

國立中山大學電機工程學系
碩士論文

指導教授：莫清賢 博士

EMI 濾波器與功因修正電路
整合設計

**Integrated Design of EMI Filter
and Power-Factor-Correction Circuit**

研究生：蔡懷進 撰

中華民國八十九年六月

摘 要

本論文利用直交表的原理，發展出一應用連續直交表的設計法，來設計功因修正電路之電磁干擾(EMI)濾波器，使其通過 EMI 與功率因數的規範要求。設計過程以濾波電路元件值為直交表之可控變數，進行實驗量測，經由實際的量測結果，求出每個可控變數的平均效應，作為搜尋最佳元件組合的指標。然後根據指標進行連續步驟之直交表實驗，在合理的元件範圍內，逐漸逼近預定的規範目標。此外，實驗的過程同時將元件的體積因素考慮在內，因此，最後可設計出最小體積之 EMI 濾波器。文中詳細說明設計流程以及判斷法則，並以一單級高功因轉換電路作為設計實例。



Abstract

In this thesis, an alternative solution for designing power line conductive electromagnetic interference (EMI) filter by using the consecutive orthogonal array method is proposed. The circuit parameters of EMI filters to be determined are assigned as the control variables in the orthogonal arrays, and the average effects corresponding to each control variable are calculated from the measured results. In accordance with the inferential rules, the average effects are used as the observational indices to adjust the levels of the control variables of the subsequent orthogonal array. Through manipulating consecutive orthogonal arrays step by step, the applicable ranges of circuit parameters are approached with desired output performances. Finally, the component values of EMI filters with minimum size can be found. The design procedure and the inferential rules are described by illustrative examples for a single-stage high-power-factor converter.

目 錄

中文摘要	I
英文摘要	II
目錄	III
圖表索引	V
第一章 緒論	1
1-1 研究動機	1
1-2 規範	2
1-3 本文大綱	3
第二章 功因修正電路之傳導型電磁干擾	5
2-1 功因修正電路電磁雜訊產生原因及分類	5
2-1-1 電磁雜訊量測	5
2-1-2 雜訊電流之產生	6
2-2 傳統電磁干擾濾波器設計方法	7
2-3 功因修正電路 EMI 濾波器之傳統設計	9
2-3-1 單級高功因電路特性及其量測	9
2-3-2 功因修正電路之 EMI 濾波	12
第三章 連續直交表原理	16
3-1 直交表構建	16
3-2 連續直交表	20
3-3 連續直交表應用特性	21
第四章 EMI 濾波器設計	24
4-1 EMI 濾波電路及直交表架構	25
4-1-1 濾波器架構與變數設定	25
4-1-2 輸出觀測值與搜尋指標	26
4-1-3 變數調整與驗證實驗	27
4-2 連續直交表設計流程	28

第五章	設計實例	32
5-1	含被動濾波電路之 EMI 濾波器設計-實例一	32
5-2	被動濾波電路與 EMI 濾波器整合設計	41
5-2-1	實例二	42
5-2-2	實例三	51
第六章	結論與討論	60
參考文獻	62

目 錄

中文摘要	I
英文摘要	II
目錄	III
圖表索引	V
第一章 緒論	1
1-1 研究動機	1
1-2 規範	2
1-3 本文大綱	3
第二章 功因修正電路之傳導型電磁干擾	5
2-1 功因修正電路電磁雜訊產生原因及分類	5
2-1-1 電磁雜訊量測	5
2-1-2 雜訊電流之產生	6
2-2 傳統電磁干擾濾波器設計方法	7
2-3 功因修正電路 EMI 濾波器之傳統設計	9
2-3-1 單級高功因電路特性及其量測	9
2-3-2 功因修正電路之 EMI 濾波	12
第三章 連續直交表原理	16
3-1 直交表構建	16
3-2 連續直交表	20
3-3 連續直交表應用特性	21
第四章 EMI 濾波器設計	24
4-1 EMI 濾波電路及直交表架構	25
4-1-1 濾波器架構與變數設定	25
4-1-2 輸出觀測值與搜尋指標	26
4-1-3 變數調整與驗證實驗	27
4-2 連續直交表設計流程	28

第五章	設計實例	32
5-1	含被動濾波電路之 EMI 濾波器設計-實例一	32
5-2	被動濾波電路與 EMI 濾波器整合設計	41
5-2-1	實例二	42
5-2-2	實例三	51
第六章	結論與討論	60
參考文獻	62

圖表索引

圖 2-1	傳導型 EMI 量測配置	5
圖 2-2	功因修正電路雜訊電流路徑	6
圖 2-3	單級整合式高功因電路雜訊電流路徑	7
圖 2-4	典型 EMI 濾波器架構	8
圖 2-5	典型濾波器等效電路	8
圖 2-6	單級高功因電子安定器電路	10
圖 2-7	單級高功因安定器輸入電壓電流波形	11
圖 2-8	未加 EMI 濾波器總雜訊	11
圖 2-9	未加 EMI 濾波器 CM 雜訊	11
圖 2-10	未加 EMI 濾波器 DM 雜訊	11
圖 2-11	不同搭配組合之濾波器 EMI 總雜訊	12
圖 2-12	五組不同搭配組合濾波器輸入電壓與電流波形	14
圖 3-1	變數準位的平均效應與期望值的關係	20
圖 3-2	連續直交表的架構	21
圖 3-3	多重極值問題之限制	22
圖 3-4	狹窄極值區域之限制	23
圖 4-1	EMI 濾波元件與雜訊及功因之交互影響	24
圖 4-2	EMI 濾波器架構	25
圖 4-3	EMI 雜訊觀測值示意圖	27
圖 4-4	EMI 濾波器連續直交表設計流程	31
圖 5-1	實例一 EMI 濾波電路	32
圖 5-2	實例一連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢	38
圖 5-3	連續直交表變數準位與功因平均效應變化趨勢	40
圖 5-4	實例一 EMI 濾波器設計總雜訊量測	40
圖 5-5	實例一 EMI 濾波器輸入電壓及電流波形	41

圖 5-6	EMI 濾波器與功因修正電路整合架構.....	41
圖 5-7	實例二連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢.....	47
圖 5-8	實例二連續直交表變數準位與功因平均效應變化趨勢.....	49
圖 5-9	實例二 EMI 濾波器設計總雜訊量測.....	51
圖 5-10	實例二 EMI 濾波器輸入電壓及電流波形.....	51
圖 5-11	實例三連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢.....	56
圖 5-12	實例三連續直交表變數準位與功因平均效應變化趨勢.....	58
圖 5-13	實例三 EMI 濾波器設計總雜訊量測.....	58
圖 5-14	實例三 EMI 濾波器輸入電壓及電流波形.....	59
表 1-1	各國或地區有關傳導型 EMI 主要規範.....	2
表 1-2	CISPR15 照明設備傳導型 EMI 規範.....	3
表 1-3	EN61000-3-2 C 類(照明器具)諧波規範.....	3
表 2-1	五組實驗元件值組合.....	12
表 2-2	搭配組合實驗結果.....	15
表 3-1	直交表常用名詞及其說明.....	16
表 3-2	直交表架構 $L_a(b^c)$	17
表 3-3	$L_9(3^4)$ 的直交表.....	18
表 4-1	連續直交表設計流程符號表.....	29
表 5-1	實驗變數直交表排列.....	33
表 5-2	實例一第一次直交表實驗變數準位.....	33
表 5-3	實例一第一次直交表實驗觀測值.....	34
表 5-4	實例一第一次直交表變數各準位平均效應.....	34
表 5-5	實例一第二次直交表實驗變數準位.....	35
表 5-6	實例一第二次直交表實驗觀測值.....	36
表 5-7	實例一第二次直交表變數各準位平均效應.....	36

表 5-8	實例一第三次直交表實驗變數準位.....	36
表 5-9	實例一第三次直交表實驗觀測值.....	37
表 5-10	實例一第三次直交表變數各準位平均效應.....	37
表 5-11	實例二第一次直交表實驗變數準位.....	43
表 5-12	實例二第一次直交表實驗觀測值.....	43
表 5-13	實例二第一次直交表變數各準位平均效應.....	43
表 5-14	實例二第二次直交表實驗變數準位.....	44
表 5-15	實例二第二次直交表實驗觀測值.....	44
表 5-16	實例二第二次直交表變數各準位平均效應.....	44
表 5-17	實例二第三次直交表實驗變數準位.....	45
表 5-18	實例二第三次直交表實驗觀測值.....	45
表 5-19	實例二第三次直交表變數各準位平均效應.....	45
表 5-20	實例二第四次直交表實驗變數準位.....	46
表 5-21	實例二第四次直交表實驗觀測值.....	46
表 5-22	實例二第四次直交表變數各準位平均效應.....	46
表 5-23	實例三第一次直交表實驗變數準位.....	52
表 5-24	實例三第一次直交表實驗觀測值.....	52
表 5-25	實例三第一次直交表變數各準位平均效應.....	53
表 5-26	實例三第二次直交表實驗變數準位.....	53
表 5-27	實例三第二次直交表實驗觀測值.....	54
表 5-28	實例三第二次直交表變數各準位平均效應.....	54
表 5-29	實例三第三次直交表實驗變數準位.....	54
表 5-30	實例三第三次直交表實驗觀測值.....	55
表 5-31	實例三第三次直交表變數各準位平均效應.....	55

第一章 緒論

1-1 研究動機

整流電路所造成的電力品質問題日漸受到重視，因此各式具功因修正功能電路或單級整合式高功因電路的產品日益普遍，這些電路能提升功率因數至幾近於 1 的程度，而且大大地降低輸入電流的各項諧波，然而此類電路經常操作於高頻切換，電路因此產生了電磁干擾 (Electromagnetic Interference, EMI) 問題，這些高頻雜訊會藉由電磁輻射或電源線的傳導，去干擾通訊設備或其他電器設備的正常操作。所以世界各主要工業國家對其本國市場之進出口電器產品，除了對功率因數及諧波有所規範外，電磁干擾亦予以嚴加規範[1-3]。

以電源供給線為傳遞途徑的雜訊電流，稱為傳導型電磁雜訊。欲解決此類干擾，不外乎從干擾源的產生、雜訊的傳遞途徑以及被干擾電路的免疫能力三方面著手。降低雜訊傳遞途徑的效率是工程師最容易也較能掌握的方式；其中包含注重電路元件的佈局與線路的佈線，並且使用雜訊濾波電路等，其中介於電源與負載電路之間的雜訊濾波電路經常是產品通過規範的主角[4,5]。

由於各種分離差模與共模雜訊技術的提出，因而發展出針對兩種不同型態雜訊先個別設計濾波電路，再予以組合以符合規範的濾波器設計流程[6-9]。然而，根據此設計流程所設計之 EMI 濾波器可能因為本身電路的相移或等效阻抗與功因修正電路產生的交互作用[10-13]，使得功因修正電路原本設計的功率因數不再符合規範。

本論文將採用一典型的 EMI 濾波電路為架構，以品質工程中常用實驗計畫法—直交表(Orthogonal Array)[14-16]，利用其特定的實驗法則，作為濾波元件參數搜尋的參考，並規劃一套設計規則及判斷流程，共同以 EMI 總雜訊與功率因數為判斷指標，無需使用雜訊分離裝

置，即可設計出通過規範的濾波器。

1-2 規範

世界各國或地區有關傳導性 EMI 之量測技術以及各類型產品的主要規範對照標準大致如表 1-1 所示。本文將以一單級高功因之螢光燈電子安定器為設計實例，並以 CISPR15 (International Special Committee for Radio Interference, CISPR)有關照明設備傳導型 EMI 之規範，以及歐洲規範 EN61000-3-2 對於諧波的限制，作為濾波器的設計標準。其詳細規範如表 1-2 及 1-3 所示。

表 1-1 各國或地區有關傳導型 EMI 主要規範

	台灣	美國	歐洲	國際
量測技術	CNS13022	ANSI C63	EN50081	CISPR16
工業科學 醫療儀器	CNS13803	FCC part18	EN55011	CISPR11
資訊設備	CNS13438	FCC part15	EN55022	CISPR22
廣播接收 相關產品	CNS13439	FCC part15	EN55013	CISPR13
家電產品	CNS13783-1	FCC part15	EN55014	CISPR14
燈具產品	CNS14115	FCC part15	EN55015	CISPR15

表 1-2 CISPR15 照明設備傳導型 EMI 規範

頻率範圍	限制值 dB(μ V)	
	準峰值	平均值
9kHz-50kHz	110	-
50kHz-150kHz	90-80	-
150kHz-0.5MHz	66-56	56-46
0.5MHz-2.51MHz	56	46
2.51MHz-3MHz	73	63
3MHz-5MHz	56	46
5MHz-30MHz	60	50

表 1-3 EN61000-3-2 C 類(照明器具)諧波規範

諧波級數 n	電流成份(%)
2	2
3	30 × PF
5	10
7	7
9	5
11 n 39	3

1-3 本文大綱

本論文之內容共分成六章陳述：第一章描述本論文之研究動機及目前全球主要地區之傳導型電磁干擾相關規範。第二章簡述功因修正電路傳導型 EMI 雜訊的來源、組成及傳導途徑，並討論以傳統 EMI 濾波器設計法，設計時濾波電路所遭遇的問題。第三章針對直交表原理及連續直交表的運用特性作一探討。第四章提出一以連續直交表之工作原理作為搜尋 EMI 濾波器元件值的方法，並詳細敘述其設計流

程。第五章以第四章所規劃的設計流程，實際應用於一單級高功因電子安定器 EMI 濾波器設計，並對三種不同情況下分別搜尋最佳元件值組合。第六章則為本論文之結論。

第二章 功因修正電路之傳導型電磁干擾

具備功因修正的電力電子轉換電路中，通常需要一主動開關作為切換元件。由於開關的切換頻率，經常從數 kHz 到上百 kHz；而陡峭的上升及下降電壓與電流波形，內含相當多的高頻成分，此乃造成嚴重諧波及電磁干擾問題的主因。這些高頻電流，透過線路本身或元件寄生效應所形成的途徑傳遞出去。EMI 濾波器的設計，旨在降低雜訊傳導途徑效率，阻絕雜訊電流向外傳遞。

2-1 功因修正電路電磁雜訊產生原因及分類

2-1-1 電磁雜訊量測

傳導型電磁雜訊量測必須使用傳輸線阻抗穩定網路 (Line Impedance Stabilization Network, LISN)，其主要功能為提供待測物工作電源、阻絕外部雜訊，並提供一固定阻抗以攫取待測物雜訊，以利頻譜分析儀 (Spectrum Analyzer) 讀取雜訊大小值，量測電路的配置如圖 2-1 所示。

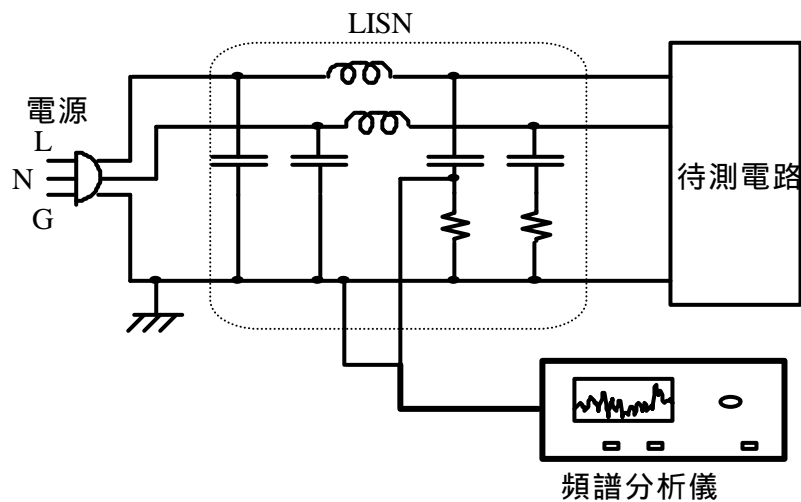
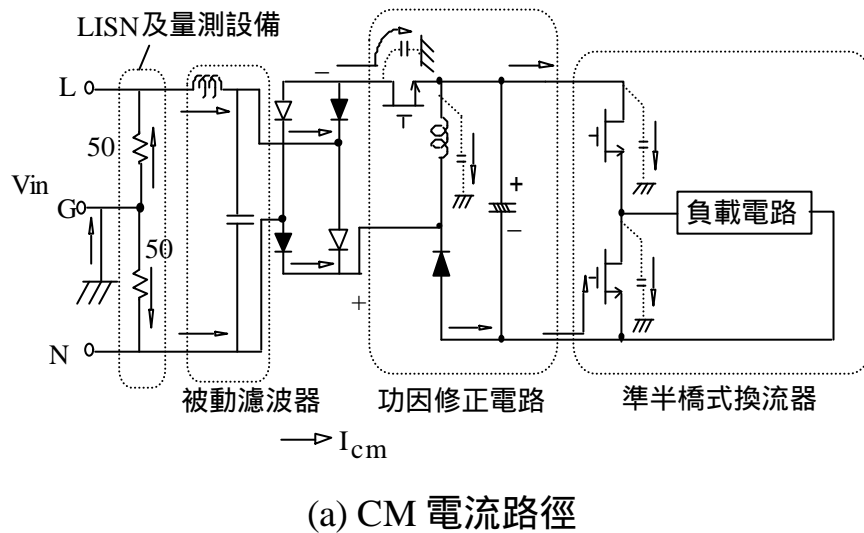


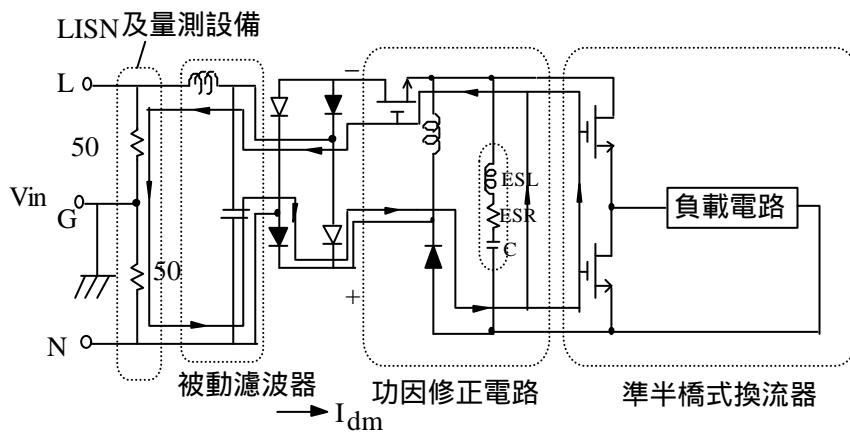
圖 2-1 傳導型 EMI 量測配置

2-1-2 雜訊電流之產生

傳導型雜訊由雜訊電流傳遞路徑的不同，可區分為兩種不同的成分，分別是共模(Common-Mode, CM)與差模(Differential-Mode, DM)電流，CM 雜訊電流指各自從 L (Line)及 N (Neutral)經 G (Ground)形成回路的雜訊電流，主要是由高頻的切換電壓在開關元件或變壓器，甚至線路上的寄生電容形成的充放電流所致；DM 雜訊電流是指從 L 經 N 形成回路的雜訊電流，主要是由高頻的開關切換電流經由整流二極體以及漣波濾波電容形成回路所造成。以典型降升壓功因修正電子安定器而言，其電磁雜訊電流路徑如圖 2-2 所示。



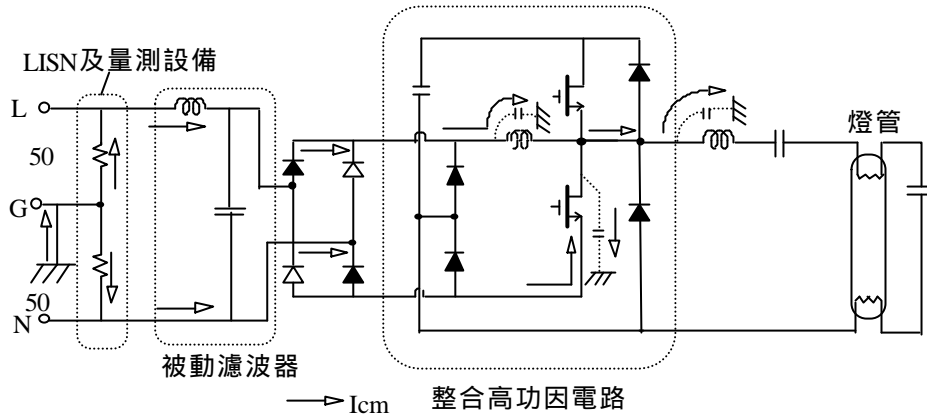
(a) CM 電流路徑



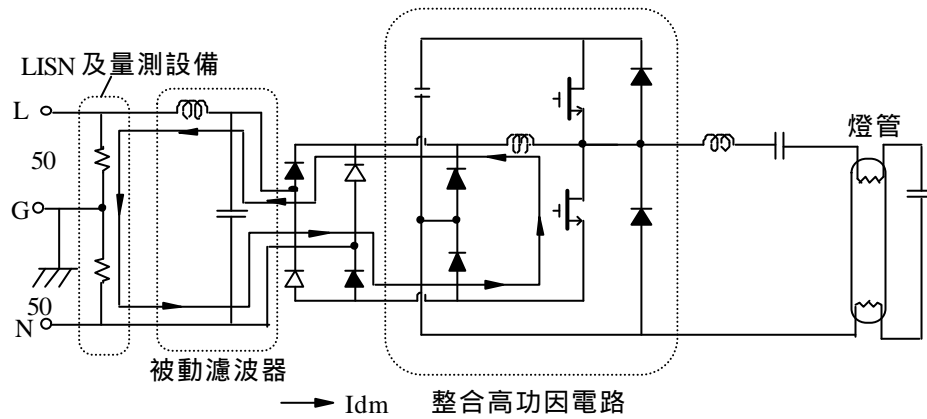
(b) DM 電流路徑

圖 2-2 功因修正電路雜訊電流路徑

前述之兩級式高功因換流電路，由於其結構複雜、效率不彰且成本偏高等缺點，因此，許多單級整合式高功因電路陸續被開發出來，日漸成為高功因電路之發展趨勢。圖 2-3 所示為一新型單級高功因轉換電路[17]，其 CM 與 DM 雜訊電流路徑如圖中所標示，本文所探討、設計之 EMI 濾波器將特別針對此類電路。



(a) CM 電流路徑



(b) DM 電流路徑

圖 2-3 單級整合式高功因電路雜訊電流路徑

2-2 傳統電磁干擾濾波器設計方法

近年來，因 CM 與 DM 雜訊分離技術發展成熟，可獲知 CM 與 DM 干擾雜訊電流各自的相量成分大小。因此，EMI 濾波電路的設計可針

對 CM 及 DM 分別進行[18-21]。常用的雜訊分離方法有電流探棒 (Current Probe)、差模拒斥網路(Differential-Mode Rejection Network, DMRN)以及雜訊分離器(Noise Separator)等。

當雜訊源可分別獲知 CM 及 DM 雜訊大小時，便可利用 CM 及 DM 的等效濾波電路，依據所需的衰減量，設計適當的元件值。典型濾波電路架構如圖 2-4 所示，其 CM 與 DM 的濾波等效電路如圖 2-5(a) 及(b)所示。

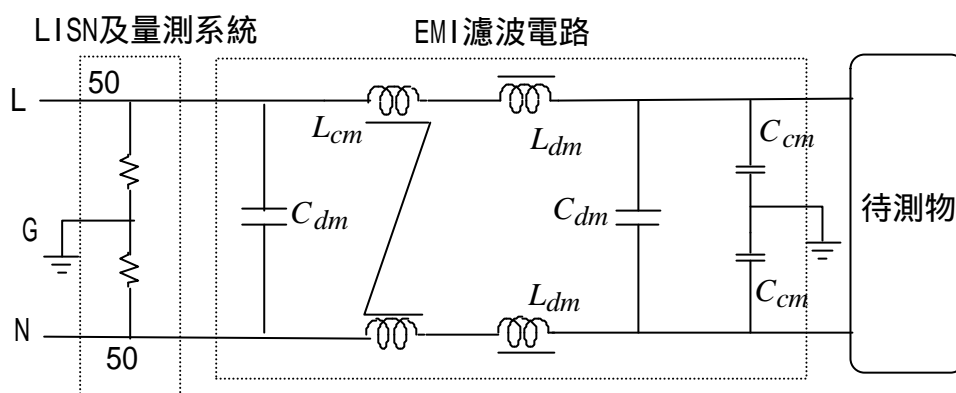
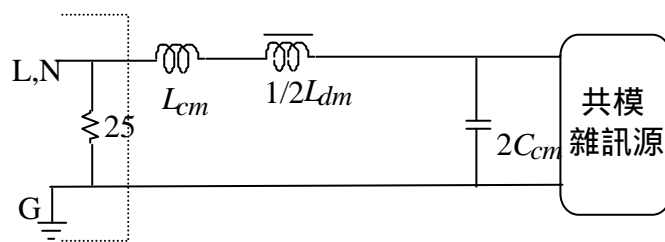
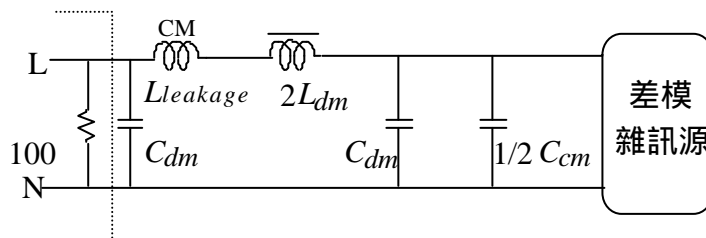


圖 2-4 典型 EMI 濾波器架構



(a) CM 等效電路



(b) DM 等效電路

圖 2-5 典型濾波器等效電路

根據前面所述考慮傳統傳導型 EMI 濾波器的設計流程，其流程步驟如下所述：

步驟一 量測原始雜訊

使用雜訊分離器量測待測電路 CM 雜訊以及 DM 雜訊之大小。

步驟二 計算濾波器需求衰減量

分別計算 CM 雜訊以及 DM 雜訊超出規範的雜訊，以決定濾波器衰減量之需求。

步驟三 計算濾波器轉折頻率

根據步驟二所計算出的濾波器需求衰減量，配合 CM 與 DM 濾波等效電路推算出適當的轉折頻率，確保此構成之濾波器足以將雜訊衰減至規範內。

步驟四 計算濾波器元件值

分別以 CM 及 DM 等效電路，並根據步驟二及三所求之衰減量以及轉折頻率即可求得濾波元件之電感、電容值。

以圖 2-5 濾波器架構而言，其轉折頻率與電感、電容關係如下：

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cm} \cdot 2C_{cm}}} \quad (2-1)$$

$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{dm} \cdot C_{dm}}} \quad (2-2)$$

2-3 功因修正電路 EMI 濾波器之傳統設計

2-3-1 單級高功因電路特性及其量測

圖 2-6 所示之單級高功因電子安定器是一新型功因修正電路架構，除具有功因修正電路功能外，同時可適時調整輸出，達到定功率操作之功能。由於功因修正下的高頻不連續切換電流，電源輸入側必

須加裝一被動濾波器以濾除高頻的輸入電流。此安定器加裝一組電容值 C_m 為 $0.68\mu\text{F}$ 、電感值 L_m 為 0.3mH 之被動濾波器後，安定器之功率因數可達 0.990 以上，總諧波失真可抑制在 10% 以下。此電路主要電氣規格如下：

輸入電源：AC 110V

電源頻率：60 Hz

開關切換頻率：50kHz

負載功率：40W

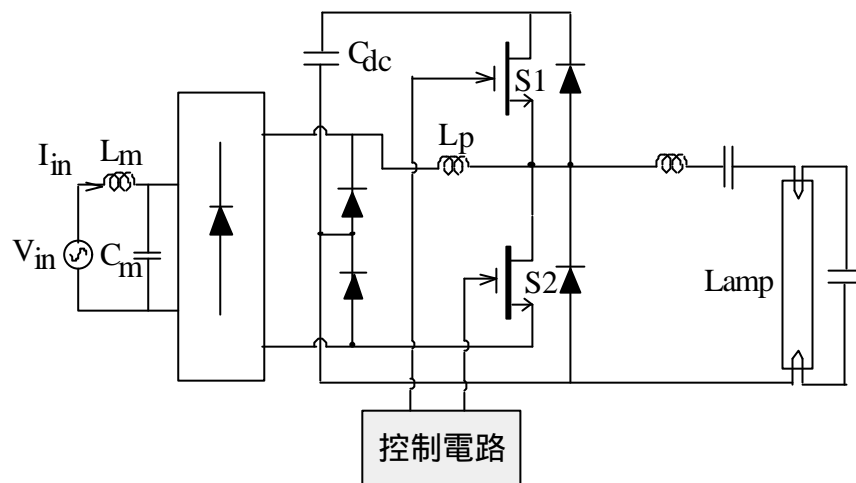
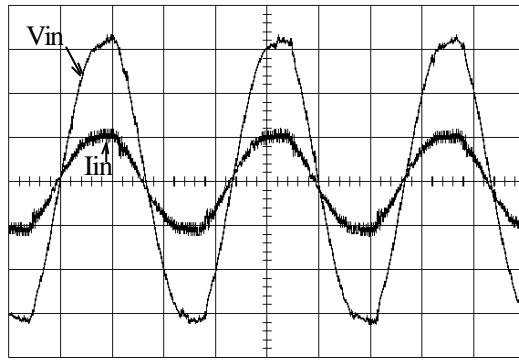


圖 2-6 單級高功因電子安定器電路

圖 2-7 所示為安定器電源輸入側之電壓及電流波形，電流相角超前電壓 5.5 度。傳導型 EMI 總雜訊量測結果如圖 2-8 所示，圖 2-9 和 2-10 分別是使用分離器量測之 CM 及 DM 雜訊。從雜訊分佈的情況，可清楚瞭解：未加 EMI 濾波器時，安定器電路無法通過 CISPR15 有關照明設備的傳導型 EMI 規範。本文將根據 2-2 節所述之濾波器設計步驟，嘗試為上述安定器設計 EMI 濾波器，除觀察濾波效果外，並將比較 EMI 濾波電路加入原電路時，對系統功率因數以及總諧波失真所造成的影響。



Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

圖 2-7 單級高功因安定器輸入電壓電流波形

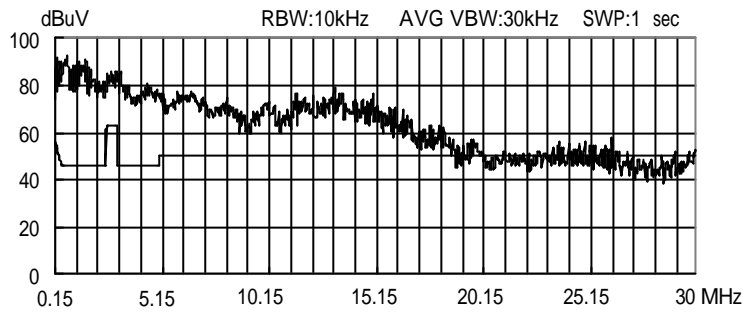


圖 2-8 未加 EMI 濾波器總雜訊

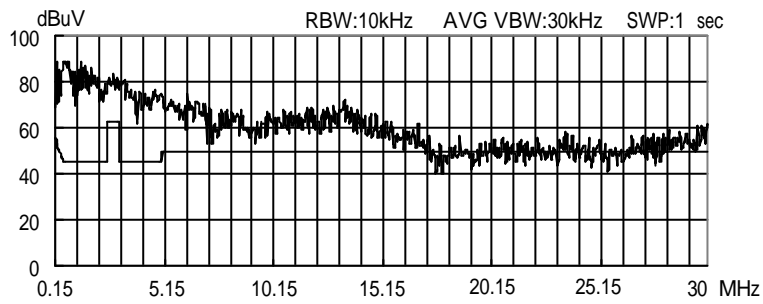


圖 2-9 未加 EMI 濾波器 CM 雜訊

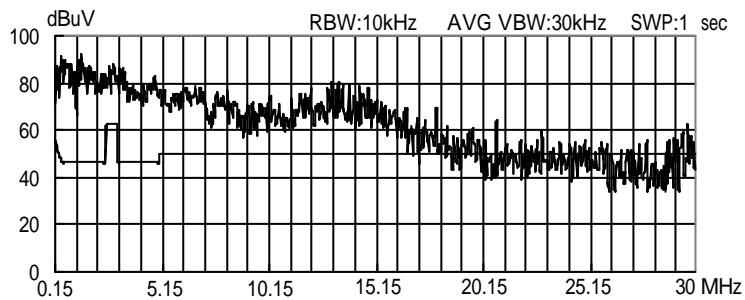


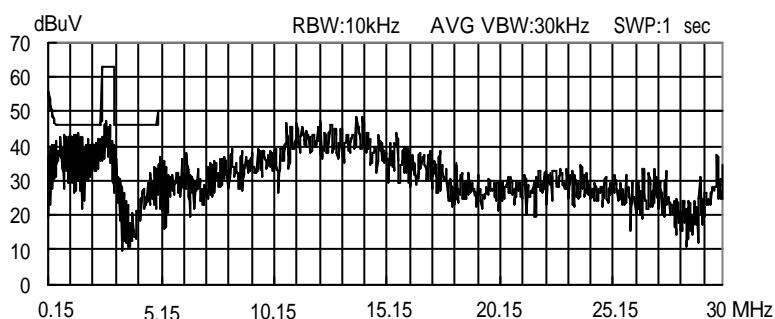
圖 2-10 未加 EMI 濾波器 DM 雜訊

2-3-2 功因修正電路之EMI 濾波

根據量測的 CM 與 DM 雜訊，以 CISPR15 的 EMI 規範為標準，可計算出此電路 CM 與 DM 濾波轉折頻率分別為 $f_{R,CM} = 21\text{kHz}$ 以及 $f_{R,DM} = 25\text{kHz}$ 。根據式(2-1)和(2-2)求濾波元件值時，理論上，電感與電容組合會有無限多個；若考慮漏電流的關係，電容有最大值的限制，但仍然有相當多組合。本文以分別符合(2-1)和(2-2)兩式的濾波電感、電容組合，再予以交互搭配成五種互異組合實驗，其搭配如表 2-1 所示。圖 2-11(a)-(e)分別顯示五種不同組合濾波器濾波後的結果，圖 2-12(a)-(e)則顯示加入不同濾波器時的輸入電壓、電流波形。最後並將各種相關的結果整理如表 2-2 所列。

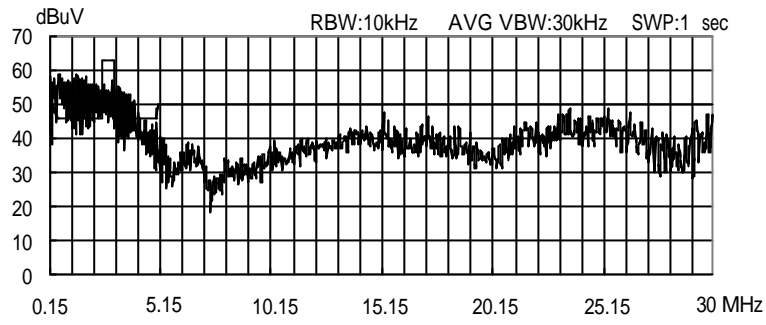
表 2-1 五組實驗元件值組合

元件 組別	共模元件		差模元件	
	L_{cm}	C_{cm}	L_{dm}	C_{dm}
第一組	9.80mH	3300pF	0.330mH	0.150uF
第二組	29.00mH	1000pF	0.045mH	1.000uF
第三組	2.95mH	10nF	0.045mH	1.000uF
第四組	29.00mH	1000pF	1.250mH	0.033uF
第五組	2.95mH	10nF	1.250mH	0.033uF

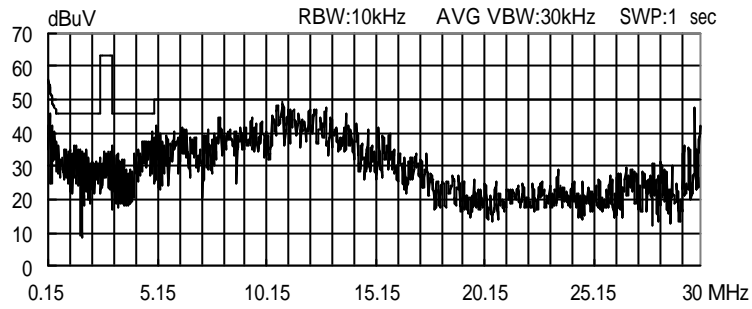


(a) 第一組濾波器

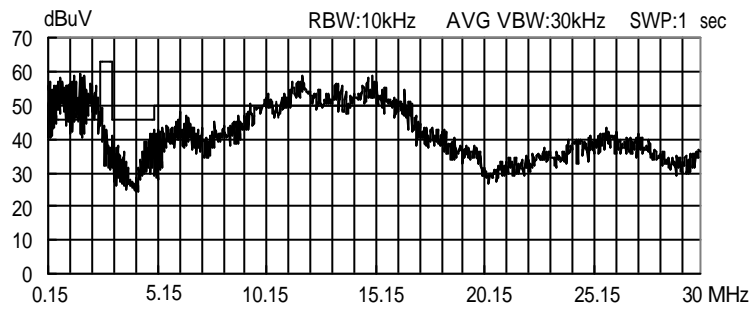
圖 2-11 不同搭配組合之濾波器 EMI 總雜訊(續)



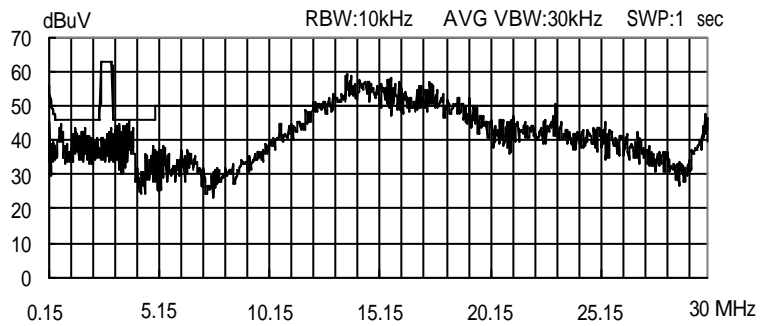
(b) 第二組濾波器



(c) 第三組濾波器

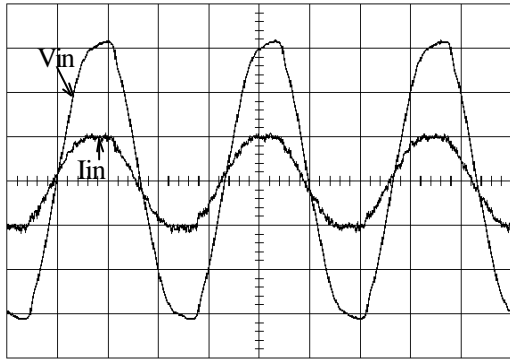


(d) 第四組濾波器



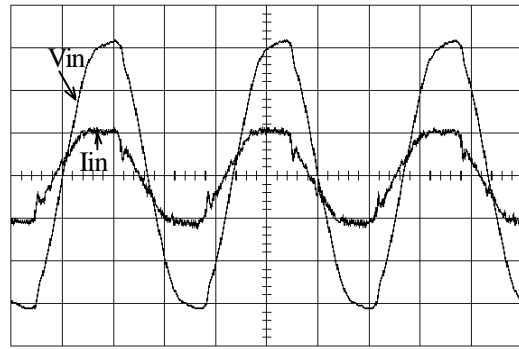
(e) 第五組濾波器

圖 2-11 不同搭配組合之濾波器 EMI 總雜訊



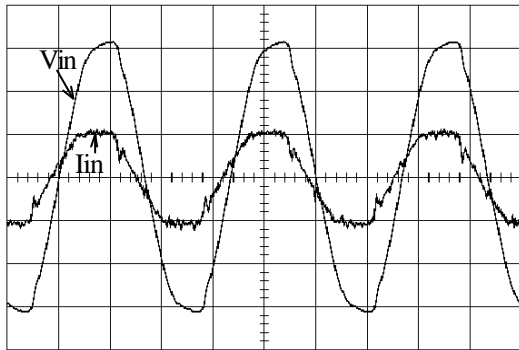
Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

(a) 第一組濾波器



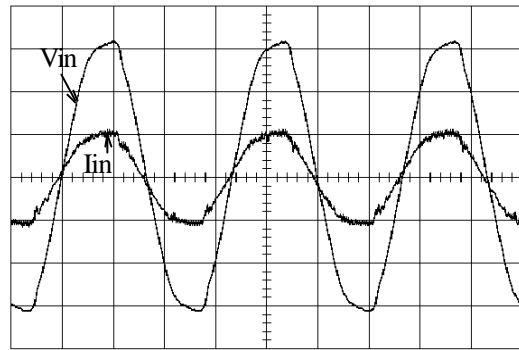
Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

(b) 第二組濾波器



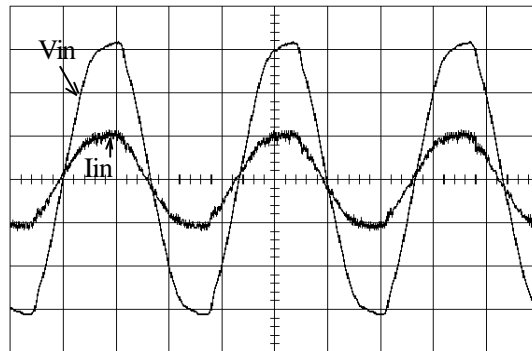
Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

(c) 第三組濾波器



Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

(d) 第四組濾波器



Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

(e) 第五組濾波器

圖 2-12 五組不同搭配組合濾波器輸入電壓與電流波形

表 2-2 搭配組合實驗結果

組別 \ 輸出	EMI	相角差	功因	THD
第一組	通過	7.16°	0.990	6.07%
第二組	不通過	19.89°	0.936	9.36%
第三組	通過	20.23°	0.934	9.26%
第四組	不通過	5.87°	0.992	7.12%
第五組	不通過	6.73°	0.990	7.37%

從表 2-2 實驗結果可知：對於不同參數組合的 EMI 濾波器而言，除了元件的非理想特性(如 CM 電感的漏感不同)外，高頻輻射耦合、濾波器本身的共振點或其與雜訊源阻抗的共振等等，都會使得濾波效果產生相當大的差異。此外，由於每組參數對於低頻諧波的濾除效果都不同，加上濾波電路產生的相移，以致原本已經設計完成的功因修正效果會受到極大的影響，以此例而言，最大變化從 0.990 下降至 0.934。綜上所述，以分離器分別量測 CM 及 DM 雜訊，並以個別等效電路配合作圖法，來計算濾波元件值的設計流程，會遭遇下列幾個問題：

- 一、並非所有符合轉折頻率公式的電感、電容搭配組合皆能解決 EMI 之問題。
- 二、此方法無法考慮到濾波電路本身的佈線以及與待測電路之間的高頻電磁耦合效應。
- 三、無法預知當 EMI 濾波電路加入時，是否影響原本電路性能。

整體而言，功因修正電路之 EMI 濾波電路元件與各個輸出響應特性之間，存在相當複雜的交互作用。因此，本文將以直交表之實驗計畫法，直接以不同元件組合，由實際實驗的變化，同時觀測每個輸出的響應情形。藉由變數對輸出的效應作指標，訂定一判斷流程，找出一組變數，以作為最佳輸出的元件組合。

第三章 連續直交表原理

直交表透過其特別的排列組合，具有將變數分離的效果。因此可藉由實驗來觀察各單獨變數與響應之間的關係，進而找出最佳的參數組合。由於直交表可以最少實驗次數，獲得最佳實驗數據，並能以最經濟的條件尋求適當的目標值。因此，目前除工業界廣為應用外，許多科技研發領域亦相繼採用[22-24]。當必須從廣泛的變數範圍，找出符合需求的輸出時，若將直交表實驗予以繼續擴充，反覆根據前一次直交表對目標期望值最佳參數組合的建議進行搜尋，此即連續直交表。本文將應用連續直交表逐漸縮小搜尋範圍並逐漸逼近期望值的特性，找出符合需求的變數組合。

3-1 直交表構建

為方便解說，茲將直交表常用相關名詞及其說明整理於表 3-1。

表 3-1 直交表常用名詞及其說明

直交表專用語	說 明
變數	實驗輸入系統的變化因子
準位	變數變化的狀態條件
準位差	狀態條件的變化幅度範圍
觀測值	實驗系統的輸出
觀測平均效應	各準位下的平均觀測值
目標期望值	實驗對輸出的期望

對於有 n 個可控變數且每個變數均有 b 個準位的系統，觀察每個變數對響應的影響程度時，若採用全面搜尋的方法，需要 b^n 次實驗才能找出最佳組合，此法對有大量可控變數的系統而言是不實際的。倘

若使用直交表技術，則可減少大量的實驗次數。標準型直交表定義為 $L_a(b^c)$ ，其中 L 為直交表符號， b 為變數準位數，上標 c 為此表變數最大個數 ($n \leq c$)，下標 a 顯示所需的實驗次數。

以直交表實驗作為搜尋最佳值的程序如下所述：首先決定系統的可控變數及其準位數，再依變數/準位決定合適的直交表，依其排列方式進行實驗。根據實驗的結果，由各變數在不同準位下的輸出觀測值，求出變數/準位的觀測平均值，此即平均效應。平均效應與期望值最接近者之準位即為最佳準位；所有變數的最佳準位組合即此次實驗之最佳變數組合。

設有一系統為 $L_a(b^c)$ 如表 3-2 所示，其 b 為變數準位數，共有 c 個變數，直交表可依照下面所述通式構建：

表 3-2 直交表架構 $L_a(b^c)$

$L_a(b^c)$	變 數		輸出
	$\cdots V_j$	$\cdots V_c$	Y
\cdot	\cdot		\cdot
\cdot	\cdot		\cdot
i	$\cdots v_j^i$	$\cdots v_c^i$	Y_i
\cdot	\cdot		\cdot
\cdot	\cdot		\cdot
a	v_j^a	v_c^a	Y_a

令 v_j^i 為第 j 個變數在第 i 次實驗的準位符號， Y_i 是第 i 次實驗的實驗結果，則第 j 個變數在第 w 準位對輸出的平均效應 $\overline{V_j^w}$ 為

$$\overline{V_j^w} = \frac{1}{n_{v_j^w}} \sum_{i=1}^a \delta(v_j^i, v_j^w) Y_i \quad (3-1)$$

$$\text{其中 } n_{v_j^w} = \sum_{i=1}^a \delta(v_j^i, v_j^w)$$

$$\delta(v_j^i, v_j^w) = \begin{cases} 1, & i = w \\ 0, & i \neq w \end{cases}$$

根據(3-2)式可判斷 v_j 變數的最佳準位，其中 $Y_{expected}$ 為系統輸出的期望值。

$$V_j(\text{optimal}) = \min \left\{ \overline{V_j^w} - Y_{expected} \right\} \quad (3-2)$$

對一般系統而言，變數通常會採用三個準位來分析，雖然亦可採用更多準位的直交表分析，但將會大幅增加實驗次數。每個變數的三個準位分別為低、中心與高準位，分別以上標“-”、“o”與“+”表示。下面將舉一個常用 $L_9(3^4)$ 的直交表實例來說明如何運作：

一系統中有 A、B、C 與 D 四個控制變數，每個變數皆有低、中、高三個準位，其實驗的固定組合排列如表 3-3 所示：

表 3-3 $L_9(3^4)$ 的直交表

實驗 次數	變 數				輸 出 觀 測 值 Y(A,B,C,D)
	A	B	C	D	
1	A ⁻	B ⁻	C ⁻	D ⁻	Y_1
2	A ⁻	B ^o	C ^o	D ^o	Y_2
3	A ⁻	B ⁺	C ⁺	D ⁺	Y_3
4	A ^o	B ⁻	C ^o	D ⁺	Y_4
5	A ^o	B ^o	C ⁺	D ⁻	Y_5
6	A ^o	B ⁺	C ⁻	D ^o	Y_6
7	A ⁺	B ⁻	C ⁺	D ^o	Y_7
8	A ⁺	B ^o	C ⁻	D ⁺	Y_8
9	A ⁺	B ⁺	C ^o	D ⁻	Y_9

根據表 3-3，各變數依照特定的準位組合進行實驗並獲得輸出觀測值，接著由九次的實驗結果來分別計算各變數準位的平均效應，以變數 A 之低準位而言，其平均效應為：

$$\overline{A^-} = (Y_1 + Y_2 + Y_3) / 3 \quad (3-3)$$

同理，變數 B 在中心準位的平均效應為：

$$\overline{B^0} = (Y_2 + Y_5 + Y_8) / 3 \quad (3-4)$$

配合表 3-3 所示，可發現(3-3)和(3-4)式求各變數觀測平均效應時，其它變數每個準位均有出現，意即此變數的平均效應是在其他變數所有準位下求得，顯現出此變數準位對於觀測值具有獨立變化的特性，依據此特性，直交表方能以變數準位的平均效應作為最佳值之指標。

各變數準位的平均效應求出後，最接近期望值的準位，即為變數最佳準位，若以所有變數最佳準位為組合做實驗，如此稱為「驗證實驗」(Confirmation Experiment)。驗證實驗具有下述兩點意義：

- 一、由於驗證實驗的變數組合，為下一步驟直交表變數的中心準位，因此驗證實驗的觀測值，將可作為不同步驟直交表間實驗觀測值的變化趨勢。
- 二、可驗證此次直交表的平均效應所建議的搜尋指標，將會達到預期的改善效果。

假設各變數準位的平均效應與期望值之間的關係如圖 3-1 所示，各變數最佳準位分別為 A^- 、 B^0 、 C^+ 和 D^+ ，則符合期望值的最佳組合為 $A^- B^0 C^+ D^+$ ；以此最佳組合所進行的實驗，即上述之驗證實驗。

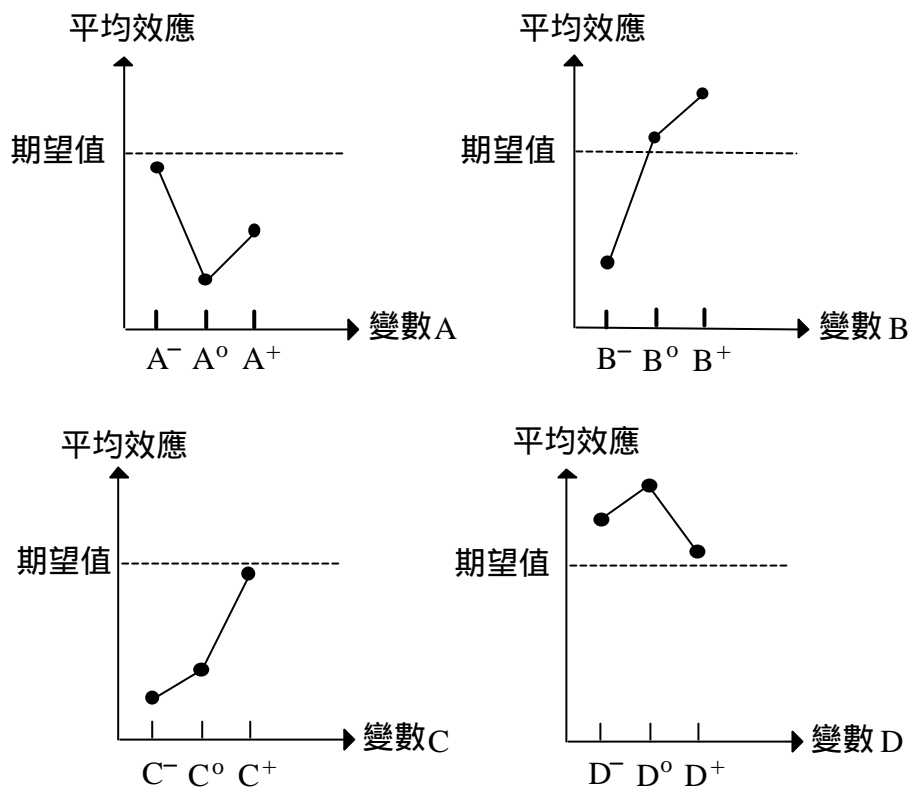


圖 3-1 變數準位的平均效應與期望值的關係

3-2 連續直交表

當變數值分佈於大範圍時，欲搜尋變數準位的最佳組合，經過直交表的組合實驗後，根據各變數組合的觀測值，可分別計算出變數各準位下的觀測平均效應，其最接近期望值者即為此變數的最佳準位。以此最佳準位作為此變數下一個步驟的中心準位，然後調整準位差、設定新的變數，並繼續以直交表組合進行實驗，依此重複進行。每次變數變換時都將準位差縮小一半，使搜尋範圍逐漸縮小，如此重複直到找到符合期望的變數組合，或變數準位範圍已達最小準位差才結束。如此，稱為連續直交表。下面將試舉一例說明其搜尋過程。

圖 3-2 所示為各變數準位之觀測平均值與目標期望值的關係圖，圖中所示為三次連續直交表之搜尋過程，圖中變數 A 之上標“-”、“o”與“+”分別代表低、中、高三個準位，下標“1”、“2”與“3”

代表不同直交表實驗(Step)，另外 $LD_1 \sim LD_3$ 則分別代表三次直交表中變數的準位差。第一次直交表實驗，由圖中可知準位“ A_1^- ”的觀測平均值最接近期望值，因此以它為下一次直交表實驗的變數中心準位，同時將準位差 LD_1 縮小一半，變成 LD_2 。接著進行第二次直交表實驗，結果顯示“ A_2^0 ”的觀測平均值最接近目標期望值，因此選定“ A_2^0 ”為第三次直交表實驗變數的中心準位，並將準位差 LD_2 再次縮小一半，成為 LD_3 ，漸漸縮小範圍朝向期望值逼近。第三次直交表實驗結果顯示，準位“ A_3^+ ”觀測平均值最為接近需求的目標期望值。

由以上所述可知，連續直交表的使用，可從大範圍的變數中展開搜尋，並逐漸縮小搜尋區域往目標期望值逼近，因此可作為電路元件參數值設計的方法。

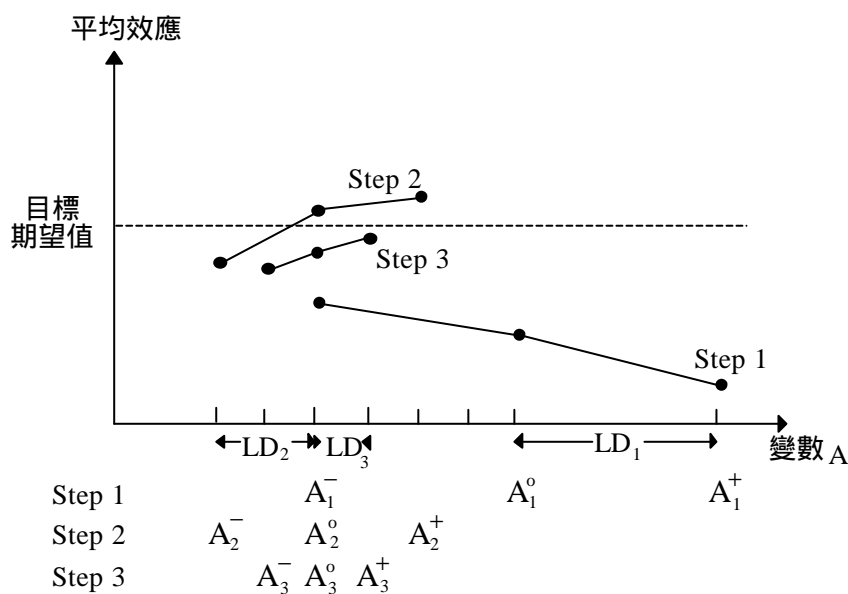


圖 3-2 連續直交表的架構

3-3 連續直交表應用特性

對於大多數的問題，使用連續直交表進行最佳輸出值的搜尋時，

都會選擇使用大範圍全面變數搜尋。但是若面臨系統輸出不是單一極值，而是多重極值的問題時，直交表的判斷功能將會出現限制。如圖3-3所示，系統實際的最高極值是在區域 III 的M點，然而經由第一次直交表平均效應的指引後，將導致連續直交表搜尋最後收斂值，會是在區域 I 的N點。由此可知，面對多極值問題時，連續直交表將只能找到區域內最佳值，無法搜尋到整體的最佳極值。要解決上述多重極值的問題，必須將變數的搜尋範圍予以縮小，當以較小區域的變數作搜尋時，必能往區域內的最佳值收斂，此值若能滿足目標期望值時，則可停止實驗。否則，變換變數的搜尋範圍後，再繼續進行搜尋即可。EMI濾波電路由於多變數且具複雜交互作用，對於雜訊濾除功能明顯顯現多重極值的現象，因此在設計時必須考慮元件變數範圍的適用性，有關細節將在第四章中說明。

除此之外，當系統極值區域範圍過小，如圖3-4所示，系統輸出曲線寬度LB過窄，小於變數最小準位差LD4時，直交表將無法搜尋到系統最佳值K點。

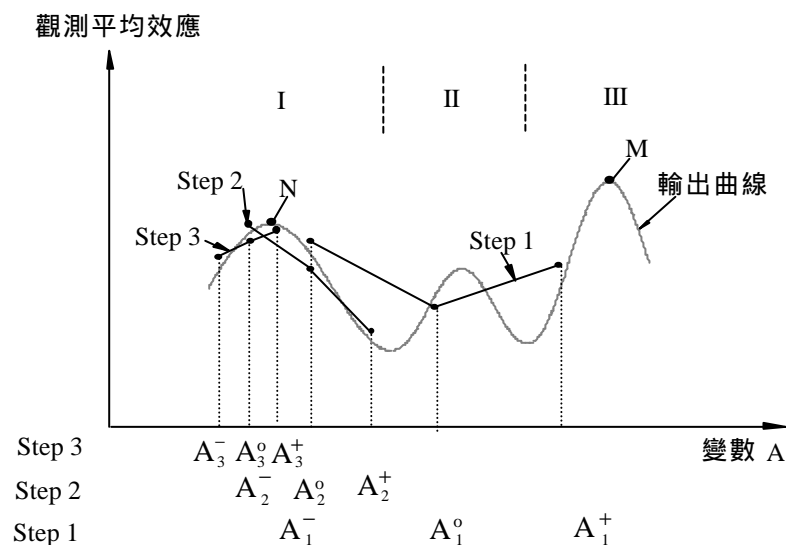


圖3-3 多重極值問題之限制

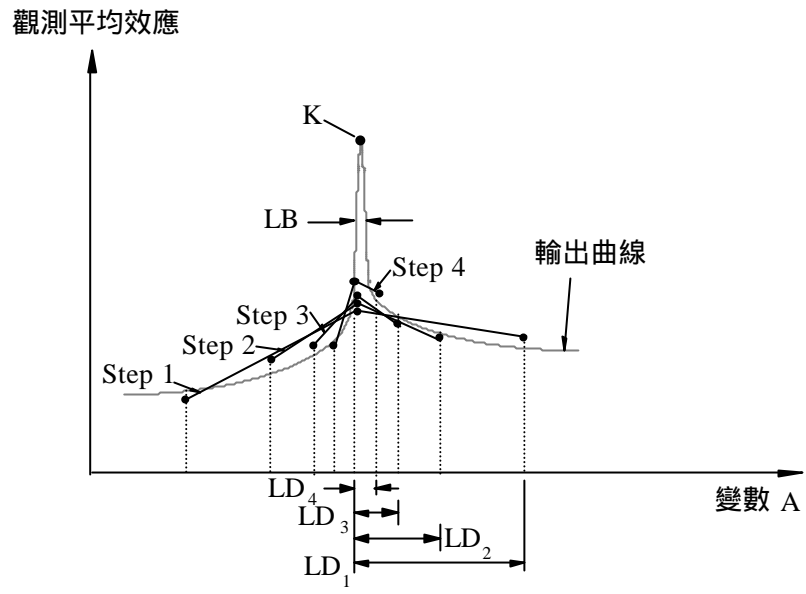


圖3-4 狹窄極值區域之限制

第四章 EMI 濾波器設計

功因修正電路EMI濾波器的設計，如同其他類型電路，面臨因高頻情況所衍生的寄生電容與輻射耦合，以致雜訊源難以掌握等問題。更因CM與DM兩種濾波元件對彼此的雜訊濾除亦會提供貢獻，以及同一濾波元件可能對於EMI雜訊抑制與對功率因數影響呈現相反作用，使得整體設計問題出現變數與變數之間有交互關係；而變數與不同輸出之間出現矛盾的現象，其錯綜複雜的交互影響情況，如圖4-1所示。

傳統的EMI濾波電路設計方法，除了有計算完轉折頻率後，選用電感與電容時尚須自行拿捏的困擾外，在加入EMI濾波電路後，對於原本系統各種輸出的響應，也無法事先預知。因此，極容易在設計功因修正電路EMI濾波器時，進入顧此失彼的窘境。

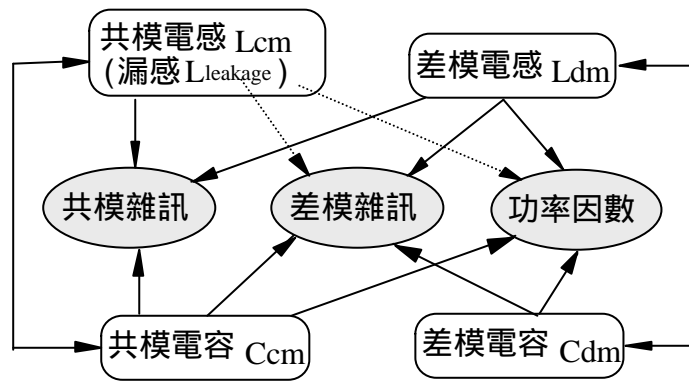


圖4-1 EMI濾波元件與雜訊及功因之交互影響

由第三章所述可知：連續直交表對於多變數、多輸出且彼此有交互作用的問題，具有快速搜尋的指標功能。本章將針對功因修正電路，引用連續直交表方法，規劃一完整設計流程，同時將EMI及功率因數列為輸出期望值，並將最小電感鐵芯包含於參數組合搜尋過程，以兼具規範需求與成本考量，裨於提供一套簡便與實用的設計法則。

4-1 EMI 濾波電路及直交表架構

4-1-1 濾波器架構與變數設定

電力電子轉換電路產生的傳導型 EMI 問題，絕大部分都可透過 EMI 濾波器加以解決，技術層次上最大的挑戰在於設計出最經濟的濾波器，因此，合宜的濾波器架構與元件值大小，是相當重要的設計重點。所以，濾波器設計過程中，若能將元件的成本列為考量條件，將使得設計結果更臻完善。

本論文將以圖 4-2 所示，由 CM 電感(L_{cm})、DM 電感(L_{dm})各一，以及 CM 電容(C_{cm} ，Y 電容)、DM 電容(C_{dm} ，X 電容)各二所共同組成之電路，作為 EMI 濾波器之通用架構，並將此四個元件作為直交表控制變數。

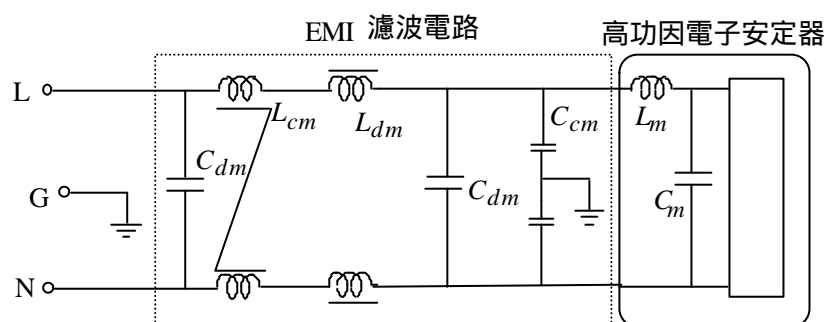


圖 4-2 EMI 濾波器架構

如 3-3 節所述，直交表在實際應用時，若採用大範圍的變數搜尋，可能會因為系統有多處極值分佈的情況，使得各個變數準位分屬於不同極值變化趨勢範圍內，導致搜尋指標指引出的極值只是區域最佳值，並非系統最佳值；而區域最佳值可能無法達到實驗所設定的目標期望值。為避免此一問題的發生，可劃分區域將變數範圍縮小加以解決。在作法上首先將變數範圍予以區分為數個小範圍，再以單一小範圍進行搜尋區域最佳值，倘若此區域收斂值能符合期望值，則結束實

驗，否則即變換至另一小範圍，繼續進行搜尋。

以 EMI 濾波電路設計而言，濾波電容由於元件值固定且範圍有限，因此本文只針對濾波電感範圍作區隔。設計電感在滿載時不會飽和，在成本與體積的考量下，採最小體積之同一型號鐵芯予以繞製各個準位變數，以進行搜尋。如此除了能有利於尋找單一最佳值區域外，更兼顧了使用最小電感的經濟考量。

除此之外，有關極值區域範圍過小導致無法搜尋到整體最佳值的問題，以 EMI 濾波電路而言，其目標期望值為通過規範即可，因此期望值將呈現區域性分佈而非單點的值。另外，濾波元件必須考慮實際生產時的誤差，若發生搜尋的最佳值區域過小，直交表實驗所得到的最佳組合，可能因元件值誤差致使無法再達到期望值，因此，此組合仍然無法選用，必須放棄此組參數。

4-1-2 輸出觀測值與搜尋指標

對功因修正電路之 EMI 濾波器設計而言，EMI 雜訊符合規範與維持高功因操作必須兩者俱全。因此，以連續直交表設計濾波器時，必須將電路 EMI 雜訊大小與功率因數皆列為觀測值，並求出其平均效應，以作為搜尋指標。由於 EMI 雜訊規範自 150kHz 起至 30MHz 頻譜範圍，無法以單一數值作為評量基準，本文將定義一物理量—「雜訊頻寬積」(E)作為評量電磁雜訊大小的觀測基準。茲將其說明如下：

設有一雜訊在頻譜 150k-30MHz 量測結果分佈如圖 4-3 所示， V_{noise} 為雜訊值大小， V_{limit} 為 EMI 規範限制線。「雜訊頻寬積」大小之計算方式如(4-1)和(4-2)式所示。其物理意義為「超出規範的雜訊值與超出規範的頻寬兩者之積」，簡而言之，就是在頻譜分佈下，超出規範的雜訊總面積。

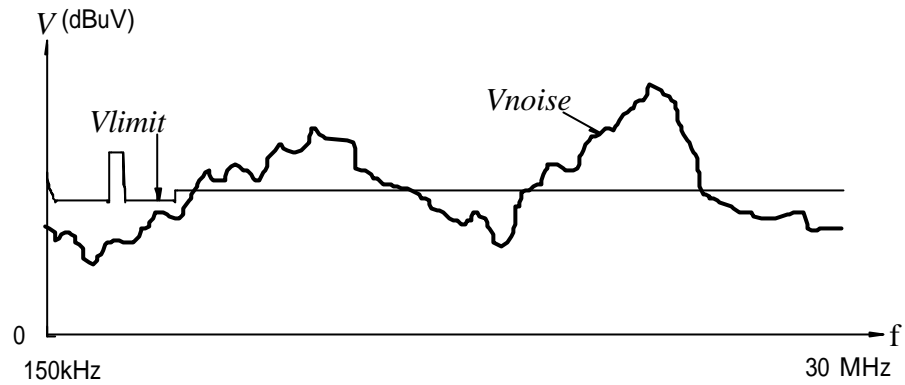


圖 4-3 EMI 雜訊觀測值示意圖

$$V_{total} = \begin{cases} (V_{noise} - V_{limit}), & (V_{noise} - V_{limit}) > 0 \\ 0, & else \end{cases} \quad (4-1)$$

$$E = \int_{150k}^{30MHz} (V_{total}) df \quad (4-2)$$

每完成直交表內的任一組合後，即可依照上面所述求得電磁雜訊之「雜訊頻寬積」，繼而求出各準位的觀測平均值，並根據目標期望值來判斷最佳準位，作為EMI雜訊之搜尋指標，以EMI濾波器設計而言，目標期望值雜訊頻寬積 E 應為零。值得一提的是，上述雜訊頻寬積的計算，是直接以電磁干擾的總雜訊為對象，因此，整個EMI濾波器的設計過程，將不再需要使用任何的雜訊分離裝置，使得設計程序上更為簡便。

4-1-3 變數調整與驗證實驗

根據連續直交表設計程序，每當完成一次直交表步驟實驗後，最佳平均效應的變數準位，將成為下一個步驟的中心變數；同時須將變數的準位差縮小一半，逐漸縮小搜尋範圍；然而，電感的繞製或是電容值，都無法正好符合二分之一的準位差，因此，在實際應用時將以儘可能接近一半準位差為原則。此外，由於EMI濾波元件值大小有一

定範圍，因此，在調整變數準位時，將有兩種變換方式：

- 一、下一次直交表實驗變數的中心準位並非元件最大或最小的限制值，可依一般情況縮小一半準位差方式進行變換。
- 二、若下一次直交表實驗變數的中心準位是元件值的最大（或最小）值，此時必須以此邊界值作為下一次直交表的最大（或最小）準位，前次直交表之中心準位將成為下一直交表之最小（最大）準位；而新的中心準位，則是兩者的中間值。

每一次直交表實驗完成後，根據平均效應結果可得到每個變數的最佳準位，此時必須以每個最佳變數準位為組合做驗證實驗。由於設計EMI濾波器時將EMI雜訊量列為搜尋指標。因此，驗證實驗將可觀察平均效應所指引的元件值變化方向，是否使得EMI濾波效果變佳。此外，驗證實驗的功率因數觀測值，亦顯示直交表實驗功因變化的趨勢。

4-2 連續直交表設計流程

設計功因修正電路之EMI濾波器時，須同時符合EMI與功率因數的規範需求，因此EMI雜訊的目標期望值須設定為雜訊頻寬積 E 為零，意即所有的雜訊都被壓制在規範線之下。有關兩者的優先判斷順序上，必須依照先使EMI通過的前提之下，繼而尋求最大功因值之先後順序。倘不若此，電路空有高功率因數卻不能通過EMI規範，則失去設計濾波器的意義。本文將根據上述原則，規劃一套使用連續直交表設計功因修正電路EMI濾波器之流程，為方便解說，將先定義一些符號，如表4-1所示。

表4-1連續直交表設計流程符號表

A	變數： L_{cm} 、 L_{dm} 、 C_{cm} 、 C_{dm}
A_i	第 <i>i</i> 個直交表變數值
A_i^L	第 <i>i</i> 個直交表之變數準位，有 A_i^- 、 A_i^0 及 A_i^+ 三種
A_i^v	第 <i>i</i> 個直交表之驗證組合變數值
A^{out}	最佳結果輸出參數值
E_i^n	第 <i>i</i> 個直交表第 <i>n</i> 個實驗雜訊頻寬積
$\overline{E_i^n}$	第 <i>i</i> 個直交表第 <i>n</i> 個實驗雜訊頻寬積平均效應
E_i^v	第 <i>i</i> 個直交表驗證實驗雜訊頻寬積
PF_i^n	第 <i>i</i> 個直交表第 <i>n</i> 個實驗功率因數值
$\overline{PF_i^n}$	第 <i>i</i> 個直交表第 <i>n</i> 個實驗功率因數平均效應
PF_i^v	第 <i>i</i> 個直交表之驗證實驗功率因數值
LDx	變數 <i>x</i> 之準位差
$LDmin$	最小變數準位差
"	對於所有的
$\$$	存在任一

EMI濾波器設計之判斷流程圖如圖4-4所示，開始設計濾波器時，須先設定每個變數的範圍及初始準位值。CM與DM電感可以從最小鐵芯開始，以繞滿且不發生飽和之感值為最大搜尋範圍；同時此繞滿的電感值亦設為最高準位，其一半值為中心準位，最低準位則從零電感開始。CM與DM電容則以不超出漏電流限制及容易購買的最大值為限制，最大值及最小值分別設為高及低準位，適當選取中間值為中心準位。

初始變數設定完成後，即可依直交表變數準位的排列組合進行實驗，並以各組合的實驗觀測值求其各變數準位的觀測平均值。觀測平均值與目標期望值最為接近者，其變數準位即為最佳。依前面所述，

必須優先以EMI雜訊頻寬積作為目標期望值。當各變數的最佳準位都求得之後，必須以最佳變數組合做驗證實驗。從驗證實驗所得之功率因數，將作為判斷功率因數變化的趨勢指標。

在一次直交表九組實驗當中，若有任何一組參數組合，觀測值雜訊頻寬積為零，意即可通過EMI規範時，則作變數值調整並進行下一次之直交表組合實驗與其驗證實驗。完成後，以兩次直交表的驗證實驗之功率因數，判斷功率因數的變化趨勢，以決定是否停止直交表實驗。當下一次直交表的驗證功因較高時，表示元件值對EMI濾波效果變佳的方向，功率因數亦往較佳方向，因此必須繼續直交表實驗，以便找到更高功率因數的濾波器元件組合。反之，可停止實驗，從已通過EMI規範的變數組合中，尋求最高功因組合作為濾波元件之選擇。

此外，當輸入端的電源電壓是純正弦波時，功率因數PF與總諧波失真THD兩者之間關係，如式(4-3)所示：

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cos f_1 \quad (4-3)$$

其中， f_1 是輸入電壓與輸入電流基本波的相移角。上式表現出功率因數和總諧波失真率之間密切的關聯性，本文設計EMI濾波器時以最高功率因數為取捨的基準，因此另一方面輸入側將顯現出朝向低總諧波失真變化的特性。

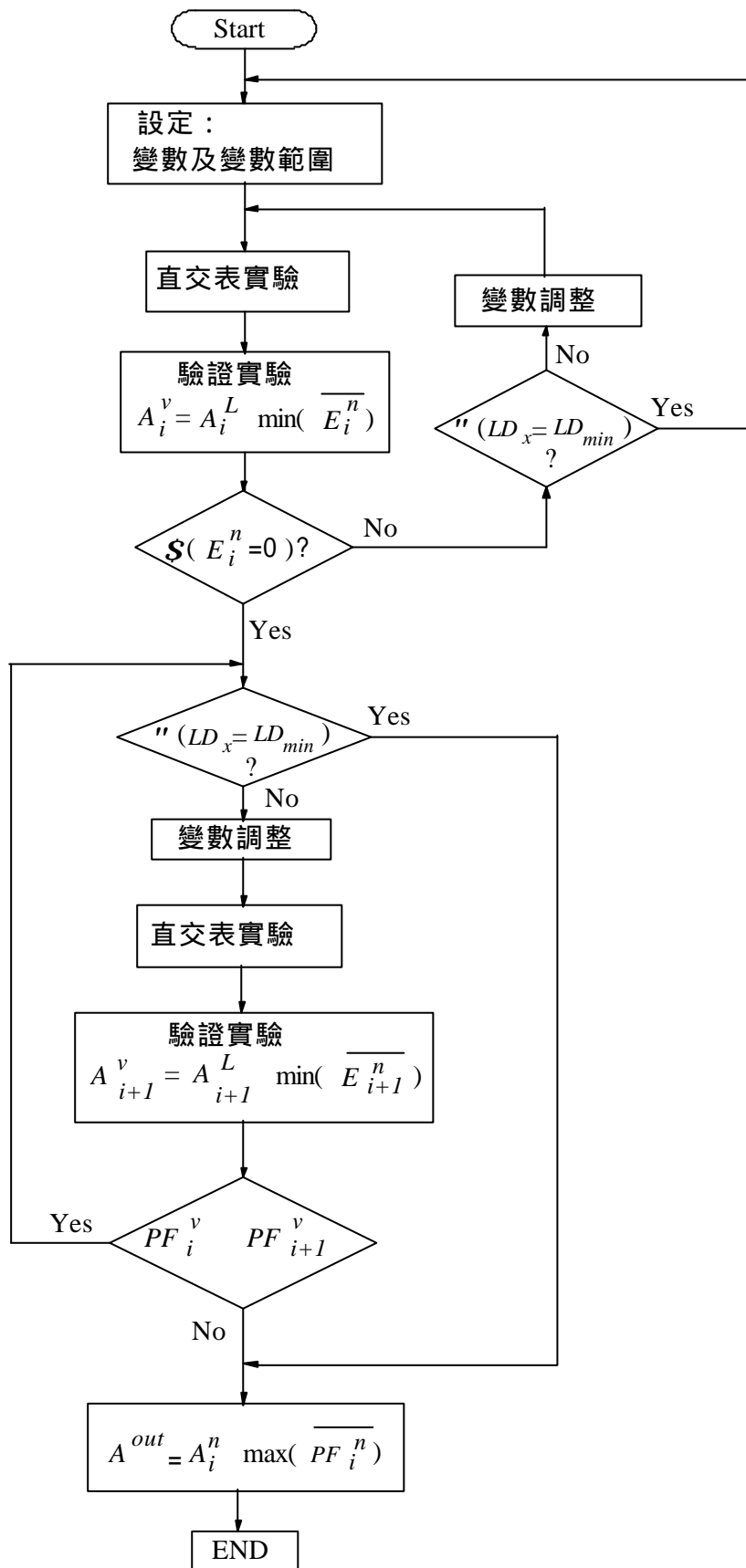


圖 4-4 EMI 濾波器連續直交表設計流程

第五章 設計實例

本章將根據第四章連續直交表的實驗設計流程作為判斷規則，針對一單級整合式功因修正轉換電路設計EMI濾波器。設計過程將以通過傳導型EMI規範為優先條件，並在此條件之下尋找最高功率因數，且同時兼顧電路精簡與經濟的元件參數值。

5-1 含被動濾波電路之 EMI 濾波器設計-實例一

圖 5-1 所示電路，是一具有功因修正功能之單級高功因電子安定器，其燈管負載功率為 40W，切換頻率為 50kHz，電源輸入電壓為 110V。本文將以圖中所示之通用 EMI 濾波器架構，設計一組最佳參數，使其可通過 CISPR 標準，並在此條件下，尋求最高功率因數。

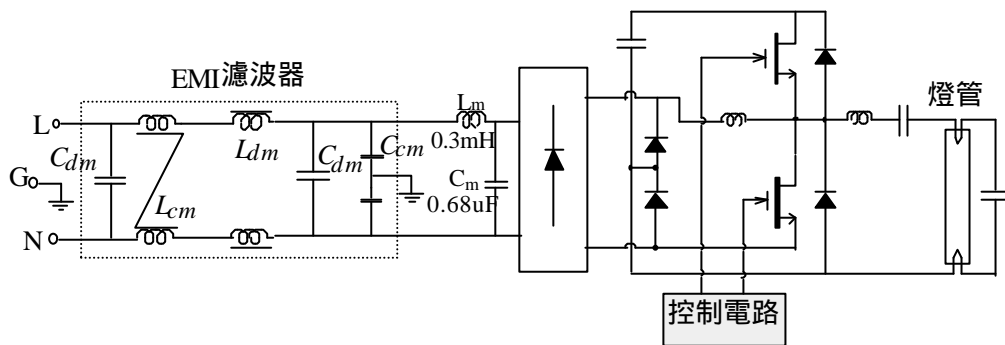


圖 5-1 實例一 EMI 濾波電路

依照連續直交表設計流程，首先須設定變數及其準位，本文採用的濾波電路有四個變數，各區分為低、中及高三個準位。四個變數分別是共模電感 L_{cm} 、差模電感 L_{dm} 、差模電容 C_{dm} 以及共模電容 C_{cm} ；兩電感皆使用最小鐵芯，並以繞滿繞組為變數高準位，低準位則從零開始。因此共模電感 L_{cm} 範圍為 0~1.96mH，差模電感 L_{dm} 範圍則是 0~86uH，差模與共模電容範圍分別是 0.068~1uF 與 470~4700pF。變

數設定完成後，即可進行進行直交表實驗時，直交表實驗之變數組合排列格式如表 5-1 所示，各變數準位值如表 5-2 所示。

表 5-1 實驗變數直交表排列

no.	L_{cm}	L_{dm}	C_{dm}	C_{cm}
1	L_{cm}^-	L_{dm}^-	C_{dm}^-	C_{cm}^-
2	L_{cm}^-	L_{dm}^o	C_{dm}^o	C_{cm}^o
3	L_{cm}^-	L_{dm}^+	C_{dm}^+	C_{cm}^+
4	L_{cm}^o	L_{dm}^-	C_{dm}^o	C_{cm}^+
5	L_{cm}^o	L_{dm}^o	C_{dm}^+	C_{cm}^-
6	L_{cm}^o	L_{dm}^+	C_{dm}^-	C_{cm}^o
7	L_{cm}^+	L_{dm}^-	C_{dm}^+	C_{cm}^o
8	L_{cm}^+	L_{dm}^o	C_{dm}^-	C_{cm}^+
9	L_{cm}^+	L_{dm}^+	C_{dm}^o	C_{cm}^-

表 5-2 實例一第一次直交表實驗變數準位

L_{cm} (mH)		L_{dm} (uH)		C_{dm} (uF)		C_{cm} (nF)	
L_{cm}^-	0	L_{dm}^-	0	C_{dm}^-	0.068	C_{cm}^-	0.47
L_{cm}^o	0.75	L_{dm}^o	31	C_{dm}^o	0.47	C_{cm}^o	1.50
L_{cm}^+	1.94	L_{dm}^+	86	C_{dm}^+	1.00	C_{cm}^+	4.70

進行第一次直交表九種組合實驗時，須分別量測 EMI 總雜訊及電源輸入側電壓、電流及功因，並以第三章所述平均效應的求法，分別求出各變數準位的雜訊頻寬積與功率因數的平均效應。接著以雜訊頻寬積為零作為目標觀測值，即可找出各元件變數的最佳準位及最佳變數組合；並依此最佳組合進行驗證實驗。

第一次直交表九組實驗及驗證實驗的觀測值如表 5-3 所示，各變數準位的平均效應則如表 5-4 所示。表 5-3 內的相角差即輸入側電壓與電流的相角差，由此可知不同濾波元件組合其相移的差異頗大。此外，從驗證實驗的結果，雜訊頻寬積的值變為 0.07，可以預知直交表對於 EMI 濾波的建議指標，將是朝向大幅改善的方向。因此，調整變數元件值後，進行第二次直交表實驗。

表 5-3 實例一第一次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	249.290	0.986	7.27	10.96
2	110.014	0.974	11.88	9.82
3	31.801	0.944	18.36	10.26
4	2.352	0.926	18.47	22.08
5	61.213	0.940	19.08	11.50
6	5.420	0.985	7.85	10.30
7	3.605	0.934	19.84	11.97
8	2.511	0.986	7.52	10.80
9	18.935	0.973	12.42	8.30
驗證	0.070	0.951	16.88	11.36

表 5-4 實例一第一次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L_{cm}	130.368	0.968	22.995	0.950	8.350	0.964
L_{dm}	85.082	0.949	57.913	0.967	18.719	0.967
C_{dm}	85.740	0.986	43.767	0.958	32.206	0.939
C_{cm}	109.813	0.966	39.680	0.964	12.221	0.952

表 5-5 所示為調整後之各變數準位，表 5-6 所示為第二次直交表實驗觀測值，表 5-7 則是第二次直交表變數各準位平均效應。從表 5-6 中可發現有第 4、8 兩組元件參數組合，可使其通過 EMI 規範。根據設計流程，此時可進入判斷功率因數變化趨勢的階段；第二次直交表驗證實驗之功率因數為 0.961，本文將依此數據跟第三次直交表驗證實驗的功因作比較，以作為判斷功率因數變化的趨勢。

第三次直交表實驗變數準位的調整，是根據第二次直交表實驗結果，且仍是以 EMI 雜訊頻寬積為指標。表 5-8 所示為第三次直交表實驗各變數準位值。表 5-9 是實驗後觀測值，表 5-10 則是變數各準位平均效應；從表 5-9 中可以得知有第 3,4,8,9 四組濾波參數組合通過 EMI 規範，顯現根據搜尋指標，確實有逐漸收斂的現象。

從表 5-6 及 5-9 驗證實驗結果可知：第三次直交表驗證實驗的功率因數為 0.951，相較於第二次的驗證功因值 0.961 為低。因此，雖然繼續下一步驟直交表實驗，可再找到更多通過 EMI 規範的濾波元件組合，然而系統的功率因數卻反而下降。因此，實驗可在此停止，並從前面實驗組合中，挑出通過 EMI 規範且功率因數最高的組合，此組合是實驗設定的變數搜尋範圍內，濾波電路的最佳參數組合。

表 5-5 實例一第二次直交表實驗變數準位

L _{cm} (mH)		L _{dm} (uH)		C _{dm} (uF)		C _{cm} (nF)	
L _{cm} ⁻	0.75	L _{dm} ⁻	31	C _{dm} ⁻	0.47	C _{cm} ⁻	1.50
L _{cm} ^o	1.42	L _{dm} ^o	58	C _{dm} ^o	0.68	C _{cm} ^o	2.20
L _{cm} ⁺	1.94	L _{dm} ⁺	86	C _{dm} ⁺	1.00	C _{cm} ⁺	4.70

表 5-6 實例一第二次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	5.271	0.976	11.66	8.62
2	3.591	0.957	16.16	8.21
3	1.587	0.940	19.22	9.76
4	0	0.956	16.34	9.00
5	4.884	0.942	18.86	9.95
6	2.143	0.978	10.98	8.20
7	0.658	0.944	18.25	10.82
8	0	0.977	11.23	8.70
9	1.114	0.959	15.66	9.03
驗證	0	0.961	15.41	8.33

表 5-7 實例一第二次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L_{cm}	3.483	0.958	2.342	0.959	0.591	0.960
L_{dm}	1.976	0.959	2.825	0.959	1.615	0.959
C_{dm}	2.471	0.977	1.568	0.957	2.376	0.942
C_{cm}	3.756	0.959	2.131	0.960	0.529	0.958

表 5-8 實例一第三次直交表實驗變數準位

L_{cm} (mH)		L_{dm} (uH)		C_{dm} (uF)		C_{cm} (nF)	
L_{cm}^-	1.42	L_{dm}^-	58	C_{dm}^-	0.60	C_{cm}^-	2.20
L_{cm}^o	1.70	L_{dm}^o	71	C_{dm}^o	0.68	C_{cm}^o	3.30
L_{cm}^+	1.94	L_{dm}^+	86	C_{dm}^+	1.00	C_{cm}^+	4.70

表 5-9 實例一第三次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	2.061	0.963	14.65	9.35
2	1.057	0.957	15.95	9.89
3	0	0.938	19.15	11.65
4	0	0.950	17.17	10.47
5	1.064	0.949	17.32	11.17
6	0.675	0.960	15.34	9.52
7	0.575	0.940	18.86	12.06
8	0	0.966	13.86	10.39
9	0	0.966	13.79	10.62
驗證	0	0.951	17.10	9.70

表 5-10 實例一第三次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	$E_{(dBuV*MHz)}$	PF	$E_{(dBuV*MHz)}$	PF	$E_{(dBuV*MHz)}$	PF
L_{cm}	1.039	0.953	0.580	0.953	0.192	0.957
L_{dm}	0.879	0.951	0.707	0.957	0.225	0.955
C_{dm}	0.912	0.963	0.352	0.958	0.546	0.942
C_{cm}	1.042	0.952	0.769	0.959	0	0.951

圖 5-2 所示為每個變數在連續直交表實驗中，EMI 雜訊頻寬積平均效應的變化圖，從圖中可看出第一次直交表實驗後，根據平均效應所提供的搜尋指標變換變數，第二次實驗的平均效應結果，即有大幅度的收斂。圖 5-3 所示為變數準位與功率因數平均效應變化圖，可看出第三次直交表實驗各變數準位的功率因數平均效應，呈現下降的趨勢。因此，在此停止實驗，並挑選出第二次直交表實驗中的第 8 個組

合 EMI 為濾波器的元件組合，此組合輸出功率因數為 0.977。濾波元件的參數值為：共模電感為 1.94mH，差模電感為 58uH，差模電容為 0.47uF 及共模電容為 4700pF。濾波後 EMI 雜訊波形如圖 5-4 所示，圖 5-5 則為輸入端電壓及電流波形。

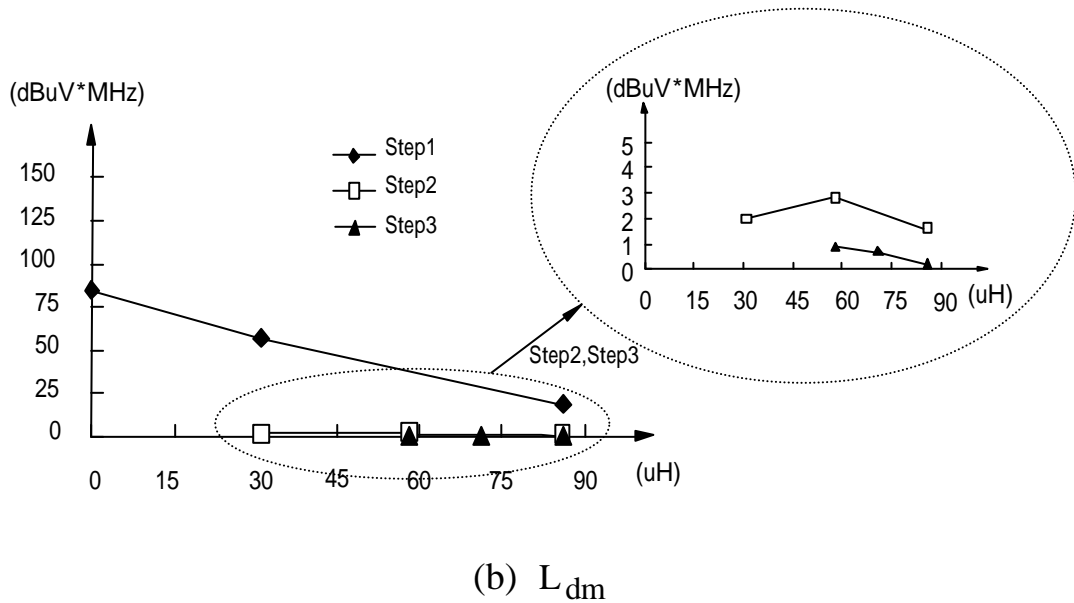
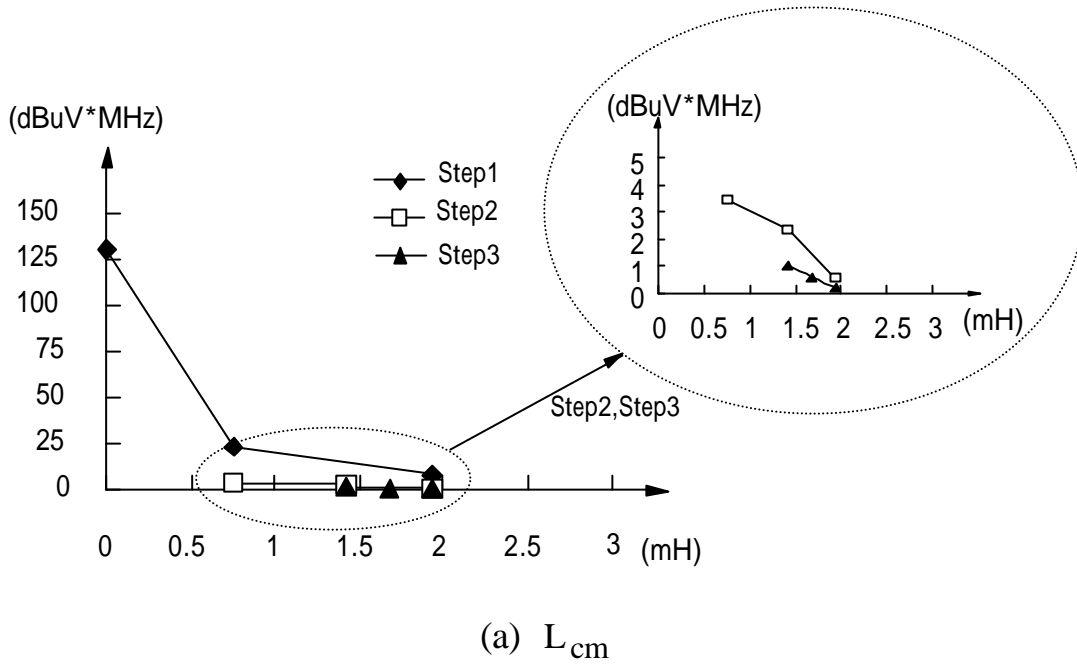


圖 5-2 實例一連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢(續)

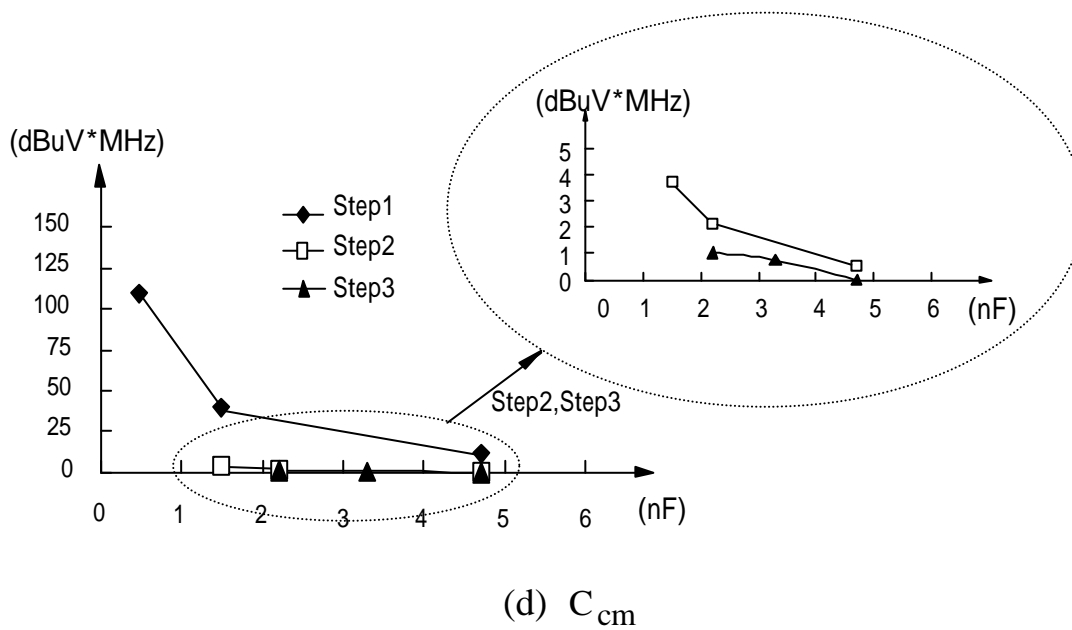
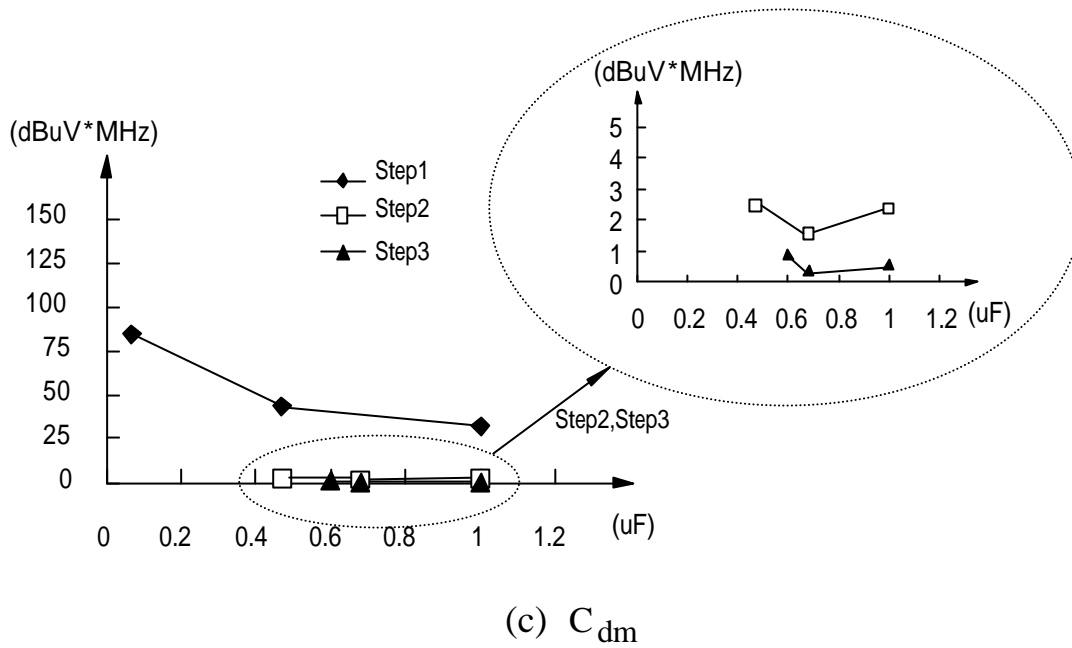
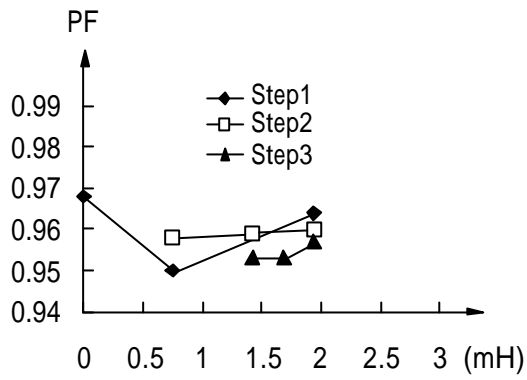
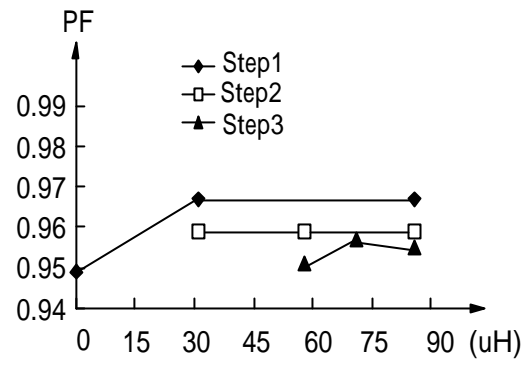


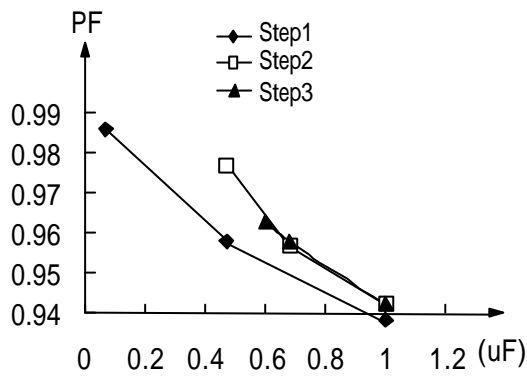
圖 5-2 實例一連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢



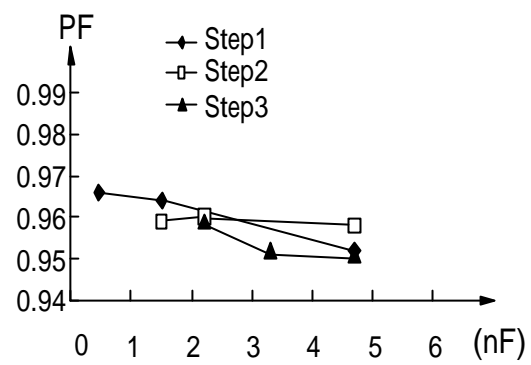
(a) L_{cm}



(b) L_{dm}



(c) C_{dm}



(d) C_{cm}

圖 5-3 連續直交表變數準位與功因平均效應變化趨勢

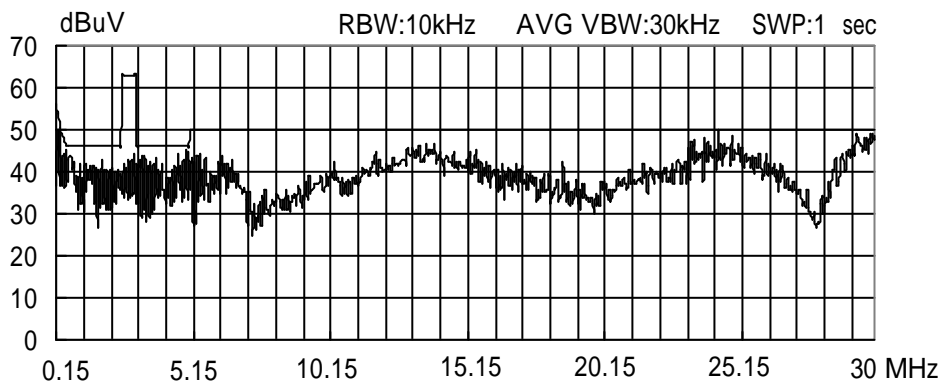
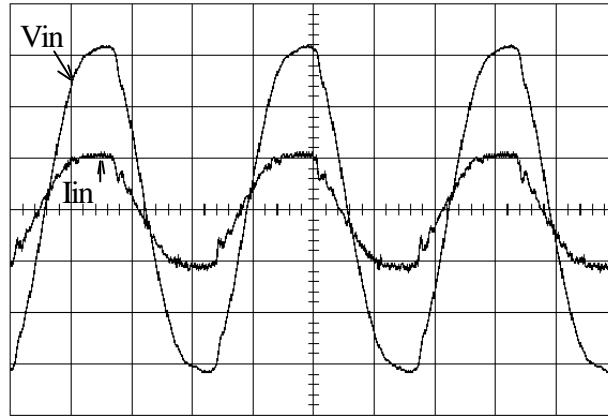


圖 5-4 實例一 EMI 濾波器設計總雜訊量測



Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

圖 5-5 實例一 EMI 濾波器輸入電壓及電流波形

5-2 被動濾波電路與 EMI 濾波器整合設計

功因修正電路之被動濾波器，主要是提供一低通濾波功能，將輸入電流高頻成分予以濾除，若與圖 2-5(b)EMI 濾波器 DM 等效電路比較時，可以發現在架構與特性上兩者完全一致。因此，本文將圖 5-1 所示之被動濾波元件電感 L_m 、電容 C_m 與 EMI 濾波電路整合為一，利用 EMI 濾波元件取代被動濾波元件。整合後電路如圖 5-6 所示，整體電路更為精簡且達到節省元件成本的優點。實例二將以此整合電路，根據連續直交表設計流程，設計 EMI 濾波器。

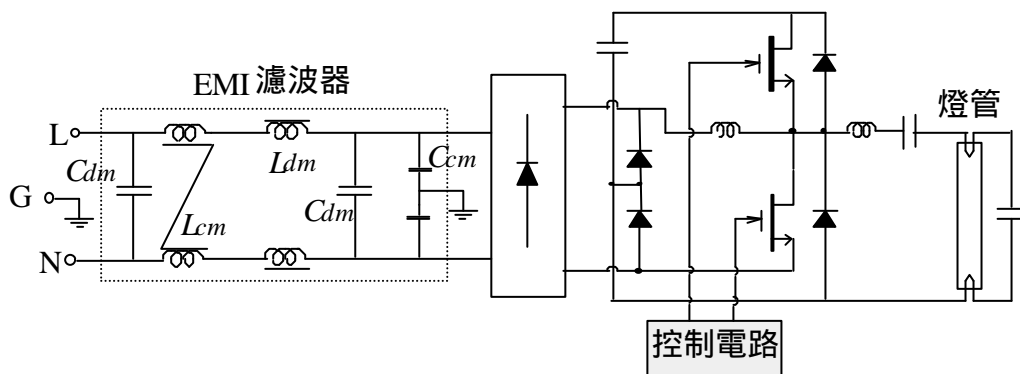


圖 5-6 EMI 濾波器與功因修正電路整合架構

5-2-1 實例二

如同實例一之變數設定，整合電路採用元件的範圍電感仍以最小鐵芯繞滿為最高準位，濾波電容仍和實例一相同；差模電容 C_{dm} 範圍為 0.068~1 μ F，共模電容 C_{cm} 範圍則是 470 ~4700pF。第一次直交表實驗變數準位如表 5-11 所列。按照圖 4-4 所示之 EMI 濾波器連續直交表設計流程進行直交表實驗，其表 5-11、5-14、5-17 及 5-20 分別是第一次至第四次直交表實驗之變數準位值；表 5-12、5-15、5-18 及 5-21 則是各次實驗的觀測值。表 5-13、5-16、5-19 及 5-22 是四次直交表實驗中，變數各準位的平均效應。

從表 5-15 中可得知，第二次直交表的第 9 個實驗，可通過 EMI 規範，因此開始加入功率因數的判斷，由於四次直交表驗證實驗的功率因數分別為 0.957、0.963、0.970 及 0.981。因此，可瞭解隨著 EMI 搜尋指標指引方向功率因數有增高的趨勢。然而，第四次直交表變數變換時，元件值已無法再減少，各變數已達最小準位差，因此在此終止實驗，並回頭尋找最佳元件參數組合。

從可通過 EMI 規範的組合當中，可以發現第三次直交表第 6 個組合實驗。以及第四個直交表第 6 個組合實驗，皆有最高功因 0.982，兩組元件參數皆可作為濾波器元件組合。在此選擇第四個直交表第 6 個實驗組合，其元件值如下：共模電感為 1.05mH，差模電感 L_{dm} 為 86 μ H，差模電容為 0.6 μ F、共模電容為 3300pF。

圖 5-7 所示為每個變數在連續直交表實驗中，EMI 雜訊頻寬積平均效應的變化，圖 5-8 是變數準位與功率因數平均效應的變化圖。採用最佳濾波器組合，所量測之 EMI 總雜訊如圖 5-9 所示，圖 5-10 則是輸入端之電壓及電流波形。

表 5-11 實例二第一次直交表實驗變數準位

L _{cm} (mH)		L _{dm} (uH)		C _{dm} (uF)		C _{cm} (nF)	
L _{cm} ⁻	0	L _{dm} ⁻	0	C _{dm} ⁻	0.068	C _{cm} ⁻	0.47
L _{cm} ^o	0.75	L _{dm} ^o	31	C _{dm} ^o	0.47	C _{cm} ^o	1.50
L _{cm} ⁺	1.94	L _{dm} ⁺	86	C _{dm} ⁺	1.00	C _{cm} ⁺	4.70

表 5-12 實例二第一次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	137.317	0.451	26.64	171.25
2	77.792	0.920	17.46	27.35
3	36.483	0.950	17.14	10.75
4	18.272	0.305	23.94	282.46
5	16.840	0.936	18.32	16.65
6	6.243	0.983	4.82	16.33
7	2.278	0.972	17.38	44.39
8	6.597	0.931	7.27	36.87
9	13.306	0.986	7.31	10.48
驗證	0	0.957	15.84	10.33

表 5-13 實例二第一次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L _{cm}	83.864	0.774	13.785	0.741	7.394	0.930
L _{dm}	52.622	0.543	33.743	0.929	18.677	0.973
C _{dm}	50.052	0.788	36.456	0.737	18.534	0.919
C _{cm}	55.821	0.791	28.771	0.925	22.450	0.729

表 5-14 實例二第二次直交表實驗變數準位

L _{cm} (mH)		L _{dm} (uH)		C _{dm} (uF)		C _{cm} (nF)	
L _{cm} ⁻	0.75	L _{dm} ⁻	31	C _{dm} ⁻	0.47	C _{cm} ⁻	1.50
L _{cm} ^o	1.42	L _{dm} ^o	58	C _{dm} ^o	0.68	C _{cm} ^o	2.20
L _{cm} ⁺	1.94	L _{dm} ⁺	86	C _{dm} ⁺	1.00	C _{cm} ⁺	4.70

表 5-15 實例二第二次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	5.538	0.953	12.13	22.95
2	0.923	0.974	11.16	12.32
3	0.556	0.963	14.51	10.19
4	14.339	0.961	12.89	17.02
5	4.983	0.962	14.47	11.32
6	3.549	0.984	8.17	10.71
7	1.969	0.952	15.95	14.49
8	7.738	0.982	8.21	12.55
9	0	0.977	11.09	9.17
驗證	0	0.963	14.76	9.23

表 5-16 實例二第二次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L _{cm}	2.339	0.963	7.624	0.969	3.236	0.970
L _{dm}	7.282	0.955	4.548	0.973	1.368	0.975
C _{dm}	5.608	0.973	5.088	0.971	2.503	0.959
C _{cm}	3.507	0.964	2.147	0.970	7.544	0.969

表 5-17 實例二第三次直交表實驗變數準位

L _{cm} (mH)		L _{dm} (uH)		C _{dm} (uF)		C _{cm} (nF)	
L _{cm} ⁻	0.75	L _{dm} ⁻	58	C _{dm} ⁻	0.60	C _{cm} ⁻	1.80
L _{cm} ^o	1.05	L _{dm} ^o	71	C _{dm} ^o	0.68	C _{cm} ^o	2.20
L _{cm} ⁺	1.42	L _{dm} ⁺	86	C _{dm} ⁺	1.00	C _{cm} ⁺	3.30

表 5-18 實例二第三次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	3.559	0.979	8.57	14.16
2	3.196	0.978	9.65	13.06
3	0	0.964	13.57	12.73
4	1.737	0.977	10.37	11.98
5	3.022	0.972	12.20	10.8
6	0	0.982	9.25	10.21
7	1.312	0.965	13.82	11.54
8	1.314	0.981	9.47	10.95
9	2.772	0.981	9.6	10.13
驗證	0	0.970	12.67	11.16

表 5-19 實例二第三次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L _{cm}	2.252	0.974	1.586	0.977	1.799	0.976
L _{dm}	2.202	0.974	2.511	0.977	0.924	0.976
C _{dm}	1.624	0.980	2.568	0.979	1.445	0.967
C _{cm}	3.118	0.977	1.503	0.975	1.017	0.974

表 5-20 實例二第四次直交表實驗變數準位

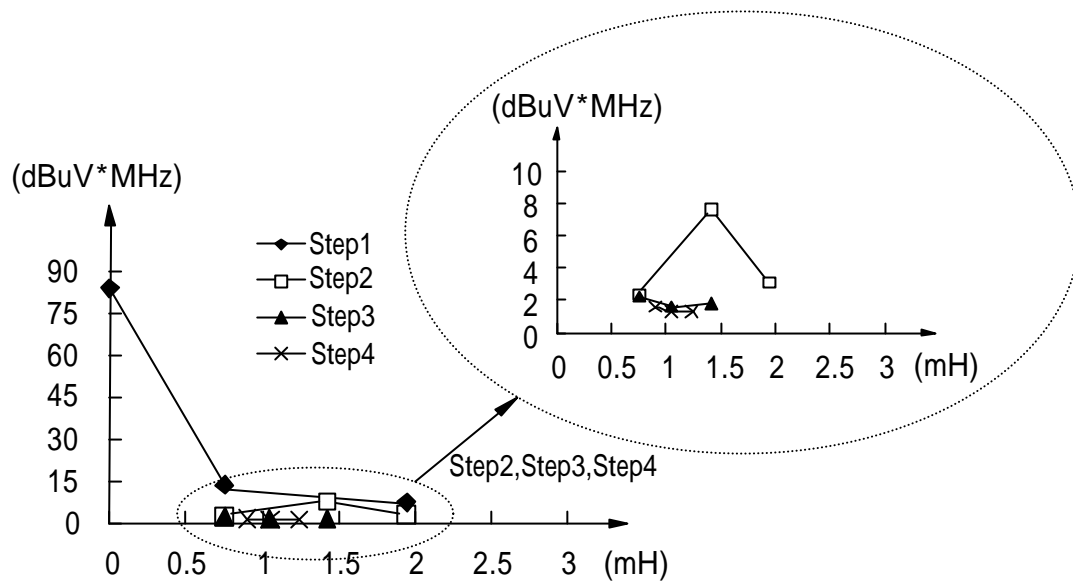
L _{cm} (mH)		L _{dm} (uH)		C _{dm} (uF)		C _{cm} (nF)	
L _{cm} ⁻	0.90	L _{dm} ⁻	71	C _{dm} ⁻	0.60	C _{cm} ⁻	2.20
L _{cm} ^o	1.05	L _{dm} ^o	79	C _{dm} ^o	0.68	C _{cm} ^o	3.30
L _{cm} ⁺	1.24	L _{dm} ⁺	86	C _{dm} ⁺	1.00	C _{cm} ⁺	4.70

表 5-21 實例二第四次直交表實驗觀測值

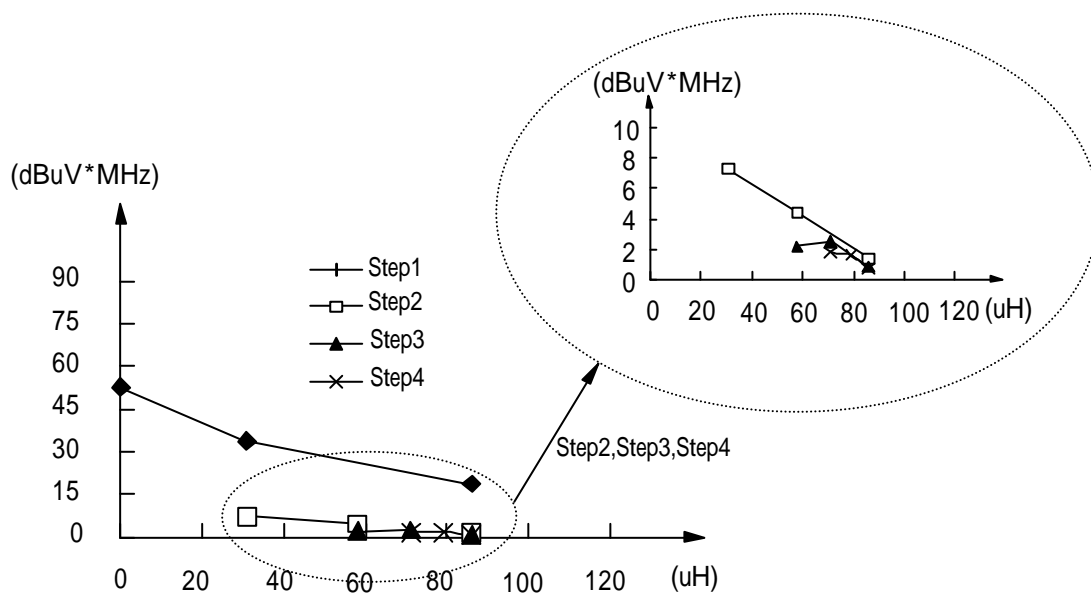
No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	2.922	0.983	8.64	10.77
2	1.844	0.980	9.76	10.25
3	0	0.968	13.21	10.22
4	0.848	0.978	10.30	10.66
5	3.024	0.967	13.57	10.25
6	0	0.982	9.40	9.94
7	1.636	0.967	13.50	10.91
8	0	0.981	9.29	10.46
9	2.192	0.979	10.19	9.95
驗證	0	0.981	9.32	10.99

表 5-22 實例二第四次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L _{cm}	1.589	0.977	1.291	0.976	1.276	0.976
L _{dm}	1.802	0.976	1.623	0.976	0.731	0.976
C _{dm}	0.974	0.982	1.628	0.979	1.553	0.967
C _{cm}	2.712	0.976	1.160	0.976	0.283	0.976

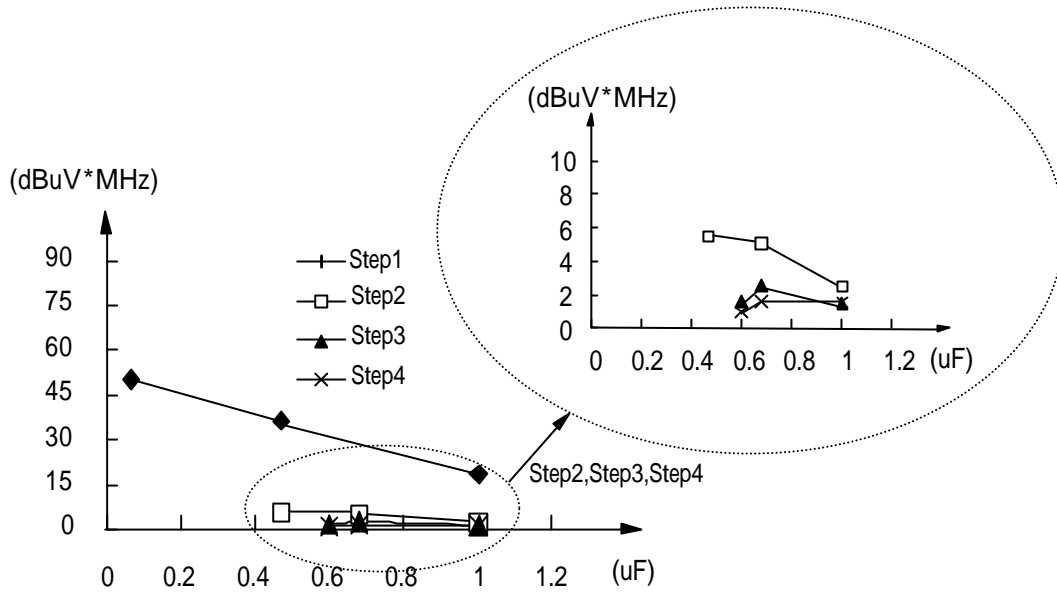


(a) L_{cm}

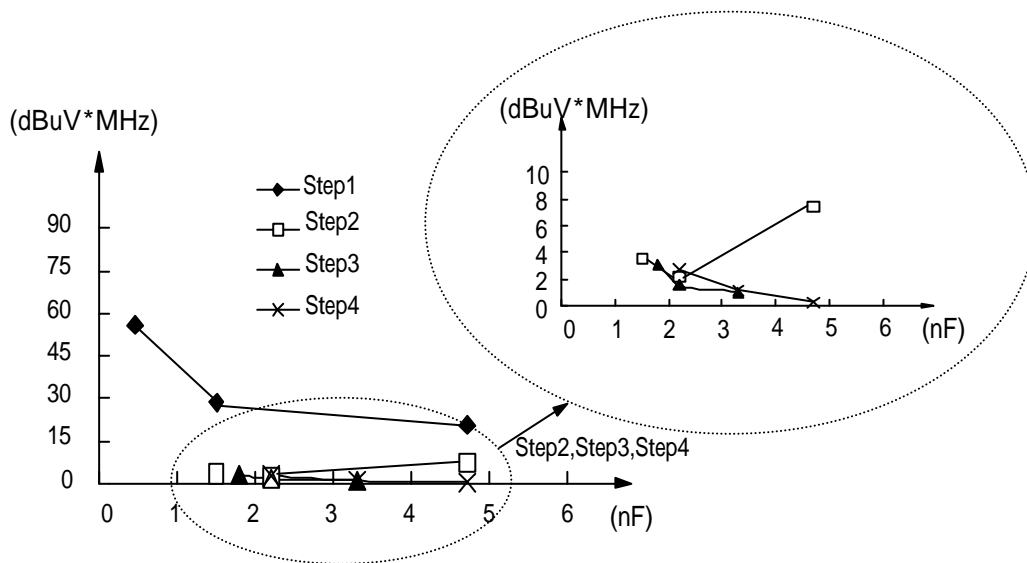


(b) L_{dm}

圖 5-7 實例二連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢(續)

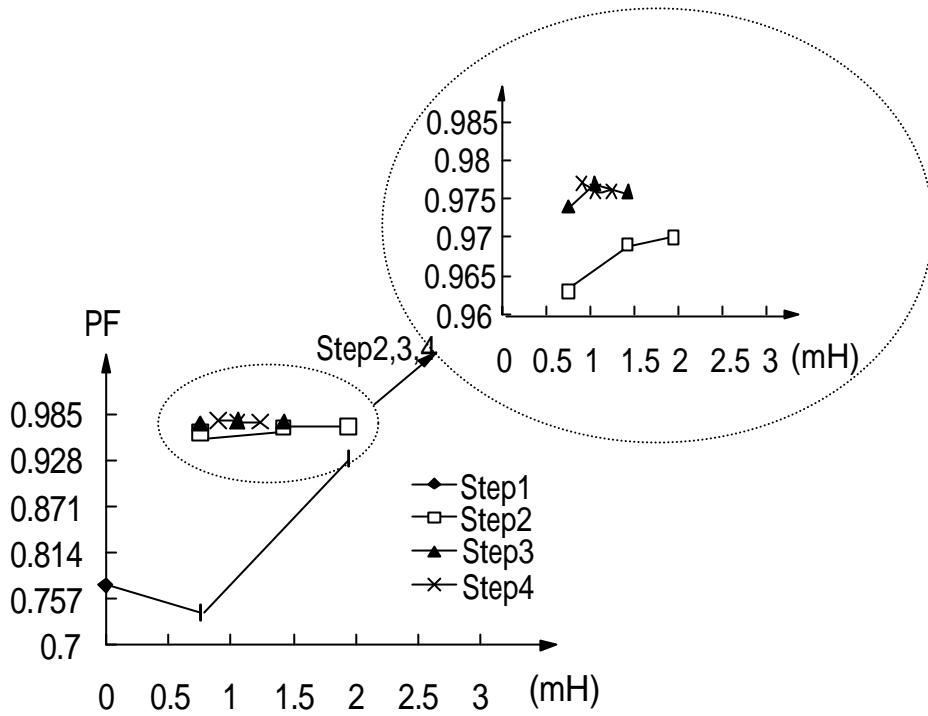


(c) C_{dm}

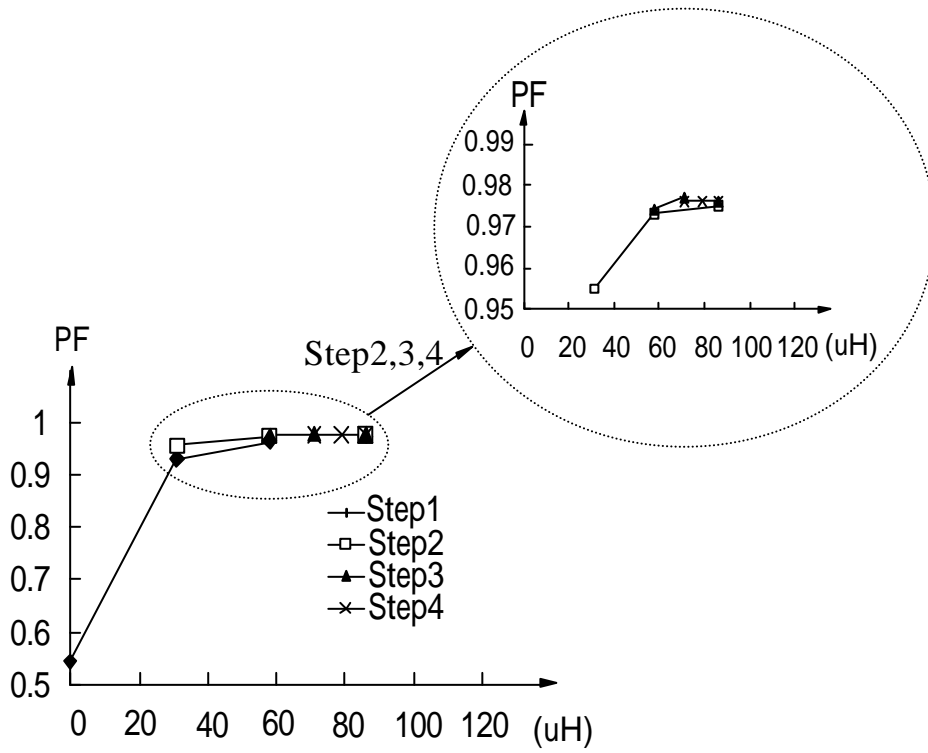


(d) C_{cm}

圖 5-7 實例二連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢

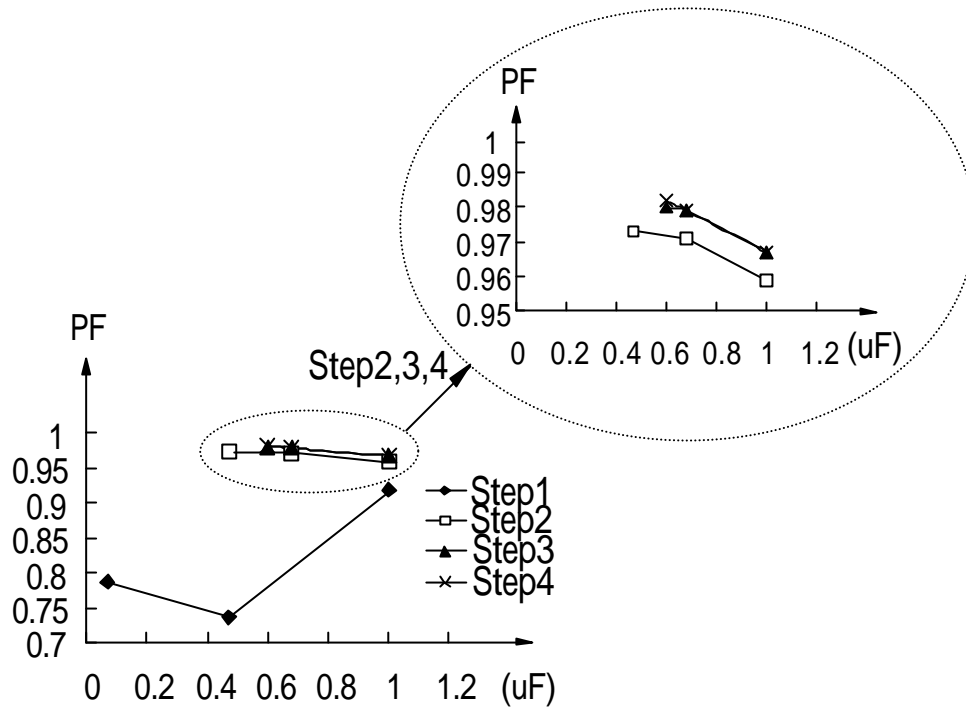


(a) L_{cm}

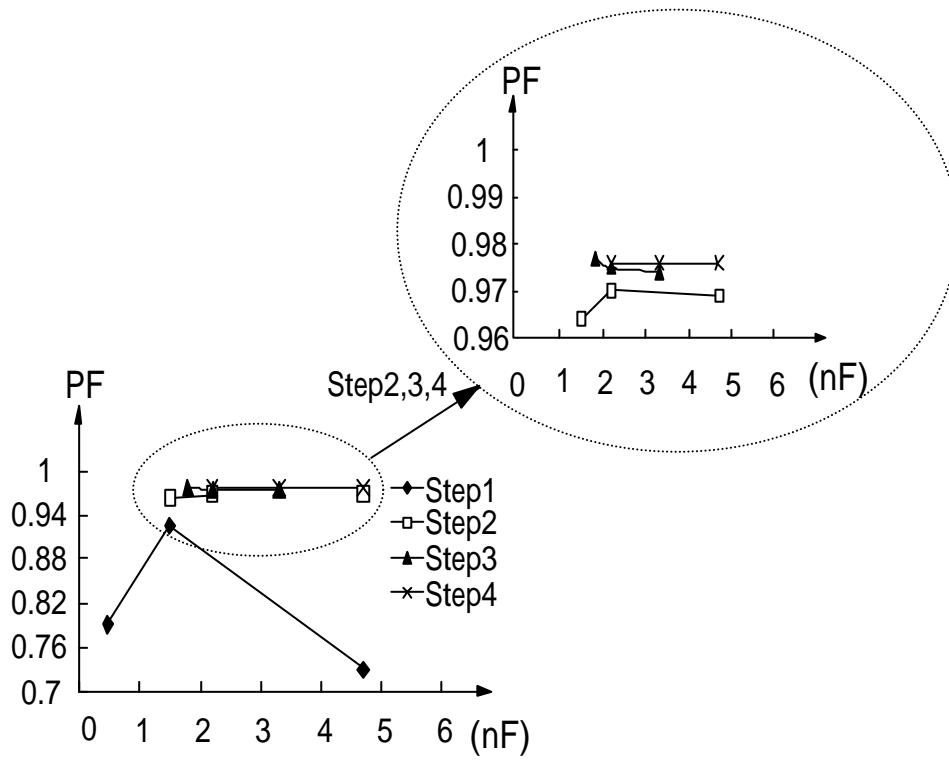


(b) L_{dm}

圖 5-8 實例二連續直交表變數準位與功因平均效應變化趨勢(續)



(c) C_{dm}



(d) C_{cm}

圖 5-8 實例二連續直交表變數準位與功因平均效應變化趨勢

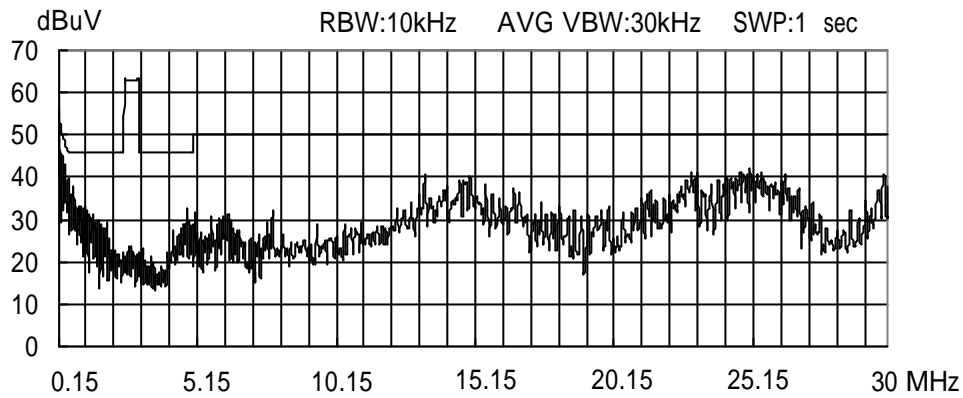
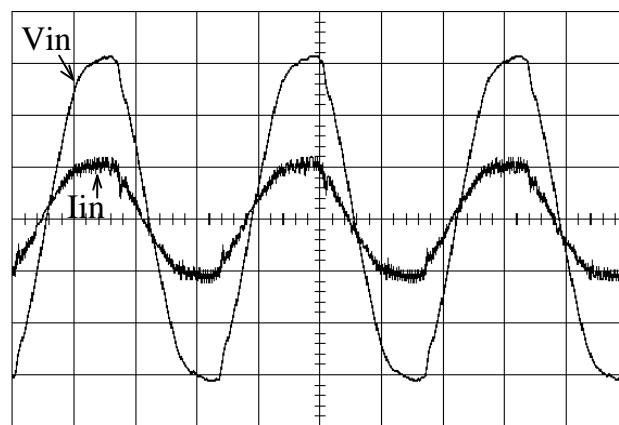


圖 5-9 實例二 EMI 濾波器設計總雜訊量測



Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

圖 5-10 實例二 EMI 濾波器輸入電壓及電流波形

5-2-2 實例三

從圖 5-8 中實例二變數準位與功率因數平均效應的變化可發現，共模電感及差模電感隨著元件值增加，功率因數亦隨著提升。同時，差模電容則卻呈現相反情況，如圖 5-8(c)所示；但是隨著電容值增加，功率因數呈現下降趨勢。因此，當設計規格上需要較高功率因數時，上述變化趨勢可提供變數設定上的一個指標。本文將對共模及差模電感選用往上增大一級的鐵芯，同時縮降差模電容範圍為 0.068~0.68 μ F，共模電容範圍則維持 470 ~4700pF，以進行直交表設計實驗。表 5-23

所示為調整後，進行實驗的各濾波元件不同之準位值，表 5-24 為第一次直交表實驗觀測值，表 5-25 則為變數準位平均效應。從表 5-24 中可知，各組合實驗的功率因數確實有明顯的提升。

表 5-23 實例三第一次直交表實驗變數準位

L _{cm} (mH)		L _{dm} (uH)		C _{dm} (uF)		C _{cm} (nF)	
L _{cm} ⁻	2.73	L _{dm} ⁻	120	C _{dm} ⁻	0.068	C _{cm} ⁻	0.47
L _{cm} ^o	4.94	L _{dm} ^o	180	C _{dm} ^o	0.33	C _{cm} ^o	1.50
L _{cm} ⁺	7.35	L _{dm} ⁺	240	C _{dm} ⁺	0.68	C _{cm} ⁺	4.70

表 5-24 實例三第一次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	30.079	0.992	2.55	12.09
2	9.315	0.991	6.26	8.29
3	3.255	0.981	9.90	8.69
4	2.849	0.989	6.52	9.40
5	25.257	0.981	9.83	8.97
6	9.958	0.994	3.28	8.86
7	7.083	0.979	10.62	9.12
8	0.766	0.994	3.37	9.51
9	27.547	0.991	6.12	7.81
驗證	0.635	0.986	7.96	9.27

表 5-25 實例三第一次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L_{cm}	14.216	0.988	12.688	0.988	11.798	0.988
L_{dm}	13.337	0.987	11.779	0.989	13.587	0.989
C_{dm}	13.601	0.993	13.237	0.990	11.865	0.980
C_{cm}	27.628	0.988	8.785	0.988	2.290	0.988

表 5-26 至 5-28 所示，分別是第二次直交表實驗之變數準位值、實驗觀測值及變數準位的平均效應，第二次實驗第 6 個組合通過 EMI 規範，因此開始加入功率因數變化趨勢的判斷，並在調整變數之後進行第三次直交表實驗。

表 5-29 至 5-31 顯示第三次直交表實驗之變數準位值、實驗觀測值及變數準位的平均效應。第二及第三次直交表的驗證實驗結果，功率因數是 0.987 與 0.985，變化呈下降趨勢。因此，此時可停止實驗，並挑選出第二次實驗第 6 個組合作為最佳參數組合，其功率因數可達 0.991。最佳元件值組合如下：共模電感為 6.15mH，差模電感為 210uH，差模電容為 0.33uF、共模電容為 2200pF。

表 5-26 實例三第二次直交表實驗變數準位

L_{cm} (mH)		L_{dm} (uH)		C_{dm} (uF)		C_{cm} (nF)	
L_{cm}^-	4.94	L_{dm}^-	150	C_{dm}^-	0.33	C_{cm}^-	1.50
L_{cm}^o	6.15	L_{dm}^o	180	C_{dm}^o	0.47	C_{cm}^o	2.20
L_{cm}^+	7.35	L_{dm}^+	210	C_{dm}^+	0.68	C_{cm}^+	4.70

表 5-27 實例三第二次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	2.580	0.990	6.30	8.38
2	1.386	0.988	7.63	8.31
3	0.053	0.983	9.25	8.58
4	0.067	0.989	6.95	7.93
5	0.111	0.984	8.91	8.31
6	0	0.991	6.14	7.78
7	0.133	0.984	8.91	8.44
8	0.117	0.991	6.37	7.85
9	0.557	0.989	7.13	7.52
驗證	0.635	0.987	8.21	7.63

表 5-28 實例三第二次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L_{cm}	1.340	0.987	0.059	0.988	0.269	0.988
L_{dm}	0.927	0.988	0.538	0.988	0.203	0.988
C_{dm}	0.899	0.991	0.670	0.989	0.099	0.984
C_{cm}	1.083	0.988	0.506	0.988	0.079	0.988

表 5-29 實例三第三次直交表實驗變數準位

L_{cm} (mH)	L_{dm} (uH)	C_{dm} (uF)	C_{cm} (nF)
L_{cm}^- 5.55	L_{dm}^- 195	C_{dm}^- 0.47	C_{cm}^- 2.20
L_{cm}^o 6.15	L_{dm}^o 210	C_{dm}^o 0.60	C_{cm}^o 3.30
L_{cm}^+ 6.75	L_{dm}^+ 225	C_{dm}^+ 0.68	C_{cm}^+ 4.70

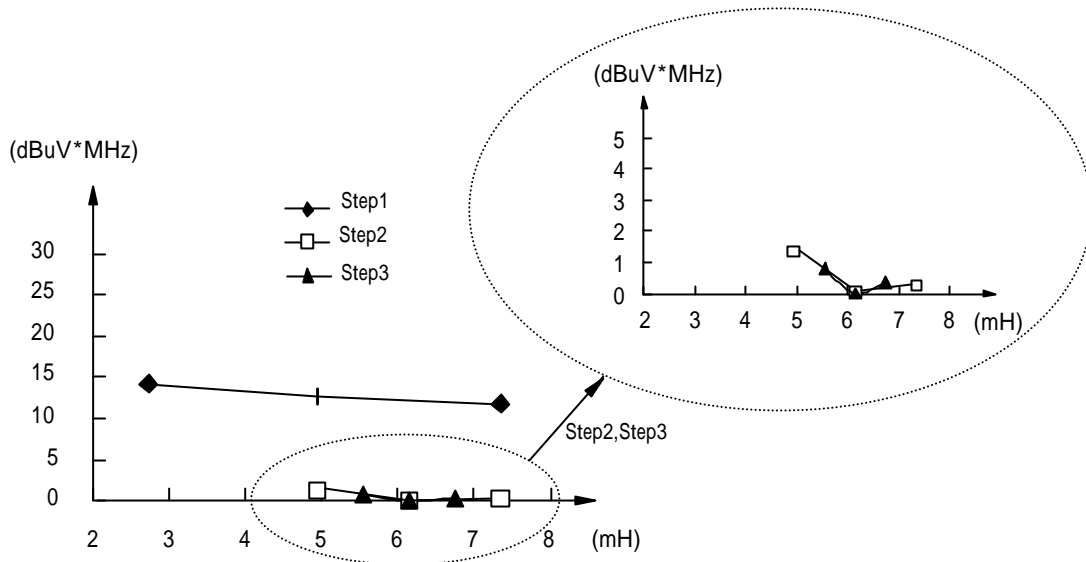
表 5-30 實例三第三次直交表實驗觀測值

No.	EMI (dBuV*MHz)	功因	相角差(度)	THD %
1	1.685	0.988	7.67	7.59
2	0.717	0.986	8.53	7.92
3	0	0.982	9.65	8.37
4	0	0.985	8.64	8.08
5	0	0.982	9.68	8.65
6	0	0.989	7.49	7.45
7	0.542	0.982	9.72	8.37
8	0	0.989	7.56	7.43
9	0.501	0.985	8.84	7.78
驗證	0	0.985	8.71	8.58

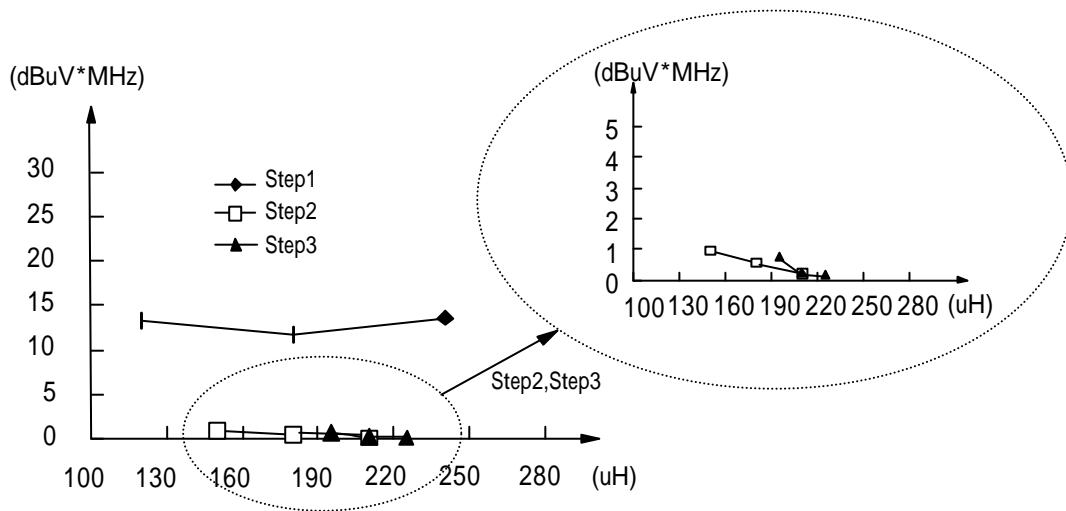
表 5-31 實例三第三次直交表變數各準位平均效應

變數 \ 準位	低準位 “-”		中心準位 “o”		高準位 “+”	
	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF	E (dBuV*MHz)	PF
L_{cm}	0.801	0.985	0	0.985	0.347	0.985
L_{dm}	0.742	0.985	0.239	0.986	0.167	0.985
C_{dm}	0.562	0.989	0.406	0.985	0.181	0.982
C_{cm}	0.728	0.985	0.420	0.986	0	0.985

圖 5-11 所示為每個變數在連續直交表實驗中，準位隨搜尋指標調整變換，對 EMI 雜訊頻寬積平均效應的變化情形，可看出各變數準位調整對期望值收斂的情形。圖 5-12 是變數準位與功率因數平均效應的變化圖。圖 5-13 所示是以最佳組合濾波器加入單級高功因電子安定器後，所量測之 EMI 總雜訊，圖 5-14 則是輸入端之電壓及電流波形。

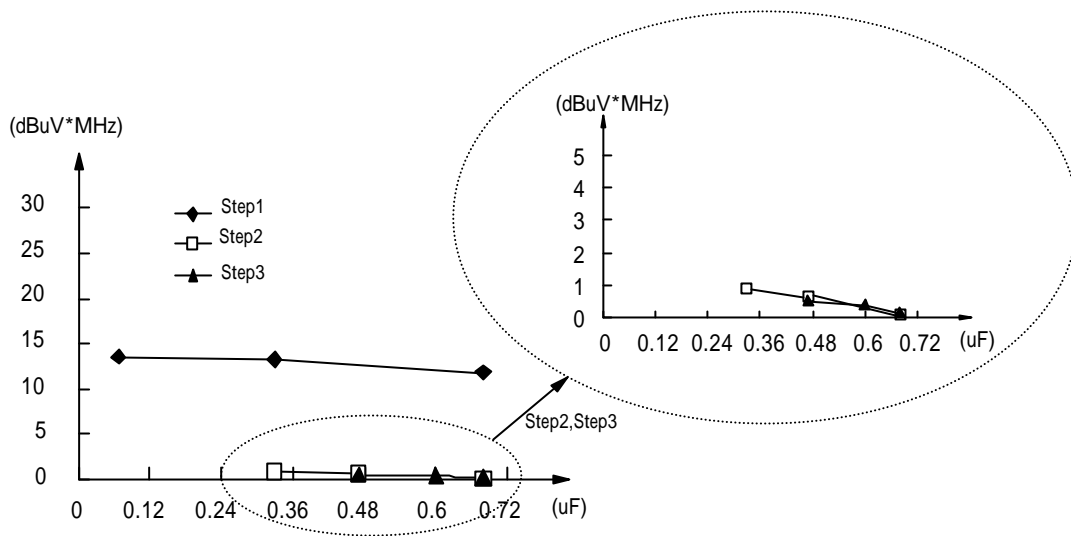


(a) L_{cm}

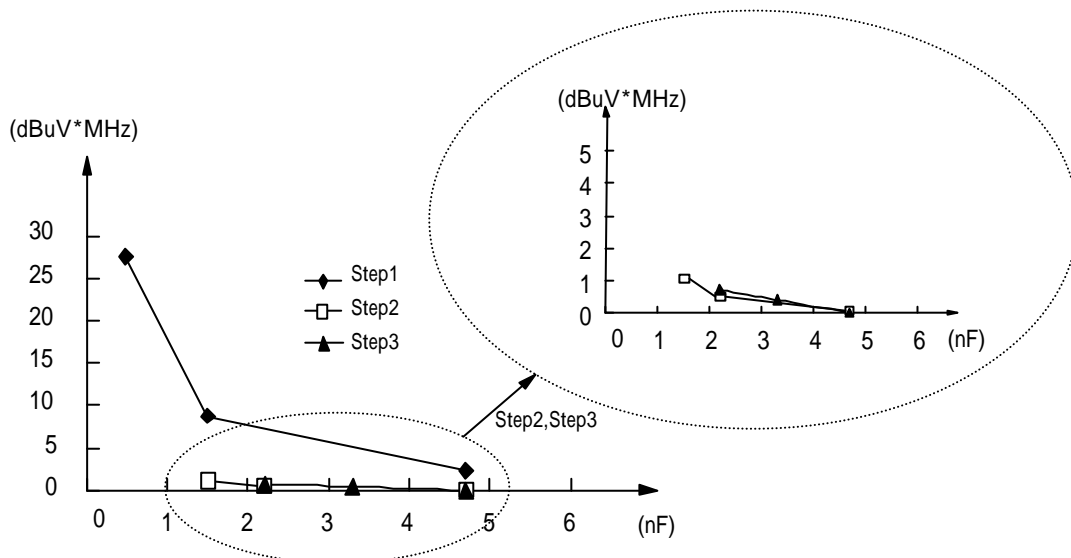


(b) L_{dm}

圖 5-11 實例三連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢(續)

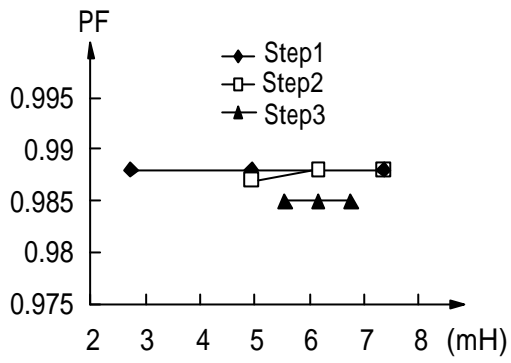


(c) C_{dm}

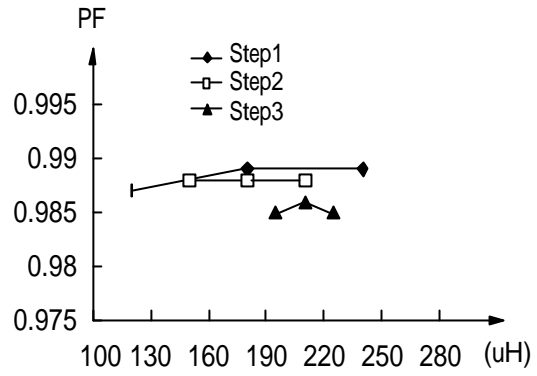


(d) C_{cm}

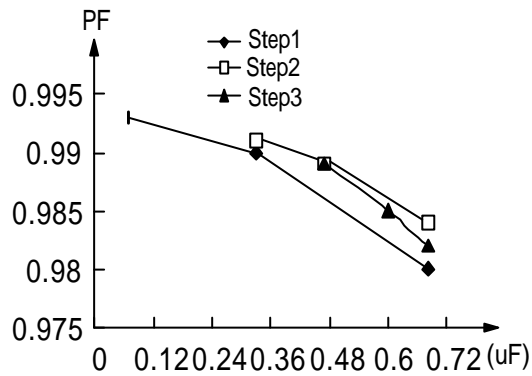
圖 5-11 實例三連續直交表變數準位與 EMI 平均效應變化趨勢



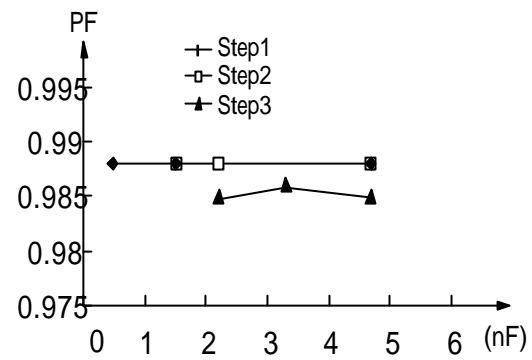
(a) L_{cm}



(b) L_{dm}



(c) C_{dm}



(d) C_{cm}

圖 5-12 實例三連續直交表變數準位與功因平均效應變化趨勢

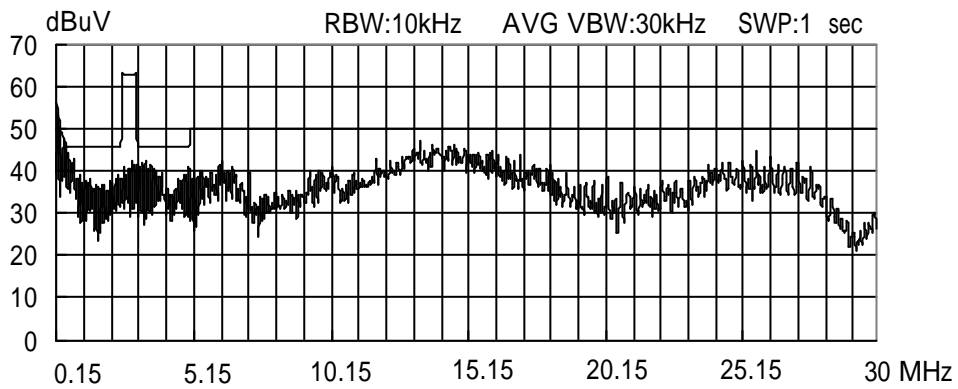
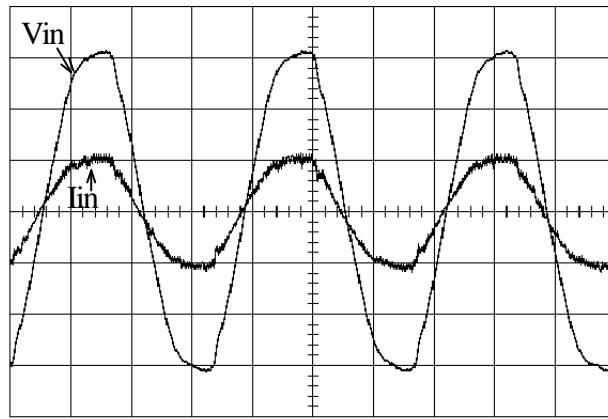


圖 5-13 實例三 EMI 濾波器設計總雜訊量測



Time: 5ms/div Vin: 50V/div Iin: 0.5A/div

圖 5-14 實例三之 EMI 濾波器輸入電壓及電流波形

第六章 結論與討論

本論文針對功因修正電路，使用連續直交表，提出經由實驗之觀測值，並定義一可評估超出規範的雜訊量，以作為搜尋指標，幫助 EMI 濾波電路元件值的決定。經由設計實例顯示，此設計流程可以從廣大的濾波元件變數範圍裡，快速搜尋符合規範需求，同時能兼顧功率因數以及較低成本的電路元件組合。此外，本論文並針對連續直交表在實際應用時，可能遭遇的問題與限制作探討，並提出解決的方法。

本論文之 EMI 濾波器設計流程，共有以下幾點特點：

- 一、藉由直交表實驗，以各變數平均效應與期望值比較所得之最佳單位組合，作為搜尋指標，收斂速度相當快速。
- 二、直接以 EMI 總雜訊為觀測值，因此濾波器設計過程，無須雜訊分離裝置。
- 三、濾波電感從最小體積鐵芯為變數範圍作搜尋，在縮小濾波器空間以及節省元件成本上，有極大助益。
- 四、濾波器設計過程中，由於量測包含濾波器之整體電路，因此濾波電路本身的佈線以及與待測電路之間的耦合效應，將被涵蓋以及考慮在內。
- 五、EMI 濾波器可將功因修正被動濾波電路部分予以整合，整體電路更為精簡。
- 六、濾波器架構可依照待測電路特性予以變更，同時按照變數的增減，選用適當的直交表，設計程序具彈性。

本文提出的設計方法，程序簡單判斷規則容易，更可應用於其他種類電力電子轉換器之 EMI 濾波器設計，可提供產業界工程人員一種

實用的設計選擇。然而，本文尚有未盡完善之處，未來可再進一步研究的方向有：

- 一、可將濾波器之插入損失(Insertion Loss)列為輸出觀測值，並可設為期望值，加入判斷規則中。
- 二、本論文設計實例採用固定頻率之功因修正電路，未來可針對變換頻率電路設計濾波器。

參考文獻

- [1] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, JOHN WILEY & SONS, INC. 1992.
- [2] R. Perez, *Handbook of Electromagnetic Compatibility*, ACADEMIC PRESS, INC. 1995.
- [3] L. Tihanyi, *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*, J. K. Eckert & Company, INC. 1995.
- [4] O. R. Lee, *EMI Filter Design*, MARCEL DEKKER, INC 1996.
- [5] *Data Books of EMC Components*, Siemens & Matsushita Components. <http://www.epcos.com/>
- [6] M. J. Nave, *Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.
- [7] T. Guo, D.Y. Chen, and F. C. Lee, “Diagnosis of Power Supply Conducted EMI Using a Noise Separator,” IEEE APEC Conf. Rec., Vol.1 pp. 259 –266, 1995.
- [8] C. R. Paul, and K. B. Hardin, “Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions,” IEEE Trans. on EMC, pp.553-560, 1988.
- [9] F. R. Shih, D. Y. Chen, Y. P. Wu, and Y. T. Chen, “A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications,” IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp. 170-181, Jan. 1996.
- [10] G. Spiazzi, and J. A. Pomilio, “Interaction Between EMI Filter and Power Factor Preregulators with Average Current Control: Analysis and Design Considerations,” IEEE Trans. on Industrial Electronics, pp.577-584, Jun. 1999.
- [11] V. Vlatkovic, D. Borojevic, and F. C. Lee, “Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits,” IEEE Trans. on Power Electronics, pp.199-205, Jan. 1996.
- [12] R. D. Middlebrook, “Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators,” IEEE IAS Conf. Rec., pp362-382, 1976.

- [13] R. D. Middlebrook, "Design Techniques for Preventing Input-Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators," Proc. Power Conversion Conf, pp. A3-1—A3-16, May 1978.
- [14] 驚尾泰俊, *實驗計畫法*, 華泰書局, 1989.
- [15] A. V. Feigenbaum, *Total Quality Control*, 3rd Edition, McGraw Hill Book Company, 1983.
- [16] Madhav S. Phadke, *Quality Engineering Using Robust Design*, Prentice-Hall INC. 1989.
- [17] C. S. Moo, T. F. Lin, and Y. C. Chuang, "An Electronic Ballast for Operating Fluorescent Lamps in Wide Temperature Range," IEEE APEC Conf. Rec., pp. 577-583, 2000.
- [18] T. Guo, D. Y. Chen, and F. C. Lee, "Separation of The Common-Mode and Differential-Mode Conducted EMI Noise," IEEE Trans. on Power Electronics, pp. 480-488, May 1996.
- [19] M. J. Nave, "A Novel Differential Mode Rejection Network for LISNs," Proc. of IEEE EMC Symposium, Denver, Colorado-USA, pp. 223-227, 1989.
- [20] 史富元, "切換式電源供應器之雜訊分析與其 EMI 濾波器之設計", 台灣大學電機所博士論文, 中華民國八十四年六月。
- [21] 朱益杉, "功因矯正電路之雜訊分析及其電磁干擾濾波器之設計", 台灣大學電機所碩士論文, 中華民國八十六年六月。
- [22] G. Taguchi, "Quality Engineering for The Development of Electronic Circuit Technology," IEEE Trans. on Reliability, Vol. 44, No. 2, pp. 225-230, June 1995.
- [23] T. F. Wu, C. H. Yang, Y. K. Chen, and Z. R. Liu, "Photovoltaic Inverter Systems with Self-tuning Fuzzy Control Based on An Experimental Planning Method," IEEE IAS Conf. Rec., pp. 1887-1894, 1999.
- [24] C. S. Moo, H. C. Yen, H. L. Cheng, and C. R. Lee, "The Implementation of Orthogonal Array Method on Designing Self-excited Electronic Ballast," Proc. of IEEE ISIE Symposium, Bled-Slovenia, pp.780-785, 1999.