

儀器總覽 Introduction to Instrumentation

電子測試儀器

Electronic Testing Instrument

序言

工業革命以來，儀器技術伴隨科技發展、學術研究及產業需求而蓬勃發展，為人類生活帶來重大變革；近年來政府開始積極推動儀器產業發展，列為重點產業及重要關鍵技術之一，每兩年專案規劃儀器產業技術發展策略，以期帶動本土儀器產業技術發展。本中心進行精密儀器研究發展與技術服務廿餘年，深感國內儀器資訊之重要，陸續編輯出版『科儀新知』、『科儀叢書』等專業刊物及建立『全國科學儀器網路查詢系統』供各界使用。近年來科技發展一日千里，新穎設備不斷問世，系統愈形繁雜，新名詞、新術語層出不窮，本中心乃編纂兼顧廣度與普及性的儀器百科全書，有系統且廣泛地介紹各種科學儀器，『儀器總覽』便是此一構思下之產物，透由國內專家、學者參與，藉深入淺出的解說一方面為廣大青年學子與社會人士解讀各種科學儀器，另一方面亦作為相關技術人員補充專業領域之儀器知識的參考工具。

鑑於儀器係結合光、機、電、真空、控制等物理、化學及生命技術之整合系統，種類繁多，各國分類標準及涵蓋範圍亦隨該國產業現況而異，而我國在工業生產統計分類上尚無精密儀器產業類，「儀器總覽」則依儀器用途概分為八大類組，涵括基本物理量量測儀器、光學量測儀器、化學分析儀器、材料分析儀器、表面分析儀器、電子測試儀器、醫療儀器、環境及安全衛生檢測儀器等，從基本簡易的量測儀器到尖端複雜的分析儀器，盡皆包羅其中。每項儀器的內容儘可能以淺顯易懂的文字表達，避免太過專業的術語與公式，並著重基本原理的說明與實際的應用介紹。

本總覽自 84 年 11 月開始規劃，從架構的研擬，儀器項目的分類，到實際內容的撰寫與審核，共邀集了約二百位儀器相關領域的學者專家共同參與，其中包括大專院校教授、研究機構研究人員、醫學中心的醫生及技術人員等，本總覽承蒙專家學者於百忙之中鼎力協助，方能順利付梓，對所有參與撰稿、審稿及編輯的單位與人員，特致謝忱。本總覽內容如有疏漏之處，冀望各界先進不吝指正，俾供未來修訂增補時之參考。

黃文雄

謹誌

中華民國八十七年九月一日

編審委員

總召集人

黃文雄 國科會精密儀器發展中心主任

副總召集人

陳建人 國科會精密儀器發展中心副主任

分組召集人

張良知 國科會精密儀器發展中心顧問

委員

梁振民 中山科學研究院材料研發中心研究員

陳振文 中山科學研究院材料研發中心研究員

陸懋宏 國立交通大學光電工程系教授

賀方涓 工業技術研究院光電工業研究所研究員

薛新國 工業技術研究院光電工業研究所顧問

(按姓名筆畫序)

編輯說明

一、編輯目的

儀器在科學研究與工業生產上是極為重要的工具，且與日常生活的關係，如食品檢驗、環境偵測、醫療診斷等，亦日趨密切。環視國內現有之儀器書刊，或為龐大深入之專書，或為尖端之技術性論文，欠缺對儀器廣泛而完整的介紹。精密儀器發展中心彙編本「儀器總覽」，即希望由全面性的角度出發，以較為淺易卻不失完整的方式，向讀者介紹各種儀器。

因為內容較為淺易，故適合大專院校學生與從事儀器相關工作人員，甚或一般社會大眾，建立對儀器基本的認識與瞭解。因為涵蓋了各種領域的儀器，故也適合對某類儀器相當熟悉之研究人員或儀器廠商參考使用。

二、範圍與分類

本總覽收錄之儀器項目以商業化產品為原則。功能過於簡單之工具，因不具備完整的量測或分析功能，不在收錄範圍。所收錄之儀器，依其應用領域，概分為八個類組：

- 基本物理量量測儀器
- 光學量測儀器
- 化學分析儀器
- 材料分析儀器
- 表面分析儀器
- 電子測試儀器
- 醫療儀器
- 環境及安全衛生檢測儀器

各類組依其所含儀器之功能、性質，再細分為不同次項目。

三、基本格式

每項儀器原則上以二至四頁之版面介紹，其內容由以下項目所構成：

1. 名稱：儀器的中、英文名稱
2. 關鍵字：列出該儀器內文中重要的關鍵字與關鍵詞，中、英文並列。
3. 基本原理：說明儀器運作的基本原理與概念。
4. 結構示意圖：利用平面結構圖標明儀器的各項元件，或以方塊圖說明儀器各部分的功能。

5. 規格與特徵：說明一般商業化產品的規格及其優、缺點。
6. 應用與用途：說明儀器主要的應用及其操作技巧。
7. 參考文獻：列出相關的書籍及文獻資料，以供讀者更深入探討之參考。

極少部分的儀器，因其特殊性或解說上的需要，未完全遵循上述原則，例如部分醫療儀器，因涉及人體安全，增列儀器使用安全事項。有些儀器則因其較為簡單或較為複雜，篇幅略有增減。這些都不會影響讀者之閱讀。

四、出版形式

為便於讀者閱讀與使用，本總覽依八個類組分冊編印，每一冊除有該類組收錄儀器之中、英文目錄外，並將該冊全部關鍵字，分別依中文及英文排序方式整理為索引，以利讀者查閱。全書並編印總目錄一冊，將八個類組的儀器目錄及索引彙整，除方便查閱，亦有助於不同類組間的參照。

在「基本物理量量測儀器」類組中，因收錄之儀器多與度量衡的標準檢測有關，特附錄經濟部公告之「度量衡單位及其所用之倍數、分數之名稱、定義及代號」，供讀者參考。

部分類組所涵蓋的儀器領域較廣，儀器種類與項目非常多，部分儀器項目於本輯中未能收錄，加上新產品陸續推出，本中心將持續增補出版。

目錄



基本電性量測儀器

- 1 信號產生器
Signal Generator
- 6 類比示波器
Analogic Oscilloscope
- 9 數位示波器
Digitizing Storage Oscilloscope
- 12 數位三用電表
Digital Multimeter (DMM)
- 16 電流分析儀
Current Meter, Current Probe
- 21 邏輯分析儀
Logic Analyzer
- 25 計數器
Counter

高低頻電子儀器

- 30 網路分析儀
Network Analyzer
- 35 頻譜分析儀
Spectrum Analyzer
- 41 功率計
Power Meter
- 45 阻抗分析儀
Impedance Analyzer/ LCR Meter
- 50 音頻信號分析儀
Audio Analyzer
- 54 動態信號分析儀
Dynamic Signal Analyzer (DSA)

積體電路測試儀器

- 56 曲線掃描儀
Curve Tracer
- 58 積體電路雷射掃描檢測系統
IC Laser Scanning Inspection System



-
- 61 積體電路接腳視像檢測系統
IC Lead Vision Inspection System
 - 64 炙燒
Burn-In
 - 68 雷射打印系統
Laser Marking System

通訊電子儀器

- 71 有線電視分析儀
CATV Analyzer
- 74 視訊分析儀
Waveform Monitor and Vectorscope
- 78 類比通訊分析儀
Analog Communication Analyzer
- 84 電磁相容分析儀
EMC Analyzer
- 88 向量式信號分析儀
Vector Signal Analyzer

其他

- 94 鎖相放大器
Lock-In Amplifier
- 99 Box-Car 積分平均儀
Box-Car Integrator and Averager

-
- 101 中文關鍵字索引
 - 103 英文關鍵字索引

信號產生器

Signal Generator

關鍵字：合成、掃描、駐波比、短期不穩定度

Keywords： synthesis, sweep, standing wave ratio, short-term instability

一、基本原理

信號產生器採行三種不同的技術，第一種為合成式 (synthesis) 信號產生器；第二種為掃描式 (sweep) 信號產生器；第三種為特殊目的與用途的信號產生器，例如任意波信號產生器與類比／數位調變信號產生器。在本章節裡面主要介紹合成式與掃頻式信號產生器，以探討特殊用途信號產生器為輔。

1. 合成式信號產生器

這種信號產生器的工作原理係藉由一個具有固定頻率的振盪器和產生輸出信號的信號處理電路同步，以產生高品質的輸出信號。其中振盪器又稱為「參考源」(reference)，它的頻率精準度和穩定度會直接影響信號產生器的輸出品質。可以用另一種方式來陳述合成式信號產生器－合成式信號產生器可以產生各種不同頻率的輸出信號，而且每一個輸出信號的頻率都「鎖定」到振盪器參考源，因此可以將合成式信號器的輸出頻率與振盪器參考源用一個式子來表示出來：

$$f_{\text{out}} = \frac{m}{n} \times f_{\text{ref}}$$

其中 m 、 n 為正整數

f_{out} 為合成式信號產生器的輸出頻率

f_{ref} 為振盪器參考源的固定頻率

實際上， n 代表信號產生器的頻率解析度， m 為操作人員所需鍵入 (可以透過電腦或者是儀器面板的數字鍵盤) 的頻率數值。例如，振盪器參考源的固定頻率為 1 MHz，且 $n = 10^6$ ，那麼由操作人員所要鍵入的頻率數值解析度就會低至 1 Hz。通常合成式信號產生器大都是產生弦波輸出，只有在某些低頻領域會有方波輸出。

2. 掃描式信號產生器

掃描式信號產生器有三種方式：頻率掃描 (sweep frequency)、振幅掃描 (sweep power) 或者兩者皆有。在頻率掃描方面又有兩種，分別是斜率掃描 (ramp sweep) 和步階掃描 (step sweep)，如圖 1 所示。在斜率掃描方面，其信號產生器的輸出頻率係由一個指定的起始頻率掃描到截止頻率為止，這會產生一個如圖 1(a) 所示的頻率－時間圖。對於斜率掃描的技術，輸出信號的精準度、掃描時間和頻率解析度都必須加以規範。而在步階掃描方面，其輸出頻率會驟然從某一個頻率變成另一個頻率，並且每一個不同的輸出頻率都會維持一段時間。對於步階掃描的技術，輸出信號的精準度、輸出信號的變化點數和切換時間都必須加以規範，其中變化點數可以從最少的兩點一直到幾百點不等，而切換時間所代表的是從某一個頻率切換到另一個頻率所需要的時間。至於振幅掃描的技術，輸出信號的振幅平坦度和精準度都必須加以規範，例如 ± 1.0 dB 的位準精準度和 ± 0.7 dB 的振幅平坦度。如果實際的輸出振幅是設定為 0 dBm，那麼真正的輸出振幅就會介於 1 dBm 到 -1 dBm 之間。另外掃描範圍會決定輸出振幅的範圍，而斜率範圍則是會影響信號產生器能夠多快從某一個位準變換成另一個位準。通常信號產生器係利用駐波比 (standing wave ratio, SWR) 來代表其匹配的狀況，SWR 可用以表

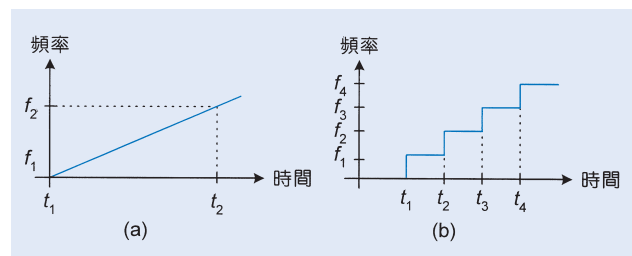


圖 1. (a) 斜率掃描和 (b) 步階掃描。

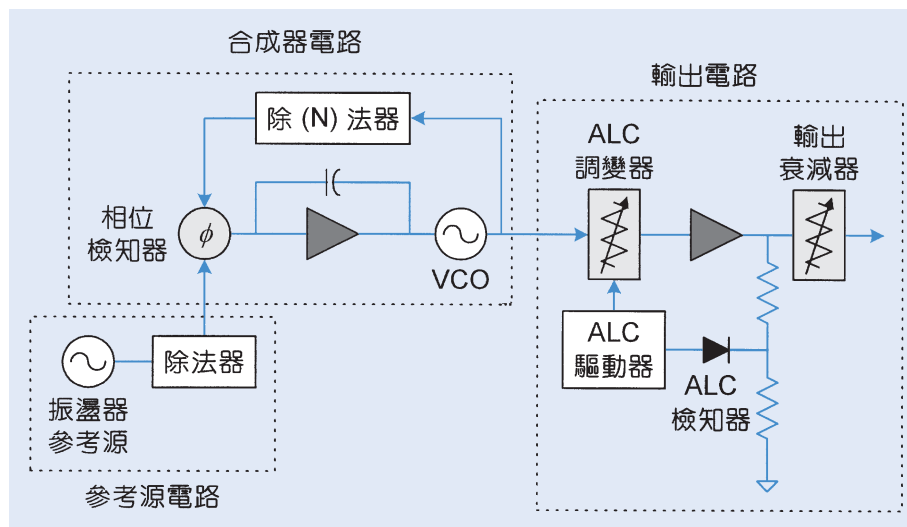


圖 2. 合成式信號產生器的結構方塊圖。

示信號產生器的輸出阻抗是有多接近 50 歐姆。SWR 的值是介於 1 到無限大，其中 1 代表信號產生器的輸出阻抗為完美的 50 歐姆，無限大則是表示為相當糟 (開路或短路) 的情況。

二、結構示意圖

同樣地，本文也將以合成式與掃描式信號產生器的介紹為主。

1. 合成式信號產生器

圖 2 所示為合成式信號產生器的結構方塊圖，主要分成三大部分，分別是參考源電路、合成器電路和輸出電路。其中參考源電路主要係由一個振盪器參考源所組成，振盪器參考源的短期不穩定度 (short-term instability) 會影響輸出頻率的相位雜訊大小，而振盪參考源的長期穩定度和其老化速率 (aging rate) 則會決定輸出頻率的精準度。一個穩定的振盪器參考源將可確保信號產生器的頻率輸出是在一個校準的精準區裡面。當今所有的材料裡頭，晶體振盪器最適合來擔任振盪器參考源的角色，晶體的基本頻率是會受到下列參數的影響：老化程度、溫度和電源電壓。其中晶體所承受的壓力會影響所振盪的頻率；環境溫度的變化會導致晶體結構的變化，因而造成振盪頻率亦受影響；另外晶體的壓電特性 (piezoelectric nature) 也會受到電源電壓所造成的電場所影響。為了要改善晶體的性能，一個溫度補償電路就會用來補償操作頻率對輸出頻率所

造成的影響，這一類補償型式的晶體振盪器稱之為溫度補償型晶體振盪器 (temperature compensated crystal oscillator, TCXO)。另外有一種補償溫度的型式，那就是把晶體振盪器置於一個恆溫箱 (oven) 裡面，這一類補償型式的晶體振盪器，稱之為恆溫箱控制型晶體振盪器 (oven controlled crystal oscillator, OCXO)。在表 1 裡面，我們分別列舉三項重要的參數以供參考。

表1.TCXO 和 OCXO 的性能比較。

	TCXO	OCXO
老化速率	± 2 ppm/年	± 0.1 ppm/年
溫度	± 1 ppm/年	± 0.01 ppm/年
電源電壓	± 0.5 ppm/年	± 0.001 ppm/年

參考源電路會提供一個已知頻率的弦波參考信號給合成器電路，以供合成器電路的鎖相回路一個參考信號。合成器電路的作用就是負責產生一個想要頻率的乾淨輸出信號。其中壓控振盪器 (voltage controlled oscillator, VCO) 就是負責產生輸出頻率。VCO 可以由一個「變容器」(varactor) 所組成，一個在 pn 接面有逆向偏壓的二極體就是一個最普通的變容器。當跨接在二極體兩端的逆向偏壓遞增時，則存在於二極體兩端的電容值就會變小。因此置放在振盪電路裡面之後，這個「可調容器」就能確保輸出的振盪頻率也會是可調的。

絕大部分的 VCO 輸出端是直接連接到輸出電

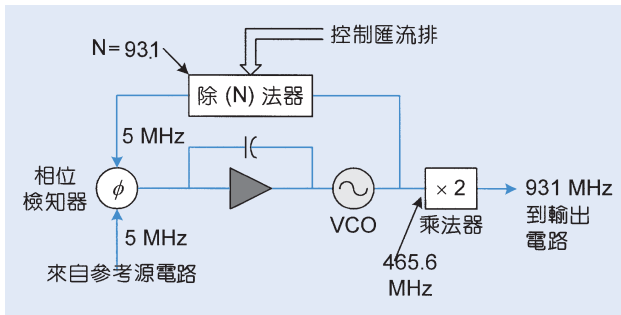


圖 3. 較詳細的合成器電路方塊圖。

路，但仍有儀器會在 VCO 的輸出端再加裝一個除法器。以圖 3 為例，VCO 的輸出端為 465.6 MHz 的輸出頻率，經過一個 93.1 的除法器，將會拉回一個 5 MHz 信號到相位檢知器，與來自振盪器參考源的 5 MHz 參考信號相比較。如果有誤差情事，相位檢知器會產生一個直流偏抵 (dc offset) 電壓載一個誤差信號，其中直流偏抵電壓是代表來自振盪器參考源和除法器 5 MHz 的定相位差 (constant phase difference)，而誤差信號則是表示有不想要的頻率偏移。所以相位檢知器的輸出在經過濾波和放大處理之後，會來驅動 VCO。如果 VCO

沒有發生偏移，那麼幾乎不會有誤差信號出現在相位檢知器的輸出端，因此 VCO 的控制電壓也就不會有任何改變了。

合成器電路在產生一個乾淨的輸出頻率信號之後，會將此信號拉到輸出電路作後段的處理。輸出電路會決定最後真正輸出信號的振幅範圍與精準度，振幅範圍是由有效的放大/衰減電路來決定，至於振幅或是位準精準度則是有賴於監控輸出振幅電路的幫忙。輸出電路的自動位準控制 (automatic level controller, ALC) 驅動器會將 ALC 檢知器所測得的位準予以數位化，並且參考當時的設定值與查看對照表 (look-up table)，如果有偏差情事出現的話，ALC 驅動器就會來適當調整 ALC 調變器，以確保輸出信號的位準能夠符合操作人員的設定值。

對於那些頻率相當高的微波領域的信號產生器，其電路架構很類似於前述所討論的信號產生器，唯一的差別是參考源電路和合成器電路都會拉信號到一個 YIG (yttrium-iron-garnet) 振盪器再到輸出電路，如圖 4 所示的一樣，YIG 振盪器的優點是擁有相當寬廣的調諧範圍和相當低的相位雜訊，但

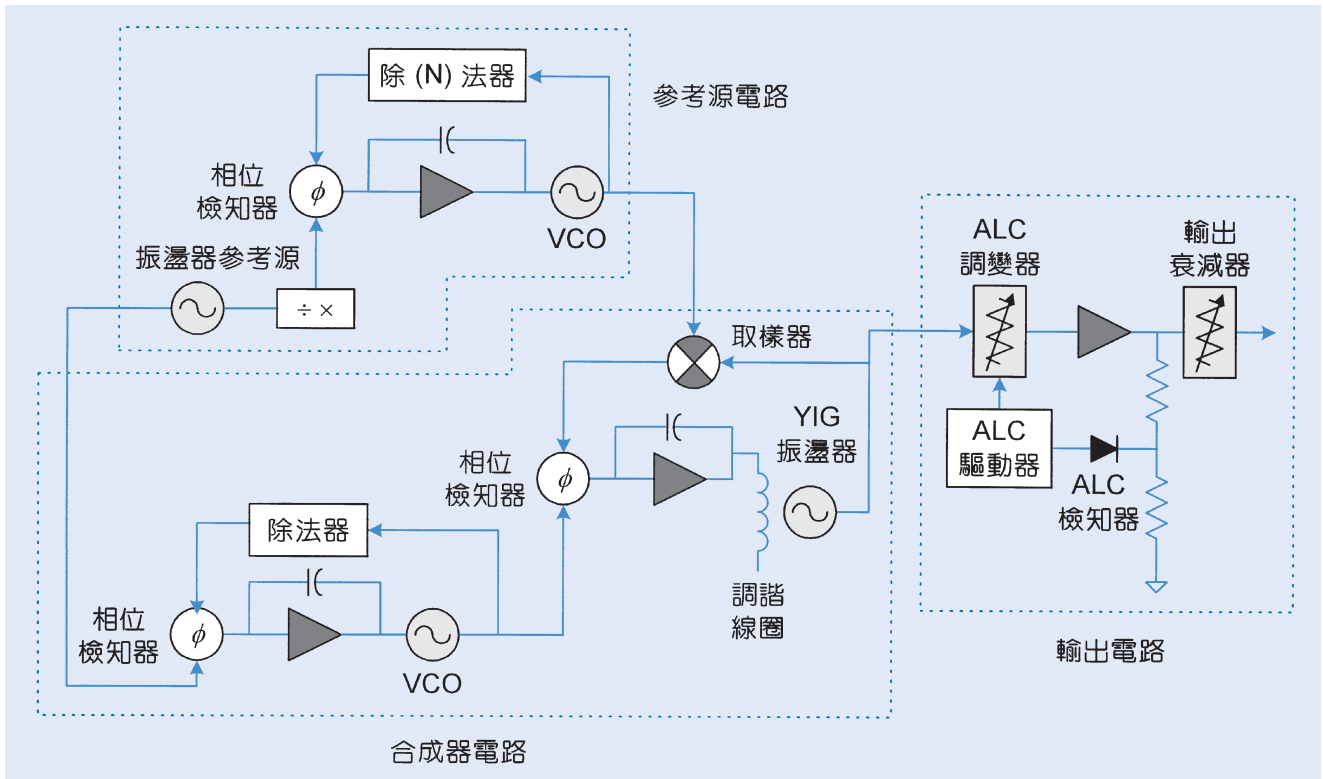


圖 4. 微波領域的信號產生器電路方塊圖。

如果沒有鎖相回路的幫忙，YIG 振盪器的頻率穩定度就會變差，因此 YIG 振盪器必須搭配鎖相回路。

2. 掃描式信號產生器

掃描式信號產生器的電路結構和合成式信號產生器很相似，但是掃描式信號產生器需要額外一些硬體方能確保儀器能正確地掃描輸出頻率，例如，一部微波領域的掃描式信號產生器，如圖 5 所示，加裝一個 DAC 與一個加法電路 (summing junction) 以提供掃描調諧線圈 (tuning coil) 的輸入驅動位準。頻率掃描式的信號產生器有兩種型式：開回路 (open loop) 與閉回路 (closed loop)。圖 5 為開回路的頻率掃描式信號產生器的電路方塊圖，由於 YIG 振盪器是開回路型式，因此 YIG 振盪器的輸出位準是依照流經調諧線圈的電流而定。當我們在設定起始頻率時，YIG 振盪器回路是關閉的，一旦要開始掃描頻率時，YIG 振盪器回路就會開啟，「保持－與－取樣」(S/H) 電路會適當地維持足夠開啟起始頻率的驅動位準。倘若想要達到精準的掃描，我們就必須事先精確地了解 YIG 振盪器的調諧曲線，YIG 振盪器的調諧曲線會標示出輸出頻率對流經調諧線圈的電流之關係。開回路掃描的優點是掃描速度可以相當快，而缺點是這種方法的頻率精準度比較難控制。

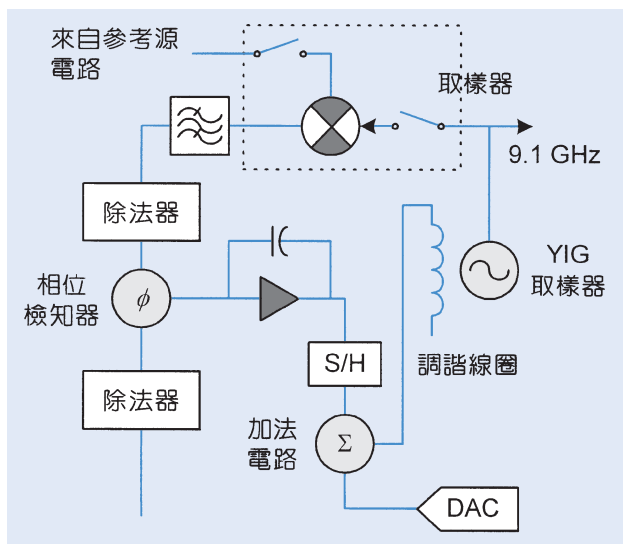


圖 5. 微波級信號產生器的加法電路與 DAC 的工作原理圖。

至於閉回路型頻率掃描式信號產生器，每一個頻率點都會被完全合成處理過，這會導致掃描的時間被迫加長，但是頻率掃描的精準度也會變得更好。絕大多數的微波／射頻領域的信號產生器都是採用閉回路的方式。

而在振幅掃描方面，主要的元件是「輸出電路」裡面的 ALC 驅動器和 ALC 調變器，如圖 6 所示。振幅掃描主要是隨著時間來變化輸出位準，這種變化可以是線性 (dB/dt) 或是步階性。不管是那一種型式，都是由 ALC 驅動器下指令給 ALC 調變器，在適當的時刻增加或減少輸出位準。如果振幅掃描的範圍過大時，就需要切換輸出衰減器了。

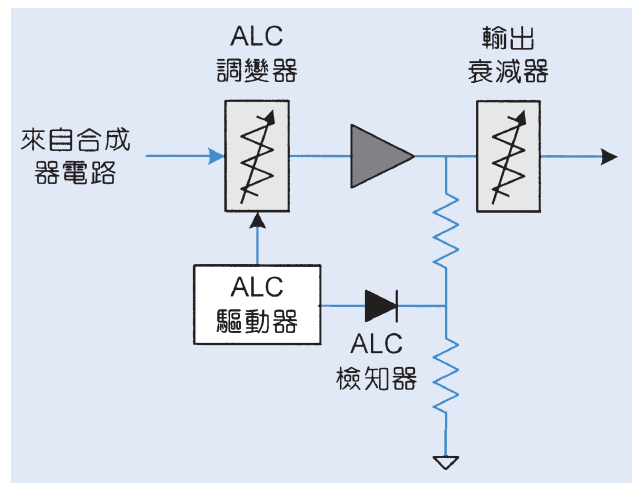


圖 6. 輸出電路工作原理圖。

三、儀器規格與特徵

信號產生器的規格主要可以區分成三大類：頻率、振幅（輸出）和頻率純度 (spectral purity)。接下來我們將挑選幾個重要細項參數來探討。

1. 頻率類參數

- 頻率範圍－信號產生器所能涵蓋頻率輸出範圍。
- 頻率解析度－指信號產生器輸出頻率的最微小頻率增量。
- 頻率精準度－代表信號產生器真正的輸出頻率值與設定值的接近程度。信號產生器的頻率解析度主要受到兩個參數的影響，分別是振盪器參考源的穩定度與信號產生器距最近完成校正的時間。
- 切換速度－此指信號產生器在輸出頻率切換的速

度，此項參數主要會影響的是自動化程控的性能。

2. 振幅類參數

- 振幅範圍—指信號產生器的輸出振幅範圍，此項參數主要會受兩個因素影響：儀器最大輸出功率與內建衰減器的衰減總量。
- 振幅精準度—代表信號產生器真正的輸出振幅值與設定值的接近程度。通常信號產生器的內建自動位準控制電路 (ALC) 會負責量測及監控輸出位準的情況。
- 振幅解析度—代表信號產生器所能顯示的最小振幅增量。

3. 頻譜純度類參數

- 相位雜訊—指在輸出頻率兩側延展的隨機雜訊，其單位為 dBc/Hz，即均值为 1 Hz 頻率解析度情況下的雜訊振幅。
- 殘存 FM—代表一個輸出信號上的微量 FM 非本質雜訊，換句話來說，殘存 FM 是從載波相距 300 Hz 頻寬內的積合相位雜訊。

四、應用與用途

信號產生器在整個電子量測的環境裡面，扮演了最基本也是相當重要的角色。首先信號產生器在測試一部發射機和接收機時，最常扮演的角色是當作本地振盪器，這時候信號產生器的相位雜訊和頻率精準度就會變得相當關鍵。其次，信號產生器常被應用在元件／系統測試時，擔綱激勵測試源的工作，例如像放大器、濾波器、天線、緩衝器等測試場合。

除此之外，有些特殊用途的信號產生器，例如任意波信號產生器，常見於模擬某一種特殊環境的重現；另外最近愈來愈多的類比／數位調變信號產生器則廣被應用在類比／數位通訊系統的工作；至於脈衝式信號產生器、資料產生器則常用於數位邏輯電路的測試工作。

參考文獻

1. M. Bellis, *Source Basics*, Hewlett-Packard Company, California, USA (1997).
2. C. F. Combs, Jr, *Electronic Instrument Handbook*, California, USA.

作者：謝金明先生畢業於國立台灣工業技術學院電子系，現任惠普科技股份有限公司系統工程部經理。

類比示波器

Analogic Oscilloscope

關鍵字：陰極射線管、掃描、數位儲存式示波器

Keywords： cathode ray tube (CRT), sweep, digitizing storage oscilloscope (DSO)

一、基本原理

示波器是現今最常使用的電子儀器之一，它不像一般的儀表 (meter) 只可測量振幅 (amplitude) 方面的資訊，它可以觀測瞬間電壓對應時間的關係，甚至頻率和相位的參數也可測量。

基本上，示波器是使用布朗管 (Braun tube) 來觀測波形。布朗管是利用螢光物質塗在喇叭形的玻璃管內面，再以電子束撞擊螢光物而發光的裝置。至於其詳細原理，會在以下一一介紹。

1. 布朗管 (CRT)

布朗管是屬於真空管的一種，現在簡稱為 CRT (cathode ray tube, 陰極射線管)。高速電子經由與螢光體之撞擊，使螢光體發光而做波形之描繪，此即 CRT 示波器原理。CRT 基本結構如圖 1。

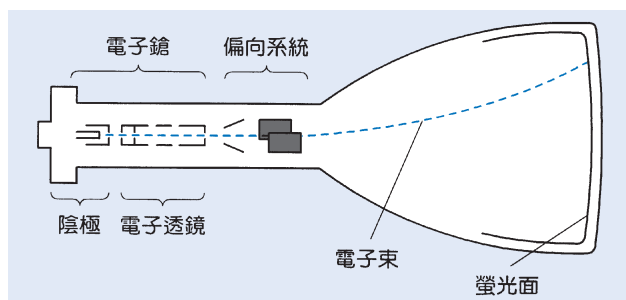


圖 1. CRT 基本結構。

陰極 (cathode) 由電熱絲加熱後，其表面會釋出電子，經柵極 (grid) 可控制放射量，再由電子透鏡做集束，可形成細電子束。此電子束經由偏向板與 CRT 管面內側所塗螢光體做高速撞擊而使螢光面發光。

2. 波形的顯現

若將示波器的螢光面視為 X-Y 座標的話，則 X 軸代表時間，Y 軸代表電壓，這兩點決定的亮點

位置，將其連接就成了一個連續的波形。而螢光面發出光線的強弱稱為亮度，它決定於射向螢光面電子束之強弱，且其方向與管面成垂直，正好可代表空間中的 Z 軸。

倘若要在螢光面上做波形的描繪，電子束必須做 X 軸 (時間) 與 Y 軸 (電壓) 之移動，此移動情形，各稱為垂直偏向與水平偏向。偏向板由垂直偏向板及水平偏向板組成，假定在 CRT 內水平偏向板加入一個線性變化的電壓波形，適當安排電壓極性，可使電子束由左往右偏移，此水平之偏向作用稱為掃描 (sweep)。但 CRT 螢光面面積有限，因此必須決定一個適當掃描區間，如圖 2。

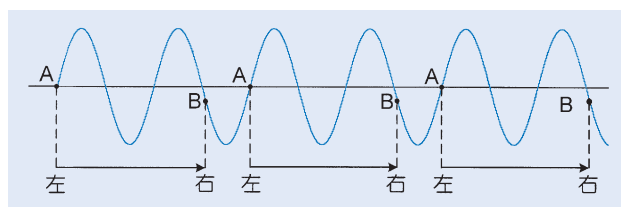


圖 2. 決定適當掃描區間。

電子束會在此區間內由左掃到右，再很快回到左邊，以繼續下個區間的掃描。但電子束由左掃到右再返回左時，不管返回時間多快都會掃到波形的一部分，此時為了使 B←A 的波形看不見，我們會讓這段時間的亮度降為零。而 X、Y、Z 三要素的時序圖可以圖 3 來說明。

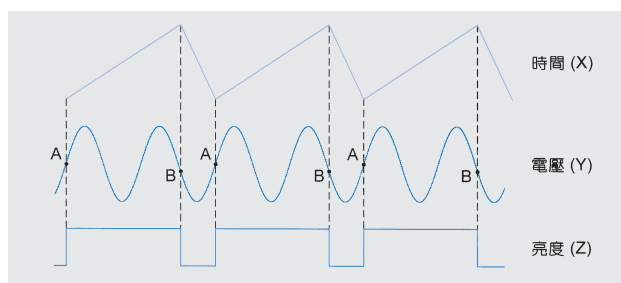


圖 3. 時間、電壓、亮度三要素的時序圖。

代表 X 軸的電壓波形稱為鋸齒波 (sawtooth wave)，是施於水平偏向板上，而垂直偏向板則如圖 3 中代表電壓的 Y 軸波形，再加上代表亮度的 Z 軸波形。要使波形可以穩定的顯示，此三要素須維持一定時序關係，因為電子束每次掃描 (X 軸最低點)，Y 軸波形並不一定都在 A 點，要使波形靜止，必須使 Y 軸波形在掃描開始時都在同一位置，這叫做同步 (synchronism)。若利用輸入波形每達固定位置才控制掃描波產生，強制做同步的動作，此稱為觸發掃描 (triggered sweep)。以下就分別介紹垂直軸及水平軸的動作。

3. 垂直軸的動作

觀測信號由垂直軸輸入端子加入，經衰減器或放大器做適當振幅調整後，再導向至垂直偏向板，其基本構成如圖 4。

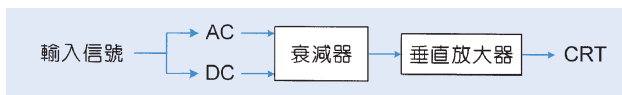


圖 4. 垂直軸動作的基本構造。

任何輸入信號都可選擇 AC 或 DC 耦合。DC 耦合允許直流及交流信號通過，AC 耦合則去除直流信號的成分。

衰減器是防止過大信號輸入，避免損傷次級真空管或電晶體用。尤其是待測信號幅度範圍寬廣，小到幾十毫伏，大到幾百伏，為了保證垂直放大器正常工作，對大信號就必須進行衰減。

垂直放大器的基本功能是把被測信號放大到足夠振幅，以驅動垂直偏向系統，使 CRT 上顯示觀測信號。

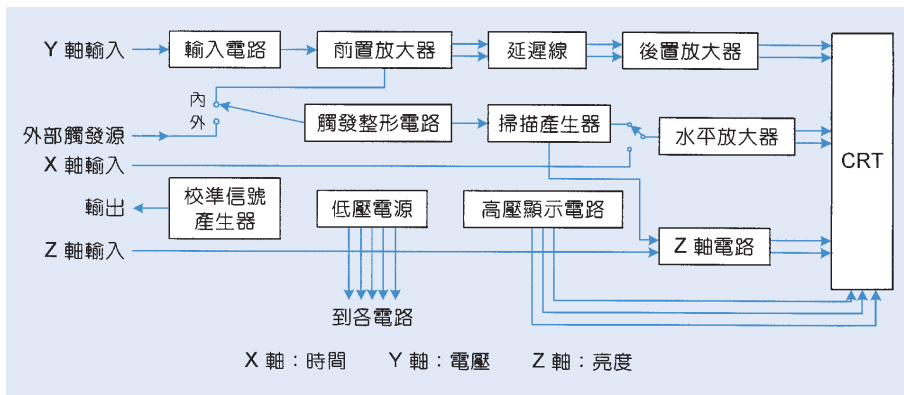


圖 6. 類比示波器的架構示意圖。

4. 水平軸的動作

水平軸的電路與信號波形同步後產生鋸齒波，而後再輸出至水平偏向板，在信號波形同步後之鋸齒波產生上則以所謂觸發掃描方式來完成。其基本構造如圖 5。

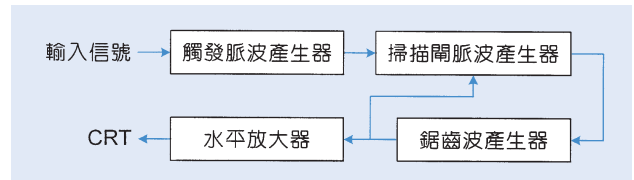


圖 5. 水平軸動作的基本構造。

輸入信號是從垂直放大器來的，其經觸發脈波產生器後會變成一連串的脈波，此產生器是由振幅放大器及舒密特 (Schmitt) 電路構成的。前者作用在使波形變成方方正正的方波，後者則有遲滯作用使掃描穩定。

掃描閘脈波產生器是以閉回路的方式與鋸齒波產生器結合以維持時序之關係，通常線性的鋸齒波是利用密勒 (Miller) 積分器所產生。積分電路對直流電流做積分就可獲得鋸齒波，其斜率變化就是依照輸入電流大小而定。在控制積分電路上，我們會加入一掃描閘的電路以控制積分之起始，當掃描閘結束，積分電路輸出電壓急速下降至掃描開始前之電壓，但積分電路要回復到原始狀態須經一段時間，為防止未回復原狀態掃描即開始以及未取同步波形即顯示，我們會加入一持離 (hold-off) 電路，使得掃描完後一段期間內，即使有觸發脈衝輸入，掃描閘依舊是關閉的。

接著再把鋸齒波電路的輸出信號加入直流成

分，以水平放大器放大，然後輸出至水平偏向板，對電子束產生水平方向的偏向。

二、結構示意圖

類比示波器的架構如圖 6。各部分功能說明如下：

- 低壓電源：給儀器各電路提供穩定之直流電壓。
- 高壓及顯示電路：提供 CRT 正負高壓及亮度、聚焦等直流控制電壓。
- Z 軸電路：使觀測信號之波形加亮以便清晰顯示。
- 校準信號電路：示波器內校準信號源。
- 輸入電路：含直流交流耦合、衰減器等。
- 前置放大器：將 Y 軸信號加以適當放大。
- 延遲線：給 Y 軸信號一定之延遲時間。
- 後置放大器：將信號振幅放大以足夠驅動垂直偏向板。
- 掃描產生器：產生線性變化之鋸齒波。
- 觸發整形電路：將不同輸入信號轉換成固定振幅的觸發脈衝信號。
- 水平放大器：將掃描電壓放大到足夠驅動水平偏向板。

三、儀器規格及特徵

示波器的種類繁多，現在市面的類比示波器大都被數位示波器所取代，尤其是數位儲存式示波器 (DSO)，其使用方法與一般示波器大同小異，特徵之活用在於僅出現一次信號 (單發 (single-shot) 信號) 或重覆頻率緩慢的低頻信號之測試。

數位儲存式示波器與一般示波器的比較如表 1。類比與數位示波器的優缺點如表 2。

四、應用及用途

隨著科學技術突飛猛進的發展，世界已進入新的技術革命時代。人類在認識自然發展科技的過程中必要進行量測，最基本的量測儀器之一便是示波器。

基本上示波器是用來看電壓變化情形的一種裝置，但經適當裝置也可用以觀測電流、阻抗、溫度、照度流量及時間等不同物理量，廣泛的適用於

表 1. 數位儲存式示波器與一般示波器的比較。

	DSO	一般
單發現象觀測	至 200 MHz	至 1 GHz
超低速現象觀測	0.5 s/div—數小時/div	0.5 s/div
觸發前波形觀測	在前置觸發功能下可達長時間	數 10 ms
波形保存	半永久性 (受限於電源)	不能
波形顯示	原理為離散值	平滑
持續時間	有	有
數據輸出至外部	可加介面 (如 RS232, GPIB)	不能

表 2. 類比與數位示波器的優缺點。

型態	優點	缺點
類比	1.敏捷的顯示 2.直接控制 3.易懂 4.低價位	1.無前置觸發資料 2.不能同時擷取多頻道信號 3.模糊的顯示 4.相機照像 5.無波形 I/O
數位	1.多頻道同時擷取 2.可做前置觸發資料擷取 3.單一暫態易擷取 4.可存顯示圖像 5.易校正 6.可直接輸出至印表機或繪圖機 7.提供自動量測功能 數位波形 I/O	1.會生偽頻 (aliasing) 2.高價位

物理學、化學、醫學、航空、電機及機械之領域中，因此不論研究基礎理論、開發新產品或電視、音響、家電等生產線上以及汽車、飛機、家電修護等，不同的需求目的都有不同功能的示波器可使用。

參考文獻

1. 莊焜亮, 示波器原理與應用 (1997).
2. 趙中義, 示波器原理、維修與檢定 (1991).
3. 浩司, 同步示波器技術 (1991).
4. C. F. Coombs, Jr., *Electronic Instrument Handbook* (1995).
5. R. A. Witte, *Electronic Test Instruments* (1997).

作者：盧婉君小姐畢業於元智大學電機工程學系，現任惠普科技股份有限公司工程師。

數位示波器

Digitizing Storage Oscilloscope (DSO)

關鍵字： 疊頻、垂直解析度、即時取樣、重覆取樣

Keywords： aliasing, vertical resolution, real-time sampling, repetitive-time sampling

一、基本原理

在開始介紹其原理之前，我們先假設讀者對於類比示波器已有某些程度的了解。在類比示波器的工作原理中，可以發現很重要的一點就是「所有的元件必須在同一工作頻率中執行」，換句話說，當你想量測一 5 MHz 的訊號時，示波器的顯示器也需要能夠在 5 MHz 的頻率下工作正常。在另一方面，數位示波器雖然有些部分也使用了類比示波器的原理，但其工作原理卻是迥然不同的。

在圖 1 的方塊圖中，相對於在類比示波器中將待測訊號放大再驅動其他元件，數位示波器係將待測訊號先以單獨 (discrete) 的方式取得，然後再將取得的資料重新排列組合。這個方式基本上並非一個全新的原理，早在數十年前，高頻的數化器 (high frequency digitizer) 已經使用過同一種類比的方法取得待測訊號的基本訊息。然而為何數位示波器在今日的儀器世界才漸漸打開它的市場呢？原因是當年的技術對於製造高效能的混合式 A/D 轉換器 (hybrid A/D converter)，而得以夠快且精準的對訊號作類比到數位轉換，似乎仍舊有些困難。同時，對於取到的資料，數位示波器須有足夠且快速的記憶體來儲存這些大量且快速變化的資料。這些

A/D 轉換器以及記憶體，直到近幾年才逐漸大眾化起來，得以讓設計人員使用這些材料。

在仔細了解數位示波器取樣及數位化的原理之前，讓我們先了解對於未知的訊號的觀念。對於未知的訊號，通常會有三個重點：頻率 (frequency)、相位 (phase)、型波 (fidelity)。

在頻率部分，1924 年 Nyquist 曾提出，如果以 $2F$ 的頻率去取樣一個未知的訊號，此未知訊號的最大可知訊息為 F 頻率，這就是有名的 Nyquist theorem。換句話說，若已知訊號的頻率為 F ，至少需以 $2F$ 的頻率對其加以觀測。

這是否意味所有待測訊號必須以未知訊號的二倍頻率取樣？當然不是。在 Nyquist theorem 中明白指出，要如此的取樣，則必須對訊號的兩個方向作無限次的取樣，對於無限次的取樣，當然對一般示波器是有困難的，如此一來就會造成重新重組的波型將會是不夠精準的。其另一個解決這種情形的的方法就是在訊號的一週期內，作多於二次的取樣。對於大部分的數位示波器而言，使用每週期 4 次取樣的工作原理是非常普遍的作法。

假設每一週期，利用取樣 4 次來重建未知訊號的波型，例如觀測 100 MHz 的方波，使用 100 MHz 的數位示波器，此訊號通過示波器時，會像是經過一個 100 MHz 的低通濾波器，將其改變成 100 MHz 的正弦波，當通過 A/D 轉換器時，轉換器取樣到的資料已不是方波而是正弦波了，所以最後看到的資料訊號就會是正弦波。換句話說，在接近系統頻寬頻率 (bandwidth frequency) 時，A/D 轉換器會成功地轉換波型為正弦波的待測訊號，但卻不保證其他波型的訊號得以被正確的重新建造。

在數位示波器中，資料的取樣方式通常分為二種：一種為即時取樣，使用較高的取樣速度對待測訊號加以觀測；另一種為多重觀測取樣，也就是不

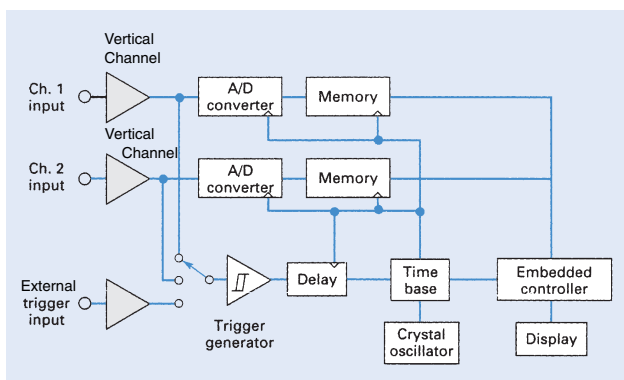


圖 1. 數位示波器功能方塊圖。

對訊號作即時的重建，利用多次觀測一定次數後再將其重建。

第一種方式即時取樣，係示波器對待測訊號採取漸次性 (sequentially) 的取樣，在同一段時域中取樣數愈多，則對取得信號的準確度就愈有信心。同時在即時取樣中可以有另一個優點，那就是能夠觀測到觸發點之前的訊號內容，請參考圖 2。

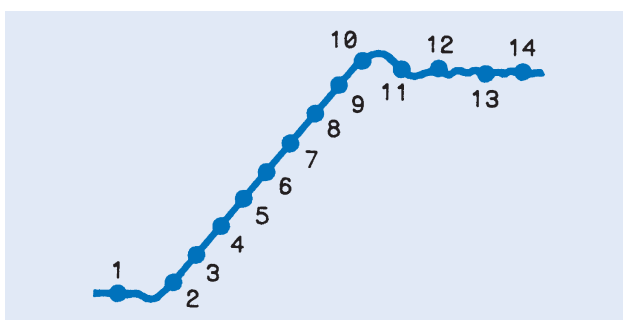


圖 2. 即時取樣。

第二種又稱為重覆取樣 (repetitive sampling)。取樣方式為利用重覆的波型進入取樣電路中，以每次間隔一段固定時間取樣，然後最後再將取得的資料重新建立起來，參考圖 3。

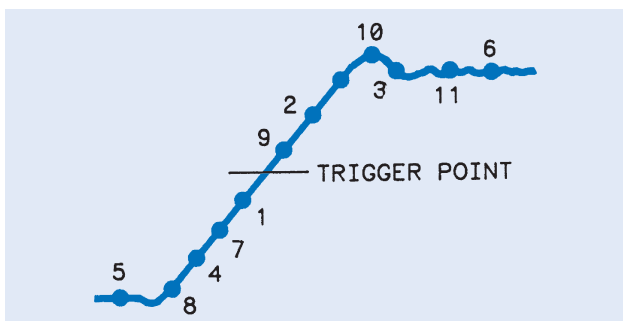


圖 3. 重覆取樣。

其餘尚有隨機重覆取樣 (random repetitive sampling) 及連續性取樣 (sequential sampling)，其工作原理與重覆取樣類式，在此就不多作介紹。

竪頻 (aliasing) 也是所有數位示波器的一項重點。當你選擇要觀測時間較長的資料時 (sweep slower)，取樣速度必然會下降，如果取樣數下降，對於頻率高的待測訊號，將會看成另一較低頻的訊號，以至於造成系統或人為的誤判，這當然不是我們想得知的結果。現代的數位示波器通常會加上低通濾波器以阻止竪頻的發生。

二、結構示意圖

現在以圖 1 的方塊圖來解說數位示波器的結構。

1. 垂直通道 (vertical channels)

圖 1 中每一個通道在到中央處理器 (CPU) 之前，有其自己的路徑，所以可知道數位示波器可以單獨或同時顯示數個通道在顯示器上，而互不影響。

2. 類比數位轉換器 (A/D converter)

將類比訊號轉成數位訊號通常有二種方法：逼近法 (successive approximation)，或者快閃 A/D (flash A/D converter)。

在圖 4 中可以發現，逼近法事實上是一連串的单一步驟。若是 4 位元解析度的示波器，每次取樣必須重覆 4 個步驟來完成一次的正確取樣，如此一來可知每次取樣所費的時間較長。如果使用重覆取樣的方式，則可考慮利用逼近法。

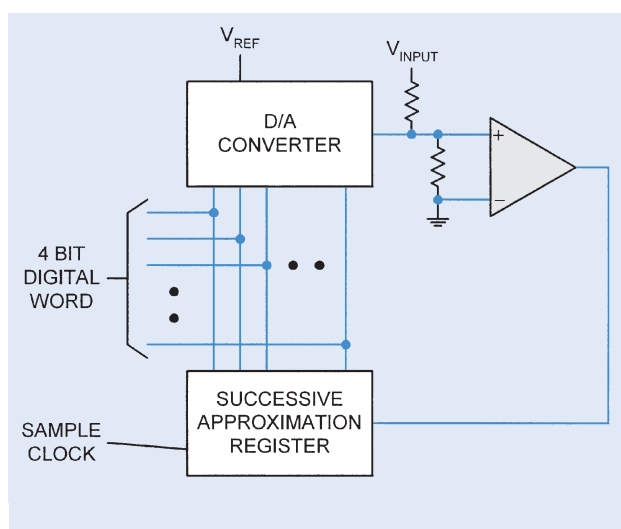


圖 4. 逼近法。

若是使用快閃 A/D 的方式見圖 5，例如 10 位元的數位示波器，則需用到 $2^{10}-1$ 個比較器，也就是 1023 個。其優點是所有動作在取樣的同一瞬間，若轉換夠快，其可以在取樣時就同時完成數值的判斷，對於「即時取樣」的結構中。大多使用此一方式。

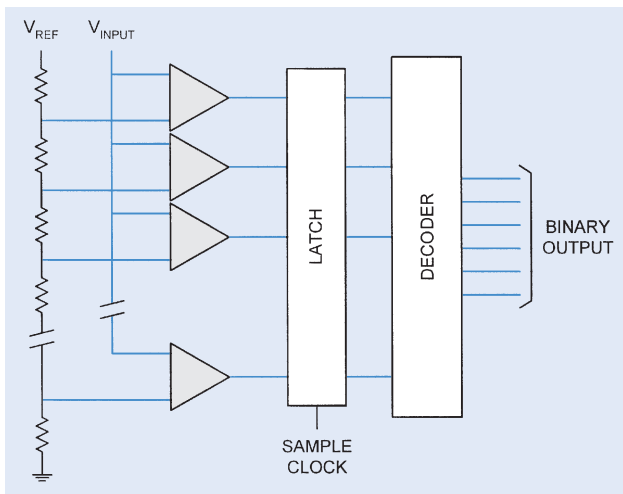


圖 5. 快閃 A/D 法。

3. 記憶體 (memory)

一旦資料被轉換成數位型式，就必須儲存在記憶體中。同時記憶體必須能夠以 A/D 轉換器同等的速度來儲存資料，否則資料將會遺漏，如此一來，所存的資料將不具任何意義。例如以 200 MHz 取樣，記憶體至少需有 5 ns 的寫入週期 (write cycle)。大部分的數位示波器使用快進慢出 (fast in/slow out, FISO) 的記憶體作為儲存資料的方式，一旦資料被存在記憶體中，就可被用來作各種不同的計算及應用，而且永遠不會消失。

4. 中央處理器 (embedded controller)

所有的數位示波器中皆含有一到數個不等的處理器，有的處理面板的操作，有的作為數值化的工具，由此可見處理器的功效直接影響到示波器的功效。例如自動量測波形的上升時間、波長、頻率等，甚至可以將資料轉換成另一種型式，並利用印表機列印出來，如此一來，照相機就不再需要了。

三、儀器規格與量測

任何儀表的規格只有在作為量測時才有其意義。以下為數種示波器的主要規格。

1. 垂直解析度 (vertical resolution)

$$\frac{\text{input voltage}}{2^{(\text{number of A/D ranges}) - 1}} = \text{垂直解析度}$$

垂直解析度愈小愈好，表示其精密度較高。

2. 有效位元解析度

雖然我們知道如何判斷垂直解析度，但是垂直解析度並無法完整的代表系統的解析度，必須加上系統的雜訊指數。通常慣用的方式為量測系統的訊號對雜訊比 (signal-to-noise) 的程度，此為一常用的判斷方式。

3. 掃描雜訊 (trace noise)

通常類比示波器會有較低的掃描雜訊，原因為其雜訊無法停留在顯示器上足夠的時間，以致系統誤判其雜訊為較低。

4. 自動量測 (auto measurement) 功能

含有較多功能的自動量測，例如上升時間、最大值、最小值等，為選擇示波器的主要原因之一。

5. 使用介面 (GUI)

一台好的數位示波器，除了要有以上的規格之外，優良好用的使用者介面也是不可或缺的項目，好的使用介面層直接影響使用者的使用意願及量測結果的速度。

四、應用

數位示波器在現今的應用中，幾乎是應用最廣的電子儀器之一，無論是電子、半導體、汽車、水利、天文、物理等，皆有其應用的一面。其中應用在自動化量測中便是不可或缺的工具。使用其他配件時，示波器可量測電壓、電流、溫度、壓力等，為一物理量量測的最佳工具。

參考文獻

1. *Feeling Comfortable with Digitizing Oscilloscopes*, Hewlett Packard Company (1987).

作者：劉根全先生為美國南卡羅萊納州州立大學電腦電機研究所碩士，現任台灣惠普科技公司系統工程部應用工程師。

數位三用電表

Digital Multimeter (DMM)

關鍵字：伏特計、安培計、歐姆計、類比／數位轉換器、二線感應法、四線感應法

Keywords： voltmeter, ammeter, ohmmeter, analog-to-digital converter (ADC), 2-wire sensing, 4-wire sensing

一、基本原理

電表是用來測量電壓、電流和電阻最基本也最容易使用的儀器。它所利用的電子原理十分簡單：流經一個電阻的電流和此電阻兩端的電位差成正比，即 $V = IR$ 歐姆定律。依此原則可設計伏特計 (voltmeter) 量電壓、安培計 (ammeter) 量電流、歐姆計 (ohmmeter) 測電阻。三用電表則結合了這三種功能在同一台儀器。

二、結構示意圖

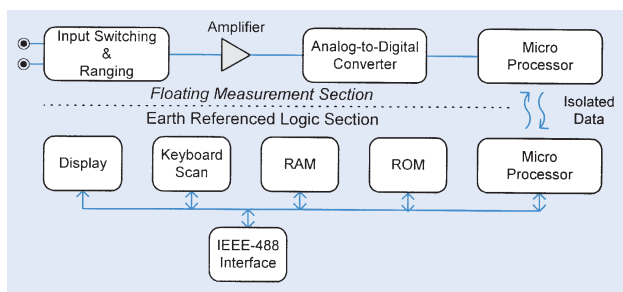


圖 1. 一般數位電位表方塊圖。

圖 1 所示為一般數位電表的方塊圖。電表的主要功能便是把類比訊號轉換成便於人類可讀的值。而數位電表顧名思義一定會有數位顯示器來顯示量測到的值，這可省去不同使用者在使用類比電表時，因需用肉眼讀出刻度所產生的誤差。一個三位數 (3-digit) 解析度的電表能夠顯示三位數。一個三又二分之一位數 ($3\frac{1}{2}$ -digit) 的電表能顯示四位數，但最左邊那一位數只能限定在 0、1、2 或 3，有的更嚴格的只限定在 0 或 1。值得注意的是，顯示器能夠顯示許多位數並不一定表示它的準確度愈高。許多電表顯示出的位數 (也就是解析度) 通常都高於儀器本身的準確度，因此使用者必須仔細閱讀儀器規格。

圖 1 中的訊號調整電路 (包含輸入交換 (input

switching)、範圍區分 (ranging) 及放大器 (amplifier) 部分)，和類比／數位轉換器 (ADC) 會隨著不同種類的電表而有些不同。訊號調整電路把未知的 DC 訊號量經過衰減或放大，或把 AC 訊號轉換成 DC 訊號，好讓處理過的訊號適於送入類比／數位轉換器，因為 ADC 是被嚴格設計為只能接受 DC 電壓，且其接受 DC 電壓的範圍是固定的。ADC 的功能是把無限制解析度的類比訊號轉換成有限解析度的數位訊號。ADC 的種類能決定一個電表的量測解析度、速度，甚至有除去寄生雜訊 (spurious noise) 的功用。

圖 1 中的前三個方塊決定一個電表的類比性能特性，而接下來兩個微處理器 (microprocessor) 則是用來管理訊息的流程，確保各子系統之間嚴密且良好的配置關係。其中「參考地端」的微處理器扮演對外聯絡的角色，一方面管理輸出到顯示器或到 IEEE-488 電腦介面的訊息，一方面接受鍵入和電腦程式的指令。這些微處理器決定了一台電表的機能、易感程度以及是否容易使用的使用者介面。每台電表依不同的量測需求而各有其獨特的特徵。以下介紹幾種基本量測。

1. 直流電壓測量

正如先前所提過的，DC 電壓首先要經過衰減或放大。圖 2 所示為典型的 DC 訊號調整電路。通常小於 12 V 的輸入訊號會經過開關 K1 和 S1 直接送入放大器。高於 12 V 的訊號則會經過開關 K2，再經由 R4 和 R5 組成的 100 : 1 分壓器達到衰減的目的。被分壓後較小的訊號再經過開關 S2 送入放大器。

放大器的增益值 A1 被設定在它的輸出電壓剛好是在 ADC 的接受範圍內，通常是 0 ± 12 V dc。對於較小的待測訊號 (經過開關 K1 的訊號) 來說，

電表的輸入電阻即是放大器 A1 的電阻，通常大於 10 GΩ。對於較大的待測訊號 (經過 K2 的訊號) 來說，電表的輸入電阻便是 100：1 分壓器的電阻，通常約是 10 MΩ。

這種訊號調整電路的限制是它的偏移電壓，這會影響到電表測量零伏特 (即短路) 的準確度。圖 2 中的開關 S3 會週期性地把放大器 A1 的輸入端接到地端測量放大器的偏移電壓。此偏移電壓會被存在記憶體，而每次量測待測電壓時便會自動減掉這個值來除去誤差。做偏移電壓測量時，開關 S1 和 S2 會保持開路 (open)，以免造成電表輸入端的短路。

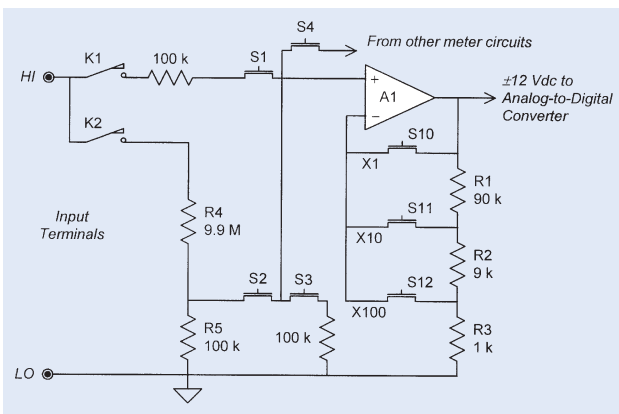


圖 2. DC 伏特計的訊號調整電路。

2. 交流電壓測量

由於 ADC 只能接受 DC 電壓，因此所有 AC 電壓必須先被轉換成 DC 電壓。圖 3 所示為 AC 輸入訊號調整電路圖。輸入耦合電容 C1 封鎖了 DC 電壓的進入，只有純 AC 量將會被測量。第一個放大器 A1 與 R1C2、R2C3 配合形成一個補償衰減

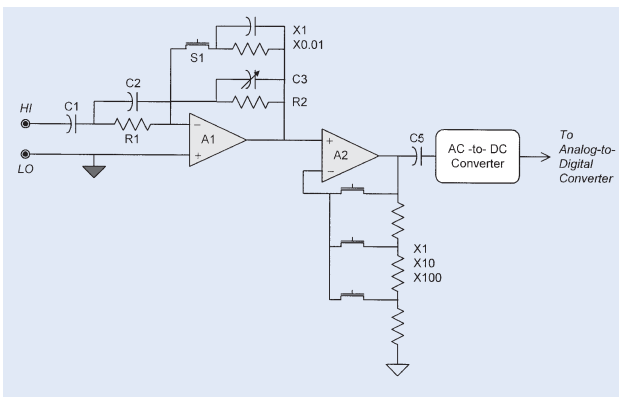


圖 3. AC 伏特計的訊號調整電路。

器，用來衰減較大的輸入訊號。第二個放大器 A2 提供一個可變增益、寬頻的放大環境，把訊號放大成適合送入 AC/DC 轉換器的範圍。電容 C5 把 A1 和 A2 造成的 DC 偏壓阻擋在外。

AC/DC 轉換器的種類對整個 AC 測量有深遠的影響。它共有三種類型：均方根值 (RMS)、平均值 (average value) 和峰值 (peak value) 轉換器。圖 4 為典型 AC 波—正弦波上這三種振幅值的定義。

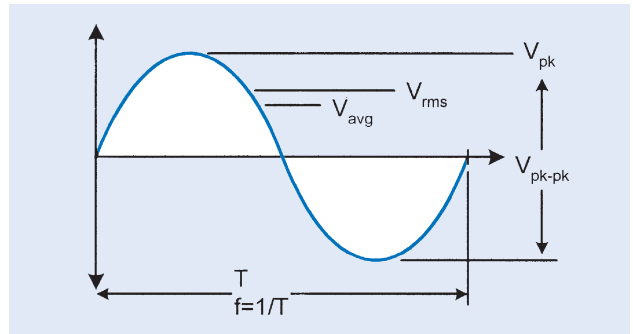


圖 4. 正弦波的振幅可用三種方法來形容： V_{pk} 、 V_{rms} 和 V_{avg} 。 T 為波形的週期。

(1) 均方根值 (RMS)

RMS 是波型振幅特性中唯一不受波形的形狀影響的，因此它也是用來形容 AC 振幅最有意義的值。RMS 代表一個 AC 訊號對電阻傳輸功率的能力，也就是加熱值 (heating value)。所以一個 AC 訊號的 RMS 值就和一個等於它 RMS 的 DC 訊號接到同一阻抗產生的熱是相同的。RMS 的定義是：

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_i^2 dt}$$

所以，

$$P_{ave} = \frac{V_{rms}^2}{R} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_i^2}{R} dt$$

V_i = 輸入訊號

T = 訊號週期

P_{ave} = 瞬時功率的平均值

用來實行 RMS 值測量的方法有很多種。目前常用的方法是先從波形取樣，再把取樣數據以電腦或數位信號處理 (DSP) 硬體來計算。如此的話可接受訊號頻寬會受限於取樣率及 ACD 的速度。

(2) 平均值

平均值就是把一個週期所量到的所有瞬間值做平均所得到的值： $V_{ave} = \frac{1}{T} \int_0^T V_r dt$ 。但 AC 的波形必須是全波整流過的 (full-wave rectified)，如此一來我們得到的正弦波平均值才不會是零。對正弦波來說，均方根和平均值的關係為：

$$V_{rms} = (\pi / 2\sqrt{2}) \times V_{ave} = 1.11 \times V_{ave}$$

所以當我們使用平均值轉換器電表來量均方值時，通常是把量到平均值乘上 1.11，但這只適用於正弦波的波形。因此若使用平均值電表來量測非正弦波波形時，會有很大的誤差。

(3) 峰值

跟平均值電表類似，當用峰值電表來量均方值時，是把量到的峰值乘上 0.707 (1.414 的倒數)。但若輸入信號不是正弦波的話，就會產生誤差。因此峰值電表也不適用於較精確的測量。

許多訊號都同時含有 AC 和 DC 的成分，但並不是所有的電表都可同時測量 AC 和 DC 的。一般來說，平均值和峰值電表只測 AC 成分 (AC-coupled)，而把 DC 成分阻擋在外。而均方值電表則可以只測 AC (AC-coupled)，或 AC、DC 兩者都測 (DC-coupled)。值得注意的是，AC-coupled 和 DC-coupled 所測得的 RMS 值是不同的。舉例來說，圖 5 的波形用兩種電表測得的 RMS 值會是：① $0.707 V_{rms}$ - AC-coupled，② $10.025 V_{rms}$ - DC-coupled，其中 $10.025 = \sqrt{V_{DC}^2 + V_{AC}^2} = \sqrt{10^2 + 0.707^2}$ 。

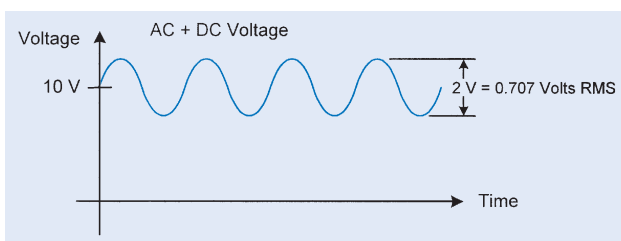


圖 5. 同樣的波形 AC-coupled 量到的是 $0.707 V_{rms}$ ，DC-coupled 量到的則是 $10.025 V_{rms}$ 。

3. 直流電流測量

理想中的安培計內部電阻為零，因此和待測電路串聯時不會影響到待測電流。基本的電流測量法有兩種：內電路法 (in-circuit method) 和磁場感應法

(magnetic field sensing method)。

(1) 內電路法

內電路感應電表通常都是用電流分路 (current shunt) 如圖 6(a)，或虛擬接地放大器 (virtual ground amplifier) 如圖 6(b)。電流分路的原理十分簡單。一個低阻抗 R_s 接在輸入兩端之間，當待測電流流入 R_s 時便會產生電位差。此電位差會被內部的伏特計偵測到並轉換成正確的電流讀值。虛擬接地放大器則較適合用來測小電流。它是利用一個低雜訊、低偏壓電流的運算放大器，把小的輸入電流轉換成可測量的電壓值。由於沒有電流能進入放大器的負輸入端 (因高阻抗)，所以全部電流會流經電阻 R_j 而造成輸出電壓有 IR_j 的變動。

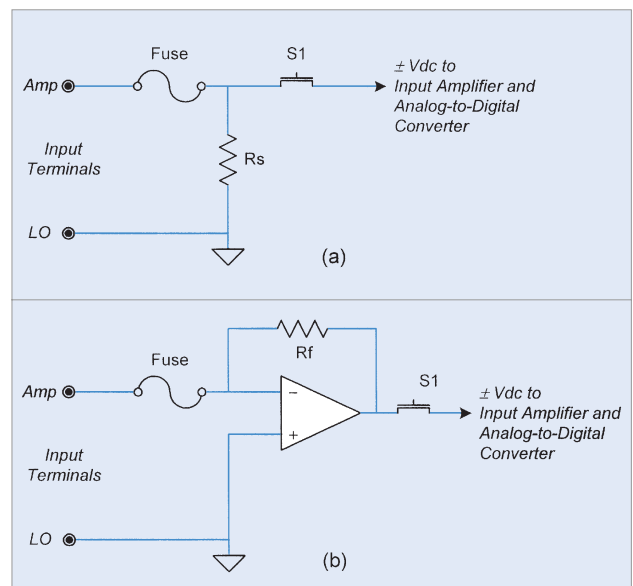


圖 6.(a) 電流分路法，(b) 虛擬接地放大器法。

(2) 磁場感應法

這個方法是利用一個傳感器 (transducer) — 通常是一個電流變壓器 (current transformer) 或固態霍爾效應感應器 (Hall-effect) — 把一個通電的導體附近的磁場轉換成 AC 或 DC 訊號。這個方法的感應度非常好，因為只要在探棒裡增加通電導體的圈數，量測到的信號位準就會隨著圈數增加的比率而變大。

4. 交流電流測量

AC 安培計和 DC 安培計的原理極為相似，且之前在 AC 電壓量測提過的 RMS、平均值、峰值及 AC、DC 耦合等全都適用於 AC 安培計。

5. 電阻測量

一個歐姆計可測量接在它輸入端的 DC 電阻。它的原理是供給待量測的電阻一個已知量的 DC 電流，再從它的電位差換算回電阻值。當電表的兩個接頭同時被用來測電位差和提供測試電流時，這種方法稱為「二線感應法」(2-wire sensing)。不過當被測電阻值很小的時候，便會產生誤差，因為引線電阻 R_i 和待測電阻值無法被清楚分辨，如圖 7(a)。四線感應法 (4-wire sensing) 便能消除這種誤差，見圖 7(b)。四線感應多了一對引線，由電流源供給待測電阻的電流並不會流入伏特計的引線 (因為伏特計內部阻抗很大)，因此伏特計便可正確地量出待測阻抗的值。

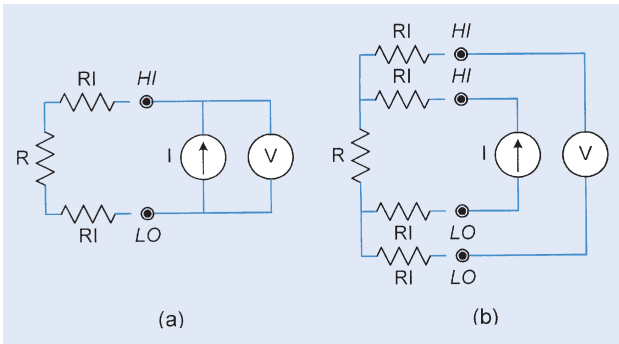


圖 7.(a) 兩線感應法，(b) 四線感應法。

三、儀器規格與特徵

目前市場上最受歡迎的電表是三用電表，即是把安培計、伏特計及歐姆計的功能合成在一個單機裡面。圖 8 所示為一台數位三用電表，它的規格列於表 1。

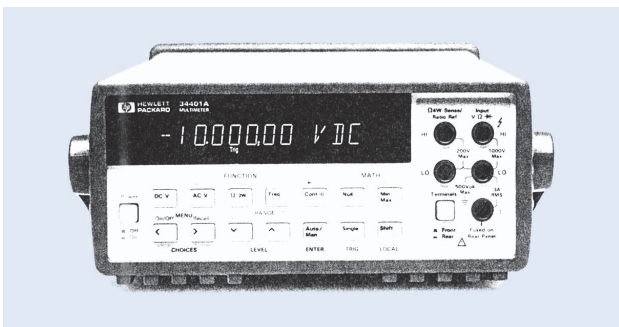


圖 8. 桌上型數位萬用電表。

表 1. HP34401A 6 1/2 位數萬用電表規格。

Description: 6 1/2-Digit True RMS Autoranging Digital Multimeter	
DC volts	
Ranges: 0.1 V, 1 V, 10 V, 100 V, 1000 V	
Accuracy: $\pm (0.005 \% \text{ of input} + 0.0035 \% \text{ of range})$; depends on range	
Input resistance: 10 M Ω minimum	
AC volts	
Ranges: 0.1 V, 1 V, 10 V, 100 V, 750 V	
Accuracy: $\pm (0.06 \% \text{ of input} + 0.03 \% \text{ of range})$, 10 Hz to 20 kHz; depends on range, other frequencies also specified	
DC current	
Ranges: 0.01 A, 0.1 A, 1 A, 3 A	
Accuracy: $\pm (0.1 \% \text{ of input} + 0.01 \% \text{ of range})$; depends on range	
Resistance	
Ranges: 100 Ω , 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω , 1 M Ω , and 10 M Ω	
Accuracy: $\pm (0.01 \% \text{ of input} + 0.001 \% \text{ of range})$; depends on range	

四、應用與用途

市面上的萬用電表種類五花八門，各有其特色及適合的應用領域。在購買電表之前，對以下的問題應仔細考量：這個儀器將是以手動操作，或是自動控制系統的一部分？儀器是用在什麼樣的系統？將會有多少人共同使用這台儀器？

如果是手動操作，顯示器數字的大小必須清晰易讀、無反光問題，面板的操作也以簡潔容易為佳。附設的數學功能也可以減少重複性測量與運算可能產生的意外過失。儀器的大小、重量也會影響到是否容易搬移，尤其是使用者很多時更應該考慮。安全操作範圍如最大輸入電壓、隔離電壓、安全接頭等更是不容忽視。

若儀器將是自動系統的一部分，電腦介面的種類則非常重要。IEEE-488 介面 (也就是 HP-IB 或稱 GP-IB) 是最常用的介面。其它如緩衝器大小、觸發能力及如何與其他儀器同步化的功能等，這些問題若能事先考慮，便能幫助您節省金錢並提高對儀器的滿意度。

參考文獻

1. R. A Witte, *Electronics Test Instruments—Theory and Applications*, New Jersey, USA: Prentice Hall (1993).
2. C. F. Coombes, JR., *Electronic Instrument Handbook*, USA: McGraw-Hill (1994).

作者：葉貞秀小姐畢業於澳洲墨爾本大學 (University of Melbourne) 電機工程系，現任惠普科技股份有限公司儀器教育訓練中心應用工程師。

電流分析儀

Current Meter, Current Prober

關鍵字：電流鉤表、變流器、相差式、週期比例式

Keywords：current prober, current transformer, phase difference, time duty cycle

一、基本原理與結構示意圖

電流分析儀是用來量測電流的工具，此工具之型式大致上可分為兩種，(1) 接觸式量測的電流分析儀 (包含電阻法、發熱測定法)，(2) 非接觸式量測的電流分析儀。

1. 接觸式量測法

接觸式量測法基本上是把儀器之輸入端直接串聯在待測電流的電路上，使待測之電流全部通過電流分析儀，由此讀取出電流之大小。另外一個接觸式量測法就是歐姆定律量測法，無論是在交流 (AC) 或直流 (DC) 電路中，在所欲測量電流之電路上置予一無感性之標準電阻，測出此電阻上之電壓降，利用歐姆定律而求出其電流值大小。這個方式必須考量量測儀器本身的誤差。

接觸式量測法最常用的工具是電流表或數位電表。電流表為永久磁鐵可動線圈式電表 (d'Arsonval 電表)，或者是電測力計式電流表 (dynamometer)。永久磁鐵可動圈式電表如圖 1，係把待測電流引入可動線圈，而使可動線圈變成電磁鐵產生磁場，而此磁場與永久磁鐵之磁性相互作用而使指針偏轉，指示出流過之電流量的大小。電測力計式電流

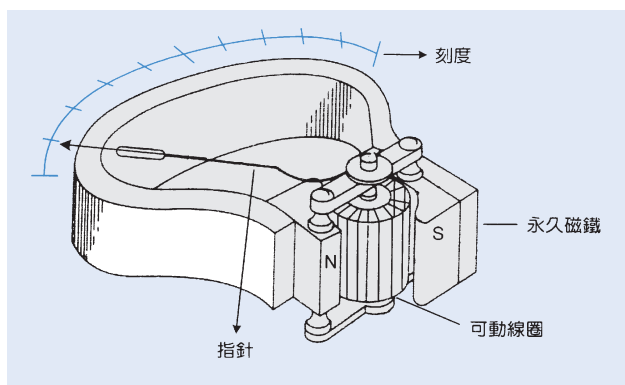


圖 1. 永磁式可動線圈電流表。

表是由固定線圈及可動線圈所組成，如圖 2 所示；可動線圈置於兩等分之固定線圈之間，當待測電流流過各線圈時，在固定線圈所產生的磁場與可動線圈所產生磁場相互作用，促成指針偏轉指示出電流大小。數位電表量測電流方式為量測在待測電路上之電阻的電壓，而可換算成電流大小；另外一個方式就是把數位電表選在電流檔，串接於待測電路上，讀其流過之電流值。

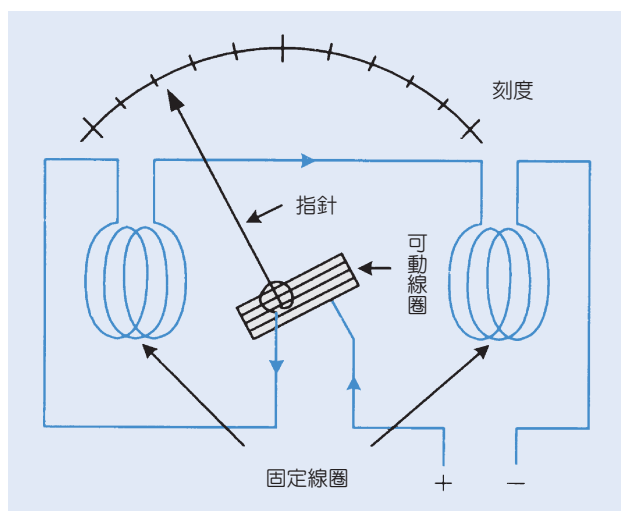


圖 2. 電測力計式電流表。

基本上，電流表的使用只能在有限範圍量測電流，若欲擴大電流量測範圍可利用分流器原理。把一個電阻並聯至電流表上，如圖 3 所示，若並聯電阻愈小，則擴大的比率讀值也愈大，此關係式如下：

$$I = I_M \left(1 + \frac{r}{R} \right)$$

I ：待測電流

I_M ：電流表流過電流

r ：電表之內電阻

R ：並聯之電阻

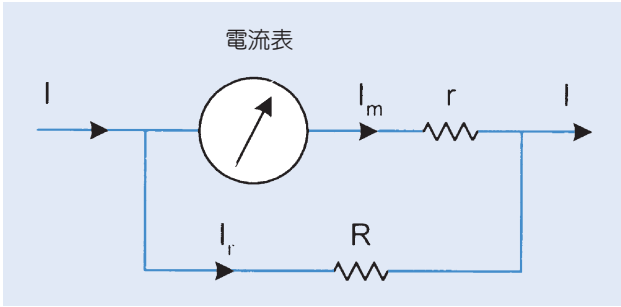


圖 3. 電流表擴大其讀值方法。

亦就是電流表讀值再乘上 $1 + \frac{r}{R}$ 倍，此即為待測電流值。

發熱測定法是利用熱電耦等感測器貼在電流流經之路徑上，測量其發熱狀態而換算出電流實效值比例，這種測量方式使用比較少，通常應用在高頻電流量測。

2. 非接觸式量測法

非接觸式量測法有變流器 (current transformer, CT) 法、Logoski 法、磁通測定法、法拉第法。其中法拉第法是利用電流產生磁場，使非線性晶體材料產生法拉第效應，造成偏光面旋轉角度改變，因此使得入射光與出射光有不同的訊息，而可量測電流，此法的信號線是光纖。其能耐高壓及高絕緣特性，亦可耐電磁雜訊，但因價格昂貴、技術困難，故僅用於特殊場合上。

Logoski 法是利用線圈感應待測電流而產生信

號電壓，能絕緣且能對應高速脈波，可測量大電流，而缺點是電路要有積分電路，並且量測的位置要注意。磁通測定法是利用霍爾元件置於電流所產生的磁場，量測其磁通變化就可得知電流變化，適合量測交直流。變流器法是當待測電流流入變流器中，變流器中有一組線圈會感應待測電流。其輸出電壓大，亦能絕緣，並且使用範圍大，非常適合交流電流量測。

非接觸量法中，最常使用變流器法、磁通測定法及 Logoski 法。目前市售之電流鉤表 (current prober) 是利用上述之方法，基本上是用一個中空環形磁性材料當成電流檢測器，待測電流通過環形磁性材料之主線圈繞組，並在磁性材料內產生磁通 (如圖 4 所示)。此電流感測器內有另一繞組線圈以相對感應出待測電流或其他激磁形式存在，以下為

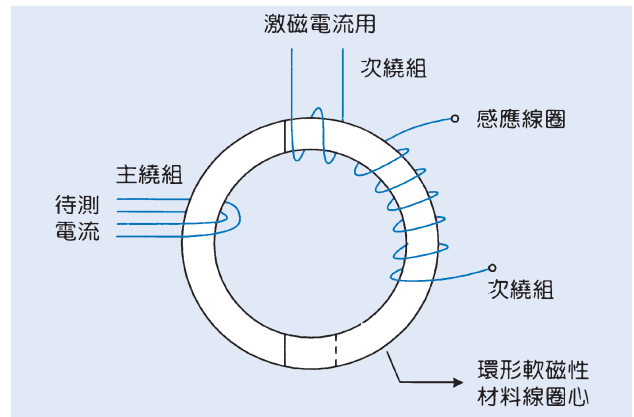


圖 4. 基本常用電流感測器結構。

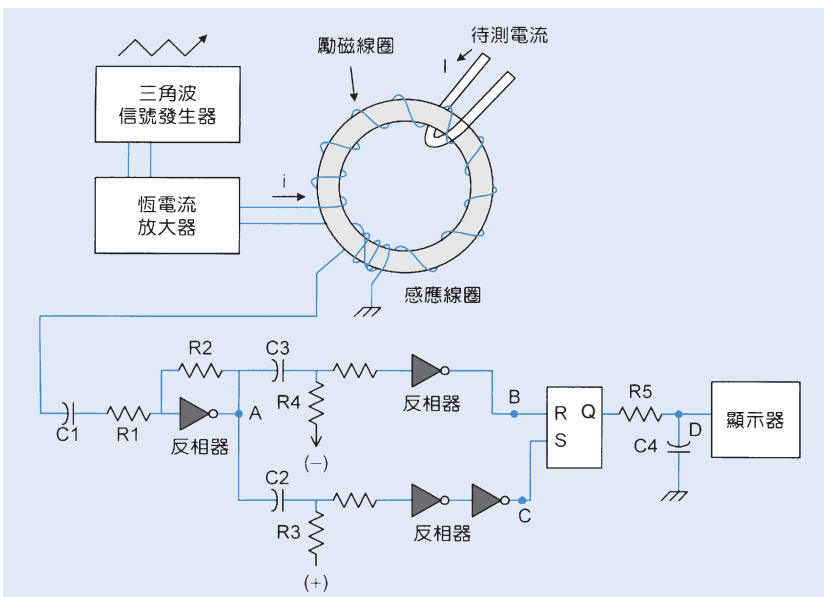


圖 5. 週期比例式電流分析電路。

利用此電流感測器的幾個量測電流的非接觸方法電路。

(1) 週期比例式 (time duty cycle) 電路

此種方式係由環形軟磁性材料的透磁合金 (78 % 鎳、5 % 鉬、4 % 銅及鐵) 所組成的線圈心，其上纏繞螺旋形線圈於線圈心有感應線圈及激磁線圈，如圖 5 所示。三角波信號產生器與恆電流放大器提供一三角波形激磁電流至線圈心上之激磁線圈，並於磁性線圈心產生磁通，待測電流通過線圈心產生磁通；而磁性線圈心之磁特性如圖 6(a) 所示，其產生超過線圈心矯頑力的磁場三角波形激磁電流被提供至激磁線圈。

換言之，當電流峰值為 I_p ，而磁性線圈心之矯頑力為 H_c 時，三角波形激磁電流之峰值 I_p 被設定

為 $H_c < NI_p/l$ 之關係數，其中 N 為線圈數， l 為磁路長度，而使得激磁電流於磁性材料之線圈心時的磁場變量 H 如圖 6(b) 所示。當無待測電流通過磁性線圈心時 ($I = 0$)，則激磁電流 I 增加或減少時，使得 $NI/l = \pm H_c$ 時，則磁性線圈中的磁通量之方向會很快地反向，感應線圈檢測出反向脈衝電壓。若當磁性材料線圈中之無待測電流通過時，則且矯頑力之強度而正向地和反向地對稱時，三角波之波峰和波谷的脈衝間隔 t_1 、 t_2 之工作週期為相等，如圖 6(b) 及圖 6(c) 所示。若待測電流通過磁性材料線圈中心時，而產生 I_0/l 之磁場 ($N = 1$ 情況)，並加上激磁電流 I 之增加和減少所產生的磁場之外，所造成合成磁場如圖 6(d) 所示；當這些磁場強度受激磁電流增加使得磁性材料線圈心中的磁場 H 滿足於 $H = NI/l - I_0/l$ ($N =$ 激磁線圈數)。反之，當激磁電流 I 被減少使得磁性材料線圈的磁場 $H = NI/l - I_0/l = -H_c$ 時，磁性材料線圈心中的磁通量被反向，並使得感應線圈有一反向脈衝電壓之輸出。此時，即使磁性材料線圈心中之矯頑力 (H_c) 係正向及反向對稱時，一個小差異 ($t_1 < t_2$) 亦會被產生於發生在三角波之波峰和波谷的脈衝間隔 t_1 及 t_2 中，如圖 6(d) 及圖 6(e) 所示。然而，當每段時間激磁電流之變量為常數而且增加或減少的斜率絕對值相同時，待測電流與 $\frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2}$ 之週期工作比有一定比例，因此待測電流的直流電流之絕對值和方向可被檢測分析出來。此方法用來分析直流電流。如圖 5 所示，當感應線圈檢測出通過矯頑力之磁場變化時，所產生脈衝電壓如圖 7(a) 所示，經過反相放大器及 RC 電路而產生時間間隔方波，其如圖 7(b)

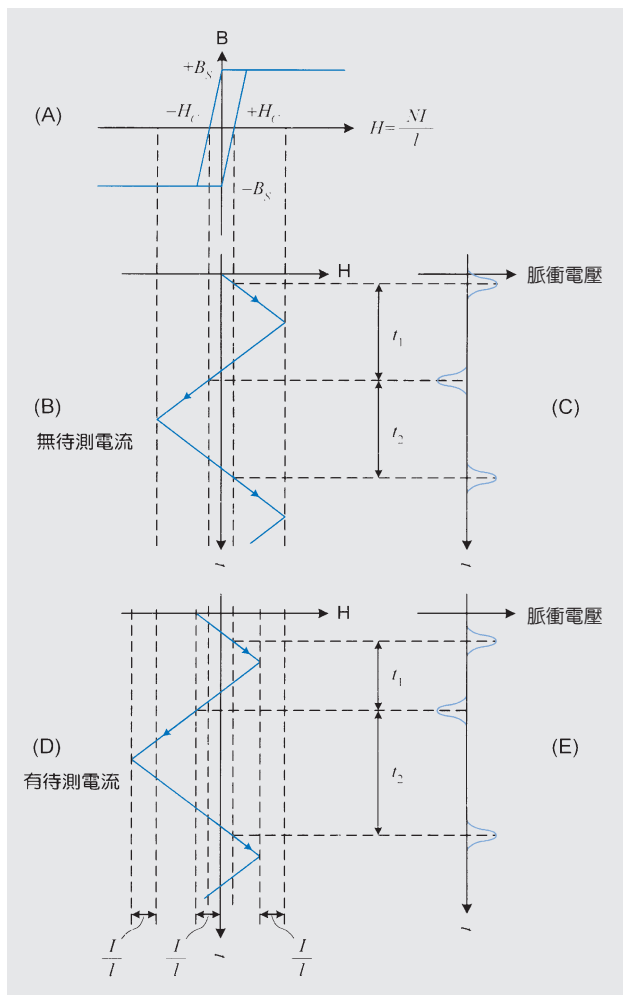


圖 6. 磁場與脈衝電壓變化關係圖。

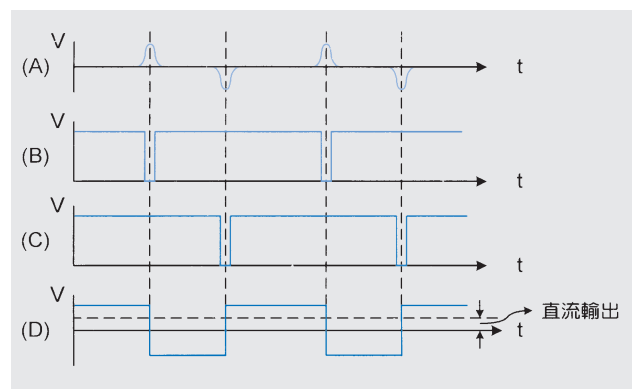


圖 7. 週期比例式電流分析電路波形。

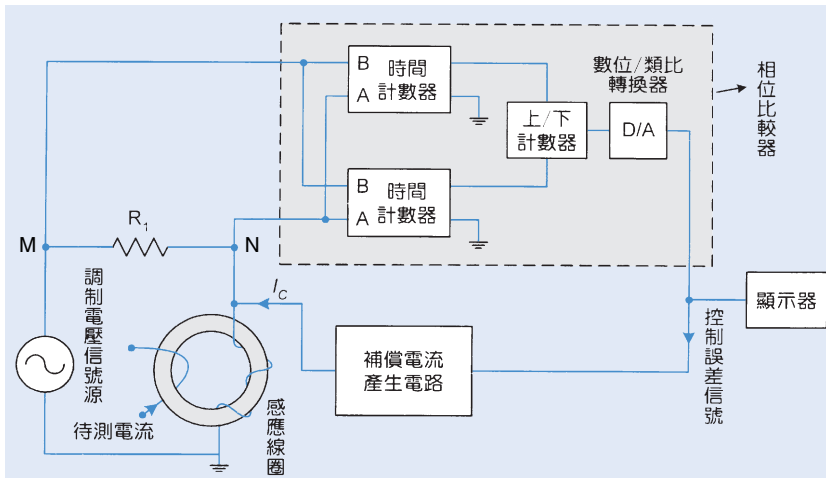


圖 8. 相差式電流分析電路示意圖。

及圖 7(c) 所示。驅動 RS 正反器 Q 之輸出經 RC 低通濾波器，而有一待測電流與 $\frac{t_1-t_2}{t_1+t_2}$ 之比例的 DC 電壓，再經由顯示裝置，換算顯示出待測電流值。

(2) 相差式 (phase difference) 電路

相差式電流分析電路如圖 8 所示，亦可用一個環形磁性材料亞鐵鹽式電流感測器，在此感測器上繞有兩個線圈繞組。檢測待測電流通過磁性材料線圈心稱為主繞組，感應線圈為次繞組，主繞組與次繞組之圈數比決定其內之線圈電流比 ($N_1 I_1 = N_2 I_2$)；環形磁性材料亞鐵鹽電流感測器的主繞組流過待測電流，則會在環形亞鐵鹽磁性材料電流感測器產生磁通。二次繞組會依據主繞組所流過之一電流大小提供一補償電流，以使環形亞鐵鹽磁性材料電流感測器內之磁通量為零。在此電流分析儀上，有一調制電壓源串聯一電阻 R_1 後跨在電流轉換器次繞組上，且此調制電壓信號源與相位比較器之輸入一端相連接。調制電壓信號源施予一振幅電壓能使電流轉換器之鐵心飽和，而其工作頻率約在 5 kHz – 10 kHz。相位比較器的輸入另一端連接至電流感測器次繞組，並且此相位比較器內含兩個時間計數器，M 端的調制輸入信號與次繞組感應線圈 N 端各有一電壓信號，其波形如圖 9 所示，當調制電壓信號上升波形的零點電壓與 N 端感應電壓信號上升波形的零點電壓之相位為 ϕ_1 ；調制電壓信號下降波形的零點電壓與 N 端感應電壓信號下降波形的零點電壓之相位 ϕ_2 ，此兩相位各別輸入兩並列時間計數器，實際相差產生一些數位信號，再經由上/下

計數器計數其相位差，並以數位信號輸出，經由類比/數位轉換器轉換出類比信號。此類比信號正比於相位差之控制信號，此控制信號再經一放大器輸出一補償電流至次繞組線圈上，其補償電流大小依主繞組及次繞組圈數比來決定，調整補償電流振幅，則可以調整其與調制電壓信號之相位差。當相位比較器的兩輸入端相差一定時，此時控制誤差之類比信號除了提供補償電流大小之外，其讀值可顯示出待測電流之大小。此方式的電流量測適用於直流電流量測及低頻電流量測。

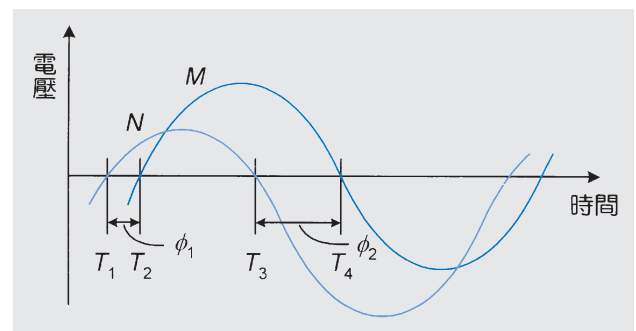


圖 9. 相差式電流分析電路中之調制電壓信號與感應電壓信號相位變化示意圖。

二、儀器規格與特徵

目前商業化的電流分析儀有最簡單的接觸式電流表及精密度高的非接觸式電流表，包括交流電流鉤表、交直流電流鉤表、小信號電流鉤表、示波器專用之電流鉤表等。一般工業上大量使用規格及價格如表 1。表中其量測範圍大者，大部分都分為幾段量測處理，依不同需求在同一電流分析儀上換檔

表 1. 電流分析儀的種類及特性。

名稱	量測範圍	精度	頻寬	價格
電流表	1 μ A – 1000 A (DC 及 AC)	5 %	—	便宜
交流電流鉤表	0.1 A – 1200 A (AC)	1 %	100 kHz (max)	適中
交直流電流鉤表	0.5 A – 600 A (DC & AC)	1.5 %	10 kHz	適中
示波器專用電流鉤表	10 mA – 2000 A	1 %	100 kHz (max)	適中
小信號電流鉤表	0.1 mA – 4500 mA	1 %	2 kHz	適中

選擇量測。

三、應用與用途

電流分析儀 (含電流表、電流鉤表) 應用於一廣大的領域之中，如維持配電板控制電流信號的電流儀器及用於監控軋鋼機、發電機、高溫爐等工業、生化、發電等設備上。為使這些設備能順利運作，需要一些接觸式及非接觸式電流分析儀來隨時隨地注意是否有異常狀況，以確保生產順利及保障人員安全，是目前不可或缺之基本工具。

參考文獻

1. 陳炳陽, 電子儀表, 全華科技圖書公司.
2. 陳炳照譯, 電子儀表及測量, 東華書局.
3. 莊政義譯, 電子儀表與測定, 東華書局.
4. 浩司譯, 新電錶 100 % 活用技術, 建興出版社.
5. US patent No: 4682100.
6. 中華民國新型專利第 284849 號.
7. 鄭漢榮, 電磁測定及電儀表, 中國電機工程學會編行.

作者：廖泰杉先生為國立交通大學光電碩士，現任國科會精密儀器發展中心副研究員。

邏輯分析儀

Logic Analyzer

關鍵字：狀態、時序、同步、非同步、轉態

Keywords： state, timing, synchronous, asynchronous, transition

一、基本原理

邏輯分析儀基本上可以稱為數位信號的示波器，它與數位示波器的不同點在於邏輯分析儀的垂直軸解析度只有兩個位準 (即只需 1 個位元 (bit) 就可以來代表)，而數位示波器的垂直軸解析度傳統上至少會有 256 個位準 (即需要 8 個位元)。在水平軸方面，數位示波器的即時頻寬是只有取樣率的 $\frac{1}{2}$ 或 $\frac{1}{4}$ ，而邏輯分析儀的取樣率就「幾乎」等於它的即時頻寬，圖 1 足以顯示數位示波器與邏輯分析儀的基本差異。

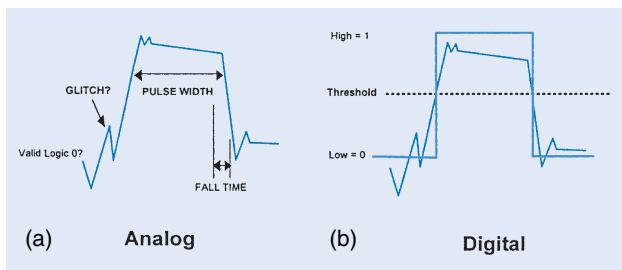


圖 1. (a) 數位示波器與 (b) 邏輯分析儀的基本差異。

所以從上述的探討裡面，我們可以將邏輯分析儀架構成由多個 D 型正反器 (代表一個位元，二個位準) 所組成的數位信號擷取系統，其中每一個 D 型正反器分別對應到一個通道 (channel)，可依圖形或者文字符號方式來顯示每一個通道上面數位信號的「邏輯 1」和「邏輯 0」狀況。

依顯示方式的不同，邏輯分析儀有兩種不一樣的操作模式：同步 (synchronous) 模式和非同步 (asynchronous) 模式。

1. 同步模式

在同步模式裡面，每個通道的取樣時脈是由外部時脈來提供，也就是說只有在外部時脈脈衝出現 (正緣或負緣) 時，每個通道上的資料才會被擷取。

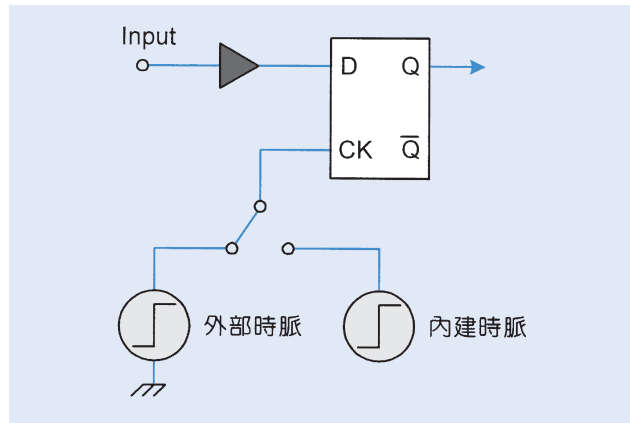


圖 2. 同步模式示意圖。

圖 2 為同步模式示意圖。

2. 非同步模式

非同步模式很像是傳統數位示波器的做法。和傳統數位示波器不同的是，邏輯分析儀的輸入通道個數通常至少也有數十個，甚至上百個，而數位示波器的輸入通道往往只有兩個或者四個而已。在被取樣的信號與取樣時脈的頻率關係方面，數位示波器倘若是在捕捉隨機出現的待測信號時，其取樣脈衝的頻率，依 Nyquist 理論，必須至少是隨機待測

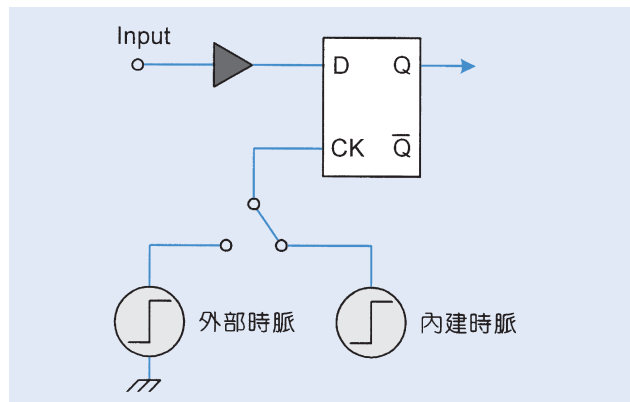


圖 3. 非同步模式示意圖。

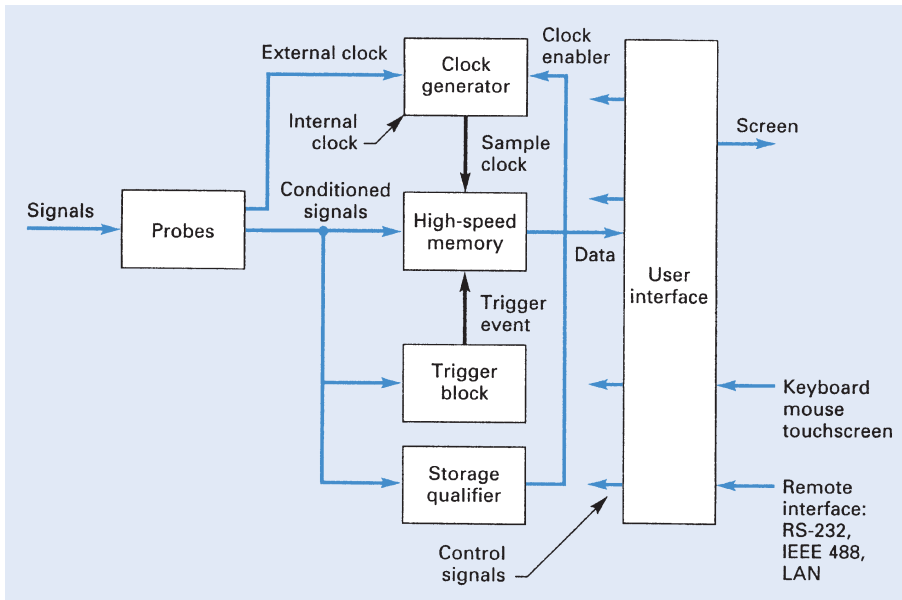


圖 4. 邏輯分析儀的基本結構。

信號頻率的兩倍以上；而邏輯分析儀則毋需遵循此理論，其取樣脈衝的頻率只要稍大於待測的隨機信號的頻寬即可。圖 3 為非同步模式的示意圖。

二、結構示意圖

圖 4 為典型邏輯分析儀的基本結構示意圖。基本上邏輯分析儀的內部結構可以區分成六大部分，以下我們就依序解說探討。

1. 輸入探棒電路 (input probes)

輸入探棒電路係負責提供一個介面以連接待測電路與儀器量測電路。為了維持待測電路在接上邏輯分析儀的探棒之後，仍然正常運作，以避免造成負載效應，因而影響到待測信號的邏輯時序。一般而言，最常用於邏輯分析儀的探棒係屬於分壓式 (voltage divider) 探棒。經過分壓處理之後的輸入信號會连接到一組電壓比較器 (voltage comparator)，依照不同的邏輯家族，TTL、ECL，或者是 CMOS，電壓比較器的臨界電壓 (threshold voltage) 也會有所差異。經過電壓比較器處理之後，不同的邏輯家族系列的數位信號就會被轉譯成一串串 0、1... 的數位碼。

2. 高速記憶體 (high-speed memory)

高速記憶體的功用是用來儲存由「輸入探棒電路」所取樣到的邏輯數值。每個通道典型的記憶體

深度至少有 4 kbits 或 16 kbits，有些特殊用途的邏輯分析儀甚至可以儲存數個百萬位元 (Mbits)。不過邏輯分析儀係用來觀察有趣之信號事件前後發生的邏輯關係，這種信號事件又稱之為「量測觸發」 (measurement trigger)，我們會在下一個電路方塊裡頭作較詳細的說明。雖然在記憶體裡面所儲存的邏輯取樣數值與量測觸發事件點之間存在著一個時序或循序的關係，然而實際每個邏輯取樣數值所儲放的位置是根據邏輯分析儀的內建定址所對應的方式，這是一種隨機擺放的架構。對儀器的使用者而言，高速記憶體架構是一種連續回路儲存的系統。

3. 觸發方塊

觸發方塊是用來供用戶設定觸發事件，以便能順利擷取所想要的邏輯信號。圖 5 顯示一個取樣觸發圖碼 (trigger pattern) 與時序 (timing) 以及狀態 (state) 資料匯流的關係。在觸發事件成立之前所儲存的稱為「前置觸發儲存」 (pretrigger store)，而在觸發事件成立之後所儲存的稱為「後置觸發儲存」 (posttrigger store)。在正常的情況下，量測動作會在「後置觸發儲存」存滿記憶體之後停止。由於儲存取樣值的高速記憶體係屬回路運作的模式，因此「前置觸發儲存」的取樣值又稱為「負時間擷取值」。這種能同時儲存觸發事件前後取樣資料的能力，可以用於尋找數位邏輯電路之所以會發生異常的前因與後果。

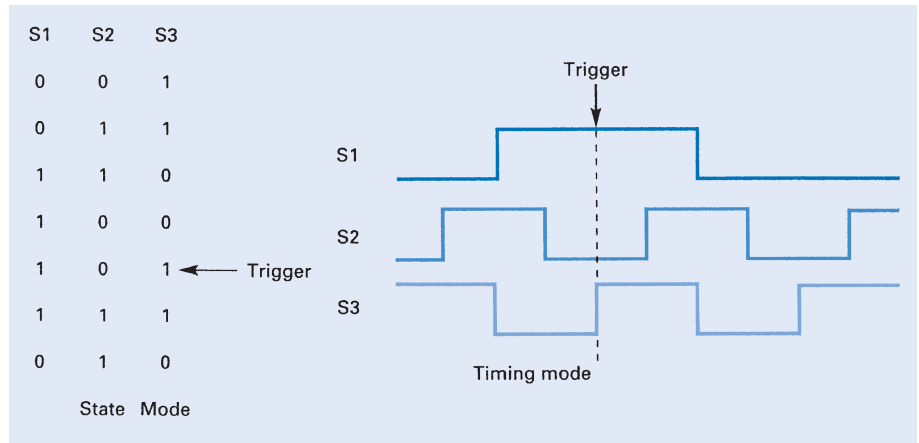


圖 5. 取樣觸發圖碼與時序以及狀態資料匯流的關係。

4. 時脈產生器

顧名思義，時脈產生器係用來產生取樣邏輯信號的時脈，依照應用需求的不同，取樣邏輯信號的時脈信號可以是由外部 (狀態模式) 提供抑或由內部 (時序模式) 所產生。在狀態模式下，邏輯分析儀的每個通道取樣點端視於由外部電路提供的時脈信號之前緣或後緣觸發而定。另外，狀態模式可以允許多組外部時脈依「OR」或「AND」方式，形成一個複合式的時脈取樣信號；而在時序模式下，所有的時脈取樣信號一律由單一組內建的時脈產生器所供應。然而在儲存模式卻也有兩種不一樣的方法。第一種是連續型儲存模式 (continuous storage mode)，這種模式如圖 6，取樣點的增加速度係根據取樣速率，與被取樣的邏輯信號內容無關。第二

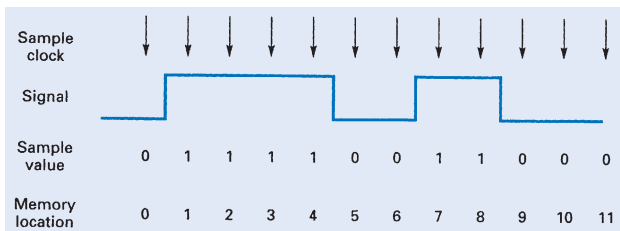


圖 6. 連續型儲存模式。

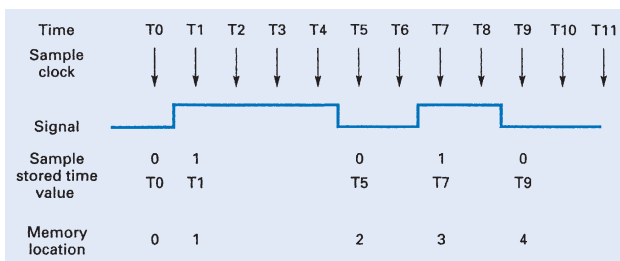


圖 7. 轉態型儲存模式。

種是轉態型儲存模式 (transitional storage mode)，如圖 7 所示，只有在待測通道上的邏輯信號有發生轉態時，才會被記憶下來，因此取樣點的增加速度就不完全根據取樣速率。兩種儲存模式各有優缺點，前者的優點是解析度較佳，但較耗記憶體，較適用於高頻變換的信號取樣；後者則是記憶體較省，但解析度有可能較差，較適用於低頻變換的信號取樣。

5. 儲存鑑定器 (storage qualifier)

儲存鑑定器是擔任類似記憶體守門員的角色，它會依照「觸發方塊」所設定的觸發條件來檢視每一筆被取樣的邏輯信號，以找尋是否有符合觸發條件的情況，如果有的話，就可以開始進行資料儲存，或資料重整的工作。另外，如果是在進行微處理器的解組合語言工作時，「儲存鑑定器」還可以用來分離不同的匯流排週期 (例如定址與資料匯流排)，以便能順利完成微處理器之解組合語言的工作。

6. 使用者介面 (user interface)

一般的邏輯分析儀常用的人機介面有 CRT、鍵盤、滑鼠。另外為了某些特定的目的，邏輯分析儀通常會內建有一些通信介面，例如 RS-232、HPIB，或者是 LAN 等，以供用戶使用。

三、儀器規格與特徵

一般而言，邏輯分析儀的規格大致上可以分成下列幾個：

- ① 一台邏輯分析儀最多可容納的通道總數。

- ② 一片時序／狀態模組最多可容納的通道總數。
- ③ 一台邏輯分析儀最多能裝載的模組總數。
- ④ 狀態時脈的最高取樣速率。
- ⑤ 時序時脈的最高取樣速率。
- ⑥ 記憶體深度。
- ⑦ 狀態時脈／鑑定器的設定層級個數。
- ⑧ 邏輯分析儀所能支援的 CPU 種類。
- ⑨ 邏輯分析儀所能提供附加功能，例如 Mixed mode 或 IMB 等。

而在特徵方面，有些邏輯分析儀提供相當容易操作的觸控式螢幕，有些則是裝 Windows 95 的畫面。另外在搭配功能方面，現代的邏輯分析儀已經有內建的示波器模組、數位邏輯信號輸出模組、軟體分析模組、原型分析模組，甚至現在已有將發展系統也放在邏輯分析儀內部的了。在儀器屬性方面，為了要迎合時代的潮流，邏輯分析儀長得愈來愈像個人電腦，不但磁碟格式一樣，連 I/O 介面也都愈來愈像了，甚至還有 LAN 的功能。

四、應用與用途

邏輯分析儀的用途主要是應用在數位邏輯電路的偵錯工作，以及軟體發展的工作。最常見的是利用邏輯分析儀觀察一些有興趣的邏輯電路之時序波形，如圖 8 所示。另外一個邏輯分析儀常見的應用是觀察地址／資料匯流排上的組合語言，如圖 9 所示。甚者，可以利用邏輯分析儀的狀態／時序模組、示波器模組，以及數位邏輯分析儀的 Mixed

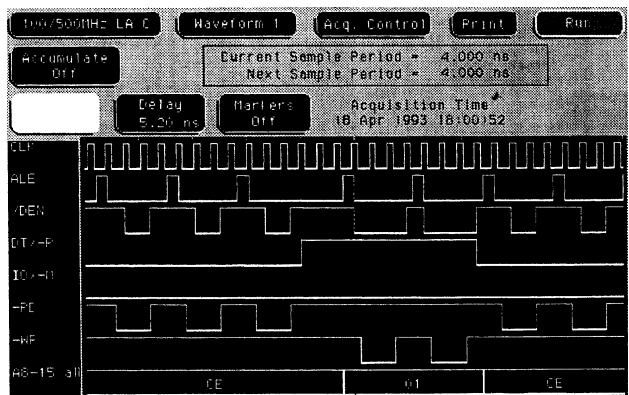


圖 8. 時序波形。

模式來觀察組合語言、時序波形與某些控制信號的互動情況，如圖 10 所示。最高段的應用莫過於 IMB 了，它不僅結合了邏輯分析儀的狀態／時序模組、示波器模組，以及數位邏輯信號輸出模組，它還可連結外部的其他儀器一起進行相當複雜的偵錯工作。近來又有廠家推出結合發展系統的邏輯分析儀，這表示邏輯分析儀即將邁向另一個新的紀元了。

參考文獻

1. C. F. Coombs, Jr., *Electronic Instrument Handbook*, 2nd ed., California, USA: McGraw-Hill, Inc.
2. *HP 16500C Logic Analyzer Student Note*, Colorado, USA.

作者：謝金明先生畢業於國立台灣工業技術學院電子系，現任惠普科技股份有限公司系統工程部經理。

計數器 Counter

關鍵字： 閘控、信號調節、時間間隔、時序對資料之抖動

Keywords： gating, signal conditioning, time interval, clock-to-data jitter

一、基本原理

廣義的計數器是指用來量測信號之頻率、時間間隔 (time interval)，或事件之計次 (event counting) 等參數之儀器。伴隨著功能的多樣性，計數器的種類也趨多樣化。其基本動作原理可以不同的量測功能為例來作說明。本文將以一基礎型計數器 (basic counter) 之量測作為原理部分的解釋範本。整體而言，一個基礎型計數器之核心動作在於其閘控線路。其開始的方式、時間長短皆可影響到量測值之準確度 (或稱解析度)。圖 1 為基礎型計數器之方塊圖。其組成包含了三部分：前段之輸入信號調節 (input signal conditioning) 例如阻抗匹配、電壓調整；中段之閘控及比較線路；末段之計次與顯示。當及閘被致能 (或稱開啟) 時，表其閘控信號輸入端維持在邏輯「1」；則不同的量測功能，即有不同的及閘開啟及計數方式。以下分別以 ① 計頻、② 總計 (totalize)、③ 週期、④ 時間間隔的量測來說明計數器之基本原理。

1. 計頻

簡易的信號頻率量測原理乃是利用頻率 (f) 等於每秒鐘的週期數之直觀概念。以圖 1 為例，量測頻率時，圖中的及閘被開啟一秒鐘，然後儀器計算

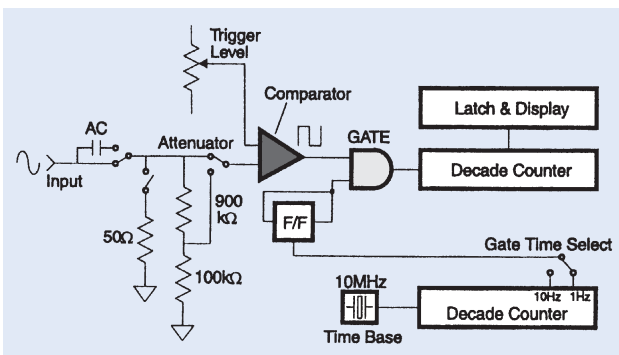


圖 1. 代表一基礎型計數器之架構。

這一秒內共有幾個信號週期。實際上，及閘的二個輸入端之接法為：一端是來自輸入信號 (已作完信號調節)，另一端則為閘控信號之輸入點。而及閘的輸出則連至計次區，以累積計算其週期數。故當及閘被開啟一秒鐘，累計顯示在螢幕上的數字即為輸入信號之頻率值。至於操作所需的閘控時間，可藉由一系列 10 的除頻器，將時間基準 (time base) 除以 10 (或 10 的倍數)，則獲得 1 秒、10 秒或其他長度的閘控時間。

2. 總計

當欲計算事件發生的次數時，只要一直開啟及閘，持續計次直至量測結束，螢幕所示數值即為總事件發生次數。

3. 週期

量測週期信號之週期時，可利用輸入信號之上緣開啟及閘，而其下一個週期之上緣來關閉及閘。所獲得之及閘維持在開啟狀態的總時間，即為輸入信號之週期。基本上，其量測解析度受儀器之時間基準所影響。以 10 MHz 的時間基準為例，若將其直接送入及閘 (未除頻)，則此週期量測的解析度為 100 ns。欲改善此值，可利用所謂的「週期平均」(period average) 的作法，以提升基礎型計數器在週期量測時之精準度。利用週期平均時，及閘將被開啟 10 個 (或 100 個、1000 個) 「輸入信號週期」時間，與前述之作法比較，此種模式及閘開啟較久。(未作週期平均的測法：其及閘僅藉由輸入信號之週期性，而開啟一個週期時間)。週期平均所得總及閘開啟時間再除以 10 (或 10 的倍數，視開啟週期數而定)，即為其相對之量測值。而改善程度則與週期數 (平均數目) 有關：如 100 個週期之平均作法可將原來 100 ns 解析度改善為 1 ns。另外，由

於基礎型計數器僅針對低頻信號才有較佳的頻率量測解析度，故常利用輸入信號週期之量測值來獲得合理的頻率值，亦即算出週期值的倒數。

4. 時間間隔

此時需在圖 1 中加入另外一個前段線路 (增加一個輸入通道)。送入第一個通道的輸入信號 A 用以打開及關，另一個送入通道二的輸入信號 B 用以關閉及開。 A 、 B 分別為起始與終止信號，而及關維持在開啟之總時間即為所欲量測之時間間隔 (time interval of A - B)。同樣的，若儀器之時間基準為 10 MHz，則時間間隔量測解析度為 100 ns。欲獲得高解析度可使用具高頻率時間基準的儀器或提高量測次數 (類似週期平均的作法)。以基礎型計數器而言，其時間基準之上限為 100 MHz。

二、結構示意圖

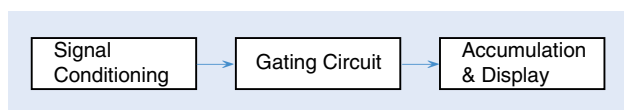


圖 2. 顯示計數器之結構示意圖。

圖 2 為一基礎型計數器之結構示意圖。利用此簡單範例，對照在前述基本原理所解說之量測概念，可方便讀者連貫儀器的架構及動作原理。圖 2 由三個方塊所構成，分別是 ① 信號調節、② 閘控線路 (gating circuit)、③ 累計及顯示 (accumulation & display)，在作用上也分別代表了儀器在計數時三個不同階段的動作。首先就信號調節來說，任何信號送入計數器，都有可能因信號之阻抗、波形、位準等值之不適當而影響到儀器進行參數量測動作 (例如阻抗不匹配、位準過低等)，故儀器會適切地對輸入信號作調整 (conditioning) 以為下一級的動作做好準備。此外，由於儀器是以數位方式計數，所以信號調節的動作亦包括將輸入信號轉為下一級可辨識的數位信號。在閘控線路部分，收到由上一級信號調節送來的「調整過之輸入信號」(conditioned input signal) 後，閘控線路會提供一閘控信號與輸入信號作邏輯運算 (運算方式視量測參數之不同而互異)。整個閘控線路之核心便在於 (1)

邏輯運算方式、(2) 閘控信號之選擇。對於如時間間隔、週期等參數之測量，閘控信號直接影響到量測解析度。第三個方塊是累計及顯示。字面上，此方塊負責了結果累計及顯示動作，事實上，其功能不只是將上一級邏輯運算結果儲存累計，甚至還包含了相關模式的數學運算動作 (例如平均、例數計算等)，最後才將結果顯示出來。總括來說，上述三個方塊即為一個計數器之簡要結構組成元素。

三、儀器規格

計數器的特性及性能表現，為使用者在選購時必要考量條件。以下則以現今普遍使用的通用計數器 (universal counter) 為例，說明其相關規格。主要的規格項目有：① 靈敏度及頻寬 (sensitivity & bandwidth)、② 解析度、③ 精確度及時間基準、④ 輸入信號調整、⑤ 閘及閘控 (gating and arming)，其意義分述於下。

1. 靈敏度及頻寬：代表計數器所能量到的最小信號 (sensitivity，以 dBm， mV_{rms} 為單位)，以及所能量到之頻率極限 (最高頻率值，bandwidth)。
2. 解析度：對頻率量測而言，其單位是 Hz；若是時間間隔量測則為秒，而相位量測便為度。以代表量測值可解析程度。
3. 精確度及時間基準：精確度與解析度有非常絕對關係，但互不相等。時間基準為影響精確度之主要因素之一，一旦時間基準偏移，不正確則嚴重影響量測值。精確度的單位與解析度單位一樣，亦因量測項目不同而有不同的單位。
4. 輸入信號調整：其功能如前面所述，一般提供之調整主要有下列幾項：阻抗匹配 (impedance matching)、衰減 (attenuation)、AC-DC coupling、slope selection (rising、fall、both)、送同一信號到二個通道 (separate & common)、filtering & arming、觸發位準設定 (trigger level setting)、自動觸發器 (auto trigger)、靈敏度調整、輸入保護 (以防過強信號損壞儀器)。
5. 閘及閘控：閘控代表量測之開始與結束動作，而 arming 則用以促使閘的開始與結束。儀器本身 arming 的動作模式影響到量測時間閘控時機的正確性。

四、應用

有關計數器之應用，以下分別以五種不同功能應用的計數器來說明，並針對其量測項目作一簡單介紹。

1. 計頻器 (frequency counter)

在計數器尚未被發明出來前，早期頻率量測方式是藉由一種頻率表 (frequency meter) 來完成。該儀表乃是藉由調頻方式 (tune) 來量測信號頻率，故精準度不高。計頻器的發明將頻率量測推至一個較精準的境界，同時計頻器是第一個以數位方式量得信號參數之儀器。直至今日計頻器仍是具高準確性的量測儀器之一。不過若以二個同是七位數測量顯示的計頻器及數位電表 (digital voltmeter, DVM) 相比較，則計頻器的精確性將略遜一籌。另外，計頻器通常只有單一通道 (channel) 之量測功能。以應用而言，計頻器最常用在發射機及接收機之定性分析。由於發射機之發射頻率必須加以確認及校正，以期符合政府規範，故計頻器須能正確量測出實際輸出頻率值、追蹤分析發射機內部各級頻率狀況。計頻器的其他相關量測應用則如電腦通訊產品、交換式電源供應器等產品製造業。

2. 通用計數器 (universal counter)

電子式的計數器實際上不單單只提供頻率量測。當一個計數器除了計頻外，還提供一些簡單的量測功能 (例如計算週期-頻率之倒數)，則常常稱之為多功能計數器。若此種多功能計數器甚至提供了雙通道 (two-channel) 之量測方式，即稱此儀器為通用計數器。舉例而言，量測時間間隔即是通用計數器的普遍應用之一。實際上，此種計數器之應用涵蓋甚廣，以下則概約介紹其主要量測功能及各功能相對應用情形。

(1) 時間間隔之量測：主要測量一個起始信號與一個終止信號之間經過的時間。通常起始信號被送入 A 通道，而終止信號被送入第二個通道 (即 B)。此功能即被稱 A 到 B 之時間間隔量測。其解析度至少為 100 ns 或甚至 ps 。應用領域從量測邏輯線路之傳播延遲 (propagation

delay)，到量測高爾夫球之速度等，均已涵括。為常用的計數器功能之一。

- (2) 時間間隔變異之量測 (variations of time interval)：此即量測數位電路中之脈波寬度 (pulse width)、上升時間 (rise time)、下降時間 (fall time) 等參數。在這些參數量測過程中，觸發位準均由計數器自動設定。
- (3) 時間間隔之平均量測 (time interval average)：此功能用以提供較高的量測解析度，並可以用於濾掉信號中的抖動成分 (jitter)。另一種時間間隔量測功能為「 \pm 時間間隔」，用以測出當二信號相對於彼此有往前或往後漂移時，其相對時序。這部分常應用於調整二信號間的時滯現象 (timing skew)，以確保二信號之時序一致性。
- (4) 總計量測：為簡單的事件計數功能。當計數器之閘控打開時，儀器會不斷地累積計算事件次數，並將最新累計結果顯示出來。常應用於電子性或物理性事件之計次。
- (5) 頻率比值 A/B 量測：用以測出兩頻率之比值。可用來評估如倍頻器、除頻器等產品之性能表現。
- (6) A 對 B 之相對相位量測：可比較具相似頻率之兩信號間的相位延遲。量測值大都以角度來表示。

以上 6 項功能為通用計數器之功能。圖 3 為二信號之頻率比量測之範例。由圖中可看出，利用二通道之量測方式，使用者可方便比較、測出所需之

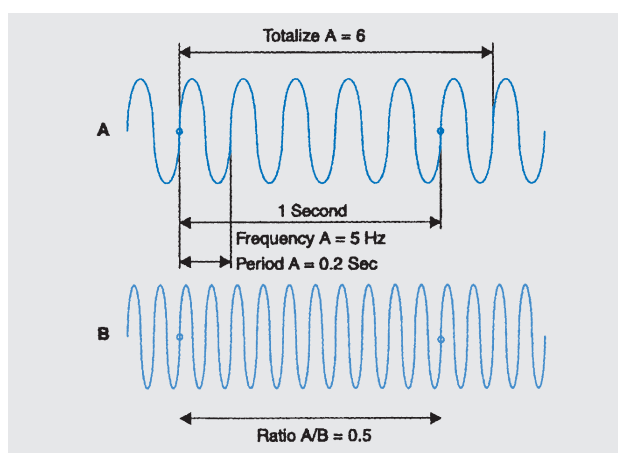


圖 3. A 、 B 代表二頻率比值為 0.5 的信號。利用通用計數器可測得其比值大小。

參數。

3. CW 式微波計數器 (CW microwave counter)

微波計數器主要是用於微波頻段之連續波 (continuous-wave, CW) 的頻率量測。其相對應用則包括了本地振盪器頻率之校準，以及微波通訊鏈結中之發射頻率測量與修正。這類計頻器可量到 20 GHz、26 GHz、40 GHz、110 GHz 或甚至更高之頻率，且亦提供較佳之頻率量測解析度。例如在短時間量測時，可達 1 Hz 之解析度。故使得此種儀器廣為應用於一般生產測試領域中。同時，也由於其相對於頻譜分析儀，具有低價、高準確性的特質，促使微波計數器在一些服務、維修性應用上頗受歡迎。一些微波計數器也因而附含有功率量測之功能，來配合此類應用。

4. 脈衝式微波計數器 (pulsed microwave counter)

由於前述的微波計數器僅限於非脈衝式訊號 (即 CW) 之量測，故若需對含脈衝式之微波信號 (如雷達訊號) 作分析時，上述的儀器功能則無法滿足此量測需求。脈衝式微波計數器卻能針對此應用完成量測。其測量項目包含了載波 (被脈衝調變之載波) 頻率、脈衝重覆頻率 (pulse repetition frequency, PRF)、脈衝重覆間隔 (pulse repetition interval, PRI)、脈衝寬度，以及脈衝中止時間 (pulse off time)。圖 4 即為簡單脈衝式雷達訊號範例。圖中分別標示出各量測參數之意義，故在設計、分析或測試雷達信號時，常應用此脈衝式微波計數器來作量測。

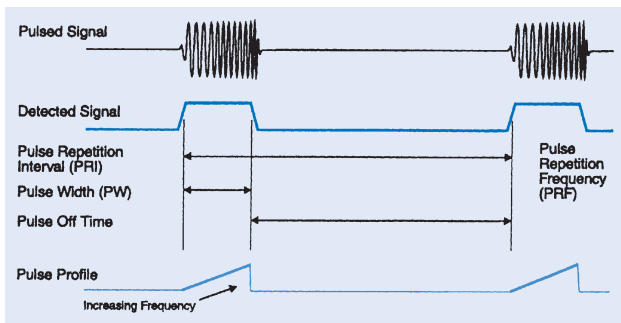


圖 4. 顯示出一典型脈衝式雷達信號各參數之意義。

5. 頻率與時間間隔分析儀 (frequency and time interval analyzer, FTIA)

面對現今許多數位產品或系統的應用，其量測需求變得更加更複雜。工程人員不僅需要量測頻率、時間、相位等基本參數，甚至需考量一些具時間變數因子的重要參數。舉例來說，數位通訊之頻率調變或相位調變動作，即需分析出頻率 (變化) 與時間之關係。例如在頻率變換調制 (frequency shift keying, FSK) 中，以二種不同頻率分別代表邏輯 1 和 0，故有時需要觀察邏輯 1 (或 0) 之頻率的偏移量與時間之關係圖形。針對此種量測需求，FTIA (頻率與時間間隔分析儀) 提出了解決辦法。FTIA 準確地顯示並量測出一個信號其頻率隨著時間之變化情形，而這種 FTIA 則可稱為調變範圍分析器 (modulation domain analyzer)。圖 5 為一個 FSK 信號在 FTIA 上之量測範例，其波形與一頻率鑑別器 (frequency discriminator) 在示波器上的輸出顯示相仿，差別是 FTIA 擁有較高的精確度。另外，相位隨時間的變異情形亦可利用 FTIA 來作分析。

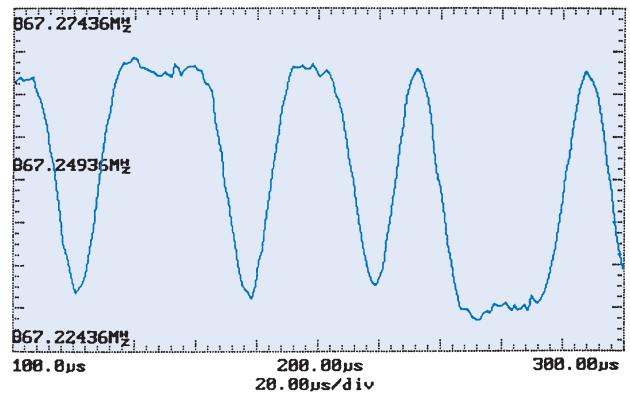


圖 5. 顯示一 FSK 信號在 FTIA 上之圖形，即頻率變化與時間軸之關係。

除了數位通訊上的應用外，其他如電壓控制振盪器 (VCO) 分析、鎖相回路 (PLL) 分析、跳頻系統 (hopping system) 分析等均可利用 FTIA 之量測特性。值得一提的是，利用 FTIA 亦可顯示出時間間隔與時間的關係，此點可應用在如分析時序對資料之抖動 (clock-to-data jitter) 上。這項分析在設計高速之數位電路或通訊系統時尤其重要，過大的抖動 (jitter) 可能造成資料的錯誤。FTIA 所顯示出來的

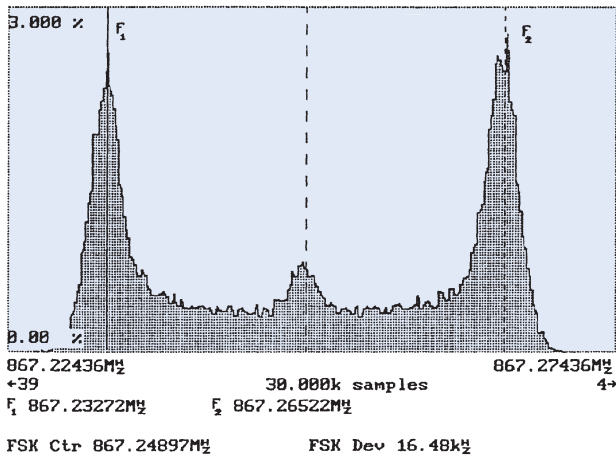


圖 6. 顯示 FSK 信號之柱狀圖，該信號與圖 3 之 FSK 信號為同一信號。

結果，可協助設計或測試人員藉由螢幕上顯示出來的時間間隔與時間關係圖形，找出抖動的週期性。而這週期性所對應的頻率可幫助使用者分析出抖動的來源。

由於 FTIA 所量得之頻率、相位、及時間間隔資料均被數位化處理，故 FTIA 可以另一種操作模式—柱狀圖 (histogram) 來顯示量測結果。圖 6 為一典型的 FSK 信號柱狀圖。這種量測模式可協助計算出 FSK 信號之中心頻率、計算系統之抖動的邊界值 (margin) 或是應用在脈衝寬度式編碼 (pulse width encoding) 系統 (如 CD player) 之分析、視窗邊界值 (window margin) 分析，以及如跳頻

(frequency hopping) 系統中各頻段使用率之分析；這些均可借助柱狀圖之量測結果來完成。

6. 時間隔分析儀 (time interval analyzer, TIA)

TIA 的量測功能較 FTIA 單純許多，其純粹提供時間的量測。主要應用於數據及時序抖動的分析。

以上即為各類計數器之相關應用及量測。實際上計數器的應用廣泛，促使各種不同功能量測性的計數器被發展出來。本文主旨即在提供讀者一個清晰易懂的計數器概念，以基本的計數器架構協助使用者界定出各類計數器之功能差異及量測目的。

參考文獻

1. C. F. Coombs, Jr., *Electronic Instrument Handbook.*, McGraw-Hill, 2nd ed. (1995).
2. Hewlett Packard Application Note AN200-3, *Fundamentals of Time Interval Measurements.*
3. Hewlett Packard Application Note AN200-1, *Fundamentals of Microwave Counters.*
4. Hewlett Packard Application Note AN287-3, *Frequency Profile Using An HP5370A Universal Counter and An HP5359A Time Synthesizer.*

作者：柯映華小姐為美國德州州立大學電機碩士，現任台灣惠普科技股份有限公司應用工程師。

網路分析儀

Network Analyzer

關鍵字：S 參數、反射係數、傳輸係數、迴返損耗、注入損耗

Keywords：scattering parameter, reflection coefficient, transmission coefficient, return loss, insertion loss

一、基本原理

1. 頻率與電路 (frequency and circuit)

電子電路當工作在高頻的情況下時，會呈現出許多異於低頻的現象。高頻的操作頻率，其波長 (wavelength) 和實際電子電路的物理尺寸相比，相對之下會變小，這會導致整個電子電路的性能逐漸呈現「離散」(distributed) 的特徵。相對「電壓」和「電流」常被用於描繪電路在低頻時某個節點的電氣特性；在高頻，「波」和「能量」更適合用來說明電路上電氣信號的傳輸情況。通常當電路的操作頻率超過 1 MHz 之後，電路的電氣特徵會呈現「集總」(lumped) 現象，這個時候元件和銅箔通路會開始出現離散電容、電感以及接線電感等寄生現象和一些未知的吸收損耗。當電路的操作頻率超過 1 GHz 之後，整個電路會變成像是由一些傳輸線所組成。這個頻帶 (頻率低於 3 GHz 為射頻 (RF)，頻率介於 3 GHz 到 30 GHz 之間稱為微波 (microwave)) 的能量，其行徑很像光波 (light wave)。當入射能量 (incident energy) 打到「待測裝置」(device under test, DUT，其可以是一片鏡子)

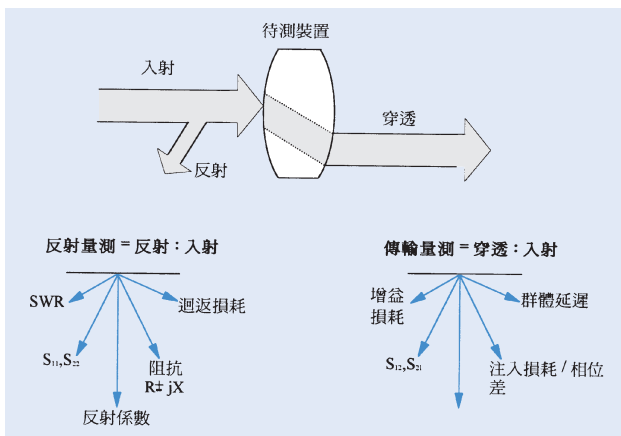


圖 1. 使用入射能量來測試待測裝置的反射與傳輸特性的示意圖。

時，會有一部分的能量被反射 (reflected)，其餘的能量則會穿透 (transmitted thru) 過待測裝置。為什麼會有一部分的能量被反射呢？如果是電子裝置的話，我們可以解釋是由於阻抗不匹配所導致的。我們可以藉由量測入射、反射和穿透能量的振幅比值和相位差來描繪待測裝置的反射 (阻抗) 與傳輸 (增益) 特性。圖 1 為一個由入射能量來測試待測裝置的反射與傳輸特性的示意圖。

2. 反射與傳輸 (reflection and transmission)

目前有許多參數是用來描繪待測裝置的反射與傳輸特性的，其中有些是只包含振幅的訊息，我們稱之為純量式參數，例如像 ρ 、SWR 和迴返損耗 (return loss, R.L.) 等等。另外有些則是同時包含振幅與相位的訊息，我們稱之為向量式參數，例如像是反射係數 (Γ , reflection coefficient)、傳輸係數 (transmission coefficient)。在此我們將介紹幾個重要的參數。

在反射的係數方面，反射係數 (Γ) 是我們第一個要介紹的參數，反射係數定義為

$$\Gamma = \frac{V_{\text{reflec}}}{V_{\text{incid}}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

其中 Γ 為待測裝置的反射係數， V_{incid} 為入射波， V_{reflec} 為反射波， Z_0 和 Z_L 分別為傳輸線的特性阻抗 (characteristic impedance) 和待測裝置的輸入阻抗。 Γ 為一個向量式參數，它包含了振幅和相位兩種訊息，因此 Γ 的振幅為 $\rho = |\Gamma|$ ，其中 ρ 為反射係數的振幅。

第三個要介紹的參數為駐波比 (standing-wave ratio, SWR)。這裡所指的駐波比指的是入射波被待測裝置反射回傳輸線上的電壓或電流的駐波比，用反射係數的振幅來定義駐波比

$$SWR = \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

另外也可以用 ρ 來定義迴返損耗

$$R.L. (dB) = -20 \log \rho$$

由上述的定義當中，我們可以知道 SWR 和 R.L. 都是純量式參數。反射係數的最重要工作就是用來定義 Z_L ，

$$Z_L = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \cdot Z_0$$

由於 Γ 的關係， Z_L 為一個涵蓋相位訊息的向量式參數。

在傳統的參數方面，最重要的參數即是傳輸係數，我們定義傳輸係數為 $\frac{V_{Trans}}{V_{Incid}}$ ，其中 V_{Trans} 為穿透過待測裝置的傳輸波，而 V_{Incid} 則為入射波。

根據傳輸係數，我們可以導出注入損耗 (insertion loss, I.L.)，我們定義注入損耗為 $I.L. (dB) = 20 \log (|\text{傳輸係數}|)$ ，注入損耗可以視為待測裝置的增益。另外我們也可以定義注入相位 (insertion phase) 為 $LV_{Trans} - LV_{Incid}$ ，其中 LV_{Trans} 和 LV_{Incid} 分別為穿透波與入射波的相位。

3. S 參數 (scattering parameter)

許多高頻雙埠網路，例如放大器、濾波器和纜線等的測量，「S 參數」提供了絕佳的定性測量方法，以便於在射頻領域分析一個雙埠裝置的全部特性，圖 2 為 S 參數的定義示意圖。S 參數很像低頻領域所使用的 Z 或 Y 參數，唯一的不同是 S 參數

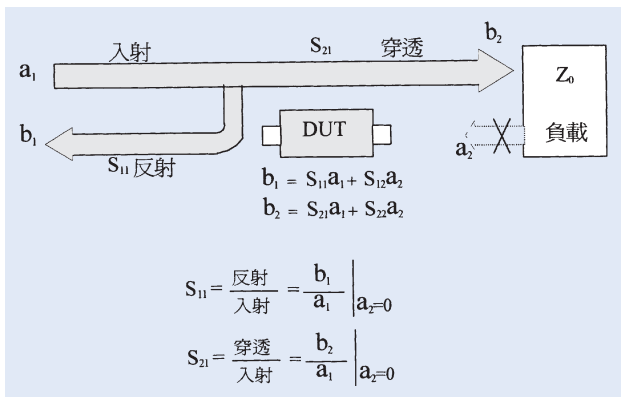


圖 2. S 參數的定義示意圖。

是採用入射、穿透和反射波來描繪待測裝置的輸出／輸入埠的特性，這是因為在高頻領域是沒有辦法用電壓和電流來執行量測的工作。在圖 2 裡面所定義的四個 S 參數，每一個 S 參數都會有其邊界條件 (boundary condition)，例如 S_{11} 是等於待測裝置的輸入埠反射係數，其邊界條件是待測裝置的輸出埠必須有裝上一個理想的匹配阻抗 Z_0 。

二、結構示意圖

如圖 3 所示，一部網路分析儀基本上可以區分成四大部分：一個提供入射信號的「信號源」；用

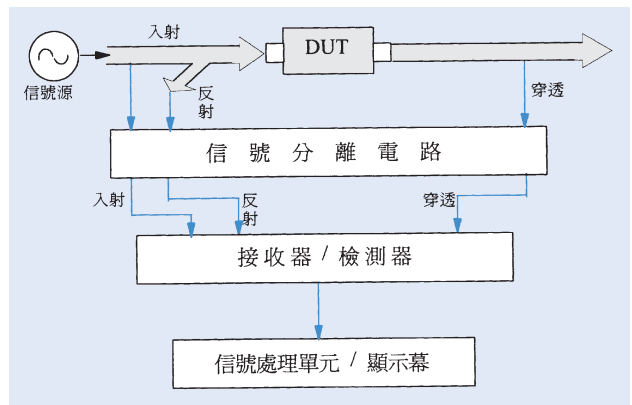


圖 3. 網路分析儀的基本架構。

以分離入射、反射和穿透信號的「信號分離電路」；負責將射頻／微波信號轉換至中頻信號的「接收器」；和擔任處理與顯示所偵測到之訊息的「信號處理單元」(signal processor) 暨「顯示幕」(display section)。

1. 信號源

信號源 (射頻或微波) 會產生用以激勵待測裝置的入射信號，待測裝置會響應出「反射」和「穿透」兩個分量，如此經由掃頻的動作之後，我們就可以獲致待測裝置在某個頻率範圍的頻率響應。信號源的頻率範圍、頻率穩定度、信號純度 (signal purity) 和輸出功率位準，與位準控制能力都會影響量測結果的好壞。一般而言，有兩種不同類型的信號源用於網路分析儀，分別是「掃頻振盪器」(sweep oscillator) 和「合成掃頻器」(synthesized sweeper) (包括合成信號產生器)。其中「掃頻振盪器」價格

低廉，但是它的頻率精準度和穩定度遠遠不及合成器 (synthesizer)。如果待測裝置的響應變化明顯超過掃頻產生器 (典型的例子像是量測晶體濾波器的特性) 的殘存 FM (residual FM) 的頻寬時，我們就需要一個更穩定的信號源，例如合成器或合成掃頻器。另外一方面，如果待測裝置的相位響應會隨著頻率而作快速變化的話 (典型的例子是像長距離的纜線測試)，這時候我們就應該採用一個較具穩定頻率的信號源，例如合成器，以避免漂移的情事發生。

2. 信號分離電路

在信號源產生入射信號激勵到待測裝置之後，網路分析儀下一步工作就是要將入射、反射和穿透信號予以分離處理，一旦分離開之後，每一個分量的振幅和/或相位差就可以輕易地測得。擔任信號分離工作的可以是一個「單向耦合器」(directional coupler)、「電橋」(bridge)、「功率分離器」(power splitter)，甚至是「高阻抗探棒」(high-impedance probe)。在圖 4 裡我們列舉了三種常見的信號分離電路，其中單向耦合器是一個包含有兩個傳輸線路徑的裝置，從圖 4 所示的單向耦合器示意圖，只有在下方的主路徑上由左向右行進的能量 (入射信號) 才會耦合到上方的副路徑。相對於其他種類的分離電路，單向耦合器的主路徑算是擁有比較低的損耗，因此對入射功率造成損耗也比較低。在圖 5 裡頭我們重畫了單向耦合器的電路結構，我們可以注意到主路徑 (上方路徑) 只有在單一個方向 (由左向右) 的功率行進情況下，才会有能量被耦合到副路徑 (耦合路徑)。而被耦合到耦合路徑上的信號位準通常會比較低，這個下降的位準總量稱為「耦合因子」(coupling factor)，例如一個 20 dB 的單向耦合器代表耦合路徑比主路徑低 20 dB，即是入射功率的 1% 會被耦合到耦合路徑，其餘的 99% 的入射功率仍然在主路徑上行進。另一個單向耦合器的重要參數是「方向性」(directivity)，「方向性」是定義為在順方向與逆方向所被檢測到的信號差。造成不完美方向性的來源有「信號的洩漏」、「耦合器內部負載所產生的反射」和「接頭所產生的反射」。一個典型且堪用的單向耦合器至少必須擁有 30 dB 的方向性。

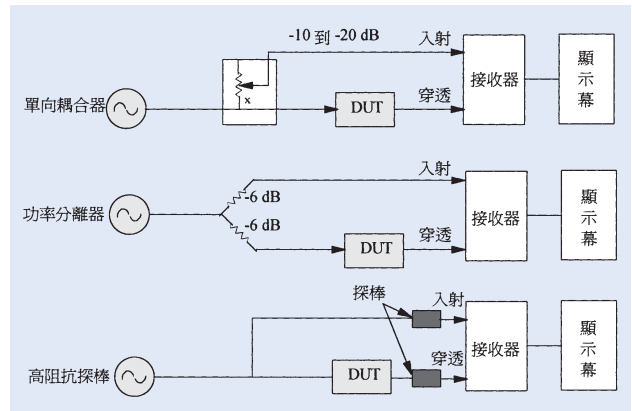


圖 4. 三種常見的信號分離電路架構圖。

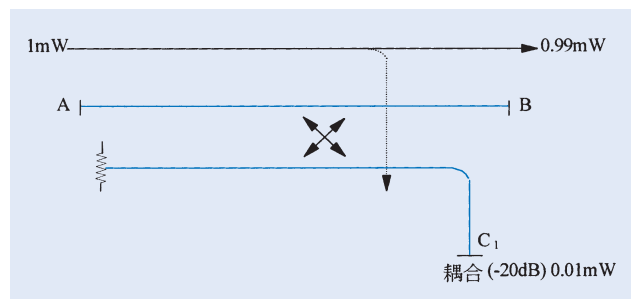


圖 5. 重畫過的單向耦合器的電路架構。

和單向耦合器相比，功率分離器是另一種完全不同類型的分離電路，功率分離器會將入射信號分離成兩個路徑，這兩個路徑上的信號位準都比原本的入射信號低 6 dB。功率分離器首要的應用是產生一個具有與信號源完全匹配的測量環境，可以將其中一個輸出路徑連接到一個參考檢測器 (reference detector)，並且將另外一個輸出路徑連接到待測裝置以及一個傳輸檢測器 (transmission detector)，如此一來就可以測得兩個檢測器所獲致的功率比值。功率分離器是一個非常寬頻、具備優越的頻率響應，並與待測裝置/信號源間完美的匹配環境。

上述的功率分離器和單向耦合器都是工作在 50 歐姆或者 75 歐姆的測量環境，除此之外，我們也可以使用高阻抗探棒來執行量測的工作，這種方式的優點是探棒的阻抗相對於待測裝置是相當高，因此不必要的負載效應就不會發生了。

圖 6 所示為反射量測的接線圖，我們需要一對單向耦合器或者是一個單向耦合器搭配一個功率分

離器，才能夠將入射信號和反射信號分離，這其中最基本的差異就是功率大小的不同。由於單向耦合器的主路徑具有低功率損耗的優點以及功率分離器的優越寬頻帶響應，所以最常見的架構是如圖 6 所示，由一個單向耦合器搭配一個功率分離器來執行反射量測的工作。

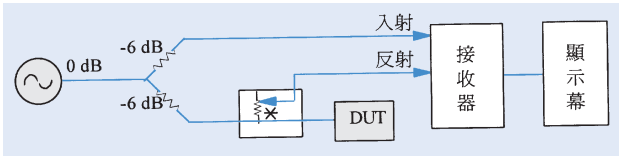


圖 6. 反射量測的分離電路架構。

3. 接收器

在網路分析儀裡頭，接收器所扮演的角色就是負責將來自分離電路與待測裝置的微波／射頻信號轉換至較低的中頻甚至是直流位準，以便於檢測工作的順利執行。基本上有三種接收器技術應用於網路分析儀，在圖 7 裡面我們畫出了這三種接收器的工作原理圖。其中最簡單的技術是採用一個寬頻檢測器—二極體檢測器，根據出現在二極體的入射功率位準來將所有的射頻能量轉換成一個直流信號；另外兩種接收器技術是屬於窄頻調協的接收器，它們是採行基頻混波 (fundamental mixing) 或者是諧頻混波 (harmonic mixing) 的結構來將射頻信號轉換成一個較低頻的中頻信號，這一類調諧型接收器配備有一個窄頻帶通中頻濾波器，用以拒斥虛假信號 (spurious signal)，以及降低接收器的雜訊地層 (noise floor)。通常寬頻型二極體檢測器係用於純量式網路分析儀，而調諧型接收器技術則是為向量式網路分析儀所採用。純量式網路分析儀是最經濟型且最容易製作；但是向量式網路分析儀 (調諧式接收器) 則是擁有最大的動態範圍，和具有較佳的抗諧波和虛假響應的能力，並且只有向量式網路分析儀才能量測輸入信號之間的相位關係。

4. 信號處理單元暨顯示幕

一旦射頻信號被分離，降頻轉換和檢測等處理之後，接下來網路分析儀就會開始處理所檢測到的信號，並且根據所測得的數值來作適當的顯示。網路分析儀通常都會有多組接收器，其中一個專司

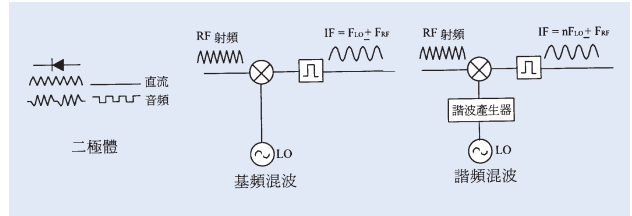


圖 7. 三種常見的接收器技術。

「參考波道」(reference channel)，而且至少會有一個擔任「測試波道」(test channel) 的工作，每一個波道都可測得輸入信號的絕對位準，波道與波道之間則可以計算出相對信號位準的差異或者是比值，以及相對相位差。相對信號位準的單位為 dB，通常是參考波道與測試波道之間的對數比值，例如 0 dB 代表對比兩個波道上所檢測到的電壓位準是相等的，如果是 ± 20 dB 就表示兩個波道的電壓比值為 10 : 1；所有網路分析儀的相位量測都是相對性的量測，通常參考波道的信號會被設定為相位零度，網路分析儀會量測其他 (測試) 頻道與參考頻道之間的相位差。

三、儀器規格與特徵

在探討網路分析儀的規格時，基本上可以區分成六大項，分別是「系統」、「信號源」、「測試埠」(test port)、「特徵」、「掃頻」(sweep) 和「校正」等。接下來我們將挑選一些重要的參數來加以探討。

1. 系統規格

在系統的規格裡頭，「動態範圍」(dynamic range) 是代表網路分析儀的最大有效輸入範圍，單位為 dB，其值愈大愈好，典型在 70 dB 以上。「掃描速度／時間」是指網路分析儀掃頻一周所需花費的時間，掃頻時間愈快就愈適合用於生產線量測之用，目前市面上的規格從數十毫秒到數百毫秒不等。

2. 信號源規格

「頻率範圍」是指信號源所能產生之激勵信號的頻率範圍，典型是從數百 kHz 到數 GHz。「頻率解析度」(frequency resolution) 係代表信號源掃頻時

最細小的頻率間隔，該值愈小愈好，典型的規格有從數 kHz 到 1 Hz，甚至更低。「殘存 FM」係表示信號源本身的頻率穩定度，又稱為「相位雜訊」(phase noise)，其值也是愈小愈好，一般大都在 kHz 左右。「振幅精準度」是指信號源所輸出信號的振幅到底有多符合所設定的位準，該值也是愈小愈好，一般約在 2 dB 到 1 dB 左右，「振幅精準度」也會影響「振幅平坦度」和「線性度」(linearity)。

3. 測試埠規格

「雜訊位準」為測試埠所能測得的是最低振幅位準，該值愈低(負)愈好，典型的雜訊位準為 -90 dB 到 -100 dB 左右。「方向性」是另一項「測試埠」的重要規格，在前文中已經有介紹過了，典型值為 40 dB 左右，該值愈大愈好。

4. 特徵項目

「特徵」所代表的是網路分析儀所具備的功能，例如「檢測模式」包括「寬頻」(BB) 和「窄頻」(NB) 兩種檢測方式，有些網路分析儀具備這兩種檢測模式，有些則只擁有寬頻式的檢測模式。另外像「群體延遲」和「AM 延遲」等功能也是有些儀器有配備，有些則是沒有。

5. 掃頻項目

網路分析儀的掃頻方式計有「連續波」(continuous wave)、「線性」、「對數」、「表列

(list) 和「功率」等五種，有些網路分析儀配備其中的二、三種，有些則擁有上述所有的掃頻方式。

6. 校正項目

校正功能主要是看網路分析儀是否有內建的「頻率響應」、「隔離／串音」、「單埠」(one-port) 校正選項。

四、應用與用途

網路分析儀主要是應用在雙埠裝置的特性與參數量測工作，「反射」和「傳輸」量測是兩大量測項目，其用途包括射頻領域的雙埠元件，如濾波器、放大器、緩衝器、天線、TAP 等的輸入阻抗，以及注入損耗、增益、群體延遲等參數測量。除此之外，網路分析儀也可以用來量測纜線、印刷電路板的串音、隔離情況。近年來，隨著高速數位電路系統的蓬勃發展，由網路分析儀內建的 TDR (時域反射) 可以用來量測印刷電路板的銅箔特性阻抗的分佈情形，以及接地干擾的狀況。

參考文獻

1. C. F. Coombs, Jr., *Electronic Instrument Hand Book*, California, USA.

作者：謝金明先生畢業於國立台灣工業技術學院電子系，現任惠普科技股份有限公司系統工程部經理。

頻譜分析儀

Spectrum Analyzer

關鍵字： 頻譜分析儀、動態信號分析儀、掃頻式頻譜分析儀、壓控振盪器、射頻輸入衰減器

Keywords： spectrum analyzer, dynamic signal analyzer, swept tuned spectrum analyzer, voltage controlled oscillator, RF input attenuator

一、基本原理

圖 1 是一個三度空間的圖示，顯示同一個信號在時域與頻域上會有不同的表示方式。在時域上，所有頻率成分的信號被加在一起，然後被顯示出來；而在頻域上，我們可以看到不同頻率成分的信號會被分隔開來，而且可以清楚地分辨每個信號不同的強度。

頻域的分析有諸多好處，最主要是在頻域下可以得到較好的解析度，而有一些應用，本身就必須在頻域下進行，譬如說無線通訊系統最常使用的多工模式—分頻多工 (FDMA)，這一類的系統就必須在頻域上做分析，以確保每一個使用者都很安份地在被指定的頻道中工作，而不會干擾到別人；並且能夠知道頻率、功率、諧波成分、調變品質、佔據頻寬以及信號雜訊比等參數，而這些都必須使用頻譜分析儀才有辦法達成。

一般而言，目前有兩種進行頻域量測的方法，如下列說明。

1. 動態信號分析儀 (dynamic signal analyzer)

工作原理主要是擷取時域的信號，透過類比—數位轉換器 (ADC) 將之數位化，再經過數位信號

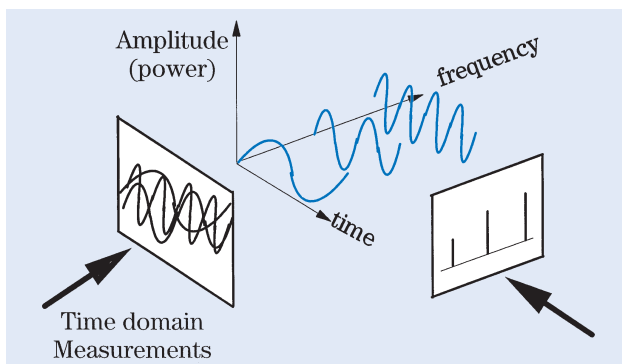


圖 1. 同一信號在時域與頻域上有不同的表示方式。

處理器 (DSP)，做傅立葉轉換 (Fourier transform)，輸出的部分就是頻域的信號；因為動態信號分析儀可以做即時的量測，所以它可以應用在隨機信號的暫態量測上，同時它也可以顯示信號在頻域上的相位特性。但是頻率上限的受限，卻是它的一大限制。

2. 掃頻式頻譜分析儀 (swept tuned spectrum analyzer)

絕大部分的頻譜分析儀都屬於此類，使用的原理就是超外差原理；掃頻式接收技術可以達到較大的動態範圍及頻率範圍，所以可以應用在許多頻域的量測，諸如微波通訊連結、雷達、電信網路、有線電視系統、廣播、行動通訊、EMI、信號監控及元件測試等等。

在本文所提到之頻譜分析儀，將是專指此類之掃頻式頻譜分析儀。

二、結構示意圖

如圖 2 所示，頻譜分析儀主要由這些元件所組成，在解釋它的工作原理之前，先來瞭解一下這些主要元件的功能。

1. 混波器 (mixer)

混波器是將輸入信號的頻率轉換成另一個頻率輸出，如果定義輸入信號的頻率為 f_{sig} ，本地振盪器的輸出頻率為 f_{LO} ，所以混波器的輸出信號為此二信號的相加與相減 $f_{LO} \pm f_{sig}$ 在頻譜分析儀中，差頻信號 $f_{LO} - f_{sig}$ 是我們感興趣及要分析的。

2. 中頻濾波器 (IF filter)

中頻濾波器是一個中頻帶通濾波器，用來負責

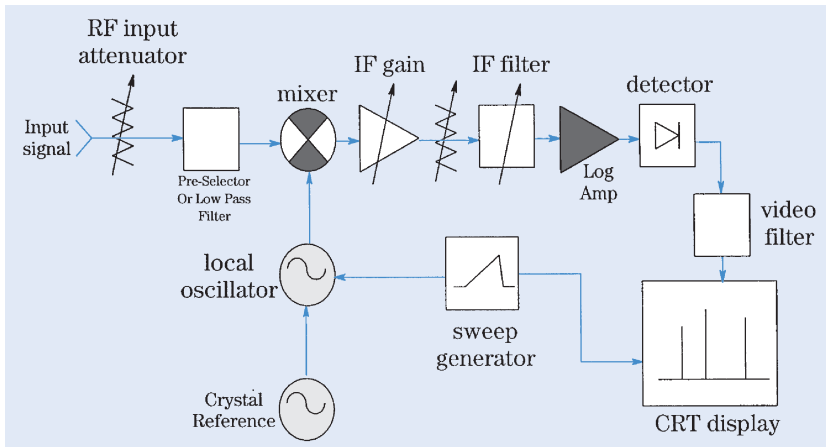


圖 2. 頻譜分析儀結構示意圖。

控制只讓 $f_{LO} - f_{sig}$ 通過，同時它的 3 dB 頻寬是可以改變的，愈小的頻寬，提供愈好的解析度，所以它又被稱為解析頻寬，但是付出的代價是需要較長的掃描時間，所以可以在這些參數取舍中，取得一個最佳化的量測。

3. 檢波器 (detector)

檢波器是一個波形檢波器，將中頻信號做檢波，然後輸出一個直流或音頻信號，以便輸出到畫面上；近期的頻譜分析儀大多是數位顯示模式，也就是檢波器的後面還有一個類比－數位轉換器 (ADC) 以便提供數位顯示，它的優點在於可以做軌跡 (trace) 的存取及一些數學運算，當然從類比轉換到數位的過程中，取樣點數的多寡，將影響到是否會導致另一個失真的發生，所以它還有一些較複雜的檢波模式，各用在不同的應用中，譬如說，一般量波 CW 信號時，會使用「positive-peak detector mode」，而量測雜訊則會使用「sample detector mode」等。

4. 視頻 (video) 濾波器

這是一個低通濾波器，擺在檢波器之後及 ADC 之前，它的 3 dB 截止頻率也是可以調整的，它的功能在於可將顯示在螢幕上的軌跡平整化，尤其當分析一個微弱的信號時，它特別有用，因為它可以將快速變化的雜訊濾掉，以便於分析及觀察小信號。

5. 其他元件

本地振盪器是一個壓控振盪器 (voltage

controlled oscillator, VCO)，而它是由掃描產生器 (sweep generator) 輸出的電壓來控制它的輸出頻率 f_{LO} ，同時這個掃描產生器的輸出也會同時送到顯示器單元，以便控制顯示器 X 軸，也就是頻率軸上的同步。

射頻輸入衰減器 (RF input attenuator) 是一個步進式可調衰減器，它是用來調整輸入到混波器的信號位準，因為混波器本身是一個非線性元件，所以應避免混波器過載而飽和，也應避免信號通過混波器而產生內部的諧波失真。

中頻放大器 (IF gain) 是擺在混波器之後及中頻帶通濾波器之前，這是用來補償前面所提之衰減器所產生的損耗，也就是說，如果衰減器衰減 10 dB，則中頻放大器就會自動放大 10 dB，所以在後段的檢波器所檢測出的信號強度，並不會因衰減量的改變而改變，也就是說，在畫面上看到的信號強度就是輸入信號的絕對強度，並不會因衰減器的調整而有所不同。

6. 工作原理

當這些元件組合在一起時是如何完成頻譜掃描的工作？如圖 3 所示，信號從輸入端接到頻譜分析儀，透過混波器與本地振盪器的信號產生差頻，也就是中頻信號，接著送到中頻帶通濾波器，濾出需要的部分，然後透過檢波器量出這個中頻信號的功率，最後送到螢幕上去顯示；圖 3 上所標示的箭頭方向，是表示掃描的方向。假設 LO 的掃描從 3.6 GHz 開始，混波器的輸出將有 4 個信號，因為中頻帶通濾波器的中心頻率是固定在 3.6 GHz，因而

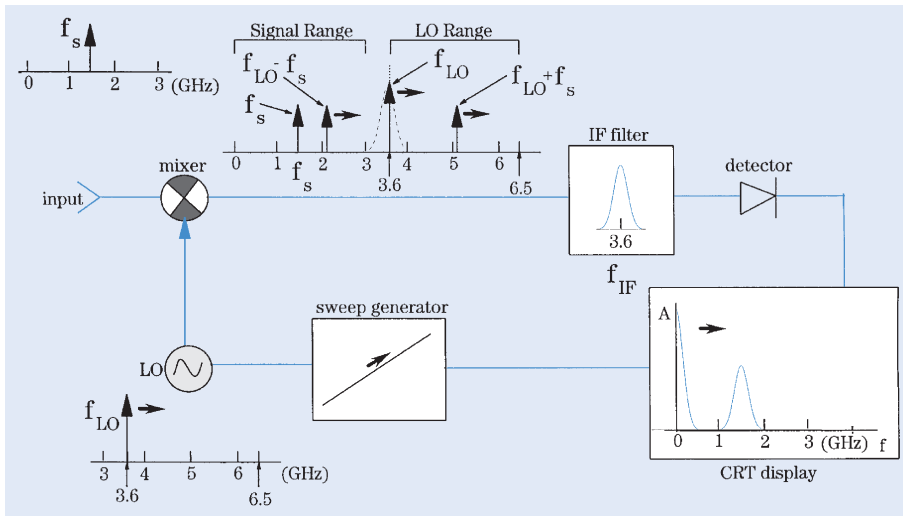


圖 3. 頻譜分析儀工作原理。

只有 f_{LO} 的成分會通過帶通濾波器，所以在畫面上 0 Hz 的地方就會看到這個 f_{LO} 的信號，稱之為「LO feedthrough」；接著掃描產生器往右邊移，輸出較高的電壓，將導致 VCO 振出較高頻率的 f_{LO} 及顯示器的水平座標 (即頻率軸) 也將往右邊 (即較高頻率) 移動，隨著本地振盪器的輸出 f_{LO} 的掃描，當 $f_{LO} - f_{sig} = 3.6 \text{ GHz}$ 時，所希望看到的信號將可通過帶通濾波器，然後顯示在畫面上，只是在畫面上所看到的信號，並不是一個無限窄的脈衝信號，而是中頻帶通濾波器的形狀，這也就是為什麼調整帶通濾波器的 3 dB 頻寬，會影響信號解析度的原因。

所以所謂的掃頻式頻譜分析儀，真正在掃描的是本地振盪器的輸出頻率，以便與輸入信號產生差頻，然後通過固定中心頻率的中頻帶通濾波器，以適當地顯示在分析儀的畫面上。

三、儀器規格

1. 頻率範圍

頻率範圍是最直接也是第一個會考慮到的規格，頻譜分析儀必須要能涵蓋所要分析的最高頻率。

2. 頻率準確度

頻率準確度通常都被標示在頻率讀值準確度的規格中，而它通常都是由好幾個因子決定，諸如參考信號準確度、頻寬 (span) 及解析頻寬 (RBW) 的中心頻率誤差等。它們的關係如以下公式所示：

$$\text{頻率準確度} = (\text{頻率讀值} \times \text{參考信號頻率準確度}) + 1\% \text{ 頻寬 (span)}$$

+ 15% 解析頻寬 (RBW)
+ 10 Hz 殘餘誤差

3. 信號位準準確度

信號位準的準確度取決於許多因子，首先探討顯示器的傳真性，一般取決於對數放大器的對數特性、檢波器的線性度及數位化電路的線性度等。

另一個影響因子是頻率響應，也就是頻譜分析儀的平坦度，一般低頻的規格約為 $\pm 0.5 \text{ dB}$ ，而在 20 GHz 的微波頻段，平坦度約可到 $\pm 4 \text{ dB}$ ，所以一般頻譜儀都有位準校正的功能，以便補償頻率響應平坦度的誤差。

4. 解析度

一般影響解析度有四個參數：解析頻寬、帶通濾波器形狀因子、殘餘 FM 及相位雜訊。

中頻帶通濾波器的頻寬 (RBW) 決定兩個相同大小的信號靠得多近仍可被分辨，譬如說頻譜分析儀的最小 RBW = 30 Hz，兩個相同信號大小的信號如果間隔小於 30 Hz，就無法用頻譜分析儀去分辨出來。

但是一般分析的未知信號都是不一樣大小的，所以必須考慮中頻帶通濾波器的形狀，一般又稱之為選擇性，選擇性的定義是 60 dB BW/3 dB BW，典型的類比式帶通濾波器是 11:1 到 15:1 之間，而數位式濾波器是 5:1。

殘餘 FM 與相位雜訊都是導因於本地振盪器的不穩定度，一般殘餘 FM 會限制最小的 RBW，如果最小的 RBW = 30 Hz，則殘餘 FM 應 < 30 Hz，

較好的鎖相技術，可以改善本振的穩定度，所以可以有較低的殘餘 FM，以便容許更小的 RBW 設計，這也是較高品質的頻譜分析儀較貴的原因。

而相位雜訊對解析度的影響則在於分析兩個相當靠近的信號，而位準又相差特別大時。

5. 靈敏度

頻譜分析儀有蠻多時候是用來量測及搜尋小信號，對所有的接收機 (包含頻譜分析儀) 而言，靈敏度是用來描述接收機可接收微小信號能力的指標，而頻譜分析儀是用它可顯示的平均雜訊 (displayed average noise level, DANL) 或是一般所熟知的 noise floor 來表示它的靈敏度，而在量測頻譜分析儀的靈敏度時，會將 RBW 設在最小，射頻輸入的衰減器設成 0 dB，video BW < 0.01 RBW；如此的設定是為了量到頻譜分析儀的最小 DANL，如果信號比 DANL 小時，我們就無法用這台頻譜分析儀量這個小信號了，一般頻譜分析儀的靈敏度約在 -90 dBm 到 -145 dBm 之間。

6. 失真

在做元件或系統的二次或三次諧波失真量測時，要多注意的基頻 (fundamental) 信號通過混波器 (它是一個非線性元件) 時，同樣也會產生頻譜分析儀內部的二次及三次失真，這個頻譜分析儀產生的失真即便不比真正要量測信號大，也多少會造成量測的誤差，所以要加上一些適度的衰減，如圖 4 所示，當衰減愈多時，頻譜分析儀內部產生的二次及三次諧波就會愈小，這是因為非線性元件的特性，如果基頻信號衰減 10 dB，則二次諧波就會衰減 20 dB，而三次諧波就會衰減 30 dB 的緣故。

7. 動態範圍

如上一節所述，如果單靠增加頻譜分析儀的衰減量可以解決失真的問題，那豈不太美好了，事實卻不然，因為衰減器每多衰減 10 dB，圖 2 所示的中頻放大器就會多放大 10 dB，以補償被衰減的信號，不幸的是，它同時也把雜訊放大了 10 dB，所以在頻譜分析儀上面就可以看到 noise floor 上升了 10 dB，所以上一節所談的二次或三次諧波的小信

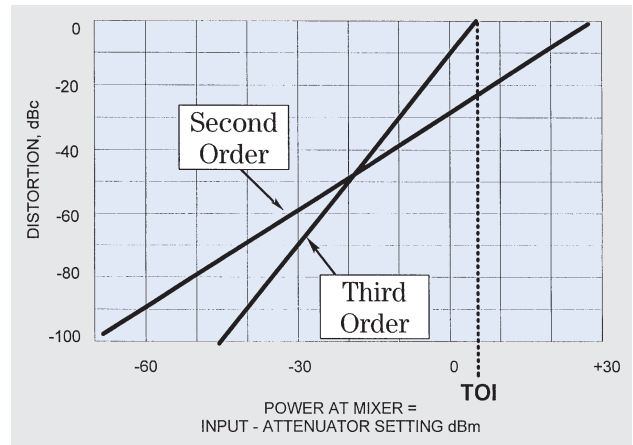


圖 4. 加入適當的衰減可減少量測的誤差。

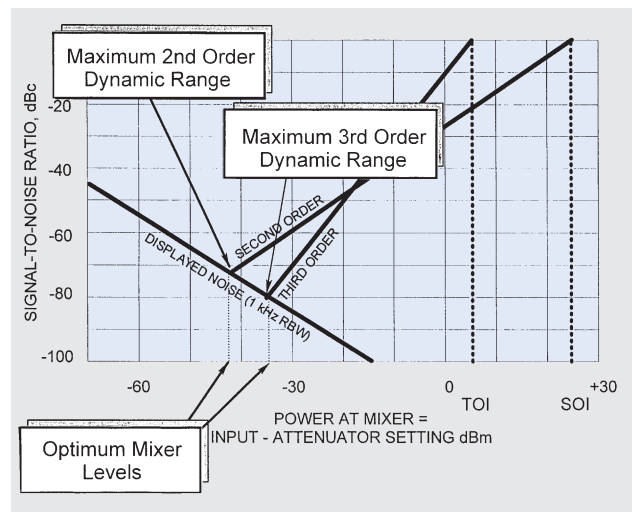


圖 5. 最佳的混波器輸入位準發生在最大動態範圍的地方。

號也許就會被 noise floor 蓋住了，圖 5 可以描述這種現象，最佳的混波器輸入位準發生在最大的動態範圍的地方，如果輸入最大信號是 0 dBm，可以衰減 40 dB，讓混波器的輸入位準是 -40 dBm，從圖 5 上可以看到，如此特性的頻譜分析儀可以量到約 -70 dBc 的二次或三次的諧波，也就是 0 - 70 = 70 dBm 的二次或三次諧波。

四、操作特徵

瞭解了頻譜分析儀的組織架構及重要規格之後，我們要來討論頻譜分析儀的操作特性及一些特殊的功能，以便使工程師們更能將頻譜分析儀的功能發揮到極致。

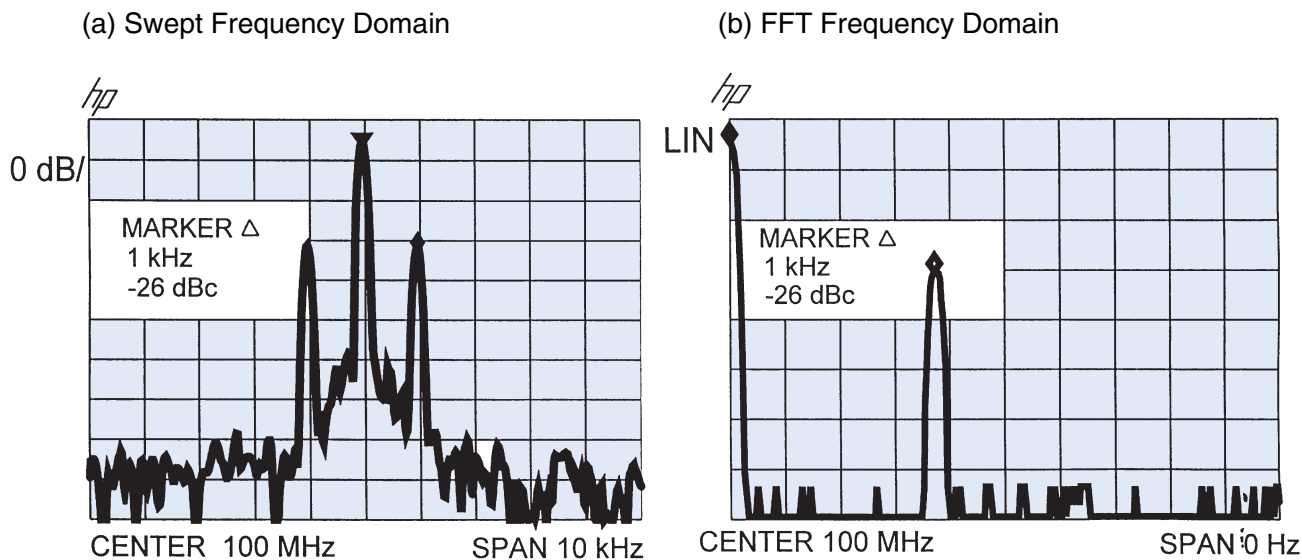


圖 6. 一個 AM 信號的分析。

1. 基本操作

(1) 自動化及遠程控制

接下來可以直接用電腦透過 HP-IB 介面直接控制頻譜分析儀，也可以用頻譜分析儀特有的 DLP (downloadable program) 功能，將程式存在頻譜分析儀的記憶體中，不需電腦就可直接執行自動化控制程式。另外廠商也提供許多應用程式可載入頻譜分析儀中，進一步提昇它的功能為雜訊指數、相位雜訊、CATV 或 GSM/DCS 1300 等的測試儀。

(2) 游標 (markers)

游標可快速且準確地找到並讀出信號之間的相對頻率及位準。

(3) 極限線 (limit lines)

大部分的頻譜分析儀都提供極限測試的功能，當頻譜分析儀掃描時，量測到的軌跡將與先前所編輯的極限線做比較，當信號掉在極限線所規範的範圍之內時，螢幕上將會顯示「PASS」，反之如果信號掉在範圍之外，螢幕上將顯示「FAIL」。

2. 調變的量測

雖然頻譜分析儀主要是用來分析信號在頻域的特性，但它仍然是可以用來觀察信號的時域特性，在決定調變的型態及解調上特別有用，這個功能稱之為「zero span」。

首先必須將頻譜分析儀的中心頻率設成載波頻率，而解析頻寬 RBW 必須設定大到足以讓調變旁波帶通過，然後再把 span 設成 0 Hz，頻譜分析儀就會顯示出調變信號在時域的變化，可再利用頻譜分析儀 FFT 的功能，再回到頻譜上，來分析這個調變信號。

圖 6 所示是一個 AM 信號的分析，可以分析它的調變頻率及調變指數；圖 6(a) 所示是在傳統掃描式頻譜分析儀上所做的分析，請注意 RBW 應遠小於調變信號的頻率，以便可以看到旁波帶，所以圖上可以看到調變信號的頻率為 1 kHz，因此 RBW 應設定為 100 Hz 或更小 (並不是所有的頻譜分析儀都有這麼小的 RBW)，另外 $\Delta_{\text{marker}} = -26 \text{ dBc}$ ，從數學方程式可知道調變指數 $m = 2 \times 10^{-2}$ 。

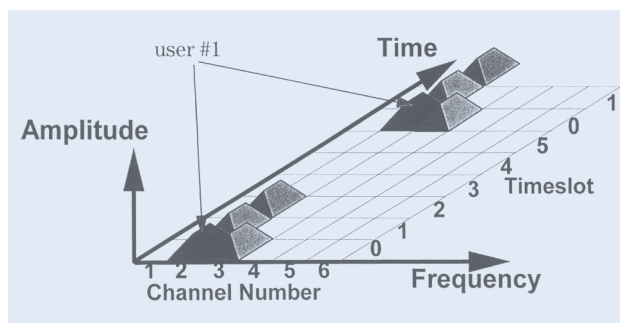


圖 7. 常在通訊系統中用來增加頻道容量的 TDMA 方法。

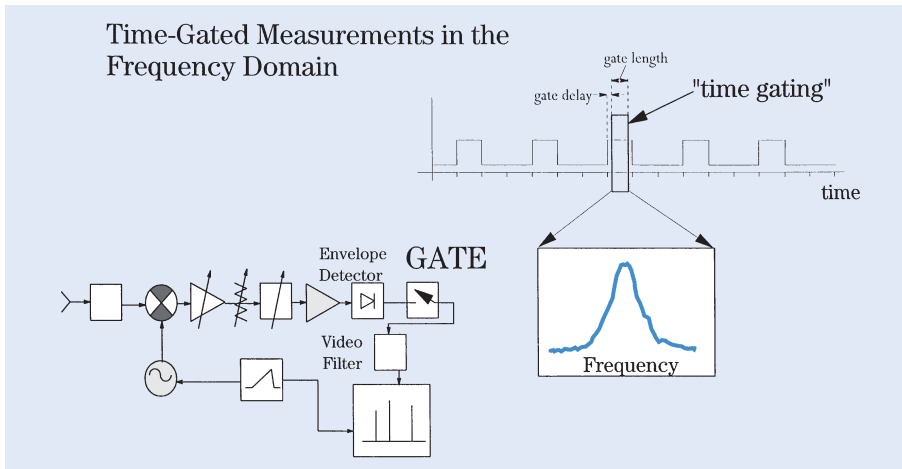


圖 8. 在頻域的時間量測。

，所以 $m \cong 0.1$ 或 10 %。

如果儀器並沒有提供夠小的 RBW，尚可利用它 FFT 的功能，但首先應將中心頻率設成載波頻率，將後將 RBW 開大，如前文所述，先觀察調變信號在時域軸的變化，然後再用 FFT 轉成頻譜，如圖 6(b) 所示，這時最左邊的起始頻率 (start frequency) = 0 Hz，代表的是載波信號，所以同樣是以 Δ marker 來讀取調變信號的頻率及算出它的調變指數。

另外有些頻譜分析儀也提供 AM 和 FM 解調的功能，使得除了看到信號以外，還可以聽到信號，以便辨別干擾信號是 AM 電台、FM 電台、TV 電台或是其他的發射站。

另外，常在通訊系統中用來增加頻道容量的方法就是 TDMA (time-division-multiple-access)，如圖 7 所示，在一個頻道上，可能還有好多個使用者，他們是靠著在不同的 time-slot，也就是分時來達到分工的目的。

為了可以分辨每個使用者各別的發射或接收的頻譜特性，頻譜分析儀還有另外一個功能，稱之為時閘 (time-gating)；如圖 8 所示，它是在檢波器與視頻濾波器中間加入一個開關，靠著外部的觸發信號，調整閘延遲 (gate delay) 及閘長 (gate length)，來控制顯示在螢幕上的頻譜特性。

3. 雜訊的量測

一般頻譜分析儀都有提供「noise maker」的功能，當啟動這個功能，檢波模式將切到「sample

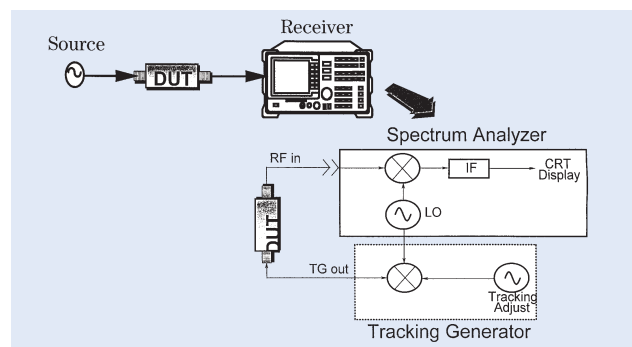


圖 9. 在頻譜分析儀中加入追蹤信號產生器。

mode」，而量到的雜訊讀值將歸一化 (normalize) 到 1 Hz 的解析頻寬，另外如果是在 Log 模式下顯示，游標的讀值將會自動補償對數放大器產生的誤差。

4. 純量網路分析儀。

如圖 9 所示，頻譜分析儀尚可加入追蹤信號產生器，產生掃描信號通過的待測物，然後送到頻譜分析儀的射頻輸入做接收，藉著比較輸入及輸出信號，就可以明瞭待測物的頻率響應。

參考文獻

1. Christie Brown, *Spectrum Analysis Basics*, Hewlett-Packard Company Press (1997).

作者：張永昌先生為國立交通大學電信研究所碩士，現任惠普科技股份有限公司測試儀器處資深系統工程師。

功率計

Power Meter

關鍵字：平均功率、脈衝功率、波封功率、熱電偶、熱敏器

Keywords： average power, pulse power, peak envelope power, thermocouple, thermister

一、基本原理

功率計顧名思義就是一部用來量測待測信號功率位準的電子儀器。依型式不同，共有三種不同的功率種類，分別是平均功率 (average power)、脈衝功率 (pulse power)、波封功率 (peak envelope power)。圖 1 為功率計的工作基本原理圖。在圖 1 裡面，很清楚地標示出功率計需要一個檢知器 (sensor) 來「檢知」高頻的入射信號之功率位準，然後依比率大小輸出一個等比例的直流或者是低頻的電壓位準到功率計，再由功率計將其量得並轉換成適當的功率數值，並由顯示幕顯示出來。

檢知器的種類共分成三種，分別是熱敏器 (thermistor)、熱電偶 (thermocouple) 和檢波二極體。

1. 熱敏器

熱敏器係用半導體材料製造而成的，它的內阻會隨溫度產生變化而有所不同。將高頻的射頻待測信號輸入熱敏器就會造成熱敏器發生溫度變化。在實際的熱敏器製作過程當中，會植入一根長 0.03 mm、直徑 0.4 mm 的氧化金屬導線到熱敏器裡面。熱敏器的內阻變化與入射功率的關係是相當地非線性，因此在實際的應用中會外加一個直流偏壓來讓熱敏器的內阻維持一個固定的位準，當有入射射頻功率開始發散出熱能時，直流偏壓會適當地減少，以維持原本會下降的熱敏器內阻，直流偏壓所減少的「數量」就可以對應出相對的射頻功率位準。圖

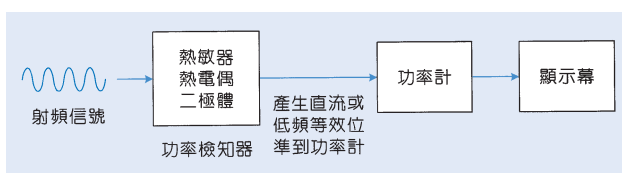


圖 1. 功率計的工作基本原理圖。

2 為將熱敏器應用在功率量測的一個自我平衡橋式電路，當沒有外來射頻功率出現時，整個橋式電路是處在平衡的狀態，因此運算放大器的輸出為零；而當有射頻功率加諸到熱敏器之後，就會有一個差動電壓出現在運算放大器的輸入端。運算放大器和橋式電路形成一個閉回路控制，當有差動電壓出現在運算放大器的輸入端時，運算放大器會透過控制電路將橋式電路的直流偏壓予以適當地減少。在實際上的情況是，熱敏器的內阻也會受到周遭環境溫度的影響，因此會再加裝另一組平衡橋式電路，其目的就是用以補償環境溫度的影響。

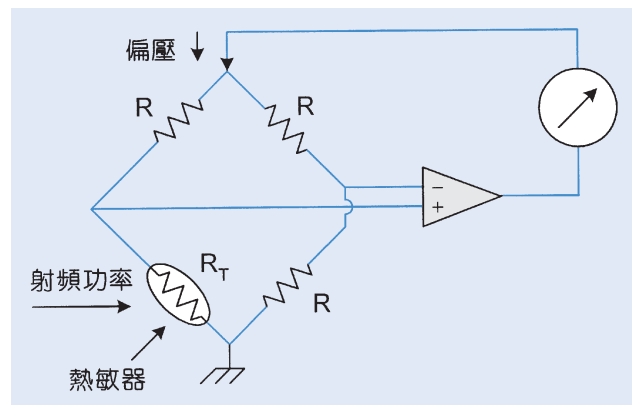


圖 2. 以熱敏器所架構的自我平衡橋式電路。

2. 熱電偶

熱電偶技術是一種結合了薄膜和半導體技術，它是一種相當精準、堅固和重測性頗佳的功率計檢知器。自 1974 年問世以來，熱電偶技術就廣泛應用在射頻和微波功率計的檢知器。主要是有兩個理由：其一為熱電偶技術比熱敏器技術擁有更高的靈敏度；其二為熱電偶技術所具備的平方檢測的本質特性 (射頻功率與直流輸出成比率)。由熱電偶所架構的橋式電路，可以反映出真正的信號功率，因此可以適用到連續波 (continuous wave) 脈衝，甚至數

位調變信號的功率量測。另外熱電偶比熱敏器堅固多了，可以測得的功率位準低至 -30 dBm ，同時由於其駐波比 (standing wave ratio, SWR) 比較低，所以量測的不確定度也比較低。圖 3 為熱電偶技術的基本原理圖，而圖 4 則是實際將兩個獨立的熱電偶做在同一顆晶片的等效電路圖。對於直流信號而言，這兩個熱電偶是呈現串接的架構，但倘若是射頻信號通過時，則又變成是並聯的架構，這兩個並聯的熱電偶會形成一個 50 歐姆 終端電路。

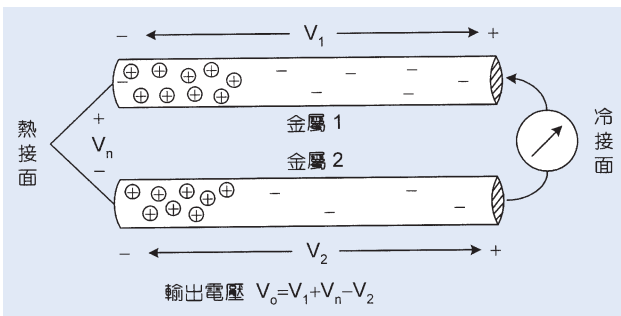


圖 3. 熱電偶技術的基本原理圖。

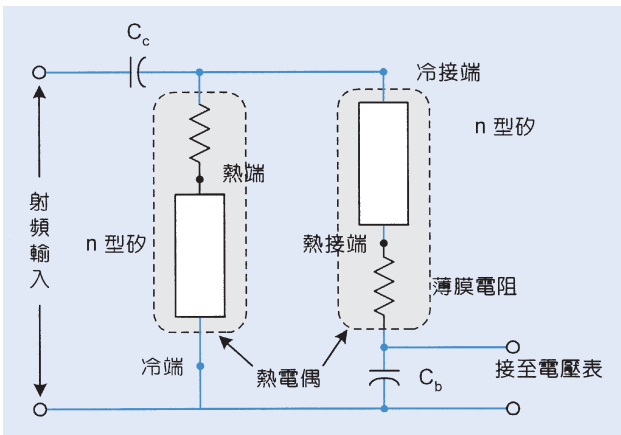


圖 4. 熱電偶晶片的等效電路圖。

3. 檢波二極體

很久以前，整流二極體就常被用於微波領域的相對功率量測。二極體所具備的整流特性可以將高頻能量轉換成直流位準。二極體最具優勢的地方是它可以測得相當低的功率位準，例如從 -20 dBm 到 -70 dBm 。可以應用到功率量測的二極體有很多種類，但是這其中低臨界電壓的蕭特基 (Schottky) 二極體是最常被採用的。此外，PDB 二極體在微波領域擁有比蕭特基二極體更佳的性能，它可以在

18 GHz 測得低至 -70 dBm 的功率位準。圖 5 所示為利用二極體 I-V 曲線當中的線性區來量測功率，而圖 6 則是二極體量測射頻信號的等效電路，其中 R_{matching} (近似 50 歐姆) 係用來與射頻信號相匹配 (R_s) 的，而二極體負責將高頻能量轉換成直流位準 C_b ，旁路電容負責旁路所有通過二極體的射頻信號，最後直流輸出電壓 V_o 會被切割成一個 AC 信號送到功率計來轉換成相對應的功率值。

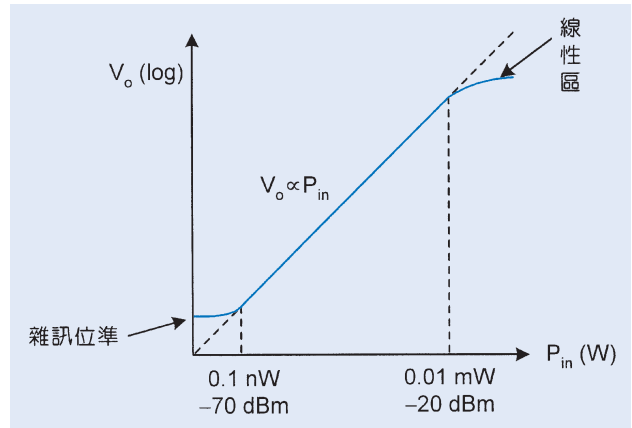


圖 5. 利用二極體 I-V 曲線當中的線性區來量測功率。

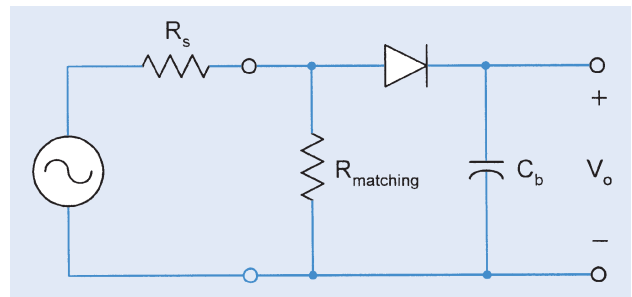


圖 6. 二極體量測射頻信號的等效電路。

二、結構示意圖

圖 7 為一個功率計典型的結構示意圖。由圖 7 所標示的檢知器是個二極體檢知器，射頻信號經過二極體被檢測成直流位準，再經過一個 220 Hz 切割 (chopper) 電路切割成一個交流信號，並且經由適當地放大之後送到功率計的輸入端。功率計會再一次放大來自檢知器的弱小信號，再經過一個窄頻寬的帶通濾波器，濾波器的頻寬愈窄，就可獲致愈高的靈敏度，但是相對地會減緩量測的速度。接下來的同步檢測器 (synchronous detector) 和低通濾波器會再將交流位準還原成直流位準，最後由 ADC

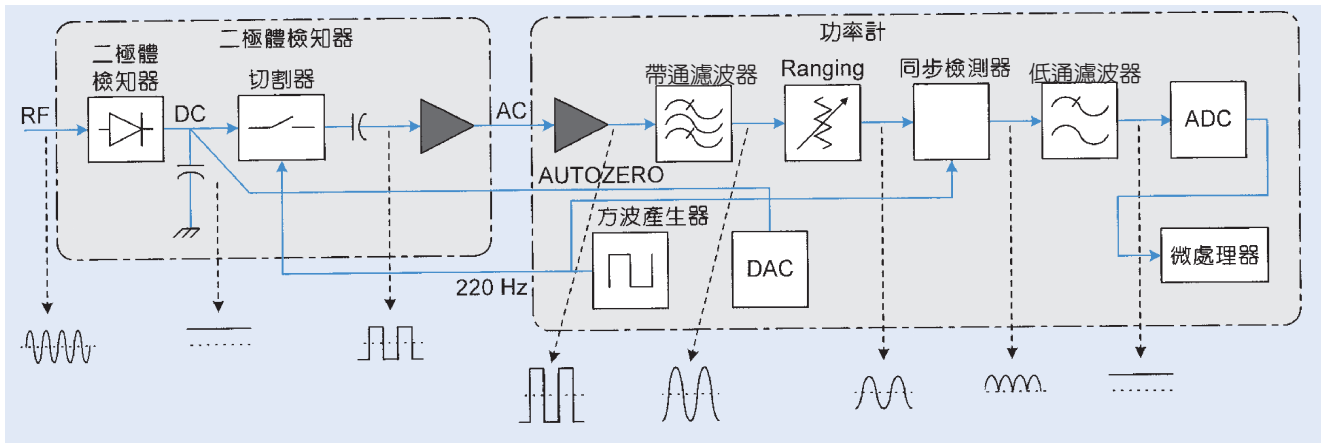


圖 7. 功率計的結構示意圖。

予以數位化，並且透過 CPU 將正確的功率值在顯示幕上顯示出來。

三、儀器規格與特徵

功率計的主要規格是所能量測的功率範圍和頻率範圍。在量測的功率範圍方面，三種檢知器所能涵蓋的範圍都不盡相同。如圖 8 所示，熱敏器的功率量範圍從 -20 dBm 到 $+10$ dBm，它是三種檢知器當中，量測功率範圍最短的，但是熱敏器的量測精準度卻是最高的。熱電偶所能涵蓋的功率量測範圍是三者當中最大的，它可以從 -30 dBm 量到 $+20$ dBm，如果外加一個衰減器的話，就可以再往上量到 $+44$ dBm。二極體是三者當中具備最佳的靈敏度，它可以測得低至 -70 dBm 的功率，但是它最高則只能測至 -20 dBm。

至於在量測範圍方面，基本上這三種檢知器都可以涵蓋從 10 MHz 到 18 GHz 的頻率範圍，其中經過特殊處理過的熱敏器更可以將頻率壓低至 1 MHz 左右，而熱電偶型式的檢知器則更可以往下推進到 100 kHz。另外 HP 有一種導波式 (waveguide) 熱電偶檢知器的頻率量測範圍可以涵

蓋 26.5 GHz 甚至 110 GHz，導波式二極體檢知器則可高達 26.5 GHz 或者 50 GHz。

至於量測的精準度方面，主要有三個因素會影響，分別是檢知器與信號源之間的阻抗不匹配，檢知器的誤差和功率計的誤差。其中第一項「阻抗不匹配」最重要，佔了 75% ；檢知器的誤差其次，約佔 20% 。所謂「阻抗不匹配」是指檢知器與信號源的阻抗不相等，因此會有反射情事發生，一旦有反射現象，就表示會有一部分的信號源能量永遠到不了檢知器。由於無從得知反射係數 (Γ) 通常是參考 SWR，可以換算得知 $|\Gamma|$ 。第二項因素「檢知器的誤差」係由於量測功率的檢知器擁有不完美的效率，當一個檢知器不具備有完美的效率是表示有一部分的輸入功率會轉變成熟發散掉。在「功率計的誤差」方面，則是包括了儀器內部的功率參考源 (主要應用在熱電偶和二極體檢知器的場合) 誤差、追蹤電路誤差、電路的非線性，內建衰減器的不準確度和放大器的增益誤差等等。

四、應用與用途

功率計的主要應用與用途就是用來量測待測信

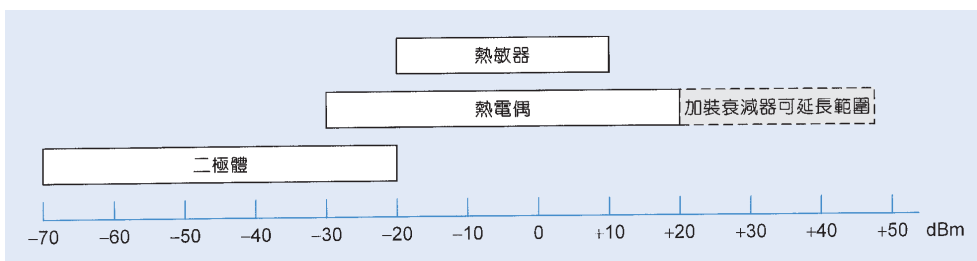


圖 8. 三種檢知器的功率量測範圍。

號的功率位準，待測信號可以區分成三大類：連續波、脈衝式、波封式。其中連續波的待測信號絕大多數是尚未調變過的載波，通常會測其平均功率。有些情況，平均功率是無法用來完全描繪出待測信號的特徵，例如脈衝式的待測信號，因為這時候您可能更想了解脈衝信號的「過激」(overshoot) 情況，功率計是利用下列公式「 $P_{\text{脈衝}} = P_{\text{平均}} / \text{信號週期}$ 」來量測／計算脈衝功率的。在某些情況，特別是通訊系統，所需要量測的信號都是經過調變處理過的，這時候就可以用「波封功率」來描繪。其量測方法是將量測的平均時間設定為小於 $1/f_m$ ，其中 f_m 為待測的調變信號之最高頻率分量。因此在實際的量測中，是將平均時間設定在 ① 比最高調

變頻率的週期為小，② 大到足夠能涵蓋數個信號週期的長度。

由上述的推導當中，可以結論出：

- (1) 就連續波型式的待測信號而言，平均功率、脈衝功率和波封功率的結果都是一樣的。
- (2) 通常可以藉由平均功率來計算出脈衝功率和波封功率。

參考文獻

1. B. Shaw, *Power Measurement Basics*, 7 California, USA (1997).

作者：謝金明先生畢業於國立台灣工業技術學院電子系，現任惠普科技股份有限公司系統工程部經理。

阻抗分析儀

Impedance Analyzer/LCR Meter

關鍵字： 阻抗、電阻、電容、電感

Keywords： impedance, resistance, capacitance, inductance

一、基本原理

1. 阻抗 (impedance)

阻抗是一般在量測電子電路、元件和元件材料之特性中極重要的參數。阻抗 (Z) 的定義為待測物或電路對某一特定頻率的交流訊號所產生的總抗力，其值可在向量平面上以複數表示。一個阻抗向量是由實數部分 (電阻, R) 以及虛數部分 (電抗, X) 所組成。阻抗在直角座標上可表示為 $R + jX$ 或在極座標以向位的方式 $|Z| \angle \theta$ 表示 (參考圖 1)。在某些情況下，就數學的便利性，我們偶爾會選擇阻抗的倒數 (Y) 來表示 (參考圖 2)。 Y 與 Z 的關係

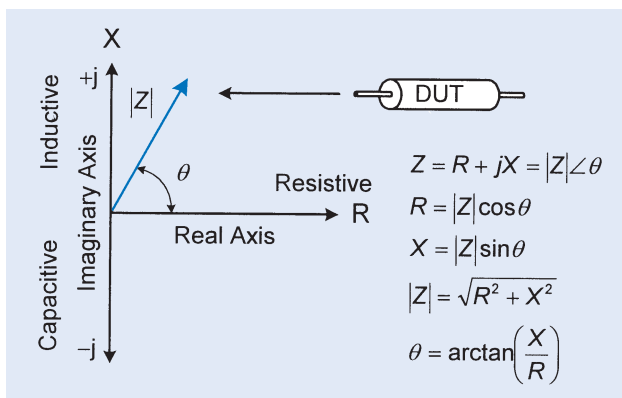


圖 1.

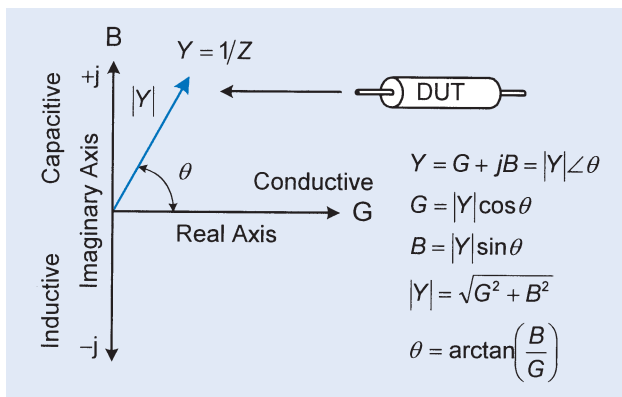


圖 2.

為： $Y = 1/Z = 1/(R + jX) = G + jB$ 。其中 Y 代表導納， G 為電導而 B 為電納。阻抗的單位為歐姆 (Ω)，而導納的單位為 siemens (S)。阻抗是一種常用的參數，特別是在表達串聯模型時最為有用。但就並聯模型而言，則導納為較佳的選擇。

電抗以抗感 (X_L) 和抗容 (X_C) 兩種形式來表示。根據定義 $X_L = 2\pi fL$ ， $X_C = 1/(2\pi fC)$ ，此處的 f 代表頻率、 L 為電感而 C 是電容。公式中的 $2\pi f$ 可用 ω 取代，所以 $X_L = \omega L$ ， $X_C = 1/(\omega C)$ 。而一般我們常聽到元件的 Q 值 (或 D 值) 是指一個元件之電抗的純度。 Q 值的定義為元件中所儲存的能量及其消耗能量的比值 (此 Q 值與濾波器 (filter) 或諧振器 (resonator) 之 Q 值是不同的)。 Q 是一個純量單位，並以 $Q = X/R = B/G$ 表示。 Q 值常用於描述電感器，而電容則常用 D 值 ($1/Q$) 表示。

$$Q = \frac{1}{D} = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{X_L}{R} = \frac{\pm X_C}{R} = \frac{\pm B_L}{G} = \frac{B_C}{G}$$

2. 寄生現象 (parasitics)

所有的元件既沒有純電阻性，也沒有純電抗性。因此在實際情況下，每一種元件都會有所謂的寄生現象。當然，不同的材料和製造技術會產生不同的寄生現象，這問題不僅會影響元件的精確度，更會影響元件的可靠度。若能將元件的寄生現象轉換成一個等效的電路模型來做模擬，則元件之特性就較不難預測了。

3. 影響元件特性的主要因素 (component dependency factors)

(1) 頻率 (frequency)：先前我們提到所有的元件都有寄生現象，這些寄生現象會因頻率而影響該有的特性。圖 3 顯示實際情況下的電阻器、電感器和電容器的典型頻率響應。

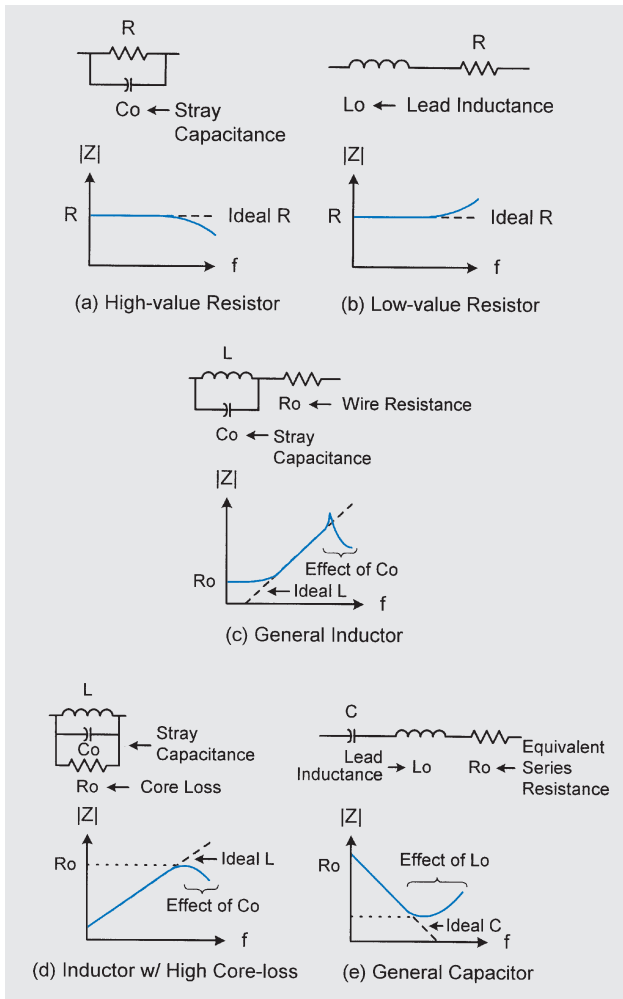


圖 3. 實際情況下的電阻器、電感器和電容器的典型頻率響應。

(2) 信號位準 (signal level)：對於某些元件而言，測試信號之大小可能會影響量測結果。如圖 4 顯示，陶瓷電容器會因為不同的介電材質而對信號大小呈現不同的反應。同樣，核心電感器會因為核心材料的電磁效應，而與測試信號有關。

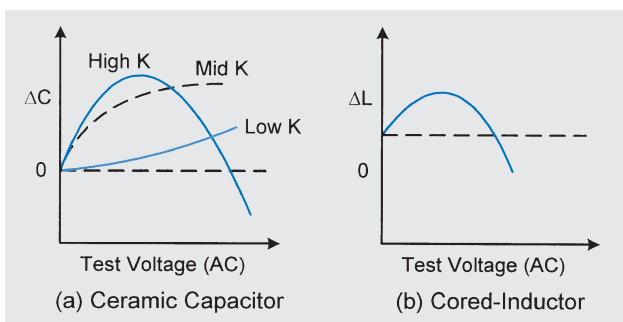


圖 4. 測試信號之大小對量測結果的影響。

(3) 直流偏壓 (DC bias)：一些被動元件與直流電壓也有關。高介電材質元件會因不同電偏壓產生比較明顯的響應。從圖 5(a) 的例子裡我們不難看出， K 值較高的陶瓷電容對偏壓之變化明顯的比 K 值較低的陶瓷電容來得多。同樣的，就核心電感器而言 (圖 5(b))，電感是根據流經環圈的直流偏壓電流之不同而改變。這是由於核心材料的磁通量飽和特性所造成的。

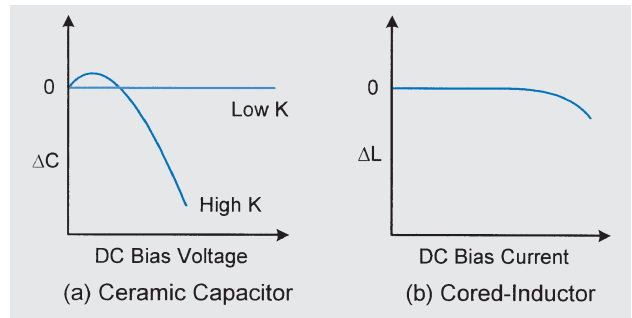


圖 5. 高介電材質因不同電偏壓產生較明顯的反應。

(4) 溫度 (temperature)：大部分的元件與溫度有關。溫度係數對電阻器而言是一項重要的規格。圖 6(a) 顯示一般溫度對於不同介電材質的陶瓷電容器所產生的影響。

(5) 其他 (others)：其他的物理和電子環境，例如濕度、磁場、光、氣壓、振動和時間皆可以改變阻抗值。例如高介電材質的陶瓷電容會隨時間的增加而縮短。(圖 6(b))

二、結構示意圖

1. 量測方法 (measurement techniques)

阻抗量測的方法有許多種，每一種都有其優缺

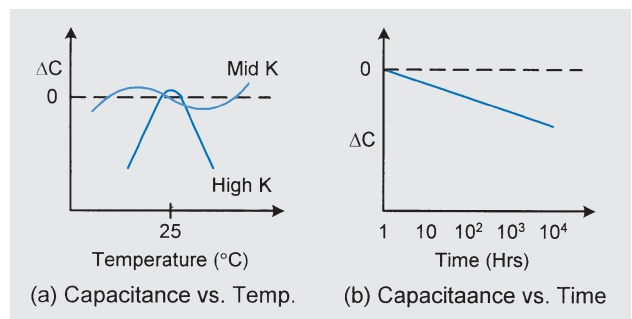


圖 6. (a) 溫度對不同介電材質的陶瓷電容器所產生的影響，(b) 高介電材質的電容值會隨時間的增加而變小。

點。因此，當我們在選擇合適的量測方法前，我們必須先了解量測的需求及條件，然後再考慮欲測試頻率範圍、量測精準度等因素。以下是幾種典型的量測方法。

(1) 電橋方法 (圖 7)

方法：阻抗 Z_x 是靠檢測器 (D) 所偵測到的電流及其他電橋元素的關係式來獲得。

優點：準確度高、製造成本低。

缺點：每種電路所能夠涵蓋的頻率太窄。

頻率範圍：DC 到 300 MHz。

應用：一般性實驗。

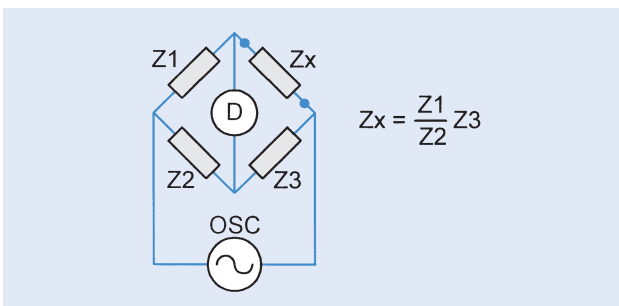


圖 7. 以電橋方法量測阻抗。

(2) 諧振方法 (resonant) (圖 8)

方法：此電路是藉由一個調整式電容器 (C) 找出諧振頻率，再去推 L_x 與 R_x 的值。

優點： Q 值準確度高。

缺點： Z 值準確度低。

頻率範圍：10 kHz 到 70 MHz。

應用：商用於高 Q 值量測。

(3) I-V 方法 (圖 9)

方法：阻抗值是由量測的電壓、電流以及已知的 R 所計算出來 (一般 R 是由低損耗變

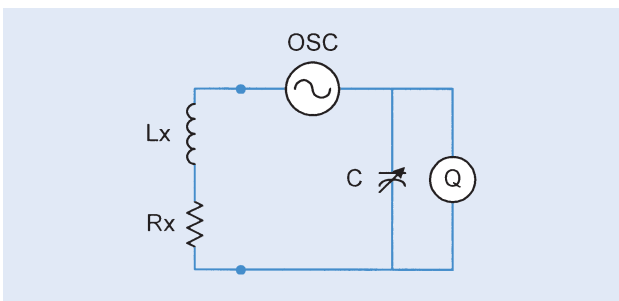


圖 8. 以諧振方法量測阻抗。

壓器所取代)。

優點：可配合探針來測電路板上的元件。

缺點：電路中的變壓器會影響頻率範圍。

頻率範圍：10 MHz 到 100 MHz。

應用：內電路 (in-circuit) 量測。

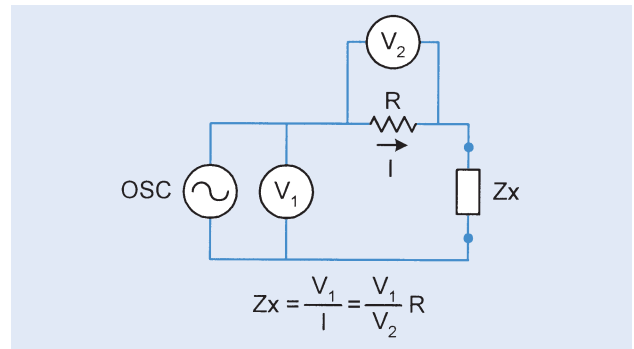


圖 9. 以 I-V 方法量測阻抗。

(4) 網路分析方法 (network analysis) (圖 10)

方法：運用信號的反射原理來求出待測物的阻抗。

優點：試用於高頻量測。

缺點：阻抗量測範圍受限於與儀器的阻抗匹配。

頻率範圍：300 kHz 以上。

應用：射頻元件量測。

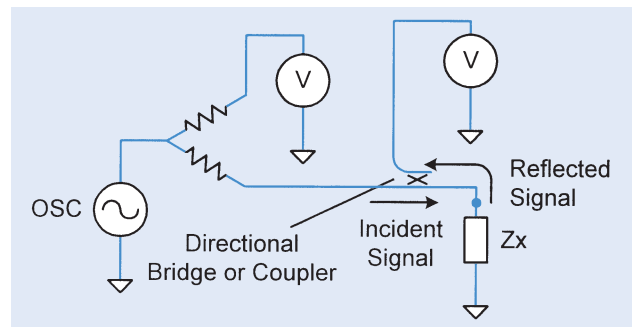


圖 10. 以網路分析方法量測阻抗。

(5) 時域網路分析方法 (TDR analysis) (圖 11)

方法：信號源輸出一個步階或脈衝信號作為入射信號，而反射出的信號則顯示在時域的 CRT 上。

優點：試用於高頻量測，量測速度快。

缺點： Z 值準確度低

頻率範圍：300 kHz 以上

應用：射頻元件量測、傳輸線量測。

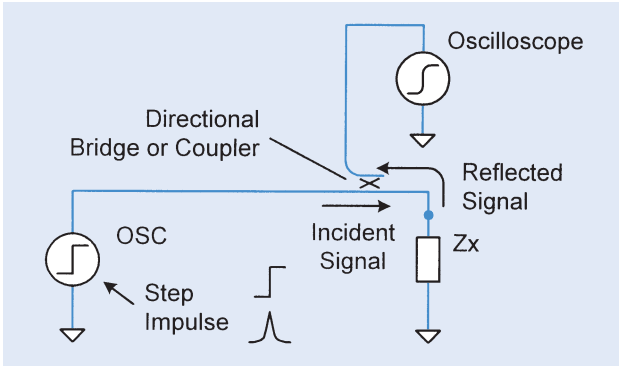


圖 11. 以時域網路分析方法量測阻抗。

(6) 自動平衡電橋方法 (auto-balancing bridge) (圖 12)

方法：利用 OP 使一輸入端成為虛擬接地 (G)。
如此，電流通過待測物也會流過電阻器 (R)， Z_x 便能求出。

優點：量測頻率廣、阻抗量測範圍大。

缺點：無法量測高頻元件

頻率範圍：5 Hz 到 40 MHz

應用：低頻元件量測。

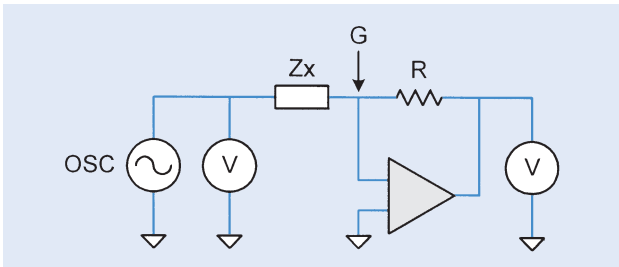


圖 12. 以自動平衡電橋方法量測阻抗。

2. 實際儀器的操作原理

先前我們提到了六種阻抗量測方法，但是針對低頻的量測，自動平衡電橋方法是目前較常見且受歡迎的方法。這一類型的儀器基本上可分成三大部分：信號源部分、自動平衡電橋部分，以及向量比例檢測器部分。

- (1) 信號源部分之主要用途是產生一個用於待測物上的測試信號。測試信號的頻率 (圖 13 f_m 的位置) 一般是介於 100 Hz 到 40 MHz 之間。而頻率合成器 (frequency synthesizer) 可經由微處理機的控制來產生高解析度的測試信號。另外，用來作比較的參考信號也是在此產生。
- (2) 自動平衡電橋部分 (圖 14) 之設計是使電阻器 R

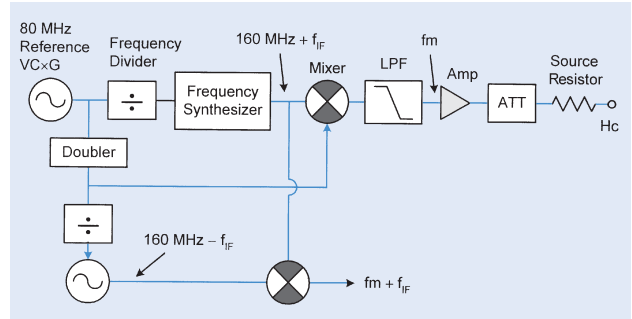


圖 13. 信號源部分。

與待測物的電流取一平衡，以便在低端點維持零電位。因此，一旦電橋不平衡時，電流便會流向 I-V 轉換器。利用向位檢測器 (phase detector) 分開 0° 與 90° 的向量元件，其輸出信號再經由調變器 (modulator) 及放大器放大後，合成信號便因此產生。此信號將透過回路，與流向待測物的電路再次取得平衡。

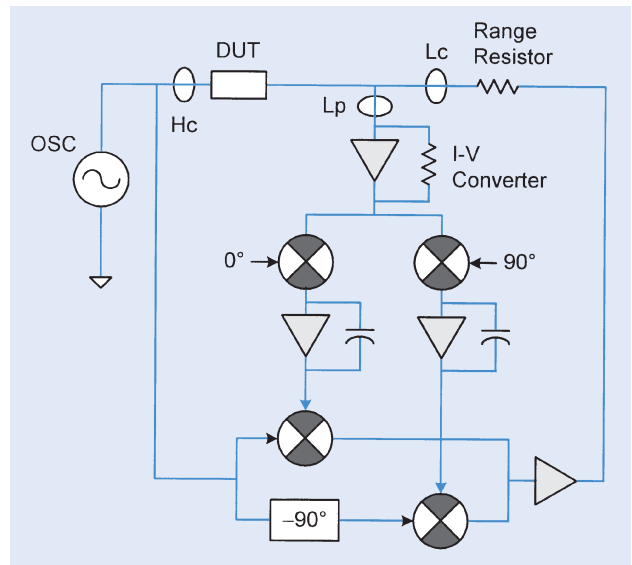


圖 14. 自動平衡電橋部分。

- (3) 向量比例檢測器部分是用來量測橫越在待測物以及範圍電阻器 R 之向量電壓。由於範圍電阻器值已知，因此量測的兩個電壓可由 $Z_x = (R_r)(E_{out})/(E_r)$ 式中得知待測物的阻抗向量 Z_x 。每一個向量電壓可利用向位檢測器 (phase detector) 將其信號分成 0° 與 90° 兩元件，然後再經由 A 到 D 轉換器 (A to D converter) 做之後處理以便顯示在 CRT 上。請參考圖 15。

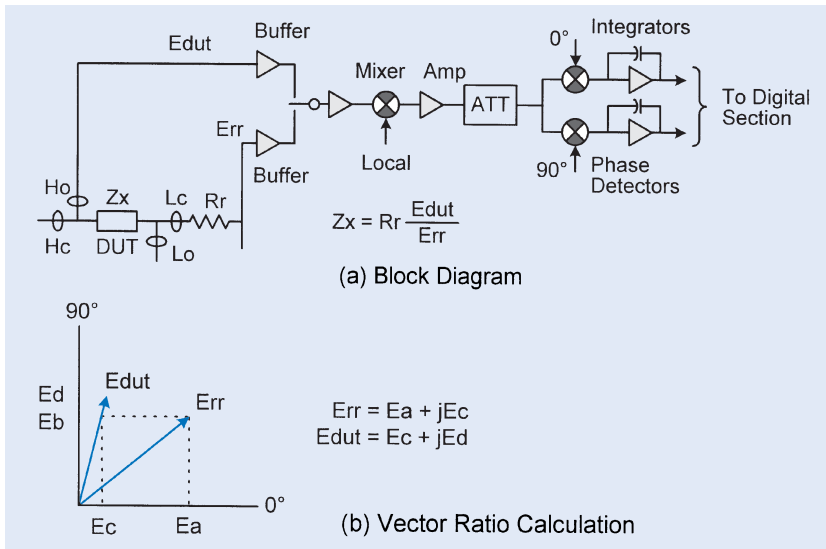


圖 15. 向量比例檢測器部分。

三、儀器規格與特徵

一般當消費者在選購儀器做阻抗分析時，有幾項規格是需要注意的：①量測方式、②頻率範圍、③測試信號位準、④參數、⑤基本準確度、⑥其他特性。

1. 量測方式：電橋方法、諧振方法、I-V 方法、網路分析方法、時域反射分析方法，以及自動平衡電橋方法。
2. 頻率範圍：以消費者而言，量測的頻率範圍是越廣越好。但我們必須了解一點的就是，頻率範圍的背後是受限於其量測方式的。
3. 測試信號位準：先前我們曾提到，信號之大小會影響其待測物應有的特性。除此之外，經過待測物的信號在實際工作環境下也與其他的有所不同。因此測試信號位準的設定若能與實際工作環境時一樣的話，則待測物的特性便能夠更準確的測出。
4. 參數及量測範圍：與阻抗分析相關的參數有 $|Z|$ 、 $|Y|$ 、 θ 、 R 、 X 、 G 、 B 、 L 、 C 、 D 、 Q 。
5. 基本準確度：量測準確度除了與量測方式有關外，也與儀器量測時的部分細項設定有關。而所有量測方式當中以自動平衡電橋方法的準確度最高。
6. 其他特性：如 DC 偏壓、積分時間、平均功能、可相容的測試夾具以及程式功能等。

四、應用與用途

阻抗分析儀的應用與用途如表 1 所列。

表 1. 阻抗分析儀的應用與用途。

待測物 (DUT)	常見及可測試的參數
電容器	電容值、D 值、等效串聯電阻 (ESR)
電感器	電感值、Q 值
變壓器	主線圈電感值 (primary ind.)、次線圈電感值 (secondary ind.)、漏電感值 (leakage ind.)、互感值 (mutual ind.)
電阻器	電阻值
二極體	接面電容值 (junction capacitance)、C-V 特性
MOS 及 FET	C-V 特性
材料	介電常數 (dielectric constant)
矽晶圓	C-V 特性 (capacitance-bias characteristic)
放大器	輸入阻抗、輸出阻抗
振盪器	接地電容 (shunt capacitance)、有等效串聯電阻 (ESR)、諧振頻率 (resonant frequency)
電線電纜	特性阻抗、電容值、傳播常數 α 與 β
天線	特性阻抗、電阻值、電抗值
積體電路包裝	接腳電容 (pin to pin ind.)、接腳電感 (pin to pin cap.)
電池	電容值、C-V 特性
液晶	阻抗、C-V 特性
印刷電路板	板材之介電常數、特性阻抗

參考文獻

1. C. A. Harper, *Handbook of Components for Electronics*, McGraw-Hill (1977).
2. F. M. Reza & S. Seely, *Modern Network Analysis*, McGraw-Hill (1959).
3. L. J. Giacoletto, *Electronics Designer's Handbook*, McGraw-Hill (1977).
4. D. L. Schilling & Charles Belove, *Electronic Circuit*, McGraw-Hill (1979).
5. B. Botos, *Designer's Guide to: RCL Measurement*, Hewlett Packard (1986).

作者：許喬富先生畢業於美國加州大學爾灣分校 (University of California, Irvine)，現任惠普科技公司電子儀器事業群系統工程部應用工程師。

音頻信號分析儀

Audio Analyzer

關鍵字：音頻信號分析儀、單音信號、失真、凹槽濾波器、去強調

Keywords： audio analyzer, single tone, distortion, notch filter, de-emphasis

一、基本原理

音頻信號分析儀顧名思義就是用來分析音頻信號，而分析音頻信號最主要的目的，就是為了衡量一發射機或接收機的好壞，所以從收發信號的量測介紹開始，再進一步探討音頻信號分析儀的工作原理。

1. 發射機測試

一般發射機測試的接線如圖 1 所示。以 HP

8920 B 綜合測試儀為例，由 8920 B 的音頻信號產生器 (AF Gen 1) 輸出一個單音信號 (single tone)，並設定其輸出的振幅，由 8920 B 的音頻輸出 (audio output) 輸出給待測話機，經待測話機的 FM 調變後，設定在某以待測頻道 (例如：145.5 MHz)，然後從待測話機的天線端發射接回 8920 B 的射頻輸入 (RF input)，8920 B 同樣是設定在 145.5 MHz 接收，同時設定為內部 FM 解調，解調後的音頻信

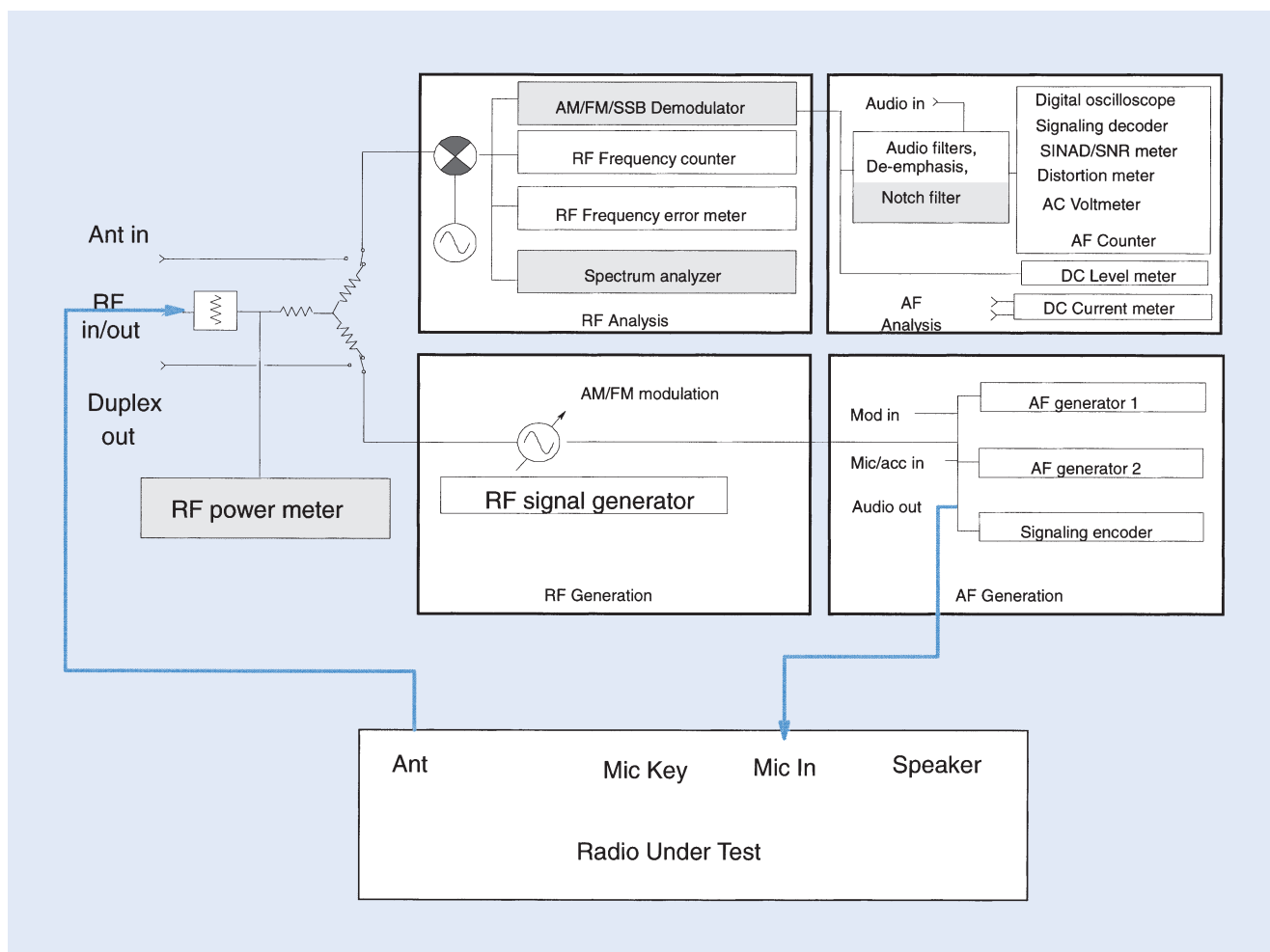


圖 1. 一般發射機測試的接線圖。

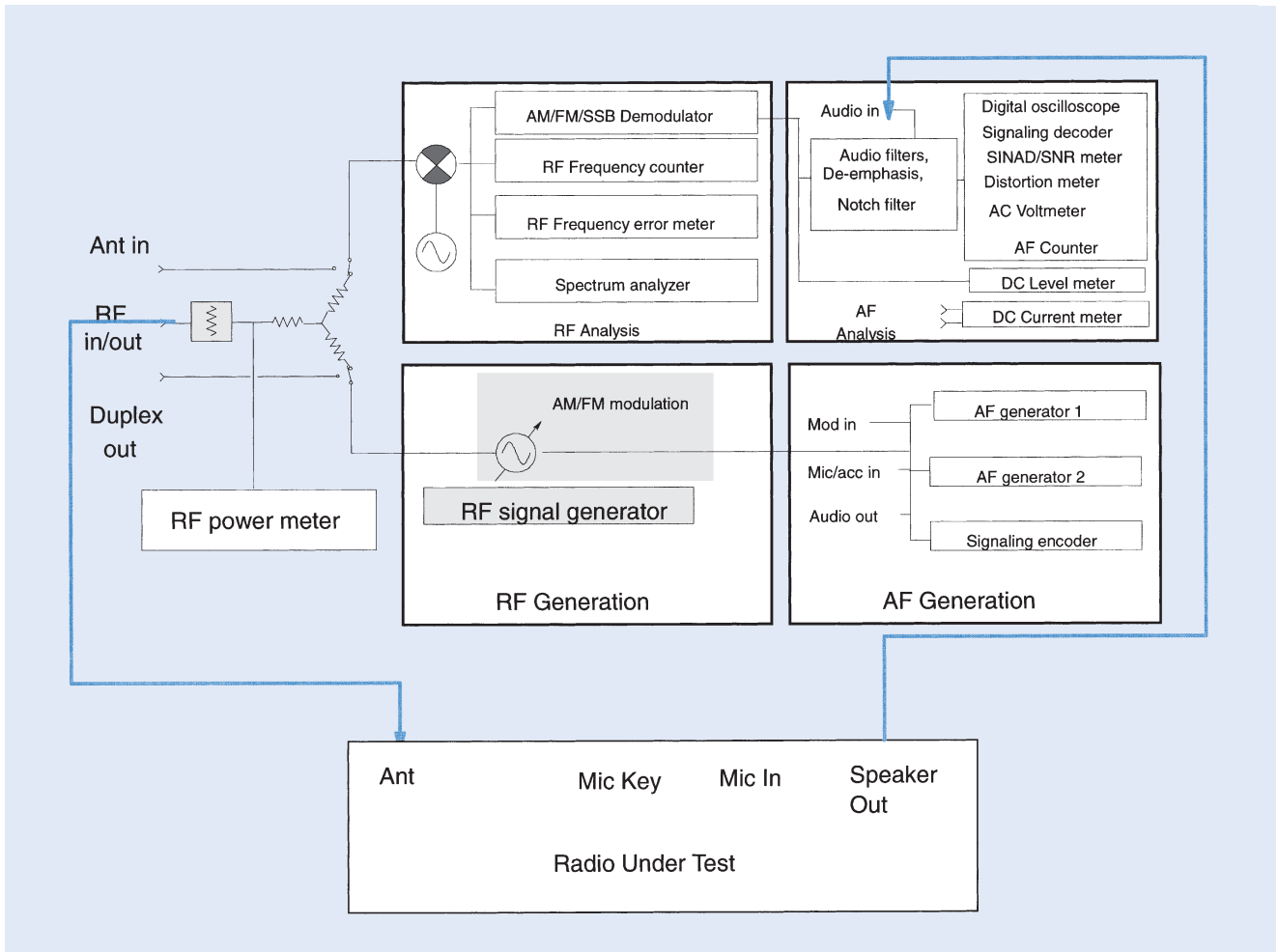


圖 2. 一般接收機測試的接線圖。

號，就可輸入到音頻信號分析單元，做 SINAD、失真 (distortion)、音頻頻率、音頻功率等的量測分析。

2. 接收機測試

一般接收機測試如圖 2 所示。由 8920 B 內部的音頻信號產生器產生一單音信號，並設定好頻率偏移量 (deviation)，然後將此調頻信號經發射頻模組升頻至某一測試頻道，再從射頻輸出 (RF output) 輸出給待測話機的天線輸入。經待測話機內部的接收單元降頻、解調，然後將此解調後的音頻信號透過待測話機的耳機輸出接回到 8920 B 的音頻輸入 (audio input)，然後 8920 B 內部的音頻信號分析單元，就會對此音頻信號做 SINAD、失真、音頻頻率及功率或電壓等量測分析。

所以一台音頻信號分析儀，不論是發射機測試

或是接收機測試，將音頻信號送到音頻信號分析儀，分析儀主要就是要量測 SINAD、失真及音頻信號的頻率及功率；頻率及功率當然就是需要一個音頻計頻器及功率表，而 SINAD 及失真的量測是

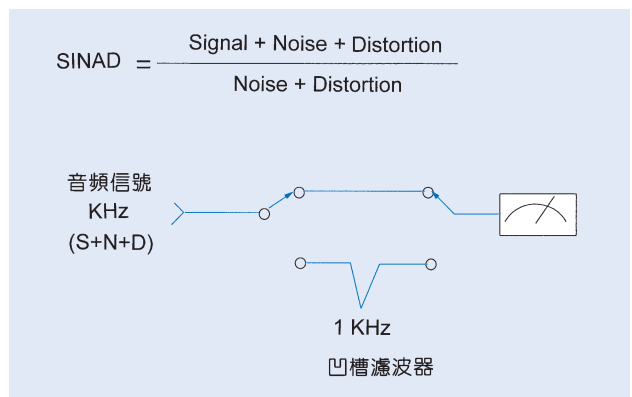


圖 3. SINAD 及失真的量測示意圖。

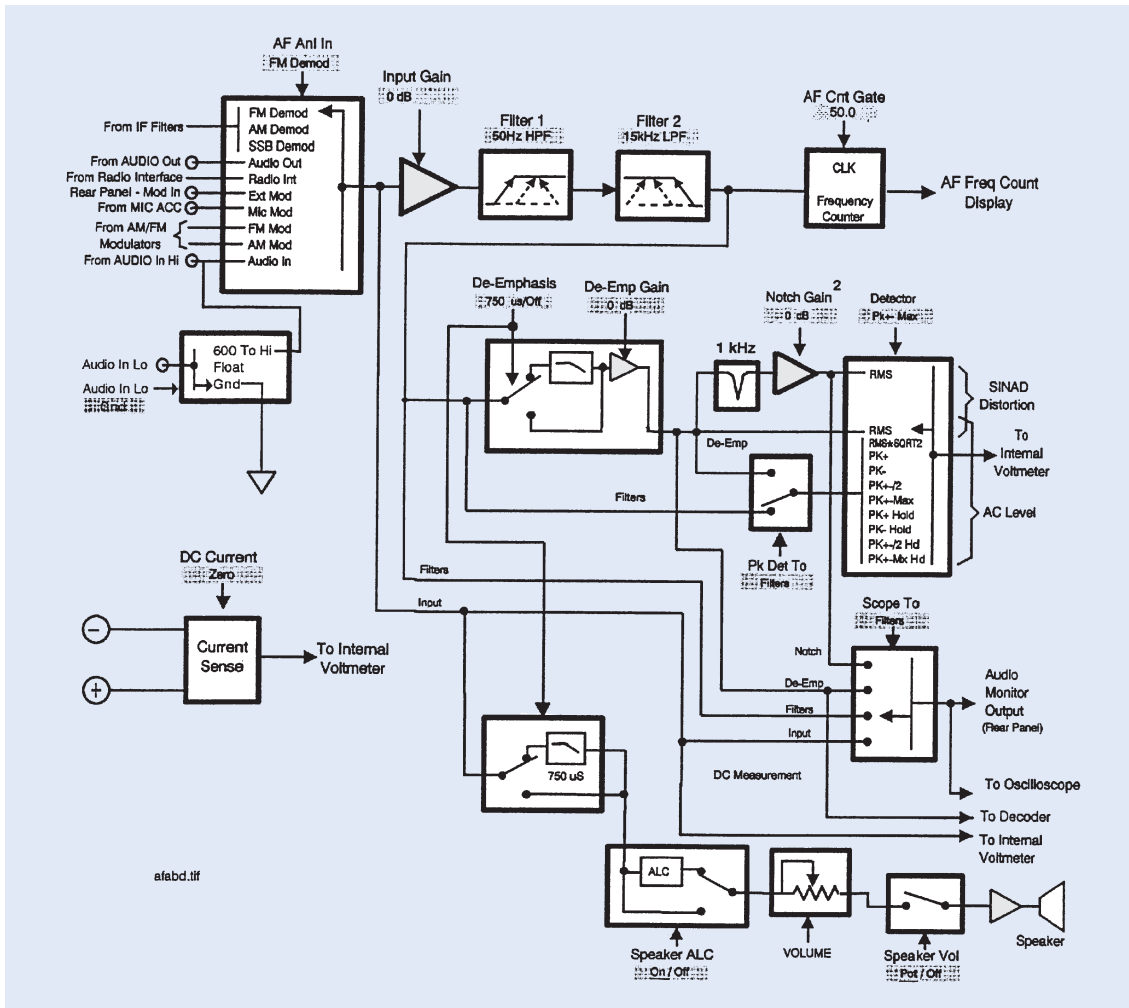


圖 4.

如圖 3 所示。SINAD 是用來描述接收機好壞的重要指標，當系統雜訊相當大時，它往往比失真這個參數還要來得重要，它的量測原理是首先量測收發信機的音頻輸出，這其間包含了信號、雜訊及失真 (signal + noise + distortion)，然後再用一個凹槽濾波器 (notch filter) 將信號濾掉，所以就可以量到雜訊加失真，兩者的比值就是 SINAD，而 SINAD 一般是以 dB 為單位，失真的量測原理也是與 SINAD 相同，值得注意的是，音頻信號如果設定為 1 kHz，則凹槽濾波器就必須設定在 1 kHz。

二、結構示意圖

圖 4 所示是 8920 B 內部之音頻信號分析單元的結構示意圖，茲將其主要元件詳述如下。

1. 音頻分析儀輸入 (AF anl in)

用來選取分析信號輸入的形式，例如前述測試

調頻發射機時，本欄位應選擇調頻解調 (FM demod)，而若測試接收機時，本欄位應設定為音頻輸入 (audio in)。

2. 第 1 和第 2 濾波器 (filter 1/ filter 2)

可選用多種標準濾波器，如 CCITT、CCIR、C-Message 等加權濾波器，或是簡單的由高通及低通濾波器所組合的帶通濾波器。

3. 去強調 (de-emphasis)

這項設定用來決定音頻分析儀和揚聲器電路是否通過或繞過 750 μ s 去強調電路。

4. 凹槽濾波器 (notch filter)

如圖 3 所示，在量測 SINAD 及失真量時，需用到凹槽濾波器，一般音頻分析都提供自動及手動調整凹槽濾波器的中心頻率的功能，如果音頻分析

儀的輸入音頻信號的頻率與凹槽濾波器的中心頻率不一致的話，將會造成量測上的誤差。

5. 檢波器 (detector)

在量測和顯示音頻信號位準時，這個設定用來選擇可用的檢波器類型。一般常見的有

- RMS：顯示信號的均方根值。
- PK+：顯示正峰值。
- PK-：顯示負峰值。
- PK±/2：表示將正負峰值相加，並將總和除以 2。

除此以外，還有音頻計頻器 (counter)、直流電流表、內置喇叭等，可對音頻信號做更多的量測。

三、儀器規格與特徵

音頻信號分析儀用來做 SINAD 及失真量測，所以首要規格就是儀器本身的失真不可太大，其次是它所可以量測的音頻頻率範圍，另外就是儀器可以選用的濾波器等。

有些音頻信號分析儀除了上一節所提到的基本功能外，還會有多加上音頻產生器的功能，在做收發信機音頻頻率響應的量測時，這一項功能是很重要的，因為透過它內部微處理器的操作，還可以掃描的方式做音頻頻率響應的量測。

有些音頻信號分析儀，如 HP 8903 B/E 還提供平衡式 (balanced) 音頻輸入，因為對一些高功率的音頻放大器而言，它們的輸出是以橋接方式，而且並未接地，所以如果有平衡式輸入功能，則此類的量測就會簡單很多。

遠程控制是另一項有用的功能，如果音頻信號分析儀具備有 HP-IB 的介面，就可以被遠程控制，這對建立一個量測系統而言，這台音頻信號分析儀使用上將更有彈性。

四、應用與用途

音頻信號分析儀一般都提供了失真量測、SINAD 量測、頻率計數器、交流電表、直流電表等功能，有些還提供音頻的信號源；它一般是用來量測接收機的功能，加上音頻信號源還可以做音頻的頻率響應的量測。

參考文獻

1. HP 8920 B Operation Manual.

作者：張永昌先生為國立交通大學電信研究所碩士，現任惠普科技股份有限公司測試儀器處資深系統工程師。

動態信號分析儀

Dynamic Signal Analyzer (DSA)

關鍵字：動態信號分析儀、快速傅立葉轉換

Keywords：dynamic signal analyzer, fast Fourier transform

一、基本原理

動態信號分析儀能找出隱藏在信號中的資訊。以往人們在觀測信號時，均為時域下進行，從其中並無法看到詳盡的資料。透過動態信號分析儀，可將時域之信號透過快速傅立葉轉換 (fast Fourier transform, FFT)，將之轉換成頻域之信號，即時監控並量測時域波形或頻譜。精確的頻率譜量測功能，可以描繪系統穩定的特性曲線。透過動態信號分析儀之數位信號處理技術可以從各種不同角度快速地檢視信號。信號被擷取之後，儀器以最適當的角度來分析，提供時域、頻域、八音度域及階數域等等。信號可立即在線上快速處理，或以多種方式擷取後進行分析。另外之一功能為後處理 (post-processing) 之數學與分析函數功能，可快速地顯示隱藏在資料中的資訊。

二、結構示意圖

圖 1 為 DSA 系統方塊圖表示外界之物理量透過輸入訊號，並將之轉換成數位信號，再以傅立葉轉換，將時域之信號轉成頻域之信號。

三、應用與用途

目前商業化的動態信號分析儀類型及廠家頗

多，主要的規格差異在應用領域不同，而有所差異。因動態信號分析儀可以應用在如下之領域：

1. 振動及噪音

許多使用者用「它是振動分析員的示波器」來形容動態信號分析儀。此儀器不僅是量測振動噪音的基本工作，其絕佳的性能更可幫助分析結構動態響應、振動、雜訊、噪音及轉動機械。同時對於加速、減速及下滑測試、儀器電腦化階數追蹤法展現了一種量測與分析轉動機械更好的方法。相對於使用類比硬體技術，儀器的數位技術能夠提供精確、可重複的解答。以八音度方式顯示量測結果，極少適合於雜訊和噪音分析。如果所量測的是相當靜態的資料，則由寬頻 FFT 所合成的八音度顯示圖就可以接受。但若進行快速變化的信號或順音 (compliance) 測試，那麼就需要即時八音度量測。若要找出雜訊源、找出產品雜訊特性，或者執行環境雜訊監控，聲音強度的量測都是必須的。

2. 伺服控制系統的資料量測及分析

不管是類比或數位式閉回路，或兩種方式的混合，均可能需要描繪像步進響應和穩定邊限等重要參數。為了完全解決控制的問題，會需要一個由控

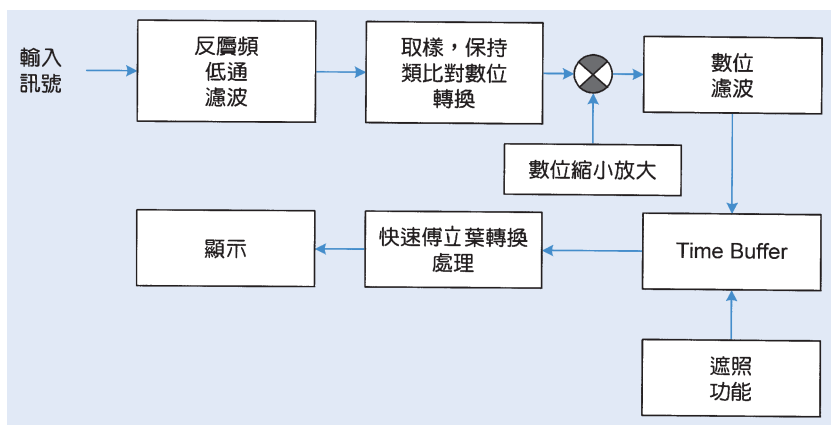


圖 1. DSA 系統方塊圖。

制元件、補償器、啟動器組成的數學模型，都可以利用動態信號分析儀來做完整的檢測。有時頻率響應或步進響應圖無法完全描繪出控制系統的性能。如果能知道極點和零點的位置，或是能建立一個補償器的模型並準確地預測出它對系統造成的效應則可縮短設計時間。利用分析儀上的曲線定位和頻率響應合成等功能，可以測試伺服系統的特性。

3. 複雜信號分析儀的速度及功能

動態信號分析儀能找出隱藏在信號中的資訊，即時監控並量測時域波形或頻譜。量測全展頻 (full span) 的頻譜，然後快速地展開某個感興趣的頻譜。大部分的分析儀均能同時顯示全展頻和某頻寬特寫的量測圖，並可量測失真、調變、相位雜訊、頻道佔用情形等等。其速度較傳統的掃描分析儀快上一百倍。

4. 元件特性的精密性和數學模式

藉由內建的信號源和二或多個輸入波道，動態信號分析儀除了頻譜和波形分析外，還可執行頻率響應量測。利用隨機雜訊源和平均功能可以測得待測物的頻率響應。許多動態信號分析儀的曲線定位功能可以萃取元件和系統的分析模型。將頻率響應

量測轉換為極點 (poles) 與零點 (zeros)，或是定義等效數學模型的多項式係數。利用頻率響應合成功能，可以輸入數學模型或修改曲線定位 (curve fitting) 結果，以預測大小與相位響應。

四、結論

品質與高度的可靠性是在設計、製造產品時的主要考量。儀器在研發過程中即需做廣泛的環境測試與軟體測試。透過低雜訊、低失真的類比輸入硬體，使動態信號分析儀量測更精確，高品質的輸入裝置之後，便是數位信號處理硬體，來完成如電腦階數追蹤，即時八度音及曲線定位等技術。

參考文獻

1. HP Application note AN243: The Fundamentals of Signal Analysis (5952-8898).
2. HP 3561 A-2: Acoustic Measurements with the HP 3561A (5952-4819).
3. HP 35670A: Dynamic Signal Analyzer (5091-5285).

作者：呂晏榮先生畢業於逢甲大學自動控制工程學系，現任惠普科技公司電子儀器事業部應用工程師。

曲線掃描儀

Curve Tracer

關鍵字：曲線掃描儀(曲線蹤跡儀)、掃描電壓、階梯波產生器

Keywords：curve tracer, sweep supply, step generator

一、基本原理

曲線掃描儀是針對三端之電子元件，如雙極性電晶體 (bipolar transistor)、場效電晶體 (field effect transistor, FET)、單接面電晶體 (unijunction transistor)、矽控整流器 (silicon controlled rectifier, SCR)、閘流體 (SCRs, TRIAC...等) 等電子元件，或兩端之電子元件，如二極體、稽納二極體、透納二極體等，做電壓與電流之特性量測，並將其特性曲線顯示出來。

其基本原理如圖 1 所示。將待測電晶體的基極 (base) 加一恆定電流，集極 (collector) 供給一掃描電壓 (sweep supply)，此電壓也接到陰極射線管 (cathode ray tube, CRT) 的水平輸入端，使其軌跡隨集極電壓變化而在 CRT 之 X 軸上做水平移動。集極電壓增加時，射極 (emitter) 電流也隨著變化，只要在射極電流經過處加一串聯電阻，在此電阻兩端就能取得它的電壓變化，將這電壓加至垂直偏向電路，就能得到待測電晶體相對應電流的大小，呈現在 CRT 的 Y 軸上而得到特性曲線。此電阻值的大小也將限制整個電功率的大小，若測大功率的元件時，此電阻值調到阻值小的檔，則可產生大的電流以應需求。

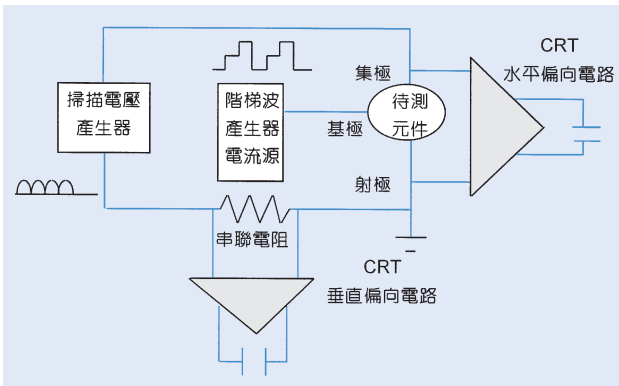


圖 1. 曲線掃描儀基本原理。

每一基極電流對應一掃描電壓，故若要得到數個不同基電流所產生之曲線，則在基極端加上階梯波產生器 (step generator)。視需要幾個基極電流，而輸入幾個階梯波的電流源就可得到一組不同基極電流對應的特性曲線，如圖 2 所示。若待測物為場效電晶體則以恆定電壓源取代電流源即可，如圖 3 所示。

二、結構示意圖

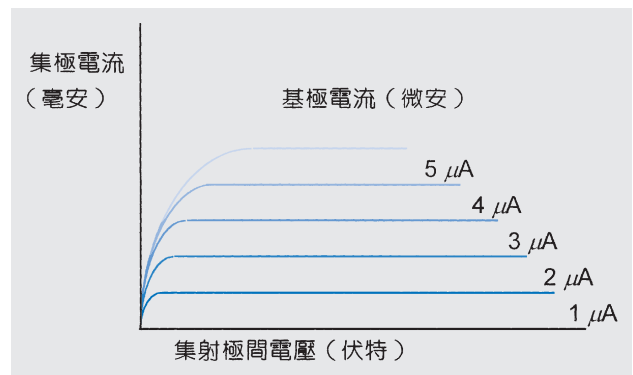


圖 2. 基極電流特性曲線。

三、儀器規格與特徵

集極電壓 (掃描電壓) 供給器，可針對電壓或功率大小不同，作不同範圍之選擇。且在作高電壓檔測試時，應有保護裝置。其輸出方式分為一般模式 (norm)、交流 (AC) 及直流 (DC)。如圖 3 所示。階梯波產生器有電流與電壓兩檔，輸出極性有正負不同選擇。目前曲線掃描儀形式頗多，就類比與數位式之差異比較如下：

項目	類比式	數位式
精確度	較差 (3%)	優
程式控制	無	方便
資料儲存或處理	無	方便
電功率	中	大、中、小
價格	較低	高
資料取得	拍立得照相	拍立得照相、繪圖機輸出

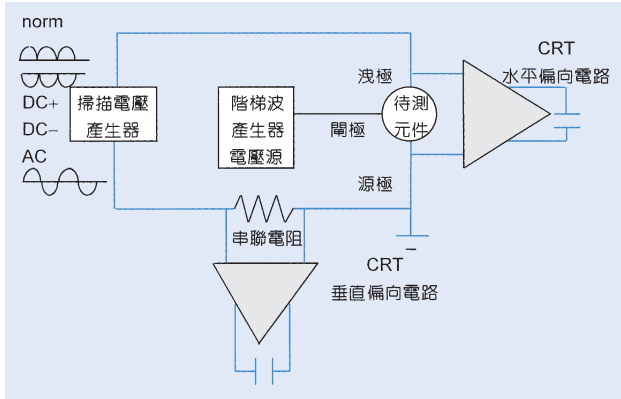


圖 3. 以恆定電壓源取代電流源。

四、應用與用途

- ① 雙極性電晶體：可量測電流增益、飽和電壓、漏電流及崩潰電壓。
- ② 場效電晶體：互導值、洩極電流、夾止電壓、

崩潰電壓。

- ③ 單接面電晶體。
- ④ 矽控整流器：導通電壓或電流、順向或逆向崩潰電壓、維持導通之最小電流。
- ⑤ 二極體：順向電壓及電流、逆向電壓及電流。

由以上測得之特性可找出切入電位、線性區、最大散熱功率、輸出大小、截止電流等可提供電路上之匹配、歸類或取代等功能。

參考文獻

1. 576 Curve-Tracer Instruction Manual, Tektronix Inc.
2. 電子儀表, 陳炳陽編著, 台北: 全華 (1994).

作者：彭兆光先生畢業於明新工專二專電子科，現任國立交通大學電子研究所技士。

積體電路雷射掃描檢測系統

IC Laser Scanning Inspection System

關鍵字：雷射掃描、點雷射、線雷射、直角投射感應、對角投射感應

Keywords： laser scanning, point laser, line laser, orthogonal view, diagonal view

一、基本原理

利用雷射數位照相的原理，將反射光轉換成數位訊號加以儲存。檢測過程所利用來驅動雷射光的訊號頻率約為 2.5 MHz，同時由數位訊號處理器 (digital signal processing, DSP) 發出控制訊號傳至數位控制震盪器 (digitally controlled oscillator, DCO) 而產生 30 MHz 至 70 MHz 的震盪頻率 (ramping frequency) 控制雷射掃描系統 (由此決定 X 方向的解析度)，使得雷射光通過時產生偏折而形成特定的線寬。以此寬度的雷射光線做為掃描光線，並固定一特定的線間距做掃描 (約 0.5 mils)。雷射光線通過待檢物的反射後被兩個位置偵測器 (position detector) 偵測到訊號後再由類比訊號處理器 (analog signal processing, ASP) 將此訊號轉換成數位訊號。並經由 DSP 轉換成 2-D 與 3-D 的數據。同時利用經過二次以上的反射光的相位偏移差異性，在兩個位置偵測器前加濾光鏡 (filter)，將不必要的雜訊濾除。至於對 Z 軸高度的判定則利用被不同高度的物體反射的光線強度不同 (光走的距離不同)，將此強度值存於暫存器 (buffer) 裡，依其相對的強度分布做為高度的判別。藉此來作 IC 腳位平坦度 (coplanarity)、腳間距 (pitch)、膠體翹曲 (warpage) 等量測。

目前以發展雷射掃描技術來檢測 IC 者，大體上可區分為以下兩種已趨成熟之模式。

1. 點雷射 (point laser)

- (1) 雷射光源：所採用的雷射光點數較少 (約 105 點左右)，振幅窄、局部取樣，掃描的面積較小，一次只能掃一排腳，速度較慢。
- (2) 掃描理論和方法：採用直角投射感應 (orthogonal view) 方式，運用兩組位置偵測器 (position detector)，配合精密的 90 度旋轉頭

發射出脈衝式的點雷射，並以所設計的極短間隔時間間歇的將光點散佈於被測物件起始點的表面，反映出真正 IC 的腳尖量測數據。

- (3) 雷射光束的寬度 (swath) 與深度 (depth) 此種雷射模式，因為點雷射所產生的雷射光束寬度較小，但卻可產生較為足夠的深度 (或高度)，其寬度約為 28 mils，而深度則可達 100 mils。
- (4) 機構設計：使用磁浮軌道方式，摩擦力極小，較可維持精確性 (accuracy) 與可重覆性 (repeatability)。
- (5) 校正動作：掃描三度空間 X、Y、Z 的校正塊，資料收集後，再經影像處理而得所掃描的結果。

2. 線雷射 (line laser)

- (1) 雷射光源：所採用的雷射光點數較多，為全區域高密度的雷射，振幅寬，所掃描的面積大，一次可掃多排腳，速度較快。
- (2) 掃描理論和方法：採用對角投射感應 (diagonal view) 方式，發射與接收部分以 45 度角固定的方式掃描，發射出連續的線雷射，整束的光線和光點以所設定的寬度散佈於被測物件起始點的表面，並將其反射光轉換成數位訊號影像 (digital signal image) 加以儲存後分析，可得 IC 所應有的量測數據。
- (3) 雷射光束的寬度與深度：因為此種雷射模式是線雷射，並為了加快掃描的速度，因此加大了雷射光束的寬度以接收較寬的雷射光訊號，但卻因此而減低了光束深度，其光束的寬度可達 250 mils，但深度 (或高度) 卻僅為 64 mils。
- (4) 機構設計：使用導桿式 (ball screw) 的驅動方

式，相對的會增加機構間的摩擦，若以量具的精密性與長期使用後的考量而言，並不是十分恰當的配合方式。

- (5) 校正動作：雖其雷射光束的深度 (或高度) 受到限制，但因利用影像數位化的處理技術來分析所得資訊的任何外觀細節，亦能有效的校正掃描結果。

二、結構示意圖

一個簡單的雷射掃描裝置示意圖如圖 1 所示，包含一雷射本體及一組 (或二組) 偵測器，藉由雷射光的反射而至偵測器接受其量測所得的資訊。其掃描的方式為由左而右，由上而下來回掃描 IC 的腳位量測部分，如圖 2 所示。圖 3 則為雷射掃描系統機構部分示意圖，包含輸入端與輸出端，中間部分則為雷射掃描檢測區，而補料區所置之 IC 為已檢測過確認為正常 (pass) 者，不良品區則可依客戶之需求而設計成一個或二個。印碼檢視區則當 IC 腳位 (lead) 檢測完成後再對印碼做檢查。

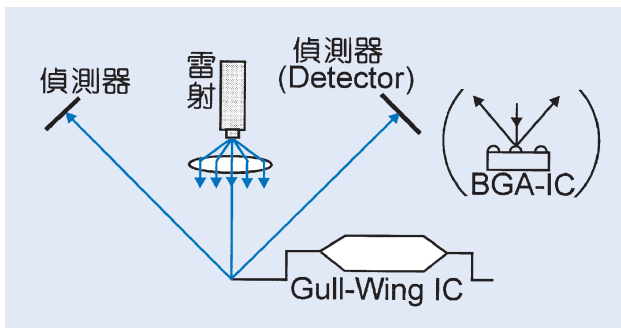


圖1. 雷射掃描裝置圖

三、儀器規格與特徵

目前商業化點雷射與線雷射的 IC 雷射掃描系統皆是針對 IC 終段測試所發展，其檢測的 IC 產品種類約略可區分為植球包裝體 (ball grid array, BGA) 及排腳型包裝體 (gull-wing)，其檢測項目與精度如下所示。

1. 線雷射

型 式	檢 測 項 目	可重覆性 (3σ)
四排腳扁平包裝體 (QFP, Quad Flat Package)	平坦度 (coplanarity)	0.20 mils
	腳間距 (pitch)	0.20 mils
	腳尖寬度 (tip width/space)	0.30 mils
	彎曲度 (sweep)	0.20 mils
	腳幅 (span)	0.40 mils
植球包裝體 (BGA, Ball Grid Array)	平坦度	0.35 mils
	球直徑	0.30 mils
	本體高度 (stand off)	0.50 mils
	球距 (footprint)	0.25 mils
	膠體翹曲度 (warpage)	0.40 mils

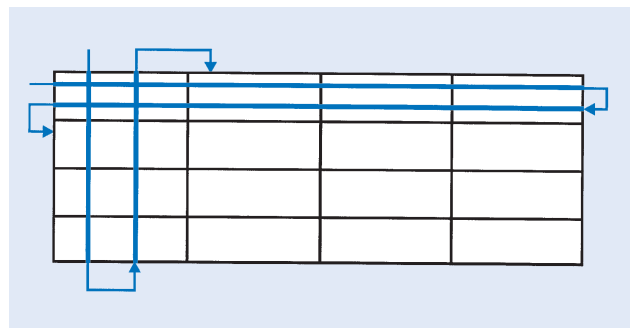


圖2. 雷射掃描方式圖

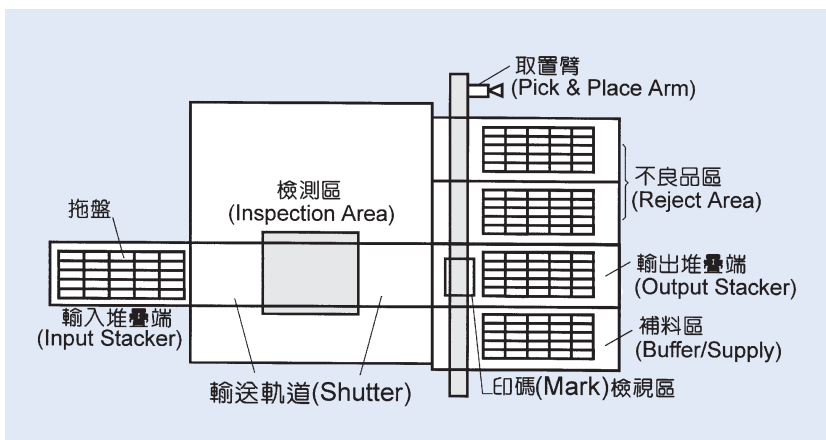


圖3. 機器結構裝置圖。

2. 點雷射

型 式	檢 測 項 目	可重覆性
四排腳扁平包裝體	coplanarity	0.20—0.30 mils
	pitch	0.30 mils
	width	0.40 mils
	(spread)	0.25 mils
	span	0.50 mils
	stand off	0.50 mils
植球包裝體	coplanarity	0.60 mils
	pitch	0.80 mils
	ball, diameter	0.25 mils
	warpage	0.30 mils

四、應用與用途

IC 雷射掃描系統和傳統的使用照相機取像之影像檢測系統 (vision inspection systems) 相比，其最主要的特色在於其能直接於拖盤上 (in-tray) 針對 IC 的表面做高速率的檢測，有別於一般傳統之取置型 (pick & place) 模式的檢測，大大地提升了檢測精準度與檢測速度 (對愈小型式的 IC 而言，其掃描的檢測速度更是一般影像檢測系統之 2 至 3 倍以上)，唯其為雷射光式的檢測方式，僅可針對排腳型或植球型 IC 表面作檢測，對於 J 型彎腳型之

IC，並無法檢測到其接腳內彎部分的變化量，不似影像檢測系統只需多增設照相機來取像作資料處理的判別即可解決此問題。

一般而言，IC 雷射掃描系統僅發展出檢測排腳型及植球型的檢測方式，並未發展出可檢測 J 型彎腳包裝體的掃描系統。現今於點雷射與線雷射兩種掃描系統，因點雷射的掃描方式較早提出並發展成功，目前市面上的應用亦較多，但線雷射挾其運用高檢測速度及範圍的模式，目前也已漸漸的被市場上接受並廣泛運用。此兩種系統基本上而言各有其優劣點，端看各個 IC 廠本身的檢測規範重點而加以取捨與運用。

參考文獻

1. 蘇品書, *Lasers Theory & Practical Technology*, 復漢出版社.
2. *RVSI Inspection Criteria*, RVSI, Inc.
3. *VIEW Inspection Criteria*, VIEW Engineering Division, General Scanning Inc.

作者：蔡哲男先生為美國聖路易市華盛頓大學機械碩士／系統科學碩士，現任聯測科技股份有限公司測試設備生產處技術發展部工程師。
陳貞夙小姐為國立交通大學光電工程研究所碩士，現任聯測科技股份有限公司測試設備生產處技術發展部工程師。

積體電路接腳視像檢測系統

IC Lead Vision Inspection System

關鍵字：接腳檢測

Keywords：lead inspection

一、基本原理

積體電路由於內部電晶體數目增加，外包裝的接腳數就愈來愈多。相對地相鄰兩個接腳間所能容許的誤差就愈來愈小。最近，由於包裝技術的改良，接腳型式已由 J-lead 和 Gull-Wing 轉到 BGA (ball grid array) 包裝。因此接腳的檢測愈顯重要。

傳統視像檢測系統包含影像感測及電腦解讀。影像感測的儀器通常就是電荷耦合元件 (charge-coupled device, CCD) 數位攝影機，主要是因為它可以將影像數位化，使影像資料處理更加容易。CCD 數位攝影機是由光感測器陣列所組成，利用 CCD 的光感測器陣列取像。每個光感測器，也就是所謂的像素 (pixel)，所取到的亮度皆不同。我們利用灰階定義，將各個亮度區分成 0—255 灰階，最暗為 0，最亮為 255，並定義一個臨界灰階。當像素大於此臨界灰階值時定義為空白區，小於此臨界灰階值時定義為實體區。如此即定義出物體的形狀。積體電路接腳視像檢測依此原理定義出 IC 的形狀，再依此圖形找出參考點算出各腳的座標。接腳視像檢測的項目包括檢視接腳的共面性 (coplanarity)、腳距 (pitch)、歪斜 (skew)、腳寬 (width) 和本體高度 (standoff)。不同數目的數位攝影機及不同的系統所量測出來的參數也不同。

CCD 攝影機所遇到問題除了解析度外，最重要的就是校正。校正包括鏡頭距離、焦距 (focus) 與傾斜 (tilt)。面對積體電路接腳愈來愈多、愈來愈密的趨勢，容許的誤差就愈來愈小，因此 CCD 數位攝影機的解析度與校正也就愈形重要。接腳視像檢測技術包含數種不同的檢測方法，但可概分成真實影像檢測法和陰影影像檢測法兩大類。

1. 真實影像檢測法 (real image inspection)

真實影像檢測法是利用一個或數個數位攝影機

來取得影像，再利用這些影像來分析各個接腳位置及相關資料。其中又分為兩類，一種是單一數位攝影機成像的粗略影像 (二維) 分析，另一種是數個數位攝影機成像的三維影像分析。

粗略影像 (二維) 分析是利用一個數位攝影機在 IC 上方取像，從影像中檢測，若排腳的排列並非共線，就可以找出非共平面或歪斜的接腳 (見圖 1)。

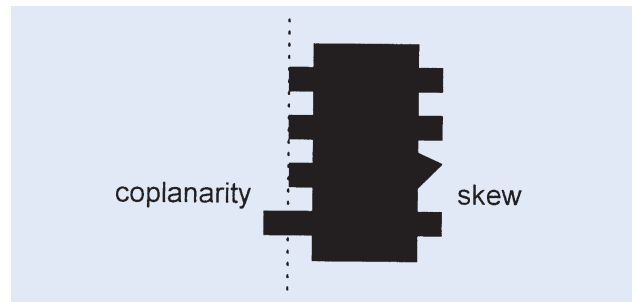


圖 1. 真實影像檢測法之二維影像分析。

此法的優點是成本低，速度快。可是有些參數就無法量測，如本體高度等。再加上幾何上的限制，使得此法對共平面的誤差較大。因此較難滿足現代積體電路的要求。

至於三維影像分析的原理，就是除了物件上方的攝影機外，在兩側再各加上一個攝影機。因此，由上方的攝影機可以獲得接腳 XY 的座標資料，從側面的資料可以獲得接腳 Z 座標的資料，於是各個接腳的立體座標 (X, Y, Z) 就可輕易獲得。從這些座標資料，便可分析共平面、偏斜等資料 (見圖 2)。

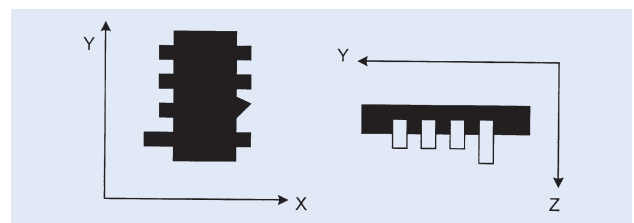


圖 2. 真實影像檢測法之三維影像分析。

2. 陰影影像檢測法 (shadow image inspection)

陰影影像檢測法接腳量測的基本原理是將待測元件的本體放置在檢測平臺上，使其接腳懸空，再以不同角度的光源分別照射在元件接腳上，使之在玻璃片上產生不同的影子，同時以架設在玻璃片下的攝影機取影子的影像。由這些二維投影影像，透過三角關係式的運算，即可建構待測元件接腳的三維尺寸資料(見圖 3)。

以下為接腳的量測步驟：

- (1) 利用物體與影像的三角關係量測各接腳尖端的座標。

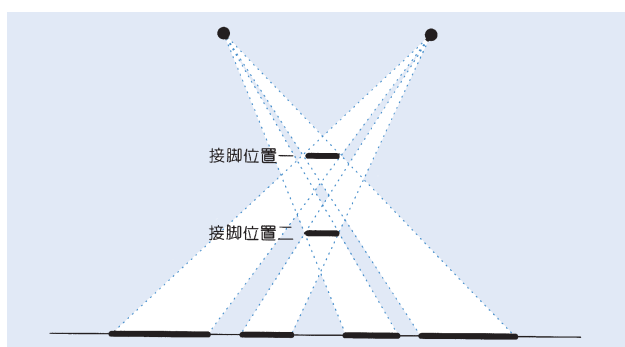


圖 3. 陰影影像檢測法。

表 1. 影像檢測法之比較。

檢測方法	取像方式	檢測項目及精準度	適用產品	
陰影影像檢測法	用不同位置光源照射 IC 的接腳，使其影子投射在一檢測平臺上，接著以 CCD 攝影機取得影子的影像，最後利用三角關係式計算接腳的尖端座標。	Coplanarity	0.2—0.5 mil	QFP、TSOP、SOJ、SOIC、PLCC、BGA
		Offset	0.2—0.4 mil	
		Skew	0.2—0.4 mil	
		Standoff	0.2—0.4 mil	
		Lead length	0.4 mil	
		Lead width	0.4 mil	
		Lead pitch	0.4—0.6 mil	
		Terminal dimension	0.6 mil	
真實影像檢測法	攝影機架設在待測元件的上方及側面，取得 IC 側面及底部的影像。	Lead bent	0.1—0.3 mil	SOJ、SOIC、TSOP、QFP、PLCC
		Body stand off	0.1—0.3 mil	
		Lead length	0.1—0.3 mil	
		Lead width	0.1—0.3 mil	
		Coplanarity	0.1—0.3 mil	
		Slant	0.1—0.3 mil	
		J-twist	0.1—0.3 mil	

- (2) 由各接腳的座計算元件平放時的參考平面。
- (3) 以此參考平面為基準，重新定義一區域座標系，使得參考平面水平位置。待測原件的中心與座標系的原點重合，各排接腳與座標系的座標軸平行。
- (4) 再進行座標轉換將各接腳尖之座標轉換成區域座標值，然後以此數值與標準模型的尺寸進行比較。

二、結構示意圖

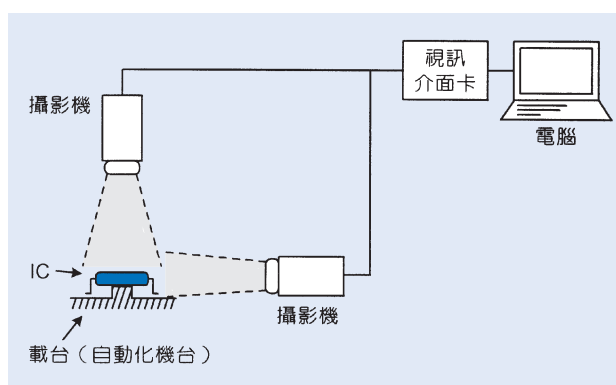


圖 4. 影像檢測結構示意圖。

如圖 4 所示，影像檢測最主要由三部分組成：自動化傳輸 IC 的機器、攝影機與電腦。當 IC 在自動化機台固定後，攝影機取下影像，經由視訊介面卡將資料傳入電腦分析，然後算出結果。

三、儀器規格與特徵

真實影像檢測法與陰影影像檢測法兩種方法是目前影像檢測的兩大主流。真實影像檢測法雖然具有較少的資料計算及較佳的準確度，但攝影機的校正問題造成其不可避免的瓶頸。為了取得精準的資料，對雙排腳元件需要三台攝影機，四排腳元件需五台攝影機。如此不只成本大幅提昇，每個攝影機對元件排腳的距離都必須精確，這對傳輸元件的機器 (handler) 是一大考驗。陰影影像檢測法由於只有一個攝影機，因此在校正與成本佔了較大的優

勢。但由於它是以光投影出來的影像做處理，其採光變得相形重要，而且會有一些死角無法偵測到。表 1 列出兩種檢測法的比較結果。

四、應用與用途

目前影像檢測法已廣範的應用在積體電路的包裝檢測。由於自動化裝配積體電路技術與接腳愈來愈密的關係，使得積體電路接腳檢測的規格愈來愈緊。

參考文獻

1. M. P. Groover and N. G. Odery, *Industrial Robotic Technology – Programming and Application*.

作者：蘇桓平先生為國立交通大學電子博士，現任聯測科技公司工程師。

炙燒 Burn-In

關鍵字：炙燒、加速老化因子、炙燒中測試、裸晶炙燒

Keywords： burn-in, acceleration factor, testing during burn-in (TDBI), bare die burn-in (BDBI)

一、前言

隨著科技的發展，高科技產品的結構日趨複雜，而對構成之元件可靠度要求亦趨嚴格。由於製程改進以及元件佈局改善，一般之半導體元件均具有相當長的使用壽命。然而，在如此長的使用壽命中，對其可靠度評估將是一大考驗。因此，不管是製造者或是使用者都想建立一套方法來評估其可靠性。炙燒 (burn-in) 是一種可在最短時間內偵測出元件之可靠度的加速老化測試方法，本文之目的即在介紹此方法及其理論根據，並對未來的發展趨勢做一簡單敘述。

二、基本原理

系統之不定期故障機率可以用波生分配 (Poisson distribution) 預測之：

$$P(r) = \frac{(\lambda t)^r e^{-\lambda t}}{r!}$$

其中 r = 時間 t 內之故障次數
 λ = 故障率
 t = 時間

波生分配可解釋為在一連續時間內發生 r 次故障之機率。

而由於製程及元件佈局的改善，一般半導體元件的使用至少有 10 年的壽命以及 100 FIT 以下的可靠度 (1 FIT = 1 failure/10⁹ device hours)。

因此要檢測出半導體元件一個故障的發生通常需要上萬個至數十萬個小時。如此長的測試時間相當不符合經濟效應，同時也不被允許。因此必須尋求簡化測試的方法，也就是加速老化的程序—炙燒。然而此簡化的手段必須有理論根據，並且要有合理的數據資料。

依據 Weibull 分佈模式 (Weibull distribution

mode)，半導體元件的故障率可分為三個時期：早夭期、穩定期及衰老期。在新產品階段，元件的品質不穩定，其發生故障的頻率很高，所以稱為早夭期。當一定時間的操作後，元件進入穩定期，在此階段品質相當穩定，故障率相當低。而在衰老期，由於元件已使用相當長的時間，因此發生故障的機率大幅提升。這種模式可以浴缸曲線 (bath-tub curve) 來說明請參見圖 1。

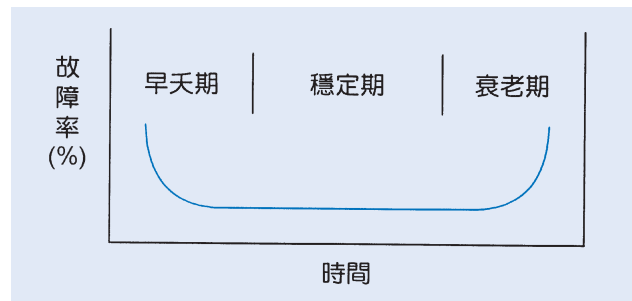


圖 1. 浴缸曲線。

而炙燒的功用在於加速老化，提供比正常工作環境 (如：溫度、濕度、電壓等) 更嚴苛的條件，使一些潛在性或間歇性的故障加速顯現出來，而加以剔除。以保證出廠的產品均具有穩定的品質，亦即使產品維持在穩定期階段。

一般炙燒所要加速老化的故障機制 (failure mechanisms) 有內造故障 (intrinsic failures) 及外造故障 (extrinsic failures)。通常內造故障發生在 IC 構造本身，主要是由於製程穩定性及 IC 佈局設計不良所導致。一般常見的有：

- ① CMOS 之鎖死 (latch-up) 現象。
- ② DRAM 上的電容或放大器 (sense amplify) 的軟性失誤 (soft error)。
- ③ 熱載子 (hot carrier) 效應。
- ④ 與時間相關之介電擊穿 (time-dependent dielectric breakdown, TDDB)。

- ⑤ 靜電干擾。
- ⑥ 電子遷移 (electromigration)。

外造故障是由封裝所導致的，常見的有：

- ① 吸水導致爆米花效應 (pop-corn)。
- ② 因水氣、雜質所導致之鋁腐蝕。
- ③ 金-鋁介面之合金形成。
- ④ 膠膜物質 (molding compound) 和導線架 (lead-frame) 及晶粒之熱膨脹係數不匹配導致連接線 (wire bond) 斷裂。

為了將以上之故障彰顯出來，必須使半導體元件處在比正常工作環境更惡劣的環境下，主要的加速老化因子 (acceleration factor) 有溫度、濕度及電壓。

1. 溫度

溫度對半導體元件壽命之加速老化速率遵循阿忍尼斯方程式 (Arrhenius equation) 為

$$R = R_0 e^{-E_a/kT}$$

其中 R ：常數

E_a ：活化能，單位為電子伏特 (eV)

k ：波茲曼常數， 8.6×10^{-5} eV/K

T ：絕對溫度 (K)

若在同一元件產生之故障在時間 t_1 及 t_2 和溫度 T_1 及 T_2 下均相同，則有相同之活化能 E_a 。而其反應速率和時間的乘積為一定值， $R_1 t_1 = R_2 t_2 = R t_f =$ 常數 ($t_f =$ 從正常到故障之時間)。因此：

$$\ln t_f = C + \frac{E_a}{kT}$$

$$\ln \frac{t_2}{t_1} = \frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right)$$

而溫度加速因子 (temperature acceleration factor, AF_T) 則為

$$AF_T = \frac{t_2}{t_1} = \exp \left[\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right) \right]$$

2. 溼度

目前大家較能接受之估計法為國際半導體公司 (National Semiconductor Co.) 所採用 Peck 與 Zidert

之模式。在此模式中，將溫度與溼度視為獨立之變數。依此模式可得知產品壽命與濕度之關係大約為：

$$t_m = C (\% RH)^{-4.5}$$

其中 t_m ：為從正常到故障時間

C ：為常數

$\% RH$ ：為相對溼度百分比

因此在時間 t_{m1} 及 t_{m2} 時其相對濕度分別為 $\% RH_1$ 及 $\% RH_2$ ，而其溼度加速因數 (humidity acceleration factor, AF_H) 則為

$$AF_H = t_{m1}/t_{m2} = (\% RH_1/\% RH_2)$$

3. 電壓

電壓加速老化是指在半導體元件上加上一比正常工作電壓更高之電壓，但是絕對不超過其最大電壓值 (以免將氧化層擊穿)。其加速因數為：

$$AF_V = \exp[C/t_{ox}(V_1 - V_2)]$$

其中 AF_V ：電壓加速因數 (voltage acceleration factor)

C ：常數，電壓活化能 (Å/V)

t_{ox} ：氧化層厚度 (Å)

V_1 ：施加電壓

V_2 ：正常工作電壓

尋找一種合理而適當之炙燒條件，必須對半導體元件之故障機制及加速老化因子做一系列之實驗，經由實驗數值可決定適當之炙燒條件。

三、炙燒系統介紹

一部炙燒系統可分為下列幾個部分：① 烤箱部分、② 信號產生部分、③ 監視部分、④ 直流電源，分別敘述如下。

1. 烤箱部分

烤箱提供一個較高之溫度環境，以達到溫度加速老化之目的。其內部通常分成若干區，每一區內有獨立之信號源。在此一部分需要其有良好之溫度均勻性，而依各公司產品有不同之炙燒板容量。

2. 信號產生部分

此部分包含信號產生板 (pattern generator)、驅動板 (driving board) 及炙燒板 (burn-in board)。

信號產生板負責產生每個 IC 接腳 (pin) 所需之信號時序 (data sheet)，最理想之信號產生板是「產生穩定之信號源，並且能夠適用於不同種類之記憶體及不同之封裝結構」。

而驅動板之功能則是將信號產生板所產生的信號加以放大。一個驅動板必須推動若干個炙燒板上之 IC，而所推動的 IC 數越多，雜訊越大。所以驅動板最好不要使用在驅動電流之最大值邊緣。

炙燒板為提供 IC 進行炙燒的載具及信號傳送。其上有上百個插座 (socket)，每個插座可裝入一個 IC，插座內有金屬接觸子 (contactor) 和 IC 的每個接腳接觸，並將信號時序經由 IC 接腳送入記憶體內，而驅動記憶體工作。

由於長時間處在高溫之環境下，所以炙燒板及插座之材料選擇非常重要，必須在高溫條件下有穩定之品質，同時具有良好的信號傳輸能力。

3. 監視部分

主要功能在監視每一信號通路 (channel) 有無短路或開路發生，並將故障發生位置及時間記錄下來。同時並監控烤箱之溫度及炙燒時間。

4. 直流電源

依實際需要而有不同之電源供應，一般至少包含三部分： V_{DD} 、 V_{BB} (負電源) 及 V_{SI} (信號電源)。此部分必須其有穩定之電源供應能力。

四、炙燒種類

炙燒老化大致可分為五種類型：靜態炙燒、不監控之動態炙燒、監控之動態炙燒、環境應力炙燒及測試中炙燒。其內容見表 1。

其中靜態炙燒只是將溫度升高至某一特定高溫炙燒一定之時間，只有部分接腳加偏壓，而不輸入任何式樣信號。

不監控之動態炙燒同樣是將溫度升至某一特定高溫炙燒一定之時間，同時所有接腳皆加上偏壓，使整個 IC 處在工作模式。在此種炙燒方式下只

表 1. 炙燒種類。

種類	溫度條件	偏壓	式樣訊號
靜態炙燒	特定高溫	部分	無
不監控之動態炙燒	特定高溫	全部	寫但不讀
監控之動態炙燒	特定高溫	全部	同時讀寫
環境應力炙燒	高低溫循環	全部	多樣化
測試中炙燒	特定高溫	全部	程式測試

作讀入之動作，而不管其所讀出之資料是否正確。

監控之動態炙燒的工作狀態和不監控之動態炙燒一樣，但它同時會監控讀出之資料是否正確。

環境應力炙燒一般應用在須工作於溫差變化較大的元件上，尤其是在軍用品或太空上使用之元件。其最大特色為所採用之溫度條件為一高低溫循環 (cycle)。

五、未來發展趨勢

隨著記憶體容量的增加及封裝結構之改變，炙燒老化將往炙燒中測試 (testing during burn-in, TDBI) 及裸晶炙燒 (bare die burn-in, BDBI) 發展，以下將就其內容及待努力之課題做簡單之介紹。

1. 炙燒中測試 (TDBI)

隨著記憶體容量的增加，對記憶體做測試的時間將以等比級數增加，而在新舊世代以價格快速變化的環境逼迫下，使記憶體製造廠商及相關配合廠商 (如：封裝廠、測試廠)，必須更認真思考如何減少產品生產流程及成本控制。因此 TDBI 的技術隨之興起，因為在炙燒過程中可同時進行測試工作而加速測試速度，同時 TDBI 系統之價格約為測試機台的四分之一或更低，因此測試費用可大幅降低，使半導體元件達到降低成本及快速出貨的目的。

典型之 TDBI 動作流程可以用圖 2 表示 (其中之溫度為舉例說明)。首先在室溫下做前置測試 (pre-test)，之後將烤箱溫度升高至 85 °C 做程式測試 (functional testing)，測試完成後將溫度升高至較高的炙燒溫度 (125 °C)，當達到炙燒所需時間後，將溫度降低至測試溫度 (85 °C) 作程式測試。

TDBI 系統無法完全取代測試機台，而是扮演輔佐之角色，只能取代部分原本在測試機台上執行

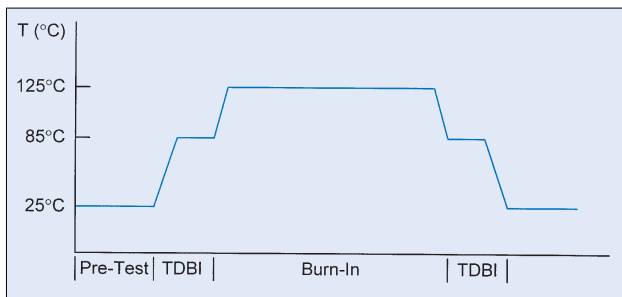


圖 2. 典型之 TDBI 模式。

之測試程式。因為其精密度無法比擬測試機台，因此對時間精準度要求較高之測試程式將無法執行。

以 TDBI 系統取代測試機台部分功能，測試工作的困難點在於：有多少測試程式以及那些測試程式可以由測試機台轉移至 TDBI 系統。要解決這個問題必須作一系列實驗，求出在 TDBI 系統中所測出之結果和在測試機台所測出之結果的關聯性 (correlation)。經由如此之結果比對可找出適合在 TDBI 系統進行之測試程式。依據經驗 (16 M DRAM)，大約有百分之五十的測試程式及百分之八十的測試時間可由測試機台轉移至 TDBI 系統。

2. 裸晶炙燒 (BDBI)

隨著未來封裝結構往 BGA、覆晶 (flip chip) 及多晶膜組 (MCM) 發展，封裝成本日益提高，因此如何挑選出好的晶粒 (know good die, KGD) 將是降低封裝成本的主要課題。也就是說在封裝之前就必須作晶粒的可靠度測試，將可靠度低的晶粒挑出，

以免這些晶粒一起封裝，浪費昂貴的封裝材料，增加成本。

而這方面必須克服的最大課題在於設計一種和 socket 一樣的測試載具。目前有兩發展路線，一種是模仿晶片測試 (wafer sort) 所用的探針卡 (probe card)，將整片晶片直接放入烤箱中炙燒。此法的好處是速度快，然而探針卡的製作相當困難，而且維修相當不易。而另一種方式則是將晶片切割後，再以一載具將晶粒放入烤箱中炙燒。此法的優點是載具設計較容易，而且維修簡單，使用年限較久，但是上板/卸板時間較久。

六、結論

炙燒老化是半導體元件之可靠度測試不可或缺的一環，經由對故障機制及加速因子的研究，我們可以看出適合的炙燒條件。隨著市場需求，炙燒中測試及裸晶測試的技術正方興未艾，如何尋找一可靠度高且符合經濟效益的炙燒老化程序乃是未來努力的重要課題。

參考資料

1. 鄭鑑揮, 半導體元件加速壽命測試技術, 工研院電子所。
2. D. Kececioglu, *Reliability Engineering*, 8 (1984).
3. F. Jensen, *Electronic Component Reliability Fundamentals, Modeling, Evaluation and Assurance*, John Wiley & Sons (1995).

作者：謝勝傑先生為國立台灣大學化學博士，現任聯測科技公司工程師。

雷射打印系統

Laser Marking System

關鍵字：雷射打印

Keywords：laser marking

一、基本原理

雷射打印系統大致可分成二個子系統結構，一是雷射系統 (laser system)，另一則為自動化機台 (handler)。以下則針對這二個子系統作一基本簡介。

1. 雷射系統

雷射的基本構成三要素為增益介質、光共振腔及激發能源。一般工業上常用的雷射有兩類：一類為氣體雷射，主要以二氧化碳雷射為主，另一類為固態雷射，如 Nd:YAG 雷射。後者則較常應用在雷射打印系統上。而這兩類雷射的主要差異則在於增益介質上，Nd:YAG 雷射的增益介質是摻於 YAG 晶體中的三價釹離子，釹離子從外加的激發光源處 (如 Kr 燈管) 吸收能量後受激至激態再掉到暫穩態，而在 ${}^4F_{3/2}$ 和 ${}^4I_{11/3}$ 兩能階之間形成粒子的反向分布 (population inversion)，在 ${}^4F_{3/2}$ 能階的粒子受激輻射出光子而掉到 ${}^4I_{11/3}$ 能階，其中最強的雷射譜線在 1.06 微米的近紅外光區，而在 ${}^4I_{11/3}$ 能階的粒子則經由非輻射過程很快地掉到基態。

基於應用上的需要，必須要求雷射的輸出功率有很高的峰值，因此透過降低光學共振腔的 Q 值，使得在高能階的粒子即瞬間躍遷至低能階，短時間釋放出來大量的能量而形成雷射的輸出功率有很高的峰值，此即為 Q-switch 雷射的工作原理；使光學共振腔的 Q 值發生變化的機制即稱之為 Q-switch。

2. 自動化機台

自動化機台主要目的在於控制電路訊號和機械結構，使得 IC 在整個工作流程中能夠順暢，並且在結束生產後能夠獲得統計資料，以便分析製程與工程上的改善因素。綜合以上結果，自動化機台所必須具備的軟硬體結構不單單祇是自動控制而已，它還需應用到資訊、訊號處理等方面的系統。以下

為目前雷射打印自動化機台的系統結構簡介。

(1) 軟體控制系統

目前自動化機台常用的控制軟體可分為 PLC (programmable logic controller) 和 PC-based 兩種。PLC 是工業界經常使用的套裝控制軟體，發展已趨於成熟階段、機台設計者可以透過 PLC 直接和硬體結構作構聯溝通。PLC 的使用，改善了許多傳統繼電器的缺點，它具有下列特性與優點：① 模組化設計、擴充容易；② 系統穩定、不易受干擾；③ 自我診斷功能強；④ 程式設計簡單易懂。

PC-based 的控制軟體以 C 語言為程式設計主體、配合數位 I/O 界面卡作為和硬體結構的溝通橋樑，PC-based 的控制方式有下列的特性：① 可設計較複雜、龐大的邏輯控制程式；② 錯誤偵測簡單、維修容易；③ 相容性強，可配合不同種類的軟硬體；④ 具有分散平行處理能力；⑤ 成本低。

綜整以上軟體系統，目前自動化機台軟體發展趨勢大都以 PC-based 的系統作為軟體控制系統。

(2) 硬體控制系統

自動化機台的硬體結構大致有：機械結構、馬達、感應器 (sensor)、方向性判別系統 (orientation inspection system)、氣閥 (valve)。機械結構為整個自動化機台的骨幹，設計者可依其應用的功能而決定其構造。馬達、感應器、氣閥三者構連成機台的通訊和運作方式，經由界面卡與 PC 控制軟體作交握式 (handshaking) 互動通訊達成使用者所欲完成的控制動作。方向性判別系統則是利用攝影機 (CCD) 配合影像處理軟體對 IC 在機台上的方向作一判別，以便雷射打印在正確的位置上，目前已有部分機種使用光感應器作為方向性判別，雖然有成本低、操作簡單、維修容易等優點，但其準確度及

適用性仍不及 CCD 來得高，所以 CCD 系統仍是目前自動化機台常用的系統。

二、結構示意圖

1. 雷射系統

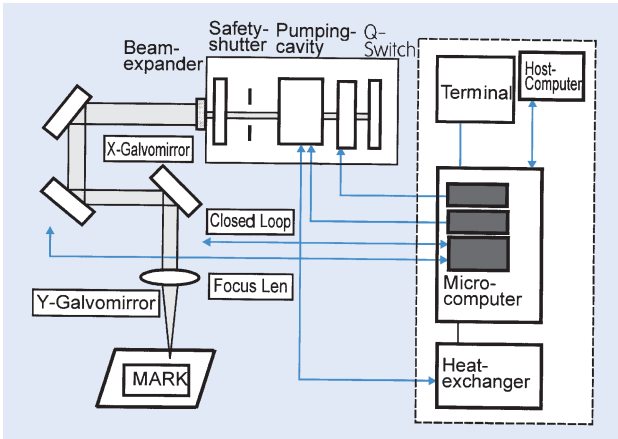


圖 1. 雷射系統結構示意圖。

2. 自動化機台

目前雷射打印系統的自動化機台大致上有三種：

- (1) 管對管自動化機台 (tube to tube handler)，參見圖 2。
- (2) 拖盤對拖盤自動化機台 (tray to tray handler)，參見圖 3。
- (3) 圓形轉盤自動化機台，參見圖 4。

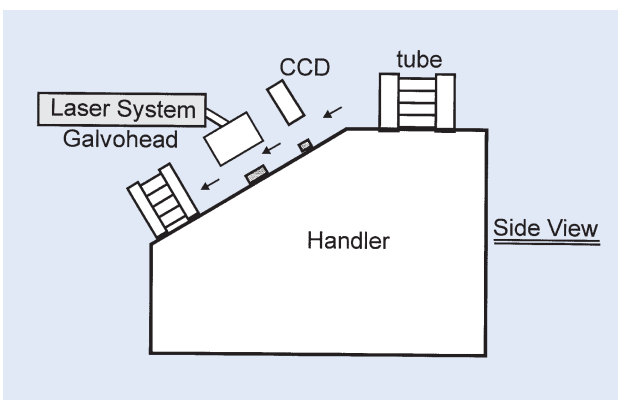


圖 2. 管對管自動化機台側視圖。

三、儀器規格與特徵

目前雷射打印系統的雷射子系統大都為 EO-

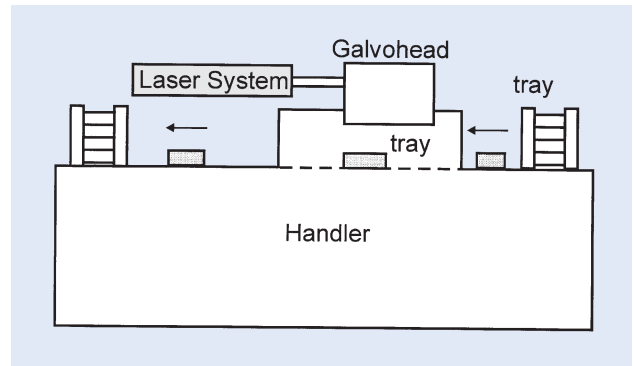


圖 3. 拖盤對拖盤自動化機台側視圖。

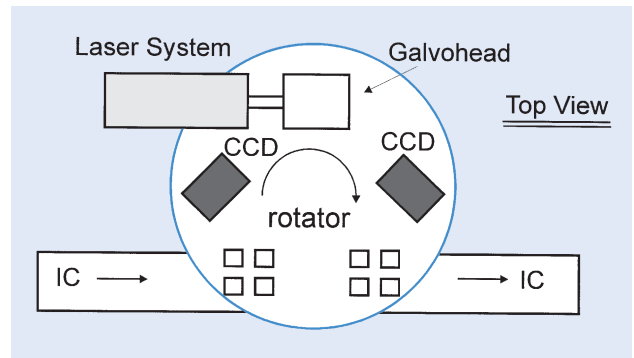


圖 4. 圓形轉盤自動化機台俯視圖。

表 1. 雷射打印系統規格比較表。

	Toshiba	EO-Tech	Rofin-Sinar
Laser Cavity Efficiency	2%	>1.0%	4%
Power Output	45 W	TEM ₀₀ 8W(50W) -18W(65W)	Up to 300W
Wavelength	1.064 μm	1.064 μm	1.064 μm
Material of Cavity	Metal & Plastic	Gold Reflector	Ceramic Reflector
Lamp Type	One lamp	One lamp	Two lamps
Q-Switch Frequency	Up to 50 kHz	Up to 50 kHz	Up to 62 kHz
PC Control Software	Windows	Windows	OS2
Max Marking Area	φ250 mm (standard)	170 × 300 mm (standard)	160 × 160 mm (standard)
Marking Speed	180 chr/sec	140 chr/sec	150 chr/sec

Tech 與 Rofin-Sinar、Toshiba 三家雷射公司之產品。表 1 為其規格之比較。

四、應用與用途

雷射打印系統在半導體業中主要用在於後段 IC 打印的用途上，與傳統用墨打印相比，它最主要的特色有：速度快、不易磨損及脫落、圖形文字較為美化等。雷射打印系統亦可廣泛地應用於各種工業用途上，如美術雕刻、廣告等方面，因此雷射

打印系統的附加價值是可預期的。

參考文獻

1. 蘇品書編著, 雷射原理與實用技術, 復漢出版社.

作者：陳舜生先生為國立成功大學工程科學所碩士，
現任聯測科技公司工程師。
陳貞夙小姐為國立交通大學光電所碩士，現任
聯測科技公司工程師。

有線電視分析儀

CATV Analyzer

關鍵字：有線電視、頭端、用戶端、交流聲

Keywords： CATV, head end, subscriber, hum

一、基本原理

有線電視系統分為頭端 (head end) 及用戶端 (subscriber)。其中頭端設備用來接收及製作電視節目，然後將數十個頻道節目合成後透過同軸電纜及光纖 (fiber) 傳到訂戶終端設備 (電視機)，請參考圖 1 有線電視網路架構。為了保障用戶端收訊品質，交通部電信局制定了有線電視系統工程技術管理規則。此管理規則可分成三大部分：用戶端信號品質、頭端設備及分佈網路。若以頻率高低又可分成射頻 (RF) 及基頻 (baseband)。有線電視分析儀針對射頻及基頻做信號品質的量測。有線電視分析儀必須具有量測信號的頻率及功率大小的能力，因此頻譜分析儀經過部分修改便能夠同時量到射頻及基頻訊號。以下針對測試參數作簡略的說明。

1. 影像載波位準 (video carrier level)：為確保用戶端 (電視機) 輸入端適當的信號強度，影像載波位準必須介於 0 到 14 分貝毫伏 (dBmV)。利用有線電視分析儀可輕易得到此位準大小，但解析頻寬 (resolution bandwidth, RBW) 必須設為 300 kHz。
2. 聲音載波位準 (aural carrier level)：必須比影像載波位準低 13 到 17 dB 之間。有線電視分析儀具有相對游標功能，可以容易得出此一數值。
3. 載波雜訊比 (carrier to noise ratio)：載波雜訊比是影像載波位準和雜訊大小的比值。此規格必須大於 43 dB。載波雜訊比太小會造成電視畫面出現雪花現象，因此相當重要。儀器必須使用帶通濾波器及前置放大器以增加有線電視分析儀

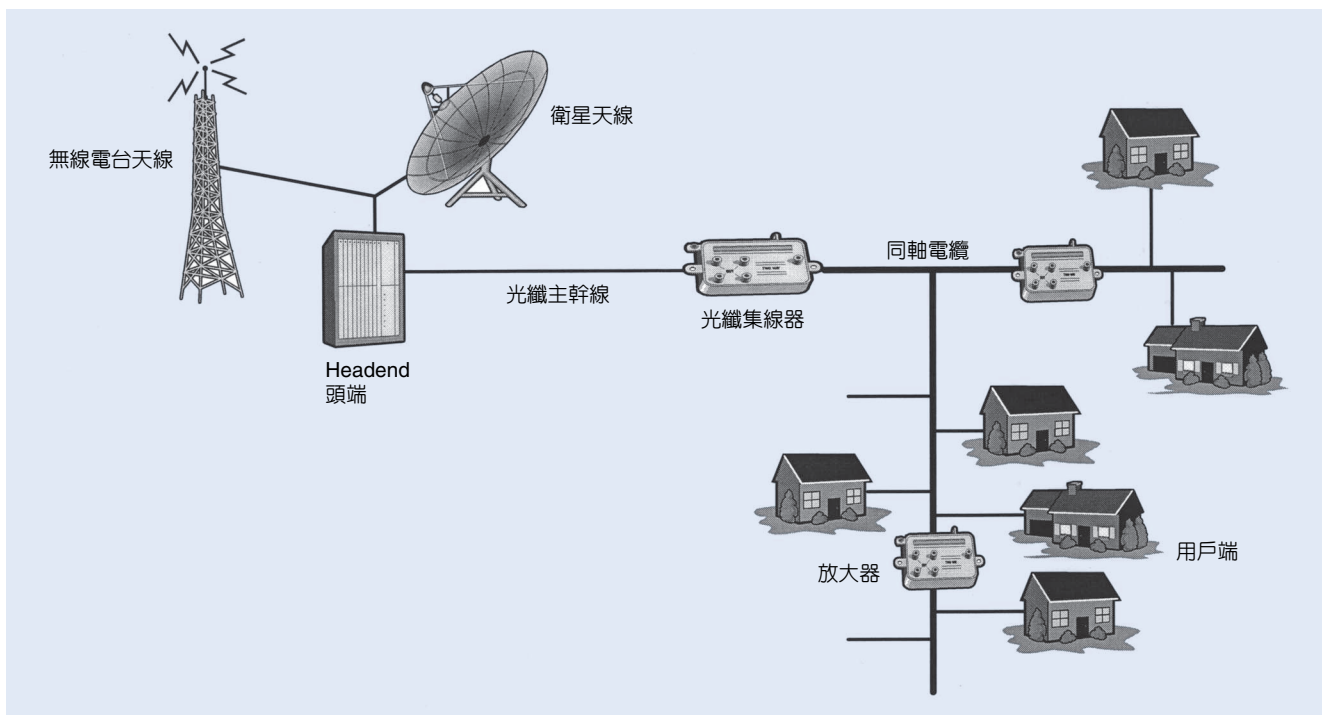


圖1. 有線電視系統。

的動態範圍解析頻寬設為 300 kHz，視頻頻寬 (video bandwidth) 為 100 Hz (不得超過 300 Hz)。而且必須留意有線電視分析儀的雜訊位準不得小於待測系統雜訊 10 dB 以內，否則必須修正誤差。

- 載波合成拍差比 (composite triple beat, composite second order)：由於頻道配置的方式，造成合成載波通過分佈網路的放大器時會產生諧波 (harmonics) 及互調變 (intermodulation)，此非線性現象的累積形成合成拍差。此項規格必須大於 53 dB。合成二次拍差位於載波正負 0.75 MHz 及 1.25 MHz 處，合成三次拍差位於載波處。測試時有線電視分析儀解析頻寬為 30 kHz，視頻頻寬為 10 Hz。
- 串調變比 (crossmodulation ratio)：串調變比來自分佈網路放大器的第三階失真。規格為 46 dB。串調變比為載波與 15.734 kHz 處的位準差。有線電視分析儀利用快速傅立葉轉換 (FFT) 可以直接求出。
- 交流聲調變比 (hum)：交流聲來自分佈網路放大器電源供應器 60 Hz 造成水平同步號形成振幅調變 (AM)。規格為 40 dB。有線電視分析儀解析頻寬為 30 kHz，視頻頻寬為 30 kHz，垂直刻度為線性。
- 分配網路頻率響應 (full system frequency response)：相鄰電視頻道間的影像載波位準差值不得大於 3 dB；系統內任一 90 MHz 頻段內，影像載波位準不得大於 8 dB。分配線網路每一電視頻道之頻率響應平坦度應在正負 1 dB 以內。利用掃頻器 (sweeper) 及有線電視分析儀就可以輕鬆量測。
- 用戶端隔離度 (subscriber terminal isolation)：用戶端隔離度規格為 20 dB。為避免用戶端彼此形成干擾，有線電視分佈網路必須提供足夠的隔離度。利用追蹤信號產生器 (tracking generator) 及有線電視分析儀即可量測。
- 影像載波頻率 (video carrier frequency)：為確保頭端設備頻率準確度，此規格為小於 25 kHz，利用有線電視分析儀可以達到相當高的準確度 (打開計頻器功能 counter)。

- 影像和聲音載波頻率差：影像和聲音載波頻率差為 4.5 MHz \pm 2 kHz。利用有線電視分析儀可精確量測。
- 調變器的頻率響應 (modulator in-band frequency response)：利用有線電視分析儀及視頻訊號產生器 (video signal generator) 測試調變器頻率響應。此視頻訊號產生器必須提供全場掃描線 (full field sweep line)。
- 處理器的頻率響應 (processor in-band frequency response)：有線電視分析儀配合掃頻器以量測出處理器的頻率響應。
- 差動增益及相位 (differential gain and phase)：差動增益及相位屬於基頻訊號，此項規格用來確保調變器的線性程度。利用有線電視分析儀的視頻功能量測差動增益及相位。測試時必須有 NTC 7 或 FCC 合成訊號才可量測。差動增益必須小於 10%，差動相位必須小於 $\pm 5^\circ$ 。
- 電波洩漏 (radiation leakage)：為防止分佈網路破損或接頭不良造成有線電視訊號洩漏，必須利用偶極天線 (dipole antenna) 及有線電視分析儀來量測電波洩漏。

二、結構示意圖

圖 2 為有線電視分析儀的結構圖。有線電視信號由左方射頻輸入 (RF in)，首先經過衰減器 (attenuator)，衰減器主要是保護混頻器 (mixer)，混頻器為非線性元件，用來將射頻有線電視信號移轉至中頻 (IF)。混頻器的輸入信號不能大於某一特定值 (P_1 dB)，若信號大於此 P_1 dB 點會造成位準量測不正確。介於衰減器與混頻器的低通濾波器 (LPF)，其功能是用來濾除高頻假像信號 (image signal)。中頻訊號通過解析頻寬，可以解析出不同頻率的訊號。通過解析頻寬濾波器後，訊號被對數放大器放大 (log amp)，接著檢波器 (detector) 檢測出訊號位準大小，再經過視頻頻寬濾波器 (video filter)，降低檢波後的雜訊，最後由視頻放大器放大後顯示在儀器畫面上。在整個結構示意圖中，本地振盪 (LO) 由掃描信號產生器 (sweep generator) 控制振盪率，整個有線電視分析儀其實就是一部頻譜分析儀。其差異只是特性阻抗與軟體的差異。

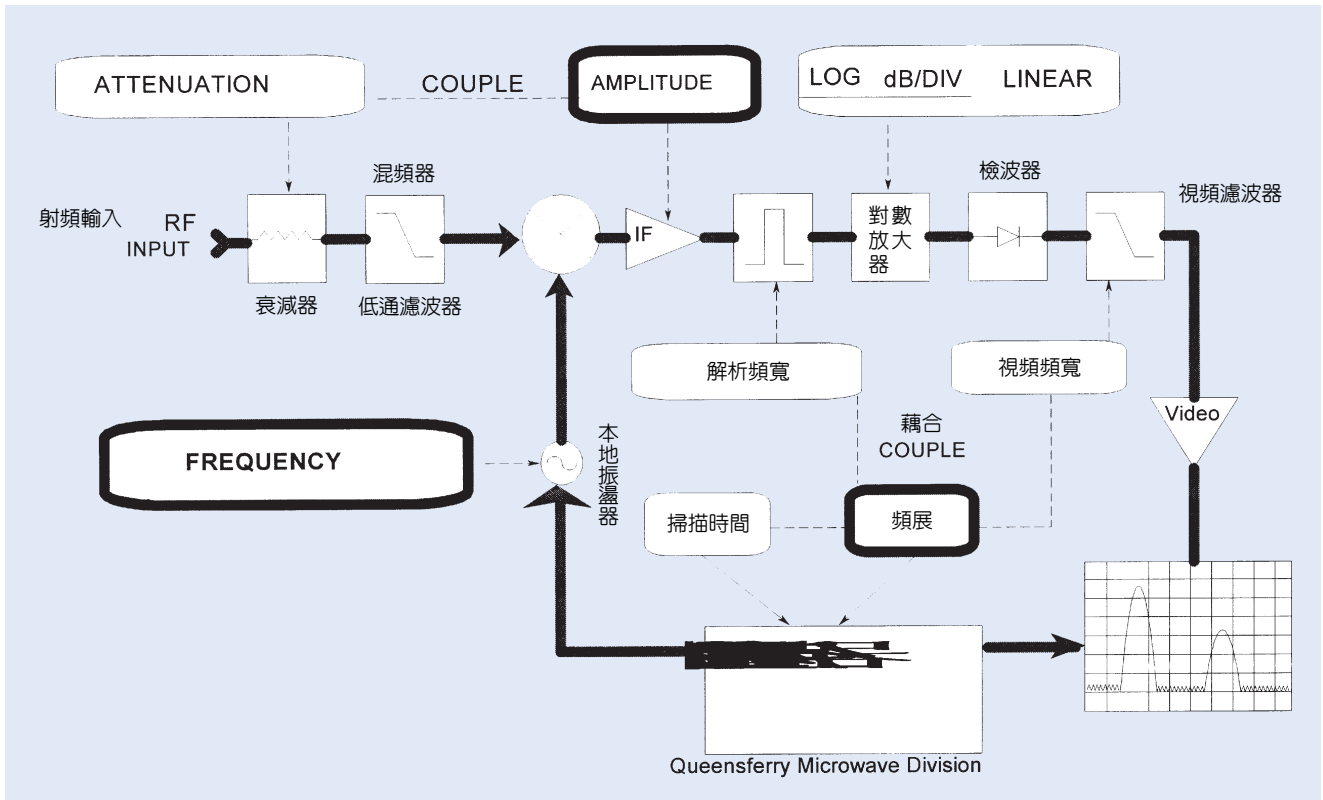


圖 2. 有線電視分析儀結構圖。

三、儀器規格與特徵

有線電視分析儀其實本身就是一部頻譜分析儀。目前商業化的頻譜分析儀非常的多，主要規格的差異來自軟體的支援能力與硬體本身升級的能力。一般的頻譜分析儀只能夠量測射頻參數，而這些參數必須使用程式來加以推算，因此除非儀器廠商願意投入金錢與人力研發新的軟體與硬體，否則工程人員只有自行按照有線電視測試參數的定義自行換算與設定條件。若要具備基頻訊號量測的頻譜分析儀，恐怕就必須仔細尋找了，因為大部分儀器廠商大都提供單獨的基頻有線電視信號分析儀。

四、應用與用途

有線電視分析儀除了可以量測有線電視信號之外，因其為一頻譜分析儀，因此可以當作一台接收

機來使用。在電路研發階段，此一分析儀可以用來分析信號的頻率與位準，還可以使用解調功能來分析調變信號。配合掃頻器可作為增益 (gain) 衰減量測儀，可用於量測放大器的增益、電纜的衰減量、濾波器的頻率響應等應用。透過升級的方法，有線電視分析儀還可量測數位功率 (digital power)、雜訊指數 (noise figure)、電波洩漏分析及訊號監測。

參考文獻

1. NCTA *Recommended Practices for Measurements on Cable Television Systems* (1989).
2. J. L. Thomas, *Cable Television Proof-of-Performance*, Hewlett-Packard Professional Books (1995).
3. 有線電視系統工程技術管理規則。

作者：吳忠倫先生為國立清華大學電機工程碩士，現任惠普科技股份有限公司資深系統工程師。

視訊分析儀

Waveform Monitor and Vectorscope

關鍵字：亮度、色彩訊號、合成視訊

Keywords： luminance, chrominance, composite video signal

一、基本原理

視訊分析儀是由視訊波形監視器及視訊向量分析儀所組成。由攝影機產生的原始訊號源，以綠、藍、紅三種全頻寬的訊號所組成。電視訊號一般都轉成亮度 (luminance) 和色差 (color difference) 訊號，如圖 1。亮度訊號基於下列公式，由 RGB 得到：

$$Y = 0.59 G + 0.30 R + 0.11 B$$

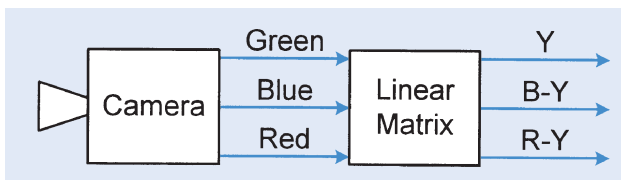


圖 1. 分離視訊。

色差訊號 (R-Y, B-Y) 目的在縮減頻寬，一般只有亮度訊號頻寬的一半。在某些系統中，特別是 NTSC，色差訊號有較低且不等的頻寬。

今日大部分的電視訊號，均以每個畫面有兩個圖場 (field) 的間條掃描方式 (interlaced)。一個圖框 (frame) 包括一張畫面所有的掃描線，有以每秒鐘 30 個圖框、每個圖框 525 條掃描線和每秒鐘 25 個圖框、每個圖框 625 條掃描線兩種應用。每一圖場只有一半掃描線的間條掃描方式，增加了暫時性的解析度。第一圖場先掃奇數線，第二圖場再掃偶數線。

用另外一個角度來看，間條掃描就是頻寬的縮減。每秒 50 或更多的畫面顯示率，旨在減少閃爍的現象。藉由兩個圖場的間條掃描方式，傳輸的頻寬減為一半。間條掃描在有很高的垂直資料的畫面下，確實有一些影響。在電腦顯示器的應用下，使用循序式 (progressive) 的掃描方式，通常圖框率在 60 Hz 以上。

圖 2 顯示電視訊號頻寬縮減的方塊圖，把訊號編碼成合成視訊 PAL 或 NTSC。GBR 訊號有 6 MHz 的頻寬，對色差訊號來說，Y 有 6 MHz 和每一個色差訊號有 3 MHz 的頻寬，然而一個合成視訊的頻道只有 6 MHz，載送每秒鐘 60 個圖場。若使用循序式的掃描格式，將需要 3 個 12 MHz 的頻道，總頻寬需 36 MHz。所以資料壓縮並非新技術，只是數位壓縮更容易。

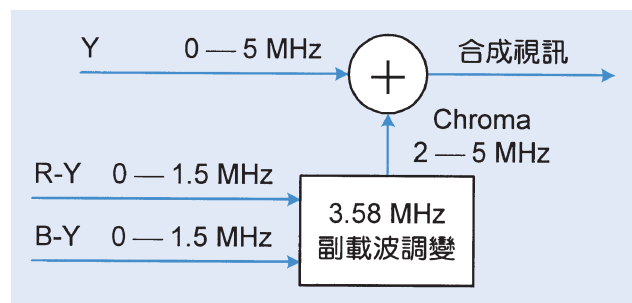


圖 2. 合成視訊的構成。

合成視訊 (composite video signal) 分為三個部分。其一為對應於景物中光線變化的景像信號，其二為使掃描同步的同步脈波，其三則為使返馳看不到的遮沒脈波。對彩色電視而言，尚需加入 3.58 MHz 的色彩訊號 (chrominance)，以及彩色同步訊號 (color burst)。

二、結構示意圖

1. 視訊波形監視器

一個特別設計的波形監視器，目的在監控以及量測電視訊號。如圖 3 所示，訊號從 75 Ω 的輸入端輸入，然後在螢幕上顯示。除此之外，亦可選擇不同的掃描線和圖場。

儀器面板上的按鍵是由內部的微處理器控制。圖 4 顯示波形監視器的方塊圖。

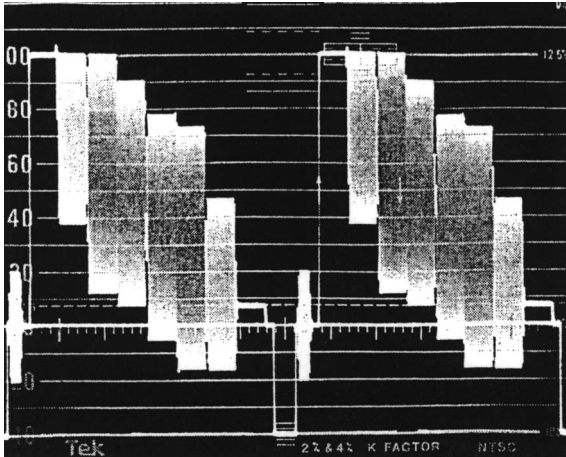


圖 3. 波形監視器上的波形。(本圖由太克科技提供)

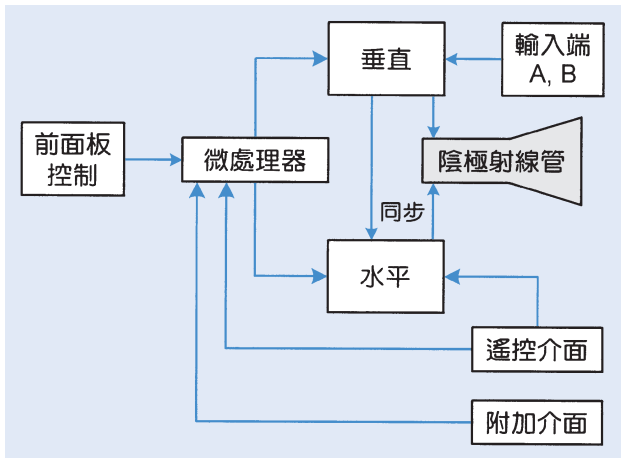


圖 4. 顯示波形監視器的方塊圖。

(1) 垂直部分電路分析

合成視訊從輸入端輸入、輸入放大器，和「取樣及保留」(sample-and-hold) 型式的鉗波 (clamps) 電路並聯，其由後廊產生器所產生的後廊取樣值 (back porch sample) 所選擇。放大器輸出的切換開關，提供單一掃描和合併掃描模式。在合併掃描模式當中，輸入端 A 和 B 的訊號同時顯示在螢幕上。鉗波過後的訊號也提供畫面監控的輸出點。在選擇掃描線的模式當中，畫面監控輸出提供了可選擇掃描線的游標。

前面板的控制開關，可擇選使用不同的濾波器、全通濾波器、低通濾波器和色彩濾波器。低通濾波器和全通濾波器可一起使用，螢幕分左右兩邊顯示低通濾波和全通濾波的兩種訊號。波形監視器本身也可產生一個 100 kHz、1V 的校正訊號，其

可提供垂直增益和水平增益的設定。

訊號放大器可由前面板調整其增益。從增益模組的輸出訊號可以驅動其他的鉗波放大器。第二級鉗波放大器有回路補償電路以提供快速鉗波的需求。垂直位準電壓和受限制的視頻訊號一併輸入可切換增益的放大器。當從前面板選擇 $\times 5$ 倍的增益時，放大器增益和位準同時增加了 5 倍。放大器之後跟隨著限制器，以避免放大器輸入的過載。

處理過的視訊和讀值的 Y 軸成分 (來自微處理器) 一起輸入垂直輸出放大器，其阻抗匹配和正規化的增益 (約 40 V) 去驅動陰極射線管的垂直偏向板。

(2) 水平部分電路分析

不論是從內部或外部為參考的合成視訊，所有實際圖像部分均被同步截取器分離，只留下同步訊號以做為掃描觸發。遙控同步通過同步截取器，而且直接觸發掃描。

插入跳接器，決定內部觸發遙控同步的極性。一般模式則提供線率負緣觸發，場率為正緣觸發；反向模式則提供線率為正緣觸發，而場率為負緣觸發。

同步截取器的輸出驅動後廊產生器、垂直同步確認器和水平自動頻率控制，假如選擇校正訊號，自微處理器送出的校正驅動訊號代替了觸發訊號。

經由掃描產生器輸出的斜率訊號驅動視窗放大器，其有三種增益範圍。水平位準偏移電壓是此放大器的輸入，以確保有效範圍放置在顯示器的任何位置。

視窗放大器的輸出和讀值的 X 軸成分驅動水平輸出放大器，其阻抗匹配和正規化增益去驅動陰極射線管的水平偏向板。

2. 視訊向量分析儀

視訊向量分析儀是一個特別用途的示波器，它被設計成用來顯示 NTSC 或 PAL 系統彩色電視訊號的相位變化。合成視訊由輸入端輸入，首先被分成亮度和色彩成分。亮度訊號成分用來產生鉗波訊號，其被用在色彩資訊顯示和向量分析儀操作時的同步。色彩訊號的增益在輸入至解調器間被調整，解調器的輸出被鉗波放大器濾波。輸出放大器提供

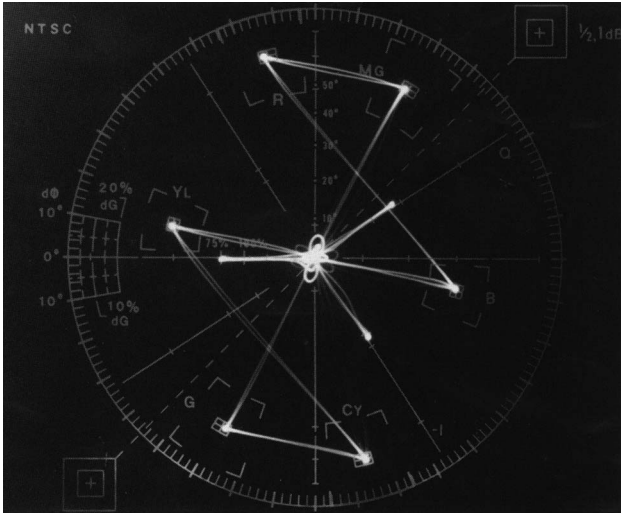


圖 5. 視訊向量分析儀。

阻抗匹配和驅動陰極射線管偏向板。

色彩訊號除了被解調和顯示之外，還可用來提供內部副載波取樣給副載波產生器使用，解調使用的重建副載波直接地應用到 B-Y (U) 解調器和相位延遲 90° 的 R-Y (V) 解調器。B-Y (U) 解調器驅動水平輸出放大器，而 R-Y (V) 解調器驅動垂直放大器。

圖 5 顯示視訊向量分析儀的圖形，而圖 6 則是其系統方塊圖。

(1) 視訊的輸入

視頻訊號進入輸入放大器，將增益正規化並且提供阻抗匹配。外加的參考訊號可被用來做為亮度和色彩有關的功能。假如外加參考訊號使用的是合成視訊或黑階訊號，則不需要額外的處理過程。當使用連續波的副載波型式，則亮度參考是從視訊的輸入端取出，而且色彩參考是從副載波的輸入端經由外加參考輸入端衰減而來。

(2) 亮度訊號的處理

視訊向量分析儀的同步訊號被包含在輸入視訊的亮度訊號的資料之內。合成視訊經由亮度訊號放大器驅動同步分離器，其輸出被用來驅動一個振盪器，以產生水平同步。水平同步也產生取樣脈波和鉗波訊號，使色叢開關動作而且提供給垂直軸交換器的線率控制信號。

(3) 微處理器

微處理器決定面板的狀態改變。現有的狀態儲存在 NVRAM 當中，當電源中斷時亦可回復原來的設定。基於面板的狀態，微處理器產生控制信號以完成所需的動作。

(4) 色彩的處理

輸入端視訊的色彩成分，不論是內部或外來的參考，均被色彩放大器所處理，而且在色叢時間應用至相位偵檢器上。色彩成分輸入至相位偵檢器時被延遲了 90 度。色彩訊號與來自 VCXO 產生的副載波做比較。相位偵檢器的輸出經過鉗波而且提供給誤碼放大器，其提供一個輸出電壓以更正 VCXO。相位偵檢器比較色叢和相位移 90 度的副載波。相位偵檢器的輸出有低通濾波器和緩衝器，當色叢出現時，比較的結果是一脈波信號，其可限制相位偵檢器的輸出，也可以檢查相位的鎖相。假如沒有鎖住，則提供一個輸出信號給誤碼放大器，以增加頻寬做更快速的鎖相。

(5) 輸出放大器

垂直和水平偏向放大器有兩種功能，它們均用於向量的顯示和 XY 顯示的輸出。放大器的輸入用於檢查出現的訊號是否超出規定的振幅，而比較的結果為陰極射線管遮沒電路的輸入之一。X 和 Y 訊號輸入到平衡放大器，可轉換成單端點高增益的輸入。輸入開關由微處理器和面板開關所控制。

三、儀器規格與特徵

以下列出視訊波形監視器及向量分析儀的基本規格。

1. 波形顯示器

頻率響應：50 kHz 到 6 MHz 在 3 % 之內

差分增益： $\leq 1\%$

差分相位： $\leq 1^\circ$

輸出阻抗：75 Ω

校正訊號頻率：100 kHz \pm 0.1 kHz

水平偏向系統時間精確度：1 ms/div 在 2 % 之內

訊號輸入反射損失： ≥ 40 dB

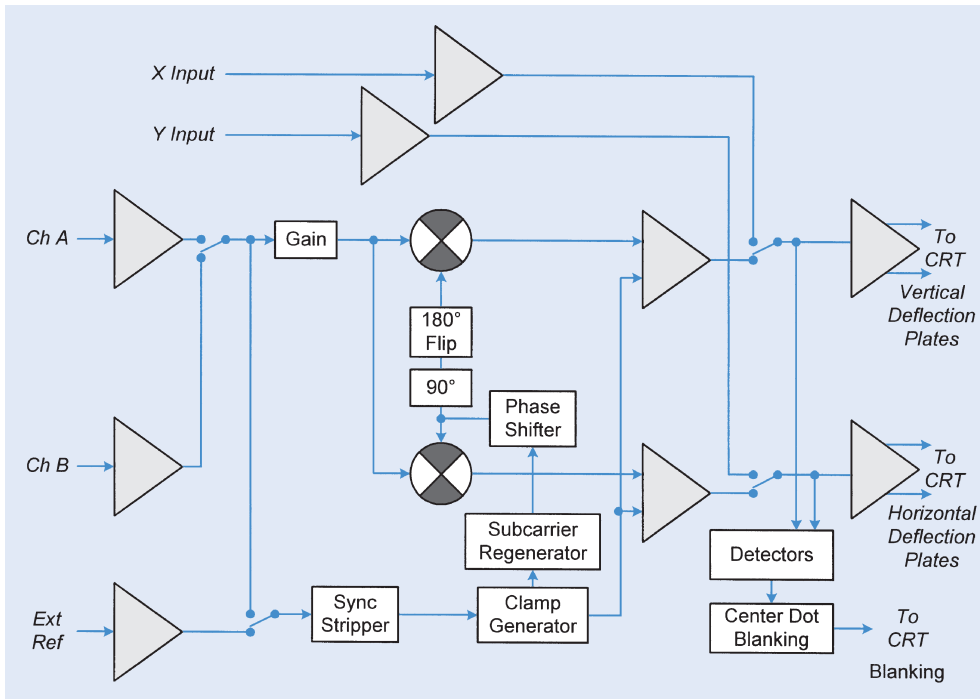


圖 6. 視訊向量分析儀的方塊圖。

最大輸入電壓：±5 Vdc + 峰值 AC

2. 向量分析儀

向量相位精確度：在 1.25° 之內

向量增益精確度：在 2.5 % 之內

副載波產生器：NTSC - $F_{sc} \pm 50 \text{ Hz}$

PAL - $F_{sc} \pm 10 \text{ Hz}$

最大輸入電壓：12 Vdc + 峰值 AC

相位控制範圍：360° 連續旋轉

顯示差分相位和增益：± 1° 和 ± 1 %

四、應用與用途

視訊波形監示器和向量分析儀主要的應用在於監控視頻訊號的品質，其重要的量測項目如下：

1. 視訊的振幅和時間量測：在電視系統中有兩種振幅的量測非常重要。絕對位準，如振幅峰對峰值需要被適當地調整。訊號部分的對應關係也非常重要，如訊號和同步的比率必須精確地維護。然而同步脈波寬度亦是很重要，我們需要週期性地監控所有脈波寬度和上升緣時間是在標準之內。
2. 線性失真：和振幅無關的波形失真叫做線性失真。這些失真是在所有頻率內放大器和相位

不均所造成。色彩對亮度增度和延遲量測是計算系統處理色彩和亮度的能力是否以正確的比例而且沒有相對的時間延遲。正弦方波和上升緣時間被廣泛地用在波形的線性失真，其他還有如頻率響應等應用。

3. 非線性失真：和振幅有關的波形失真叫非線性失真。當訊號超出放大器或其他的電路的線性放大區，所造成之訊號壓縮及截斷的現象叫做非線性失真。三種常被量測的非線性失真參數為差分增益、差分相位和亮度的非線性關係。這些參數在大多數的視訊元件中，均包含了功能驗證和評估電視系統的品質。

以上所有的視訊量測參數均需視訊波形監示器和向量分析儀來完成。

參考文獻

1. *Television Measurement*, Margaret Craig Tektronix Inc (1990).
2. *NTSC Video Measurements*, Tektronix Inc (1997).
3. *Solving the Component Puzzle*, Tektronix Inc (1997).
4. 王國權編譯，*電視與視訊系統*，全華科技圖書股份有限公司 (1988).

作者：孫嘉瑜先生畢業於私立淡江大學電子系，現任太克科技公司應用工程師。

類比通訊分析儀

Analog Communication Analyzer

關鍵字：收發機、凹槽濾波器、信碼

Keywords：transceiver, notch filter, signaling

一、基本原理

類比通訊分析儀又稱為綜合測試儀，主要是用來量測類比式通訊設備的電性參數和功能驗證。基本上類比通訊分析儀本身就是一部集合了二十多種儀器於一身的收發機 (transceiver)，根據待測裝置的不同，類比通訊分析儀時而扮演發射機、接收機、雙工模式 (收、發同時)，甚至負責呼叫器的信碼 (signaling) 編碼與解碼工作。

傳統的類比通訊分析儀內建有 AM/FM 信號產生器 (頻率到 1 GHz)、AM/FM 調變分析儀 (頻率到 1 GHz)、雙工信號產生器、單旁波帶 (SSB) 解碼器、射頻計頻器/頻率誤差表、射頻功率表、多組音頻信號產生器、射頻功率表、音頻計頻器、失真

表、SINAD/SNR 表、AC/DC 電壓表、數位示波器 etc.，比較豪華的機型甚至還可以加裝、射頻頻譜分析儀/追蹤產生器、信碼編碼/解碼器、函數產生器、直流電流表，以及可載入特定應用程式 (例如 AMPS、TACS、NMT 等大哥大蜂巢系統) 的驅動介面，和內建自動化程控的電腦環境。

二、結構示意圖

圖 1 為一個典型類比通訊分析儀的電路方塊圖，基本上可以分成四個部分 (象限)，第一象限為音頻接收與量測電路，第二象限是射頻的收發切換電路，第三象限則是音頻信號產生器，第四象限是射頻上載 (混波、功率放大) 的部分。

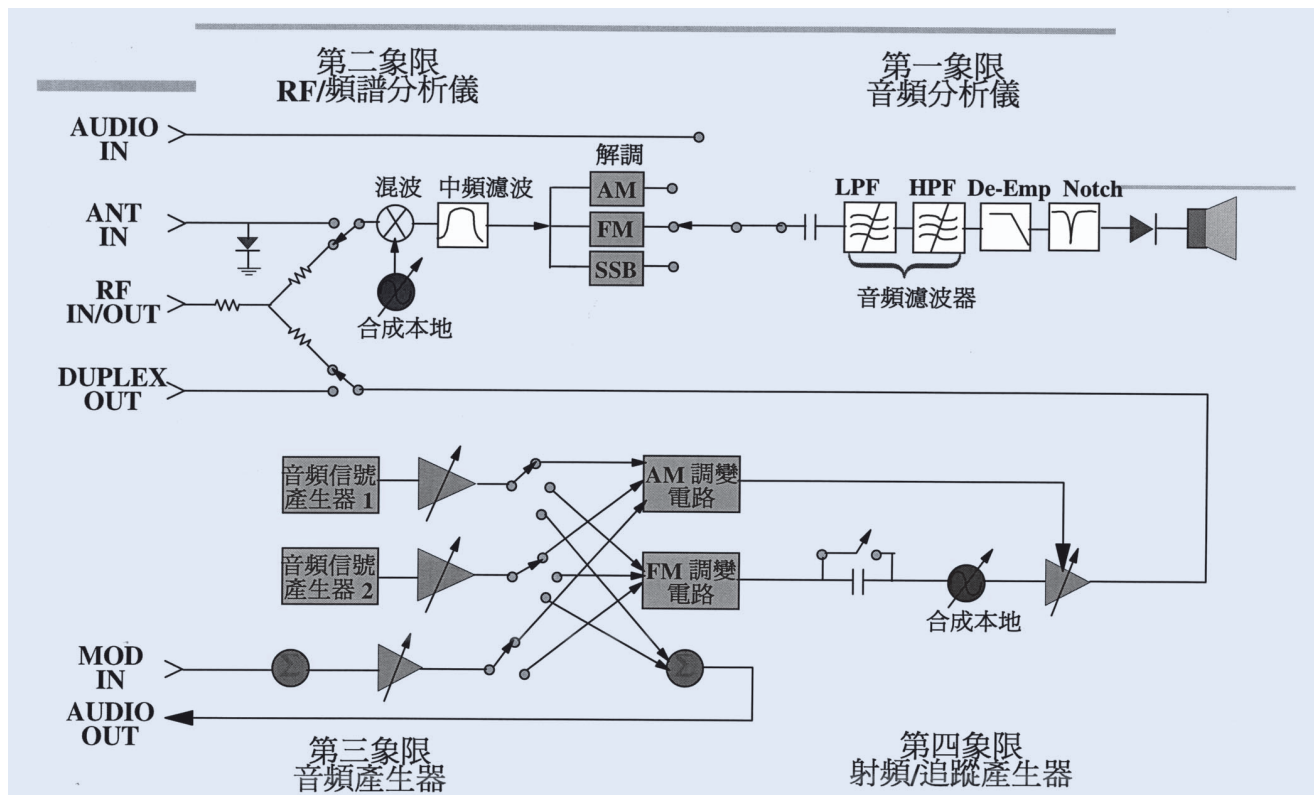


圖 1. 典型的類比通訊分析儀的電路方塊圖。

接下來我們分別依照類比通訊分析儀扮演接收機和發射機的情況來解釋測試信號的處理流程。

1. 類比通訊分析儀扮演接收機的角色

這種情況通常是類比通訊分析儀要量測一部待測的發射機，而待測的發射機與類比通訊分析儀之間的信號傳輸路徑有三種可能性，分別是 ANT IN、RF IN/OUT 和 AUDIO IN。首先是待測發射機是透過天線經由空中傳遞，那麼就會透過 ANT IN 接頭上的接收天線，將傳遞過來的電磁波轉換成電壓型式，進入類比通訊分析儀的第一級混波器。由於空氣的阻抗有 377 歐姆左右，所以在 ANT IN 的路徑上並不會有射頻功率表來量測待測發射機的發射功率。混波器負責將射頻入射信號降頻至中頻信號，這個時候合成式本地振盪器被設定在待測發射機的載波頻率。被降頻至中頻的待測入射信號會經過一組解析頻寬中頻帶通濾波器的濾波處理，通常如果是 AM 或是 SSB 的信號，則濾波器頻寬是設定在 15 kHz 左右；倘若是 FM 信號，則濾波器頻寬會設定為 200 kHz 以上。經過中頻濾波器處理過的入射信號，接下來會依照其屬性 (AM/FM 或 SSB)，選定適當的解調路徑 (即 AM、FM 或是 SSB 解調)，入射信號在經過解調程序過後，就會變成 20 kHz 以下的音頻信號。解調過的音頻信號最後被送到音頻分析儀電路 (即第一象限)。首先是一個直流隔離電容，負責將音頻信號上的直流位準予以去除。然後是兩組音頻濾波器，分別是一個低通和一個高頻濾波器，形成一組帶通濾波器，負責將不想要量測的頻率分量濾掉。接下來是一個凹槽濾波器，其目的是用來協助 SINAD 參數量測工作的進行。最後是一級二極體檢波電路和揚聲器，負責將最後的結果變成聲音。

除了 ANT IN 接頭之外，RF IN/OUT (雙向) 接頭也可以接收來自待測發射機的射頻入射信號，唯一的差別是通常 RF IN/OUT 接頭透過同軸電纜直接連接到待測發射機的發射天線接口，如此一來幾乎就能夠完整地將發射能量無損地轉移到類比通訊分析儀。所以在 RF IN/OUT 接頭端內部，裝置了一個功率計，目的在於用來量測待測發射機的發射功率。

2. 類比通訊分析儀扮演發射機的角色

這種情況通常是類比通訊分析儀要來量測一部待測的接收機。類比通訊分析儀與待測接收機之間的信息傳輸路徑也有三種，分別是 RF IN/OUT、DUPLEX IN/OUT 和 AUDIO OUT。首先是由第三象限的音頻信號產生器負責產生音頻調變信號，然後根據需求切換到 AM 或 FM 調變電路，經過調變電路處理過之後的中頻測試信號會到第四象限的混波器與功率放大器，以便將中頻測試信號混波至射頻領域，並且經過適當地放大後，最後拉到第二象限，由切換電路來決定是要由 RF IN/OUT 或者是 DUPLEX OUT 發射出去。傳統的 AM 和 FM 測試信號產生的步驟都是由音頻信號產生器輸出音訊正弦波，如果是要產生像呼叫器的傳呼信碼的話，那麼音頻信號產生器就必須產生「非歸零」(non-return-zero) 的數位信碼，然後再經過 FM 調變處理之後就會變成 FSK 格式的傳呼信號了。此外音頻信號產生器也可以經切換到 AUDIO OUT 接頭來供外部的待測裝置之用，而外部的音頻信號也可以經由 MOD IN 接頭進入類比通訊分析儀，以取代內建的音頻信號產生器。

三、儀器規格與特徵

類比通訊分析儀的電氣規格主要如下。

1. 頻率範圍

此頻率範圍指的是類比通訊分析儀所能接收和發射的射頻頻率範圍，依實際應用的需要，通常製造儀器的廠家大多會設定在 1 GHz 左右。

2. 頻率解析度

此項參數主要取決於儀器內部的本地振盪器之頻率穩定度，而本地振盪器的頻率穩定度又受限於對溫度的穩定程度，即我們所謂的相位雜訊 (phase noise)，而相位雜訊又會影響頻率解析度。換句話說，頻率解析度不能低於相位雜訊，所以相位雜訊必須愈低愈好。目前市面上的類比通訊分析儀之頻率解析度從十幾 Hz 到幾 Hz，甚至 1 Hz 不等。

3. 輸入功率位準

此項參數主要是代表類比通訊分析儀所能量測

的最大入射信號的功率位準，通常可高達 60 W 左右。倘若想要量測更高的功率位準的話，往往需要加裝外部衰減器。

4. 音頻濾波範圍

通常音頻濾波範圍是由兩個低通濾波器和高通濾波器來決定，不同的音頻濾波範圍會影響某些參數的量測結果，例如 SINAD、失真度、訊噪比等。所以應依照規範來選擇合適的濾波範圍，最常見的規範是由 CCITT 所制定的。

5. 凹槽 (notch) 濾波器

凹槽濾波器是針對 SINAD 量測而設計的。凹槽頻率主要是以 1 kHz 為主，但是隨著應用的多元化，現在的凹槽頻率可以從幾百 Hz 到幾 kHz 不等。

四、應用與用途

類比通訊分析儀的應用相當廣泛，在此我們列舉幾種較具代表性的範例來供各位參考。

1. 量測 FM 發射機

如圖 2 所示，透過類比通訊分析儀的 AUDIO OUT 接頭，將內建之音頻產生器的音頻測試信號 (1 kHz) 輸出到待測 FM 發射機的音頻輸入端，然後由 RF IN/OUT 接頭來接收來自 FM 發射機的射

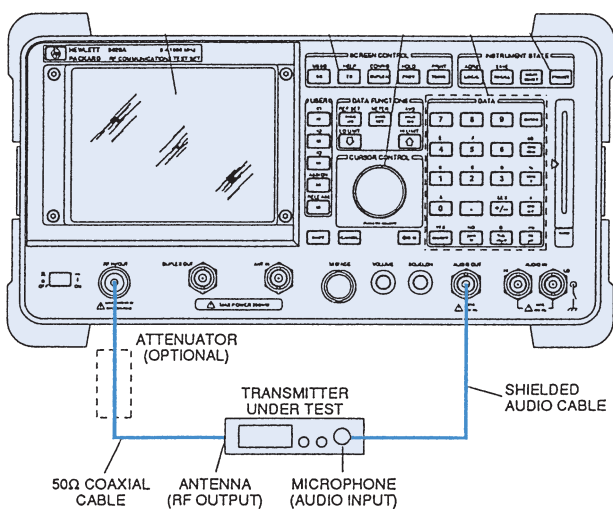


圖 2. 量測 FM 發射機的接線圖。

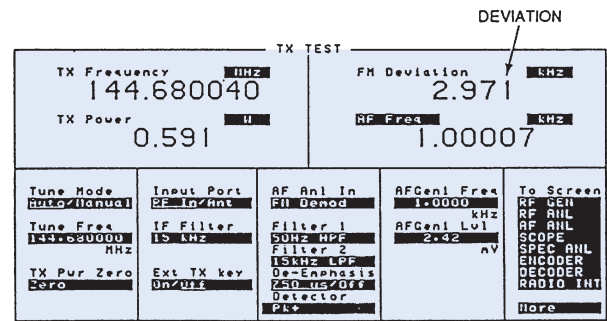


圖 3. FM 偏移度的量測範例。

頻信號。類比通訊分析儀可以量測待測 FM 發射機的發射頻率 (transmit frequency)、發射功率 (transmit power)、FM 偏移度、SINAD 等發射機的電氣參數，圖 3 為典型的量測結果。

接下來我們依序解釋上述這些電氣參數：

- (1) 發射功率／頻率－量測待測發射機在發射天線端的射頻發射功率和載波頻率。
- (2) FM 偏移度 (FM deviation) (或者是 AM 調變深度)－FM 偏移度／AM 調變深度是指音頻信號的振幅調制載波振幅 (AM)、頻率 (FM) 的程度。以 FM 為例，3 kHz 代表最大 FM 偏移度，它表示 60 % 的頻率調變量；而 AM 調變深度是從 0 % 到 100 %，0 % 表示沒有任何 AM 調變，100 % 則代表完全 AM 調變。
- (3) SINAD－SINAD 是 Signal Noise And Distortion 的縮寫，基本上它很像訊噪比，單位都是 dB。但是不同的是它們之間對比的對象不大一樣，訊噪比是 $SNR = \frac{S+D+N}{N}$ ，其中 S：音頻基頻信號，D：音頻基頻信號的高階諧波，N：背景雜訊；而 $SINAD = \frac{S+D+N}{D+N}$ 。它們兩者之間最大的差異是 SNR 將音頻基頻信號的高階諧波視為信號的一部分，而 SINAD 則是將其視為雜訊的一部分。SINAD 的量測須借助於凹槽濾波器，凹槽濾波器的凹槽頻率是等於音頻基頻頻率，以供類比通訊分析儀更能正確地測得失真 (D) 和雜訊 (N) 的位準。
- (4) 失真度－旨在測試音頻基頻信號的高階諧波的能量多寡。失真度和 SINAD、SNR 都有相關聯，它代表音頻電路的線性程度以及偏壓點是

否妥當。量測時同樣也需要凹槽濾波器的協助，做法是量測有基頻信號時的凹槽濾波器輸出端位準減去沒有基頻信號時凹槽濾波器輸出位準。

2. 量測 FM 接收機

如圖 4 所示，類比通訊分析儀負責輸出標準的 FM 射頻測試信號，由 RF IN/OUT 接頭輸出到待測接收機的射頻輸入端。圖 5 為量測待測接收機的操作範例，其中 RF Gen Freq 設定為 146.519 MHz，此乃待測接收機的中心載波頻率，而 FM 偏移量設定在 3 kHz (為最大頻率偏移量)。第一個參數為靈敏度的量測，剛開始類比通訊分析儀的載波振幅設定為 -47 dBm (1 mV)，然後逐次降低振幅位準，直到 SINAD 等於 12 dB 為止。圖 5 顯示，當 SINAD 等於 12 dB 時，載波輸出振幅約為 -119 dBm，此代表待測接收機的靈敏度為 -119 dBm。接下來是測試待測接收機的「最大調變領受頻寬」

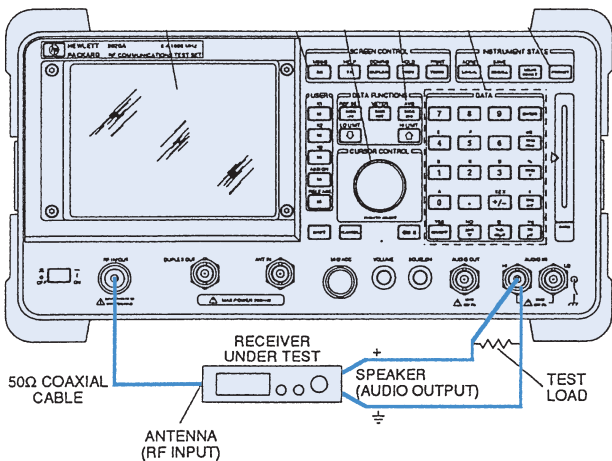


圖 4. 量測 FM 接收機的接線圖。

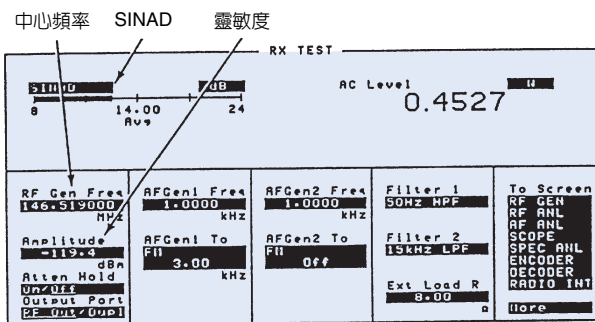


圖 5. 量測接收機的 SINAD、靈敏度量測範例。

最大調變領受頻寬

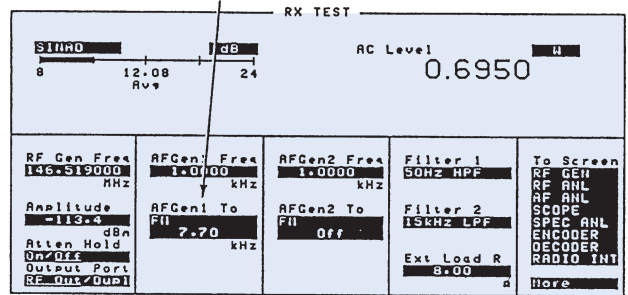


圖 6. 接收機的最大調變領受頻寬量測範例。

(modulation acceptance bandwidth)，首先將載波振幅由靈敏度 (-119 dBm) 往上加 6 dB (變成 -113 dBm)，然後逐次增加類比通訊分析儀之輸出信號的 FM 偏移量，直到 SINAD 又變成 12 dB。由圖 6 可以看到當 FM 偏移量為 7.7 kHz 時，SINAD 等於 12 dB，則最大調變領受頻寬為 7.7 kHz。除此之外，「聲頻響應」、「聲頻失真」、「虛擬響應衰減」等都是常見的接收機的電氣量測參數。在接收機的電氣參數當中，最重要的參數首推「靈敏度」，靈敏度指的是最小能夠「啟動」接頭機 (SINAD 等於 12 dB) 的載波射頻位準。

3. 量測呼叫器

如圖 7 所示的一樣，類比通訊分析儀可以用來量測及驗證市售的呼叫器。基本上只要內建有編碼/解碼功能的類比通訊分析儀就可以傳送內含傳有呼訊息的射頻載波，並且也能夠解碼來自空中的傳呼訊息。要量測一部剛修護過的呼叫器時，必須先知道待測呼叫器的載波頻道，由載波頻道可以對照出傳送訊息的鮑率，其次是必須了解待測呼叫器的內碼。

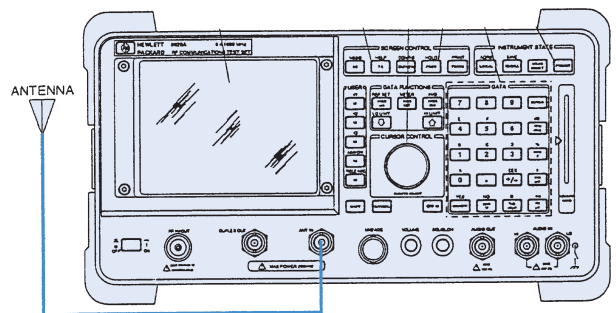


圖 7. 類比通訊分析儀量測呼叫器。

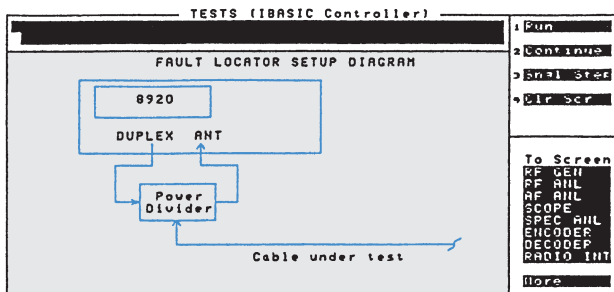


圖13. 纜線故障的量測架構。

號，發射功率為 -22.3 dBw 。一般在驗證北美 AMPS 系統的手機時，必須預先知道待測的手機是屬於 A 系統或者是 B 系統，以避免驗證工作無法進行。

5. 量測天線的 VSWR 和偵測纜線發生問題的位置

如果類比通訊分析儀內建有頻譜分析儀和追蹤產生器的功能後，那麼它就可以來執行「網路分析儀」的功能。這應用在通訊領域裡，就是用來量測各個通訊元件的參數與特性，並且可以提供類似時域反射的功能。量測天線的特性與 VSWR，以及找出纜線的故障位置是其中兩個最常見的應用。圖

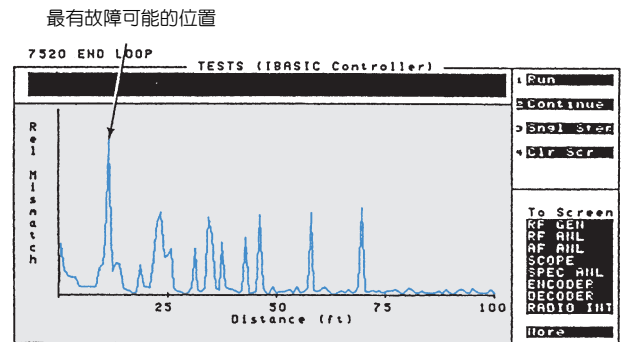


圖14. 量測結果。

11 與圖 12 分別是量測天線的接線圖與量測的結果；而圖 13 與圖 14 則是利用類比通訊分析儀來找出纜線故障位置的架構圖與量測結果。

參考文獻

1. HP 8920A 應用手冊, 美國華盛頓州 (1994).
2. HP 8920A 操作手冊, 美國華盛頓州 (1994).
3. 射頻通訊系統, HP 內部刊物, 美國華盛頓州 (1991).

作者：謝金明先生畢業於國立台灣工業技術學院電子系，現任惠普科技股份有限公司系統工程部經理。

電磁相容分析儀

EMC Analyzer

關鍵字：準峰值檢波器、電磁相容、電磁干擾、電磁耐受、開放測試場地

Keywords： quasi-peak detector, electromagnetic compatibility (EMC), electromagnetic interference (EMI), electromagnetic susceptibility (EMS), open area test site (OATS)

一、基本原理

電磁相容測試是目前世界上最重要的產品規範之一。無論是要將商品銷售至美國、日本，或者歐洲，甚至是本國內部市場，符合電磁相容規範的電子產品才能夠推上市場，由此可見電磁相容性的重要性。電磁相容 (electromagnetic compatibility, EMC) 其實可分成二個方向來探討，第一個就是電磁干擾 (electromagnetic interference, EMI)，第二個就是電磁耐受性 (electromagnetic susceptibility, EMS)。電磁干擾是指電子產品產生干擾訊號，透過電源線 (power line) 或空氣介質對其他電子產品形成干擾。因此可分成傳導性干擾 (conducted

emissions) 及輻射性干擾 (radiated emissions)。而電磁耐受性是電子產品在干擾源存在的狀況下，能否仍然正常工作。當今世界上，只有歐洲共同體需要測試電磁耐受性，因此本文將針對電磁干擾分析儀做一詳細介紹。

1. 測試環境簡介

電磁干擾可分成傳導及輻射兩種類型。不管是傳導或者是輻射，都可以用一個簡單的模型來描述。首先必須具備待測物 (DUT)，透過訊號偵測元件 (電源阻抗模擬網路，line impedance stabilization network, LISN) 或天線，將干擾訊號提出，然後由

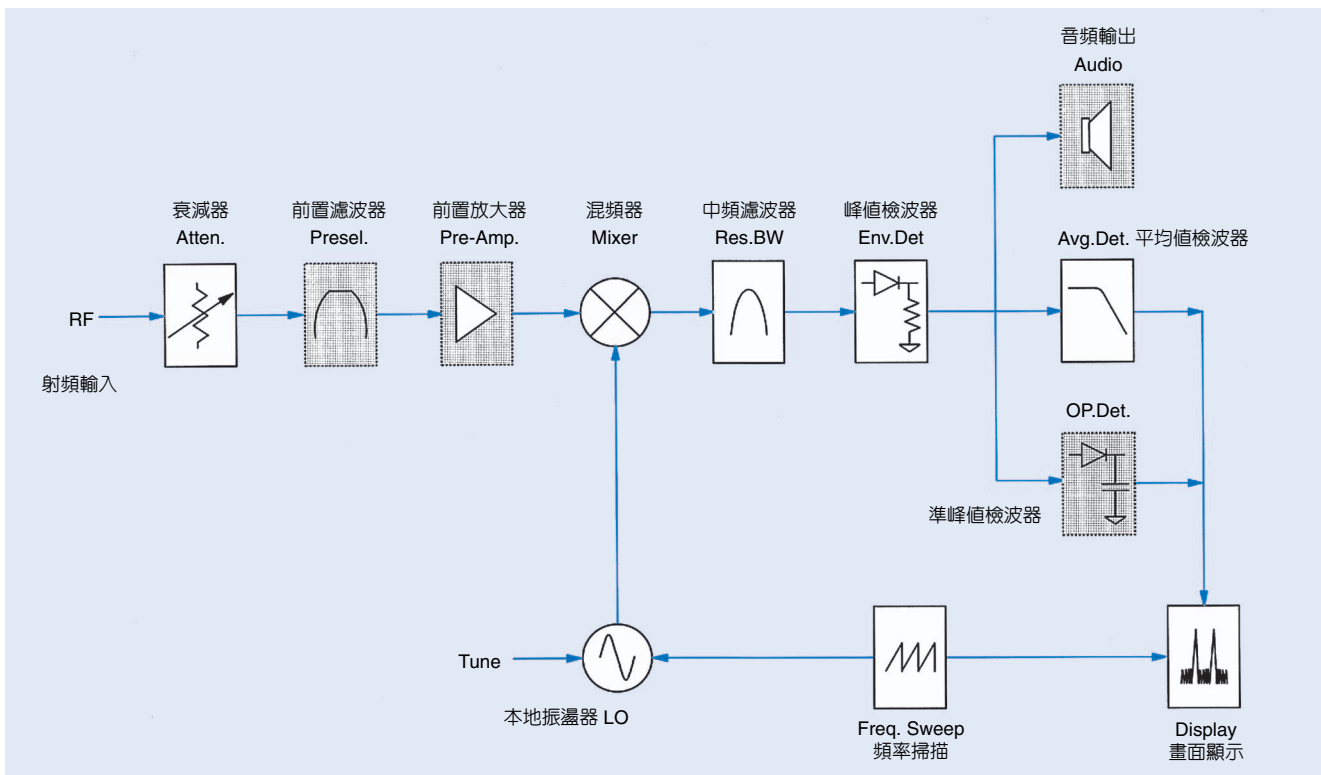


圖 1. 電磁干擾分析儀基本架構圖。

電磁干擾分析儀測出干擾訊號強度。在量測過程中，測試環境有一定的規範，由於本文著重在分析儀的介紹，因此有關測試環境請參考參考文獻。

2. 電磁干擾分析儀特性簡介

傳統上電磁干擾分析儀是一部超外差接收儀 (superheterodyne receiver) (圖 1)。此一架構和頻譜分析儀 (spectrum analyzer) 大致上相似，但是仍有部分結構不同，不同之處以灰色表示。電磁干擾分析儀特性由國際協會 CISPR (International Special Committee on Radio Interference) 16.1 規範。本文接下來將探討電磁干擾分析儀的詳細特性。

二、結構示意圖

現代的電磁干擾分析儀、頻譜分析儀，或者是傳統的電磁干擾分析儀原理都非常相似，透過數級降頻器將射頻頻率轉成某一固定中頻 (IF)。傳統早期的電磁干擾分析儀需要人工調整本地振盪器 (LO) 來掃描干擾射頻信號；現代的分析儀交由處理器 (microprocessor) 自動掃描。降到中頻之後，經過中頻濾波器，接著由對數放大器 (logarithmic amplifier) 或線性放大器放大中頻信號，之後由峰值檢波器 (envelope detector) 整流，再經過低通濾波器 (或稱為視頻濾波器，video filter) 濾波，最後

用數字或圖形顯示在畫面上。電磁干擾分析儀與頻譜分析儀的差異為①第一級混頻器之前的前置濾波器及放大器，②特殊的中頻頻寬，③檢波器類型。

1. 前置濾波器 (preselection) 的重要性

分析儀的第一級混頻器 (mixer) 為一寬頻的非線性元件，寬頻信號 (broadband) 或高位準窄頻信號 (narrowband) 非常容易造成第一級混頻器過載 (overload)，過載會導致分析儀產生假訊號 (spurious) 及造成輸入訊號讀值錯誤。過載現象可以利用衰減器來改善，但利用分析儀內部衰減器會有副作用產生。此副作用就是會降低分析儀的靈敏度，靈敏度 (sensitivity) 降低會影響到小訊號的量測。因為電磁干擾規範已制定了固定的中頻頻寬，使用者無法利用減少頻寬來增加靈敏度，因此必須採用前置濾波器來限制輸入端測試信號的能量大小，降低過載現象 (圖 2)。

2. 靈敏度的考量

當使用衰減器來保持分析儀的線性操作區時，分析儀的靈敏度就會被犧牲。比如在開放測試場地 (open area test site, OATS) 做輻射干擾量測時，過強的無線電台信號可能會使分析儀過載。但除此之外，在開放測試場地的測試架構中，連接天線的電

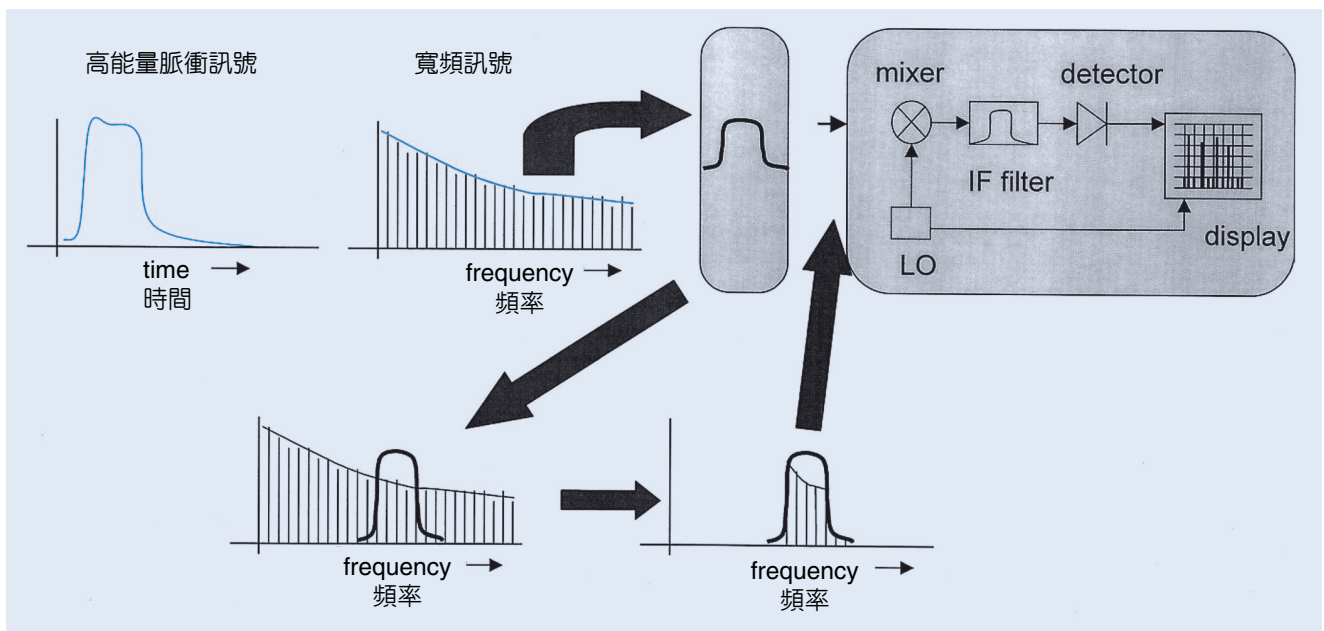


圖 2. 使用前置濾波器避免第一級混頻器飽和。

纜及天線的參數 (antenna factor) 都會造成信號損失，這些皆會限制分析儀量測小訊號的能力，也就是會造成分析儀的靈敏度不夠。一般而言，衡量一部電磁干擾分析儀量測小訊號的能力，是以雜訊指數 (noise figure) 為基準，而不是用靈敏度。雜訊指數可以定義成信號通過分析儀時，訊號雜訊比的惡化程度。或者由下面這個數學式子來表示：

$$NF = (\text{measure noise}) \text{ dBm/RBW} - (10 \log (\text{RBW}) + \text{KTb}) @B = 1 \text{ Hz}$$

$$K = \text{波茲曼常數 (Boltzmann's constant} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$T = \text{絕對溫度 (以 degree kelvin 表示)}$$

使用雜訊指數的好處是此一參數跟分析儀頻寬無關，而靈敏度則會隨分析儀頻寬而改變。通常介於前置濾波器與第一級混頻器之間的低雜訊放大器可以改善分析儀的雜音指數或者是靈敏度。

3. 訊號檢波方式

一般而言，電磁干擾分析儀具有三種檢波方式：① 峰值檢波器 (envelope detector)；② 準峰值檢波器 (quasi-peak detector)；③ 平均值檢波器 (average detector)。

峰值檢波器由一個二極體 (diode) 並聯一組 RC 電路組合而成。其充電時間快到可以反應出中頻訊號的峰值，但放電時間卻相當緩慢。因此如果輸入訊號為正弦波時，峰值檢波器將為直流電壓。

準峰值檢波器可以根據輸入信號週期的大小給予不同的加權指數 (weighting factor)。也就是說信號週期愈短，加權指數愈大；週期愈長，加權指數愈小。如果是正弦波信號時，因為信號工作週期為 100%，因此並沒有加權指數，此時準峰值檢波器將和峰值檢波器讀值相同。準峰值檢波器充電及

表 1. 準峰值檢波之充放電時間常數。

	CISPR 頻帶		
	A	B	C/D
6 dB 之頻寬	200 Hz	9 kHz	120 kHz
充電時間常數	45 ms	1 ms	1 ms
放電時間常數	500 ms	160 ms	550 ms

放電時間常數有一定的規範，一般而言，峰值檢波器的讀值將大於準峰值檢波器讀值。

平均值檢波器使用在國際規範及美國電磁干擾規範中，配合準峰值用在輻射干擾量測。平均值檢波器的使用場合是在量測出寬頻雜訊 (broadband noise) 中的小訊號。因為寬頻雜訊出現時，若使用準峰值檢波器將量測到寬頻雜訊。而平均值檢波器可以抑制寬頻雜訊而得到真實訊號大小。

4. 音頻輸出 (audio output)

現代的電磁干擾分析儀的峰值檢波器可輸出到解調器。這項解調功能可以幫助使用者在開放測試場地測試時，區別是待測訊號或者是背景雜訊，增加量測便利性。

三、儀器規格與特徵

大部分的商用電磁干擾分析儀的規格都必須遵守 CISPR 16 Part 1 的規範。此規範針對分析儀制定了 ① 輸入阻抗、② 檢波器特性、③ 中頻頻寬及形狀、④ 位準的準確度、⑤ 遮蔽能力等多項規格。目前最新的規範為 1993 年 8 月所制定，頻率從 9 kHz 到 1 GHz，未來將延伸至 18 GHz。本文將分別說明這些規格。

(1) 輸入阻抗 (input impedance)

分析儀輸入阻抗為 50 歐姆，衰減器可以改善匹配現象。輸入阻抗分成 2 個部分，在衰減器設為 0 dB 或 10 dB 以上，而且是以 VSWR 表示 (voltage standing wave ratio)。

(2) 中頻頻寬 (IF BW)

CISPR 16 part 1 定義了三種分析儀中頻頻寬，分別是：① 200 Hz (頻率從 9 kHz 到 150 kHz)；② 9 kHz (頻率從 150 kHz 到 30 MHz)；③ 120 kHz (頻率從 30 MHz 到 1 GHz)。此中頻頻寬大小是以 6 dB 頻寬為基準。除此之外，濾波器必須遵循在某一定波罩之下。

(3) 檢波模式及振幅準確度

準峰值檢波器充放電時間常數如表 1。一般而言，振幅準確度必須為 ± 2 dB 以內。

(4) 遮蔽能力 (screening effectiveness)

分析儀必須具有一定的電磁耐受性 (EMS)，分

析儀必須在 3 V/m 下的電磁干擾下仍能正常工作。
(5) 中頻頻率排斥及影像頻率、假頻率排斥 (IF frequency rejection, image frequency rejection, spurious rejection)。

分析儀必須能夠抑制上述訊號到 40 dB 以上。

四、應用及用途

電磁干擾分析儀除了應用在電磁干擾量測之外，其應用非常廣泛。因為分析儀本身為一超外差接收機，其功能可用來量測電磁輻射、高頻訊號分析、信號解調 (比如 AM、FM 解調)、電磁信號監測 (monitor)，除此之外，配合追蹤信號產生器，還可用來量測電纜損失、濾波器頻率響應與放大器的

增益。甚至利用基本定義及原理，還可以量測混頻器的轉換損失或增益。電磁干擾分析儀利用磁場探棒，可以量測電路板上元件的輻射電磁波強度，做為偵錯工具，成為一研發用途分析儀。

參考文獻

1. 射頻干擾測量儀器, 經濟部中央標準局 (82 年 12 月 23 日公布).
2. *Electromagnetic Compatibility Measurements Seminar*, Hewlett-Packard (1997).
3. W. Schaefer, *The Use of Scanning Receivers in EMI Compliance Measurements*, Hewlett-Packard (1997).

作者：吳忠倫先生為國立清華大學電機工程碩士，現任惠普科技股份有限公司資深系統工程師。

向量式信號分析儀

Vector Signal Analyzer

關鍵字：快速傅立葉轉換、眼狀圖、星座圖、符號速率、時間

Keywords： fast Fourier transform, eye diagram, constellation diagram, symbol rate, time-gating

一、基本原理

向量式信號分析儀基本上是一部快速傅立葉轉換 (fast Fourier transform, FFT) 分析儀，圖 1 為其基本原理圖。基本上向量式信號分析儀是一部頻譜分析儀，但是其與傳統的頻譜分析儀最大的差異在於：傳統頻譜分析儀 (如 HP856x / 859x) 只能量得待測信號的振幅訊息，而向量式信號分析儀則可以同時量測待測信號的振幅與相位的訊息，所以前者又稱之為純量式信號分析儀。在圖 1 中，可以看到向量式信號分析儀主要有三個核心電路，分別是 Dither 式類比／數位轉換器、數位濾波器和數位信號處理器。接下來將依序來介紹這三組電路工作的基本原理。

1. Dither 式類比／數位轉換器

由於向量式信號分析儀整個信號處理是在數位領域，所以向量式信號分析儀一開始就需要藉由類比／數位轉換器來將類比的待測信號轉換成數位型式。而在高速類比／數位轉換器的應用當中。動態範圍 (dynamic range) 與非線性失真 (non-linearity distortion) 是相當重要的兩項參數。其中動態範圍最主要會受限於雜訊位準，也可以說成是 LSB (最小位元) 附近的雜訊常會導至 LSB 附近的信號無法有效地檢測出來；而量化誤差 (quantization error) 則是造成非線性失真的主要因素。所以 dithering 是

可以來改善上述兩項問題的方法。圖 2 為 dithering 式類比／數位轉換器的工作示意圖，其中的隨機亂數產生器 (pseudo-random generator) 負責產生一組數位式隨機亂碼，這一組亂碼的頻譜是一個能量均勻分佈的寬頻雜訊 (bandwidth noise)，隨機亂數產生器所產生的數位式隨機亂碼分成兩路，其中一路經由一個數位／類比轉換器轉換成類比型式，然後接到輸入端的類比式加法電路與待測信號相結合後，再由類比／數位轉換器將其轉換成數位型式，這個數位型式的待測信號與隨機雜訊之合成信號在類比／數位轉換器輸出端的數位式減法器進行相減的動作，最後是將數位式的待測信號輸出到後一級的數位濾波器。Dithering 方法不僅可以將量化誤差予以改善 (即將量化誤差隨機式地分散掉)，而且也能夠改善 LSB 的解析能力。以 HP89410 為例，原本的類比／數位轉換器有 16 位元，經過 dithering 的處理過，可達 23 位元的效用，尤其是能夠將靈敏度一舉推至 -160 dBm，這代表 HP89410 可以測至能量僅有 -160 dBm 的待測信號。

2. 數位濾波器

數位濾波器與類比濾波器最主要的差異在於類比濾波器係由硬體所組成，而數位濾波器則是軟體所架構；其次在於類比濾波器的解析頻寬、3 dB 功率點都須由電路元件來決定。因此在決定之後，

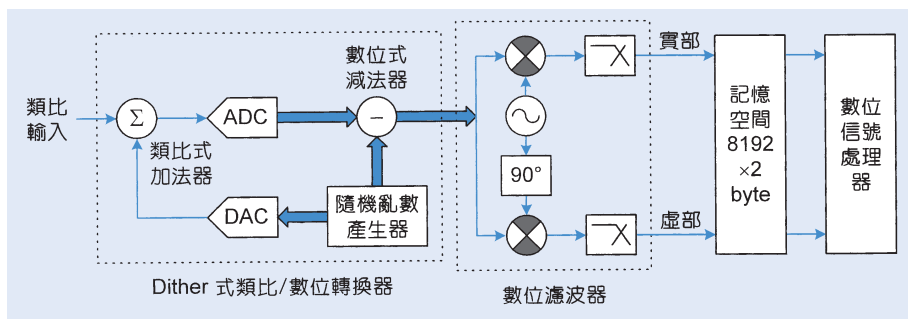


圖 1. 向量式信號分析儀的基本原理圖。

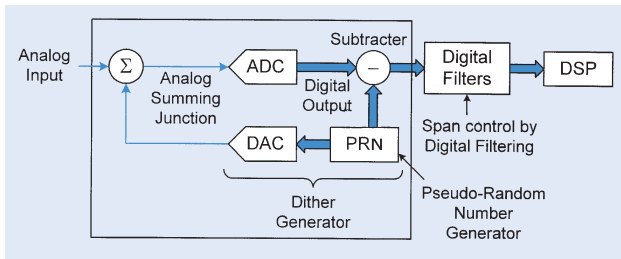


圖 2. Dithering 類比／數位轉換器的工作示意圖。

就無法再圖變更了。數位濾波器最大的優點就在於它的解析頻寬、3 dB 半功率點都是「算」出來的，所以毋須受限於硬體電路。也因為如此，所以數位濾波器的另一項特色就是它可以組成一串的並聯濾波器 (parallel filters)，這種並聯濾波器的架構遠勝於傳統掃頻式 (swept tuned) 頻譜分析儀，因為並聯濾波器可以即時 (real time) 地擷取整個量測頻寬裡面的所有信號訊息，不會因掃頻速度不夠快，而導致某些訊息遺漏了。「並聯濾波器」架構的濾波器個數係取決於我們用來擷取待測信號時域波形的記憶體長度，由於計算頻譜的方式係採行快速傅立葉轉換，因此記憶體長度就必須是 2^n 的關係，其中 n 為正整數。舉例來說，倘若記憶體長度為 1024 個字 (words)，那麼所架構的濾波器個數為 400 個；如果記憶體長度變成 2048，則濾波器個數就自動倍數成 800 個。由此我們還可以計算出每個並聯濾波器的解析頻寬，如公式 (1) 所示：

$$\text{解析頻寬} = \frac{\text{儀器的擷取頻寬}}{\text{濾波器的個數}} \times \text{時窗頻寬} \quad (1)$$

其中儀器的擷取頻寬就是頻距 (span)，而濾波器的個數又稱之為頻譜點數 (frequency points)，時窗 (window) 存在的目的在用以消彌因時域取樣不對稱所造成的疊頻 (alias) 現象，而不同的時窗技術則是擁有不同時窗頻寬，其中 hanning 時窗為 1.5 Hz，flattop 時窗則是 3.82 Hz，uniform 時窗只有 1 Hz。

由於「快速傅立葉轉換」在將時域波形轉換到頻域時，會解析出實部 (real part) 與虛部 (image part) 的訊息，如圖 3 所示。向量式信號分析儀可以依此來計算出待測信號的振幅與相位訊息，因此就可以很輕易地進行數位調變信號的 I/Q 解調工作。這一點與傳統掃頻式頻譜分析儀完全不同，因

為傳統掃頻式頻譜分析儀係用二極體檢波器，因此只能「解調」待測信號的振幅訊息，而無法測得相位相關的訊息。由於現今所有的數位通訊調變技術大多是採行 I/Q 調變，即使不是採行 I/Q 調變，也會選擇振幅，或相位調變的其中一種 (頻率調變也是屬於相位調變的一種特例)。所以據此，向量式信號分析儀就可以解調所有數位調變的信號，例如 BPSK、QPSK、OQPSK、 $\frac{\pi}{4}$ DQPSK、8/16 VSB、16/32/64/128/256 QAM、MSK、FSK、8PSK...等。

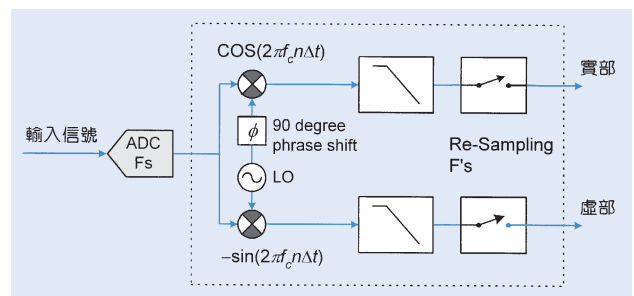


圖 3. FFT 在執行時域到頻域的轉換時，會分成實部和虛部兩個部分。

3. 數位信號處理器

在經過數位濾波器處理過的信號訊息，最後交由數位信號處理器進行量測參數的計算，例如待測信號的頻譜、頻道 1/2 之間的頻率響應 (frequency response)、交互相關 (cross correlation)、自我相關 (auto correlation)、相位雜訊 (phase noise) 的量測；類比解調，這包括 AM、FM 和 PM；以及各種數位解調的顯示，包括眼狀圖 (eye diagram)、向量圖 (vector diagram)、星座圖 (constellation diagram)、相位圖 (trellis diagram)、EVM (error vector magnitude)、振幅誤差與相位誤差的時序圖；以及最後調解出來的數位碼等。數位信號處理器在計算 EVM 和振幅／相位誤差等量測參數時，有一件很重要的工作要做，那就是數位信號處理器必須根據所擷取到的 I/Q 待測信號 (I/Q measured signal) 來推導出 I/Q 理想信號 (I/Q reference signal)。如圖 4 所示，待測的 I/Q 信號在經過我們所設定的頻距之後，數位信號處理器會啟動脈衝檢波器 (pulse-detector) 來偵測是否有叢發 (burst) 載波出現，如果脈衝檢波器被設定為關閉時，數位信號處理器會啟動同步檢波 (sync detector) 來找尋觸發碼型。同時數位信號處

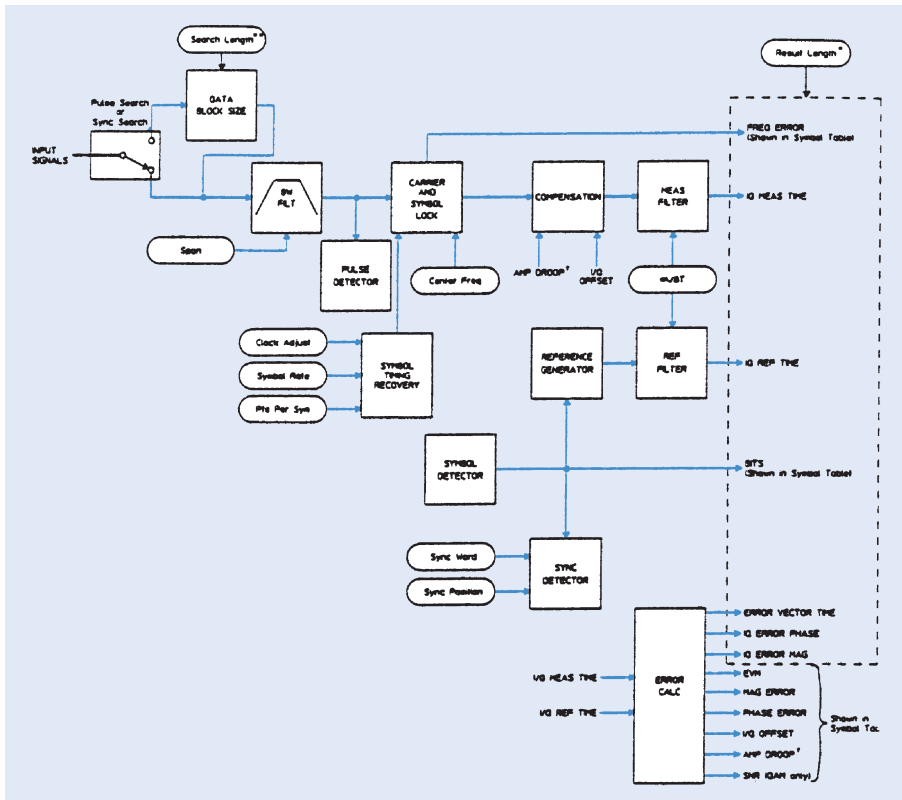


圖 4. 向量式信號分析儀的數位解調功能功能方塊圖。

理器會根據所設定的載波頻率 (carrier frequency) 來執行載波鎖定 (carrier-lock) 和符號鎖定 (symbol-lock) 的工作。在另一方面，根據所設定符號速率 (symbol rate)、調變格式 (即圖 4 的 pts per sym)，符號時序還原電路 (symbol timing recovery) 會產生符號時序，藉此最後就可以對待測的 I/Q 信號進行取樣的動作，並且根據所設定的調變格式來解調出數位位元，如此一來，一旦待測與理想的 I/Q 信號 (即 I/Q measured signal 和 I/Q reference signal) 都找出來之後，就可以開始進行各項量測參數的對比工作，例如 EVM、頻率誤差、振幅誤差、相位誤差等。

二、結構示意圖

圖 5 為向量式信號分析儀的細部結構示意圖，基本上可以分成兩大部分，分別是射頻部分和基頻 (baseband) 部分。其中射頻部分與傳統的頻譜分析儀無異，然而基頻部分就全然不同了。向量式信號分析儀的射頻電路負責將內含有類比或數位調變訊息的載波予以降頻，只釋放 10 MHz 以下的基頻信號到基頻電路去作進一步的解析。基頻電路在處理

入射的基頻待測信號時，從頭到尾都是在數位領域當中進行，因此在基頻電路裡面，一開始就必須將待測信號予以數位化。由於 dithering 類比/數位轉換器的取樣率是固定在 25.6 MHz，為了防止疊頻現象，在 dithering 類比/數位轉換器的前端我們加裝了一個反疊頻濾波器 (anti-alias filter)，實際上這是一個截止頻率在 10 MHz 的低通濾波器，負責將高於 10 MHz 的入射信號予以過濾掉，以避免有疊頻跑到後段的處理電路。經過反疊頻濾波器處理過，並且經由 dithering 類比/數位轉換器轉換過的數位信號會再透過數位濾波器的處理，並且分路成實部和虛部兩個路徑，在數位濾波器也有兩組反疊頻濾波器，分別置於數位混波器 (乘法器) 的輸出端。與 dithering 類比/數位轉換器前端的反疊頻濾波器不同的是前者是數位式，它們係由軟體所「製造」出來的，而後者則是完全由硬體電路所構成；而且前者的截止頻率是可以隨設定 (span) 而變，但是後者的截止頻率是完全固定的。數位濾波器處理過的資料最後交數位信號處理器來進行「計算」、「對比」、「分析」的工作，以便將量測參數以及相關資料一一計算出來，最後交由負責顯示幕處理的

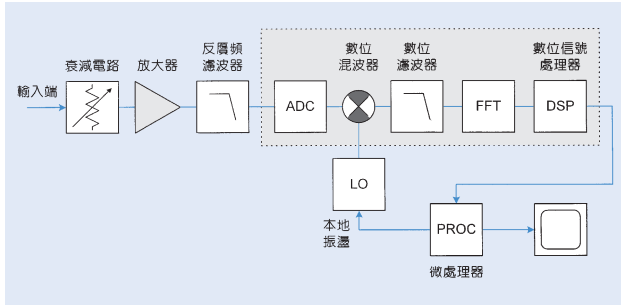


圖 5. 向量式信號分析儀的細部結構示意圖。

CPU 來將結果顯示在螢幕上。

由於向量式信號分析儀的基頻電路都是在數位領域處理，所以能夠提供數位錄音機 (digital tape recorder) 的功能。這種數位錄音機的架構其實是在數位濾波器輸出端規劃了另外一組記憶體，向量式信號分析儀直接將擷取到的時域訊息在數位濾波器處理過就立即儲存到一個叫「時域擷取」(time capture) 的記憶體區。由於這種方式是直接將時域的訊息儲存到記憶體，不同時進行快速傅立葉轉換的工作，所以可以「即時」(real time) 地記錄下所有的時域波形，不會有資料會被遺漏。一旦所想要擷取到的時域長度完成之後，再由儀器的「時域擷取記憶體」直接送到數位信號處理器進行後段的處理，整個動作就像是錄音機一樣，因此我們稱之為數位錄音機。

三、儀器規格與特徵

1. 規格

- ① 頻率範圍：向量式信號分析儀的頻率範圍有兩種。第一種是射頻頻率範圍，目前最高是 2.65 GHz，這個頻率範圍涵蓋了 DECT 的 1.9 GHz、PCS 1900 和 2.4 GHz 的 ISM (industry, science, medical) 頻道以及所有商用數位通訊的頻率範圍。第二種為基頻頻率範圍，目前有兩種模式，第一種是 10 MHz，主要是針對絕大多數的數位通訊調變和數位視訊調變信號；第二種是 20 MHz，主要是用於寬頻編碼多工 (wide band CDMA)，例如無線區域網路 (wireless LAN) 和第三代大哥大的標準 WBCDMA。
- ② 頻率解析度：頻率解析度 (frequency resolution) 旨在標示向量式信號分析儀能分辨信號的頻率

之能力，目前最小的頻率解析度為 0.01 Hz，這代表儀器能夠分辨兩個相鄰近信號的最小頻率間距。

- ③ 靈敏度：靈敏度代表向量式信號分析儀所能量測到的最低振幅位準，目前的規格大約在 -160 dBm 左右。

2. 特徵

- ① 時間量測功能：「時間」(time-gating) 量測是頻譜分析儀用來量測時變 (time-vary) 信號，例如像 TDMA、TDD 等的應用。傳統的頻譜分析儀由於時域記憶的功能，所以在執行時間量測的工作時，往往需要外接一台示波器的輔助，而向量式信號分析儀由於係採用時域記憶和快速傅立葉轉換的技術，所以毋須借重其他儀器的幫忙。圖 6 為向量式信號分析儀之時間量測的範例。

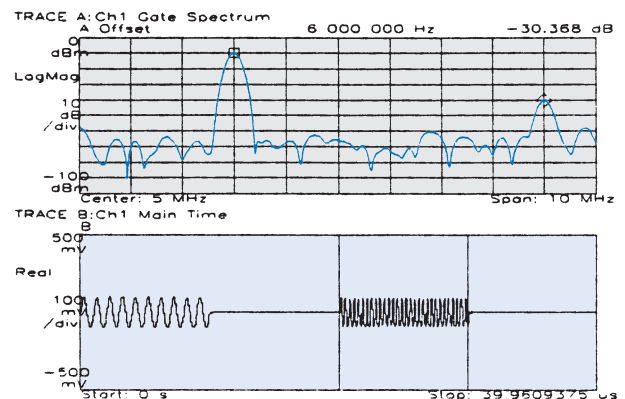


圖 6. 時間量測範例。

- ② 頻帶內功率量測功能：頻帶內功率 (band power) 是數位通訊信號的諸多重要參數之一，此即為所謂的佔據頻寬 (occupied bandwidth, OBW)。由於向量式信號分析儀係採用數位信號處理器 (DSP)，DSP 的超強計算能力使得 OBW 量測工作變得相當容易。圖 7 為典型的 NADC 系統之 OBW 量測範例。
- ③ 類比／數位解調功能：這是向量式信號分析儀最重要的特徵。由於係由快速傅立葉轉換和 DSP 來負責所有的信號處理工作，所以從類比調變的調幅 (AM)、調頻 (FM)、調相 (PM)，到

數位調變的 BPSK、QPSK、OQPSK、 $\pi/4$ DQPSK、16/32/64/128/256 QAM、FSK、MSK 和 8/16 VSB 等，都能忠實地將調變信號予以解調出來。

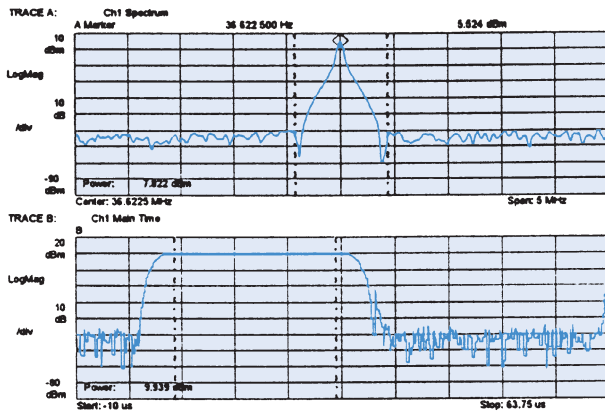


圖 7. NADC 系統的 OBW 量測範例。

四、應用

向量式信號分析儀的應用相當廣泛，在此僅舉幾個範例供各位參考。

1. 相位雜訊量測

由於向量式信號分析儀內建有「時域校正」(time calibration) 的能量，它能將儀器本身的相位雜訊透過「頻域」曲線定位 (curve fitting) 以及「S 域」的 Laplace 方程式的方式壓抑至非常低的位準，因此非常適合用來量測如本地振盪器的相位雜訊。在量測時，首先需將待測信號的頻率設定為儀器的中心頻率，然後啟動「相位解調」(PM) 的功能，並且將顯示改為 PSD (power spectral density)，再將 X 軸 (頻率軸) 設為對數刻度，如此一來我們就可以獲得本地振盪器的相位雜訊圖。圖 8 為典型的相位雜訊量測結果。

2. 時域延遲量測

向量式信號分析儀的自我相關和交互相關功能可以用來找尋斷續出現的信號周期，最常見的應用是雷達和聲納。圖 9 為一個典型的應用範例，這是測試一個擁有 127 個隨機亂數，每隔 423 μ s 重複

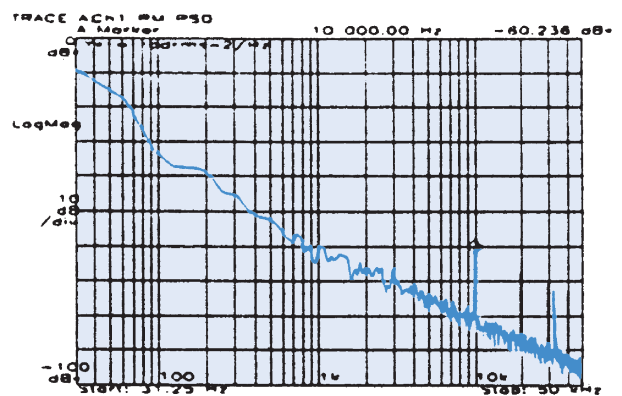


圖 8. 相位雜訊量測的結果。

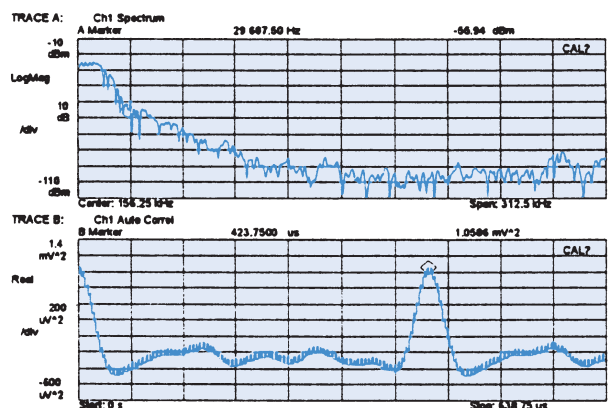


圖 9. 時域延遲量測範例。

出現一次的信號，由圖 9 下方的游標標示值，我們可以知道亂數重複出現的時間間距為 423 μ s。

3. 因果關係量測

向量式信號分析儀的相干性 (coherence) 功能可以用來找尋兩個頻率函數信號之間的因果關係，相干性的量測單位為純量，值最小為 0，最大為 1。當相干值為 0 時，代表兩個信號之間沒有任何因果關係；反之倘若相干值為 1，則代表兩者之間有絕對關係。最常見的應用是來找尋在發射機天線端所發現的相位雜訊到底是由那一級的本地振盪所產生的。

4. 調域 (modulation domain) 量測

調域量測功能是向量式信號分析儀一項相當有用的功能，其目的在用來觀察待測信號的相位、振幅、頻率、頻率偏移度 (FM deviation)、振幅偏移

量 (AM modulation index) 等的時域變化情況。主要的應用有：觀察叢發式 (burst mode) 載波的 on/off 比例、振幅／相位的穩定情況、AM/FM/PM 解調後的頻率偏移度、振幅偏移量的時域變化情況、檢查本地振盪器一開始啟動的振幅／相位／頻率變化情況。圖 9 分別是 AM 和 FM 信號被解調之後，向量式信號分析儀顯示 AM 調變深度和 FM 頻率偏移度的時域變化情況。

5. 類比／數位解調量測

類比／數位解調功能是向量式信號分析儀最重要的量測能量。解調量測，尤其是數位解調量測功能，可以提供各種解析數位調變信號的工具，例如像眼狀圖、向量圖、星座圖、EVM、Trellis 圖、S/N 比、EVM 頻譜、Mag error、phase error、I/Q offset、AM droop 等，量測工具都是在數位調變分析相當有用的工具，所以這也說明為什麼向量式信號分析儀已成為從事數位調變產品的研發部門不可或缺的儀器。圖 10 是 HP89441A 量測一個射頻混波降頻器 RMS-30 的解調結果，其中本地振盪器的頻率為 2.34 GHz、振幅為 -7 dBm，混波器輸入端為一個 2.45 GHz、振幅為 -30 dBm 的 QPSK 信號，符號速率為 100 kHz，沒有 ISI 濾波器。在圖

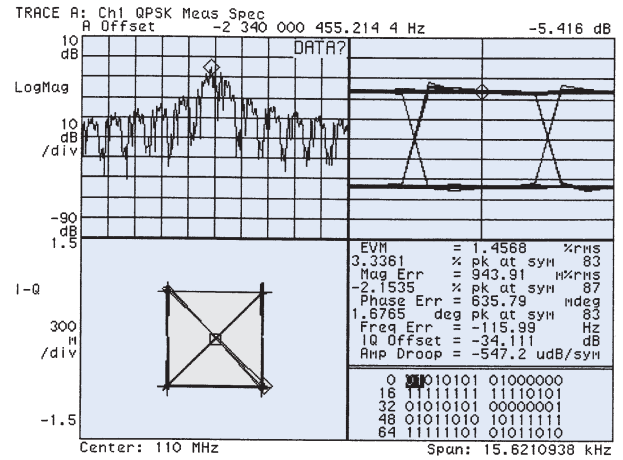


圖 10. 解調通過一個降頻混波器 RMS-30 的 QPSK 調變信號。

10 的右下角可以看到解調出來的 EVM 為 1.45%，這代表其電路製作得相當不錯。

參考文獻

1. HP 89410A Operator's Guide, California, USA July (1995).
2. HP 8941A/89440A Vector Signal Analyzer Customer Training Course Rev A.00, California, USA July Oct. 25 (1993).

作者：謝金明先生畢業於國立台灣工業技術學院電子系，現任惠普科技股份有限公司系統工程部經理。

鎖相放大器

Lock-in Amplifier

關鍵字：鎖相回路、相位同步檢測、90 度相位、同相位

Keywords： phase lock loop, phase sensitive detection, quadrature phase, in phase

一、基本原理

鎖相放大器基本上是一種將調變的微弱訊號，於雜訊的環境中給檢測出來的儀具，目前它之所以廣泛被採用，在於其具備有下列特點：

1. 它運用了相位同步檢測 (phase sensitive detection) 的技術，因而可以檢測出訊號的相位相關訊號。
2. 它可以將不同於參考調變頻率的雜訊，經由低通濾波器加以排除。
3. 在和訊號相同頻率的雜訊中，則利用相位檢測之技術，只讓同相位 (in phase) 的訊號被檢測出，而 90 度相位 (quadrature phase) 的雜訊則被排除。
4. 在鎖相放大器中只有和訊號同頻率且同相位的雜訊可被檢測出，而且訊號與雜訊的頻寬可經

由低通濾波器加以控制。

5. 它利用了調變的技術因而系統的 $\frac{1}{f}$ 雜訊可被排除。
6. 它可利用調變及解調的技術去找到系統的極大值或極小值。

為何能夠具有如此功能呢？首先我們必須對同步調變解調的原理有所了解。圖 1 所示為一最簡單的鎖相放大器的功能方塊圖，在此以一半導體雷射為例子，將說明如何利用鎖相放大器來量測出半導體雷射經過光衰減器，其光衰減器的衰減值。

首先半導體雷射的光功率被一正弦波訊號調變，而其輸出光功率可表示為：

$$P_L = P_0 + P_m \sin \omega t \quad (1)$$

其中 P_0 為 DC 光功率準位，而 P_m 為 AC 光功率

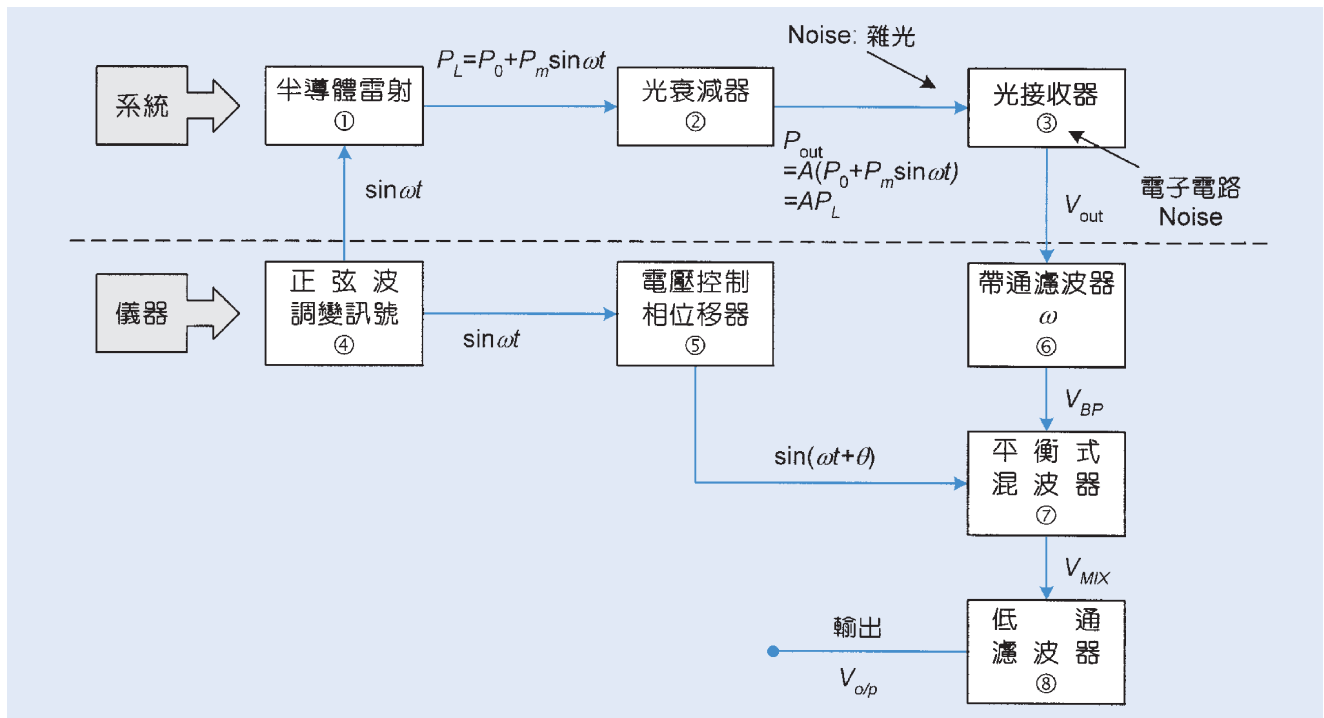


圖 1. 鎖相放大器。

值，此光功率 P_L 經光衰減器所輸出的光功率為：

$$P_{out} = AP_i = AP_0 + AP_m \sin\omega t + \text{Noise} \quad \left| \begin{array}{l} \text{雜光} \\ (2) \end{array} \right.$$

此輸出光經由光接收器轉換成電壓訊號 V_{out} ，其中 A 為光衰減器的衰減值，可以表示為：

$$V_{out} = \eta AP_{out} + \text{Noise} \quad \left| \begin{array}{l} \text{電子電路} + \text{Noise} \\ \frac{1}{f} \\ (3) \end{array} \right.$$

代入 (2) 式於 (3)，則可得到光接收器的輸出電壓，可以表式為：

$$V_{out} = \eta AP_0 + \eta AP_m \sin\omega t + \text{Noise} \quad \left| \begin{array}{l} \text{雜光} \\ + \text{Noise} \quad \left| \begin{array}{l} \text{電子電路} + \text{Noise} \\ \frac{1}{f} \end{array} \right. \end{array} \right.$$

其中 η 為光接收器的光電轉換效率，如果調變頻率選擇大於幾 kHz 以上，則 $\text{Noise} \left| \frac{1}{f} \right.$ 可以忽略。因為接收電路為交流耦合，則 ηAP_0 項亦可以消除。光接收器之輸出電壓 V_{out} ，經由一高 Q 值的帶通濾波器，其中心頻率選為 ω ，則輸出的訊號可以表示為：

$$V_{BP} = \eta AP_m \sin\omega t + N_{90^\circ} \sin\omega t + N_{0^\circ} \cos\omega t \quad (4)$$

其中雜訊部分，不在 ω 頻率的，已被帶通濾波器消除，最後只剩下和調變頻率相同的訊號，可將它分成三部分：

- (1) 所需之訊號
- (2) 與所需訊號同相之雜訊
- (3) 與所需訊號 90° 相差之雜訊

V_{BP} 訊號與經由相位移器的參考訊號於平衡式混波器中互相混波，其輸出訊號 V_{mix} 經由低通濾波器將 2ω 部分的高頻部分濾除，則最後可以得到輸出訊號 V_{op} 為：

$$V_{op} = \eta AP_m \cos\theta + N_{0^\circ} \cos\theta + N_{90^\circ} \sin\theta \quad (5)$$

可以調整相位移 θ 使得 $\theta = 0^\circ$ ，則 V_{op} 可表示為：

$$V_{op} = \eta AP_m + N_{0^\circ} \quad (6)$$

其中 A 衰減值為所希望知道的值，如果衰減值 A 為頻率的函數，則由低通濾波器的截止頻率，可調整所量測衰減量的頻率響應。知道訊號的輸出特性與頻寬的平方成正比，因此一般取正規頻寬為 1

Hz 為基準。舉例而言，取低通濾波器的頻寬為 100 Hz，即時間常數為 10 ms，則最小所能量測到的衰減值變化量為 10 mV，則可以將其正規化為最小能量測到的衰減值為：

$$\Delta A \mid \min = 10 \text{ mV} \times \frac{1}{\sqrt{100 \text{ Hz}}} = 1 \text{ mV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

上述表示，當時間常數越長，則系統能量測到的精確值越佳。

綜合以上所述，鎖相放大器所具有的基本特徵為：

- ① 含有頻率可調的參考訊號，其可由儀器內部建立或由外部訊號產生器提供，且此參考正弦訊號必須同時輸入系統及儀器。
- ② 含有一相位可調的相位移器，其可由鎖相回路 (phase-locked loop) 來完成，可調範圍必須至少涵蓋 90° 。
- ③ 含有一高 Q 值帶通濾波器或將輸入訊號的頻率，經本地振盪器提升至一固定中頻，再經由帶通濾波器將中頻取出，如此可提訊號雜訊比。
- ④ 含有一平衡式 (開關型式) 的混合器，以達成相位精準的混波效果。
- ⑤ 含有一增益可調整的放大電路，可放大輸入訊號及經低通濾波器後的輸出訊號。
- ⑥ 含有一特性良好的低通濾波器，可為 6 dB/oct 或 12 dB/oct，且其截止頻率可調整。
- ⑦ 輸入訊號由鎖相放大器，經過了相位靈敏度高的電路，如帶通濾波器，會使得訊號的相位隨溫度而改變，因此會造成誤差。

二、結構示意圖

目前鎖相放大器的基本結構主要區分為 Homodyne 及 Heterodyne 兩種型式，如圖 2 及圖 3 所示，而大部分的鎖相放大器操作皆由儀器內之微處理機所控制，操作十分簡單，在此將 Homodyne 及 Heterodyne 兩種型式優缺點分述如下。

1. Homodyne 型式

優點：只需要一個平衡式混波器，對於工作於低頻率的系統而言，電路架構優於 Heterodyne 型式。

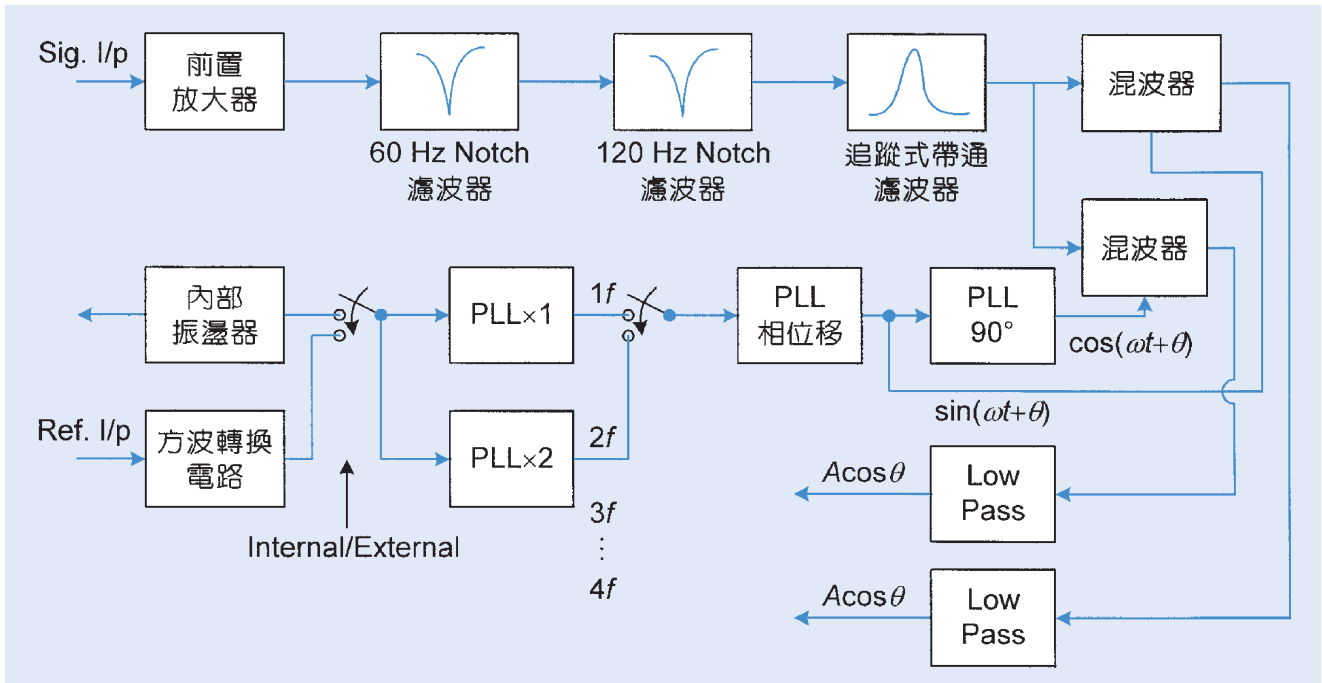


圖 2. Homodyne 鎖相放大器。

缺點：需要一個中心頻率可隨工作頻率改變的追蹤式帶通濾波器，其要在不同的工作頻率保持 Q 值皆不變，在設計上需要一非常線性的電壓控制電流源。

2. Heterodyne 型式

優點：其可將輸入工作頻率提高至一固定中頻，且其中頻的頻率大小可選在平衡式混波器最佳的工作頻率，因而其帶通濾波器為固定值，不必隨輸入工作頻率而改變。

缺點：電路較 Homodyne 型式複雜，其需要二個平衡式混波器。

目前市面上所能看見的鎖相放大器，皆具有兩種相位輸出，且可提供之解調頻率為調變頻率的一倍或二倍，在此參考圖 2 及圖 3 所示之 two phases 鎖相放大器之功能方塊圖，在此儀器中參考訊號經由相位移電路 (在此大部分為 PLL 電路)，則可提供兩個相位差 90° 的參考訊號，其可表示為：

$$S_{r1} = \sin(\omega t + \theta) \quad (7a)$$

$$S_{r2} = \cos(\omega t + \theta) \quad (7b)$$

其中 θ 值，可經 PLL 相位移控制器加以調整，其範圍可從 $-\pi$ 至 $+\pi$ 徑度。

假設輸入於鎖相放大器的訊號為一個相位調變的干涉儀輸出訊號，其可表示為：

$$V_{out} = V_0 [1 + \cos(\Phi_m \sin \omega t + \Phi_0)] \quad (8)$$

其中 $\Phi_m \sin \omega t$ 為干涉系統的相位調變訊號； Φ_m 為相位調變深度； Φ_0 為干涉相位偏壓值，經由交流耦合光接收放大器，則 (8) 式經由 Bessel 函數展開，則可得：

$$V_{out} = KJ_1(\Phi_m) \sin \Phi_0 \sin(\omega t + \theta) - KJ_2(\Phi_m) \sin \Phi_0 \sin(2\omega t + \theta) + \dots \quad (9)$$

則取 ω 為鎖相放大器的參考頻率，可得兩個鎖相放大器的輸出訊號為：

$$S_{o1} = KJ_1(\Phi_m) \sin \Phi_0 \cos \theta \quad (10a)$$

$$S_{o2} = KJ_1(\Phi_m) \sin \Phi_0 \sin \theta \quad (10b)$$

當調整相位移器 PLL 以使得 $\theta = 0^\circ$ ，則可得：

$$S_{o1} = KJ_1(\Phi_m) \sin \Phi_0$$

及

$$S_{o2} = KJ_1(\Phi_m) \sin \Phi_0 \sin 0^\circ = 0$$

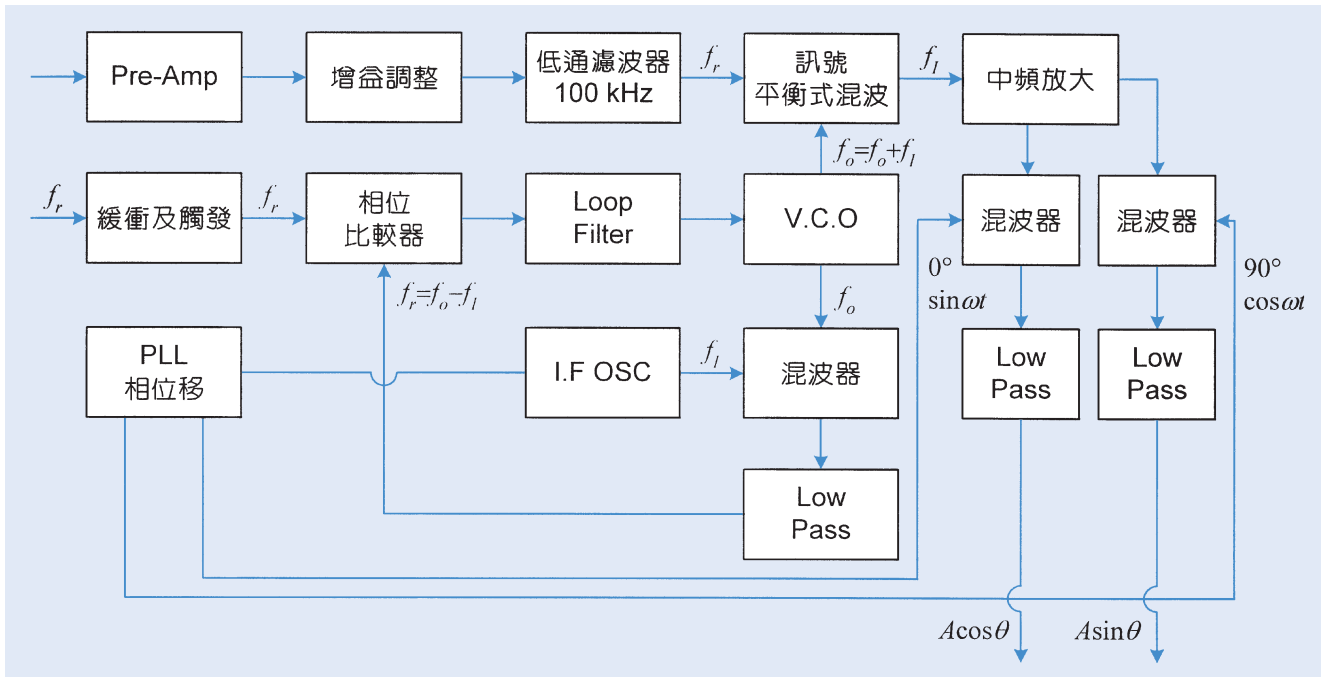


圖 3. Heterodyne 鎖相放大器。

如果將 S_{o1} 、 S_{o2} 經由平方後相加，再加以開根號，即得：

$$S_o = \sqrt{S_{o1}^2 + S_{o2}^2} = KJ_1(\Phi_m) \sin \Phi_0 \quad (11)$$

將 S_{o1} 除於 S_{o2} 得：

$$\theta = \tan^{-1} \frac{S_{o1}}{S_{o2}} \quad (12)$$

經由 S_{o1} 可以得到干涉訊號的大小，且其值為原來干涉輸出訊號的微分值，即由 $\cos \Phi_0$ 轉換成 $\sin \Phi_0$ ，由此可知鎖相放大器可對一對稱輸出的系統取微分值。另一方面，如果取二倍頻，即 2ω 為參考訊號，則可得鎖相放大器的二階微分值為：

$$S_{o1} = KJ_2(\Phi_m) \cos \Phi_0 \cos \theta \quad (13)$$

及

$$S_{o2} = KJ_2(\Phi_m) \cos \Phi_0 \sin \theta \quad (14)$$

同理，鎖相放大器可以測得：

$$S_o = KJ_2(\Phi_m) \cos \Phi_0$$

及

$$\theta = \tan^{-1} \frac{S_{o1}}{S_{o2}}$$

其中 K 為鎖相放大器及系統增益的乘積，可由調

整鎖相放大器的輸入靈敏度加以放大或衰減，以上所示為一典型 two-phase 鎖相放大器的應用實例。

綜合上述所論，鎖相放大器具備了在光電訊號處理上的重要工具，其兩項主要應用為：

1. 檢取微弱的光電訊號
2. 對光電系統取 n 階微分

三、儀器規格與特徵

目前商用鎖相放大器的型式頗多，功能卻大同

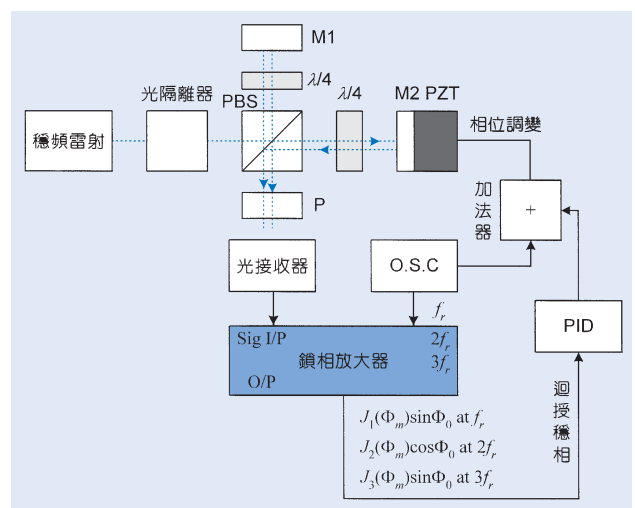


圖 4. 穩相式位調變干涉儀。

小異，主要的規格差異在於使用之訊號處理技術。新型的全數化鎖相放大器也已有產品上市，其主要的改進為將平衡式混波器利用數位乘法器來完成，而一般鎖相放大器常用的規格參數有：

1. 工作的頻率範圍，目前大多至 1 MHz 以下，主要是平衡式混波器的限制，如要工作頻率高於 1 MHz，則可利用降頻技術來完成。
2. 靈敏度即能測量到的訊號最小值，目前已可達 nV/\sqrt{Hz} 左右。
3. 模式選擇目前有 f 、 $2f$ 模式但對於其他高階波的模式也已有產品問世。
4. 低通濾波器的時間常數選擇，目前已可從 1 ms 至 100 sec。
5. 輸出的功能有以下幾種：
 - (a) $A\cos\theta$ $A\sin\theta$
 - (b) R θ
6. 相位調整目前可以經由 PLL 技術從 $-\pi$ 徑度至 $+\pi$ 徑度。
7. 振盪器模式可為內部或外部供應。

四、應用與用途

整體而言，鎖相放大器之應用可區分為，從最簡單的量測訊號大小至可以對系統完成微分或找極值的功能，尤其是對系統取極值的功能可廣泛應用於雷射光譜、雷射穩頻、干涉訊號處理、光纖對軸等實驗上。

事實上，其許多系統中鎖相放大器只當為系統的元件部分，因此可以省掉許多不必要的電路，只需一小部分的電子元件即可完成鎖相放大器的製作，作者衷心期望，未來鎖相放大器只是一種電路設計的概念，不必將它當成一種貴重的儀器，只要確實了解其電路功能，可以在台幣 500 元以下來完成一個工作頻率在 1 MHz 的鎖相放大器。

參考文獻

1. 鎖相放大器手冊, EG&G.
2. 鎖相放大器手冊, Stanford Research Inc.

作者：簡碧堯先生為國立交通大學光電博士，現任中山科學研究院材發中心副研究員。

Box-Car 積分平均儀

Box-Car Integrator and Averager

關鍵字：積分平均儀、取樣、時間延遲

Keywords：integrator and averager, sampling, time delay

一、基本原理

Box-Car 積分平均儀是一種用來量測週期性脈波訊號的儀器，當連續性的脈波存在時，經由取樣 (sampling) 及平均等電路訊號處理後，則摻雜著雜訊的脈波訊號，經由 Box-Car 積分平均儀處理過後，則不規則的雜訊訊號會被平均掉，而真正的訊號則可重現出來，目前它之所以被廣泛的應用於光脈波訊號的檢取，在於其具有下列特點：

1. 它是應用同步觸發檢取的技術，因此和待測訊號不同步的脈波訊號將可以被排除掉。
2. 對於存在於不同的時間軸上的訊號，則是利用時間延遲 (time delay) 的技術加以掃描。
3. 對於存在於相同的時間軸上的訊號，本儀器採用不同寬度的取樣參考訊號來加以取樣，而取樣的次數越多，則雜訊被消除得越多。
4. 本儀器的主要技術是，利用脈波訊號可用於：
(a) 時間延遲控制、(b) 取樣寬度控制、(c) 取樣次數控制等的功能來完成脈波訊號的檢取。
5. 本儀器就如同一部運載量大小可控制的箱型車，而將在不同站的所需貨物一步一步的運走，而不需要的貨物，則儘可能的將其拋棄。

圖 1 說明了 Box-Car 積分平均儀的基本工作原理，將其工作步驟詳述如下：

- (1) Box-Car 積分平均儀首先送出一個週期性的觸發訊號如圖 1(b) 去啟動待測系統的開關，此開關可以是：
(a) 聲光布拉格盒 (Bragg cell) 元件；
(b) 勃克爾盒 (Pockel cell) 相位調變器；
(c) 半導體雷射的脈波電流源供應器等。而待測系統也因而可以輸出週期性且觸發訊號互相同步的脈波訊號，而我們所希望得到的訊號，則為輸出脈波訊號的形狀，如圖 1(a) 所示。
- (2) 以觸發訊號起始點，我們可經由一延遲電路將

觸發脈波訊號加以延遲如圖 1(c)，此延遲電路可為數位式或類比式，其中類比式延遲電路可為：
(a) 單擊 (one-shot) 電路；
(b) 電容線性充電比較式，而數位式可由高速的振盪訊號及計數器來達成。

- (3) 經延遲後的參考訊號，則可以選擇相對於輸入訊號圖 1(a) 要取樣的位置，而此時則可以由另一脈波寬度電路來產生不同的取樣脈波寬度，其中脈波寬度的產生，大多利用單擊電路來完成。
- (4) 參考圖 1(a)、1(c) 所示，我們等於駕駛著一輛箱型貨櫃車，於時間軸上慢慢移動，為了完全的取樣輸入脈波的波形，因此我們可以控制時間延遲 (t_D) 的大小。當時間延遲為 t_{D1} 時，則輸入脈波的 α 部分被取樣，而我們也可以控制取樣的次數，將每次取的波形如 α 所示，我們將它積分累積起來，最後再將累積起來的電壓大小

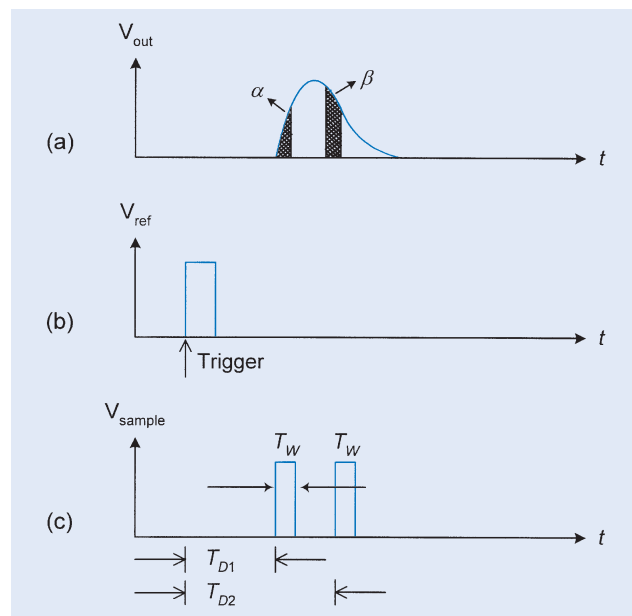


圖 1. Box-Car 積分平均儀基本原理。

除以取樣的次數，因此訊號被放大，而雜訊或漂移值則被平均掉了。

- (5) 當完成了在 α 部分的多次取樣及積分平均作用後，可以再駕駛箱型車往前再行駛一步，延遲 (t_D) 至 t_{D2} 再重覆取樣積分及平均的功能，取得波形 β 如此一步一步的，可以將輸入脈波訊號給檢取出來。
- (6) 當控制取樣脈波寬度時，同時也改變了輸入訊號的解析度，脈波越窄時，對輸入訊號的解析度越高；反之，脈波越寬，則解析度越低，但計算及得到訊號的時間越短。

二、結構示意圖

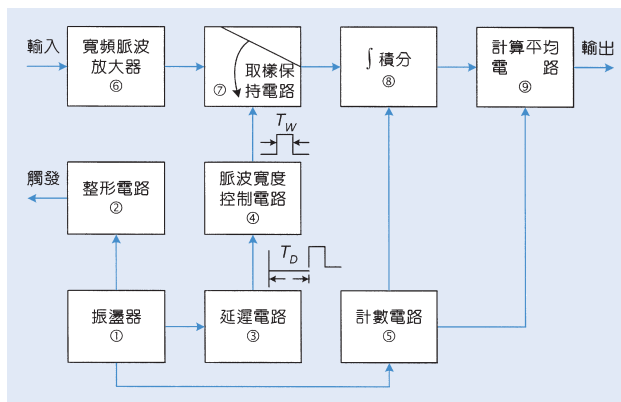


圖 2. Box-Car 積分平均儀結構示意圖。

Box-Car 積分平均儀的基本結構，如圖 2 所示，而大部分的 Box-Car 積分平均儀的操作十分簡單，其中最重要的是要了解同步的意義，有了同步的概念則時間延遲取樣寬度的控制不難理解，這點和鎖相放大器的操作概念是十分相似的。

振盪器 ① 主要產生同步的觸發訊號，經由整形電路 ② 輸出，送至待測系統的外部觸發點，同時振盪器 ① 的輸出經由延遲控制電路 ③，以控制延遲的大小，延遲控制電路 ③ 的輸出經由脈波寬度控制電路 ④，以得到脈波寬度可控制的取樣開關訊號，輸入的訊號經由寬頻脈波放大器 ⑥，以

得到適當大小的訊號，以確保取樣保持電路 ⑦ 的工作正確，取樣保持電路 ⑦ 的輸出訊號由積分電路 ⑧ 將訊號加以累積，而積分器累積的次數多寡，則由計數電路 ⑤ 加以控制，積分器的輸出再經由計算平均電路 ⑨ 以得到最後的輸出訊號。

三、儀器規格與特徵

目前商用之 Box-Car 積分平均儀的型式頗多，功能上大同小異，主要的規格差異在於取樣保持電路的功能，事實上，如針對某一特殊的脈波訊號位置加以選擇，則由自己製作的電路也非常實用，價錢可低於新台幣 2,000 元左右。以下將一般 Box-Car 積分平均儀的規格參數敘述於后：

1. 輸入前置放大器的頻寬，目前大約在 200 MHz 至 300 MHz。
2. 取樣的脈波寬度，目前大約可小於 1 ns。
3. 計算及平均能力，目前可容易由微電腦加以進行精確計算。
4. 時間抖動值，目前可達小於 1 ns 左右。

四、應用與用途

整體而言，Box-Car 積分平均儀可用於檢測脈波訊號，而此脈波訊號具有下列特性：

1. 待測脈波訊號是由儀器的觸發訊號所同步。
2. 訊號必須具有週期性且和儀器的觸發訊號所同步。
3. 輸入訊號含有雜訊且有漂移量存在。

因此在量測光電系統的雷射激發特性上，本儀器將是最佳選擇。

參考文獻

1. SR255、250、235 操作手冊及維修手冊, Stanford Research Inc.

作者：簡碧堯先生為國立交通大學光電博士，現任中山科學研究院材發中心副研究員。

中文關鍵字索引

90 度相位 quadrature phase 94, 95

S 參數 scattering parameter 30, 31

二劃

二線感應法 2-wire sensing 12, 15

四劃

反射係數 reflection coefficient 30, 31, 43

五劃

凹槽濾波器 notch filter 50, 52, 53, 78-80

加速老化因子 acceleration factor 64, 65

去強調 de-emphasis 50, 52

四線感應法 4-wire sensing 12, 15

失真 distortion 36, 38, 50-53, 55, 72, 77, 78, 80, 81, 88

平均功率 average power 41, 44

用戶端 subscriber 71, 72

六劃

交流聲 hum 71, 72

伏特計 voltmeter 12-15

同步 synchronous 1, 7, 8, 15, 21, 22, 36, 42, 72, 74-76, 94, 99, 100

同相位 in phase 94, 95

合成 synthesis 1-4, 18, 31, 32, 48, 54, 55, 78, 88

合成視訊 composite video signal 74-76

安培計 ammeter 12, 14, 15

收發機 transceiver 78,

曲線掃描儀(曲線蹤跡儀) curve tracer 56

有線電視 CATV 35, 71-73

色彩訊號 chrominance 74-76

七劃

即時取樣 real-time sampling 9-11

快速傅立葉轉換 fast Fourier transform (FFT) 39, 40, 54, 72, 88, 89, 91

八劃

取樣 sampling 4, 9, 10, 13, 21-24, 36, 58, 74, 76, 89, 90, 99, 100

注入損耗 insertion loss 30, 31, 34

波封功率 peak envelope power 41, 44

炙燒 burn-in 64-67

炙燒中測試 testing during burn-in (TDBI) 64, 66, 67

狀態 state 7, 16, 21-25, 41, 66, 74

直角投射感應 orthogonal view 58

阻抗 impedance 2, 8, 13, 14, 25, 26, 30-32, 34, 43, 45-49, 72, 75, 76, 79, 84-86

非同步 asynchronous 21, 22

九劃

亮度 luminance 6-8, 60, 74-77

信號調節 signal conditioning 25, 26

信碼 signaling 78, 79, 82

垂直解析度 vertical resolution 9, 11

星座圖 constellation diagram 88, 89, 93

相位同步檢測 phase sensitive detection 94

相差式 phase difference 16, 19

重覆取樣 repetitive-time sampling 9, 10, 100

音頻信號分析儀 audio analyzer 50, 51, 53

十劃

射頻輸入衰減器 RF input attenuator 35, 36

時序 timing 6, 7, 21-24, 27, 28, 66, 89, 90
時序對資料之抖動 clock-to-data jitter 25, 28
時間延遲 time delay 77, 99, 100
時間間隔 time interval 18, 25-29
時間閘 time-gating 26, 40, 88, 91
脈衝功率 pulse power 41, 44
迴返損耗 return loss 30, 31, 82

十一劃

動態信號分析儀 dynamic signal analyzer (DSA) 35, 54, 55
接腳檢測 lead inspection 61, 63
掃描 sweep 1-4, 6-8, 11, 33, 35, 39, 40, 53, 56, 57, 72
掃描式頻譜分析儀 swept tuned spectrum analyzer 35, 39
掃描電壓 sweep supply 8, 56, 57
眼狀圖 eye diagram 88, 89, 93
符號速率 symbol rate 88, 89, 93
陰極射線管 cathode ray tube (CRT) 6-8, 23, 47, 48, 56, 75, 76

十二劃

單音信號 single tone 50, 51
短期不穩定度 short-term instability 1, 2
週期比例式 time duty cycle 16-18
開放測試場地 open area test site (OATS) 84-86
階梯波產生器 step generator 56, 57

十三劃

傳輸係數 transmission coefficient 30, 31
準峰值檢波器 Quasi-peak detector 84, 86
閘控 gating 25-27
雷射打印 laser marking 68-70
雷射掃描 laser scanning 58-60
電阻 resistance 12-16, 18, 45, 46, 48, 49, 56
電流鉤表 current probe 16, 17, 19, 20
電容 capacitance 2, 13, 30, 42, 45-47, 49, 64, 79, 99
電感 inductance 30, 45, 46, 49

電磁干擾 electromagnetic interference (EMI) 84-87
電磁相容 electromagnetic compatibility (EMC) 84
電磁耐受 electromagnetic susceptibility (EMS) 84, 86

十四劃

對角投射感應 diagonal view 58
裸晶炙燒 bare die burn-in (BDBI) 64, 66, 67

十五劃

數位儲存式示波器 digitizing storage oscilloscope (DSO) 6, 8, 9
熱敏器 thermister 41-43
熱電偶 thermocouple 41-43
線雷射 line laser 58-60
駐波比 standing wave ratio (SWR) 1, 2, 30, 31, 42, 43, 82, 85, 86

十六劃

積分平均儀 integrator and averager 99, 100
頻譜分析儀 spectrum analyzer 28, 35-40, 70, 72, 73, 78, 84, 85, 88-91
頭端 head end 71, 72, 79

十七劃

壓控振盪器 voltage controlled oscillator (VCO) 2, 3, 28, 35-37
點雷射 point laser 58-60

十八劃

鎖相回路 phase lock loop (PLL) 2, 4, 28, 94, 95

十九劃

類比／數位轉換器 analog-to-digital converter (ADC) 9-13, 35, 36, 42, 48, 88, 89, 91, 92
價頻 aliasing 8-10, 88-90

二十三劃

變流器 current transformer 16, 17

英文關鍵字索引

2-wire sensing 二線感應法 12, 15

4-wire sensing 四線感應法 12, 15

A

acceleration factor 加速老化因子 64, 65

aliasing 覆頻 8-10, 88-90

ammeter 安培計 12, 14, 15

analog-to-digital converter (ADC) 類比／數位轉換器 9-13, 35, 36, 42, 48, 88, 89, 91, 92

asynchronous 非同步 21, 22

audio analyzer 音頻信號分析儀 50, 51, 53

average power 平均功率 41, 44

B

bare die burn-in (BDBI) 裸晶炙燒 64, 66, 67

burn-in 炙燒 64-67

C

capacitance 電容 2, 13, 30, 42, 45-47, 49, 64, 79, 99

cathode ray tube (CRT) 陰極射線管 6-8, 23, 47, 48, 56, 75, 76

CATV 有線電視 35, 71-73

chrominance 色彩訊號 74-76

clock-to-data jitter 時序對資料之抖動 25, 28

composite video signal 合成視訊 74-76

constellation diagram 星座圖 88, 89, 93

current probe 電流鉤表 16, 17, 19, 20

current transformer 變流器 16, 17

curve tracer 曲線掃描儀(曲線蹤跡儀) 56

D

de-emphasis 去強調 50, 52

diagonal view 對角投射感應 58

digitizing storage oscilloscope (DSO) 數位儲存式示波器 6, 8, 9

distortion 失真 36, 38, 50-53, 55, 72, 77, 78, 80, 81, 88

dynamic signal analyzer (DSA) 動態信號分析儀 35, 54, 55

E

electromagnetic compatibility (EMC) 電磁相容 84

electromagnetic interference (EMI) 電磁干擾 84-87

electromagnetic susceptibility (EMS) 電磁耐受 84, 86

eye diagram 眼狀圖 88, 89, 93

F

fast Fourier transform (FFT) 快速傅立葉轉換 39, 40, 54, 72, 88, 89, 91

G

gating 閘控 25-27

H

head end 頭端 71, 72, 79

hum 交流聲 71, 72

I

impedance 阻抗 2, 8, 13, 14, 25, 26, 30-32, 34, 43, 45-49, 72, 75, 76, 79, 84-86

in phase 同相位 94, 95

inductance 電感 30, 45, 46, 49

insertion loss 注入損耗 30, 31, 34

integrator and averager 積分平均儀 99, 100

L

laser marking 雷射打印 68-70

laser scanning 雷射掃描 58-60

lead inspection 接腳檢測 61, 63

line laser 線雷射 58-60

luminance 亮度 6-8, 60, 74-77

N

notch filter 凹槽濾波器 50, 52, 53, 78-80

O

open area test site (OATS) 開放測試場地 84-86

orthogonal view 直角投射感應 58

P

peak envelope power 波封功率 41, 44

phase difference 相差式 16, 19

phase lock loop (PLL) 鎖相回路 2, 4, 28, 94, 95

phase sensitive detection 相位同步檢測 94

point laser 點雷射 58-60

pulse power 脈衝功率 41, 44

Q

quadrature phase 90度相位 94, 95

Quasi-peak detector 準峰值檢波器 84, 86

R

real-time sampling 即時取樣 9-11

reflection coefficient 反射係數 30, 31, 43

repetitive-time sampling 重覆取樣 9, 10, 100

resistance 電阻 12-16, 18, 45, 46, 48, 49, 56

return loss 迴返損耗 30, 31, 82

RF input attenuator 射頻輸入衰減器 35, 36

S

sampling 取樣 4, 9, 10, 13, 21-24, 36, 58, 74, 76, 89, 90, 99, 100

scattering parameter S 參數 30, 31

short-term instability 短期不穩定度 1, 2

signal conditioning 信號調節 25, 26

signaling 信碼 78, 79, 82

single tone 單音信號 50, 51

spectrum analyzer 頻譜分析儀 28, 35-40, 70, 72, 73, 78, 84, 85, 88-91

standing wave ratio (SWR) 駐波比 1, 2, 30, 31, 42, 43, 82, 85, 86

state 狀態 7, 16, 21-25, 41, 66, 74

step generator 階梯波產生器 56, 57

subscriber 用戶端 71, 72

sweep supply 掃描電壓 8, 56, 57

sweep 掃描 1-4, 6-8, 11, 33, 35, 39, 40, 53, 56, 57, 72

swept tuned spectrum analyzer 掃描式頻譜分析儀 35, 39

symbol rate 符號速率 88, 89, 93

synchronous 同步 1, 7, 8, 15, 21, 22, 36, 42, 72, 74-76, 94, 99, 100

synthesis 合成 1-4, 18, 31, 32, 48, 54, 55, 78, 88

T

testing during burn-in (TDBI) 炙燒中測試 64, 66, 67

thermister 熱敏器 41-43

thermocouple 熱電偶 41-43

time delay 時間延遲 77, 99, 100

time duty cycle 週期比例式 16-18

time interval 時間間隔 18, 25-29

time-gating 時間閘 26, 40, 88, 91

timing 時序 6, 7, 21-24, 27, 28, 66, 89, 90

transceiver 收發機 78,

transmission coefficient 傳輸係數 30, 31

V

vertical resolution 垂直解析度 9, 11

voltage controlled oscillator (VCO) 壓控振盪器 2, 3, 28, 35-37

voltmeter 伏特計 12-15

儀器總覽—電子測試儀器

發行人／黃文雄

發行所／行政院國家科學委員會精密儀器發展中心

新竹市科學工業園區研發六路 20 號

電話：(03) 5779911 轉 303, 304

傳真：(03) 5773947

編輯／伍秀菁·汪若文·林美吟

美術編輯／吳振勇

初版一刷／中華民國八十七年十月

初版二刷／中華民國九十二年二月

行政院新聞局出版事業登記證局版臺業字第 2661 號

定價／單冊新台幣 250 元·全套新台幣 2200 元

郵撥戶號／0017343-1 國科會精密儀器發展中心

打字／志丞商業設計社 (03) 5617562

印刷／泰銘照像製版社有限公司 (06) 2910838

ISBN 957-02-2526-2 (套)

ISBN 957-02-2533-5

國家圖書館出版品預行編目資料

儀器總覽 = Introduction to instrumentation
/ 伍秀菁, 汪若文, 林美吟編輯. -- 初版. --
新竹市 : 國科會精儀中心, 民87
冊 ; 公分
含索引
ISBN 957-02-2526-2 (一套 : 平裝)

1. 精密機械工業 - 儀器 - 手冊, 便覽

471.026

87012756