參考

Power Supply Design Seminar

GaN 最佳化的轉換模式功率因數修正

Texas Instruments

Reproduced from
2024 Texas Instruments Power Supply Design Seminar
SEM2600
Topic 1
Brent McDonald
Literature Number: NESP007

Power Supply Design Seminar resources
are available at:
www.ti.com/psds

本文介紹一種氮化鎵 (GaN) 最佳化的功率因數校正 (PFC) 拓撲和控制方法，以實現高性能、高密度和高性價比的 PFC。採用新的零電壓偵測 (ZVD) 電路和演算法，可增強整個線路週期和負載範圍內的零電壓開關 (ZVS) 和總諧波失真 (THD)。功率密度為 120W/in³、THD 為 <6% 的 5kW 原型可作為概念驗證，用於展示啟動、瞬態回應和 AC 壓降的最佳控制方法。

簡介

PFC 電路會刻意修正輸入電流，使其與瞬時線路電壓同一相位，並將總視在功率消耗降到最低。以數據中心爲例 (請參閱 **圖 1**)，您可以瞭解爲什麼小型、可靠且高效率的電源供應器如此重要。**圖 1** 中所示的典型數據中心伺服器機架範例有七個電源供應單元 (PSU)，每個 PSU 都有各自的 PFC。

每個 PFC 都必須提供數千瓦的功率，才能滿足個別伺服器的功能需求。在數據中心層級，典型安裝需要大約 50MW 的支援。數據中心產業估計全球約有 8,000 個數據中心。這個數字相當龐大，因此很容易就能瞭解為什麼小型，可靠且高效率的電源供應器如此重要。

在本文中，我將探討幾項與這類系統非常相關且令人興奮的新 PFC 技術。

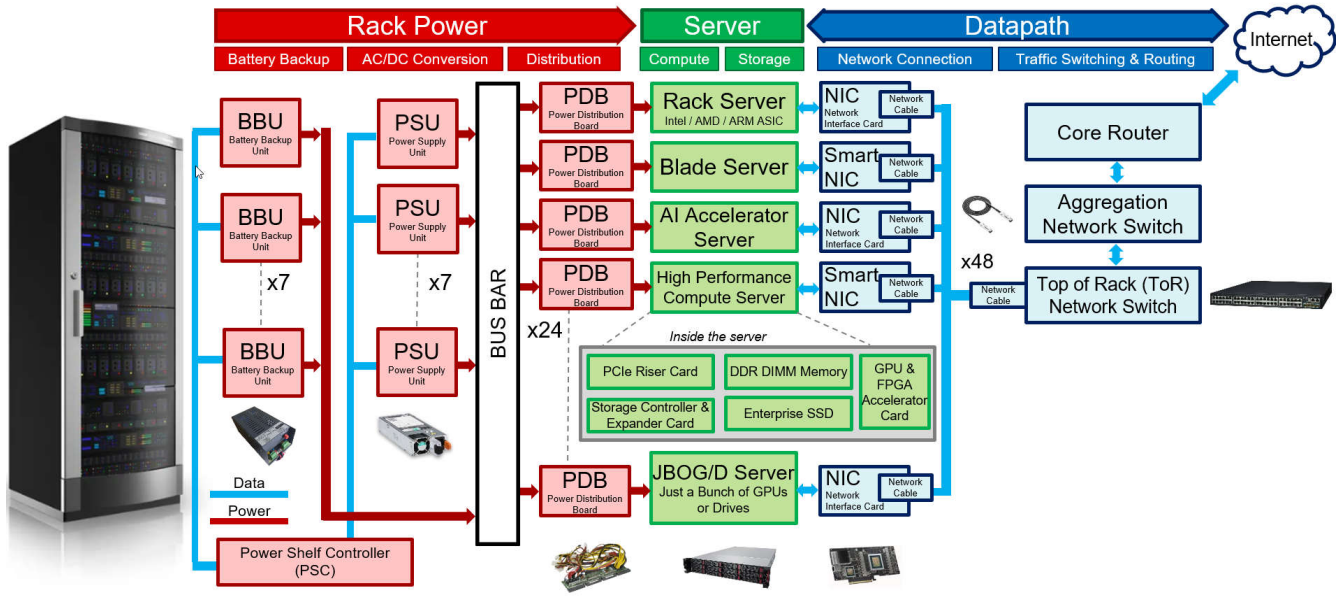


***圖 1.** 典型的企業數據中心系統。*

升壓轉換器拓撲回顧

讓我們先簡單回顧一下典型 PFC 內的一些核心技術。

升壓轉換器是 PFC 的重要元件。**图 2** 到 **图 5** 是在 AC 線路週期中發生的四種操作模式中，每種操作模式的升壓轉換器電路圖。**图 2** 和 **图 4** 顯示轉換器在正半週期期間的運作方式。**图 2** 和 **图 3** 顯示控制場效電晶體 (FET) 的運作。此 FET 負責傳統上稱為「D」的導通時間。**图 4** 和 **图 5** 顯示整流期間的運作 – 在此案例中使用二極體，但您也可以使用同步整流器 (SR)。彩色線條顯示每個傳導週期內的電流流動。例如，在正半週期控制 FET 間隔期間，電流流經輸入電感器、FET 和 AC 電源。從 **图 2** 中，您可以看到正半週期期間的電流流動往往總是從輸入來源的正極端子流出。在負半週期期間，電流流動往往總是從輸入來源的負極端子流出。

图 6 到 **图 9** 顯示與 **图 2** 到 **图 5** 相同的資訊，但這次我已經將拓撲取代爲圖騰柱 PFC 升壓轉換器。而其核心仍然是升壓轉換器，但一些額外的開關有助於在各種操作模式之間自動切換。

一個 FET 支路被指定爲高頻支路，由開關 S_1 和 S_2 組成。對於這個支路，切換損耗、傳導損耗和反向復原都是極其重要的裝置特性。另一個支路由開關 S_3 和 S_4 組成。這就是所謂的低頻支路，在某些情況下甚至可以用二極體取代。低頻率腳的功能只是在 AC 線路頻率切換，以完成升壓轉換器的傳導路徑。

圖騰柱 PFC 是要求最高效率與最小體積之任何應用的重要元件。近年來，GaN 和碳化矽 (SiC) 等寬頻隙裝置的激增使得這種拓撲變得越來越重要。本文背後的驅動力實際上是提高效率並保持體積小巧所需的控制複雜性。

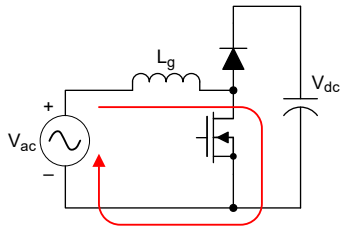
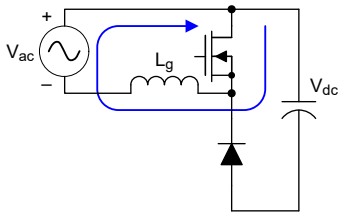
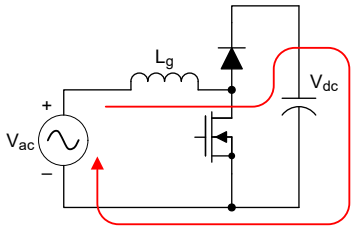
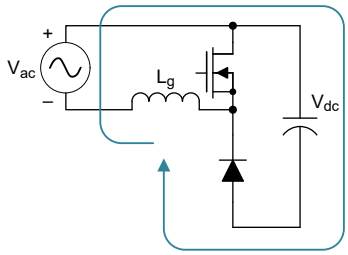
	正半週期	負半週期
控制 FET	 ***图 2.** 控制 FET 傳導，正 ½。*	 ***图 3.** 控制 FET 傳導，負 ½。*
整流器	 ***图 4.** 整流器傳導，正 ½。*	 ***图 5.** 整流器傳導，負 ½。*

***表 1.** PFC 升壓轉換器拓撲。*

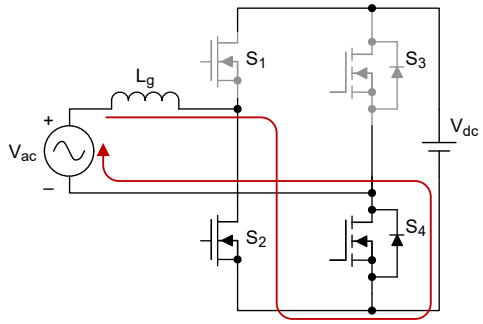
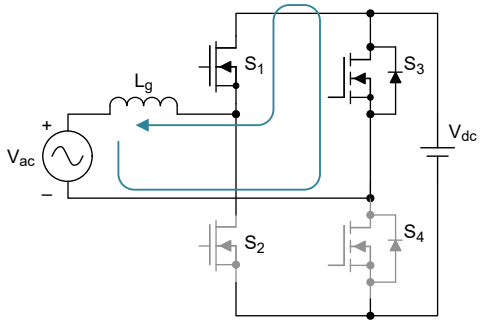
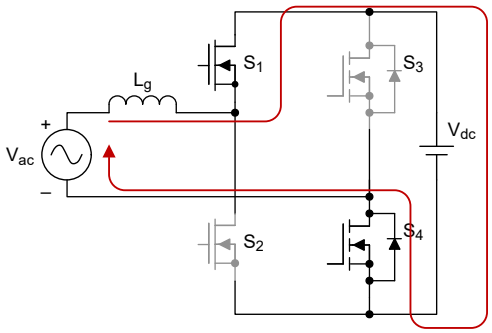
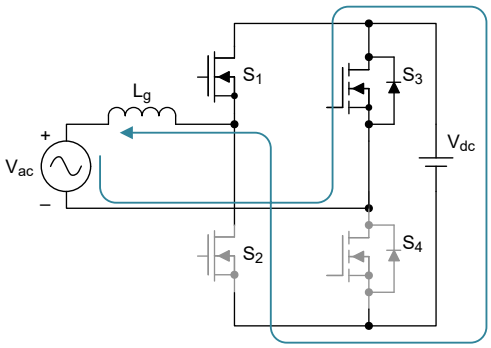
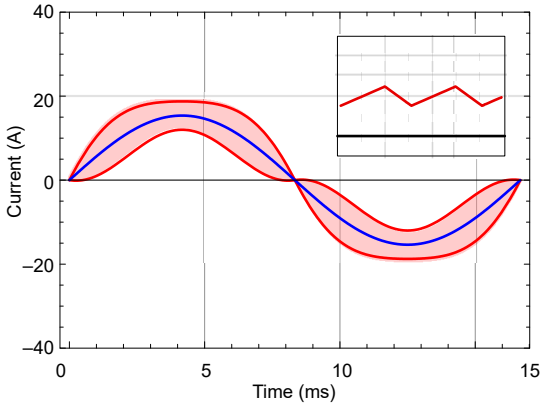
	正半週期	負半週期
控制 FET	 ***图 6.** 控制 FET 傳導，正 ½。*	 ***图 7.** 控制 FET 傳導，負 ½。*
整流器	 ***图 8.** 整流器傳導，正 ½。*	 ***图 9.** 整流器傳導，負。*

***表 2.** 圖騰柱 PFC 升壓轉換器拓撲*

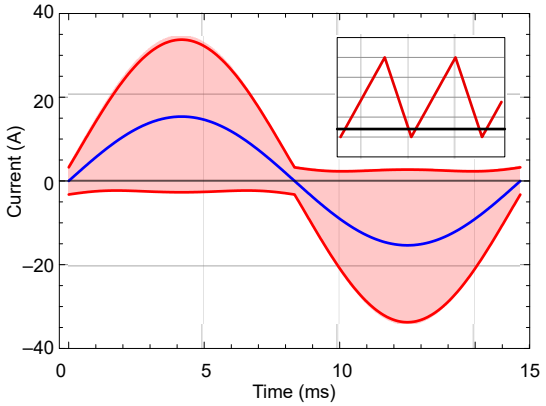
傳導模式

如先前所述，圖騰柱 PFC 轉換器本質上是一個升壓轉換器。因此，您可以透過設計和控制管理電感器電流，以實現不同的漣波電流行為。**圖 10** 到 **圖 12** 以紅色顯示電感器電流的漣波電流包絡，以藍色顯示週期的平均電感器電流。



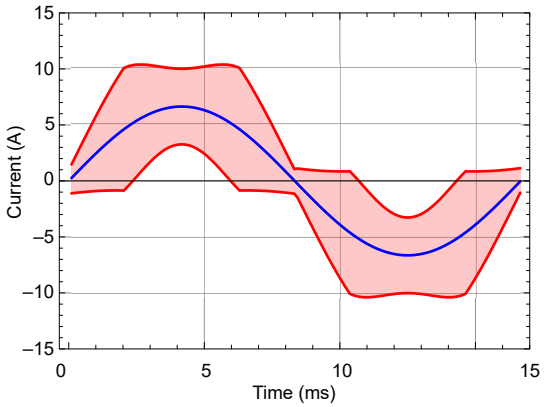
- 硬性切換和反向復原。
- 傳導損耗較低。
- 漣波電流小。
- 控制容易。

***圖 10.** 連續傳導模式 (CCM)。*



- ZVS。
- 傳導損耗較高。
- 鏈波大。
- 控制複雜。

***圖 11.** 轉換傳導模式 (TCM)。*



- 合併 CCM 和 TCM。
- 兼具兩者優勢。
- 控制複雜。

***圖 12.** 多模。*

第一種也是最常見的模式是 CCM，其中電感器在正半週期一律為正，在負半週期為負。CCM 的最大缺點是硬性切換。此外，由於需要反向復原 FET 的本體二極體，因此在這種模式下，實際上無法使用矽金屬氧化物半導體 FET。但是，由於 SiC 或 GaN 等寬頻隙裝置的反向復原低至零，因此您必須使用這些裝置。

除此之外，CCM 還具備多項優點，包括漣波小；均方根 (RMS) 電流較低，從而減少傳導損耗；而且這是一種眾所周知的、相對簡單的控制方法。

第二種模式為 TCM，其中電感器電流漣波的大小可讓電流在每個切換週期都降為零 (實際上，它略低於零)。由於控制一律必須等待電流降至零才能啓動下一個切換週期，因此 TCM 以可變頻率工作。使用 TCM 的最大吸引力之一是，它可以在所有輸入和負載條件下實現 ZVS。漣波電流越高也會導致 RMS 電流越大，因此傳導損耗也就越多。為了在所有操作條件下獲得高功率因素和 ZVS，所需的控制可能會變得相當複雜。

多模 PFC 會嘗試從 CCM 和 TCM 中汲取優點，並將這些優點融合在單一變換器中。它使用的電感器較小，但不會小到漣波與完整 TCM 一樣高。因此，RMS 電流較低，所以傳導損耗也較低。多模可在特定線路和負載條件下擷取 ZVS，但並非處處如此。最終結果是，傳導損耗程度介於 CCM 和 TCM 情況之間。

多模的缺點之一是控制變得非常複雜。基本上，您必須管理 ZVS 和功率因數的控制，並確保模式從 CCM 轉換至 TCM 足夠流暢，以免在功率因數中造成嚴重失真。

返回數據中心機架式伺服器應用，最大的目標是在小空間內發揮最大效率。最佳拓撲結構能夠快速切換，以便從提高切換頻率所產生的縮小尺寸中獲益。因此，TCM 和多模選項是值得更仔細觀察的選項。

圖 13 到 **圖 16** 比較多模設計與 TCM 設計的 GaN 開關中的 FET 損耗。此設計以 $230V_{AC}$、60Hz 輸入和 400V 輸出運作。**圖 13** 和 **圖 15** 顯示多模設計性能。**圖 13** 顯示頻率在半個線路週期內逐週期變化的情況。不同色彩的線條顯示不同的負載條件。若是多模，頻率在低端被限制為 60kHz。只要轉換器以 60kHz 的頻率運作，就會處於 CCM 狀態。高於 60kHz 的任何頻率都是 TCM。頻率變化介於大約 60kHz 到 250kHz 之間。**圖 15** 顯示開啟損耗、關閉損耗與傳導損耗。多模情況的開啟損耗和傳導損耗非常明顯。

圖 14 和 **圖 16** 顯示 TCM 設計的類似數據。在這種情況下，頻率變化介於 75kHz 到 750kHz 之間。這比多模情況要寬得多。如果您觀察損耗情況，會發現在 **圖 16** 中 TCM 情況中與 $R_{DS\,(on)}$ 相關損耗較高，但開啟耗損則低很多。最終結果是 TCM 情況大幅降低了與 FET 相關的損耗。

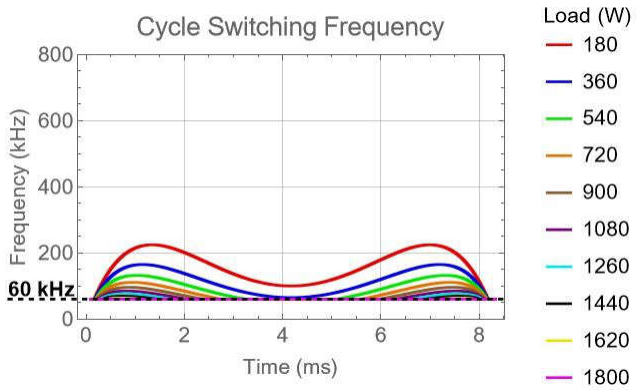


圖 13. *CCM/TCM 多模頻率範圍。*

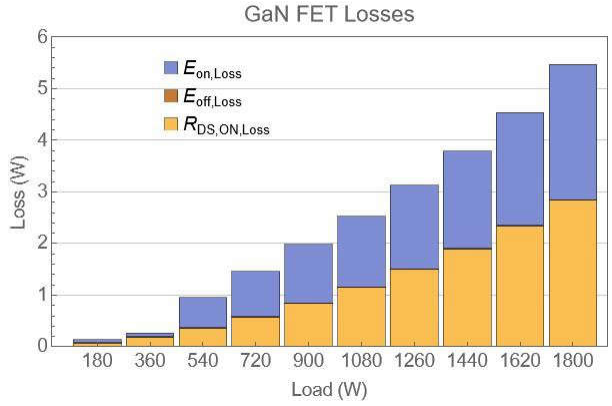


圖 14. *CCM/TCM 多模 FET 損耗。*

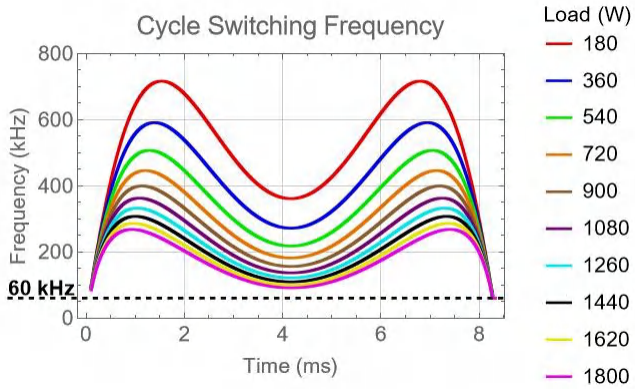


圖 15. *TCM 頻率範圍。*

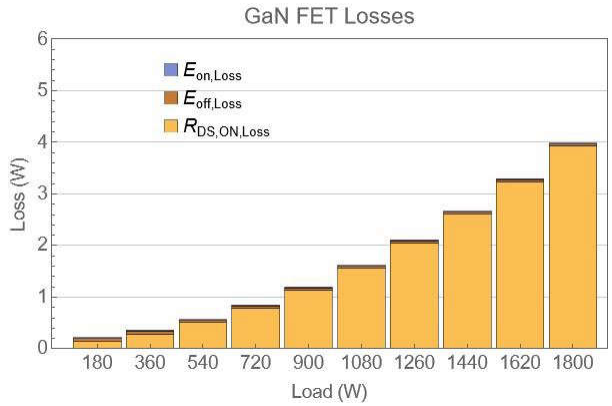


圖 16. *TCM FET 損耗。*

表 3 總結了幾個主要系統問題的堆積情況。鑑於電感需求較低，TCM 設計的電感器實際尺寸將較小。如果 TCM 中的漣波電流較大，則需要較大的電磁干擾 (EMI) 濾波器。TCM 拓撲結構中的 FET 損耗較低，非常適合需要高密度及高效率的數據中心電源轉換系統。

拓撲結構	多模 CCM 和 TCM	TCM
電感器	150 µH	25 µH
f_S 範圍	60kHz - 250kHz	75 kHz - 750 kHz
FET 損耗	高等	**低等**
電感器體積	大	**精巧**
EMI 濾波器尺寸	**精巧**	大

表 3. 傳導模式對 FET 損耗的影響。

控制方法和限制

TCM 運作的潛在效率優勢取決於合適的控制方法，然而，這一直是歷史上的難題。爲了更瞭解這個問題，我們需要深入探討控制實際需要做什麼。**图 17** 是 TCM 轉換器的簡化電路圖。我已加入 GaN FET C_{OSS}，因為您必須考慮這些寄生元件，才能獲得 ZVS。

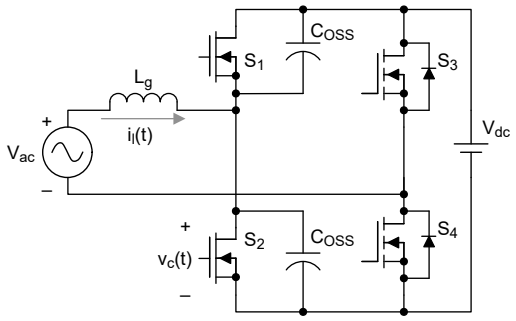


图 17. 具有相關寄生的簡化圖騰柱 PFC。

图 18 顯示 ZVS 等效電路，其中包括在失效時間內相關的電路元件。

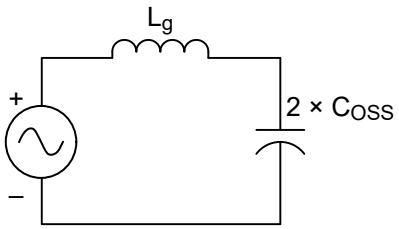


图 18. ZVS 等效電路。

方程式 1 到 **方程式 3** 是適用的差動方程式：

$$i_l(t) = 2 \times C_{oss} \times \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (1)$$

$$v_{ac}(t) - v_c(t) = L_g \frac{di_l(t)}{dt} \quad (2)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_g}{2 \times C_{oss}}} \quad (3)$$

可以將此轉換器的控制簡化為兩個基本要求：

- 在所有操作點都必須實現 ZVS。
- 必須將目標鎖定為 THD 為 0。

這些要求意味著，如果在導通前 $V_C(t) = V_{OUT}$，則 S_1 實現 ZVS；如果在導通前 $V_C(t) = 0$，則 S_2 實現 ZVS。

第二個目標可以透過以下方式達成：在一個切換週期內計算電感器電流的平均值，並迫使這個平均值等於一個電流值，使得 AC 輸入電壓看似正在向電阻器供電。此等效電阻器消耗的功率與輸出消耗的功率相同。**表 4** 以數學方式定義此概念。

AC 線路電壓	$v_{ac}(t) = \sqrt{2} \times v_{ac,r公尺s} \times \sin(\omega \times t + \varphi)$
週期平均電感器電流	$\langle I_{L_g}(t) \rangle_{T_s} = \frac{v_{ac}(t)}{R_e}$
PFC 等效電阻	$R_e = \frac{v_{ac,r公尺s}^2}{P_{out}}$
$\langle I_{L_g}(t) \rangle_{T_s}$ – 表示每個切換週期內 L_g 的平均電流	

表 4. 數學 THD 說明。

剩餘的工作是微控制器求解時序參數，以確保這兩個目標在所有輸入和輸出條件下都成立。正如您在後續章節中所見，這不是一項簡單的任務。

時序定義

我們簡單地談談微控制器需要管理哪些時序參數。我已經複製了系統電路圖，並在 **图 19** 和 **图 20** 中加入了一些主要波形。

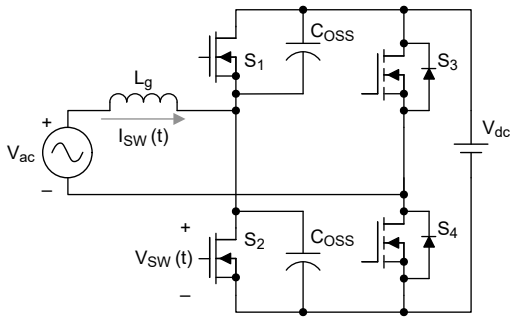


图 19. 簡化的 TCM 轉換器。

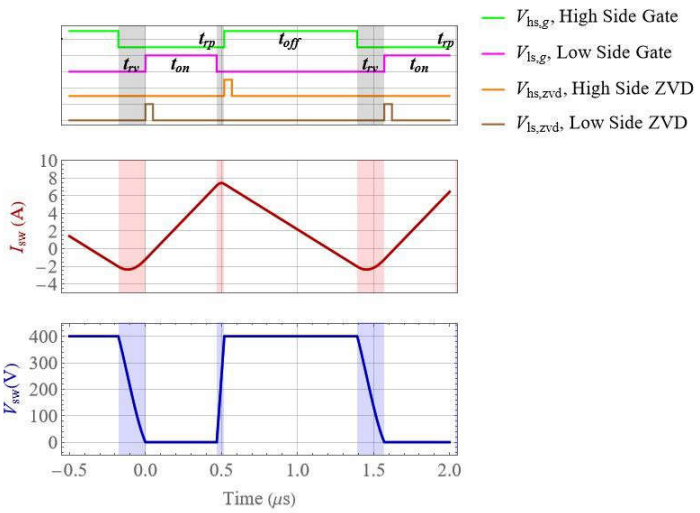


圖 20. TCM 轉換器主要波形和時序。

圖 20 最上方是 S_1 和 S_2 的閘極驅動訊號。右下方是以紅色 L_g 表示的電流，以藍色表示的 S_1/S_2 汲極源極連接處的電壓。重要的時序參數有四個；這些時序參數是相對於 FET 在電路中所扮演的角色而定義的。在正半週期中，S_2 為控制 FET，S_1 則為同步整流器。在負半週期其間，每個 FET 的角色都會互換。

根據這些定義，t_{ON} 成為控制 FET 的導通時間，而 t_{OFF} 成為同步整流器的導通時間。t_{RP} 是控制 FET 關閉與同步整流器開啟之間的失效時間。t_{RP} 中的「p」表示此失效時間發生在電感器電流的峰值處。t_{RV} 是同步整流器關閉與控制 FET 開啟之間的失效時間。$_{RV}$ 中的「v」表示此失效時間發生在電感器電流的波谷處。

以最普遍的意義來說，微控制器在每個切換週期都需要計算這四個時序參數，才能實現 FET 和單位功率因數的 ZVS 的雙重目標。

恆定導通時間

讓我們從轉換模式控制中採用最簡單的控制方法開始。方程式 4 顯示每個切換週期內 L_g 的平均電流。請注意，如果 t_{ON} 為常數，則為週期平均輸入電流 $\langle I_{L_g}(t)\rangle_{T_s}$ 一律與 $V_{ac}(t)$ 成比例。

$$\langle I_{L_g}(t)\rangle_{T_s} = \frac{V_{ac}(t)}{2\ L_g} t_{ON} \qquad (4)$$

這是恆定導通時間控制。這種控制方法的運作原理是，對於給定的功率位準，使用控制 FET 的恆定導通時間。導通時間在整個輸入電壓範圍內保持恆定。當電感器電流達到 0A 時，使用某種零電流感測器向轉換器發出開啟訊號。

圖 21 到 圖 26 顯示恆定導通時間運作期間的運作波形。圖 21 到 圖 25 顯示 AC 線路電壓和 V_{out} 以及二分之一 V_{out} 的水平標記。圖 22 到 圖 26 經過放大，可顯示電感器電流和切換節點電壓的切換週期活動。它也會顯示 AC 輸入、V_{OUT} 和二分之一 V_{OUT}。圖示顯示線路週期中的三個不同點。第一個點顯示在輸入電壓極低時，恆定導通時間的運作方式。第二個點顯示運作電壓略低於二分之一 V_{OUT}，第三個點則顯示運作電壓高於二分之一 V_{out}。

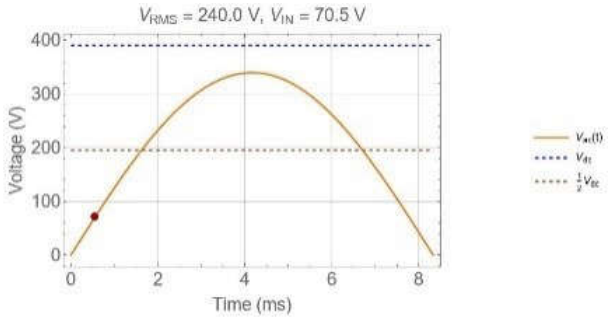


圖 21. COT、V_{IN} << 1/2 V_{OUT}、AC 線路時序。

圖 22. COT、V_{IN} << 1/2 V_{OUT}、波形。

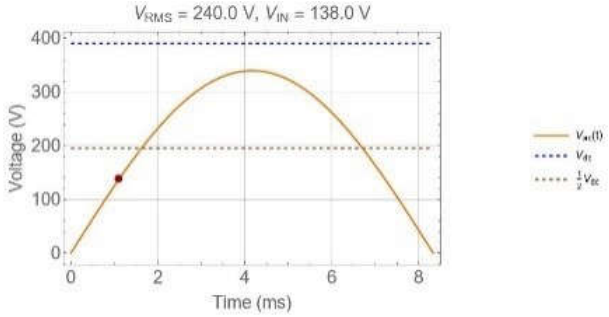


圖 23. COT、V_{IN} < 1/2 V_{OUT}、AC 線路時序。

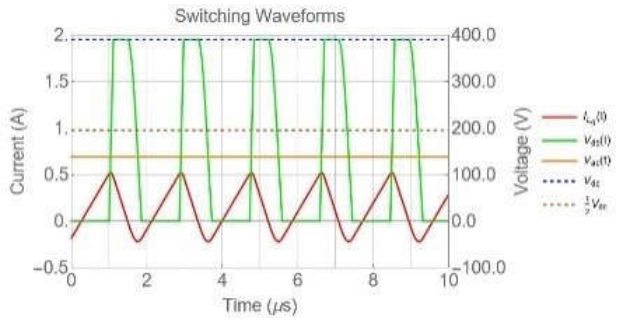


圖 24. COT、V_{IN} < 1/2 V_{OUT}、波形。

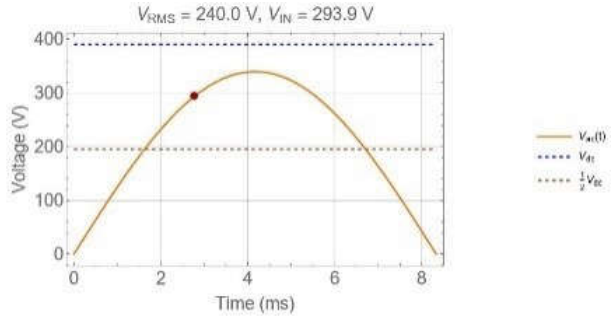


圖 25. COT、V_{IN} > 1/2 V_{OUT}、AC 線路時序。

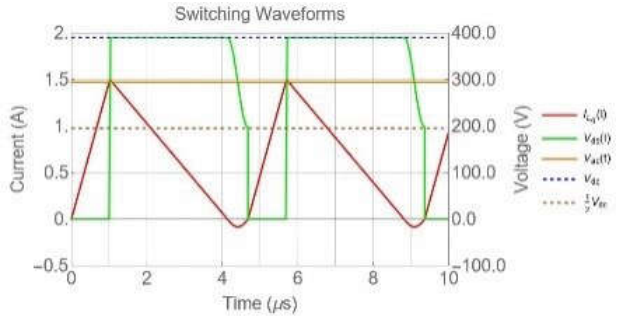


圖 26. COT、V_{IN} > 1/2 V_{OUT}、波形。

關於 圖 21 到 圖 26 的一些觀察：

- 很明顯，系統以恆定導通時間運作，並在不連續傳導模式 (DCM) 和 CCM 邊界持續運作。
- 切換頻率有很大的變化。
- 當 V_{IN} > ½ V_{OUT} 時，您會失去 ZVS。
- 電感器電流會在每個切換週期變成負值。
- 零交點附近沒有電源輸送。

第三、第四和第五個要點描述的問題是恆定導通時間的近似值過於粗略的結果，因為它沒有考慮到每個切換週期產生的負電流。

在以下各節中，您將瞭解如何解決這些問題。

ZCD

理論上，有一種方法可以解決 ZVS 損耗和零交點諧波失真這兩個問題。此方法需要精確的零電流偵測 (ZCD) 演算法和可以決定正確時序的可靠演算法。圖 27 說明此轉換器。

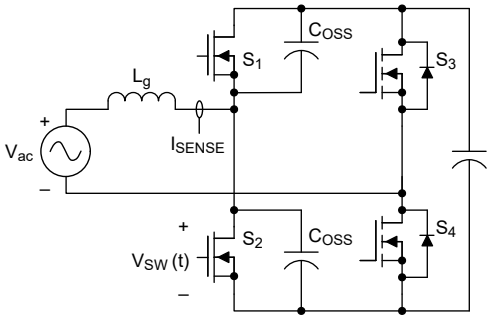


圖 27. ZCD 電路圖。

圖 28 到 圖 36 顯示三個不同操作點的轉換器波形。圖 28、圖 31 和 圖 34 顯示 AC 輸入電壓、V_{out} 和二分之一 V_{out}。圖 29、圖 30、圖 32、圖 33、圖 35 和 圖 36 顯示切換節點電壓 $V_C(t)$ 和電感器電流 $I_L(t)$。我已經為每個時序間隔加上了陰影。

圖 28 到 圖 30 顯示 V_{in} 小於二分之一 V_{out} 時的運作。您可以在此區域中看到，當電感器電流完全等於零時，同步整流器一律關閉。這與恆定導通時間情況類似。但是，當輸入高於二分之一 V_{out} 時，同步整流器必須保持更長的時間。如果同步整流器時間比較長，會累積一些負電流，以確保有足夠的能量來轉換切換節點而不需要硬性切換，如 圖 31 到 圖 33 所示。

另一項觀察結果是不斷向負載輸送能量，如 圖 34 到 圖 36 所示。您可以看到，任何時候都沒有足夠的電感器電流，既可以將切換節點諧振轉換到 V_{out}，又可以將一些電流傳送到輸出。轉換器將不再以恆定導通時間運作。事實上，使用這種控制方法時，全部四個時序參數都是變數。

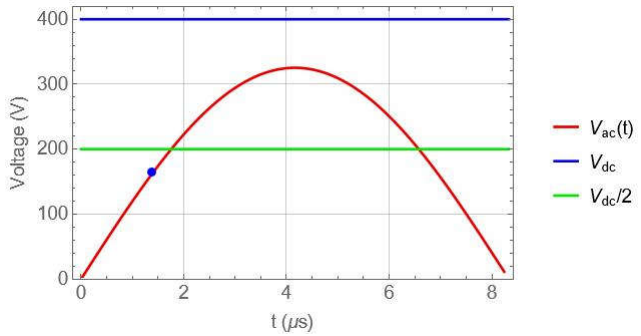


圖 28. *V_{IN}<1/2 V_{OUT}，ZCD AC 線路週期位置。*

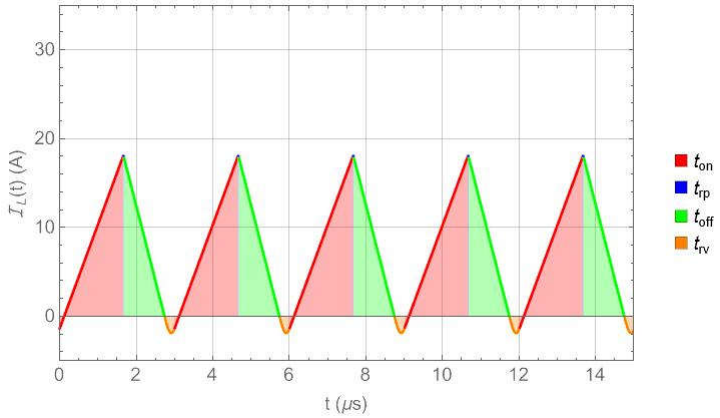


圖 29. *V_{IN}<1/2 V_{OUT}，ZCD 電感器電流。*

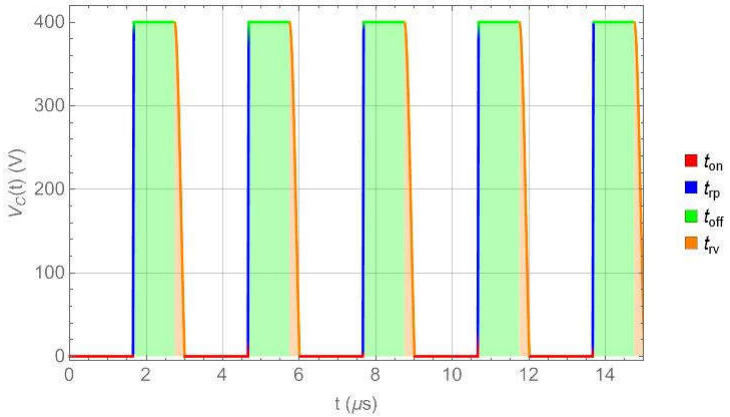


圖 30. *V_{IN}<1/2 V_{OUT}，ZCD FET V_{DS}。*

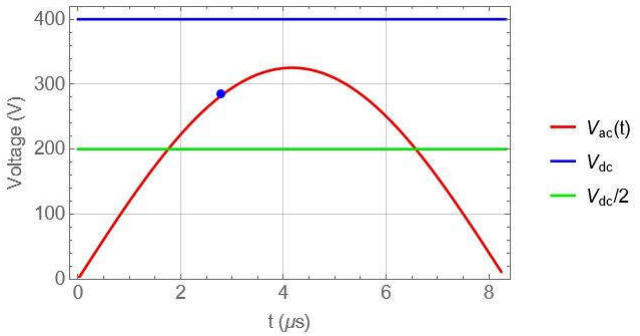


圖 31. *V_{IN}>1/2 V_{OUT}，ZCD AC 線路週期位置。*

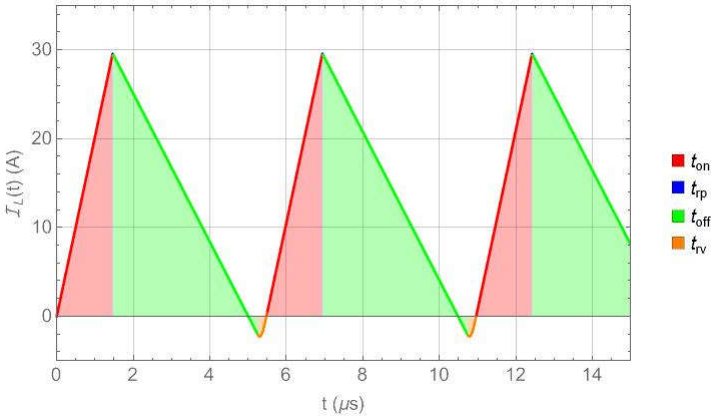


圖 32. *V_{IN}>1/2 V_{OUT}，ZCD 電感器電流。*

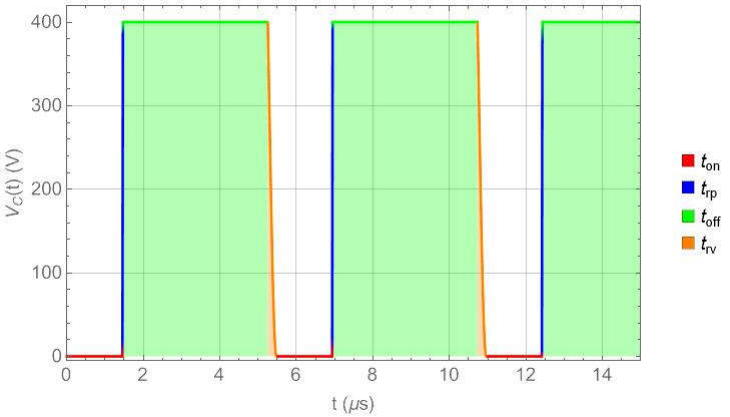


圖 33. *V_{IN}>1/2 V_{OUT}，ZCD FET V_{DS}。*

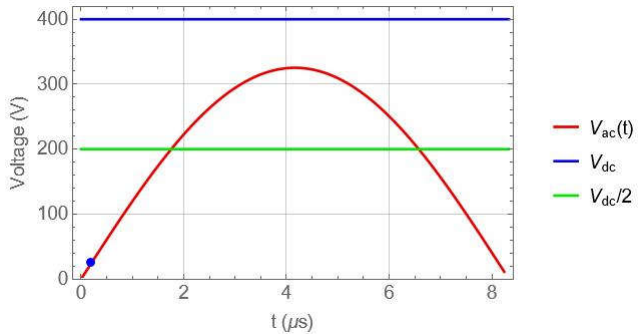


圖 34. V_{IN}<<1/2 V_{OUT}，ZCD AC 線路週期位置。

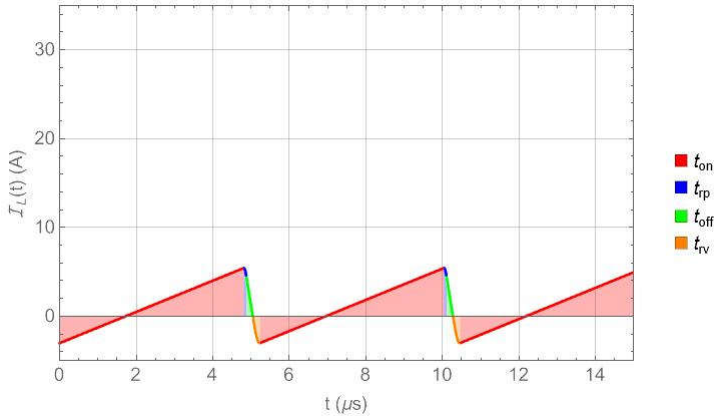


圖 35. V_{IN}<<1/2 V_{OUT}，ZCD 電感器電流。

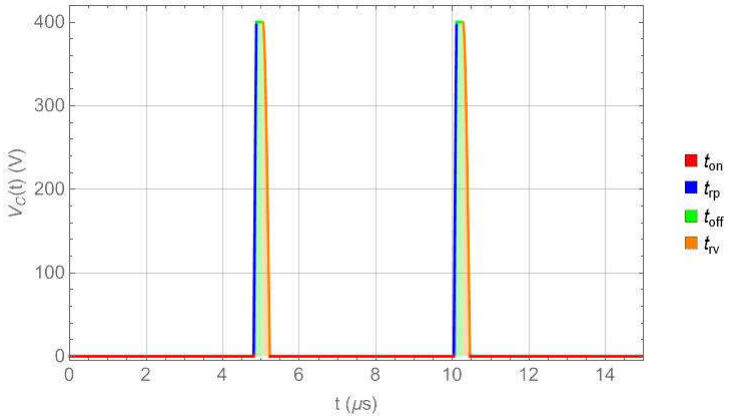


圖 36. V_{IN}<<1/2 V_{OUT}，ZCD FET V_{DS}。

圖 37 到 **圖 41** 顯示 **圖 19** 和 **圖 20** 中的四個時序參數 (t_{ON}、t_{OFF}、t_{RP}、t_{RV}) 在整個線路週期中的變化。除了這些時序參數之外，我還包含了 AC 輸入電壓、逐週期切換頻率、平均電感器電流與漣波電流包絡的圖。

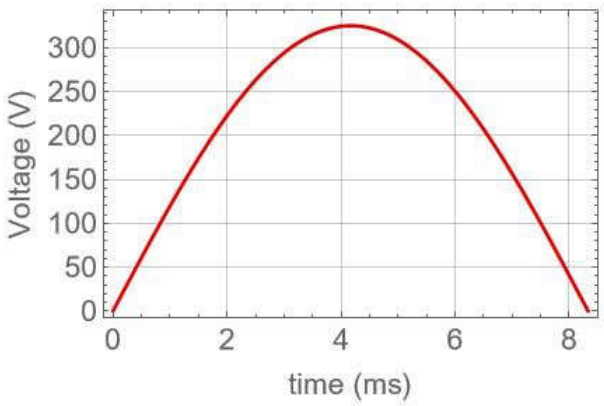


圖 37. ZCD 控制參數：V_{IN}。

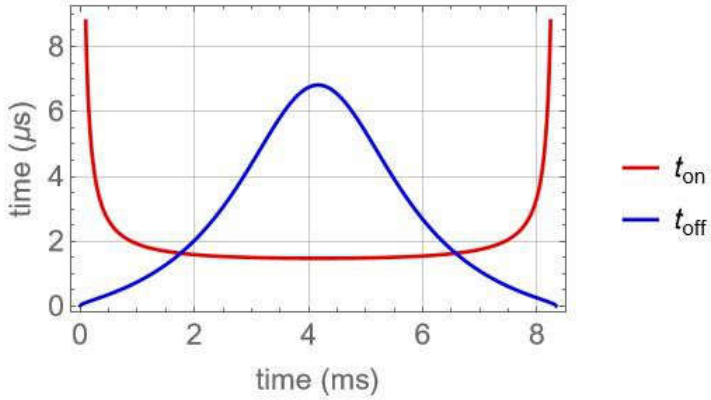


圖 38. ZCD 控制參數：f_s。

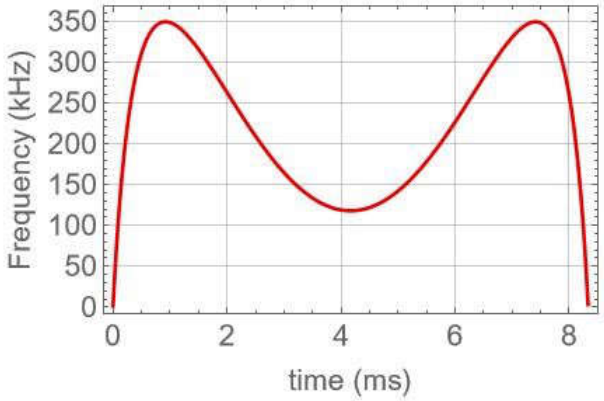


圖 39. ZCD 控制參數：t_{ON}、t_{OFF}。

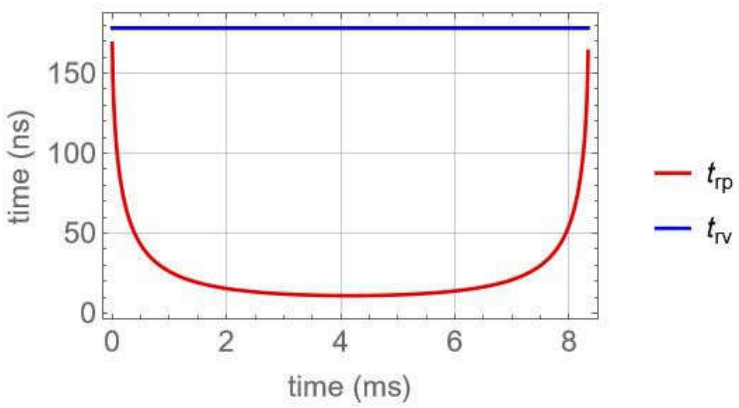


圖 40. ZCD 控制參數：失效時間。

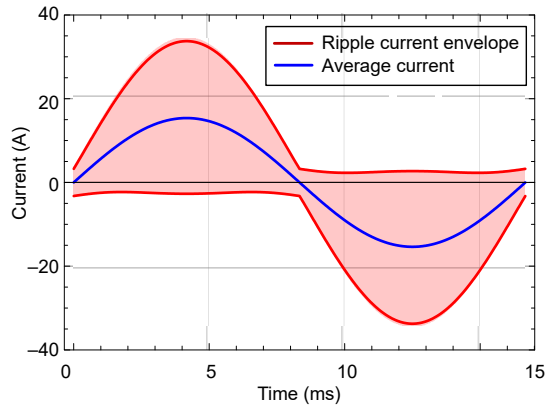


圖 41. ZCD 控制電流包絡。

從 图 28 到 图 36 中的模擬結果，很明顯 ZVS 無處不在。图 41 中的平均電流清楚地顯示功率因數良好。根據先前討論的恆定導通時間控制，我認為導通時間行為是有一定道理的。對於相當寬的輸入電壓範圍，它近似恆定，但為了解決零交點失真問題，它在零交點處變得更長。

然而，也有一些問題。首先也是最重要的，您無法針對四個時序變數 (t_{ON}、t_{OFF}、t_{RP}、t_{RV}) 明確地求解此系統。控制方程式過於複雜，無法即時求解。因此，您必須訴諸某些近似值，這將不可避免地犧牲 ZVS、THD 或兩者。

這種方法還有一個問題：您要如何設計並實作有效的零電流偵測器？

图 42 到 图 45 說明時序問題。圖 39 是系統電路圖。图 43 顯示 ZVS 的理想時序以及左側的理想功率因數。基於 ZCD 的控制要求精確測量同步整流器中的電流何時歸零。問題在於測量，偵測和產生脈衝方面會有延遲，這基本上會導致同步整流器保持的時間超過其應有的時間。對 ZVS 來說不是問題，但對功率因數來說卻是問題，而且會因為 RMS 電流較高而導致額外損耗。在微控制器中加入高頻寬、低延遲感測器和其他運算，將會補償電流波形中產生的誤差。图 44 和 图 45 中的圖說明此誤差。

總而言之，電流感測問題會使原本就很複雜的控制變得更加複雜。

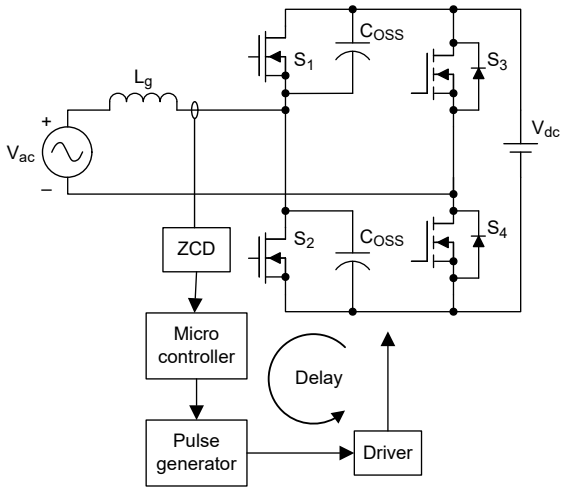


圖 42. ZCD 時序難題。

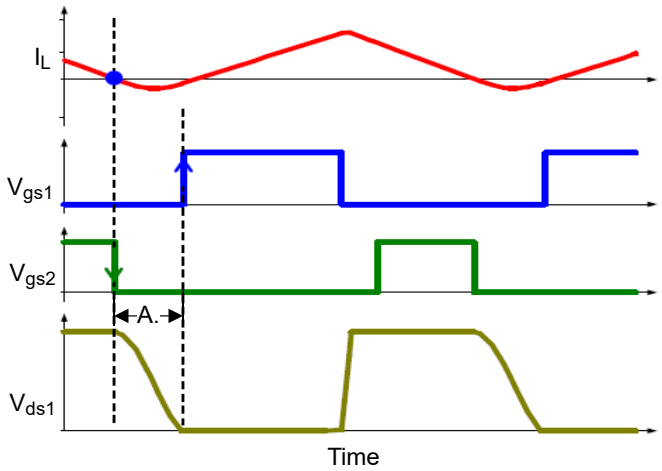


圖 43. 理想的 ZCD 時序波形。

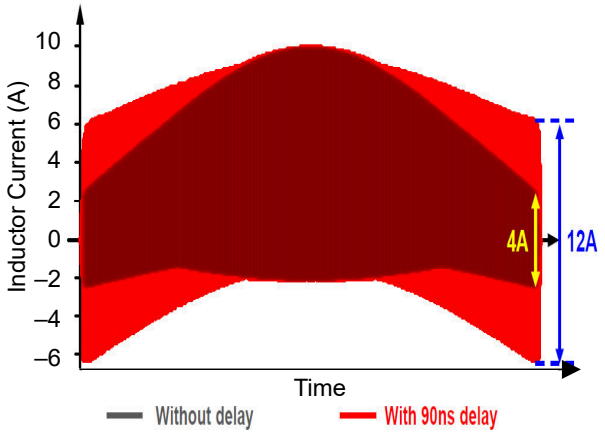


图 44. 時序錯誤導致的 ZCD 漣波電流失真。

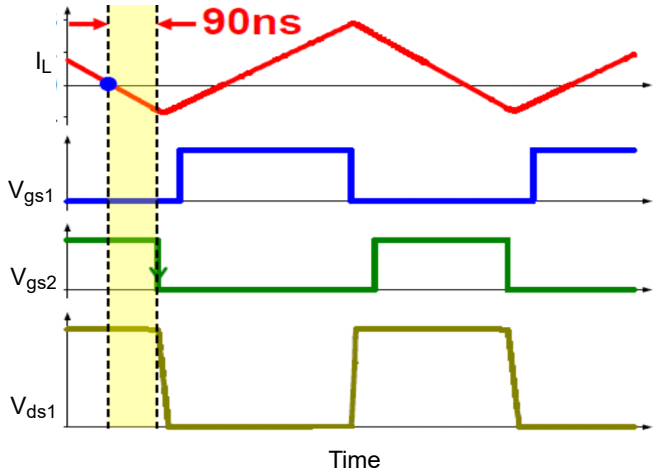


图 45. 實際的 ZCD 時序波形。

ZVD

簡化控制的第一步是至少採用四個時序參數之一，並將其設為常數。正如您從模擬中所見，透過導通和關斷時間執行此操作並不是真正的選擇，但也許可以透過失效時間執行部分操作。觀察諧振波谷失效時間，您會發現它非常複雜且不直覺。迫使此失效時間等於常數 (基本上就是將失效時間設定爲等於 ZCD 控制曲線終點處的值) 呢？這恰好相當於諧振週期的四分之一，以 **方程式 5** 表示：

$$\frac{1}{4} \times f_r = \left(\frac{1}{4} \times \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_g \times 2 \times C_{OSS}}} \right) \qquad (5)$$

如需詳細資訊，請參閱 **图 46**。

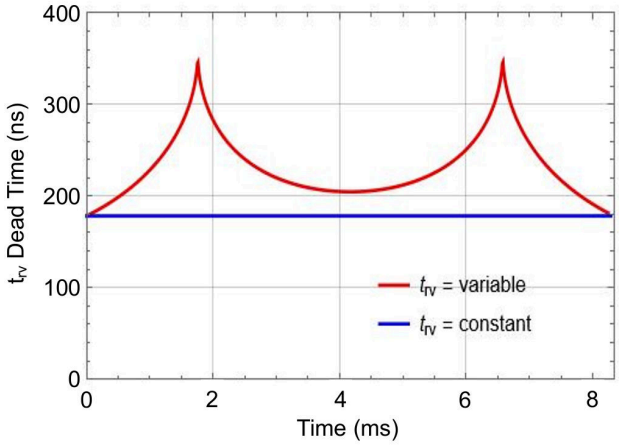


图 46. t_{RV} 時序簡化。

透過 **图 47** 到 **图 50** 觀察這種簡化後的系統性能，您可以看到原始 ZCD 控制和簡化控制中的頻率變化非常相似。此外，漣波電流包絡也很相似。兩者的理論功率因數都達到 1。這種簡化確實很有意義，因爲它簡化了演算法，而沒有真正影響性能。

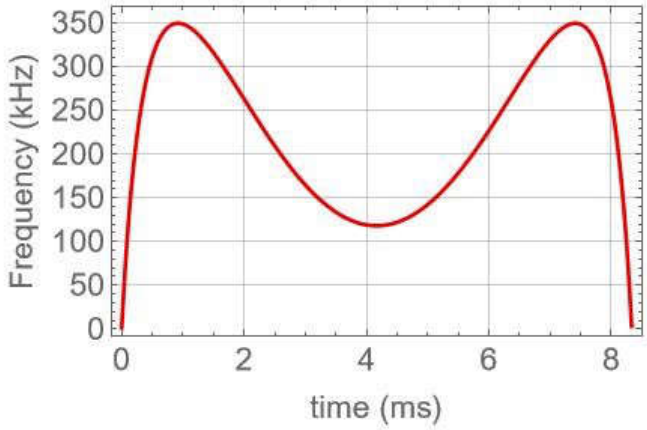


图 47. 常數 t_{RV}，頻率變化。

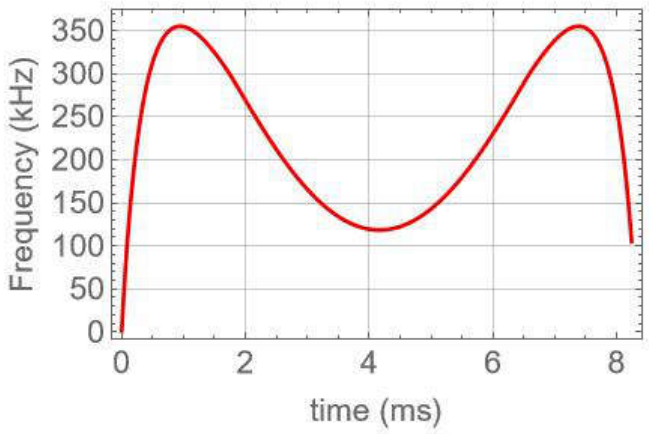


圖 48. *變數 t_{RV}，頻率變化。*

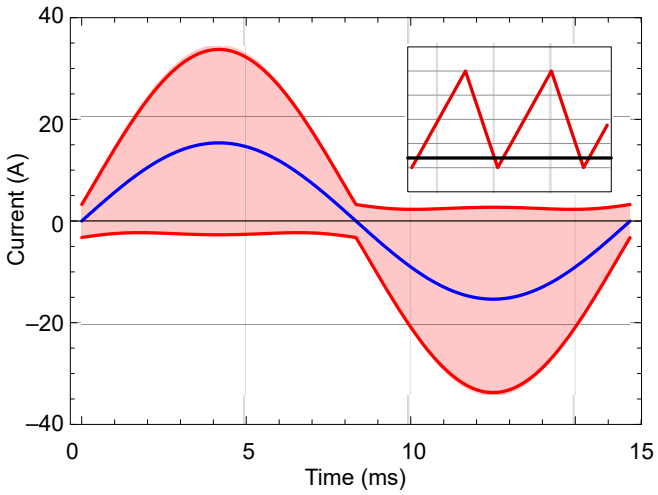


圖 49. *常數 t_{RV}，漣波電流包絡。*

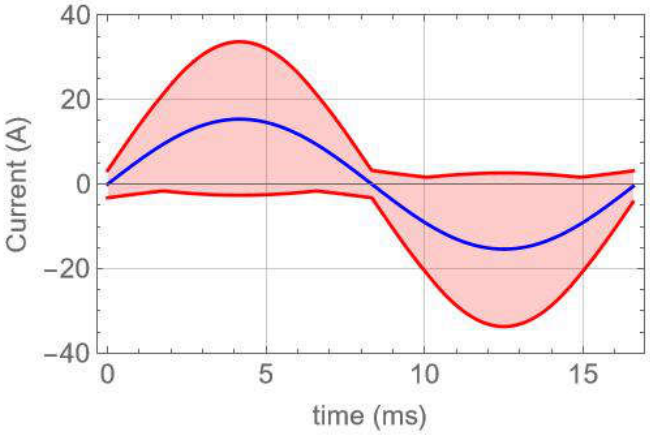


圖 50. *變數 t_{RV}，漣波電流包絡。*

圖 51 到 **圖 59** 顯示使用這種新控制方法時，波形如何以逐週期方式表現。這些數字與 **圖 28** 到 **圖 36** 之間的唯一區別差異是 t_{RV} 是常數，而 t_{ON}、t_{OFF} 和 t_{RP} 控制時間會經過將重新計算，以考慮常數 t_{RV} 失效時間。波形看起來十分合理。每個切換週期都有 ZVS。正如您從 **圖 47** 到 **圖 50** 所見，功率因數非常出色。

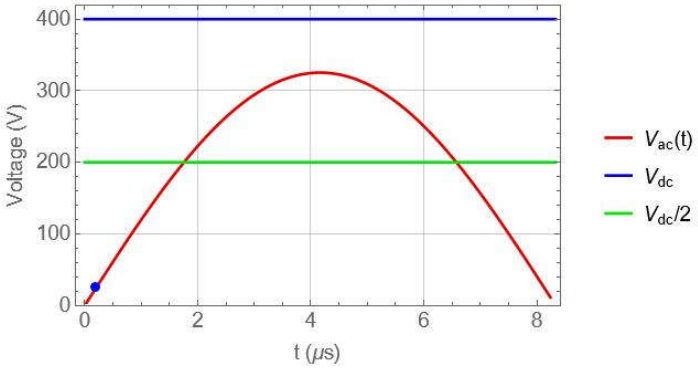


圖 51. *V_{IN}<<1/2 V_{OUT}，ZVD AC 線路週期位置。*

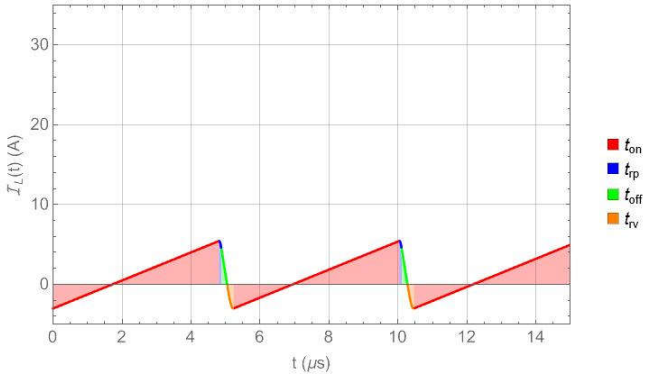


圖 52. *V_{IN}<<1/2 V_{OUT}，ZVD 電感器電流。*

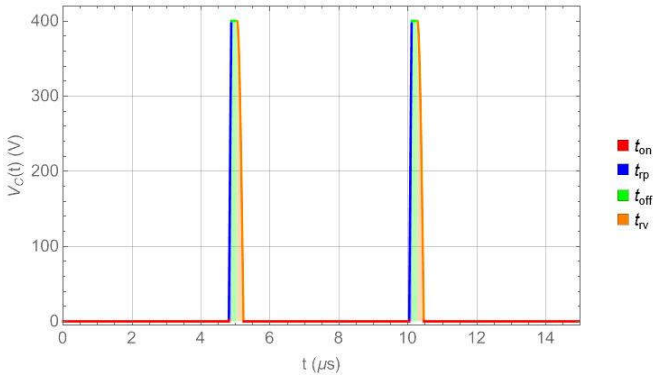


圖 53. *V_{IN} << 1/2 V_{OUT}，ZVD FET V_{DS}。*

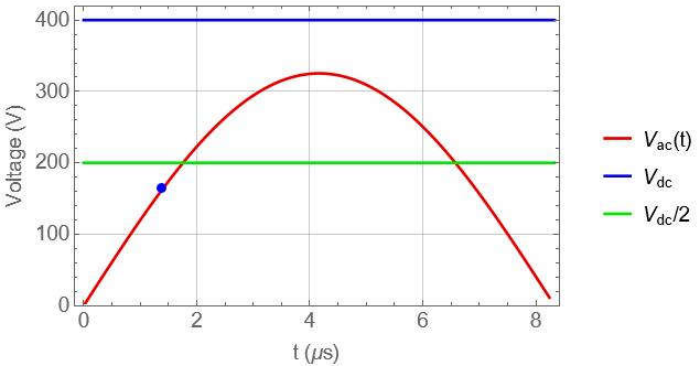


图 54. V_{IN} < 1/2 V_{OUT}，ZVD AC 線路週期位置。

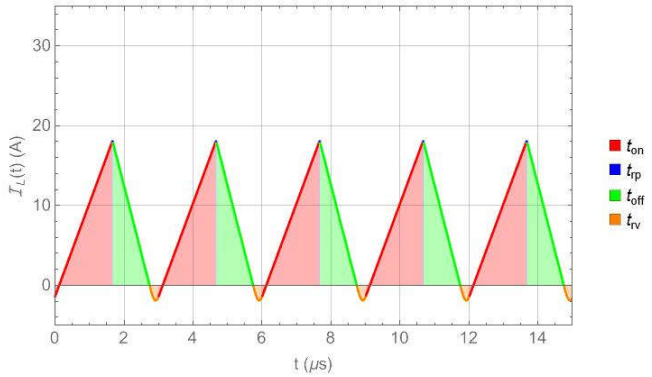


图 55. V_{IN} < 1/2 V_{OUT}，ZVD 電感器電流。

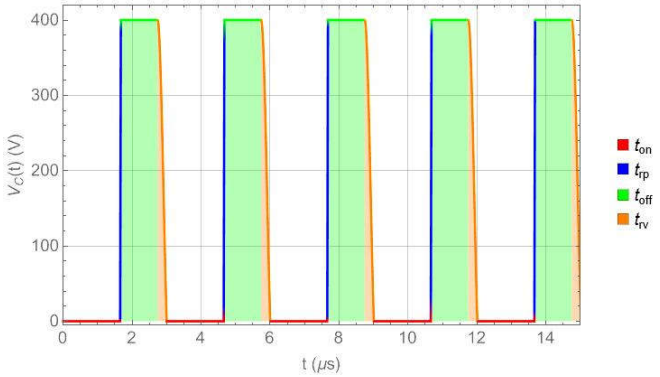


图 56. V_{IN} < 1/2 V_{OUT}，ZVD FET V_{DS}。

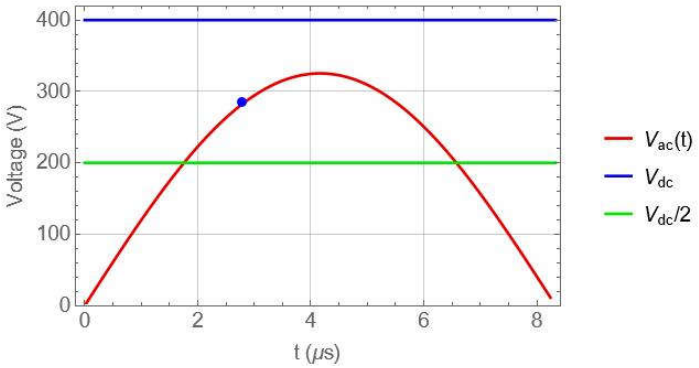


图 57. V_{IN} > 1/2 V_{OUT}，ZVD AC 線路週期位置。

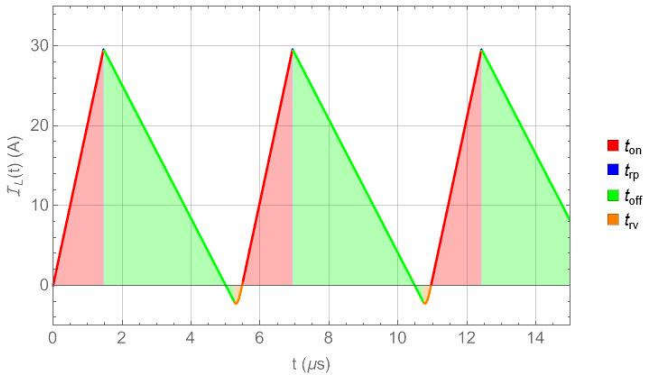


图 58. V_{IN} > 1/2$_{VOUT}$，ZVD 電感器電流。

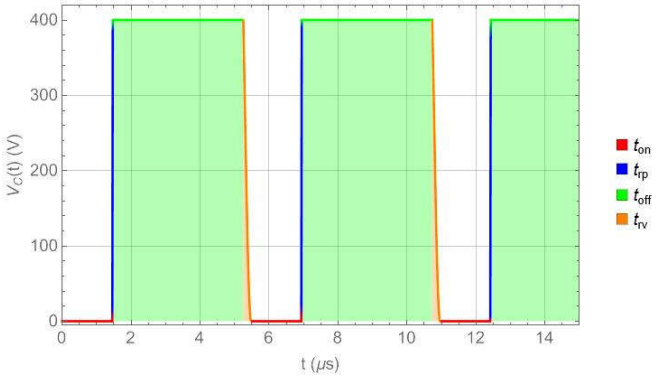


图 59. V_{IN} > 1/2 V_{OUT}，ZVD FET V_{DS}。

很遺憾，仍然有問題；此系統沒有確切的解決方案。簡化後留下的方程式仍然太複雜，無法即時求解。

還好，事情還沒有到絕境，還有其他方法可以嘗試。

TCM 控制實用解決方案的最後一步是實作基於 ZVD 的回饋迴路。图 60 到 图 62 說明我所說的 ZVD 回饋的意思。基本上，我要新增狀態位元，只要開關使用 ZVS 開啟時，都會回報給至微控制器。例如，查看 图 61 和 图 62。图 61 顯示電感器電流、切換節點電壓及低壓側 ZVD 旗標。

由於系統顯然在每個切換週期都透過 ZVS 開啟，因此宣告 ZVD 旗標。圖 62 顯示相同的波形；不過，調整頻率會失去 ZVS。因此，沒有 ZVD 旗標。

ZVD 旗標的運作方式是在開關使用 ZVS 開啓時宣告高訊號；若沒有，則不會宣告任何內容。關於此訊號的另一個重要觀察結果是，您甚至不需要確切知道 ZVS 何時發生，您只需要知道它是否發生。這可以為此功能的時序需求提供一些彈性。

事實上，您會在 TI GaN 開關中實作此 ZVD 訊號。雖然這不是此方法運作的必要條件，但它使實作變得極其簡單。

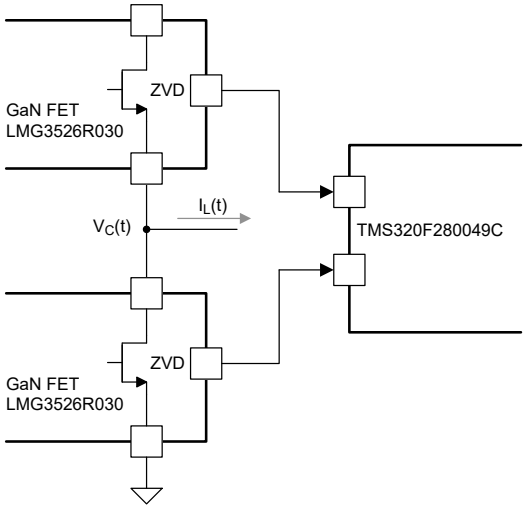


圖 60. GaN 開關 ZVD 回饋。

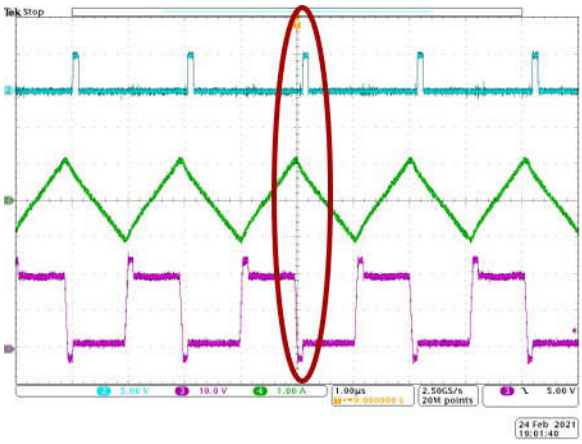


圖 61. 顯示 ZVS 的 ZVD 偵測。

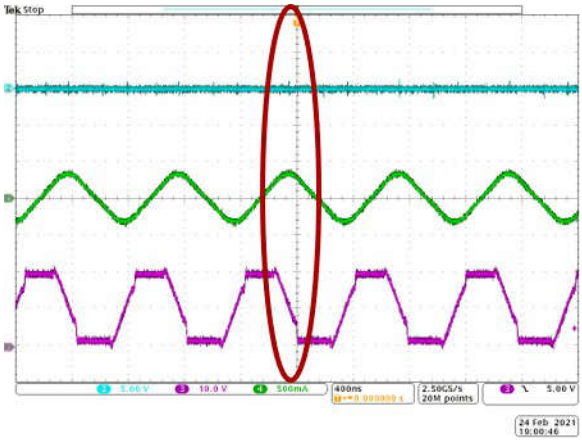


圖 62. 顯示 ZVS 損耗的 ZVD 偵測。

為了幫助您瞭解 ZVD 訊號如何實際上消除另一個控制變數的計算，請參閱 圖 63 到 圖 67。

圖 63 中的原理圖顯示新的系統，其中波形在 圖 65 到 圖 67 的圖中加上標籤並以顏色編碼。在 圖 65 到 圖 67 的圖頂部，您可以看到每個 FET 的兩個閘極驅動訊號和相關的 ZVD 訊號。以下分別是切換節點電流與切換節點電壓。我還提供了一個參考波形，有助於以更好的方式，視覺化系統何時提供與功率因數 1 相稱的平均電流。

圖 65 到 圖 67 顯示三個不同的操作點。圖 65 顯示操作頻率低於理想值。圖 67 以理想的頻率運作，而 圖 68 的運作速度比理想頻率更快。只有在調變的波形與目標波形同步時，ZVD 訊號才會同時出現。事實上，您真的只需要在每個半週期查看其中一個 ZVD 訊號即可。例如，如果在正半週期期間調整週期，讓低壓側 FET 一律處於獲得或失去 ZVS 的閾值，就會符合控制目標。

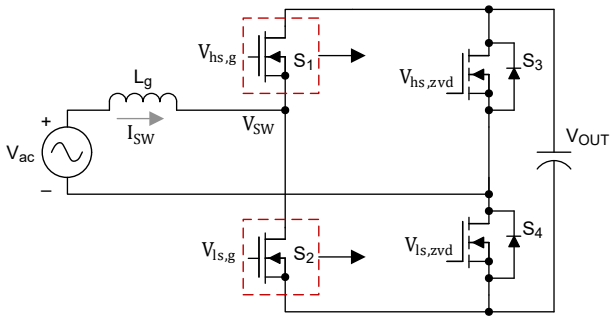


圖 63. ZVD 回饋電路圖。

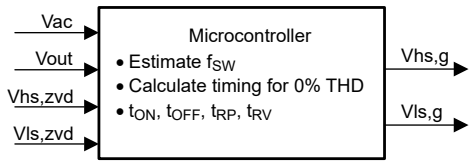


圖 64. 微控制器訊號。

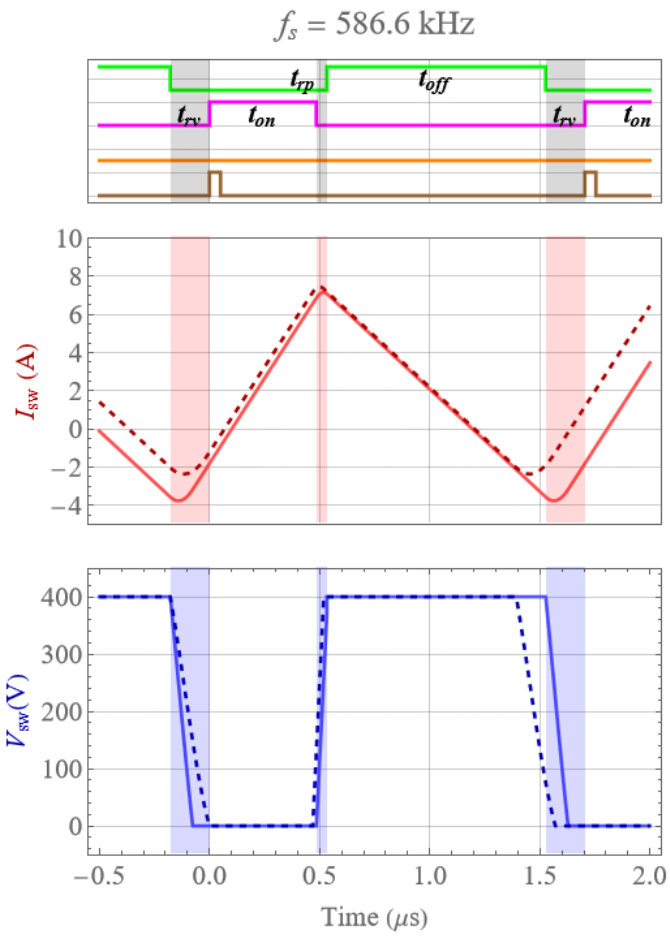


圖 65. 高壓側 ZVS 的 ZVS 回饋損耗。

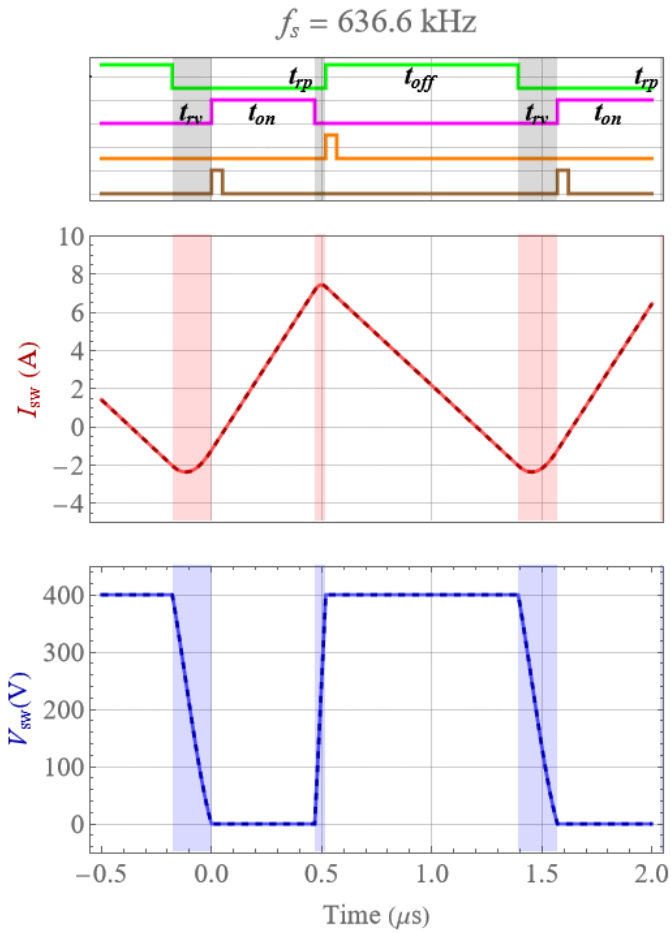


圖 66. ZVD 回饋損耗完整 ZVS。

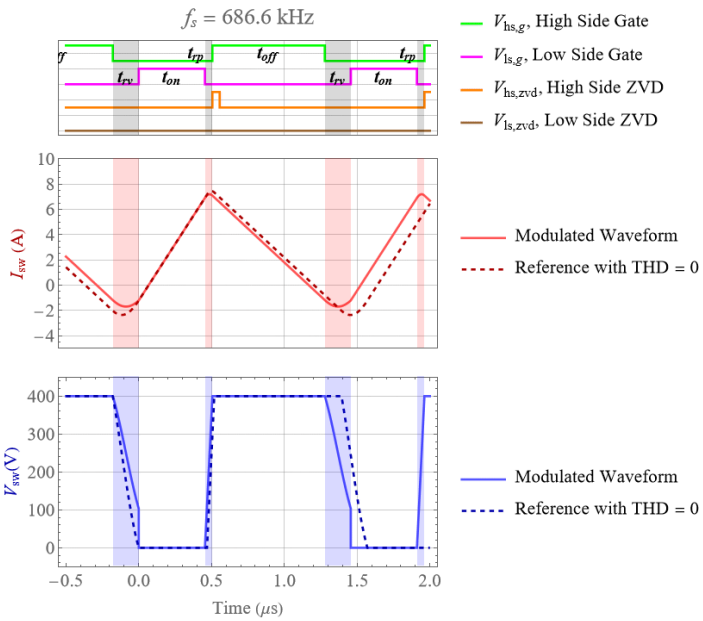


圖 67. 低壓側 ZVS 的 ZVD 回饋損耗。

控制摘要

在結束本主題之前，讓我們先從高階角度瞭解基於 ZVD 的控制與幾種不同 ZCD 實作的比較；請參閱 **表 5**。左側是 ZVD 控制。在右側，我新增了分流電阻器架構的電流感測；其旁邊是比流器。

從實作的角度來看，基於 ZVD 的控制非常簡單。您只需將一個額外的通道新增到現有的隔離器即可。相比之下，電阻器方法需要電阻器、運算放大器和比較器。比流器方法需要多個比流器、比較器和一些額外的緩衝電路。電阻器和比流器方法都比較昂貴。

ZVD 偵測也更有效率，因為您不需新增其他任何損耗電感元件，例如電阻器或減震器。

最後，控制更簡單，因此對基於 ZVD 的控制來說更準確。

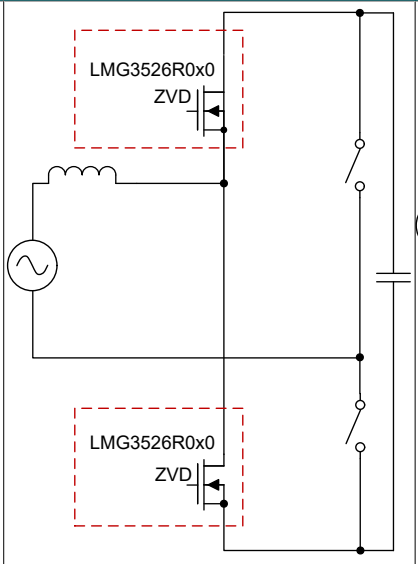
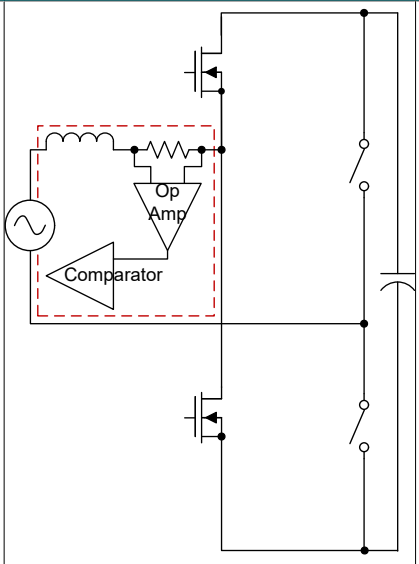
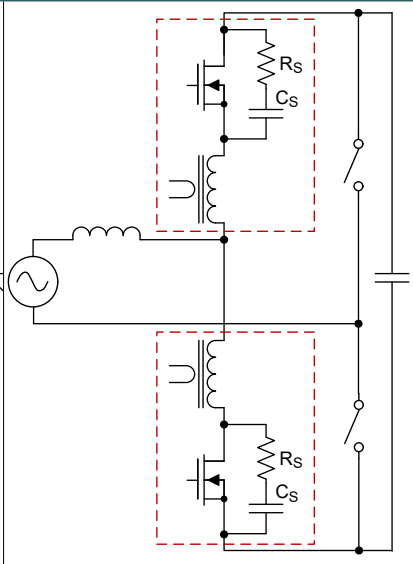
	LMG3526R030 中的 TI GaN ZVD 功能	分流電阻器方法	比流器方法
電路圖			
周邊電路	**在隔離器增加一個通道。**	• 一個分流電阻器。 • 一個高頻寬運算放大器。 • 一個快速比較器。	• 兩個比流器。 • 兩個比較器。 • 鉗位電路：兩個高電壓電容器、兩個電阻器。
周邊電路成本	**$**	$$$	$
效率影響	**無影響**	分流損耗導致效率降低	比流器與緩衝器電路損耗導致效率降低
面積尺寸	**幾乎沒有額外的面積**	大	大
控制很複雜	**簡單**	複雜	複雜

表 5. *ZVD 的優勢以及與其他解決方案的比較。*

設計範例

图 68 顯示為示範新的控制演算法而開發的硬體原型電路圖。**图 69** 是設計的照片，而 **表 6** 則列出其規格。

此設計的拓撲採用雙相整合式 TCM (iTCM) 功率級設計。此轉換器設計可在 230V 輸入電壓下運作，其輸出電壓為 400V。低頻電感器為 140μH，高頻電感器為 14μH，可提供約 14μH 的等效 TCM 電感。運作頻率從 75kHz 到 1.2MHz 不等。微控制器是 TMS320F280049C，GaN 開關使用整合式 ZVD 報告功能。整體來說，此設計約為 120W/in^3。

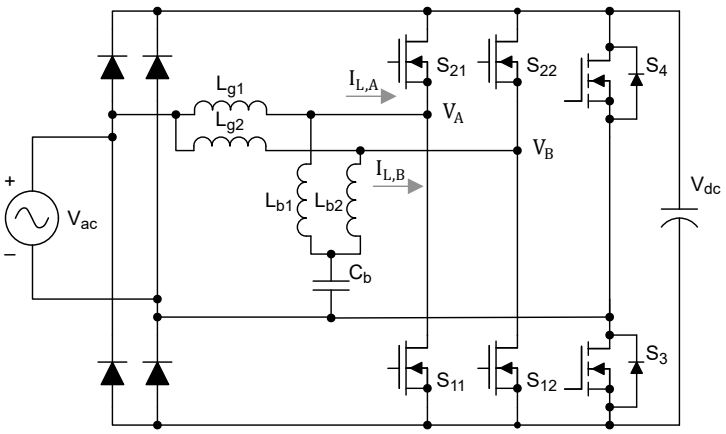


图 68. 設計範例硬體電路圖。

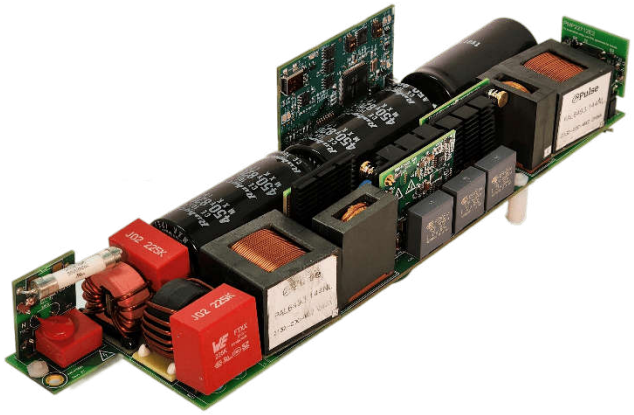


图 69. 設計範例電路板相片。

參數	值
AC 輸入	208 V-264 V
線路頻率	50-60 Hz
DC 輸出	400 V
最高功率	5 kW
全負載下的保持時間	20 ms
低頻電感器 (L_g)	140 μH
高頻電感器 (L_b)	14 μH
高頻阻隔電容器 (C_b)	1.5 μF
THD	<5%
EMI	歐洲標準 (EN) 55022 A 類
運作頻率	可變，75kHz - 1.2MHz
微控制器	TI：TMS320F280049C
高頻 GaN FET (S_{11}、S_{12}、S_{22}、S_{21})	TI：LMG3526R030
內部尺寸	38 mm × 65 mm × 263 mm
功率密度	120 W/in^3

表 6. 設計範例規格。

图 70 到 **图 72** 包含單相位 TCM 和 iTCM 拓撲之間的電路圖比較。iTCM 拓撲將 TCM 電感器分為兩個獨立電感器：低頻電感器 L_g 和高頻電感器 L_b。**方程式 6** 在數學上將這兩個電感器與 TCM 電感器建立關聯：

$$L_{g,TCM} = L_{g,\,iTCM} = \| L_b \qquad (6)$$

將 C_b 新增到 iTCM 轉換器可確保只有高頻電流通過 L_b 分支。C_b 兩端的差分電壓最終與輸入電壓 V_{ac} 相同。

為了更瞭解此轉換器在 **图 70** 到 **图 72** 之間的運作方式，我為 TCM 和 iTCM 轉換器的幾個最重要的電流分支，新增了漣波電流包絡。觀察 **图 70** 中的 TCM 轉換器，您可以看到漣波電流包絡。在 **图 71** 中，iTCM 轉換器採用此紅色波形，並將其分割為兩個獨立的部分：低頻元件以藍色顯示，高頻元件則以橘色顯示。這種元件分割可讓您分別將 iTCM 轉換器中的兩個電感器最佳化。您可以將高頻電流的高頻電感器最佳化，而無需承擔 TCM 電感器中存在的大量 DC 偏壓電流。此外，您可將低漣波電流與高 DC 偏壓的低頻 iTCM 電感器最佳化，並可能採用成本較低的核心材料 (如電動鐵氧體)，而 TCM 電感器必須是鐵氧體。

此拓撲的另一個潛在優點是，高頻電流全都包含在轉換器本機內。這對 EMI 的影響應該小得多，並減少 EMI 濾波器中所需的差動模式電感。

最後，由於兩個轉換器中的紅色電流包絡相同，因此您可以將 TCM 電感器視爲 iTCM 轉換器中兩個電感器的並聯組合。

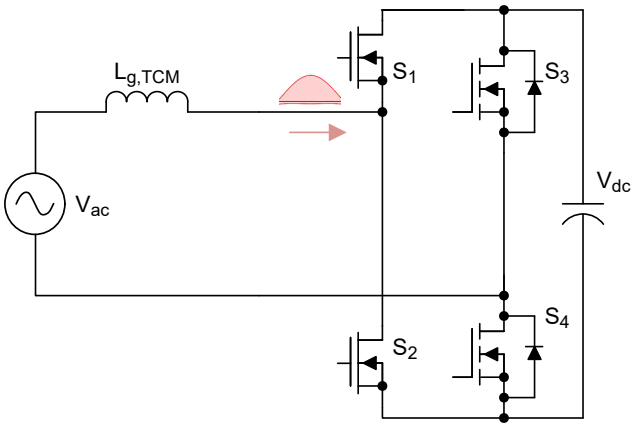


圖 70. TCM 漣波電流包絡。

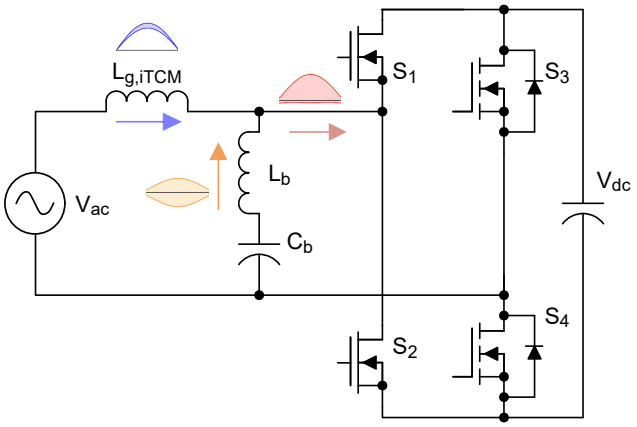


圖 71. iTCM 漣波電流包絡。

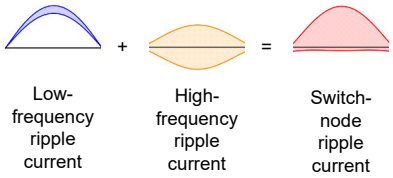


圖 72. TCM 與 iTCM 漣波電流的關係。

圖 73 到 圖 78 顯示三種不同輸入電壓的實際切換波形。圖 73 到 圖 75 顯示輸入電壓波形，並以藍點突顯下圖所使用的輸入電壓。圖 76 到 圖 78 繪製了通過 L_g 和 L_b 的電流，以及這些電流的總和 (以 I_{sw} 表示)。

V_{IN} = 25

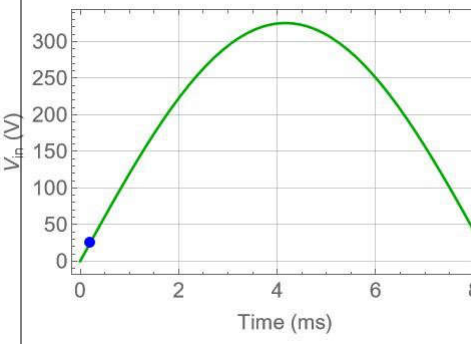


圖 73. iTCM/TCM V_{IN} = 25。

V_{IN} = 150

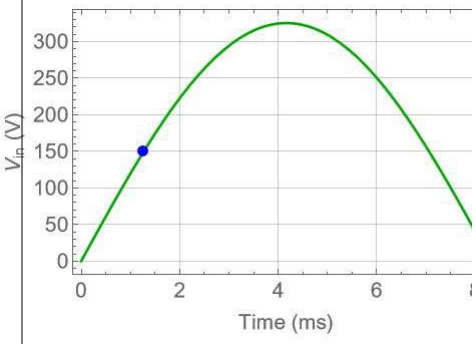


圖 74. iTCM/TCM V_{IN} = 150。

V_{IN} = 300 V

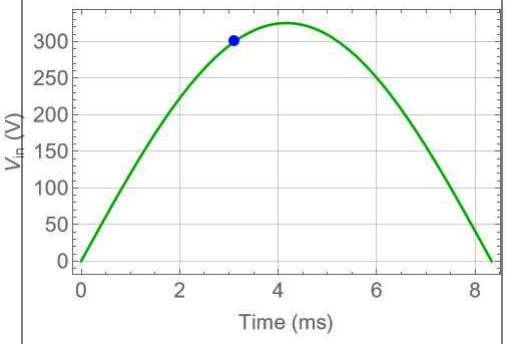


圖 75. iTCM/TCM V_{IN} = 300。

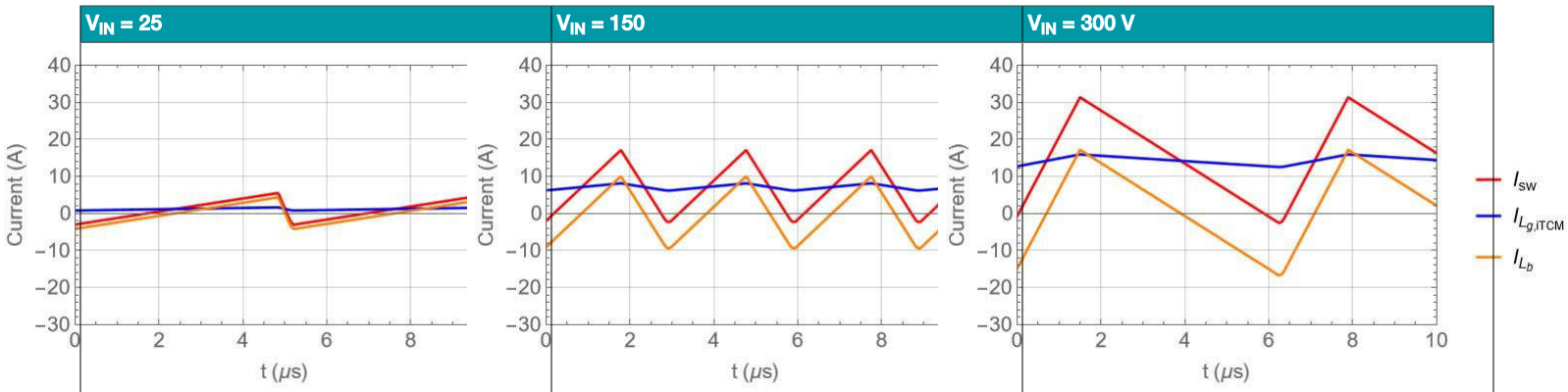


圖 76. iTCM/TCM V_{IN} = 25，電流波形。

圖 77. iTCM/TCM V_{IN} = 150，電流波形。

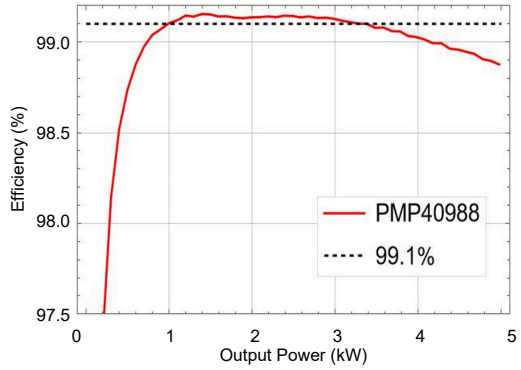
圖 78. iTCM/TCM V_{IN} = 300，電流波形。

實驗結果

圖 79 到 **圖 80** 顯示效率 (採用自動切相技術) 與 THD 性能。峰值效率高於 99.1%，且大部分負載範圍的效率均高於 99%。相位增減會發生在 2kW 左右。

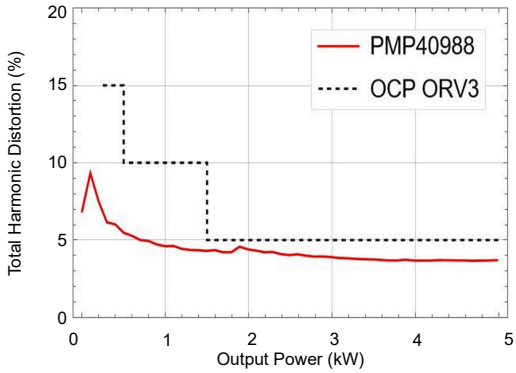
在我看來，THD 看起來很驚人；尤其是考慮到沒有電流回饋的情況下，更是令人驚訝。THD 在整個範圍內都低於 10%，在大部分負載範圍內低於 5%。

事實上，如果您在無負載條件下測量 THD，轉換器會以大約 1MHz 的切換頻率運作，而且可以輕鬆調節輸出。損耗約為 5W，但控制仍然能夠將 THD 維持在 9% 以下。此控制能夠在 5kW 轉換器上使用 5W 負載，將電流波形整形至 9% THD。我個人從未見過或聽過效果如此良好。



V_{IN} = 230 V　　相位增減：1.8 kW

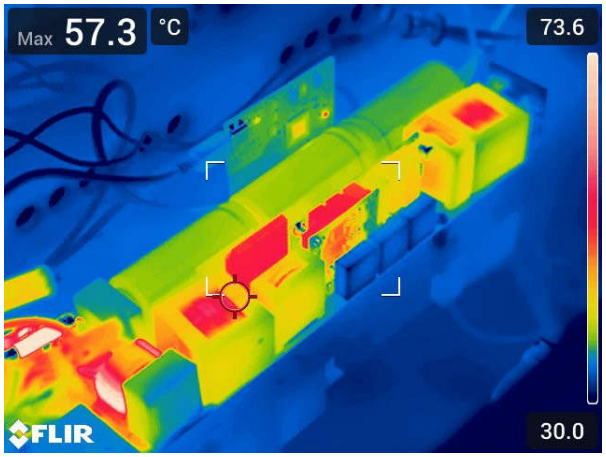
圖 79. 測量的效率。



V_{IN} = 230 V　　相位增減：1.8 kW

圖 80. 測量的 THD。

圖 81 和 **圖 82** 是在施加氣流的情況下，以全功率運作之單元的熱掃描。整體來說，單元運作良好。所有 FET 和電感器的溫度似乎都大約低於 60°C，這符合預期，因為它們的效率高且功率損耗低。



V_{IN} = 230 V　　V_{AC} = V_{OUT} = 400 V

I_{OUT} = 12.5 A　　氣流 = 38 CFM

圖 81. 熱掃描，視圖 1。

V_{IN} = 230 V　　V_{AC} = V_{OUT} = 400 V

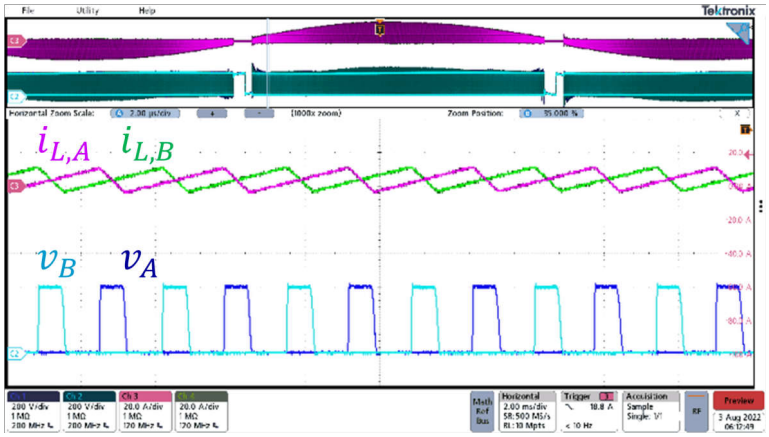
I_{OUT} = 12.5 A　　氣流 = 38 CFM

圖 82. 熱掃描，視圖 2。

圖 83 到 圖 85 是採用新控制的系統，在全負載運轉下運作的波形，其輸入電壓為 230V_{AC}，輸出電壓為 400V_{DC}。關於電路圖，請參閱 圖 68。在每張圖中，您可以看到每相位的圖騰柱半橋式切換電流，以及切換節點電壓。圖中所示的三個條件對應到三個不同區域，其中，設計人員在傳統上必須特別考量這些條件，才能達到 ZVS。這些區域爲 V_{IN} < ½ V_{OUT}、 V_{IN} = ½ V_{OUT} 和 V_{IN} > ½ V_{OUT} 時。

圖 83 到 圖 85 說明了幾個重點：

- 在所有輸入電壓條件下，兩個 FET 都實現了 ZVS。
- 系統與可變頻率運作完美交錯。
- 電流包絡非常正弦。



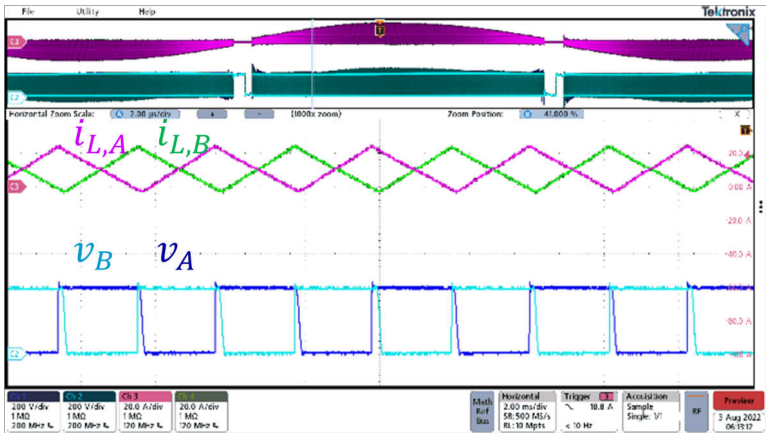
V_{IN} < ½ V_{OUT}　　V_{IN} = 230

V_{RMS} = V_{OUT} = 400 V　　P = 5 kW

v_A = v_B = 200 V/div　　$i_{L,A}$ = $i_{L,B}$ = 20 A/div

Time = 2 µs/div

圖 83. 全功率波形



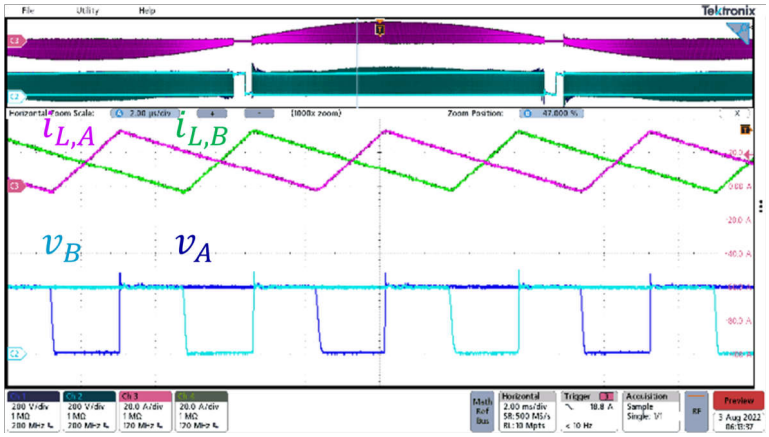
V_{IN} = ½ V_{OUT}　　V_{IN} = 230

V_{RMS} = V_{OUT} = 400 V　　P = 5 kW

v_A = v_B = 200 V/div　　$i_{L,A}$ = $i_{L,B}$ = 20 A/div

Time = 2 µs/div

圖 84. 全功率波形。

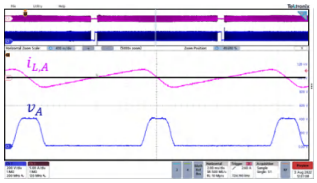


V_{IN} >> ½ V_{OUT}	V_{IN} = 230
V_{RMS} = V_{OUT} = 400 V	P = 5 kW
v_A = v_B = 200 V/div	$i_{L,A}$ = $i_{L,B}$ = 20 A/div
Time = 2 µs/div	

圖 85. 全功率波形。

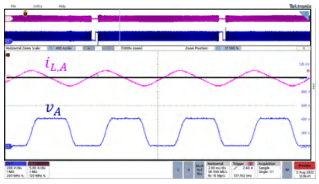
圖 86 到 圖 88 在無負載操作條件下，顯示相同的資訊。負載太小，只能以一相位運作。

從某種意義上說，鑑於真正的無負載運作條件，這些數字更加令人印象深刻。您可以清楚地看到，新的控制演算法已根據 ZVD 訊號，適應性地調整兩個失效時間，以針對兩個 GaN FET 實現近乎理想的 ZVS。這是顯而易見的，因爲兩個諧振轉換相同，這表示諧振峰值失效時間已變更爲等於諧振波谷失效時間。後者當然是等於 π/2 的常數。



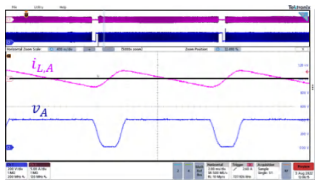
V_{IN} << ½ V_{OUT}	V_{IN} = 230
V_{RMS} = V_{OUT} = 400 V	P = 0 kW
v_A = 200 V/div	$i_{L,A}$ = 20 A/div
Time = 2 µs/div	

圖 86. 無負載波形。



V_{IN} = ½ V_{OUT}	V_{IN} = 230
V_{RMS} = V_{OUT} = 400 V	P = 0 kW
v_A = 200 V/div	$i_{L,A}$ = 20 A/div
Time = 2 µs/div	

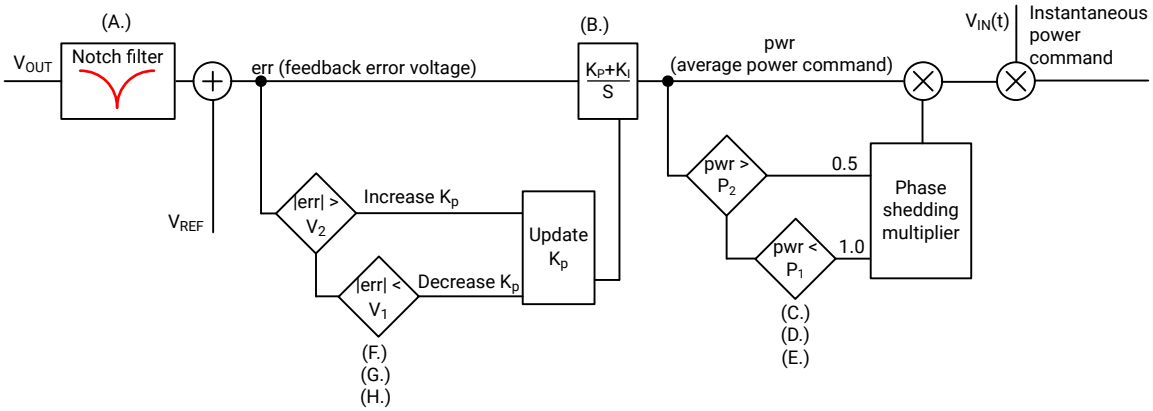
圖 87. 無負載波形。



V_{IN} >> ½ V_{OUT}	V_{IN} = 230
V_{RMS} = V_{OUT} = 400 V	P = 0 kW
v_A = 200 V/div	$i_{L,A}$ = 20 A/div
Time = 2 µs/div	

圖 88. 無負載波形。

圖 89 顯示 PFC 電壓補償器的控制迴路。從左側開始，您可以看到 120Hz 的陷波濾波器。此濾波器可提供比正常值更快的電壓迴路頻寬，因為陷波濾波器會防止控制迴路嘗試消除任何 120Hz 內容。接下來是非線性控制迴路，可以動態的方式，調整標準比例積分 (PI) 控制器的 K_p 值。PI 控制器的輸出與系統的功率需求成比例，用於確定應該運作的相位數。如果有兩個相位正在運作，您可以將傳送至每個相位的功率命令除以 2。最後，將切相級的輸出乘以測量的輸入電壓，即可為控制演算法建立逐週期功率命令。



A. 陷波濾波器移除 120Hz 鏈波

B. 標準 PI 控制器，等同於有額外零點的積分器

C. P2 = 相位增加閾值

D. P1 = 相位減切閾值

E. 前饋會根據運作的相位數，調整每個相位的功率命令

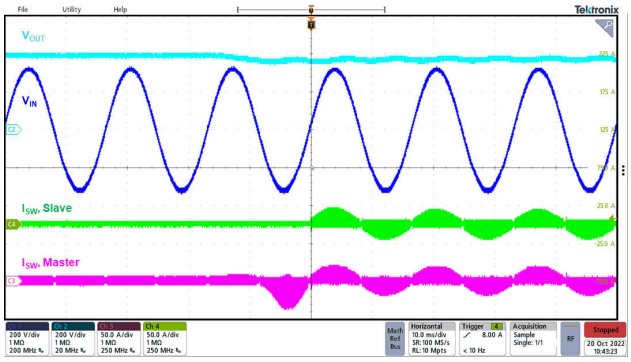
F. V2 = 上限錯誤閾值

G. V1 = 下限錯誤閾值

H. 輸出遠離目標的情況下，動態變更變 K_p 可讓瞬態回應更快

***圖 89.** 電壓迴路控制迴路。*

圖 90 顯示從近乎無負載到 50% 的負載瞬態，其中顯示 V_{IN}、V_{OUT} 和兩相位切換節點電流。此圖清楚地顯示系統從一相位運作順暢轉換為兩相位運作，對輸出電壓的干擾最小。

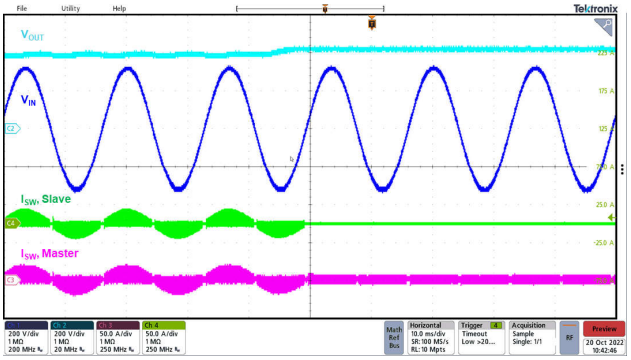


V_{IN} = 230 V_{AC} = V_{OUT} = 400 V

I_{OUT} 從 0.1A 到 6.25A

***圖 90.** 負載暫態。*

圖 91 顯示從 50% 負載釋放至近乎無負載狀態的過程。系統會從兩相位順暢地轉換為一相位，對輸出電壓的干擾最小。



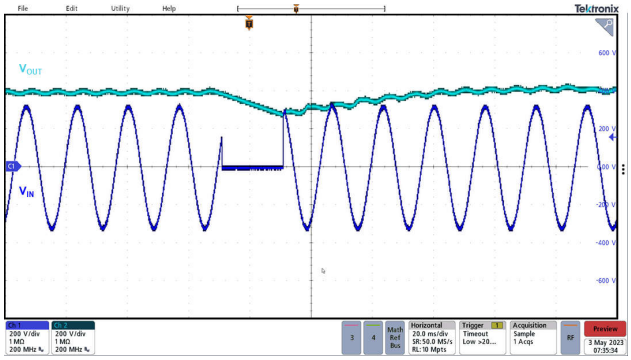
V_{IN} = 230 V_{AC} = V_{OUT} = 400 V

I_{OUT} 從 6.25 A 到 0.1 A

***圖 91.** 負載暫態。*

圖 92 顯示全負載 20ms AC 壓降事件，該壓降事件的相移調整為在 AC 電壓返回時達到最高值。這種情況會在突波

後產生最糟情況的電流突波。輸出電壓會從事件中平穩快速地恢復。



V_{IN} = 230	V_{AC} = V_{OUT} = 400 V
I_{OUT} = 12.5 A	壓降時間 = 20ms
相位 = 30°	

圖 92. AC 壓降

結論

可以設計一種計算簡單的過渡模式控制 PFC，其可以在所有操作條件下實現 ZVS，而且不需要使用電流感測器進行控制，就可以實現出色的 THD 並節省成本。此外，此解決方案使用具有接近理想交叉的兩相位 iTCM 轉換器。整體而言，轉換器的效率超過 99.1%，THD 為 <6%。

其他資源

1. Fernandes、Ryan 和 Olivier Trescases。「具備數位峰值電流調變的多模式 1-MHz PFC 前端。」出版於《IEEE Transactions on Power Electronics》第 31 冊第 8 期 (2016 年 8 月)：第 5694-5708 頁。數位物件識別碼：10.1109/TPEL.2015.2499194。
2. Lim, Shu Fan 和 Ashwin M. Khambadkone。「輕負載狀態下具備更高效率與功率因數的升壓 PFC 多模式數位控制方案。」發表於 2012 年第二十七屆 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2012 年 2 月 5-9 日)，第 291-298 頁。數位物件識別碼：10.1109/APEC.2012.6165833。
3. Rothmund、Daniel、Dominik Bortis、Jonas Huber、Davide Biadene 和 Johann W. Kolar。「用於中壓固態變壓器的 10kV SiC 雙向軟性切換單相 AC/DC 轉換器概念。」發表於 2017 年第八屆 IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) (2017 年 4 月 17-20 日)，第 1-8 頁。數位物件識別碼：10.1109/PEDG.2017.7972488。
4. Liu, Zhengyang。2017 年。「**高頻功率轉換用寬頻隙裝置的特性與應用**。」維吉尼亞理工學院暨州立大學博士論文。

重要聲明：本文所述德州儀器及其子公司相關產品與服務經根據 TI 標準銷售條款及條件。建議客戶在開出訂單前先取得 TI 產品及服務的最新完整資訊。TI 不負責應用協助、客戶的應用或產品設計、軟體效能或侵害專利等問題。其他任何公司產品或服務的相關發佈資訊不構成 TI 認可、保證或同意等表示。

所有商标均为其各自所有者的财产。

© 2024 Texas Instruments Incorporated

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATA SHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES “AS IS” AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI’s products are provided subject to TI’s Terms of Sale or other applicable terms available either on ti.com or provided in conjunction with such TI products. TI’s provision of these resources does not expand or otherwise alter TI’s applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may have proposed.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated