

國立中山大學電機研究所

碩士學位論文

指導教授：林根煌 博士

低成本的共模及差模檢知電路
及
電源濾波器設計的軟體化

Low Cost Common- and Differential-Mode Noise
Diagnostic Circuit

and

Computer-Aided Design of Power Line Filter

研究生：蘇欣龍

中華民國八十九年六月

Low Cost Common- and Differential-Mode Noise
Diagnostic Circuit
and
Computer-Aided Design of Power Line Filter



By

Hsin-Lung Su

Advisor: Dr. Ken-Huang Lin

Department of Electrical Engineering

National sun Yat-Sen University

Kaohsiung, Taiwan

June, 2000

致謝

兩年的研究生活，讓我獲益良多，不論是在學業上或待人處事上，師長及實驗室同仁都給予很多建議及互相成長的空間。本論文的完成，首先要感謝我的指導教授-林根煌博士，兩年來他一步一步的引導我，從搜尋資料，研讀論文到做實驗的精神，給予我完整的訓練。這對我的將來不論是要繼續深造或是到業界奮鬥都有很大的助益。另外，很感謝老師指派我接管實驗是的 LINUX 作業系統並提供一個好的電腦工作環境，使得我在 LINUX 作業系統方面有很大的長進，使我又多了一項技藝傍身。

再者，感謝口試委員-吳宗霖博士及郭志文博士平時報告時就給予許多的建議使我的研究能更順利。還有感謝口試委員-何文榕，鍾瑞得及洪清標博士。不辭辛苦的從台北南下高雄為我們口試，並且給予我許多建議使本論文更完整。

還有，前女友-瑛美在我研究期間給予許多鼓舞及安慰也感謝她的體貼及善解人意，雖然已經不能在一起了，還是謝謝妳陪伴我走過一段人生路。感謝好友-懷進適時的鼓勵及討論研究，並給予我許多幫助，也謝謝學妹-紀伶在我撰寫論文期間幫忙打字，還有好友-國英，建勝，志忠在這兩年的陪伴使我的生活增色不少。感謝專科及大學好友-慶憲深夜的電話長聊是我畢生難忘。

最後也是最重要的人就是我的父母，在我讀書這段期間，給予我很大的鼓勵並且非常體貼我使我沒有其他的顧慮，讓我能專心一意的在學業上，完成我的學業。

蘇欣龍 謹識於中山

2000, 6, 19

學年度：88

學期：2

校院：國立中山大學

系所：電機工程學系研究所

論文名稱(中)：低成本的共模及差模檢知電路
及
電源濾波器設計的軟體化

論文名稱(英)：Low Cost Common- and Differential-Mode Noise
Diagnostic Circuit and Computer-Aided Design
of Power Line Filter

學位類別：碩士

語文別：chi

學號：8731636

提要開放使用：是

頁數：41

研究生(中)姓：蘇

研究生(中)姓：欣龍

研究生(英)姓：Su

研究生(英)姓：Hsin-Lung

指導教授(中)姓名：林根煌

指導教授(英)姓名：Ken-Huang Lin

關鍵字(中)：分離器

關鍵字(中)：濾波器

關鍵字(中)：傳導型電磁干擾

關鍵字(英)：Separator

關鍵字(英)：Filter

關鍵字(英)：Conducted EMI

摘要

現今的科技日新月異，電子業蓬勃發展，產品往輕薄短小發展，數位化更是趨勢，速度的要求也愈來愈快，因此 EMI 的問題也越趨嚴重。電源供應器因為切換式技術的產生，體積也日趨縮小，也因為使用切換式的技術致使需要考量 EMI 的問題。本論文單就傳導型 EMI 的問題做一探討。

傳導型 EMI 的解決方式通常是加一個電源濾波器在電源端的入口，以抑制雜訊從電源線傳出。因此設計這個濾波器是解決傳導型 EMI 的關鍵，能夠很快速且有效率的將濾波器設計出來是每一個工程師的目標。其中傳導型 EMI 的雜訊分兩個模態，共模訊號和差模訊號，濾波器的設計和雜訊的模態有密切的關係，因此能將雜訊分開將對工程師設計濾波器有很大的幫助，可以縮短設計時間及成本。目前常用的雜訊分離器有很多，各有優缺點。本論文提出一組新的分離器，可分別檢測共模和差模雜訊，他們不但是成本較低，製造也較容易，工程師可以很容易的在市面上找到所需的材料，做成分離器。除此之外，這組分離器量到的雜訊大小就是實際的量不需做調整。

最後，配合這組分離器，運用已知的設計濾波器方法寫成一個自動量測系統，工程師在用頻譜分析儀量完雜訊的同時，這套軟體將會算出濾波器的元件值給工程師做為設計濾波器的參考。又因為頻譜分析儀價格昂貴，或是其他因素無法使用頻譜分析儀。因此本論文提出用較便宜的示波器來做量測工具，代替頻譜分析儀。先量出時域訊號再做傅立葉轉換到頻域做計算。當然本論文也將它寫成一套自動量測的系統，更好的是它不需要分離器可以直接將共模及差模的雜訊分出，量完的同時也算出濾波器的元件值做為工程師設計時的參考。

Abstract

Nowadays, electronics has really flourished with the rapid progress in science and technology. Besides being light and efficient of the products, digitalization and faster speed are also required which make the problem of EMI, electromagnetic interference, become more serious. Newer power supplies using switching technology become smaller and smaller. However, they also produce EMI problems that need to be considered. In this thesis, we only address the conducted EMI.

Generally, the noise is suppressed by adding a filter at the power-line end. Hence, the EMI filter plays an important role to the solution of conducted emission. The particular filter is related to the type of the conducted emission, including common-mode and differential-mode. As a result, it is a great help for an engineer to be able to separate the noise. There are several noise separators in the present days. We propose new separators, which are capable of detect common-mode and differential-mode separately. Our separators are low-cost, easily manufactured and are able to give exact noise readings without adjustment.

Incorporating the known methods of filter design and combining programming measurement the filter design can be made automatic. One approach makes use of the spectrum analyzer, which is considered to be a relatively expensive instrument. We also propose another approach using oscilloscope. The time-domain measurement is performed and transformed into frequency domain using FFT. A realistic design example is shown to give satisfactory results.

目錄

誌謝.....	i
中文摘要	iii
英文摘要	iv
目錄.....	v
圖表目錄	vi
第一章 緒論.....	1
1-1 研究背景	1
1-2 論文編排	1
第二章 傳導型 EMI 的量測	2
2-1 傳導型 EMI 的規範.....	2
2-2 量測傳導型 EMI 的配置	5
2-3 LISN 的介紹.....	6
2-4 切換式電源供應器之傳導型 EMI 的產生.....	8
第三章 各類輔助工具.....	12
3-1 差模拒斥電路.....	12
3-2 功率結合器	14
3-3 加減法器 (a device for adding and subtracting phase and neutral)	16
第四章 共模、差模檢知電路.....	17
4-1 共模檢知電路.....	17
4-2 差模檢知電路.....	20
第五章 電源濾波器設計的軟體化.....	23
5-1 電源濾波器的理論及方法	23
5-2 電源濾波器設計 ----- 使用頻譜分析儀	27

5-3 電源濾波器設計 ----- 使用示波器	30
第六章 實例.....	33
6-1 使用頻譜分析儀做量測	33
6-2 使用示波器做量測	36
第七章 結論與未來方向	39
7-1 結論	39
7-2 未來方向	40
參考文獻	41

圖表目錄

表一 FCC 傳導型輻射限制標準.....	2
圖一 FCC 傳導型輻射限制標準圖	3
表二 VDE 傳導型輻射限制標準.....	3
圖二 VDE 傳導型輻射限制標準圖	3
表三 CISPR22 傳導型輻射限制標準	4
圖三 CISPR 22 傳導型輻射限制標準圖.....	4
圖四 傳導型輻射量測配置圖.....	5
圖五 LISN 的電路結構圖	6
表四 LISN 各元件的阻抗	6
圖六 (a) LISN 低頻等效電路	7
圖六 (b) LISN 高頻等效電路	7
圖七 LISN 等效電路.....	8
圖八 典型濾波器	9
圖九(a)濾波器共模等效電路	9
圖九(b)濾波器差模等效電路	9
圖十 馳反式轉換器.....	10
圖十一 差模訊號等效電路	10
圖十二 共模訊號等效電路	11

圖十三 DMRN 線路.....	12
圖十四 匹配 50Ω 電阻傳輸線的 DMRN.....	13
圖十五 DMR 電路圖.....	14
圖十六 CMR 電路圖.....	14
圖十七 元件的電路圖.....	16

圖十八 CMNDC 電路圖	17
圖十九(a) 量測 CMNDC 的方塊圖	18
圖十九(b) CMNDC 的效能圖	19
圖二十 CMNDC 成品圖.....	19
圖二十一 DMNDC 電路圖.....	20
圖二十二 (a) 測差模檢知電路方塊圖	21
圖二十二 (b) 差模檢知電路效能圖.....	21
圖二十三 差模檢知電路成品圖.....	22
圖二十四 (a)濾波器架構.....	23
圖二十四 (b)共模等效電路.....	23
圖二十四(c)差模等效電路	23
圖二十五 共模濾波器推導	25
圖二十六 差模濾波器推導	26
圖二十七 求轉折頻率	27
圖二十八 頻譜儀自動量測程式流程圖.....	29
圖二十九 頻譜儀自動量測程式面版.....	29
圖三十 示波器自動量測程式流程圖.....	32
圖三十 示波器自動量測程式流程圖.....	32
圖三十二 頻譜儀量測的配置.....	33

圖三十三 (a)共模雜訊.....	34
圖三十三(b)差模雜訊.....	34
圖三十四 (a) 火線(Phase)的雜訊.....	35
圖三十四(b)水線(Neutral)的雜訊.....	35
圖三十五 示波器量測的配置.....	36
圖三十六 使用示波器量測結果.....	36
圖三十七 (a)共模雜訊.....	37
圖三十七(b)差模雜訊.....	37
圖三十八 (a)火線雜訊.....	38
圖三十八(b)水線雜訊.....	38
表五 分離器總表.....	39

第一章 緒論

1-1 研究背景

現今環保意識的抬頭，人們越來越重視生活品質，不論有形或無形的環境因素皆受到重視。有形的如垃圾暴增，無形從可聽見的噪音到不可聽見的電磁波皆受到重視。

電磁波影響的範圍非常廣泛，從人體到機械皆有影響，對於電子產品的影響則是從家電用品一直到軍事用品都有影響。它可能會造成電器的誤動作或會影響其享受品質如電視螢幕有雜訊。

因此各國紛紛制定電磁相容(EMC)規範來防制電磁干擾(EMI)。除了防止電器間的相干擾情況也是保護消費者權益。各國對於規範 EMI 的法令不同，其限制也不同，但皆分為兩個部分，輻射型及傳導型輻射。本論文主要是針對傳導型輻射的部分。傳導型輻射指的是產品經由電源線傳導出去的雜訊。

傳導型輻射的解決有許多方式，最常被採用的是在電源輸入端加入一個低通濾波器以抑制雜訊。因此，設計此電源濾波器變成了重要課題，然而，電源濾波器的設計和雜訊源的模態有著密不可分的關係，因此，能夠將雜訊分離，對於濾波器的設計有著相當大的助益。如何能以較低成本的方式將雜訊源分開？如何在最短的時間，最低成本及最簡便且不失準確的方式來幫助工程師設計電源濾波器是本論文課題。

1-2 論文編排方式

從第二章傳導型 EMI 的量測，介紹了許多國家傳導型 EMI 的標準，測量時的儀器配置及所需的儀器，並說明了傳導型 EMI 的產生[1,2]。第三章介紹一些設計濾波器所需的輔助工具及其原理[2-6]。第四章介紹本論文提出的低成本的共模及差模檢知電路及其原理[7]。第五章介紹已知的電源濾波器設計方法合併第四章所提的元件寫成軟體成為自動化的濾波器設計系統，量測儀器除了用頻譜儀以外也可以選用較便宜的示波器來用[2,8-9]。第六章以一般市售電腦用的電源供應器為例子，將第四章元件及第五章的軟體做應用且驗證。第七章將做結論及未來可以繼續的方向。

第二章 傳導型 EMI 的測量

2-1 傳導型 EMI 的規範

各國都有一套在該國實行的電磁相容 (EMC , Electromagnetic compatibility)法令，本節將會提到幾個工業大國的標準及台灣本身的標準。

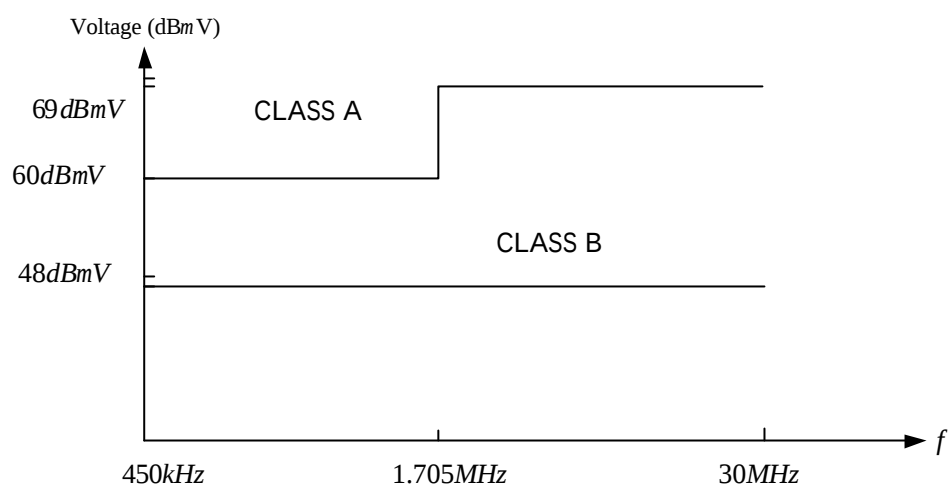
電磁相容，包含了電磁干擾(EMI, electromagnetic interference)及電磁耐受(EMS, electromagnetic susceptibility)。電磁干擾指的是產品本身所產生的電磁波會去影響到週遭其他的產品。電磁耐受則是產品本身能夠忍受外來干擾的能力。如此雙重的規定，更能確保產品的正常工作。

電磁干擾又有分傳導型(CE, conducted emission)及傳播型(RE, radiation emission)。這在前一章略有提到。傳導型輻射(CE)，它是指由電源線輻射出去的雜訊源，通常發生在較低頻；法規通常只規範到 30MHz。傳播型輻射(RE)，指的是從產品經由空氣輻射出去的，通常發生在較高頻。法規通常規範從 30MHz 到 1GHz 或更高頻率。

本論文主要探討的部分是在傳導型輻射。在此，只擷取部分國家的傳導型輻射規範，有美國、德國、歐盟及台灣等。美國的 FCC(Federal Communications Commission)傳導型 EMI 規範，其頻率是從 450kHz 到 30MHz。如表一及圖一。德國則採用 VDE(Verbormal Deutscher Elektrotechnik)所定的標準，它規範頻率從 10kHz~30MHz。如表二及圖二。歐洲的傳導型 EMI 規範是遵行 CISPR 所定的標準，(CISPR, Comite International Special des Perturbations Radioelectrique)，它規範到的頻率是從 150kHz~30MHz，如表三及圖三。另外，中華民國的標準與歐洲的標準是相同的。

傳導限制值	CLASS A	CLASS B
頻率 (MHz)	Limit (dB μ v)	Limit (dB μ v)
0.45~1.705	60	48
1.705~30	69.5	48

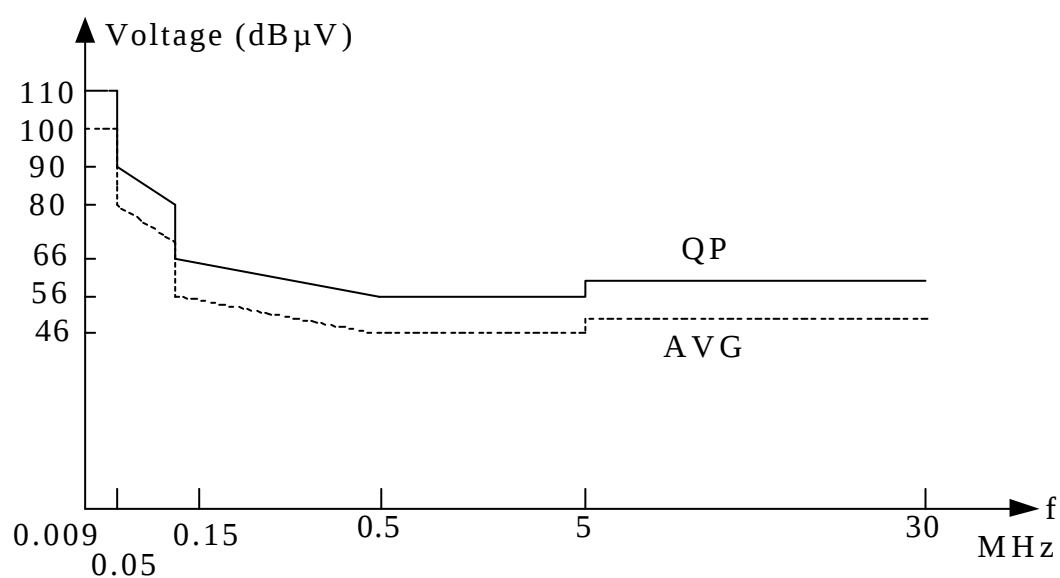
表一 FCC 傳導型輻射限制標準



圖一 FCC 傳導型輻射限制標準圖

傳導限制值	QP	AVG
頻率 (MHz)	limit (dB μ v)	limit (dB μ v)
0.009~0.05	110	100
0.05~0.15	90-80	80-70
0.15~0.5	66-56	56-46
0.5~5	56	46
5~30	60	50

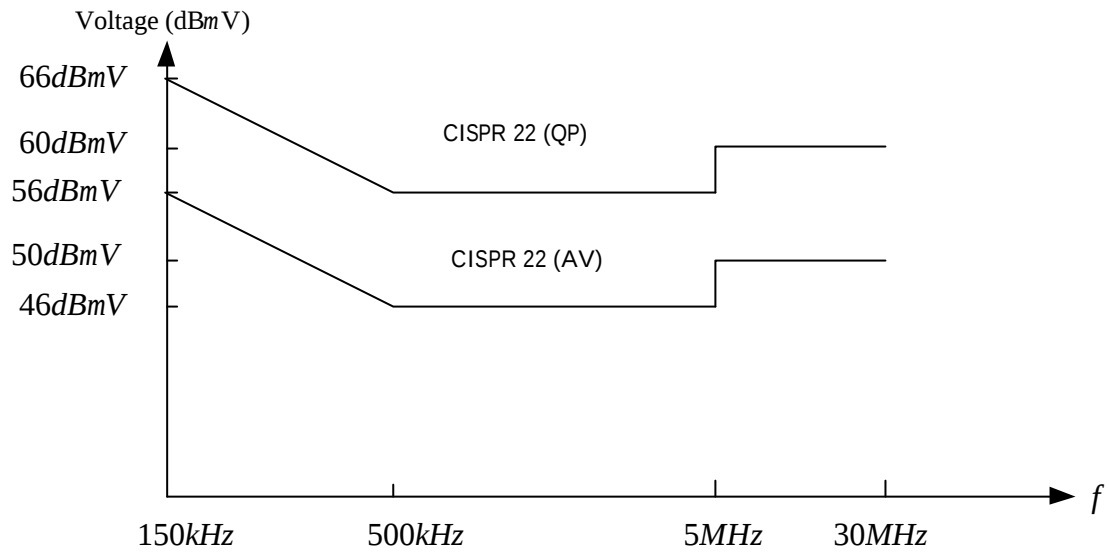
表二 VDE 傳導型輻射限制標準



圖二 VDE 傳導型輻射限制標準圖

傳導限制值	CLASS A		CLASS B	
頻率 (MHz)	QP (dB μ V)	AV (dB μ V)	QP (dB μ V)	AV (dB μ V)
0.15~0.5	79	66	66-56	56-46
0.5~5	73	60	56	46
5~30	73	60	60	50

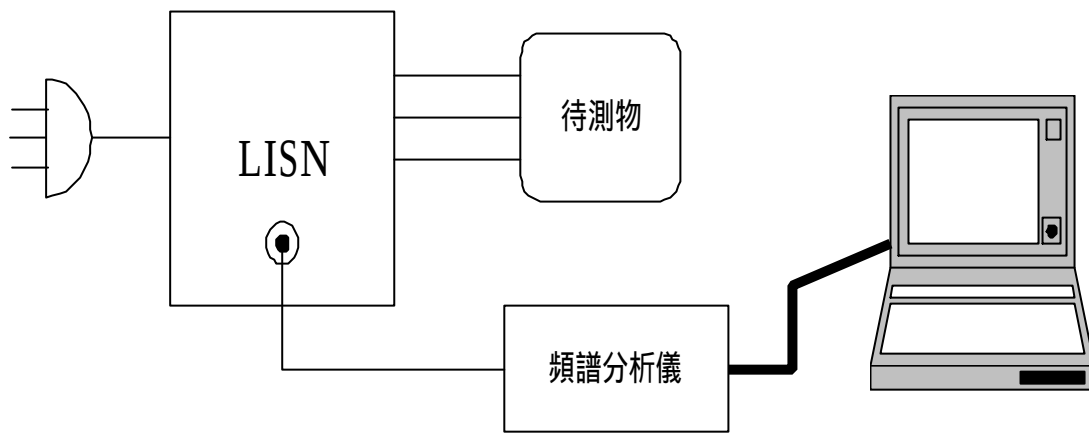
表三 CISPR22 傳導型輻射限制標準



圖三 CISPR 22 傳導型輻射限制標準圖

2-2 傳導型 EMI 的量測配置

前一節中介紹了一些法規及其規範，接下來，再看看如何量測產品即待測物所產生的雜訊大小。因為必須能夠量測雜訊的大小，這些規範才有意義。其量測配置如圖四。市電經由電源阻抗穩定網路（LISN, Line Impedance Stabilization Network）供給待測物正常工作所需的電源。然後，可由頻譜分析儀從 LISN 的另一個輸出埠口，讀取由待測物所產生的傳導型雜訊。

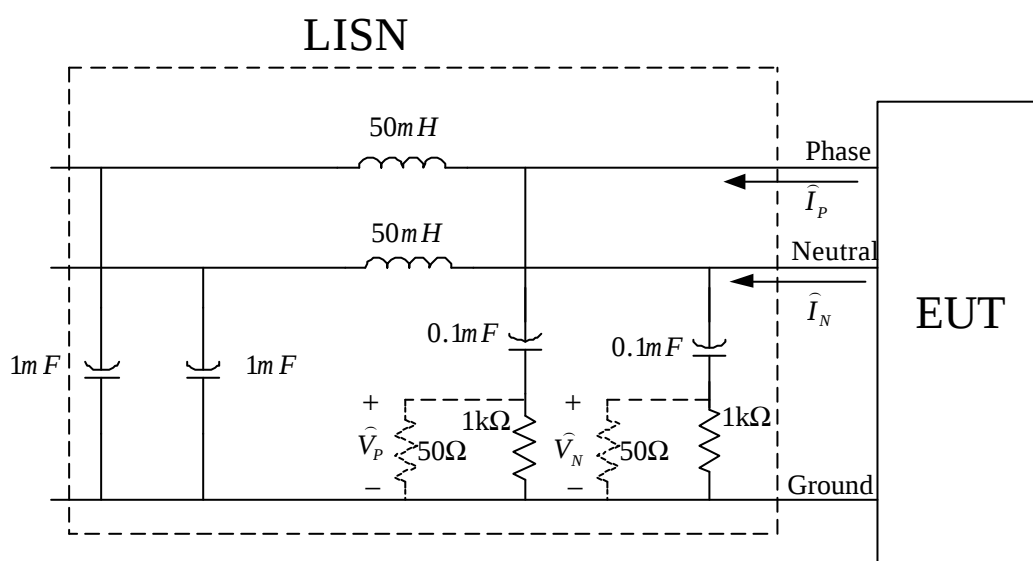


圖四 傳導型輻射量測配置圖

2-3 LISN 的介紹

LISN 在傳導型 EMI 量測中佔了很重要的地位，整個量測過程需要配合它才能量測。它主要的功能有三，(一)對待測物而言提供一個固定的阻抗 50Ω 。(二)防止雜訊從市電側進入而影響我們量測的結果。(三)讓市電即 110V 的電源可通過提供待測物正常運作的電源。

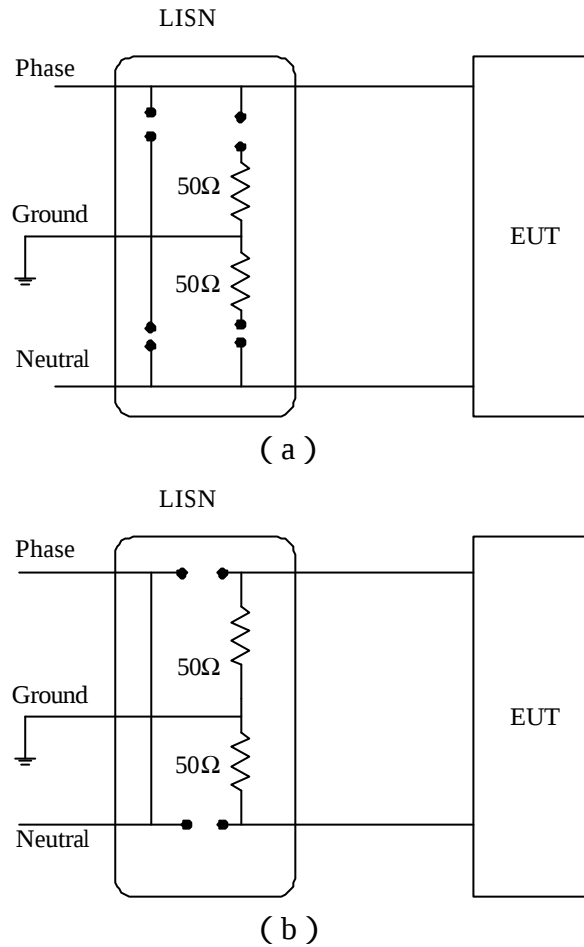
圖五是一個典型 LISN 的線路結構。它包含了兩個電感，四個電容及兩個電阻。對於低頻而言（50Hz 或 60Hz），電感如同短路，電容如同開路市電可順利通過供給待測物電源，而不致於損毀頻譜分析儀，等效電路如圖六（a）。在高頻時（大於 10kHz）電感如同開路電容如同短路。因此，市電測的雜訊將被 $1\mu F$ 的電容短路到地（Ground），然而從待測物出來的雜訊將經過 $0.1\mu F$ 的電容到 LISN 的輸出埠口被頻譜儀量到，如圖六（b）。表四列出了在各特殊頻率下 LISN 元件的阻抗。至於 $1k\Omega$ 電阻是用於將 $0.1\mu F$ 電容放電，可保護儀器因為放電時遭突波擊壞。 50Ω 的電阻一的為頻譜儀的內阻，另一個為啞電阻。



圖五 LISN 的電路結構圖

元件	Z_{60Hz}	Z_{150kHz}	Z_{450kHz}	Z_{30kHz}
$50\mu H$	$3m\Omega$	47.1Ω	141.3Ω	9420Ω
$0.1\mu F$	$26.53k\Omega$	10.6Ω	3.54Ω	0.053Ω
$1\mu F$	$2.654k\Omega$	1.06Ω	0.354Ω	0.0053Ω

表四 LISN 各元件的阻抗



圖六 (a) LISN 低頻等效電路 (b) LISN 高頻等效電路

本論文所採用的 LISN 是 The Electro-Mechanics Company 的產品，型號是 EMCO Model 3825/2 規格 25A50Ω 50/250μF 10k~100MHz。它的輸出埠口有兩個，有別於一般單一輸出埠口的 LISN，做火線及水線量測時切換是手動改變連接埠口，而非用開關切換，因此，可同時輸出火線和水線的訊號，在濾波器設計時配合輔助工具非常方便。

2-4 傳導型 EMI 雜訊的產生

2-4-1 共模及差模電流

圖七為 LISN 從待測物端看入的等效電路，由圖可看出頻譜儀量所到的電壓是由火線 (phase) 或水線 (neutral) 電流通過 50Ω 電阻形成的電壓，表示成式子(2-1)和(2-2)。

$$\hat{V}_P = \hat{I}_P \times 50\Omega \quad (2-1)$$

$$\hat{V}_N = \hat{I}_N \times 50\Omega \quad (2-2)$$

但是在解決並討論 EMI 問題的同時， $\hat{I}_P$ 及 $\hat{I}_N$ 並不能完全清楚的解釋實際上的物理現象，因此，另外定義一組新的電流方向，在後面會有更進一步的解釋。令從火線或水線流向地 (Ground) 的電流為共模電流，從火線流向水線的電流為差模電流，圖七可清楚看到它們的方向。共模及差模電流和火線及水線電流的關係式表示成(2-3)及(2-4)。

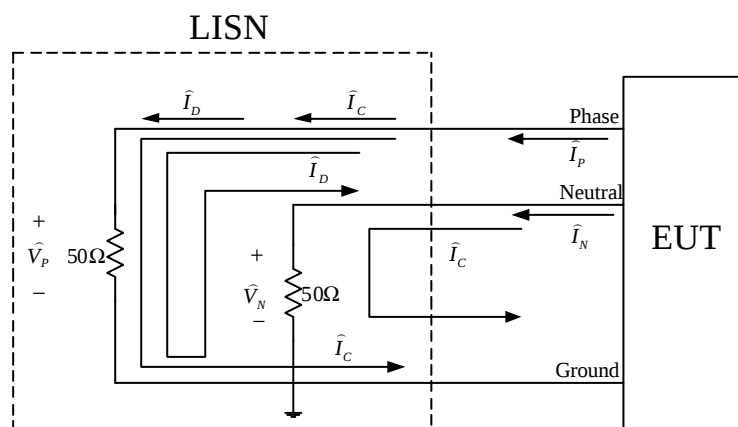
$$\hat{I}_P = \hat{I}_{CM} + \hat{I}_{DM} \quad (2-3)$$

$$\hat{I}_N = \hat{I}_{CM} - \hat{I}_{DM} \quad (2-4)$$

可推得(2-5)及(2-6)。

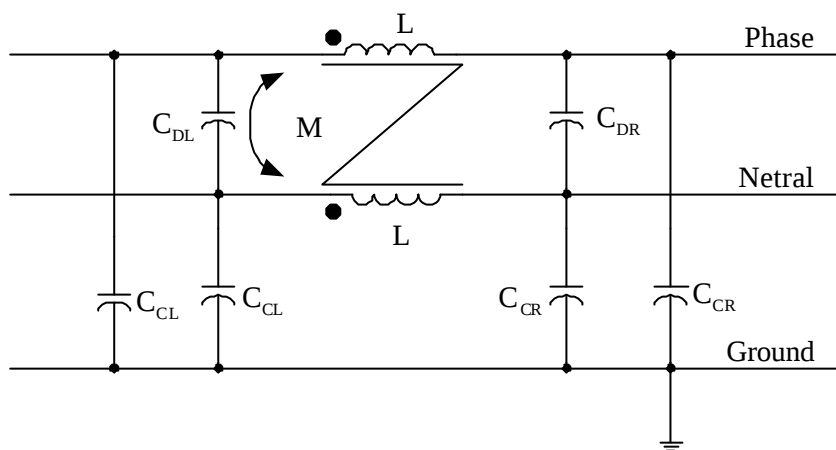
$$\hat{I}_{CM} = \frac{1}{2}(\hat{I}_P + \hat{I}_N) \quad (2-5)$$

$$\hat{I}_{DM} = \frac{1}{2}(\hat{I}_P - \hat{I}_N) \quad (2-6)$$

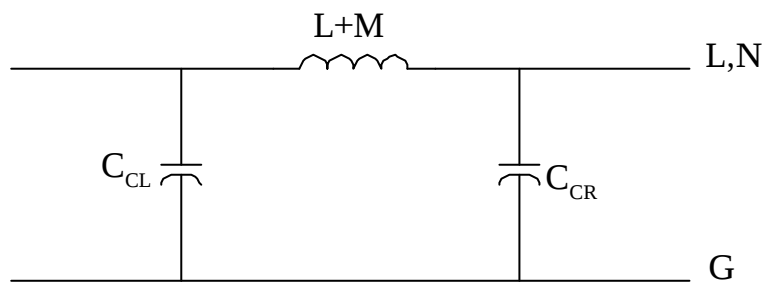


圖七 LISN 等效電路

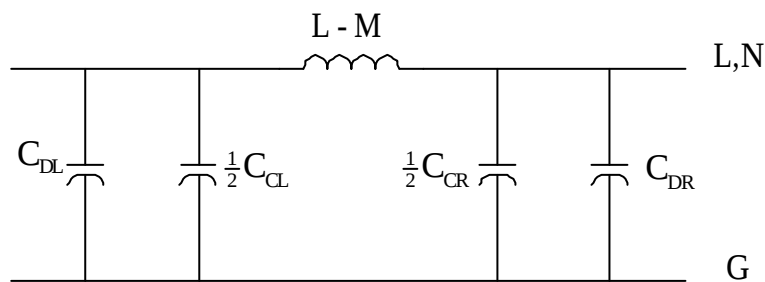
重新定義的電流模態在分析問題上有實質的效用，也能更清楚的解釋 EMI 的問題。圖八是一個典型的濾波器電路，它是由共模抗流圈(choke)，X 電容及 Y 電容所組成。而這些元件對於抑制 EMI 雜訊各有其主要的功能。共模抗流圈及 Y 電容主要是抑制共模電流，對於差模電流的率除效果就很少了。而 X 電容則是濾除差模雜訊對於共模雜訊一點效果都沒有。由圖九(a)(b)可看出哪些是對該模態有貢獻的元件。若是單用火線電流或是水線電流只能看出有抑制效果但是加大元件之後又沒有效果了，沒有辦法清楚指出現象。這是因為火線及水線電流包含了共模及差模電流，然而 EMI 雜訊可能是以共模電流主要或是差模電流為主要的雜訊，因此必須針對該模訊號師已有效的濾除元件，否則是做無效的功。



圖八 典型濾波器



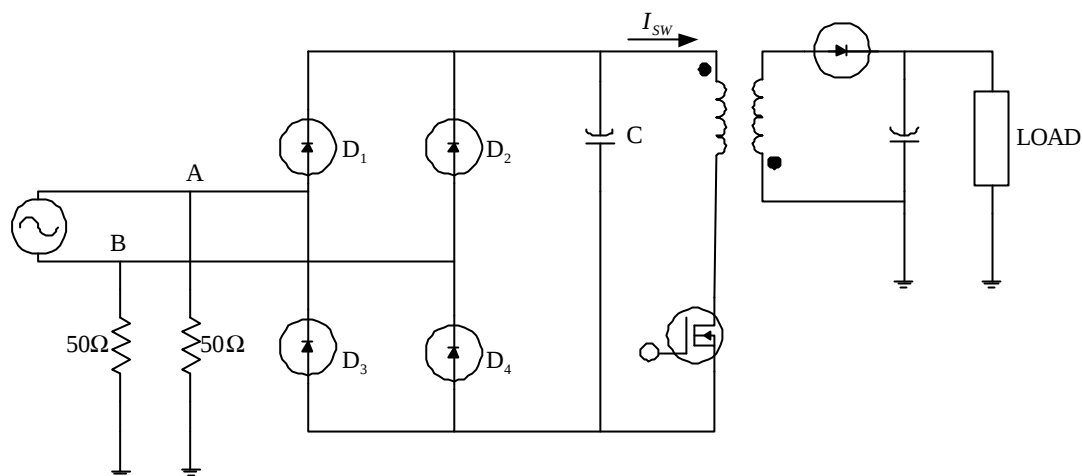
(a)



(b)

圖九(a)濾波器共模等效電路 (b)濾波器差模等效電路

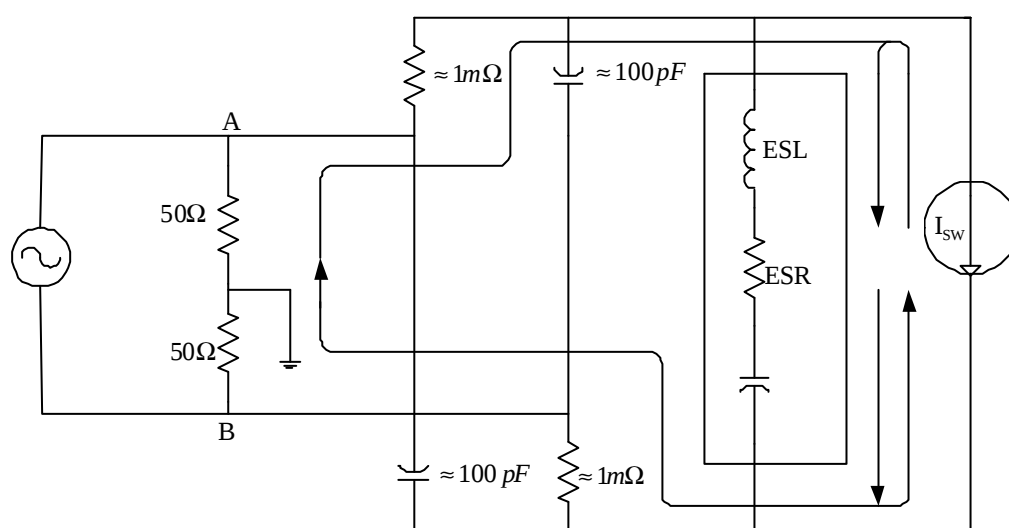
2-4-2 共模及差模電流的產生



圖十 馳反式轉換器

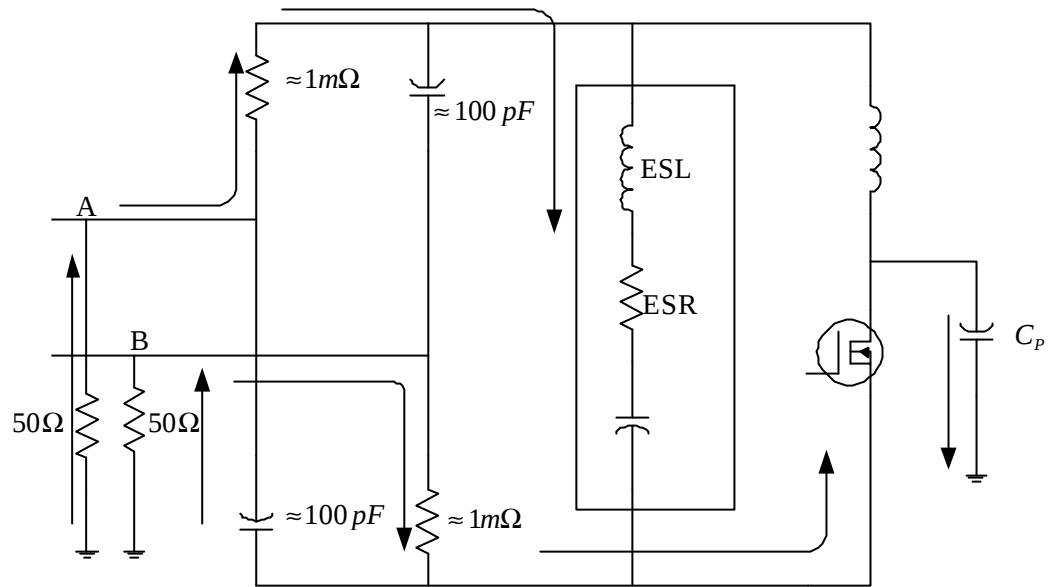
以一個馳反式電源供應器為例來說明共模雜訊及差模雜訊如何產生，如圖十，其中 A，B 兩點所接的 50Ω 電阻是 LISN 的火線和水線對地的等效電阻。電路中的二極體順偏時(ON)約等效於數毫歐姆的電阻，逆偏時(OFF)等效於約 $100mF$ 的電容。

電流 I_{SW} 是因為電晶體開關做切換時所產生的雜訊源，考慮當 D_1 ， D_4 ON， D_2 ， D_3 OFF 時的等效電路如圖十一，其中 ESL 和 ESR 是漣波電容的雜散電感及內阻。可明顯看出在電源阻抗穩定網路(LISN)的電壓 (V_{AB}) 就是差模電壓。



圖十一 差模訊號等效電路

而共模訊號產生，主要是由於變壓器及電晶體熱能散射的基座的雜散電容所形成的電流路徑，如此便使得流經電源阻抗穩定網路(LISN)的電流形成迴路，同樣考慮 D_1, D_4 ON, D_2, D_3 OFF 的情況，圖十二為其等效電路及其電流回路示意圖， V_A 和 V_B 即為共模的電壓，它也有可能是其它的路徑所形成的回路，但是都是經由對地的雜散電容所形成的回路。



C_p 為雜訊電容

圖十二 共模訊號等效電路

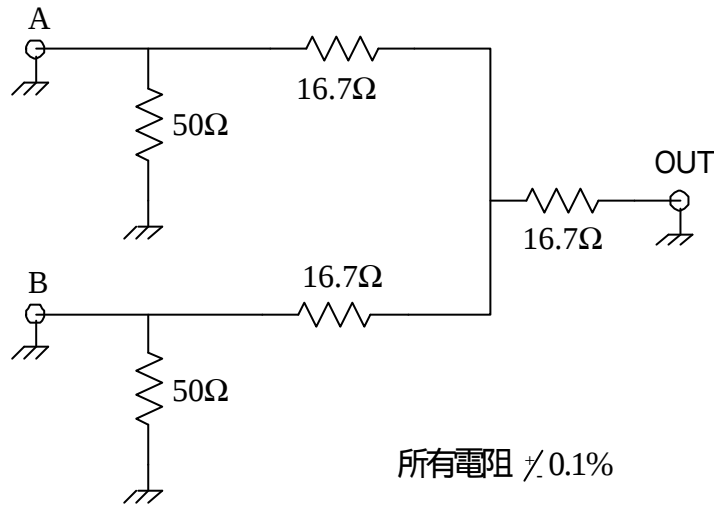
第三章 各類分離器

在第二章中有提到差模及共模電流的定義及其在 EMI 的意義。因此能夠將差模及共模雜訊分開，對於設計電源濾波器有很大的幫助，在此章將要介紹一些分離差模及共模的工具。

3-1 差模拒斥電路

(DMRN, differential mode rejection network) [2,3]

差模拒斥電路能夠將差模雜訊抑制 50dB 以上，因此可用來取得共模訊號。他是由五個誤差 0.1% 精密電阻所組成，如圖十三。工作原理簡而言之就是將 A、B 兩端由 LISN 輸出埠口來的信號相加，如式(3-3)。



圖十三 DMRN 線路

$$\hat{V}_P = \hat{V}_{CM} + \hat{V}_{DM} \quad (3-1)$$

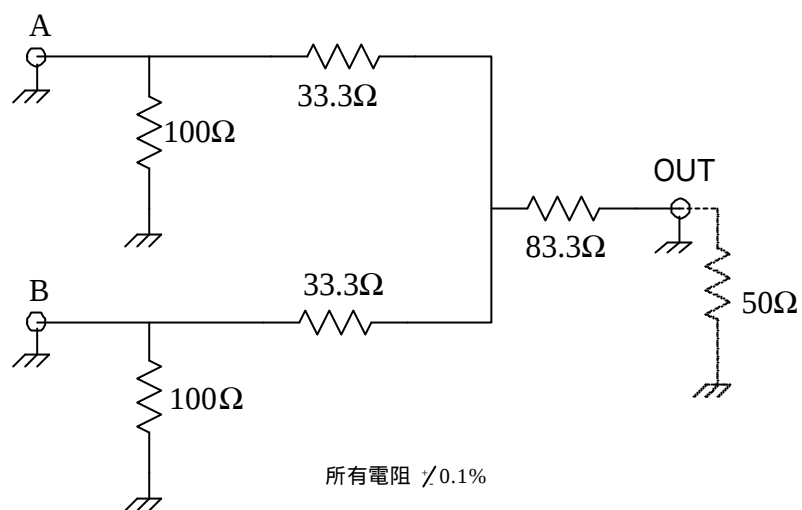
$$\hat{V}_N = \hat{V}_{CM} - \hat{V}_{DM} \quad (3-2)$$

$$|\hat{V}_O| = |\hat{V}_P + \hat{V}_N| = |2\hat{V}_{CM}| \quad (3-3)$$

又因為 OUT 端口接的是頻譜儀，其內阻為 50Ω，因此一電路從 A 或 B 端對地看入的輸入組抗只有 25Ω，不符合法規的要求，也和 50Ω 傳輸線不匹配。因此有論文將此缺點做修正[6]，如圖十四。式(3-3)是未加入頻譜分析儀內阻的算法，若加入內阻則(3-3)需要修正為(3-4)。不論是阻抗匹配修正前或修正後，公式(3-4)皆適用，因此 DMRN 輸出端由頻譜儀所得的

電壓只有共模雜訊的二分之一，因此需再加上 6dB 才是真實的共模雜訊。

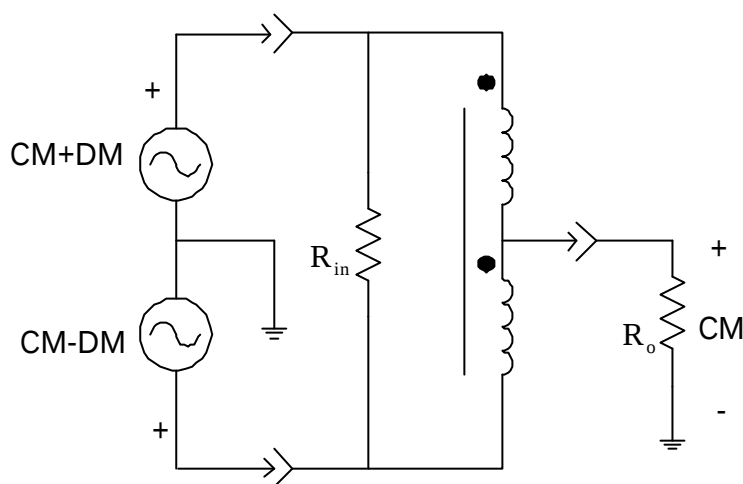
$$V_o = \left| \frac{1}{2} \hat{V}_{CM} \right| \quad (3-4)$$



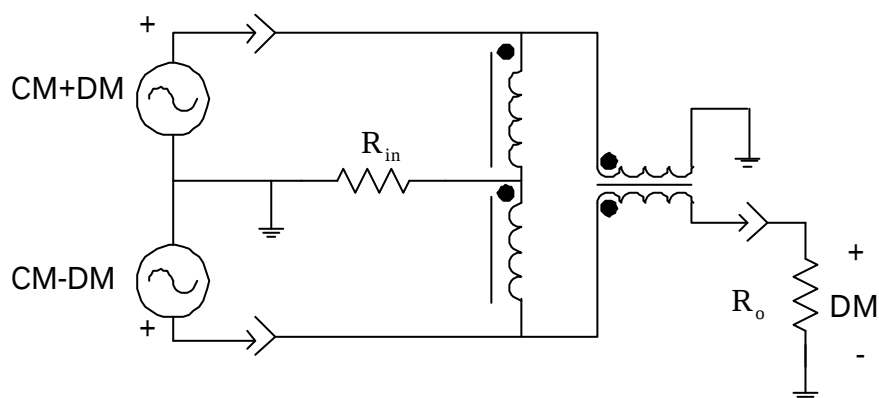
圖十四 匹配 50Ω 電阻傳輸線的 DMRN

3-2 功率結合器 (power combiner) [4]

功率結合器有許多類型，在此用到的有兩個類型 0° 及 180° 的功率結合器。 0° 的結合器用於測量共模訊號，稱為 DMR (differential mode rejector)，因它將差模訊號抑制得名。 180° 的功率結合器則可測得差模訊號，稱 CMR (common mode rejector)。圖十五，十六分別是 CMR 及 DMR 的電路結構。它們是由寬頻變壓器及電阻組成，其準確度取決於寬頻變壓器的精確度，電阻的功用是做阻抗匹配。



圖十五 DMR 電路圖



圖十六 CMR 電路圖

其工作原理是將兩個輸入的功率作結合，式(3-5)，(3-6)分別是 DMR 及 CMR 的運算式。假設輸入端的功率及電壓分別為 P_1 ， P_2 及 V_1 ， V_2 ，其中 θ 為 V_1 V_2 的夾角。

$$P_0 = \frac{P_1 + P_2}{2} + \sqrt{P_1 \cdot P_2} \cos q \quad (3-5)$$

$$P_0 = \frac{P_1 + P_2}{2} - \sqrt{P_1 \cdot P_2} \cos q \quad (3-6)$$

若假設 $P_1 = P_2 = P$ ($V_1 = V_2 = V$) 且 $q = 0^\circ$ 時，對 DMR 而言，其輸出功率如式(3-7)。

$$P_0 = P + P = 2P \quad (3-7)$$

寫成電壓表示式如式(3-8)。

$$V_o = \sqrt{2}V \quad (3-8)$$

對 CMR 而言，將條件帶入(3-6)式，輸出為 0。

反之，同樣大小的條件下， $q = 180^\circ$ 時，對 CMR 而言，輸出為 0。

對於 DMR 則如式(3-9)，寫成電壓表示式(3-10)。

$$P_0 = P - (-P) = 2P \quad (3-9)$$

$$V_o = \sqrt{2}V \quad (3-10)$$

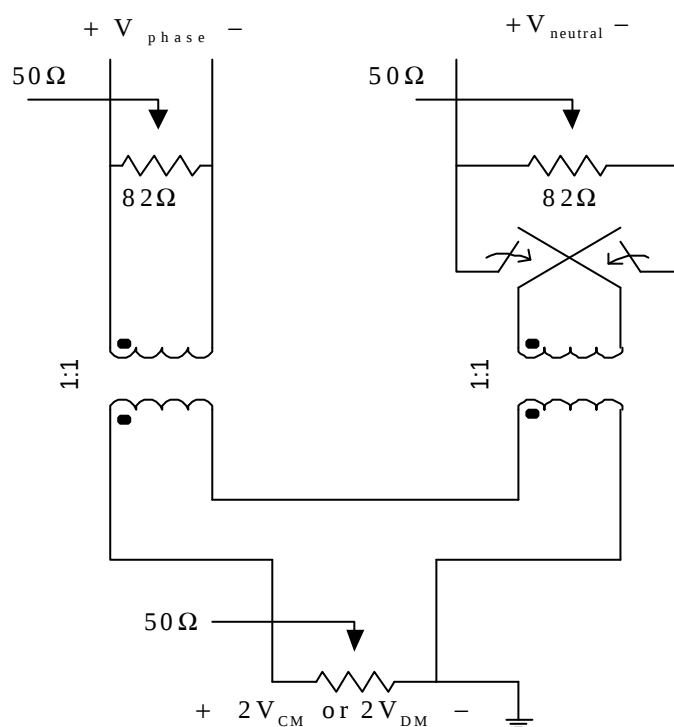
由式(3-8)及(3-10)可知到使用功率結合器量出來的值需要再加上 3dB 才是真實值。

3-3 加減法器

(a device for adding and subtracting phase and neutral)

這是一個由兩個電阻及兩個寬頻變壓器組成的工具，其中 82Ω 電阻是作為組抗匹配用可使輸入端看入的組抗為 50Ω ，符合安規的規定，變壓器的匝數比為 1:1，將火線及水線電流從一次側轉換到二次側，再做相加減的動作，相加或相減取決其中開關的切換，借此測量共模及差模雜訊，也由這個開關作決定。同樣的，其準確度則取決於變壓器的精準度。圖十七為其線路圖。其輸出 V_o 表示為式子(3-10)。因此真正的共模或差模雜訊值是量測到的值再減 6dB。

$$|\hat{V}_o| = 2 |\hat{V}_{CM}| \text{ or } 2 |\hat{V}_{DM}| \quad (3-10)$$



圖十七 元件的電路圖

第四章 共模及差模檢知電路

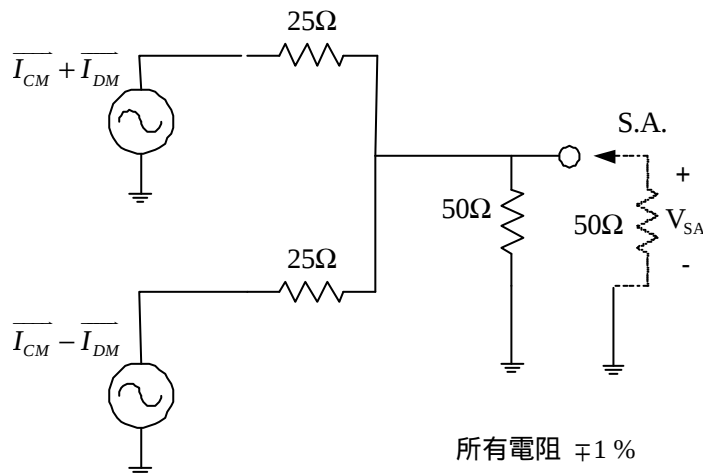
前一章介紹了三個雜訊分離器，它們皆可用來分離共模雜訊及差模雜訊，在這一章裡我們將提出一個較低成本且較易製作的共模檢知電路[7]，另外將此電路稍做修改，可成為差模檢知電路。

4-1 共模檢知電路

(CMNDC, common mode noise diagnostic circuit)

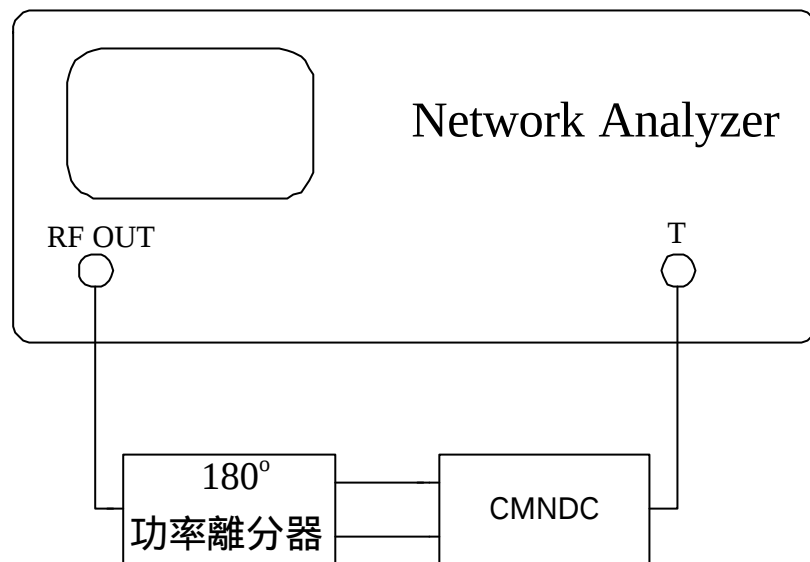
共模檢知電路是由三個誤差 1%精密電阻組成，其結構如圖十八所示。它是由差模拒斥電路（DMRN）修改而來，它的輸入端看入阻抗剛好是 50Ω ，可和傳輸線匹配，也符合法規的要求。它的工作原理是將兩輸入端的電流相加，可利用重疊定理得式(4-3)。其中 $|\hat{V}_{SA}|$ 為頻譜分析儀顯示的值。

$$\begin{aligned}
 |\hat{V}_{SA}| &= (\hat{I}_{CM} + \hat{I}_{DM}) \times \frac{(50\parallel 50)}{25 + (50\parallel 50)} \times \frac{50}{50 + 50} \\
 &\quad + (\hat{I}_{CM} - \hat{I}_{DM}) \times \frac{(50\parallel 50)}{25 + (50\parallel 50)} \times \frac{50}{50 + 50} \\
 &= |\hat{I}_{CM}| \times 50 \\
 &= |\hat{V}_{CM}|
 \end{aligned} \tag{4-1}$$

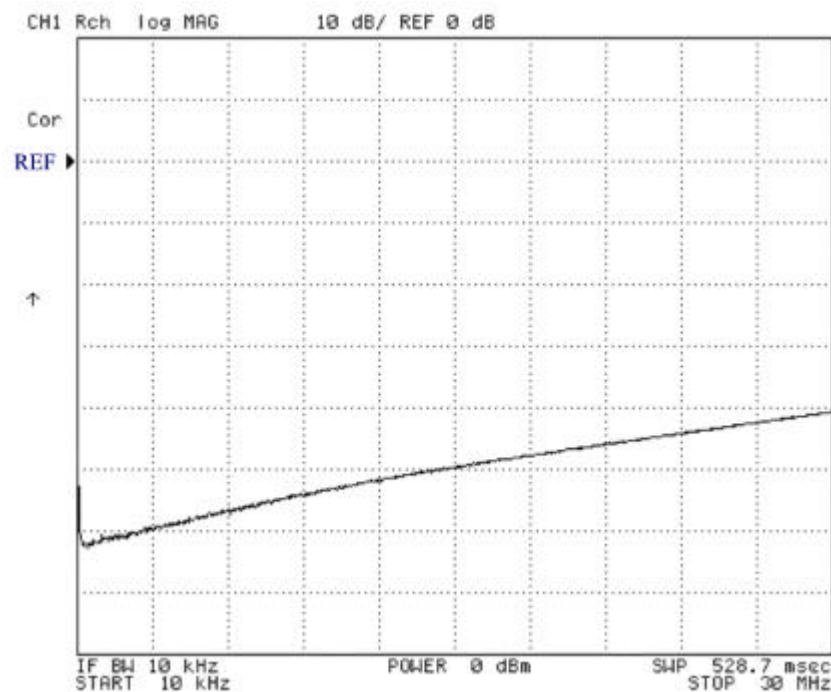


圖十八 CMNDC 電路圖

利用向量網路分析儀(HP4395A)來量它的效能，再用一個分相器來模擬差模雜訊，就可量得此一電路對差模雜訊抑制的效果，如圖十九(a)所示，對差模雜訊的抑制效果可達 40dB 以上，如圖十九(b)，其成品如圖二十。

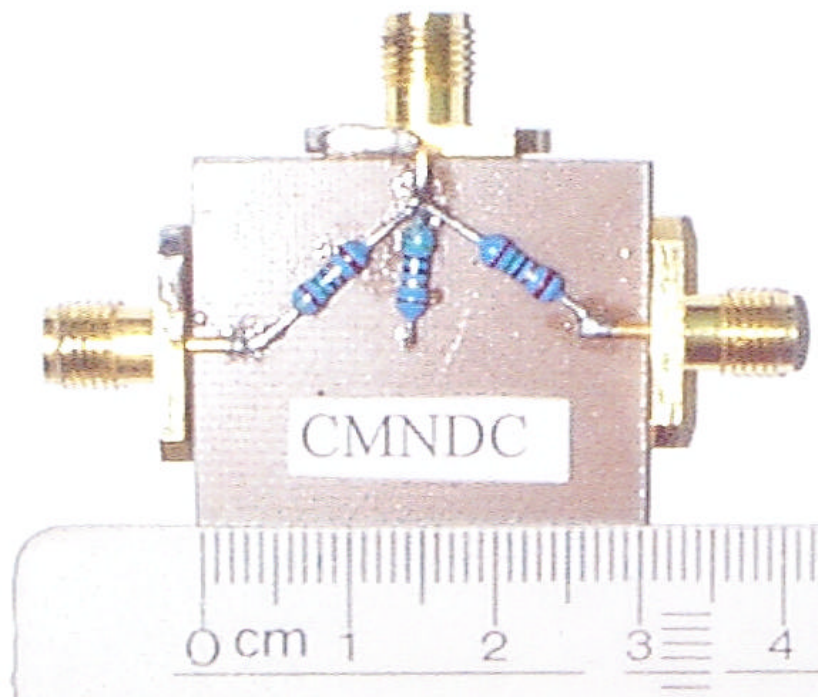


(a)



(b)

圖十九 (a) 量測 CMNDC 的方塊圖 (b) CMNDC 的效能圖



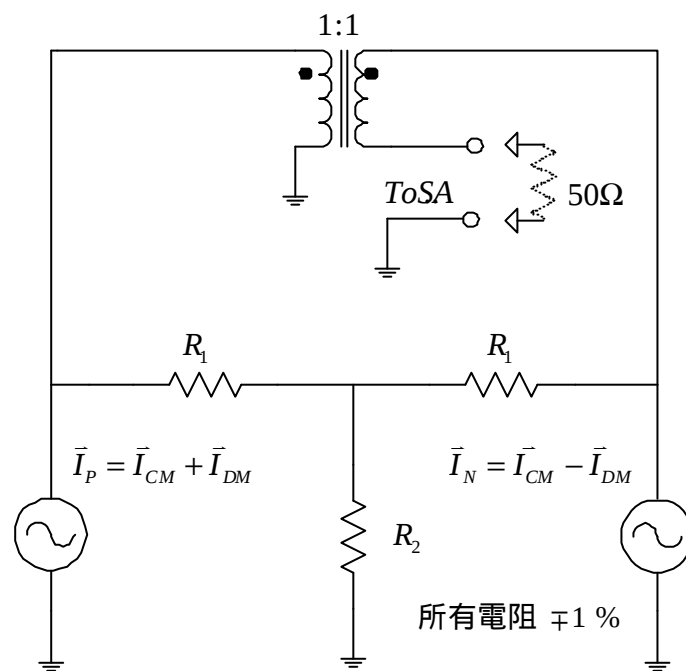
圖二十 CMNDC 成品圖

4-2 差模檢知電路

(DMNDC, differential mode noise diagnostic circuit)

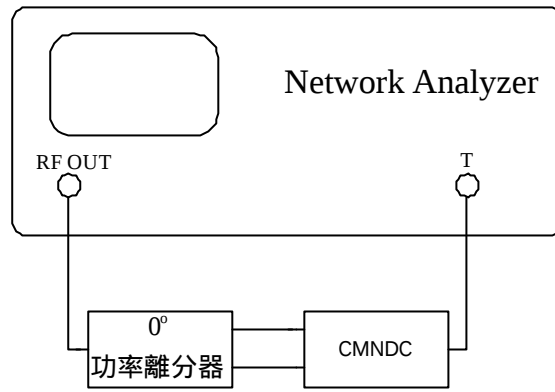
CMNDC 只能檢測共模雜訊，無法量到差模雜訊，雖然工程師可先設計共模濾波器然後亦可得之差模雜訊。不免有一些缺憾。於是將 CMNDC 加入一個寬頻變壓器則可量測差模雜訊變成差模檢知電路(DMNDC)，因此電路的性能主要決定於這一個寬頻變壓器，他的工作原理是由變壓器的將火線（水線）電流作反相然後再水線（火線）電流相加，而 R_1 和 R_2 所構成的 T 型網路可分流避免變壓器飽和，另外兼具做阻抗匹配的功能，其電路結構如圖二十一所示，解圖二十一的電路可得以下式子。

$$|\hat{V}_{S.A.}| = \frac{2 R_1}{2 R_1 + 50} \times |\hat{I}_D| \times 50 \quad (4-2)$$

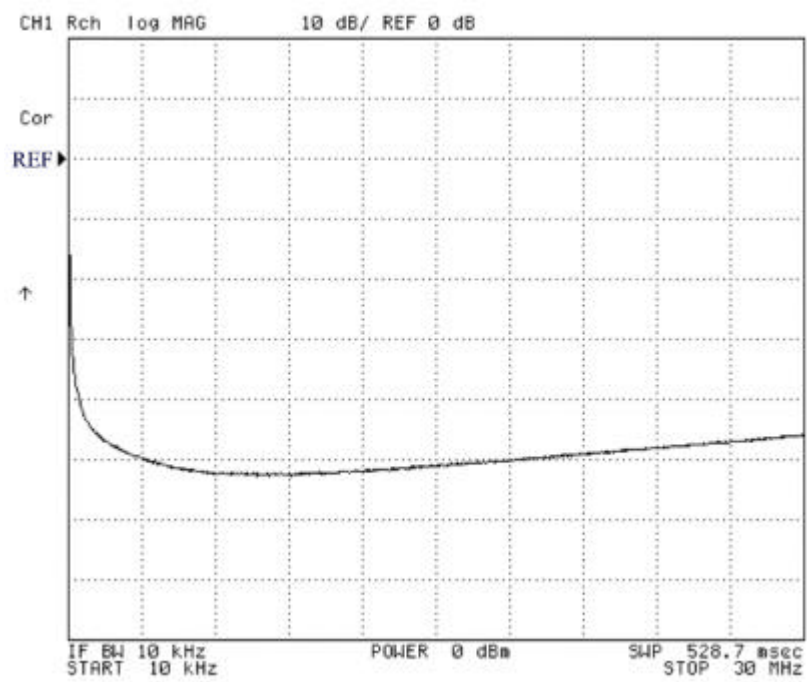


圖二十一 DMNDC 電路圖

若 $R_1 \gg 50$ 則可得 $V_{S.A.} \doteq |\hat{I}_D| \times 50$ 。圖二十二(a)是利用向量網路分析儀量測差模檢知電路對共模訊號抑制的方塊圖， 0° 的功率分離器是用於模擬共模雜訊，圖二十二(b)是差模檢知電路測得的效能圖，由圖可知 DMNDC 可將共模雜訊抑制 40dB 以上，其中 $R_1 = 1K\Omega$ ， $R_2 = 50\Omega$ ，圖二十三它是它的成品圖。

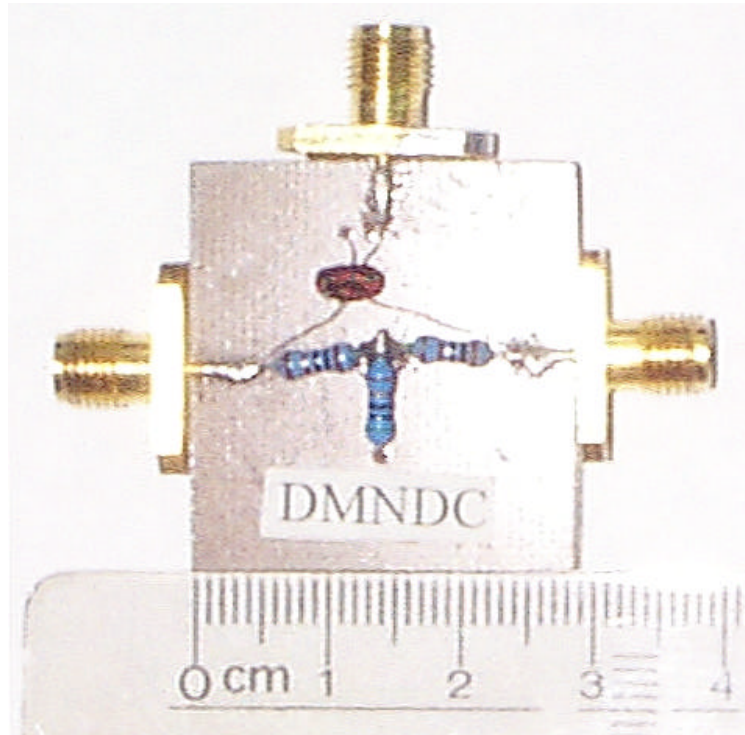


(a)



(b)

圖二十二 (a) 測差模檢知電路方塊圖 (b) 差模檢知電路效能圖

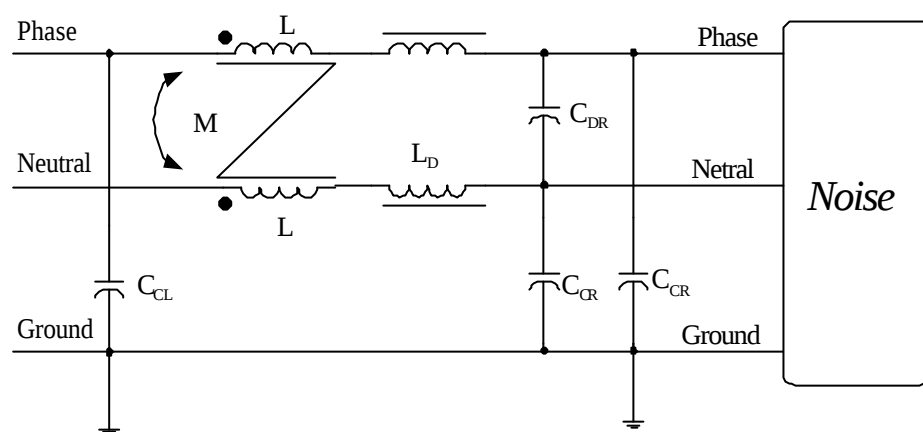


圖二十三 差模檢知電路成品圖

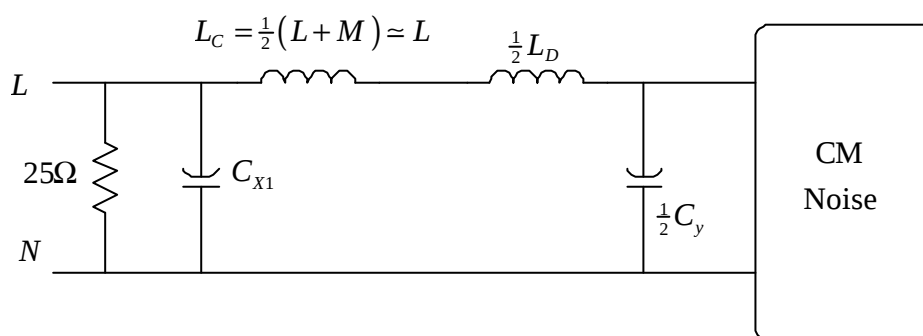
第五章 電源濾波器設計的軟體化

5-1 電源濾波器設計方法

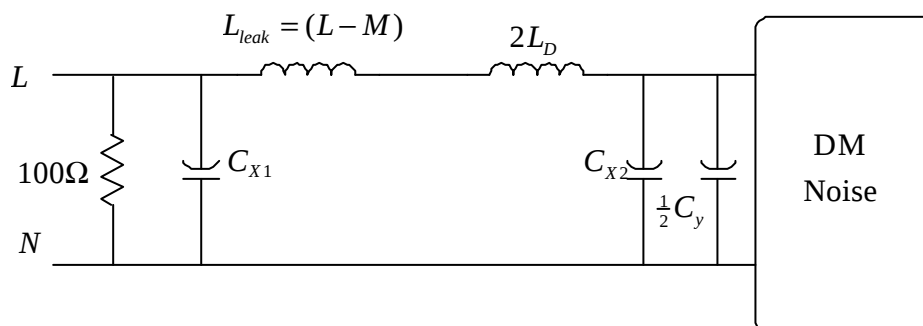
本節將簡述一個已知的設計濾波器方法及其理論[8]。圖二十四(a)是一個濾波器的架構，右邊是待測物產生的雜訊源，左邊是連接到 LISN。在第二章曾經提到將雜訊電流分成共模及差模比較接近物理的分法，在此將把濾波器分為共模及差模的等效電路將有利於分析，如圖二十四(b)，(c)。



(a)



(b)



(c)

圖二十四 (a)濾波器架構 (b)共模等效電路 (c)差模等效電路

在第二章中也提到交換式電源供應器的共模雜訊及差模雜訊的產生，共模雜訊是在經過雜散電容的電流回路形成[2,8]，因此可將看成一個電流源並聯一個高阻抗，如圖二十五(a)。當 $\frac{1}{\omega(2C_y)} \ll Z_p$ 且 $\omega(L_C + \frac{1}{2}L_D) \gg 25\Omega$ 時，可將電路化簡為圖二十五(b)，通常 L_C 約數 mH~數十 mH 而 Z_p 是高阻抗，上面兩個假設是在討論的頻率範圍皆成立。再利用互易定理(reciprocity theorem)可再化為圖二十五(c)。到這裡可看出它是一個二階的 LC 濾波器，因此它的衰減度是以 40dB/dec 的斜率增加。其轉折頻率如式(5-1)。

$$f_{rCM} = \frac{1}{2p \sqrt{L_{CM} C_{CM}}} = \frac{1}{2p \sqrt{(L_C + \frac{1}{2}L_D) \cdot 2C_y}} \quad (5-1)$$

通常 L_C 會遠大於 L_D (約數 μH ~數百 μH)，因此可得(5-2)。

$$f_{rCM} = \frac{1}{2p \sqrt{L_C \cdot 2C_y}} \quad (5-2)$$

從(5-2)式中可求出共模參數值，只要決定其中一個變數就可得另一個參數，在此先決定電容值，原因有兩個，一較大的電容值可以使電感值較小，另一個原因應為安規(safety)對於漏電流的規定 Y 電容值就被限制住了。

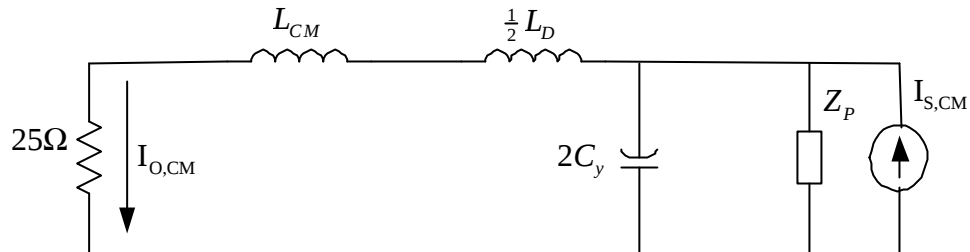
計算差模的參數，和共模大致相同。首先要將差模的雜訊模型帶入。差模雜訊模型分兩種況考量，一是當二極體關閉，它相當於一個電流源，並連一個高阻抗，另一是二極體打開，則相當於電壓源串聯一個低阻抗[2,8]，如圖二十六(a)，(d)。

先考慮二極體關閉的情況，利用互易定理可將(a)圖化為(b)，若 $\frac{1}{\omega C_{x2}} \ll Z_p$ 且先將 100Ω 電阻和 C_{x2} 電容省略時，可化簡為(c)圖，這個省略的動作只是將原本三階的率波器變成二階來計算，因此它的衰減度從 60dB/dec 變成 40dB/dec 的預估，只是一個少估的動作，因此對於濾波器的設計會增加成本，換句話說電容 C_{x1} 為多餘的，接下來要考慮二極體導通的情況下電容 C_{x1} 卻不可忽略，也就是說前面的衰減度少估的情況並不會影響率波器的設計。考慮二極體導通的情況，當 $\frac{1}{\omega C_{x1}} \ll 1000$ 時可將 100Ω 去除化為圖(e)，因為 Z_s 通常很小 ($Z_s < 1\Omega$)，因此可簡化為(f)。最後差模的等效電路皆可化簡為一個二階的率波器，其轉折頻率如方程式(5-3)。

$$f_{rDM} = \frac{1}{2p \sqrt{L_{DM} C_{DM}}} = \frac{1}{2p \sqrt{(2L_D + L_{leak}) \cdot C_{CM}}} \quad (5-3)$$

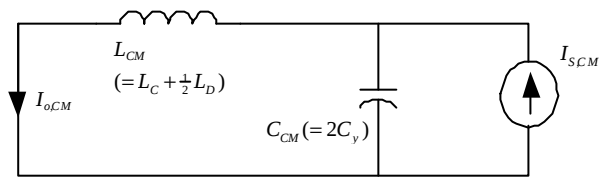
其中 $C_{DM} = C_{x1} = C_{x2}$ 。

在此還是先決定電容值，理由是用較大的電容值可決定較小的差模電感值，若求得差模電感值小於共模抗流圈的的漏電感，則可省略差模電感。



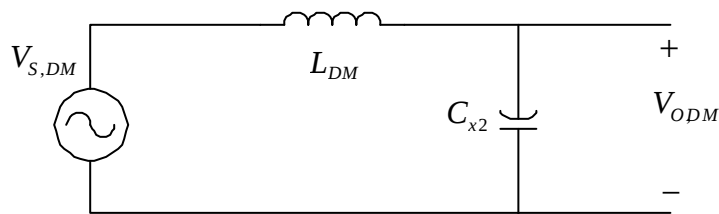
(a)

if $\frac{1}{w(2C_y)} \ll Z_P$
and $w(L_C + \frac{1}{2}L_D)$



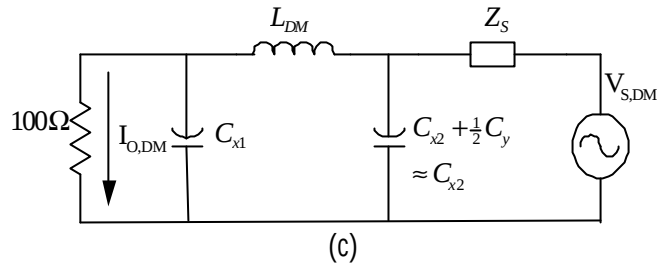
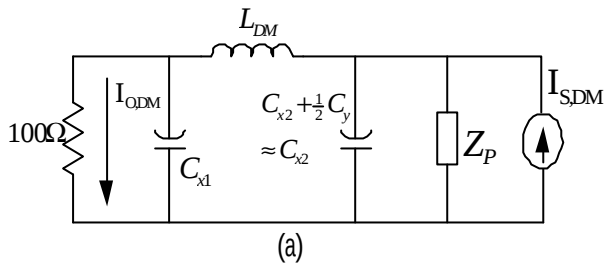
(b)

互易定理

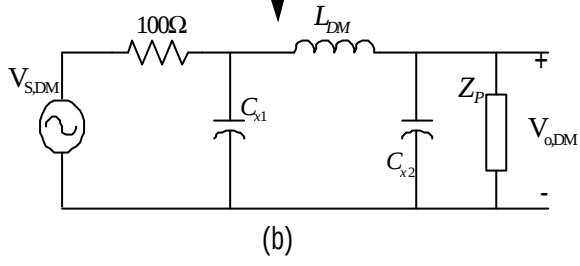


(c)

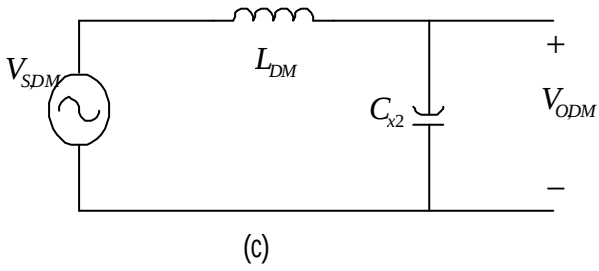
圖二十五 共模濾波器推導



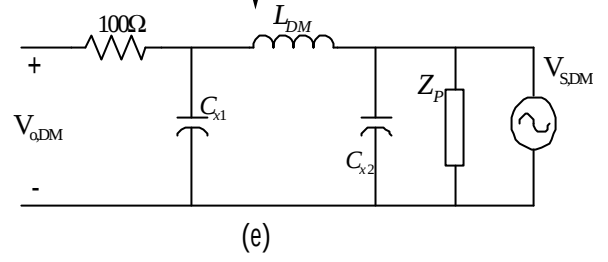
reciprocity theorem



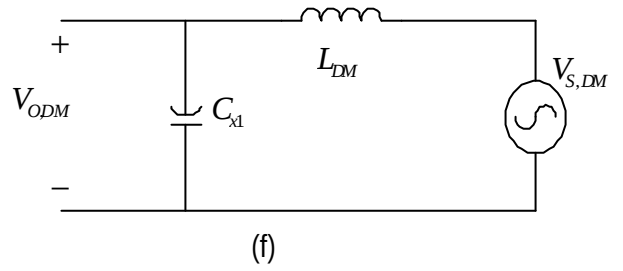
if $\frac{1}{\omega C_{x2}} \ll Z_P$



if $\frac{1}{\omega C_{x1}} \ll 100\Omega$



if Z_S small



圖二十六 差模濾波器推導

5-2 電源濾波器設計-----使用頻譜儀

5-2-1 濾波器設計步驟

步驟一，量測原始雜訊

配合共模、差模檢知電路量待測物未加電源濾波器的雜訊。

步驟二，計算衰減值

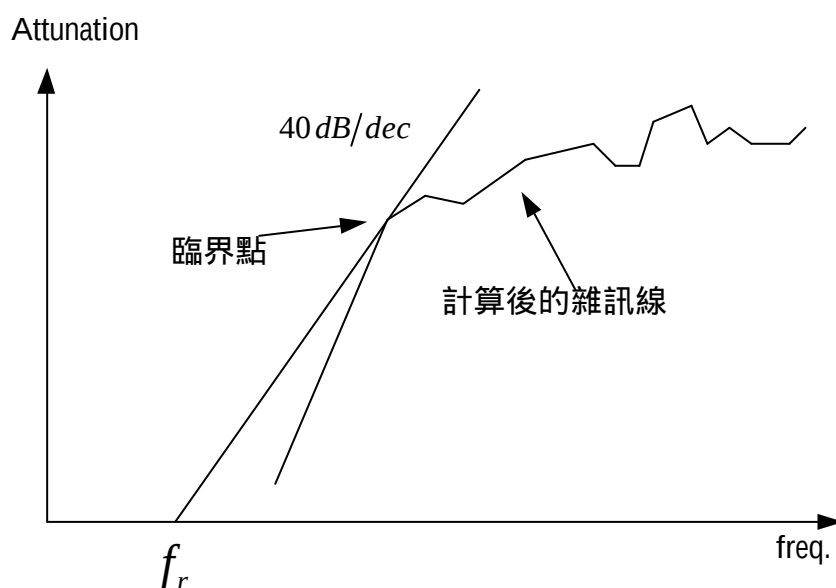
計算共模及差模所需要衰減量。其計算方式是將量測到的原始值減去法規規定的限制線。但因為共模及差模可能會同相屆時過磨和差模雜訊會相加變成兩倍，因此需要加入預防性的 6dB。實際設計時會將限制限定在比法規規定的標準低 6dB，此是為了避免量產時因為各個產品的實際情況不同，造成部分會過部分不會過的情形發生。計算式如式(5-4)、(5-5)。

$$(V_{req,CM})_{dB} = (V_{m,CM})_{dB} - (V_{limit})_{dB} + 12dB \quad (5-4)$$

$$(V_{req,DM})_{dB} = (V_{m,DM})_{dB} - (V_{limit})_{dB} + 12dB \quad (5-5)$$

步驟三，計算轉折點

做圖法求轉折頻率，將步驟的結果化在半對數紙上，畫一條 40dB/dec 的斜線切到雜訊上的一點交於 X 軸，且能將此點以外的點皆在這斜線下，其交點就是轉折頻率，如圖二十七。



圖二十七 求轉折頻率

利用公式求轉折頻率，依照公式(5-6)。

$$f_r = f \times 10^{\frac{-A}{40}} \quad (5-6)$$

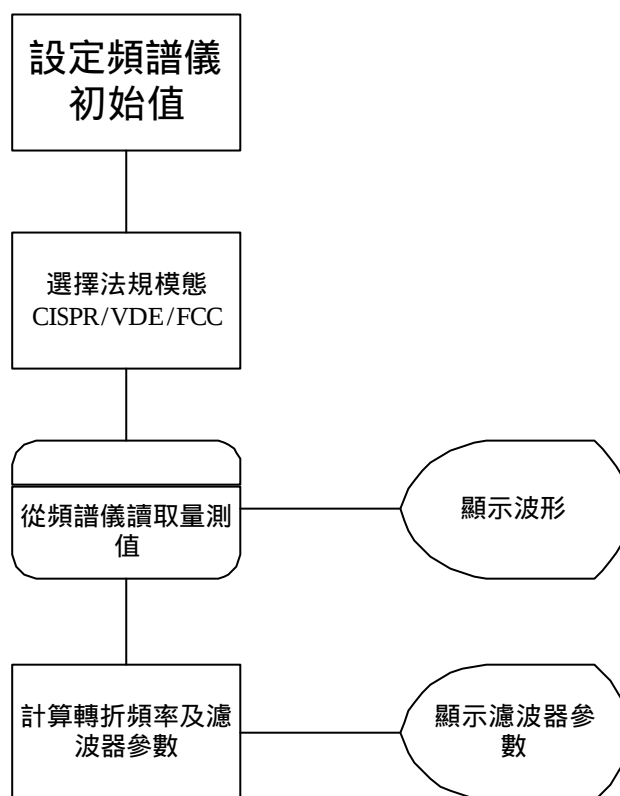
其中 f_r 為轉折頻率， f 為臨界點的頻率， A 為臨界點的大小。

步驟四，計算濾波器參數（元件值）

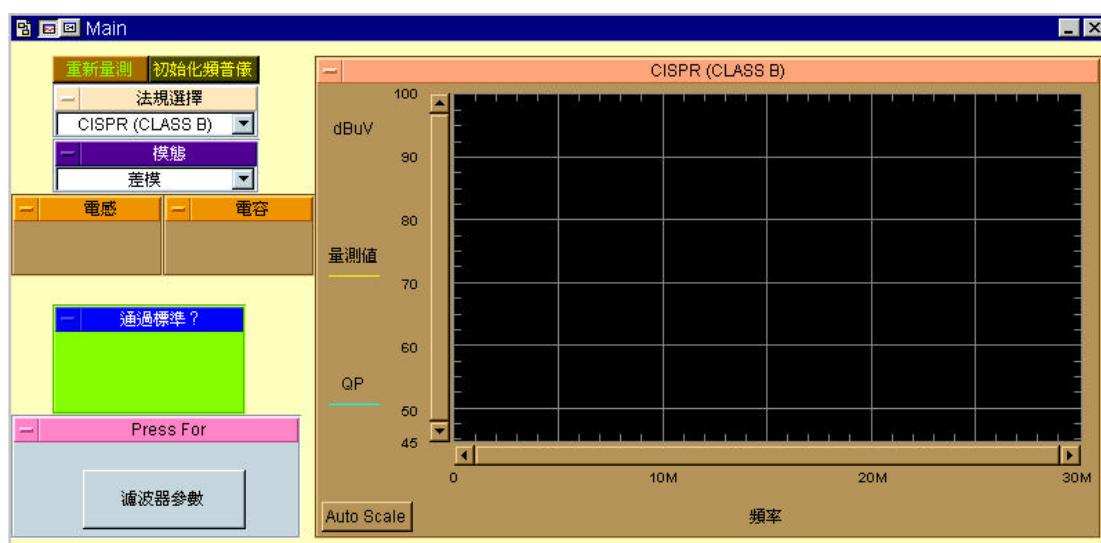
當求得轉折頻率之後就可由式(5-2)，(5-3)分別求得共模及差模元件值，但先需選定共模和差模的電容值，通常取大的電容以減少電感的體積。

5-2-2 程式化及流程圖 -----使用頻譜分析儀

在這一節中將把前一節敘述的方法寫成軟體達到自動量測及濾波器設計的自動化，當然量測的儀器放置及輔助工具的連接還是需要人工去更換。因此步驟二中的做圖法不適用，需要使用公式(5-6)來算轉折頻率。在此使用的軟體語言是 VEE5.0，搭配的儀器是 HP8594E 型號的頻譜分析儀。圖二十八是該程式的流程圖，圖二十九是其面版。



圖二十八 頻譜儀自動量測程式流程圖



圖二十九 頻譜儀自動量測程式面版

5-3 電源濾波器設計-----使用示波器

前一節使用的儀器是頻譜儀，因為頻譜儀比較昂貴，不是每一家公司接會擁有的，因此此節將使用較便宜的示波器來代替頻譜儀。因為所有電磁相容的法規規定的限制線都是以頻域做為基準，規定某一頻率下的大小，而非時域下的大小。所以用示波器來量測時將會遇到做富立業轉換將時域的訊號轉為頻域。

5-3-1 時域分析時的理論[9]

將訊號從時域轉換到頻域需要考量到去樣的時間是否夠長，取樣的速度是否夠快，若時間和速率不夠時，將會面臨轉換後的資料不準確，但是又不能使取樣時間無限伸長。同樣的取樣速率愈快當然愈好，但是也有個極限，因此到底要多長的時間多快速的，將在此節中做一個討論，依照這個理論設定取樣時間及取樣速度，就可滿足在討論的頻率範圍不失真的問題。

式子(5-7)是離散式富立業轉換(DFT, discrete fourier transform)的公式。

$$F(n\Omega) = \sum_{k=0}^{N-1} f(kT)e^{-jn\Omega kT} \quad (5-7)$$

其中 $\Omega = 2\pi f_o$

$$f_o = \text{切換頻率} = \frac{1}{T_{\text{WINDOW}}}$$

T_{WINDOW} = 取樣的總時間。

$$T = \text{取樣寬度} = \frac{1}{2f_{\text{max}}}$$

f_{max} = 富立業轉換後的最大頻率

N = 取樣點數

因為傳導型 EMI 所關係的頻率包含 10kHz~30MHz。因此富立業轉換後的最大頻率最小是 30MHz，而切換頻率因為待測物的不同而不同，因需要取一個最低值。根據奈奎氏法則最小的去樣頻率是 $2f_{\text{max}}$ 。取樣點的多寡可由式(5-8)算出。

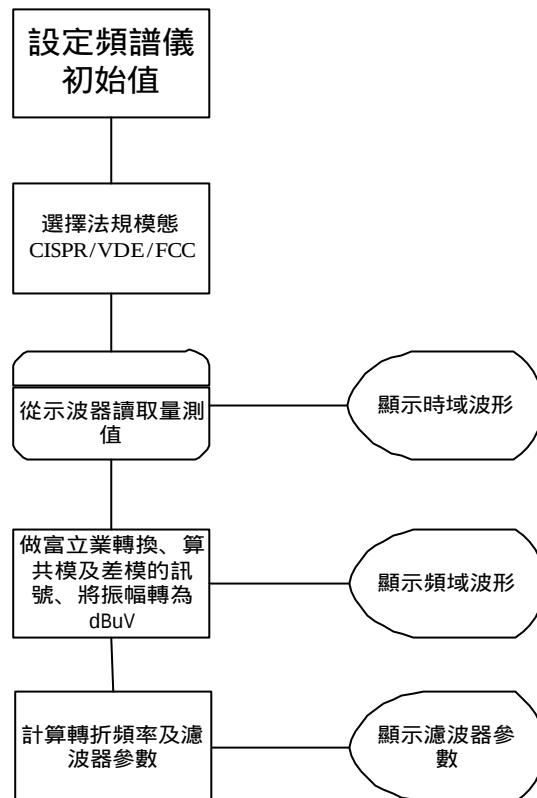
$$N = \frac{2 f_{\text{max}}}{f_o} \quad (5-8)$$

5-3-2 程式化及流程圖-----使用示波器

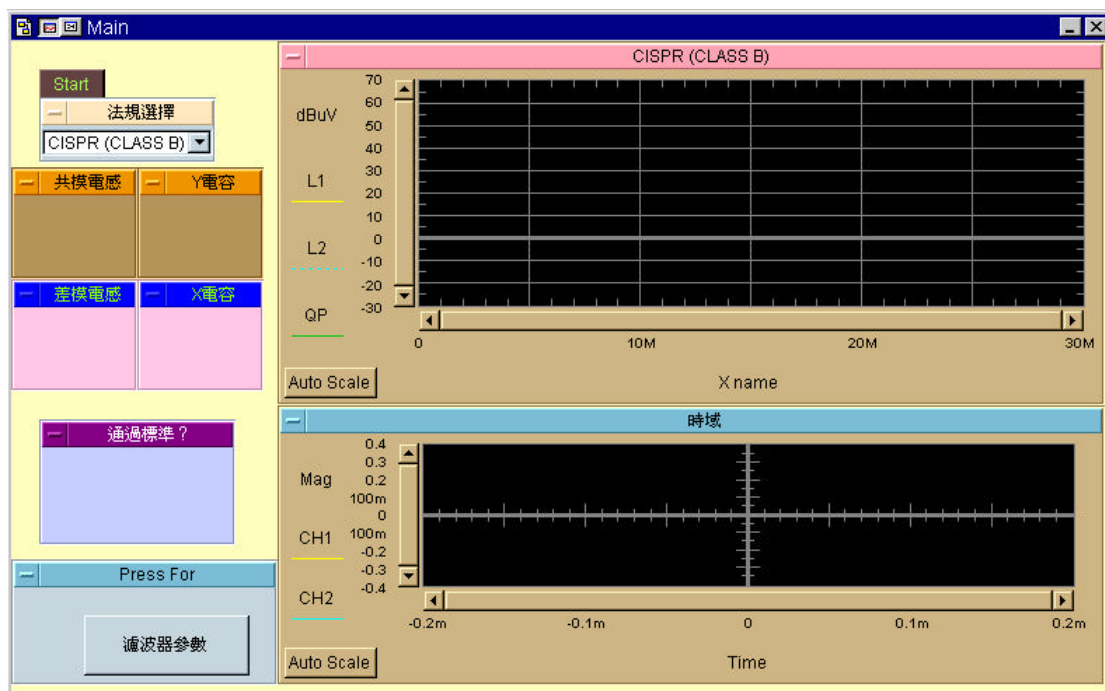
在這裡一樣是把 5-2 節的濾波器設計步驟寫成一套配合示波器使用的自動量測系統軟體並達到測量完畢時及時的算出濾波器參數供給工程師參考。所使用的軟體是 VEE5.0 配合的示波器是 HP54522A。另外，前一節中提到取樣的總時間寬及取樣速度的限制，在此設定取樣的速度為 100MHz 及最大頻率($f_{\max}$)可準確到 50MHz。至於取樣的總時間(T_{WINDOW})和待測物的切換頻率有關，在此設為 10kHz ($T_{\text{WINDOW}} = 0.1\text{msec}$) 以經是比一般的切換式電源供應器的切換頻率還要低了。將這兩個條件帶入式(5-8)得(5-9)。

$$N = \frac{2f_{\max}}{f_o} = \frac{100M}{10k} = 10000 \quad (5-9)$$

需要的取樣點數為 10000，在此設為 327682 點，取樣點是也足夠了。因為取樣頻率確定了，取樣點數也確定了，示波器的取樣總時間將被限制在 0.32msec 大於所需的 0.1msec。因為示波器的輸入阻抗是 $1M\Omega$ 但本論文的使用的示波器可切換阻抗為 50Ω ，也解決了法規規定的阻抗的問題。使用示波器有另一個優點是不需要輔助工具來分離共模及差模訊號，它們可經由頻道 1(channel 1)及頻道 2(channel 2)同時取樣的優點，在做傅利葉轉換時做相加減時得到。圖三十是該程式的流程圖。



圖三十 示波器自動量測程式流程圖



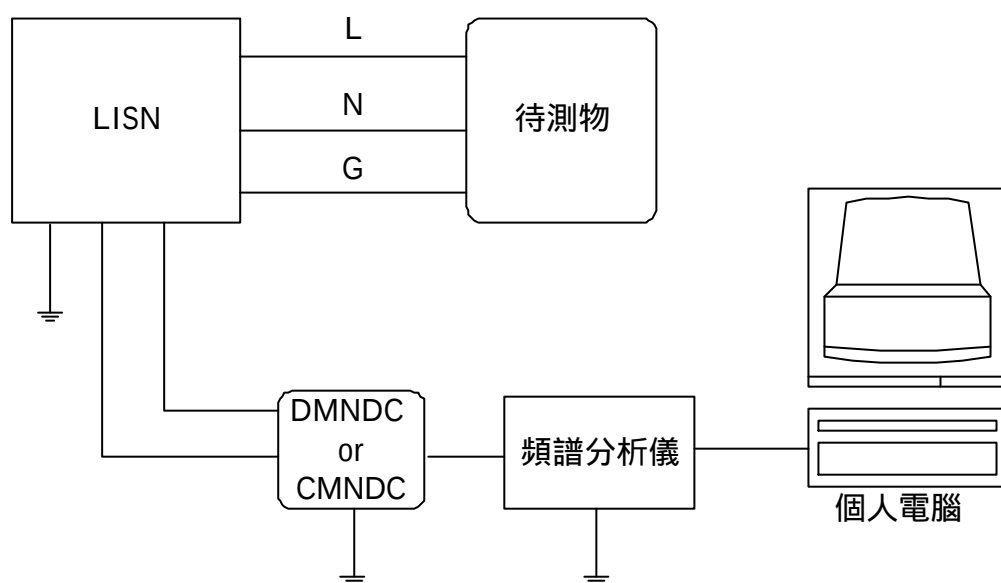
圖三十 示波器自動量測程式流程圖

第六章 實例

這一章是將前面所提的工具及方法作實際的運用，將以一個市售的電腦用電源供應器做為樣本來解決它的 EMI 問題。

6-1 使用頻譜分析儀做量測

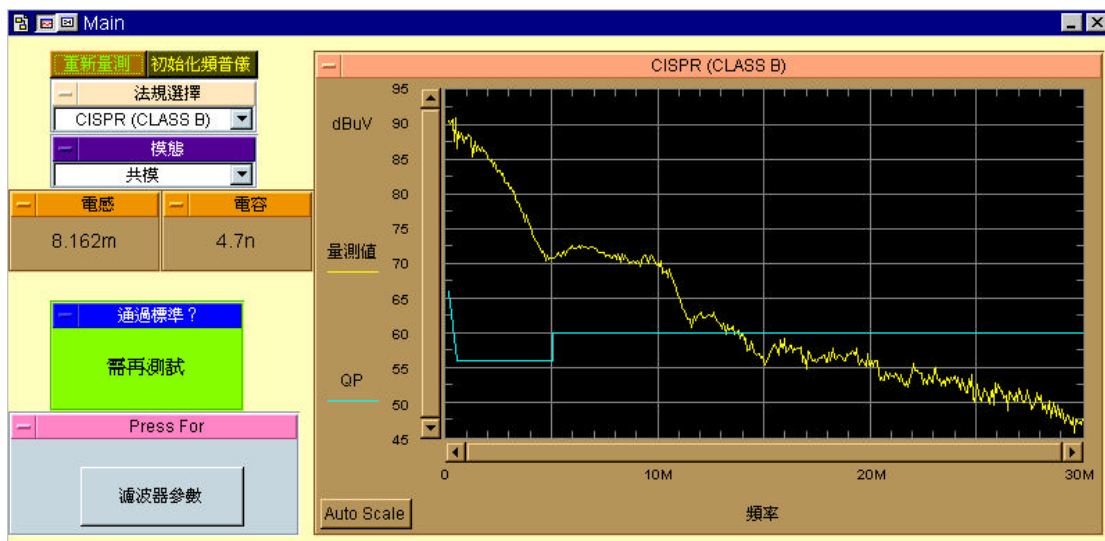
圖三十二是頻譜儀量測時的配置，待測物的雜訊經由 LISN 再加上檢知電路的功能，使頻譜儀可量到單一模態的雜訊再由個人電腦量到。



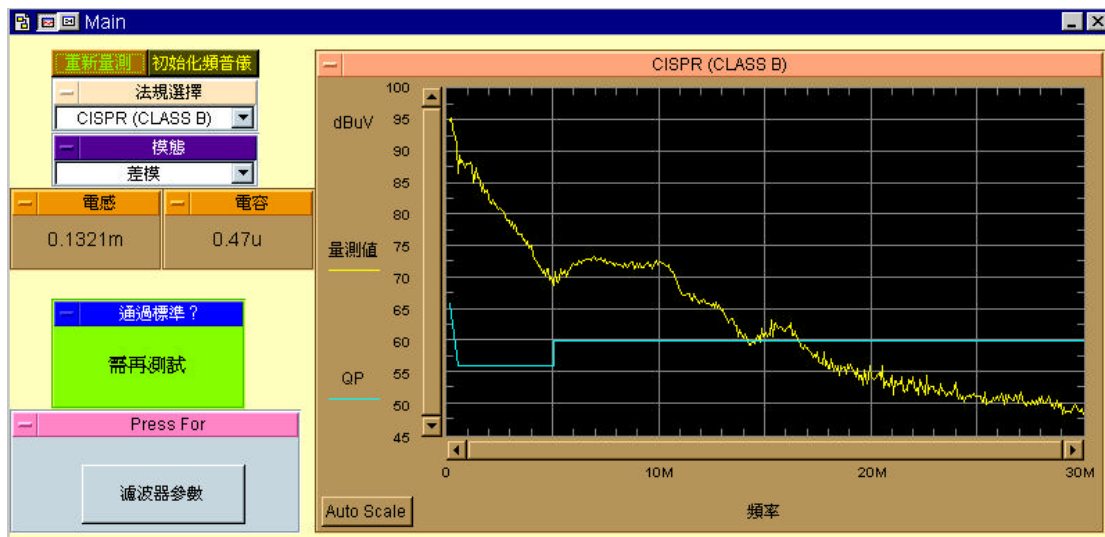
圖三十二 頻譜儀量測的配置

首先，將未加任何濾波器的待測物放置好做共模量測，結果如圖三十三(a)，可得到建議的共模抗流圈值是 8.126mH ，選用的 Y 電容為 4700pF 。然後將檢知電路換為差模的檢知電路，再做一次量測，可得到差模訊號如圖三十三(b)，選用的 X 電容是 $0.47\mu\text{F}$ ，得到的差模電感建議值是 0.1321mH 。

根據程式選所建議的值選擇一個 10.082mH 的共模抗流圈，它的漏電感(L_{leak})是 0.097mH ， C_y 是 4700pF ，差模部份的電感建議值是 0.1321mH 要減去漏電感因此是 0.0351mH ， C_x 是 0.47mF ，加入濾波器後的結果如圖二十九五(a)(b)，圖(a)(b)分別是火線和水線的量測結果，可看出皆在限制線之下。

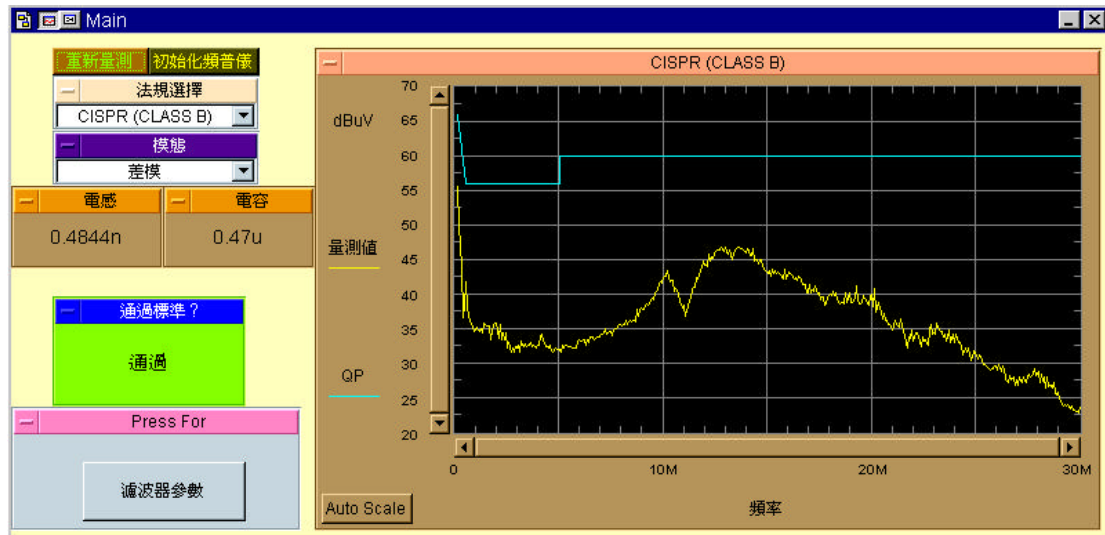


(a)

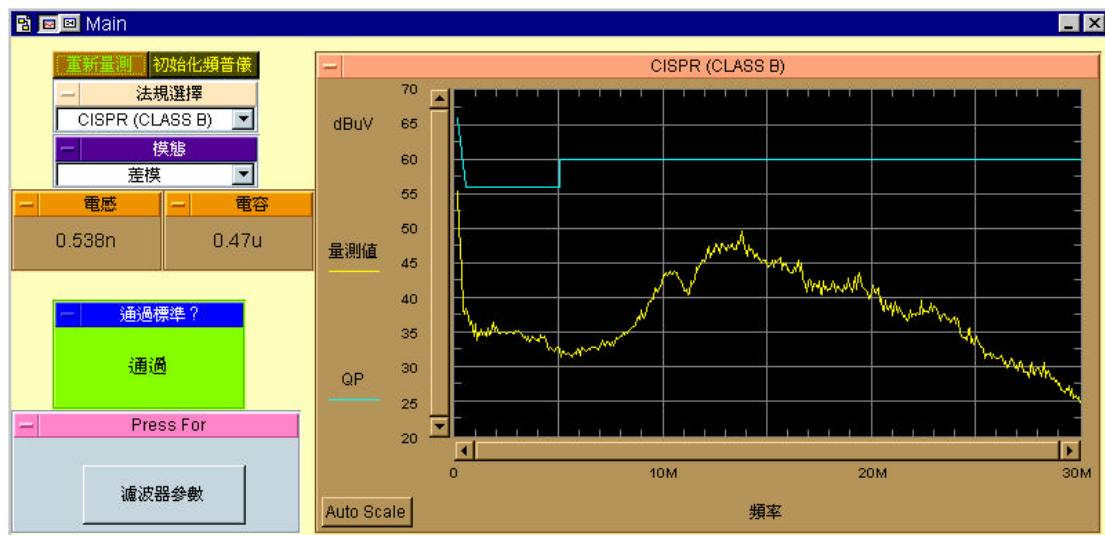


(b)

圖三十三 (a)共模雜訊 (b)差模雜訊



(a)

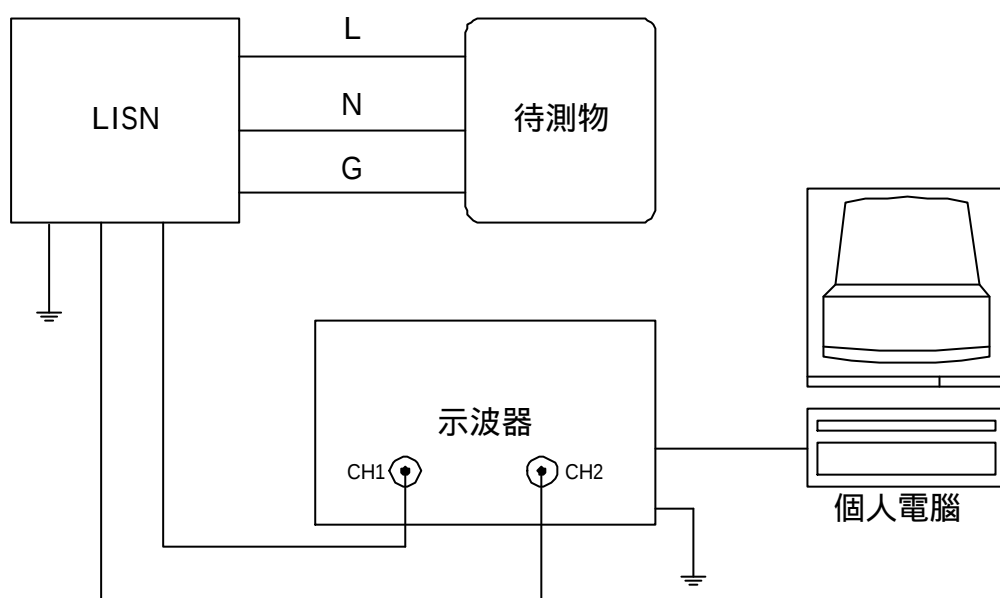


(b)

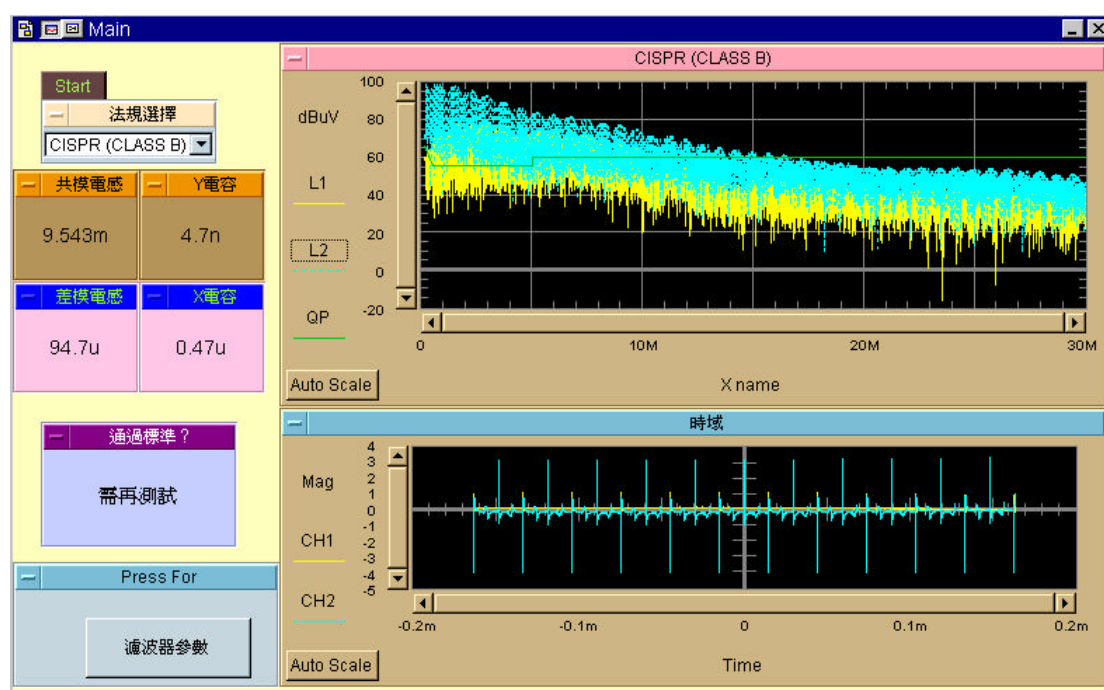
圖三十四 (a) 火線(Phase)的雜訊 (b)水線(Neutral)的雜訊

6-2 使用示波器做量測

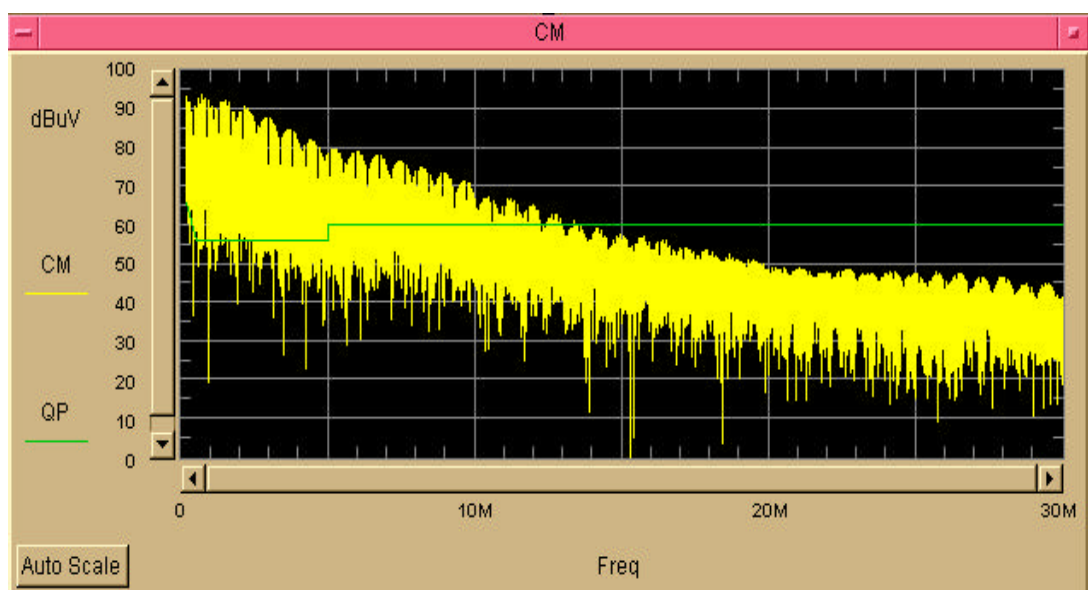
使用示波器做量測時並不需要外加其它的輔助工就可直接量測結果，並算出濾波器的參數並給予建議，量測時配置如圖三十五。一樣選擇 Y 電容為 4700pF，X 電容 0.47mF，得到的共模電感 9.543mH，差模電感為 94.7mF，如圖三十六(a)，圖三十七(a)(b)分別是共模及差模雜訊。找到的共模抗流圈的電感為 10.82mH，漏電感為 0.097mH，加入濾波器之後火線及水線的量測結果如圖三十八(a)(b)所示。



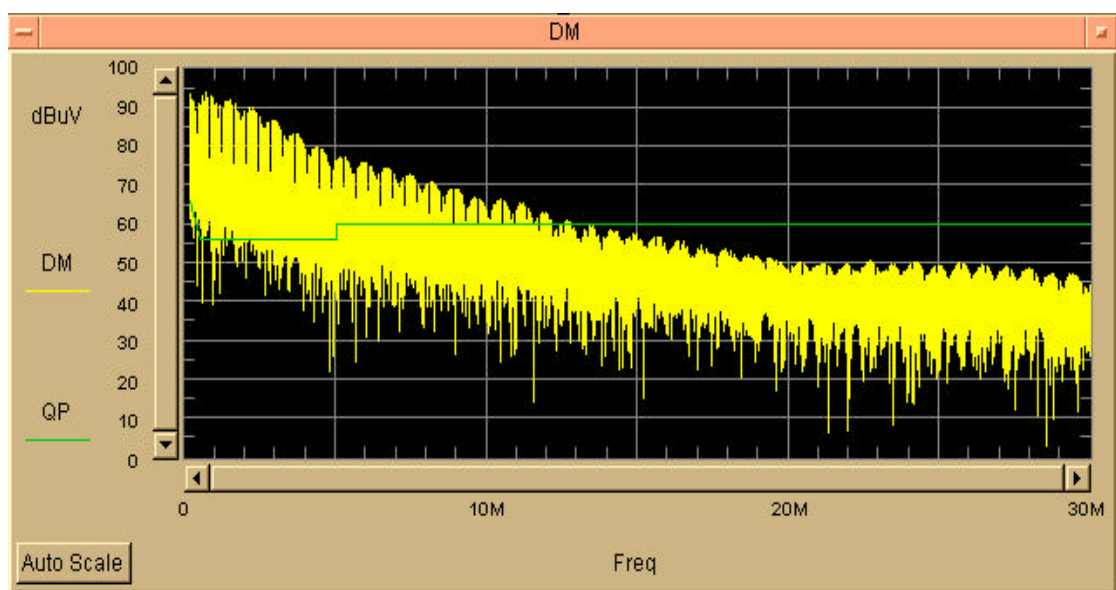
圖三十五 示波器量測的配置



圖三十六 使用示波器量測結果

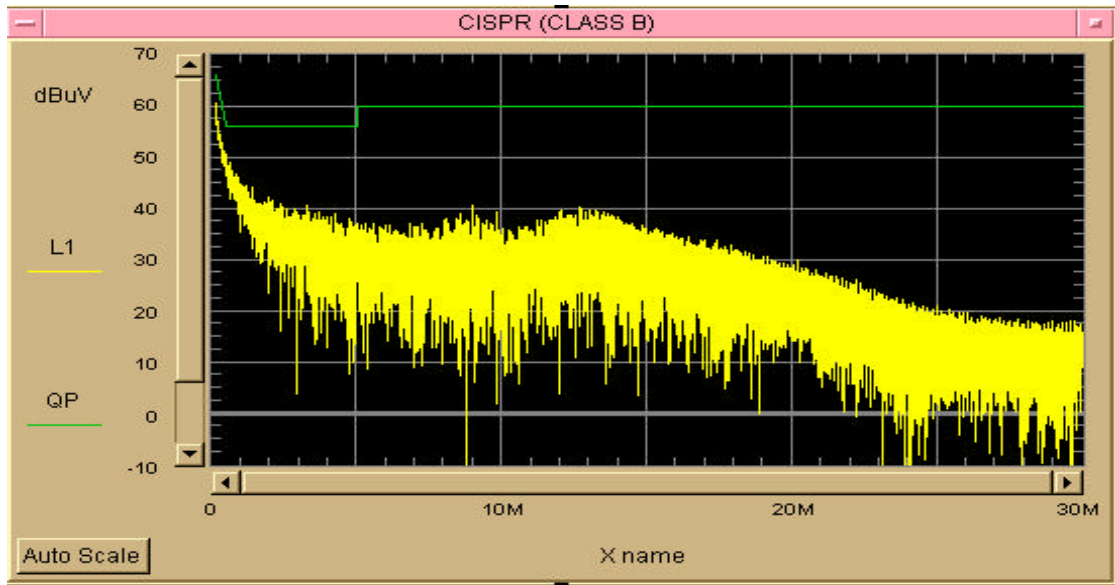


(a)

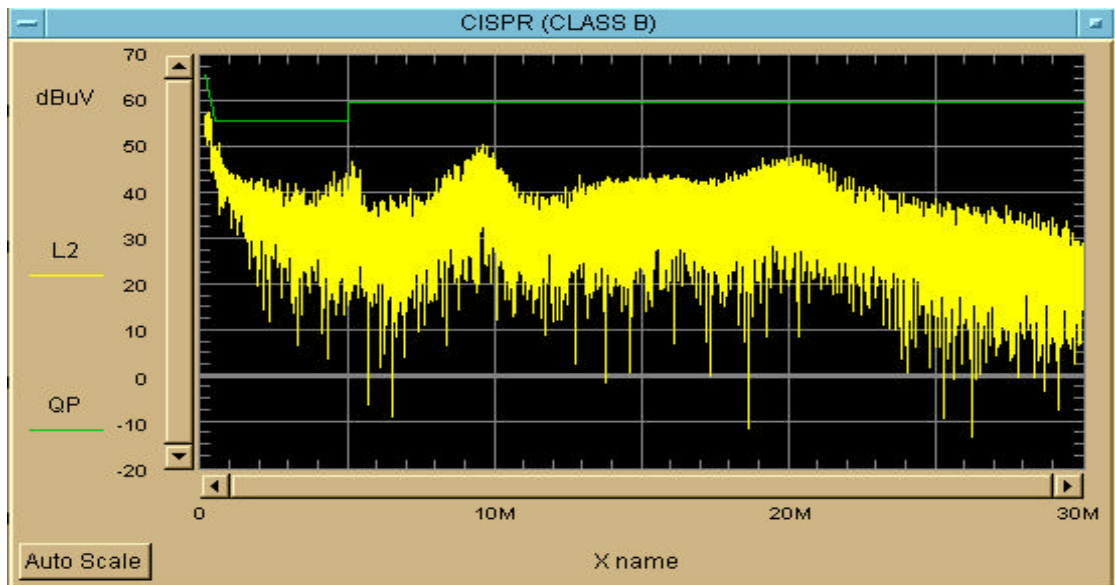


(b)

圖三十七 (a)共模雜訊 (b)差模雜訊



(a)



(a)

圖三十八 (a)火線雜訊 (b)水線雜訊

第七章 結論與未來方向

7-1 結論

第四章所提的共模及差模檢知電路，它們的成本很低，尤其是共模檢知電路。該電路對電阻元件的要求只需要在誤差 1%之內，這在市面尚可輕易購得，價格也很便宜。若是要更好的效能只需在提高電阻的提高精密度，對一般要解決 EMI 問題的工程師而言，用誤差 1%的電阻已經足夠使用了。表五為一般較常用的分離器及本論文所提的分離器做一個整理。本論文希望能藉由提出新的低成本共模及差模雜訊檢知電路，對工程師而言能提供一個較易自行製造的電路且可以幫助他們解決 EMI 問題，對分離器製造商而言則是一個更低成本的電路。

	所需元件	取得的模態	量測結果修正
差模拒斥電路 (DMRN)	五個精密度 0.1%的電阻	共模	+6dB
差模拒斥器 (DMR)	一個電阻及一個寬頻變壓器	共模	-3dB
共模拒斥器 (CMR)	兩個寬頻變壓器	差模	-3dB
加減法器	兩個寬頻變壓器	共模、差模皆可	-6dB
共模檢知電路 (CMNDC)	三個精密度 1%的電阻	共模	+0dB
差模檢知電路 (DMNDC)	三個電阻及一個寬頻變壓器	差模	+0dB

表五 分離器總表

另外，電源濾波器設計的軟體化是運用已知的方法來設計濾波器，它們可以幫助工程師們不需要花太多時間去設計濾波器，只需要更換量測的輔助工具然後在電腦上按一個按鍵就可以得到濾波器的參數，工程師們可以只照著參數設計就可以了。其中這軟體化的設計方式有兩套，一是使用頻譜分析儀，另一個是使用示波器。使用示波器來量測是比較便宜的方式，因為頻譜儀較為昂貴，同時也會有一些犧牲，使用示波器的量測還是沒有使用頻譜儀來的準確及快速。但是它還是能提供一個可以量測且幫助設計電源濾波器的低成本方式。

7-2 未來方向

目前的設計電源濾波器方式還只是在完成產品後再加以設計濾波器，若是能在設計產品的同時就將濾波器設計進去不但可以省時間且可以省下設計完濾波器時需重新佈線的困擾。

因為這個設計濾波器的方法並未將濾波器元件的不理想因素考慮進去，也就是說他只討論到低頻的部分，若頻率在 10MHz 以上的雜訊沒通過法規的限制，就必須尋求其他的解決方式，不是單就改變濾波器參數來解決了。

只要預測該產品的 EMI 大小，就可以解決第一個問題，然後再將帶入共模抗流圈及電容的頻率響應參數，如此就可以建立濾波器的頻率響應曲線，然後再和預測的 EMI 雜訊作數學運算就可以同時解決兩個問題。

參考文獻

- [1] Clayton R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, John Wiley & Sons, Inc.,1992.
- [2] Mark. J. Nave, Power Line Filter Design for Switched- Mode Power Supplies, Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.
- [3] Mark J. Nave, "A Novel Differential Mode Rejection Network for Conducted Emissions Diagnostics," Proceedings of IEEE EMC Symp., Denver, Co., 1989, pp. 223-227
- [4] Ting Gou, Dan Y. Chen, and Fred C. Lee, "Separation of the Common-Mode- and Differential-Mode-Conducted EMI Noise, "IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, NO. 3, May 1996, pp. 480-488
- [5] C.R. Paul and K.B. Hardin, Diagnosis and reduction of conducted noise emissions, IEEE trans. On Electromagnetic Compatibility, EMC-30, 553-560(1988)
- [6] 謝明展,陳秋麟,劉承璋,唐永奇, "傳導性電磁干擾雜訊之量測技術比較,"中華民國第十九屆電力工程研討會.
- [7] 蘇欣龍, 林根煌, "低成本的共模及差模檢知電路', 台灣電磁相容研討會,1999
- [8] Fu-Yan Shih, Dan Y. Chen, Yan-Pei Wu, and Yie-Tone Chen, "A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications", IEEE Trans. on Power Electrons, Vol. 11, NO.1, Jan. 1996, pp170-181
- [9] Raul G. Munoz, Tai-Wu Hao, "Simulation of Response of Modeled EMI Filter to Measured or Simulated Time Domain Waveforms", IEEE International Symposium on , 1995, pp 272 -275
- [10] HP 8590 E-Series and L-Series Spectrum Analyzers and HP 8591C Cable TV Analyzer Programming guide
- [11] HP 54502A 400MHz Digitizing Oscilloscope Programming Reference
- [12] HP VEE reference