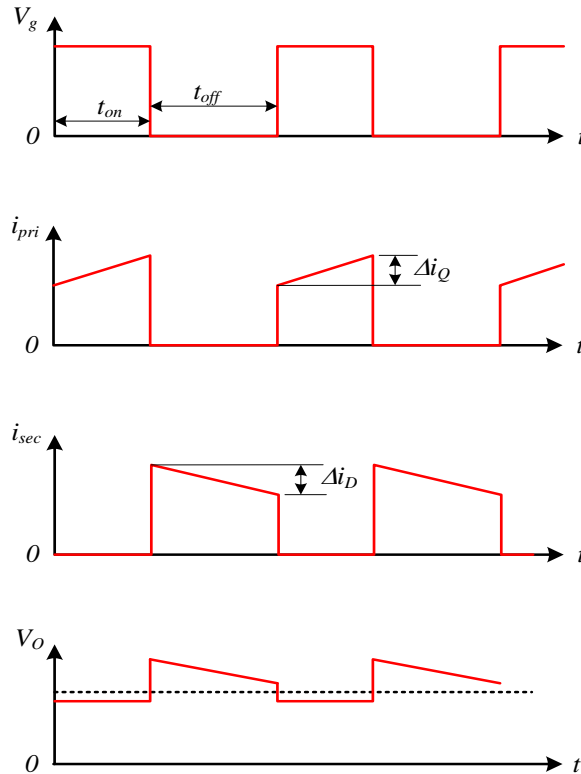
以阻抗大小對切換頻率繪圖如圖四所示，阻抗與頻率皆為對數軸。

所以

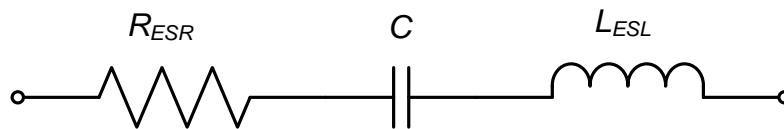


$$|Z_c| = \frac{1}{2\pi f c} \quad \text{當 } f \ll \frac{1}{2\pi R_{ESR} C} \quad (3)$$

低頻時阻抗值由電容主導，阻抗值隨頻率增加而減少，約-10 倍/decade 下降，阻抗相角接近-90°。



圖二、返馳式轉換器於 CCM 運作時開關元件觸發訊號及變壓器一次側及二次側電流波形。



圖三、常規電容之等效電路。

當頻率增加，電容阻抗逐漸減小，在某一頻率範圍內阻抗由 R_{ESR} 主導，阻抗受頻率影響較小，而阻抗相角接近 0° 。

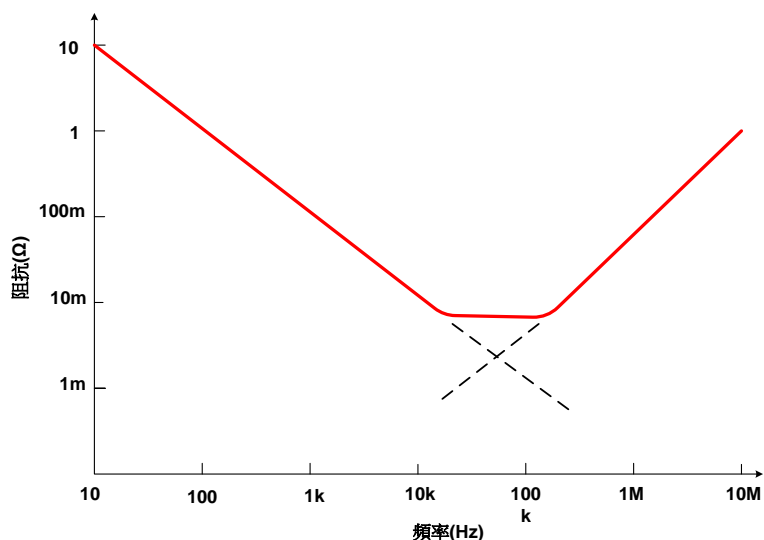
$$|Z_c| = R_{ESR} \quad \text{當 } \frac{1}{2\pi R_{ESR} C} \ll f \ll \frac{R_{ESR}}{2\pi f L_{ESL}} \quad (4)$$

當頻率再增加時阻抗值將由 L_{ESL} 主導，阻抗值隨頻率增加而增加，約 10 倍/decade 上升，阻抗相角接近 90° 。

$$|Z_c| = 2\pi f L_{ESL} \quad \text{當 } f \gg \frac{R_{ESR}}{2\pi f L_{ESL}} \quad (5)$$

因此電容阻抗值隨頻率變化而變化。





圖四、電容阻抗大小對切換頻率之關係圖。

參、電容濾波效果分析

返馳式轉換器在輸出電容之前可視為一個電流源，同時將負載當成一個純電阻，其電路如圖五所示。

電路輸出與輸入間關係以 Laplace 轉換後如(6)式表示

$$V_o(s) = i_s(s) \cdot R \cdot \frac{(1+sR_{ESR}C+s^2L_{ESL}C)}{[1+s(R_{ESR}+R)C+s^2L_{ESL}C]} \quad (6)$$

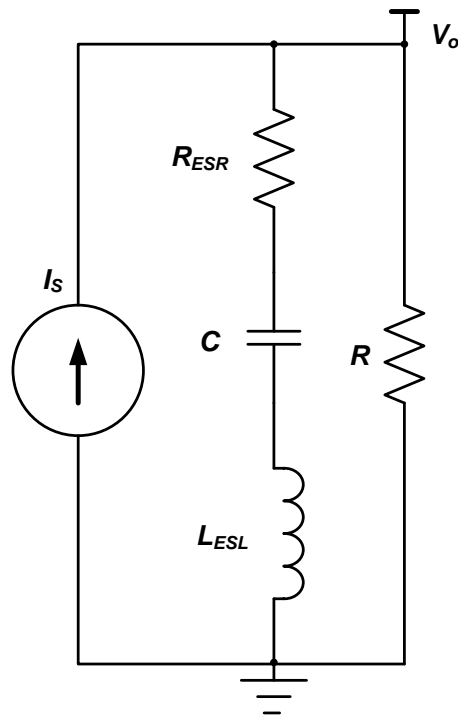
我們舉一個例子說明， $C=3300\mu F$ ， $R_{ESR}=15m\Omega$ ， $L_{ESL}=10nH$ ， $R=1\Omega$ 。利用 Spice 模擬其輸出對輸入之頻率響應圖如圖六所示。在 $5kHz$ 以下頻率範圍阻抗值隨頻率增加而減少，在約 $5kHz$ 及 $150kHz$ 間阻抗值受頻率影響極小，由 R_{ESR} 主導，在 $150kHz$ 阻抗值隨頻率增加而增加。

接著模擬如圖二所示返馳式轉換器二次側電流波形(梯形波)，當分析電路之輸入電流波形時之輸出電壓波形。取切換頻率為 $f=100kHz$ ，責任週期(duty ratio)為 $D=0.4$ ， $\Delta I=6.67A$ ，電流平均值 $I_o=5A$ ，輸入電流波形及輸出電壓波形如圖七所示。不計切換瞬間之開關突波，輸出電壓波形仍舊為梯形，峰對峰值為 $170mV(3.4\%)$ ，約等於 $11.67A \times 15m\Omega$ 。因為在這頻率下 R_{ESR} 主導輸出電壓漣波，所以除非使用其他方式，否則很難將輸出電壓漣波降至 1% 以下。

肆、濾波效果改善

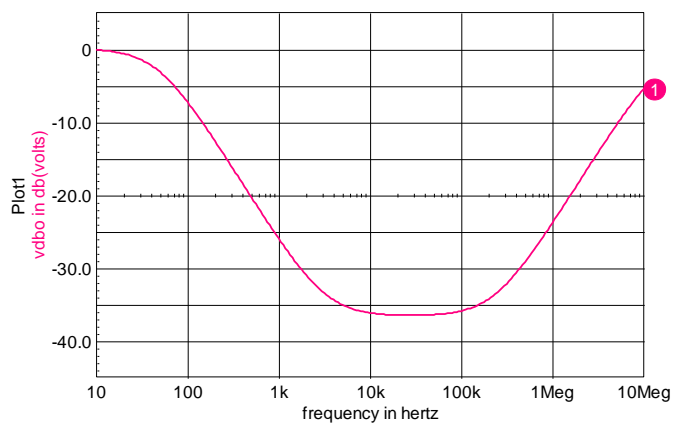
為降低輸出漣波，可增加額外濾波器，常用兩種方式，一種是併聯極低 ESR 之陶瓷電容，另一種是再加一級 LC 濾波電路。分述如下：





圖五、電容濾波電路。

1 vdbo

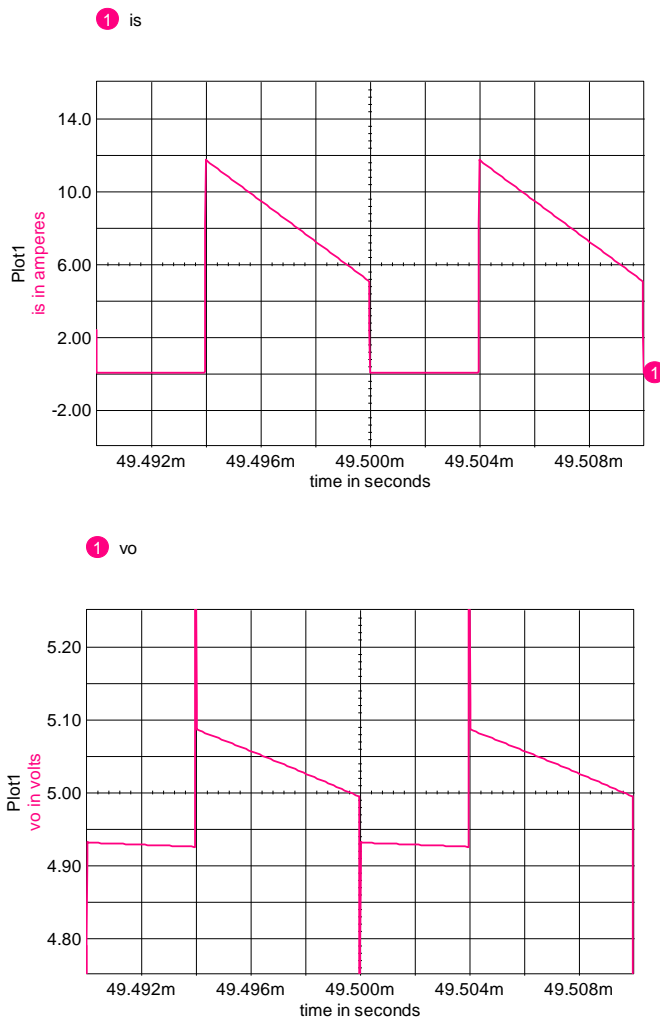


圖六、電解電容之頻率響應圖。

(1) 併聯陶瓷電容

一般而言陶瓷電容值比起電解電容值小，以一個 $10\mu F$ 的陶瓷電容為例，若其 ESR 為 $2m\Omega$ ，而 ESL 為 $3nH$ 。將該電容置換圖五中之電容得到輸出對輸入之頻率響應圖如圖八所示。若將電解電容併聯陶瓷電容後所得之頻率響應圖如圖九所示。從圖九發現，在 $500kHz$ 以下低頻範圍由於電容值差異過大，合成阻抗與單獨電解電容阻抗相近，陶瓷電容起不了多少作用，所以對 $100kHz$ 之切換頻率漣波影響甚小。高頻範圍雖然造成較低阻抗，可以壓低高頻雜訊，諧波量小，所以對整體影響不大。觀察其時域波形如圖十所示。比較圖七，發現整個波形都改變了，可是漣波大小並無改善，





圖七、範例電路之輸入電流波形(上)及輸出電壓波形(下)。

漣波增加為 360mV(7.2%)。由此可知，除非併聯之陶瓷電容值很大，否則對一般切換頻率為幾十 kHz 到二百 kHz 之電路來說，它無法有效的濾除低諧波成份，對於高頻部份，雖可降低阻抗，但頻率範圍要選擇適當，否則不僅沒達到預期效果，反而可能增加漣波電壓。

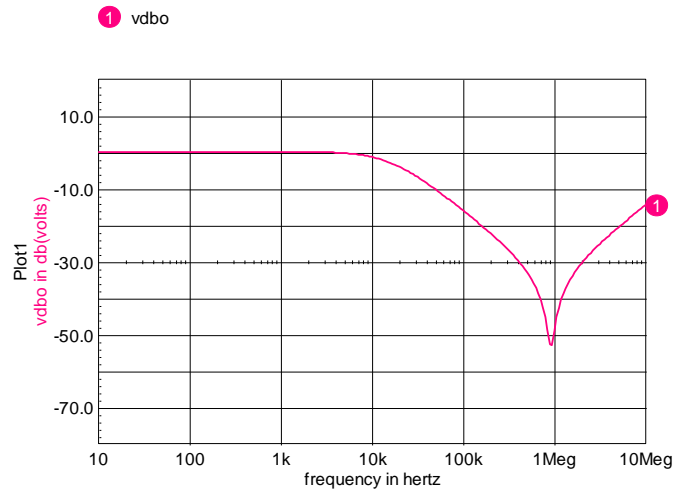
(2) 加 LC 電路

從表面來看，要降低輸出電壓漣波，可以在輸出與負載間加入一級 LC 濾波器，利用這二階電路衰減-40db/dec，來大幅降低電壓漣波，如圖十一所示。

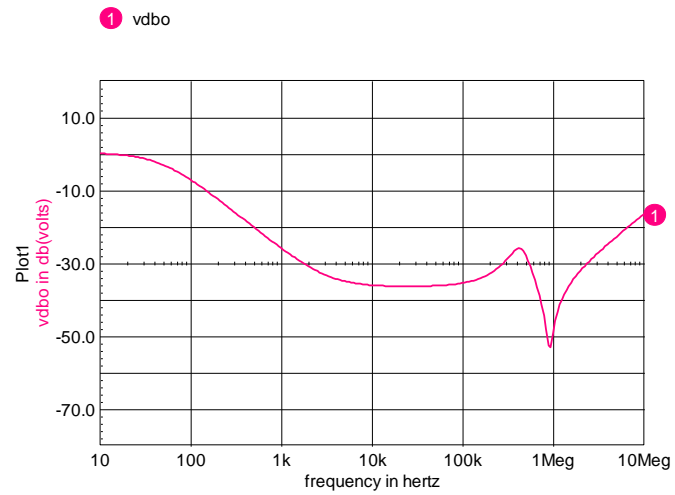
$$\frac{V_o(s)}{i_s(s)} = \frac{R}{[s^3 L_1 C_1 C_2 R + s^2 L_1 C_1 + s(C_1 + C_2)R + 1]} \tag{7}$$

由(7)式發現，這並不能一分為二(解耦，decouple)，除非有條件的情況下，(7)式為一個三階的複雜關係。在實際應用的情況下，第一個電容 C_1 必須承擔較大的漣波電流，通常電容值較大。第二級 LC 用來再濾掉一些漣波與雜訊，所以電感與電容值都不用太大。通常將這級濾波器的角頻率(corner frequency)訂在切換頻率的 1/10 左右，可以預期再濾掉 100 倍的基本波諧波量。

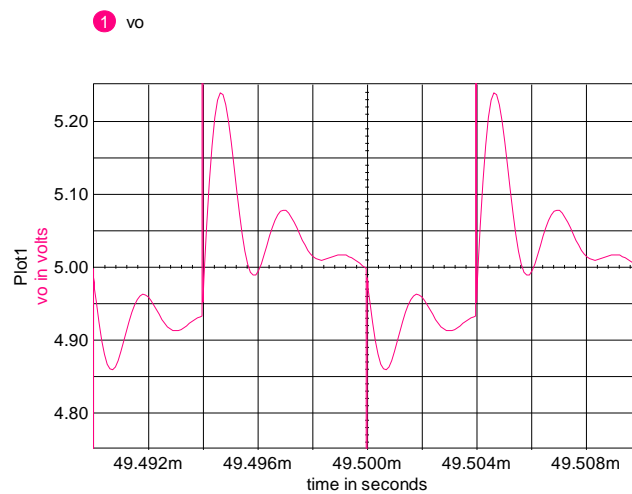




圖八、陶瓷電容之頻率響應圖。

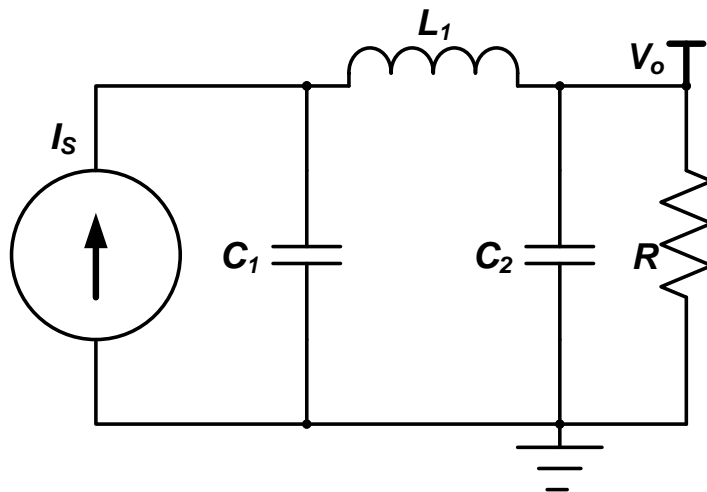


圖九、電解電容併聯陶瓷電容之頻率響應圖。



圖十、包括電解電容併連聯陶瓷電容之輸出電壓波形。





圖十一、外加入一級 LC 濾波器電路。

圖十一中電路輸出與輸入間關係以 Laplace 轉換後如(7)式表示

以前述例子 $C_1=3300\mu F$ ，若選 $L_1=1\mu H$ ，在角頻率 $10kHz$ 時， $C_2=330\mu F$ ，以 Spice 模擬其頻率響應圖，如圖十二所示。其中曲線 1 為僅有 C_1 而曲線 2 為包括 C_1 、 L_1 、 C_2 之電路，由圖十二可以發現在 $100kHz$ 時曲線 2 得到 $40db$ 之額外衰減。換言之在這條件下，(7)式可以解耦成(8)式，

$$\frac{V_o(s)}{i_s(s)} = \frac{R}{1+s(C_1+C_2)} \cdot \frac{1}{1+s \frac{L_1(C_1 - \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2})}{R(C_1+C_2)} + s^2 L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}} \quad (8)$$

一般情況下，可以再簡化成(9)式

$$\frac{V_o(s)}{i_s(s)} \approx \frac{R}{[1+sR(C_1+C_2)] \cdot (1+s^2 L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2})} \quad (9)$$

(7)式與(8)式差別僅在於阻尼系數，如果 $C_1 \gg C_2$ ，(9)式可以再簡化成(10)式

$$\frac{V_o(s)}{i_o(s)} \approx \frac{R}{(1+sR C_1) \cdot (1+s^2 L_1 C_2)} \quad (10)$$

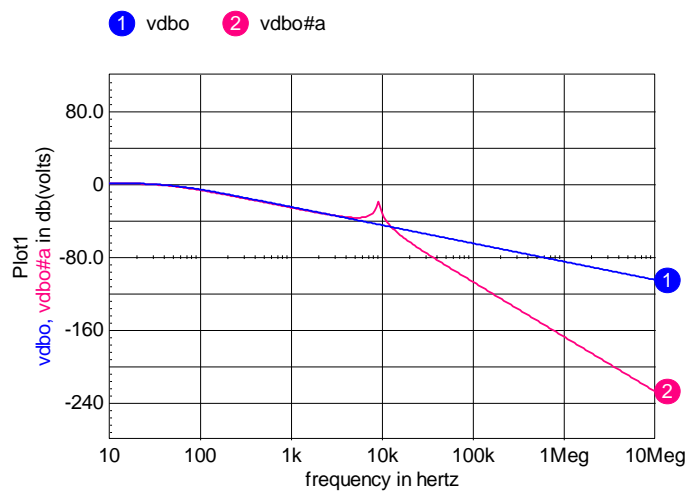
事實上因為存在 ESR 與 ESL，衰減量不可能有那麼大，假設 C_2 的 ESR 為 0.1Ω ，ESL 一樣為 $10nH$ ，則在均考慮 ESR 的情況下 CLC 架構與單一個 C 比較頻率響應如圖十三所示。在 $100kHz$ 時 CLC 架構僅比單一個 C 架構減少約 $16.7db$ ，其衰減量僅約 6.8 倍，遠低於原先預期之 $-40db$ (約 100 倍)。若再考慮 ESL 則 CLC 架構之頻率響應如圖十四所示。將其與圖六之單一個電容比較，發現在 $100kHz$ 時 CLC 架構僅比單一個 C 架構減少約 $16db$ 。並未如圖十二所預估之 $-40db$ 。此乃因加上 ESL 後降低高頻之衰減程度所致。然而這在大多數情況已經能滿足需求。將原輸入電流梯形波加至 CLC 架構電路得到其輸出電壓漣波如圖十五所示。從圖十五發現其漣波電壓已經降至 $29mV(0.58\%)$ 。

伍、結論

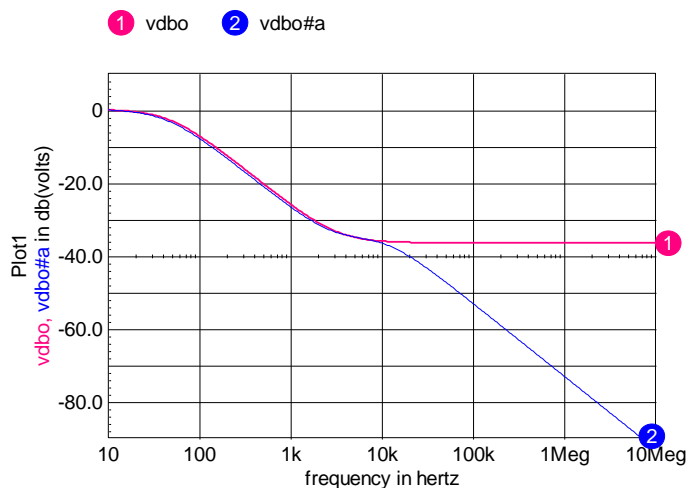
本文分析輸出濾波電容與切換頻率成份之輸出漣波之關係，並以切換頻率為 $100kHz$ 之返馳式轉換器為例探討外加一個陶瓷電容以及加一級 LC 電路對壓制漣波



之效果。由於電容存在之 ESR 及 ESL 將影響高頻之衰減量，故推論後者對於 200kHz 以下切換頻率之切換式轉換器之輸出漣波壓抑有較顯著效果。



圖十二、不考慮 ESR 的情況下 CLC 架構(2)與單一個 C(1)比較頻率響應。

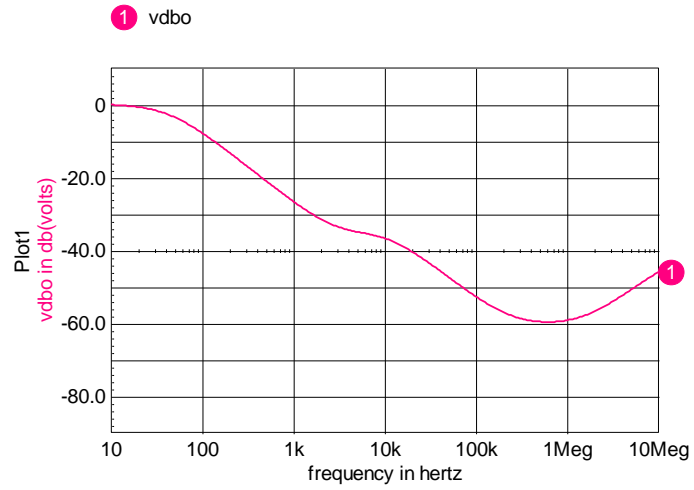


圖十三、考慮 ESR 的情況下 CLC 架構(2)與單一個 C(1)比較頻率響應。

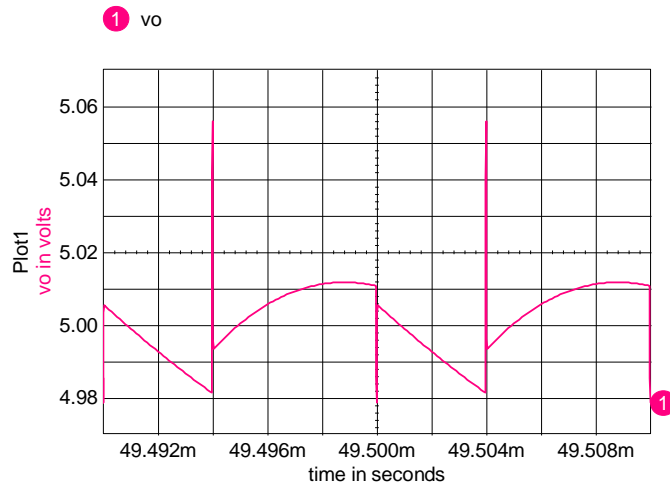
參考文獻

- [1]Ned Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, “Power Electronics Converters, Applications, and Design 3rd Edition”, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [2]Abraham I. Pressman, ”Switching Power Supply Design”, McGraw-Hill, Inc., 1998.
- [3] Keith Billings, “Switchmode Power Supply Handbook 2nd Edition”, McGraw-Hill, Inc., 1999.





圖十四、考慮 ESL 之 CLC 架構之頻率響應圖。



圖十五、原輸入電流梯形波加至 CLC 架構電路得到之輸出電壓漣波。

