

# 防止切換式轉換器輸出湧浪所引發的啟動問題 (II)

在要求降低輸出雜訊的應用中，由於輸出湧浪過大，切換式轉換器可能會遇到延遲啟動的問題，或者可能根本無法啟動。因為輸出濾波器設計不當所引起的輸出湧浪電流及其影響，可以透過增加軟啟動時間、提高切換頻率或減小輸出電容來降低。本文即將介紹一些實用的設計考慮事項，以防止輸出湧浪過大引發啟動問題。

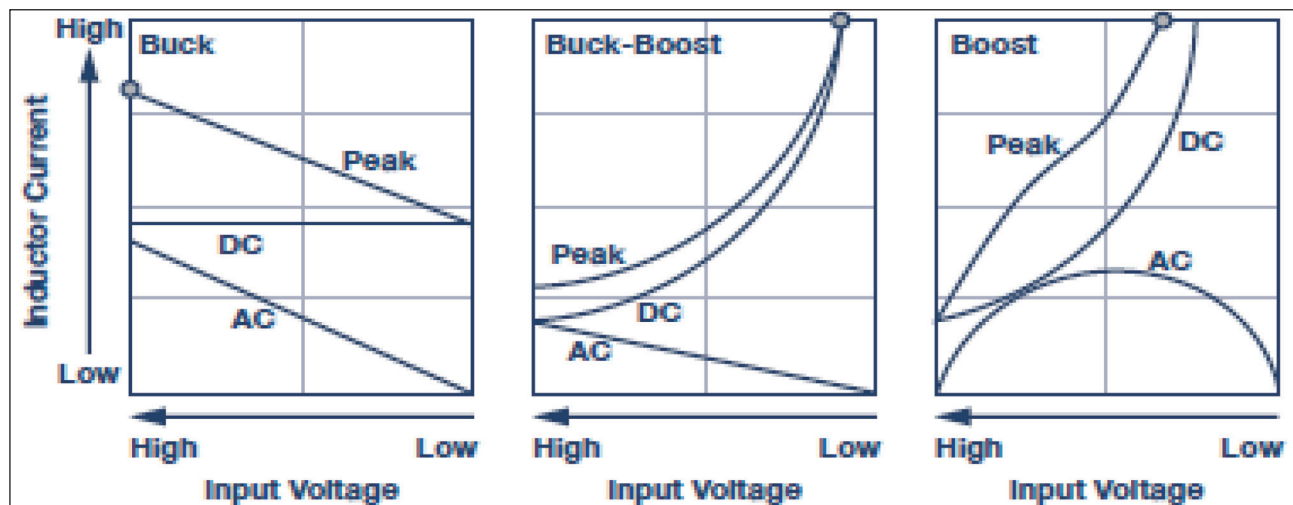
■作者：Fil Paulo Balat、Jefferson Eco 和 James Macasaet /  
ADI 應用工程師

(接上期) 啟動期間的電感電流峰值可使用公式 5 進行定義，其中包括輸出電容引起的湧浪電流影響。公式 8 將被應用於表 1 中的  $I_{L-AVE}$  公式，用  $I_{OUT} + I_{CAP}$  代替  $I_{OUT}$ 。表 3 總結了啟動過程中的電感電流峰值公式。

表 3: 啟動時的電感電流峰值

Topology 拓撲結構	Inductor Current Ripple 電感電流漣波
Buck 降壓型	$I_{L-PK} = \left( C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{st}} \right) + I_{OUT} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{2 \times L \times f_{SW}}$
Boost 升壓型 Buck-boost inverter 升降壓型	$I_{L-PK} = \left( \frac{C_{OUT} \times V_{OUT}}{t_{st}} \right) + I_{OUT} + \frac{V_{IN} \times D}{2 \times L \times f_{SW}}$

圖 11: 電感電流與輸入電壓的關係



對於三種拓撲結構中的任何一種，電感電流峰值都與  $I_{OUT}$  成正比。就輸出電流而言，輸出電容必須按照滿載條件進行設計。

大多數應用要求在一定輸入電壓範圍內工作。因此，針對輸入電壓，就電感電流的直流和交流分量電壓的大小而言，降壓拓撲結構與其他兩種拓撲結構之間存在差異。透過圖 11 就可以非常明白這一點。對於降壓拓撲，隨著輸入電壓升高，交流分量電壓升高。平均電流等於輸出電流，所以直流分量電壓保持不變。因此在最大輸入電壓下，電感電流峰值最大。

對於升壓型和升降壓型，隨著輸入電壓升高，交流分量電壓升高，但由於占空比對平均電流的影

響，直流分量電壓下降，如表 1 所示。直流分量電壓占主導地位，因此電感峰值電流在最小輸入電壓時處於額定最大值。就輸入電壓而言，對於降壓拓撲，輸出電容的設計必須在最大輸入電壓下完成，升降壓型，則應使用最小輸入電壓進行設計。

## 降低湧浪影響

### 輸出電容濾波器

如前面所述，輸出端電容過大會引起高湧浪電流，導致電感電流峰值在啟動期間達到限流門檻。因此，在保持良好的轉換器啟動性能的同時，必須使用合適的電容來實現最小輸出電壓漣波。

對於降壓轉換器， $C_{OUT}$  和峰對峰值電壓漣波之間的關係由公式 9 定義。

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times V_{OUT\_ripple\_pk-pk}} \quad (9)$$

其中：

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{f_{SW} \times L}$$

對於升壓和反相降壓-升壓轉換器， $C_{OUT}$  和峰對峰值漣波之間的關係由公式 10 定義。

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} \times D}{f_{SW} \times V_{OUT\_ripple\_pk-pk}} \quad (10)$$

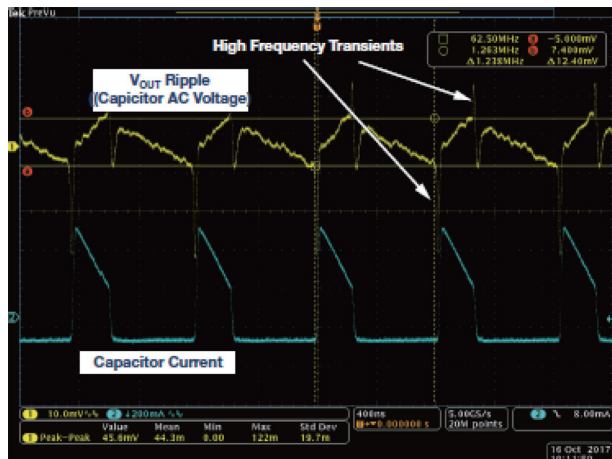
請注意，這些公式忽略了寄生元件對電容和電感的影響。根據轉換器的額定規格，這可以說明設計者限制輸出端增加的電容。關鍵考慮是讓濾波水準和輸出湧浪電流實現良好平衡。

### 二級 LC 濾波器

在某些情況下，輸出電壓上會出現切換瞬變，如圖 12 所示。如果幅度顯著，這對輸出負載將是一個問題。切換尖峰主要由輸出軌上的電流（對於升壓型和升降壓型是二極體電流）的切換轉換引起。PCB 銅線上的雜散電感可能會將其放大。由於尖峰頻率比轉換器切換頻率高得多，所以僅透過輸出濾波電容將無法減小峰對峰值漣波，需要進行額外的濾波。

圖 12 中的藍色線表示升壓轉換器中電感的週

圖 12: 輸出電壓漣波和切換瞬變



期性切換動作，黃線表示輸出電壓漣波。當電感電流切換轉換時，漣波電壓內可觀察到高頻瞬變。

analog.com 上有一篇文章介紹了如何透過二級 LC 濾波來降低高頻瞬態，其標題為“為切換電源設計二級輸出濾波器”，作者為 Kevin Tompsett，歡迎參考。

### 漣波測量

獲取輸出電壓漣波時，正確的測量方法也很重要。不正確的測量設置可能導致高壓漣波讀數不準確，從而可能造成輸出電容過度設計。很容易犯了將過多電容放在輸出端的錯誤，以期降低電壓漣波，而沒有意識到這樣做的壞處。

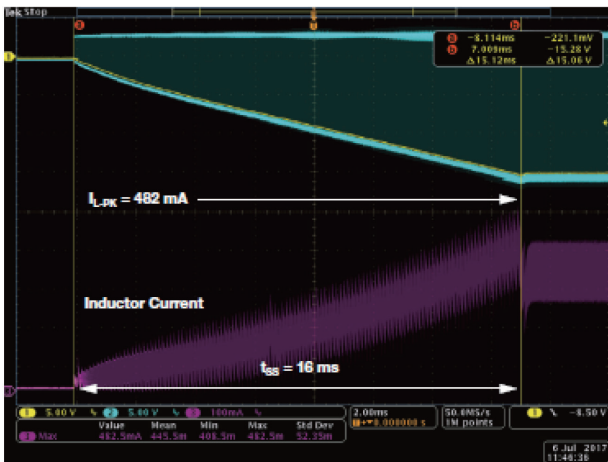
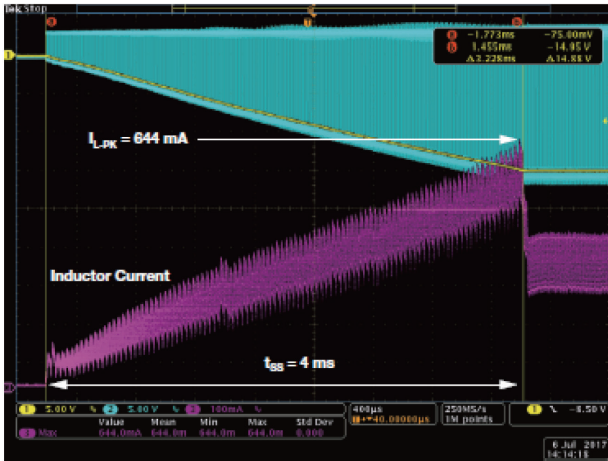
Aldrick Limjoco 撰寫題為“測量切換式穩壓器中的輸出漣波和切換瞬變”的應用筆記對此應該有所說明。詳情參見參考文獻。

### 軟啟動特性

對於升壓型和反相降壓-升壓型，電感電流直流分量電壓的增加產生的影響更大。在較低輸入電壓時，工作週期的增加導致電感電流均值大幅增加，如表 3 公式中的  $(1-D)$  因數所示，圖 11 也顯示了這一現象。這意味著必須顯著降低輸出電容的湧浪電流。透過增加公式 7 中的軟啟動時間 ( $t_{SS}$ ) 可實現這一點。

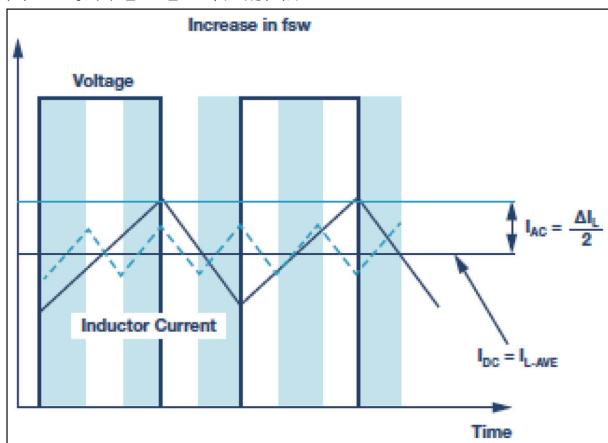
大多數切換式穩壓器 ( $t_{SS}$ ) 具有軟啟動特性，這是為了讓設計人員能夠調整啟動期間的輸出電壓

圖 13: 電感電流與軟啟動時間的關係



上升時間。改變單個電阻的值常常是調整軟啟動時間的便利方法。圖 13 顯示了升降壓型變器的啟動波形。軟啟動時間從 4 ms 變到 16 ms 時，可以看到電感電流峰值顯著下降 25%。

圖 14: 影響電感電流峰值的因素



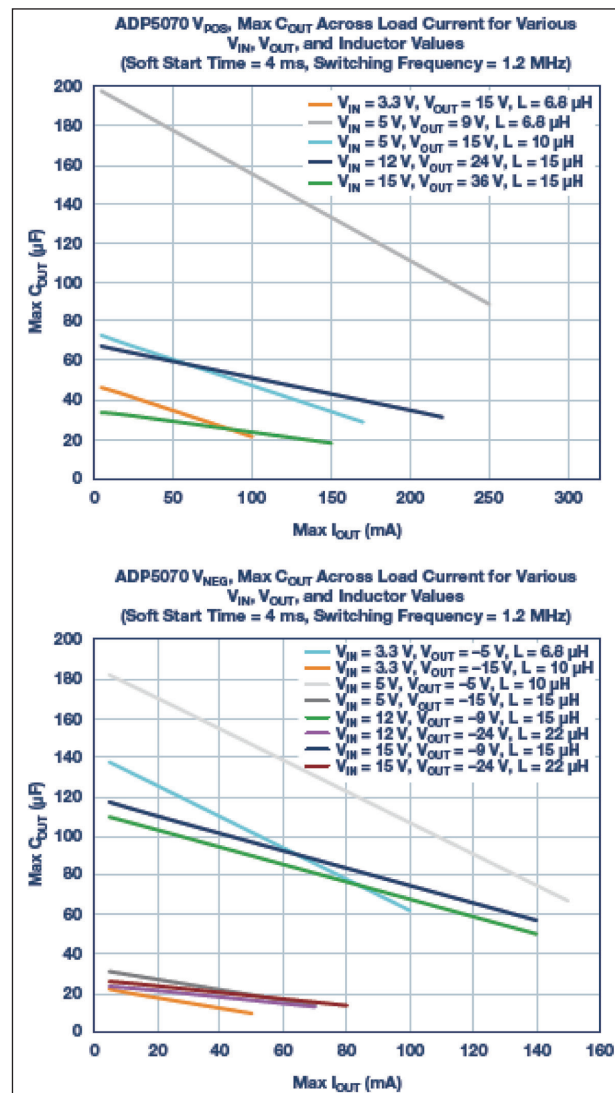
## 提高切換頻率

圖 14 顯示了改變切換頻率 ( $f_{sw}$ ) 對電感電流的影響。假定工作週期  $D$  和輸出電流保持不變，則電感電流的交流分量電壓或  $\Delta I_L/2$  受  $f_{sw}$  變化的影響，而直流分量電壓不受影響。因此，當切換頻率較高時，與之成反比的電感電流峰值會較低。

## ADP5070：示例

### 輸出電容可以有多大？

ADP5070 是一款單晶片、雙通道、升壓和反相升降壓型穩壓器，透過打嗝模式限流方案提供過電流保護。有些客戶忘記考慮在輸出端放置太多電

圖 15: 最大  $C_{OUT}$  與最大負載電流的關係

容的弊端，特別是在高工作週期條件下或在最小輸入電壓下。這通常會導致反相輸出端發生啓動問題，因為反相降壓－升壓調節器設計的限流門檻低於升壓調節器。

圖 15 可用來幫助應用工程師確定 ADP5070 輸出端允許多大的電容，以避免啓動問題。它使用電感峰值電流與輸出電流的直接關係（包括表 3 公式中的湧浪），顯示了不同輸入和輸出電壓組合下的最大  $C_{OUT}$  與最大  $I_{OUT}$  的關係曲線。利用公式 9 或公式 10 來考量最佳  $V_{OUT}$  漣波性能，將有助於設計輸出電容限值。

兩張圖均基於調節器的最短  $t_{SS}$  和限流門檻計算。所選外部元件的電流處理能力比調節器高得多。換言之，如果  $t_{SS}$  增加，這些圖中的數值肯定會變大。

對於需要更高輸出負載電流的應用而言，則應考慮 ADP5071。對於升壓和反相降壓－升壓調節器，ADP5071 設計的限流閾值均高於 ADP5070。

## 計算結果與測量資料

圖 16 顯示了反相調節器的電感感應電壓和電流的啓動波形，而圖 17 顯示了利用表 3 中公式計算出的電感電流資料和實測基準資料。

根據資料顯示，如果  $t_{SS}$  增加，湧浪電流會大大降低，從而降低電感峰值電流。當  $t_{SS}$  為 4 ms 時，反相調節器已經達到 0.6 A 的限流閾值，並有發生啓動問題的趨勢。補救辦法是將  $t_{SS}$  增加到 16 ms，以提供足夠的電感峰值電流裕量。

圖 16: 啓動時的電感電流和感應電壓

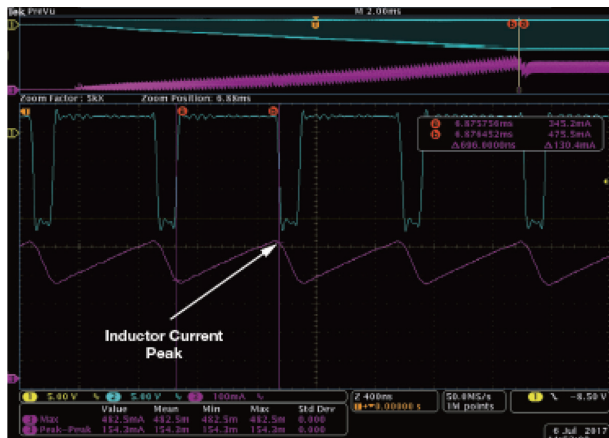


圖 17: 電感電流：計算值與測量值

Input Parameters:				
$V_{IN}$	3.3 V	$V_{OUT}$	-15 V	
$f_{SW}$	1.2 MHz	$I_{OUT}$	50 mA	
$L$	15 $\mu$ H	$V_{DIODE}$	0.5 V	
		$C_{OUT}$	10 $\mu$ F	
$t_{SS} = 3.22\text{ms}$				
Data	DUTY (%)	$I_{CAP}$ (mA)	$I_{L-PK}$ (mA)	$I_{L-PP}$ (mA)
Computed	82.4	46.6	625.8	151.2
Measured	84.1	46.8	644	161.4
$t_{SS} = 15.14\text{ms}$				
Data	DUTY (%)	$I_{CAP}$ (mA)	$I_{L-PK}$ (mA)	$I_{L-PP}$ (mA)
Computed	82.4	9.9	416.9	151.2
Measured	83.5	7.6	481.6	149.7
$t_{SS} = 30.32\text{ms}$				
Data	DUTY (%)	$I_{CAP}$ (mA)	$I_{L-PK}$ (mA)	$I_{L-PP}$ (mA)
Computed	82.4	4.9	388.6	151.2
Measured	84.3	5.2	465.6	147.4

## 結論

本文所闡明的，是仔細設計輸出濾波電容對於切換轉換器設計十分重要。深入瞭解影響啓動期間電感峰值電流的因素有助於避免啓動問題。升壓和反相降壓－升壓轉換器更容易出現這些問題，特別是那些使用打嗝模式限流方案的轉換器。

電感峰值電流和輸出湧浪電流之間的直接關係已經提供參考。當設計輸出電容時，對照限流閾值考慮電感峰值電流將很有幫助。對於相同的輸出條件，透過增加軟啓動時間或轉換器切換頻率可以降低輸出湧浪電流。

當使用 ADI 公司的 ADP5070/ADP5071/ADP5073/ADP5074/ADP5075 系列單晶片切換式穩壓器設計 DC-DC 切換轉換器時，本文可作為參考資料。

## 參考文獻

- R.B. Erickson 和 D. Maksimovic。電源電子基礎，第二版。Springer，2001 年。
- Gustav Kirchhoff。“基爾霍夫電流定律”。電子教程。
- Aldrick S. Limjoco。應用筆記 AN-1144“測量切換式穩壓器的輸出漣波和切換瞬變”。ADI 公司，2013 年 1 月。
- Kevin Tompsett。“設計切換電源中使用的二級輸出濾波器”。ADI 公司，2016 年 2 月。CTA