

# 電源供應設計研討會

GaN 最佳化的轉換模式功率因數  
修正

作者

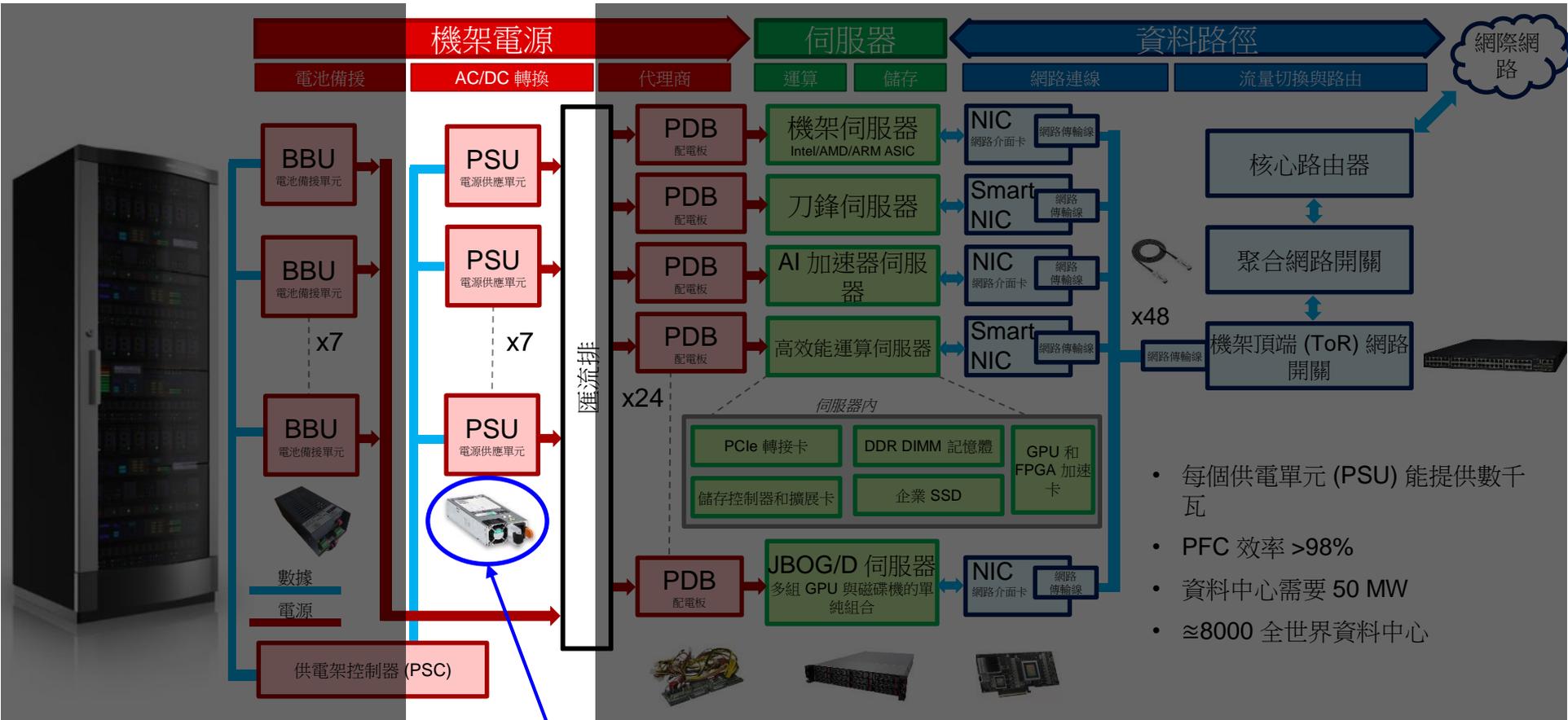
Brent McDonald



# 課程大綱

- 應用領域
- 升壓轉換器
  - 拓撲回顧
  - 傳導模式
- 控制方法
  - 固定導通時間
  - 零電流偵測 (ZCD)
  - 零電壓偵測 (ZVD)
- 實驗結果
- 結論

# 一般企業資料中心系統



- 每個供電單元 (PSU) 能提供數千瓦
- PFC 效率 >98%
- 資料中心需要 50 MW
- ≈8000 全世界資料中心

功率因數校正 (PFC) 電路

# 圖騰柱 PFC，使用單一 PFC 升壓轉換器

正半週期

負半週期

控制場效電晶體 (FET) 「D」

- 能否只用一組升壓轉換器，就控制住輸入電流？
- 可以，只要在個別的半週期內，新增重新設定的能力即可

整流器「1-D」

# 圖騰柱 PFC

## 優勢：

- 最高效率
- 能將傳導損耗降到最低

## 劣勢

- 控制很複雜
- 通常需要寬能隙開關
- 電流感測
- 共模電磁干擾 (EMI)

正半週期

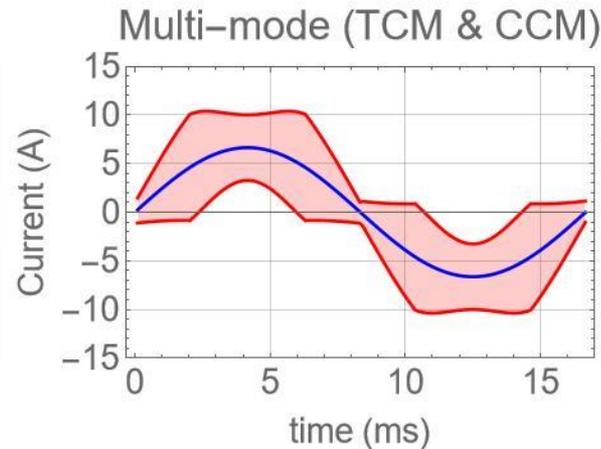
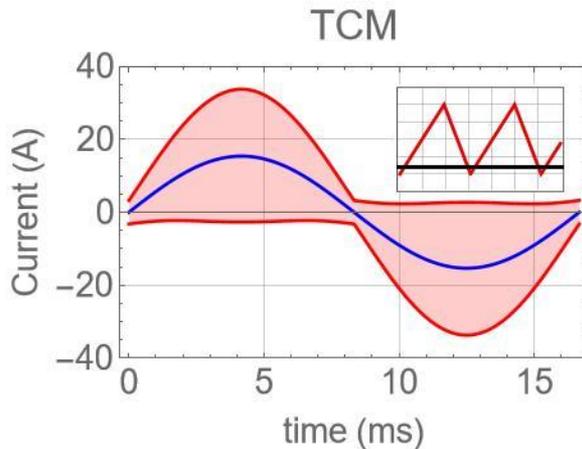
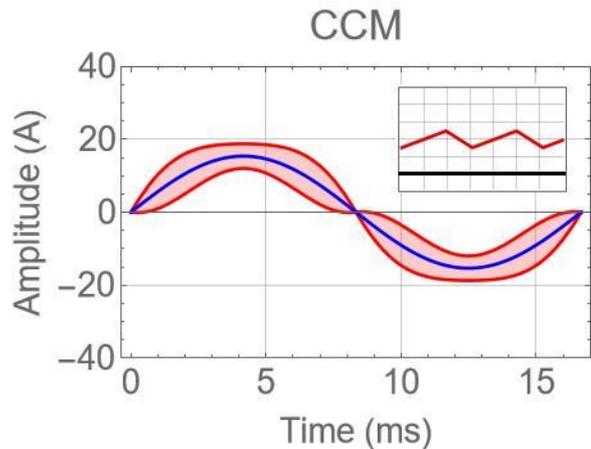
負半週期

控制 FET 「D」

同步  
整流器 「1-D」

CCM 圖騰柱 PFC 期刊

# PFC 傳導模式



— Ripple Current Envelope — Average Current

## 連續傳導模式 (CCM)

- 硬性切換和反向復原
- 傳導損耗較低
- 漣波電流小
- 控制容易

## 轉換傳導模式 (TCM)

- 零電壓切換 (ZVS)
- 傳導損耗較高
- 漣波大
- 控制複雜

## 多模

- 合併 CCM/TCM
- 兼具兩者優勢
- 控制複雜

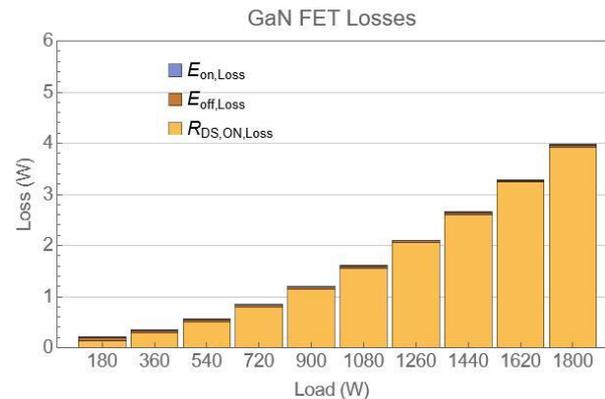
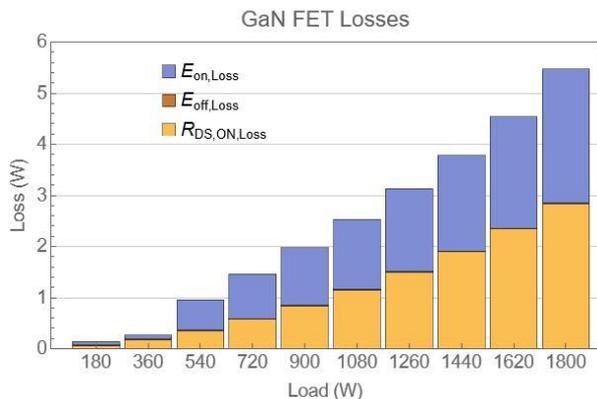
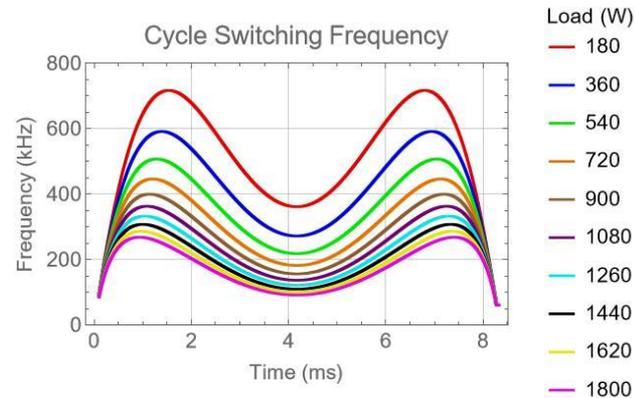
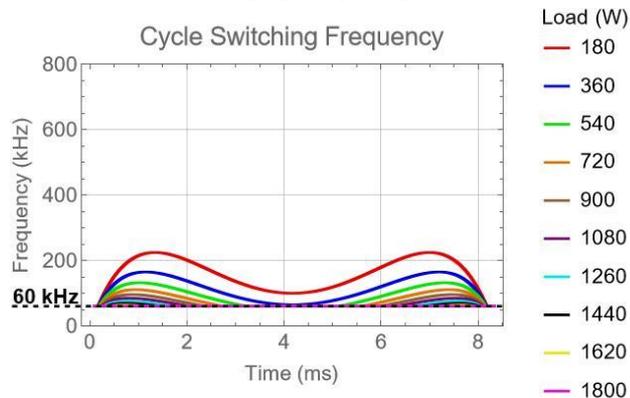
$\langle I_{L_g}(t) \rangle_{T_s}$  表示每個切換週期內  $L_g$  的平均電流

# 傳導模式對 FET 損耗的影響

## CCM/TCM

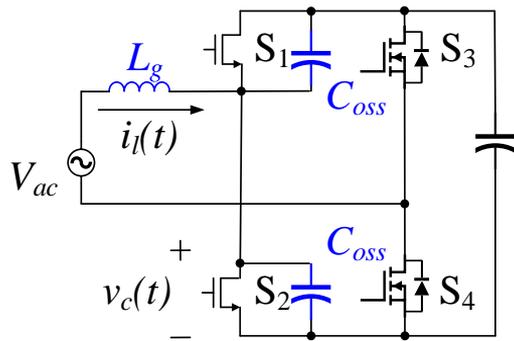
## TCM

拓撲結構	CCM/TCM	TCM
電感器	150 $\mu$ H	25 $\mu$ H
$f_s$ 範圍	60 kHz-250 kHz	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

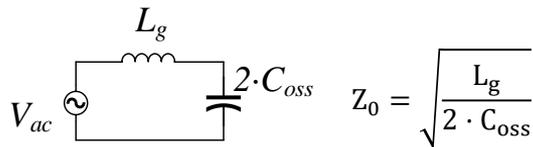


# 控制限制

## TCM 轉換器



## ZVS 等效電路



$$i_l(t) = 2 \cdot C_{oss} \cdot \frac{dv_c(t)}{dt}$$
$$v_{ac}(t) - v_c(t) = L_g \frac{di_l(t)}{dt}$$

## • PFC 要求

### - 條件 1 : ZVS

- 若  $v_c(t) = v_{OUT}$  (導通前), 則  $S_1$  能實現 ZVS
- 若  $v_c(t) = 0$  (導通前), 則  $S_2$  能實現 ZVS

### - 條件 2 : 總諧波失真 (THD) 低

- $v_{ac}(t) = \sqrt{2} \cdot v_{ac,rms} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$
- $\left\langle I_{L_g}(t) \right\rangle_{T_s} = \frac{v_{ac}(t)}{R_e}, R_e = \frac{v_{ac,rms}^2}{P_{out}}$

## • 等效電路的著名解法

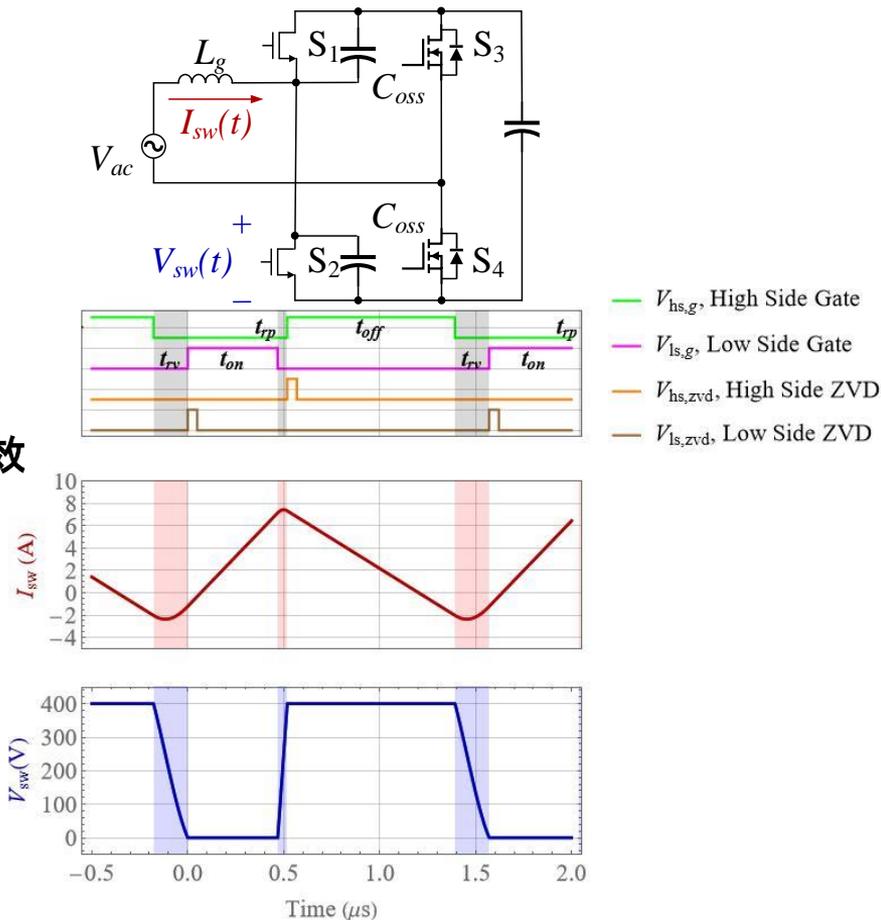
- $v_c(t) = i_l(t_0) \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + (v_c(t_0) - v_{ac}(t_0)) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$
- $i_l(t) = \frac{(v_{ac}(t_0) - v_c(t_0))}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + i_l(t_0) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$

## • 微控制器解決所需時序

$\left\langle I_{L_g}(t) \right\rangle_{T_s}$  表示每個切換週期內  $L_g$  的平均電流

# 控制時序定義

- 控制變數
  - $t_{on}$  - 控制 FET 的開啟時間
  - $t_{off}$  - 同步整流器 (SR) 的開啟時間
  - $t_{rp}$  - 控制 FET 關閉 與 同步整流器開啟 之間的失效時間
  - $t_{rv}$  - 同步整流器關閉 與 控制 FET 開啟 之間的失效時間
- 正 AC 半週期
  - S1 - 同步整流器
  - S2 - 控制 FET
- 負 AC 半週期
  - S1 - 控制 FET
  - S2 - 同步整流器



# 傳導模式控制 – (COT)

- 固定導通時間 (COT) 控制

$$- \left\langle I_{L_g}(t) \right\rangle_{T_s} = \frac{V_{ac}(t)}{2 \cdot L_g} t_{on}$$

- 在非連續導通模式 (DCM)/CCM 邊界運作

- 切換頻率變化大

- 電感器電流會在每個週期降至負值

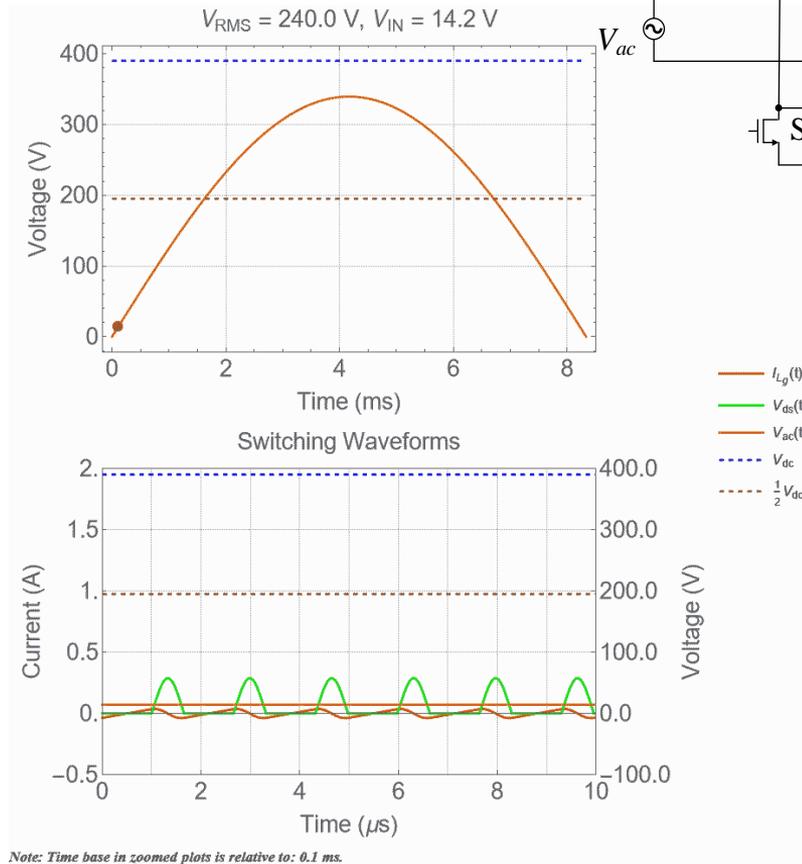
- ZVS

- $V_{IN} < 1/2 V_{OUT}$  – 所有負載的 ZVS

- $V_{IN} > 1/2 V_{OUT}$  – ZVS 損耗

- 低 THD 具有難度

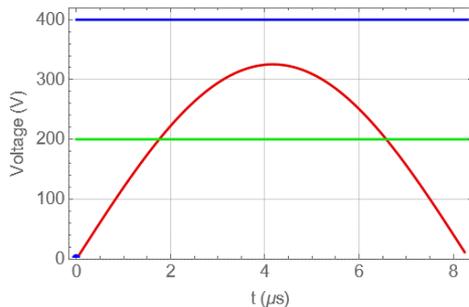
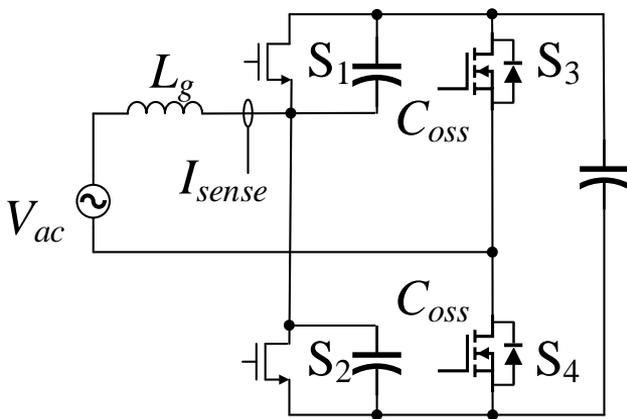
$\left\langle I_{L_g}(t) \right\rangle_{T_s}$  表示每個切換週期內  $L_g$  的平均電流



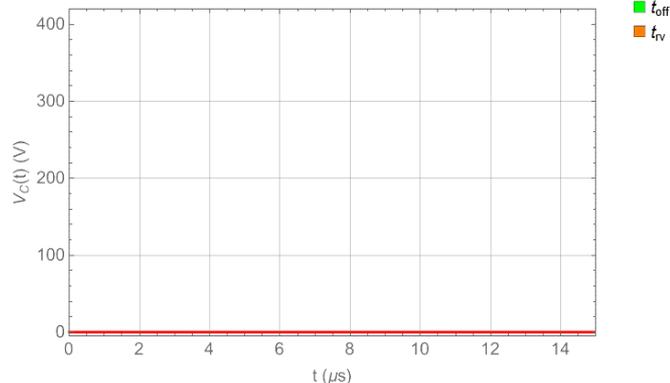
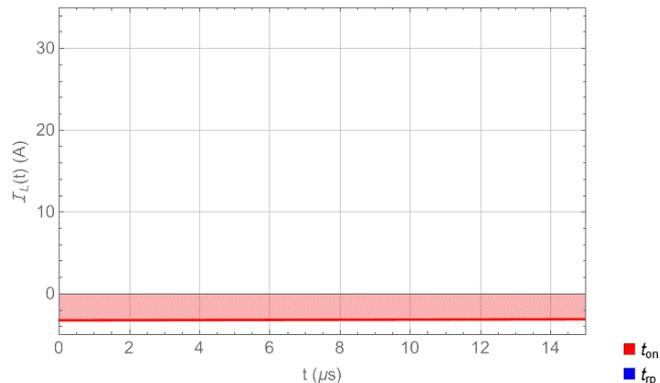
Note: Time base in zoomed plots is relative to: 0.1 ms.

# 傳導模式控制 – (ZCD)

- 能解決  $V_{IN} > 1/2 V_{OUT}$  的 ZVS 損耗問題
- 需要：
  - 精準的 ZCD
  - 穩健的演算法

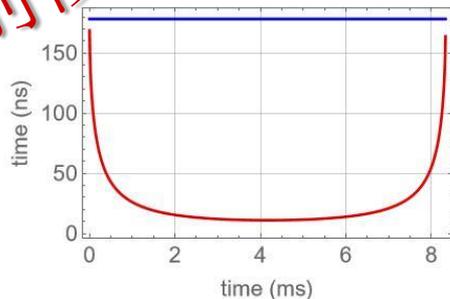
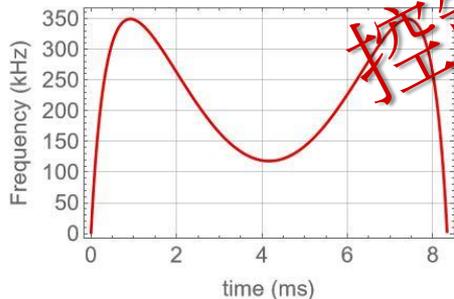
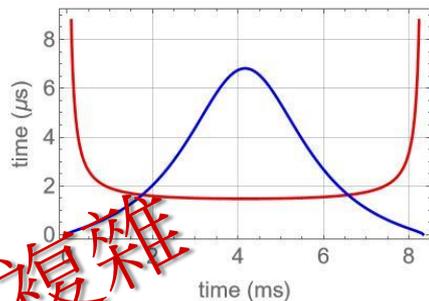
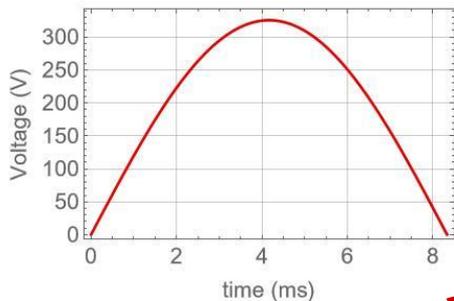


- $t_{on}$  – 控制 FET 的開啟時間
- $t_{off}$  – SR 的開啟時間
- $t_{rp}$  – 控制 FET 關閉與 SR 開啟之間的失效時間
- $t_{rv}$  – SR 關閉與控制 FET 開啟之間的失效時間

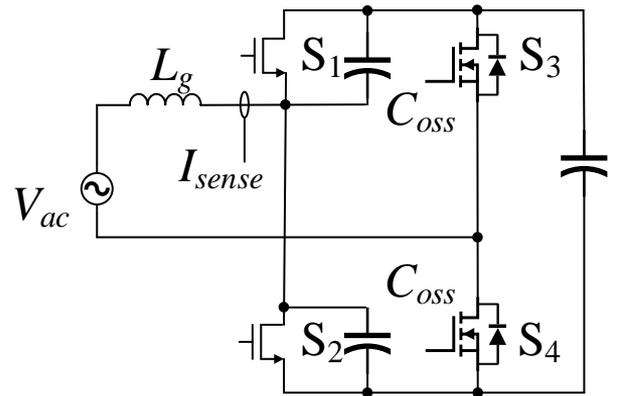


# ZCD 解決方案

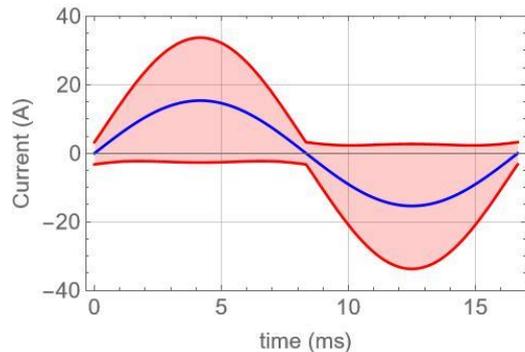
- $V_{AC} < 1/2 V_{DC}$  自然 ZVS
- $V_{AC} > 1/2 V_{DC}$  所需額外 SR 時間
- 沒有確切的時序解決方案



控制複雜



—  $t_{on}$   
—  $t_{off}$



— Ripple Current Envelope  
— Average Current

—  $t_{rp}$   
—  $t_{rv}$

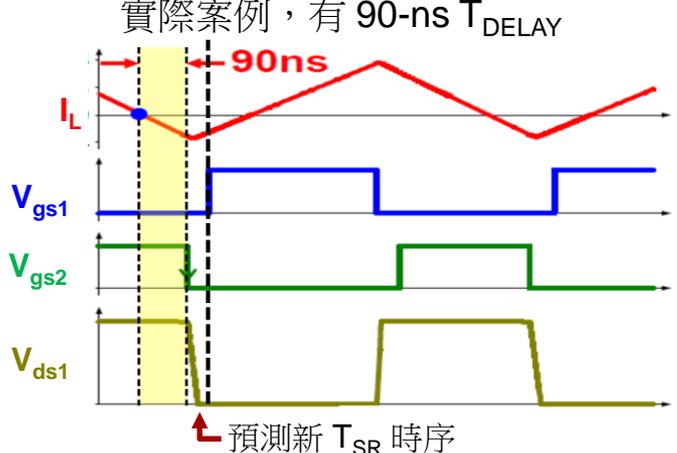
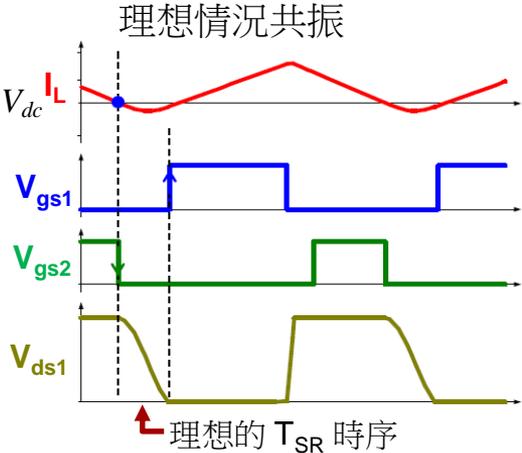
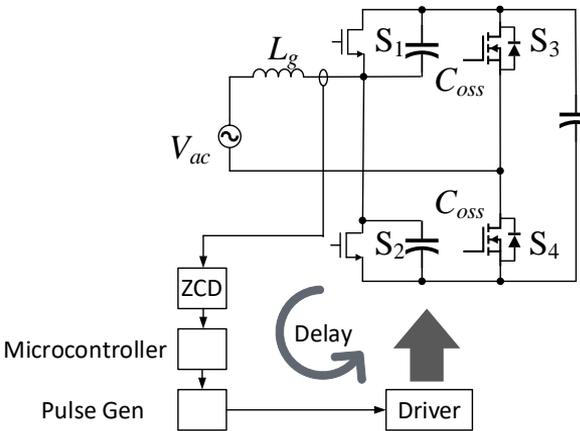
$t_{on}$  - 控制 FET 的開啟時間

$t_{off}$  - SR 的開啟時間

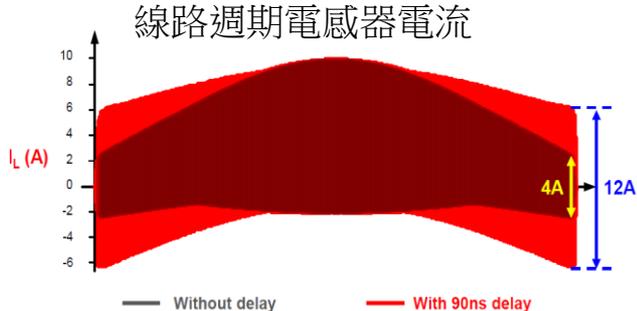
$t_{rp}$  - 控制 FET 關閉與 SR 開啟之間的失效時間

$t_{rv}$  - SR 關閉與控制 FET 開啟之間的失效時間

# ZCD – 時序難題

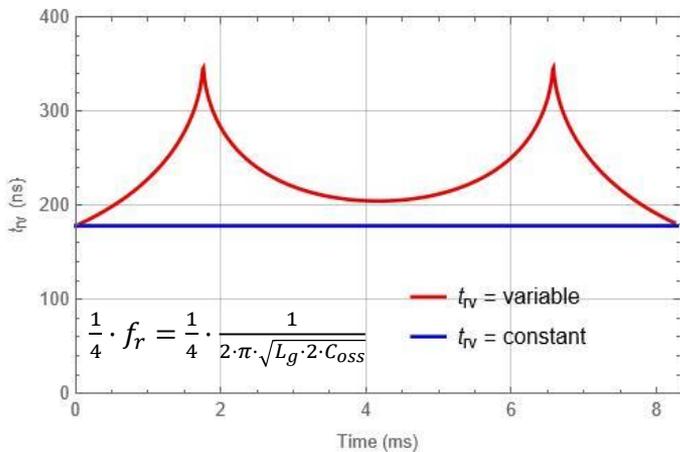
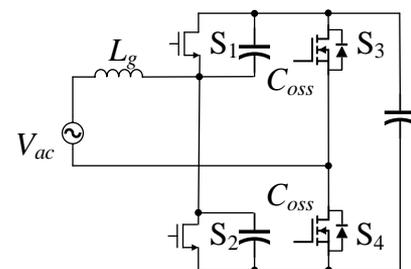


- 需要準確的 ZCD 時序
  - 需要高頻寬、低延遲的感測器
  - 延遲限制回應時間
- 需要額外運算，藉此補償延遲
- 導致 THD 增加，且造成不必要的傳導損耗

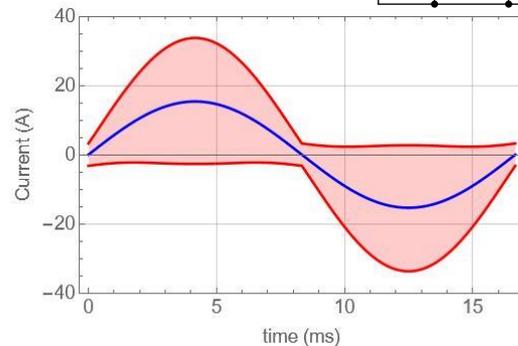
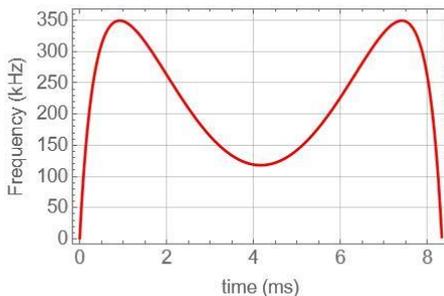


# 解決途徑：步驟 1 – 簡化時序

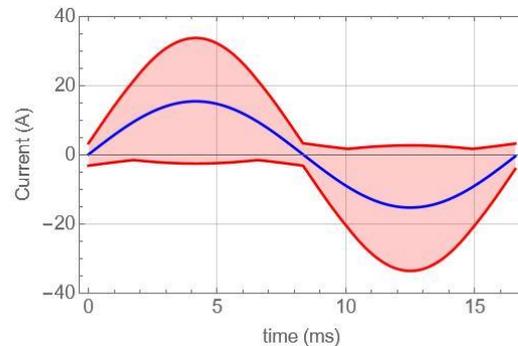
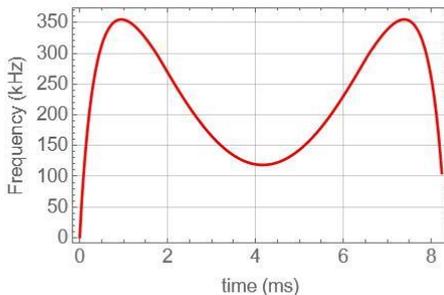
- 將  $t_{rv}$  當成常數，實現簡化
- 頻率變化很類似
- 漣波電流也很類似



常數  $t_{rv}$



變數  $t_{rv}$



$t_{on}$  – 控制 FET 的開啟時間

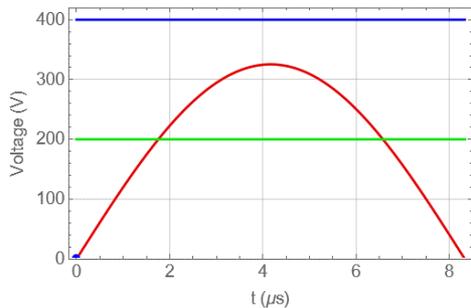
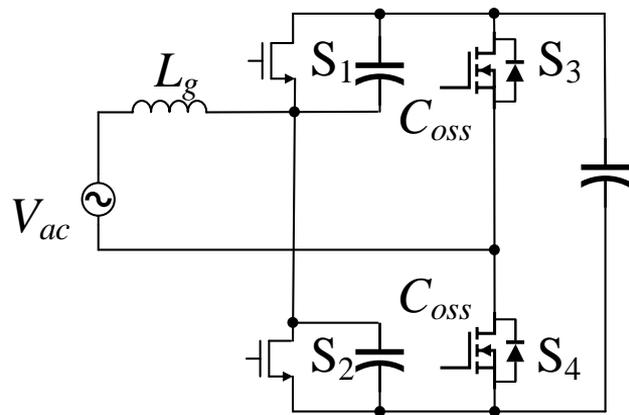
$t_{off}$  – SR 的開啟時間

$t_{rp}$  – 控制 FET 關閉與 SR 開啟之間的失效時間

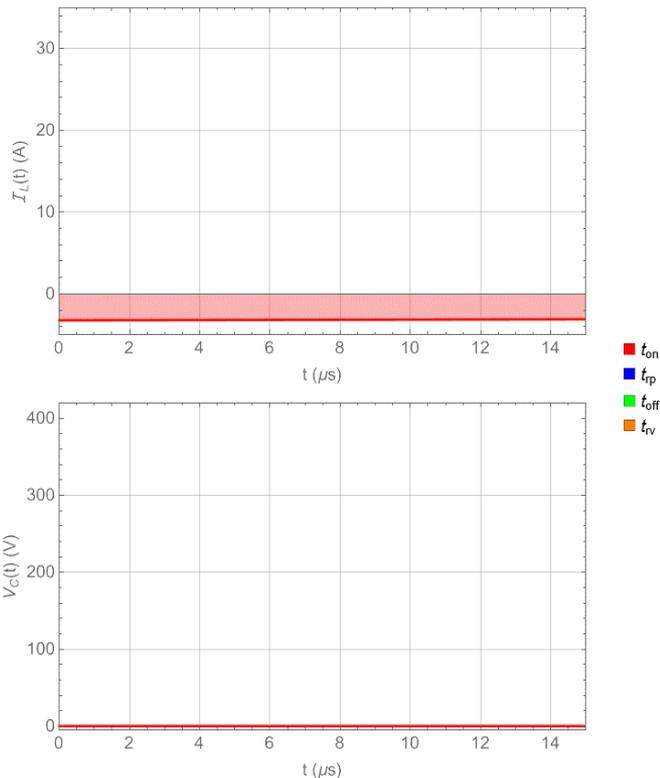
$t_{rv}$  – SR 關閉與控制 FET 開啟之間的失效時間

# TCM – 常數 $t_{rv}$

- 沒有確切解
- ZVD 回饋
  - 消除另一時序變數
  - 允許確切解

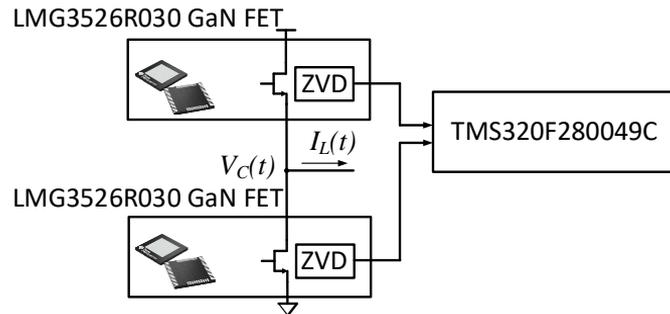


- $t_{on}$  – 控制 FET 的開啟時間
- $t_{off}$  – SR 的開啟時間
- $t_{rp}$  – 控制 FET 關閉與 SR 開啟之間的失效時間
- $t_{rv}$  – SR 關閉與控制 FET 開啟之間的失效時間



# 解決途徑：步驟 2 – ZVD 回饋

- 狀態位元輸出指示是否透過 ZVS 開啟
  - 在 500 kHz 時，氮化鎵 (GaN) 切換能實現 ZVS
  - 在 1.3 MHz 時，GaN 切換會失去 ZVS

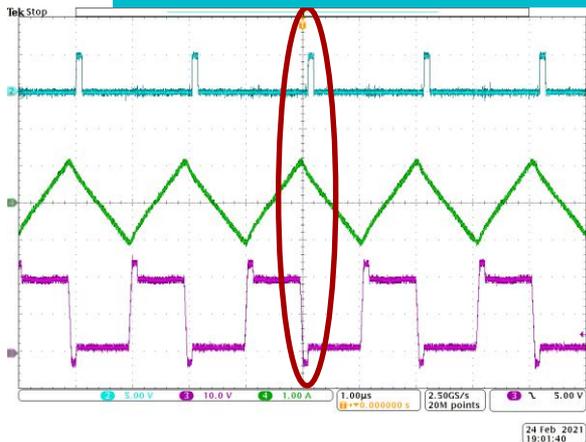


ZVD 脈衝代表開啟時在產品中實現 ZVS

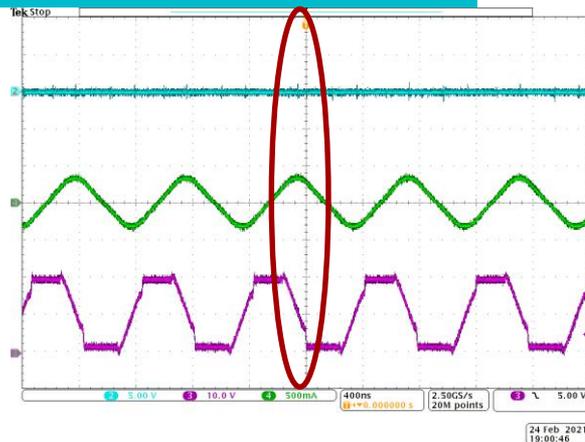
低側 FET ZVD 訊號  
(5 V/div)

$I_L$  (1 A/div)

$V_{ds}$  (10 V/div)

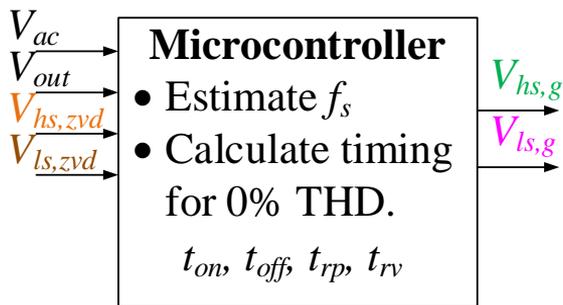
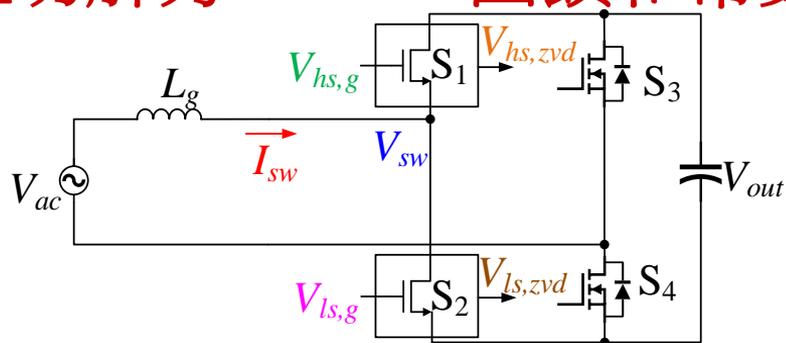


20 V 和 500 kHz

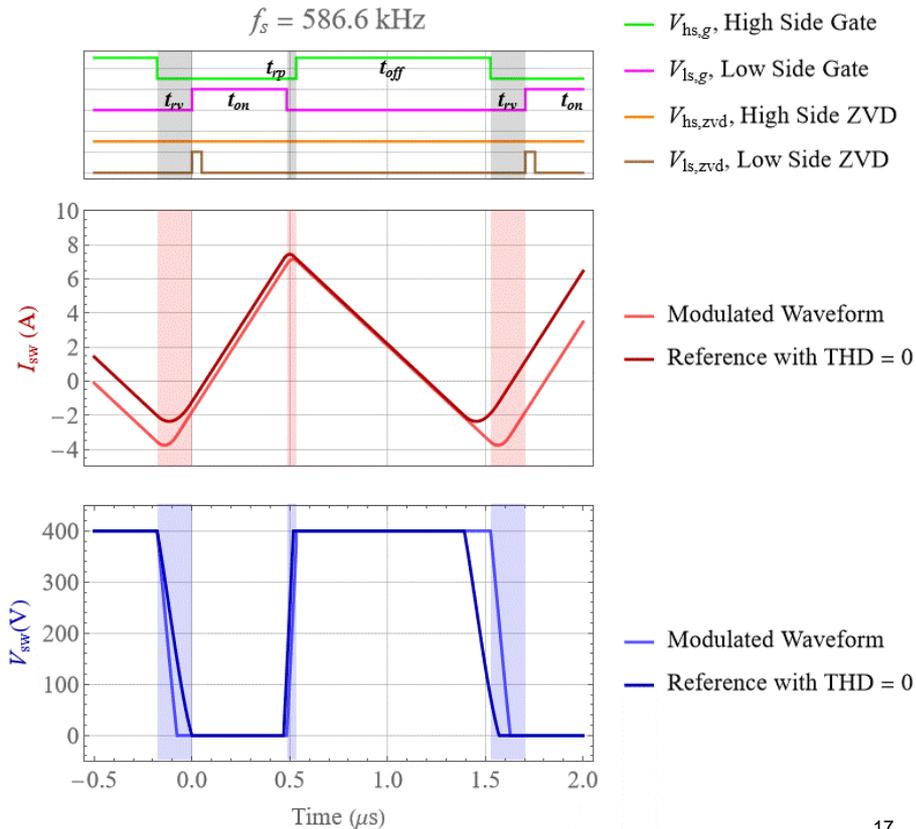


20 V 和 1.3 MHz

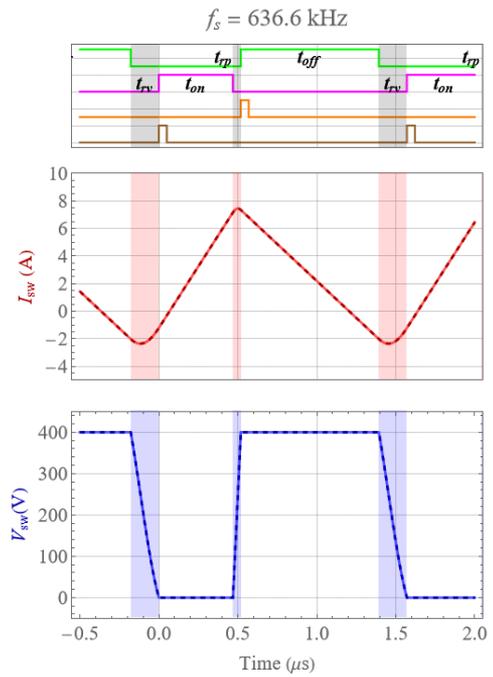
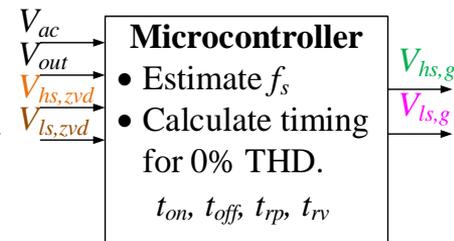
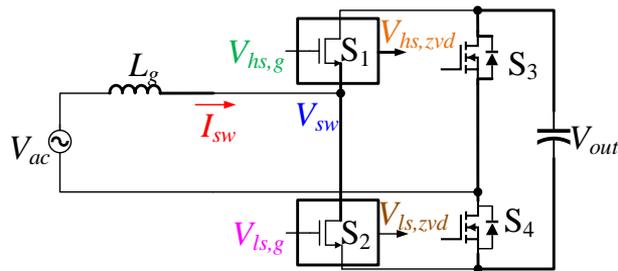
# 確切解方：ZVD 回饋和常數 $t_{rv}$



- 設計複雜程度減少
  - $t_{rv}$  是常數
  - ZVD 回饋決定  $f_s$
- 微控制器今後得以強制 ZVS 與單位功率因數



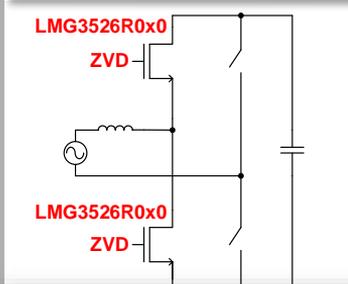
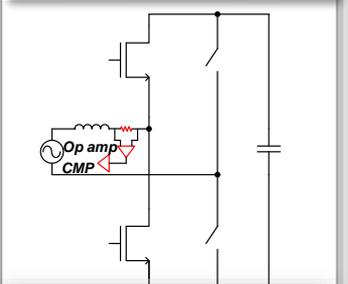
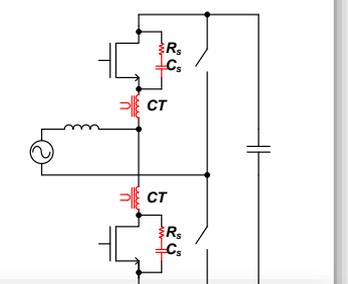
# 頻率抖動



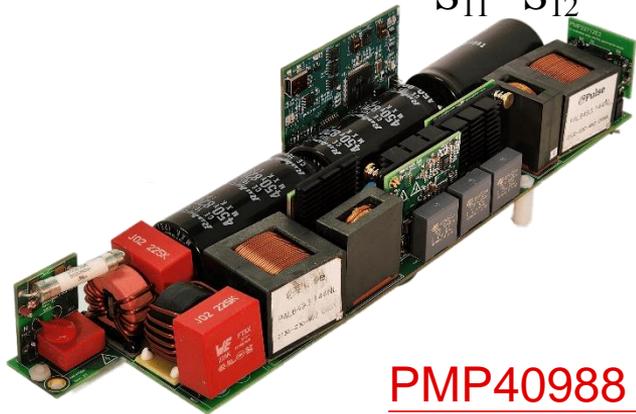
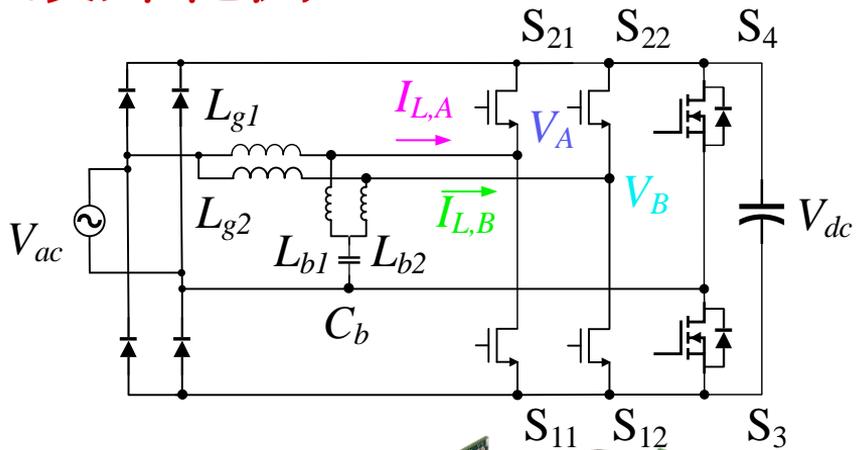
- $V_{hs,g}$ , High Side Gate
- $V_{ls,g}$ , Low Side Gate
- $V_{hs,zvd}$ , High Side ZVD
- $V_{ls,zvd}$ , Low Side ZVD
- Modulated Waveform
- - - Reference with THD = 0
- Modulated Waveform
- - - Reference with THD = 0

Time ( $\mu\text{s}$ )

# ZVD 的優勢以及與其他解決方案的比較

	TI GaN ZVD 功能 LMG3526R0X0	分流電阻器方式	比流器方式
電路圖			
周邊電路	<ul style="list-style-type: none"> <li>隔離器新增一個通道</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>一個分流電阻器</li> <li>一個高頻寬運算放大器</li> <li>一個快速比較器</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>兩個比流器</li> <li>兩個比較器</li> <li>鉗位電路：兩個高電壓電容器和兩個電阻器</li> </ul>
周邊電路成本	\$	\$\$\$	\$
效率影響	無影響	分流損耗導致的效率降低	比流器與緩衝器電路損耗導致效率降低
面積尺寸	幾乎沒有新增面積	大	大
控制很複雜	簡單	複數	複數

# 設計範例 – 5-kW PFC

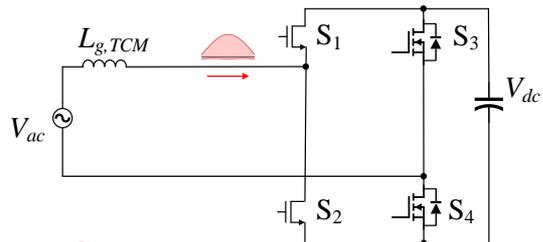


[PMP40988 連結](#)

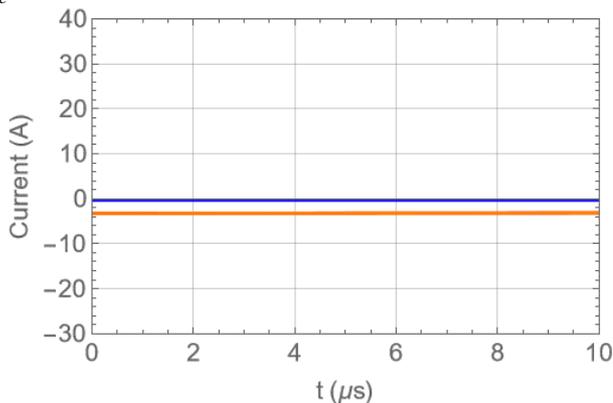
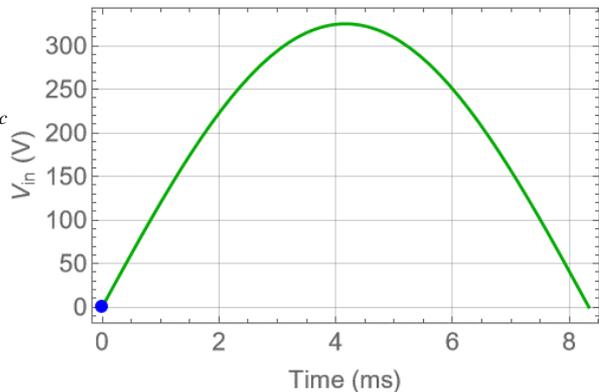
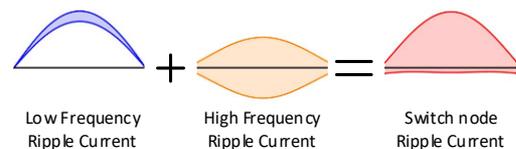
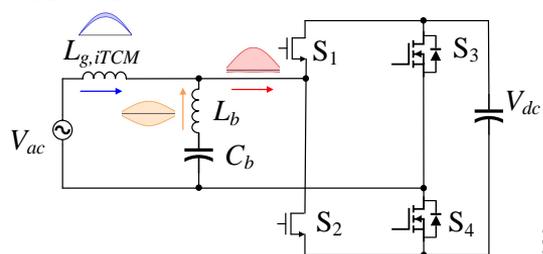
參數	值
AC 輸入	208 V-264 V
線路頻率	50-60 Hz
DC 輸出	400 V
最高功率	5 kW
全負載下的保持時間	20ms
$L_g$ ，低頻電感器	140 $\mu$ H
$L_b$ ，高頻電感器	14 $\mu$ H
$C_b$ ，高頻阻隔電容器	1.5 $\mu$ F
THD	<5%
EMI	EN5022 A 級
運作頻率	變數，75 kHz-1.2 MHz
微控制器	TI : TMS320F280049C
高頻 GaN FET ( $S_{11}$ , $S_{12}$ , $S_{22}$ , $S_{21}$ )	TI : LMG3526R030
內部尺寸	38 mm $\times$ 65 mm $\times$ 263 mm
功率密度	120 W/in <sup>3</sup>

# iTCM 與 TCM 設計

## TCM



## iTCM

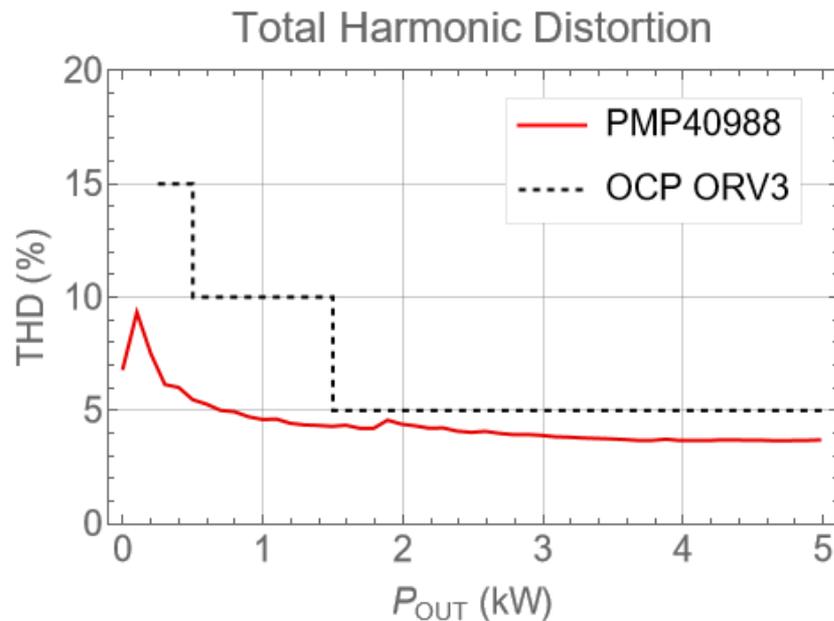
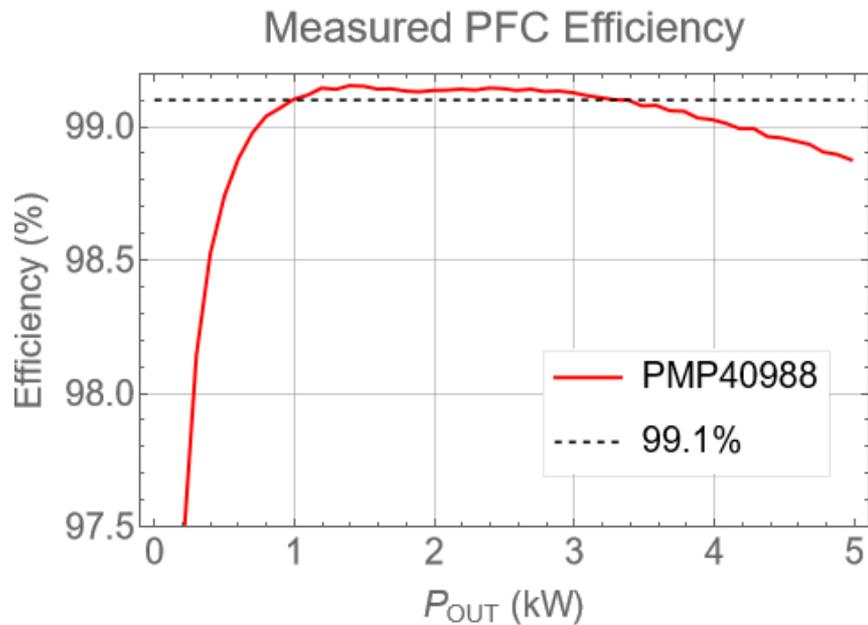


—  $I_{sw}$   
 —  $I_{L_{g,iTCM}}$   
 —  $I_{L_b}$   
 —  $V_{ac}$

## iTCM 潛在優勢

- 最佳化電感器
  - $L_b$  (鐵氧體) – 降低的峰值電流
  - $L_{g,iTCM}$  電感器 (鐵粉) – 低漣波
    - $L_{g,TCM}$  是用於高頻漣波的鐵氧體
- 高頻漣路繞過輸入，改善差模 EMI
  - 縮小 EMI 濾波器尺寸
  - $L_{g,iTCM}$  形成部分差模濾波器
- $L_{g,TCM} = L_{g,iTCM} \parallel L_b$

# 切相時的效率和 THD

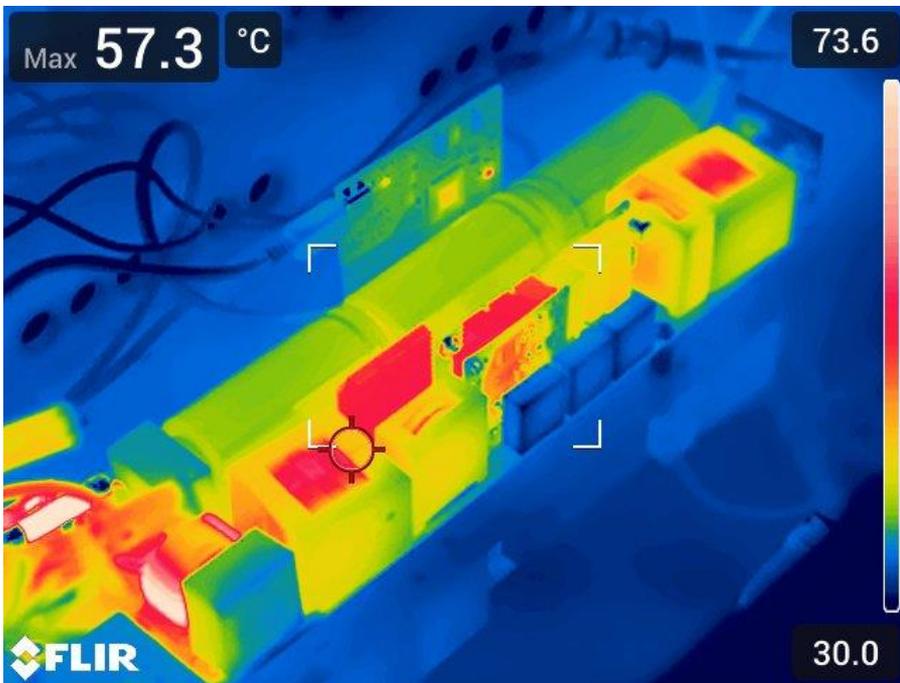


$V_{IN}$ : 230 V 切相/額外閾值：1.8 kW

# 全負載熱掃描

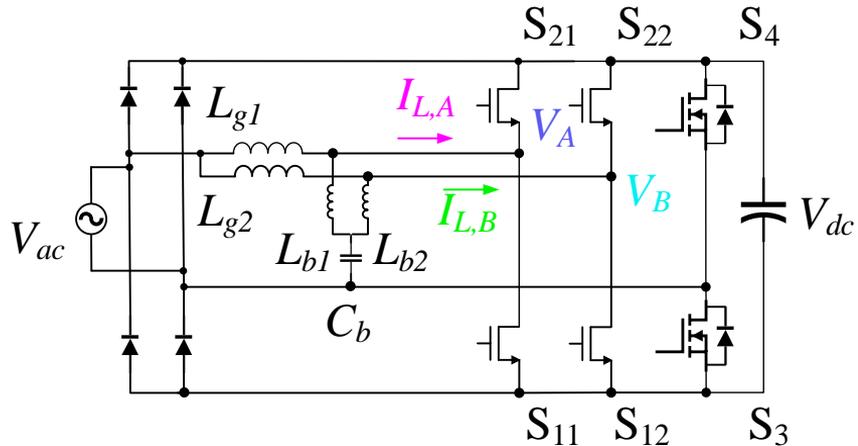


$V_{IN} = 230\text{ V}_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400\text{ V}$   
 $I_{OUT} = 12.5\text{ A}$   
38 CFM 風扇



# 實驗結果 - 全負載

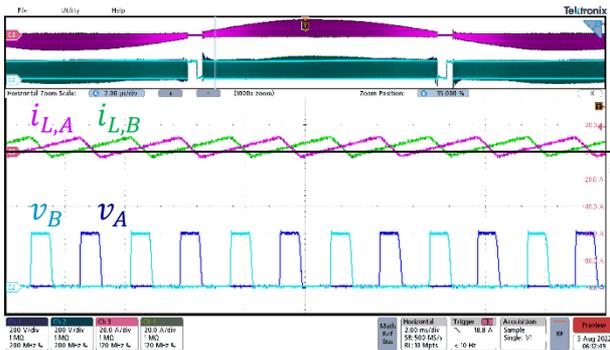
$V_{IN} = 230 \text{ VRMS}$     $V_{OUT} = 400 \text{ V}$     $P = 5 \text{ kW}$



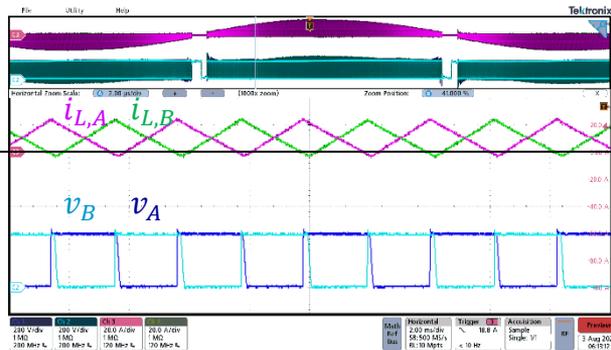
$V_{IN} \ll V_{OUT}/2$

$V_{IN} = V_{OUT}/2$

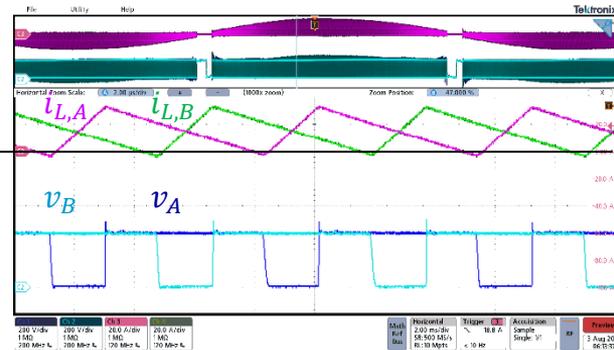
$V_{IN} \gg V_{OUT}/2$



200 V/div, 20 A/div, 2 μs/div



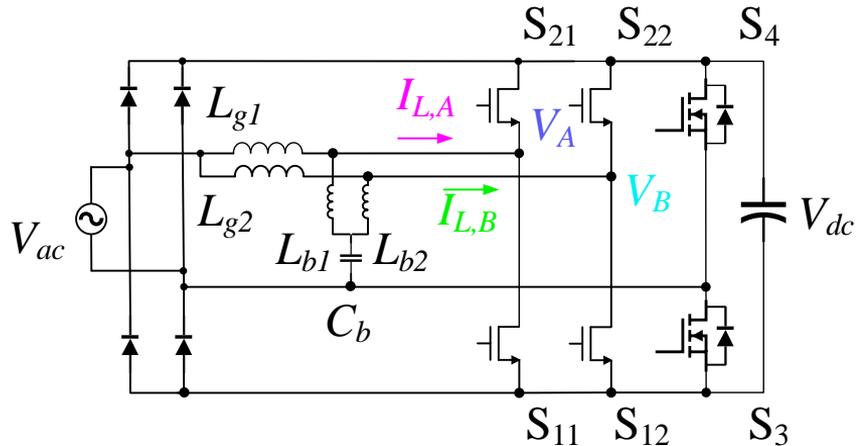
200 V/div, 20 A/div, 2 μs/div



200 V/div, 20 A/div, 2 μs/div

# 實驗結果 - 無負載

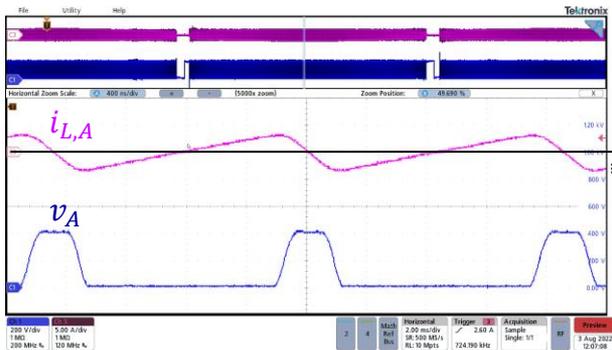
$V_{IN} = 230 \text{ VRMS}$     $V_{OUT} = 400 \text{ V}$     $P = 0 \text{ kW}$



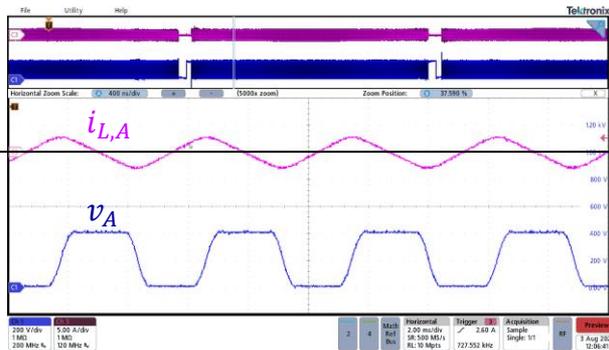
$V_{IN} \ll V_{OUT}/2$

$V_{IN} = V_{OUT}/2$

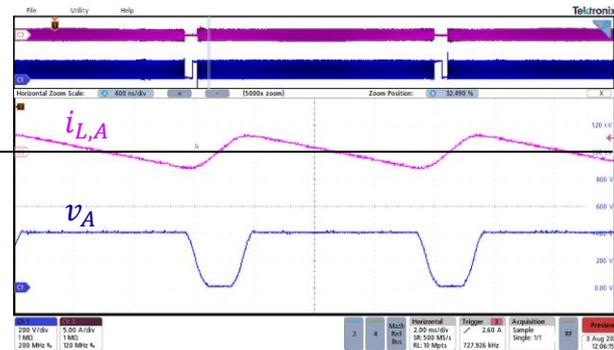
$V_{IN} \gg V_{OUT}/2$



200 V/div, 5 A/div, 400 ns/div



200 V/div, 5 A/div, 400 ns/div

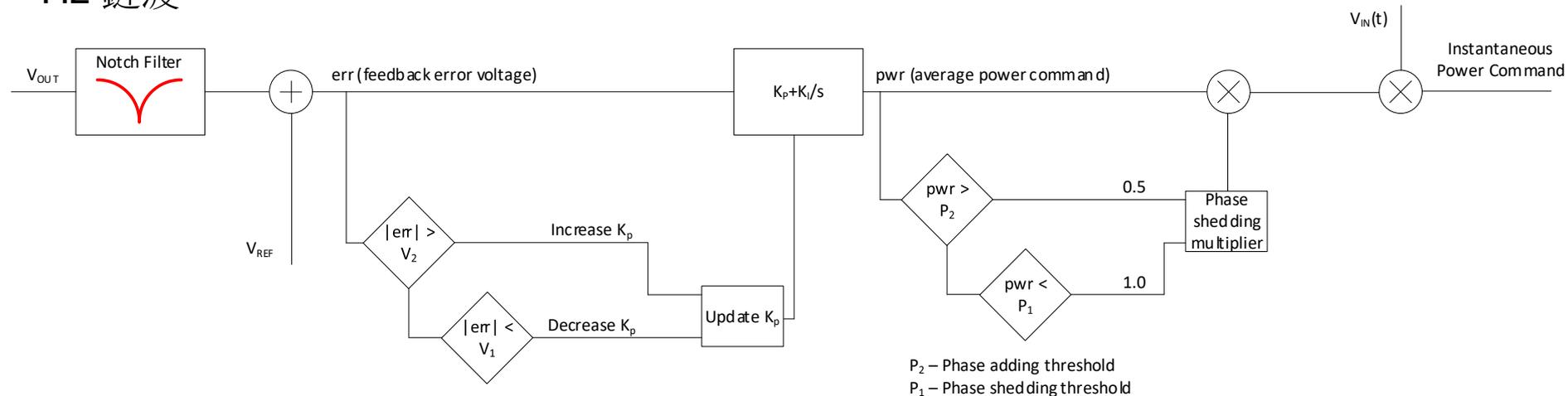


200 V/div, 5 A/div, 400 ns/div

# 電壓迴路補償器

陷波濾波器移除 120-Hz 鏈波

標準比例積分控制器，等同於有額外零點的積分器



$V_2$  – Upper error threshold  
 $V_1$  – Lower error threshold

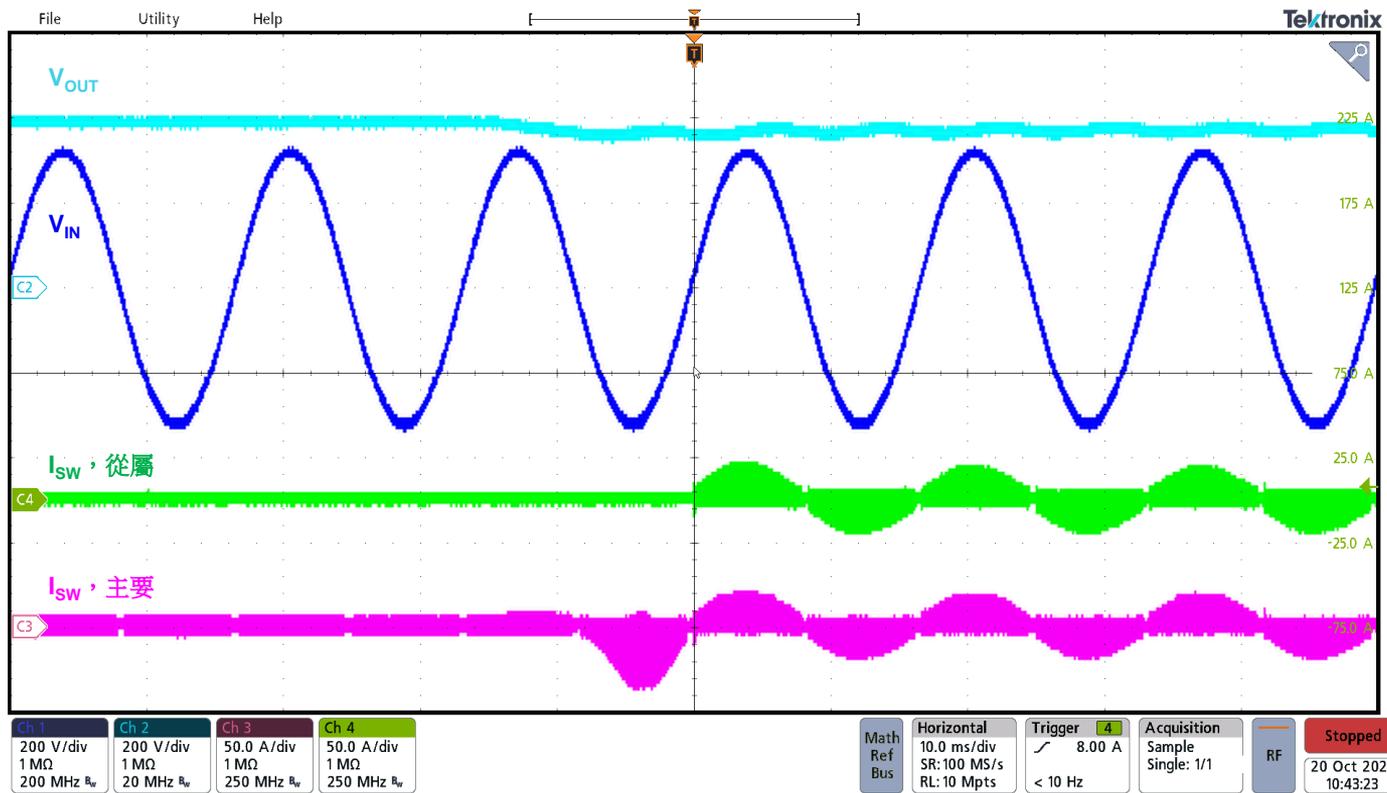
$P_2$  – Phase adding threshold  
 $P_1$  – Phase shedding threshold

輸出遠離目標情況下，動態改變  $K_p$ ，實現更快的瞬態回應

前饋根據運行的相位數，調整每個相位的功率指令

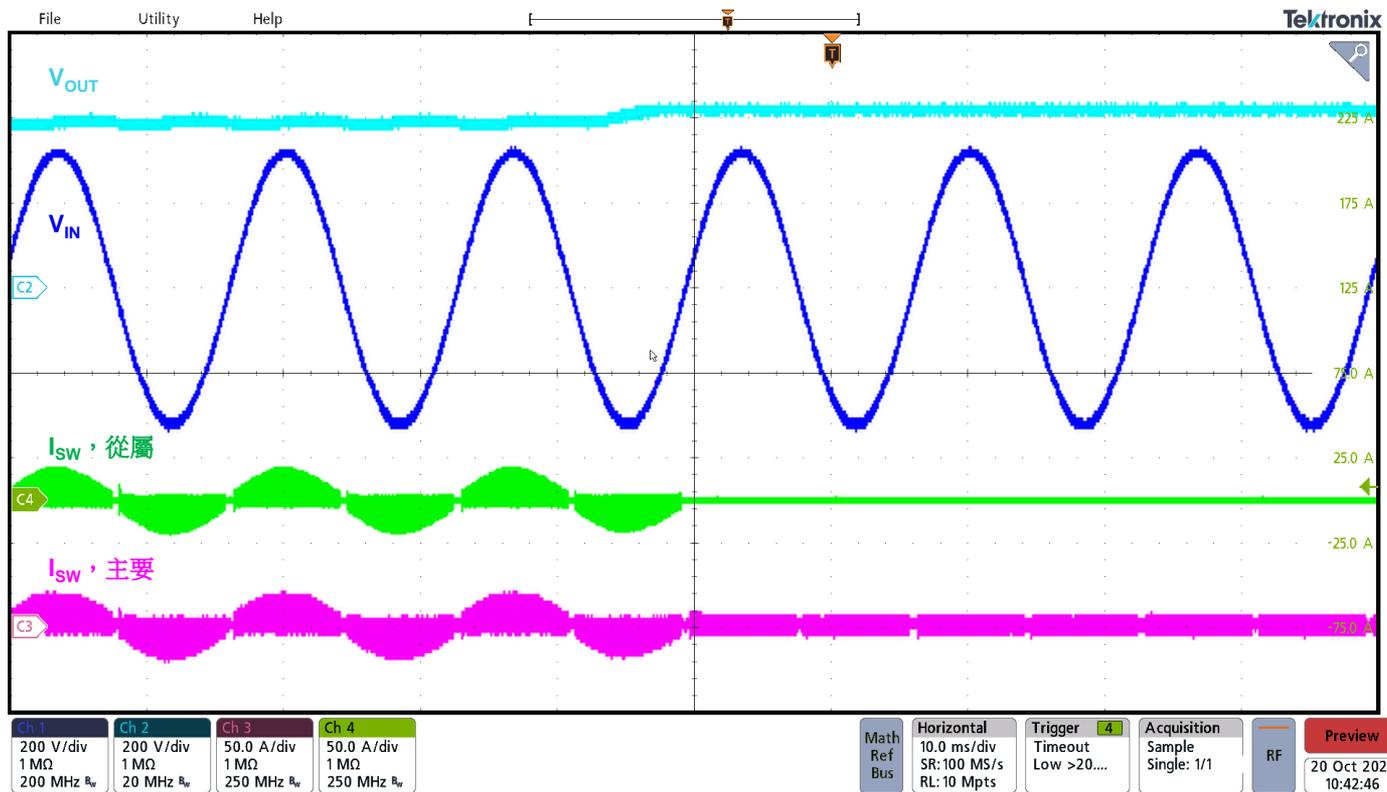
# 負載瞬態：40 W → 2.5 kW

$V_{IN} = 230 V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400 V$   
 $I_{OUT} = 0.1 A$  至  $6.25 A$



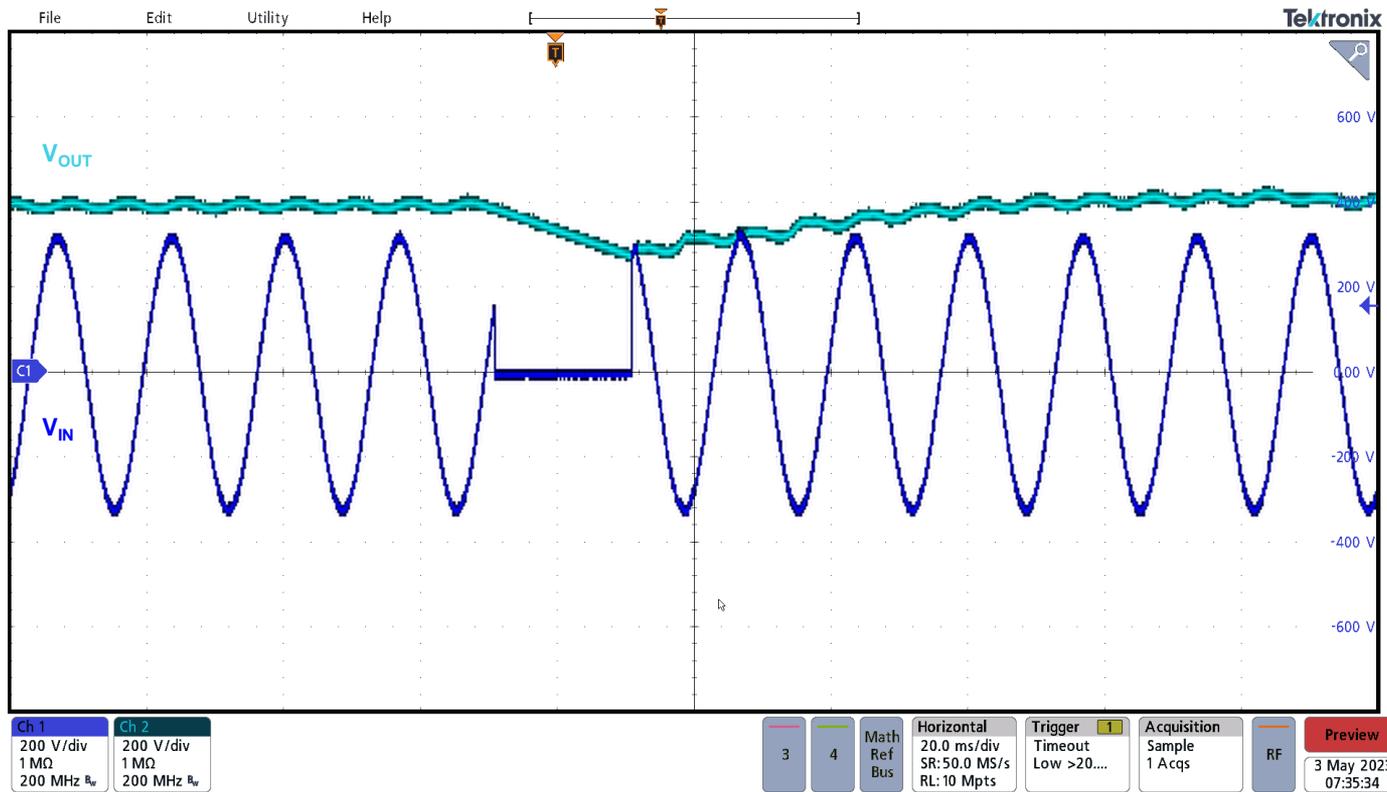
# 負載瞬態：2.5 kW → 40 W

$V_{IN} = 230 V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400 V$   
 $I_{OUT} = 6.25 A$  至  $0.1 A$



# AC 壓降和還原

$V_{IN} = 230 V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400 V$   
 $I_{OUT} = 12.5 A$   
壓降 = 20 ms  
相位 = 30 度



# 摘要與結論

- 運算容易的 TCM PFC 控制：
  - 在整個全負載和負載範圍下，實現 ZVS
  - 實現最佳 THD
  - 不需要控制電流感測器
- 使用可變頻率與理想交錯的雙相交錯解決方案
  - 效率 >99.1%
  - THD <5%
- 使用新的 ZVD 型 GaN FET
- ZVD 允許使用符合成本效益的 C2000™ 微控制器

# 參考

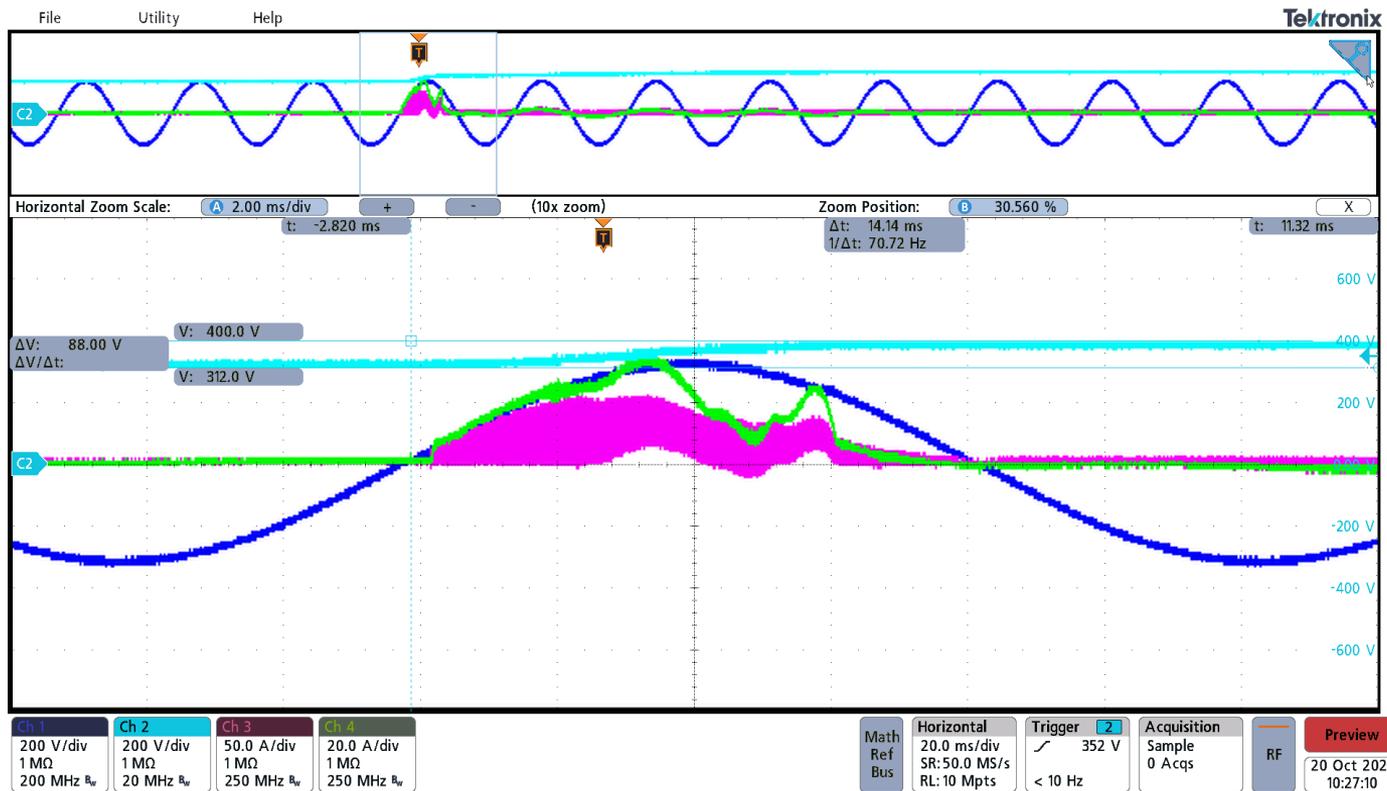
- Fernandes、Ryan 和 Olivier Trescases。「具備數位峰值電流調變的多模式 1-MHz PFC 前端」出版於《IEEE Transactions on Power Electronics》第 31 冊第 8 期 (2016 年 8 月)：第 5694-5708 頁。數位物件識別碼：10.1109/TPEL.2015.2499194。
- Lim、Shu Fan 和 Ashwin M. Khambadkone。「輕負載狀態下具備更高效率與功率因數的升壓 PFC 多模式數位控制方案」發表於 2012 年第二十七屆 IEEE Applied Power Electronics 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。
- 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。
- 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 (<http://hdl.handle.net/10919/77959>)。

# 備份

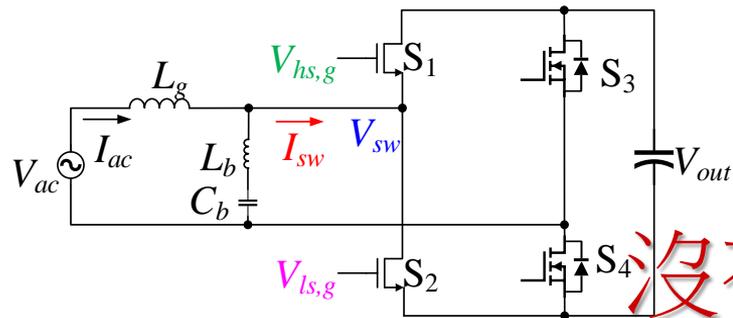
# 啟動

$V_{IN} = 230 V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400 V$   
 $I_{OUT} = 0 A$

CH1 -  $V_{IN}$   
CH2 -  $V_{OUT}$   
CH3 -  $I_{SW}$ , 主要  
CH4 -  $I_{IN}$

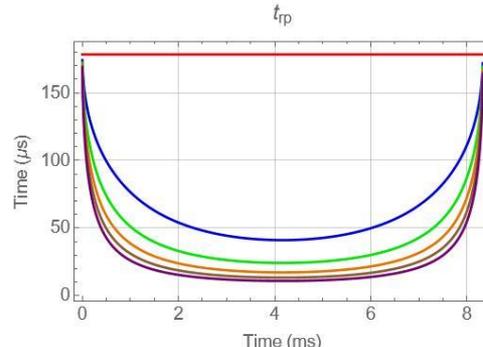
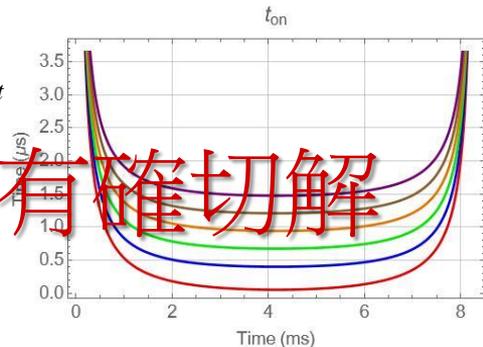


# 完整時序解決方案

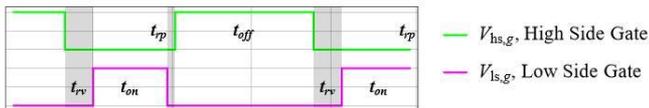


- $t_{on}$  - 控制 FET 的開啟時間
- $t_{off}$  - SR 的開啟時間
- $t_{rp}$  - 控制 FET 關閉與 SR 開啟之間的失效時間
- $t_{rv}$  - SR 關閉與控制 FET 開啟之間的失效時間

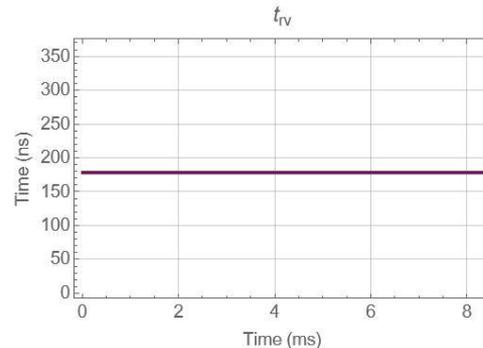
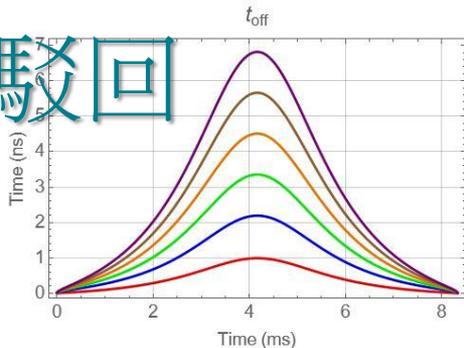
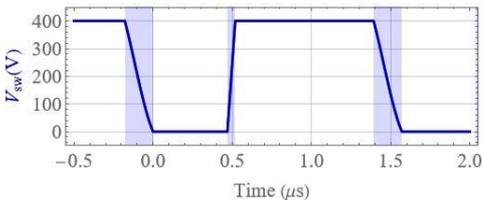
沒有確切解



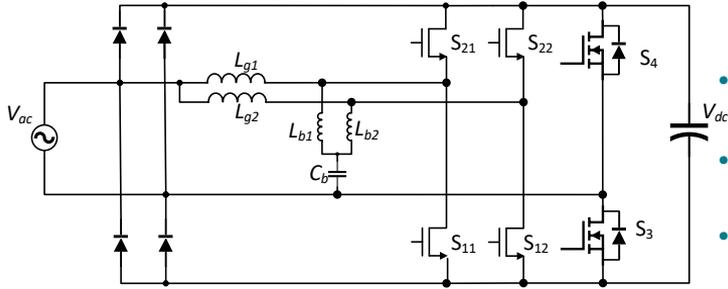
- 0 W
- 500 W
- 1000 W
- 1500 W
- 2000 W
- 2500 W



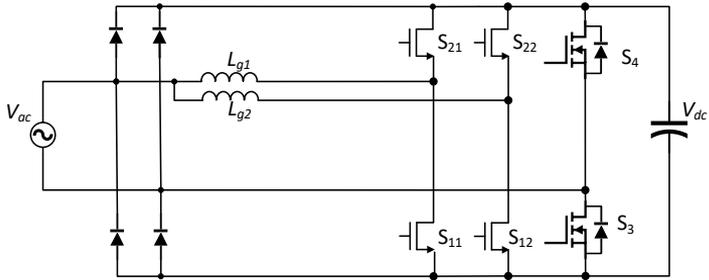
ZVD 回饋可駁回



# iTCM 和 TCM 設計方程式



- $$L_{g,iTCM} = \frac{V_{g,peak}^2 \cdot (V_{out} - V_{g,peak})}{2 \cdot P \cdot r \cdot V_{out} \cdot f_{min}}$$
- $$L_{b,iTCM} = \frac{V_{g,peak}^2 \cdot (V_{g,peak} - V_{out})}{2 \cdot V_{out} \cdot f_{min} \cdot (P \cdot (r-2) - I_{zvs} \cdot V_{g,peak})}$$
- $$C_{b,iTCM} = \frac{V_{out} \cdot (I_{zvs} \cdot V_{g,peak} - P \cdot (r-2))}{2 \cdot \pi^2 \cdot d \cdot f_{min} \cdot V_{g,peak}^2 \cdot (V_{out} - V_{g,peak})}$$



- $$L_{g,TCM} = \frac{V_{g,peak}^2 \cdot (V_{out} - V_{g,peak})}{2 \cdot V_{out} \cdot f_{min} \cdot (I_{zvs} \cdot V_{g,peak} + 2 \cdot P)}$$

$V_{g,peak}$	$230 \sqrt{2}$	$L_{g,TCM} = \frac{V_{g,peak}^2 (V_{out} - V_{g,peak})}{2 f_{min} V_{out} (I_{zvs} V_{g,peak} + 2P)}$	$11.6604 \times 10^{-6}$
$V_{out}$	400	$L_{g,iTCM} = \frac{V_{g,peak}^2 (V_{out} - V_{g,peak})}{2 P r f_{min} V_{out}}$	$131.775 \times 10^{-6}$
$f_{min}$	75 000	$L_{b,iTCM} = \frac{V_{g,peak}^2 (V_{g,peak} - V_{out})}{2 f_{min} V_{out} (P (r-2) - I_{zvs} V_{g,peak})}$	$12.7924 \times 10^{-6}$
$P$	5000	$C_{b,iTCM} = \frac{V_{out} (I_{zvs} V_{g,peak} - P (r-2))}{2 \pi^2 d f_{min} V_{g,peak}^2 (V_{out} - V_{g,peak})}$	$1.40808 \times 10^{-6}$
$I_{zvs}$	4		
$r$	0.2		
$d$	0.25		

- $I_{sw,pk}$  – peak current in the switch
- $I_{avg}$  – 逐週期平均電感器電流
- $\Delta I_{L_{g,<i>TCM}}$  – 電感器中的 delta I
- $D$  – 工作週期
- $I_{zvs}$  – current required for ZVS
- $V_{out}$  – 輸出電壓
- $V_{g,peak}$  – 峰值 AC 輸入電壓
- $f_{min}$  – 所需最低切換頻率
- $P$  – 輸出功率
- $r$  – 鏈波電流比
- $d$  – 阻抗比



© Copyright 2024 Texas Instruments Incorporated. All rights reserved.

This material is provided strictly “as-is,” for informational purposes only, and without any warranty.  
Use of this material is subject to TI’s **Terms of Use**, viewable at [TI.com](https://www.ti.com)

## 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](https://www.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