

射頻功率參數量測系統 之介紹

由於近年來個人化無線通訊的蓬勃發展，使得國內業者對於通訊產業趨之若鶩，皆致力於通訊相關零組件的設計與製作。而在無線通訊的應用中，功率放大器是構成手機和基地台內部接收器的最重要關鍵零組件之一，因此功率元件特性的量測與分析為一重要課題。文中將對此射頻功率參數量測系統作探討與分析，供有興趣者參考。

楊世丞、詹益仁

一、前言

在任何無線通訊系統中，射頻功率放大器 (power amplifier) 是主要的電路模組，而射頻功率電晶體之負載特性是決定其性能優劣的主要關鍵。輸出功率 (output power)、效率 (efficiency) 及功率增益 (power gain) 被視為功率放大器的三個最重要的特性；這三種特性通常被用來當作是比較不同元件或放大器的一些重要參考指標。因此，提供一個可信賴的量測數據以供元件或電路設計者使用，是一個非常重要的課題。筆者將於本文中對此射頻功率參數量測系統，即負載拉曳 (load-pull) 量測系統，分別就其原理、架設以及實體的應用做介紹，希望對讀者有所裨益。

楊世丞先生為國立中央大學電機工程學系博士班學生。
詹益仁先生為美國密西根大學電機工程博士，現任國立中央大學電機工程系教授。

二、負載拉曳量測

何謂負載拉曳量測實驗呢？當一個電路設計者在設計功率放大器的時候，為了要合成一個無損耗的輸入或輸出匹配網路 (lossless input or output matching network) 的設計，使得輸入信號能被完整的放大，而不會因為阻抗不匹配而產生反射衰減，故設計的最重要步驟乃是能夠決定出最佳的輸入及輸出 (optimum source and load impedance) 阻抗的詳細資料。負載拉曳實驗即是一種可以用來量測並決定待測元件在一個給定輸入功率準位下，輸入端與輸出端之最佳阻抗的高頻實驗量測系統。這種實驗方法是可以被用來量測並記錄元件在不同源極或負載阻抗下時的大信號輸出表現，像是輸出功率、功率增益、功率附加效率等；以及雙調信號分析 (two-tone signal analysis) 之線性度，像是 IM3 (third-order inter-modulation)、IP3 (output third-order intercept point) 等所有資訊。

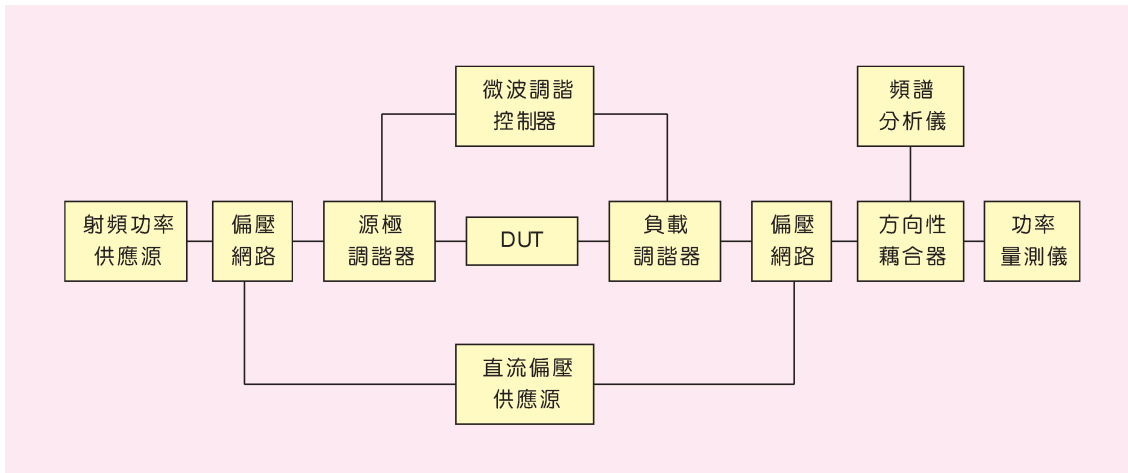


圖 1. 射頻功率實驗系統架構圖 (load-pull system)。

射頻功率參數量測系統或負載拉曳量測系統即是根據此原理而運作，搭配電腦透過 GPIB 通訊協定與其他儀器連接控制，並讓使用者透過自動化的程式設計，很方便且精確的進行量測、收集、存取並處理資料，以供設計者使用。

三、系統介紹與架設

當功率放大器在進行大信號非線性操作時，元件的最佳負載阻抗是會隨著輸入功率的改變而跟著變化。因此我們就必須在不同的輸入功率位準之下，繪製在不同負載阻抗時的等輸出功率曲線 (constant power contours) 於史密斯圖 (Smith chart) 上，以幫助我們去找出最大輸出功率時的最佳負載阻抗。

目前生產製造射頻功率量測設備 (load-pull measurement system) 主要共有三家廠商，分別是 ATN、Focus 以及 Maury。而筆者在本文中所介紹的為近日在國立中央大學電機所架設的 Maury 系統，以下本文將以此系統為主做介紹。

圖 1 為此射頻功率量測系統的基本概念架構圖。如圖所示，待測元件是置於中央的 DUT (device under test)，可以藉由高頻探針的 on-wafer 量測，或是利用夾具的 test fixture 探得。而在 DUT 的兩端所銜接的是源極調諧器及負載調諧器 (source tuner、load tuner)，其目的可以調整不同的

阻抗值大小，用來作阻抗匹配 (impedance matching) 的用途。同時各在調諧器的兩端有著偏壓網路 (bias tee network)，分別提供待測元件操作所需要的直流偏壓源，並將其偏壓操作在我們所需要的靜態工作操作點。此外，循著整個系統之路徑往兩端延伸，一端為提供射頻功率的訊號產生器 (RF power source)，以產生輸入實驗系統的射頻功率信號；而另一端則透過方向性耦合器 (directional coupler)，一邊接到功率量測儀 (power meter)，以測量傳達到終端的輸出功率的大小，一邊則由於方向性耦合器的衰減 10 dB 後，然後接到頻譜分析儀 (spectrum analyzer) 或向量訊號分析儀 (vector signal analyzer)，以監測輸出端波形的變化。

圖 2 為中央大學所架設的射頻功率量測系統的組裝圖，其微波調諧控制器 (automated tuner controller) 與調諧器 (tuner) 為 Maury Microwave 公司之產品 (圖 3)，型號分別為 MT986B02 與 MT982B01，所涵蓋的工作頻率範圍為 0.8 - 18 GHz。微波調諧控制器之步進速率 (stepping rate) 為 250 - 8795 steps/s，位置精確度為 ± 1 step。調諧器本身是屬於同軸式調諧器 (coaxial tuner)，由於內部的高精確性的滑動螺旋式 (slide-screw) 設計，可以達到較大的匹配範圍以及較低的輸入損耗 (insertion loss)，其可涵蓋的史密斯圖範圍之等效電壓駐波比 (voltage standing wave ratio, VSWR)，最小為 10 : 1。如圖 2 所示，整個系統共可分成五個

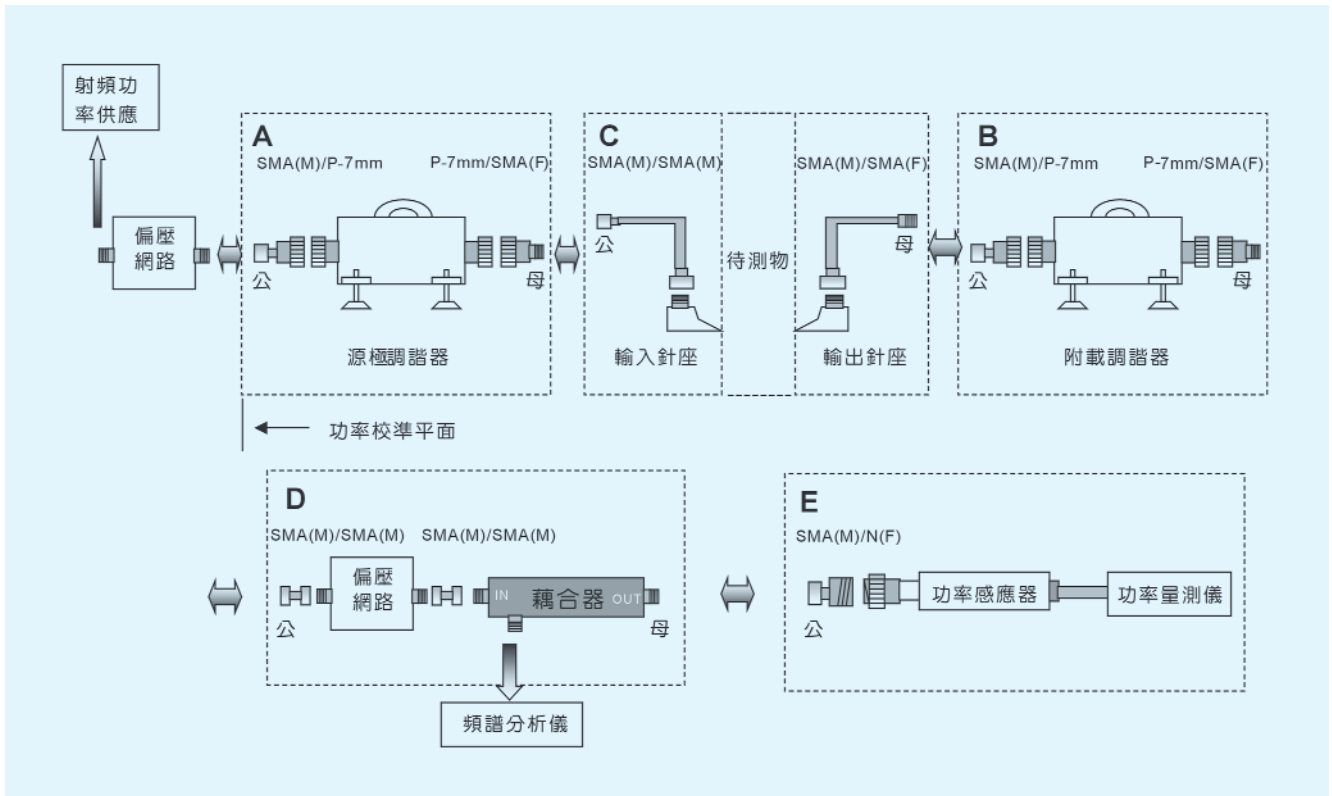


圖 2. 架設於中央大學的高頻功率量測系統組裝圖。

區塊，由於系統是建立在 on-wafer 量測，故方塊 C 是由高頻探針所構成，分別待測物的輸入與輸出端。系統在進行量測前必須做系統校準 (calibration) 的工作，這是因為此量測系統是由許多不同的組件所組合而成，故其中必包含一些 路

徑損耗 (loss) 的相位變化或其他不定因素，會影響到數據準確度，因此必須將所有組件的相關反射 - 傳輸 (reflection-transmission properties) 考慮進去，故將整個系統之五個區塊設計成可嵌入式 (insertable, 即一公一母設計)，以避免相位漂移 (phase shift) 問題。

在實際量測過程中，首先我們利用網路分析儀 (network analyzer)，配合 Maury 公司軟體 automated tuner system software (ATS)，對於圖 2 中的五個區塊分別量測其高頻 S 參數，分析其損耗與相位對頻率之間的關係，並透過系統功率校正 (power calibration) 過程，將校準平面 (calibration plane) 移至源極調諧器前 (如圖 2)。在功率量測過程中，軟體將會把這五個區塊的 S 參數帶入，透過數學運算，將量測平面由源極調諧器前面移至待測物的輸入端，功率量測儀所得之數據也會透過此計算往前移至待測物的輸出端，使得整個量測系統所測得之數據完全代表著待測元件輸入與輸出端的相關特性。圖 4 為整個系統架設的實體照片，表 1 則為相



圖 3. Maury Microwave 公司生產製造的微波調諧控制器 (Automated Tuner Controller) 及調諧器 (Tuner)。

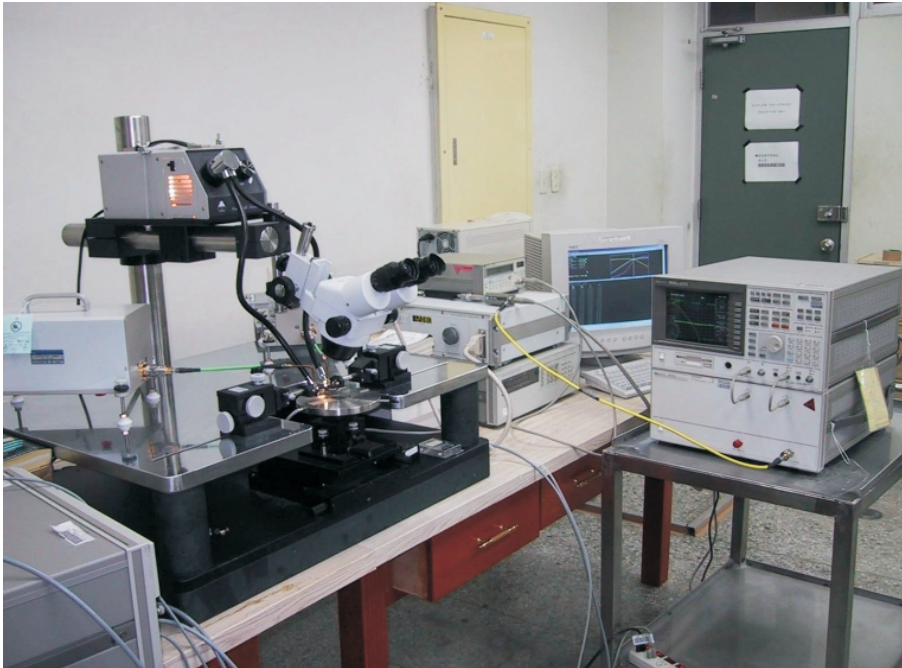


圖 4.
射頻功率量測系統實體照片
(中央大學電機系微波實驗室)。

關儀器的一覽表，供讀者參考。

源極調諧器與負載調諧器是利用微波調諧控制器來控制調諧器內的步進馬達 (stepper motor)，如圖 5 所示，間接改變調諧器腔體位置，得到不同的阻抗大小。至於在調諧 (tuning) 的過程中，並非僅是一個步驟就可完成。首先必須將源極調諧器固定一個位置，然後去變動負載調諧器的位置，以達到不同的輸出阻抗值，並測出其相對輸出功率大小，即所謂的負載拉曳。因此就可以找出在達到最大輸出功率時的最佳負載阻抗位置。之後再將負載調諧器固定在此阻抗位置而去變動源極調諧器以測出功率，此步驟即是所謂的源極拉曳 (source-pull)。然後找出在達到最大輸出功率時的最佳源極阻抗 (source impedance) 之位置，將其固定之，並繼續重複負載拉曳之測量步驟。就在這往返來回不斷重複的過程後，最後就能找出最佳的源極與負載阻抗位置。

在此值得一提的是，匹配阻抗是會隨著輸入訊號功率大小的變化而改變，所以如何將系統調整到一種近似完美最佳匹配就成為相當重要的事情，因為我們必須做到能同時使系統不論是在小訊號抑或是大訊號的範圍內都可以有最好的阻抗匹配之條件。因此在量測設定上，是在小訊號範圍操作時去

調整源極調諧器以求得最佳的增益 (gain)，也就是取共軛匹配 (conjugate matched)，亦即相近於 S_{11} 的共軛複數，然後在大信號操作時則調整負載調諧器以求得最佳的輸出功率，並確保其進入功率飽和區。這是一種可以達到我們所需求之近似最佳匹配

表 1. 射頻功率量測系統相關儀器設備一覽表。

儀器設備 (中)	儀器設備 (英)	型號
網路分析儀	Network Analyzer	Wiltron 37247A
射頻功率供應源	RF Power Source	HP ESG-D4000A Anritsu 68045B
直流偏壓供應源	DC Bias Supply	HP 6625A
微波調諧控制器	Automated Tuner Controller	Maury MT986B02
調諧器	Tuner	Maury MT982B01
頻譜分析儀	Spectrum Analyzer	HP 8596E
向量訊號分析儀	Vector Signal Analyzer	HP 89441A
高頻探針	High Frequency Probe Tip	Picoprobe 3.5 mm
方向性耦合器	Directional Coupler	Sage C0518-10
功率量測儀	Power Meter	HP 437 B
功率感應器	Power Sensor	HP 8481H
偏壓網路	Bias Tee Network	HP 11612A K20 HP 11612A K10

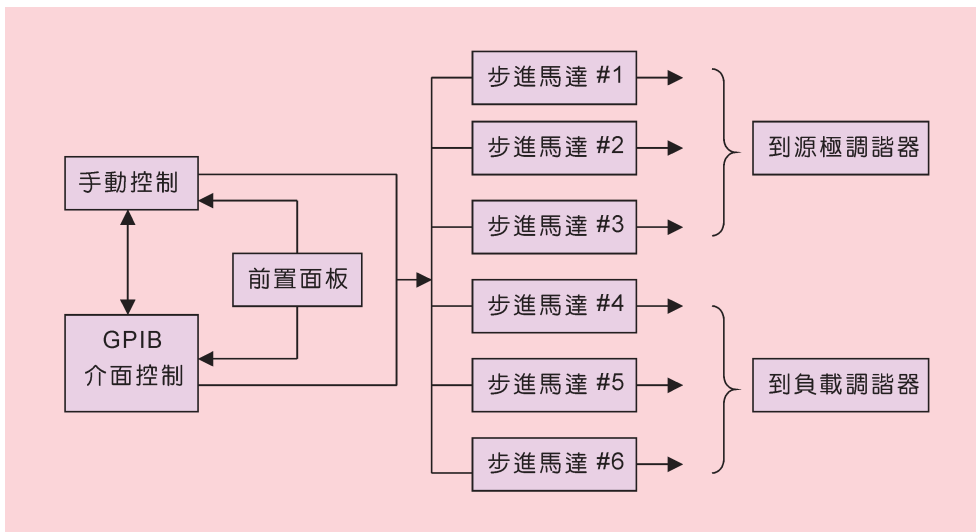


圖 5. 微波調諧控制器的工作示意圖。

的調諧方式。最後，便可以去測量並記錄大信號輸出表現，像是輸出功率、功率增益及功率附加效率等元件特性。

四、量測系統的應用

接下來我們利用 Maury 公司的軟體 automated tuner system software (ATS)，配合增強型 (enhancement-mode) PHEMT 功率元件，將射頻功率量測系統應用於實際的量測上。

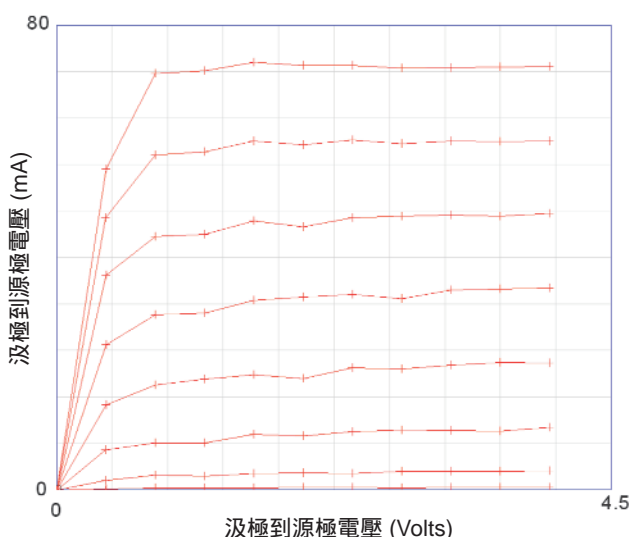


圖 6. E-mode PHEMT 功率元件直流 I_{ds} - V_{ds} 特性曲線。

1. 直流與高頻特性

除了剛剛所介紹的功率量測外，ATS 軟體更負有元件的基本特性量測能力。配合偏壓網路與網路分析儀的使用，可量測元件的電流電壓與高頻 S 參數特性。如圖 6，為增強型 PHEMT 功率元件的汲極 - 源極電流 (drain to source current) 對汲極 - 源極電壓 (drain to source voltage) 的作圖，由於此元件為加強性元件，故其閘極偏壓 (gate bias) 為正偏壓，最下面一條曲線 -0.2 伏特，由下往上依序遞增 0.1 伏特。圖 7 為當偏壓在閘極為 0.3 伏特、汲極偏壓在 3 伏特時，元件的高頻響應部份，左邊為 S11 和 S22 的量測結果，右邊為 S12 和 S21 的量測結果，掃描頻率範圍為 50 MHz - 10.05 GHz。

2. 功率特性分析

圖 8 為增強型 PHEMT 功率元件操作在頻率為 2.4 GHz，直流偏壓為閘極 0.3 伏特、汲極 3 伏特時的功率表現。如前面所言，負載拉曳量測的原理就是藉由不斷的來回調整源極調諧器與負載調諧器的阻抗位置，而達到與待測物之輸入、輸出阻抗匹配，以達到最大的輸出功率。圖 8(a) 為當源極調諧器阻抗 $\Gamma_s = 0.78 \angle 93.5^\circ$ 時，不斷改變負載調諧器後，在史密斯圖上所得相對應的輸出功率 (紅色等高線)、功率增益 (藍色等高線) 與功率附加效率 (綠色等高線) 的等高線圖。此外，在此所作的負載拉曳實驗其輸入功率皆固定在 0 dBm，故功率

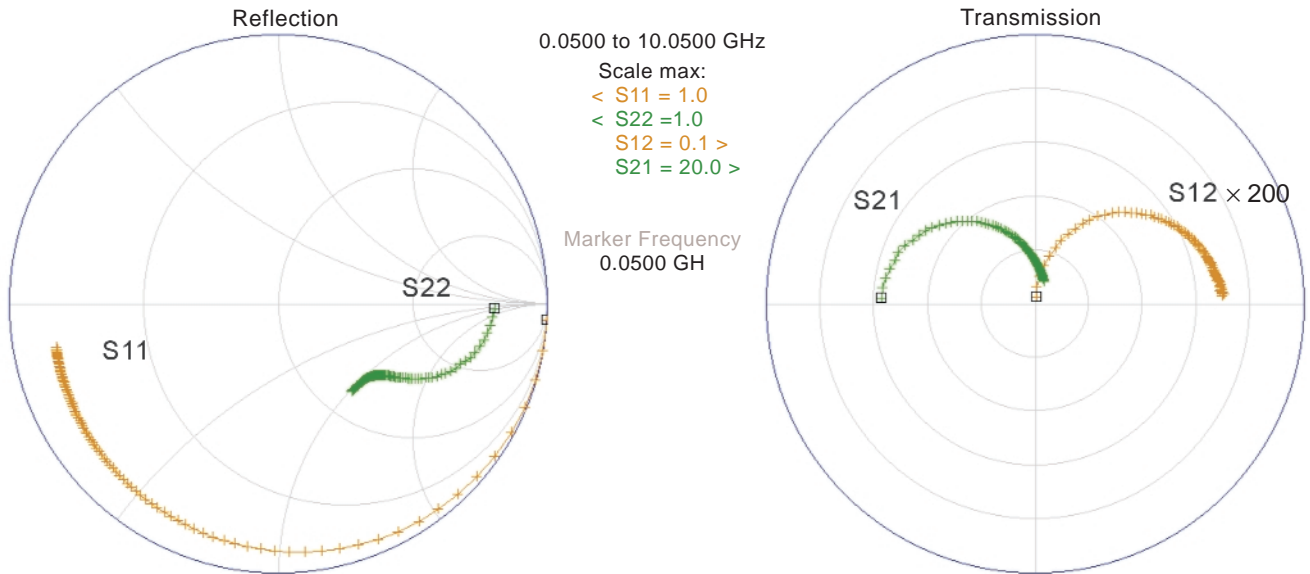


圖 7. E-mode PHEMT 功率元件高頻 S 參數 (頻率由 50 MHz 至 10.05 GHz)。

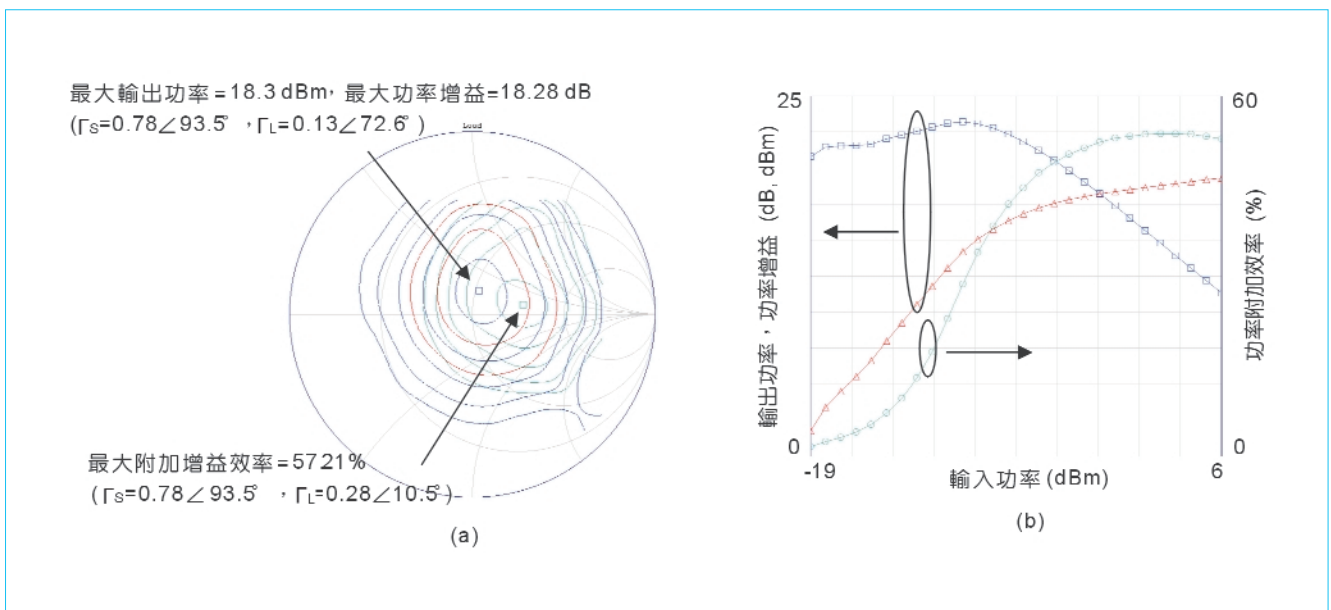


圖 8. (a) PHEMT 功率元件之 load-pull 等輸出功率曲線圖 (對最大功率輸出做最佳化)。

(b) 輸出功率、功率增益與功率附加效率對輸入功率的關係。

增益 (輸出功率 - 輸入功率) 應該等於輸出功率，即這兩等高線圖相互重合，在此可以看到兩條同時存在的等高線是由於比例的不同所造成；輸出功率為 2.5 dBm/step，功率增益為 5 dBm/step。

由圖 8(a) 結果可得知，當負載調諧器阻抗 $\Gamma_L = 0.13 \angle 72.6^\circ$ 時，擁有最大的輸出功率。故依照源

極調諧器和負載調諧器的最佳匹配阻抗 ($\Gamma_s = 0.78 \angle 93.5^\circ$, $\Gamma_L = 0.13 \angle 72.6^\circ$) 位置，改變不同的輸入功率，可得圖 8(b)。當輸入功率為 8 dBm 時，擁有最大輸出功率為 19.3 dBm；最大功率附加效率為 53.7%，當輸入功率為 5 dBm 時；且線性功率增益約為 22 dB 左右。另外，由圖中可以發現，當輸

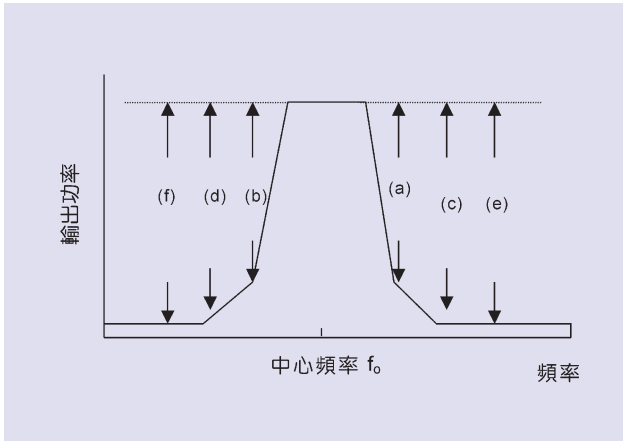


圖 9. 頻譜分析儀所見之頻譜輸出簡單示意圖。

入功率大到一定程度時候，功率增益漸漸被壓縮，換言之，輸出功率逐漸飽和了，此乃由於元件操作進入非線性區域，例如受膝部電壓 (knee voltage)、夾止電壓 (pinched-off voltage)、崩潰電壓 (breakdown voltage) 與最大汲極電流 (the maximum drain current) 等現象影響，產生增益壓縮的機制。

3. 鄰近通道功率比之分析

在之前功率特性分析的時候，所輸入的功率為

連續的正弦波形 (sinusoid waveform)，其為單一頻率之功率訊號。但因應不同系統的需求，例如手機規格為 GSM 或 CDMA 系統，輸入訊號是經調變訊號，輸入的功率訊號就不再是簡單的單一頻率了。再者，由於待測元件本身的一些寄生效應，而造成輸出波形的失真。鄰近通道訊號功率比 (adjacent channel power ratio, ACPR) 的量測就是用來探討當輸入功率訊號為調變訊號時，對於輸出波形失真狀況的評估與分析。

首先，我們定義一些參數。如圖 9 所示為一調變訊號經過待測物後的輸出頻譜簡單示意圖，圖中的 (a) 到 (f) 定義為主要頻譜與鄰近通道 (adjacent channel)、間隔通道 (alternate channel) 之功率差，單位為 dBc。鄰近通道與間隔通道的產生乃是因為待測物之寄生效應所造成的非線性現象，即所謂的頻譜再生 (spectral regrowth)。

鄰近通道功率比量測系統的架設與功率量測系統架設一樣，如圖 2，差異僅在射頻功率供應源所提供的是調變訊號。在本實驗中，輸入的是 NADC 調變、功率為 0 dBm、頻率為 2.4 GHz 的調變訊號 (調變方式為 $\pi/4$ DQPSK, bit rate 為 48.6 bit/s, bit/symbol = 2)。元件偏壓在閘極為 0.3 伏

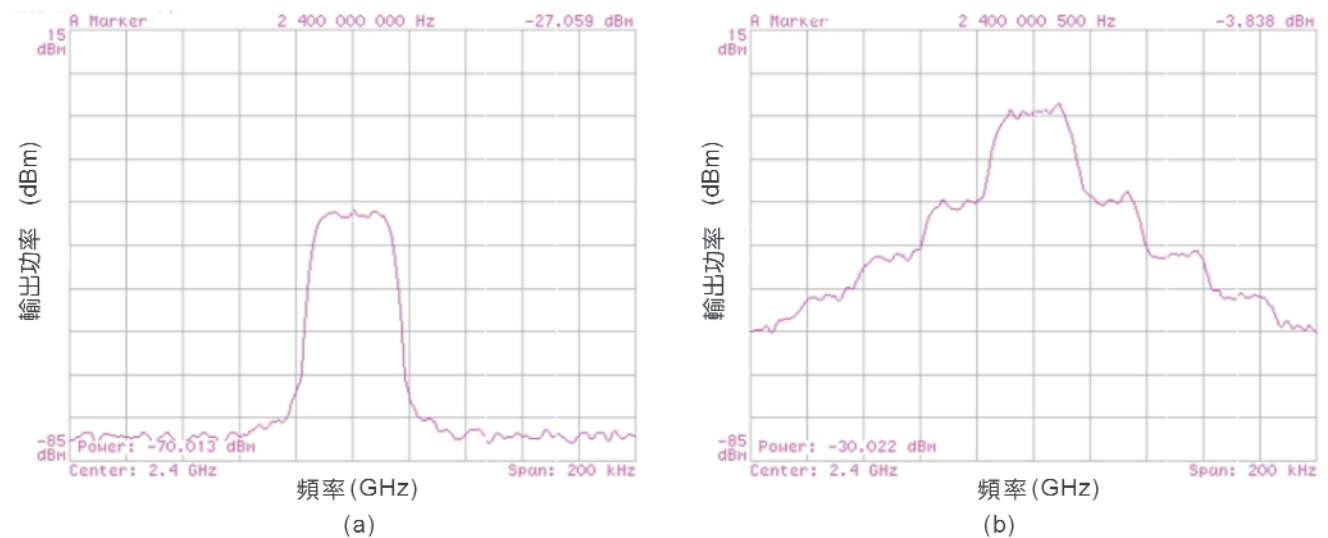


圖 10. (a) 輸入之 NADC 調變訊號之頻譜圖，輸入功率 = 0 dBm，(b) NADC 調變訊號經過增強型 PHEMT 功率元件後的輸出功率頻譜圖。

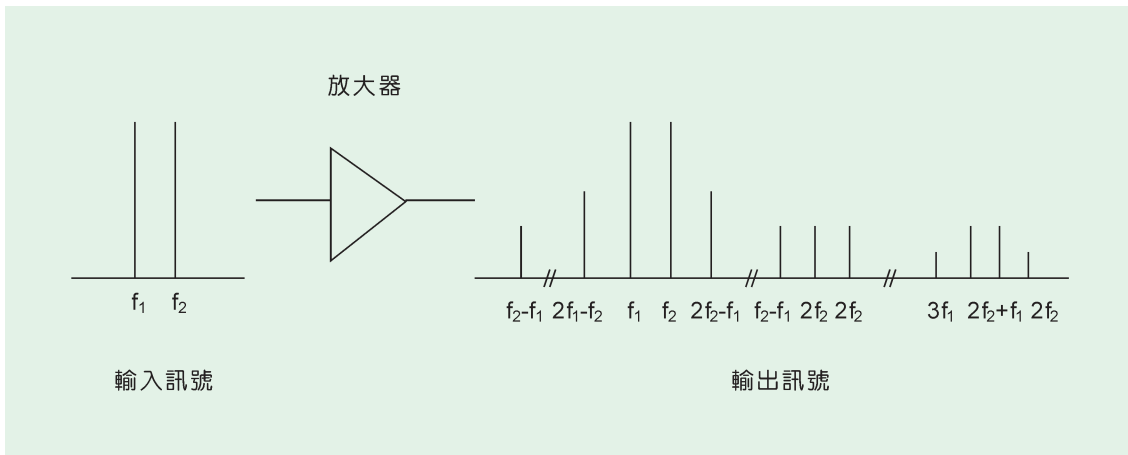


圖 11. 放大器輸入及輸出訊號頻譜圖。

特，汲極為 3 伏特。圖 10 分別為輸入與輸出的功率頻譜圖，輸入功率為 0 dBm 的 NADC 調變訊號。而輸出端已很明顯地可以發現在鄰近的通道上有頻譜再生現象，而主通道與鄰近通道之 ACPR 為 -46 dBc。

4. 雙調信號分析

除了以鄰近通道功率比來分析待測元件的非線性度之外，以雙調 (two-tone) 信號也可分析交互調變失真 (intermodulation distortion) 的狀況。如圖 11 所示，假如同時輸入兩個頻率相近的功率信號進入放大器中，由於放大器的非線性現象，造成在頻率 f_1 與 f_2 外，另外在頻率為 $2f_1$ 、 $2f_2$ 、 $3f_1$ 、 $3f_2$ 、 $f_2 \pm f_1$ 、 $2f_1 \pm f_2$ 、 $2f_2 \pm f_1$ 處也可發現輸出信號，這就是所謂的交互調變產物 (intermodulation products)。而由於三階交互調變產物 (third-order IM products) 的頻率 $2f_1-f_2$ 與 $2f_2-f_1$ 非常靠近主頻 f_1 與 f_2 的輸出頻譜，且隨輸入功率增加，三階交互調變產物之輸出功率的增加率是主頻輸出功率的三倍，如圖 12，容易影響到主頻的輸出訊號，造成所謂的鄰近通道干擾 (adjacent channel interference)。

圖 12 所示為三階交互調變產物之輸出功率 $P_{2f_1-f_2}$ 與主要頻率輸出 P_{f_1} 所對應於輸入功率之相關圖形。而三階截斷點 (third-order intercept point, TOI) 的定義則為 P_{f_1} 與 $P_{2f_1-f_2}$ 之線性區域外差出去之交點。而 TOI 也可稱為 OIP_3 (output third-order

intercept point)。故從三階截斷點的位置可以顯示電路主訊號能接受鄰近通道干擾的程度，也是觀察功率放大器線性度的指標。此外，TOI 所對應的輸入功率則可稱為 IIP_3 。

圖 13 為交互調變信號分析量測系統架構圖。其中在輸入端由信號產生器分別產生兩個相位差相同、振幅一致且頻率相差 1 MHz 的射頻功率信號 ($f_1 = 2400$ MHz, $d_2 = 2401$ MHz)，並緊接在信號源後面添加一個驅動放大器，以將待測物驅動到功率飽和的程度，然後將兩個信號結合並送至待測物的輸入端。而圖中的頻譜分析儀是用來顯示雙調信號的基本輸出 (fundament output)、諧波項 (harmonics)

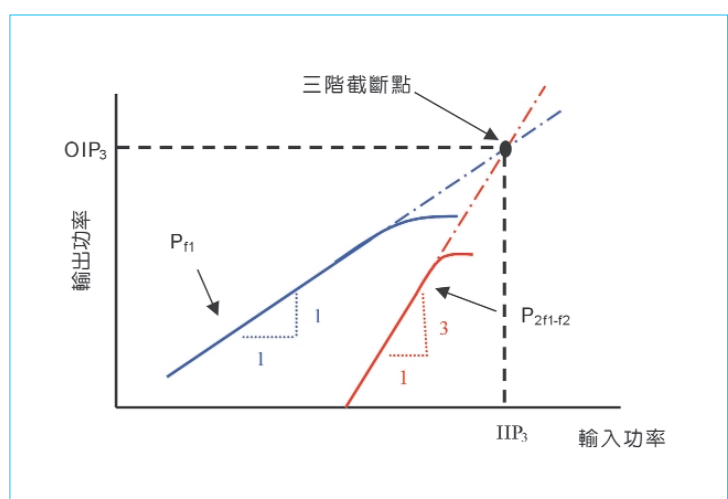


圖 12. $2f_1-f_2$ 與主頻之輸出功率對輸入功率之關係圖。

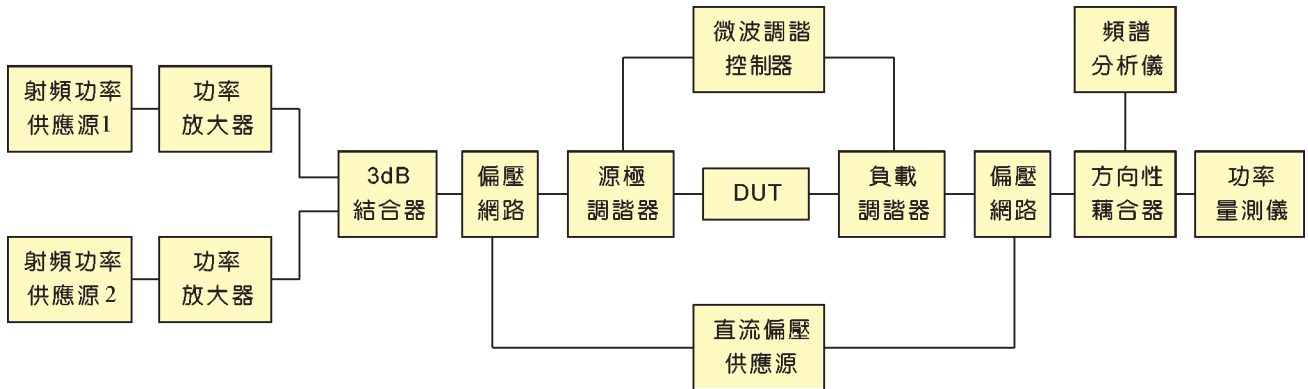


圖13. 交互調變信號分析量測系統架構圖。

與交互調變產物的輸出頻譜分佈結果。

相同的量測原理應用在交互調變信號的量測上，我們以最大的三階截斷點為最佳條件，由OIP3的等高線分佈圖取得最佳的阻抗匹配位置，並且根據此組最佳阻抗匹配位置，改變不同的輸入功率，得到三階交互調變產物之輸出功率與主頻輸出功率相關圖形，如圖14，計算而得的OIP3約為18 - 19 dBm左右。

五、結論

本文介紹了射頻功率量測系統的量測技術，並將其實際應用在元件的量測上。事實上，此量測系統的應用是相當廣泛的，端看設計者對於系統要求規格而有不同。如上述實驗所示，功率量測、鄰近通道功率比量測與交互調變信號分析量測各有其所注重的參數，而有不同最佳阻抗匹配位置（ Γ_L 、 Γ_S ），而此系統正可以提供這些功率放大器設計所需要的各項阻抗匹配的條件。

參考文獻

1. *ATS User's Manual*, Maury Microwave Inc., Ontario, CA.
2. John F. Sevic and Joseph Staudinger, *Microwave Journal*, **39** (11), 66 (1996).
3. G. Simpson and M. Majerus., *50th ARFTG Conference*, 101 (1997).
4. Sevic, McGuire, Simpson, and Pla, *Microwave Journal*, **40** (3),

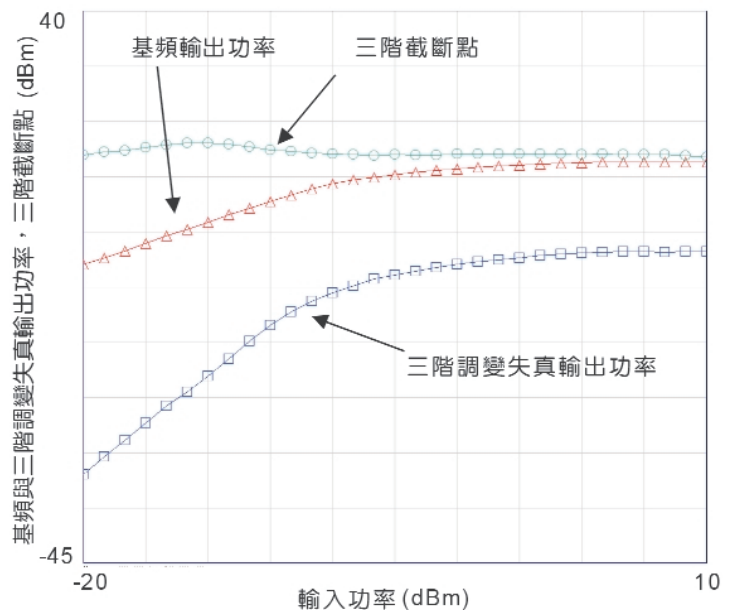


圖14. 三階調變失真輸出功率與基頻輸出功率對輸入功率之關係圖。

124 (1997).

5. Maury Microwave Inc, *Theory of Intermodulation Distortion Measurement (IMD)*, Application Notes, Jul. (1999). (<http://www.maurymw.com/AppNotes/APNTDEX.htm>)
6. Maury Microwave Inc, *Theory Of Load And Source Pull Measurement*, Application Notes, Jul. (1999). (<http://www.maurymw.com/AppNotes/APNTDEX.htm>)
7. Maury Microwave Inc, *Device Characterization Using The Automated Tuner System (ATS)*, Application Notes, Mar. (1999). (<http://www.maurymw.com/AppNotes/APNTDEX.htm>)