



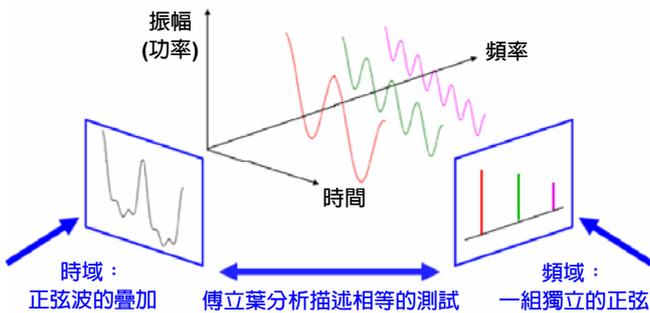
MDO4000 混合域示波器架構解密

MDO4000 混合域示波器架構解密

MDO4000 混合域示波器是近 20 年來示波器市場最大的技術突破與創新，它擁有相當獨特的架構，Tektronix 在發明與設計 MDO4000 混合域示波器期間，共申請了二十多項專利，明顯地它與一般傳統的頻譜分析儀和示波器的架構有異。不少人誤以為 MDO4000 混合域示波器只是將一台頻譜分析儀與一台混合訊號示波器整合在一起，使它擁有「多域」分析的功能。事實上它的創新遠遠超出這個範圍，使它不單擁有「多域」分析，更是「跨域」、「混合域」分析、讓工程師可以同時偵測任何時間點上類比、數位、匯流排與射頻訊號之間的交互作用，是當今的最佳系統級除錯工具，它也將要大大改變您測試的方法。要知道 MDO4000 混合域示波器如何異於頻譜分析儀和示波器，或和示波器的 FFT 運算有何不同，我們首先從它的架構上闡述它的技術基礎。

頻譜分析基礎

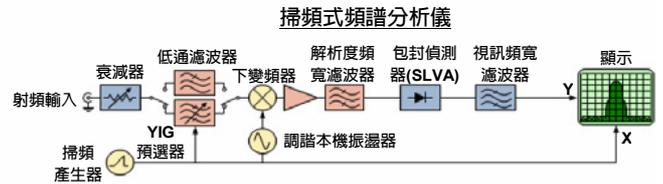
如圖 1 所示，可以在時域或頻域中觀察訊號的不同特性：



在時域中，傳統上示波器被用作為觀測振幅隨時間變化的儀器。在頻域中，傳統上頻譜分析儀被用作為觀測振幅隨頻率變化的儀器。我們可以看出，在這兩種情況下，訊號是相同的。時域訊號是大量離散的正弦波的複合體，每個正弦波都有自己的振幅和相對相位。頻譜分析儀中顯示的「頻譜」只是簡單地將訊號分解成構成的頻率成分。

傳統掃頻分析儀

圖 2 是傳統掃頻分析儀簡化的架構方塊圖：



掃頻超外差式頻譜分析儀是幾十年前第一次使得工程師能夠進行頻域量測的傳統架構。頻譜分析儀最初是使用純類比裝置建置的，之後與所應對的應用一起不斷演變。當前一代頻譜分析儀包括各種數位元件，如 ADC、DSP 和微處理器。但是，基本掃頻方法仍大致相同，最適合觀察受控的靜態訊號。掃頻式頻譜分析儀透過下變頻所輸入的射頻訊號，在解析度頻寬 (RBW) 濾波器的通帶範圍內掃描，來量測功率隨頻率的變化。RBW 濾波器後面有一個偵測器，偵測器計算選定頻距中每個頻率點上的振幅。儘管這種方法可以提供高動態範圍，但它的缺點是每一次只能計算一個頻率點的振幅資料。這種方法基於的假設是，分析儀在完成至少一次掃描的時間內，待測訊號在此期間沒有明顯的變化。結果，量測只對相對穩定不變的輸入訊號有效。如果訊號快速變化，那麼在統計概率上說，部分變化極可能會被漏掉。

傳統掃頻分析儀在觀察隨時間變化的射頻訊號方面是一種有缺欠的工具。如果分析儀在掃描通過該頻帶後，某突發訊號才出現在已掃描過的頻帶內，那麼這個脈衝訊號將不能被擷取。看一下圖 3：

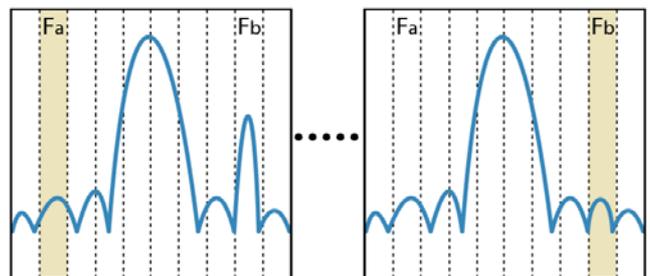


圖 3. 由於掃頻架構限制了分析過程中感興趣的頻率，傳統頻譜分析儀可能會漏掉一些隨時間變化的突變訊號。Fb 處感興趣的訊號以間歇方式廣播。在分析儀從 Fa 掃描到 Fb 時，如果在分析儀掃描通過 Fb 時訊號恰好沒有廣播，那麼訊號就可能被漏掉。

讓我們再觀察另外一個實例。圖 4 顯示了傳統頻譜分析儀設定成以 20 kHz RBW 掃描通過 20 MHz 的頻譜。預設掃描時間長度為 146 ms，我們打開 Max Hold 軌跡 (藍色軌跡) 和 Normal 軌跡 (黃色軌跡)，觀察頻譜響應。

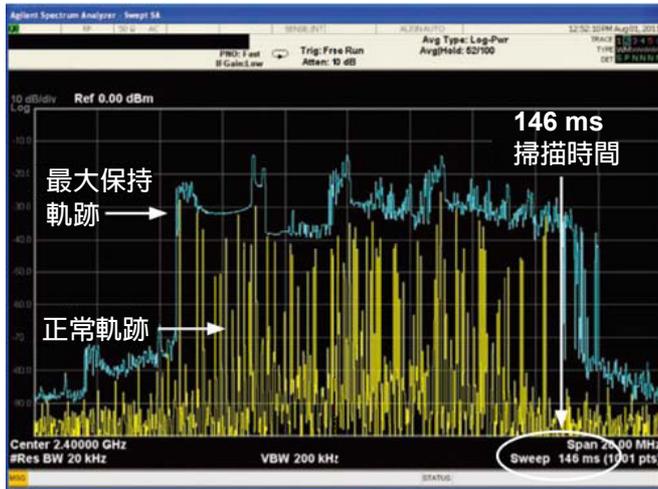


圖 4. 傳統頻譜分析儀以 20 kHz RBW 量測 20 MHz 頻譜中的訊號。

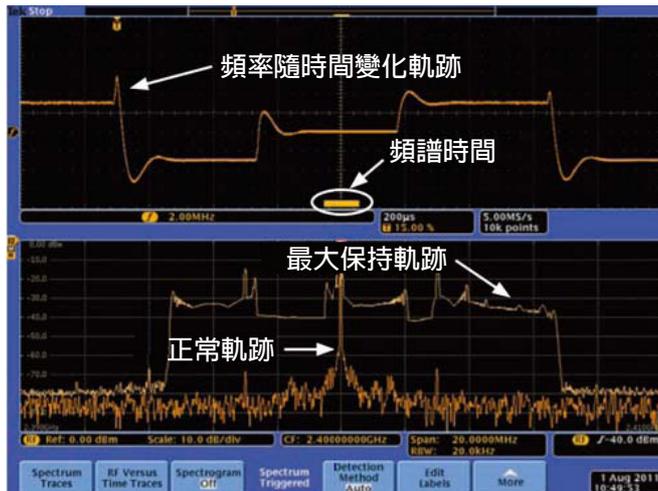


圖 5. 使用 MDO4000 混合域示波器的時域和頻域畫面觀察相同的訊號。

在顯示 Max Hold 軌跡和 Normal 軌跡時，訊號 Normal 軌跡顯示的訊號看上去要乾淨得多。Normal 軌跡顯示了隨時間變化的訊號非常簡短的部分的 FFT。在 20 kHz RBW 下，頻譜時間不到 115 us。

MDO4000 的時域畫面顯示了標為「f」的橙色軌跡代表著訊號的頻率隨時間的變化。頻率標度設定為 2.00 MHz/格。頻率隨時間變化畫面的粗略視圖顯示了這個訊號在大約 1.4 ms 時間週期上似乎在三個不同的頻率之間跳動。每個頻率似乎穩定了大約 400 us，而頻率之間的跳

變用了大約 100 us。這些事件要比傳統掃頻分析儀的掃描時間快得多。根據圖 4 中選擇的設定，傳統頻譜分析儀每個掃描期間 (146 ms 的掃描時間) 已經有 100 多個這樣的事件集合發生了。

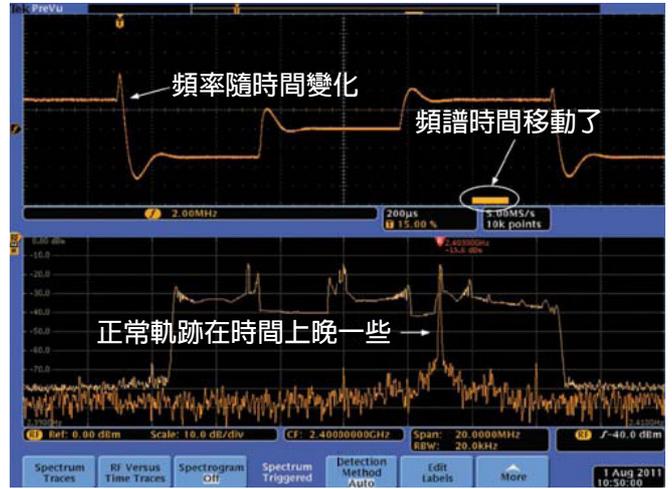


圖 6. 正常軌跡現在位於跳頻訊號較高頻率上。

透過使用 MDO4000 混合域示波器前面板上的 Wave Inspector 旋鈕，可以探討整個時間內擷取的事件。圖 6 是 MDO4000 擷取的相同訊號，但現在，頻譜畫面視圖表示的是頻率隨時間變化的不同時點。現在，頻譜時間移動到這個射頻訊號三個跳頻順序中較高的頻率，已經重新計算 FFT，以顯示與這個新時點關聯的頻譜狀況。

在圖 7 中，頻譜時間被移動到階躍順序中最高頻率與最低頻率之間的跳變。使用寬頻頻譜分析儀可以清楚地看到這麼寬的頻譜，而使用傳統頻譜分析儀很難分辨這一頻譜，後者在掃描感興趣的頻段時採用了窄頻偵測器，因此無法擷取這樣的寬頻頻譜。

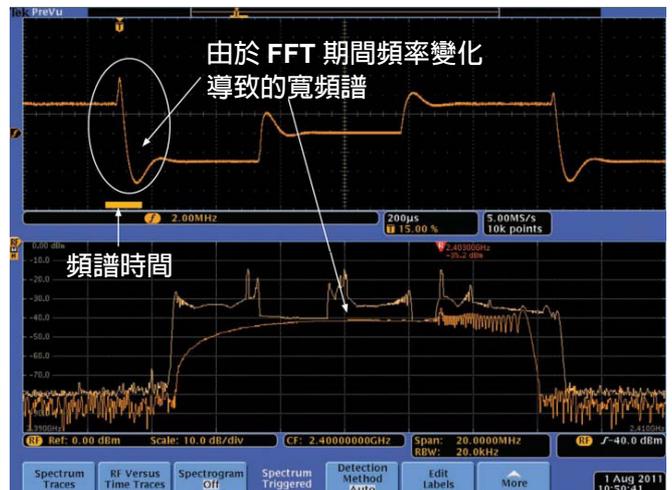


圖 7. 在跳頻期間，MDO4000 可以顯示訊號的寬頻譜能量。

對圖 4 中傳統掃頻分析儀上顯示的訊號，寬頻譜在掃頻分析時會表現為架構性的假訊號，因為它緩慢掃描快速移動的訊號。我們在前面確定，在傳統頻譜分析儀的掃描時間 (146 ms) 期間，發生了 100 多個跳頻集合。在持續時間大約 1.4 ms 的跳頻集合期間，由於三次頻率跳變，共有三個寬頻頻譜事件。傳統頻譜分析儀的窄頻偵測器只將事件表示為偵測器頻率上掃描期間接收的能量，因此除 300 個穩定的頻率事件之外，還發生了多達 300 個雜訊事件。從圖 4 中的軌跡可以看出，不可能瞭解這個訊號的特性。傳統分析儀頻譜視圖顯示的雜訊尖峰不代表實際寬頻雜訊，而只是使用了錯誤的工具 (即傳統的掃頻頻譜分析儀) 探討寬頻譜事件時所產生的假訊號而已。

因此工程師需要更好的頻譜分析工具。尤其現代通訊正在採用頻寬越來越寬的調變方案，分組通訊的速度正變得越來越快。看一下表 1，其中顯示了部分常見的通訊標準及對應的通道頻寬和工作頻寬。注意在較新的調變方案中，通道頻寬會大幅提高：

通訊標準	通道頻寬	工作頻寬	突發衝訊號封包時間長度
FM無線電	200 kHz	~20 MHz @ 100 MHz	連續發送
電視廣播	6-8 MHz	55 MHz-700 MHz	連續發送
藍牙	1 MHz	~80 MHz @ 2.4 GHz	~ 400 us
IEEE 802.11	20或40 MHz	~ 80 MHz @ 2.4 GHz ~ 200 MHz @ ~5.6 GHz	5 us到幾十us
UWB	>500 MHz x 3通道	> 1.5 GHz @3.1-4.6 GHz (頻段1)	每個符號 ~300 ns

表 1. 常見的通訊標準 - 傳統廣播通訊 (黃色) 和現代嵌入式無線技術 (綠色)。

為有效量測這些現代嵌入式無線技術，通常必需在一個時點擷取整個通道的頻寬。

雖然傳統掃頻分析儀可以量測連續廣播訊號，但它不是為在這些頻寬中量測隨時間變化的訊號而設計的。掃頻分析儀的有效頻譜擷取頻寬低於解析度頻寬 (RBW)。由於它採取掃頻方式，因此它「看不到」當前掃描頻率外面 (頻外) 的訊號。掃頻分析儀也不能以時間一致的方式，擷取整個頻譜。

而且，這些現代訊號隨時間變化的特性對傳統掃頻分析儀來說是太「快」了。在超出 RBW 解析度頻寬的極限時，掃頻分析儀在以最快速度掃描感興趣的工作頻段時，只能擷取幾十到幾百毫秒的時間，但往往發送的訊號發生的時間通常只有幾十微秒或以下。

向量訊號分析儀

更加現代的頻譜分析儀 (向量訊號分析儀 VSA) 一般擁有 10 MHz 的頻譜擷取頻寬，可以用於比較早期或比較簡單的無線通訊標準。某些頻譜分析儀提供了高達 110 MHz 的頻寬 (例如 Tektronix 即時頻譜分析儀 RSA6100A 系列套件選項 110)，更加適合現代標準，但獲得這種效能的同時，其價格也會大幅提高。

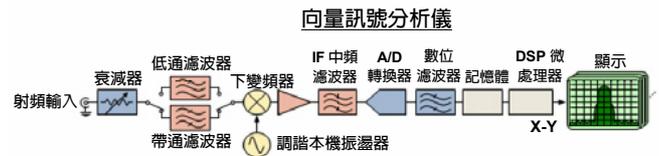


圖 8 是傳統向量訊號分析儀 (VSA) 簡化的架構方塊圖：

圖 8 是向量訊號分析儀 (VSA) 架構，它代表著更加現代的頻譜分析儀，本振是階躍的，而不是掃描的。輸入的寬頻訊號被衰減後濾波，下變頻成窄頻的類比 IQ 訊號，中頻濾波，然後才被數位化。這會產生頻段受限的時域訊號，透過使用 DFT (離散傅立葉轉換有 DSP 運算)，可以將訊號從時域轉換到頻域。在這些變換中，最著名的變換是 FFT (快速傅立葉轉換)。然後將所得到的頻域資訊顯示在畫面上，在本振頻率周圍畫出頻譜的一小部分。然後本振階躍到下一個更高的頻率，重複上述過程，直到畫出整個頻譜。階躍分析儀在處理隨時間變化的射頻時至少要優於掃頻分析儀，但因其範圍有限，感興趣的頻距位於通常很窄的階躍內，而且觸發功能一般局限於 IF 位準觸發器和外部觸發器有限的頻率範圍內。

向量訊號分析儀對所輸入的寬頻訊號進行下變頻到窄頻的訊號，主要是因為採用了位元數高，但取樣率相對較低的 A/D 轉換器。舉例：Tektronix RSA6000 系列所採用的 A/D 轉換器是 14 位位元的，取樣率是 300MS/s，從理論上，Nyquist 頻率 (最高輸入頻率不導致取樣時出現混疊現象) 大概是不 150MHz (非正弦波的訊號，Nyquist 頻率要更低)。因此，RSA 在取樣前必須要將寬頻的訊號下變頻到窄頻的中頻，以中頻為中心頻率來進行取樣 (頻率範圍為中頻頻率的 +/- 1/2 頻距)。這樣處理的目的，主要是減少頻譜分析儀的 DANL (顯示的平均雜訊位準) 與增加 SFDR 無寄生訊號動態範圍等。

頻譜分析儀其中一個關鍵的指標是 DANL (顯示的平均雜訊位準)。顧名思義，它是儀器內在雜訊大小的指標。向量訊號分析儀 (VSA) 與 RSA 即時頻譜分析儀等均採用 A/D 轉換器與 FFT 轉換為基礎的頻譜分析方法，因此從理論上而言，其 FFT 的基準雜訊應該是：

$$\text{FFT 基準雜訊} = -[\text{A/D 轉換器的 SNR (訊雜比)} + \text{FFT 處理增益}]$$

(公式 1：見圖 10)

而理想中無失真的 A/D 轉換器的 SNR 是：

$$\text{最大的 SNR (訊雜比)} = 1.76 + 6.02 n \quad (n = \text{A/D 轉換器的位元數})$$

(公式 2)

簡單的理解是：每 A/D 轉換器每增加 1 位元，A/D 轉換器的 SNR 訊雜比增加大約 6dB。以 $n = 12$ 為例的 A/D 轉換器，其最大的 SNR (訊雜比) 大概是 74dB。

$$\text{而 FFT 處理增益} = 10\text{Log}_{10} (M/2) \quad (M = \text{FFT 訊框長度})$$

(公式 3)
(若 $M = 4096$ ，FFT 處理增益 = 33 dB)

簡單的理解是：FFT 運算時所採用的訊框長度 M 與它所產生的頻譜解析度頻寬是成反比的，即是所使用的 FFT 訊框長度越長，所得到的頻譜解析度越高，或解析度頻寬越窄，見以下公式：

$$\text{RBW 解析度頻寬} = (\text{視窗函數} / M) * \text{取樣率} \quad (\text{公式 4})$$

而解析度頻寬越窄，所能進入的雜訊相對較低。因此，透過設定 FFT 訊框長度 M 可以增加 FFT 處理增益，從而降低 FFT 基準雜訊的位準。

因此，對於這個組合，使用 12 位元 A/D 轉換器，與 FFT 訊框長為 4096，其 FFT 的基準雜訊應為 107 dB (見圖 9)。

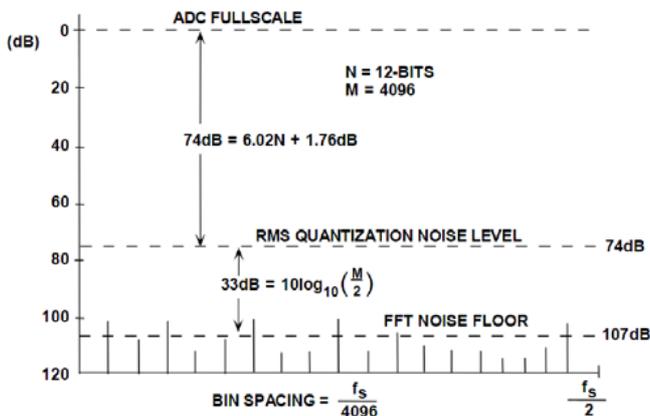


圖 9. SNR 訊雜比、處理增益與 FFT 基準雜訊的關係。

由此可見，若想 FFT 的基準雜訊足夠低的話，就要使用位元數高的 A/D 轉換器加上運算 FFT 轉換時，採用更多的資料點。因此一般 VSA 與 RSA 所採用的 A/D 轉換器的位元數都要比一般示波器要高得多，舉例：Tektronix RSA6000 系列所採用的 A/D 轉換器是 14 位元的。

頻譜分析儀另外一個重要的指標就是 SFDR。寄生訊號主要來源於所採用裝置，如下變頻器中的混頻器與 A/D 轉換器等微分非線性 (Differential Non-Linearity, DNL) 特性所導致的失真 (Distortion；注意：失真與雜訊 Noise 是不同的概念)。假設輸入射頻訊號為正弦波，其基本頻率為 F_0 ，若混頻器、A/D 轉換器為線性的，其輸出在頻域來說也一定是基本頻率為 F_0 的正弦波。然而理想的混頻器與 A/D 轉換器只存在於理論世界之中。在實際情況下，它們的非線性特性會產生諧波失真，如產生以 F_0 為倍數的諧波含量 (這些諧波是寄生訊號之一)，若將這些諧波與基頻都組合起來重建時域的波形的話，它將不是一單調的、基本頻率為 F_0 的正弦波了，它將變形，成了一非正弦波，這就是所謂的諧波失真。導致寄生訊號的，還有互調失真 (就是指輸入訊號可以是個非單調的正弦波，舉例：雙音的訊號，而它們分別的基本頻率可以是 F_0 與 f_0 ，它們的諧波之間可以互相調變，這在混頻器中是常見的失真問題)。這些失真所產生的寄生訊號會使 SFDR 降低。由此我們看出，SFDR 主要與裝置的非線性特性有關，與雜訊不一定有直接關係。要改善 SFDR，主要透過改善裝置的線性特性，降低失真所產生的寄生訊號。

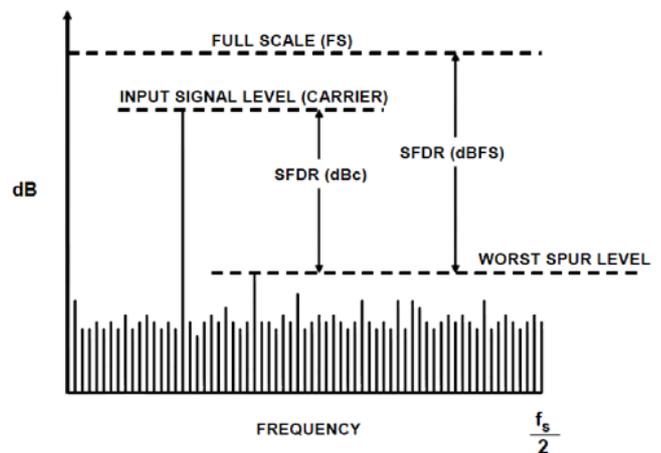


圖 10. SFDR 的定義是載波的有效值與最大寄生的有效值之對數比例。

MDO4000 混合域示波器架構解密

就一般 A/D 轉換器而言，SFDR 無寄生訊號動態範圍通常要比它的 SNR 訊雜比高得多。

(Tektronix RSA6000 系列 SFDR 無寄生訊號動態範圍是 -78 dBc (<6.2 GHz 時))。很明顯，所使用的 A/D 轉換器的位元數越高，它的訊雜比能力越高，無寄生訊號動態範圍也可能相對較好。但是一般情況下，位元數高的 A/D 轉換器通常的取樣率都相對較低 (因為取樣率高，對應 A/D 轉換器的 Nyquist 頻率高，因此進入 A/D 轉換器的雜訊也高，這樣一來，A/D 轉換器的訊雜比就要低，因此，同時位元數高與取樣率高對 A/D 轉換器的設計來說是很困難的)，因此，A/D 轉換器的 Nyquist 頻率也相對較低，最終需要對輸入的寬頻的訊號在下變頻時變為中頻窄頻的訊號，這樣就限制了 VSA 或 RSA 這些現代頻譜分析儀的即時寬頻功能，目前市場上最好的大概在 150 MHz 範圍之間。

如表 1 所述，現代新興的通訊標準的訊號的工作頻寬都趨向越來越寬，IEEE802.11 在 5.6 GHz 頻段上工作的訊號頻寬要達 200 MHz，調頻雷達可以在 GHz 範圍內調頻或調相，UWB 的工作頻寬都超過 1GHz。面臨這些寬頻的即時變化的訊號，目前沒有一台合適的頻譜分析儀可以讓設計師一目瞭然全頻帶看到所有射頻訊號的變化——設計工程師需要更好的工具幫助他們診斷、洞悉、量測與解決他們的無線設計問題！

傳統的示波器 FFT

大多數數位儲存示波器能夠計算和顯示擷取的時域訊號的快速傅立葉轉換或 FFT，將輸入的類比訊號 (可以是射頻頻率範圍的，只要示波器的頻寬足夠寬。目前市面上最寬頻寬的示波器是 Tektronix DPO/DSA73304，頻寬高達 33 GHz，幾乎可以擷取任何訊號，A/D 蒐集後可以進行 FFT，將時域轉變為頻域。配合 Tektronix 的 SignalVu 套裝軟體，更可以在調變域中量測多達 27 種向量與純量量測)。從表面上看，這似乎為許多使用者提供了充足的頻域分析功能。一般示波器即使有 FFT 功能，在進行頻域量測中仍是次優方案。這是什麼原因呢？

首先，從上述有關 A/D 轉換器的訊雜比與位元數關係中得知，一般示波器的 A/D 轉換器只有 8 位元，意味最大能夠完成的 SNR (訊雜比) 不會超過 50 dB。與一般入門級的頻譜分析儀相較，示波器的動態範圍都相對比較差，起碼要少 10 dB 的範圍 (見表 2)。

	普通示波器	普通頻譜分析儀	MDO4000
輸入頻率範圍	DC - 3.5 GHz	100 kHz - 3 GHz	50 kHz - 3 GHz
輸入關聯寄生訊號	-45 dBc 額定值	-60 dBc 額定值，有時為 -40 dBc	-60 dBc 額定值，有時為 -50 dBc
殘餘寄生訊號	-70 dBm	-90 dBm，有時為 -70 dBm	-90 dBm，有時為 -80 dBm
顯示的平均雜訊 (DANL)	無	-125dBm/Hz (10 MHz-50 MHz) -123dBm/Hz + 3.79 x (頻率在幾 GHz -1GHz) (50 MHz-2.7 GHz)	-152 dBm/Hz 典型值 (5 MHz - 3 GHz)

表 2. 典型的 SFDR 無寄生訊號動態範圍指標。

其次，傳統示波器都是用來觀察時域的訊號的，它的使用介面與功能都是圍繞時域的概念來設計的，因此，使用者無法直覺式的調整，例如利用中心頻率、頻距、RBW 解析度頻寬等參數來調整頻譜，他必須要使用時域的觀念，即調整取樣率、記錄長度等來控制他所要觀看的 FFT 頻譜的中心頻率、頻距、RBW 解析度頻寬等。比方說，對於輸入 100 MHz 的方波進行 FFT，使用 500 MS/s 的取樣率以及 1 MB 的記錄長度，得出來的 FFT 頻譜的中心頻率、頻距、RBW 解析度頻寬究竟是多少呢？我們可想而知，沒有經過計算，使用者很難直覺地知道兩者之間的關係。計算經過計算，獲得確切的所需設定通常也是不可能的。此外，FFT 通常在與時域軌跡相同的視窗中顯示，因此很容易導致客戶對這些畫面與時域的波形發生混淆。因此，從使用的便利性來說，示波器 FFT 從根本上就不是為了觀看射頻頻域訊號而最佳化的，相較於使用頻譜分析儀來觀看與量測射頻與頻域訊號，頻譜分析儀要直覺的得多。



圖 11. 是傳統示波器簡化的架構方塊圖。

另外值得注意的是，示波器的頻寬都是從 DC 開始的，而一般的頻譜分析儀都並不是從 DC 開始的，因為一般頻譜分析儀的輸入前端都備有衰減器，來保護耐壓比較差的混頻器，而且混頻器的線性範圍都比較窄，透過衰減訊號使得落在混頻器的線性範圍內來避免不必要的諧波失真。但是因為加入了衰減器的緣故，頻譜分析儀一般比較困難將它的低頻響應擴展到 DC，比較常見的是從 9 KHz 開始。

MDO4000 混合域示波器

大多數頻譜分析儀能夠以「零頻距」畫面的形式顯示時域資料。從表面上看，這似乎為許多使用者提供了充分的時域分析功能。但實際上，普通頻譜分析儀 (即使有零頻距功能) 對進行時域量測來說也是次優方案。與普通頻譜分析儀相較，MDO 混合域示波器擁有多個主要優勢：

- 多個輸入通道，包括類比、數位、匯流排等，提供系統級洞察力
- 一個專用射頻輸入通道，多個併發的時間關聯的頻域和時域視圖，提供系統重要資訊
- 能夠觀察射頻訊號隨時間的變化，而沒有傳統頻譜分析儀的架構限制
- 以時間的寬頻譜擷取頻寬擷取架構為基礎，可以簡便地分析隨時間變化、快速發生的射頻訊號

第一個主要優勢源於多個輸入通道。MDO4000 混合域示波器利用 MSO 專用示波器和數位通道，得到一個能夠超越普通頻譜分析儀單通道功能的訊號量測產品。

現代射頻訊號由複雜的嵌入式系統來產生、接收和管理。串列和並列資料匯流排用於不同元件之間的通訊。可以由微處理器來管理電源。射頻系統本身可以是更大的電子裝置的一部分，預計提供與射頻系統相關的進一步功能。

現今的趨勢是射頻訊號在現代電子系統中被「孤立」的可能性變得很小，這些無線裝置都與其他的 ADC、DSP、MEMORY 等晶片高度地被整合在同一個嵌入式系統內。由於傳統頻譜分析儀只有一個輸入通道，專門用來進行簡單的射頻量測，因此它不能擷取嵌入式設計 (射頻、類比、數位、匯流排) 的整套訊號，以及它們之間的交互關係。

MDO4000 系列混合域示波器提供了一套完整的輸入通道：

- 4 個類比時域通道，500 MHz 或 1 GHz 頻寬，擁有串列匯流排解碼和觸發功能
- 16 個數位時域通道，高達 60.6 ps 時序解析度，擁有串列匯流排解碼和觸發功能
- 1 個射頻頻域通道，擁有 3 GHz 或 6 GHz 輸入頻率範圍

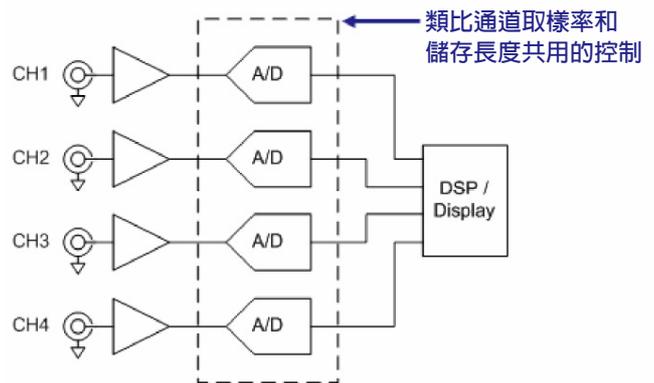


圖 12. 傳統示波器簡化的擷取系統。

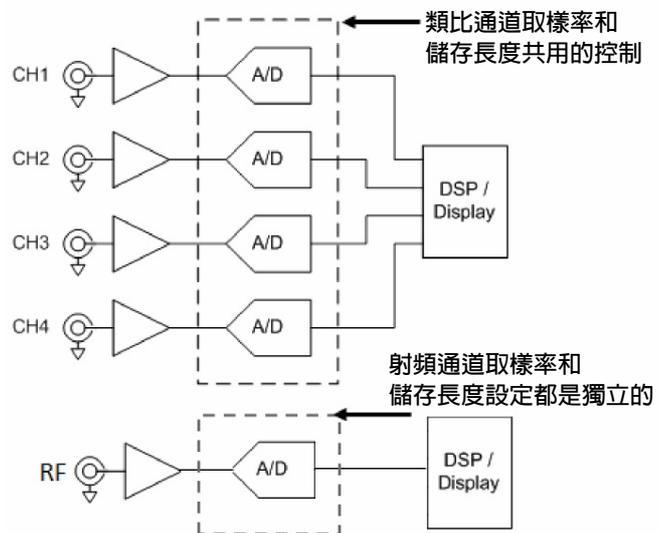


圖 13. MDO4000 混合域示波器簡化的擷取系統，射頻通道是專用獨立的。

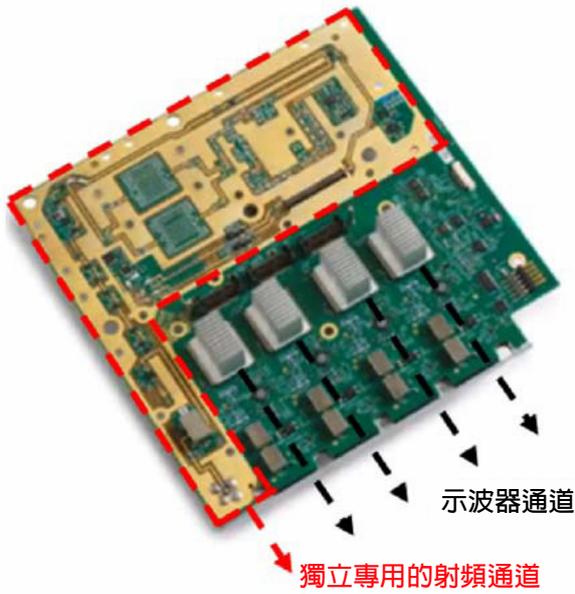


圖 14. 中紅圈部分是專用的射頻通道，與示波器的通道是互相獨立的。

更重要的是，這些輸入通道在時間上都是關聯的。

比方說，混合域示波器可以顯示與量測從發送給射頻發射器的串列資料命令到達的時刻，到射頻突發脈衝被發射時刻之間的時序關係，從而瞭解電子系統內部多個訊號之間的交互關係，這樣對洞悉、診斷和除錯裝置的行為至關重要。

由於能夠同時觀察隨時間變化的訊號的時域和頻域狀況，因此對瞭解訊號行為的真正特性現在要容易得多了。一些簡單的射頻事件，如跳頻訊號，使用傳統的頻譜分析儀很難得到概括的瞭解。現在有了 MDO4000 混合域示波器就可以同時觀察與量測驅動跳頻的控制訊號(類比)，控制命令在匯流排上所傳輸的碼型(數位)，以及跳頻射頻訊號的頻譜，和它們在時間上的時序關係。

MDO 優於傳統頻譜儀

對於 MDO4000 混合域示波器上的射頻專用通道，第一個值得注意的是它所提供的頻譜擷取頻寬。從以上關於傳統掃頻式頻譜儀到向量訊號分析儀的描述中，我們知道它們所能提供的頻譜擷取頻寬都比較窄，一般在 10 MHz 範圍左右，最昂貴的、最好的也只提供大約 150 MHz 的頻譜擷取頻寬，對應當前新興的通訊標準的訊號頻寬，顯得遠遠不足。為了解決這個棘手的問題，Tektronix 在開發 MDO 混合域示波器的過程中，作出了一些技術上的創新與突破，使得 MDO4000 混合域示波器能夠提供最少 1 GHz，可以高達 3.75 GHz 的頻譜擷取頻寬，是當今市面上最昂貴的、最好的頻譜分析儀的 30 倍，普通的 300 倍以上！

那麼，Tektronix MDO4000 混合域示波器是如何實現這一效能上的突破呢？現在我們就來為大家解密。

使用 Dither 增加 SFDR 無寄生訊號動態範圍

一般而言，VSA 與 RSA 所選擇採用的 A/D 轉換器，以 14 位，100-500 MS/s 取樣率為主流。但是 Tektronix MDO4000 混合域示波器所選用的是 8 位的 A/D 轉換器，以恆定的 10 GS/s 的取樣率對射頻訊號進行擷取。因為使用了 10 GS/s 取樣率，它的 Nyquist 頻率理論上是 5GHz，對複雜訊號來說，一般假設防止混疊的超取樣率為 2.5 倍，那麼，Nyquist 頻率就大概在 4 GHz 的範圍 (MDO4000 實際上可以提供最高達 3.75 GHz 的頻譜擷取頻寬，因為部分記憶體為射頻訊號的頻率、相位與振幅隨時間而變化的資料所佔據)，這樣來說，A/D 轉換器可以單次接受接近 4 GHz 頻率範圍內的射頻訊號輸入而不發生混疊，是一般 VSA 與 RSA 的好幾百倍！但是，選用取樣率高的 A/D 轉換器，一般它的位元數都相對比較低，Tektronix MDO4000 混合域示波器是採用了 8 位的 A/D 轉換器 (與一般示波器無異)。因此，我們需要一些方法來降低我們的 DANL 與提高我們的 SFDR。

混合域示波器專用射頻通道架構

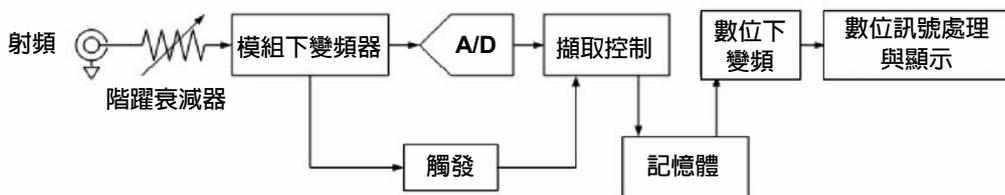


圖 15. 簡化的 MDO4000 混合域示波器射頻通道架構的方塊圖。

為此，MDO4000 在 A/D 取樣過程中採用了「抖動」或作「隨機起伏訊號」(Dither) 技術，從而將 MDO 的 SFDR 動態範圍提升到-60dBc/Hz (典型值)，與一般入門級的頻譜分析儀相符 (見表 2)。那麼，什麼是抖動 (Dither) 技術，它如何提高 MDO 的 SFDR 動態範圍呢？

Dither 的原理是在 A/D 轉換之前對 A/D 轉換器加入雜訊 (如隨機的，1/3 個 LSB 的寬頻白雜訊)，從而減少 A/D 轉換過程的量化誤差，增加 A/D 轉換器的 SFDR 無寄生訊號動態範圍，並同時使 A/D 轉換器的解析度少於 1 個 LSB (「最低有效位元」或作「最小量化位準」；對 8 位元 A/D 轉換器來說，1 個 LSB 是 1/256)。也可以透過所附加的雜訊分佈，例如在 Nyquist 頻率的中心點上加窄頻的、相對振幅較高的 Dither 雜訊，可以改善 A/D 轉換器的非線性。一般來說儀器 A/D 轉換器內在的量化雜訊大多來自於其量化誤差，非線性特性，擷取時脈的抖動及擷取保持電路的迴轉率 (Slew Rate) 等，透過 Dither 可以有效地改善這些問題，從而使 A/D 轉換器動態效能與解析度得以提升。

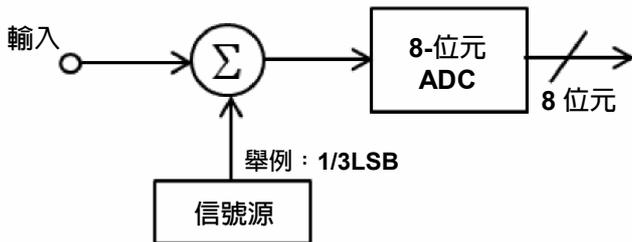


圖 16. 添加隨機起伏訊號改善 ADC 非線性特性與增加 SFDR。

從上述關於 A/D 轉換器的非線性特性所產生的諧波失真的描述中，我們可以得知這些諧波失真是確定性的，而不是隨機性的，因為它們都與實現 A/D 轉換器的內部架構有密切關係 (一般高位元、高準確度的 A/D 轉換器都採用資料串線性多重轉換的架構)。從簡單的角度上看，Dither 的原理不是要去改變 A/D 轉換器的非線性特性，而是透過在 A/D 轉換前添加這些隨機的白雜訊，A/D 轉換器由於非線性所導致，出現在固定頻率上的諧波失真的寄生訊號便在頻譜上得以擴散。因此，經過 Dither，基準雜訊會因為所添加的微量雜訊而略為增加，但是換來的好處是，寄生訊號被擴散了，因此 SFDR 無寄生訊號動態範圍增加了。見圖 17，128 K 的 FFT 分別添加與沒有添加 Dither，添加 Dither 的 SFDR 增加了~20 dB，但 FFT 基準雜訊略為增加了~5 dB。

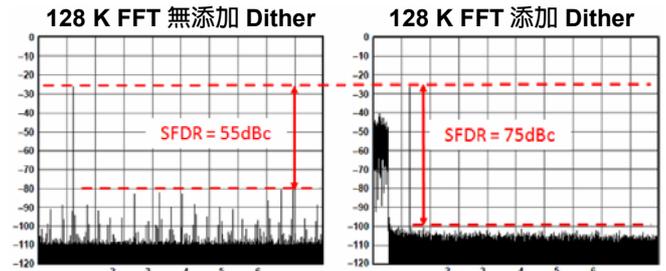


圖 17. 128 K 的 FFT 添加與沒有添加 Dither 的對比。

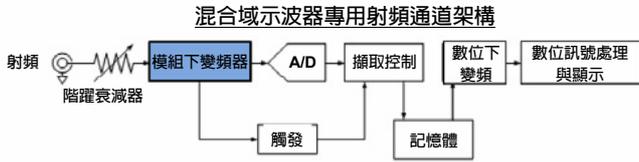
所以我們可以結論，MDO4000 混合域示波器選擇採用了 10 GS/s 的 8 位元 A/D 轉換器，使其頻譜擷取頻寬可以實現高達 3.75 GHz 的範圍，是一般 VSA 與 RSA 的好幾百倍。同時透過採用 Dither 技術將 SFDR 無寄生訊號動態範圍提升到-60 dBc (額定值)(-65dBc 典型值)，與一般入門級的頻譜儀差不多。(事實上，Dither 技術廣泛被採用於對 A/D 轉換器的解析度與非線性的改善，在高級的頻譜分析儀中，經常被使用來增加 SFDR。在影音的訊號轉換中也被廣泛採用，因為人耳對固定頻率的失真特別敏感，透過 Dither 將雜訊平滑，使影音效果「聽、看」更「好」)。

另外值得一提的是，MDO4000 混合域示波器的 DANL 可以達到-152 dBm/Hz 典型值 (5MHz - 3 GHz)(見表 2)。透過通道遮罩、專門設計的下變頻器、最高 4M 的 DFT 訊框長 (記憶體達 1 GB)、頻譜數位濾波與平滑等，使 MDO4000 雖然使用 8 位元 A/D 轉換器，但其 DANL 的效能一點都不遜色，遠遠比普通的示波器加 FFT 運算，在頻域的指標上要好多。

Tektronix 在設計 MDO4000 混合域示波器時，並不準備要取代所有的頻譜儀，這是不可能的。因為市面上有些高準確度、高效能的頻譜分析儀的頻域效能比 MDO4000 混合域示波器的頻域效能要好得多，例如目前效能最好的頻譜儀可以達成-172 dBm/Hz 的 DANL，因此一些定量的、要求高準確度的射頻參數量測，並不是 MDO4000 混合域示波器的主要目標應用。(MDO4000 的主要目標應用在「混合域」分析，設計師需要診斷與偵測無線裝置、系統中各種類比的、數位的、匯流排上的命令與狀態、與頻域的訊號的交互作用，在除錯過程中找尋系統的潛在問題)。MDO4000 仍然是一個系統級的除錯分析工具，最重要是讓設計工程師能夠宏觀地洞察與診斷系統的內部與訊號的狀況，因此可非常準確的量測局部訊號的參數，市面上再找不到比 MDO4000 更準確的儀器了。

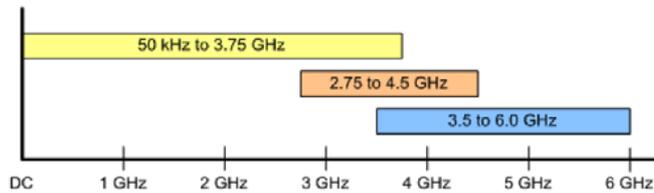
MDO4000 混合域示波器中的模組下變頻器

讓我們回到 MDO4000 混合域示波器的架構，輸入的射頻訊號經過衰減後，進行下變頻：



由於 MDO4000 混合域示波器採用以示波器的擷取系統為基礎，因此可以直接使用「寬頻」的模組下變頻器 (如前所述，與 VSA 或 RSA 不同，它們需要先將輸入的「寬頻」訊號下變頻成爲「窄頻」的中頻訊號)，就可以將所感興趣的頻距內訊號帶到 A/D 轉換器，然後進行擷取。這樣的架構，確保 MDO4000 混合域示波器在「寬頻」頻譜擷取的效能上，能保證在任何的頻距設定上提供 1 GHz 以上的頻譜擷取頻寬，比一般的 VSA 或 RSA 要好很多。

模組下變頻器在下圖 18 中所示的多個範圍之間切換：

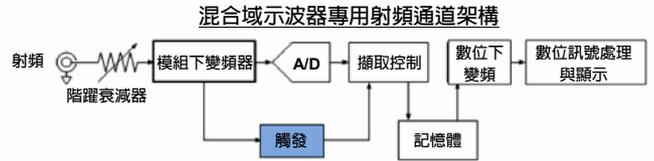


注意三個頻段重合 1 GHz，使得 MDO4000 混合域示波器能夠在任何中心頻率設定下提供不少於 1 GHz 的單次頻譜擷取頻寬。這大大超過了普通現代頻譜分析儀 10MHz 的擷取頻譜頻寬。與 (一些非常昂貴的頻譜分析儀選項) 將這些分析儀中的頻譜擷取頻寬擴展到 40 MHz、80 MHz、甚至 140 MHz 的選項相較，MDO4000 混合域示波器的寬頻譜擷取頻寬仍有非常大的優勢，現今沒有一台頻譜分析儀可以做到。

另外注意，頻譜擷取頻寬經常會超過 1 GHz 這個最小值 (這個是保證值)。事實上，在 3.0 GHz 頻率範圍的 MDO4054-3 與 MDO4104-3 中，儀器一直在任何頻距設定下，保證在單次擷取中，都能擷取全頻寬 (即 3GHz) 的頻譜。

在顯示的頻距超過一個下變頻器頻段的限制時，可以將兩個頻段無縫地縫合在一起，從兩個記錄中建置一個頻譜。

MDO4000 混合域示波器中的寬頻跨域觸發系統

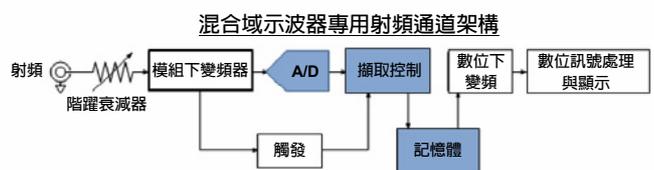


以示波器擷取系統為基礎的 MDO4000 混合域示波器內建了一個寬頻的、跨域的觸發擷取系統，在一次的擷取中，同時擷取各通道上的訊號，形成一個連續的時域資料記錄。然後這個記錄以數位方式下變頻 (下面進行了詳細介紹) 到所希望的頻距，然後透過 DFT 運算，將它轉換到頻域。結果，在一次擷取中所得到的整套頻域資料可以與其他的類比與數位資料在時間上對準並關聯，因爲這些資料都來自於同一套的觸發系統所擷取的資料記錄。

這一過程與傳統頻譜分析儀中典型的閘控掃描形成了鮮明的對比。閘控訊號可以「觸發」掃描，但觀察的訊號在掃描時間內仍可能會變化。結果，顯示的頻率資訊在時間上一致的確定性很低。透過更加完善的時間閘控功能，可以從多個觸發事件中累積量測期間的頻譜，但結果仍不能表示一次連續時間週期中的資料，而後者對診斷嵌入式系統中的間歇性漏洞通常至關重要，因爲這些事件都是單次的。因此，這種傳統掃頻與觸發技術只能用於偵測重複性的事件。

MDO4000 混合域示波器還爲頻譜顯示提供了一個自由執行選項，避免顯示同步到 DUT 中某個事件的頻譜。這種模式仍是「已觸發」模式，顯示的頻譜仍從相鄰資料記錄中求出，因此在時間上是一致的。不同之處在於，觸發事件在內部以最快的速度產生，避免了與 DUT 中的事件關聯。

擷取原始的射頻時域資料記錄



爲了瞭解擷取時域資料然後轉換到頻域的過程，我們有必要簡單討論一下這兩個域中資料之間的關係。首先，建立單個頻譜所取樣的時間量（視 RBW 解析度頻寬的設定和視窗選項而定）。這個擷取時間稱爲頻譜時間。爲簡化起見（忽略視窗選項），頻譜時間的公式如下：

$$\text{頻譜時間} > 1/\text{RBW}$$

RBW 解析度頻寬的設定表示頻率軸上可以區分的最小頻率差異。例如，將 RBW 解析度頻寬設定成 1 Hz，需要擷取分析 1 秒 (1/1Hz) 的資料。如果有人指出，需要 1 秒的時間區分 1000 Hz 和 999 Hz 訊號之間的差異，這理解起來就很簡單。這需要很長時間「數」第一個訊號中完整的 1000 個週期及第二個訊號中 999 個週期。在這個時間間隔上，將不能區分低於 1 Hz 的差異。

視窗函數（如需進一步瞭解視窗函數，請參閱「產生頻譜」）本身的濾波形狀會影響 FFT 轉換過程的頻寬，將能量應用到相鄰二元組中。視窗因數用 FFT 二元組數量表示視窗的 -3 dB 頻寬。視窗因數的影響是透過視窗因數擴展要求的擷取時間，公式如下：

$$\text{頻譜時間} = \text{視窗因數} \times (1 / \text{RBW}) \text{ (程式 5)}$$

MDO4000 混合域示波器中各種 FFT 視窗的視窗因數如下：

視窗	視窗因數	頻譜時間
Kaiser (Default)	2.23	223 us
Rectangular	0.89	89 us
Hamming	1.3	130 us
Hanning	1.44	144 us
Blackman-Harris	1.9	190 us
Flat-Top	3.77	377 us

表 3. 10 kHz RBW 的視窗因數和頻譜時間。

第二，最低取樣率取決於頻距和中心頻率設定。Nyquist 定理指出，取樣率最低必須是數位化訊號中最高頻率成分的兩倍。如果取樣率不足，會發生假訊號，導致訊號中不存在的假頻率指示。

爲了避免這個假訊號，在感興趣的最高頻率之上，必須對輸入訊號進行低通濾波，如下圖 19 所示：

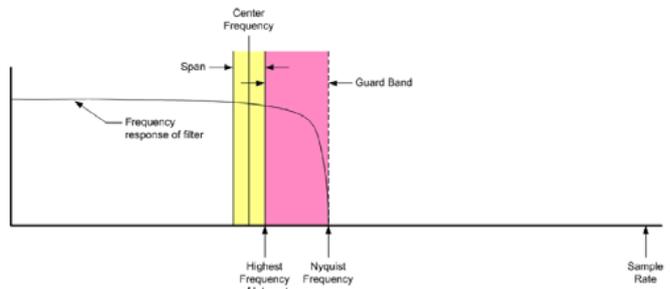


圖 19. 低通濾波 Nyquist 頻段。

因此，要求的最低取樣率如下：

$$\text{取樣率} = \text{濾波因數} \times (\text{中心頻率} + 1/2 \times \text{頻距}) \text{ (公式 6)}$$

濾波因數 (Filter Factor) 是相對於感興趣的最高頻率的一個項目，定義了一個保護頻段，保證訊號衰減到儀器在 Nyquist 頻率上的無寄生訊號動態範圍 SFDR 以下。

與許多新的向量訊號分析儀不同，MDO4000 混合域示波器不需要提供可變輸入濾波或調整擷取取樣率，因爲 A/D 轉換器以 10 GS/s 恆定速率取樣。這對提供模組下變頻器所需的 3.75 GHz 輸入頻寬已經足夠高了。

以快速取樣率取樣，在探討一定頻距內訊號的雜訊功率時提供了數位處理增益。處理增益會降低雜訊功率，降低振幅是 Nyquist 頻寬除以解析度頻寬之比的對數乘以 10（見公式 3）。

例如，圖 20 所示的 1 GHz 通道的雜訊功率測得爲 -65.3dBm。在量測感興趣的訊號時，必須將雜訊功率視爲量測不確定性的一個組成部分。理論上，以恆定取樣率取樣一固定的頻寬時，減小 RBW 解析度頻寬可以增加數位處理增益。圖 20 顯示了 1 GHz 頻距 10 MHz RBW 的基準雜訊位準大概是 -85 dBm。在圖 21 中，所使用的 RBW 是 10KHz，是圖 20 中的 RBW 的 1/1000，雖然在 1 GHz 通道中的雜訊總功率仍爲 -65.3dBm，但是在 1 GHz 頻距 10 KHzRBW 的基準雜訊位準卻降低爲 -115dBm。

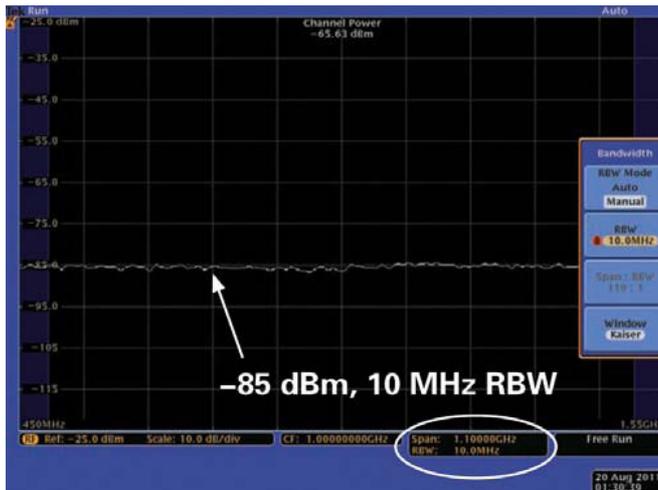


圖 20. 1GHz 通道，100MHz RBW 的雜訊功率與頻譜軌跡。

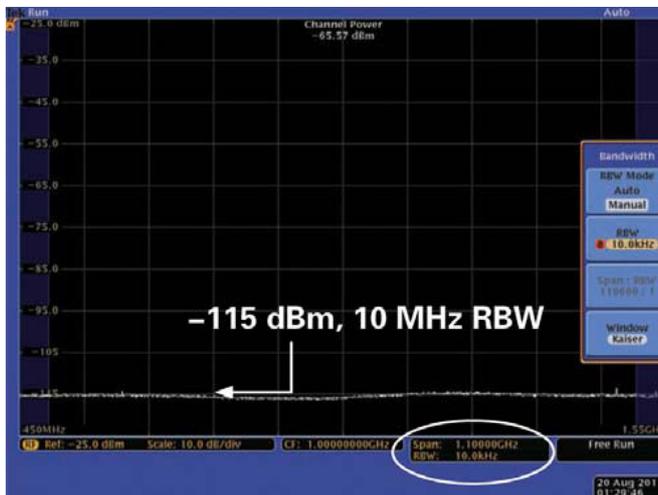


圖 21. 1MHz 通道的雜訊功率。

與傳統示波器不同，能夠在特定的頻率點上選擇所感興趣的頻距，也可以降低量測中的總雜訊功率，進而降低量測低位準訊號時的不確定性。

最後，為射頻通道所擷取的資料記錄的時間長度定義為射頻擷取時間。射頻擷取時間與取樣率和儲存容量有關。由於取樣率固定在 10 GS/s，在射頻通道中擁有 1 GB 儲存容量，理論上能夠在射頻通道中應達到 100 ms 的擷取時間。但是，除了儲存射頻取樣的資料外，記憶體還用來為擷取計算射頻隨時間變化，包括計算振幅、頻率和相位隨時間變化以及複雜的 IQ 資料。頻率頻距越寬，這些時域記錄的樣本抽取（資料壓縮）越小，因此這會影響射頻擷取可以使用的時間量。

表 4 提供 MDO4000 中的射頻擷取時間與射頻頻距的關係，明顯看到窄頻距加上更多的樣本抽取（可以達成最長的時間記錄）。當暫態頻寬提高時，分配給射頻時域軌跡的資料將主導記憶體的空間分配。

射頻頻距	射頻擷取時間
>2 GHz	2.5 ms
>1 GHz – 2 GHz	5 ms
>800 MHz – 1 GHz	10 ms
>500 MHz – 800 MHz	12.5 ms
>400 MHz – 500 MHz	20 ms
>250 MHz – 400 MHz	25 ms
>200 MHz – 250 MHz	40 ms
>160 MHz – 200 MHz	50 ms
>125 MHz – 160 MHz	62.5 ms
<125 MHz	79 ms (最大值)

表 4. 射頻擷取時間與射頻頻距比較。

射頻擷取時間長度至少要和頻譜時間相同，在大多數情況下，射頻擷取時間要長得多。還應知道的是，可以將頻譜時間捲動整個射頻擷取時間，然後在頻域視圖中重新計算和顯示 FFT。

要考慮的另一個重要變數是類比時間。類比時間是類比通道和數位通道擷取的時間長度，透過水平刻度旋鈕來直接控制。由於類比通道和數位通道上擷取的時間量完全獨立於射頻擷取系統，因此有必要瞭解這兩個功能之間的相互關係。

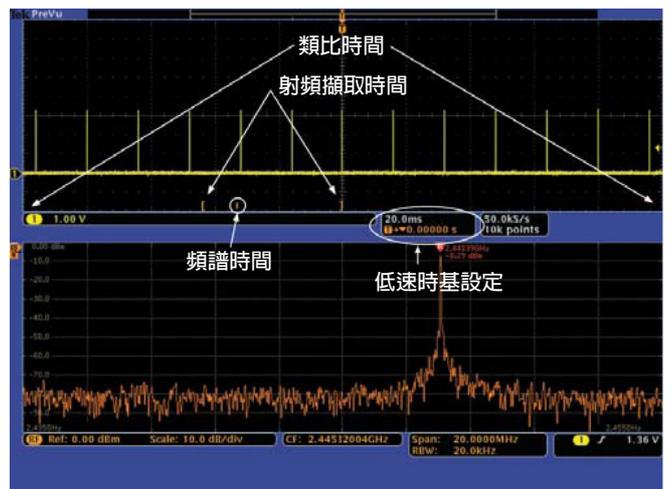
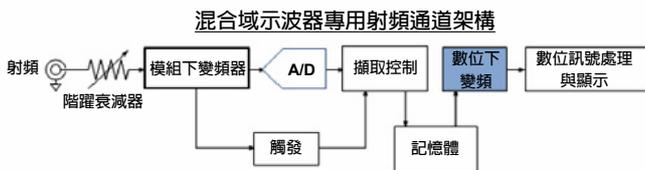


圖 22. 類比時間、射頻擷取時間和頻譜時間。

對中速及快速時基設定，射頻擷取時間和類比時間相等，使用者可以在整個擷取中移動頻譜時間。但是，在使用較慢的時基設定，類比通道的有效取樣率下降時，類比時間可能會超過射頻擷取時間。在這些情況下，使用者有必要瞭解哪個部分的類比時間正代表射頻擷取時間。圖 22 顯示時域視圖中超低時基設定時序的類比時間、射頻擷取時間和頻譜時間之間的關係。

應瞭解射頻擷取必須有一個觸發事件，將頻率視圖與時域視圖關聯起來。觸發事件可以發生在射頻擷取最後，如圖 22 所示。射頻擷取也可以發生在觸發後的任意時間。

MDO4000 混合域示波器中的數位下變頻



為帶通訊號的一種常用的、計算高效的方式，是採用波形的複數基頻的一種表示。轉換到頻域的第一步，是在原始射頻時域記錄上執行數位下變頻。此程序將完成三件事：

- 資料記錄被轉換成複數 I (同相) 和 Q (正交) 資料格式。
- 中心頻率移動到 DC，這種中心頻率的轉移允許將 IQ 取樣率降低到沒有轉移前的一半速率。
- 資料被濾波和壓縮到足以覆蓋頻距的取樣率。

為產生 IQ 資料及將中心頻率 (CF) 移到 DC，將射頻時域資料乘以正弦項和餘弦項，如下面的公式所示：

$$I = RF(t) \times \cos(CF) \quad (\text{公式 7})$$

$$Q = RF(t) \times \sin(CF) \quad (\text{公式 8})$$

得到的 IQ 資料是複數，表示射頻訊號在量測期間如何偏離中心頻率，如下圖 23 所示：

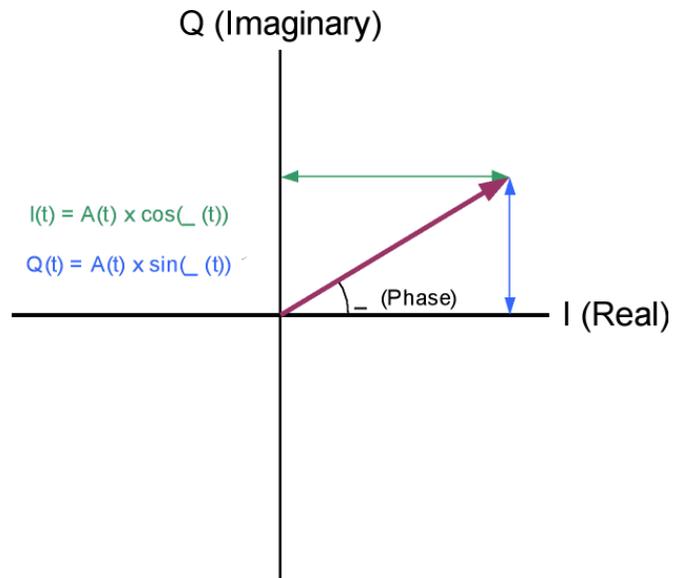


圖 23. IQ 資料平面。

在任意時點下變頻的訊號可以視為 IQ 平面中畫出的向量。訊號的暫態振幅確定了向量的長度。訊號相對於中心頻率的暫態相位確定了向量的極角。I 值和 Q 值是這個向量投射到 I (實數) 軸和 Q (虛數) 軸上的投影。

必須理解訊號的相位是相對於目前中心頻率設定的值。為更全面地瞭解這一點，我們看一下下面的實例：

- 如果輸入是連續波或 CW 訊號，其頻率與中心頻率設定完全相同，得到的向量在 IQ 平面中將是固定的。向量的相位只是訊號與中心頻率之間的相位偏移。
- 如果輸入訊號是振幅調變 CW 訊號，頻率與中心頻率設定完全相同，那麼得到的向量也有一個恆定的相角，但長度會隨著振幅變化而變化。
- 如果輸入訊號是 CW 訊號，頻率與中心頻率設定不同，那麼得到的向量將圍繞 IQ 平面中心旋轉，旋轉速率表示 CW 訊號與中心頻率之間的頻率差。

MDO4000 混合域示波器架構解密

一旦完成到 IQ 資料的這種轉換，那麼感興趣的頻距將以 DC 為中心。然後可以濾波 IQ 資料，消除落在頻距以外的任何頻率成分，進行壓縮 (以 MAX、MIN、AVERAGE 為基礎的方式進行樣本抽取)，減少資料成分。與上面的取樣過程類似，希望的頻距設定決定著得到的最低取樣率：

$$\text{取樣率} = \text{濾波因數} * (1/2 * \text{頻距}) \text{ (公式 9)}$$

由於中心頻率現在是零，因此它從公式中取消 (與公式 6 比較)。取樣率只需以頻距的 1/2 為基礎，因為複數 IQ 資料是作為實數資料有效載波頻率資訊的資料的兩倍。在 IQ 資料中，Nyquist 頻率等於取樣率。

在 MDO4000 混合域示波器中，濾波因數一般約等於 3。

下圖 24 說明這種下變頻過程：

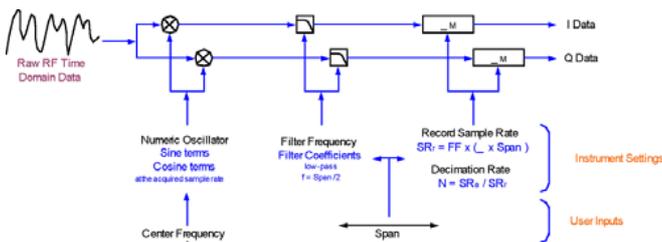
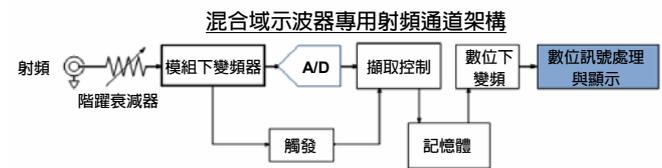


圖 24. 產生 IQ 資料。

產生頻譜



下圖 25 說明產生顯示頻譜軌跡的過程：



圖 25. 產生頻譜軌跡。

在這個過程中，首先將資料乘以視窗函數。由於 FFT 假設訊號在整個期間不變，因此取樣間隔最後的不連續點將在得到的頻譜中表現為頻譜洩漏。視窗函數是為減少這些不連續點。如需進一步瞭解各種視窗函數及其使用，請參閱附錄 A。

訊號在整個期間不變的假設的其中一個含義，在射頻時域資料覆蓋的時間間隔期間內，若訊號改變振幅的話，它將以降低的功率位準顯現在所得到的頻譜中。避免這種結果的唯一途徑是調整 RBW 解析度頻寬設定，保證訊號在整個時間間隔期間是穩定的。

由於 FFT 處理在 2 的冪數的資料長度中更加有效，因此輸入資料會加上零襯墊，直到最近的 2 的冪數。零襯墊增加了頻譜解析度，而不會改變頻率成分。

應該指出的是，使用的 FFT 長度完全取於頻距/RBW 之比。上面的公式中可以很容易看出：

$$\text{FFT 長度} = (\text{視窗因數} * \text{濾波因數} * (1/2 * \text{頻距})) / \text{RBW} \text{ (公式 10)}$$

對 MDO4000 混合域示波器，預設 Kaiser 視窗的視窗因數是 2.23。如上所述，濾波因數約等於 3。預設的頻距/RBW 之比為 1000:1。在這些預設設定下，得到的 FFT 長度約為 3345 點。這將零襯墊直到 4096 點 FFT。

每個變換訊框中樣點數越多，變換完成後頻率解析度越好。遺憾的是，這也意味著變換訊框所需的資料計算數量越多。FFT 這個變換過程也因密集計算需求而聞名。

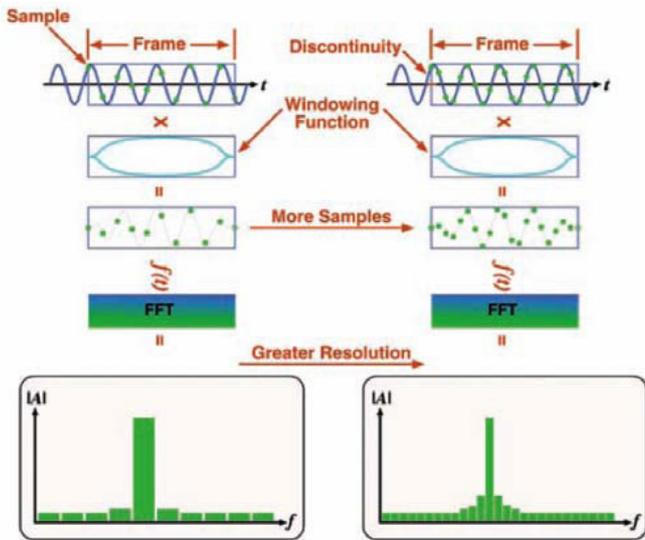


圖 26. 提高時間樣點數改善了頻域解析度。

然後我們使用 FFT，以頻譜形式將射頻時域資料轉換成頻域資料。然後進一步修改這個頻譜：

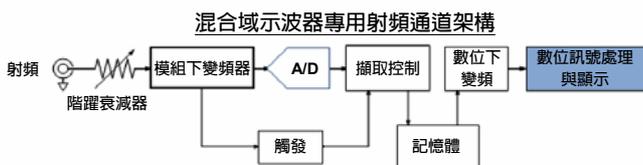
整個頻譜乘以一套調整平坦度的係數。這些係數在出廠校準時確定。MDO4000 混合域示波器中沒有相位校準。

如前所述，FFT 過程可以涉及 1,000 - 2,000,000 點。可以壓縮頻譜記錄，以適應 1000 點畫面。這種資料壓縮 (樣本抽取) 過程稱為偵測，用來將多個 FFT 二元組彙聚成一個顯示的二元組。使用者可以控制選擇的偵測方法，壓縮方式如下：

- + Peak：保留壓縮間隔中最大的資料點
- -Peak：保留壓縮間隔中最小的資料點
- Average：平均整個壓縮間隔中的資料
- Sample：保留壓縮間隔中最後一個資料點

然後可以對最終頻譜求對數，得到最終畫面。

產生射頻時域資料



IQ 資料的另一個用途是產生射頻時域資料。回憶一下，在上面的數位下變頻中，IQ 資料只是在虛數 IQ 資料平面中作為向量繪製的訊號的卡笛爾 (Cartesian) 表示。因此，IQ 資料可以作如下變換：

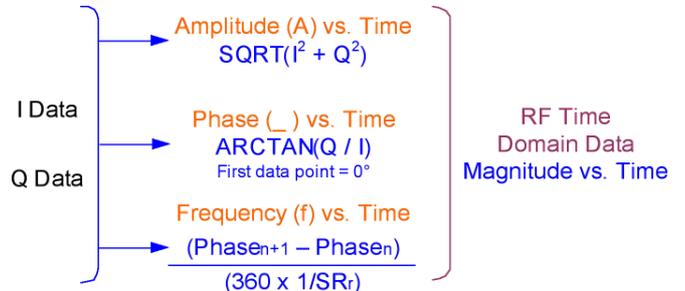


圖 27. 產生射頻時域資料。

可以在時域格線中，與其他時域軌跡一起繪製得到射頻時域資料圖。所有時域資料 (包括類比通道、數位通道和射頻通道) 在格線中都時間對準，允許使用者評估各個通道之間的時序關係。

注意相位計算和頻率計算都獨立於振幅計算。如果振幅低，那麼 IQ 資料會越來越以雜訊為主。下面的螢幕擷取畫面中顯示了這種效應：

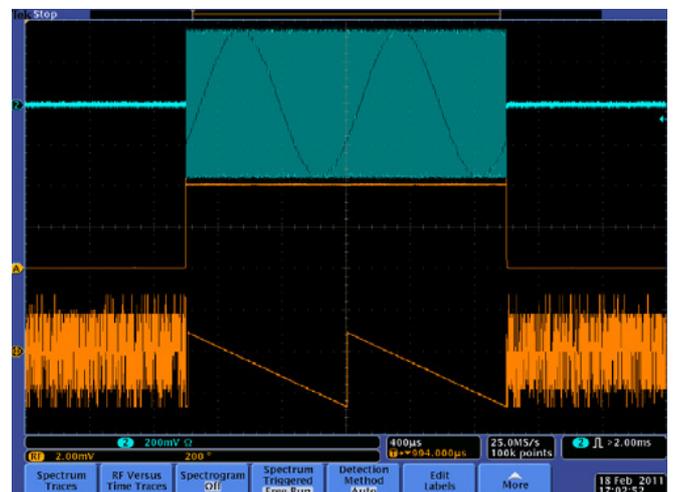


圖 28. 沒有消隱的相位隨時間變化。

MDO4000 混合域示波器架構解密

爲了避免這個問題，MDO4000 混合域示波器擁有靜噪控制功能，允許使用者在振幅降到使用者自訂臨界值以下時消隱相位和頻率軌跡。下面螢幕擷取畫面顯示了這一結果。

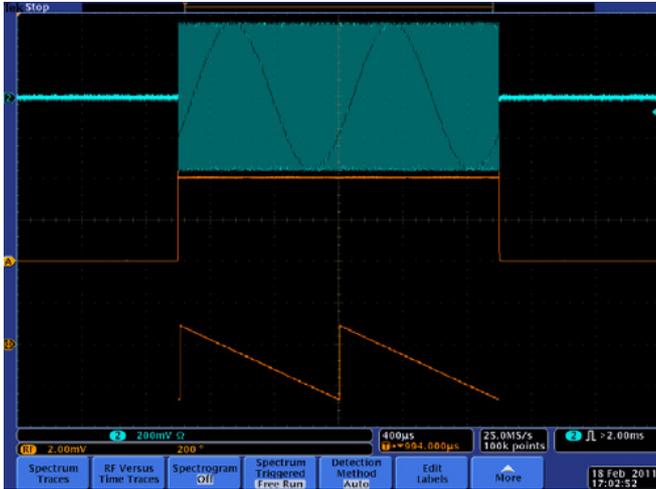
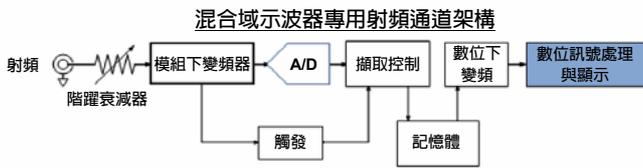


圖 29. 消隱的相位隨時間變化。

產生頻譜瀑布圖



頻譜的另一個用途是繪製頻譜瀑布圖。

這個過程相對簡單，它用顏色對頻譜振幅編碼，在頻譜瀑布圖畫面中作為多個畫素組成的一條直線繪製結果。每個新的「片段」會將畫面中現有的資料向上推，直到畫面最上面的資料被丟棄。一個「片段」表示已經根據頻譜畫面中的頻距和 RBW 設定所處理的一個 FFT 訊框。

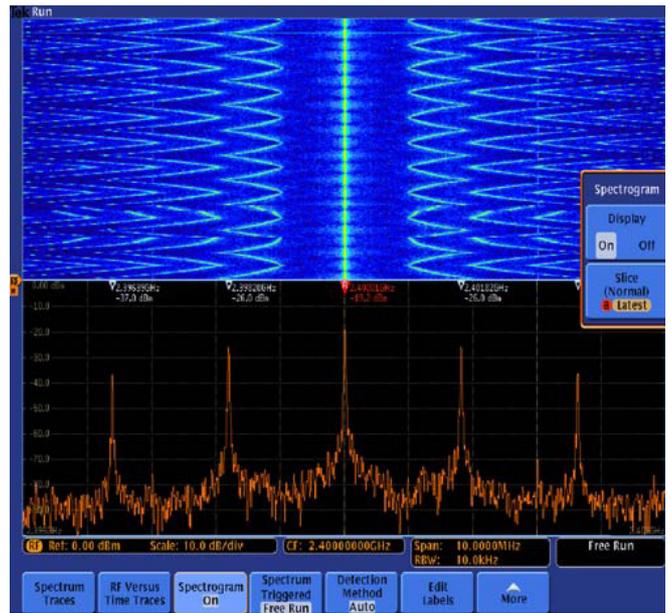


圖 30. 頻譜瀑布圖畫面顯示了訊號記錄的頻譜歷史。

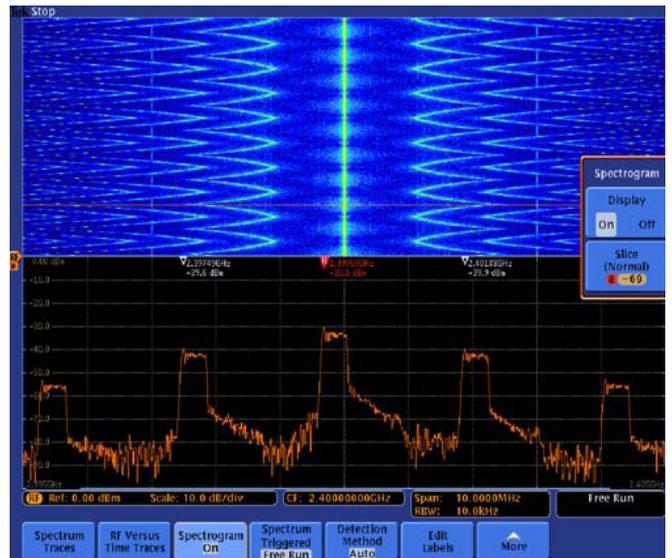


圖 31. 「片段」顯示以前記錄的訊號。

時間解析度

要討論的最後一個議題是資料的時間解析度。

頻譜的時間解析度相對較差，下圖中可以看出其原因。

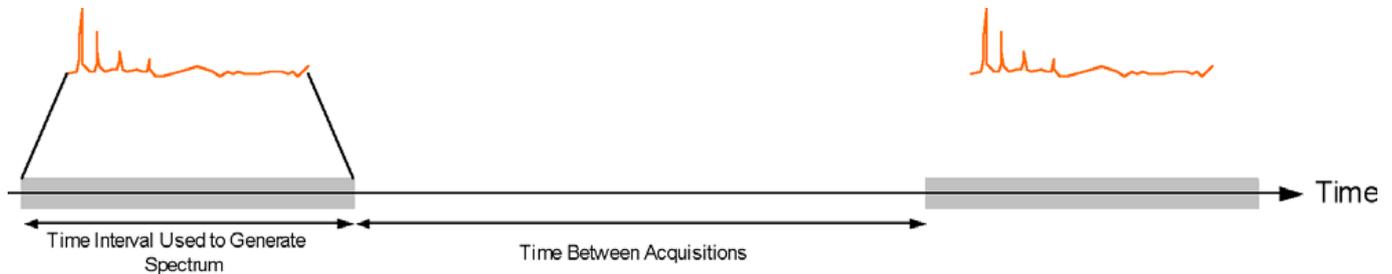


圖 32. 時間解析度。

首先，如上面「產生頻譜」所述，FFT 是從覆蓋 RBW 設定定義的時間間隔的資料中產生的。因此不能區分訊號頻譜成分在這個時間間隔內的變化，而是彙聚成一個頻譜。

第二，從圖中可以看出，在擷取事件之間有延遲。擷取事件之間發生的變化將看不到。

為了縮短計算頻譜的時間，應提高 RBW。由於預設設定將 RBW 與頻距關聯起來，提高頻距可以得到想要的效果。此外，這還會縮短擷取之間的時間，因為進行數位下變頻要求的時間被縮短了。

為進一步縮短擷取之間的時間，應降低頻距/RBW 之比，從而可以加快 FFT 處理時間。

與頻譜相比，射頻時域資料的時間解析度相對較好。如前面「數位下變頻」中所述，IQ 資料的取樣率取決於頻距設定，因此比頻譜時間解析度精細得多。這是射頻時域軌跡的主要優勢之一。

為改善振幅、相位或頻率隨時間變化軌跡的時間解析度，應提高頻距。

總結

MDO4000 混合域示波器是近 20 年來示波器市場最大的技術突破與創新，在 Tektronix 發明與設計 MDO4000 的過程中共申請了 26 項專利，證明了它含有許多的技術創新，不單純是將一台示波器與一台頻譜儀整合在一起，它更提供了業界首創的「混合域」分析與多個全球「第一」。

多個真正的業界第一

- **業界首創** 整合頻譜分析儀的示波器
- **業界首創** 整合的類比、數位、射頻擷取系統
- **業界首創** 實現頻譜分析時間
- **業界首創** 實現最高達 3 GHz 的擷取頻寬
- **業界首創** 擁有綜合射頻觸發
- **業界首創** 擁有自動射頻標記
- **業界首創** 提供電流、電壓、差動式射頻探棒



要瞭解更多 MDO4000 混合域示波器的效能與功能，及它的應用，如何協助設計工程師更有效、更快速解決無線嵌入式系統的各種問題，可以進一步造訪：www.scoperevolution.com/zh-tw

附錄 A 視窗函數

視窗

離散傅立葉變換 (DFT) 分析的數學計算本身有一個假設，即要處理的資料是週期性重複的訊號的一個週期。

圖 A1 描繪了一系列時域樣點。例如，在對圖 A1 中的第二個訊框應用 DFT 處理時，將對訊號進行週期性擴展。多個連續訊框之間一般會發生不連續點，如圖 A2 所示。

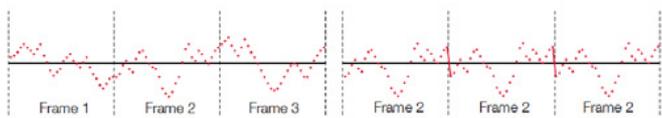


圖 A1/A2. 被取樣的時域訊號的三個訊框 (a) 和一個訊框中定期擴展樣點導致的不連續點 (b)。

這些假訊號不連續點產生原始訊號中不存在的頻譜假訊號。這一效應會產生訊號的不準確表示結果，稱為頻譜洩漏。頻譜洩漏不僅在輸入中產生輸入中不存在的訊號，還會降低附近有大訊號時觀察小訊號的能力。

MDO4000 系列頻譜分析儀功能應用視窗技術，降低頻譜洩漏的影響。在執行 DFT 之前，先逐個樣點以相同長度將 DFT 訊框乘以視窗函數。視窗函數通常呈鐘形，減少或消除了 DFT 訊框尾的不連續點。

視窗函數的選擇取決於頻率響應特性，如旁瓣位準 (Side lobe level)、等效雜訊頻寬和振幅誤差。視窗形狀還決定著有效的 RBW 解析度頻寬濾波。

與其他頻譜分析儀一樣，MDO 混合域示波器允許使用者選擇 RBW 解析度頻寬濾波器。MDO 混合域示波器還允許使用者在多個常用視窗類型之間進行選擇。它增加了直接指定視窗形狀的靈活能力，使用者可以優化特定量測。例如，應特別注意脈衝或暫態射頻訊號的頻譜分析。表 A1 就不同的視窗函數的使用提供了部分建議。

視窗	視窗因數	最佳使用狀態
Kaiser (Default)	2.23	旁瓣位準與形狀因數與傳統的高斯RBW最接近
Rectangular	0.89	用來量測射頻脈衝，訊號位準在訊號出現前後幾乎一致
Hamming	1.3	用來量測正弦，週期性的，或窄頻隨機雜訊，訊號位準在訊號出現前後明顯不同
Hanning	1.44	用來量測振幅 (頻率量測準確性要稍差)，暫態或脈衝訊號位準出現前後明顯不同
Blackman-Harris	1.9	用來量測多頻率點的振幅，尤其單頻率波形中找尋高階諧波
Flat-Top	3.77	用來量測振幅，訊號出現在接近時域資料訊框開始或結束的時刻點上，頻率量測準確性差

表 A1. MDO4000 上所提供的 FFT 視窗選項。

視窗函數的頻率響應振幅決定著 RBW 解析度頻寬形狀。例如，MDO 混合域示波器上的 RBW 解析度頻寬定義為 3dB 頻寬，與 DFT 中取樣頻率和樣點數的相對關係如下：

$$RBW = \frac{k * F_s}{N}$$

$$N = \frac{k * F_s}{RBW}$$

其中 k 是與視窗有關的係數，N 是 DFT 計算中使用的時域樣點數，Fs 是取樣頻率。對 Kaiser 視窗，k 約為 2.23。RBW 解析度頻寬形狀因數定義為 60 dB 和 3 dB 時的頻譜振幅的頻率比，約為 4:1。在 MDO 混合域示波器上，頻譜分析量測使用公式 2，根據輸入頻距和 RBW 設定計算 DFT 要求的樣點數量。

A3 和圖 A4 顯示了 MDO 混合域示波器頻譜分析中使用的 Kaiser 視窗的時域和頻譜。這是 MDO4000 混合域示波器在頻譜分析中使用的預設視窗。

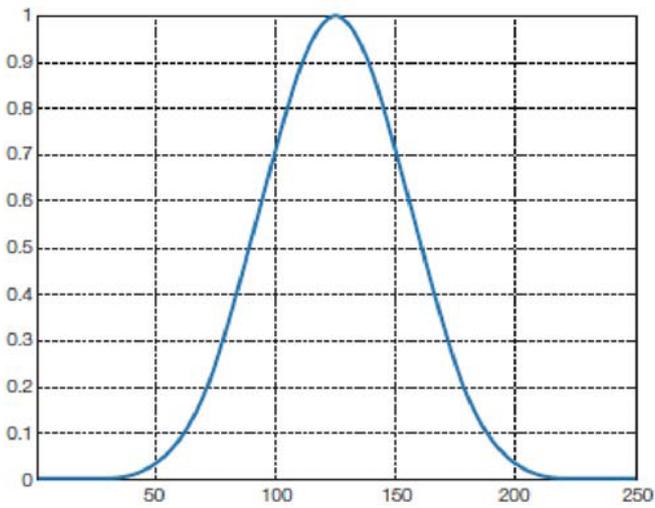


圖 A3. 時域中的 Kaiser 視窗，橫軸是時域取樣點，縱軸是線性刻度。

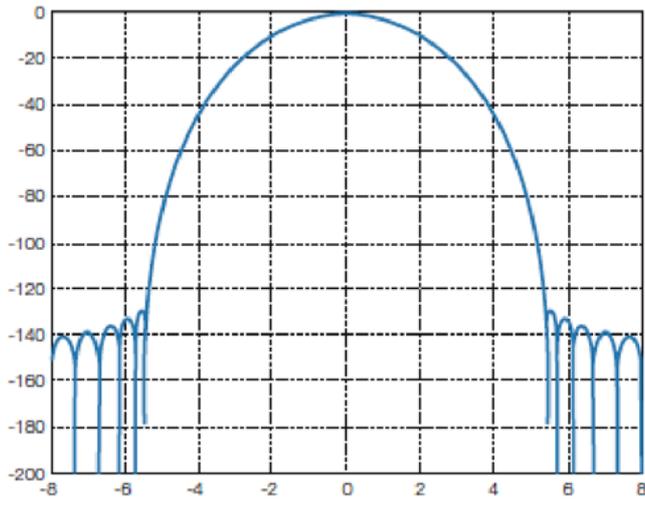


圖 A4. 頻域中的 Kaiser 視窗，橫軸是頻率二元組 (F_s/N)，縱軸是 dB。

圖 A5 中的跳頻訊號實例說明了不同的視窗如何影響隨時間變化的訊號的頻譜表示。在使用預設的 Kaiser 視窗時，與這一擷取有關的頻譜時間為 1.12 ms。頻率隨時間變化畫面顯示了在跳頻大多數時間內，頻譜時間以三個跳頻順序的中間頻率為中心。上方頻率和下方頻率「開點頻率」週期關聯的時間大約相等，圖 A3 中描述的視窗函數顯示，擷取開頭和邊緣附近的時間樣點水平下降，因為視窗函數在擷取中心使用的樣點呈高斯分佈。看一下頻域畫面中四個峰值的振幅 (中心頻率、高頻、低頻和最大過激量峰值)，中心峰值超過其他訊號近 30 dB。



圖 A5. 2 kHz RBW 時的 Kaiser 視窗。

在圖 A6 中，現在選擇的視窗類型是矩形。由於矩形視窗的視窗函數不同於 Kaiser 視窗，RBW 變成了 750 Hz，因此頻譜時間與上一個實例中的擷取時間大約相等。

頻譜時間再次與三個跳頻順序中相同的點對準，但頻譜表示有很大的差別。

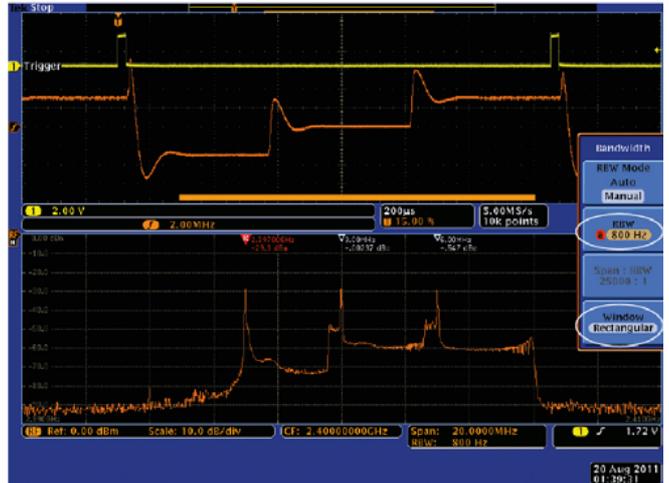


圖 A6. 750 Hz RBW 時的矩形視窗。

由於矩形視窗函數基本上在擷取時間中不濾波時間樣點，且在三個頻率每個頻率上的駐留時間大約相等，因此採用矩形視窗的頻譜顯示三個峰值訊號的頻譜振幅大約相等。

使用者還可以選擇其他視窗 (如 Blackman-Harris、矩形、Hanning)，滿足特殊的量測要求，在執行儀器中提供的部分量測時，儀器也可以使用這些視窗。

Tektronix 聯絡方式：

東南亞國協/大洋洲 (65) 6356 3900
奧地利 00800 2255 4835*
巴爾幹半島、以色列、南非及其他 ISE 國家 +41 52 675 3777
比利時 00800 2255 4835*
巴西 +55 (11) 37597600
加拿大 1 800 833 9200
中東歐、烏克蘭及波羅的海諸國 +41 52 675 3777
中歐與希臘 +41 52 675 3777
丹麥 +45 80 88 1401
芬蘭 +41 52 675 3777
法國 00800 2255 4835*
德國 00800 2255 4835*
香港 400 820 5835
印度 000 800 650 1835
義大利 00800 2255 4835*
日本 81 (3) 67143010
盧森堡 +41 52 675 3777
墨西哥、中/南美洲與加樂比海諸國 (52) 56 04 50 90
中東、亞洲及北非 + 41 52 675 3777
荷蘭 00800 2255 4835*
挪威 800 16098
中國 400 820 5835
波蘭 +41 52 675 3777
葡萄牙 80 08 12370
南韓 001 800 8255 2835
俄羅斯及獨立國協 +7 (495) 7484900
南非 +41 52 675 3777
西班牙 00800 2255 4835*
瑞典 00800 2255 4835*
瑞士 00800 2255 4835*
台灣 886 (2) 26567559
英國與愛爾蘭 00800 2255 4835*
美國 1 800 833 9200
* 歐洲免付費電話，若沒接通，請撥：+41 52 675 3777

若需進一步資訊

Tektronix 維護完善的一套應用指南、技術簡介和其他資源，並不斷擴大，幫助工程師處理尖端技術。請造訪 www.tektronix.com.tw



Copyright © Tektronix, Inc. 版權所有。Tektronix 產品受到已經簽發及正在申請的美國和國外專利的保護。本文中的資訊代替以前出版的所有資料。技術規格和價格如有變更，恕不另行通知。TEKTRONIX 和 TEK 是 Tektronix, Inc 的註冊商標。本文提到的所有其他商標均為各自公司的服務標誌、商標或註冊商標。

Tektronix 台灣分公司

太克科技股份有限公司

114 台北市內湖堤頂大道二段 89 號 3 樓

電話：(02) 2656-7559 傳真：(02) 2799-1158

太克網站：www.tektronix.com.tw

Tektronix[®]

