

交錯式反相電荷泵—第一部分：

# 用於低雜訊負電壓電源的新拓撲結構

■作者：Jon Kraft / ADI 資深現場應用工程師  
Steve Knoth / ADI 資深產品行銷工程師

## 簡介

精密儀器儀錶或射頻 (RF) 電路中的雜訊必須最小化，但由於這些系統的特性，降低雜訊要因應許多挑戰。例如，這些系統常常必須在寬廣輸入電壓範圍內工作，同時要滿足嚴格的電磁干擾 (EMI) 和電磁相容性 (EMC) 要求。此外，系統中擠滿了電子元組件，因而存在空間限制且對熱敏感。積體電路 (IC) 日益提高的複雜度導致這些系統需要更多的電源電壓軌。產生所有這些電壓軌，滿足上述要求，並使整個系統保持低雜訊，是一個艱鉅任務。

ADI 提供了多樣化的解決方案來產生低雜訊電源。這些解決方案中的大多數設計用於產生正電壓軌，只有很少的專用 IC 用於產生負電壓。當負電壓需要為低雜訊元件（如 RF 放大器、開關和資料轉換器 ADC/DAC）供電時，選擇範圍特別有限。

本系列文章的第一部分將介紹一種從正電源產生這種低雜訊負電壓軌的新方法。首先簡要說明負電壓軌通常如何產生以及用在何處。然後，在介紹交錯式反相電荷泵 (IICP) 拓撲之前，我們將討論標準反相電荷泵。透過對 IICP 的輸入和輸出電壓漣波的簡短推導，強調其在低雜訊系統中的特有優勢。

該系列的第二部分將提供一個使用 ADI 新型 ADP5600 實現 IICP 的實際示例。首先透過測量電壓漣波和電磁輻射騷擾來將此元件與標準反相電荷泵進行比較。然後使用第一部分中的公式來優化 IICP 性能，並開發出一種為低雜訊 RF 電路供電的

完整解決方案。

## 產生負電壓的傳統方法

為了產生負電壓，通常採用以下兩種方法之一：使用電感切換穩壓器或使用電荷泵。電感切換穩壓器利用電感或變壓器產生負電壓。這些磁轉換器拓撲的例子有：反相降壓、反相降壓 - 升壓和 Cuk。在解決方案尺寸、成本、效率、雜訊產生和控制迴路複雜性方面，每種拓撲都有其優點和缺點<sup>1,2</sup>。一般而言，基於磁性元件的轉換器適合需要較高輸出電流 (>100 mA) 的應用。

對於所需輸出電流小於 100 mA 的應用，電荷泵正轉負 (反相) DC-DC 轉換器可以非常小，並且 EMI 低，因為不需要電感或控制迴路。它們只需要透過切換在電容之間移動電荷——將產生的電荷提供輸出。

表 1：磁電荷泵與反相電荷泵的比較

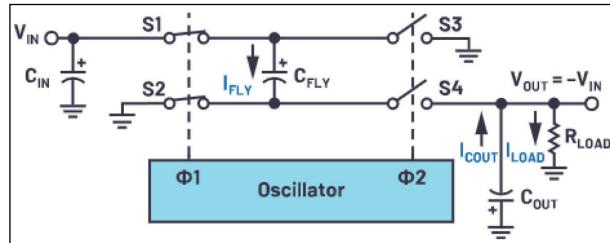
特性	基於電感的切換 穩壓器	切換電容電壓 轉換器
設計複雜度	中到高	低
成本	中到高	低到中
雜訊	低到中	低
效率	高	低到中
熱管理	最佳	中等到良好
輸出電流	高	低
需要磁性元件	是	否
限制	尺寸和複雜度	$V_{IN}/V_{OUT}$ 比

因為電荷泵不使用任何磁性元件（電感或變壓器），所以其 EMI 通常比感性切換拓撲要低。電感往往比電容大得多，非遮罩電感還會像天線一樣廣播電磁輻射騷擾。相較之下，電荷泵中使用的電容不會產生比典型數位輸出更多的 EMI。電荷泵可以用短佈線輕鬆繞線，以減少天線面積和容性耦合，從而降低 EMI。表 1 比較了基於電感的切換穩壓器和切換電容反相拓撲。

### 傳統反相電荷泵

傳統反相電荷泵的配置如圖 1 所示。

圖 1：反相電荷泵原理圖。



電荷泵的輸出阻抗  $R_{OUT}$  定義為電荷泵機制從輸入到輸出的等效電阻。它可以透過測量輸入至輸出電壓差並除以負載電流來求得：

$$R_{OUT} = \frac{V_{IN} - GAIN \times V_{OUT}}{I_{LOAD}} \quad (1)$$

對於反相電荷泵， $GAIN = -1$ 。

或者，等效輸出電阻可以作為切換頻率、切換電阻和反馳式電容大小的函數來計算，一般簡化為：

$$R_{OUT} = \frac{1}{f_{OSC} \times C_{FLY}} + 2 \times \sum_1^4 R_{ON} \quad (2)$$

其中

$$\sum_1^4 R_{ON}$$

為四個切換電阻之和。

四個切換以相同頻率  $f_{OSC}$  工作，每個都在切換週期  $T$  的一半時間內處於導通狀態，其中  $T = 1/f_{OSC}$ 。基於切換週期的兩部分，可以將操作分為兩個階段，如圖 2 所示。

圖 3 提供了電荷泵各階段操作的電壓和電流。在階段 1 中，S1 和 S2 閉合，S3 和 S4 斷開。這會

圖 2：電荷泵在每個操作階段都要反相。

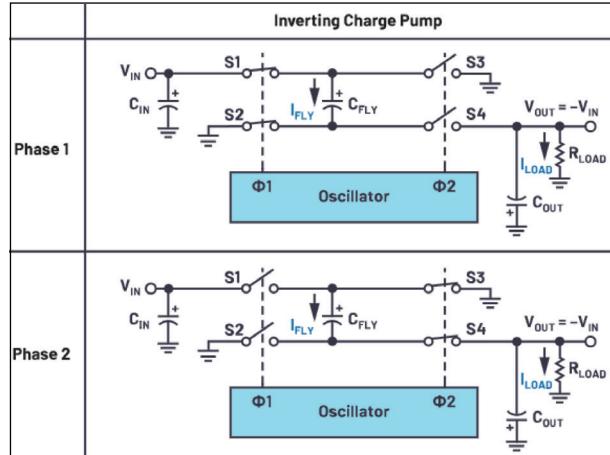
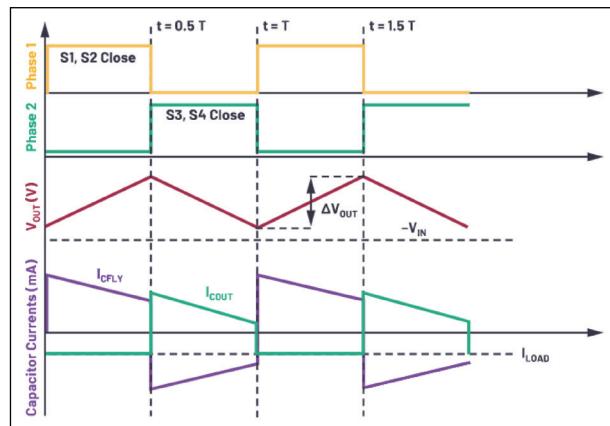


圖 3：反相電荷泵的時序圖。



將飛跨電容 ( $C_{FLY}$ ) 充電至  $+V_{IN}$  的電壓。在階段 2 中，S1 和 S2 斷開，S3 和 S4 閉合，來自  $C_{FLY}$  流入  $C_{FLY}$ ，斷續電流從  $C_{FLY}$  流出到  $C_{OUT}$ 。這會導致  $C_{IN}$  和  $C_{OUT}$  上出現電壓漣波，漣波可以計算如下：

$$I_{LOAD} = C_{OUT} \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t} \quad (3)$$

求解輸出電壓漣波可得：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{I_{LOAD}}{C_{OUT} \times 2 \times f_{OSC}} \quad (4)$$

同樣，輸入電壓漣波為：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{C_{IN} \times 2 \times f_{OSC}} \quad (5)$$

公式 4 和公式 5 說明，對於標準反相電荷泵，電壓漣波是切換頻率和輸入（或輸出）電容的函數。更高的頻率和更高的電容會以 1:1 的關係減少漣波。然而，提高頻率存在實際障礙——這會增加晶片的

電流消耗，從而降低效率。

同樣，成本和 PCB 面積常常會限制反相電荷泵的最大輸入和輸出電容。另請注意，反馳式電容在電荷泵的電壓漣波中不發揮作用。

為了減少漣波，可以在電荷泵周圍建構輸入和輸出濾波器，但這又會提高複雜性和電荷泵的輸出電阻。不過，這些問題可以透過對標準反相電荷泵逆變器進行改進來解決：交錯式反相電荷泵 (IICP)。

## 交錯式反相電荷泵 (IICP)

相位交錯廣泛用於感性切換穩壓器 (即多相操作) 中，目的是減少輸出電壓漣波<sup>3</sup>。以恰好 50% 的操作週期交錯的 2 相降壓轉換器，理論上產生 0 mV 的輸出電壓漣波。

當然，穩壓降壓轉換器的操作週期會隨輸入和輸出電壓而變化，因此只有  $V_{IN} = 2 V_{OUT}$  時才能實現 50% 的操作週期。電荷泵通常以恰好 50% 的操作週期工作，因此，交錯式電荷泵逆變器值得考慮。/p>

當裸片上需要極低電流的負軌時，有時會在 IC 內使用交錯式電荷泵，但目前尚無商用的專用 IICP 反相 DC-DC 轉換器。IICP 的結構需要兩個電荷泵和兩個飛跨電容。第二電荷泵與第一電荷泵以 180° 錯相操作切換。我們來看一下

圖 4: 交錯式反相電荷泵。

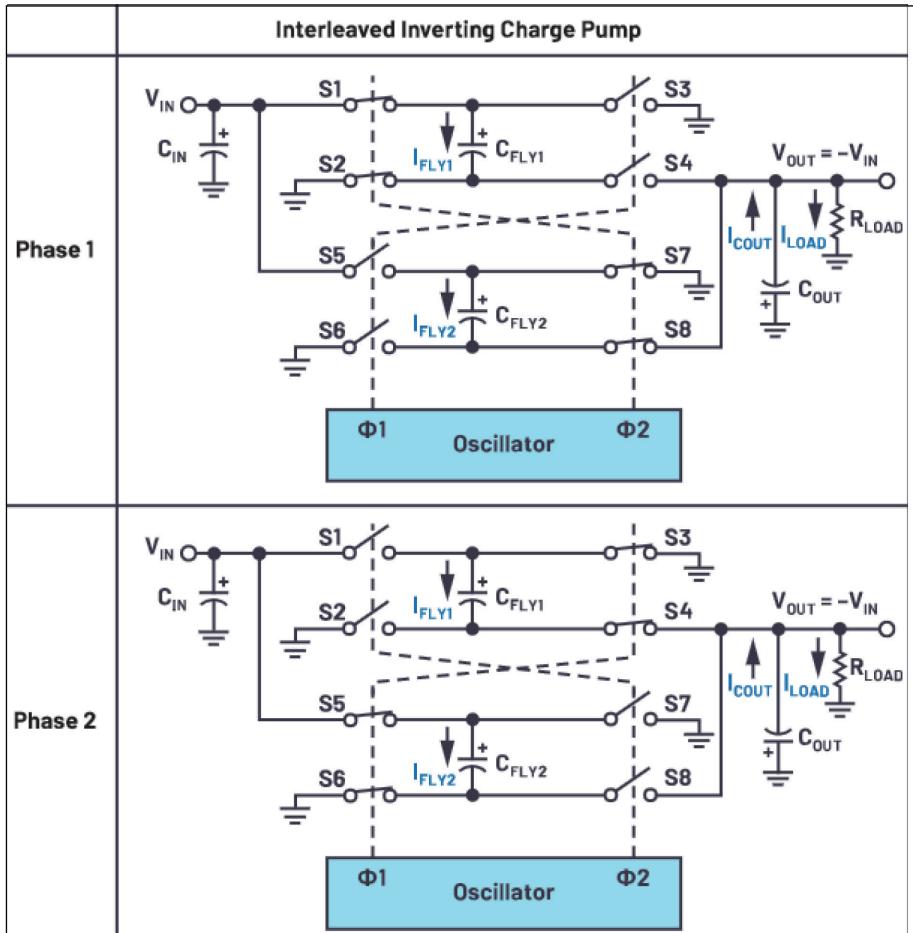
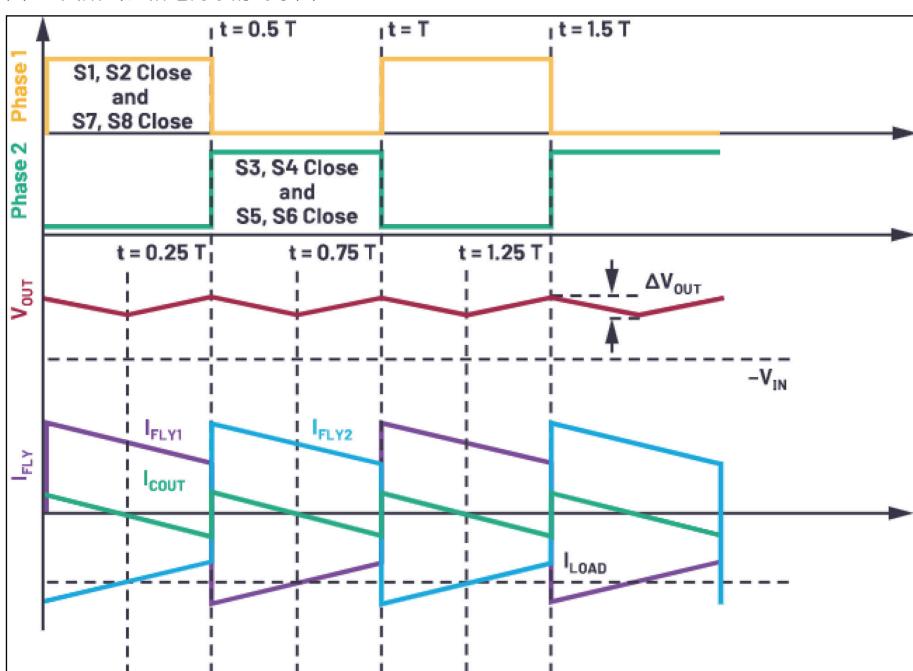


圖 5: 交錯式反相電荷泵的時序圖。



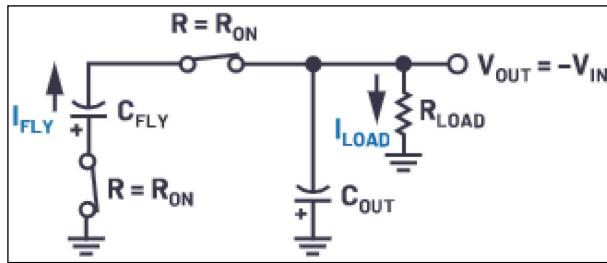
IICP 的設定和輸出漣波，並重點說明如何優化其性能。設定如圖 4 所示，時序圖如圖 5 所示。

在振盪器的每一相中，飛跨電容之一連接到  $V_{IN}$ ，另一個連接到  $V_{OUT}$ 。乍一看，有人可能會認為增加第二個電容只會將電壓漣波減少一半。但是，這是不準確的過度簡化。實際上，輸入和輸出電壓漣波可能遠小於標準逆變器，因為電容始終從輸入端充電並向輸出端放電。從 IICP 輸出電壓漣波的推導過程可以更加能夠理解這一點。

### IICP 輸出電壓漣波推導

由於 IICP 總是有一個飛跨電容向輸出提供電流，因此可以簡化其輸出級，如圖 6 所示。

圖 6: 簡化的 IICP 輸出級。



此外，IICP 的輸出電阻（如公式 1 所定義）可近似為：

$$R_{OUT} \approx \frac{1}{8 \times f_{OSC} \times C_{FLY}} + 0.5 \times \sum_1^8 R_{ON} \quad (6)$$

其中

$$\sum_1^8 R_{ON}$$

為切換電阻之和。

將電流加到  $I_{LOAD}$  中，我們得出：

$$I_{LOAD} = C_{OUT} \frac{dV_{OUT}}{dt} + C_{FLY} \frac{dV_{CFLY}(t)}{dt} \quad (7)$$

其中  $dt$  等於切換週期的四分之一 ( $T/4$  或  $1/(4 \times f_{OSC})$ )。輸出電壓漣波  $\Delta V_{OUT}$  為  $dV_{OUT}$ ， $V_{CFLY}(t)$  為  $C_{FLY}$  兩端的電壓差。我們可以合理地假設，相對於飛跨電容電壓漣波，輸出電壓漣波很小。為了計算  $\Delta V_{OUT}$ ，我們需要瞭解  $V_{CFLY}(t)$ 。從圖 6 可知， $I_{FLY}$  等於流經兩個導通切換的電流。每個切換有  $R_{ON}$  的電阻。所以：

$$C_{FLY} \frac{dV_{CFLY}(t)}{dt} = \frac{V_{CFLY}(t) - |V_{OUT}|}{2 \times R_{ON}} \quad (8)$$

為了求解  $V_{CFLY}(t)$  的這個微分方程式，必須知道至少一個初始條件。此條件可透過查詢圖 5 中的時序圖得知。請注意，從  $t = 0$  到  $t = T/4$ ，兩個  $C_{FLY}$  電容均向  $I_{LOAD}$  提供電流，並對  $C_{OUT}$  充電。然後，從  $t = T/4$  到  $t = T/2$ ， $C_{FLY}$  和  $C_{OUT}$  向輸出負載提供電流。在  $t = T/4$  (及類似的  $t = 3/4 T$ ) 時刻， $C_{OUT}$  對  $I_{LOAD}$  的貢獻恰好為 0。所以，此時  $I_{LOAD}$  等於  $I_{FLY}$ ，而  $V_{CFLY}$  的電壓為：

$$V_{CFLY}(t = T/4) = |V_{OUT}| + I_{FLY} \times 2 \times R_{ON} \quad (9)$$

where  $V_{OUT} = -V_{IN} + R_{OUT} \times I_{LOAD}$

使用公式 8 和公式 9，我們可以微分求解  $V_{CFLY}(t)$ ：

$$V_{CFLY}(t) = |V_{OUT}| + |I_{LOAD}| \times (R_{OUT} - 2 \times R_{ON}) \times \beta^{1.5} \quad (10)$$

where  $\beta = e^{1/8fRC}$   
where  $f$  is  $f_{OSC}$ ,  $R$  is  $R_{ON}$ , and  $C$  is  $C_{FLY}$

為了求得公式 7 的  $V_{CFLY}$  變化量，取兩個點（例如  $t = 0$  和  $t = T/4$ ），對每個點求解公式 10。結果簡化為：

$$\Delta V_{CFLY} = I_{LOAD} \times (R_{OUT} - 2 \times R_{ON}) \times \frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta}} \quad (11)$$

結合公式 11 和公式 7，求解  $\Delta V_{OUT}$  得出：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{I_{LOAD}}{4 \times f_{OSC} \times C_{OUT}} - I_{LOAD} \times (R_{OUT} - 2 \times R_{ON}) \times \frac{C_{FLY} \times \beta - 1}{C_{OUT} \times \sqrt{\beta}} \quad (12)$$

公式 12 的影響最初可能並不明顯。先透過考慮理想切換的情況 ( $R_{ON} = 0\Omega$ ) 來簡化它可能會有幫助。這樣做會使第二項接近於零，僅留下第一項。第一項非常類似於標準反相電荷泵漣波（公式 4），但 IICP 的雙飛跨電容使分母增大 2 倍。兩倍的電荷泵使波紋減半。該結果與直覺性的判斷一致。

但是，公式 12 的重要部分是後半部分。注意第二項的負號，這表示該部分會減少輸出電壓漣波。重點看導通電阻 ( $R_{ON}$ ) 和飛跨電容 ( $C_{FLY}$ )。在標準反相電荷泵中，這些項在降低輸出電壓漣波方面不起作用。但在 IICP 中，導通電阻會起到讓充電和放電

電流平滑的作用。雙飛跨電容使這種充電 / 放電動作不會中斷。

## 輸出電壓漣波驗證

我們可以利用電路模擬來檢查公式 12 的準確性以及用於推導該公式的假設的有效性。使用 LTspice 很容易完成這項工作。該模擬的原理圖如圖 7 所示。

在多種條件下進行了比較，結果彙總於表 2。

表 2 顯示，公式 12 與模擬非常接近，從而驗證了簡化公式時所做假設的有效性。現在，我們可以使用該公式權衡在 IICP 實現中不同做法的利弊。

比較 IICP 和標準電荷泵的電壓漣波也很有幫助。在本系列的第二部分中，我們將展示這些不同的平台實驗資料的差異性。但現在，圖 8 中的 LTspice 模型可以說明輸出電壓漣波的差異。

## IICP 拓撲優化

推導完 IICP 公式並證明其有效性後，我們得出兩個主要結論：對於 IICP，導通電阻 ( $R_{ON}$ ) 會同時減少輸入和輸出電壓漣波，這是很理想的結果。相反，在標準反相電荷泵中，導通電阻是完全不適宜的，因為它會增加電荷泵的  $R_{OUT}$ ，而且不會降低漣波電壓。實際上，我們可以在反馳式電容上串聯一個電阻來進一步增加導通電阻。這就為我們以增加電荷泵電阻為代價來減少輸入和輸出電壓漣波提供了一種手段。在本系列第二部分討論 IICP 的使用案例時，我們會進一步探討這種手段。

其次，可以優化飛跨電容的值及其與  $C_{OUT}$  的比率，以進一步優化漣波。例如，小型封裝的大輸出電容可能很難找到，而且在較高電壓下電容會明顯降額。但是，

表 2: 各種配置的理論結果與 LTspice 模擬結果的比較

$V_{IN}(V)$	$I_{LOAD}(mA)$	$f_{osc}(kHz)$	$C_{OUT}(\mu F)$	$C_{FLY}(\mu F)$	$R_{ON}(\Omega)$	$V_{OUT}$ 漣波 (mV)
						公式
10	50	1000	4.7	2.2	2	0.038 0.038
5	100	1000	4.7	2.2	2	0.076 0.075
5	50	1000	1	1	2	0.393 0.390
5	50	1000	1	1	3	0.261 0.260
7.8	37	532	2.4	0.5	4	0.430 0.425
5	100	1000	10	2.2	3	0.024 0.024
5	50	200	4.7	1	10	0.418 0.415
12	50	500	10	1	10	0.031 0.033
12	20	500	4.7	1	3	0.089 0.089

圖 7: LTspice 中的交錯式反相電荷泵。

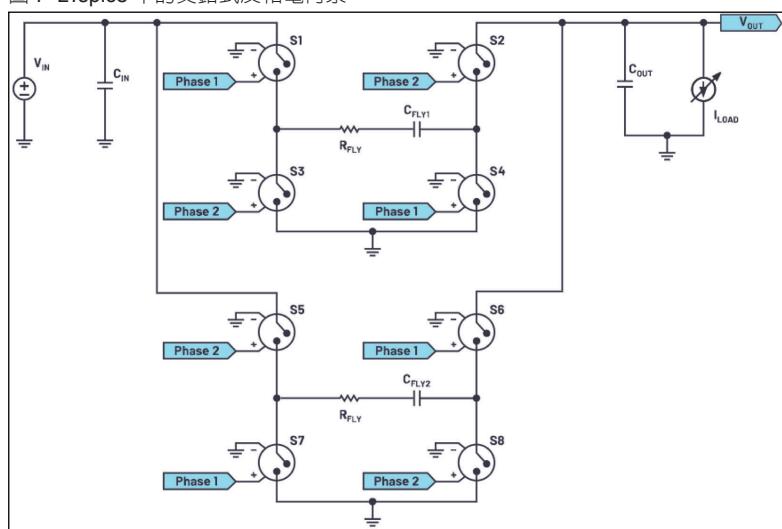
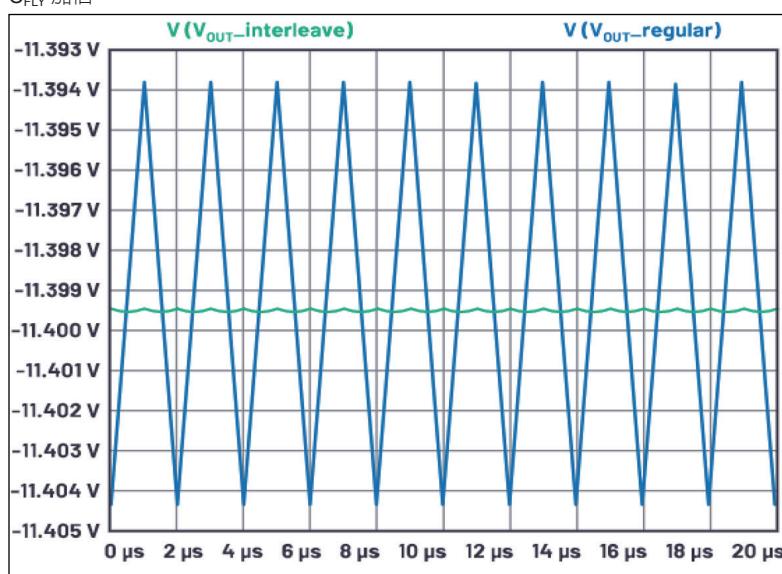


圖 8: IICP 與常規電荷泵的輸出電壓漣波比較： $V_{IN}= 12 V$ ， $I_{LOAD}= 50 mA$ ， $C_{FLY}= 2.2 \mu F$ ， $C_{OUT}= 4.7 \mu F$ ， $R_{ON}= 3 \Omega$ 。為了直覺與常規電荷泵進行比較，其  $R_{ON}$  減半且  $C_{FLY}$  加倍。



透過減小  $C_{OUT}$ ，然後增大  $C_{FLY}$ ，可以獲得相同的輸出電壓漣波，而電容值更容易獲得。例如，不需要  $C_{FLY} = 1 \mu F$  且  $C_{OUT} = 10 \mu F$ ，而是將它們都設定為  $2.2 \mu F$ ，兩種情況下獲得的輸出電壓漣波幾乎相同。與  $10 \mu F/25 V$  電容相比，小型封裝的  $2.2 \mu F/25 V$  電容更容易獲得。第二部分中的示例應用對此進行了探討。

## 結論

以上是關於交錯式反相電荷泵拓撲的系列文章（共分兩部分）的第一部分。本部分介紹了 IICP 拓撲的一般概念，包括輸入 / 輸出電壓漣波計算。輸入 / 輸出漣波公式的推導得出關於如何優化 IICP 解決方案性能的重要見解。

本系列的第二部分將介紹 ADP5600，這是一款用於 IICP 拓撲的整合解決方案。我們將測量其性能，並與標準反相電荷泵進行比較。最後，我們將把所有相關內容組合在一起，以為一個低雜訊相控陣波束成型解決方案供電。

## 參考電路

<sup>1</sup> Jaino Parasseril。「How to Produce Negative Output Voltages from Positive Inputs Using a μModule Step-Down Regulator」。凌力爾特。

<sup>2</sup> Kevin Scott and Jesus Rosales。「Differences Between the Cuk Converter and the Inverting Charge Pump Converter」。ADI。

<sup>3</sup> Majing Xie。「High Power, Single Inductor, Surface-Mount Buck-Boost μModule Regulators Handle 36 VIN, 10 A Loads」。凌力爾特，2008

年3月。

### ADI 分享獨立調研報告：

#### 連網工廠之即時資料為創新與鞏固競爭 優勢關鍵

Analog Devices, Inc. (Nasdaq: ADI) 發表近期委託 Forrester Consulting 公司所執行之研究報告，結果指出，已經投資連網技術（高度成熟）的工業製造商佔有推動創新與競爭優勢先機，並遠勝在工廠建置連網（低度成熟）腳步較遲的企業。

該項調查訪問了全球超過 300 位製造 / 營運 / 連網等部門主管，發現 85% 高度成熟企業目前正着手將工業物聯網（IIoT）技術廣泛運用在大部分廠區，相較於低度成熟組織其比例僅 17%。超過半數（53%）低度成熟組織反映自己既有設備無法與其他資產傳遞訊息。

#### 此次研究重點：

■連網化企業相信提升網路可靠度（包含增加 5G 網路）將創造可觀機會：68% 的高度成熟企業表示這將使其更妥善運用現有雲端基礎設施，66% 受訪者相信自身產業資料與 IP 智產將更加安全。相反的，只有 21% 的低度成熟企業相信提升網路可靠度有助於增進安全。然而，所有受訪者都同意提升網路可靠度會提升效率。

■低度成熟企業深陷安全風險：54% 受訪者表示自己缺乏緻密的網路安全策略，導致自身企業、客戶、以及員工安全蒙受風險。

■人員因素持續構成挑戰：近半數（47%）低度成熟企業表示缺乏瞭解自己投資連網技術的專業人才，反映許多技能缺口。

■即時監視設備與生產力，精準感知代價高昂的非預期停機：高度（5%）與中度（17%）成熟企業反映自己的工業技術或設備每週非預期停機的發生率遠低於低度成熟企業（53%）。這些停擺狀況不僅導致更高的庫存與單位勞力成本，並會影響生產力與客戶信心，產量也會降低。

這項研究顯示雖然許多企業已受益於工業連網，但許多其他企業仍面臨既有設備以及人才方面的障礙。創新方面受制於缺乏自有人才以及系統與資料的互通性，形成推動製造現代化的兩大主要障礙。

完整報告內容請參閱：[www.analog.com/en/landing-pages/001/forester-seamless-connectivity-form.html](http://www.analog.com/en/landing-pages/001/forester-seamless-connectivity-form.html)