

DC-DC 轉換器的輸出漣波測量方法 II

Roland van Roy | AN079

輸出電壓漣波是電源轉換器的一個重要參數。某些負載對供電的電壓漣波非常敏感，而某些Vcore對供電電壓的要求很高，需滿足嚴格的容受範圍，其中包括靜態容忍度、供電電壓漣波和負載瞬態過衝/下衝電壓。要能準確測量漣波不容易，特別是對於高頻開關式電源轉換器。本篇應用筆記將介紹一些實用的設計技巧來測量輸出電壓漣波。

目錄

1	導言	2
2	技巧 1：檢查設備和環境雜訊	3
3	技巧 2：了解可能期望的漣波信號種類	4
4	技巧 3：了解寄生效應	6
5	技巧 4：影響漣波測量的開關轉換器中的雜訊源	7
6	技巧 5：低噪雜訊開關信號測量	9
7	實際案例 1: RT6252A ACOT®降壓轉換器，應用於 12V 到 5V、2A 的小型應用	10
8	實際案例 2：RT5760A ACOT® 降壓轉換器，應用於 5V 到 1.2V，1A，小尺寸，低漣波應用	18
9	DC-DC 轉換器增益相位測量設置技巧	24
10	實用增益相位測量範例	25
11	總結/實用建議	29

1 導言

現代電子應用通常包含嵌入式計算和無線連接功能，這些電路通常具有高脈動和重載行為，同時需要低輸入電壓漣波。因此，新一代的 DC-DC 轉換器需要具有快速瞬態響應，以在快速波動的負載條件下維持穩定的輸出電壓，並且輸出漣波應該要很小，以避免損害對敏感電路性能的影響。能夠精準地測量功率轉換器的輸出漣波可能是一項挑戰。本文將解釋 DC-DC 轉換器的輸出漣波，並提供有用的設計技巧，以獲得更準確的測量結果。

以下列舉了一些重要的考慮事項：

- 漣波電壓較小，測量設備必須具備足夠的靈敏度，有時需要使用特殊探針。示波器通常用於測量供電電壓漣波。
- 漣波測量總是在一定的頻寬範圍內進行。20MHz 頻寬最常用，但某些應用可能需要更高的測量頻寬，如 200MHz。
- 電源供應器的負載可能對測量到的漣波產生重大影響。這對於在輕載條件下以脈衝跳躍或省電模式運行的電源供應器尤為重要。此外，在漣波測量期間的動態負載變化可能會增加測得的漣波值。
- 測量環境會很輕易地影響測量數值，特別是在高頻率切換信號附近使用高頻寬裝置進行測量時。同樣，附近的設備，甚至是測量設備本身，都可能將雜訊引入漣波測量中，這不應被誤解為被測設備產生的雜訊。

2 技巧 1：檢查設備和環境雜訊

在進行漣波測量之前，需先做一次環境檢查：將測量探針尖端連接到探針的地線，並將其放置在實驗室桌上，如下圖 1 所示：將示波器設定為最大頻寬，並具有足夠的採樣率。

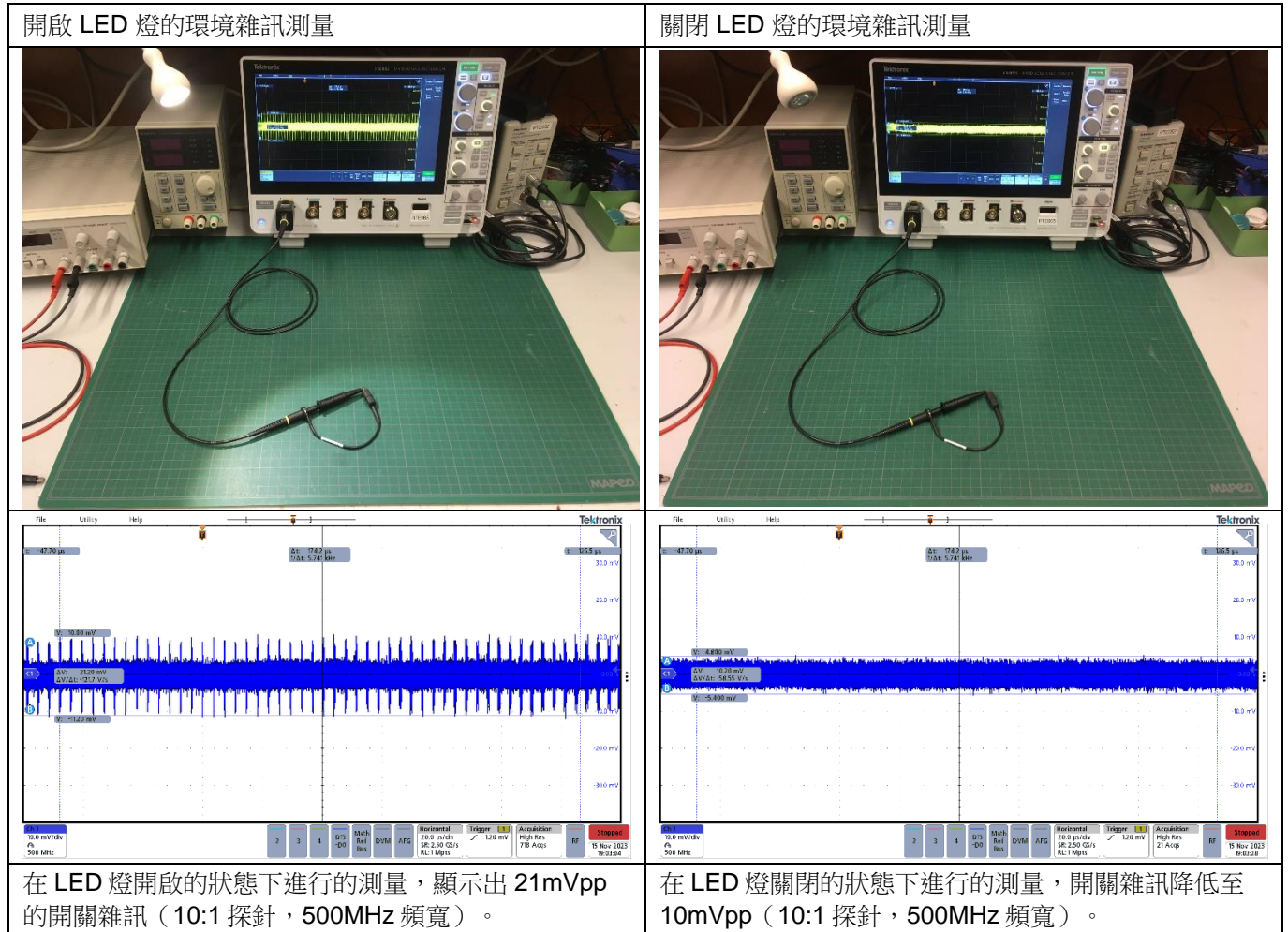


圖 1

從上述測量例子可以看出，一個簡單的 10:1 探針，在高頻寬設置 (500MHz) 下，其接地環路很容易從環境中接收到雜訊。在進行漣波測量時，必須確保雜訊較大的設備已關閉。

3 技巧 2：了解可能期望的漣波信號種類

在進行漣波測量時，了解可預期的情況也是有幫助的，因此在將示波器連接到您的電路板之前，進行一些漣波計算或模擬是一個好方式。

3.1 連續導通模式 (CCM) 輸出漣波

對於降壓轉換器（圖 2），在連續導通模式 (CCM) 中，橫跨輸出電容的輸出漣波是由於流經輸出電容器的電感漣波電流引起的。由於電容電壓是電容電流的積分，而在 CCM 中的電感漣波電流是一個三角波形，因此在 CCM 中的純電容漣波電壓由正負的拋物線電壓組成，如下圖 3 所示。

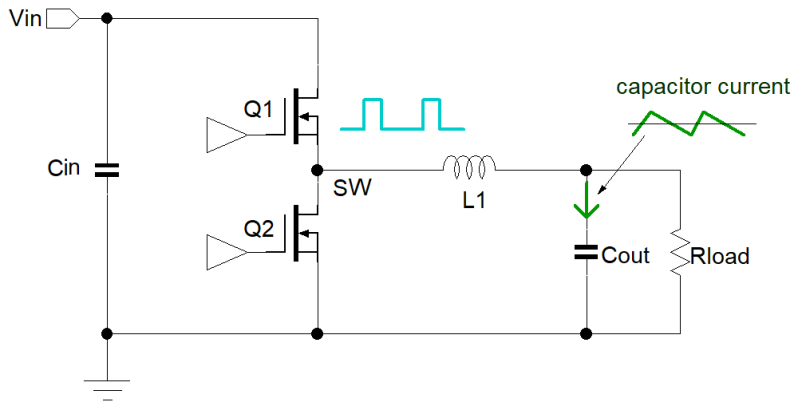


圖 2

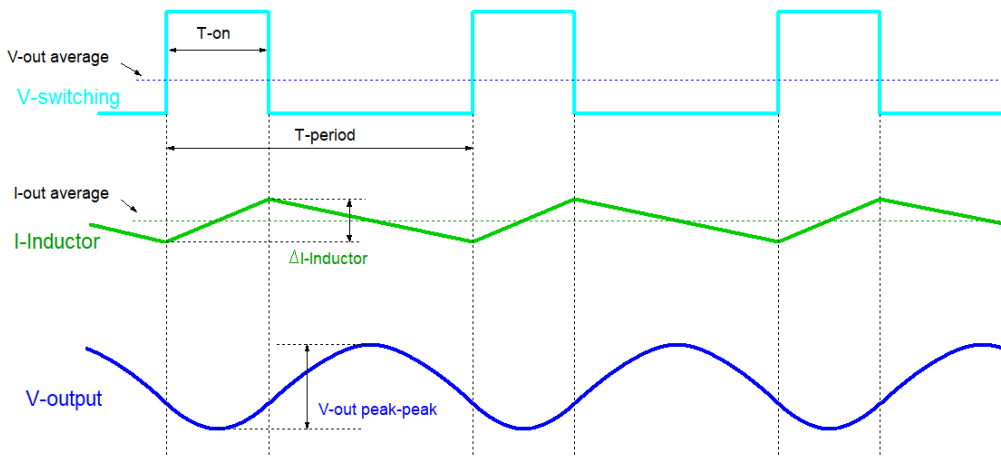


圖 3

電感漣波電流 ΔI_L 可以從以下公式計算：
$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \cdot F_{SW} \cdot L}$$

輸出電容漣波電壓可以從以下公式計算：
$$\Delta C_{OUT(pp)} = \frac{\Delta I_L(pp)}{8 \cdot C_{OUT} \cdot F_{SW}}$$
 這適用於低 ESR 的多層陶瓷電容 MLCC。

如果輸出電容有一些等效串聯電阻 (ESR)，漣波電壓將會增加，公式如下：
$$\Delta C_{OUT ESR(pp)} = \Delta I_L(pp) \cdot R_{ESR}$$

在使用 MLCC 電容時，需確保在進行計算時，考慮直流偏壓 DC，以獲得有效電容值。從公式中可以看出，負載電流不在其中。這意味著在降壓轉換器保持在連續導通模式 (CCM) 時，輸出漣波電壓不會隨著負載電流的變化而改變。

3.2 脈衝跳躍模式 (PSM) 輸出漣波

立錡的降壓轉換器系列通常有一個在輕載條件下運行於脈衝跳躍模式 (PSM) 的版本。當負載電流減少到某個值時，電感漣波電流谷值將達到零。具有 PSM 模式的零件將開始在二極管仿真模式下工作，這意味著低端 (low-side) MOSFET 只會在電感電流的正部分開啟。在電感電流變為負值時，高端 (high-side) 和低端 MOSFET 都將關閉，並且開關波形將顯示出一些阻尼振鈴 (damped ringing)，這是由電感和開關節點的寄生電容的共振引起的。在輸出放電的同時，轉換器將保持在這種低 Iq 休眠模式中。一旦反饋電壓達到 PSM 電壓參考閾值，PWM 會開啟一段時間 TON (見圖 4)。

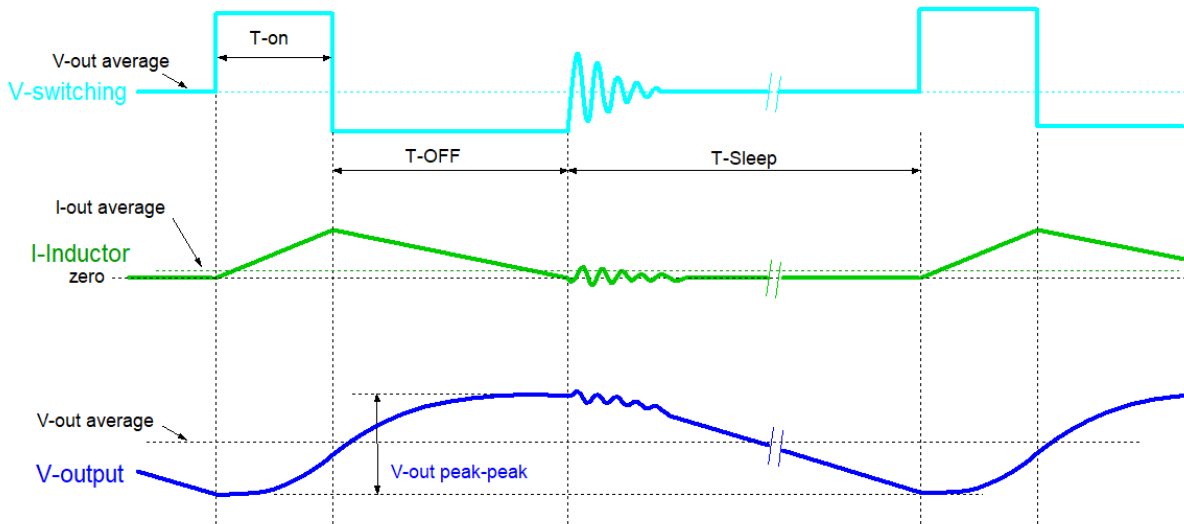


圖 4

在輕載條件下的操作中，輸出電壓將在 TON 和 TOFF 期間由正三角形電流充電，並在 TSLEEP 時間內由負載電流緩慢放電，此時兩個 MOSFET 都關閉。

在 PSM 模式下的輸出電壓漣波可以通過以下方式進行估算：
$$\Delta V_{OUT\ pp} = \frac{T_{ON}^2}{2LC_{OUT}} \left(\frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}} - V_{IN} \right)$$

對於 ACOT[®] 轉換器，在 PSM 模式下的 ON 時間類似於 CCM 模式下的 ON 時間：
$$T_{ON} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot F_{SW}}$$

電流模式轉換器通常在 PSM 期間設定一定的電感峰值電流：
$$\Delta V_{OUT\ pp} = \frac{L}{2 \cdot C_{OUT}} \Delta I_L^2 \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})} \right)$$

PSM 輸出漣波幅度取決於負載電流：當負載增加時，漣波幅度將減小，因為負載電流在 TON + TOFF 期間也會放電電容器。上述公式適用於非常輕（實際上為零）的負載和單次 TON 的 PSM。

4 技巧 3：了解寄生效應

轉換器輸出漣波可能會受到元件寄生參數的影響，特別是在較高的開關頻率下。

輸出電容 ESR 將向輸出漣波中添加一個三角波電壓。MLCC 電容的 ESR 非常低，約為 3 至 5mΩ。聚合物電容的 ESR 較高，通常在 10 至 50mΩ 之間。對於這些類型，輸出漣波中的三角波形將更加明顯。

輸出電容還具有寄生串聯電感 ESL。對於 MLCC 類型，ESL 相當小，約為 0.2 至 0.4nH，但聚合物電容的 ESL 較高，約為 1 至 2nH。在降壓轉換器中，ESL 將會在總電壓中添加一個方波。不同電容器寄生參數的影響顯示在圖 5 中。

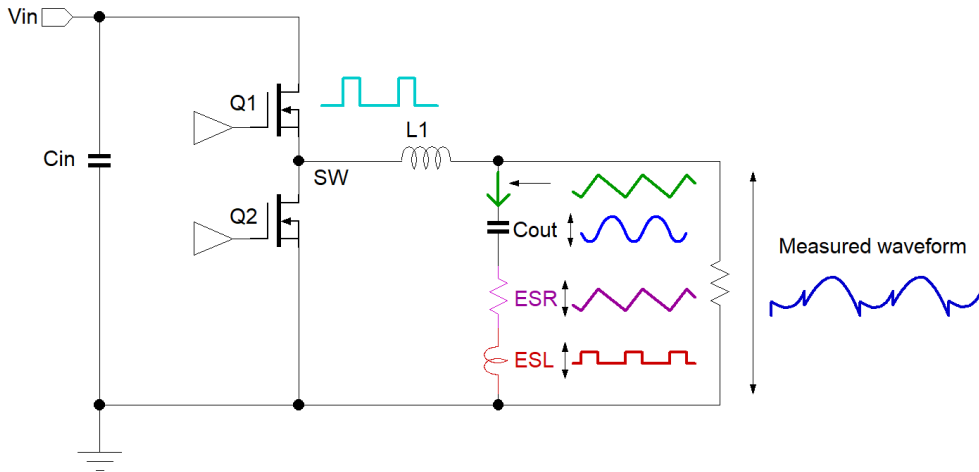


圖 5

電感具有寄生並聯電容，取決於結構、尺寸和額定值，範圍從幾個到 10~15pF 不等。電感的並聯電容將使一些快速邊緣的開關波形轉移到輸出，導致測得波形中的高頻尖峰（見圖 6）。您需要將示波器設定為高頻寬以查看這些尖峰。

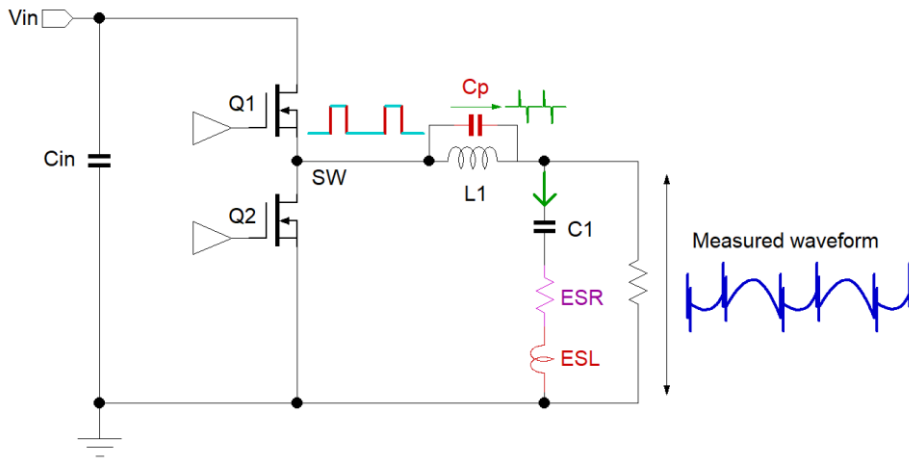


圖 6

5 技巧 4：影響漣波測量的開關轉換器中的雜訊源

輸出漣波通常很小，因此示波器需要設置為高電壓靈敏度。這種設置很容易受到電源產生的雜訊的影響。最常見的雜訊源之一是電感的漂移磁場 (stray magnetic field)。許多常見的便宜電感是半屏蔽的 I 型磁心，其繞線周圍包裹著鐵氧體粉末環氧樹脂。這些電感仍會產生相當大的漂移磁場。任何附近的回路都會收到一些漂移磁場，並且回路電感會在回路端產生一小部分方波電壓。

圖 7 顯示了一個尺寸緊密的降壓轉換器電路板，帶有半屏蔽線圈，以及示波器探針帶有相對較大的接地線環。這個環可能會捕捉到電感的漂移磁場，而導致在輸出電壓漣波測量中增加一個方波。

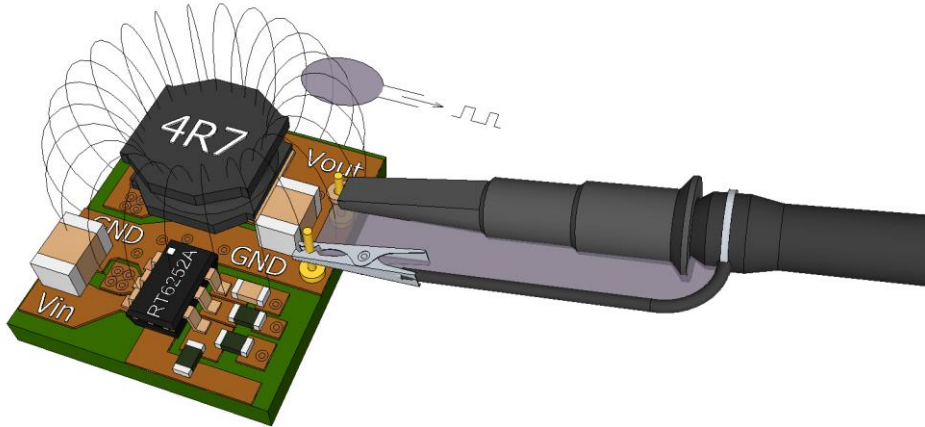


圖 7

圖 8 (紅色波形) 顯示了在測量時受到漂移磁場影響可能產生的輸出漣波波形：可以看到開關轉換器的方波被附加在漣波電壓上。附加波形的極性取決於電感的方向和接收回路的方向。

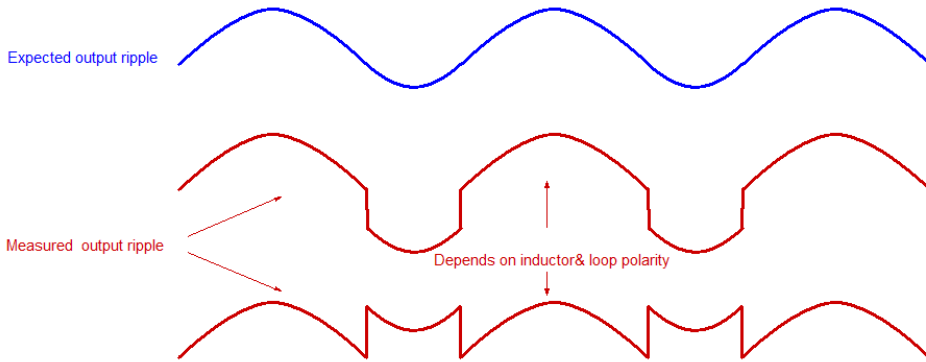


圖 8

在底部的紅色波形中，波形中的電壓方波可能是由輸出電容器的 ESL 引起的，或者是由電場輻射進入探針尖端和接地的測量回路引起的。這可以通過移動探針來檢查：如果在不同方向移動探針環時，超載方波有振幅變化，表示雜訊是由於探針環的漂移場引起。這就是為什麼在測量靠近電感時，探針尖端到探針地端的迴圈要最小化的重要原因。另一種檢查的方法是在 PCB 上反轉電感的方向：如果附加波形的極性反轉，則表示漣波波形中的電壓跳躍也來自於探針環的漂移場。

圖 9 顯示了一種更好的測量輸出漣波的方法：長接地線被環繞在探針尖端接地環周圍的短彈簧所取代。這種方式可以顯著減小了接地迴圈的面積，並減少了漂移場的影響。

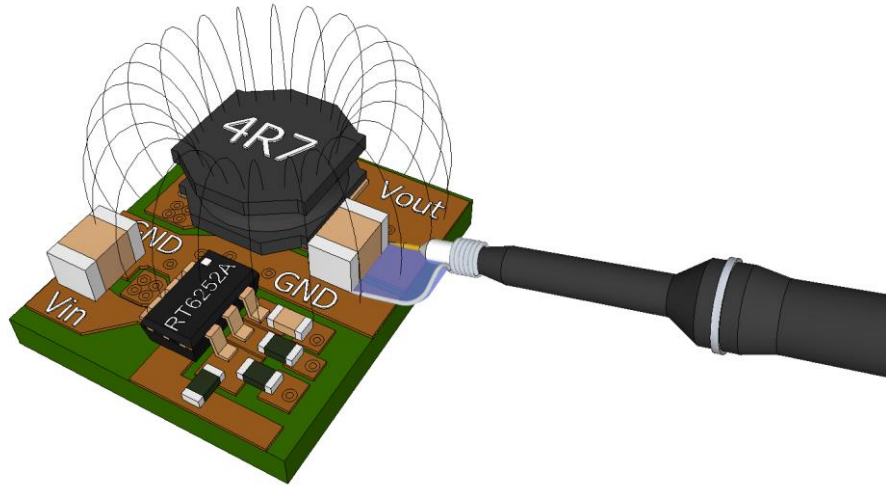


圖 9

然而，在某些情況下，即使是更小的迴圈仍然會耦合雜散磁場，特別是在高頻轉換器中，而且是在測量點非常靠近電感時。對於這些情況，最好使用一小段扭曲的電線，讓輸出電容器端的迴圈面積變得非常小，並且將探針連接到距離電感有一定距離遠的地方，如圖 10 所示。使用扭曲電線的方法也會更容易將脆弱的探針尖端連接到測量點。IC 封裝引腳的量測也可以如此使用。

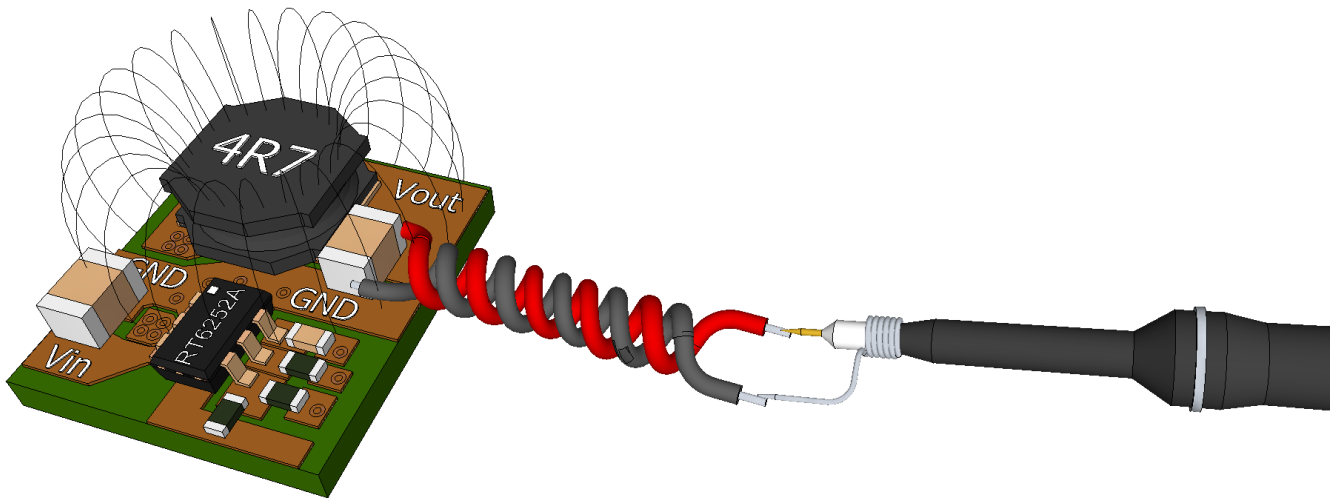


圖 10

6 技巧 5：低噪雜訊開關信號測量

有時可能會希望同時可以測量開關波形和輸出漣波電壓，例如利用開關波形觸發示波器。當直接連接第二個探針到開關信號，如圖 11 所示，您會發現這種連接會在輸出漣波電壓測量上添加大量的開關雜訊。

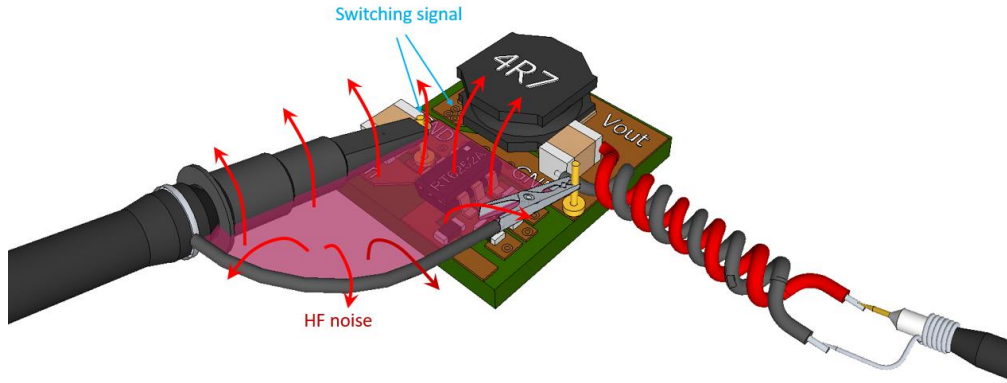


圖 11

在漣波測量中出現的額外開關雜訊是由於測量開關波形的 CH2 探針的探針電容引起的：開關信號的快速上升和下降時間導致高頻電流脈衝進入長的 CH2 探針線。這種高頻電流會引起大量高頻輻射，而這種高頻雜訊則會進入輸出電壓漣波測量中。

您可以嘗試使用非常短的接地線來連接 CH2 探針與開關信號，但更簡單的解決方法，是最小化 CH2 探針中的高頻電流。可以通過將 CH2 探針放置在靠近開關信號的位置，而不是直接連接到開關信號上，來收集到有用的開關信號。在這種情況下，CH2 探針中的高頻電流是最小的，且 CH1 漣波測量就不受到影響。當然，您將失去開關信號的直流信號，但對於在開關波形上觸發示波器，電容式取樣 (capacitive pick-up) 的效果良好。一個簡單方式可以實現穩定的開關信號電容式取樣，就是將一根絕緣的電線焊接到開關信號上：將電線的絕緣部分部分拉出，並將探針夾在絕緣的頂部。探針夾到電線內部導線的距離將決定電容式取樣的量。見圖 12。

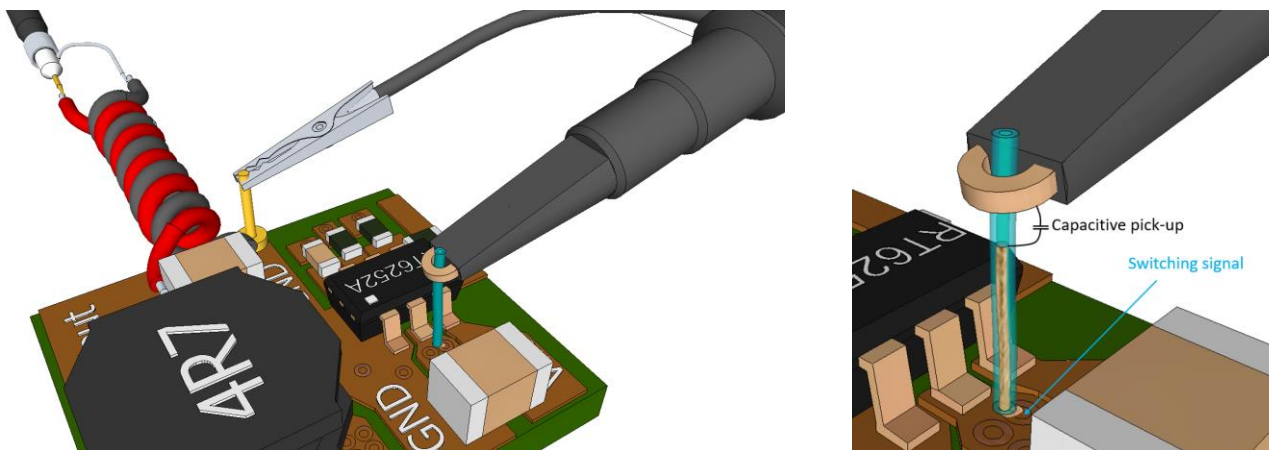


圖 12

7 實際案例 1：RT6252A ACOT[®]降壓轉換器，應用於 12V 到 5V、2A 的小型應用

RT6252A 是一款成本效益高、額定電壓為 17V 的第三代 ACOT 降壓轉換器，具有 2A 的輸出電流能力，並在輕載時自動進入 PSM 模式。轉換器在 CCM 模式下運行，頻率為 580kHz。EVb 的原理圖和佈局如圖 13 所示。

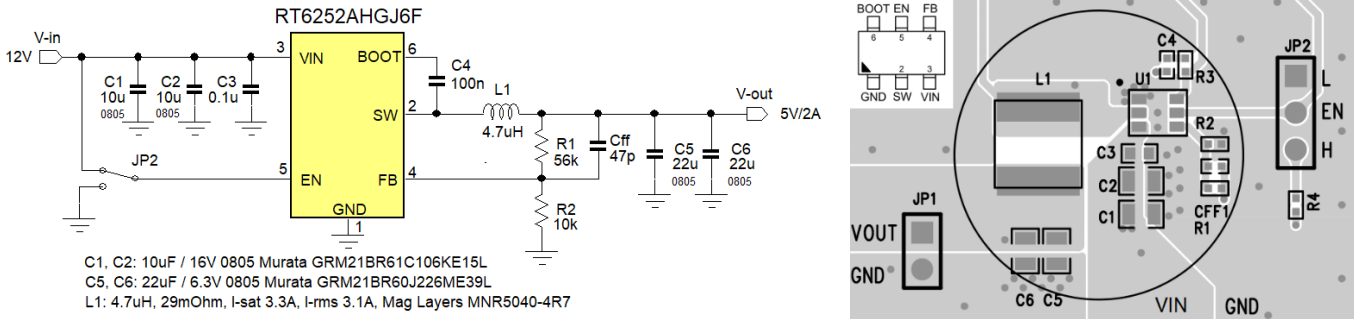


圖 13

兩個 22μF/6.3V 的 0805 MLCC 輸出電容在 5V 直流偏壓下，降至 8μF，而在低交流電壓漣波下，可能再下降 30%。每個電容的 ESR 為 3mΩ 左右，並且約為 0.2nH 的 ESL（參見圖 14）。對於這個應用的計算，我們使用 14μF 的總電容、1.5mΩ 的總 ESR 和 0.1nH 的總 ESL。

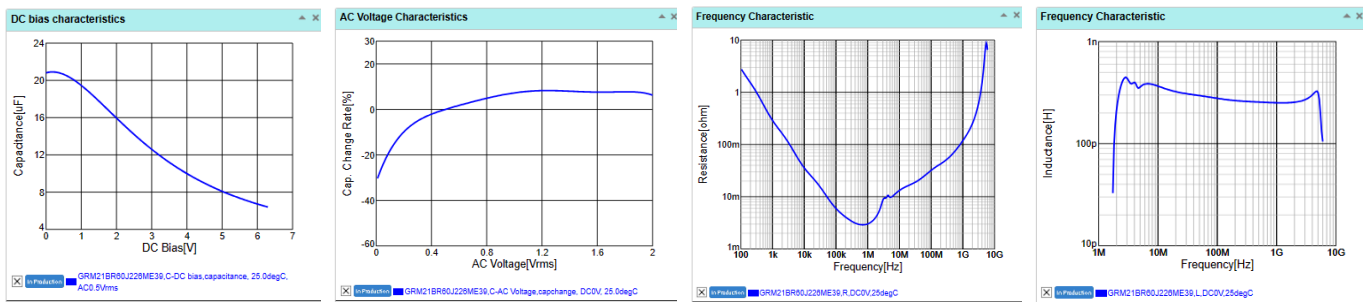


圖 14

電感 MNR5040-4R7 的自諧振頻率為 43MHz，因此 C-parallel 為 2.9pF。

$$\text{電感的漣波電流 } \Delta I_L = \frac{V_{OUT}(V_{IN}-V_{OUT})}{V_{IN} \cdot F_{SW} \cdot L} \text{ 為 } 1.1\text{App}$$

$$\text{輸出電容 CCM 漣波電壓 } \Delta C_{OUT(pp)} = \frac{\Delta I_L(pp)}{8 \cdot C_{OUT} \cdot F_{SW}} \text{ 為 } 17\text{mVpp}$$

這個 1.5mΩ 的等效串聯電阻增加了 $\Delta C_{OUT ESR(pp)} = \Delta I_L(pp) \cdot R_{ESR} = 1.7\text{mVpp}$ ，因此總和的 CCM 漣波為 18.7mVpp。

對於具有寄生元件的高頻行為，一個簡單的 LTSpice 模擬顯示如下結果：（見圖 15）

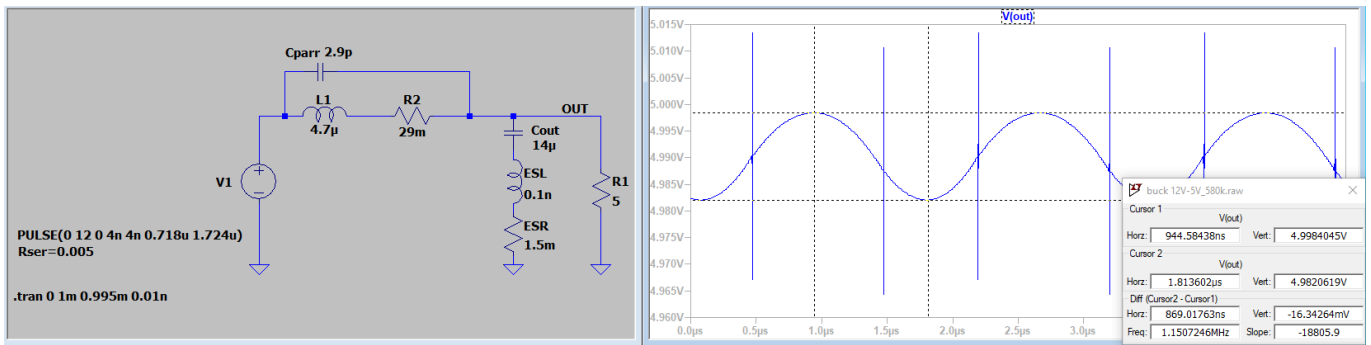


圖 15

7.1 第一個帶有接地迴圈的測量裝置（見圖 16）

我們連接了一個 5Ω (1A) 的負載電阻，以進行 CCM 操作，並將 CH1 探針（黃色環）與輸出電容器連接，形成大的接地迴路。CH2 探針（青色環）用於使用電容式取樣方法來測量開關波形。

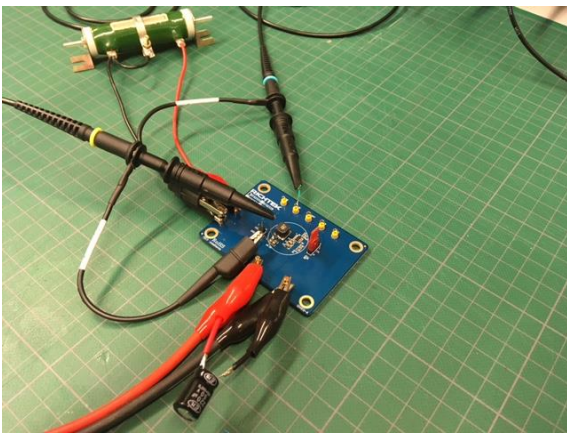


圖 16

有關 DC-DC 轉換器中電感方向的注意事項：SMD 電感最好安裝在這樣的方向，其中繞線的開始（靠近內部磁心）連接到開關節點。在 Buck 轉換器中，外部繞線將連接到輸出電容節點（它的高頻時具有低阻抗），因此外部繞線充當了開關信號的屏蔽層。這有助於改善 EMI。當將繞線端連接到開關節點時，外部繞線區域將散發更多的高頻電場。

在改變電感器方向同時，漂移磁場也將反轉，這都可能影響漣波測量。

第一種量測結果 (圖 17)

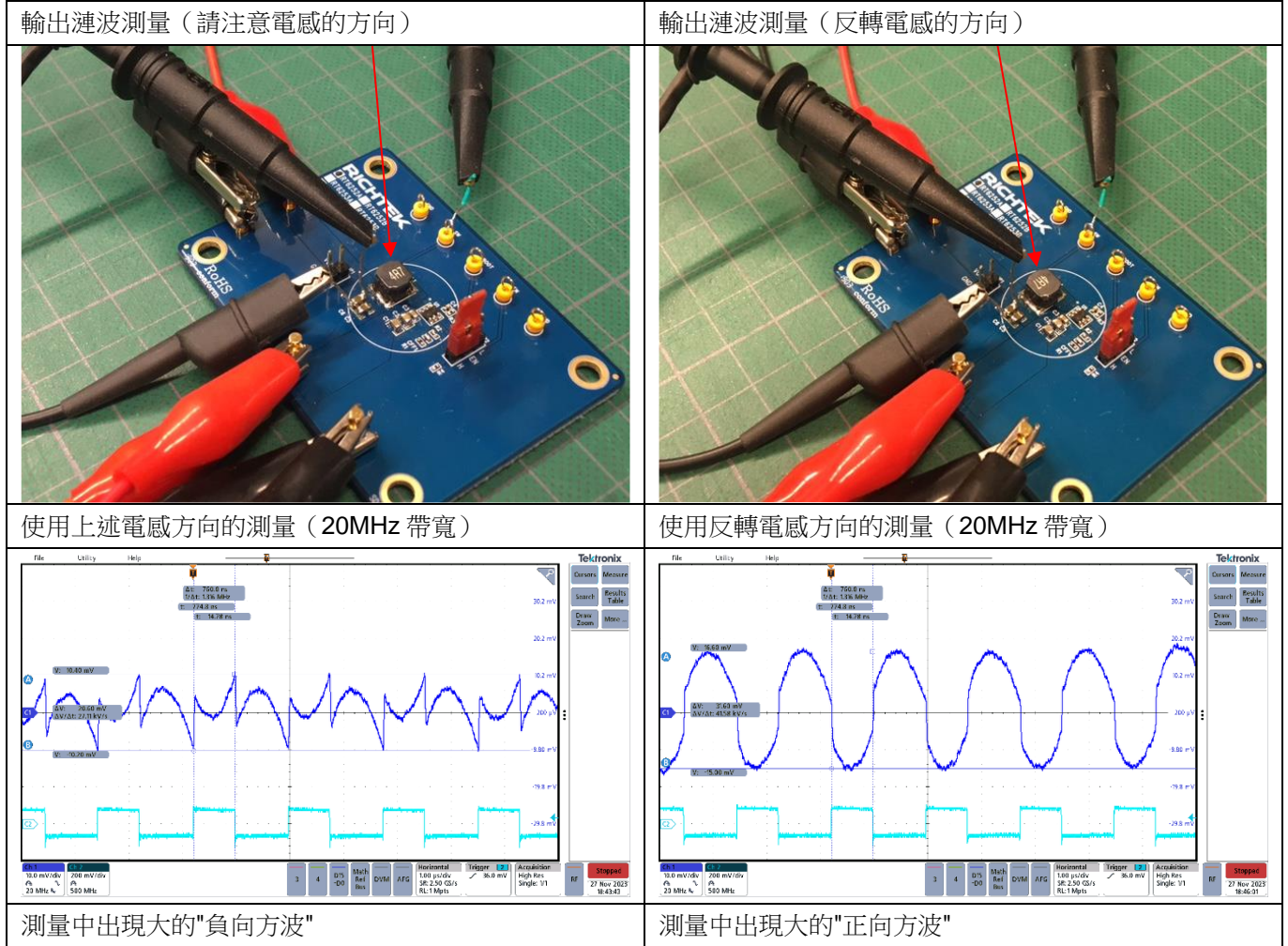


圖 17

從測量中可以看出，此設置中的 CH1 探針接收了相當多的電感漂移場向，導致漣波電壓中出現大的電壓方波。而反轉電感方向時，漣波電壓的形狀仍存在很大的差異。因此，漣波測量都不準確。

7.2 第二個帶有較小接地迴圈的測量設置 (圖 18)

在這裡，我們使用 CH1 探針 (黃色環)，它帶有較短的接地迴圈，連接到輸出電壓測量的接點。CH2 探針 (青色環) 用於使用電容式取樣方法測量開關波形。

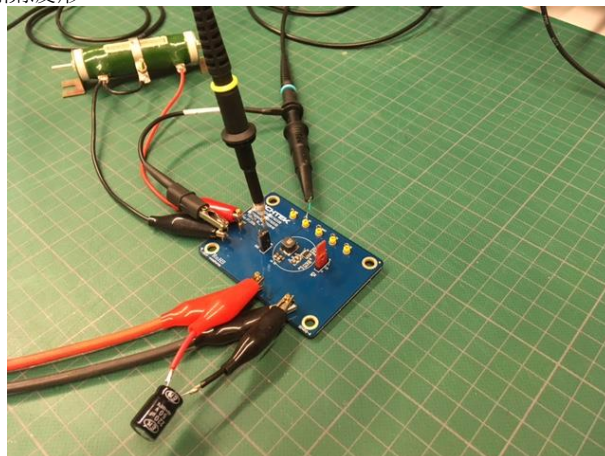


圖 18

第二種量測結果 (圖 19)

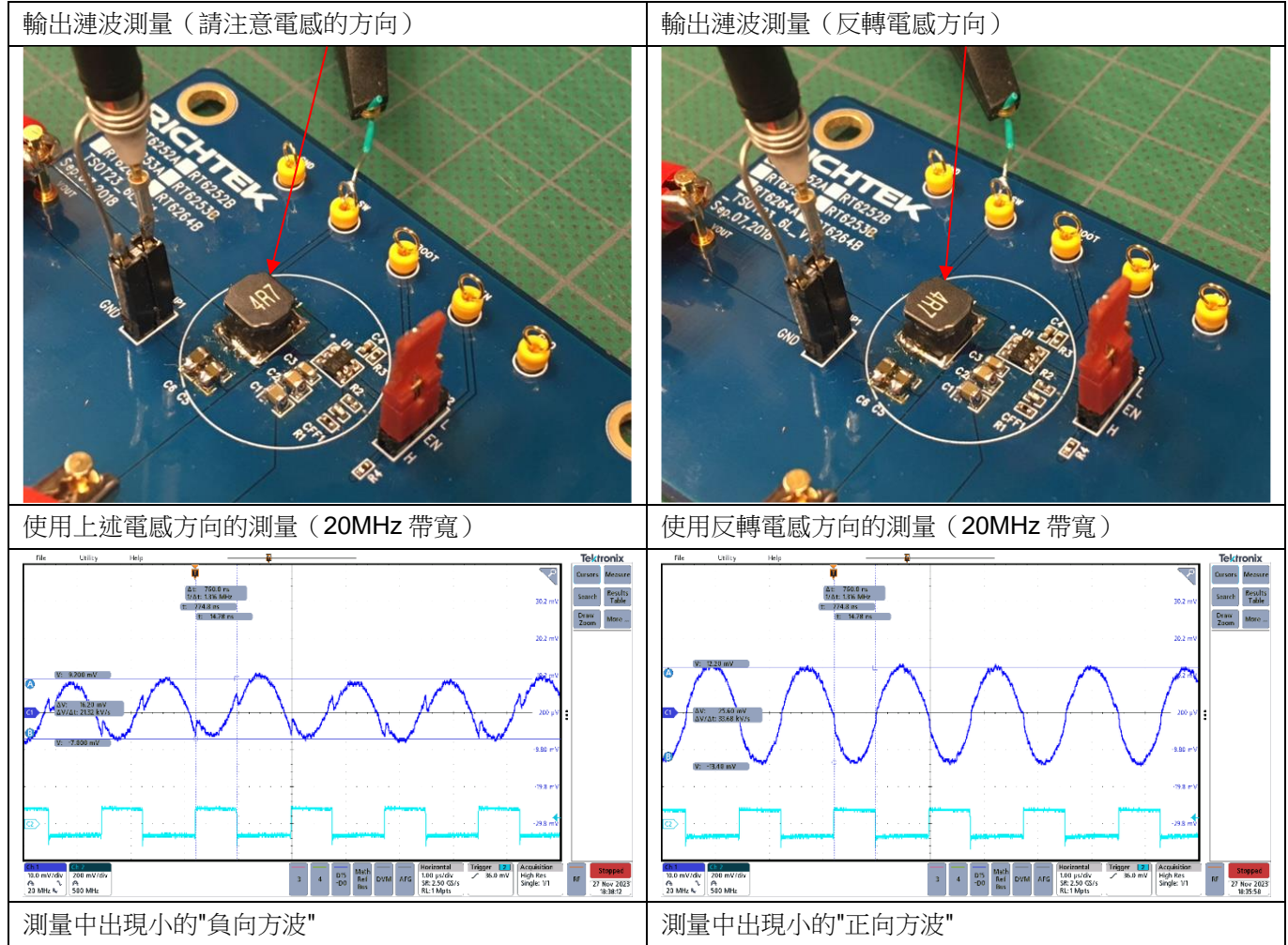


圖 19

從第二次測量可以看出，較小的探針迴圈耦合的電感漂移場要少得多，但在改變電感方向時，兩次測量之間仍然存在一些差異。

7.3 第三個帶有扭曲電線的測量設置：（圖 20）

在這裡，我們將一根扭轉的電線與輸出電容器相連，形成一個非常小的迴圈。扭曲的電線迴圈在輸出電容器上也是垂直的，以最小化電感漂移場的耦合。CH1 探針（黃色環）連接到扭曲電線的另一端，帶有短地迴圈，遠離電感和開關的軌跡。CH2 探針（青色環）用於使用電容式取樣方法以測量開關波形。

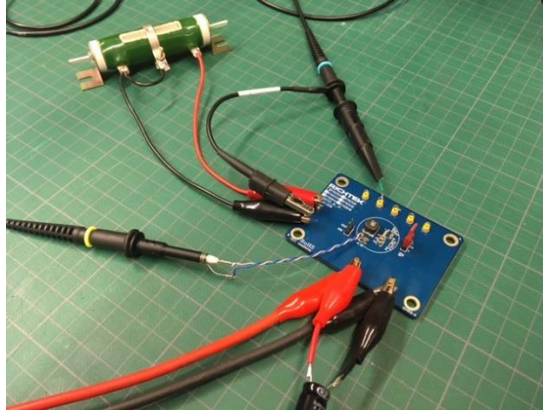


圖 20

第三種量測結果（圖 21）

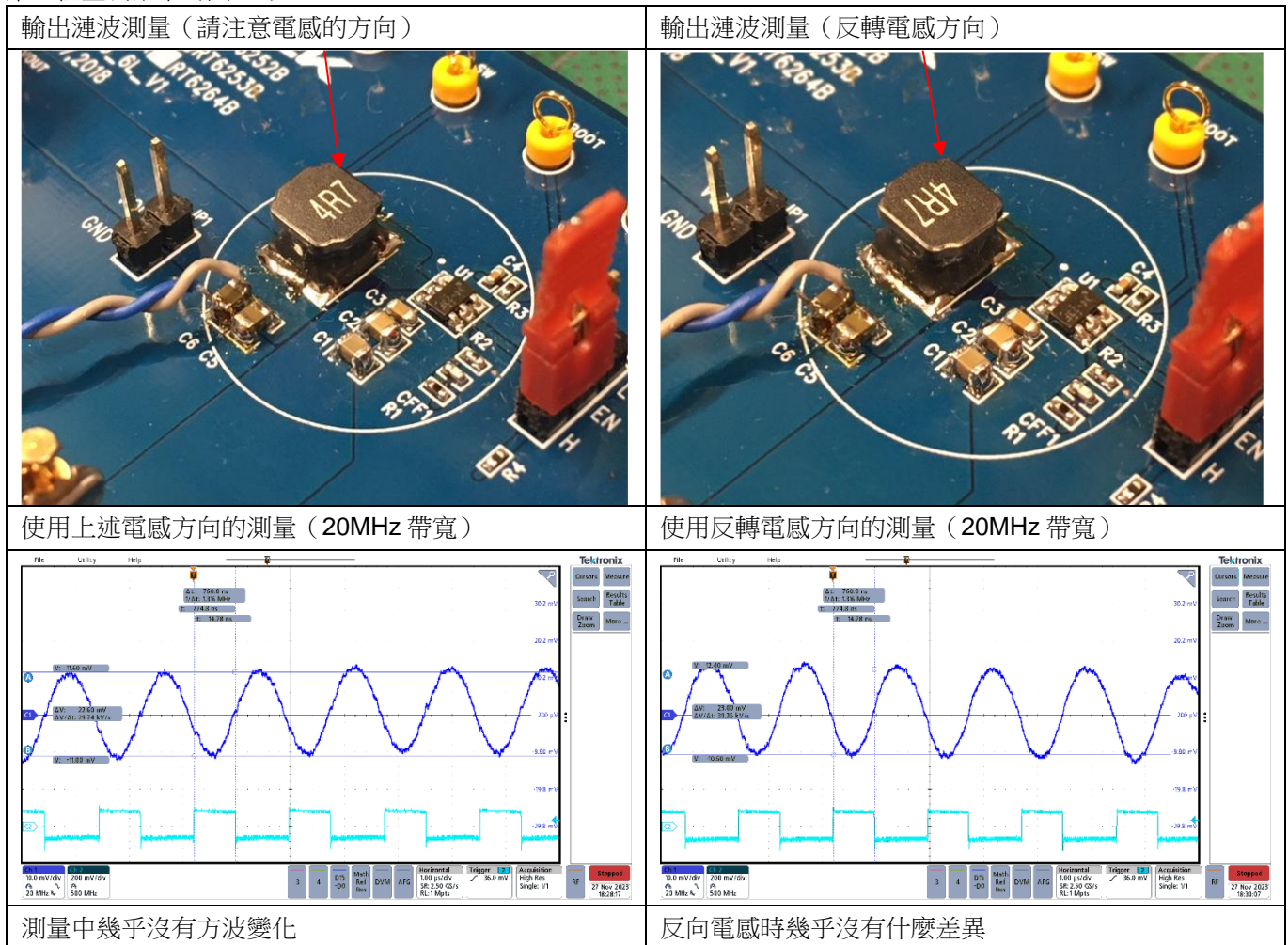


圖 21

扭轉電線方法呈現出非常清晰的輸出漣波測量，而且反轉電感方向時波形也幾乎不變，這意味著測量中幾乎沒有漂移場耦合。CCM 漣波測量為 22.6mVpp，略高於計算的 18.7mVpp。請注意，ACOT[®]轉換器存在一些頻率抖動（OFF 時間變化），這導致測量漣波振幅中的一些不規則性。

7.4 高頻寬設置 (500MHz) 的測量：檢查 CH2 探針開關信號測量的影響

圖 22 顯示了在測量開關信號時，直接使用探針連接和電容式取樣方法之間的差異。

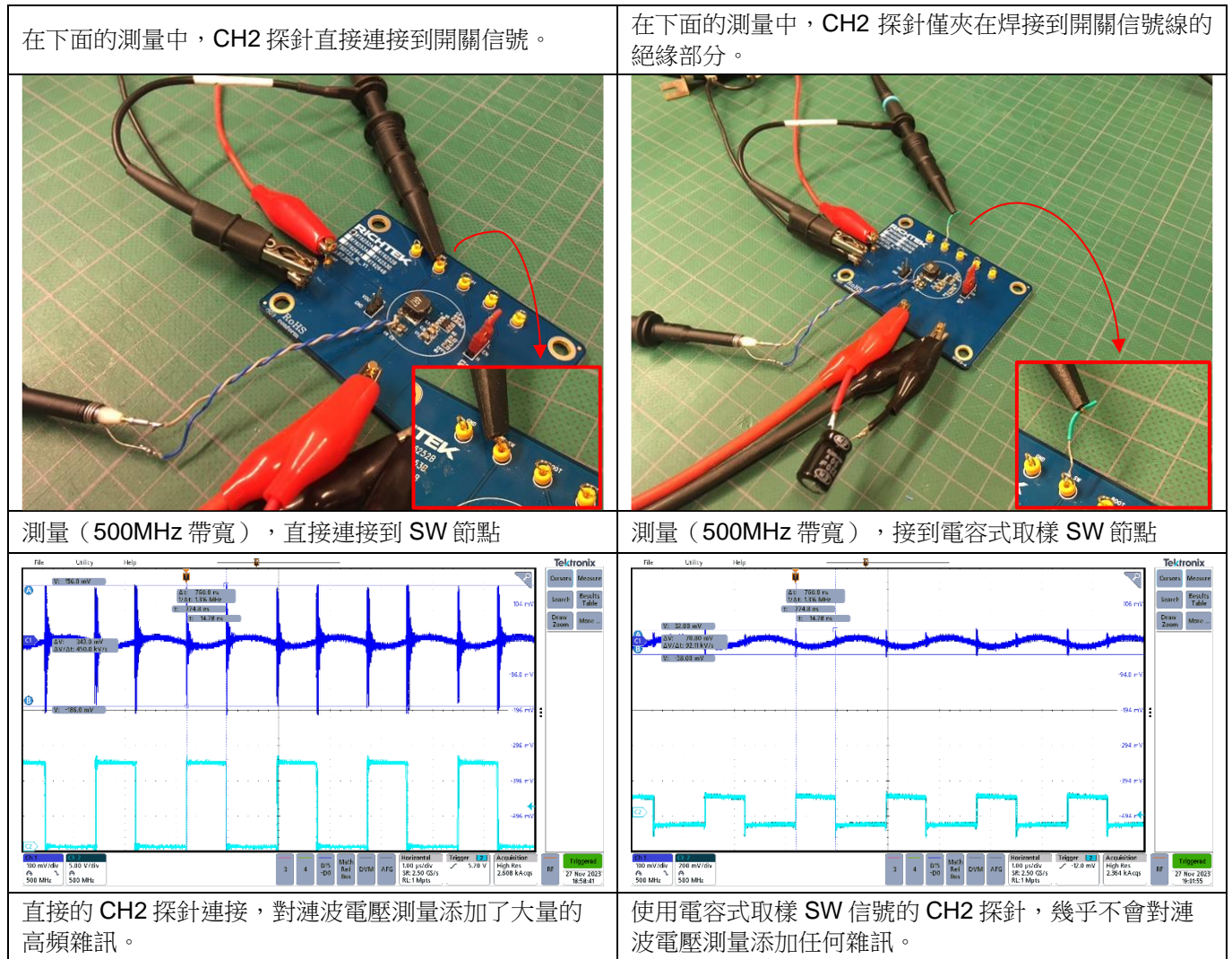


圖 22

從測量比較中可以清楚地看出，直接用探針連接，加上帶有很大的接地迴圈會對測量增加大量雜訊。而電容式取樣方法幾乎不會增加任何雜訊。電容式取樣的量，可以透過改變探針夾與絕緣電線銅芯的距離來調整。

在高頻寬設置中進行測量的最佳方法，就是盡可能減少連接設備到 DUT，只連接（電阻）負載和只連接 CH1 探針即可（見圖 23 左側）。然而，如果需要查看開關波形（例如用於示波器觸發），電容式取樣方法對高頻讀取的影響會較小。

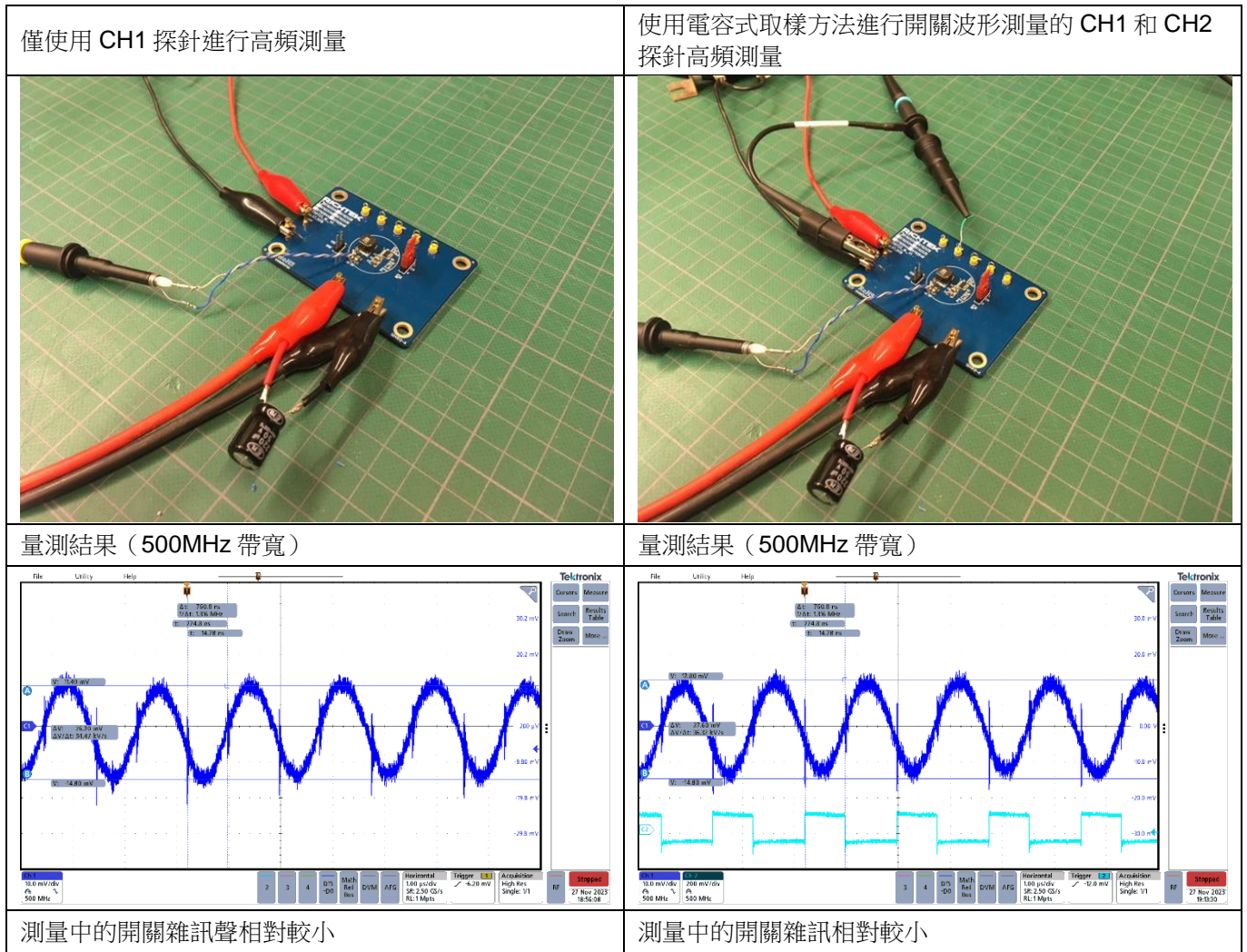


圖 23

上述漣波測量中的高頻尖峰振幅小於模擬結果。最有可能的是，模擬中顯示的非常快速 (50psec) 的訊號受到示波器和探針的 500MHz 帶寬限制的衰減。

7.5 PSM 漣波測量：

我們可以移除電阻負載以實現低負載的 PSM 操作，並以與 CCM 模式漣波測量相同的方式來測量輸出漣波。我們使用扭轉電線方法進行漣波測量，使用電容式取樣方法進行開關波形測量，參見圖 24。

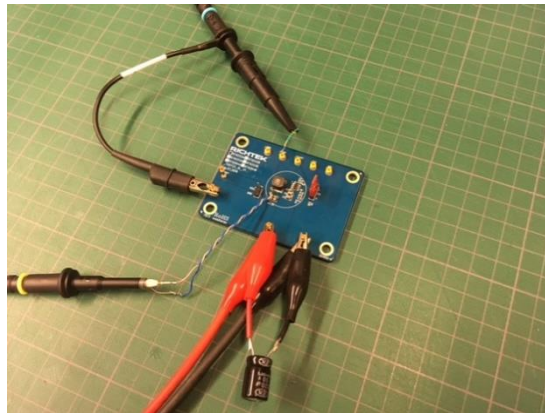


圖 24

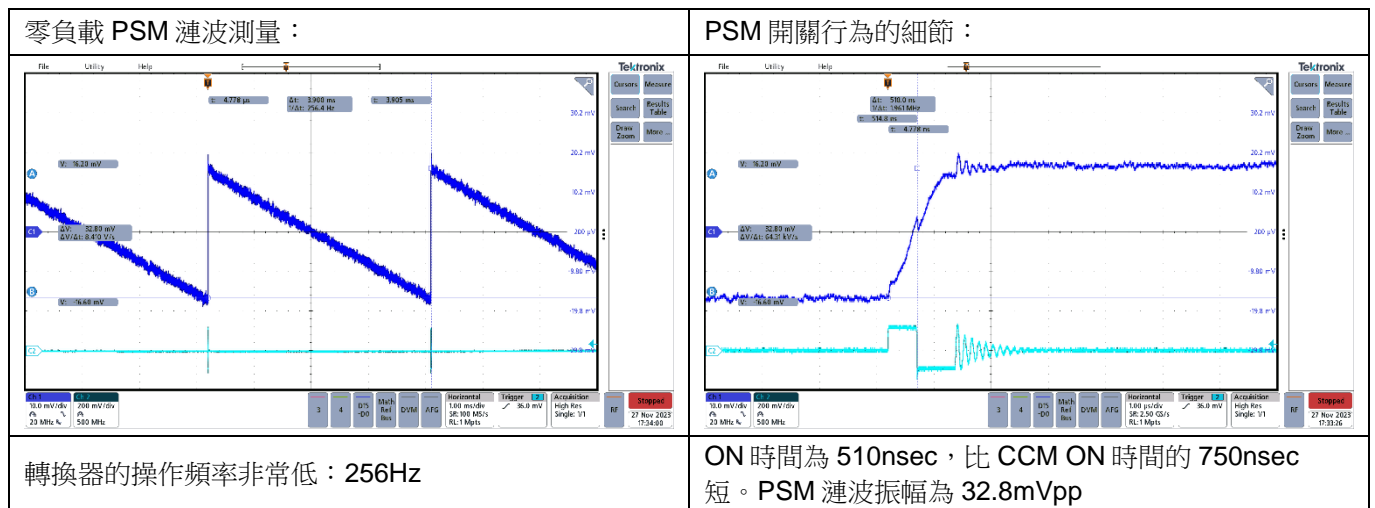


圖 25

[RT6252A](#) 的一個特點是，在 PSM 模式下它減小了 ON 時間，以減小 PSM 漣波振幅。

在 PSM 模式期間計算的輸出電壓漣波 $\Delta V_{OUT\ pp} = \frac{\tau_{ON}^2}{2LC_{OUT}} \left(\frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}} - V_{IN} \right)$ 為 33.2mVpp，因此，測得的漣波為 28.8mVpp，與計算結果相當吻合。

8 實際案例 2：RT5760A ACOT[®] 降壓轉換器，應用於 5V 到 1.2V，1A，小尺寸，低漣波應用

RT5760A 是一款成本效益高的 6V 額定電壓，第三代低壓 ACOT 降壓轉換器，具有 1A 的輸出電流能力和輕載時的自動 PSM 模式。2.2MHz 的開關頻率、SOT563 封裝和使用小型主要元件，使得總應用電路面積非常小。電路板的線路圖和佈局如圖 26 所示。

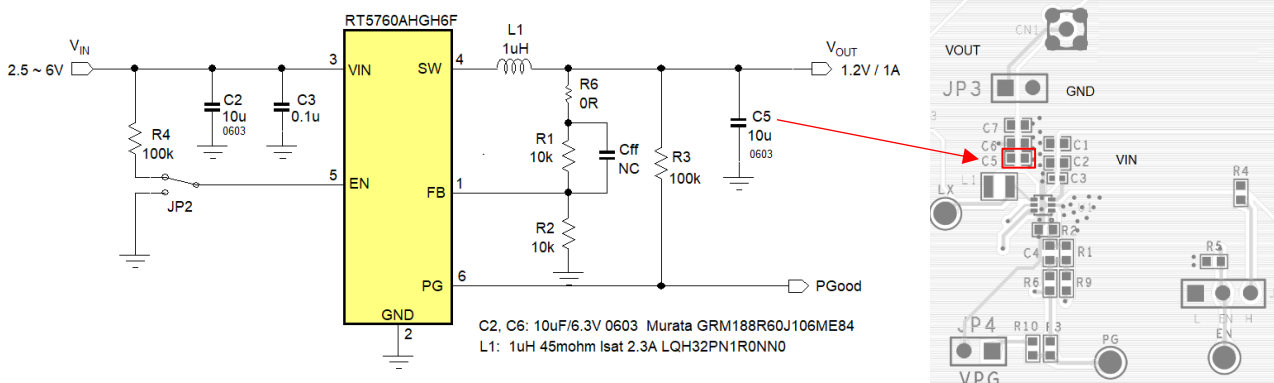


圖 26

在這個小型線路佈局中，單一的 MLCC 輸出電容 C5 位於非常靠近電感的位置，該電感是 Murata 的半屏蔽型 LQH32 類型。10μF/6.3V 0603 MLCC 輸出電容在 1.2V DC 偏壓下，會下降到 8.6μF，在低交流電壓漣波下可能再下降 10%。這個電容的 ESR 為 3mΩ，ESL 約為 0.2nH（見圖 27）。對於這個應用的計算，我們使用 8μF 的有效電容，3mΩ 的 ESR 和 0.2nH 的 ESL。

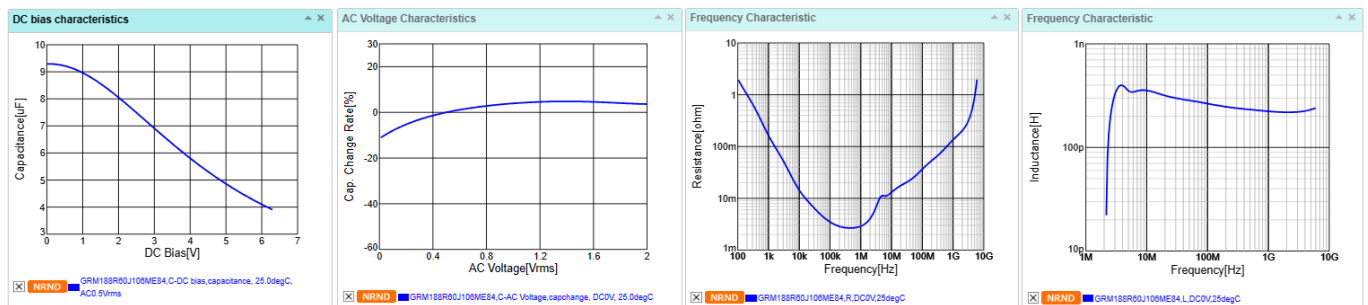


圖 27

1μH 2.3A 電感 LQH32PN1R0NN0 的自共振頻率為 150MHz，因此 C-parallel 為 1.1pF。

$$\text{電感漣波電流 } \Delta I_L = \frac{V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \cdot F_{SW} \cdot L} \text{ 為 } 0.42\text{App}$$

$$\text{輸出電容 CCM 漣波電壓 } \Delta C_{OUT} (pp) = \frac{\Delta I_L (pp)}{8 \cdot C_{OUT} \cdot F_{SW}} \text{ 為 } 2.94\text{mVpp}$$

1.5mΩ ESR，加上 $\Delta C_{OUT} ESR (pp) = \Delta I_L (pp) \cdot R_{ESR}$ 的 1.25mVpp，所以總共 CCM 漣波為 4.19mVpp

對於具有寄生元件的高頻行為，下面的 LTSpice 模擬顯示了結果：(圖 28)

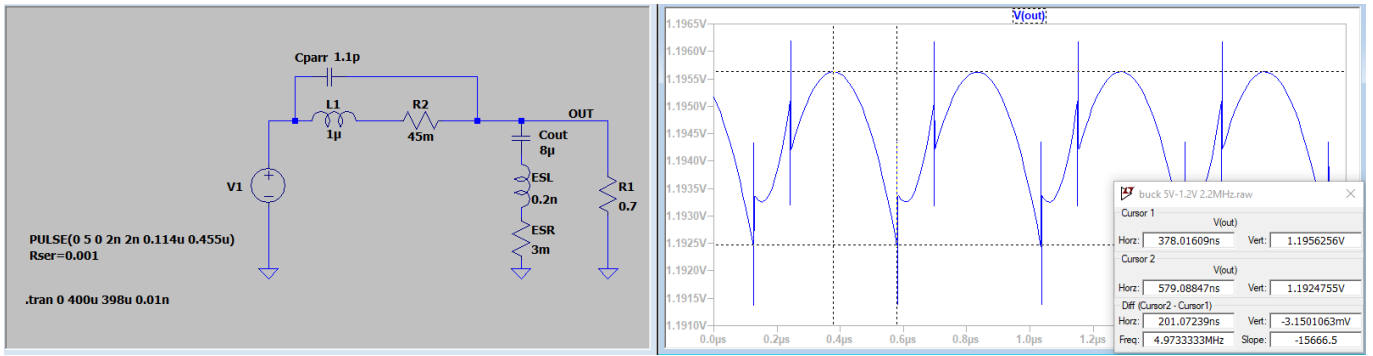


圖 28

可以看到，輸出波形是拋物線 (Cout 電容)、三角波 (Cout ESR)、電壓方波 (Cout ESL) 和高頻尖峰 (由於電感並聯電容和 Cout ESL 引起) 的組合。

8.1 第一次使用小接地環路的測量：

圖 29 顯示了使用 PCB 輸出電壓接頭/短接地環探針連接的輸出紋波測量（距離單個輸出電容 C5 有一定距離，以及用於測量開關波形的電容接收方法）。

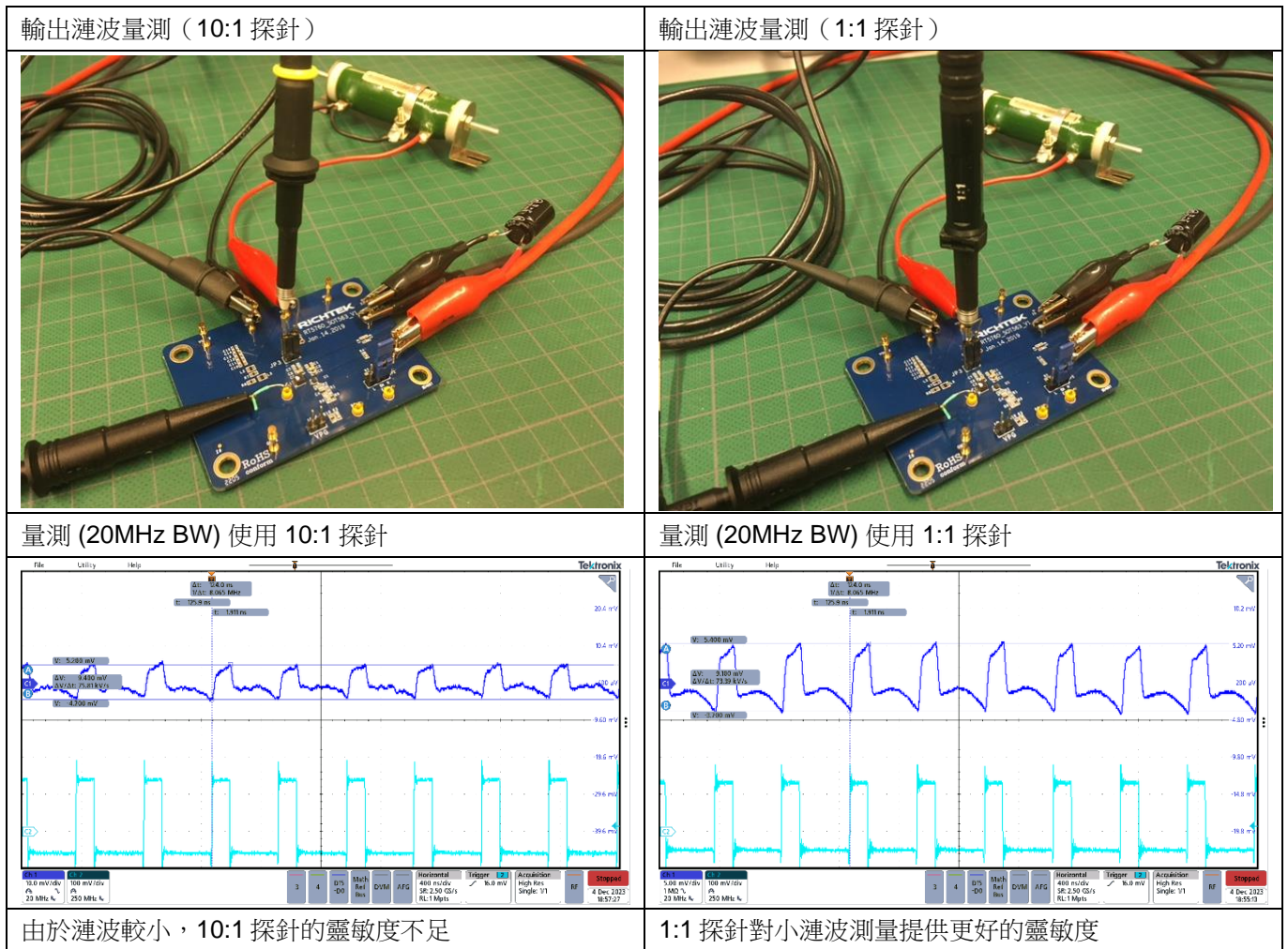


圖 29

對於這種非常低的輸出電壓漣波測量，10:1 探針的靈敏度不足，1:1 探針則提供更好的結果。

同時可以看到，短探針環路連接仍然會吸收相當多的電感寄生場：測量的波形（9.1mVpp，帶有較大的電壓方波）與模擬和計算的（4.2mVpp）結果非常不同。

8.2 第二次使用扭轉線的測量：

圖 30 顯示了使用 1:1 探針的輸出漣波測量，直接連接到 MLCC 輸出電容器 C5。扭轉線的連接方式使小環路垂直放置，以最小化電感雜散磁場的耦合。

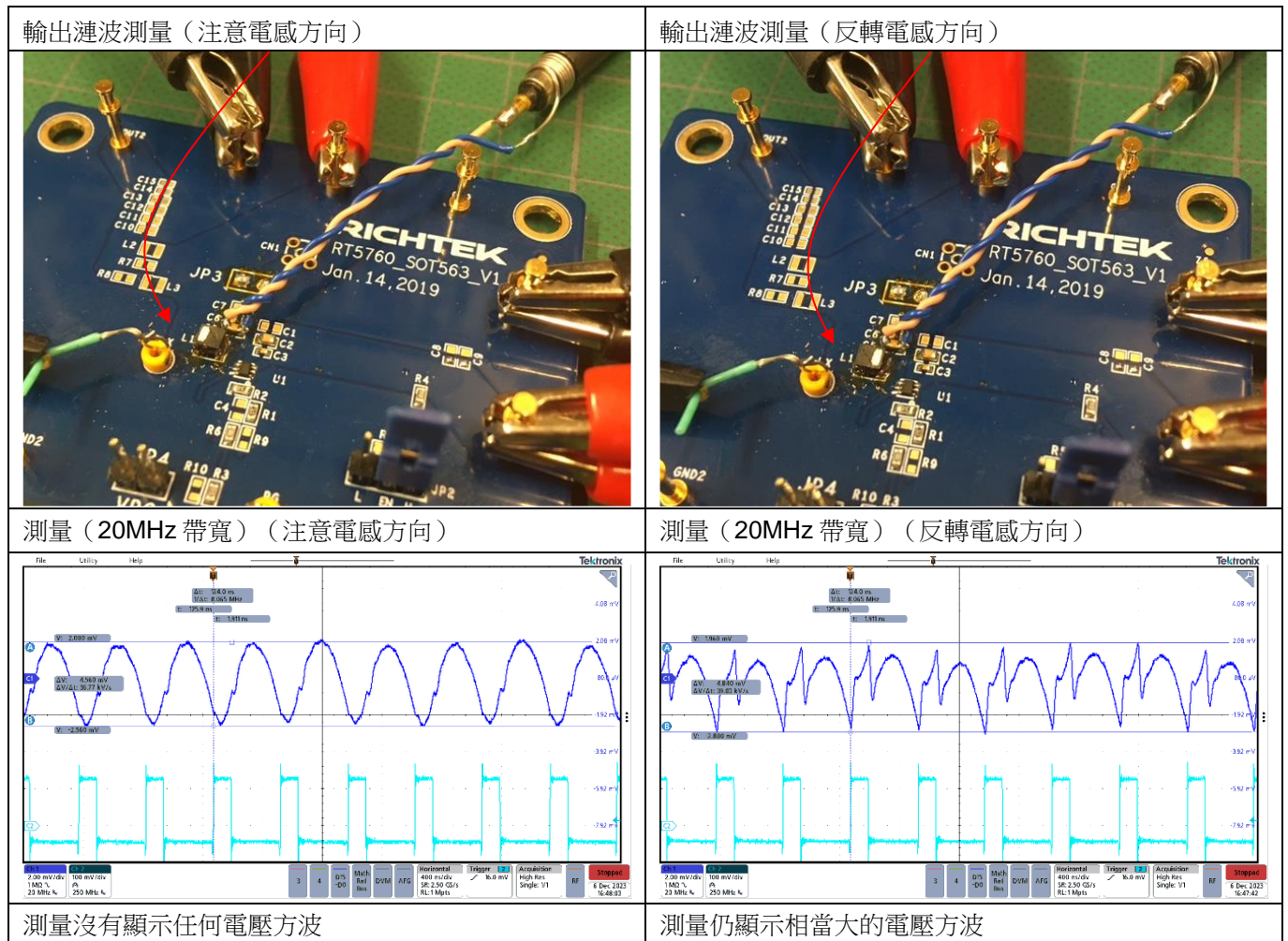


圖 30

扭曲的電線連接的環路比之前的接點 + 短接地環路探針連接還要短，但從上面的測量結果可以看出，在反轉電感方向時，波動測量結果仍存在一些差異。因此，由於電感與高頻訊號非常近，是很難避免一些電感雜散場雜訊耦合到小的扭轉電線中。為了減少電感雜散場的影響，我們可以嘗試移動輸出電容來遠離電感。

8.3 第三次使用扭轉電線進行測量，並將電容移離電感

圖 31 顯示了使用扭轉電線進行的漣波測量，並將輸出電容移離電感 8mm 的位置：

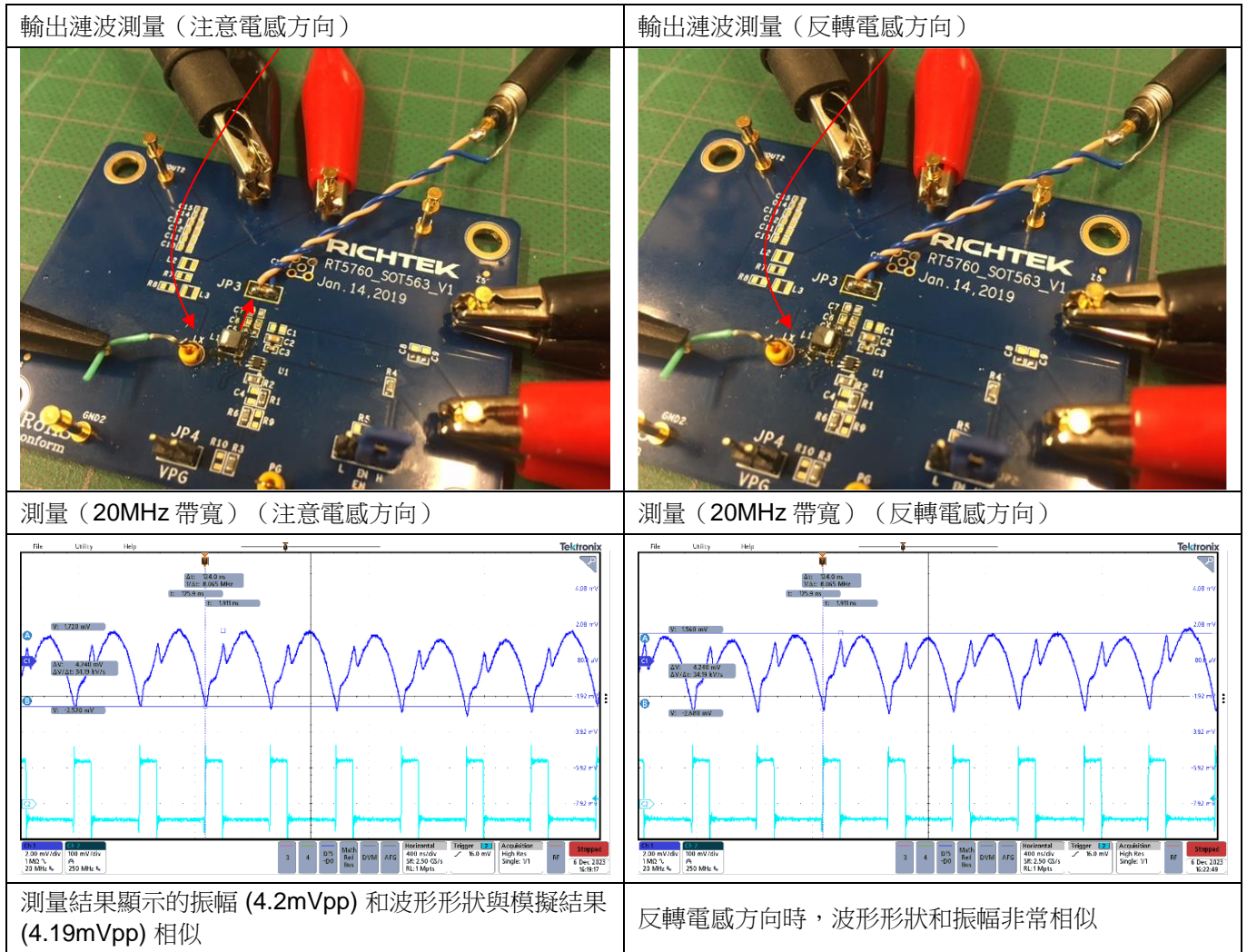


圖 31

使用扭曲的線連接和將輸出電容移離電感 8mm 後，現在漣波測量結果與兩種電感方向的計算和模擬相符合。請注意，ACOT[®]轉換器仍存在一些頻率抖動（OFF 時間變化），這導致測得的漣波振幅出現一些不規則性。

輸出漣波測量使用 1:1 探針和 500MHz 示波器帶寬設置，以及電容接收法進行開關波形測量（見圖 32）：

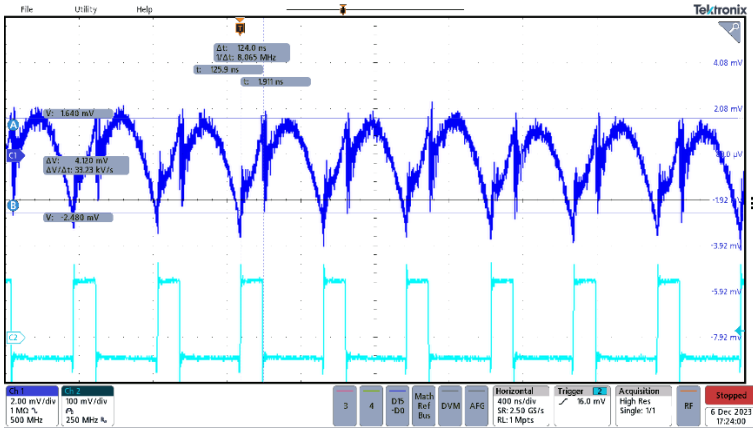


圖 32

可以看到，使用高帶寬設置的示波器進行測量，結果並未顯示太多額外的高頻尖峰。這主要與 1:1 探針有關，其有效帶寬為 15MHz。大多數 1:1 探針的帶寬相對較低，因此它們實際上不能顯示高頻信號。

8.4 PSM 測量：

對於 [RT5760A](#) EVB 板上的 PSM 漣波測量，我們移除負載電阻，並使用與 CCM 模式漣波測量相同的方式來測量輸出漣波（用於漣波測量的扭轉線方法和用於開關波形測量的電容式取樣法），參見圖 33。

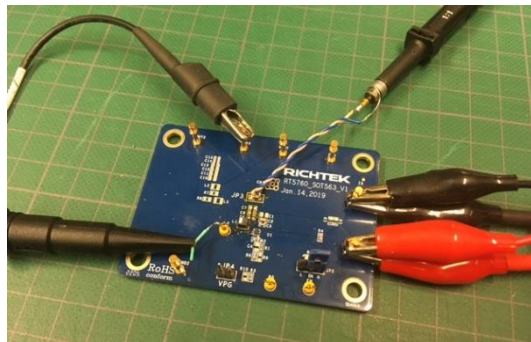


圖 33

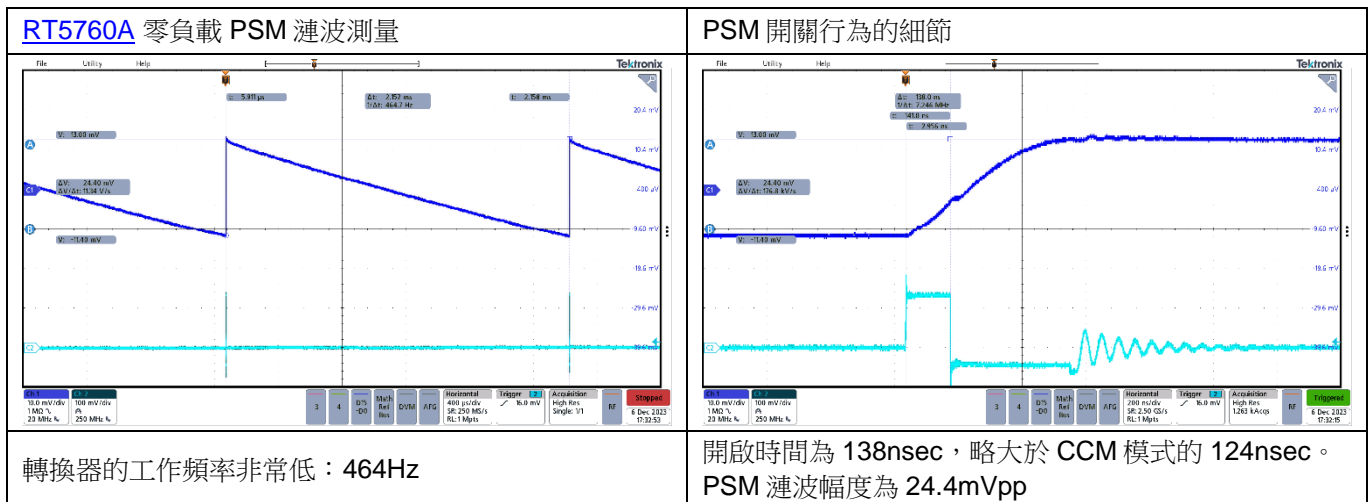


圖 34

在 PSM 模式下計算的輸出電壓漣波為 $\Delta V_{OUT\ pp} = \frac{T_{ON}^2}{2LC_{OUT}} \left(\frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}} - V_{IN} \right)$ 為 29.4mVpp，因此測得的漣波為 24.4mVpp，與計算結果相差不遠。

9 DC-DC 轉換器增益相位測量設置技巧

電源轉換器控制回路增益相位測量，可以通過將正弦波小信號輸入回授網路，並測量轉換器輸出端插入點兩側的正弦波漣波幅度和相位來進行。(見圖 35)。

Buck converter Gain-Phase measurement

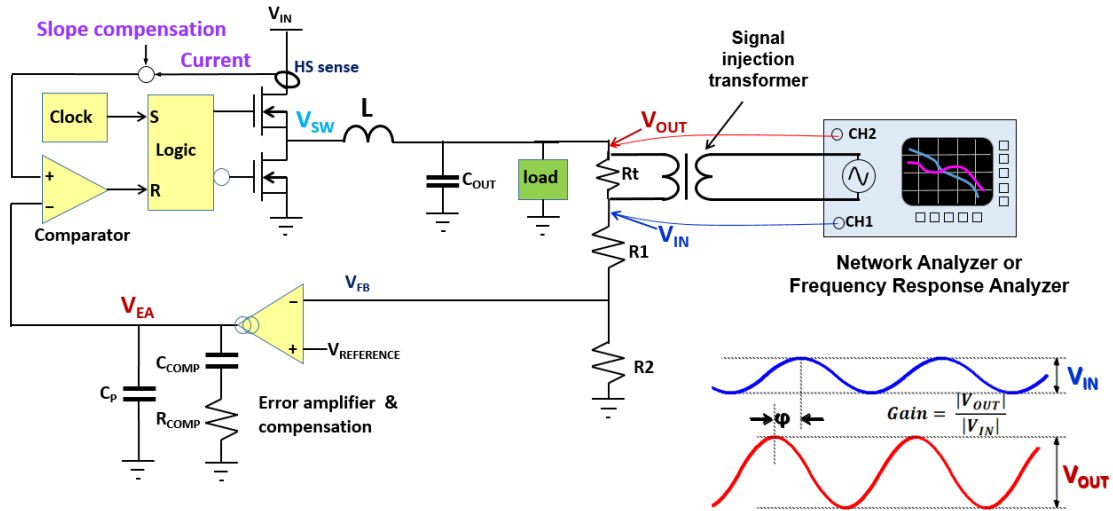


圖 35

正弦波小信號的振幅必須盡量保持較小，以避免改變電源轉換器的操作工作點，因此在測量點的正弦波信號幅度也會相當小。為了獲得準確的增益相位測量結果，測量應具有高靈敏度，並且所測得的信號應具有低開關雜訊。因此，先前討論的輸出漣波測量方法也可應用於增益相位測量。

在進行增益相位測量時，扭轉線方法非常有用：靈敏的測量點須遠離開關轉換器，信號輸入變壓器引線、CH1 探針和 CH2 探針都可以方便地連接到扭轉的線端，離 PCB 也要有一定的距離 (見圖 36)。

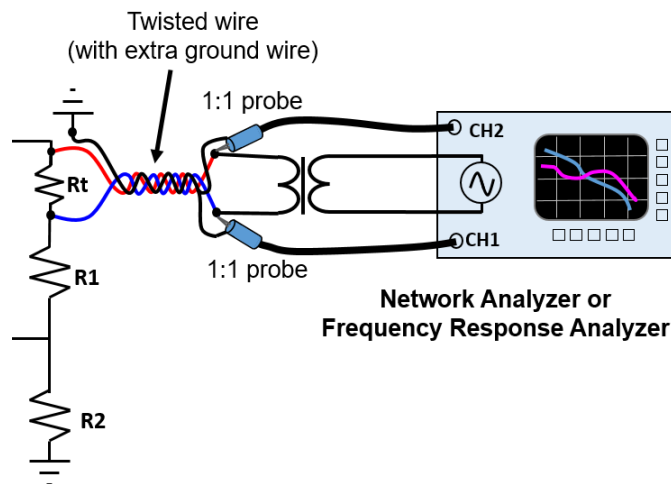


圖 36

10 實用增益相位測量範例

圖 37 顯示了 [RT6363GQW](#) 60V/3A 降壓轉換器在 24V 至 5V/3A 應用中的增益相位測量設置。

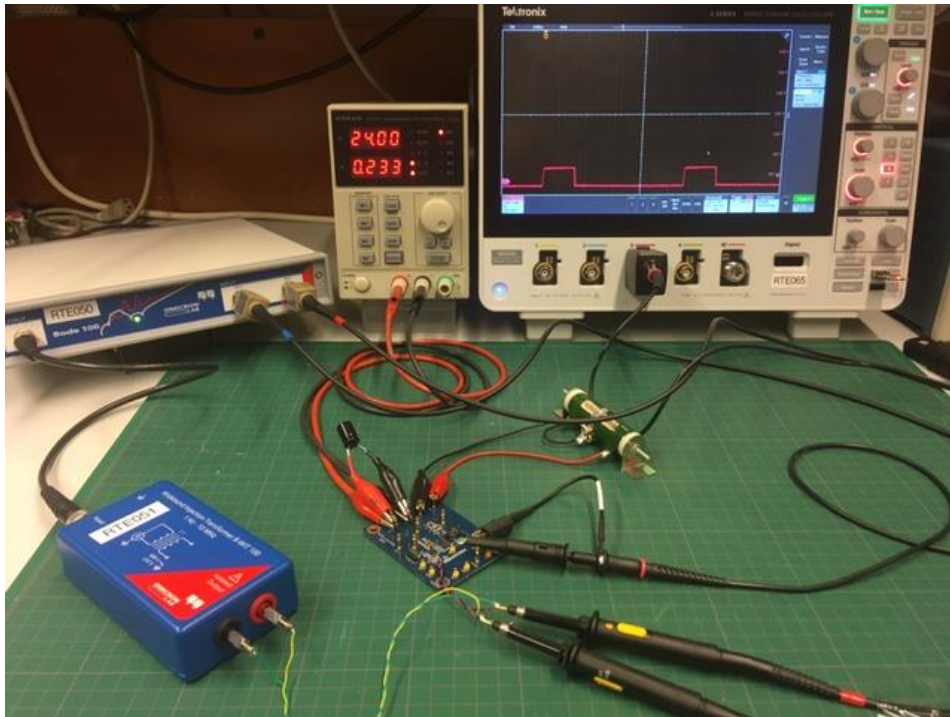


圖 37

[RT6363GQW](#) 是一個額定電壓為 60V/3A 的電流模式降壓轉換器，通常應用於工業領域。在這個 24V 到 5V/3A 的應用中，切換頻率設定為 1MHz，並搭配 24 μ F 的有效輸出電容，外部補償設定為 60kHz 的交叉頻率。為了進行增益相位的測量，增加了一個 1.7A 的電阻性負載以確保連續導通模式的運作。在回授網路的頂部插入了一個 4.7 Ω 的電阻，正弦波小信號通過這個電阻作輸入。圖 38 顯示其電路圖。

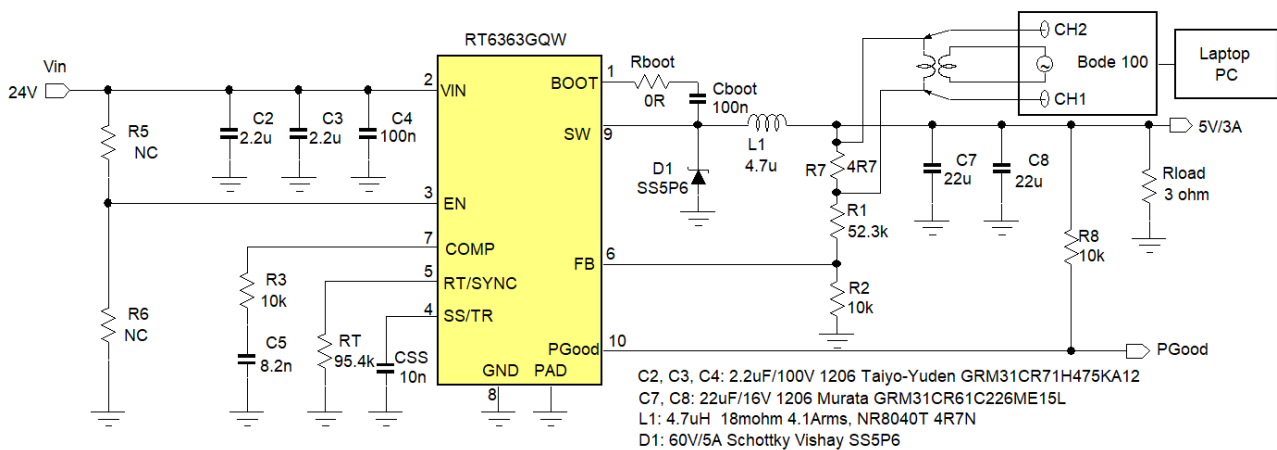


圖 38

為了最小化測量中的雜訊， 4.7Ω 電阻的測量點與接地線連接在一起，同時連接到靠近回授網路的一個乾淨的小信號地線。插入變壓器和兩個 1:1 的探針連接到扭轉線的另一側。見圖 39。

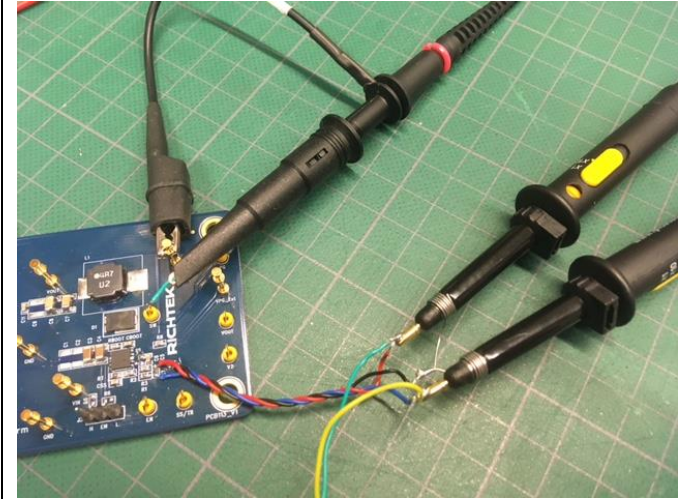
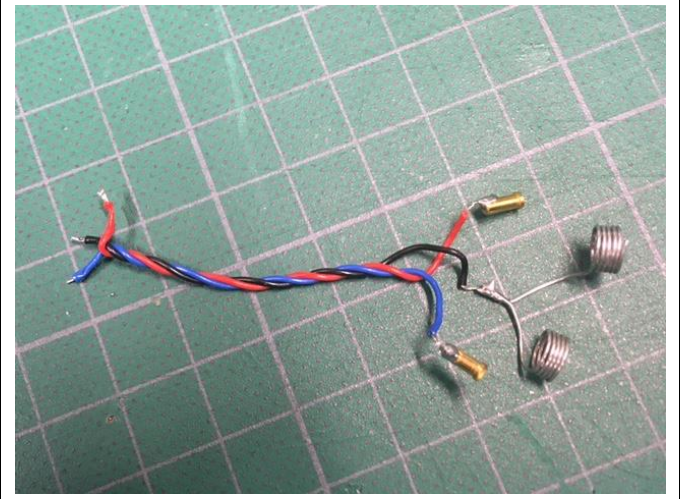
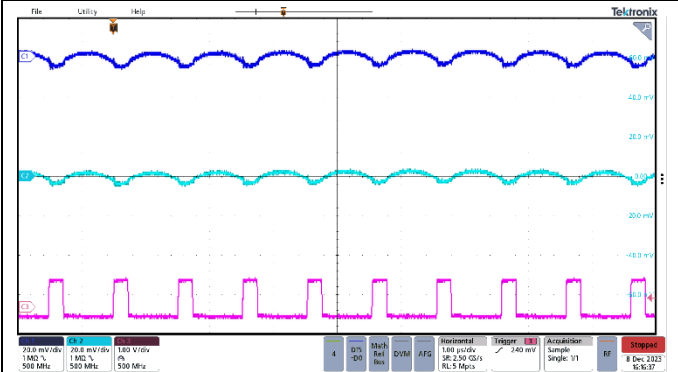
<p>1:1 探針連接的細節。使用電容式取樣方法來測量切換信號。</p>	<p>扭轉線的細節。地線連接到靠近回授線路的 EVB 小信號地線。</p>
	
<p>以下是 CH1 和 CH2 的測量信號，其紋波較低且雜訊非常少。</p>	
	<p>在增益相位正弦波掃描測量期間，觀察示波器上的切換信號占空比變化是一種很好的實踐方法。</p>

圖 39

在進行切換轉換器的增益相位測量時，插入的正弦波小信號應該保持較小，以避免非線性轉換器行為（例如 PSM 模式或占空比限制）。在低頻率情況下，迴路增益較大，插入信號也可以較大以達到足夠的低頻敏感度，但在轉換器 LC 頻率以上，插入信號必須保持較小，特別是在交叉頻率附近。大多數增益相位分析儀都具有可調節輸入入信號振幅的功能。

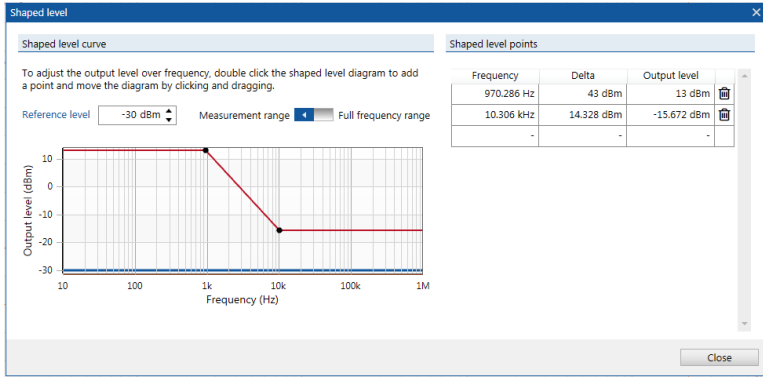


圖 40

圖 40 顯示了 BODE-100 分析儀的圖形選單。在 1kHz 以下的掃描頻率，振幅被最大化，但必須檢查小信號輸入變壓器時，在低頻時是否會飽和。這可以通過檢查小信號正弦波形狀來完成。

在 1kHz 以上，振幅降低。10kHz 以上的正弦波被設置為固定的低振幅。可以通過觀察交叉頻率附近的切換信號占空比變化來檢查確切的振幅。

以下的測量顯示了加上 60kHz 輸入信號的 CH1 和 CH2 信號輸出。信號的振幅將影響切換信號的占空比變化。我們設定了 19mVpp 的插入信號振幅。由於信號中的雜訊較低，信號雜訊比例看起來是正常的。

以下的測量顯示了加上 19mVpp 插入信號振幅時，占空比的變化。占空比的變化很小，因此沒有出現轉換器任何非線性結果的風險。

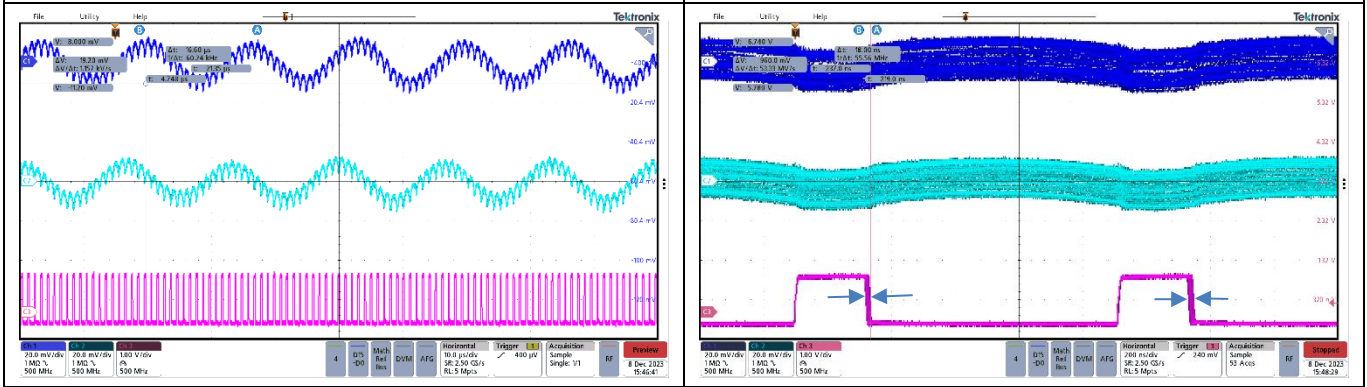


圖 41

圖 42 顯示了增益相位測量的結果。曲線平滑，沒有顯示出奇怪的行為。交叉頻率為 59kHz（接近 60kHz 的目標值），相位裕度為 63 度。

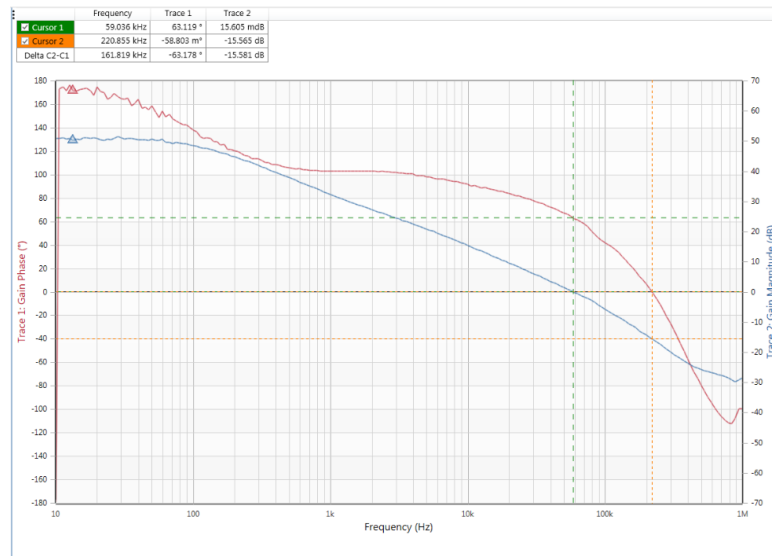


圖 42

10.1 使用長地線進行的第二次測量：

為了顯示在使用帶有長地線的探針連接時會發生什麼，圖 43 顯示了測量設置，其中 CH1 和 CH2 的 1:1 探針使用長地線和夾子連接。切換信號也是通過直接將 10:1 探針（帶有紅色）環直接連接到切換信號來測量，這樣的方式會增加額外的雜訊。

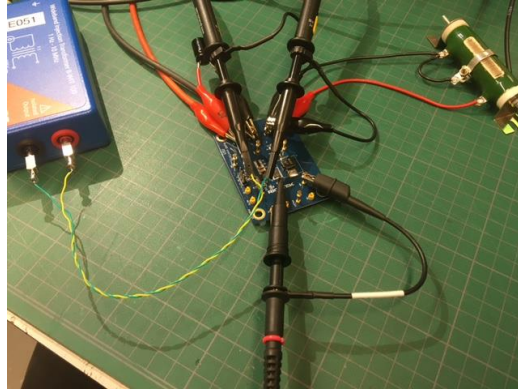


圖 43

<p>CH1 和 CH2 探針連接到插入信號的細節以及 CH3 對切換信號的直接連接。</p>	<p>現在的增益相位測量在低頻範圍顯示更多雜訊，並且在高頻範圍出現了奇怪的相位行為。帶寬 (BW) 和相位裕度 (PM) 仍然看起來正常。</p>
<p>以下的測量顯示了 CH1 和 CH2 信號，其中包含的雜訊比扭轉線法多得多。</p>	<p>在 60kHz 輸入信號設置下，信號雜訊比很差。令人驚訝的是，分析儀仍能夠從這些信號中獲取正確的增益和相位資訊。</p>

圖 44

11 總結/實用建議

測量迴路最小化

在測量 DC-DC 轉換器輸出電壓漣波時，測量迴路面積在雜訊收集中發揮重要作用。始終將探針連接迴路面積最小化。使用[尖端和桶式方法](#)或扭轉線方法可以減少雜訊的接收。通過改變電感方向來檢查電感雜散磁場的影響。

避免將雜訊添加到測量中

直接將探針連接到快速切換波形可能會增加大量高頻雜訊。使用非常短的地線或使用電容式取樣來檢查切換信號可以將高頻雜訊降到最低。

設定可接受的示波器取樣頻寬

由轉換器輸出紋波引起的雜訊，對不同敏感性負載的應用可能有所不同。對於對雜訊敏感的應用，例如高解析度類比數位轉換器 (ADC) 或音頻應用，建議在全頻寬下測量輸出紋波，而對於對雜訊不敏感的應用，可以選擇 20MHz 的取樣頻寬。請注意，仍然需要在完整示波器取樣頻寬下檢查背景雜訊，以防輸出漣波被不準確地測量。

在運行增益相位分析之前在時域中檢查信號

在增益-相位測量中，將信號連接到頻率響應分析儀之前，必需檢查示波器上測得的信號。盡量減少信號中的雜訊以獲得最佳量測結果。

有關增益-相位量測的實際範例，請觀看影片 <https://www.youtube.com/watch?v=YHCQ0GDIw6Q>

若要獲得更多產品的產品資訊，請[訂閱我們的電子報](#)。

Richtek Technology Corporation

14F, No. 8, Tai Yuen 1st Street, Chupei City

Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.