

高壓非同步升壓控制器如何大幅減少 EMI

本文旨在展示即使是具有分立電源開關和續流二極體的基於控制器的產品，也能實現低輻射。文章將深入探討良好 PCB 佈局和受控開關邊緣速率對滿足低輻射標準的重要性。此外，本文也將介紹兩個成功通過 CISPR 25 5 類輻射測試的參考設計。

■作者：Kevin Thai / ADI 應用經理

Keith Szolusha / ADI 產品應用總監

引言

許多汽車和工業應用的目標是降低開關模式電源 (SMPS) 的輻射。SMPS 因雜訊大且難以滿足 CISPR 輻射標準而廣為人知。在過去十年裡，我們一直努力降低 SMPS 的輻射，最終率先開發出一款非同步升壓控制器 IC (外部電源開關)，側重於輕鬆地大幅減少電磁干擾 (EMI)。

單晶片開關十分便捷，適用於 DC-DC 轉換器應用。由於整合了電源元件、控制迴路和其他功能，單晶片開關只需要極少的外部元件。雖然電源開關的整合簡化電路板設計和佈局，但不使用外部電源開關時，輸出功率會降低。

整合開關具有精巧的熱迴路和更低的輻射，將所有高功率損耗集中在 IC 封裝的有限空間內。這可能會帶來熱性能方面的難題，特別是在高功率、高頻率或高電壓系統中。許多應用所需的功率水準超出了單晶片能夠提供的水準，高達 50 W。因此，驅動外部功率 FET 的控制器 IC 仍然必不可少。

為滿足市場對於低輻射升壓轉換器的不斷增加的需求，我們開發了新型升壓控制器。此款非同步控制器能夠驅動單一高電壓電源開關，而且用途廣泛，可用作升壓和單端初級電感轉換器 (SEPIC)。尤其是汽車應用，正好需要寬廣輸入電壓範圍、低靜態電流和擴頻特性。

圖 1: 適用於 LT8357 的 EVAL-LT8357-AZ 高性能、低 EMI 評估板。

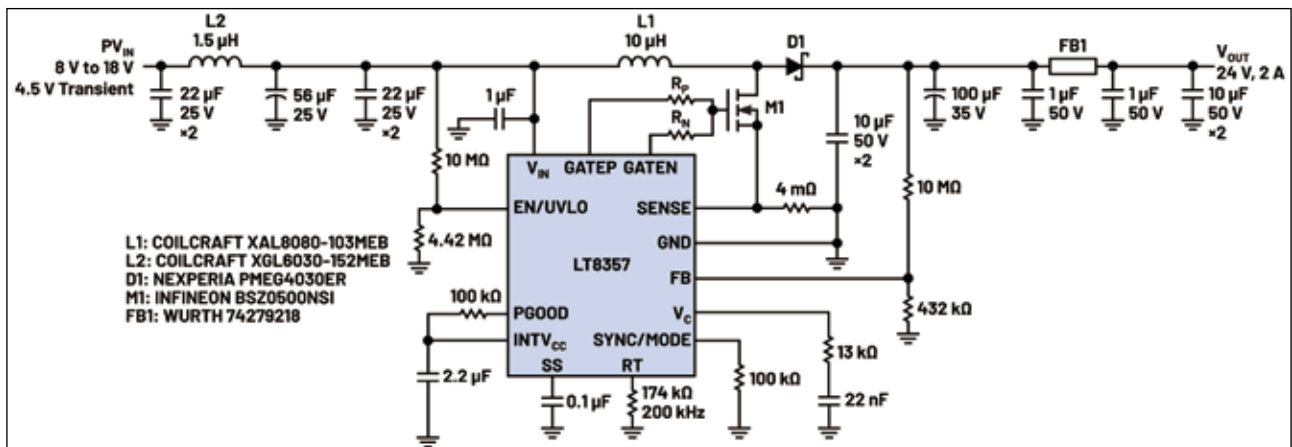


圖 2: EVAL-LT8357-AZ 熱迴路示意圖。



LT8357 為工業、汽車和電池供電系統提供簡單、精巧且高效的解決方案 (參見圖 1)。

近年來，ADI 投入大量的資源，不斷突破技術界限，以降低開關轉換器的輻射。Silent Switcher 技術的推出代表著達到了理想的低輻射水準。2020 年，首款 Silent Switcher 單晶片升壓轉換器 LT8336 正式對外發表。Silent Switcher IC 是整合了同步電源開關的單晶片轉換器。這些 IC 將多種技術相互結合 (包括整合或減少熱迴路)，以大幅降低因切換熱迴路產生的輻射。¹

Silent Switcher 架構是實現低輻射的一種方法，但並不是唯一的方法。單晶片非同步轉換器僅將一個電源開關整合到 IC 晶片或封裝中，也能實現低輻射。²

佈局非常重要！

要在 SMPS 轉換器，尤其是控制器 IC 中實現低輻射，PCB 佈局是關鍵。與提供開關整合以協助降低輻射的單晶片解決方案不同，控制器 IC 還需要考慮其他因素，進而大幅降低輻射並滿足 CISPR 標準。本文提供相關技巧以實現性能最大化，其中圖 7 提供有關最佳輻射佈局的指導，圖 8 至圖 10 展示了利用不當技術修改的佈局。

圖 3: EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類傳導電壓輻射，分別採用理想的 PCB 佈局 (A) 與大熱迴路 (B)。

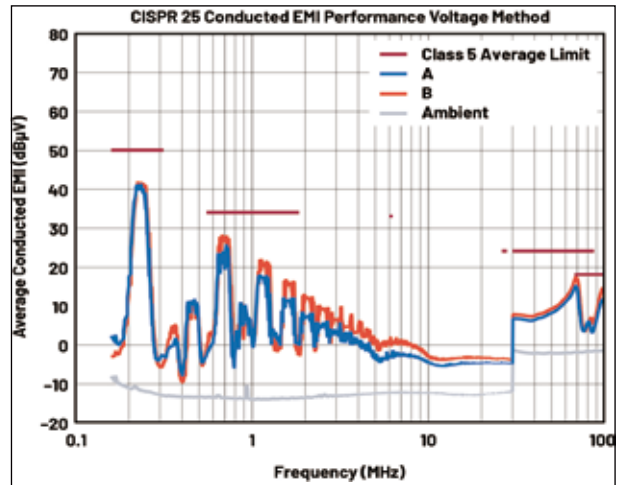


圖 4: EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類傳導電壓輻射，分別採用理想的 PCB 佈局 (A) 與擴大的開關節點平面 (C)。

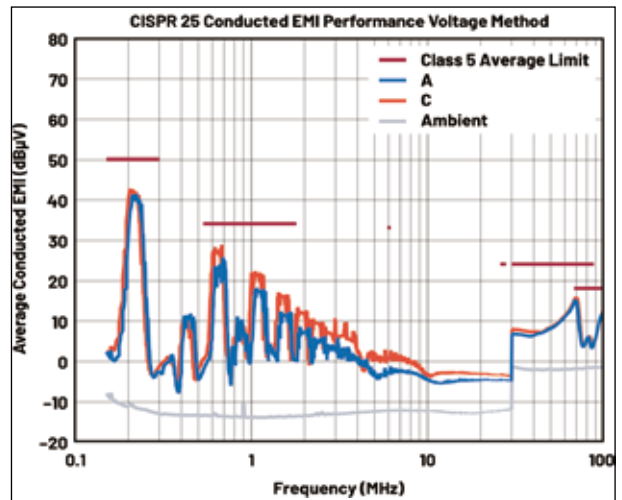


圖 5: EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類傳導電壓輻射，分別採用理想的 PCB 佈局 (A) 與具有貫孔的 SW 節點 (D)。

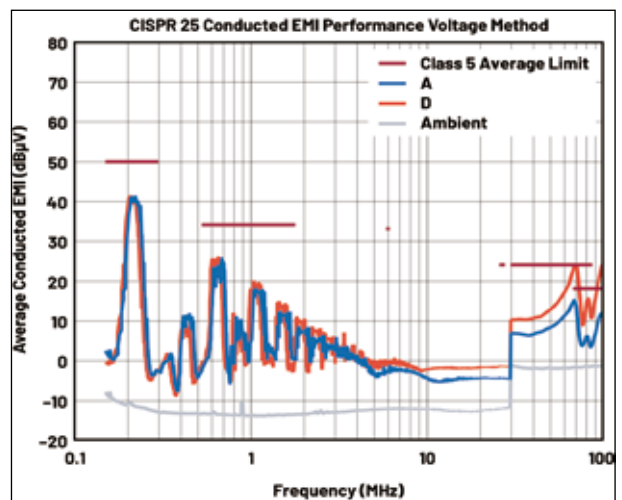
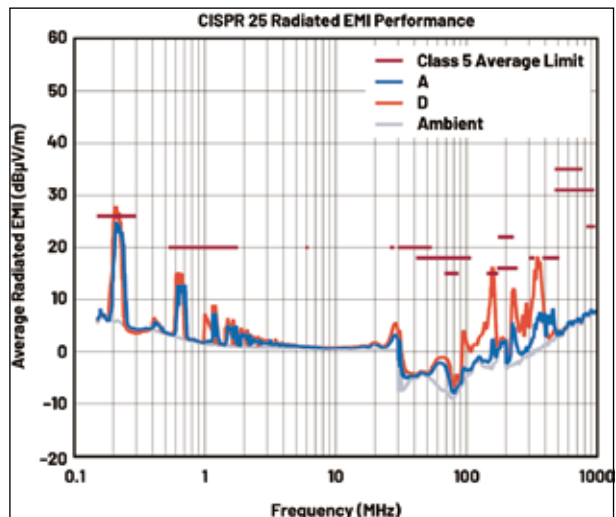


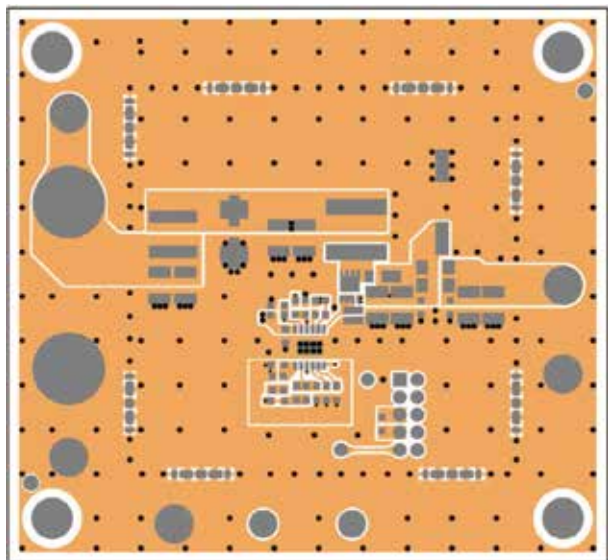
圖 6: EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類電磁輻射騷擾，分別採用理想的 PCB 佈局 (A) 與具有貫孔的 SW 節點 (D)。



熱迴路管理

非同步開關模式升壓轉換器需要使用主開關和輸出續流二極體。相較之下，同步轉換器使用兩個閘極驅動器和電源開關，透過控制邏輯實現同步，以大幅減少潛在續流二極體 (非同步) 傳導損耗。然而，同步轉換器更加複雜，例如，要求閘極定時以防止直通電流，並且高側閘極驅動器需要額外的矽空間 (和成本)。非同步轉換器僅需要單一閘極驅動器，並且電源

圖 7: EVAL-LT8357-AZ 最佳佈局 (A)。



開關和續流二極體之間不需要消隱時間。

然而，這兩個元件之間的大電流開關動作可能會給低 EMI 轉換器造成難題。為了緩解潛在問題，最佳做法是盡量減少升壓轉換器中的熱迴路。熱迴路包含三個組成部分：主開關、續流二極體 (或同步開關) 和輸出電容。通常情況下 (與 LT8357 一樣)，峰值開關電流感測電阻也是熱迴路的一部分 (參見圖 2)。在 SEPIC 配置中，熱迴路中還包含兩個繞組之間的耦合電容。大熱迴路會在大電流開關路徑中引入額

圖 8: EVAL-LT8357-AZ 大熱迴路 (B)。

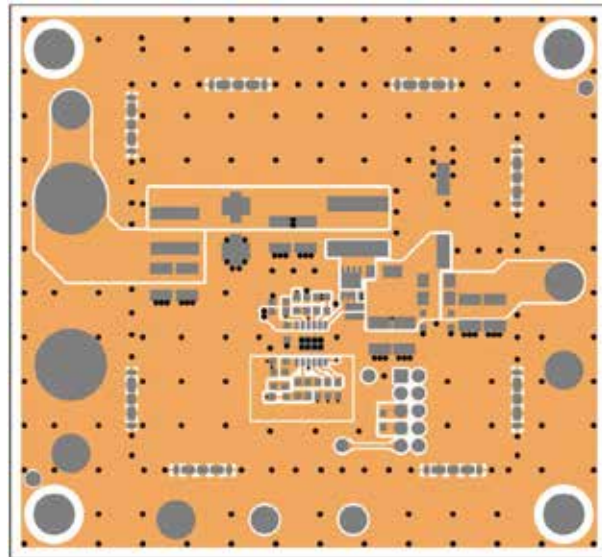


圖 9: EVAL-LT8357-AZ 大 SW 節點平面 (C)。

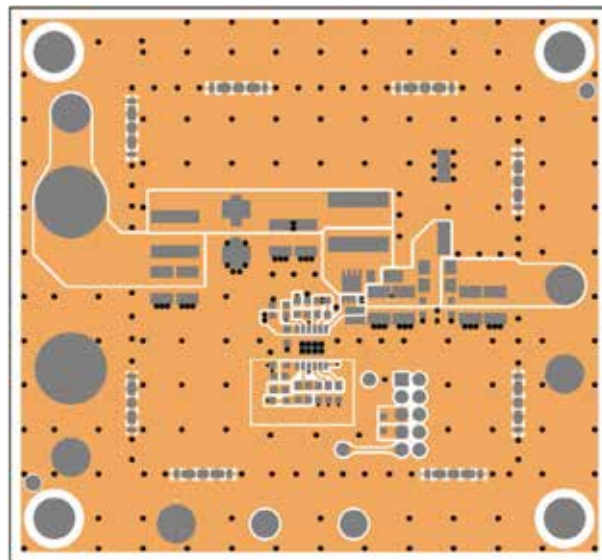
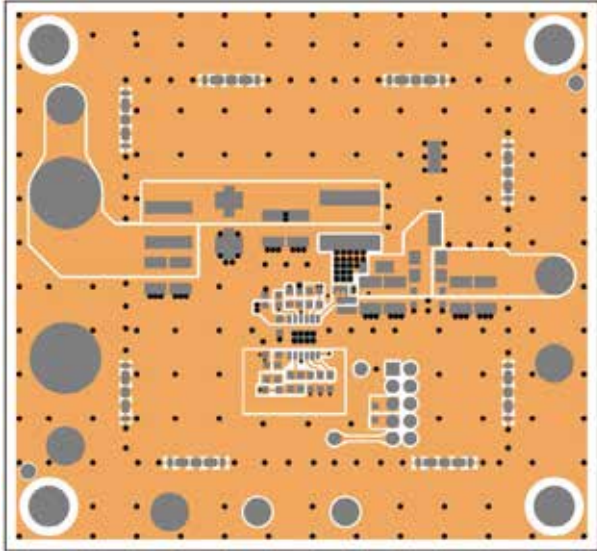


圖 10: EVAL-LT8357-AZ 具有貫孔的 SW 節點 (D)。



外的佈線電感。額外的電感可能會導致相應節點上出現電壓尖峰，成為重要的輻射源。圖 3 顯示了熱迴路管理如何協助減少傳導電壓測試中的一些輻射。

縮小開關節點平面

在開發低 EMI 電路板時，縮小開關節點平面的尺寸是另一個重要考慮因素。開關節點平面由開關的漏極、電感的一端及續流二極體的陽極組成。透過大開關節點平面增加熱傳導的表面積雖然可能很有吸引力，但這會導致輻射增加。圖 4 顯示了縮小開關節點平面如何有助於減少特定區域的傳導電壓輻射。

使開關節點平面保持在同一層

無論何時，盡可能使開關節點平面保持在單一層非常重要。有時，由於尺寸限制，設計人員可能會將電感放置在一側，將開關放置在另一側。然而，這就要求開關節點平面透過一些貫孔，遍歷到另一個層，然後再回來。雖然這種方法可以節省電路板空間，但會導致輻射增加。開關節點上的貫孔可能會產生附加天線

的作用，發出雜訊和其他輻射，這可透過用於測量輻射的天線輕鬆進行檢測。圖 5 和圖 6 詳細展示了開關節點上的貫孔產生的輻射。

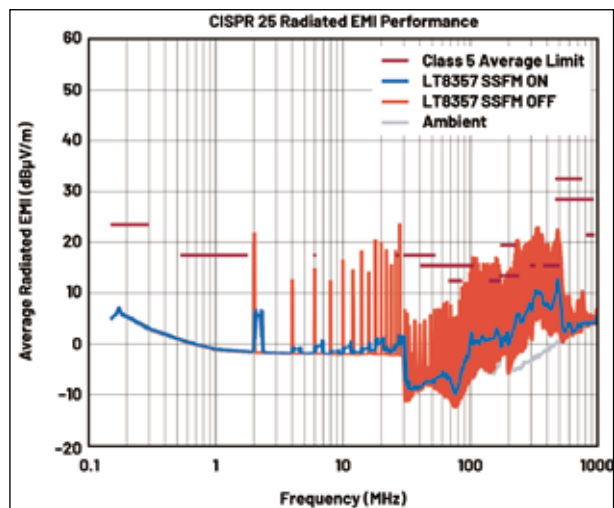
透過展頻 (SSFM) 實現高達 2 MHz 的開關頻率

隨著元件不斷縮小並將更多功能和功率要求整合到更小的面積中，對減少電路板面積的需求日益增長，首當其衝的就是電源。電感通常是最大的元件，在減少電路板面積的過程中成為一大難題。有充分證據顯示，在開關轉換器中，所需電感與開關頻率成反比。例如，對於 200 kHz，如果設計需要 10 μH 電感，那麼在 2 MHz 時，相同功率要求將僅需 1 μH 電感。LT8357 提供高達 2 MHz 的開關頻率彈性，允許顯著精減電感尺寸，進而縮小開關節點。尺寸縮小可能有利於降低輻射。

2 MHz 開關頻率還帶來了另一個重要優勢。CISPR 25 施加了從 530 kHz 到 1.8 MHz 的限制，被稱為 MW 頻段，其中包含 AM 射頻頻段。為了符合規定，建議避免將開關頻率設定在此範圍內。透過使用 2 MHz 的開關頻率，能夠完全避開 MW 頻段，為實現合規提供一些裕度。輻射圖的基波頻率在 2 MHz 時精確對準，後續諧波則出現在更高的頻率上。如此便無需使用龐大的低頻濾波器來衰減低於頻率 CISPR 下限的輻射。

在某些情況下，儘管做了努力，但基波頻率和諧波仍可能會超出限值。為解決此一問題，ADI 推出了具有 SSFM 特性的升壓控制器。SSFM 特性對於通過 CISPR 25 輻射標準非常重要。利用三角擴頻技術，此款 IC 可將開關頻率智慧地擴展至高於設定頻率 19%。這種擴頻技術有助於降低最小和最大頻率下的輻射峰值。圖 11 顯示了內建 SSFM 功能如何影響輻射頻

圖 11: LT8357 2 MHz 電路板在 SSFM 開啓和關閉時的最大平均輻射 EMI。



譜，進而協助降低輻射以滿足 CISPR 標準。

分離閘極驅動器和開關節點邊緣 [KX1] 速率控制

在每個週期內，開關節點都會經歷從 0 V 到 V_{OUT} 的變遷 (上升和下降)，因此產生了大量高頻輻射。在單晶片轉換器中，IC 設計決定開關節點的上升和下降特性，用戶無法控制這些因素。幸運的是，許多單晶片轉換器可透過控制開關邊緣行為來大幅減少輻射。

對於控制器而言，開關是外部的，控制器提供閘極驅動訊號來控制外部開關。良好的控制器能夠精確控制開關的導通，進而有效管理開關漏極的上升和下降。適當控制開關的上升和下降可以大幅減少高頻電磁輻射。此外，使用閘極電阻 (通常約為 5Ω) 可以進一步降低高頻率下的電磁輻射，但代價是效率降低。由於導通和關斷較慢，這種權衡取舍會產生額外的開關損耗。

LT8357 引入了獨特的分離閘極驅動器特性。以前，用戶只能透過單一電阻來控制閘極的導通和關斷。新的分離閘極驅動器支援對閘極的導通和關斷進行精確、獨立的控制。實驗

發現，閘極導通產生的電磁輻射明顯大於關斷的時候。精確控制減慢哪個邊緣的速率，可帶來顯著優勢。透過在上拉時插入閘極電阻，並在下拉時忽略閘極電阻，可以大幅降低輻射同時保持高效率。

邊緣速率和開關輻射

圖 12 比較了不同閘極電阻之間的 EVAL-LT8357-AZ 輻射。根據圖 12，閘極電阻主要影響 400 MHz 至 500 MHz 範圍內的輻射。

圖 12: 具有不同閘極電阻組合的 EVAL-LT8357-AZ 的最大平均電磁輻射。藍色: $R_P = R_N = 5.1 \Omega$ ，淺藍色: $R_P = 5.1 \Omega, R_N = 0 \Omega$ ，紫色: $R_P = R_N = 0 \Omega$ ，紅色: $R_P = 0 \Omega, R_N = 5.1 \Omega$

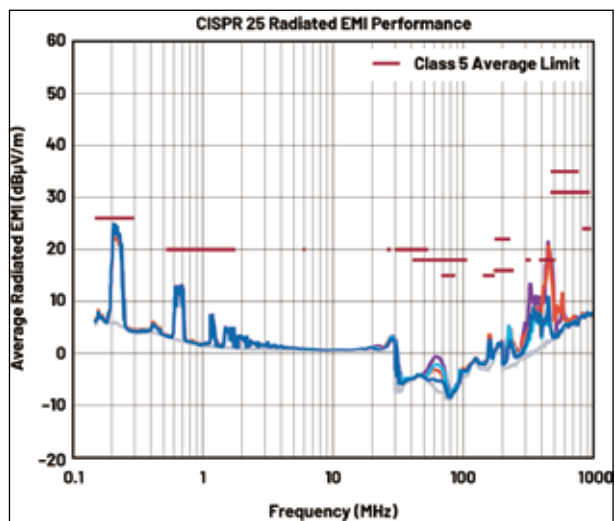
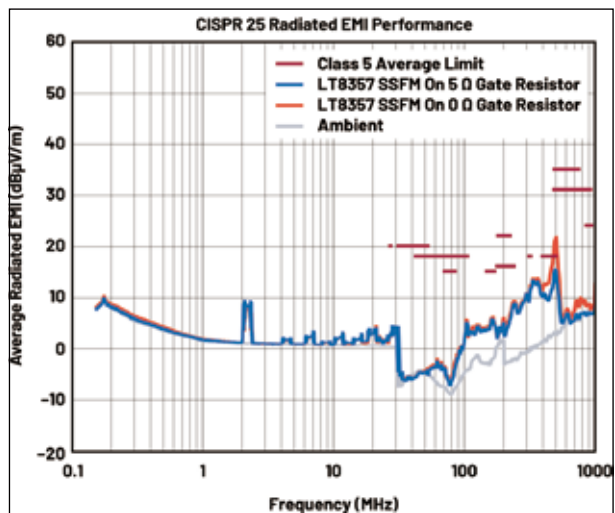


圖 13: 具有不同上拉閘極電阻的 2 MHz LT8357 升壓控制器的最大平均電磁輻射。12 VIN 至 24 VOUT, 2 A。



據觀察，上拉電阻對降低輻射的影響比下拉電阻更為顯著，下拉電阻帶來的影響極小。因此，為了優化功率損耗並降低輻射，建議使用小型 5 Ω 電阻作為上拉電阻，且下拉電阻無阻值或短路。

例如，EVAL-LT8357-AZ 使用 5.1 Ω 上拉電阻，不使用下拉電阻。

減小功率損耗

表 1 顯示了具有短路輸入和輸出 EMI 濾波器的 2 MHz、12 V 輸入至 24 V、2 A 輸出升壓轉換器的效率差異。資料顯示，透過將 RN 電阻減小至 0 Ω，可實現最佳省電效果。開關功率損耗公式如下：

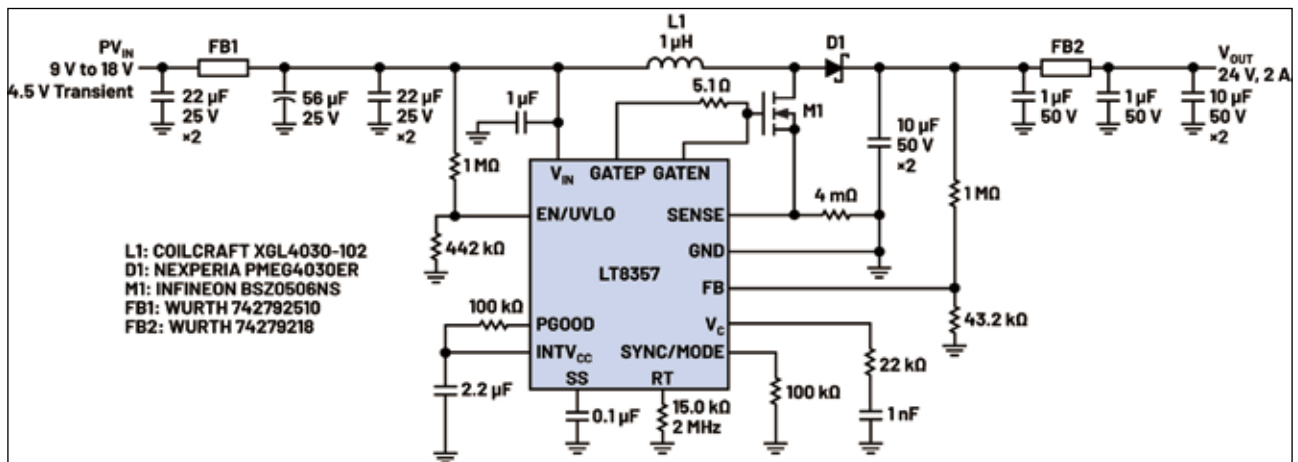
$$P_{\text{Switch(on)}} = \frac{V_{\text{OUT}} \times I_{\text{L(min)}} \times F_{\text{SW}} \times R_{\text{GP}} \times \left[C_{\text{iss}} \times \ln\left(\frac{V_{\text{Drive}} - T_{\text{TH}}}{V_{\text{Drive}} - V_{\text{gp}}}\right) + C_{\text{gd}} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{Drive}} - V_{\text{gp}}}\right]}{2} \quad (1)$$

$$P_{\text{Switch(off)}} = \frac{V_{\text{OUT}} \times I_{\text{L(peak)}} \times F_{\text{SW}} \times R_{\text{GN}} \times \left[C_{\text{iss}} \times \ln\left(\frac{V_{\text{gp}}}{V_{\text{TH}}}\right) + C_{\text{gd}} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{gp}}}\right]}{2}$$

表 1: 配備不同閘極電阻的 LT8357 2 MHz 升壓轉換器的效率比較: 12 VIN 至 24 VOUT, 2 AOUT。

EVAL-LT8357-AZ 編輯後的 2 MHz 電路板		RN	
		0	5
RP	0	95.1%	94.2%
	5	95.0%	93.9%

圖 14: 針對 2 MHz 修改的 EVAL-LT8357-AZ。



RGP 是資料手冊中元件的「閘極上拉電阻」、用戶選擇的上拉閘極電阻及開關資料手冊中閘極電阻 RG 的組合。RGN 是所有相同電阻的組合，但也包含下拉電阻。Ciss、Cgd、Vgp 和 VTH 均可查詢電源開關資料手冊。

閘極驅動器和開關閘極之間的電阻直接影響功率損耗。執行所有計算時，關斷開關損耗顯然相當大。有趣的是，由於關斷期間流經開關的電流較大，因此當閘極電阻相同時，關斷功率損耗公式產生的損耗更高。由於閘極關斷不會產生大量輻射，因此在 GATEN 接腳和開關閘極之間使用 0 Ω 電阻 (或短路) 可優化效率與輻射。例如，只需取消下拉閘極電阻，2 MHz 開關轉換器即可將效率提高幾個百分點。這種改善不容小覷。分離閘極電阻能夠降低輻射，同時又不犧牲與額外閘極電阻相關的效率。

EVAL-LT8357-AZ 2MHz 修改

EVAL-LT8357-AZ 是一款精心設計的升壓轉換器，可在 200 kHz 開關頻率下實現低 EMI。其配備一個相對較大的 8 mm × 8 mm × 8 mm 電感。然而，如果用戶認為電感尺寸太大，也可輕鬆修改電路板，以使其在 2 MHz 開關頻率下運行，同時保持相同的電壓和功率規格。透過此一修改，可以顯著縮小電感的尺寸，

圖 15: 修改後的 2 MHz EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類傳導電壓輻射平均值。

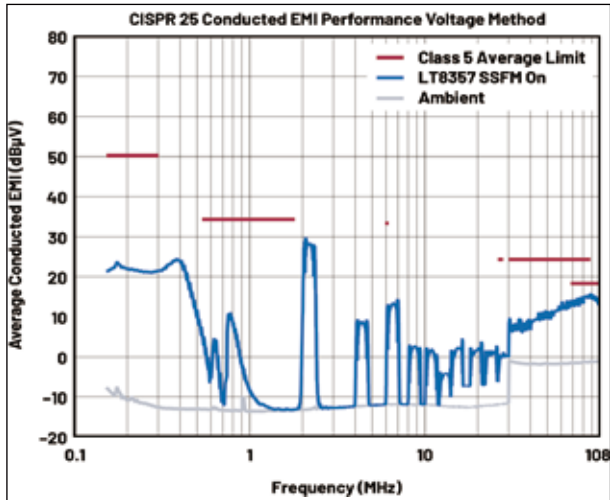


圖 16: 修改後的 2 MHz EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類傳導電壓輻射峰值。

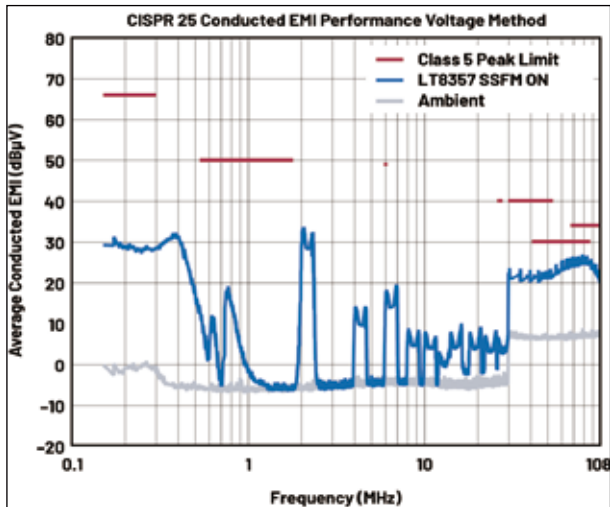


圖 17: 修改後的 2 MHz EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類電磁輻射騷擾平均值。

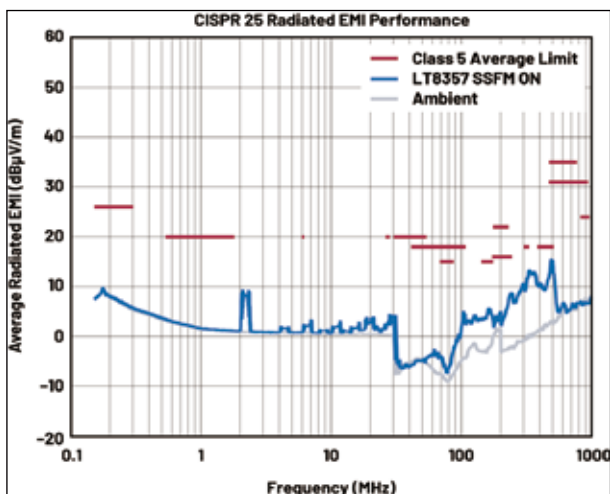
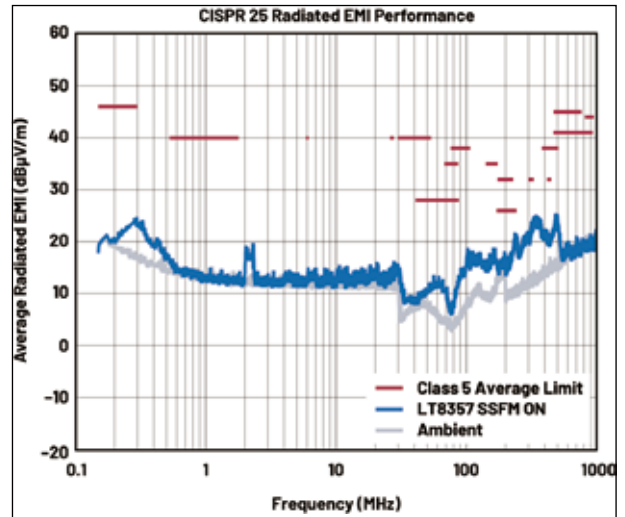


圖 18: 修改後的 2 MHz EVAL-LT8357-AZ CISPR 25 5 類電磁輻射騷擾峰值。



從 8 mm × 8 mm × 8 mm 減小到 4 mm × 4 mm × 3 mm 高的 XGL4030-102 電感。此外，無需使用龐大的混合聚合物輸出電容，並且可以縮小輸入 EMI 濾波器的尺寸。這些修改可節省大量電路板空間，同時仍支援從 12 V 輸入源轉換到 24 V、2 A 輸出的運行要求。圖 15 至 18 顯示了符合 CISPR 25 5 類輻射標準的 2 MHz 電路板。

結論

LT8357 升壓控制器是一款功能豐富的產品，專為低輻射而設計，而且仍保持易於操作的特性。10 接腳 IC 既不會過於複雜，也不會因為過於簡單而無法設計。此款轉換器不包含同步開關等不必要的特性，進而確保設計精簡性。其具有足夠數量的特性，可保持高效率 and 低輻射。這些特性相互結合，再加上易設計性，使這款元件成為表 2 所示的低輻射升壓轉換器系列的理想配套產品。

新一代升壓控制器經過專門設計，可滿足對低輻射、高電壓和高電流升壓轉換器日益增加的需求。作為非同步控制器，其能夠驅動單

表 2: 新型低 EMI 升壓轉換器

	V _{IN} 範圍	SW1 控制器	SW2	F _{sw}	其他拓撲	IC 封裝	AEC-Q100	特殊
LT8357	3 V 至 60 V	控制器	X	100 kHz 至 2 MHz + SSFM	SEPIC, 反馳式	12 接腳 MSOP	不久之後	8 μA 低 I _Q (Burst Mode) 分離閘極
LT8336	2.7 V 至 40 V	2.5A、40V	2.5A、40V	300 kHz 至 3 MHz + SSFM	X 3 mm × 3 mm	16 接腳 LQFN	√	4 μA 低 I _Q 突發工作模式 PassThru
LT8337	2.7 V 至 28 V	5 A、28 V	5 A、28 V	300 kHz 至 3 MHz + SSFM	X	16 接腳 LQFN 3 mm × 3 mm	—	4 μA 低 I _Q Burst Mode PassThru
LT8362	2.8 V 至 60 V	2 A、60 V	X	300 kHz 至 2 MHz + SSFM	SEPIC, 反相	10 接腳 DFN 3 mm × 3 mm 16 (12) 接腳 MSOP	√	9 μA 低 I _Q Burst Mode
LT8333	2.8 V 至 40 V	3 A、40 V	X	300 kHz 至 2 MHz + SSFM	SEPIC, 反相	10 接腳 DFN 3 mm × 3 mm	—	9 μA 低 I _Q Burst Mode
LT8364	2.8 V 至 60 V	4 A、60 V	X	300 kHz 至 2 MHz + SSFM	SEPIC, 反相	12 接腳 DFN 4 mm × 3 mm 16 (12) 接腳 MSOP	√	9 μA 低 I _Q Burst Mode
LT8334	2.8 V 至 40 V	5 A、40 V	X	300 kHz 至 2 MHz + SSFM	SEPIC, 反相	12 接腳 DFN 4 mm × 3mm	—	9 μA 低 I _Q Burst Mode

一高電壓電源開關，而且用途廣泛，可用於升壓和 SEPIC 轉換器。此外，其支援自訂。其電流模式架構支援 100 kHz 至 2 MHz 的可調節和可同步的固定頻率運行方式。內部整合的 19% 三角 SSFM 運行特性可啟用或禁用，進而提高 EMI 性能。作為一款有價值的工具，分離式 5 V 閘極驅動器能夠在 N 通道 MOSFET 或 GaNFET 中更平衡輻射和效率。此款升壓轉換器具有 3 V 至 60 V 的寬廣輸入電壓範圍、專用 PGOOD 接腳和 8μA 低靜態電流，為工業、汽車和電池供電系統提供簡單、精巧和高效的解決方案。

參考文獻

- ¹ Tony Armstrong, 「Silent Switcher 元件安靜且簡單」, 《類比對話》, 第 53 卷, 2019 年 4 月。
- ² Keith Szolusha 和 Kevin Thai, 「非同步 DC-DC 升壓轉換器 (包含續流二極體) 還能

實現低輻射嗎?」, ADI, 2022 年 3 月。

“Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using It to Assess Switching Performance”, Vishay, 2016 年 2 月。

“How to Select the Right CoolMOS and Its Power Handling Capability”, Infineon Technologies, 2002 年。

BSZ0500NSI, Infineon Technologies, 2021 年。

BSZ0506NS, Infineon Technologies, 2021 年。

Lakkas, George. “MOSFET Power Losses and How They Affect Power-Supply Efficiency.” Texas Instruments, 2015.

George Lakkas, “MOSFET Power Losses and How They Affect Power-Supply Efficiency”, Texas Instruments, 2015 年。