

認識向量網路分析 基本原理



簡介

網路分析是設計與製造人員對複雜系統中的元件及電路進行電氣效能量測的一項程序。當這些系統在傳遞帶有資訊內容的信號時，我們最重視的，便是此系統是否能夠以最高的效率和最低的失真，將信號從一點傳遞到另一點。向量網路分析藉由量測元件對頻率掃描和功率掃描測試信號之振幅與相位的影響，來精確分析元件特性。

在本應用說明中，我們將詳細介紹向量網路分析的基本原理。本文將探討向量網路分析的基本原理，主題包含可量測的常見參數，並解釋散射參數（S 參數）的概念。另外我們還將介紹射頻基本知識，如傳輸線路和史密斯圖（Smith Chart）。

對通訊系統進行量測

所有通訊系統都必須考量信號失真的影響。我們通常都只考慮非線性效應導致的失真（例如，載波信號所產生的交互調變），但純線性系統也會有信號失真的情形。對於線性系統，我們可藉由修改信號頻譜成份之振幅或相位關係，來改變信號波形通過系統的時間。

現在，讓我們更深入檢視線性與非線性特性之間的差異。

線性元件會造成輸入信號的振幅與相位改變（參見圖 1）。輸入端的任何正弦信號，會以相同的頻率在輸出端出現，而不會產生新的信號。主動與被動非線性元件，都可能造成輸入信號的頻率偏移，或是添加其他頻率成份，例如諧波和突波信號。大型輸入信號也可能導致正常的線性元件出現壓縮或飽和現象，進而輸出非線性信號。

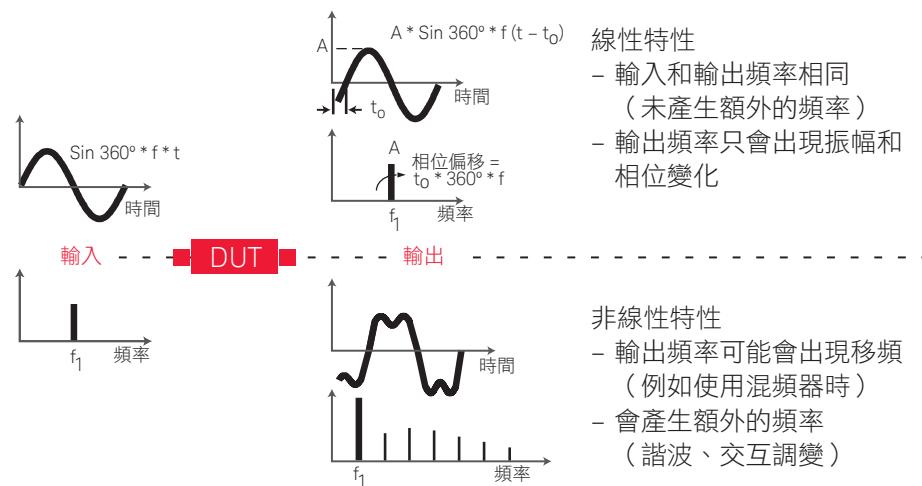


圖 1：線性和非線性特性的比較

為了進行無失真的線性傳輸，在指定頻寬範圍內，待測裝置（DUT）的振幅響應必須平坦，而相位響應必須為線性。舉例來說，當一個含有豐富高頻成分的方波通過一個帶通濾波器，後者以很低的衰減讓特定頻率通過，並以不同強度的衰減，讓帶通外的頻率通過。

此時，即便此濾波器具備線性的相位效能，方波的頻外成份也會被衰減，使得本例中的輸出信號更具有正弦曲線特性（參見圖 2）。

如果相同的方波輸入信號通過另一個不同的濾波器，此濾波器只會反轉第三諧波的相位，但維持同樣的諧波振幅，則其輸出信號更具脈衝特性（參見圖 3）。在此範例中，濾波器的確會造成這樣的現象：依據振幅與相位的非線性特性，輸出波形會出現任意的失真現象。

對通訊系統進行量測（續）

$$F(t) = \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t$$

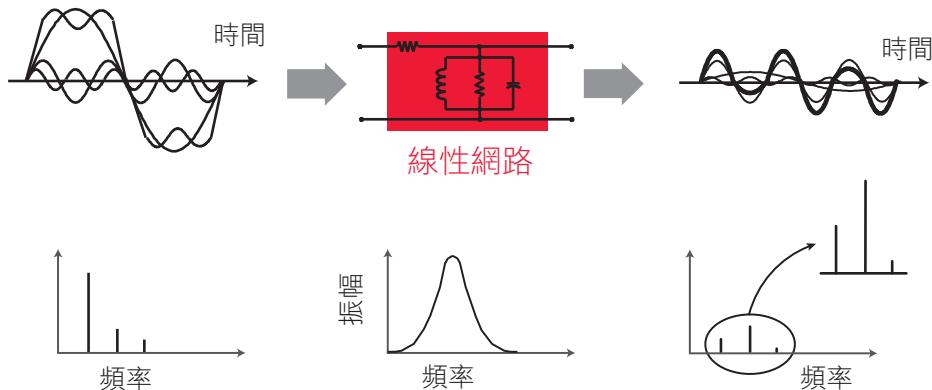


圖 2：振幅隨頻率的變化

$$F(t) = \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t$$

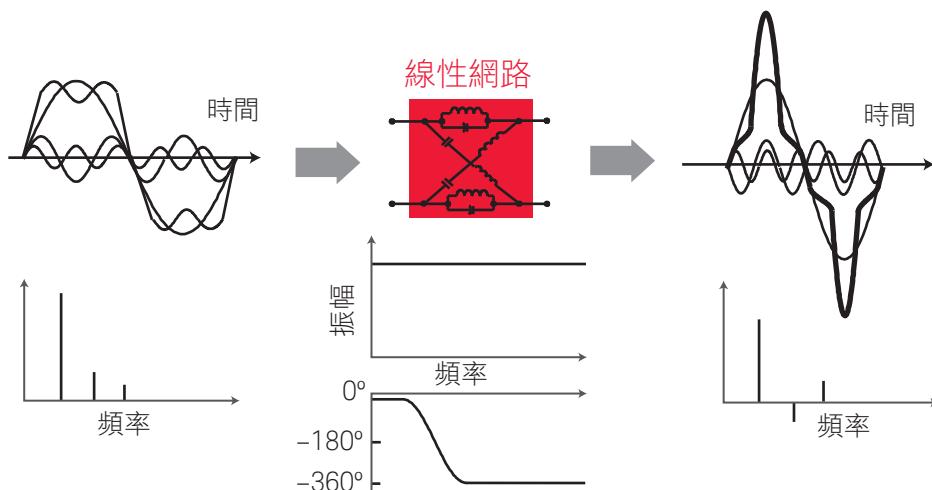


圖 3：相位隨頻率的變化

對通訊系統進行量測（續）

非線性網路

飽和、跨越、交互調變等各種非線性效應會導致信號失真

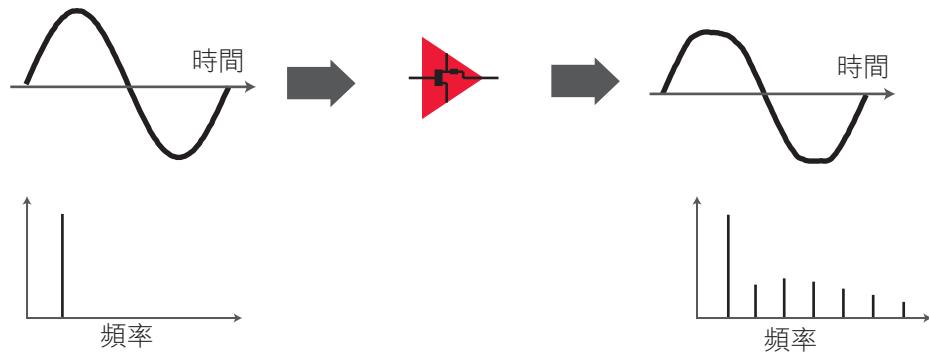


圖 4：非線性特性所誘發的失真

非線性元件也會導致信號出現失真（參見圖 4）。例如，當放大器被過度驅動（overdriven），在放大器已飽和的情況下，輸出信號會被削波。輸出信號不再是純粹的正弦曲線，而且諧波會以輸入頻率的倍數出現。被動元件也可能會在高功率位準上出現非線性特性。使用磁芯電感器的 L-C 濾波器便是很好的例子，因為磁性材料通常都具有高度非線性的磁滯效應。

能量的轉換效率是通訊系統需考慮的另一個基本問題。為了有效率地傳遞、發送或接收射頻信號的能量，傳輸線路、天線和放大器等元件與信號源，都必須具有適當的阻抗匹配。當兩個相連的元件間，輸入和輸出阻抗的實部和虛部不夠理想，就會發生阻抗不匹配的現象。

向量量測的重要性

請務必量測元件的振幅與相位，理由如下。首先，為了確保信號傳輸無失真，您須對信號振幅與相位進行量測，以全面分析線性網路。如欲設計有效率的匹配網路，您還須量測複合阻抗。為電腦輔助工程（CAE）電路模擬應用程式開發模型時，工程師需要振幅和相位資料，以便準確地建模。

此外，進行時域分析時也需要振幅和相位資訊，以執行反傅立葉轉換。向量誤差修正可藉由消除固有的量測系統誤差效應，來提高量測準確度，而這也同樣需要振幅和相位資料，以建立有效的誤差模型。即便是回返損耗這樣的純量量測，為了獲得更高的準確度，相位量測功能也必不可少（參見是德科技應用說明《修正網路分析儀量測的誤差》，文件編號 5965-7709E）。

能量入射和反射的基本原理

就其基本原理而言，向量網路分析涉及傳輸線路的入射、反射和透射波。以光波長作為類比，當光線進入透明的透鏡時（入射能量），部份的光線會從透鏡表面被反射，但大部份會繼續穿過透鏡（透射能量）（參見圖 5）。如果鏡片為鏡面，大部份的光線會被反射，只有少部份，甚至沒有光線能夠通過。

雖然射頻和微波信號的波長不一樣，但原理相同。向量網路分析儀可以準確地量測入射、反射以及透射（傳輸）能量；比方說：發送至傳輸線路的能量、從傳輸線路反射回信號源的能量（由於阻抗不匹配）以及成功傳輸至終端元件（例如天線）的能量。

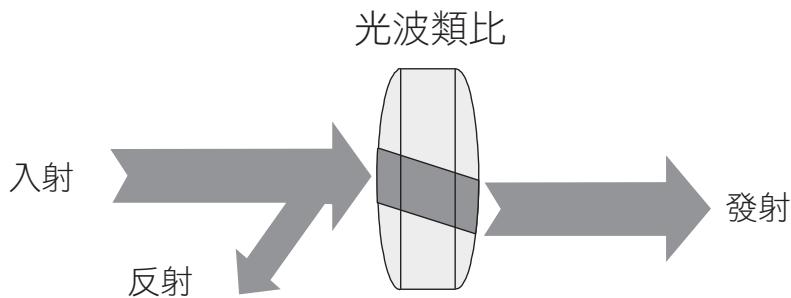


圖 5：光波與高頻元件特性的類比

史密斯圖

對元件進行特性分析時所得的反射大小，取決於入射信號所「看到」的阻抗。任何阻抗都可以用實部和虛部表示（ $R + jX$ 或 $G + jB$ ），並可繪製於複合阻抗平面的網格上。可惜的是，開路（一種常見的射頻阻抗）出現在實部軸的無限遠處，因此無法在複合平面上顯示。

極座標圖（polar plot）可涵蓋整個的阻抗平面，非常實用。它不會直接繪出阻抗曲線，而是以向量形式呈現複合反射係數。向量的振幅為與原點的距離，而相位則是以向量與原點向右水平線之間的角度來呈現。極座標圖的缺點是，不能直接從圖中看出阻抗值。

由於複合阻抗與反射係數間存在一對一的對應關係，複合阻抗平面上實部為正的一半平面，可以映射至極座標上，其結果就是史密斯圖（Smith chart）。所有的電抗值和所有從 0 到無限大的正電阻值，都會落在史密斯圖外圍的圓圈上（參見圖 6）。

在史密斯圖上，定電阻軌跡會呈現圓形，定電抗軌跡則會呈現弧形。在史密斯圖上的阻抗會被正規化為元件或系統的特性阻抗，對射頻和微波系統而言通常為 50 ohms，對廣播和有線電視系統則為 75 ohms，並於史密斯圖的中央出現完美的終止點。

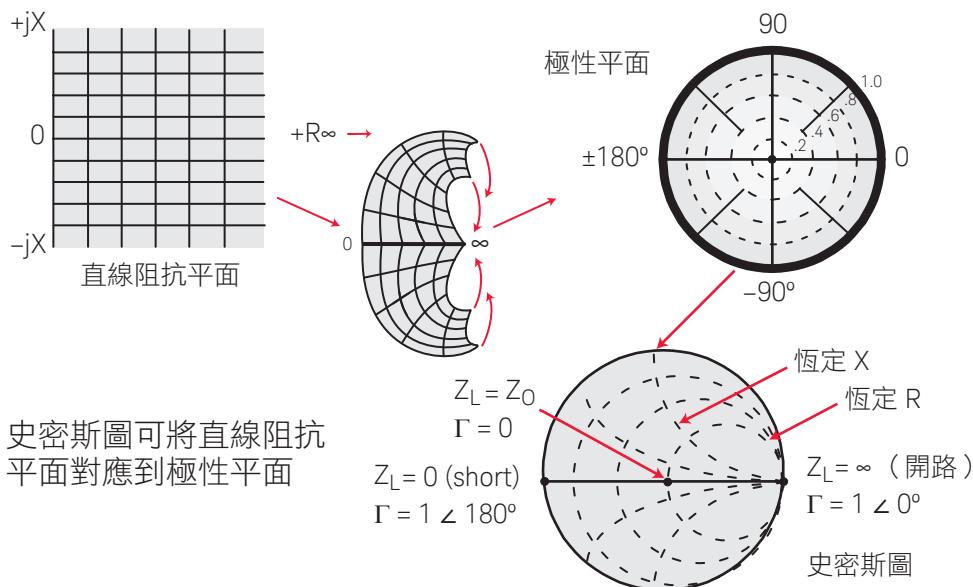


圖 6：史密斯圖

功率轉換條件

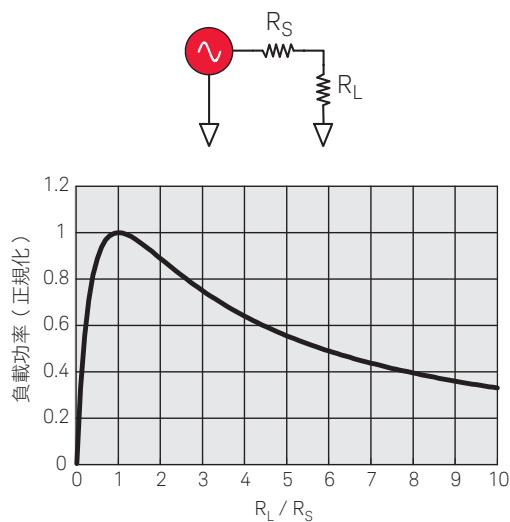
在給定信號源阻抗 R_S 和負載阻抗 R_L 下，兩個元件之間的連接必須具備完美匹配的條件，才能讓轉換至負載的功率達到最大。當 $R_L = R_S$ ，且無論激發是直流電壓源或是射頻正弦波源皆成立時（參見圖 7），即為完美匹配。

當信號源阻抗並不單純只有電阻，則在負載阻抗等於信號源阻抗的共軛複數時，轉換的功率就會達到最大。當阻抗虛部的正負號反轉，便會滿足此條件。舉例來說，假設 $R_S = 0.6 + j 0.3$ ，共軛複數則為 $R_S^* = 0.6 - j 0.3$ 。

對功率轉換效率的要求是傳輸線路在較高頻率運作的主要原因之一。在極低頻率下（大上許多的波長），簡單的一條導線就足夠用來傳輸能量。導線的電阻相對較低且對低頻信號的影響不大，無論量測線路的哪一個地方，測得的電壓和電流都相同。

在較高頻率下，信號的波長與高頻電路中的導體長度相當或較小，並且可用行波的角度來觀察功率的傳輸現象。當傳輸線路以其特性阻抗終止時，輸送至負載的功率就會達到最大。當終止負載不等於特性阻抗時，該未被負載吸收的信號成份就會被反射回信號源。

如果傳輸線路以其特性阻抗終止，由於傳輸所有的功率都被負載所吸收，因此不會有信號反射的情況發生（參見圖 8）。沿著傳輸線路檢視射頻信號的波封和距離，會發現線路中沒有駐波現象，這是因為沒有反射，能量只朝一個方向流動。



當 $R_L = R_S$ 時，會傳輸最大功率

如為複合阻抗，
當 $Z_L = Z_S^*$ (共軛匹配) 時，
會出現最大功率傳輸。

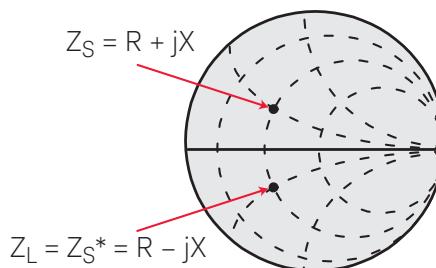
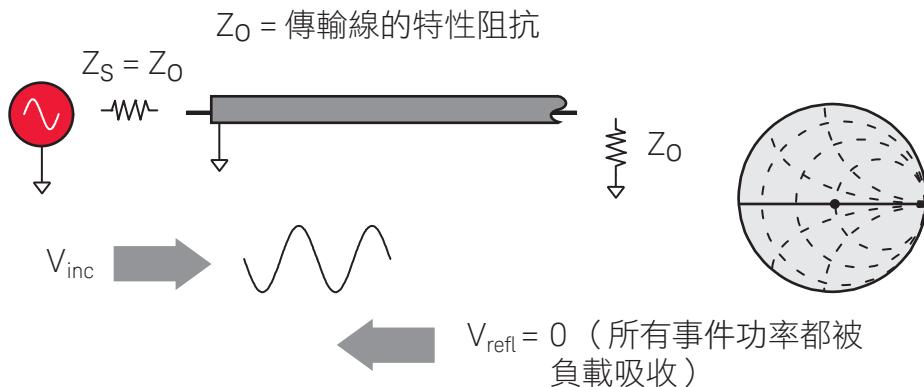


圖 7：功率轉換

功率轉換條件（續）



在反射時，用 Z_0 端接的傳輸線，就像長度無限的傳輸線

圖 8：傳輸線路以 Z_0 終止

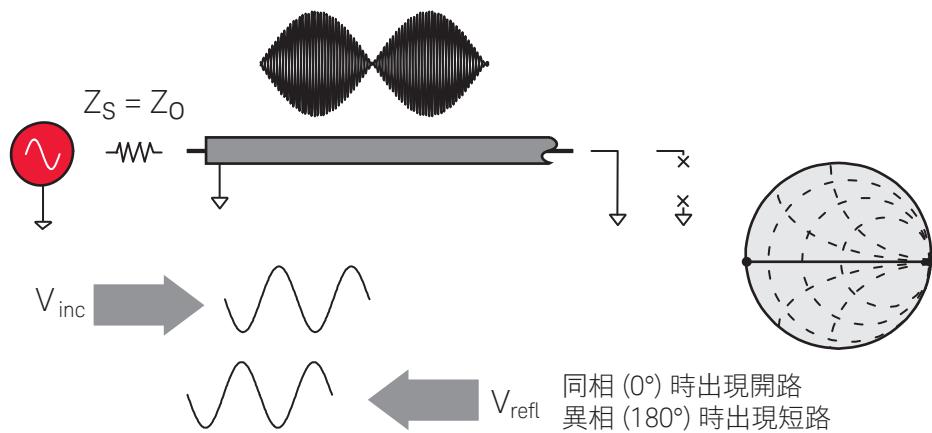
當傳輸線路以短路終止（可維持無電壓，所以無功率耗散），一反射波就會沿著線路朝向信號源發送（參見圖 9）。反射和入射電壓波的振幅必須相等，且在負載平面上呈 180 度反相。反射和入射波的振幅相等，但行進方向相反。

如果傳輸線路以開路終止（可維持無電流）則反射和入射電流波將會呈 180 度反相，而反射和入射電壓波會在負載平面上呈現同相。如此保證了在開路情況下電流將為零。反射和入射電流波的振幅相等，但行進方向相反。不論是短路或開路，傳輸線路中都會形成駐波圖型，電壓谷值為零，而電壓峰值會是入射電壓的兩倍。

如果傳輸線路終止於一個 25 ohm 的電阻器，將會產生一個介於完全吸收和完全反射之間的情況，即入射能量部份被吸收、部份被反射。反射電壓波的振幅會是入射波的三分之一，且兩個波會在負載平面上呈 180 度反相。駐波圖型的谷值不會再為零，峰值也會比短路和開路範例要來的小，且峰值和谷值比將為 2:1。

確認射頻阻抗的傳統方法，是使用一個射頻探棒/檢測器、一段開槽的傳輸線路以及一個 VSWR 錄，來量測 VSWR。當探棒沿著傳輸線路移動，波峰和波谷的相對位置及數值會被標示在儀錶上，然後利用這些量測推導出阻抗。此量測程序須重複在不同頻率下執行。現代的向量網路分析儀可在頻率掃描期間直接量測入射和反射波，且阻抗值結果可以用任意數量的格式呈現（包括 VSWR）。

功率轉換條件（續）



進行反射時，在短路或開路端接的傳輸線，
會將所有功率反射回信號源

圖 9：傳輸線路以短路、開路終止

向量網路分析專有名詞

現在我們已經了解了電磁波的基本原理，接下來我們必須認識常用的量測專有名詞。向量網路分析儀的專有名詞中，通常以 R（參考通道）表示入射波的量測值，並以 A 通道表示反射波量測、B 通道表示透射波量測（參見圖 10）。獲得這些波的振幅和相位資訊之後，便可以量化 DUT 的反射與傳輸（透射）特性。反射與傳輸特性可用向量（振幅及相位）、純量（僅振幅）或僅以純相位數值表示。舉例來說，回返損耗為反射的純量量測，而阻抗則為反射的向量量測。比例量測可以讓我們排除絕對功率及隨頻率變化之信號源功率的影響，來進行反射與傳輸量測。比例反射通常被表示為 A/R，比例傳輸則被表示為 B/R，對應儀器的量測通道。

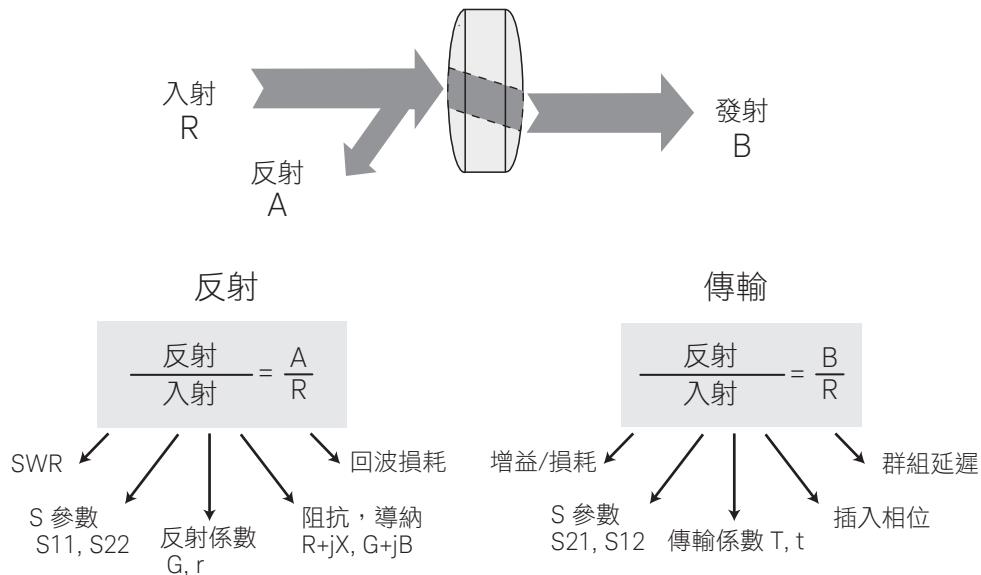


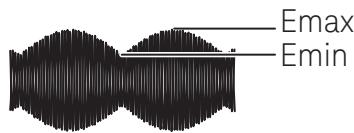
圖 10：高頻元件特性分析常用專有名詞

描述比例反射最常用的專有名詞是複反射係數 G，念做 gamma（參見圖 11）。G 的振幅部份為 ρ ，念做 rho。反射係數是反射信號電壓位準和入射信號電壓位準的比率。舉例來說，假設一傳輸線路以其特性阻抗 Z_0 終止，所有能量將會轉換至負載，所以 $V_{refl} = 0$ 且 $\rho = 0$ 。當負載阻抗 Z_L 不等於其特性阻抗，就會有能量被反射， ρ 會大於零。當負載阻抗等於一短路或開路，全部的能量都會被反射而 $\rho = 1$ 。因此， ρ 的可能數值範圍是 0 到 1。

向量網路分析專有名詞（續）

$$\text{反射係數} \quad \Gamma = \frac{V_{\text{反射}}}{V_{\text{入射}}} = r \angle F = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\text{回波損耗} = -20 \log(\rho), \rho = |\Gamma|$$



電壓駐波比 (VSWR)

$$\text{VSWR} = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \frac{1+r}{1-r}$$

無反射
($Z_L = Z_0$)

0	ρ	1
∞ dB	R_L	0 dB
1	VSWR	∞

全反射
($Z_L =$ 開路, 短路)

圖 11：反射參數

回返損耗是以對數（分貝）表示反射係數的一個方法。回返損耗是反射信號低於入射信號的分貝數。回返損耗通常以一個正值表示，且處於負載等於特性阻抗的無限大，與開路或短路的 0 dB 之間。另一個常用來比表示反射的專有名詞是電壓駐波 (VSWR)，其定義為射頻波封的最大值除以射頻波封的最小值，以 ρ 表示則為 $(1 + \rho)/(1 - \rho)$ 。VSWR 的值域範圍為 1 (無反射) 到無限大 (全反射)。

傳輸係數的定義為傳輸電壓除以入射電壓（參見圖 12）。如果傳輸電壓的絕對值大於入射電壓的絕對值，則稱 DUT 或系統具有增益。如果傳輸電壓的絕對值小於入射電壓的絕對值，則稱 DUT 具有衰減或插入損耗。傳輸係數的相位部份稱為插入相位。

向量網路分析專有名詞（續）



$$\text{傳輸係數} = T = \frac{V_{\text{發射}}}{V_{\text{入射}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{插入損耗 (dB)} = -20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = -20 \log \tau$$

$$\text{增益 (dB)} = 20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = 20 \log \tau$$

圖 12：傳輸參數

直接檢視插入相位通常無法獲得有用的資訊，這是因為插入相位對頻率的斜率很大（負值），而這和 DUT 的電氣長度有關，因為斜率和 DUT 的電氣長度會成比例關係。由於在通訊系統中，只有與線性相位間的偏差會導致失真，我們必須移除相位響應的線性部份，來分析留下的非線性部份。這一項分析可以透過向量網路分析儀的電氣延遲功能達成，以數學方法去除 DUT 的平均電氣長度。得到的結果便是相位失真，或線性相位偏差的高解析度資訊（參見圖 13）。

使用電氣延遲來移除相位響應的線性部分

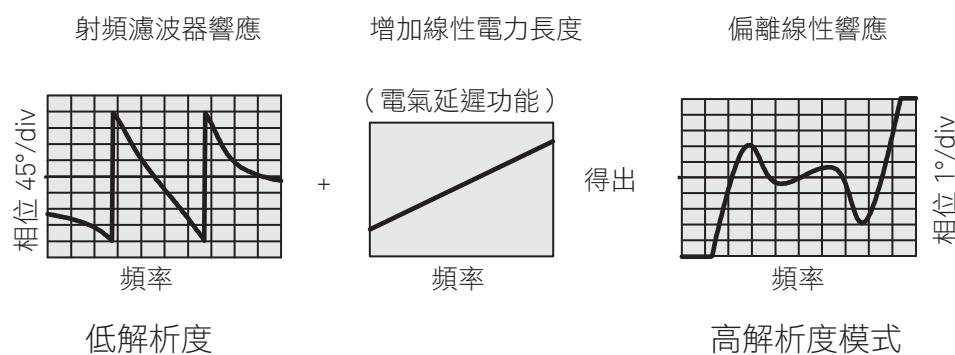


圖 13：與線性響應間的偏差

量測群組延遲

群組延遲是另一項有用的相位失真量測（參見圖 14）。此參數為信號通過 DUT 之傳輸時間對頻率的斜率。群組延遲可以藉由將 DUT 的相位響應對頻率微分後計算得出。它可以將相位響應的線性部份導成一常數，並將線性相位偏差，轉換為與群組延遲常數間的偏差（即造成通訊系統中相位失真的偏差）。平均延遲即表示通過 DUT 的平均信號傳輸時間。

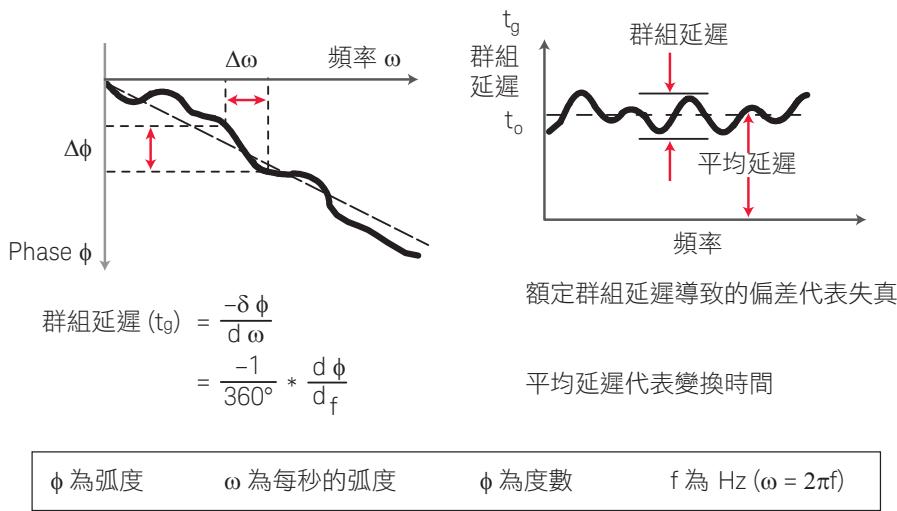
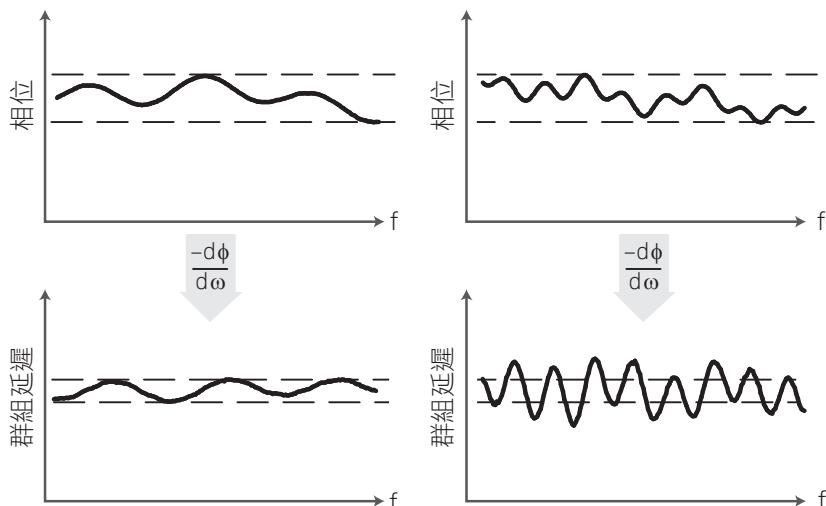


圖 14：什麼是群組延遲？

取決於元件特性或類型，您可以對線性相位偏差和群組延遲偏差都進行量測，因為它們一樣重要。單是定出元件的最大峰對峰相位漣波可能不足以對其進行完整的特性分析，因為相位漣波的斜率取決於每單位頻率發生的漣波數。由於群組延遲的相位響應經過微分，群組延遲將此現象納入了考量。因此群組延遲通常是更容易解讀的相位失真指標（參見圖 15）。



相同的峰對峰值相位漣波，可導致不同的群組延遲

網路特性分析

為了完整地分析一個未知的線性雙埠元件，我們必須在多種條件下進行量測，並計算出一整組參數。這些參數可以完整地描述元件（或網路）的電氣特性，即便是存在信號源或負載的不同於量測時情境的情況下亦然。低頻元件或網路特性分析通常使用 H、Y 及 Z 參數的量測。想要得出這些參數，必須量測元件的輸入或輸出埠或是網路節點的總電壓和電流。甚至，必須取得在開路及短路條件下的量測值。

由於在較高的頻率下，量測總電流或電壓極為困難，因此我們通常會以量測 S 參數來代替（參見圖 16）。這些參數可以與增益、損耗及反射係數等一般大家熟悉的量測有所對應。它們相對容易量測，而且不需要將 DUT 與有害或不理想的負載連接。從多個元件測得的 S 參數可進行堆疊，以預測整體系統效能。S 參數為線性和非線性 CAE 電路模擬工具的常用參數，需要時也可以從 S 參數推導得出 H、Y 和 Z 參數。

一個元件的 S 參數項數等於埠數的平方。例如，一個雙埠元件就有 4 個 S 參數。S 參數的編號方式為，下標的第一個數字是能量出現的埠，第二個數字則是能量進入的埠。所以， S_{21} 為從埠 2 出現，施加於埠 1 射頻激發信號。當數字一樣（例如 S_{11} ）則代表反射量測。

H、Y 和 Z 參數

- 在高頻下，我們很難量測元件埠上的總電壓和電流
- 在短路或開路狀態下，主動元件可能會震盪或自我損毀

S 參數

- 可與熟悉的量測對應（增益、損耗、反射係數等等）
- 相對容易量測
- 可堆疊多個元件的 S 參數來預測系統效能
- 便於分析
 - CAD 程式
 - 流程圖分析
- 如有需要，可以用 S 參數計算出 H、Y 或 Z 參數



$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 &= S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{aligned}$$

圖 16：H、Y 和 Z 參數的限制（為何採用 S 參數？）

網路特性分析（續）

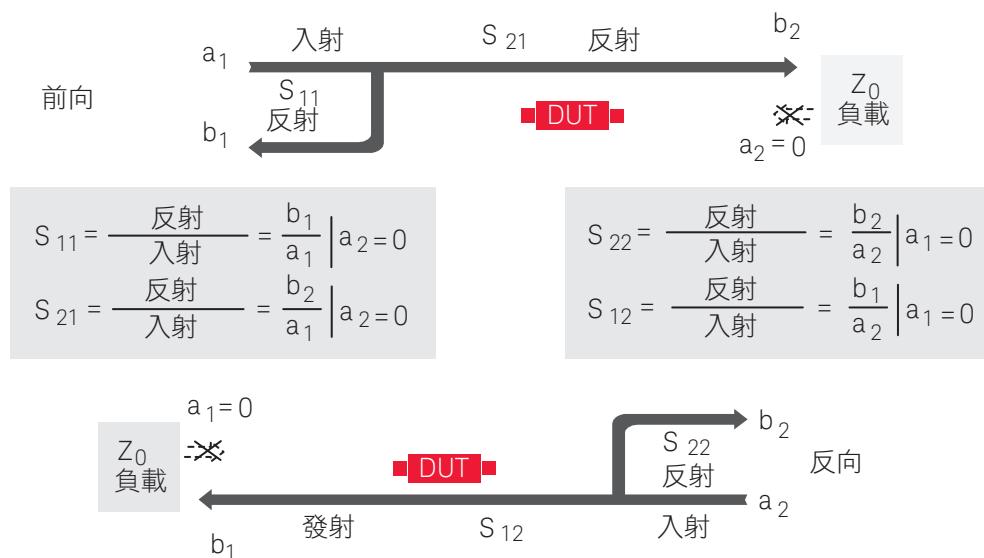


圖 17：量測 S 參數

正向 S 參數是在輸出以完全等於測試系統之特性阻抗的負載終止時，對入射、反射和透射（傳輸）信號的振幅和相位進行量測而得出的。在簡易的雙埠網路範例中， S_{11} 即為 DUT 的輸入複反射係數或阻抗，而 S_{21} 則是正向複傳輸係數。透過在 DUT 輸出埠提供信號源，並以完美負載下終止輸入埠，即可量測其他兩項（反向）S 參數。參數 S_{22} 即為 DUT 的輸出複反射係數或輸出阻抗， S_{12} 則是反向複傳輸係數（參見圖 17）。

相關文件

《探索網路分析儀架構》應用說明文件編號 5965-7708E

《對網路分析儀量測進行誤差修正》應用說明文件編號 5965-7709E

《網路分析儀量測：濾波器和放大器範例》應用說明文件編號 5965-7710E

網路資源

向量網路分析儀：www.keysight.com/find/na

PNA 系列向量網路分析儀：www.keysight.com/find/pna

ENA 系列向量網路分析：www.keysight.com/find/ena

PXI 向量網路分析儀：www.keysight.com/find/pxivna

校驗套件和電子校驗（ECal）模組：www.keysight.com/find/ecal

詳細資訊，請上網查詢：www.keysight.com

有關是德科技電子量測產品、應用及服務的詳細資訊，可查詢我們的網站或來電洽詢。

以下為是德科技聯絡窗口：www.keysight.com/find/contactus

