

設計更高效能、低 EMI 的準諧振配接器

本文由安森美半導體提供

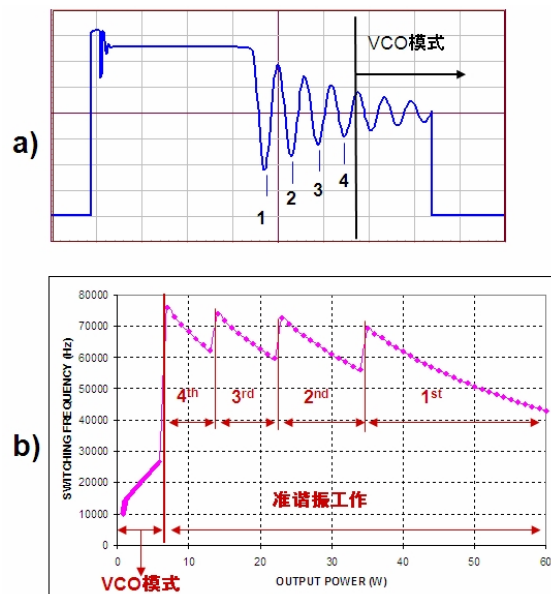
準方波諧振轉換器也稱準諧振(QR)轉換器，廣泛用於電源配接器。準方波諧振的關鍵特徵是金屬氧化物半導體場效應電晶體(MOSFET)在漏極至源極電壓(V_{DS})達到其最低值時導通，從而減小開關損耗及改善電磁干擾(EMI)訊號。

準諧振轉換器採用不連續導電模式(DCM)工作時， V_{DS} 必須從輸入電壓(V_{in})與反射電壓($V_{reflect}$)之和降低到 V_{in} 。變壓器初級電感(L_p)與節點電容(C_{lump} ，即環繞MOSFET漏極節點的所有電容組合值，包括MOSFET電容和變壓器寄生電容等)構成諧振網路， L_p 與 C_{lump} 相互振盪，振盪半週期以公式 $t_x = \pi\sqrt{L_p C_{lump}}$ 計算。

然而，自振盪準諧振轉換器在負載下降時，開關頻率上升；這樣，在輕載條件下，如果未限制開關頻率，損耗會較高，影響電源效能；故必須限制開關頻率。

限制開關頻率的方法有兩種。第一種是傳統準諧振轉換器所使用的帶頻率反走的頻率鉗位方法，即通過頻率鉗位來限制開關頻率。但在輕載條件下，系統開關頻率達到頻率鉗位限制值時，出現多個處於可聽雜訊範圍的谷底跳頻，導致訊號不穩定。

為了解決這個問題，就出現第二種方法，也就是谷底鎖定，即在負載下降時，在某個谷底保持鎖定，直到輸出功率大幅下降，然後改變谷底。輸出功率降低到某個值時，進入壓控振盪器(VCO)模式，參見圖 1。具體而言，反饋(FB)比較器會選定谷底，並將訊息傳遞給計數器，FB 比較器的磁滯功能就鎖定谷底。這種方法在系統負載降低時，提供自然的開關頻率限制，不會出現谷底跳頻雜訊，且不會降低效能。



圖一 谷底鎖定方法示意圖

最新準諧振控制器 NCP1379/NCP1380 概覽

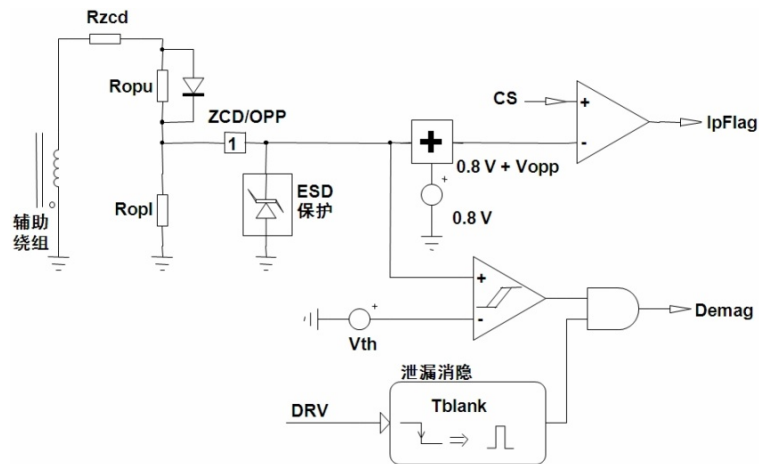
NCP1379 和 NCP1380 是安森美半導體新推出的兩款高性能準諧振電流模式控制器，特別適合配接器應用。

作為應用上述第二種方法的控制器，NCP1379 和 NCP1380 包括兩種工作模式：一為準諧振電流模式，帶谷底鎖定功能，能消除雜訊；二為 VCO 模式，用於在輕載時提升效能。這兩款元件還提供多種保護功能，如過載保護(OPP)、軟啓動、短路保護、過壓保護、過溫保護及輸入欠壓保護。

就工作原理而言，在帶谷底鎖定的準諧振模式，控制器根據反饋電壓鎖定至某個谷底(最多到第 4 個谷底)，峰值電流根據反饋電壓來調整，提供所需的輸出功率。這樣，就解決了準諧振轉換器的谷底跳頻不穩定問題，且與傳統準諧振轉換器相比，提供更高的最小開關頻率及更低的最大開關頻率，還減小變壓器尺寸。

而在反饋電壓小於 0.8 V(輸出功率減小)或小於 1.4 V(輸出功率上升) 時，控制器進入 VCO 模式，此時峰值電流固定，為最大峰值電流的 17.5%，而開關頻率可變，由反饋環路設定。

在保護功能方面，這兩款元件以讀取輔助繞組電壓結合提供過零檢測(ZCD)和過載保護功能(參見圖 2)，其中在 MOSFET 關閉期間(輔助繞組正電壓)使用 ZCD 功能，而在 MOSFET 導通期間(輔助繞組負電壓)使用 OPP 功能，能夠根據 ZCD 電壓減小峰值電流。



圖二 NCP1379/NCP1380 結合提供 ZCD 和 OPP 功能

此外，這兩款控制器內置 80 ms 定時器，用於短路驗證。還提供繞組短路保護功能，以額外的電流感測(CS)比較器及縮短時間的前沿消隱(LEB)來檢測繞組短路，當電流感測電壓(V_{CS})達到電流感測電壓閾值(V_{ILIM})的 1.5 倍後就關閉控制器。

值得一提的是，NCP1380 提供 A、B、C 和 D 等不同版本，用以滿足客戶不同的保護需求。例如，四個版本均提供過壓保護功能，而其中 NCP1380A 和 NCP1380B 提供過溫保護，NCP1380C 和 NCP1380D 提供輸入過壓保護。

另外，NCP1380A 和 NCP1380C 提供過流保護門鎖，而 NCP1380B 和 NCP1380D 提供過流保護自動恢復功能。此外，NCP1380A 和 NCP1380B 在同一引腳上結合了過壓保護和過溫保護功能，而 NCP1380B、NCP1380D 及 NCP1379 在同一引腳上結合了過壓保護和輸入欠壓保護功能，這樣就減少了外部元件需求。

應用設計過程

假定我們的目標電源規格為：輸入電壓 85 至 265 V_{rms} ，輸出電壓 19 V，輸出功率 60 W，最小開關頻率 45 kHz(輸入電壓為 100 Vdc 時)，採用 600 V MOSFET，230 V_{rms} 時待機能耗低於 100 mW。這樣，我們可將應用設計過程分解為多個步驟。

1) 準諧振變壓器參數計算

$$\text{匝數比： } N_{ps} = \frac{k_c (V_{out} + V_f)}{B_{Vdss} k_D - V_{in,max} - V_{os}} = \frac{1.3 \times (19 + 0.8)}{600 \times 0.85 - 375 - 10} \Rightarrow N_{ps} \approx 0.25$$

初級峰值電流：

$$\begin{aligned} I_{pri,peak} &= \frac{2P_{out}}{\eta} \left(\frac{1}{V_{in,min}} + \frac{N_{ps}}{V_{out} + V_f} \right) + \pi \sqrt{\frac{2P_{out} C_{lump} F_{sw}}{\eta}} \\ &= \frac{2 \times 60}{0.85} \left(\frac{1}{100} + \frac{0.25}{19.8} \right) + \pi \sqrt{\frac{2 \times 60 \times 250 p \times 45k}{0.85}} \Rightarrow I_{pri,peak} = 3.32 A \end{aligned}$$

$$\text{初級電感： } L_{pri} = \frac{2P_{out}}{I_{pri,peak}^2 F_{sw} \eta} = \frac{2 \times 60}{3.32^2 \times 45k \times 0.85} \Rightarrow L_{pri} = 285 \mu H$$

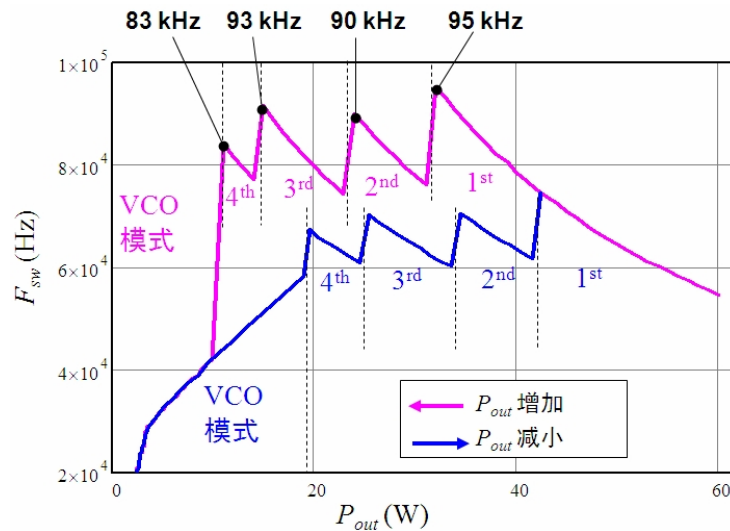
$$\text{最大占空比： } d_{max} = \frac{I_{pri,peak} L_{pri}}{V_{in,min}} F_{sw,min} = \frac{3.32 \times 285 \mu}{100} 45k \Rightarrow d_{max} = 0.43$$

$$\text{初級均方根(RMS)電流： } I_{pri,rms} = I_{pri,peak} \sqrt{\frac{d_{max}}{3}} = 3.32 \sqrt{\frac{0.43}{3}} \Rightarrow I_{pri,rms} = 1.26 A$$

$$\text{次級均方根(RMS)電流： } I_{sec,rms} = \frac{I_{pri,peak}}{N_{ps}} \sqrt{\frac{1-d_{max}}{3}} = \frac{3.32}{0.25} \sqrt{\frac{1-0.43}{3}} \Rightarrow I_{sec,rms} = 5.8 A$$

2) 預測開關頻率

負載下降時，控制器會改變谷底。問題在於如何才能預測負載變化時開關頻率怎樣變化。實際上，功率增加或減小時，控制器用以改變谷底的反饋(FB)電平也不同，正是借此功能提供谷底鎖定。知道反饋電平閾值後，我們就能夠計算開關頻率的變化及相應的輸出功率。通過手動計算或使用 **Mathcad** 電子表格，我們就可以解出最大開關頻率。



圖三 預測開關頻率

3) 時序電容值(C_t)計算

在VCO模式下，開關頻率由時序電容(C_t)完成充電而設定，而C_t電容的充電完成受反饋環路控制。由準諧振模式的第4個谷底向VCO模式過渡時，輸出負載輕微下降。

要計算C_t電容值，先要計算第4個谷底工作時的開關頻率，並可根據反饋電壓(V_{FB})與時序電容電壓(V_{Ct})之間的關係計算出V_{Ct}的值為 1.83 V。然後，根據等式 C_t=I_{Ct}T_{sw,vco}/1.83，可以計算出C_t的值為 226 pF。我們實際選擇的的 200 pF的C_t電容。

4) 應用過載補償

在高線路輸入電壓(265 V_{rms})時，由於傳播延遲，我們可以計算出峰值電流為：

$$I_{pk(high)} = \frac{0.8}{R_{sense}} + V_{in,max} \sqrt{2} \frac{t_{prop}}{L_p} = \frac{0.8}{23} + 265\sqrt{2} \frac{600 \times 10^{-9}}{290 \times 10^{-6}} = 4.32 \text{ A}$$

開關頻率為：

$$\begin{aligned} T_{sw(high)} &= I_{pk(high)} L_p \left(\frac{1}{V_{in,max} \sqrt{2}} + \frac{N_{ps}}{V_{out} + V_f} \right) + \pi \sqrt{L_p C_{lump}} \\ &= 4.32 \times 290 \times 10^{-6} \left(\frac{1}{265\sqrt{2}} + \frac{0.25}{19 + 0.8} \right) + \pi \sqrt{285 \times 10^{-6} \times 250 \times 10^{-12}} = 19.5 \mu s \end{aligned}$$

故高線路輸入電壓時功率能力為：

$$P_{out(high)} = \frac{1}{2} L_p I_{pk(high)}^2 \frac{1}{T_{sw(high)}} \eta = \frac{1}{2} 290 \times 10^{-6} \times 4.32^2 \frac{1}{19.5 \times 10^{-6}} 0.85 = 116 \text{ W}$$

接下來要計算所需的過載保護電壓。

在高線路輸入電壓時，將輸出功率限制為P_{out(limit)}=70 W，再根據峰值電流限制(I_{pk(limit)})與輸出功率限制之間的關係等式，可以計算出I_{pk(limit)}=2.67 A。

因此，可以計算出：

$$V_{OPP} = 0.8 \left(1 - \frac{I_{pk(limit)}}{I_{pk(max)}} \right) = 0.8 \left(1 - \frac{2.67}{4.32} \right) = 300 \text{ mW}$$

根據電阻分壓器的相關公式，以及選擇下部分壓電阻(R_{opl})為 1 k Ω 及過零檢測電阻(R_{zcd})為 1 k Ω ，可以計算出上部分壓電阻(R_{opu})為 223 k Ω 。

5) 選擇啓動電阻及啓動電容

啓動電阻有兩種連接方式，一是連接至大電容(C_{bulk})，二是連接至半波電路。啓動電容的計算必須配合電源在 V_{CC} 下降 $V_{CC(off)}$ 之前關閉環路，相應計算出的 C_{VCC} 為 3.9 μF ，我們實際選擇的電容是 4.7 μF 。需要給 C_{VCC} 充電的電流 I_{VCC} 為 28.5 μA 。

如果選擇的是連接大電容，則啓動電阻 $R_{startup}$ 為 2.76 m Ω ，相應的功率耗散為 55 mW；如果選擇的是半波連接，則計算得啓動電阻為 880 k Ω ，相應的功率耗散為 16 mW。由此觀之，半波連接大幅降低啓動電阻的功率耗散。

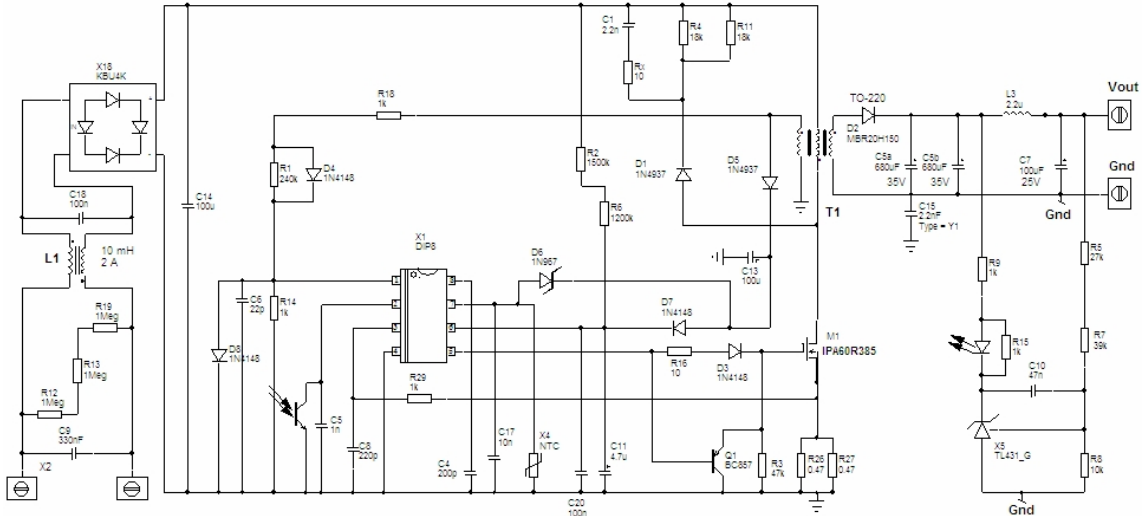
6) 應用同步整流

次級端的高均方根電流會導致輸出二極體損耗增加。我們以極低導通電阻的 MOSFET MBR20H150 來替代二極體，從而提升效能及降低輕載和待機時的能耗。

相應地，可以計算 60 W 準諧振轉換器的同步整流功率損耗為：體二極體損耗(P_{Qdiode})為 7 mW，MOSFET 損耗(P_{ON})為 1 W，總同步整流總開關損耗近似為 1 W。相比較而言，使用 MBR20200 二極體時的總損耗為 2.6 W，即採用 MOSFET 來替代二極體時節省損耗約 1.6 W。

性能測試

基於安森美半導體 NCP1380B 構建的 19 V、60 W 準諧振配接器的電路圖如圖 4 所示。在啓動時間方面，啓動電阻連接至大電容時，測得啓動時間為 2.68 s；啓動電阻連接至半波時，測得啓動時間為 2.1 s。



圖四 基於安森美半導體 NCP1380 準諧振控制器的 60 W 配接器電路圖

另外，我們也測試了這電路板在 115 Vrms 和 230 Vrms 條件下不同負載時的效能，參見表 1。通過表 1 可以看出，115 Vrms 時 25%、50%、75%和 100%負載條件下的平均效能高達 87.9%，230 Vrms 時 25%、50%、75%和 100%負載條件下的平均效能也達 87.7%，超過“能源之星”2.0 版外部電源工作效能要求。此外，輕載條件下的能耗也極低，能夠幫助節省電能。

115 Vrms				230 Vrms			
P_{out} (W)	P_{out} (%)	P_{in} (W)	Eff. (%)	P_{out} (W)	P_{out} (%)	P_{in} (W)	Eff. (%)
60.6	100	68.65	88.3	60.6	100	68.00	89.1
45.5	75	51.29	88.7	45.5	75	51.43	88.4
30.3	50	34.40	88.2	30.3	50	34.78	87.3
15.2	25	17.61	86.4	15.2	25	17.66	86.1
1.0		1.30	76.4	1.0		1.325	75.4
0.7		0.94	74.5	0.7		0.958	73.0
0.5		0.69	72.0	0.5		0.71	70.2

表一 115 Vrms 和 230 Vrms 條件下不同負載時的效能測試結果

透過改進電路，還能進一步提升效能及降低能耗。例如，在極低輸出負載時，可以採用特殊電路來移除 TL431 偏置抑制電路，從而降低持續消耗功率的啟動電阻的能耗。

另外，在輕載時結合移除TL431 和NCP4302 偏置抑制電路，還可進一步提升效能，使典型負載條件下的平均效能增加至高於 89%，而空載條件下的能耗也大幅降低，其中 115 V_{rms}時為 62 mW，而 230 V_{rms}時為 107 mW。

總結

本文探討了準諧振轉換器的基本特點、存在的問題及不同的解決方法，介紹了基於帶谷底鎖定準諧振和 VCO 兩種工作模式的最新準諧振控制器 NCP1379 和 NCP1380 的工作原理及關鍵保護功能，並簡要分析了其應用設計過程。

測試結果顯示，這兩款準諧振控制器能用於設計更高工作效能和極低待機能耗的準諧振配接器，滿足相關效能標準的要求。值得一提的是，優化電路後還能進一步提升效能及降低能耗，有助於滿足更嚴格效能標準要求。

參考資料：

- 1、NCP1380 數據表，www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1380-D.PDF，安森美半導體。
- 2、設計筆記：Designing a Quasi-Resonant Adaptor Driven by the NCP1380，www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8431-D.PDF，安森美半導體。
- 3、培訓教程：Design of a QR Adapter with Improved Efficiency and Low Standby Power，www.onsemi.cn/pub_link/Collateral/TND377-D.PDF，安森美半導體。