



使用高效能AWG產生相關光訊號

目錄

相關光通訊介紹	3
傳統光學鏈結	3
透過相關光學裝置和複雜調變提高頻譜效率	5
高速任意波形產生器	8
任意波形產生器的結構和特點	8
高效能AWG和內插DAC結構	9
多通道AWG和同步要求	11
使用AWG產生相關光訊號	13
複雜調變方法	13
光學調變器	15
基頻訊號產生	16
OOFDM訊號產生	19
AWG為產生相關光訊號提供所需的效能和特性	19
頻寬和取樣速率要求	19
垂直解析度需求	20
波形記憶體大小	20
線性失真和非線性失真增加和補償	22
理想波形、失真波形和校正後的波形	22
非線性失真	24
為偏分多工 (PDM) 產生訊號	26
PDM要求	26
偏振狀態 (SOP) 模擬	27
減少通道數量	28
總結	29

Tektronix AWG70000 系列任意波形產生器 (AWG) 可以使用10 位垂直解析度實行高達50 Gsa/s 的取樣速率。這種效能水準可以直接產生現代相關光通訊系統要求的IQ 基頻訊號，這些通訊系統基於光學載波正交調變，支援超過200Gb/s 的資料速率。本文的目的是說明AWG70000 的儀器特點和效能水準對產生不同調變方案有哪些影響，以及可以如何利用儀器的靈活性，補償內部和外部設備的不理想特點，模擬裝置和鏈結失真。

相關光通訊簡介

傳統光學鏈結

都會區網路和遠距離網路對容量的需求日益提高，使全球的光學網路設施持續改進。幾年來，人們一直結合使用多種機制來提高容量：

- 安裝額外的光纜
- 提高特定鏈結的串列傳輸速率
- 透過降低或減輕衰減和失真的影響，改善傳輸特點
- 透過指配不同的波形，在一條光纖中多工多個訊號
- 透過縮短波長之間的距離，提高一條光纖傳送的波長數量
- 增加FEC (前向糾錯) 技術，在有損耗的環境或擴散環境中實行更快速的連接

人們一直採用傳統OOK (開關鍵控) 直接調變方案，對光訊號應用上述改進技術。資訊透過控制光學發射器的兩個狀態來編碼。理想情況下，在其中一種狀態下發送功率，在另一種狀態下則應該發送零功率，以便每個符號只能編碼一個位元。

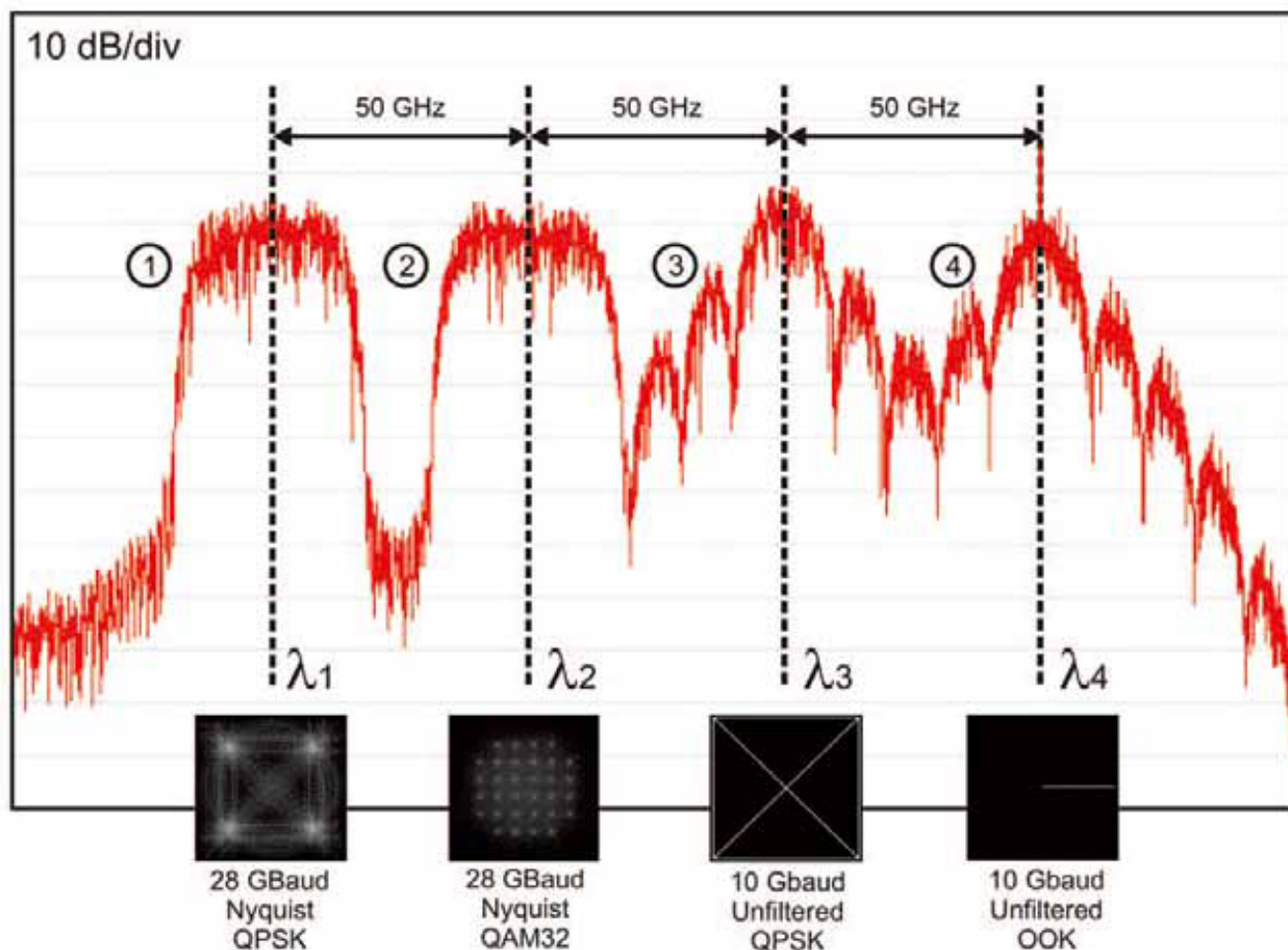


圖1. 透過調變光學載波的振幅和相位，可以改進光學傳輸的頻譜效率，這要求相關調變和檢測。在這條WDM 鏈路中，四條不同波長共用標準 ITU 50GHz 網格中的同一條光纖。波長4 使用傳統亮度調變 (或開關鍵控OOK) 傳送10Gb/s 訊號。部分光功率直接到達載波，不傳送任何資訊。載波3 使用QPSK 調變進行調變，因此每個符號傳送2個位元，使同一頻寬中OOK調變通道的容量加倍。透過使用比較複雜的調變或基頻濾波，可以提高容量。波長1 和波長2 分別以每個符號2位元和每個符號5位元的速度傳送28 GBaud訊號。

隨著資訊傳送速度變得越來越快，光訊號偏離了理想條件，開始出現頻寬 (光和電) 和擴散 (特別是色散) 問題，成為阻礙進一步改善的障礙。最後，DWDM (密集波分多工) 系統中相鄰波長之間的距離也限制著各個波長可以調變的最大串列傳輸速率 (圖1)。否則，除某些限制外，每條波長會干擾相鄰波長，損害誤碼率水準。在這些情況下，資訊由一個光學參數傳送：功率。一般只有其行為影響以要求的速度支援傳輸的能力時，光學載波的相位才會變得重要。譜線寬度是相位雜訊或線性調頻的一種形式 (在快速轉變期間會改變波

長)，會提高每個光訊號的頻寬，因此波長與波長干擾的影響和擴散會增長。

目前，以OOK為基礎的傳統DWDM 鏈結在一個25GHz ITU 網格中，可以傳送最多160 條10Gbps 通道 (1.6 Tbps 總容量)，或在一個100GHz ITU 網格中傳送最多40 條40Gbps 通道。40Gbps OOK 調變通道的商業成效一直相當有限，由於涉及的電子裝置以及需要應用強大的擴散補償技術，只有以高得多的成本和複雜性為代價才變得可行。

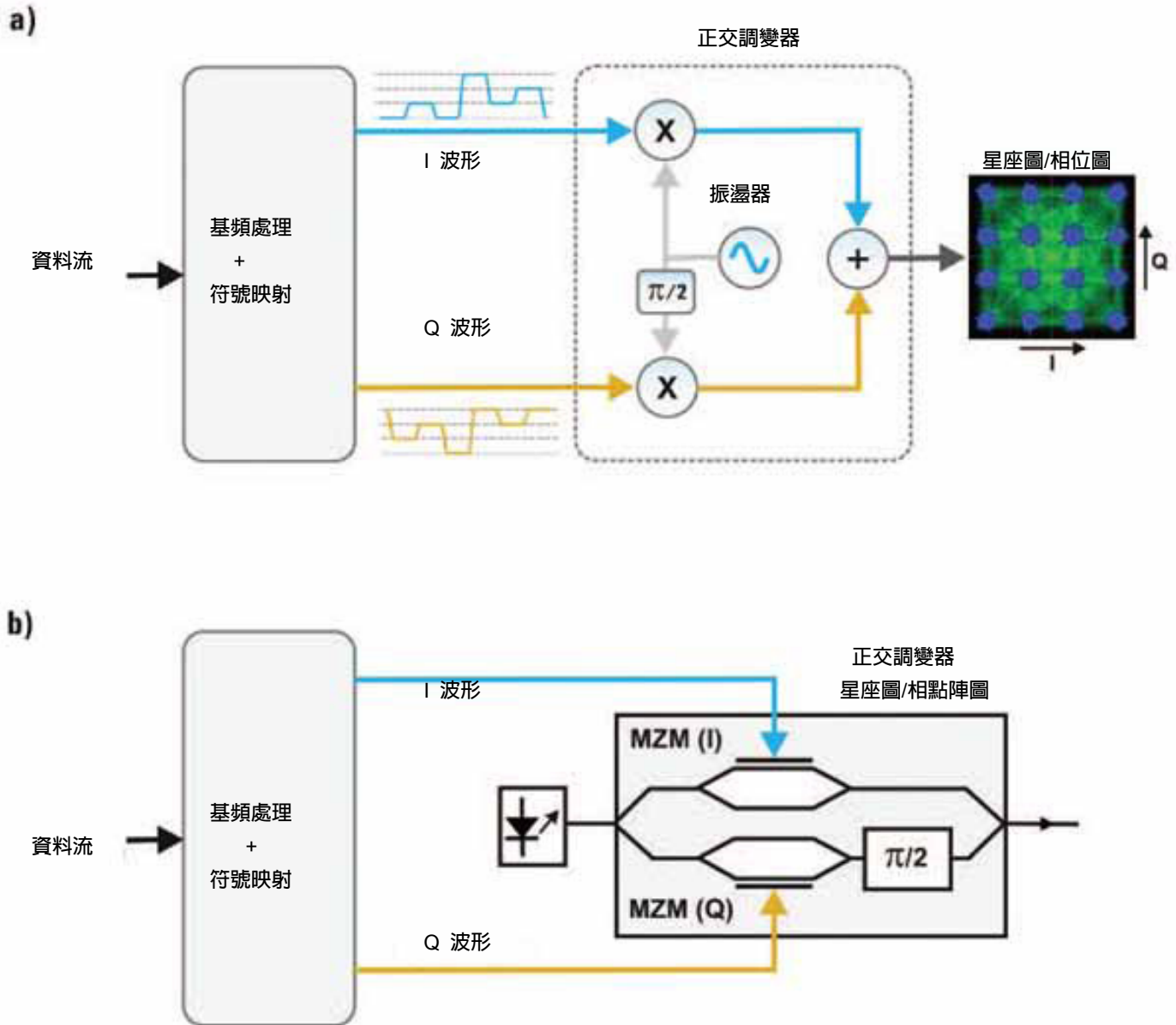


圖2. 其中一種調變載波振幅和相位的方式是正交調變器。這裡有兩個基頻訊號，稱為I (或同相) 或Q (正交)，調變兩個正交 (90°相對相位) 載波的振幅，從而可以實現任何調變狀態。透過以稱為「Super-MZM」單元的排列使用兩個Mach-Zehnder 調變器 (MZM)，可以實現同一方案。

透過相關光學裝置和複雜調變提高頻譜效率

無線和廣電RF傳輸系統過去也面臨著類似的問題。只有透過先進的調變技術和編碼技術，才可能改進容量。常見的發展趨勢一直是使用更高階的調變方案，其中在一個符號週期期間發送一個以上的位元；以及採用不同的正交類型，其中透過同一條鏈結同時發送多個獨立的訊息。對這兩種策略來說，控制RF 載波振幅和相位的能力都是成功的關鍵。透過

同一個載頻發送兩個獨立傳輸的最簡單的方式，是使用相位相差90度的正交載波。在真實世界實行方案中，兩條訊息一般會同步。如果原始正交載波恢復，並應用相關檢測，則可以在接收器上獨立解碼兩條訊息。透過使用振幅和相位綜合控制，可以把M符號的字母表 (一般 $M=2^N$) 映射到調變或振幅/相位組合的M狀態。正交調變器 (圖2a) 是實際發射器的典型實行方案。在此處，透過在兩個相位相差 90°、構成

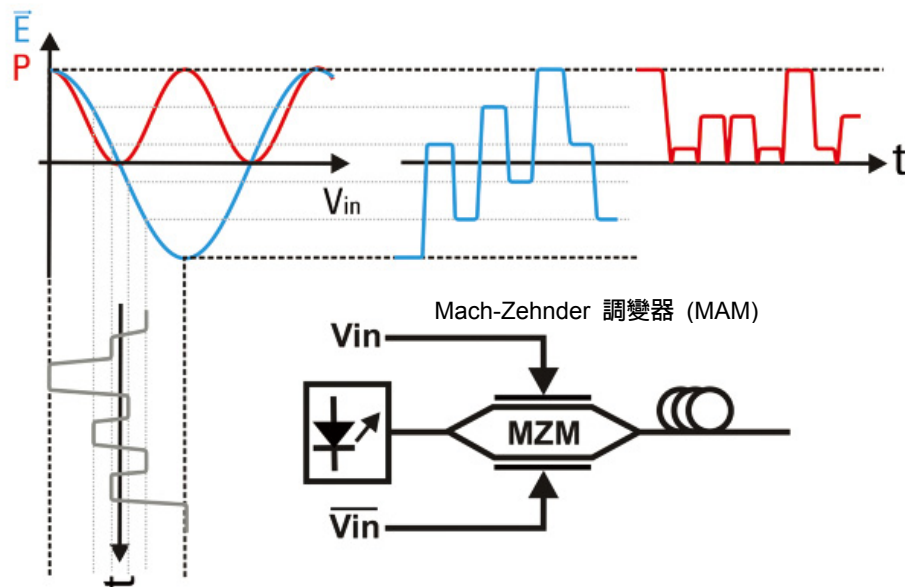


圖3. Mach-Zehnder 調變器是非線性設備，要求振幅相對較高的電壓擺幅才能工作，可由單端或差分電訊號驅動。線性度正確是位準調變的重要要求。在此處，4位準電訊號 (QAM16 訊號中的一個基頻成分) 失真，因此調變器輸出上的電場保持線性。

Cartesian (從而正交) 軸排列的載波上設定獨立的雙極振幅位準，來控制載波的相位和振幅：I 成分 (或同相) 和Q (或正交) 成分。符號在IQ 平面中的位置稱為星座圖。流行的調變方案，如QPSK (2 個位元/符號正交相移鍵控) 或M-QAM ($\log_2 M$ 位元/符號正交振幅調變)，顯示了對稱的方形星座圖，當然還有其他配置或星座形狀。相關傳輸系統的一個重要問題是要求非常好的頻譜純度，因為相位雜訊直接意味著符號定位不準確，結果導致誤碼。

理論上，可以使用改進容量的同一方法，來提高光學傳輸系統的頻譜效率 (可以放在1Hz 頻寬中的位元數量)。由於這種方法要求控制光學載波的功率和相位元，因此這類通訊系統可以定義為相關光學鏈結。典型的相關光學發射器實行方案要求使用兩個Mach-Zehnder 調變器 (MZM)，透過獨立的I/Q 雙位準 (BPSK或QPSK) 或多位準 (M-QAM) 基頻電訊號 (圖2b)，調變兩個正交光學載波。Mach-Zehnder 干涉計是非線性設備，因此只有應用正確失真的多位準電訊號 (圖3)，才有可能正確確定符號位置。

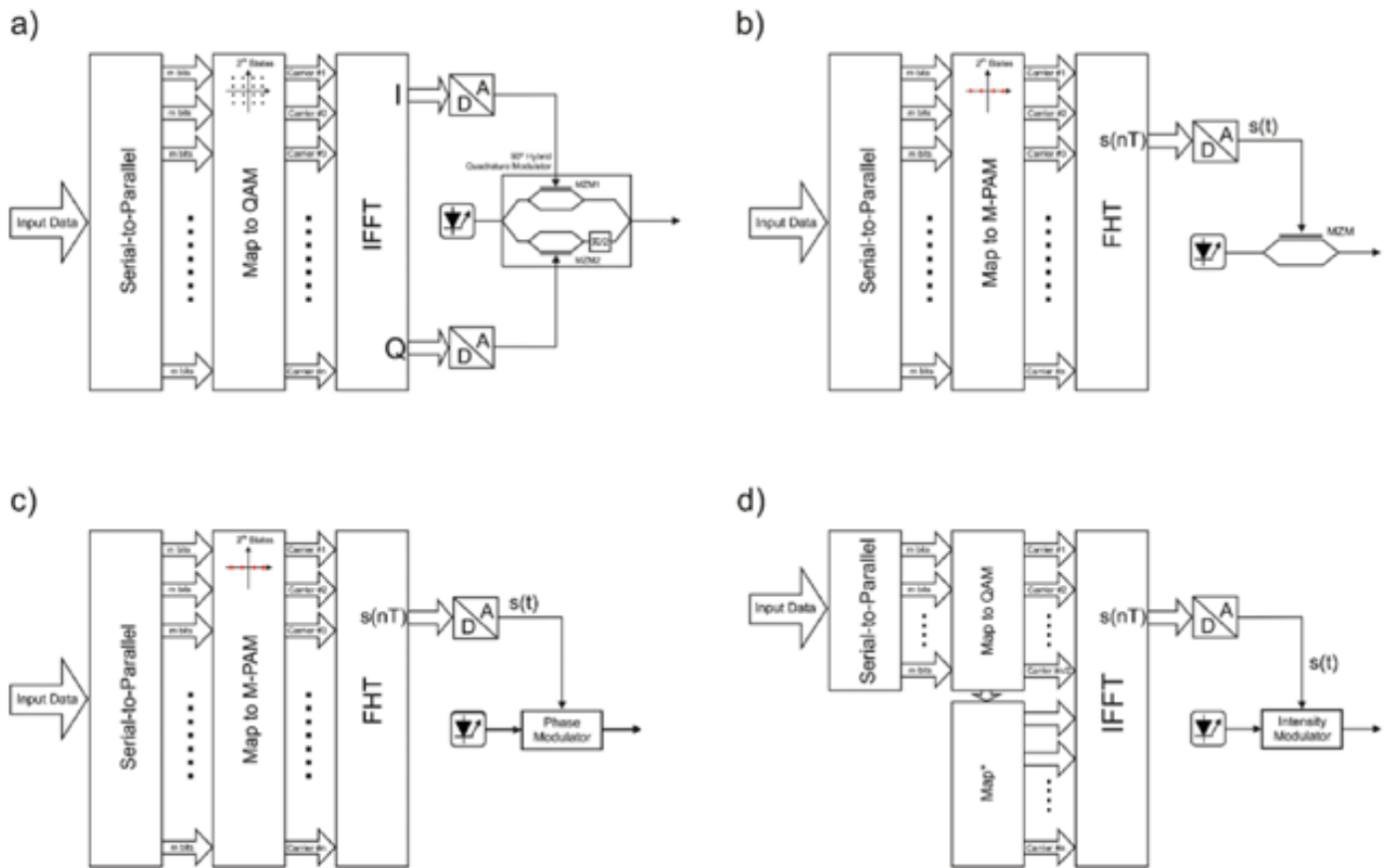


圖4. OFDM (正交頻分多工) 訊號在無線世界中異常流行。這對網路引入的線性失真 (如色散CD 或偏振模色散PMD) 的彈性，以及其固有的有限頻寬，使得其對光學傳輸也非常有吸引力。OOFDM (光學OFDM) 基於不同於傳統複雜FFT方法的模式，因此在無線網路和廣播網路中非常流行 (a)。人們正在試驗某些效率較低的方案，以換取簡單性或成本。某些方案會根據快速哈特利變換 (FHT) (b, c)，產生唯讀訊號，因此不需要正交調變器。在某些情況下，透過使用直接調變 (d)，甚至可能避免使用相關光學裝置。峰值功率平均功率比是OFDM 訊號的一個重大缺點。在 (c) 中，相同的唯讀OFDM 訊號調變光學載波的相位，而不是振幅，因此光功率不會隨時間變化。

正交原理還可以應用在頻域中。OFDM (正交頻域多工，圖4) 要求獨立同步調變多個載波，以便實行1/串列傳輸速率HZ的具體間隔。透過這種方式，可以為每一個載波恢復調變狀態，而不會出現任何載波間干擾。還可以透過把IQ 基頻訊號應用到正交調變器，來實行OFDM 調變。透過把調變狀態映射到頻域中的各個載波，並對其應用複雜IFFT，獲得這些基頻訊號。

OFDM 訊號對擴散的彈性非常好，因為每一個載波的頻寬相對較窄 (且符號時長相應較長)。另一方面，對複雜訊號處理及高峰值功率平均功率之比 (PAPR 或波峰因數) 的需求帶來了潛在的挑戰。考慮到其較比較傳統的單載波調變方案的潛在優勢，OOFDM (光學OFDM) 技術是人們深入研究和試驗的課題，其中部分技術是專為應用到光學傳輸系統開發。

可以找到正交性的另一個領域是光偏振。這種技術可望透過正交偏振狀態的兩個光學載波發送兩條獨立訊息 (即相距90度線性偏振或順時針和逆時針圓形偏振)。這種策略稱為偏分多工或偏振多工 (PDM 或PM)。普通光纖在不同距離和不同時間不能保持原始的SOP (偏振狀態)，因此光接收器的一個重要功能是能夠在接收器一側即時估算並追蹤SOP。

研究人員和工程師要求充足的工具，驗證、診斷和產生自己的設計、原型和產品。測試量測 (T&M) 製造商的目標是提供適當的工具。激勵設備能夠產生擁有足夠品質、可重複性和準確度的光訊號和電訊號，這對測試接收器和其他中介裝置、系統和子系統、甚至整個網路都必不可少。這些訊號產生器必須能夠產生完美的訊號 (「黃金」訊號) 或不理想的訊號，必須能夠模擬互連和傳輸系統的影響。本文將說明如何在相關光訊號產生領域應用超高效能任意波形產生器 (AWG)，以及如何評估AWG 功能和效能水準。

高速任意波形產生器

任意波形產生器的結構和特點

任何任意波形產生器⁷ 的作用都是提供訊號，這些訊號在形狀、特點及超出基本指標確定的工作限制的應用方面沒有局限。基本方框圖類似於即時數位儲存示波器 (DSO)，但有一個重要差別：訊號流動方向相反，從波形記憶體流向資料轉換器 (數模轉換器或DAC)。

AWG 的主要指標如下：

- **取樣速率 (SR)**：DAC 可以以多高的最大速度把數位取樣點轉換成類比取樣點。某些AWG 採用插補結構，其中DAC 的取樣速率要高於來自波形記憶體的取樣點傳送速度。
- **類比頻寬 (BW)**：產生器產生的實用訊號的有效頻寬。類比可以低於、等於或高於取樣定理確定的內奎斯特頻寬 (SR/2)。
- **記錄長度 (RL)**：波形記憶體大小。影響一定取樣速率下可以產生的最長、不重複的時間窗口。
- **垂直解析度 (Res.)**：確定DAC中一個取樣點的位元數。這一指標影響著動態範圍，因為量化雜訊取決於這個指標。
- **通道數**：使用同一台AWG設備可以同時 (通常同步) 產生的任意波形數量。在某些儀器中，透過同步多台儀器，可以提高通道數。在這種方案中，同步質量是一個非常重要的問題。

除基本指標外，AWG 的結構也各不相同。超高速AWG (SR $\geq 25\text{GSa/s}$) 實行的是稱為「true-arb」(真正任意) 結構 (圖 5a)。這種結構的主要特點在於從波形記憶體中讀取取樣點的方式，順序讀取取樣點。因此，改變輸出訊號時序會要求改變記憶體中的波形，或要求改變取樣速率。

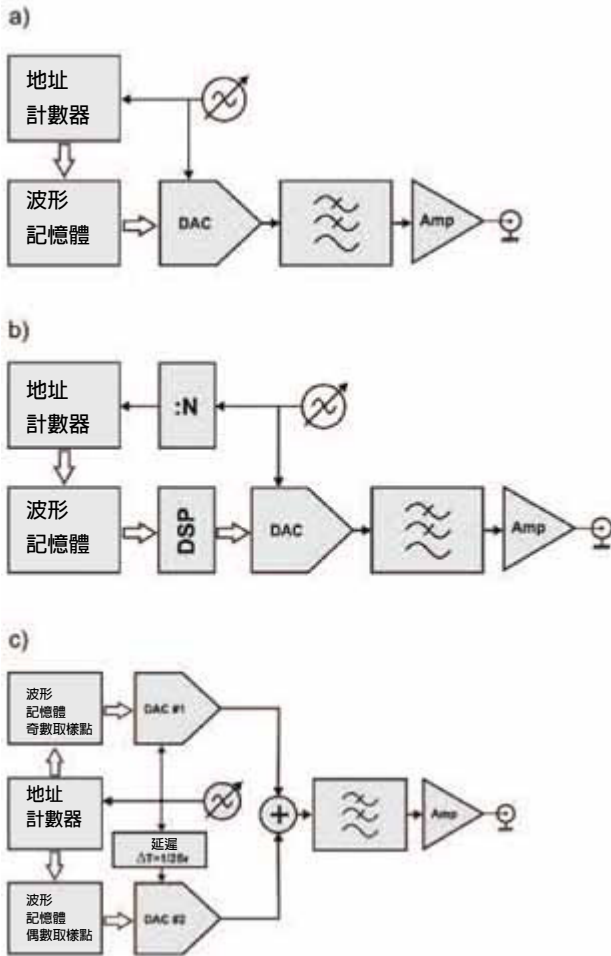


圖 5a, b, c。任意波形產生器方框圖看上去類似於數位儲存示波器或 DSO (a)。「True-arb」結構 (a) 以轉換速度把取樣點從波形記憶體傳送到 DAC。插補 DAC AWG (b) 以 DAC 取樣速率的幾分之一從記憶體傳送取樣點，因此必須插補中間取樣點。儘管這種結構有一定的優勢，但實際訊號頻寬主要受限於記憶體傳送速度。DAC 內插 AWG，如 Tektronix AWG7000 和 AWG70000 系列，可以把兩條 AWG 通道組合起來，使儀器取樣速率有效地翻一番，從而可以實行高達 50GSa/s 的取樣速率。

高效能 AWG 和內插 DAC 結構

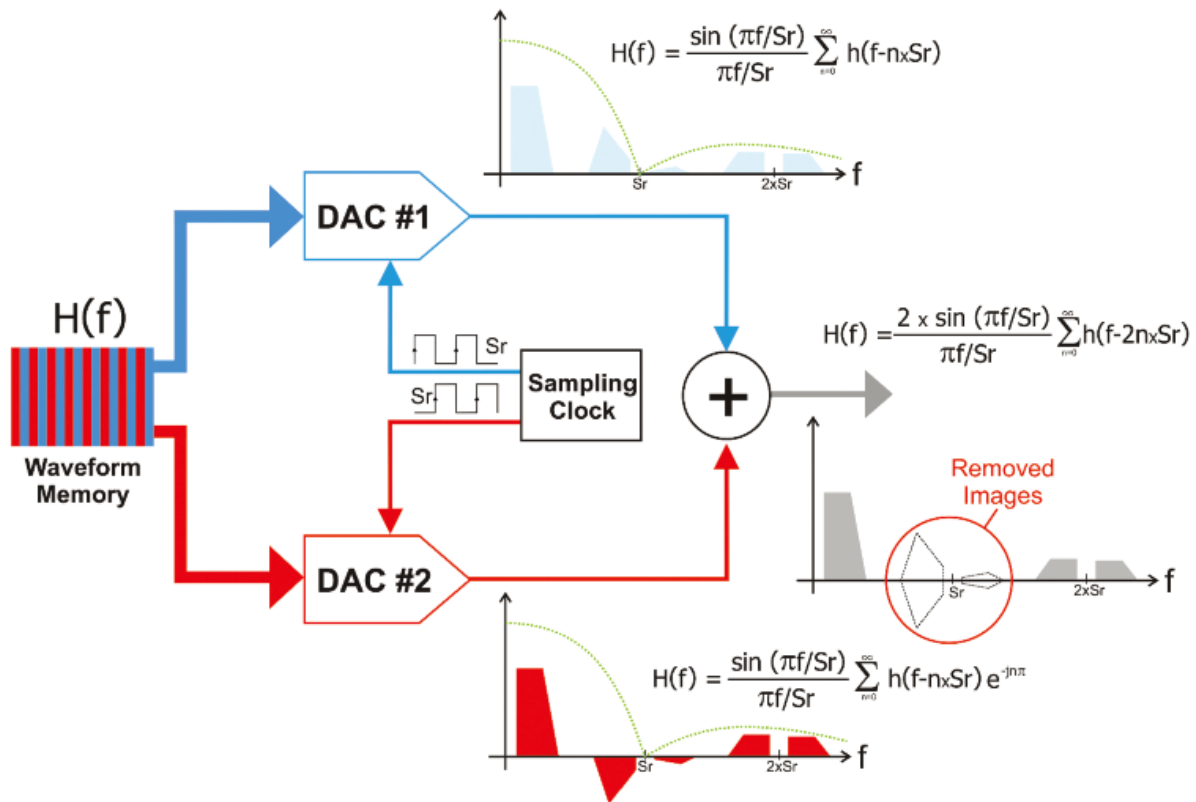
基本「true-arb」結構還有一些變種。其中一個變種採用內部插補，來降低從波形記憶體到轉換器模組的傳送速率。插補 DAC (圖 5b) 改善了效能，因為提高取樣率會進一步加大不想要的鏡像的位置 (更容易透過濾波消除)，改善 DAC 頻率響應。但這不會改善內奎斯特頻率，因為其由波形記憶體中儲存的訊號的原始取樣速率進行有效調節。

內插 DAC 結構 (圖 5c) 反向進行，因為它內插多個 DAC (一般是其中兩個)，旨在獲得更高的有效取樣率 (圖 6)。這可以視為兩條正確時序的「true-arb」通道，因此奇數個取樣點和偶數個取樣點儲存在每條通道的記憶體中。在理想情況下，從每條通道輸出的訊號都應交替開關。速度足夠快、以支援要求的低訊號失真和雜訊的開關是實行的，在實際實行方案中，需要在兩條通道的輸出中增加取樣週期一半的通道間延遲 ($1/SR$)。這種排列使內奎斯特頻率有效地加倍，達到 $2 \times SR$ ，儘管 DAC 零階保持回應的第一個零訊號保持在同一個值。Tektronix 正在高速 AWG 中採用這種方法，並做了部分重要改進：

- 兩條 AWG 通道採用透明的硬體/軟體互連。
- 透過平衡和出廠校準，改進頻率響應和鏡像抑制。

理論上，AWG 可以產生頻寬最多是最大取樣速率一半 ($SR/2 =$ 內奎斯特頻率) 的訊號。然而，頻寬還受到理想的 DAC 零階保持回應 (或 $\sin(f)/f$) 和輸出電路類比回應的限制，如放大器和重建濾波器。轉換過程需要消除不想要的鏡像，也限制著由於重建濾波器不可避免的滾降導致的可用頻寬。所有這些因素會把有效頻寬降低到高達 $SR/2.5$ 。在類比

a)



b)

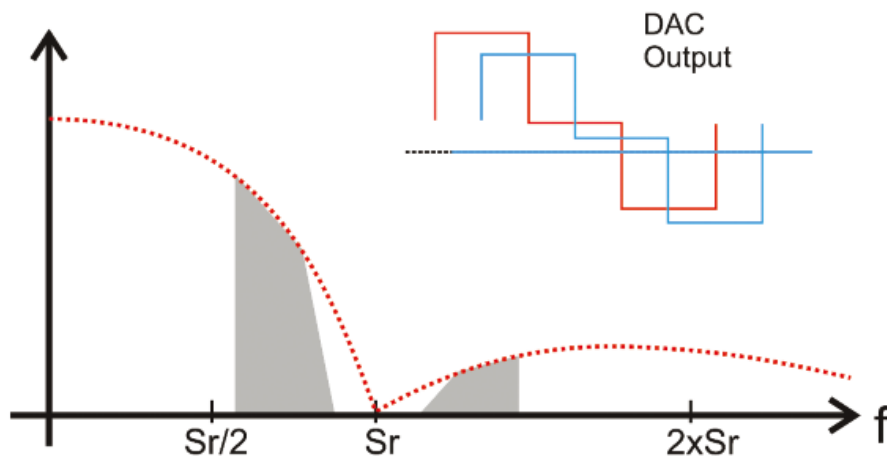


圖6. 內插DAC AWG 可以使有效取樣速率翻一番，因為兩條通道轉換取樣週期一半所延遲的交替取樣點 (a)。透過這種方式，位於第二個內奎斯特頻段中的鏡像 (從 $S_r/2$ 到 S_r) 被清零，可以實現從DC 直到 S_r 的任何訊號。

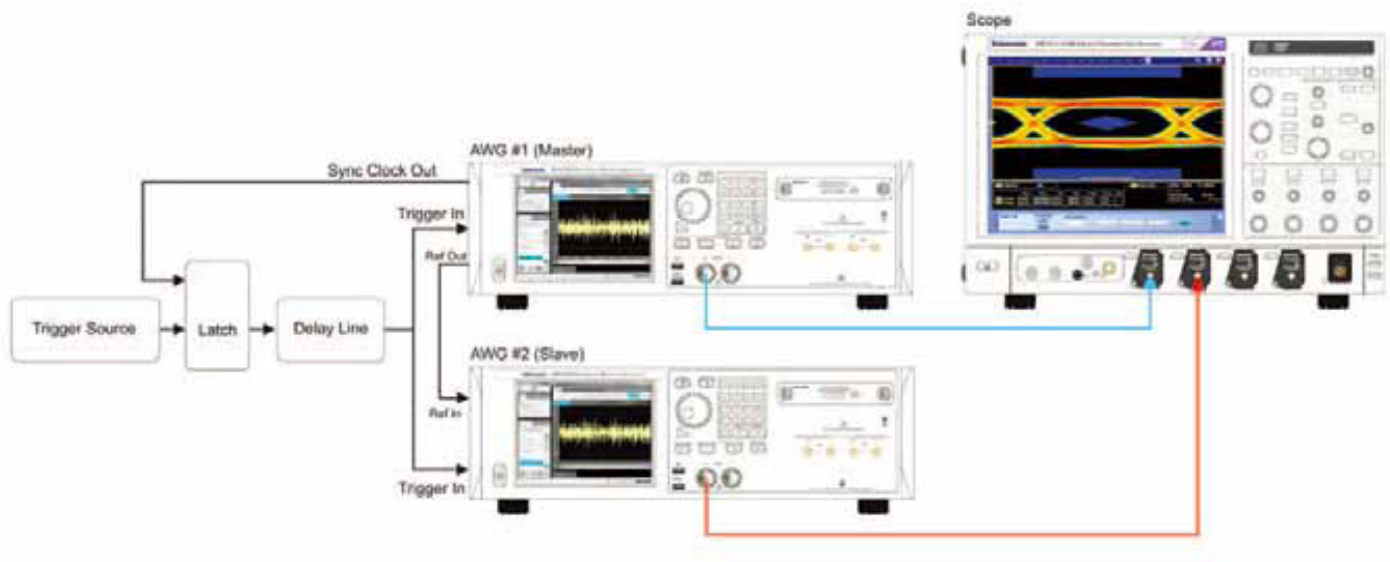


圖7. 複雜調變要求多個同步基頻訊號 (一條偏分多工鏈路中最多4 個)。多台AWG 同步對獲得實用訊號極其重要。這裡顯示了推薦的Tektronix AWG70000 系列多機同步方案。透過這種排列，可以獲得優於4ps 的通道間相差。

域或數位域中使用均衡技術可以改善頻率覆蓋。在類比域中，使用預加重濾波器可以提升和平坦化高頻率響應，代價是提高這些頻率上的雜訊。在數位域中，可以使用DSP 技術預先校正波形取樣點，獲得同樣的效果，代價是降低訊號振幅，可用的動態範圍和雜訊比同樣也會下降。

多通道AWG和同步要求

某些應用，如IQ 基頻訊號產生，要求一個以上的通道^{10, 12}。必須同步涉及的所有通道，因此這些通道必須共用相同的取樣時脈，並在時間上對應。任何時序差或通道間抖動都會導致訊號品質下降。超高速AWG使用個條或兩個通道。在內部同步和對準兩個通道要比從多台儀器同步兩個或兩個以上通道更簡單、可重複性更好。同步方法和相應韌體標準化可以大大簡化對準任務，明顯改善可重複性和可靠性 (圖7)。

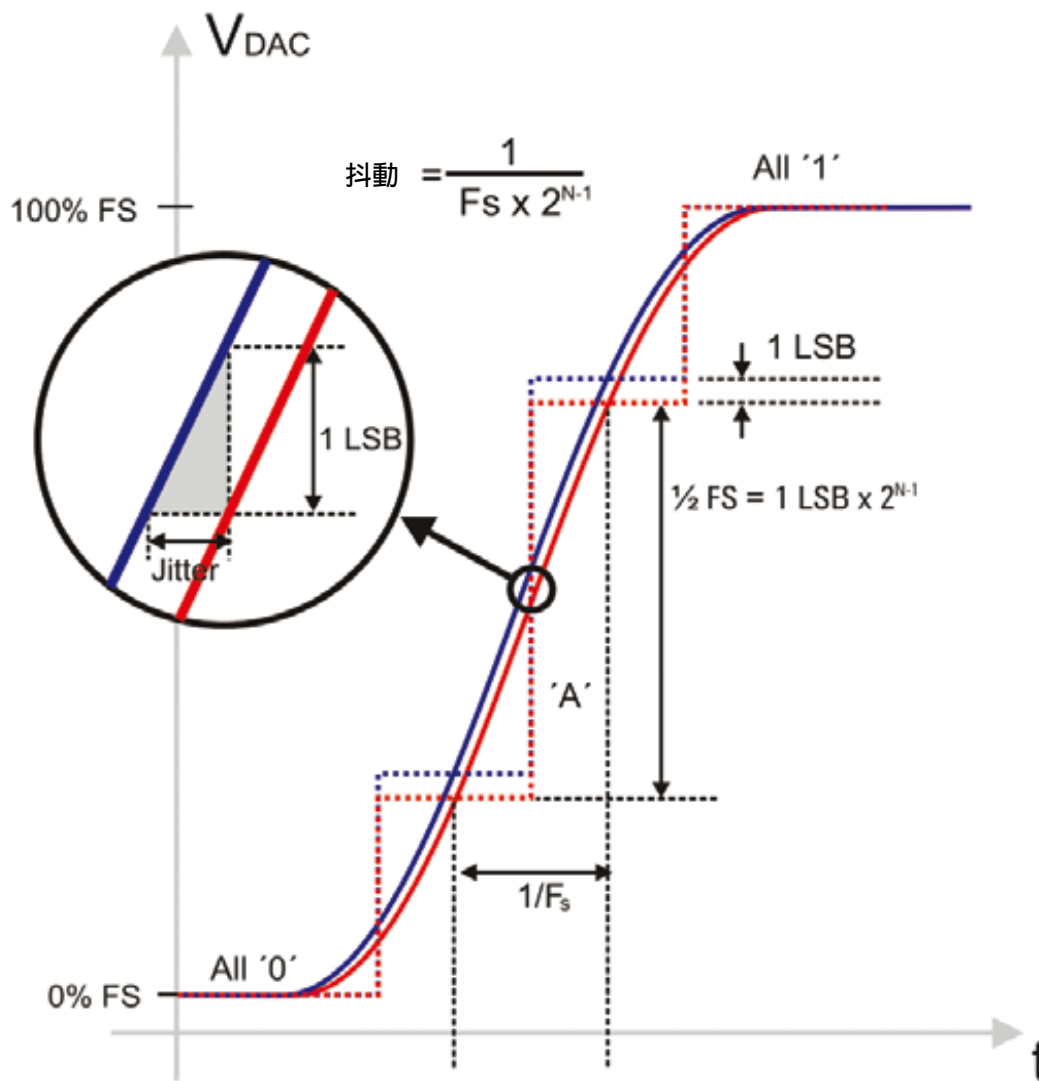
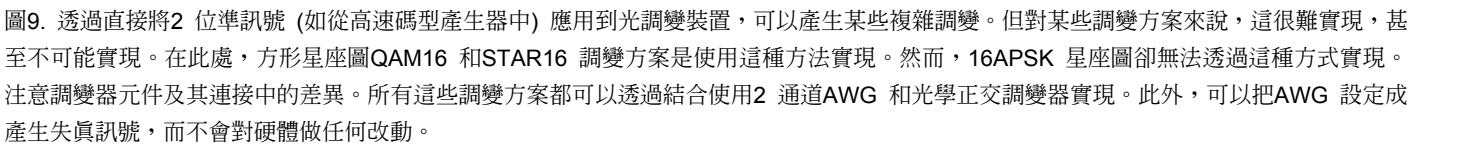


圖8. 任何AWG 的邊緣定位功能都取決於兩個主要因素：取樣速率和垂直解析度。邊緣定位細微性會導致固有抖動提高。在6 位垂直分辨率的AWG 中，這一抖動成分要比10 位垂直解析度的AWG (如Tektronix 70000 系列) 大16 倍。

隨著AWG 的取樣速率及其模擬的符號速度不斷增長，固有抖動變成日益重要的效能考慮因素。由於取樣時脈不穩定、DAC 的時序不確定度和類比頻道等因素，AWG 會產生不想要的抖動。在IQ 訊號產生中，抖動可能會顯示為相位雜訊和劣化的動態範圍。然而，即使在完美的時序條件、垂直解析度和取樣速率下，任何AWG 都仍會存在最小的固有抖動(圖8)。

對10 位元垂直解析度的儀器，如Tektronix AWG70000 系列，這種不可避免的固有抖動相對其他抖動來源可以忽略不計，但對6 位元儀器則不能忽略不計。在固有抖動變成抖動基準雜訊，垂直解析度還決定著邊緣定位解析度時，抖動模擬也應考慮這一點。



正交調變是獲得振幅調變和相位調變的光訊號可能採用的多種方法中的一種¹⁰。透過以智慧方式結合使用不同的振幅調變器和相位調變器，可以在直接數位控制下（即來自高速碼型產生器的數位訊號），實行許多調變方案（圖9）。儘管這些實行方案可以成功地應用在真實世界鏈結中，但由於多種原因，這並不適合測試應用：

- 實行方案在不同調變方式之間明顯變化，因此不可能使用相同的產生系統實行多種調變方案。
- 對訊號應用線性失真或非線性失真幾乎不可行，因此使用相同的設備產生接近完美的訊號或失真的訊號並不可行。
- 只能實行單載波調變方案。使用這種方式不能產生OFDM訊號。

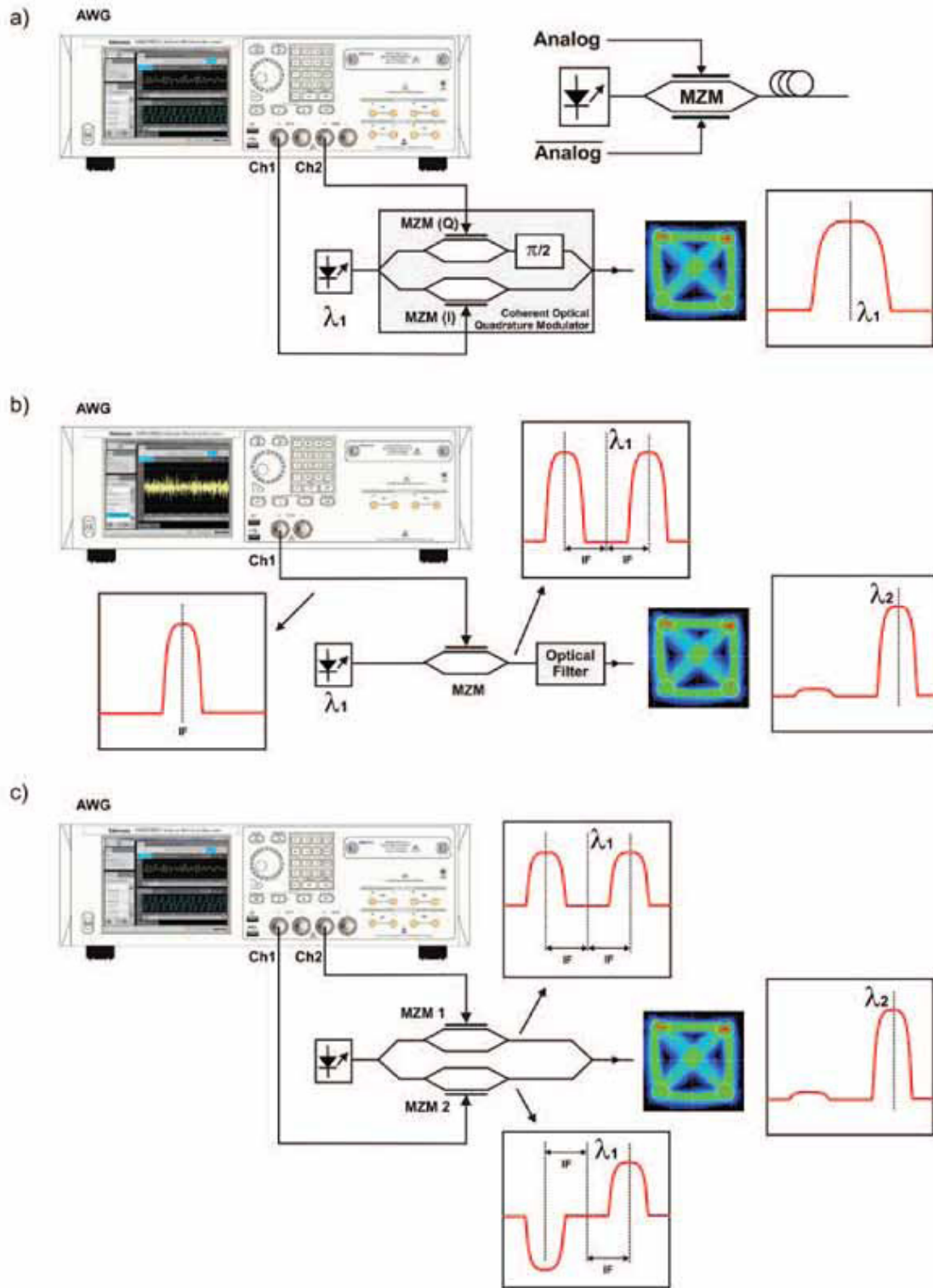


圖10. 除2 通道任意波形產生器和正交調變器外，可以透過多種方式獲得複雜調變的訊號。(a) 足夠快的單通道AWG 可以產生產生一個IF訊號，可以透過振幅調變器對這個訊號上變頻。(b) 輸出將由兩個調變的載波組成，因此必須透過濾波去掉其中一個載波。2 通道產生器可以產生兩個幾乎一模一樣的IF 訊號，但每個載波的相位不同，然後這兩個IF 訊號應用到兩個均衡的振幅調變器中，去掉其中一個鏡像。注意，兩個調變器的光學載波相位相同。

到目前為止，2 通道 (或兩台同步的單通道) AWG 與光學正交調變器組合是最靈活的相關光訊號產生解決方案，因為這不受上述限制影響。所有單載波調變或多載波調變，不管是理想訊號還是失真訊號，都可以使用一台產生器實行。

不管頻寬和取樣速率多高，AWG 只能產生電訊號。高速任意波形產生器可以產生差分訊號，因為它們擁有直接輸出和倒置輸出。這兩個互補輸出一般從相同的DAC 模組中獲得，因此形狀和時序匹配非常好，因為兩個輸出共用相同的資料、切換式網路和電阻器網路。直接DAC 輸出一般提供最好的頻寬，但大多數儀器都帶有不同的放大器和/或濾波器，使用者可以根據測試要求做出選擇。透過選擇其中一個互補輸出，同時正確端接另一個互補輸出，可以獲得單端訊號。然後必須使用外部模組完成到光域的轉換。

光學調變器

光學調變載波基本上可以透過下面三種方式獲得：

- 直接正交調變：兩個獨立基頻訊號應用到光學正交調變器中，一個傳送I 成分，另一個傳送Q 成分 (圖10a)。
- 產生一個IF (中間頻率) 訊號，輸送到光學轉換器。這種排列在頻域中產生兩個調變的光學載波，一個是直接，另一個是倒置。一般來說，應增加一個光學濾波器，以去掉其中一個光學載波 (圖10b)。這種產生模式不要求正交光學調變器。
- 產生兩個同步IF 訊號，輸送到輸出組合在一起的兩個光學轉換器。在這種情況下，將調節每個IF訊號的基頻訊號和載波相位，以便其中一個邊帶 (上方或下方) 發生建設性干擾，而另一個邊帶發生破壞性干擾 (圖10c)。透過這種方式，其中一個邊帶會衰減，訊號濾波變得更加容易，甚至根本沒有必要。

上面的方法各有優點和缺點。在符號速率一定時，直接IQ 調變方法要求大約一半的取樣速率和電訊號頻寬。但是，直接IQ 調變對I 成分和Q 成分涉及兩條不同的訊號路徑，包括DAC、放大器、佈線以及光學調變器中的MZM。任何振幅、DC 偏置、時序和頻率響應差異都會導致不想要的訊號失真，如載波饋通、正交錯誤和均衡以及失真的星座圖。

以IF為基礎的訊號產生方法沒有與正交有關的減損，因為相同的DAC 併發產生兩個成分，獨立I 訊號和Q 訊號只存在於數學域中。與光學正交調變器相比，光學上變頻器要簡單得多、便宜得多、對準容易得多。上變頻產生光訊號允許在發射器中使用不相關的光學裝置，因為它支援直接亮度調變。

光學正交調變器可以分成不同的格式：

- 並行MZM 模組稱為「超級Mach-Zehnder」結構 (SMZ)。這些模組一般包括正確饋送Q 光訊號路徑所需的90°相移器。鐳射光源必須應用到光學分路器，為I 分支和Q 分支提供振幅相等的同步光學載波。一個或兩個光訊號的相位必須以差分方式位移，以便在流程最後組合前，獲得要求的正交性。光學分路器和組合器、成對MZM 模組及相移器的任何不準確，在被調變訊號中都會表現為減損。基頻調變訊號會直接應用到MZM 模組，必須為這些訊號提供正確的偏置電壓。
- 相關光學調變器發射器模組：這些模組是隨時可以投入使用、出廠時對準的系統。IQ 基頻訊號可能不能被直接應用到光學調變模組，可能經歷線性化網路。此外，這些發射器在內部處理偏置電壓。

SMZ 結構中使用的MZM 是高度非線性系統 (圖3)。這對雙位準調變不是重大問題，如OOK、BPSK、甚至QPSK (其中IQ 成分可以作為兩個同步BPSK 調變處理)，但這對高階調變則是重大問題，如QAM16。為實行最優的傳輸功率和消光比，應用未失真的成對IQ 基頻取樣點，會導致星座圖劣化，因為調變訊號將侵入裝置回應的壓縮功率區域。降低輸入訊號的漂移、只覆蓋回應比較線性的部分，將影響發射器的發射功率，進而影響OSNR。線性度和OSNR 對高階調變特別重要，因為成功檢測相關訊號傳送的符號的能力取決於星座圖的品質。

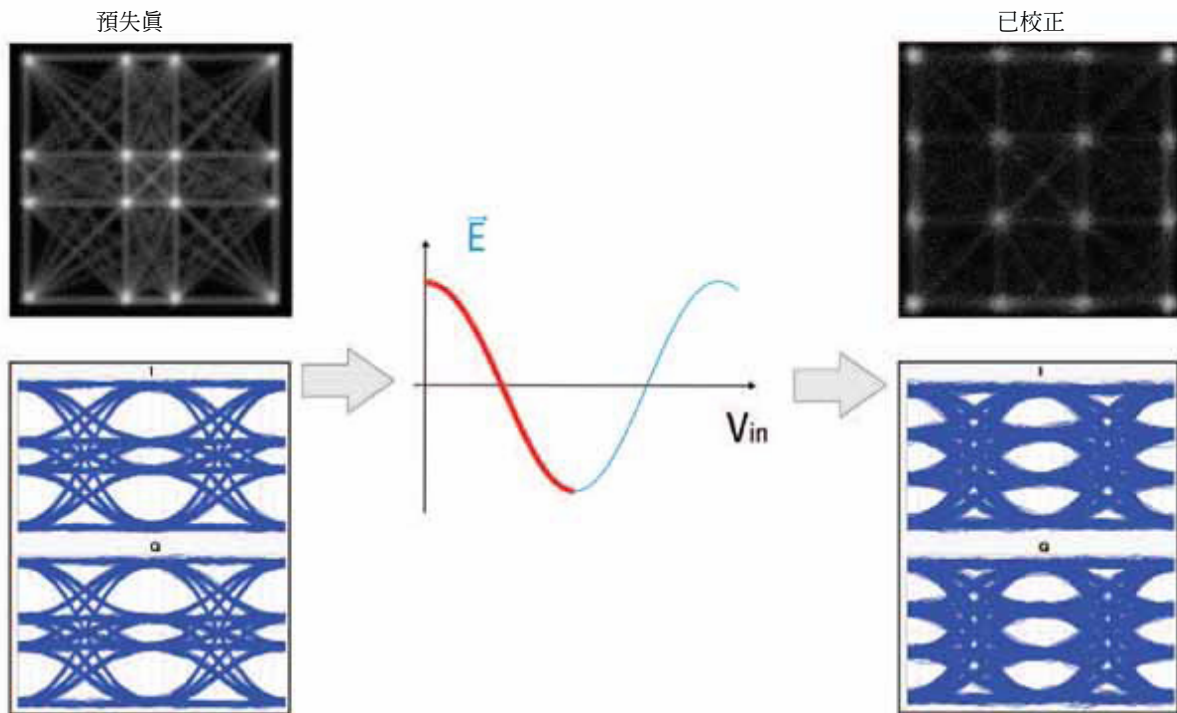
產生基頻訊號

可以使用高效能AWG 方便地產生基頻訊號，因為AWG 可以提供完美的 (「黃金」) 訊號或失真訊號。透過對原始的未失真波形應用數學模型，可以簡便地實行線性失真和非線性失真。在訊號被載入到波形內存之前，訊號處理技術被應用到訊號中，因此不必使用即時DSP 技術，後者在涉及取樣速率和頻寬時尤其困難。失真可以被增加到發射器不理想的組件中，或補償正交調變器本身的減損。透過使用相關光訊號分析儀分析訊號，如Tektronix OM4000，可以簡便地調節訊號。某些MZM 對全面調變要求相當高的電壓擺幅 (如基於LiNbO3 的調變器要求5-8V)，雙驅動MZM 要求一個差分輸入訊號。高速AWG，如Tektronix AWG70000系列，可以產生高達1 Vpp 的全頻寬 (直接連接) 差分訊號。透過使用內部AWG 放大器，可能實行更高的電壓。但是，這些放大器一般會把類比頻寬限制在一定的水準，這種水準可能不足以滿足要求的符號速率和調變頻寬。如果必要，可以使用被

廣泛採用的光學調變器驅動器提升振幅⁶。這些設備分成各種各樣的頻寬和振幅，一般是為特定光學調變器和資料速率系列自訂。

相關光學鏈結的最終目標是提高光學網路的整體頻譜效率。改善每個符號的位元數是實行這一目標的一種方式，因為訊號頻寬嚴重依賴於符號速率。這同樣適用於偏分多工，因為使用相同的頻寬可以傳送兩個獨立的訊號。提高頻譜效率的第三種方式是降低WDM傳輸方案中的光學載波間隔。理想情況下，發送一定符號速度所需的頻寬 (或串列傳輸速率) B 也是B Hz。理論上，應可以使光學載波放在B Hz (內奎斯特頻寬) 附近。對50GHz 標準ITU 網格，串列傳輸速率將限於50GBaud，或對PM-QPSK 限於200Gbps，以實行4b/s/Hz 頻譜效率。在實踐中，使用擁有超快速邊緣的傳統雷射調變技術是不可能實行這一點的，因為光訊號的實際頻寬將遠遠大於內奎斯特頻寬，不同波長將在波長之間產生干擾。解決方案是在通道間隔和光訊號濾波之間進行折衷。如果選擇通道間隔，則在多條連續通道之間將有足夠空的頻譜，在接收器上簡便地實行通道分離 (如通道WSS 或波長選擇開關)。在光域中，可以在發射器一側應用內奎斯特濾波，儘管獲得所需的特點和效能水準可能很難、成本很高。還可以對應用到調變器的電訊號應用濾波。這一過程稱為基頻整形，廣泛用於RF 域，因為電濾波器實行起來更容易，可以更好地控制其響應，其響應可重複性更好。但是，對非線性設備應用濾波後的訊號，如Mach-Zehnder調變器，會導致互調變產物，把訊號的光功率很好地擴展到濾波器的截止頻率之上 (圖11)。

a) 沒有濾波的基頻訊號



b) 內奎斯特基頻訊號

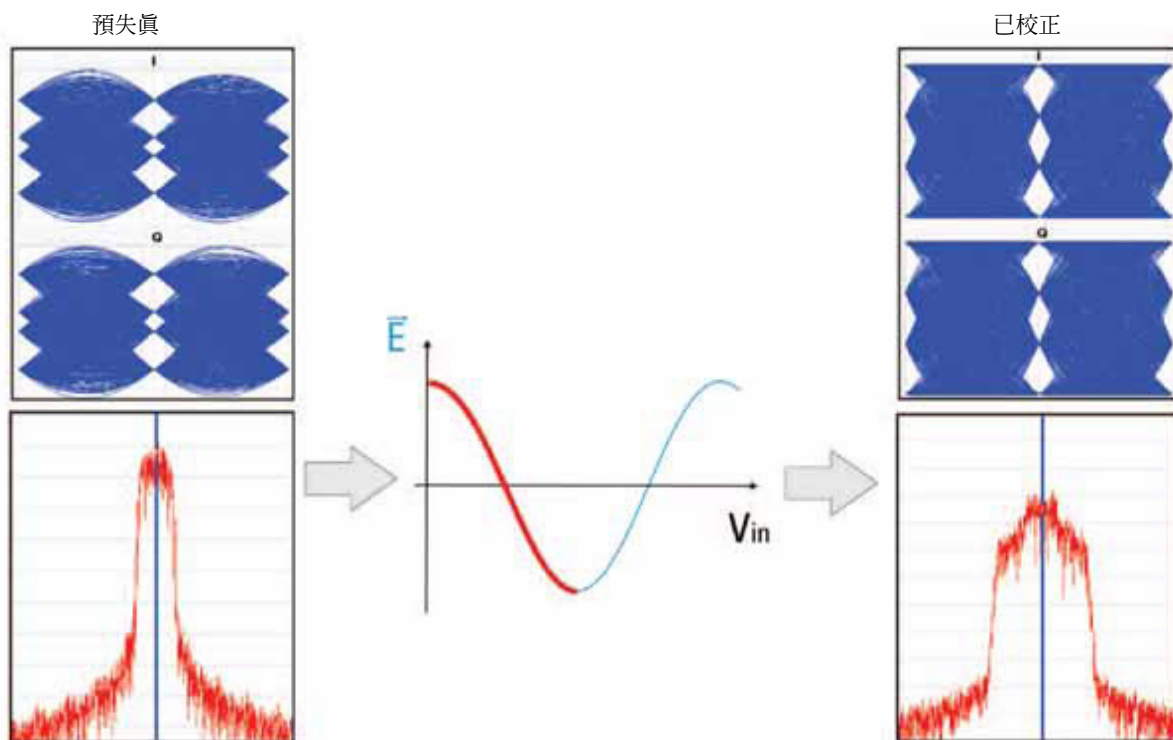


圖11. 對複雜調變來說，MZM 的非線性行為是一個重要問題。對沒有濾波的快速基頻訊號，對位準預失真足以獲得完美的訊號 (a)。對頻寬有限的訊號，如內奎斯特或准內奎斯特通道中使用的訊號，這是不夠的，因為非線性失真會導致頻譜生長及頻寬提高，因此可能會干擾相鄰通道 (b)。

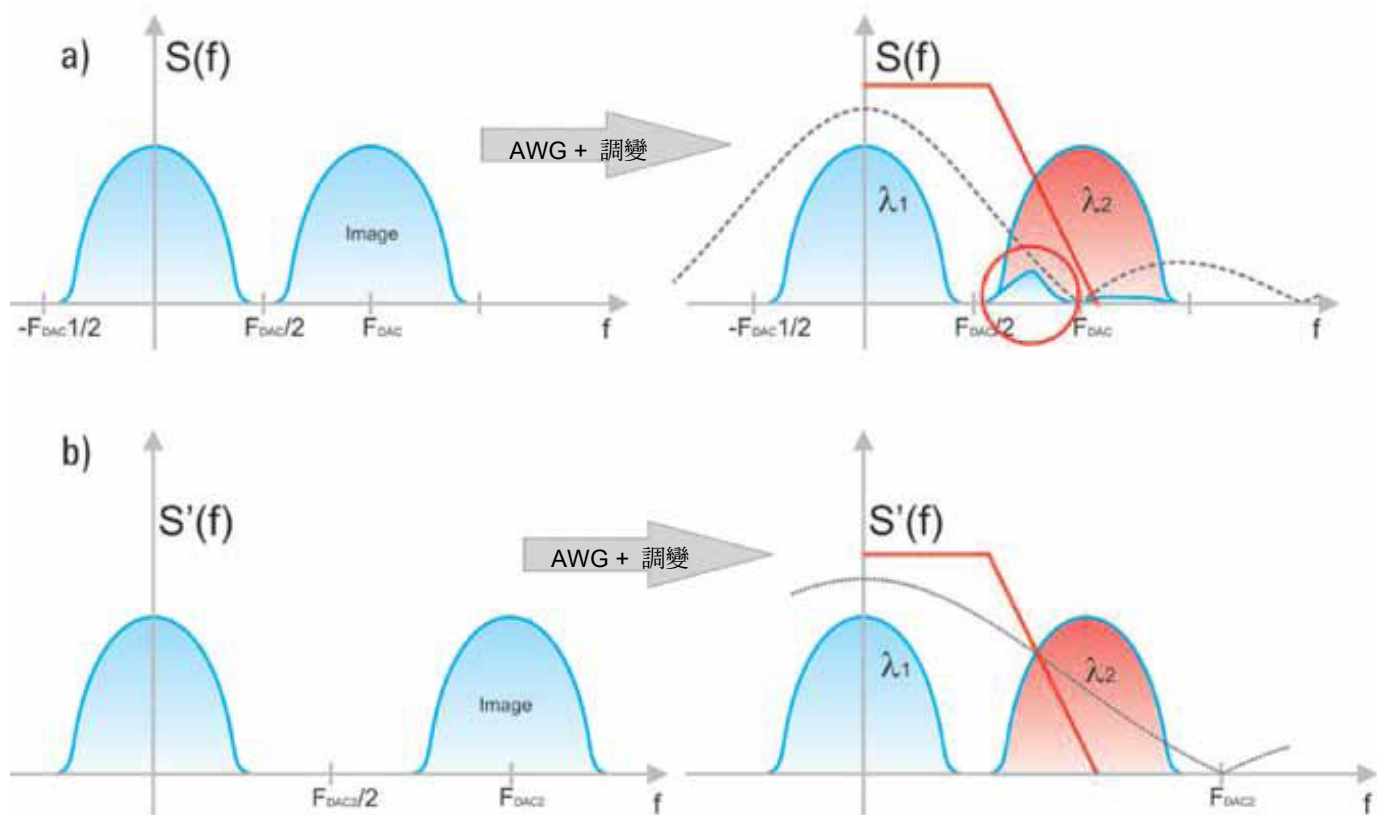


圖12. AWG 取樣速率越高越好，即使其大於給定訊號根據取樣定理要求的取樣速率 ($2B$)。提高取樣速率會得到更平坦的頻率響應及距第一個不想要的鏡像更遠的距離。在 (a) 中，DAC 取樣速率對訊號足夠了，但濾波不足導致鏡像干擾相鄰的光通道 (用紅色表示)。在取樣率更高的AWG (b) 中，相同的濾波器沒有產生干擾，因為從調變器輸出中完全消除了鏡像。

AWG 是處理內奎斯特通道的優秀工具，因為在波形載入到產生記憶體之前，可以對波形應用濾波。同時，濾波後的訊號可以以數學方式預失真，補償調變器的非線性回應。但某些濾波仍必不可少，因為DAC 產生的鏡像也將顯示在輸出頻譜中。為高效簡單地實行重建濾波器，在主基頻訊號和第一個鏡像之間的距離必須盡可能大。這可以透過過取樣實行。

過取樣的效果取決於基頻訊號頻寬與取樣速率之比。基頻訊號頻寬一般是 $(1+a)B$ ，因為實際內奎斯特濾波器 (如流行的升餘弦濾波器) 會顯示一定的滾降。例如，對50GHz WDM 網格中的28G Baud訊號，可以使用2 通道50 GSa/s AWG 實行高達0.75 的參數 (得到通道頻寬 =50GHz)。相比之下，34 GSa/s AWG 只能實行低於0.21的參數 (圖12)。

OOFDM 訊號產生

前面大多數考慮因素也可以應用到OFDM 訊號中。OFDM 訊號具有頻寬受限特點，因為整體頻寬透過把符號速率 (或載波間隔) 乘以載波數計算得出。調變器中的非線性行為還會導致訊號品質非常差，因此還必須對這類訊號應用預校正。這一點也特別適合AWG。

與單載波調變相比，OFDM 訊號顯示出獨特的特點：其峰值功率平均功率比 (PAPR 或波峰因數) 要高得多。對OFDM 訊號，可能會高達10 dB；而對QPSK，則只有1 dB，對16QAM 只有2 dB。線性度對OFDM訊號非常重要，因為任何削波或失真都會導致劣化的星座圖，其擁有更高的BER，等於相應的功率代價。只使用調變器回應中更加線性的部分會導致非常低的平均功率訊號，侵入非線性部分則會導致低品質訊號。AWG 可以應用預失真，線性化整體DAC/調變器響應，同時獲得最大發射功率和最小失真。AWG 的垂直解析度對產生高PAPR 的訊號異常重要，因為訊號把大多數時間用在降低振幅頻段上。對線性化調變器回應的需求進一步降低了振幅頻段，因為較高的振幅會擴展，較低的振幅則會壓縮。對6 位解析度的AWG，大多數線性化10dB PAPR OFDM 訊號將使用總DAC 動態範圍的1/3 - 1/4 合成，因此有效的DAC解析度將低達4位 (16個量化位準)。10位AWG，如Tektronix AWG70000 系列，將能夠產生品質高得多的此類訊號，因為大多數訊號的有效解析度至少會在8位 (256 個量化位準)。

AWG 為產生相關光訊號提供了所需的效能和特點

頻寬和取樣速率要求

本文第一部分討論了任意波形產生器的基本指標。必須瞭解

某個應用需要的最低效能水準以及如何處理潛在的儀器局限性。對高速訊號產生來說，頻寬可能是最重要的單一指標。對基頻訊號，能夠傳送給定符號速度或串列傳輸速率 (BR) 的最低頻寬是BR/2 Hz。理想情況下，擁有這種頻寬的基頻訊號會被調變到一個光學載波上，頻寬等於符號速度。在初次近似值中，被調變的訊號頻寬必須大於等於實際符號速度。調變過程中沒有濾波的基頻訊號和非線性行為將導致實際頻寬高得多。例如，112GBps PM-QPSK 訊號的串列傳輸速率是28G Baud，因此最低光學頻寬是28GHz，基頻IQ 訊號頻寬則最低14 GHz。

頻寬只是整個故事的一部分，因為它必須由AWG 的DAC 透過取樣過程實行。取樣定理指出，為產生一定頻寬的訊號，DAC 的取樣速率必須至少是頻寬的兩倍。在上面的實例中，這相當於大約30-34GS/s。取樣定理還意味著，以一定速度工作的任何DAC 都將在取樣率倍數周圍產生多個鏡像(圖12)。在應用到調變器之前，應消除這些鏡像，因為這將在光域中產生不想要的頻率成分，調變器非線性行為導致的互調變將使訊號的OSNR 效能劣化。這種濾波器稱為重建濾波器，因為它試圖恢復原來的頻寬受限訊號：無鏡像的連續波形。為了能用，真實世界濾波器必須顯示良好的頻帶內平坦度、線性相位回應 (或恒定群時延)、足夠快的滾降及優秀的抑制頻帶衰減。如果頻域中基頻訊號末尾之間的距離靠近第一個鏡像的開頭，則將很難滿足這些條件。超快速滾降的代價一般是群時延效能及帶通平坦度差。簡化濾波器的最佳方式是提高取樣速率，使其遠遠高於取樣定理的要求。由於鏡像位於高得多的頻率上，因此其振幅將嚴重衰減。對足夠高的取樣速率，可以在光域中實行鏡像抑制濾波器，或完全去掉濾波器 (圖12b)。

垂直解析度需求

垂直解析度限制著AWG 保真複現原始訊號的能力。垂直解析度差會導致高水準的量化雜訊。即使對中低水準的垂直解析度，量化雜訊與其他雜訊來源相比可能也很低。然而，複雜調變基頻訊號要求優秀的解析度，原因如下：

- 許多調變要求多個位準，DAC 解析度差會導致調變效能差。例如，QAM64 每個基頻訊號要求8 種不同的位準。使用只有64 個位準的6 位DAC 會給理想的轉換器導致接近2% 的EVM (向量振幅誤差) 基準雜訊。補償MZM 非線性度的其他訊號處理技術，如基頻濾波、頻率響應校正和預失真，將把這一數位提高到5% 或以上。這種誤差水準對簡單調變是可以接受的，如QPSK，但對高階調變可能太高了，如QAM16 或QAM64。10 位元DAC 對產生器的EVM的效能影響檢測不到。
- 邊緣定位準確度還受到垂直解析度的影響 (圖8)。換句話說，這一參數還將影響抖動。根據其垂直解析度，6 位元34GSa/s 產生器將給整體抖動增加最多900fspp 的抖動，而10 位50GSa/s 將只增加40fspp。作為一個參考，一流的抖動分析系統，如Tektronix DPO/DSA70000 系列2，抖動基準雜訊要好於250fs。

波形記憶體大小

波形記憶體大小 (或記錄長度RL) 對許多應用也極其重要¹¹。對傳送數位資訊的波形，如複雜調變訊號，記錄長度直接轉換成時間視窗 ($TW = RL/SR$)，進而轉換成一定數量的符號和位元。在必須傳送有意義的線路/通道編碼資料時，或要求壓力資料碼型時，產生不可重複的高位元數的能力也非常重要³。很好的實例是產生偽隨機二進位序列 (PRBS)。這

些序列每 $2N-1$ 重複一次，其中 N 是一定的整數。序列中連續的0 或1 的數量受到 N 的限制，因此 N 越大，序列對DUT/SUT 表現的壓力越大，真實程度越高。

對使用2 通道AWG 的28G BaudQPSK 基頻訊號，每通道2M 取樣點的儀器將能夠產生長達 $220-1$ 位的序列，擁有8G 取樣點的產生器將能夠產生長 $232-1$ 位的PRBS。模擬非常偶發錯誤或突波的能力還取決於波形記憶體大小，以及在AWG 中能夠儲存或排序的波形數量和長度，而不需重新載入和/或停止訊號產生。

波形記憶體大小對雜訊模擬也非常重要。AWG 產生任何波形形狀的獨特功能可以用來產生多個同時疊加的訊號。可以使用這種方法，在訊號中增加擁有受控、可重複特點的雜訊。可以使用受控的實際雜訊，在實際工作條件下測試接收器的效能。典型測試模型在平均功率一定時會增加高斯雜訊，查找接收器上的錯誤。

接收器期望的誤差水準取決於OSNR 在FEC 設計中被應用的魯棒性。在當前鏈結中，即使OSNR 水準差，在FEC 校正後的誤差也很低。低差錯率要求在長資料序列上擷取錯誤。透過連續迴圈有限的序列，可輕鬆地獲得超長、甚至不受限制的資料序列。儘管這種方法對資料序列有效，完整的波形及其中包含的雜訊會一直重複，因此錯誤會一次又一次顯示在相同的位置。為了得到統計上正確的有雜訊的訊號，要求不重複的波形至少要比錯誤間的平均距離長10 倍。波形內部的資料可能會重複，但不是雜訊。根據這些標準，以50GSa/s 產生100Gbps 訊號、16G 取樣點記錄長度的AWG 可以為高達 3.1×10^{-10} 的BER 水平產生統計正確的雜訊，34GSa/s 和2M 取樣點記錄長度的AWG 只能為大約 1.7×10^{-6} 或更差的BER 水準模擬實際雜訊行為。

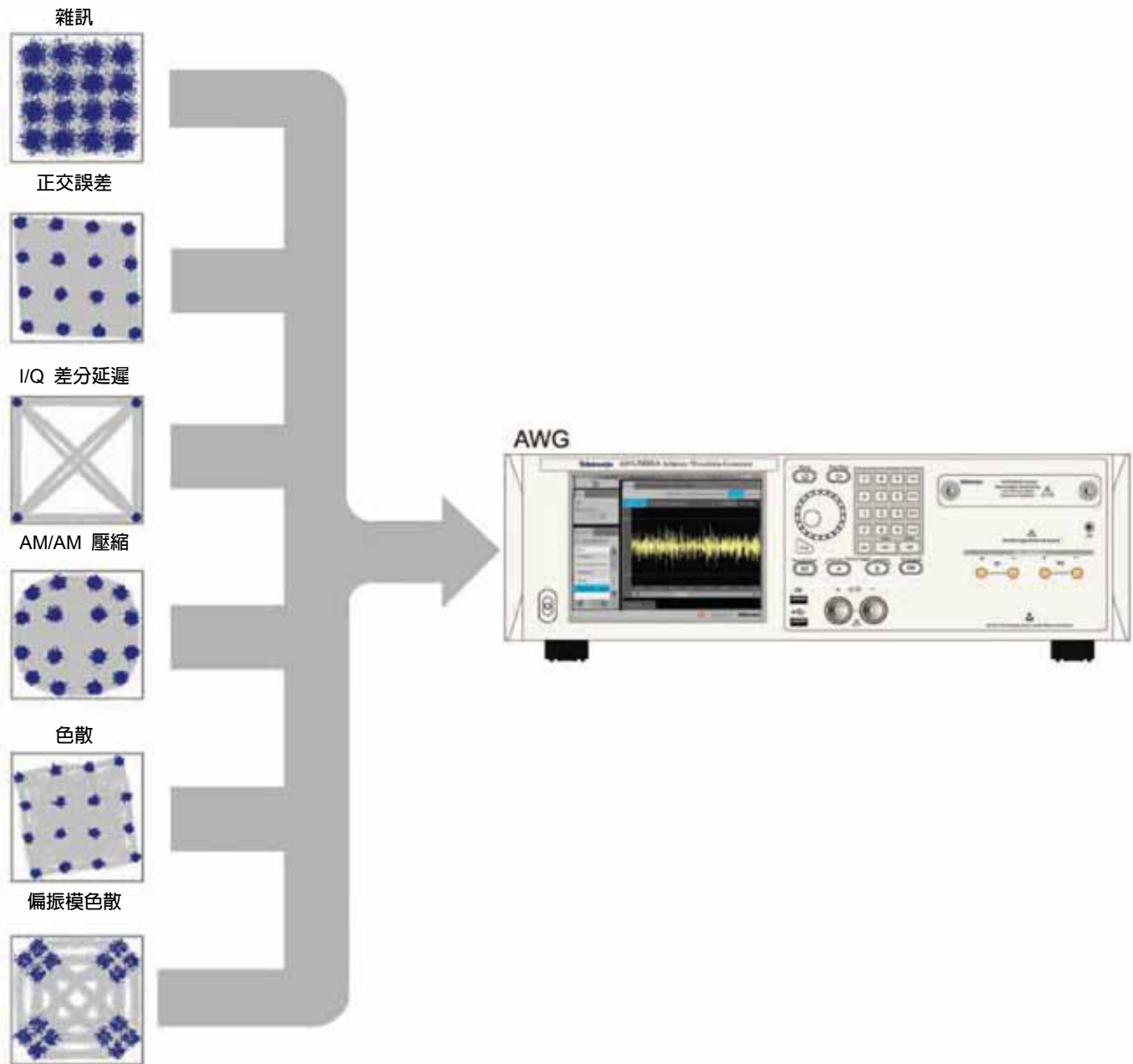


圖13. AWG 可以產生各種線性失真和非線性失真，並應用到調變訊號。這些系統可模擬發射器、接收器、甚至鏈路或網路中的問題。同樣的功能還可以用來補償此類失真，從品質差的元裝置或鏈路中獲得品質較好的訊號。

線性和非線性失真增加和補償

理想波形、失真波形和校正後的波形

AWG 可以產生接近完美的訊號或減損的訊號。就像能夠增加雜訊一樣，透過在下載到波形記憶體及透過DAC 產生前以數學方式預處理波形，可以產生線性失真和非線性失真（圖13）。有時，必需補償儀器本身和/或外部系統元裝置（如線纜、放大器、調變器、甚至完整的光學網路）引入的失真。在儀器效能方面，透過應用認真校準和檢定後獲得的校正模型，可以改善這一點^{13, 14}。對IQ 訊號產生和雙偏振多工支持，頻率響應（振幅和相位）、相差和通道間抖動方面的通道匹配對獲得良好的結果異常重要。失真可以分成兩種：線性失真和非線性失真。

線性失真包括多個方面，最相關的方面有：

- **頻率響應：**AWG 的振幅和相位回應隨頻率變化由理想的 $\sin(f)/f$ DAC 回應、輸出電路的類比回應以及電纜、連接器等其他外部因素組合而成。對要求兩條通道的IQ 產生，還必須考慮差分頻率響應。一般來說，在同一台儀器的兩條通道之間實行良好的匹配比來自不同儀器的兩條通道更容易，但認真對準可以得到類似同等的效能。使用擁有足夠頻寬及回應特點非常好的示波器（即時或等效時間）校準 AWG 頻率響應相對簡明。Tektronix DPO/DSA70000 系列示波器為這一用途提供了理想的解決方案，因為它們顯現出異常平坦的振幅回應，在全部頻寬上表現出完美的群時延一致性，另外擁有超低採集抖動及無可比擬的通道間匹配（圖14）。單音調或多音調校準訊號在準確度和動態

範圍方面提供了優異的效能^{13,14}。一旦獲得頻率響應，可以倒置並應用到要校正的訊號。還可以使用校正，擴大任何AWG 的頻率覆蓋，因為可以預加重衰減的高頻成分。但是，頻率擴展有一個代價，那就是：為了提升高頻成分的振幅，只有透過降低低頻成分的振幅。這會降低輸出訊號的振幅，降低SNR。在實踐中，在衰減大於6/10dB 的頻率上，不應該應用校正。

- **通道間延遲（偏差）：**在符號速率提高時，I 基頻訊號和Q 基頻訊號之間的任何時間差都會更加明顯。相差是兩條通道頻率響應檢定的二元產物。如果使用相同的相位參考（即觸發源）檢定兩條通道，則兩個群延遲回應相減，將得到與頻率相關的相差。透過使用示波器對應兩條通道同步產生的兩個快速邊緣，可以獲得類似的結果。透過高效能 AWG 提供的延遲控制，可以調節兩個邊緣的對準，因此在大多數情況下，不一定要使用配套線纜。其他對準方法採用光訊號分析儀，如Tektronix OM4000 系列，因為星座圖中各符號之間的跳變形狀對相差非常敏感。
- **色散（CD）：**從AWG 角度看，這只是線性失真的一個特例，它只影響相位頻率響應。透過處理相位回應（可以從光纖的CD 特點中簡便匯出），獲得相應的脈衝回應，然後將其卷積成沒有失真的訊號，可以仿真一定的CD 水準。可以應用相反的頻率響應，補償光纖中存在的CD。AWG 上數學失真產生的CD 比使用遠距離光纖要更可重複、更靈活、更方便。

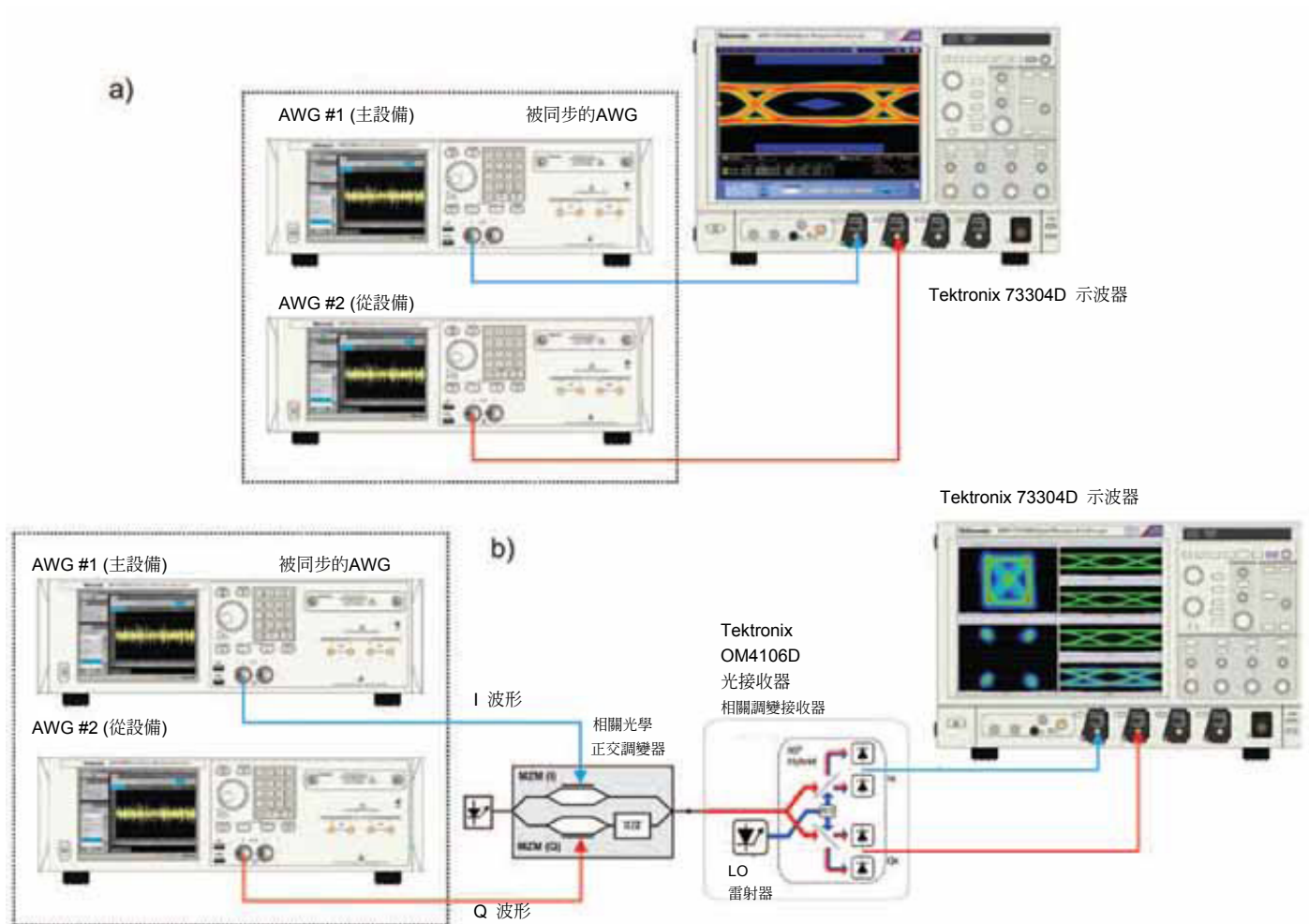


圖14. 聯合通道、甚至儀器校準和校正對獲得最佳結果非常重要。如果有適當的量測設備，如Tektronix DPO/DSA70000 系列示波器，則純電氣校正 (a) 操作將變得簡單明瞭。校準和檢定整個系統 (包括光學裝置) 將需要光學調變分析儀 (b)，如Tektronix OM4106D。

■ **偏振模色散 (PMD)**：從AWG 角度看，PMD 只是通道脈衝響應的一個特例。在這種特例下，透過增加擁有適當相對振幅和延遲的兩個版本的未失真的訊號，可以模擬PMD。PMD 取決於光纖的實體條件和環境條件，在不同時間，在條件變化時會發生變化。透過AWG 可以模擬PMD 隨時間變化 (即測試接收器上PMD 補償系統的追蹤效能)，其中可以模擬的最小頻率成分是最大時間視窗的倒數。AWG70000 系列擁有16G 取樣點的記錄長度和50GSa/s 的取樣速率，最小頻率成分 (除DC 外) 約為3Hz。商用PMD 補償器15 可以追蹤幾百ps/s的PMD 變化及追蹤幾十ps 的量程，恰當地落在AWG70000 系列在最大取樣速率下可以實行的範圍內。對2M 取樣點，34GSa/s AWG 的最小頻率PMD是17 kHz，完全落在商用PMD 補償器的範圍之外。

■ **線性星座圖失真**：這類失真包括載波饋通、正交誤差和正交不平衡。這些失真可能源於電基頻訊號或源於光學調變器。可以使用光學調變分析儀 (OMA) 量測失真的整體影響。透過改變每條AWG 通道的偏置和振幅，可以補償或模擬載波饋通 (殘餘載波) 和正交不平衡 (I 軸和Q 軸的訊號振幅不同)。正交誤差來自應用到I 成分和Q 成分的非正交光學載波，可以補償相對較小的角度，或在應用適當的補償矩陣後合成新的I 成分和Q 成分，進行模擬。

$$I' = I \times \cos(\alpha/2) + Q \times \sin(\alpha/2)$$

$$Q' = Q \times \cos(\alpha/2) + I \times \sin(\alpha/2)$$

其中 π 是正交誤差角度，對小 α ，可以把上面的表達式簡化為：

$$I' = I + Q \times \alpha/2$$

$$Q' = Q + I \times \alpha/2$$

■ **訊號路徑反射**：訊號可能由一個直接訊號及一個或任意數量的反射訊號組成。反射可能會發生在電介面一級和/或光介面一級。鑒於基頻訊號的高頻寬，訊號路徑中的任何阻抗不匹配都會導致不想要的反射。電連接一般很短，而光域中的反射可能會非常長。但是，對典型的28 G Baud複雜調變光訊號，這兩個通常都要大於用距離表示的一個符號週期。在相對較短的距離上，可以透過訊號路徑校準檢定電反射，因為通道頻率響應 (振幅和相位) 將包括這些效應。使用AWG 模擬或補償這些效應相當簡明，因為要求應用訊號路徑的線性模型 (模擬) 或反轉 (補償)。光反射的距離要遠得多，可以簡便地進行模擬，而對長光纖走線來說，雖然不能說不可能補償，但可以講補償特別困難。反射隨時間變化，因為其取決於鏈結的物理特點，包括連接器、分片、傳播速度、溫度、老化等等。

非線性失真

線性失真在訊號中不會產生新的頻率成分，只會改變現有的頻率成分。非線性失真則相反：會產生新的頻率成分。在透過相同光纖同時傳送多條波長 (DWDM) 時，瞭解這一點尤其重要。即使是正確濾波的被調變訊號，在非線性失真時，仍會挑戰每條通道的極限，產生干擾及劣化鏈結效能 (圖11a)。我們在前面已經討論了Mach-Zehnder 調變器中的失真，AWG 可以使用預失真的星座圖簡便地進行補償。對單一、快速、沒有濾波的基頻訊號來說，僅僅使星座圖失真對獲得正確的測試訊號可能已經足夠了。但對內奎斯特或准內奎斯特DWDM 來說，必須使整個訊號預失真，以免發生頻譜生長，並使鄰道中的干擾在可控範圍內 (圖11b)。

透過使用失真函數，可以以數學方式將AWG 中的失真應用到取樣點中。一種簡單的失真建模方式是給定順序的多項式。多項式中奇數度的項會導致相對於0 位準的對稱失真，偶數度的項則會導致不對稱失真。對正確偏振的MZM，主導項是奇數度的項，其反映了設備非線性回應的對稱性。對光學正交調變器，每個基頻訊號應用兩個MZM，因此必須對每個成分單獨應用預失真。

一旦已經調變了光訊號，任何非線性失真將被帶到調變訊號中。對非線性裝置影響建模的一個很好方式，如光學放大器，也是使用多項式模型。最好用兩個成分建模輸入上暫態振幅對輸出訊號的影響：振幅本身 (或AM/AM 失真) 和相位 (或AM/PM 失真)。線性調頻可以視為AM/PM 失真的一個特例。AWG 也可以仿真或補償這些非線性行為，但校正必須應用到整個訊號中，因為必須考慮訊號的整體振幅和相位。

雷射器線寬是非線性失真的另一個來源。其影響非常類似於RF 世界中常見的相位雜訊失真。在理想情況下，相關光學傳輸中使用的雷射器應表現出完美的頻率相關性，因為部分訊號資訊透過相位傳送。在實踐中，光接收器必須能夠在稱為載波恢復的流程中追蹤載波的暫態相位。載波恢復既可以在光域透過昂貴的光學DLL 模組實行，也可以在電介面一級透過把DSP 技術應用到外差或內差接收器恢復的基頻訊號來完成。如果對光學正交調變器應用優質鐳射光源，則2 通道AWG 將能夠以用戶自訂頻寬簡便地產生訊號 (圖15)。透過對基頻訊號應用方便的 $\angle A(t)$ 函數，可以模擬給定的線寬

$$I'(t) = I(t) \times \cos f(t) - Q(t) \times \sin (t)$$

$$Q'(t) = Q(t) \times \cos f(t) + I(t) \times \sin f(t)$$

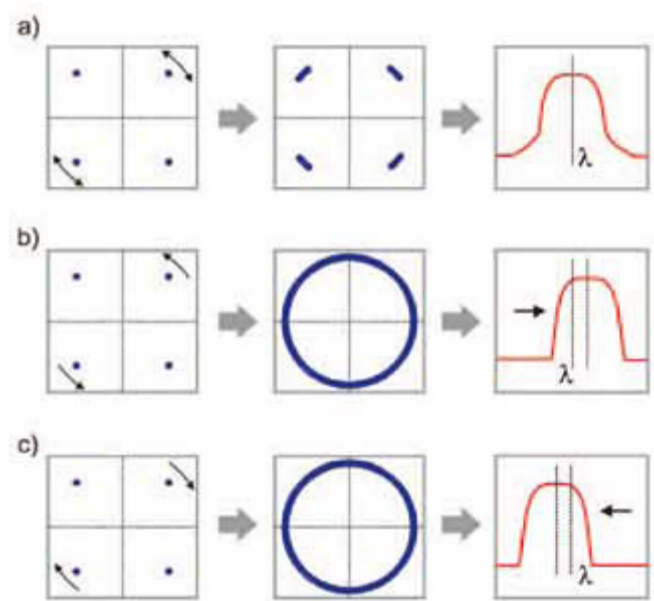


圖15. 透過前後旋轉星座圖，得到相位雜訊，還可以以電氣方式仿真雷射器線寬 (a)。可以透過順時針 (c) 或反時針 (b) 勻速旋轉星座圖，在任意方向位移光學載波的 ϕ 。

特別是， $f(t)$ 可以是一定振幅和頻率的正弦曲線訊號，從而可以壓力測試和檢定載波恢復系統的行為和運行包絡。透過應用 $f(t)=2Dft$ ，可以以這種方式控制中心頻率，這相當於在光域中位移訊號，在基頻級旋轉星座圖。頻率位移和星座旋轉方向 (順時針或逆時針) 取決於 f 參數的符號。

能夠透過連接到光學正交調變器的I 和Q 基頻訊號控制光學載波的暫態振幅和相位，也為產生傳統OOK、直接調變訊號打開了大門。可以使用正交調變技術，產生擁有受控、可重複光學雜訊水準、頻譜線寬、消光比、線性調頻及其他影響的訊號。

所有上述線性和非線性失真或校正都可以使用所有Tektronix AWG 標配的Tektronix RFXpress 軟體，應用到幾乎任何標準或使用者自訂單載波或OFDM 調變方案中。

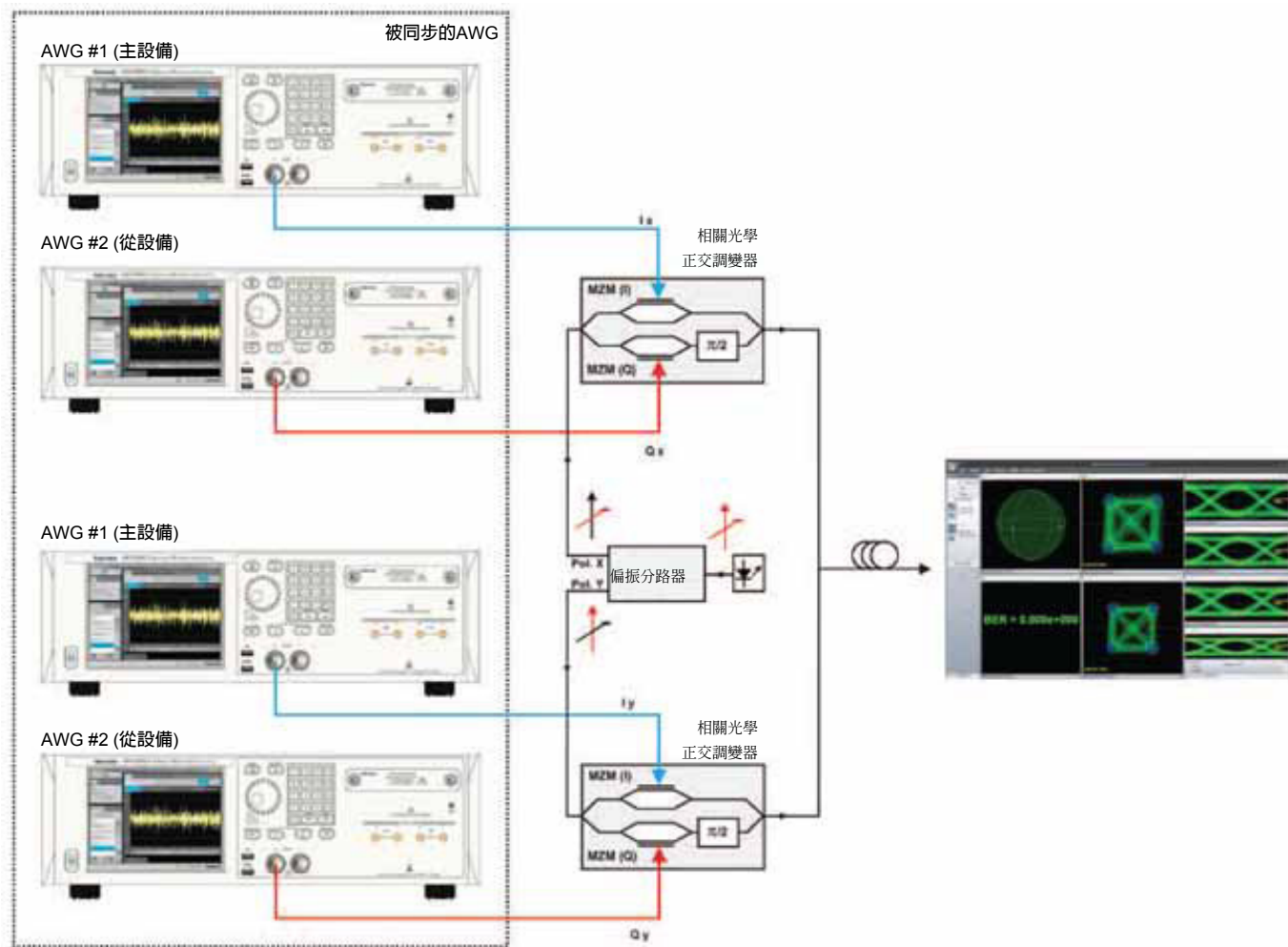


圖16. 全面模擬偏分多工發射器要求4 條同步AWG 通道產生 I_x 、 Q_x 、 I_y 和 Q_y 基頻訊號。透過充分控制這4個訊號，可以模擬任何靜態或動態SOP (偏振狀態)。

為偏分多工 (PDM) 產生訊號

PDM 要求

相關光學傳輸為在每個偏振中傳送兩個獨立訊號打開了大門。一般來說，這兩個訊號同步，共用相同的調變方案，但會傳送獨立的資料。產生這類訊號要求兩對IQ 訊號，總共4個基頻電訊號 (圖16)。因此，全面控制這些基頻訊號要求4條獨立的任意波形產生器通道。

考慮到訊號特點，特別是其頻寬以及AWG 技術的當前狀態，全功能PDM 發射器只能透過2 通道或四台單通道超高頻寬AWG 模擬。這些AWG 之間必須保持同步符號時長幾分之一的時間 (對28 G Baud訊號為35 ps)。在實踐中，所有通道之間的時序對準也應該是取樣週期的幾分之一 (對50GSa/s AWG 為20 ps)。透過簡單的同步方案和簡明的校準流程，AWG70000 系列產生器實行了這種同步水準，時序準確度優於5ps。

偏振狀態 (SOP) 模擬

在放棄調變器時，PDM 訊號在偏振域中可能是正交。但是，除非使用偏振保持光纖，否則兩個偏振在透過光學鏈結傳送時將出現混頻，特別是在遠距離連接上。透過線性模型，可以檢定兩個偏振的干擾方式，這個線性模型包括一個矩陣 (Jones 矩陣)，將輸出上的偏振狀態 (或SOP) 與輸入上的 SOP 關聯起來。接收器必須能夠處理這種情況，估算SOP，恢復原始訊號。AWG 在接收器壓力測試方面也很有幫助，因為AWG可以產生修改後的基頻訊號，實行任何想要的 Jones矩陣。得到的光訊號必須透過偏振保持光纖應用。透過直接模擬大多數相關光接收器中使用的90°混合裝置的輸出，將4 個訊號輸送到處理和恢復原始訊號的DSP 模組，我們甚至不需所有光學裝置。

在實際環境中，SOP 並不是恒定的，因為受到施加在光纖上的多個物理因素的影響。接收器上的估算器必須追蹤SOP 隨時間相對較慢的變化。透過Poincaré Sphere，可以方便地顯示偏振狀態。SOP隨時間演變可以視為Poincaré Sphere 上的軌道 (圖17)。AWG 可以模擬任何軌跡，但必須是封閉的軌跡，產生持續的訊號，而無需任何環繞偽影突波 (參考)，然後可以順利進行迴圈。

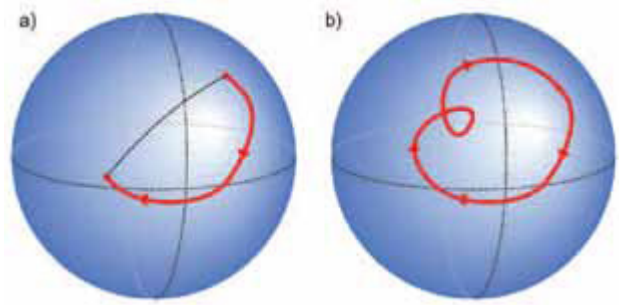


圖17. 可以在所謂的Poincaré Sphere 中方便地表示SOP。PDM 接收器必須一直追蹤暫態SOP，暫態SOP 隨著時間推移變化相當慢。AWG 可以在Poincaré Sphere 上產生SOP 的任何軌道，以便對接收器執行壓力測試。但是，為能夠使用，記錄長度必須特別長，以在待測接收器的SOP 追蹤系統的範圍內複現各種速度和頻率。對要求迴圈相同波形的連續訊號產生，則無法接受如 (a) 所示的開放軌道，因為暫態不連續點將擾亂接收器。為產生連續的訊號，SOP 軌道必須閉合，如 (b) 所示。

根據AWG 可以實行的時間視窗，用振幅表示的速度及軌道速度有一些重要限制。在此處，波形記憶體大小是一個重要因素。Tektronix AWG70000 系列擁有高達16GSa 的波形記憶體，SOP 軌道在最大取樣速率 (50GSa/s) 下可以持續長達320ms。最大圓形軌道 (2 弧度) 會得到20 弧度/秒的速度，完全位於商用接收器大多數SOP追蹤系統的範圍內¹⁵。這種效能水準對SOP模擬是必須的條件。波形記憶體較短的儀器只能模擬靜態SOP，因此無法用於對接收器上的SOP 追蹤系統執行壓力測試。

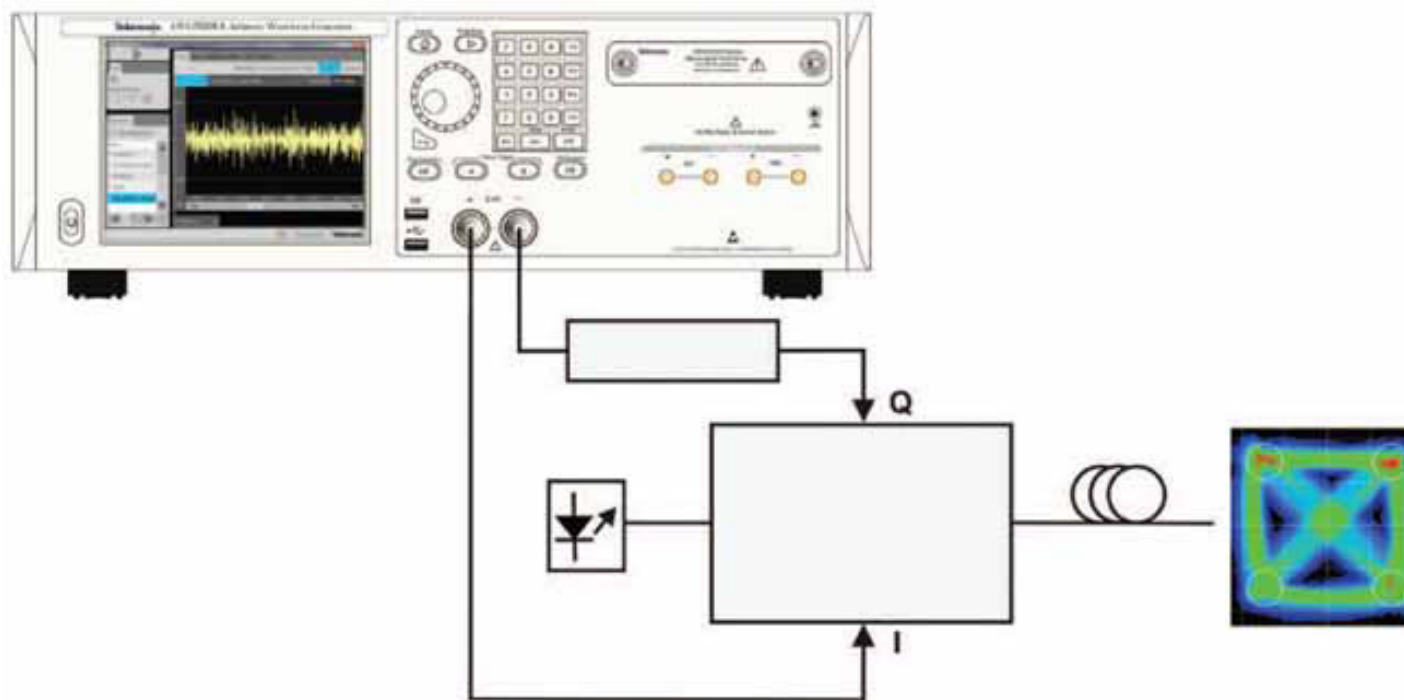


圖18. 單通道儀器可以產生某些調變方案。透過把其中一個訊號延遲整數個符號時間，可以獲得不相關的I 和Q 基頻訊號。在此處，以這種排列使用Tektronix AWG70000 系列產生器的兩個互補輸出，與由其中一個輸出輸送的電源分路器發出的訊號相比，提供了更高振幅的訊號。

減少通道數量

產生多條高頻寬通道不僅非常棘手，而且非常昂貴。視產生的訊號類型及涉及的串列傳輸速率，可能要求最多四台儀器，才能產生一個波長。全面控制PDM 訊號，包括調變方案、線性失真和非線性失真、SOP等等，要求四條完全獨立的通道。然而，為產生基本訊號，可以只使用一台單通道任意波形產生器產生未失真的訊號。在大多數情況下，I 和Q 基頻訊號類似，且彼此獨立。QPSK 或QAM 訊號是很好的例子，因為基頻訊號由獨立的BPSK或PAM調變訊號組成。

對光學正交調變器中的兩個輸入應用相同的BPSK 或PAM 訊號不會得到所需的星座圖，因為將只激勵位於其中一個對角線中的符號，得到的訊號也是BPSK 或QAM，只是載波相位有差異。透過將I 成分和Q 成分延遲整數個符號週期 (圖18)，可以為類似隨機的符號順序獲得完整的星座圖。符號順序的隨機性將均勻啟動星座圖中的所有符號。為了從統計角度獲得優質星座圖，兩個成分之間的延遲必須夠長，避免訊號中的任何儲存影響。在應用延遲後，任何類型的任何符號間干擾 (ISI) 都應該可以忽略。ISI 可能來自不同的來源，

如內奎斯特濾波和反射。一般來說，5-10個符號週期對大多數情況下應該足夠了。在典型情況下，產生器的訊號輸出將被提供給電源分路器，應對每個輸出應用差分延遲 (即透過相應的佈線)。差分延遲必須足夠準確，達到符號週期的幾分之一。如果調變器不要求差分發訊，且AWG 包括一個差分輸出，如AWG70000 系列，則可以使用直接訊號作為I 成分，使用延遲版本的倒置訊號作為Q 成分。透過這種方式，可以避免電源分路器導致的衰減。在產生PDM訊號時，可以使用相同的方法，但確保在每個偏振中傳送的被調變訊號沒有關聯也非常重要。透過在I 成分和Q 成分中增加額外的延遲，可以滿足這一條件。還可以把一個被調變光訊號分成兩個正交偏振，在把其中一個偏振延遲整數個符號後，再重新組合，獲得最終沒有關聯的成對DPM 訊號。

總結

相關光訊號產生是任意波形產生中比較苛刻的應用之一。可能只有最高效能的儀器，如Tektronix AWG70000 系列，才能滿足通道數、取樣速率、頻寬、記錄長度、時序和同步品質方面的要求。AWG 擁有獨特的功能，可以產生理想訊號或失真訊號，輕鬆地增加新調變方案和訊號處理演算法，而不需要增加任何額外的硬體，為相關光通訊研發提供了理想的工具。

參考資料

- 1) 100Gb/s 通訊系統實體層測試，Tektronix 應用指南。
資料編號：65W-28494-1
- 2) 選擇示波器進行相關光學調變分析，Tektronix 技術簡介。資料編號：85W-28243-0
- 3) 自動量測複雜調變訊號的誤碼率，Tektronix 應用指南。
資料編號：85W-27725-0
- 4) 高速光學網路的三角變換：全光學結構和光學OFDM，
Michela Svaluto，Journal of Networks，第5 卷第11 號，
2010 年11 月
- 5) 使用30 G Baud無導頻OFDM-16QAM 訊號及.75b/s/Hz
淨頻譜效率，在56x100 km (5600 km) ULAF上實行
1.5-Tb/s 保護頻段超級通道傳輸，向柳等，ECOC 2012
年論文集
- 6) OA3MMQM 產品技術資料，32 G Baud四口輸入線性調
變器驅動器，Centellax
- 7) 訊號產生器XYZ，Tektronix 入門手冊。資料編號：
76W-16672-5
- 8) 超高速任意波形產生器中的DAC 內插，Joan Mercade，
評估工程論文，2009 年12 月
- 9) 揭秘無線訊號，Joan Mercade，測試量測世界文章，2007
年1 月
- 10) Ruling the Waves，Joan Mercade，評估工程文章，2004
年7 月
- 11) 使波形產生器記憶體最大化，Joan Mercade，測試量測
世界文章，2011 年5 月
- 12) Tektronix 任意波形產生器使用的RFXpress 高級
RF/IF/IQ 波形建立和編輯軟體，Tektronix 技術簡介。資
料編號：76W-20882-1
- 13) 使用AWG 系列中的RFXpress 校準、檢定和模擬系
統，Tektronix 白皮書。資料編號：76W-24426-0
- 14) 建立經過校準的UWB WiMedia 訊號，Tektronix 應用指
南。資料編號：76W-20861-1
- 15) PMDBuster 產品技術資料，偏振模式色散補償器，
General Photonics

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) 3759 7627
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/南美洲與加勒比海諸國 52 (55) 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 +27 11 206 8360
西班牙* 00800 2255 4835
瑞典* 00800 2255 4835
瑞士* 00800 2255 4835
台灣 886 (2) 2722 9622
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

最後更新日期 2013 年 6 月

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。

2014 年 3 月

76T-29051-0

Tektronix[®]

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) 2656-6688 傳真：(02) 2799-8558

太克網站：www.tektronix.com.tw