

# 傳導性EMI量測系統的架構及原理

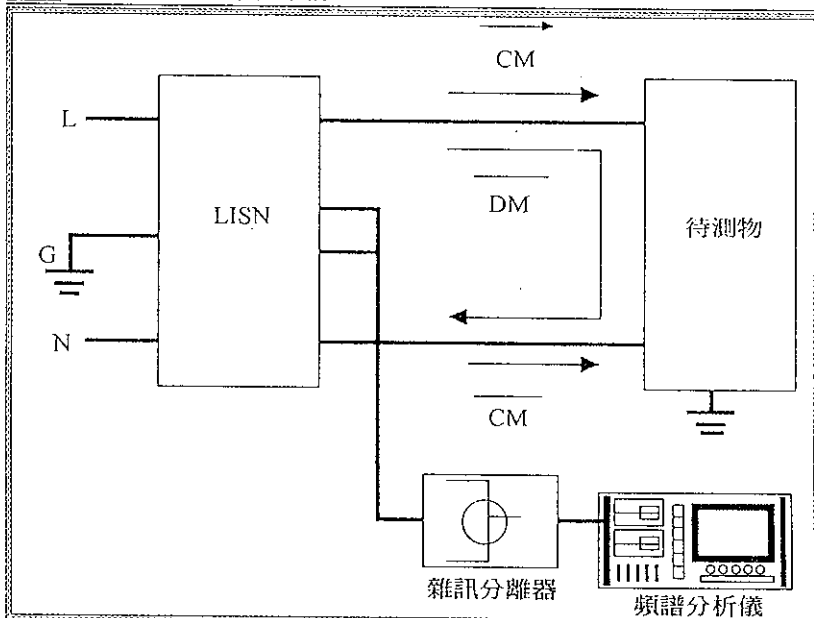
林慶仁·宋自恆

## 前言

現今的電子產品都以符合小型化、高性能、高精度、高信賴度及高反應度等為目標，使得電路元件的分佈密度過高、電路的體積大大的縮小，然而電路變得愈精巧，則會有更多的元件擠在很小的空間當中，增加了干擾的機會，其中以電磁干擾（Electromagnetic interference, EMI）及雜訊最令人感到困擾。電磁干擾問題的考量，長久以來一直是電子裝備及系統在設計上的一大盲點，此乃因電磁干擾所牽涉的因素繁多，以及處理時所需的專業知識較廣的關係。然而由於科技產業的高度競爭，新產品的生命週期越來越短，使得我們不得不尋求EMI問題的快速解決方式，來縮短產品的研發時間，以期能搶佔市場先機。EMI的抑制對象主要分為輻射性（Radiated）與傳導性（Conducted）電磁干擾，輻射性EMI是直接經由開放空間傳遞，不須要經由任何傳輸介質，故一般僅能

以遮蔽（Shielding）、接地（Grounding）等方式來解決。而傳導性EMI，它是經由電源導線來傳遞雜訊的，故連接在同一個電力系統的電氣裝置所產生的EMI會經由電源線而彼此相互干擾。為對於傳導性EMI作有效的管制，首先需要對於電子元件所產生的傳導性EMI作有的量測，再依據結果選擇適當的元件值設計濾波器來加以防治，本文主要探討傳導性EMI量測系統的架構及原理。

圖1 傳導EMI量測系統架構



CM  
DM

### 量測系統架構

傳導性EMI量測系統如圖1所示，圖中可以把雜訊分解成共模雜訊（Common mode noise）和差模雜訊（Differential mode noise）兩個分量，此兩個雜訊分量分別是由共模雜訊電流和差模雜訊電流所造成的。在單相三線式的電力系統中，其共模雜訊電流CM所指的是

Line(L)、Neutral(N)兩線（由LISN之L1和L2端所取到的總雜訊），相對於接地線（Ground）之雜訊電流分量，而差模雜訊電流DM指的是直接流經Line和Neutral兩線之間而不流經過地線之雜訊電流分量。

圖上雜訊由電源傳輸阻抗穩定網路（Line impedance stabilization network, LISN）取出以後，經過雜訊分離器（Noise separator）可得到想要的雜訊值，再以頻譜分析儀（Spectrum analyzer）進行量測。

### LISN的原理與功用

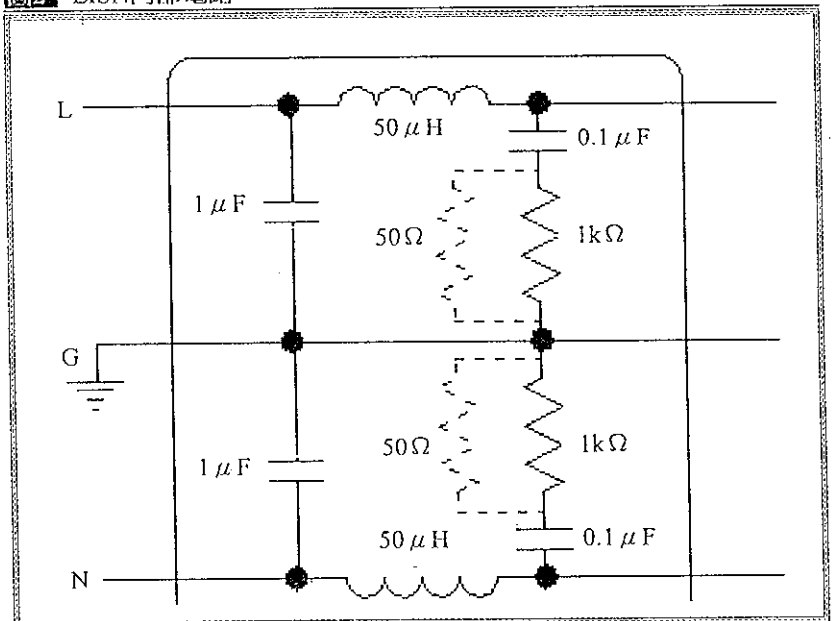
LISN為傳導性EMI量測的重要工具，本文使用CISPR標準的HP 11967C，它是由一些標準的電容、電阻、和電感所組成，內部電路如圖2所示，其主要功用有三：

1. 對低頻60Hz的交流電源而言，電感形同短路，電容形同開路，因此可提供交流電源給待測裝置。
2. 對待測裝置高頻雜訊而言，LISN內部之電感形同開路，電容形同短路，因此LISN將雜訊電流饋送至頻譜儀做量測。如圖3 LISN之

輸入阻抗頻率響應關係可知，在EMI規範頻域內，從待測裝置端看入，LISN可提供穩定的50Ω輸入阻抗做為量測標準。

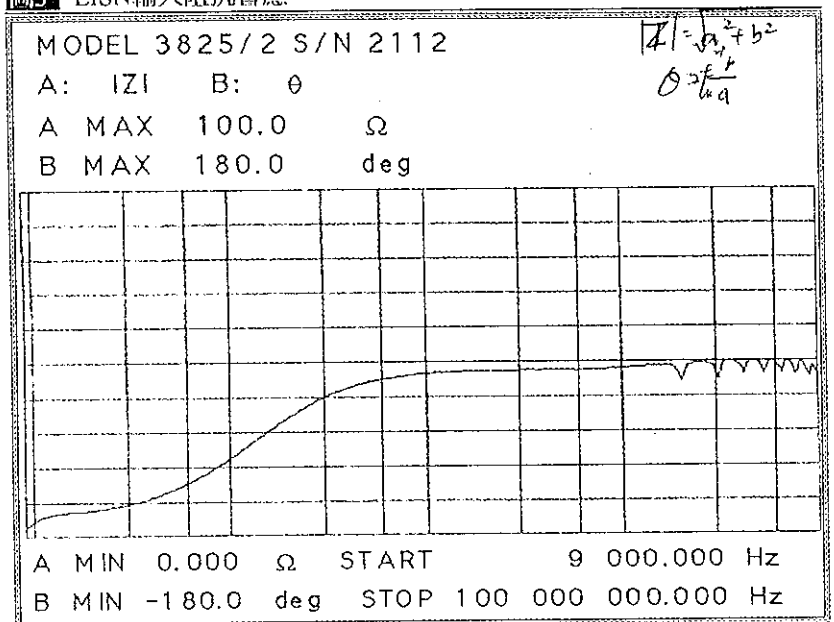
3. 對由電源端流入之非待測裝置所產生的雜訊電流，LISN之電感、電容則將之阻隔在外，以避免其影響系統量測之準確性。

圖2 LISN內部電路



$$Z = a + jb$$

圖3 LISN輸入阻抗響應



10M

雜訊出於多種雜訊最具支配性。

Dominated.

## 雜訊分離的方法

由傳輸阻抗穩定網路 (LISN) 之L1和L2側所攫取到的總和雜訊中，包含CM和DM雜訊成分，且這兩種雜訊成分是以向量和、向量差的關係相結合，CM和DM雜訊產生自不同的雜訊源，在電源濾波器 (line filter) 的設計上，必須分別加以處理。因此，若能將CM和DM雜訊予以分離開來，有助於瞭解待測物的雜訊結構，進而辨識出何種雜訊成分最具支配性 (Dominated)，然後分別加以對症下藥，方能達到事倍功半之效。然而，傳導性EMI的量測是以頻譜分析儀 (Spectrum Analyzer) 來觀測雜訊頻譜大小，缺乏雜訊相角的讀值，因此，光是從測量的結果中是無法以數學方式計算出CM和DM雜訊之大小，必須藉助其他的輔助工具。本節將針對目前所使用的雜訊分離技術加以介紹，討論其分離雜訊之準確性及其使用上的限制，並比較其優缺點。

### 電流探棒 (Current Probe)

此方法是最早被用來分離雜訊的方法，也是較廣為人知的方法之一，由於 Current Probe對頻率改變極為敏感，一般都會造成信號大小及相位的失真，傳統上，Current Probe一般都是搭配示波器來觀測電流波形，故除非在無反射室 (semi-anechoic chamber) 中量測，否則頻譜分析儀上出現的雜訊背景 (noise floor) 將非常高。

Current Probe的主要工作原理是安培定律 (Ampere's law)：

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \frac{d}{dt} \epsilon \int_S \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (1)$$

其中，C是圍繞著開放空間曲面S的邊線 (contour)。根據安培定律，一個沿著一邊線的磁場能夠被感應藉由貫穿 (penetrate) 空間曲面之傳導電流 (conduction current) 和位移電流 (displacement current)，如圖4所示。一個時變的電場將產生一個位移電流 (displacement current)，倘若沒有時變的電場貫穿 (penetrate) 這曲面，則感應的磁場將僅直接相關於流經這個曲面的電流，Current Probe就是利用這個原理來量測電流。Current Probe的建構是由一個被分隔成兩半的環形陶鐵磁體 (toroid ferrite) 鐵芯所構成，

圖4 安培定律示意圖

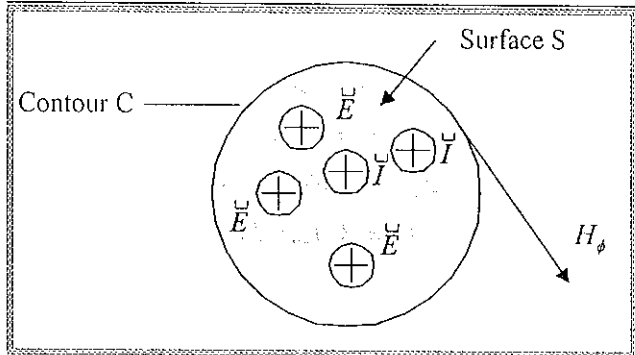
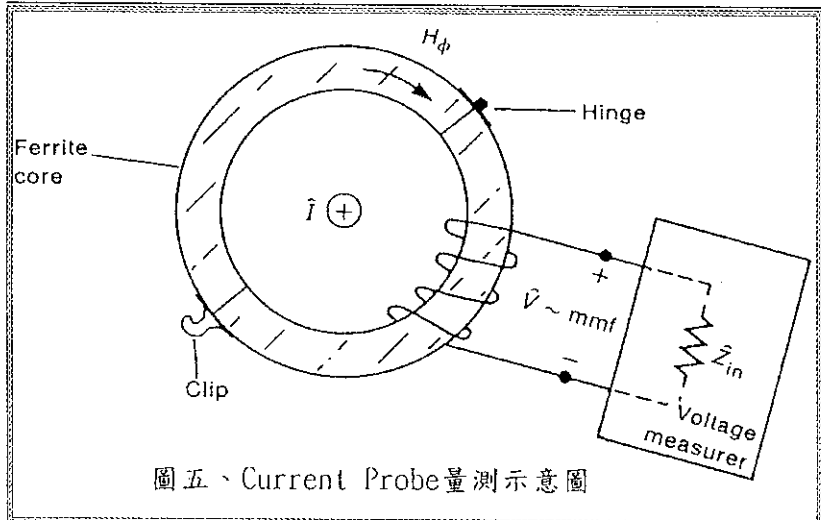


圖5 Current Probe量測示意圖



圖五、Current Probe量測示意圖

$\frac{V_{line}}{neutral}$

將鐵芯環繞待測之導線，則流經該導線上的電流將被量測。流經這迴路的電流將產生一磁場，該磁場將被集中且環繞於鐵芯上。數圈的導線被纏繞在鐵芯上，環繞於鐵芯上的時變磁場根據法拉第定律將感應出一正比於磁場強度之磁動勢 (emf)。這導線迴路感應的電壓因此被量測，且正比於流經該鐵芯的電流 (如圖5)。

### 共模/差模辨識網路

共模/差模辨識網路 (CM/DM discrimination network) 主要是利用兩組匝數比為1:1的射頻隔離變壓器來達到分離雜訊的目的。圖6所示為CM/DM RN的內部結構圖，因為電源線的L側 (phase, live) 與N側 (neutral) 的雜訊電壓分別為：

$$\vec{V}_p = \vec{V}_{CM} + \vec{V}_{DM}$$

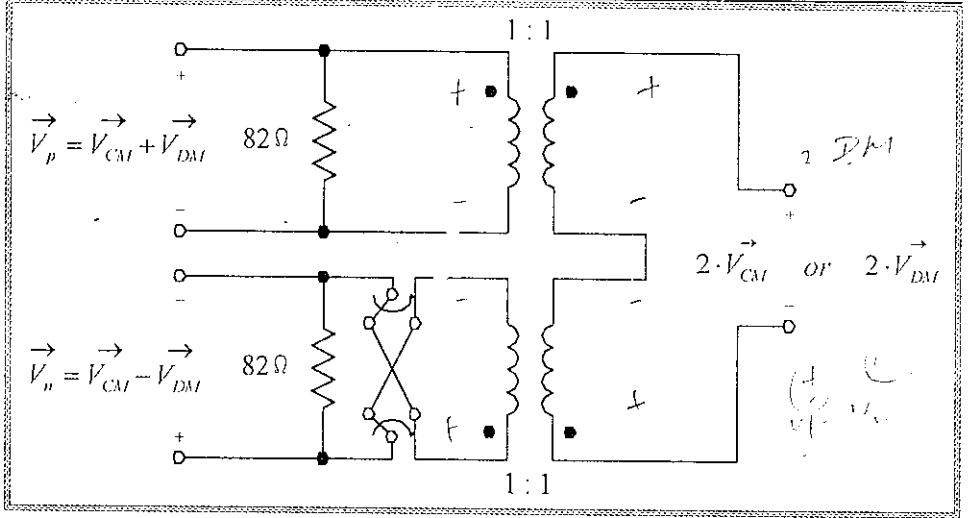
$$\vec{V}_n = \vec{V}_{CM} - \vec{V}_{DM}$$

且

$$\vec{V}_p + \vec{V}_n = 2\vec{V}_{CM}$$

$$\vec{V}_p - \vec{V}_n = 2\vec{V}_{DM}$$

圖6 共模/差模辨識網路 (CM/DM discrimination network) 之內部電路

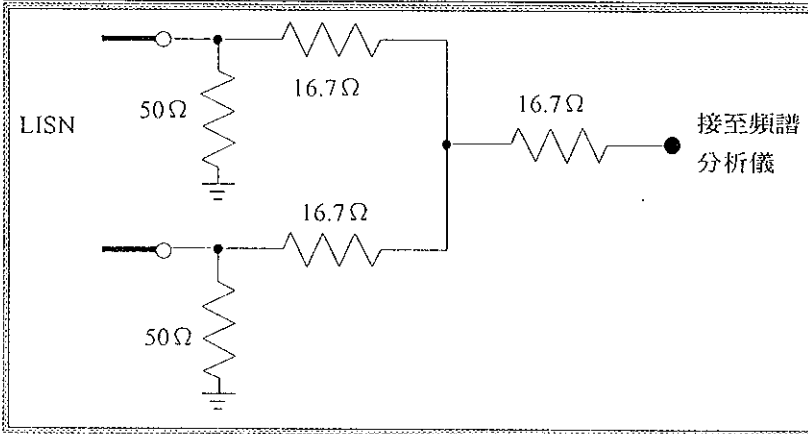


因此，將LISN的L1側 (Vn) 和L2 (Vp) 側之端電壓分別接至兩組電壓器的一次側，兩組變壓器的二次側被連接成串聯形式，並且藉由切換開關，改變Vn(Neutral voltage)的極性，將Line (Phase) 和Neutral兩線上的雜訊電壓相加、減，當兩組變壓器繞組的極性相同時，在輸出端可得到兩倍的共模雜訊電壓；若兩組變壓器繞組的極性相反時，則在輸出端可得到兩倍的差模雜訊電壓。

### 差模拒斥網路

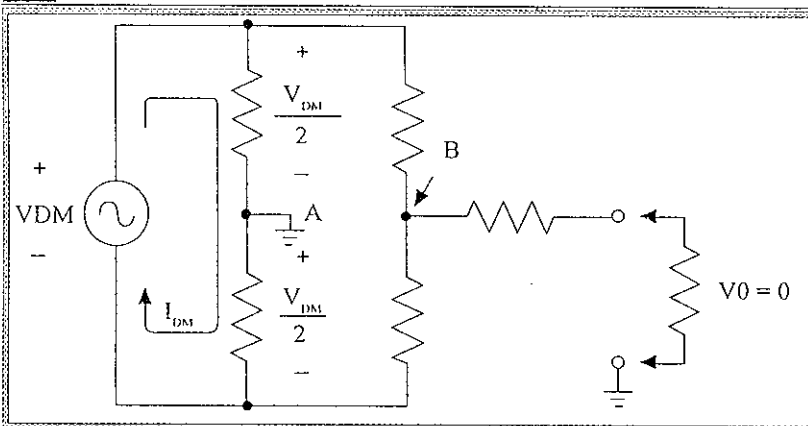
差模拒斥網路 (Differential mode rejection network, DMRN) 是由美國EMC Services Corp所發展出來的，它能有效消除傳導性EMI的差模部份 (至少衰減50dB)，並可直接量測傳導性EMI的共模部份。它主要是利用電路的對稱關係來濾除差模雜訊，其內部電路結構如圖7所示，是由5個精密電阻組成。對於差模雜訊而言，DMRN等效電路如圖8所示，兩個50Ω的電阻在節點A被連接到地，節點B是浮接的，因為網路的平衡性，所以節點B與節點A等電位，故節點B為地電位，輸出為地電位或為零伏特。對於共

圖7 DMRN之內部電路



蓋整個EMI規範的測試頻帶，因此，很少被使用來分離雜訊電流。PMI (Precision Monolithics Inc.) 公司所推出的高頻、低雜訊的運算放大器 OP260EZ 可用來分離雜訊，其單位增益頻寬高達90MHz。電路接法如圖10、圖11所示，為避免待測物之雜訊電流過大，損及雜訊分離器及頻譜分析儀，可加上信號衰減電路予以保護，並使由各端點所看入之輸入阻抗為50Ω。

圖8 差模雜訊等效電路



模雜訊而言，DMRN等效於如圖9所示之電路，由重疊定理可知，在DMRN的輸出端，可以得到一倍的共模雜訊。考慮DMRN的阻抗匹配問題方面，由兩個輸入端所看入的阻抗為50Ω，在輸出端，看進去的阻抗為：

$$(50\Omega + 16.7\Omega) // (50\Omega + 16.7\Omega) + 16.7\Omega \approx 50\Omega$$

因此，輸入端和輸出端皆能達到阻抗匹配的目的。

### 主動型雜訊分離器

以OP Amp (Operational Amplifier) 來執行向量雜訊的相加減，是最直覺的方法。然而，一般的OP Amp 單位增益頻寬僅有1~2MHz，並無法涵

### 功率結合器

功率結合器 (Power Combiner) 或稱之為功率分離器 (Power Splitter) 為一種應用於微波通信上的元件，是由美國維吉尼亞電力電子中心 (VPEC) 所發展。由於它是利用一種應用在通訊領域上的0度與180度功率結合器 (Power combiner) 所

成的，其頻寬夠寬、誤差小，本身又不易受雜訊干擾，因此可以有效地將共模與差模雜訊分開。

以0度功率結合器為例，若其兩輸入端的功率及電壓分別為 $P_1$ 、 $P_2$ ，及 $V_1$ 、 $V_2$ ，其輸出端功率可表示為：

$$P_o = \frac{P_1 + P_2}{2} + \sqrt{P_1 \times P_2} \cos \theta \quad (1)$$

其中 $\theta$ 為 $V_1$ 、 $V_2$ 之間的夾角。當 $\theta = 0^\circ$ 且 $P_1 = P_2 = P_m$ 時，由(1)式可得：

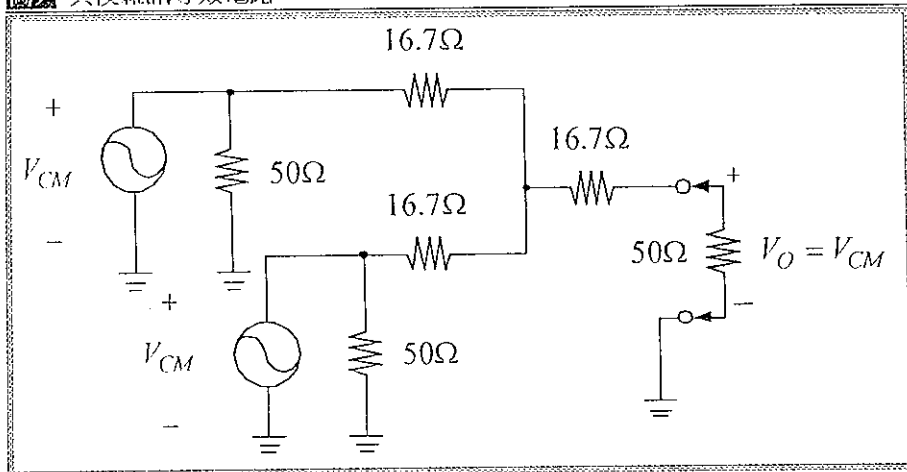
$$P_o = 2 P_m \quad (2)$$

$$\text{即輸出電壓為： } V_o = \sqrt{2} V_m \quad (3)$$

而當 $\theta = 180^\circ$ 且 $P_1 = P_2 = P_m$ 時，由(1)式可得：

$$P_o = 0 \quad (4)$$

圖9 共模雜訊等效電路



而當  $\theta = 0^\circ$  且  $P_1 = P_2 = P_m$  時，  
由(6)式可得： $P_o = 0$  (9)

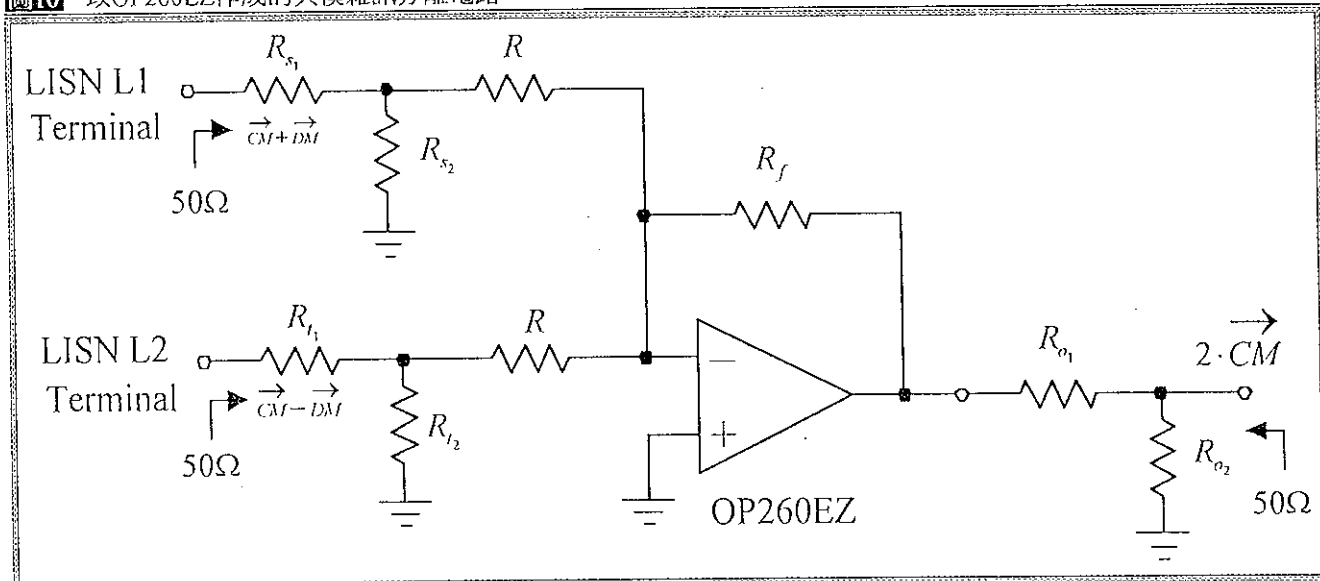
即輸出電壓為： $V_o = 0$  (10)

因此將180度功率結合器應用於雜訊分離上，則可分離出DM雜訊，其接法如圖13所示。

### 結論

電磁干擾問題的因應與防

圖10 以OP260EZ作成的共模雜訊分離電路



即輸出電壓為： $V_o = 0$  (5)

由以上可知，將0度功率結合器應用於雜訊分離上，可分離出CM雜訊，其接法如圖12所示。

同理，對180度功率結合器而言，其輸出、輸入功率的關係為：

$$P_o = \frac{P_1 + P_2}{2} - \sqrt{P_1 \times P_2} \cos\theta \quad (6)$$

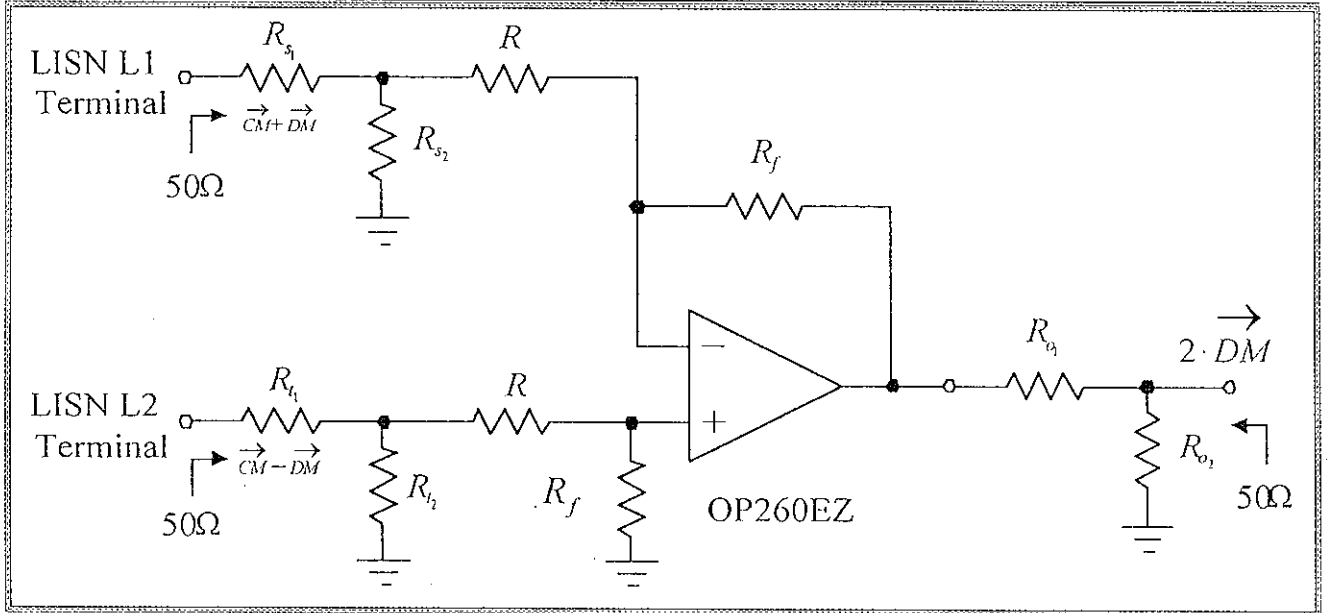
當  $\theta = 180^\circ$  且  $P_1 = P_2 = P_m$  時，由(6)式可得：

$$P_o = 2P_m \quad (7)$$

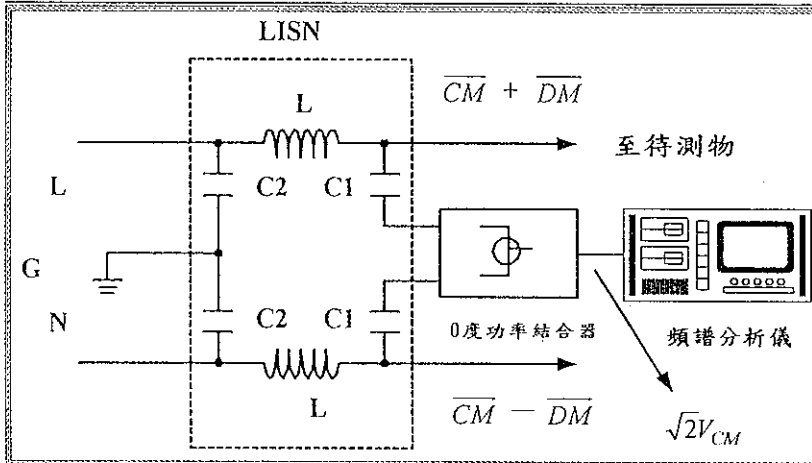
即輸出電壓為： $V_o = \sqrt{2} V_m$  (8)

治，長久以來一直是電子產品及儀器在設計上的一大盲點，此乃因電磁干擾所牽涉的因素繁多，以及處理時所需技術層次較高的關係。近年來，由於電腦以及通信產業的快速發展，電子產品的操作頻率動輒即高達數十MHz至數GHz以上，為使各電子產品之間不致於相互干擾，故其對雜訊干擾的要求亦趨於嚴格。當一電子產品於設計研發成功之後，除了其操作性能必須符合當初所訂定的規格之外，該產品所散射出來的電磁干擾包括傳導性和輻射性干擾，亦

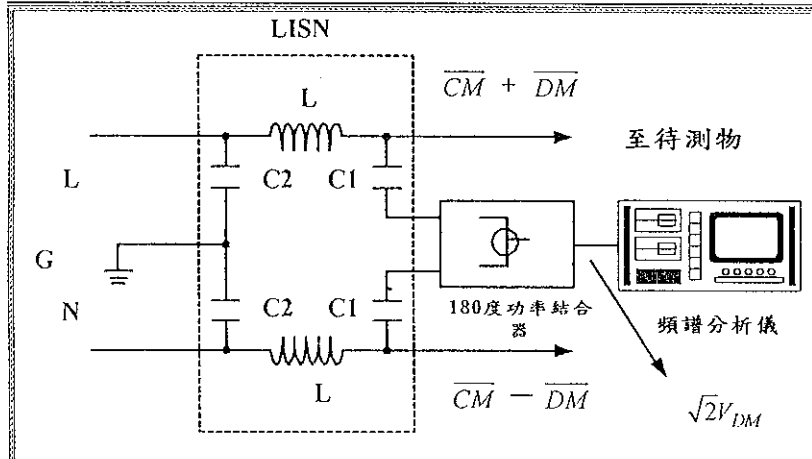
**圖11** 以OP260EZ作成的差模雜訊分離電路



**圖12** 使用0度功率結合器分離共模雜訊之接法



**圖13** 使用180度功率結合器分離差模雜訊之接法



必須符合各國所訂定或採用的電磁干擾規範，才能獲准在該國之市場上行銷，為了使產品能符合各國所訂定的EMI規範，廠商於產品研發成功後，必須租用所費不貲的EMI測試儀器及場地，且測試及修改電路相當耗費時間，產品因EMI測試而延誤進入市場時機所造成的損失，更是無法估計，所以如何快速有效地防治電磁干擾是減少不必要的反覆試驗程序，縮短產品開發期的重要目標。

傳導性EMI主要是由於電子電路內切換性元件在作高速電流切換時所產生（典型如切換式電源供應器），為抑制其切換的高頻瞬間電流訊號經由交流電源線（ac power cord）進入電源網路（power net）而干擾其他共同使用同一電源網路上的裝

置之正常工作，在電子電路與交流電源之間通常必須加上電磁干擾濾波器 (Line Filter)，然而，在過去對處理安規的工程師而言，大都是透過繁雜的嘗試錯誤過程去克服問題。為了縮短EMI測試的時間，本文詳細介紹EMI量測系統的架構及原理，期能幫助工程師們了解問題，解決問題，大幅縮短傳導性電磁干擾問題的處理時間。

## 參考文獻：

- Clayton R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", Wiley, 1992.
- C. R. Paul, and K. B. Jadin, "Diagnosing and Reduction of Conducted Noise Emissions," IEEE Trans. on EMC, Vol. EMC-30, No. 4, 1988, pp. 553-560.
- F. R. Holmstrom, "The Model of Conductive Interference in Rapid Transit Signalling Systems," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 4, Jul/Aug, 1986, pp. 756-762.
- F. S. Dos Reis, J. Sebastian, and J. Uceda, "Determination of EMI Emission in Power Factor Preregulators by Design," Proceedings of IEEE PESC '94, pp. 1117-1126.
- L. Schneider, "Noise Source Equivalent Circuit Model for Off-Line Converters and its Use in Input Filter Design," Proceedings of IEEE EMC Symposium, 1983, pp. 167-175.
- L. Tihanyi, Electromagnetic Compatibility in Power Electronics, IEEE Inc. New York, U.S.A., 1995.

- T. Guo, D. Chen, F. C. Lee, "Separation of Common-Mode and Differential-Mode Conducted EMI Noise," Proceedings of High Frequency Power Conference, Apr. 1994, San Jose, California.

(本文作者林慶仁為中央研究院地球科學研究所技師，宋自恆為品佳股份有限公司研發工程師)

## 安立知推出 MN9320A Optical Channel Drop Unit

為了提供更好的DWDM光通訊傳輸品質測量，安立知公司推出MN9320A (Optical Channel Drop Unit)。MN9320A可量測DWDM (C-Band) 所有channel光訊號的波長及能量分布以柱狀圖表顯示測量的結果，並可將任一波道 (channel) 中的光訊號攫取輸出至光通訊測試儀器加以分析 (如 Anritsu MP1570A BER Tester)。

產品特點如下：

- 波長精確度  $\pm 10\text{pm}$ 。
- 符合ITU-T 50GHz, 100GHz規範。
- 可配合BER Tester作誤碼率分析。
- 測量channel之波長及能量。
- 內建光訊號輸出保護裝置。

安立知 電話：(02) 2515-6050