

# 防止切換式轉換器輸出湧浪所引發的啓動問題 (I)

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啓動的問題，或者可能根本無法啓動。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，可以透過增加軟啓動時間、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啓動問題。

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

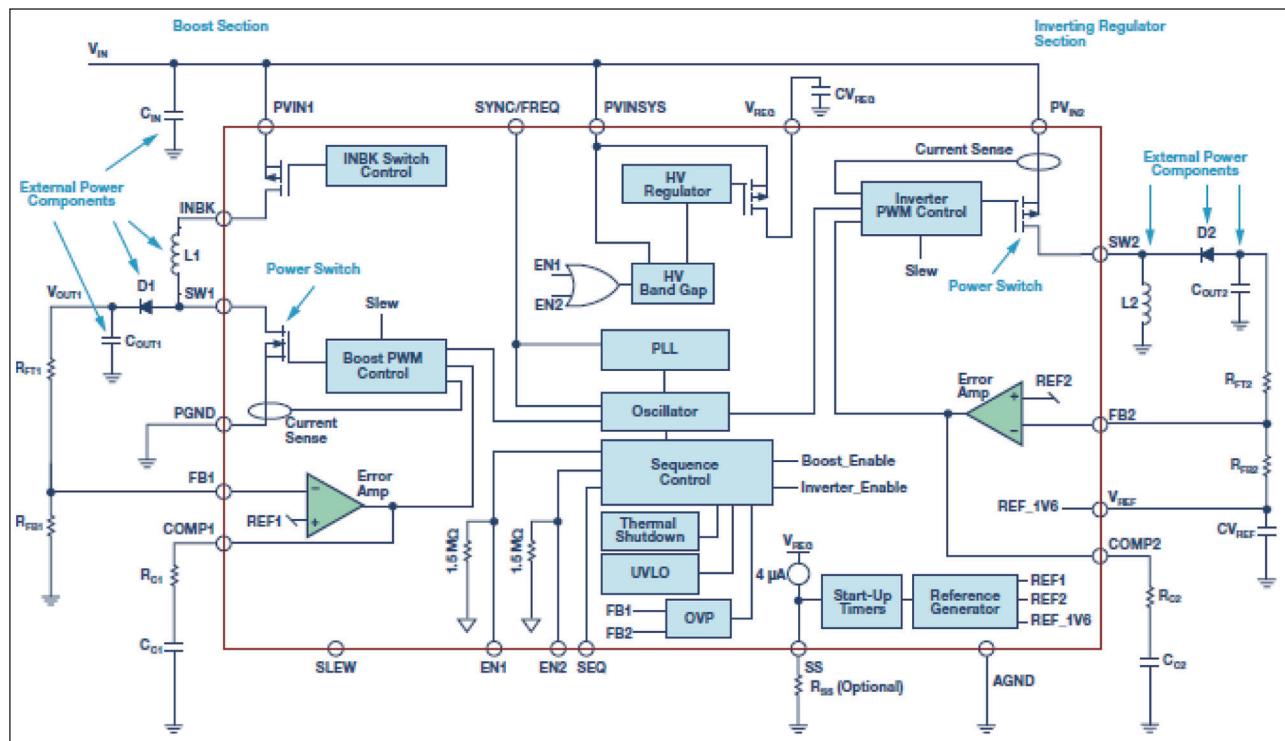
## 簡介

許多切換式轉換器的設計是由嚴苛的輸出雜訊要求驅動的。對低輸出雜訊的需求促使設計人員加大輸出濾波，例如在輸出端使用多個電容。隨著輸出軌上電容的增加，過大湧浪電流可能會為啓動過程造成問題，導致電感飽和或損壞功率切換開關。

單片切換式穩壓器不同於切換式控制器，其功

率切換開關是在晶片內部。這對於負載點切換式轉換器應用而言是一種理想的方法，因為它具有更小的PCB尺寸和更良好的閘極驅動電路設計等優點。這意味著，為了避免損壞切換開關和穩壓器晶片本身，過流保護是必須的。雙通道、高性能DC-DC單晶片切換式穩壓器ADP5070就是一個例子，如圖1所示。

圖1：採用ADP5070穩壓器的切換式轉換器



在輸出超載情況下或啓動時會有大電流流過內部切換開關的情況下，為防止電路受損，切換式穩壓器製造商在單晶片切換式穩壓器上會採用不同的限流技術。儘管存在限流保護，切換式穩壓器仍可能無法正常工作，尤其是在啓動期間。例如，打嗝模式用作限流保護手段時，在初始上電期間，輸出電容仍處於完全放電狀態，切換式穩壓器可能進入打嗝模式，導致啓動時間延長或可能根本不啓動。除負載外，輸出電容可能會引起過大的湧浪電流，進而導致電感電流升高，並達到打嗝模式的限流門檻。

## 過流保護方案

切換式轉換器內部整合了功率切換開關，使限流保護成為基本功能。常用限流方案有三種：定電流限流、返折限流和打嗝模式限流。

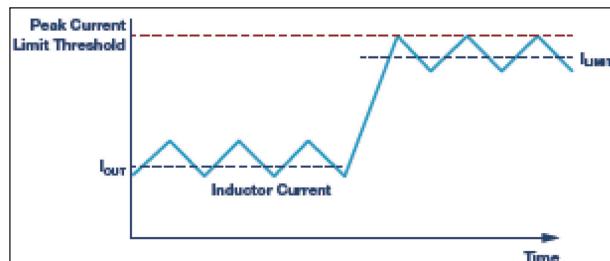
### 定電流限流

對於定電流限流方案，當發生超載情況時，輸出電流保持恒定值 ( $I_{LIMIT}$ )。因此，輸出電壓會下降。這種方案透過周期對周期限流而實現，利用流經功率切換開關的峰值電感電流資訊檢測超載狀況。

圖 2 顯示了在峰值限流方案中，一個降壓轉換器在正常和超載情況下的典型電感電流。在超載狀況期間，如  $I_{LIMIT}$  所示，當檢測到的峰值電流大於預定閾值時，切換週期即終止。

在定電流限流方案中，輸出電流保持在  $I_{LIMIT}$ ，導致穩壓器功耗很高。此功耗會導致接面溫度的升高，並可能超過熱限值。

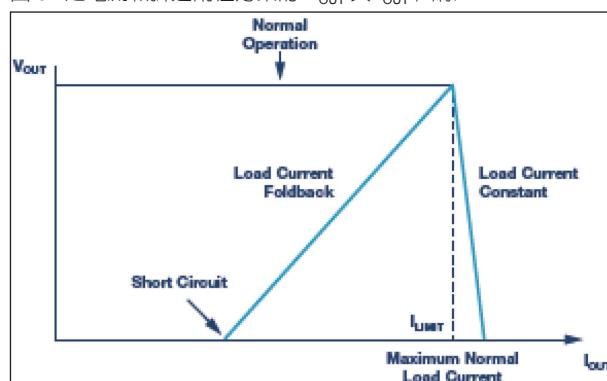
圖 2: 週期對週期定電流限流



### 返折限流

返折限流方案部分解決了定電流限流的問題，在故障或超載情況下有助於將電晶體保持在安全工作區域。圖 3 比較了定電流和返折限流兩種方案的  $V_{OUT}$  與  $I_{OUT}$  回應曲線。與定電流限流相反，輸出電流 ( $I_{OUT}$ ) 的減小降低了功耗，從而降低了切換式轉換器的熱應力。

圖 3: 定電流和折返兩種方案的  $V_{OUT}$  與  $I_{OUT}$  曲線



該方案的缺點是不能完全自恢復。由於其折返特性，並且取決於負載性質，一旦達到或超過限流門檻，工作點可能落入趨向短路工作點的折返區域。這將需要斷電重啟元件或重新致能元件，使其恢復正常工作狀態。

### 打嗝模式限流

在打嗝模式限流方案中，轉換器切換進入一系列突發短脈衝，然後是睡眠時間，“打嗝”名稱正是由此而來。一旦發生超載狀況，切換式轉換器即進入打嗝模式，其中的睡眠時間是指切換斷開預定時間。睡眠時間結束時，切換式轉換器將嘗試從軟啓動狀態重新開機。如果限流故障已清除，元件將恢復正常工作，否則重新進入打嗝模式。

打嗝模式限流方案克服了上面討論的兩種過流保護的缺點。首先，它解決了散熱問題，因為睡眠時間降低了平均負載電流，使轉換器得以冷卻。其次，一旦超載條件消除，元件便能平穩地自動恢復。

但是，如果啓動過程中打嗝模式檢測處於啓動狀態，則可能會出現一些問題。除負載電流

圖 4: 打嗝模式下的 ADP5071 反相穩壓器



外，過大湧流電流可能會導致電感電流超出限流閾值，從而觸發打嗝模式，阻止轉換器啟動。例如，ADP5071 的反相穩壓器的負輸出配置為 -15 V 輸出電壓、100 mA 輸出電流和大約 63  $\mu\text{F}$  的總輸出電容，由 3.3 V 電源供電後不會啟動。如圖 4 所示，由於大輸出湧流電流觸發限流閾值，負軌處於打嗝模式。電感電流峰值達到 1.5 A 左右，超過了約 1.32 A 的典型限流門檻。

另外，如果由於輸出電容較大而引起湧流過大，轉換器的啟動時間可能會意外變長，如圖 5 所示。

## 切換式轉換器中的電感電流

### 電感平均電流

在非隔離式切換式轉換器中，電感的位置決定轉換器的拓撲結構。輸入和輸出之間有一個共用參

圖 5: ADP5070 反相穩壓器延遲啟動

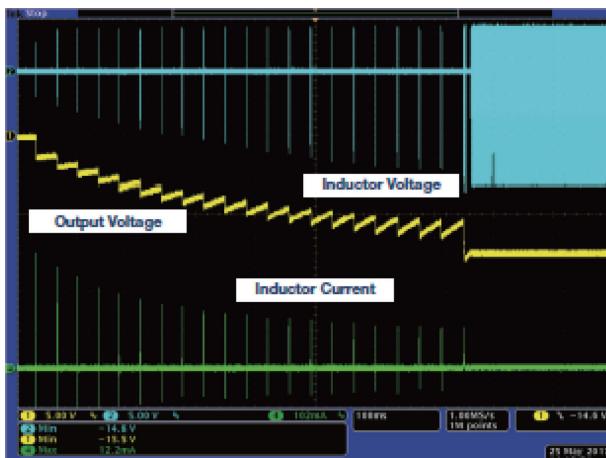
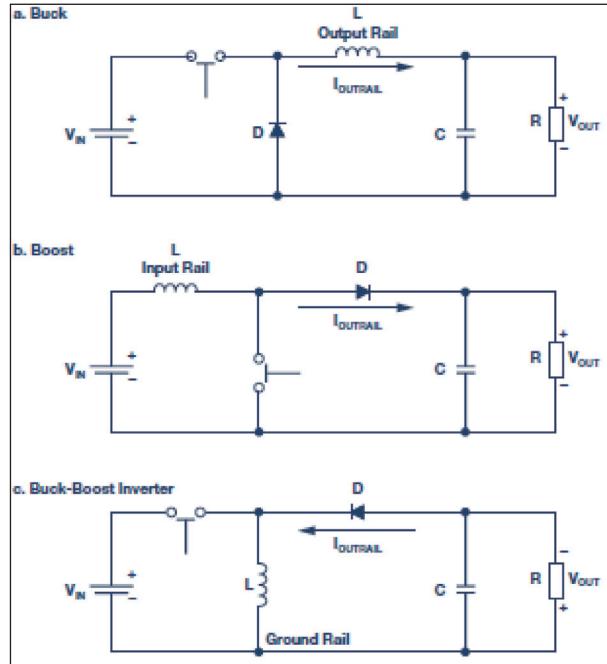


圖 6: 基本切換拓撲結構



考地，電感位置只有三個可能的不同軌：輸入、輸出和接地軌。

圖 6 顯示了這三種基本切換拓撲結構。當電感位於輸出軌時，拓撲結構為降壓型。當電感位於輸入軌時，拓撲結構為升壓型。當電感位於接地軌時，拓撲結構為反相升降壓型。

在穩態條件下，由於電容上的平均電流為零，所以輸出軌上的平均電流 ( $I_{OUTRAIL}$ ) 必定等於輸出電流。對於降壓拓撲， $I_{L-AVE} = I_{OUT}$ 。但對於升壓和反相升降壓型拓撲， $I_{D-AVE} = I_{OUT}$ 。

對於升壓和反相升降壓型拓撲，電流僅在切換關斷期間流過二極體。因此在切換斷開期間， $I_{D-AVE} = I_{L-AVE}$ 。要計算相對於輸出電流的平均電感電流，請參考圖 7。關斷時間內綠色矩形區域是平均二極體電流  $I_{D-AVE}$ ，其高度等於  $I_{L-AVE}$ ，寬度等於  $T_{OFF}$ 。此電流全部到達輸出端，因此可以轉換成平均寬度為  $T$ 、高度為  $I_{OUT}$  的矩形區域。

$$I_{L-AVE} \times (T - T_{ON}) = I_{OUT} \times T \quad (1)$$

$$I_{L-AVE} = \frac{I_{OUT}}{(1 - D)} \quad \text{where, } D = \frac{T_{ON}}{T}$$

$$\text{其中, } D = \frac{T_{ON}}{T}$$

表 1: 平均電感電流和占空比電感電流峰值

Topology 拓撲結構	Inductor Current 電感電流	Duty Cycle 占空比
Block 降壓型	$I_{L-AVE} = I_{OUT}$	$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$
Boost 升壓型	$I_{L-AVE} = \frac{I_{OUT}}{(1-D)}$	$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$
Buck-boost inverter 反相升降壓型		$D = \frac{ V_{OUT} }{ V_{OUT}  + V_{IN}}$

圖 7: 升壓型或反相升降壓型的二極體電流

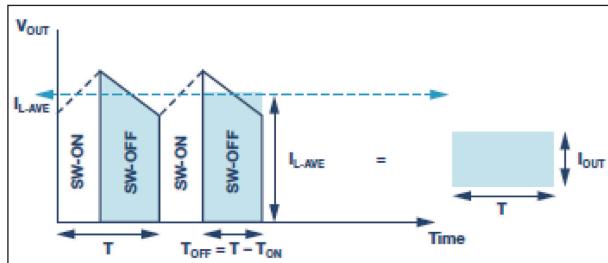
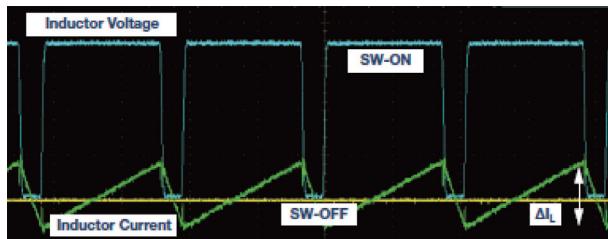


表 1 是對平均電感電流  $I_{L-AVE}$  和切換占空比  $D$  的總結。基於這些公式，當輸入電壓處於最小值以提供最大占空比時，並且當輸出電流處於最大值時，電感電流將處於最大值。

## 電感電流峰值

圖 8 顯示了升降壓逆變器在穩態條件和連續導通工作模式下的電感電壓和電流波形。對於任何切換拓撲結構，電感電流漣波量 ( $\Delta I_L$ ) 都可以根據理想電感公式 2 得出。

圖 8: 電感電流的“擺幅”



$$V_L = L \times \frac{dI_L}{dt} \quad (2)$$

在電感電流為三角形且呈現恒定變化率 (因此

有恒定感應電壓) 的切換轉換器應用中，( $\Delta I_L / \Delta t$ ) 可以用在電感公式中，重新整理的公式 3 中就這一項。電感電流漣波是由施加到電感的伏秒和電感值所決定。

$$\Delta I_L = \frac{V_L \times \Delta t}{L} \quad (3)$$

切換導通時間很容易與工作週期和切換頻率相聯繫，如公式 4 所示。因此，在後面的公式中在切換導通期間使用伏秒乘積要比切換關斷期間更方便。

$$t_{ON} = \frac{T_{ON}}{T} \div \frac{1}{T} = \frac{D}{f_{SW}} \quad (4)$$

表 2 總結了三種不同拓撲結構中的電感電流漣波。公式 3 中的伏秒乘積項  $t_{ON}$  被公式 4 代替， $V_{L-ON}$  項被電感上的感應電壓 (取決於拓撲結構) 代替。

表 2: 電感電流漣波

Topology 拓撲結構	Inductor Current Ripple 電感電流漣波
Buck 降壓型	$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{L \times f_{SW}}$
Boost 升壓型	$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}}$
Buck-boost inverter 升降壓型	

回顧圖 8 中的穩態電感電流，可觀察到，電感電流平均值恰好位於斜坡的幾何中心，或波形擺幅的  $\Delta I_L / 2$  點處。因此，電感電流峰值等於電感電流均值與電感電流漣波的一半之和，如公式 5 所示。

$$I_{L-PK} = I_{L-AVE} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5)$$

## 電容湧浪電流

公式 6 定義了電容的充電電流或位移電流。其示出了流經一個電容的電流對應於該電容上的電壓變化率。

$$I_C = C \times \frac{dV_C}{dt} \quad (6)$$

選擇切換轉換器的輸出電容值時，應考慮電容充電電流。啟動時，假定電容電壓等於零或沒有電

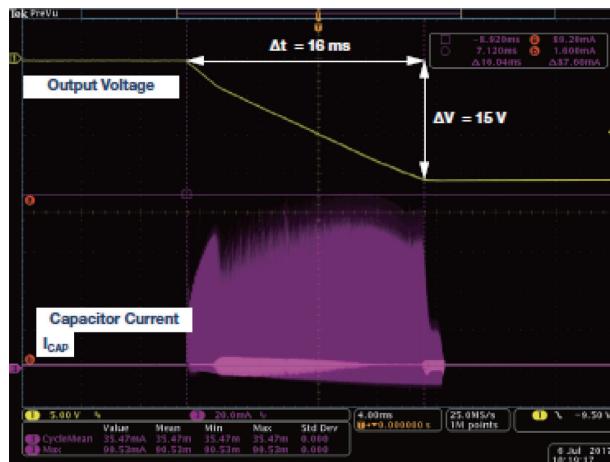
荷，輸出電容開始充電，汲取的電流取決於總電容和電容電壓變化率，直至電容電壓達到穩定狀態。

切換轉換器中輸出電壓的上升是一個斜率恒定的受控斜坡，因此變化率方程可以簡化，如公式 7 所示。輸出電壓 ( $\Delta V$ ) 的變化對應於穩態輸出電壓， $\Delta t$  對應於啓動期間輸出達到最終值所需的時間，或通常稱為軟啓動時間。

$$I_{CAP} = C_{OUT} \times \frac{\Delta V}{\Delta t} = C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{SS}} \quad (7)$$

如果輸出電容 ( $C_{OUT}$ ) 過大或軟啓動時間較短，則穩壓器需要的電流  $I_{CAP}$  可能太高，導致轉換器操作出現問題。這種大電流脈衝量稱為湧浪電流。圖 9 顯示了輸出為 15 V、輸出電容為  $10\mu F$ 、軟啓動時間為 4 ms 的反相降壓 - 升壓轉換器啓動期間的電容湧浪電流和輸出電壓。

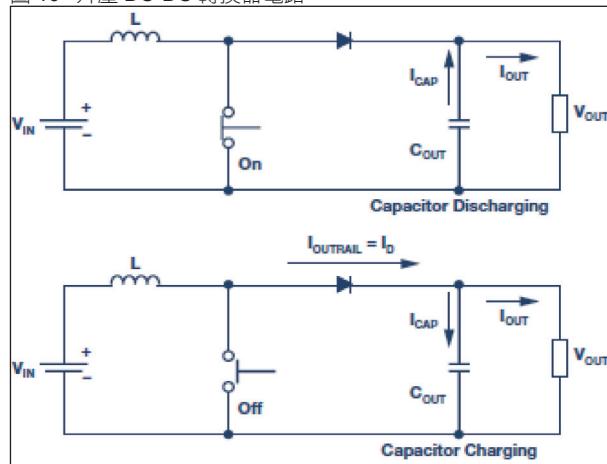
圖 9: 輸出電容湧浪電流



## 啓動時的電感電流峰值

圖 10 顯示了一個典型升壓 DC-DC 轉換器電路。當電晶體切換閉合時，電流流過電感，但沒有電流流過輸出軌。在  $C_{OUT}$  放電階段，放電電流 ( $I_{CAP}$ ) 流向輸出端，但沒有電流流經反向偏置二極體。當電晶體切換斷開時，電流  $I_D$  流過二極體。

圖 10: 升壓 DC-DC 轉換器電路



根據基爾霍夫電流定律，通過輸出軌的電流 ( $I_D$ ) 必須等於流過輸出電容 ( $I_{CAP}$ ) 和輸出負載 ( $I_{OUT}$ ) 的電流之和。這可以透過公式 8 表示。

$$I_{OUTRAIL} = I_D = I_{CAP} + I_{OUT} \quad (8)$$

此公式適用於每個充電階段或電容兩端的電壓上升時。因此，它也適用於切換轉換器的啓動過程，當輸出電容的初始狀態為放電時，或當輸出電壓尚未處於穩態值時。(下期待續) CTA

# COMPOTECHAsia 檢書

每週一、三、五與您分享精彩內容

<https://www.facebook.com/lookcompotech>