

微波量測介紹

本文目的在於介紹微波量測的特殊性、儀器、用具、項目、如何進行以及未來發展。微波量測特殊之處在於量測項目、儀器、用具，以及儀器和用具時常需要校驗與歸零。近幾年來由於無線行動通訊的興起，微波積體電路、模組、元件測試與元件微波針測 (RF probing) 技術的測試越來越重要，因此本文並介紹元件模型化的重要性。在未來發展方面，將介紹微波針測與產業發展。最後結語中寄望未來能有更多的人能夠瞭解，並且投入這個領域。

趙靜軒、宋意君、劉台華

一、微波量測

一個常見的微波量測的線路，如圖 1 所示，包含輸入訊號源、待測物以及儀表。其中待測物是吾人所要量測的對象，儀表可用來量測輸出訊號與輸入訊號的功率大小、頻率以及頻譜等等。以圖 1 的線路為例，輸入訊號由訊號源產生，經由前級放大器加以放大，輸入待測物並且同時藉由方向性耦合器量測輸入待測物的功率，再從待測物的輸出端以功率計 (power meter) 與頻譜分析儀量測輸出訊號的功率與頻譜。待測物可以是固態微波元件 (如 GUNN、MESFET、HBT、PHEMT)、晶圓 (或是 bared chips)、封裝後的 IC、功率放大器 (power amplifier, PA) 模組、低雜訊放大器 (low noise

amplifier, LNA) 模組等等，微波量測的項目包括頻譜 (spectra)、功率 (如 P_{idB} 、 P_{SAT})、反射係數 (reflection coefficient, Γ)、返回損失 (return loss)、駐波比 (standing wave ratio, SWR)、 S 參數、雜訊指數 (noise figure, NF 或 F_{min})、諧波失真 (harmonic distortion)、互調變失真 (intermodulation distortion, IMD)、截矩點 (intercept point, IP)、訊雜比 (SNR, S/N)、ACPR (adjacent channel power rejection) 等。本文將就微波量測的儀器、配件、量測項目與方法、以及微波量測的發展加以說明。

二、微波量測的儀器與配件

圖 1 中所用的一些儀器和配件是在數位電路以及類比電路中不會用到的。在量測數位電路或類比電路的時候，常用到的儀器包括波形產生器、示波器、電壓源、電流源、電壓計、電流計、邏輯分析儀 (logic analyzer)、曲線描圖器 (curve tracer) 等。數位電路以及類比電路的測試，所量測的訊號不外乎波形電壓、電流及週期等等。而微波量測不同之處還有兩點：其一是微波量測時所使用的儀

趙靜軒先生為國立台灣大學物理研究所碩士，現任宇通全球科技公司工程師。

宋意君先生為美國南加州大學電機碩士，現任宇通全球科技公司經理。

劉台華先生為國立清華大學化工碩士，現任宇通全球科技公司總經理。

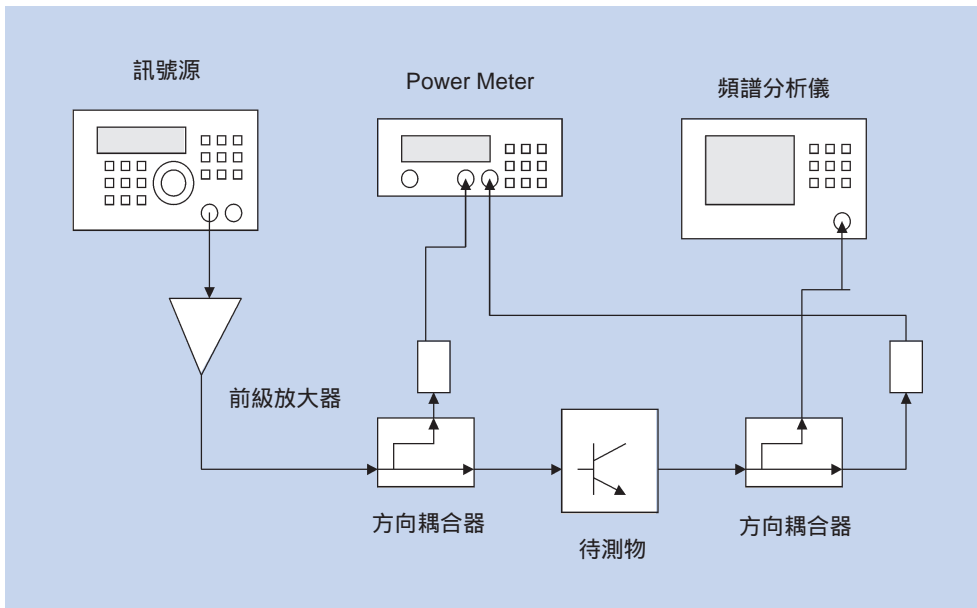


圖 1. 微波量測系統示意圖。

表、訊號源，乃至於配件都與數位電路以及類比電路不同。其二是在進行微波量測之前，零件、電纜 (cable) 及導波管 (waveguide) 等，都必須先行校驗其誤差或是損耗，所有使用的儀表都必須歸零，這是在一般電子訊號量測不常見的。以下就微波量測的特殊性與差異點分別說明。

1. 微波量測所用的儀器與配件

微波的頻率可達數十 GHz 以上，所以就發生趨膚效應 (skin effect)、介質衰減、反射以及穿透等現象。因為受限於訊號頻率過高，以致於電壓計、電流計和示波器無法使用，再加上儀器的解析度、接收器的靈敏度、雜訊位準 (noise floor)、頻寬、處理器的速度、數值運算的精度等因素，通常是量測微波的頻譜和功率，而並不是直接量測微波訊號的波形、相位、電流以及電壓。微波量測項目中的反射係數、返回損失、駐波比、 S 參數等等，這些項目在數位電路以及類比電路的測試是不會見到的。

(1) 儀器

微波量測常用的訊號源包括頻率合成器 (frequency synthesizer)、調變訊號產生器 (modulation signal generator)、frequency sweeper、

純量式網路分析儀 (scalar network analyzer, SNA)、以及向量式網路分析儀 (vector network analyzer, VNA)。可規劃式 (programmable) 頻率合成器的率合成藉由可規劃的相鎖回路 (phase-locked loop, PLL) 完成，輸出功率是由可規劃的增益控制器 (gain controller) 來控制，使用者可由按鍵輸入所要的頻率與功率。頻率合成器主要的功用是產生一個單頻的連續波形的訊號。調變訊號產生器的功用可以提供各式各樣的調變訊號，包括 AM、FM、PM、脈衝調變，以及 BPSK、QPSK、QAM 等數位調變訊號，乃至於跳頻 (frequency hopping) 和直接序列 (direct sequence) 的展頻 (spread-spectrum) 訊號，測試如 GSM、CDMA、藍芽 (Blue Tooth) 等通訊時，可以使用調變訊號產生器產生所需要的調變訊號。頻率拂掠器 (frequency sweeper) 是一種能產生頻率等量遞增 (ramping up) 或是遞減訊號的儀器，頻率掃描的範圍和增量使用者可自行規劃。SNA 系統方塊圖如圖 4 所示，是一種可以量測反射係數的大小、返回損失和駐波比的儀器，通常以頻率拂掠器作為訊號源。VNA 是一種可以量測雙埠或多埠 (port) 特性的儀器，每個埠都有一組頻率拂掠器與接收器，可同時量測雙埠或多埠的反射係數、返回損失以及相位變化，通常用於雙埠或多埠 S 參數的量測。

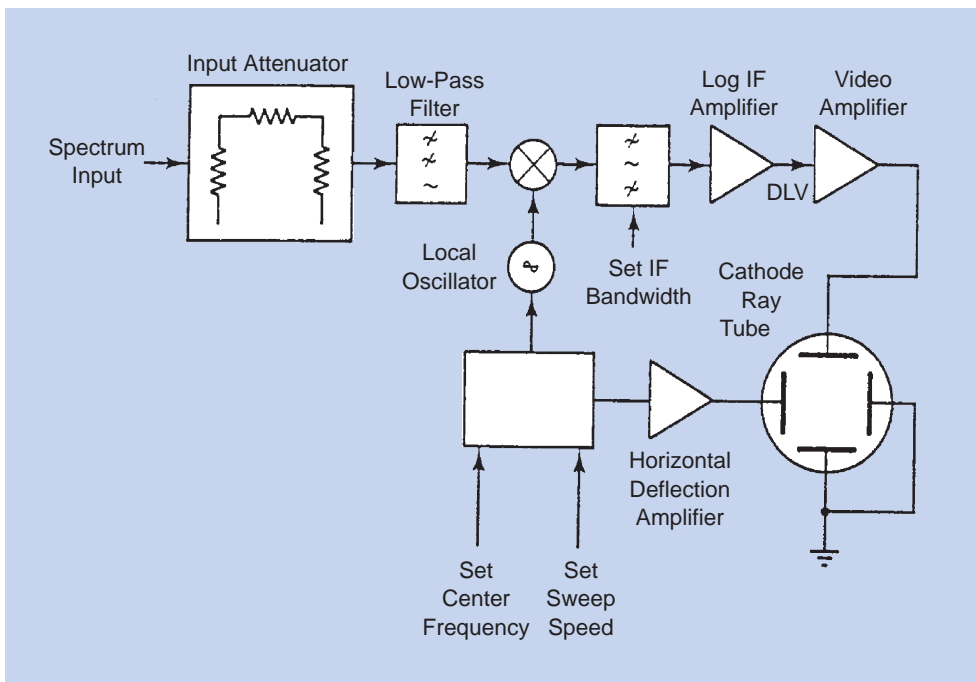


圖 2. 頻譜分析儀的系統方塊圖。

在微波量測儀表方面，常用的儀器包括頻譜分析儀 (spectrum analyzer) 與功率計。頻譜分析儀是目前最常用來量測訊號頻譜的儀器，其系統方塊圖如圖 2 所示，使用者可以自行設定頻率範圍、中心頻率、濾波器 (digital filter)、解析度頻寬 (resolution bandwidth, RBW)、視訊頻寬 (video bandwidth, VBW)，以獲得所要觀察的頻譜。早期的頻譜分析儀由於接收器的設計，無法量測跳頻或直接序列等展頻訊號的頻譜，近幾年來由於 GSM、CDMA 等行動通訊的盛行，全世界著名的儀器供應商，如 HP 的儀器事業部門 (現在的 Agilent)、Rohde & Schwarz、Anritsu 等公司在研發人員努力開發之下，分別推出功能強大的新型頻譜分析儀。這些新型的頻譜分析儀不但已經數位化，同時還可以量測展頻訊號的頻譜，具有偵測訊號中的誤碼率 (bit-error rate, BER) 的功能。不僅如此，使用者更可以用頻譜分析儀裡的數位訊號處理器 (digital signal processor, DSP) 進行快速傅立葉轉換 (fast Fourier transform, FFT) 運算，觀察訊號在 modulation domain 的星座圖 (constellation diagram)。GSM 與 CDMA 的 ACPR 值的量測便是在頻譜分析儀上進行的。量測功率則是用 power sensor 量測功率，再由 power meter 顯示功率的數值。常用的 power

sensor 有熱敏電阻 (thermistor) 與二極體 (P-I-N diode) 兩種。圖 3 是熱敏電阻式 power sensor 與 power meter 的系統方塊圖⁽¹⁾，其中 multivibrator 所產生的 5 kHz 方波做為參考訊號。現在廠商所有推出的熱敏電阻式 power meter 所使用的參考頻率為 50 MHz，放大器的後級另外接類比數位轉換器 (analog to digital converter, ADC)，把類比訊號轉換成數位資料之後再顯示出來。熱敏電阻式 power meter 的優點是可適用於寬頻訊號的量測，缺點是適用的頻率範圍乃較低的頻率，動態範圍 (dynamic range) 較小，功率的有效位數少；而二極體式的優點是量測時間短，可用於較高的頻率和較寬的頻段，動態範圍較大，power meter 的有效位數多，缺點是只適用於窄頻的訊號的量測。目前量測 CDMA 手機的 power amplifier 的輸出功率都是使用熱敏電阻式 power meter。

(2) 配件

微波量測中常所用的配件包括空心同軸電纜 (air coaxial cable)、導波管、連接器 (connector)、方向耦合器 (directional coupler)、隔離器 (isolator)、tuner 及 power combiner 等等。這些配件都有其適用的頻率範圍。空心同軸電纜和導波管為傳播微波

之用，通常是橫向電磁波 (TEM) 模式。常用的空心同軸電纜，其蕊線粗細的有 7 mm、3.5 mm 和 2.4 mm 三種。3.5 mm 的空心同軸電纜可傳播的橫向電磁波最高頻率為 26 GHz。2.4 mm 的空心同軸電纜可傳播的橫向電磁波頻率達 40 GHz，甚至 65 GHz⁽²⁻³⁾。導波管以往是使用在 50 GHz 以上的頻率之橫向電磁波。連接器的用途是做為配件、空心同軸電纜或導波管之間的連接。幾個常用的連接器的規格有 7 mm、Type K (3.5 mm)、Type N (2.4 mm)、和 Type V (2.4 mm)，其中 Type V 的連接器可使用的最高頻率可達 65 GHz⁽²⁾。方向耦合器 (如圖 4 所示) 可以將耦合電路單向地與主電路連接在一起，使得當主電路的訊號沿著圖 4 中的方向行進時，主電路和耦合電路是連通的；但是當訊號沿著圖 4 中的反方向行進時，主電路和耦合電路是彼此隔絕的。圖 1 中就是利用方向性耦合器量測輸入功率和輸出訊號的頻譜。通常而言，耦合方向傳送的功率大約是沿著主方向傳送功率的 -10 dB 或 -20 dB，這個比例稱為耦合比例 (coupling)。隔離器的

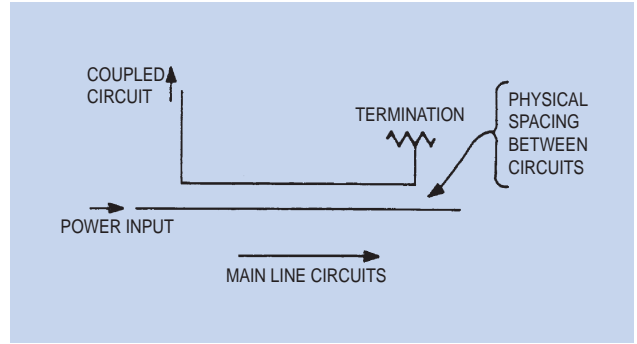


圖 4. Directional coupler 的系統方塊圖。

功用是隔絕反射訊號，在圖 1 中隔離器的作用就是保護前級放大器免於反射訊號的損害。tuner 是一種可變阻抗器，在量測功率元件的輸出功率、互調變失真、intercept point 和低雜訊元件的雜訊指數的時候會用到它。

2. 微波量測的校驗與歸零

除了定期保養的校驗之外，微波量測用的儀器

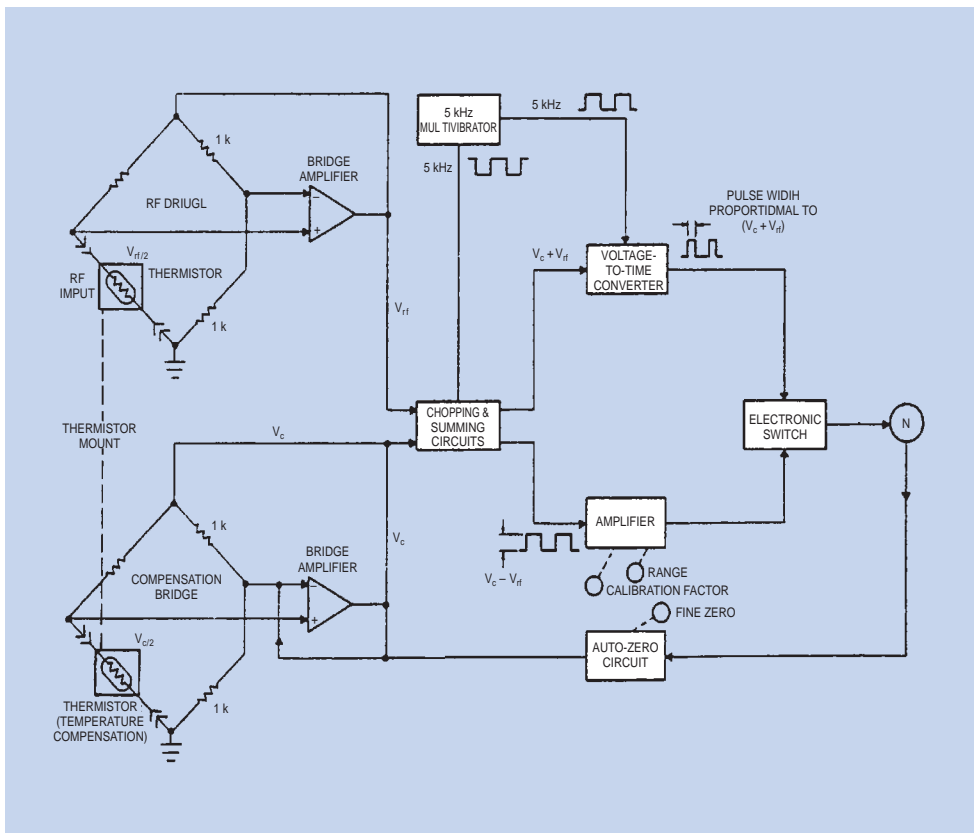


圖 3. 熱敏電阻式 power meter 的系統方塊圖。

與配件都需要校驗與歸零。例如零件的返回損失、耦合比例、駐波比等等，都是因頻率而異。儀器的位準也會隨著使用時間、設定、使用頻率等而不同。例如 power meter 的參考位準的讀數就會隨頻率而變。所以量測線路架設之前就必須校驗零件的衰減，以及將儀器歸零。吾人可以從校驗值求出實際的量測值。以圖 1 的電路而言，輸入功率 P_{IN} 就等於 power meter 的讀值 P_A ，加上耦合比例 C ，再減去耦合器的返回損失 L_{R0} 。四者的關係式可用如下的式子表示：

$$P_{IN} \text{ (dBm)} = P_A \text{ (dBm)} + C \text{ (dB)} - L_R \text{ (dB)} \quad (1)$$

dBm 是功率的單位，與毫瓦 (mW) 之間的換算公式為

$$\text{dBm} = 10 \times \log_{10} \frac{\text{Power (mW)}}{1 \text{ mW}} \quad (2)$$

$$\text{mW} = 10^{\frac{\text{Power (dBm)}}{10}} \quad (3)$$

Power meter 的接頭依其所連接的連接器而不同，得到的量測值也可能不同。世界各國的標準實驗室進行了一連串的校正實驗，並且比較彼此的數據⁽⁴⁻⁶⁾，目的在於找尋可靠的校正方法，並且進一步建立國際通用標準。我國也應該比照歐美日韓各國，建立微波儀器的校驗標準。

VNA 是所有儀器中可說是最複雜的，它的功用適用來量測 S 參數，元件的模型化量測也需要使用到。雙埠的 S 參數共有 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{21} 、 S_{22} 四項，分別為埠 1 的反射係數、埠 2 到埠 1 的穿透係數、埠 1 到埠 2 的穿透係數、以及埠 2 的反射係數。在使用 VNA 量測 S 參數之前，必須先檢查儀器是否歸零，以及儀器是否需要校正。SOLT 法是一種常用來檢查儀器是否歸零的方法，其步驟如下：

1. 量測對於校正工具箱 (calibration kit) 裡短路器 (short) 的 S_{11} 參數與 S_{22} 參數是否都集中在 Smith chart 的左端點；
2. 量測對於校正工具箱裡開路器 (open) 的 S_{11} 參數與 S_{22} 參數是否都集中在 Smith chart 的右端點；
3. 量測對於校正工具箱裡 50 Ω 負載 (load) 的 S_{11} 參

- 數與 S_{22} 參數是否都集中在 Smith chart 的中心；
4. 量測對於校正工具箱裡 through 的 S_{12} 參數與 S_{21} 參數是否都集中在 Smith chart 單位圓的圓週上。

以上四項的量測結果只要有一項為否，就必須對儀器進行校正。以 SOLT 法校正而言，是以開路、短路、50 Ω 負載所量得的反射係數以及以 through 所量到的穿透係數，進行 12-term 的計算求出偏差值 (offset)，儀器會自動地補償及歸零，並且會儲存一個校正檔案 (calibration file)，以利日後若有相同的量測條件時，可以很方便地呼叫出來使用。

SNA 是一種單埠的儀器，可以用來量測反射係數的大小、返回損失和駐波比等參數，也可以用來量測插入損失 (insertion loss)。與 VNA 不同的地方在於 SNA 只能量測參數的大小，無法量測到訊號的相位改變。SNA 在使用前也必須檢查是否已經歸零。檢查的方法如下：

1. 量測對於短路器的反射係數的大小是否為 1，穿透係數是否為 0；
2. 量測對於開路器的反射係數的大小是否為 1，穿透係數是否為 0；
3. 量測對於 50 Ω 負載的反射係數的大小是否為 0，穿透係數是否為 0；
4. 量測對於 through 的反射係數是否為 0，穿透係數的大小是否為 1。

在 SNA 上進行反射係數、返回損失、駐波比等項目的量測，量測系統的示意圖如圖 5 所示。訊號由訊號源產生之後，經過一個功率分歧器 (power splitter) 分配後，用以提供 SNA 的參考訊號和待測物的輸入訊號。待測物的反射訊號經由阻抗橋接器 (impedance bridge) 接至 SNA。插入損失的量測系統示意圖如圖 6 所示。SNA 就可以藉此量測出待測物的反射係數、返回損失、插入損失及駐波比。

三、量測項目與方法

前面所提到的功率、返回損失、駐波比、 S 參數、雜訊指數、諧波失真、互調變失真、intercept point 及 ACPR 等等量測項目，吾人可將之歸納成

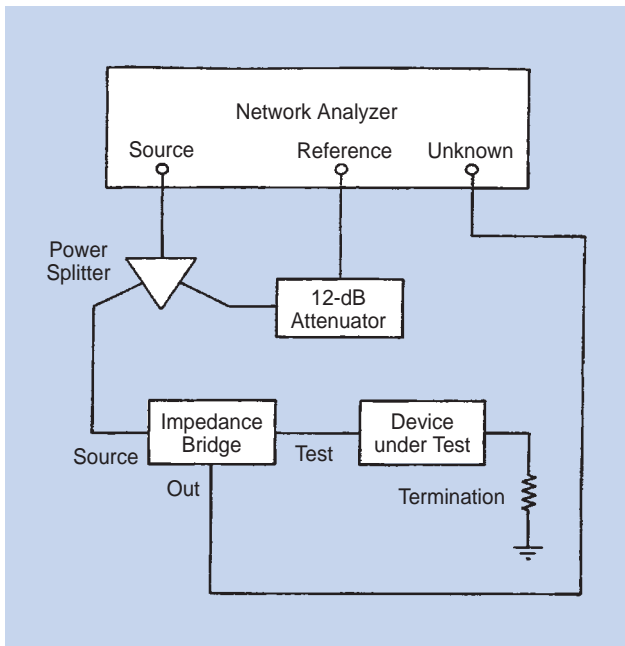


圖 5. 以 SNA 量測反射係數、返回損失與駐波比。

功率量測、失真因素分析、頻率響應分析以及雜訊特性分析三類。功率量測可以得到放大器的輸出功率、增益以及效益；失真因素分析包括因非線性造成的諧波失真以及相鄰近頻道的干擾如 IMD、intercept point、ACPR 等等；頻率響應分析是由反射係數、返回損失、插入損失、駐波比、 S 參數對頻率的關係，分析衰減、路徑損耗、小訊號增益、截止頻率；雜訊特性分析則是包括訊雜比與雜訊指

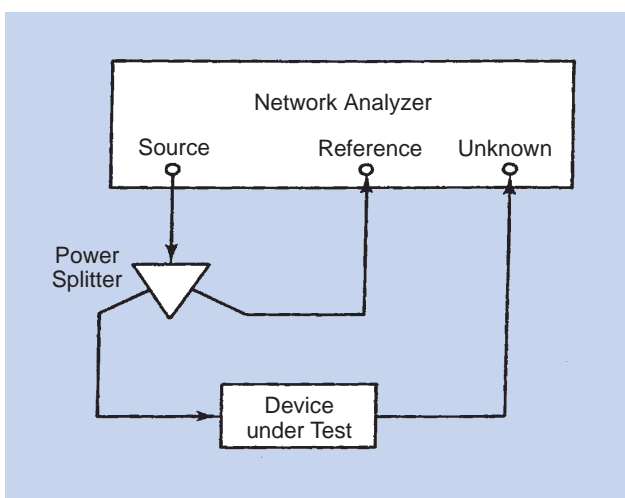


圖 6. 以 SNA 量測插入損失。

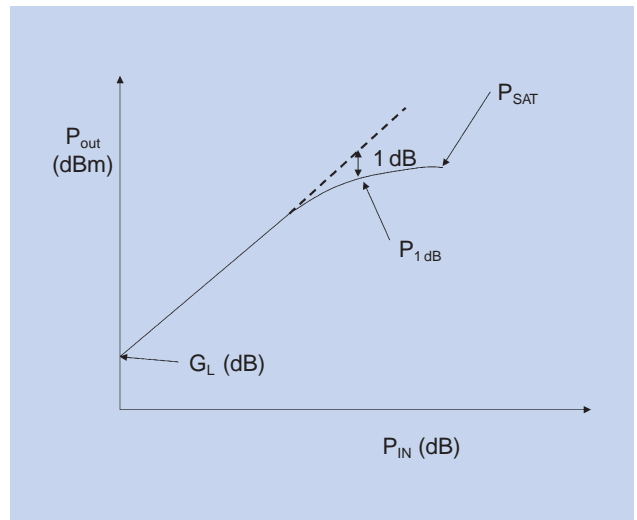


圖 7. 理想放大器與實際放大器在輸入功率與輸出功率關係曲線的比較。

數等。茲就功率特性、失真因素分析、雜訊特性三類的量測，以及晶片微波針測 (on-wafer RF probing) 加以說明。

1. 功率特性

對於一個微波功率放大器而言，吾人常就輸出功率、增益 (P_{OUT}/P_{IN})、效率以及線性度或失真等方面評估。一個理想的放大器其增益大於 1，而且增益為定值，與輸入功率無關。這是不可能的，所有的放大器輸出功率終究都會飽和的。圖 7 是一個理想放大器與實際放大器在輸入功率與輸出功率關係曲線的比較，虛線代表理想放大器，實線代表實際放大器。一個實際放大器當輸入功率不大的時候，輸出功率會隨著輸入功率線性地增加。此時的增益稱之為線性增益，記做 G_L 。隨著輸入功率的增加而呈現增益下降、輸出功率的增加變緩的情形，直到最後輸出功率飽和為止。在增益下降 1 dB 時的輸出功率我們稱之為 1 dB-compression power，記為 P_{1dB} 。在輸出功率達到飽和的時候我們稱之為飽和功率，記為 P_{SAT} 。放大器的效率 η 是指輸出功率佔了所消耗的直流電源功率的多少比例。放大器在有功率輸出與在靜止 (即工作點) 時，兩者所消耗的直流功率往往是不同的。假設輸出功率為 P_{OUT} 的時候，這時所量到的直流電壓為 V ，直流電流為

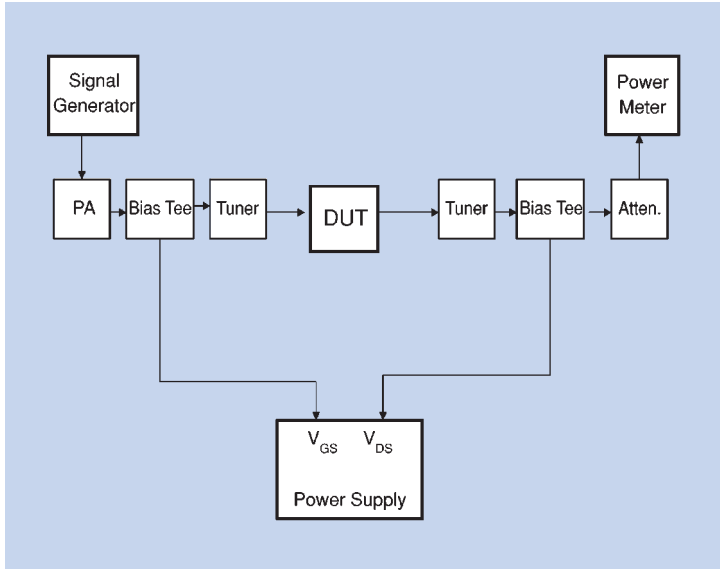


圖 8. 微波元件量測係塊圖。

I ，則放大器的效率 η ，為輸出功率 P_{OUT} 除以電源所提供的直流功率 $V \times I$ ；

$$\eta = \frac{P_{OUT} \text{ (mW)}}{V \times I \text{ (mA)}} \quad (4)$$

功率微波元件可以做成功率放大器，所以也需要量測功率微波元件的功率、增益以及效益，其量測系統的線路圖如圖 8 所示。圖 8 中在元件輸入端及輸出端各有一組 bias tee 與 tuner。Bias tee 作為偏壓電路之用，可以隔絕高頻訊號進入電源供應器，以及隔絕直流電源進入前級放大器造成損毀。Tuner 是一種無損耗的可變阻抗器，其作用是作為元件的阻抗匹配，使元件能發出足夠的功率與增益。使用功率微波元件製作功率放大器的時候，也必須考量元件的效率。一個好的功率元件就必須具備供輸出功率和高增益，不需要很高的輸入功率就可以產生很大的輸出功率。所以在量測功率微波元件效率的時候，往往是量測這個元件的 power-added efficiency (PAE)，而不是前述的 η 。PAE 的計算如下：

$$PAE = \frac{P_{OUT} \text{ (mW)} - P_{IN} \text{ (mW)}}{V \times I \text{ (mA)}} \quad (5)$$

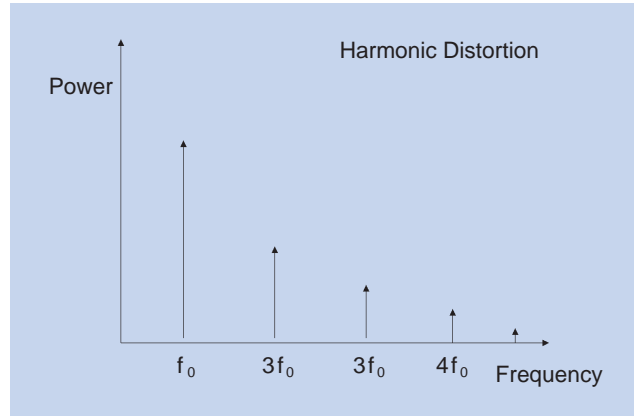


圖 9. 諧波失真。

PAE 高的元件，前級不需要高功率的放大器來驅動。

2. 失真因素分析

評估放大器線性度的方法可以量測放大器輸出訊號的諧波成分，或是量測放大器的互調變失真和 intercept point。當放大器產生非線性失真時，輸出訊號的頻譜上就會出現輸入訊號頻率（基頻） f_0 的二倍頻 ($2f_0$) 及 三倍頻 ($3f_0$) 等高階諧波的成分，如圖 9 所示。輸出電壓訊號 $y(t)$ 與輸入電壓訊號 $x(t)$ 之間的關係可以下列的式子表示：

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \dots \quad (6)$$

其中 a_1 為電壓線性增益， a_2 、 a_3 、 a_4 等均為負數，而且都遠小於 a_1 。功率與電壓的關係式如下：

$$\text{power} = \frac{(\text{voltage})^2}{Z_0} \quad (7)$$

Z_0 稱為特性阻抗 (characteristic impedance)。令 $x(t) = A \sin(2\pi f_0 t)$ ，則我們不僅在輸出訊號的頻譜可以看到二倍基頻 ($2f_0$)、三倍基頻 ($3f_0$)、四倍基頻 ($4f_0$) 等高次諧波的成分，更可以得知 $x(t)$ 的三次方以上的奇次方項如何影響基頻的成分。在 A 不大的時候， $y(t)$ 的非線性部分對線性部分的影響不大；在 A 逐漸變大的時候， $x(t)$ 三次方以上的奇次方各項

的大小就不能忽略了。根據正弦函數或餘弦函數的倍角公式可以知道，對基頻成分造成影響的只有 $x(t)$ 三次方以上的奇次方各項， $x(t)$ 的偶次方各項是沒有影響的。

評估一個放大器的線性度還有其他的方法，例如量測放大器的 IMD、intercept point 或是 ACPR。將兩個不同頻率的訊號 $x_1 = A\sin(2\pi f_1 t)$ 與 $x_2 = A\sin(2\pi f_2 t)$ 相加後，再輸入一個理想的放大器，輸出訊號的頻譜中只會有和的成分。對實際放大器而言並非如此。將 $x = x_1 + x_2$ 代入 (7) 式中，只考慮三階近似，也就是 $x(t)$ 三次方的影響，我們將看到在輸出訊號中會出現 $2f_1 + f_2$ 、 $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ 、 $2f_2 + f_1$ 等頻率的成分，這就叫做互調變失真。圖 10 是一個 IMD 量測分析的系統方塊圖。IMD 量測是屬於雙調量測 (2 tone measurement)，需要兩個頻率合成器提供，訊號分別為 $x_1 = A\sin[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$ 與 $x_2 = A\sin[2\pi(f_0 - \Delta f)t]$ ，再經過一個叫 combiner 的配件將兩個訊號相加後作為輸入訊號。其輸出訊號的頻譜如圖 11 所示，頻譜中出現了 $f_0 + \Delta f$ 、 $f_0 - \Delta f$ 、 $f_0 + 3\Delta f$ 、 $f_0 - 3\Delta f$ 的成分。IMD 指的是在某一個輸入功率或輸出功率的時候，輸出訊號中頻率為 $f_0 + \Delta f$ 與 $f_0 - \Delta f$ 的功率對頻率 $f_0 + 3\Delta f$ 與 $f_0 - 3\Delta f$ 的功率之差別：

$$\text{IMD(dB)} = 10 \log_{10} \frac{P_{f_0 - \Delta f} \text{ (mW)} + P_{f_0 + \Delta f} \text{ (mW)}}{P_{f_0 - 3\Delta f} \text{ (mW)} + P_{f_0 + 3\Delta f} \text{ (mW)}} \quad (8)$$

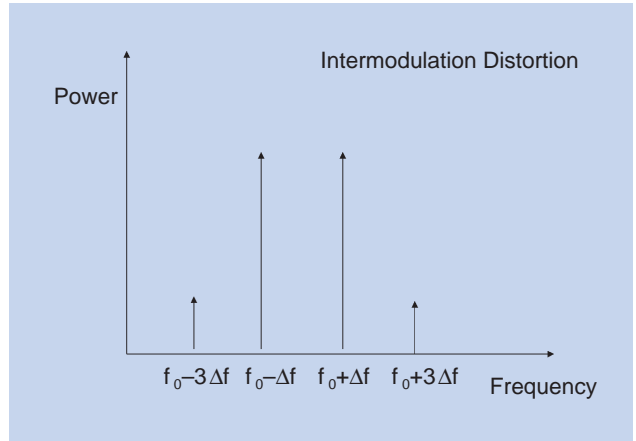


圖 10. 互調變失真。

IMD 越高表示放大器的非線性失真越小，也就是相鄰的兩個頻道的訊號不會彼此干擾，發生偽訊號 (spurious signal) 的可能性越低，以及偽訊號的影響程度就越低。當我們將 $x_1 = A\sin[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$ 與 $x_2 = A\sin[2\pi(f_0 - \Delta f)t]$ 的訊號同步加大，並記錄頻率 $f_0 + \Delta f$ 與 $f_0 - \Delta f$ 的功率和以及頻率 $f_0 + 3\Delta f$ 與 $f_0 - 3\Delta f$ 的功率和，並且畫成對輸入功率的關係圖，如圖 12 所示。頻率 $f_0 + 3\Delta f$ 與 $f_0 - 3\Delta f$ 的功率和對輸入功率的關係也並非是一條直線。將頻率 $f_0 + 3\Delta f$ 與 $f_0 - 3\Delta f$ 的功率和對輸入功率呈線性關係部分的直線作延伸，以及對頻率 $f_0 + \Delta f$ 與 $f_0 - \Delta f$ 的功率和對輸入功率呈線性關係部分的直線作延伸，這兩條直線將會相交於一點 (通常是在

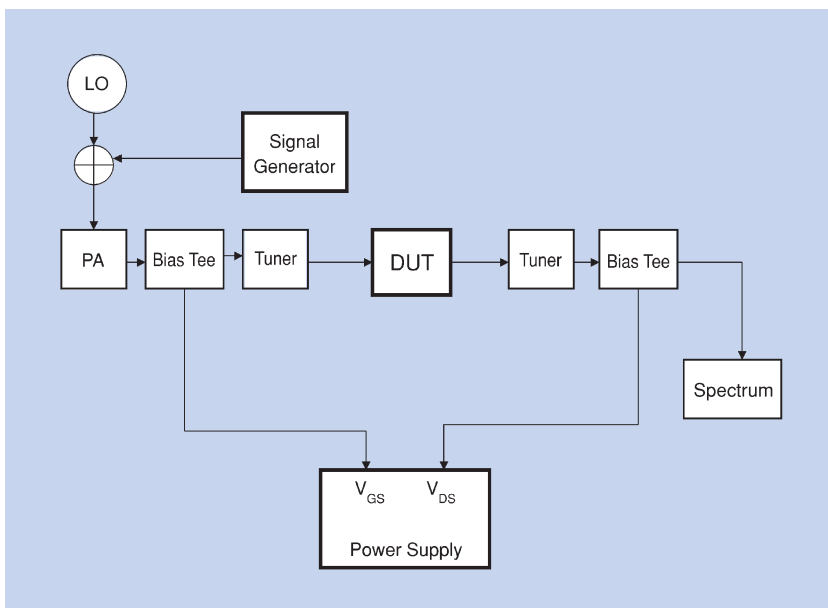


圖 11. 互調變失真量測系統方塊圖。

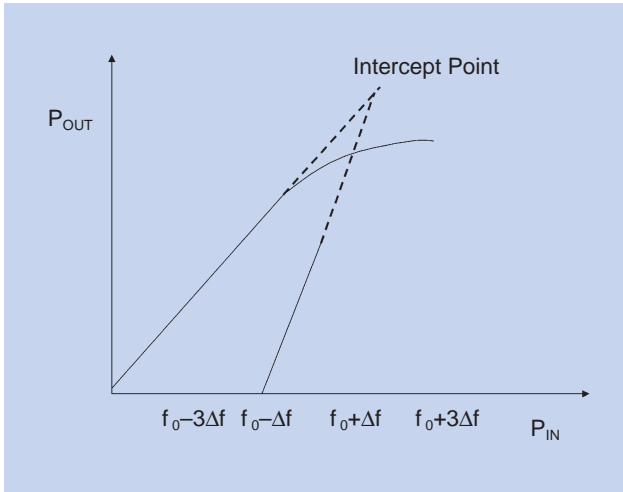


圖 12. 三階 intercept point。

P_{SAT} 上方 3 dB 的地方)，這個點稱為 intercept point。因為頻率 $f_0 + 3\Delta f$ 與 $f_0 - 3\Delta f$ 主要是 $x(t)$ 的三次方項造成的，我們又稱之為三階 intercept point，記為 IP3。IP3 越高則 IMD 越高，線性度越好。

近幾年來直接序列式的展頻技術也應用在無線行動通訊上，如 CDMA 與寬頻的 wideband CDMA。以通訊標準 IS-95 的 CDMA 為例，其載波為一種稱為假性雜訊 (pseudo noise, PN) 或是假

性隨機 (pseudo random) 的訊號，頻寬為 1.2288 MHz。IS-95 CDMA 的兩個通訊子標準 IS-95A (forward, 即基地台到手機) 與 IS-95B (reverse, 即手機到基地台) 的載波所使用的調變方式分別為 QPSK 與 OQPSK。由於 CDMA 的載波頻寬達 1.2288 MHz，可能會發生功率外洩，嚴重影響到鄰近頻道 (與中心頻率相差 900 kHz、1.98 MHz 處各兩個通道)，所以在 CDMA 的規格中就會要求量測載波訊號的輸出對鄰近頻道的影響程度，我們稱為鄰近頻道功率排斥 (adjacent channel power rejection, ACPR)。ACPR 的量測系統方塊圖可參考圖 13，以 IS-95B 的功率放大器為例，量測的方式如下：

1. 從調變訊號產生器選取 IS-95B 標準的載波，頻率為 900 MHz。訊號的 PN code 可以選擇常用的 Walsh code。逐漸加大輸入功率直到輸出功率為 28 dBm。
2. 觀察輸出訊號的頻譜。量測在頻率 900 MHz，頻寬為 1.25 MHz 的頻譜功率 P_0 ，單位為 dBm。
3. 分別量測鄰近頻道的頻譜功率。鄰近頻道的頻率分別為 900 MHz + 900 kHz、900 MHz - 900 kHz、900 MHz + 1.98 MHz、900 MHz - 1.98 MHz，通道頻寬為 30 kHz 的頻譜功率 P_{U1} 、 P_{L1} 、 P_{U2} 及 P_{L2} ，單位為 dBm。

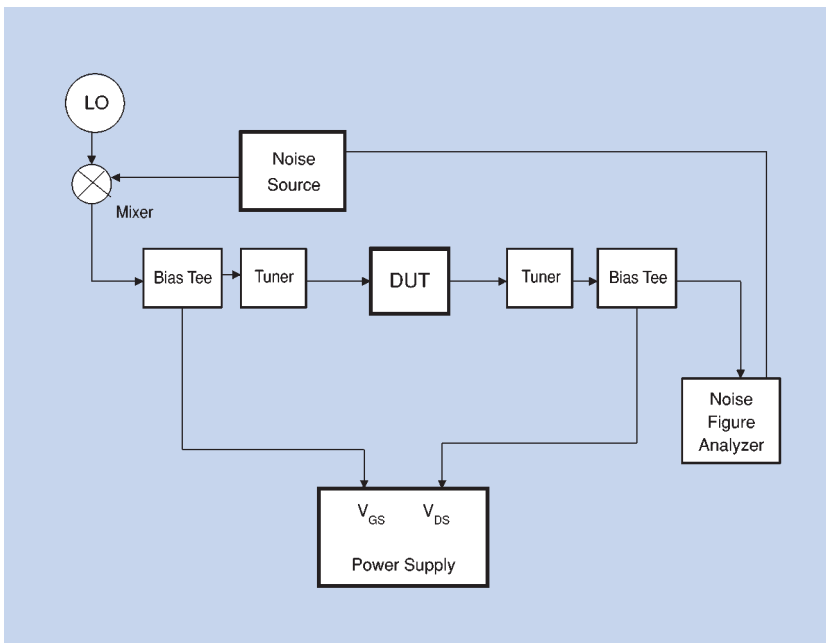


圖 13. 雜訊指數量測系統方塊圖。

4. 計算四個相鄰頻道對載波輸出訊號的 ACPR，分別為 $ACPR1(U) = P_0 - P_{U1}$ 、 $ACPR1(L) = P_0 - P_{L1}$ 、 $ACPR2(U) = P_0 - P_{U2}$ 、 $ACPR2(L) = P_0 - P_{L2}$ 。

ACPR 如同 IMD，代表著對鄰近頻道干擾的免疫力與放大器的線性度，所以越高越好。通常的情況是，若是 ACPR 高，則 IMD 也高，反之亦然，可是目前還沒有理論可以證明兩者的直接關係。

3. 雜訊特性

在一個無線通訊系統裡，訊號從天線接收進來，進入到接收器。往往從天線接受之後進入到接收器的強度都很弱，所以在接收器的輸入端需要一個放大器將訊號放大。天線在接收到訊號的同時，也會接收雜訊進來。放大器不但會將訊號與雜訊同時都放大，本身也會由於電流的經過、熱擾動等等因素而產生雜訊。既然放大器會將訊號與雜訊同時都放大是無可避免的，因此我們需要的接收放大器除了高增益之外，本身不能製造太大的雜訊，這種放大器稱為低雜訊放大器。

評估一個低雜訊放大器或是低雜訊元件的方法是量測其雜訊指數和增益。雜訊指數是放大器或元件本身會製造多少雜訊的一項指標。我們知道，放大器會製造雜訊，所以當放大器的輸入是一個帶有雜訊 N_i 的訊號 S_i 時，輸出訊號 S_o 與雜訊 N_o 為

$$S_o = G_A S_i \quad (9)$$

$$N_o = G_A N_i + N_i \quad (10)$$

這裡的 G_A 是放大器的伴隨增益 (associated gain)， N_i 是放大器本身會製造出來的雜訊。從兩個式子可以得知，放大器輸出端的訊雜比會高於輸入端的訊雜比。因此我們就由輸出訊雜比對於輸入訊雜比的比值而定義兩個參數：雜訊係數 (noise factor, F 與 N_f) 和雜訊指數。

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (11)$$

$$NF = 10 \log_{10} F \quad (12)$$

我們將雜訊係數 F 進一步地用 G_A 與 N_i 表示：

$$F = \frac{N_o/N_i}{S_o/S_i} = \frac{G_A + \frac{N_i}{N_i}}{G_A} = 1 + \frac{N_i}{G_A N_i} \quad (13)$$

經過進一步的理論分析⁽⁷⁻⁹⁾，我們可以定義雜訊參數，並且利用雜訊參數和待測物的內秉參數 (intrinsic parameters)，如 S 參數、 Y 參數與 Z 參數等來求出雜訊係數。假定在雜訊係數 F 為最小 (即 $F = F_{\min}$) 的時候，放大器的輸入導納 (admittance, Y) 為 $y_{\text{opt}} = g_{\text{opt}} + jb_{\text{opt}}$ ，雜訊電阻為 r_N ，訊號源端的導納通常會使用 tuner，其導納為 $y_s = g_s + jb_s$ 。我們可以將雜訊係數 F 以 F_{\min} 、 y_{opt} 、 r_N 及 y_s 來表示：

$$F = F_{\min} + \frac{r_N}{g_s} |y_s - y_{\text{opt}}|^2 \quad (14)$$

當 $F = F_{\min}$ 時，我們可以得知 $y_s = y_{\text{opt}}$ 。在微波量測上來說， S 參數可由網路分析儀量測到， Y 參數、 Z 參數必須由 S 參數求出。 y_{opt} 、 y_s 可以反射係數 Γ_{opt} 、 Γ_s 來表示：

$$y_{\text{opt}} = \frac{1 - \Gamma_{\text{opt}}}{1 + \Gamma_{\text{opt}}} \quad (15)$$

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (16)$$

所以

$$F = F_{\min} + \frac{4r_N |\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2} \quad (17)$$

當 $\Gamma_s = 0$ 時，可求出 r_N ：

$$r_N = \frac{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2}{4|\Gamma_{\text{opt}}|^2} \quad (18)$$

雜訊係數 N_f 的定義如下：

$$N_f = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{F - F_{\min}}{4r_N} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 \quad (19)$$

很明顯的，對於每一個 N_f 而言， Γ_s 的軌跡是一個圓。這個圓我們稱為定雜訊指數圓 (constant noise figure circle)：

$$\left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_f} \right|^2 = \frac{N_f^2 + N_f(1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 + N_f)^2} \quad (20)$$

定雜訊指數圓是製作低雜訊放大器時一項很重要的依據。

量測低雜訊微波元件雜訊指數的系統示意圖如圖 12 所示。雜訊源是利用不同的雜訊溫度而產生不同功率的雜訊，雜訊與 LO (local oscillator) 的訊號經混波器 (mixer) 調變之後產生所要之頻率的雜訊，再輸入待測物，由雜訊指數分析儀 (noise figure analyzer) 量測所要之頻率的雜訊以及 G_A 。調整待測物輸入端的 tuner，使得輸出雜訊功率為最小，再調整待測物輸出端的 tuner，使得增益為最大。此時所量到的就是雜訊指數與 G_A 。

4. 晶片微波針測

晶片微波針測是直接量測未封裝的微波元件或是微波積體電路 (MMIC) 的微波特性，如 S 參數、雜訊指數、插入損失等。由直流量測結果和微波量測結果可以將元件的某些參數萃取 (extract) 出來，利用這些參數可以更進一步製作元件的模型。舉例來說，微波元件的小訊號等效電路模型就是利用由晶片微波針測所量到的 S 參數去計算而得到的。以往微波元件以及微波積體電路只做直流針測，分析其電流 (如 MESFET 與 HEMT 的 I_{DSS})、直流增益 (如 HBT 的 h_{fe} 、MESFET 與 HEMT 的 g_m)、崩潰電壓等，微波特性就必須將晶片包裝後再行量測。晶片微波針測的目的在於：

1. 製作元件模型，以便於元件設計以及電路設計。
2. 參數萃取，將結果反映到製程，分析製程對元件與電路的影響。

晶片微波針測所用的設備包括針測台 (probe station) 與微波探針，使用的配件與儀器視所量測的項目而定。最常用的微波探針為 G-S-G 中空共平面 (air co-planar, ACP) 探針，這種探針有共平面

的三根小探針 - 兩個接地探針與訊號探針，這三根共平面的小探針就形成一個 50 歐姆阻抗的共平面波導 (co-planar waveguide, cpw)，並且兩個接地探針還提供很好的屏蔽效果。

晶片微波針測有許多困難的地方。我們一直希望能直接在晶片上量測元件或是 MMIC 的微波特性，甚至量產測試，然而以下的因素不得不詳加考量：

1. ACP 探針的材質遠比 bonding pads 來得硬，針測後就一定會造成 bonding pads 與 wafer bumps 的永久性損傷；
2. 結合直流與微波量測用的探針卡 (probe card) 在製作與設計上有很大的困難；
3. 探針卡與 ACP 微波探針在量產型的針測台上的使用壽命與穩定度不佳；
4. 非破壞性高頻薄膜探針 (membrane probe card) 造價昂貴，測試的可靠度與穩定度需要長時間觀察；
5. 砷化鎵和磷化銮因為散熱不易，不適合進行晶片的大電流與高功率的微波針測。

縱使如此，晶片的微波針測的結果是最直接反映出元件的特性。元件的模型建立必須從晶片的微波針測的結果求得。

四、微波量測的發展

在量測方法方面，近幾年來已經發展出可靠的去嵌入 (de-embedding) 的量測校正與計算，而且已經用於元件針測、微波積體電路的封裝測試，以及元件的小訊號模型與雜訊模型分析⁽⁷⁾。去嵌入的量測可應用於封裝後測試時，藉以去除 socket 對量測的影響，得到可靠的量測數據。微波量測除了在微波電路與模組的量測之外，也朝向發展微波元件、微波積體電路、混和訊號的量測。在微波元件的研究方面，目前研究的項目包括元件的模型化、高頻晶圓測試以及非破壞性檢測。因為精準的元件模型有助於微波積體電路的製程發展與電路設計，高頻晶圓測試將有助於微波積體電路的製造。非破壞性檢測是以高頻薄膜探針取代 ACP 探針。所以微波技術的發展上，不管在量測方法方面、校正與計算

方面，以及元件的模型分析方面，都必須仰賴從業人員更上一層樓，以及有更多的人願意投入到這個領域。

在產業方面，近幾年來由於行動電話產業的興起，帶動了微波元件製造、微波電路設計以及微波專業測試等產業。微波專業測試方面位於新竹科學園區中，成立於 1997 年的宇通全球科技，是世界第一家專業微波和高頻測試的業者，也是歐、美、日等各國通訊元件大廠最主要的測試協力廠商。之後智森科技、全天時等公司相繼成立。縱使這兩年的行動通訊市場不如預期，仍然是很大的市場，歐、美、日等各國通訊元件與手機大廠一直在積極開發新產品，長久來看，相信通訊產業未來榮景可期。

五、總結

微波量測技術難度高，需要在細心與耐心以及不斷地檢討中累積經驗，不是一蹴可幾的。經過前人不斷地努力，嘔心瀝血，克服困難與障礙，才使

得微波量測能被普遍地應用，重要性與日遽增。這是我們希望與所有同業以及有志者共同期勉的。

參考文獻

1. T. S. Laverghetta, *Handbook of Microwave Testing*, Artech House Inc. (1981).
2. *Electronic Measurement Instruments*, Anritsu Inc. (2000).
3. *HP Test and Measurement Catalog*.
4. D. Janik, J. T. Ascroft, and R. F. Clark, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, **48** (2), 166 (1999).
5. J. Achkar, L. Velasco, M. P. Weidman, R. F. Clark, J. H. Kim, J. I. Park, T. Zhang, J. E. Peters, J. Ruehaak, D. Stumpe, J. P. M de Vreede, and A. M. Wallace, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, **48** (2), 169 (1999).
6. J. T. Ascroft, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, **48** (2), 647 (1999).
7. C.-H. Chen and M. J. Deen, *Proc. IEEE 2001 Int. Conference on Microelectronic Test Structures*, **14**, 109 (2001).
8. H. A. Haus and R. B. Adler, *Circuit Theory of Linear Noisy Networks*, New York : Technology Press of MIT and Wiley (1959).
9. C.-H. Chen and M. J. Deen, *Journal of Vacuum Science and Technology*, **16** (2), 850 (1998).