

# 直流馬達運轉特性與電磁干擾抑制研究

經濟部標準檢驗局台南分局

技正 林昆平

技士 許經杭

## 一、前言

直流馬達不僅廣泛應用在家電上，在工廠也可發現它的蹤跡，但其換向片火花問題卻會衍生嚴重的電磁干擾問題，藉由電源線向外傳導，影響周遭通訊品質及控制設備運作。直流馬達因需直流電源供電，前置有全波整流電路，但此電路的加入，卻使得直流馬達運轉安全及電磁干擾問題，受到嚴重考驗，其原因卻很少人知道。整流側的電壓波形為直流脈波，脈波間凹陷區域會因直流馬達運轉，而產生一種反電勢暫態現象，除了馬達端電壓會上升，有安全之慮外，傳導性與輻射性電磁干擾問題益形嚴重，其含量若過大，還會造成電器產品功因下降及能源浪費，因此直流馬達不但是供電系統最嚴重的電磁干擾負載，不加裝電磁干擾濾波器，大部份無法通過把 CNS13783-1 電磁干擾管制標準，但是電磁干擾濾波器設計雖有理論基礎，卻艱深難懂，雖已有專業公司開發電腦輔助軟體，軟體費用卻偏高，設計出來的規格也面臨無法匹配或找不到設計規格的窘境，如果採訂製品，成本居高不下，廠商又裹足不前，對國內電磁相容(EMC)政策的推動，將有所阻礙。目前國內各 EMC 實驗室，對傳導性電磁干擾問題，仍採取以現成規格品盲目組裝測試方式，只要能將電磁干擾抑制下來，即算達成目標，不過也衍生時間與人事成本不成比例問題，因此如何選定現成規格品，兼顧現實與成本考量，而又能達成抑制成效與最佳安裝位置，自是本文所要研究的重點。是故本文首先由直流馬達運轉特性談起，分析其運轉波形，並以傅利葉級數解出直流馬達運轉的雜訊種類；其次介紹傳導性電磁干擾濾波器組成元件及電路響應特性，再依市售元件尺寸規格及成本，考慮雜訊分佈嚴重頻段，以規劃濾波器轉折點，決定傳導性電磁干擾濾波器的組裝方式及擺放位置，達成對直流馬達多重傳導性電磁干擾的最佳抑制，免去煩瑣理論設計基礎。另外傳導性電磁干擾濾波器大部份是針對 150KHz~30MHz 中高頻雜訊抑制設計出來的，其對 120Hz~3000Hz 極低頻諧波及 30MHz~300MHz 高頻輻射干擾，有沒有抑制成效呢？本文也將有精彩的探討。

## 二、直流馬達的運轉特性分析<sup>[1][2][3][4]</sup>

直流馬達運轉，難免有空轉、堵轉及額定運轉狀況發生，例如搾汁機製作冰沙時，被冰塊堵住的堵轉狀況，小型吸塵器放任空轉，使用者卻已離開操作空間，因此為了維護電器運轉安全，探討各種輸出特性，進行安全性防護是必要的，圖 1 就顯示一具有 16 片換向片結構之 30W 直流馬達實體。

### 2.1 理論上全波整流電路的輸出電壓

考慮四顆二極體構成的橋式整流電路及其相關資訊，這包括電源輸入波形  $V_s - t$ 、實際整流輸出波形  $V_o - t$ 、理想整流輸出波形  $V_o' - t$ ，整體如圖 2 所描述，整流平均電壓值  $V_o'$  可由 2-1 式求得；將 0~2 實際輸出直流脈波  $V_o - t$ ，打散在理想輸出波形  $V_o' - t$  週期 2 內，即可算出 2-2 式直流平均電壓，例如交流電源輸入 110V，則整流側電壓為 99V dc。

$$\frac{A}{T} = \frac{V_o' \times \Delta t}{T}, \quad \Delta t = T = 2\pi \quad (2-1)$$

$$\begin{aligned} V_o' &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2} V_s \sin(wt) dwt \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s \times 2}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(wt) dwt \\ &= 0.45 V_s \times 2 = 0.9 V_s \end{aligned} \quad (2-2)$$



圖 1 30W 直流馬達實體

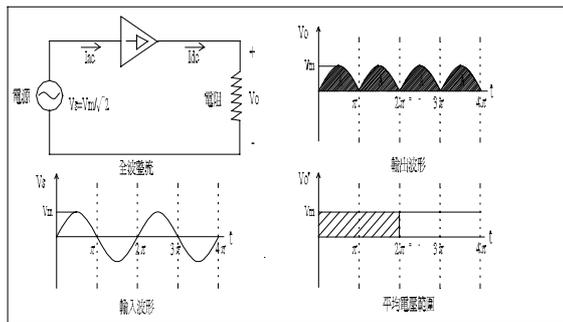


圖 2 全波整流電路輸出電壓特性

## 2.2 實際上直流馬達運轉輸出電壓

為了瞭解直流馬達實際運轉狀況，我們必需先製作一含橋式整流電路的直流馬達模擬電路基板如圖 3，主要由 40A 二極體、單投開關、及 30W 直流馬達構成，圖 4 則顯示等效電路，現在就馬達「停止」、「空轉」、「堵轉」、「額定加載運轉」四種實際操作會面臨狀況，在馬達輸入端  $V_{dc}$  (ie: 整流電路輸出側)，進行直流電壓量測及波形擷取。

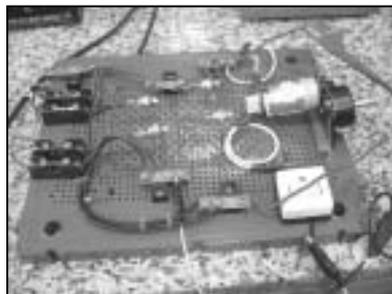


圖 3 全波整流電路模擬基板

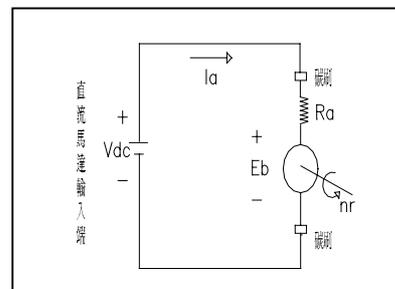


圖 4 直流馬達等效電路

[狀況 1] 馬達停止運轉

量測波形如圖 5，交流端輸入 111V，示波器記錄直流平均電壓為 100.12V 的直流脈波，若以第一條虛線為 X 軸線(Y=0)，直流脈波最高點記錄為 156V，最低點記錄 7.5V，故直流脈波基本上亦可視為一振幅 148.5V 的大漣波。

### [狀況 2] 馬達空轉(不加負載)

會發生比較奇怪的現象，圖 6 顯示平均電壓竟由原先的 100.12V 跳升至 137.15V，原兩脈波間的凹陷區域，被不明電壓成份填滿，頂端形成五個尖銳漣波，示波器記錄最高 165V，最低 102.5V，原因為何？先將尖銳漣波原因留至第三節再行探討，把重點擺在凹陷區域不明電壓成份的填補效應，考慮圖 5 脈波間的凹陷區域，物理上，此區域是沒有能量的，碳刷間將沒有足夠電壓驅動馬達運轉，但因馬達已被第一個輸入直流脈波電壓起動，故凹陷區域雖然失電壓，『馬達照樣慣性轉動』，如此一來，馬達在這段期間反變成發電機，加上慣性轉速短時間不會下降，故發電電壓表現在碳刷上，波形平均高度几乎等同自外部輸入的直流脈波平均高度，此種現象稱為反電勢(BACK E.M.F)，其大小與轉速成正比詳式 2-3，狀況 3 可證明此推論。

### [狀況 3] 馬達堵轉

將空轉中的馬達立即堵轉，迫使發電機效應消失，反電勢自然不見。圖 7 為筆者用尖嘴鉗夾住轉動中馬達的量測結果，此時，直流電流輸入最大，電樞輸出轉矩最強，但實驗顯示脈波間的凹陷區域重新浮現，填補的反電勢電壓消失，直流平均電壓降回 100.12V 附近。

### [狀況 4] 額定加載操作

以刨冰機正常加入冰塊運轉為例，又將發生什麼情形？圖 8 及圖 9 為刨冰機挫冰量測波形與照片，可發現直流平均電壓只上升至 111.01 V，原因在於有載轉速比空轉轉速來得低，一旦脈波凹陷區域作為電壓輸入時，慣性轉速低，反電勢現象小，填補範圍自然降低。另一個大家可能會問的問題是，脈波電壓加壓期間，馬達在轉動，理論上轉子也在切割定子磁場，為何反電勢沒將脈波波形上移，關於這一點，參考圖 4 直流馬達等效電路，以 2-4 式解釋。反電勢  $E_b$  基本上是存在的，只是抗拒外部脈波電壓  $V_{dc}$  輸入，反應在電樞電流變小式 2-5，此在馬達輸入端(碳刷間)是測不出來的。

$$E_b = k \Phi n_r \quad (2-3)$$

$$V_{dc} = E_b + I_a R_a \quad (2-4)$$

$$I_a = \frac{V_{dc} - E_b}{R_a} \quad (2-5)$$

$n_r$ ：馬達轉速      ：定子磁場  $E_b$ ：反電勢電壓

$V_{dc}$  : 整流輸出直流平均電壓  $I_a$  : 電樞電流  $R_a$  : 電樞電阻

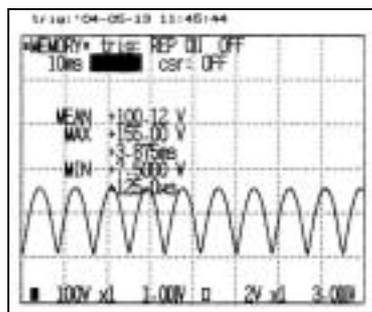


圖 5 直流馬達未起動

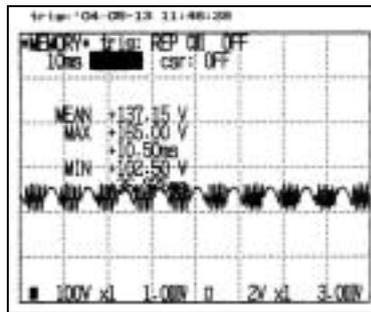


圖 6 直流馬達空轉

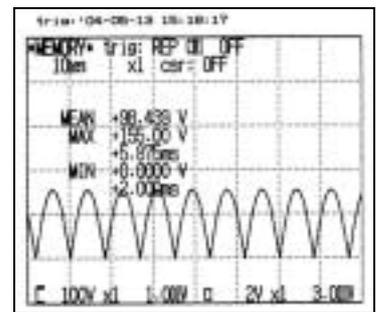


圖 7 直流馬達堵轉

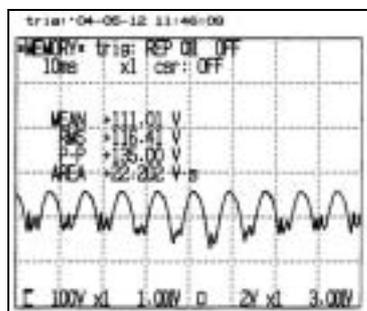


圖 8 刨冰機加冰運轉



圖 9 挫冰電壓波形量測

### 2.3 交流電源側功率消耗與諧波失真探討

在電源交流側量取消耗功率、功因、諧波失真。表 1~表 4 空轉功率 5.5VA，功因 0.47，諧波失真 140.48%；而堵轉功率 60.5VA，功因 0.9，諧波失真 4.08%，空轉功因明顯比堵轉差，這是因為直流馬達運轉時，反電勢暫態現象向交流側傳導，污染台電供電品質，造成電源畸變，一旦堵轉，馬達無法運轉，反電勢現象消失，干擾不復存在，功因回升。

PARAM	UNIT	VALUE
W	W	0.56
VA	VA	5.54
PF		0.47
THD	%	140.48

表 1 空轉消耗功率

PARAM	UNIT	VALUE
W	W	0.56
VA	VA	5.54
PF		0.47
THD	%	140.48

表 2 空轉諧波失真

PARAM	UNIT	VALUE
W	W	56.71
VA	VA	60.5
PF		0.93
THD	%	4.08

表 3 堵轉消耗功

PARAM	UNIT	VALUE
W	W	56.71
VA	VA	60.5
PF		0.93
THD	%	4.08

表 4 堵轉諧波失真

### 2.4 評論與分析

經由上述波形分析清楚了解到，在整流側，直流馬達空轉約 137V，堵轉 100V，額定加載約 111V，為適應各種可能操作狀況，馬達額定電壓應選 140V 以上，才算安全；在交流電

源側，因二極體非線性特性衍生極低頻諧波污染，會使產品功因下降及能源浪費，而反電勢暫態現象及換向片火花問題，更是造成傳導及輻射性電磁干擾的元兇，其中又以空轉為最。

### 三、直流馬達傳導性電磁干擾產生原因分析

前述波形分析中，我們推測大部份應用直流馬達驅動的小家電，其產生電磁干擾原因有兩點：一為「反電勢現象」，另一為「換向片火花問題」，由於波形以空轉畸變最嚴重，因此選擇圖 6 運轉波形，就此兩種現象，將波形分離成圖 11，再分別探討其雜訊成份。但這之前得先對雜訊種類及頻帶分佈下定義。

#### 3.1 雜訊種類及頻帶分佈定義

傳導性雜訊因雜訊源產生成份及位置不同，可分成差模雜訊及共模雜訊兩種，其行走途徑有很大的區別。定義差模雜訊為『行走於火線與中性線 LN 間，且方向互為不同的雜訊』，頻寬主要分佈於 10MHz 以下，屬中低頻；共模雜訊則定義為『行走於導線對地 LG 或 NG 間，且方向互為相同之雜訊』，頻寬主要分佈於 150KHz 以上，屬中高頻，尤其 30MHz 過後，更轉為空間輻射電磁場，其頻率極高，波幅卻近幾為零，圖 10 顯示頻帶分佈範圍。

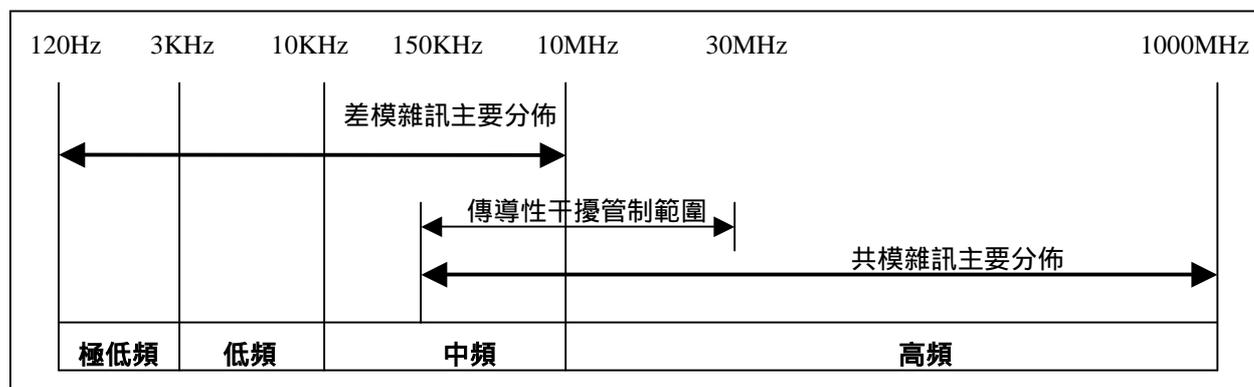


圖 10 雜訊分佈頻帶定義

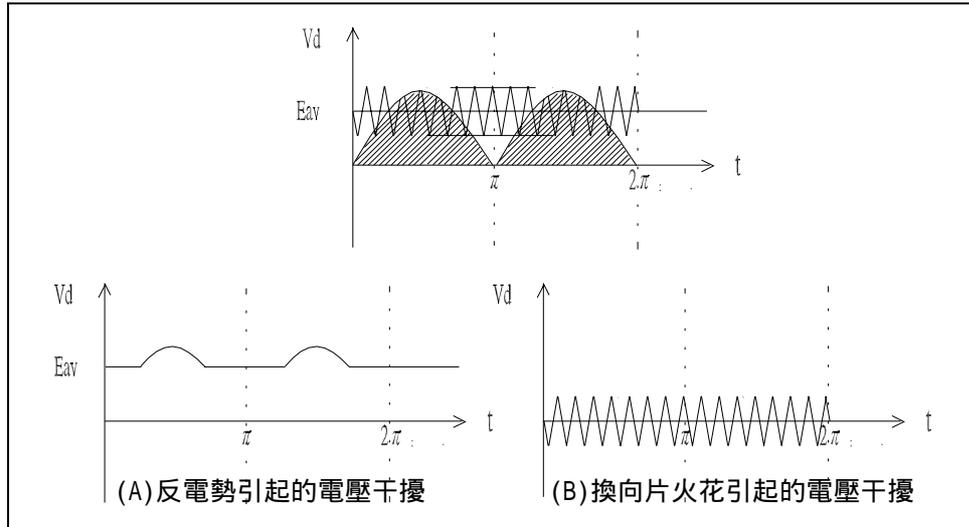
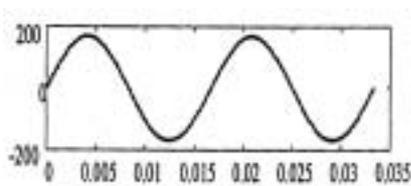


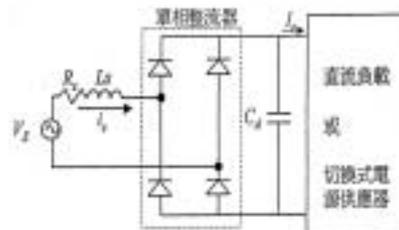
圖 11 直流馬達整流側波形分離(空轉)

### 3.2 反電勢現象產生中低頻差模雜訊

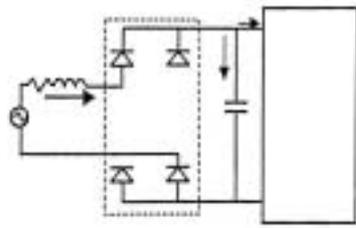
底下筆者要證明，圖 11(A)反電勢現象，確實是差模雜訊產生的主因，且嚴重頻寬往低頻集中。考慮圖 12 單相全波整流電路運作，當  $V_s$  正半週時，二極體  $D_1$  與  $D_4$  導通，交流側電流變化率可表示為式 3-1；當  $V_s$  負半週時，二極體  $D_2$  與  $D_3$  導通，交流側電流變化率可以表示為式 3-2，兩邊積分即可獲得交流側電流波形圖 13(A)，此波形頗似一週期性對稱奇函數方波，以傅利葉級數展開得式 3-3，可發現各雜訊大小隨頻率增大而漸減如式 3-4，上述過程，由於電流均是一去一回，完全符合差模雜訊定義，因此 3-3 式代表差模雜訊電流的成份。直流馬達驅動產品很少超過 10A，而一般電源線均採用 1.6mm PVC 線，事實已足夠，因此第 30MHz 之雜訊電流，代入式 3-4 可估計為  $I=10/(30000000/60)=20\ \mu\text{A}$ ，又 1.6mm 導線阻抗依 CNS679 規定為  $R=10.32$ ，因此該雜訊產生電壓干擾(諧波壓降)為  $V=IR=206\ \mu\text{V}=46\text{db}\ \mu\text{V}$ ，恰符合 CNS13783-1 管制頻帶 5MHz~30MHz 的限制值  $AV=50\text{db}$ ；若為第 10MHz 雜訊電流， $I=10/(10000000/60)=60\ \mu\text{A}$ ，該雜訊電壓干擾為  $V=IR=619\ \mu\text{V}=55.8\text{db}\ \mu\text{V}$ ，已超過 50db，由於式 3-4 顯示頻率遞減，對應雜訊電流越大，因此差模雜訊嚴重頻帶將分佈於 10MHz 以下的中低頻帶，並向低頻帶靠攏，這使得傳導性電磁干擾濾波器設計轉向差模濾波器設計，而不是大家原先以為的共模濾波器。



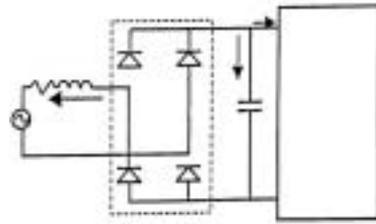
$V_s$  電源正弦波形



單相全波整流電路



(A) 1,4 號二極體導通

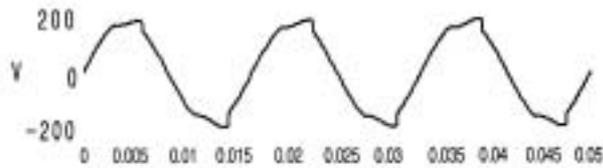


(B) 2,3 號二極體導通

圖 12 全波整流電路原理



(A) 交流測電流波形



(B) 交流測電壓波形被干擾畸變

圖 13 交流側電壓電流波形

$$\frac{d i_s}{d t} = \frac{1}{L_s} (V_s - V_d) \quad (3-1)$$

$$\frac{d i_s}{d t} = \frac{1}{L_s} (-V_s - V_d) \quad (3-2)$$

$$i_s(t) = I_1 \cos wt + I_3 \cos 3wt + I_5 \cos 5wt + \dots$$

$$= \sum_{n=1,3,5,7}^{n=n} I_n \cos nwt \quad (3-3)$$

雜訊電流大小可表示為

$$I_n = \frac{I_1}{n} \quad (3-4)$$

### 3.3 火花問題產生中高頻傳導性及輻射性共模雜訊

圖 11(B)是兩個碳刷的綜合火花波形，正是中高頻雜訊產生的原因，且嚴重頻寬往高頻集中，在前述圖 6 空轉及圖 8 額定加載運轉，均可輕易觀測到此波形，圖 6 約有五個尖銳漣波，圖 8 有兩個，將圖 6 尖銳漣波放大且等寬度延伸，則一週期內恰包含 16 個漣波數如圖 14，此數據與圖 1 馬達換向片數相同，現在考慮圖 15 電樞縱截面圖，當 aa' 換向片及其對應線圈逆轉一槽距時，bb' 換向片及其線圈會『剛好』接觸到碳刷，此時會發生類似開關投入的暫態現象，引發突波電流，又由於兩個碳刷同時產生火花，分別向 LN 側傳導，符合共模雜訊定義，而此種在直流側衍生的鋸齒狀波形，以傅利葉級數展開如式 3-5，雜訊成份分佈很廣，波幅卻相對圖 11(A)低很多，因此對 150KHz~ 30MHz 頻帶產生傳導性電壓干擾有限，主要還是集中在高頻的功率輻射干擾，尤其 30MHz 過後，將趨於嚴重。

$$i_d(t) = \sum_{n=1,2,3,4\dots}^n \frac{A_n}{n^2 \pi^2} \cos \frac{n\omega t}{4} \quad (3-5)$$

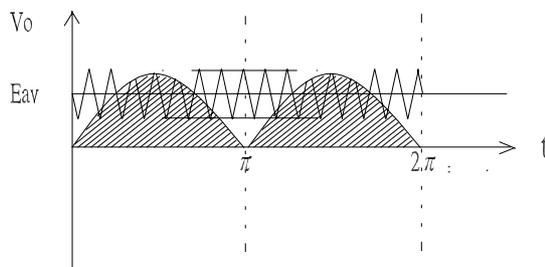


圖 14 換向期間碳刷間電壓波形

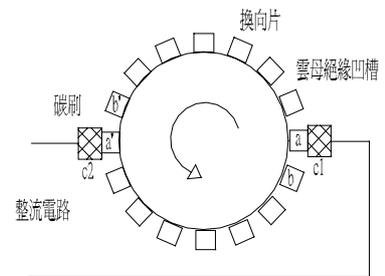


圖 15 電樞換向片縱截面圖

### 3.4 直流馬達空轉的傳導性與功率輻射干擾量測

圖 16 及圖 17 顯示圖 1 30W 直流馬達，在未加裝濾波器前量測情形，圖 18 及圖 19 則顯示量測到的共差模雜訊綜合頻譜。不論是電壓干擾或是輻射功率干擾，均漂在標準值上方，而且很嚴重。就 150KHz~30MHz 傳導性電壓干擾而言，10MHz 以下的中低頻帶，確實比 10MHz~30MHz 高出少許，應此證實了筆者在 2.2 節的推論。而 30MHz ~300MHz 的輻射功率干擾分佈很廣，甚至 300MHz 以上都很嚴重，因此直流馬達的電磁干擾，要適度的被抑制下來，真的不簡單，而抑制策略也將被分割成兩部份，其一是傳導性電壓干擾的共

差模濾波器設計，其二是功率輻射干擾的抑制對策，後者尤其困難與複雜，限於篇幅，筆者擇期再作報告。



圖 16 傳導電壓干擾量測

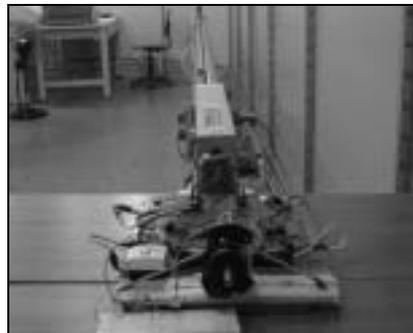


圖 17 輻射功率干擾量測

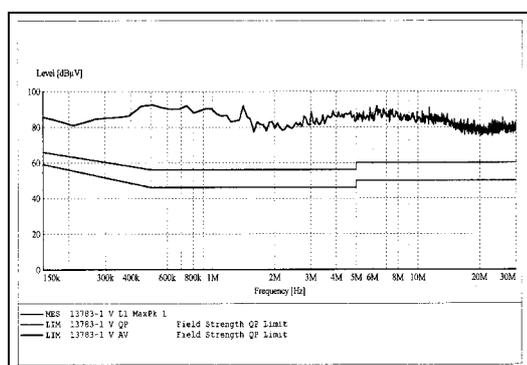


圖 18 150KHz~30MHz 傳導性干擾

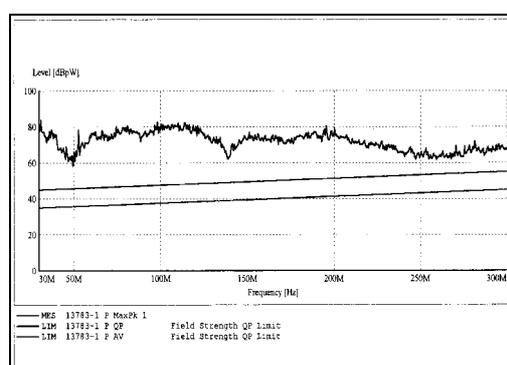


圖 19 30MHz~300MHz 輻射功率干擾

#### 四、直流馬達之傳導性電磁干擾濾波器實務設計

傳導性電磁干擾濾波器雖然有理論根據，卻艱深難懂，實務上可能無法購得此設計規格，本節利用第二節對直流馬達驅動產品的雜訊成份分析結果，依據中低頻差模濾波器與中高频共模濾波器的適用性，就現成元件規格與成本，擬出實務上的最佳設計準則，進行濾波器基板製作與組裝。其次分析投入後的抑制成效，以印證設計方法完全符合實務需求，尤其元件特性「Y 電容安規限制與 Y 電感共軛線圈」，特別強調，最後更解析傳導性電磁干擾濾波器對極低頻諧波及功率輻射干擾，是否有抑制效果。

##### 4.1 差模與共模濾波器的電路特性[5]

圖 20 所示的共差模濾波器，基本上各自為一階的低通濾波電路，若兩者同時出現，即屬二階濾波電路。一階濾波電路具有衰減「轉折頻率點」以後雜訊頻譜能力(圖 21)，且成負 40dB 斜率進行轉折，因此慎選濾波器的轉折點，攸關濾波器投入後的抑制成效。

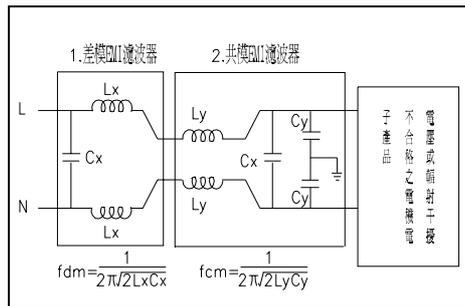


圖 20 共差模濾波器結構

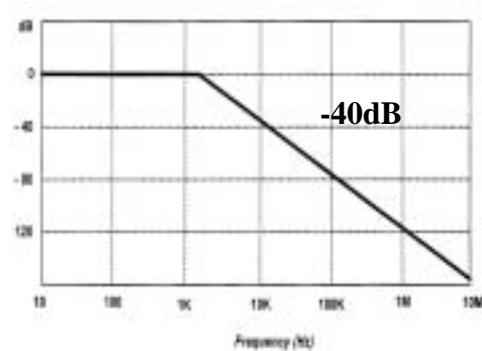


圖 21 一階濾波電路的雜訊衰減特性

#### 4.2 濾波器元件特性[6]~[9]

##### 差模濾波器 X 電容 (C<sub>dm</sub>)

差模雜訊頻率低，電流大，適合採用 X 電容來誘捕，市售規格為 0.1uF、0.15uF、0.22uF、0.33uF、0.47uF、0.68uF、1uF、2.2uF。X 電容因橫跨於電源兩導線間，線路若遭雷擊，本體極可能損壞，而造成線間短路，故一般採用金屬皮膜電容(Mental Film)，其安規必需強制認證，IEC380 甚至以 4KV 施壓，並限制 X 電容不得超過 0.5 uF。

##### 差模濾波器 X 電感 (L<sub>dm</sub>)

差模電感主要用來阻隔中低頻雜訊電流，因差模雜電流一般較大，容易造成電感鐵芯飽和，宜採用導磁率更低的鐵芯材質。其電感值一般為 uH ~ 數百 uH 級，常見有 15uH、22uH、33uH、47uH、50uH、55uH、70uH、100uH、120uH、150uH、200uH、330uH、560uH、830uH，且 LN 側各置放一顆。

##### 共模濾波器 Y 電容 (C<sub>cm</sub>)

共模雜訊頻率高，電流微小，適用耐壓高及體積小的 Y 電容直接接地，但 Y 電容一旦毀損，容易造成接地短路事故，危及使用安全，因此洩漏電流限制非常嚴格，基於安規要求，Y 電容最大不可超過 6000PF。市售規格常見為 100PF、150PF、220PF、330PF、470PF、680PF、1000PF、1500PF、2200PF、3300PF、4700PF、6800PF、10000PF，材質為陶瓷。

##### 共模濾波器 Y 電感 (L<sub>cm</sub>)

共模電感用來阻擋中高頻雜訊，其電感值通常比差模電感大很多，圖 22 顯示其繞法，由兩組繞法同向的線圈組成，當共模雜訊電流通過時，導入鐵芯的磁場會有加乘效果，故通過任一組線圈的磁通量，將增為兩倍，使每一繞組產生的電感值變成兩倍，但差模雜訊經過時，因進入方向不同，產生的差模磁場會互相抵消，故不具阻擋差模雜訊的能力，市場規格常見有 1.2mH、1.5mH、2mH、3mH、4mH、4.5mH、5.5mH、6mH、8mH、10mH、11.5mH。以上有關 XY 電容電感元件實體照片，詳圖 23。

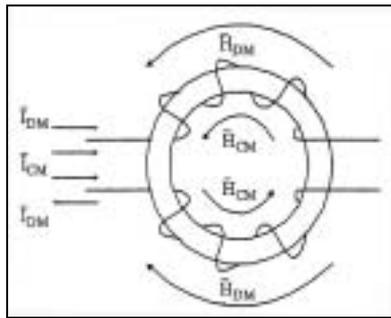


圖 22 共模電感纏繞方法

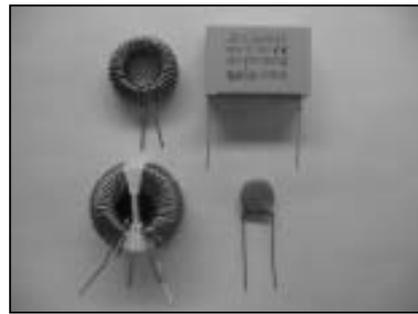


圖 23 XY 電容電感元件實體

### 共差模濾波器元件間的交互作用

要了解共差模濾波器元件間的交互作用，必需從圖 20 共差模濾波器二階電路的等效電路著手，並分別就共模雜訊及差模雜訊行走路徑，個別探討。等效電路的推導是一大串理論，很多論文重覆提出，基於實務考量，筆者不打算介紹，而是直接以圖 24~圖 25 及表 5，引用結論：只有差模 X 電容對共模雜訊無效，其餘元件彼此間，對於不隸屬自己的雜訊，多多少少有阻擋效果。

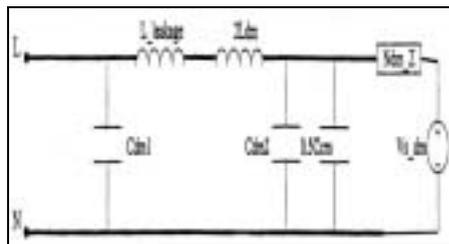


圖 24 差模雜訊行走等效電路

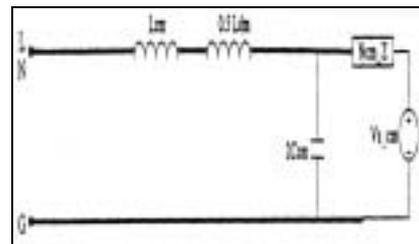


圖 25 共模雜訊行走等效電路

元件 \ 功能	對 CM 雜訊作用	對 DM 雜訊作用	元件範圍值
共模電感 $L_{cm}$	$L_{cm}$	$L_{leakage}$	數 mH~數十 mH
差模電感 $L_{dm}$	$L_{dm}/2$	$2L_{dm}$	數 $\mu$ H~數百 $\mu$ H
共模電容 $C_{cm}$	$2C_{cm}$	$C_{cm}/2$	330 pF~4700 pF
差模電容 $C_{dm}$	無作用	$C_{dm}$	0.015 $\mu$ F~1 $\mu$ F

表 5 共差模元件彼此間的抑制效果

### 4.3 設計準則

經由 3.1 節~3.3 節的推論與分析，我們幾乎可輕而易舉解決直流馬達的傳導性電磁干擾問題，底下為筆者提出的設計準則：

1. 150KHz~30MHz 的傳導性干擾抑制，可捨棄共模濾波器，改以設計差模濾波器為主，並裝置在交流側。
2. 電感選擇最便宜的 15uH 差模電感。
3. 轉折點應取在 150KHz 以下，才能圓滑的將電壓干擾曲線轉折。
4. 為與 15uH 電感搭配且轉折頻率接近 150KHz，電容規格強烈建議採用 0.047uf(134KHz)、0.056uf(123KHz)、0.068uf(112KHz)、0.082uf(102KHz)、0.1uf(92KHz)、0.15uf(75KHz)、0.22uf(62KHz)等七組，並採取逐一投入測試，再依抑制成效及電容成本決定使用那一套組合。
5. 整流側需加裝 Y 電容，以保護二極體。其理由為共模雜訊會透過二極體向外尋找接地點，而裝置 Y 電容除可洩放共模雜訊電流，有助於中高頻傳導性干擾頻譜的降低。
6. 綜合上述，建議以圖 26 模組來達成直流馬達傳導性干擾抑制。

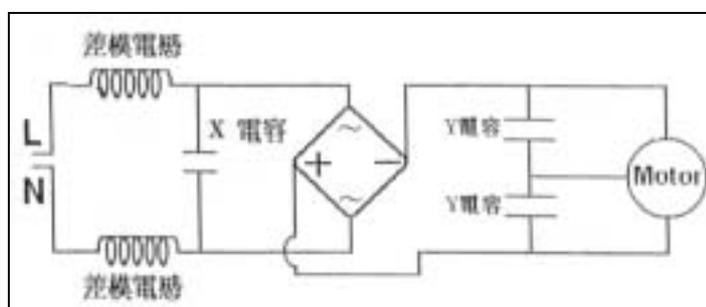


圖 26 直流馬達傳導性干擾抑制濾波器模組

#### 4.4 傳導性差模濾波器基板製作與抑制成效分析

##### 在交流側裝置差模濾波器，直流側未裝 Y 電容

續 3.4 節直流馬達空轉量測情形及 4.3 節設計準則，以圖 27 麵包板，進行各組濾波器投入測試，結果如表 6 所示。可發現七組濾波器均能有效的將直流馬達傳導性干擾抑制下來，使其符合 CNS13783-1 管制標準，成本以第六組及第七組最低 18.5 元，最高為第一組及第二組 22 元，但若考慮平均值 AV 要能壓制到管制值 50%以內，成本又不致太高，顯然第三組(0.15uH, 0.1uF)是不錯的選擇，圖 28(A)與圖 28(B)為投入前後頻譜比較，投入後，曲線已明顯降到標準值下方。

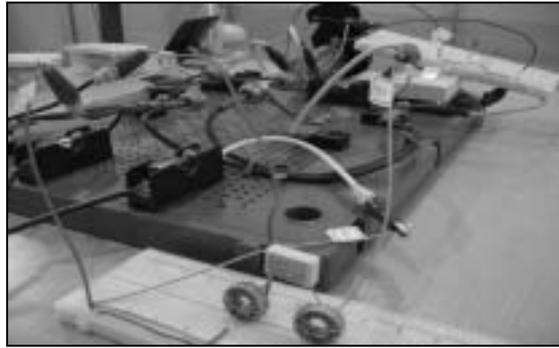
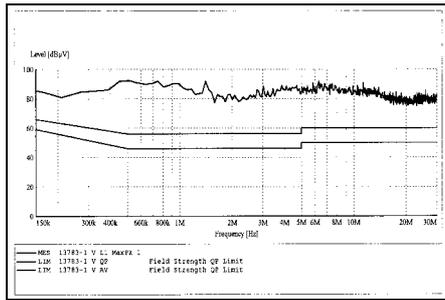


圖 27 以麵包板測試濾波器組合

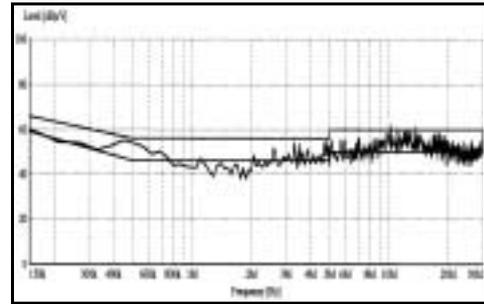
差模濾波器設計 / 掃描頻率點			150KHz		300KHz		400KHz		500KHz	
電感 (uH)	電容 (uF)	轉折點	QP	AV	QP	AV	QP	AV	QP	AV
無	無	無	73.6	50.2	73.2	50.6	79.4	56.2	84.5	60.5
(1)15(8元)	0.22(6元)	<b>62KHz</b>	45.3	25.2	37.7	18.6	39.8	19.4	40.7	20.5
(2)15(8元)	0.15(6元)	<b>75KHz</b>	49.8	28.6	41.8	22.9	43.2	23.8	43.9	24.1
(3)15(8元)	0.1(5元)	<b>92KHz</b>	52.9	32.5	46.8	25.3	47.5	26.3	48.7	27.3
(4)15(8元)	0.082(6元)	<b>102KHz</b>	54.3	33.5	47.3	26.6	48.8	27.6	49.1	27.8
(5)15(8元)	0.068(5元)	<b>112KHz</b>	56.9	35.6	48.6	27.8	50.5	29	52.2	29.6
(6)15(8元)	0.056(2.5元)	<b>123KHz</b>	59.4	37.8	50.1	28.9	52.5	30.8	55.2	32.2
(7)15(8元)	0.047(2.5元)	<b>134KHz</b>	62.3	39	51	31	53.2	31.4	55.9	32.6
CNS13783-1 傳導性干擾管制值 (dB) :			<b>66</b>	<b>59</b>	<b>60.2</b>	<b>51.5</b>	<b>57.8</b>	<b>48.4</b>	<b>56</b>	<b>46</b>

600KHz		1MHz		3MHz		5MHz		10MHz		20MHz	
QP	AV										
84.2	60.1	81.2	57.2	77.3	54.1	79.2	56	78.3	54.5	71.3	49.8
39.1	19.1	32.2	13.9	34.4	17.5	37.8	20.3	45.8	29.3	48.5	28.7
42.1	22.5	33.8	15.6	34.2	17.6	38.6	20.9	45.9	28.7	47.9	28.3
46.7	25.4	35.4	17.1	33.4	16.9	38.3	20.4	44.7	27.3	48	27.7
47.5	26.3	36.5	17.7	34.1	16.8	38.9	20.2	45.2	21.6	48.2	26.8
50.1	27.6	38.1	18.8	34.4	16.7	38.5	20.5	44.5	26.8	47.9	27.2
52.1	24.5	40.5	19.6	32.7	15.6	37.6	19.2	43.3	25.4	47.2	25.7
53.8	30.5	41.6	20.8	32.6	14.8	36.9	17.6	41.2	23.3	46.7	24.3
<b>56</b>	<b>46</b>	<b>56</b>	<b>46</b>	<b>56</b>	<b>46</b>	<b>56</b>	<b>46</b>	<b>60</b>	<b>50</b>	<b>60</b>	<b>50</b>

表 6 各組差模濾波器投入後的抑制情形



(A)改善前電壓干擾頻譜



(B)改善後電壓干擾頻譜

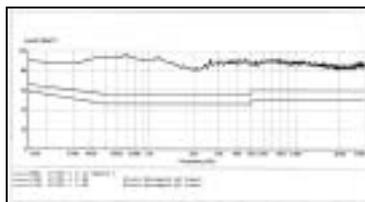
圖 28 L=0.15uH 及 C=0.1uF 組成的差模濾波對電壓干擾的抑制成效

### 交流側未裝置差模濾波器，直流側裝置 Y 電容

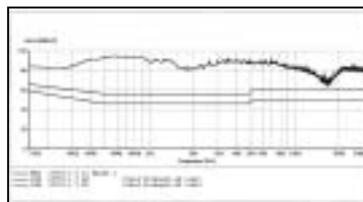
在整流側裝置共模 Y 電容，主要在保護二極體免受中高頻雜訊電流的衝擊而損壞。圖 29 顯示採用麵包板，對直流馬達空轉產生頻譜(詳圖 28(A))，進行投入 Y 電容測試，圖 30 顯示陷波能力為 3300PF > 330PF > 33PF，3300PF 陷波範圍主要集中在 1MHz~20MHz，最低點為 5MHz，因此 Y 電容對於位居中高頻帶的雜訊電流，確實具有誘捕能力；若採用 47PF、470PF、4700PF，其效果同 3300PF 系列，但差距不大，因為 3300PF 比 4700PF 價格便宜一元以上，因此建議採用 3300PF 來保護二極體，同時達成中高頻雜訊的降低。



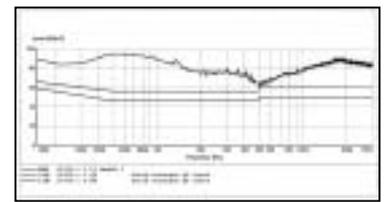
圖 29 置於整流側 Y 電容測試



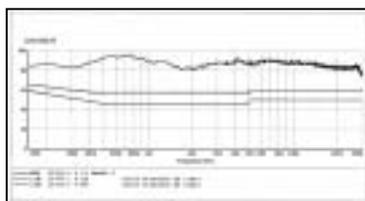
Y=33PF



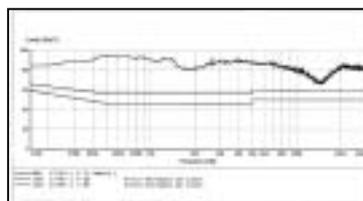
Y=330PF



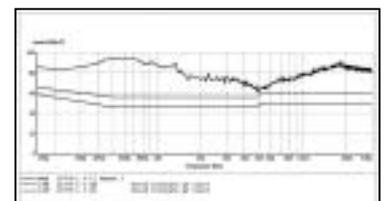
Y=3300PF



Y=47PF



Y=470PF



Y=4700PF

圖 30 3300PF 與 4700PF Y 電容對中高頻雜訊的抑制成效比較

### 交流側裝置差模濾波器，直流側加裝 Y 電容

綜合上述，只裝差模濾波器於交流側及只裝 Y 電容於整流側，我們可將差模濾波器及 Y 電容，各自焊到圖 31 基板上，並進行圖 32 投入測試，圖 33 則顯示對傳導性電壓干擾掃圖結果，幾乎是圖 28(B)與圖 30(Y= 3300PF)頻譜的合成。當直流馬達容量再提升時，只要選取同電感值，但電流額定較高之差模電感即可，其傳導性電磁干擾抑制，基本上沒什麼問題。

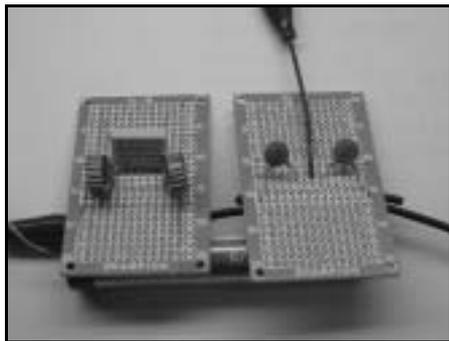


圖 31 濾波器基板製作

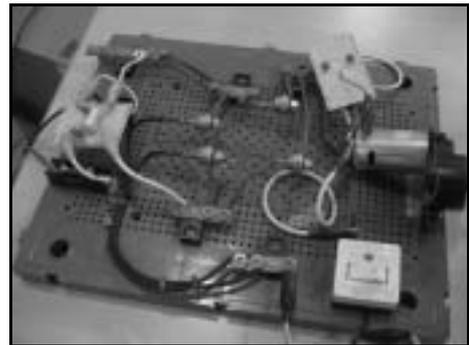


圖 32 投入後測試傳導干擾

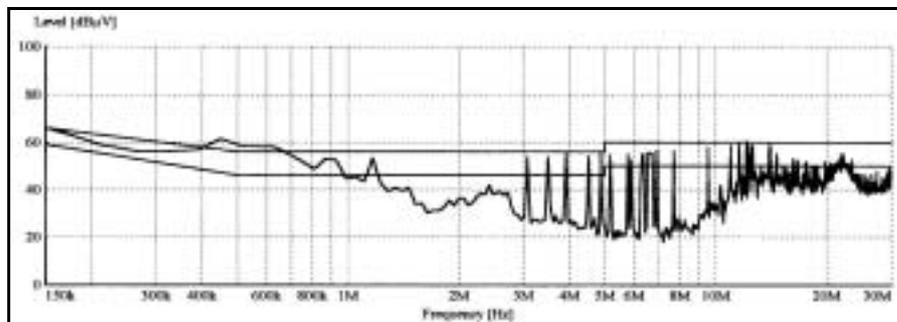


圖 33 差模濾波器(L=0.15uH,C=0.1uF) Y 電容 3300PF 投入後掃圖

## 五、模組對 30MHz~300MHz 功率輻射干擾的抑制成效<sup>[10]</sup>

不管是共模或差模濾波器，均是針對頻帶 150kHz~30MHz 傳導性電磁干擾設計而成，那麼對 CNS13783-1 規定頻帶介於 30MHz~300MHz 的輻射性功率干擾，有沒有效果呢？圖 34 顯示功率輻射測試，圖 35 模組投入前後功率輻射頻譜圖，結果是：「對換向片火花引起的功率輻射問題，無法抑制」，這是因為一般小家電的高頻輻射並不嚴重，裝置具抑制中高頻傳導性共模濾波器，就具有轉折部份 30MHz~300MHz 的功效，但直流馬達換向片火花太強，已不是傳導性電磁干擾濾波器能力所及，轉而需改採像磁環、磁珠、CHOKE 等高頻電抗元件來解決，此部份複雜度更高，筆者將擇期再作介紹。

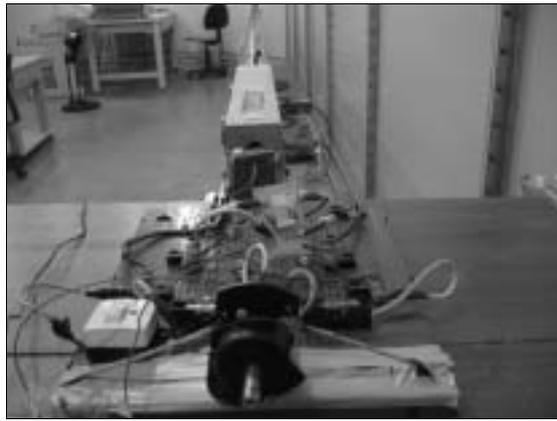
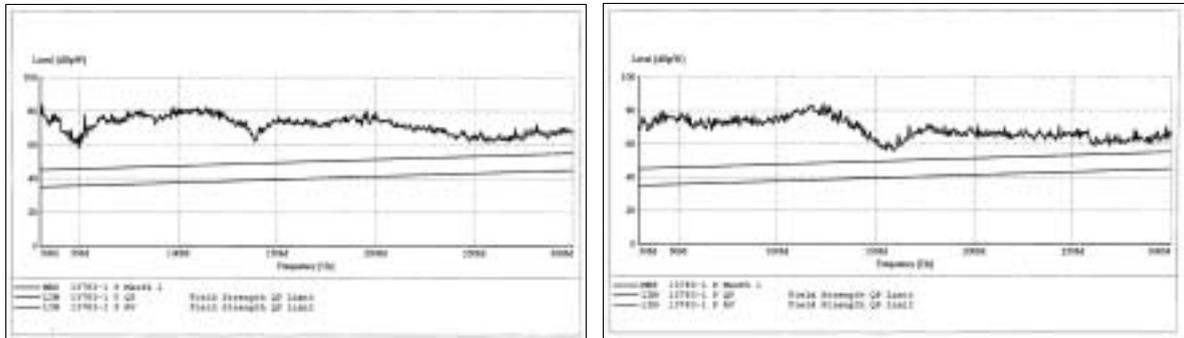


圖 34 作功率輻射測試



(A) 投入前

(B) 投入後

圖 35 模組投入前後對功率輻射干擾抑制成效比較

## 六、模組對 120Hz~3000Hz 極低頻諧波的抑制成效<sup>[11]</sup>

依 IEC1000-3-2 定義，極低頻雜訊是介於 120Hz~3000Hz 頻帶的雜訊電流，又稱諧波，電器含量若過大，會造成功因下降，能源損耗問題，其抑制方法為被動型功因改善濾波器及主動型濾波器，因此對於抑制中低頻的差模濾波器，對諧波電流有沒有效果呢？使用諧波分析儀進行量測(圖 36)，可發現投入前，諧波電流失真 220%(表 7)，投入後，諧波電流失真降為 62.5% (表 8:儀器只能量到小數 3 位)，證據顯示『是有點抑制效果』，主要是 X 電容將部份諧波推回直流馬達內部所致，但 60Hz 額定電流卻因 X 電容消耗，而增加 0.003 A；另 2 次諧波(120Hz)在差模濾波器投入前後均維持 0.003A，可推論 X 電容導回直流馬達的諧波電流，大部份屬高次諧波。



圖 36 諧波量測

* HARM *						
freq:60.1Hz						
N		N		N		VALUE
1	0.001	A11	0.000	A21	0.000	A31 0.000 A
2	0.003	A12	0.000	A22	0.000	A32 0.000 A
3	0.000	A13	0.000	A23	0.000	A33 0.000 A
4	0.000	A14	0.000	A24	0.000	A34 0.000 A
5	0.000	A15	0.000	A25	0.000	A35 0.000 A
6	0.000	A16	0.000	A26	0.000	A36 0.000 A
7	0.000	A17	0.000	A27	0.000	A37 0.000 A
8	0.000	A18	0.000	A28	0.000	A38 0.000 A
9	0.000	A19	0.000	A29	0.000	A39 0.000 A
10	0.000	A20	0.000	A30	0.000	A40 0.000 A
T-RMS		THD-F		THD-R		
0.003 A		220.00%		91.67%		

表 7 未加裝差模濾波器時

* HARM *						
freq:65.0Hz						
N		N		N		VALUE
1	0.004	A11	0.000	A21	0.000	A31 0.000 A
2	0.003	A12	0.000	A22	0.000	A32 0.000 A
3	0.000	A13	0.000	A23	0.000	A33 0.000 A
4	0.000	A14	0.000	A24	0.000	A34 0.000 A
5	0.000	A15	0.000	A25	0.000	A35 0.000 A
6	0.000	A16	0.000	A26	0.000	A36 0.000 A
7	0.000	A17	0.000	A27	0.000	A37 0.000 A
8	0.000	A18	0.000	A28	0.000	A38 0.000 A
9	0.000	A19	0.000	A29	0.000	A39 0.000 A
10	0.000	A20	0.000	A30	0.000	A40 0.000 A
T-RMS		THD-F		THD-R		
0.006 A		62.50%		50.00%		

表 8 加裝差模濾波器後

## 七、結論

直流馬達反電勢現象及電磁干擾問題，非常複雜與困難，一直以來，沒被拿出來討論，本文針對此問題作深入的剖析，從理論、量測、波形分析、數據統計、電腦分析、曲線圖評比、低頻、中頻、高頻雜訊分析、整流電路基板製作、電磁干擾濾波器製作，頻帶含蓋 120Hz~ 300MHz，其所獲得實驗成效，將可提供國內各實驗室、電力工程師、廠商及讀者一個重要的參考依據，主要貢獻如下：

1. 直流馬達吃直流電源，需前置全波整流電路，但整流側之電壓波形會因直流馬達運轉而產生一種週期性反電勢暫態現象，不但造成馬達端電壓上升，危及使用安全，電磁干擾更加嚴重，其原因卻很少人知道，本文對此現象特別解析量測，以建議如何選定直流馬達耐壓等級，達成維護消費者使用安全。
2. 直流馬達是嚴重干擾源，不加濾波器，幾乎無法通過 CNS13783-1 管制標準。但傳導性電磁干擾濾波器設計理論艱深難懂，實務上也面臨找不到設計規格的窘境。本文提出新的設計準則，藉由運轉波形分析，以數學技巧解出雜訊成份分佈頻寬，直接以市售最低成本電容電感，組合出具有轉折此嚴重頻帶的濾波器。

3. 傳導性電磁干擾濾波器 Y 電容元件，由於安規對洩漏電流的嚴格限制，其最大不可超過 6000PF，電磁干擾工程師應特別留意。
4. 傳導性電磁干擾濾波器是針對 150KHz~30MHz 中高頻雜訊設計出來的，對 120Hz~3000Hz 極低頻諧波有沒有抑制成效呢？沒有人作過實驗，本研究以諧波分析儀同時併入量測，一看就竟，新一代的電磁干擾濾波器更需兼顧諧波抑制，以降低其引起的功因偏低及能源浪費問題。
5. 傳導性電磁干擾濾波器是針對 150KHz~30MHz 中高頻雜訊設計出來的，對 30MHz~300MHz 高頻輻射電磁干擾有沒有抑制成效呢？實驗顯示無效，主因於火花產生的功率輻射太強，必需借助磁環、磁珠、choke 等高電抗元件來抑制。

## 參考文獻

1. 無線電雜誌社 著，"直流電源供應器的原理與設計"。
2. 許中平 著，"直流電動機控制電路設計"，全華書局。
3. 郭塗註 著，"電工機械"，大中國圖書公司。
4. 尊凡公司，"直流馬達特性技術資料"。
5. 李世興 著，"常見雜訊測試與對策"，全華書局。
6. 羅有綱、羅天賜 著，"電腦輔助電磁干擾雜訊量測與濾波器設計"，電力電子技術雙月刊，Jue, 2000。
7. 張嘉男 著，"具功因矯正單相切換式整流器之電磁干擾濾波器研究"，中華民國第 19 屆電力工程研討會，P734~P738。
8. 史富元 著，"切換式電源供應器之雜訊分析與 EMI 濾波器設計"，台大電機所博士論文，Jue，1995。
9. 朱益杉 著，"功因矯正電路之雜訊分析與 EMI 濾波器設計"，台大電機所碩士論文，Jue，1997。
10. 向性一 著，"濾除超高頻電磁干擾雜訊濾波器"，美磊科技研發部技術文章。
11. 林昆平 著，"An Advanced Computer Code For Single-Tuned Harmonic Filter Design", IEEE Transationon Industry Application, Vol.34, No.4, July/Aug 1998，pp.640-648。