



# AN-8021

## 使用 FAN9612 交錯式 BCM PFC 控制器建立可變輸出電壓之升壓型 PFC 轉換器

### 摘要

升壓型 PFC 轉換器的輸出電壓設定，必須高於電源的最高輸入電壓，才能維持升壓運作，並且塑造電源供應器輸入電流的波形。針對通用的輸入電壓的設計，最適當的輸出電壓選擇大約是  $400V_{DC}$ 。然而在許多應用中，可能需要根據輸入 AC rms 電壓位準、轉換器的輸出功率或這兩者來調整輸出電壓。而 FAN9612 交錯式 BCM PFC 控制器特別適合用來實現這種設計，因為使用電壓誤差放大器的非反相輸入端調整轉換器的輸出電壓非常方便。此技術應用文件將詳細說明如何使升壓型輸出電壓成為轉換器輸出功率的函數。文中並會演示及解說精密程度不同的各種電路。此外，內容中還將說明升壓隨耦器概念的設計與實作，此概念是指輸出電壓成為輸入 AC rms 電壓位準的函數。

### 為什麼要調整 $V_{OUT}$ ?

功率因數修正器 Power Factor Correctors (PFC) 前端的輸出電壓，是根據許多需求和電源供應器的操作參數來定義。PFC 自輸入源開始所產生的功耗是依循正弦平方函數，而其輸出負載實際上是恆定的負載，如圖 1 所示。

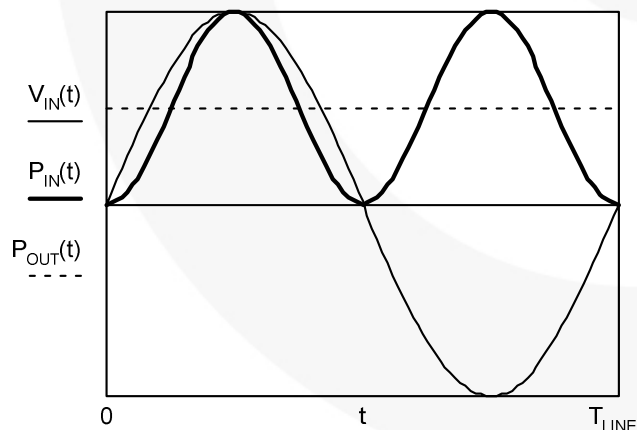


圖 1. PFC 前端的瞬時輸入和輸出功率

因此，必定依線性頻率在功率因數修正器上發生儲能機制。在高輸出電壓時，例如  $400V_{DC}$ ，儲能最有效率。

另一方面，升壓型轉換器和下行隔離型 DC-DC 轉換器的切換損失，皆與 PFC 的輸出電壓成正比。也就是輸出電壓越高，切換損失越大，這在電源供應器的輕負載效能表現中最明顯。因此，輸出電壓應維持在基礎需求所允許的最小值，以讓升壓型轉換器能維持適當的運作狀況。

以下這些彼此相對立的需求：

- 維持輸出電壓在最高的輸出電壓位準；
- 使用最高的可能電壓來改善儲能的容積效率；並
- 選擇最低的可能輸出電壓以降低切換損失；

可能會導致實作系統的升壓型輸出電壓，是依瞬間輸入電壓與負載條件最佳化。這些解決方案即為本技術應用文件的重點。

### 如何調整 $V_{OUT}$ ?

FAN9612 是 PFC 控制器中獨一無二的，因為其誤差放大器能提供完整的功能。除了（輸出電壓感測和補償必須使用的）反相輸入（FB）和誤差放大器的輸出（COMP）之外，也可以使用非反相輸入（SS），如圖 2 所示。

誤差放大器的非反相輸入是連接參考電壓 ( $V_{SS}$ )，而此電壓是由軟啟動電容器 ( $C_{SS}$ ) 所產生。回授分壓器 ( $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$ ) 透過 FB 針腳連接到誤差放大器的反相輸入。參考電壓與回授電阻器會根據圖 2 所示的運算式來設定所需的輸出電壓。

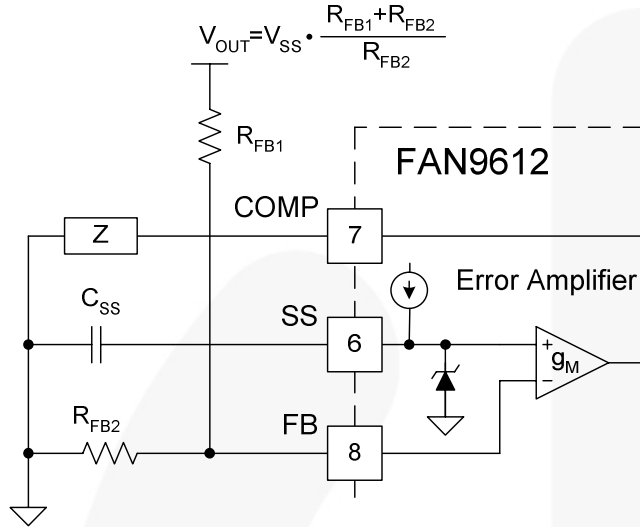


圖 2. 誤差放大器的外部連接

FAN9612 允許透過修改回授網路或變更參考電壓的方式，調整轉換器的輸出電壓。

變更回授分壓器增益會影響轉換器的閉迴路增益；因此，這會引發穩定性的問題，或對控制迴路頻寬設定無法接受的限制。相反地，變更誤差放大器的參考（電壓）並不會影響迴路增益，並且使用的機制與轉換器閉迴路軟啟動期間所用的相同。此外，這個方式並不會影響轉換器的過電壓保護層級。

雖然這兩種方法都可以改變轉換器的輸出電壓，但變更誤差放大器的參考（電壓）是比較好的解決方案。

### 何時降低 $V_{OUT}$ 以及要調降多少？

功率因數修正器的輸出電壓是經過仔細選擇，以符合設計需求。然而，有幾種特定的操作條件組合，能調降轉換器的輸出電壓，以有助於減少切換損失。例如，當輸出電壓不是最大值時，便可以減少升壓型輸出電壓；但降低輸出電壓會對系統造成什麼影響，必須經過仔細的考慮。其中一個必須考慮的因素是必要的電壓維持時間，此規格是定義當輸入電壓瞬間消失時，在預定的時間長度內，輸出電壓必須能夠維持在最小水準以上。此最小電壓是下行隔離型 DC-DC 電源供應器之操作輸入電壓範圍的函數。此系統級的規格主要是會影響 PFC

輸出端儲能電容器的值，而 PFC 同時也做為下行轉換器的輸入電容量。電容量的計算方式，通常是以系統到達全輸出功率時，以當時的最差狀況來計算。電容量可用下列運算式來估計：

$$C_{OUT} = \frac{2 \cdot P_{OUT,MAX} \cdot t_{HOLD UP}}{V_{OUT,NOM}^2 - V_{OUT,MIN}^2} \quad (1)$$

當輸出電壓維持恆定時，所產生的電壓維持時間，比較輕負載條件下所需的時間要長。若特定功率級設計中的電容器數值是固定的，那麼就有可能在不違反電壓維持時間的規格下，降低輕負載條件下功率因數修正器的輸出電壓：

$$V_{OUT}(P_{OUT,NORM}) = \sqrt{V_{OUT,MIN}^2 + P_{OUT,NORM} \cdot (V_{OUT,NOM}^2 - V_{OUT,MIN}^2)} \quad (2)$$

其中

$$P_{OUT,NORM} = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT,MAX}} \quad (3)$$

是 PFC 轉換器的標準化輸出功率。假設  $400V_{DC}$  為標稱輸出電壓，而  $340V_{DC}$  是電壓維持時間結束時的最低電壓，圖 3 所示的最小升壓型輸出電壓的解答，是維持系統電壓維持時間需求之標準化輸出功率的函數。

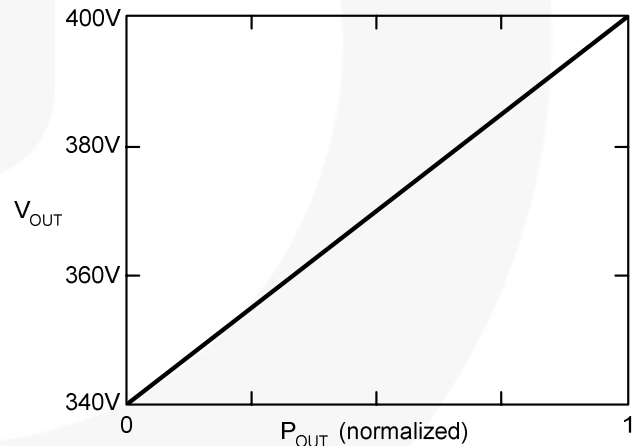


圖 3. 升壓型輸出電壓是標準化負載條件的函數 ( $t_{HOLD UP}$ =常數)

但有一點很重要，需要特別注意，就是儘管精確的數學解是平方根函數，但圖表中顯示，轉換器的標準化輸出功率和輸出電壓之間，呈現的是近乎線性的關係。事實上，輸出電壓可以用下列運算式正確估算出來：

$$V_{OUT,LIN}(P_{OUT,NORM}) = V_{OUT,MIN} + P_{OUT,NORM} \cdot (V_{OUT,NOM} - V_{OUT,MIN}) \quad (4)$$

方程式 (4) 中以線性方式大約估算的輸出電壓，與方程式圖 4 中所算得的精確解答，在所有負載條件下，這兩者之間的誤差都維持在遠低於 1% 以下，如圖 4 之圖示。

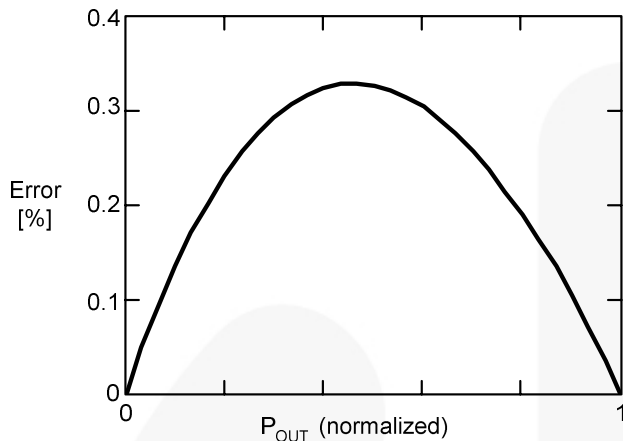


圖 4. 方程式 (2) 和 (4) 之間所得出之輸出電壓之間的百分比誤差

從所呈現的分析得到一個重要結論，就是輸出電壓可以是輸出功率的線性函數。而這項發現能簡化電路的實作，此電路能根據負載條件，變更輸出電壓。而 FAN9612 控制器讓這項工作變得更簡單，因為其控制技術使用的是輸入電壓前饋。其誤差放大器的輸出，恰與電源供應器的輸出功率成正比。

而另一個結論在負載快速增加時，可能會變的更為明顯，也就是升壓型功率因數修正器輸出電壓的降低，為輸出功率的函數。由於輸出電容器兩端有雙倍線頻率的漣波，所以 PFC 轉換器會使用極慢的穩壓迴路。在 PFC 的應用中，一般的電壓迴路頻寬約在 10Hz 左右。相對地，下行 DC-DC 轉換器的控制迴路頻寬，大約高了兩個數量級，一般在數 kHz 左右。因此，升壓型輸出電壓難以避免地會暫時下降，以回應快速增加的輸出功率需求。如果 PFC 轉換器的輸出電壓因先前的輕負載運作而較低的話，那麼在下行轉換器的輸入過低電壓保護臨界值啟動之前，輸出電壓瞬態時框會受到嚴格限制。因此，請務必謹慎選擇升壓型輸出電壓的調整範圍，且輕負載操作電壓要足以維持在 DC-DC 轉換器的最小輸入電壓 ( $V_{OUT,MIN}$ ) 以上，以便在負載瞬變期間，應付各種輸出電壓的變化。

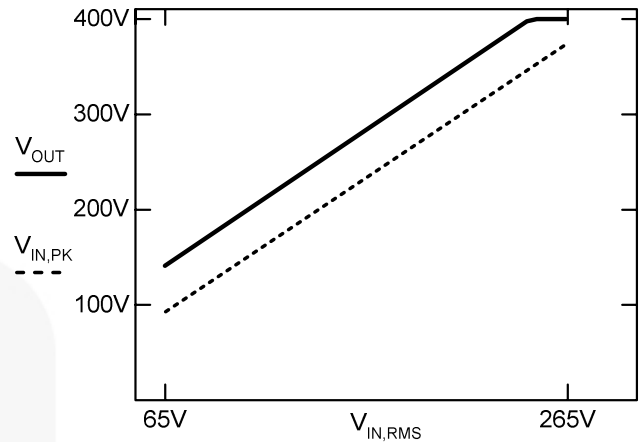


圖 5. 升壓隨耦器的輸出電壓設定點

在某些案例中，當下行 DC-DC 轉換器以可以接受的方式，於較廣的輸入電壓範圍中作業時，便可能依輸入 AC rms 電壓的函數來調整升壓型輸出電壓。這種實作方式稱之為升壓隨耦器，此處的 PFC 輸出電壓是與 AC 輸入電壓的 rms 值成正比。圖 5 所示為一種可能的方式，此處的升壓型輸出電壓設定，比峰值輸入電壓位準高一個固定的偏移值。

此範例充分凸顯出使用此技術的可有寬廣的 PFC 輸入電壓變化，同時此技術並表現出設計下行轉換器的挑戰。此外，400V<sub>DC</sub> 和大約 140V<sub>DC</sub> 之間有將近 3:1 輸出電壓變化 (如圖 5 所示)，在 PFC 轉換器的輸出端會導致 9:1 的儲能變化。在輸出電壓範圍較低的一端，雙倍線頻率漣波會進一步大幅增加，並逐步提升連接至 PFC 輸出端之 DC-DC 轉換器所需的輸入電壓範圍。而低壓端的電壓維持時間功能也會嚴重受損，除非輸出電容量大幅增加。請注意，較高的輸出電容量數值，一樣會對漣波振幅形成正效應。此外，之前概述的電壓維持時間和瞬態考量，同樣適用於升壓隨耦器的應用中。

表 1 輸出電壓調整策略的比較

	升壓隨耦器	負載相依輸出
$V_{OUT}$ 函數	$V_{OUT} (V_{IN,RMS})$	$V_{OUT} (P_{OUT})$
$V_{OUT}$ 範圍	寬	窄
輸出電容量	大，以輸出濾波為基礎	小，以電壓維持時間為基礎
電壓維持時間	$V_{IN,RMS}$ 的強性函數	按照規格
瞬態響應	$V_{IN,RMS}$ 的強性函數	$P_{OUT}$ 的弱性函數
DC-DC 輸入範圍	寬	窄

表 1 中摘要列出升壓隨耦器的實作與根據負載調整輸出電壓之間的差異。

雖然沒有直接強調，但 PFC 級的瞬時峰值輸入電壓與下行轉換器的最小操作輸入電壓，都會不斷限制升壓型輸出電壓的調整範圍。

### 依 $P_{OUT}$ 簡單調整 $V_{OUT}$

如同稍早所提及的，FAN9612 BCM PFC 控制器的誤差放大器輸出，與它所控制之功率級的輸出功率成正比。FAN9612 中的 PWM 斜率偏移值約為 0.2V ( $V_{RAMP,OFFSET}$ )。當誤差放大器輸出低於這個電壓時，不會產生 PWM 輸出脈衝。因此， $V_{COMP}=0.2V$  會對應至零輸出功率。轉換器能提供的最大輸出功率約為  $V_{COMP}=4.5V$ 。因此，誤差放大器的輸出電壓與轉換器的輸出功率之間的關係，可用下列方程式表示：

$$V_{COMP}(P_{OUT,NORM}) = V_{RAMP,OFFSET} + \Delta V_{COMP} \cdot P_{OUT,NORM} \quad (5)$$

其中  $\Delta V_{COMP}$  是誤差放大器的控制範圍 (4.3V)。

利用  $P_{OUT}$  和  $V_{COMP}$  之間的比例關係，便能輕鬆調整輸出電壓。圖 6 所示為其中一種最簡單的實作方式，此方式可以在低負載條件下，將升壓型輸出電壓調整至使用者定義的最低位準。

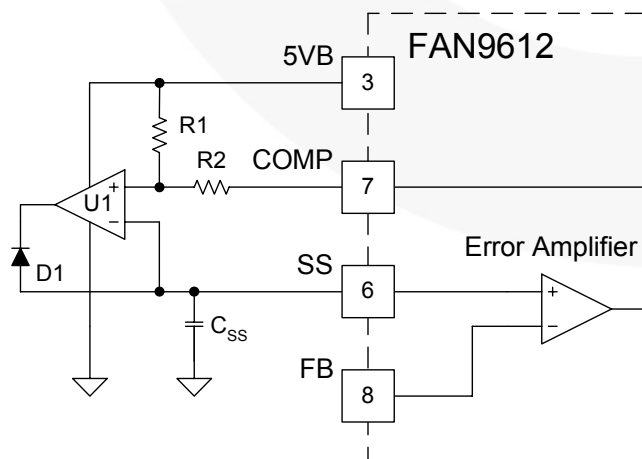


圖 6. 依輸出功率調整輸出電壓

此電路包含 R1、R2 分壓器，這能設定對應無負載條件時的最低輸出電壓。此外，連接至其輸出端的「理想二極體」，是由運算放大器 U1 和二極體 D1 所構成 (請參閱本技術應用文件結尾所提供的「其他實作細節」)，它可用來調整軟啟動電容器  $C_{SS}$  兩端誤差放大器的參考電壓。

此設計程序開始時，要先選擇零負載時所需的輸出電壓  $V_{OUT,0}$ ，然後再選擇其中一個電阻器的值，例如 R2。

R1 可以用下列算式求得：

$$R1 = R2 \cdot \left( \frac{5V - V_{RAMP,OFFSET}}{3V \cdot \frac{V_{OUT,0}}{V_{OUT,NOM}} - V_{RAMP,OFFSET}} - 1 \right) \quad (6)$$

其中  $V_{OUT,NOM}$  是全負載時的標稱輸出電壓，而  $V_{RAMP,OFFSET}$  是根據 FAN9612 資料表所找到的 PWM 斜率偏移值。

雖然 R2 的值可以由設計者選擇，但有一點事實要注意，就是 R1、R2 分壓器會將 DC 電流導入 FAN9612 中  $g_M$  類型誤差放大器的輸出中。此 DC 電流成份必須保持在極低的狀態，才能避免導入大的電壓調節誤差。一般的電流位準應該在  $\mu A$  範圍，因此 R2 的電阻必須選擇 300k $\Omega$  到 500k $\Omega$  之間的範圍。發生在無負載時的最差狀況輸出電壓調節誤差，可以用下列算式來估計：

$$V_{OUT,OFFSET} = \frac{5V - V_{RAMP,OFFSET}}{R1 + R2} \cdot g_M \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \quad (7)$$

其中  $g_M$  和  $V_{RAMP,OFFSET}$  是資料表參數； $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$  則根據圖 2 構成資料表分壓器；而 R1、R2 電阻器則是圖 6 中所介紹的部分圖解。此解決方案的效能如圖 7 所。

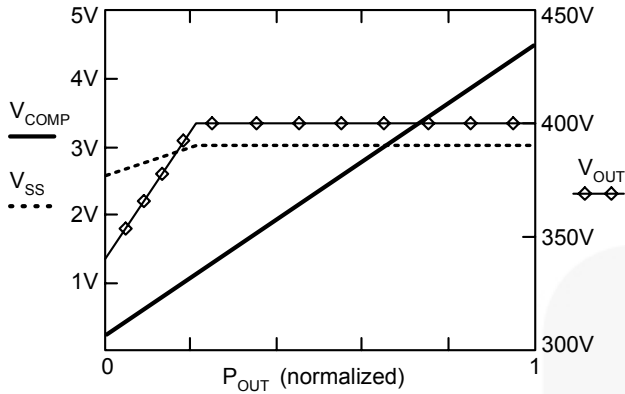


圖 7.  $V_{SS}$ 、 $V_{COMP}$  和  $V_{OUT}$  是標準化輸出功率的函數

如圖 7 所示，當負載降到最大輸出功率的 20% 以下時，轉換器的輸出電壓便會逐漸降低。圖中亦顯示  $V_{COMP}$  和  $V_{SS}$  以進行完整比較。當此電路非常簡單，並且只需要一些外部元件時，設計者可以只選擇最低的輸出電壓位準。此電路不能選擇輸出電壓開始下降處的功率位準。

### 依 $P_{OUT}$ 彈性調整 $V_{OUT}$

在圖 6 所示的電路中加入另外兩個電阻器  $R_3$  和  $R_4$  之後，在試圖選擇轉換器輸出電壓開始調整處的輸出功率位準時，便能有額外的彈性。

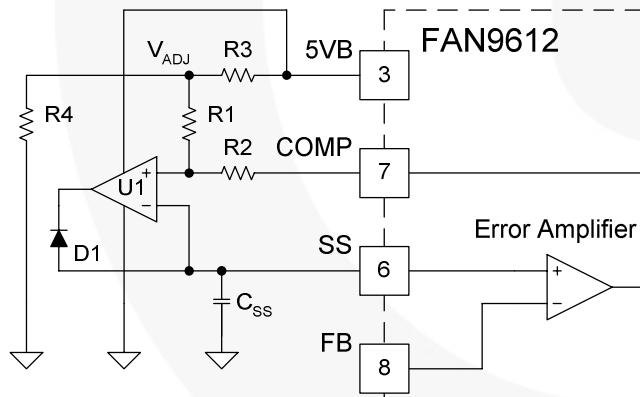


圖 8. 依輸出功率彈性調整輸出電壓

若要開始設計，必須建立兩個應用參數並選擇兩個電阻值。零負載時的輸出電壓為  $V_{OUT,0}$ ，而開始調整輸出電壓處的輸出功率位準為  $P_{ADJ}$ ，而這兩者可成為電源供應器規格的一部份。此外，設計者可以選擇每個分壓器的電阻器；例如， $R_2$  和  $R_4$ 。請注意， $R_1$ 、 $R_2$  分壓器電流是由  $R_3$ 、 $R_4$  分壓器所提供；因此，通過  $R_3$  和  $R_4$  的電流，至少必須大兩個數量級，才能防止兩個網路之間發生交感作用。但幸運的是，此要求與其限制完全符

合， $R_1$ 、 $R_2$  分壓器電流能夠維持在極低的數值，因此能避免輸出電壓調節誤差。此逐步設計程序概述請參看方程式 (8) 到 (12)。

誤差放大器的參考電壓終值  $V_{SS,0}$ ，對應至無負載之輸出電壓時，其值為：

$$V_{SS,0} = 3V \cdot \frac{V_{OUT,0}}{V_{OUT,NOM}} \quad (8)$$

其中  $V_{OUT,NOM}$  是全負載時的標稱輸出電壓，而 3V 是誤差放大器的參考電壓。誤差放大器在輸出電壓開始調整時的輸出，也可以透過下列方程式來決定：

$$V_{COMP}(P_{ADJ}) = V_{RAMP,OFFSET} + \Delta V_{COMP} \cdot \frac{P_{ADJ}}{P_{OUT,MAX}} \quad (9)$$

根據圖 8 所示之圖解，由  $R_3$ 、 $R_4$  分壓器所設定之電壓  $V_{ADJ}$  的適當值，可用下列方程式來計算：

$$V_{ADJ} = \frac{V_{SS,0} \cdot V_{COMP}(P_{ADJ}) - 3V \cdot V_{RAMP,OFFSET}}{V_{SS,0} + V_{COMP}(P_{ADJ}) - (3V + V_{RAMP,OFFSET})} \quad (10)$$

在選擇  $R_4$  (一般是 5 到 10k $\Omega$  的範圍) 之後，可以定義  $R_3$  以根據下列方程式將  $V_{ADJ}$  設定成計算求得的電壓：

$$R_3 = R_4 \cdot \left( \frac{5V}{V_{ADJ}} - 1 \right) \quad (11)$$

為確保  $R_1$  和  $R_2$  分壓器的電流不會影響  $R_3$  和  $R_4$  所建立的電壓 ( $V_{ADJ}$ )，請選擇  $R_2 = 100 \cdot R_4$ 。之後便可以用下列方程式求得  $R_1$  的值：

$$R_1 = R_2 \cdot \left( \frac{V_{ADJ} - V_{RAMP,OFFSET}}{V_{SS,0} - V_{RAMP,OFFSET}} - 1 \right) \quad (12)$$

圖 9 所示為最終電路效能。

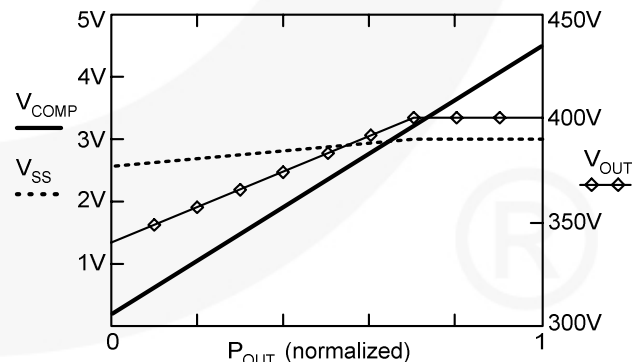


圖 9.  $V_{SS}$ 、 $V_{COMP}$  和  $V_{OUT}$  是標準化輸出功率的函數

總括來說，圖 8 所示的電路能讓使用者計畫輸出功率的函數，以調整升壓型 PFC 轉換器的輸出電壓。由  $R_1$  和  $R_2$  所構成的電阻式分壓器，能設定對應至無負載條件的最低輸出電壓位準，而  $R_3$ 、 $R_4$  分壓器則決定輸出電

壓開始降低時的功率位準。圖 9 中範例解答的設計，是要分別將  $V_{OUT}$  的標稱電壓依線性方式從 400V 線性降為 340V，並將轉換器的輸出功率，則從最大值的 70% 降為零。

### 依 $P_{OUT}$ 調整所有 $V_{OUT}$

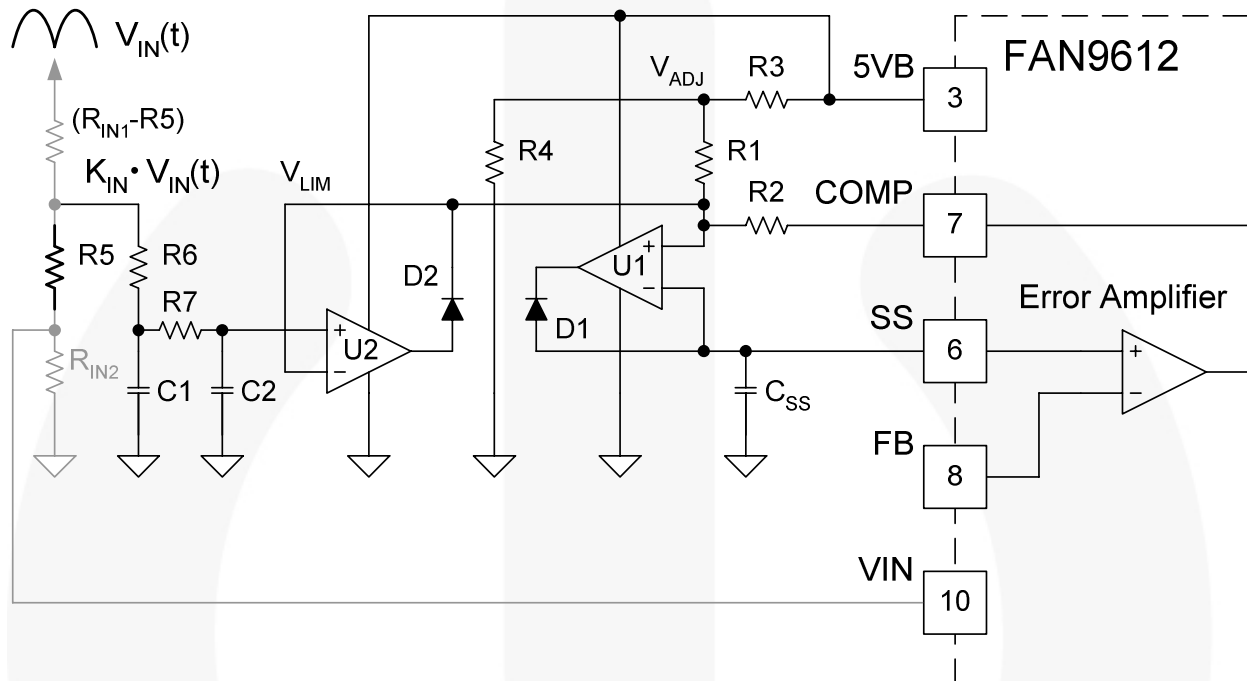


圖 10. 在覆蓋輸入電壓的情況下，依輸出功率調整通用輸出電壓

圖 10 介紹的是日後可能的解決方案。此電路是建立在之前所分析的圖 6 和圖 8 所示的電路圖上，但加入了一個平均濾波器以監控輸入 AC rms 電壓位準，還有合適的介面，以使用測量結果來限制高線電壓作業期間  $V_{OUT}$  的調整範圍。

選擇 R1 到 R4 電阻器的元件時，請依照前一節所概述的相同程序。輸入電壓是利用由 R6、C1、R7 和 C2 所構成的平均濾波器來測量。C2 兩端的電壓則用來限制輸出電壓可以調低的程度。輸入電壓測量和輸出電壓調整電路之間的介面，是由另一個運算放大器 U2 和一個二極體 D2 所提供。U2 和 D2 的效應是「只做為電源的理想二極體」，它只能提升由 R1 和 R2 所決定的電壓。C2 電壓會覆蓋由 R1、R2 分壓器在 U1 的非反相輸入時所產生的控制電壓。請注意，在 U1 的非反相輸入時，任何低於 FAN9612 3V 內部參考電壓的電壓，

這些解決方案有一個潛在的缺點，就是升壓型轉換器所規劃的輸出電壓，可能會比輸入電壓的峰值還低。當高壓和低功率情況同時發生時，便會發生這種情形。此時，根據所選擇的  $V_{OUT,0}$  位準，升壓型轉換器可能會變成峰值整流器，而功率因數修正則會遺失。為補救這種狀況，必須監控輸入電壓，並利用此資訊來限制輸出電壓調低的程度。

都會強制通過軟啟動電容器  $C_{SS}$ ，並且最後會決定輸出電壓。

將輸入電壓資訊導入輸出電壓調整電路的主要動機，是要確保一直都保持在最低電壓以上，以將升壓型電感器電流降至零。此最低電壓基本上是 AC 輸入電壓波形與輸出電壓之間的差異。這也是為什麼當輸入電壓上升時，可能必須覆蓋輸出功率所定義的輸出電壓設定點。在計算電路參數之前，設計者必須選擇升壓電感器 ( $V_{L,MIN}$ ) 兩端的最低逆向電壓。此電壓  $V_{L,MIN}$  根據下列方程式來定義輸入電壓比例因子  $K_{IN}$ ：

$$K_{IN} = \frac{\pi \cdot 3V}{2} \cdot \frac{V_{OUT,0}}{V_{OUT,NOM} \cdot (V_{OUT,0} - V_{L,MIN})} \quad (13)$$

其中 3V 是誤差放大器參考電壓的標稱值， $V_{OUT,NOM}$  是在進行任何調整之前的標稱輸出電壓，而  $V_{OUT,0}$  是無負

載時所需的最低輸出電壓；此處假設 AC 輸入電壓不會限制調整範圍。

如圖 10 所示，限幅器輸入電壓的偵測，可以結合電路中已經存在的輸入電壓分壓器，以提供降低輸入電壓資訊給 VIN 針腳。R<sub>IN1</sub> 和 R<sub>IN2</sub> 的電阻值，是根據電源供應器的降壓規格來決定。如需這些元件的設計程序，可參考資料表所含之部分「FAN9612 快速設定指南」，也可以參考標題為「使用 FAN9612 之交錯式邊界導通模式 PFC 的設計考量」的技術應用文件 AN-6086。通常，VIN 針腳需要比輸出電壓限幅器更低的電壓。因此，R<sub>IN1</sub> 必須分成兩個電阻器，意即 R5 和原本計算所得之 R<sub>IN1</sub> 電阻的餘數，以提供適當的換算因子。假設設計保留 R<sub>IN1</sub> 和 R<sub>IN2</sub> 的初值，則 R5 可以透過下列算式求得：

$$R5 = K_{IN} \cdot (R_{IN1} + R_{IN2}) - R_{IN2} \quad (14)$$

因為輸入電壓波形 V<sub>IN</sub>(t) 是依整流過的正弦波形狀而定，所以無法直接用來限制輸出電壓。此時必須使用由 R6、C1、R7 和 C2 所構成之平均濾波器所提供的平均值。這些元件執行的是兩級低通濾波器的作用。此濾波器是根據輸入 AC 電源 f<sub>LINE,MIN</sub> 的最低頻率所設計。此濾波器的建議轉角頻率可以依照下列算式來設定：

$$f_p = 0.15 \cdot f_{LINE,MIN} \quad (15)$$

元件數值的定義為：

$$C1 = C2$$

$$R6 = R7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C1} \quad (16)$$

其中應選擇 C1 以確定電阻器的值 (R6 和 R7) 在 500kΩ 範圍內。並且濾波器一定不能負載輸入電壓分壓器；因此 R6 和 R7 必須是高阻抗。因為濾波器網路並未使用連接至 GND 的任何電阻器，所以在以 VIN 針腳之輸入電壓的正確調整值為基礎的函數中，並不會造成任何測量誤差。假設最低線性頻率為 47Hz，則建議的元件值為 C1=C2=47nF 和 R6=R7=470kΩ。

輸出電壓和輸出功率變化的結合效應，會產生如 11 中所示的輸出特性。

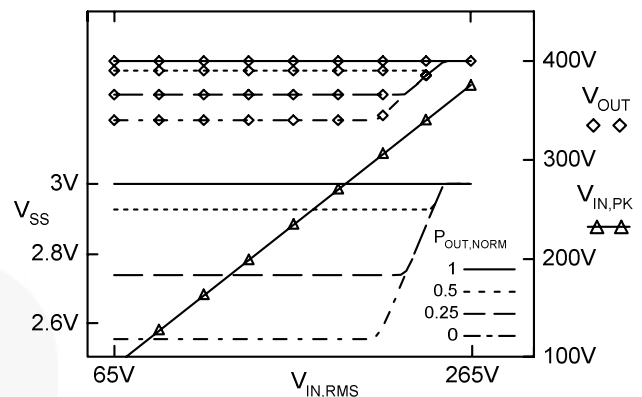


圖 11. 為輸入 rms 電壓函數的 V<sub>SS</sub>、V<sub>OUT</sub> 和 V<sub>IN,PEAK</sub>

如圖 111 所示，轉換器的輸出電壓會根據輸出負載而調整，但前提是輸入 AC 電壓波形的峰值，至少要保持在此所需輸出電壓 40V 以下。在高 AC 線電壓的情況時，輸出電壓為負載與輸入電壓結合的函數，因此能使輸出電壓保持在輸入波形峰值的 40V 以上。

## 二級升壓型輸出電壓實作

可以想見的，升壓型輸出電壓並不是如負載或輸入電壓的函數般連續調整，而是在以輸入 AC 電源為函數的兩個不連續設定點之間切換，如圖 122 所示。

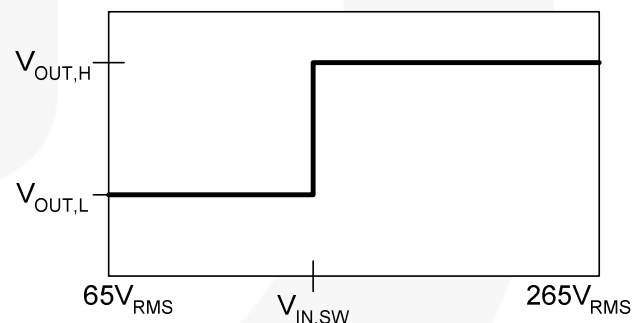


圖 12. 二級升壓型輸出特性

當以標稱位準 V<sub>OUT,H</sub> 調節升壓型輸出電壓，且 PFC 使用標稱的 230V AC 電源時，便可以考慮這個解決方案。但是當使用 120V AC 電壓做為電源時，便可以在較低的不同電壓 V<sub>OUT,L</sub> 調節升壓型輸出電壓。雖然這個概念聽起來相當簡單，但實行起來可能會很困難，因為不同電壓位準之間會不相容。

基本上有兩種不同的方法能夠解決這個問題。例如，當兩個不同輸出電壓之間發生轉換時，設計者可以定義輸入 AC rms 電壓位準 V<sub>IN,SW</sub>。在這種情況下，最低輸出電壓 V<sub>OUT,L</sub> 就有點受到限制。此電壓必須遠高過輸入 AC 波形的峰值。

$$V_{OUT,L,MIN} = \sqrt{2} \cdot V_{IN,SW} + V_{L,MIN} \quad (17)$$

此處的  $V_{L,MIN}$  是之前所定義之升壓型電感器兩端的最低逆向電壓。根據方程式 (17)，如果轉換應該在 150V<sub>RMS</sub>，且電感器最低逆向電壓為 40V，則較低的整流位準不可以低於 250V DC 左右。

而另一個案例選擇的是  $V_{OUT,L}$ ，並且定義了發生轉換時的輸入 rms 電壓位準。

$$V_{IN,SW} = \frac{V_{OUT,L} - V_{L,MIN}}{\sqrt{2}} \quad (18)$$

例如， $V_{OUT,L}=220V$  會迫使設計者轉換至 127V<sub>RMS</sub> 輸入電壓時較高的輸出電壓位準，以維持升壓型電感器兩端 40V 的最低逆向電壓。在美國和部分亞洲國家，此電壓位準仍視為是在 120V AC 電源的正常容差範圍內。由此可見，為二級升壓型轉換器選擇正確的電壓位準，是相當具有挑戰性的。理想狀況下，兩個輸出電壓位準之間的轉換，應該發生在 140V<sub>RMS</sub> 和 198V<sub>RMS</sub> 之間。這些電壓分別代表 127V AC 電源的上限和 220V AC 電源的下限。有鑑於此， $V_{OUT,L}$  標稱電壓應保持在 250V DC 以上，並且最好設定在 300V 左右。

另外在選擇輸出位準時，還有幾個問題應該要仔細考慮，包括轉換器輸出電容器線頻率漣波電壓的振幅，以及電壓維持時間的需求。此問題是，儲存在電容器中的能量，與輸出電壓的平方成正比。假設輸出電容器計算條件是：全負載時，輸出電壓為 400V +/-20V (也就是 +/-5%) 線性頻率漣波。當輸出電壓為 300V 時，漣波會增加至 +/-35V (或 +/-12%)，當 200V 時，漣波會到達 +/-80V (等於 +/-40%)。一般而言，輸出電壓設定點越低，尤其是  $V_{OUT,L}$ ，則轉換器設計的輸出電容量

就必須越高，才能控制線性頻率漣波。同樣地，若是符合電壓維持時間需求的輸出電壓位準極低的話，則會對輸出電容量造成嚴重的影響。

一旦建立合適的輸出電壓，便可以使用圖 13 所示的電路圖來實作二級升壓型功率因數修正器。

此電路實作包含兩個部分，第一個部分是 R8、R9 和由 U1 與 D1 所構成的「僅汲入的理想二極體」，用於建立  $V_{OUT,L}$  電壓位準。在此電路的其他部分，U2 是設定做為比較器，而其輸出電壓轉換的臨界值是由 R11 和 R12 決定。電晶體 Q1 和 R13 提供比較器的遲滯效應。比較器的輸出電壓，與 D2、R10 電流限制電阻器及 C3 濾波電容器合起來，可用於覆蓋在 U1 的非反相輸入時所表現的電壓。一旦峰值輸入電壓超過對應至  $V_{IN,SW}$  的所需電壓時，比較器輸出便會升高，並以峰值為 C3 濾波電容器充電至二極體順向壓降少於 U2 的 5V 偏壓。此時，D1 會變成逆向偏壓，並且  $C_{SS}$  會充電至其標稱的 3V 位準，此位準對應至轉換器的標稱輸出電壓  $V_{OUT,H}$ 。由 R13 和 Q1 所造成的寬廣的遲滯特性，能確保 U2 能維持高輸出，時間大約是能將 C3 充電至比較器第一個觸發事件的最終電壓位準時，所需之線路週期的四分之一。此電路的設計程序一開始要先設定  $V_{OUT,L}$ 。較低的輸出電壓位準是由 R8、R9 以及這些電阻器所構成，與 R10、C3 一起搭配使用時，也可以定義比較器輸出濾波器的時間常數。而阻抗必須相當高才能降低 C3 電容器的值。建議將分壓器電流設定為 10μA，這表示：

$$R8 + R9 = \frac{5V}{10\mu 0} = 500k\Omega \quad (19)$$

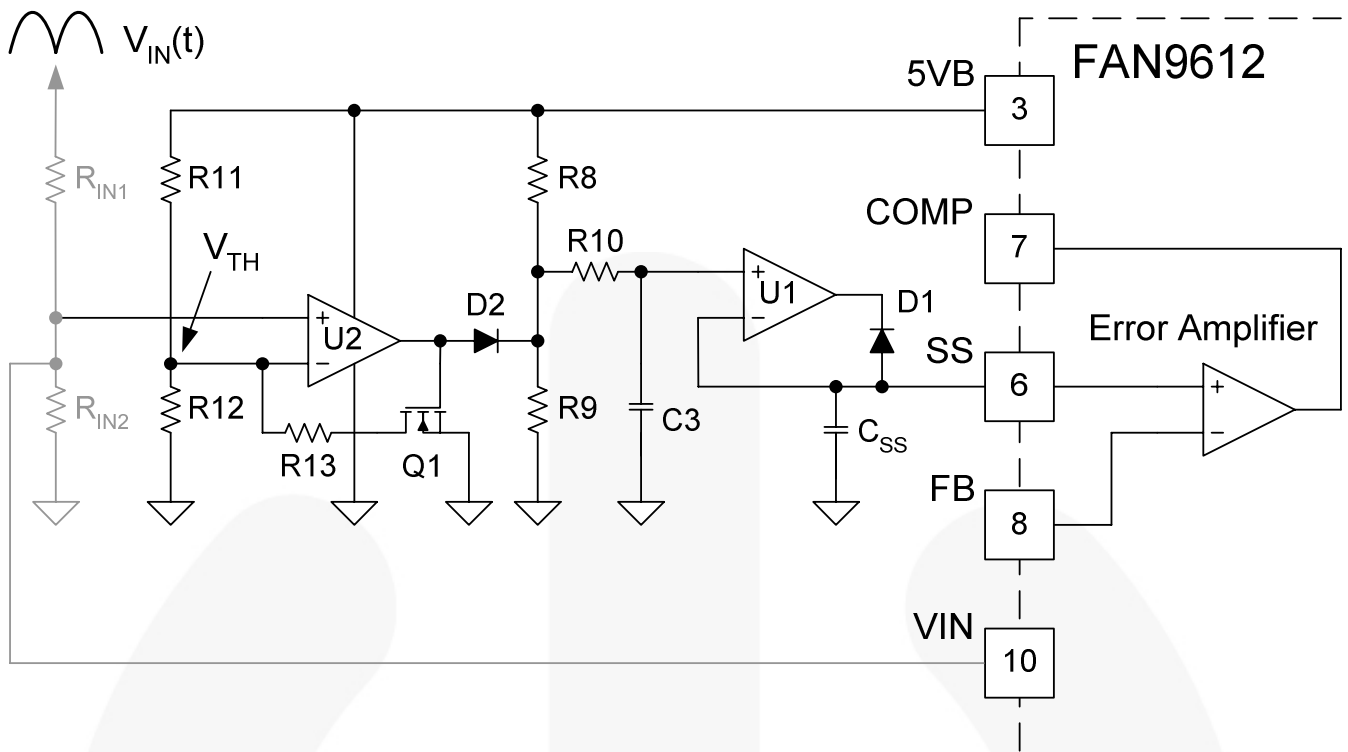


圖 13. 二級升壓型輸出電壓實作

所需的電阻器數值，可以根據所需的  $V_{OUT,L}$  電壓位準透過下列方程式求得：

$$R9 = \frac{3V \cdot V_{OUT,L}}{5V \cdot V_{OUT,H}} \cdot (R8 + R9) \quad (20)$$

其中 3V 為誤差放大器參考電壓的標稱電壓值，5V 是 5VB 針腳的電壓， $V_{OUT,H}$  是較高的輸出電壓， $V_{OUT,L}$  是較低的輸出電壓位準，而 R8 和 R9 的總和則是用方程式 (19) 求得。假設總阻抗為 500k $\Omega$ ，而扣除下列數值後便可得到 R8：

$$R8 = 500k\Omega - R9 \quad (21)$$

在大部分的應用中， $R10=5k\Omega$  和  $C3=0.47\mu F$  已能為 U2 的輸出提供足夠的濾波和電流限制效果。

兩個輸出電壓之間的轉換，會發生在使用者所規劃的輸入電壓位準  $V_{IN,SW}$ ，而此位準是由 R11 和 R12 所決定。請遵循方程式 (19) 到 (21) 中的方式來進行計算，並假設有一個 50 $\mu A$  的分壓器；因此：

$$R11 + R12 = \frac{5V}{50\mu A} = 100k\Omega \quad (22)$$

$$R12 = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{IN,SW} \cdot R_{IN2}}{5V \cdot (R_{IN1} + R_{IN2})} \cdot (R11 + R12) \quad (23)$$

$$R11 = 100k\Omega - R12 \quad (24)$$

建議的遲滯窗為比較器跳變臨界值的一半，並且可以透過 R13 的方程式來計算：

$$R13 = \frac{R11 \cdot R12}{R11 + R12} \quad (25)$$

電晶體 Q1 可以是小訊號 NMOS 元件，例如 2N7002 或類似裝置。其導通狀態阻抗與 R13 電阻比較起來應該可以被忽略，而選擇此電晶體的原因，是因為其閘極可以由 U2 的輸出直接驅動。雖然 U2 能夠執行比較器的功能，但它可以是運算放大器裝置。R13 所設定的寬遲滯窗，能確保每個修正 AC 輸入波形期間，輸出狀態只變更過一次，並且最小脈衝寬度至少為該時間間隔的四分之一。因此，運算放大器能夠在兩個狀態間穩定切換，並讓使用者利用單一封裝中的雙重運算放大器來實作 U1 和 U2。

### 升壓隨耦器實作

相對於兩個不連續的輸出電壓位準，PFC 升壓型轉換器是可以設計成按照輸入電壓的函數來連續調整。這種方式稱為「升壓隨耦器」方法，其中的輸出電壓，是輸入 AC 電壓波形之峰值以上的預定最小電壓。圖 144 所示為使用 FAN9612 之升壓隨耦器的可能實作。

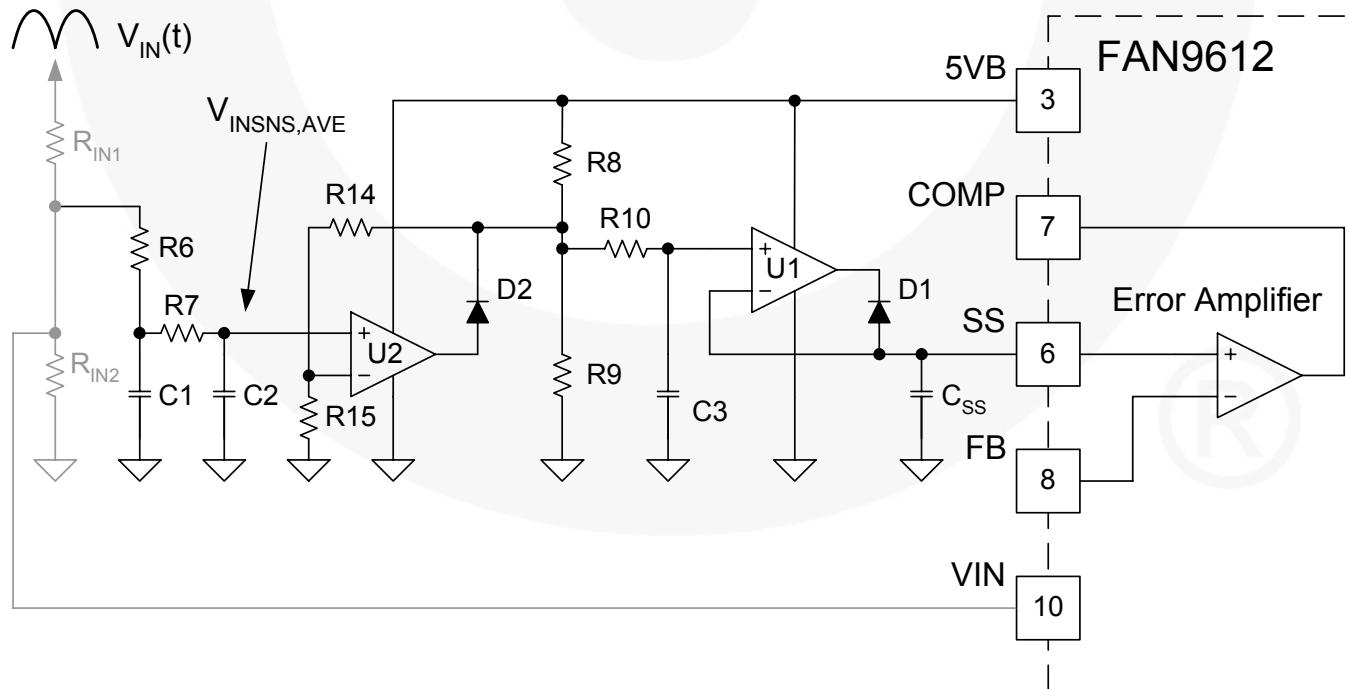


圖 14. 升壓隨耦器結構示意圖

此電路使用  $R_{IN1}$  和  $R_{IN2}$  所形成的輸入電壓檢測分壓器，此分壓器已顯示在此設計中，並且提供縮小版的  $V_{IN}$  針腳輸入電壓。此外還需要  $R6$ 、 $R7$ 、 $C1$  和  $C2$  所構成的平均濾波器。此電路與圖 10 中所介紹的相同。其最小輸出電壓由  $R8$ 、 $R9$ 、 $R10$  和  $C3$  設定。在二級升壓型範例中，圖 133 中的電路設定的輸出電壓較低。這兩個電路區塊之間的介面，是由  $U2$ 、 $D2$ 、 $R14$  和  $R15$  所構成的增益級所提供。增益級會將平均輸入電壓調整至適當的位準，以將輸出電壓調整至所需的值。而誤差放大器的最終參考電壓，則是使用之前所介紹的由  $U1$  與  $D1$  所構成之「僅汲入的理想二極體」概念，疊加在軟啟動電容器的兩端。

與稍早的設計範例類似，在計算元件值之前，必須先選擇幾個操作參數。這些參數包括轉換器的最低輸出電壓位準  $V_{OUT,L}$ ，以及在升壓型整流器二極體傳導間隔期間，電感器兩端的最低逆向電壓  $V_{L,MIN}$ 。如需瞭解如何適當選擇這些參數，請參考「二級升壓型輸出電壓實作」一節中所概述之重要考量。

設定轉換器最低輸出電壓的設計程序，與二級升壓型輸出電壓的調整步驟相同，但  $R8$ 、 $R9$  分壓器的電流並不是臨界電流，且額定電流亦增加到  $50\mu A$  以提高其抗擾性。請注意， $R14$  和  $R15$  電阻器的結合，是以並聯方式連接  $R9$ 。為簡化計算，此處假設：

$$R9 = R14 + R15 \quad (26)$$

因此  $R9$ 、 $R14$ 、 $R15$  網路的等效電阻變成  $R9$  的一半：

$$R8 + \frac{R9}{2} = \frac{5V}{50\mu 0} = 100k\Omega \quad (27)$$

所需的電阻器數值，可以根據所需的  $V_{OUT,L}$  電壓位準透過下列方程式求得：

$$R9 = \frac{2 \cdot 3V \cdot V_{OUT,L}}{5V \cdot V_{OUT,NOM}} \cdot \left( R8 + \frac{R9}{2} \right) = \frac{2 \cdot 3V \cdot V_{OUT,L}}{5V \cdot V_{OUT,NOM}} \cdot 100k\Omega \quad (28)$$

其中  $3V$  為誤差放大器參考電壓的標稱數值， $5V$  是  $5VB$  針腳的電壓， $V_{OUT,nom}$  是標稱輸出電壓， $V_{OUT,L}$  是最低的輸出電壓位準，而  $R8$  與二分之一  $R9$  的總和則依 (27) 所表示。假設總阻抗為  $100k\Omega$ ，則減去下列數值後可得  $R8$ ：

$$R8 = 100k\Omega - \frac{R9}{2} \quad (29)$$

在大部分的應用中， $R10=5k\Omega$  和  $C3=0.47\mu F$  已能為  $U2$  的輸出提供足夠的濾波和電流限制。

輸入 rms 電壓和  $V_{INSNS,AVE}$  信號之間的轉換函數，可表示成：

$$V_{INSNS,AVE} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{IN,RMS} \cdot \frac{R_{IN2}}{R_{IN1} + R_{IN2}} \quad (30)$$

必要的增益由  $R14$  和  $R15$  設定。如果是非反相增益級，則 DC 增益可以表示成：

$$K_{GAIN} = 1 + \frac{R15}{R14 + R15} \quad (31)$$

此外，當峰值線電壓與電感器最低逆向電壓的總和，等於最低輸出電壓位準時，便可以判斷臨界輸入 rms 電壓的增益。此關係可以表示成：

$$K_{GAIN} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{3V \cdot V_{OUT,L}}{V_{OUT,NOM} \cdot (V_{OUT,L} - V_{L,MIN})} \cdot \frac{R_{IN1} + R_{IN2}}{R_{IN2}} \quad (32)$$

當方程式 (31) 與 (32) 右側的運算式等化後，代入方程式 (26) 中的關係，因此結果可以重新排列成：

$$R15 = \left( \frac{\pi \cdot 3V \cdot V_{OUT,L} \cdot (R_{IN1} + R_{IN2})}{2 \cdot V_{OUT,NOM} \cdot (V_{OUT,L} - V_{L,MIN}) \cdot R_{IN2}} - 1 \right) \cdot R9 \quad (33)$$

根據方程式 (26)， $R14$  的值为：

$$R14 = R9 - R15 \quad (34)$$

由圖 155 得知，利用此程序，升壓隨耦器設計便可根據輸入 rms 電壓調整功率因數修正器的輸出電壓。

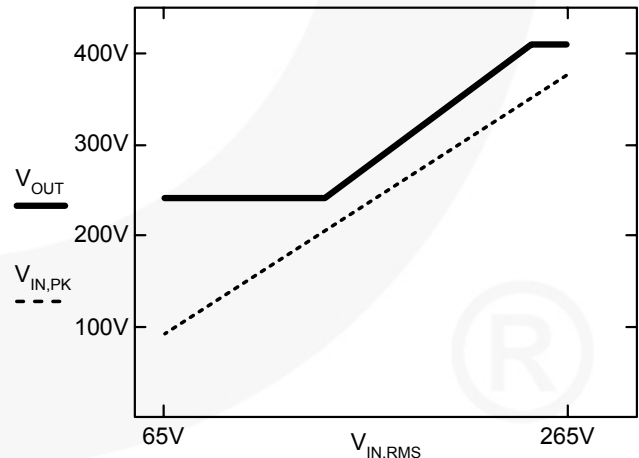


圖 15. 升壓隨耦器輸出特性為輸入 rms 電壓的函數

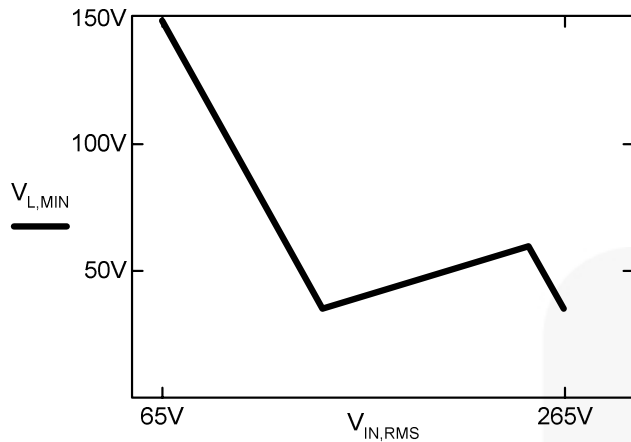


圖 16. 升壓型電感器的最低逆向電壓為輸入 rms 電壓的函數

此外，根據所選擇的  $V_{L, MIN}$  值，該實作能保證在升壓型二極體傳導期間，電感器具有最低逆向電壓，如圖 166 所示。

在分析 BCM PFC 轉換器的工作頻率時，便能感受到電感器最低逆向電壓的重要性。在整流器二極體的傳導間隔期間，升壓型電感器的電流，以正比於電感器兩端的電壓及其電感的比率減少。轉換器的輸出電壓對  $di/dt$  有很顯著的影響，並且還會影響電源供應器的工作頻率。在 BCM PFC 設計中，最小工作頻率是調整 EMI 濾波器大小最重要的參數。最小頻率作業會發生在負載最大、輸入 rms 電壓最小，以及 AC 輸入電壓波形為峰值的情況。升壓型電晶體的傳導時間，與輸入電壓、輸出功率和升壓型扼流器的電感成正比。升壓型二極體的傳導時間是由輸出電壓以外的相同參數所決定。當轉換器的輸出電壓降低時，升壓開關的開啟時間並不會改變，但二極體傳導時間會延長。

表 2 升壓隨耦器和固定輸出電壓 PFC 轉換器的頻率比較

$V_{IN}$	升壓隨耦器		固定輸出 ( $V_{OUT}=400V$ )
	$f_{SW, MIN}$	$V_{OUT}$	$f_{SW, MIN}$
65V <sub>RMS</sub>	30kHz	240V	37kHz
120V <sub>RMS</sub>	48kHz	240V	94kHz
140V <sub>RMS</sub>	39kHz	240V	112kHz
198V <sub>RMS</sub>	65kHz	328V	134kHz
230V <sub>RMS</sub>	88kHz	381V	112kHz
265V <sub>RMS</sub>	50kHz	400V	50kHz

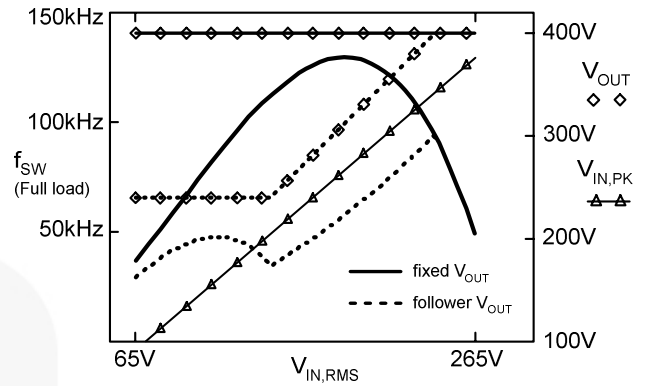


圖 17. 升壓隨耦器與固定輸出電壓 PFC 之最小工作頻率的比較

工作頻率較低。圖 17 以圖形方式顯示這種現象，圖中使用跟隨圖 155 所描述之輸出特性的升壓隨耦器應用，與固定輸出電壓實作做比較。

圖 17 以雙相 440W PFC 轉換器（每個使用 FAN9612 的通道為 220W）的特定設計為範例，其標稱輸出電壓為 400V，而每個功率級為有一個 200 $\mu$ H 電感器。圖中展示使用最低工作頻率之耦隨實作的各種輸入效應。Table 2 中所列為最重要的頻率值（譯註：原文此句可能有誤）。

這項比較凸顯出一項事實，就是在輸出到達標稱電壓位準（此範例為 400V）之前，在整個輸入電壓範圍內，升壓隨耦器的工作頻率是比較低的。升壓隨耦器在最小輸入電壓（65V rms）時，會產生約低 20% 的絕對最小頻率。較低的工作頻率有助於減少切換損失。此外，當轉換器以降低的輸出電壓作業時，由於元件壓力較小，因此電源供應器的可靠性能獲得改善。但另一方面，較低的頻率作業可能會增加 EMI 濾波器的大小，並且較低的輸出電壓需要較大的輸出電容量。

此外，下行 DC-DC 轉換器必須設計寬的輸入電壓範圍，因為這可能會對其效率與適當拓樸結構的選擇，造成負面的影響。

最後，讓我們看一下當輸出功率能控制升壓型輸出電壓時，BCM PFC 的工作頻率特性如何，這應該很有趣。在此實作中，降低的輸出功率將工作頻率推高。而同一時間，輸出電壓調整得更低，而這會造成降低切換頻率的效果。這兩個相對趨勢的結合，在輕負載時，仍會造成比全負載時更高的頻率作業，但頻率增加的幅度會減少。由於輸出電壓降低，因此較低的頻率作業會連帶降低切換損失，並適度改善輕負載時的效率。同時，輸出電容器仍維持相對比較小的尺寸，並且符合所有作業條件下的電壓維持時間需求。

### 其他實作細節

需要實作各種輸出電壓調整方案的外部電路，必須要能夠與 FAN9612 現有的內部電路搭配使用。為達到這些解決方案所需的準確性，外部電路及其對 FAN9612 的介面，必須符合特定需求。

這些需求大部分都與 FAN9612 的誤差放大器有關。圖 1818 所示為已設定其補償網路的典型誤差放大器。

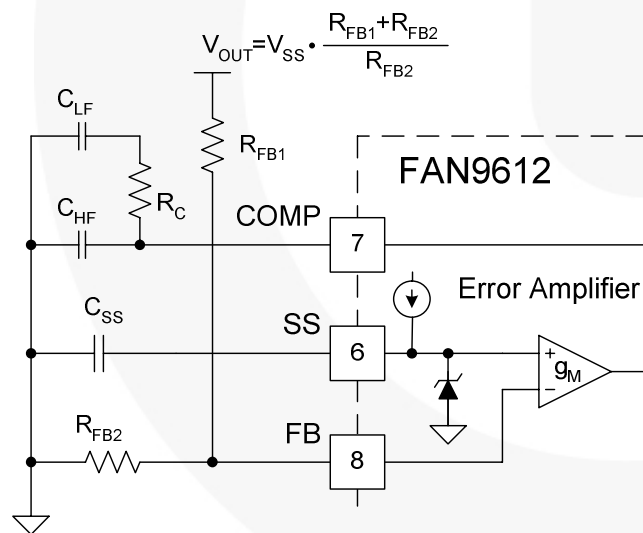


圖 18. 具有補償網路的誤差放大器

FAN9612 採用  $g_M$  類型的誤差放大器。此裝置的輸出電流，與其反相和非反相輸入之間的電壓差距成正比。通常，補償網路並沒有至 GND 或其他任何電路節點的 DC 路徑，如圖 1818 所示。因此，在正常作業期間，其輸出電流為零，且回授針腳等於 SS 針腳處的放大器參考電

壓。而輸出電壓則在  $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$  電阻器所決定之所需電壓進行調節。當電阻性元件終止誤差放大器的輸出時，即使在穩態的作業期間，DC 電流也必須流通。要形成此 DC 電流， $g_M$  類型的誤差放大器之間，必須存在電壓差異。結果，反相輸入與非反相輸入不相等，並發生輸入電壓調節誤差。此偏移值與放大器的  $g_M$  和裝置的輸出電流成正比。

$$V_{OUT,OFFSET} = I_{COMP} \cdot g_M \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \quad (35)$$

當放大器產生電流時，此處的  $I_{COMP}$  為正值。

當輸出電壓是透過轉換器的輸出功率來調整時，必須使用 COMP 針腳。圖 6、圖 8 和圖 10 的結構示意圖為這類解決方案的範例。若要將輸出電壓偏移值降至最小，則這些電路中連接至 COMP 針腳的電阻性分壓器，必須擁有高阻抗，才能限制電流流入誤差放大器的輸出端。

另一個需要注意的高阻抗電路節點，是連接到 FAN9612 控制器 SS 針腳之誤差放大器的非反相輸入。如圖 1818 所示，連結至該針腳的內部電路是一個小電流源，並且以齊納 (Zener) 符號來表示精確箝位電路。其電流源在  $5\mu A$  的範圍內，並且箝位是針對高精度、但低電流作業所設計。此針腳應視為高阻抗節點；因此，外部電路可以輕易地將 SS 針腳拉高到箝位電路的標稱位準 (3V) 以上，而使輸出電壓升高到超過標稱值。為避免因拉高 SS 針腳至其標稱位準 (3V) 以上而導致輸出電壓過高，所有輸出電壓調整電路的介面都必須使用「僅汲入的理想二極體」電路與 SS 針腳連結。

所有結構示意圖中都有畫出理想二極體電路，圖中並包含運算放大器和小訊號二極體。根據二極體的方向，電路將實作「電源模式」或「汲入模式」的二極體功能。由於已消除順向壓降，因此視為理想電路。如果只使用二極體而不是理想電路的話，會因為 pn 介面順向壓降的不正確與溫度關係而變的很麻煩。在大部分有功能的電路中，誤差放大器的參考電壓只會調整幾百毫伏，這與二極體順向壓降的溫度變化所造成的影響是差不多的。因此，為達到任何合理的正確性，是需要使用理想二極體電路。

### 總結

分析功率因數修正器之各種輸出電壓的折衷值。介紹具有不同複雜性之外部電路的 FAN9612 控制器來調整  $V_{OUT}$ 。提供逐步的設計程序。

## 作者簡介

Laszlo Balogh 是 Fairchild Semiconductor 的技術人員與系統工程師。他在 1983 年於匈牙利的布達佩斯科技大學 ( Technical University of Budapest ) 獲得 MSEE 學位。在為航太、通訊和工業應用的電源設計貢獻多年的心力之後，他在 1994 年加入了 Unitrode ( 現為德州儀器 )。而在 2005 年，Laszlo 加入 Fairchild Semiconductor，並服務於「高功率解決方案」( High-Power Solutions ) 團隊。Laszlo 負責開發各種類比與數位 PWM 控制器、電源供應器支援積體電路以及其應

用支援。在他 26 年從事電源管理的職業生涯中，Laszlo 有許多會議論文與技術應用文件的著作，並且擁有許多專利及申請中的專利，同時參與世界各地所舉辦的 Fairchild 電源供應器設計研討會 ( Fairchild Power Supply Design Seminar )。

## 相關資源

[資料表, FAN9612 – 交錯式雙 BCM PFC 控制器](#)

[技術應用文件 AN-6086 – 使用 FAN9612 之交錯式邊界導通模式 PFC 的設計考量](#)

[技術應用文件 AN-8018 – 評測板 FEB279 使用者指南, 使用 FAN9612 的 400W 評測板](#)

[Fairchild 電源供應器研討會 2008-2009 年論文 – 認識交錯式邊界導通模式 PFC 轉換器](#)

### DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

### LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.