

印刷電路板濾波器最佳佈線之研究

A Methodology of Filter for Optimal PCB in Layout Problem

Chaw-Chia Huang(黃朝嘉)

德霖技術學院

chawhuang@mail.dlit.edu.tw

Xi-Ming Chen(陳錫銘)

德霖技術學院

chensimn@ ee.dlit.edu.tw

摘要

印刷電路板(Printed Circuit Board, PCB)被應用在高速高頻訊號時，佈線之技巧扮演了重要的角色，尤其是網通 3G 通訊與數位訊號處理之應用更倍受重視。本文將以實務探討 PCB 設計有利於訊號的傳輸之處理方式，因此除了要討論 PCB 因阻抗匹配不良造成反射耗損的問題外，有關電源的品質與印刷電路板實務相關的設計如尺寸、元件之排列等皆為製造電子電路板值得注意的項目。為消除雜訊干擾電源供應成分所引起電路之誤動作，不同於以往的研究，本文以 PCB 實作來設計濾波器將高頻分量衰減達 35dB 以上，頻寬達 2.45GHz，另一項優點是濾波器可在 PCB 佈線時埋藏於多層電路板的電源層內，可以有效消除高頻通訊板上電源寄生的雜訊造成電磁波之潛在輻射能。本研究已針對多款手機之電磁場輻射進行量測，取得分佈及量化，以利最小尺寸手機元件排列的參考及 PCB 佈線之設計。本研究以 NOKIA 系列之電路進行模擬佈線，並且從統計的觀念找出 PCB 外觀尺寸的最佳值。

關鍵詞—印刷電路板，電磁場輻射，濾波器

一、緒論

印刷電路板製造之加工及測試與佈線有非常密切的關係，從通訊高頻以上電路佈線的角度來看，除了阻抗匹配外，電路板的尺寸與材質

各項參數都會影響元件抑制雜訊之能力，間接改變電路收發靈敏度及信號清晰度等，尤其在設計超高頻通訊板時佈線元件的排列，銅箔圖樣的規劃，將造成功率消耗及輻射能之擴散現象。印刷電路板電源銅軌的設計需依賴有經驗的佈線工程師才能作出最佳的設計[4]，銅箔走線的規格雖差異很大，但容易受 60Hz 或高頻雜訊干擾，尤其是高速的開關切換動作造成雜訊遍佈於低電源銅箔走線的嚴重性在通訊用印刷電路板上清晰可見。為了取得較佳的電氣特性，本計畫提出利用環形功率分配器加上微帶傳輸線[5,6]的耦合將射頻與電磁波的分量抑制，以減輕電源供應器遭受潛在的干擾，讓主被動元件可獲得低干擾雜訊的電源。藉由業界的多款手機量測通訊印刷電路板輻射量的分佈可以找出射頻電磁場與 PCB 佈線之相關特性。手機所產生的熱效應對人體健康的影響程度需要大量的樣本長期觀察才能有定論，通訊領域之 PCB 佈線技術困難度最高，但實務上最佳佈線[2]應可克服在 EMI /EMC 技術層次上所面臨的問題點，且高頻超高頻電路的測試規範(Guide Line)[3]也最嚴格，最佳佈線的內容應包括最小尺寸之印刷電路板，最少雜訊串音干擾與輻射等。

二、PCB 最佳佈線參數的分析

基本上分二部份：(1)試作一高頻振盪電路，利用通訊法的濾波器設計電源供應銅箔圖樣，以 Ensemble 模擬軟體調整銅箔導線寬 w ，銅箔面的厚度 t ，及印刷電路板材質的高度 h 等參數。

已知介電常數 ϵ_r 及有效介面常數銅箔面 ϵ_{reff} 為固定，找出最佳響應使中心頻率 2.45GHz，半功率的衰減值為 35dB 以上，且保持阻抗匹配為 50Ω 規格。(2) 以手機之 PCB 為例，著手量測通訊板電磁場及分析雜訊含量，採用 TESTDRIVE 之佈線軟體依統計方式找出設定最佳佈線參數的相關值。利用量測 PCB 板接收不同頻率電磁波下所獲得的表面反射係數可找出最佳的佈線層數，並藉由散數值了解內部結構特性，因為過去設計通訊用的 PCB 之厚度及參數都是根據經驗值，採用 S.Gutman[1] 反射係數值之最小值取得 PCB 佈線時之相關係數。假設 $D \subset R^2$ 其中 R 為圓半徑

$$D_m = \{X \in R^2 : r_{m-1} < |X| < r_m, m=1,2,3 \dots N\} \quad (1)$$

得 $R > r_N > \dots > r_0$ 且 $S_m = \{X \in R^2 : |X| = r_m\}$ 式中 r_m 為 D_m 區間的 PCB 反射係數， $m=1, 2, \dots, N$ ，不考慮時間因素，由電磁波的 Helmholtz 方程式 $\nabla^2 u + k_0^2 u = 0, |X| \leq r_N$ 可求解

$$u = u_i(x) + u_s(x) \quad (2)$$

假設 u 函數及 u 一次微分於 s 邊界為連續，

其中 $u_i(x) = e^{ik_0 \cdot x\alpha}$ 為射入波， α 為波面單位值， $u_s(x)$ 必為 Sommerfield 軸輻射值。首先利用反散射的觀念[1]，在 $k_0 > 0$ 計算 PCB 佈線應採用之的最佳層數 N ，並由各區間得反射係數 r_m ，但不考慮最小印刷電路板最佳元件之排列。 $k_0 > 0$ 係數包括 PCB 的質量密度，導電率等值，因為利用單一通訊頻率當輸入即使在假設已知反射係數無雜訊的情況下要

測量最佳的 PCB 層數或厚度有實質之困難，理由是無法獲取穩定的預估值且也不實際，因為手機通訊板所接收的頻率或散佈在空間的電磁波為多頻，所以在頻譜儀量測下以有限的波數 P 對應不同的 $k_0^{(p)}$ 所找到的 PCB 層數及厚度相關 RF 元件佈線位置及反射係數就更有意義，PCB 反射係數應用之實際技術在遠場可假設 $m=1$ 但如果考慮近場效應下幅射是以對稱向四面八方均量發散的，所以只要資料取自單向以垂直 PCB 90(正向)為量測軸就可以了。利用多層單聯連接法(MSLM)，可得理想 N 層數趨近於 3.45，因為手機通話與待機輻射均量有明顯差異，方程式

$$\omega^{(p)}(\theta) = u^{(p)}(x) \quad x \in S \quad (3)$$

其中 $p=1,2,3 \dots p$ 為頻率數且量測值

$$\|\omega\|_2^2 = \left(\sum_{j=1}^L \omega^2(\theta_j) \right) \quad (4)$$

其中 $\theta_1, \theta_2 \dots \theta_j$ 為角度。PCB 電路設計除了考慮信號之流暢外，必需避免產生高頻振盪，更要抑制電磁波雜訊之干擾。本文採用 NOKIA6150 之近似電路來找最佳佈線之相關參數，在銅箔線寬 $w=10\mu m$ 與標準孔徑規格下，除了尺寸針對貫孔數及完成百分比如表[一]所示，總鼠線是 797 條，可看出板框越大及 w 加寬完成率隨即提昇其貫孔數也越高，目前通訊板手機朝精緻短小考量輻射量也可以降低。高頻線路產生雜訊對 SMD 高速元件造成之干擾尤其明顯，因手機上晶片有脈衝的振盪器電路時序會受到高阻抗的影響，而產生振盪並與邏輯信號混合使電路發生誤動作或不穩定，所以首先要克服電路因提高阻抗形成低電流致使雜散電容降低引起

雜訊大增，電源雜訊如圖[1]所示，電源濾波器的設計可處理因高頻線路所產生雜訊之干擾現象，尤其是 2GHz 以上頻道更顯著，對小電流低電壓電子電路 PCB 佈線應區分為低頻與高頻區，1GHz 以上高頻時脈使電路產生之脈衝及互感與寄生電容之延遲效應可由阻抗克服，因為高頻波形會衰減形成失真或干擾，必要時得附加終端器，手機之電源多數採充電式，電源之變動與雜訊的干擾量應呈現反比的效應，同時 PCB 阻抗之大小與銅箔的寬度及容許電容量有關，已知

$$R = 0.00017 / wt (\Omega / cm) \quad (5)$$

式中 R 是 PCB 銅箔的直流阻抗，t 為 PCB 銅箔厚度 (mm)，w 為銅的寬度，平均電流 SCR (Specific Current Rate)，如(6)所示：

$$SCR = d \left(\frac{1}{N} \sum I^2 \right)^{\frac{1}{2}} / dt \quad (6)$$

式中 N 表示 t 秒內的變動次數，電源接線的互感效應因高頻而使阻抗上升，所以 PCB 之銅箔線愈細愈好，但互感為一定存在的特性則不容忽視。通訊板一般取用 35 μm，除其高密度製作外散熱改善可採用高散熱形 PCB，樹脂性材質散熱差，但可以採用打孔來改善或使用金屬型使熱膨脹係數穩定。

三、高頻多層 PCB 之佈線技巧

高頻線路產生雜訊對電路造成之干擾尤其是 SMD，如手機上晶片有脈衝的振盪器電路時，因為時序會受到高阻抗 Z 的影響，而造成振盪與邏輯信號混合使電路誤動作或不穩定，所以應首要克服電路因提高阻抗形成低電流致使雜散電容降低引起雜訊大增的結果，功率濾波器的設計可處理因應高頻線路所產生雜訊之

干擾現象，尤其是 2GHz 以上的手機頻道更顯著，因為除了上述問題外，直流通訊產品本身，電源供應的雜訊也是造成收發話品質不良的原因之一。如果對小電流低電壓電子電路 PCB 信號頻率範圍再深入探討，發現不同的工作頻率要用在不同的之 PCB 材質，如佈線在同一 PCB 上應可區分為低頻區到高頻區，從 100 kHz 起到 1GHz 以上，高頻時脈使電路產生脈衝及互感，克服信號元件間出現寄生電容及延遲效應唯有從阻抗思考，必要時得附加終端器，因為波形高頻會形成失真或干擾，也可以改用吸收電容器當降波器來修正，所以高頻振盪產生器回路的阻抗端，與面板之絕緣，材質厚度均不可忽視。手機之電源乃採充電式為多數，不管是否有備用電池，在使用數時或數日後，電源之提前會有變動(下降)，與雜訊的干擾量呈現反比的數應，所以在 PCB 基板上之電源輸入端附近應附加 EMI 消磁裝置及直流濾波器，其次手機的線路涵蓋類比及數位混合電路，出現兩種信號在 PCB 基板上，元件在佈線時，採相互遠平行或隔離，但無可避免佈線時有接近且平行之狀況，則更大的支線雜訊一定產生。因此考慮從電源端來抑制 EMI 及雜訊應可減低線路不正常的信號出現，電源電流之供應品質與佈線 PCB 之銅箔規格有關，阻抗大小銅箔的寬度與容許電容量有關：

$$R = \frac{0.00017}{wt} \left(\frac{\Omega}{cm} \right) \quad (7)$$

式中 R 是 PCB 銅箔的直流阻抗，t 為 PCB 銅箔厚度 (mm)，銅的阻抗為 1.7，平均電流 SCR：Specific Current Rate，N 為 t 秒內的變動次數。傳統之方法是當 PCB 外框的尺寸及構造決定後就立即進行佈線之操作，電源接線的互感效應因高頻而使阻抗上升，所以將 PCB 上銅箔線愈細愈好，但 Lp 互感為一定存在的特性則不容忽視，Lc 是 IC 電源腳位與銅箔線

$$SCR = \frac{d \left(\frac{1}{N} \sum_1^N I^2 \right)^{1/2}}{dt} \quad \text{A/秒} \quad (8)$$

間所產生雜散電容。PCB 基本構造銅箔厚度以 $35 \mu\text{m}$ 為基準其它有 $18 \mu\text{m}$ 或 $70 \mu\text{m}$ ，超過 $70 \mu\text{m}$ 為高電流適用，故本計畫採用通訊常用 $35 \mu\text{m}$ 之規格，高密度通訊板製作要求有(1)元件密度高:採用多層板，電流部份擺在中間，採微條線，(2)高頻信號傳輸:低導電率基板材質以降低銅箔阻抗，銅箔線縮短作阻抗匹配，又訊號傳送速度與導電平方成反比，(3)高頻信號處理:使用低導電率基板材質設計銅軌之外形及切面精度提高，(4)散熱改善:採用高散熱形 PCB，樹脂性材質散熱差，但可以採用打孔來改善，或使用金屬型 PCB，(5)高可靠度:使 PCB 之熱膨脹係數穩定。

3.1 高頻多層板最佳佈線參數的統計分析

高頻 PCB 之訊號之輸出阻抗一般以 $50 \pm 5 \Omega$ 來作匹配，為了使訊號能順利傳輸必需設計使主動元件的輸出阻抗，銅箔線路之特性阻抗與被動元件的輸入阻抗三者互相匹配[4]，阻抗匹配的目的是要避免信號能量在傳送過程中發生反射，折返延遲或衰減而產生雜訊或失真，除了 PCB 的介質，壓合因數，電氣特性等常數的需求外，佈線中訊號層，接地層所構成系統的組裝也是要求的重點。在高頻 RF 電路中銅箔走線已具傳輸線的特性，阻抗上的壓降並不等於傳統負載電流的設計，尤其在通訊系統，手機 PCB 的佈線設計可傳輸數百 MHz 到 GHz 以上的訊號線，因此本研究根據 IPC-D-275 之規範用雙層做條線結構，介質常數愈低則雜訊電容愈低，特性阻抗會愈高，傳播速度愈快則電路延遲愈小，但動作愈難，介面層面 h 愈大阻抗也愈大，砷化鎂元件之特性在不同的佈線長度下，凡訊號線愈長，延遲時間愈長，故最

低的佈線法可由縮短 PCB 面積，使加速的元件緊密，舉例來說 1 GHz 之輸出頻率，用聚亞胺材質在 $\epsilon_r=4.0$ 時，其傳輸速度僅達 670MHz，因此 RF 高速零件應儘量靠近輸出線及輸入端，同時為了避免串音，則須減少介質層的長度，此法雖然使電場電力線導入接地層，熱的問題可獲得改善，佈線的密度也可提升，但阻抗隨即降低，所以取捨之下只能將 PCB 佈線圖樣銅貴寬度變細，這是整個特性阻抗最常用的手法，一般裸露銅孰如表面上加鋪錫的材料，則阻抗值會降低約 $1 \sim 20 \Omega$ 左右，以 50Ω 到 100Ω 的阻抗範圍，銅軌寬度等參數為表[二]所示。

肆、試片特性分析

測試試片 (Coupon) 的大小隨板子的尺寸可調整，但是在 PCB 線路相同的傳輸架構的特性並未改變，本計畫使用的試片的大小約為 $50 \times 3 \text{mm}$ ，測試試片的設計需在與 PCB 有相同之阻抗傳輸線、相同的寬度及相同的傳輸層，其 D-code 在試片上要與主要的 PCB 相同時間完成，PCB 所有的參考層是可以互相導通，但僅在試片上，則能確保測試的結果是有效的。本計畫使用的 COUPON 剖面分解為圖[2]所示，阻抗測試響應曲線如圖[3]，這是按 IEC 規範選用 IEC326-3 規格來設計的，實驗上的阻抗值的設計一般介於 $40 \sim 120 \Omega$ 之間，阻抗愈高愈難控制，愈窄的銅軌受蝕刻影響愈大，其實作參數得：

$$Z \propto \frac{1}{w} \propto \frac{1}{t} \propto h \propto \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (9)$$

上式中 ϵ_r 介電傳輸導率，本計畫選用 FR-4， $\epsilon_r=4.6$ 藉由比較測量值與計算值，我們可看出過程上與理論上之差異性，其間要變動多次的 w 或 h 值才能獲得真正的設計阻抗的測量是用

TDR 來測量，根據法規 IPC-D-317A，設定各項參數及選擇設備，實際上手機 PCB 上常見 SMD 去驅動二條有相同振幅但有相反極性的信號出現在銅箔上，在密集的設計下，任二條銅箔的間隔一定非常靠近，因此 RF 信號會透過電磁耦合而互相影響，導致降低差動傳輸的阻抗值，本計畫的單端 Coupon 阻抗為 $60\Omega \pm 6\Omega$ ，其差動阻數值為 $100 \pm 10\Omega$ ，邊緣耦合阻抗值計算公式為：

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98h}{0.8w+t}\right) \quad (10)$$

其中 $\epsilon_r = 4.7$ ，兩個銅箔走線從微條線長度其範圍由數 mm 到數 cm，且又不太接近，將使 C_m 及 L_m 值變大， C_m 大小為

$$C_m = \frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1}(D/d)} \quad (11)$$

其中 D 為兩線間距離， d 為兩線各自之銅箔線徑，根據經驗值，導體實度 1mm 間隙之靜電容量約 4pF/1cm，間隙 8mm 則靜電容量縮小為 2pF/1cm，至於 2 線間的互感，如下所示

$$L_m = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{R} - 1 \right) (H) \quad (12)$$

式中 $\mu_0 = 4\pi/10^7 H/W$ ，即空中的導磁係， R 為兩銅箔走線間的幾何平均距離 l ，銅箔 R 計算公式

$$R = \frac{1}{2a} \int_0^a \int_0^{b+a} \ln(X_1 - X_2) dx_1 dx_2 \quad (13)$$

式中 $(a \gg b)$ ，根據經驗值，如果要保持 $L_m \leq 0.05\mu H$ ，線路寬度 1mm 則 $L \leq 20cm$ ，0.5mm 則 $L \leq 14cm$ ，0.2mm 則 $L \leq 10cm$ ，所以在實務上 PCB 的尺寸愈小即可減少 L_m ，至於 L_{eff} 也

可以相對降低， L_{eff} 與 L_m 的關係式為

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{a+b} + \frac{1}{2} \right) \quad (14)$$

式中 a 表示導體的寬度(單位:m)， b 表示導體的厚度(單位:m)，利用式(12)及(14)可得

$$L_{eff} = L - L_m \quad (15)$$

得知導體的厚度為： $b = \text{銅箔厚} + \text{銅鍍層厚} + \text{鍍錫厚}$ 。

4.1 微帶線環形耦合器

環型差模耦合器(Hybrid_Ring Difference Mode Coupler, HDMC)之兩者輸出埠(PORT1 及 PORT4)的相差 180 度，微帶線實際製作時線寬的限制使輸出耦合量僅數 dB，環形耦合器之反相輸出結構等於輸出功率，其結構具有一對稱面 c ，對稱性結構之散射矩陣為：

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{22} & S_{41} & S_{42} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{42} & S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (16)$$

矩陣中可用奇偶波模參數求決定 S_{ij} 值，如果 1w 的功率由埠 2 輸入，埠 1 輸出工率必為 y_1^2 ，第 4 埠的輸出功率為 y_2^2 ，兩相位如上所示差 180 度，第 3 埠為隔離埠為 0 而功率的耦合量

$$C = y_2^2, r = \frac{1}{y_2^2} - 1 \quad (17)$$

其中 $C = \frac{1}{r+1}$ ， r 稱為輸出功率分配比，上式滿足匹配條件

$$y_1^2 + y_2^2 = 1 \quad (18)$$

其中 $y_1 = \frac{Z_0}{Z_1}, y_2 = \frac{Z_0}{Z_2}$ 式滿足匹配條件(18)， Z_1 及

Z_2 為設計值使各埠的輸入阻抗匹配且

$S_{11} = S_{22} = 0$ ，如果手機之中心頻率為 f_0 ，耦合量 $-35dB$ ，則化簡 S 為

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -jy_1 & -jy_2 & 0 \\ -jy_1 & 0 & 0 & jy_2 \\ -jy_2 & 0 & 0 & -jy_1 \\ 0 & jy_2 & -jy_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

可得 $Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{1-c_2}}$ ， $Z_2 = \frac{Z_0}{C}$

利用合成公式 [15]，[17]可預估 $\frac{w}{h} < 1.3$

4.2 平行微帶耦合器

本電路利用平行微帶耦合雜訊的信號功率達到抑制干擾的目的，使電源之雜訊降到最低，高頻 RF 的電磁波能量沿著第一微帶傳輸到傳輸埠，再藉邊際耦合傳達到耦合埠及隔離埠，這些方向耦合的特性為：耦合量 C 如式(20)所示。

$$C = -20\log|S_{31}|dB \quad (20)$$

隔離量

$$I = -20\log|S_{41}|dB \quad (21)$$

方向性

$$D = -20\log\left|\frac{S_{41}}{S_{31}}\right| \quad (22)$$

利用平行耦合結構耦合量可達-10到-30dB。本計畫之耦合量可調整到-35dB，類似的結構中藍吉耦合器(Lange Coupler)法，要4根跳線，包括利諾要3根跳線，w&l結構只要2根跳線，本計畫所設計之PCB電源濾波器如圖[4a]，[4b]所示，不必跳線且無K1、K2兩條微帶傳輸線之間隙不連續的幾何結構，僅考慮其電容性之等效電路， C_f 表邊緣電磁場的等效邊際電路效應， C_g 表間隙電容效應，經驗值如

$$C_f = (0.012 + 0.0039 \epsilon_r)w \quad (23)$$

w 為間隙，此間隙遠比其貫孔實際孔徑 d 大很多，耦合電容 C 愈大，則由兩個相位差180度

之信號在回饋到功率分配器上剛好可以抵消掉所有的電磁幅射雜訊，則提供所有PCB上之SMD的電源在經過電源濾波器後就不會有干擾的現象。

4.3 單節多平行微帶線耦合器之設計

本設計電路主要之電源濾波器選用微帶耦合器來處理經分配器的輸出功率，且要達到-35dB的總耦合量，因為平行線多達六條，每條微帶線之寬度 w ，間距 s ，要經過公式計算求出初始位置，經 Harmonica 與 Ensemble 軟體調整，以計算公式的求解過程分5步驟：(1)求解奇波阻抗及偶波阻抗，(2)決定微帶線之線寬 W ，(3)計算 h 及 s ，(4)計算微帶線長 l ，(5)重覆上述之(1)到(4)步驟不斷調整 l 作為初始值，再進行最佳化的調整，目的是找出符合中心頻率及響應，模擬結果如圖[5a]，[5b]所示。

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-c}{1+c}}$$

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} \quad (24)$$

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} \quad (25)$$

式中 $c = 10^{-|35/20|}$

伍、高頻電磁波效應的探討

輻射體之生成從通訊裝置來看應由基地台發射接收器模組與通話器機子之品質二者決

定，其干擾程度則與雜訊感受體雜訊產生裝置特性有關及兩者間之媒介間的距離來決定，近場又稱感受場，遠場即為輻射場則取決於其間的傳送媒體，無論近遠場其衰減與距離的倒數成反比，PCB 上一小段的銅箔走線對周遭元件受體產生的電性感應場為：

$$E_{\theta} = \frac{I\ell\beta^3}{4\pi\omega E_0} \left(\frac{-1}{j\beta r} + \frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right) \sin\theta \quad (26)$$

$$E_r = \frac{I\ell\beta^3}{2\pi\omega E_0} \left(\frac{1}{j\beta r} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right) \cos\theta \quad (27)$$

$$H_0 = \frac{I\ell\beta^2}{4\pi} \left(\frac{-1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} \right) \sin\theta \quad (28)$$

真空介電係數 $E_0 = \left(\frac{1}{36\pi} \right) \times 10^9$ 法拉/米
F/m)， $\beta = z\pi/\lambda$ 為常數， E_{θ}, E_r 單位為 V
/m.， H_0 單位為 A/m。

5.1 磁性感應場

因為近場的電波磁波而言比值不一個常數，故就反射量觀察，近場的電波比平面波的反射量大，磁波就比較小，若入射波之能量與人體表面距離小於 $\lambda/2\pi$ ，則電場所產生的電磁波阻抗為

$$Z_w = 1/2\pi f \epsilon r \Omega \quad (29)$$

於式(30)之前提下，應可得

$$Re = 20 \log \frac{1}{8\pi f \phi_r} |Z_s| \text{ dB} \quad (30)$$

Re 是電場的反射損失，r 愈大 Re 就降低，反之如果磁場在近場中電磁波的阻抗為

$$|Z_w|_m = 2\pi f \mu r \Omega \quad (31)$$

於式(32)之前提下，反射量為

$$Rm = 20 \log \frac{2\pi f \mu r}{4|Z_s|} \text{ dB} \quad (32)$$

因近場電磁波能量之反射很小，大部份的能量進入媒體物質要再加上多次反射，手機在收發過程應遠離媒體介質，無論從反射量或吸收量的角度都得到驗證，若手機 PCB 上銅箔封閉環路中，電流為 I 存在於則其磁偶與感受體元件媒體間，若雜訊波長較此封閉環路之直徑大，其磁性感應場公式為：

$$H_{\theta} = \frac{IA\beta^2}{4\pi} \left(\frac{-1}{\beta r} + \frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right) \sin\theta \quad (33)$$

$$H_r = \frac{IA\beta^3}{2\pi} \left(\frac{-1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^2} \right) \cos\theta \quad (34)$$

$$E_{\phi} = \frac{2A\beta^4}{4\pi\omega\epsilon_0} \left(\frac{-1}{\beta r} + \frac{-1}{j(\beta r)^2} \right) \sin\theta \quad (37)$$

當電磁波經過任何物質有二類型的損失，一反射損失一為吸收損失

$$\Delta E = A + R + B \text{ dB} \quad (38)$$

式中，A 為收斂損失，R 為反射損失，B 為修正值，細分電場值為

$$Se = 20 \log \frac{E_0}{E_1} \text{ dB} \quad (39)$$

$$\text{磁場值為 } S_h = 20 \log \frac{H_0}{H_1} \text{ dB} \quad (40)$$

E_0, H_0 為電磁能量經屏蔽前大小， E_1, H_1 為電磁能量經屏蔽後之大小，對多數的媒介物質，包括人體肌膚等，阻抗與頻率成正比，因此磁場能量反射損失小，但是被吸收之能量就很大，就人體或介質而言其阻抗為：

$$Z_{media} = \sqrt{jw\mu / (\partial + jw\epsilon)} \quad (41)$$

式中 μ 為導磁係數， ∂ 為導電係數， ϵ 為介電常數，電磁波吸收量為與 t/δ 有關係，該曲線適用於平面波， t 表示電磁波進入肌膚的深度， δ 表示肌膚的總厚度，在電磁波被吸收達衰減達原來值 37% 時的深度就是肌膚的厚度 δ ：

$$\delta = 2.6 / \sqrt{f\mu_r\partial_r} \quad (42)$$

式中 ∂_r 為相對導電性係數，在手機產生的電磁波通過媒介，由感應電流所產生的熱能透過接觸由人體吸收，其微波效應衰減量為：

$$E(H) = E_0(H_0)e^{-t/\delta} \quad (43)$$

$$A = 3.34t\sqrt{f\mu_r\partial_r} \text{ dB} \quad (44)$$

肌膚厚度的吸收 dB 總量為 A dB，如手機持有者為肥胖者，則其吸收量愈多如圖 [6]，換言之，手機發射電磁波的衰減量增加愈肥胖者屏蔽效果愈佳。且適用於遠場論，因為平面波的反射量與頻率成反比，由人體肌膚表面上的反射量可決定阻抗的特性，因人體為非絕緣體，假設周遭的大氣 Z_1 為絕緣體且 $Z_1 \gg Z_2$ ，則得反射為

$$E_r = E_0 4Z_1Z_2 / (Z_1 + Z_2)^2 \quad (45)$$

$$H_t = H_0 4Z_1Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (46)$$

式中

$$R = 20 \log \frac{|Z_w|}{4|Z_s|} \text{ dB} \quad (47)$$

Z_w 為電磁波阻抗， Z_s 為人體阻抗或屏蔽阻抗物，若 $Z_w=377$ 歐姆

$$R = 168 - 10 \log \left(\frac{\mu_r f}{\partial_r} \right) \text{ dB} \quad (48)$$

其中 f 為 RF 頻率由上得知， Z_s 愈小反射能量愈大，如果介質符合高導電係數，低導磁數，那麼反射值愈大，屏蔽損失就小，換成隔離差之銅材，就會比銅材有較多的吸收量，因銅材反射係數比較差，則屏蔽阻抗隨頻率增加而提高，以人體為例，若人體肌膚愈來愈厚，其屏蔽阻抗隨著頻率增加而減少。

5.2 EMI 效應

配置 RF 線路的印刷電路基板銅箔及接地 (GND) 在高頻下應考慮等效電阻成份，雜訊是手機之一種電訊信號，手機雜訊產生來源，其影響如下：(1) 直流電源電壓降低，產生誤動作容易干擾 (2) 原件輻射 EMI 成份竄入信號線內，正電源及 GND 進入中低頻元件 (3) 銅箔走線及高頻元件 L、C 交流成份形成平行，由磁力線感應產生 EMI 電壓，利用測試針對 NOKIA6150 電池端測得開機信號接通時與未接通時之外部竄入數位電路板雜訊，雜訊彼此間發生的原因不同，且彼此非同步，途中可看出，在手機之數位轉換音頻電路中產生極高的雜音，手機線路存在鬚狀脈波雜訊，雖然雜訊不大，但足以供測試數位電路之誤動作。通常對於雜訊都是採用旁路電路來清除“明顯雜訊聚集點”，尤其在主機板可看到各式的濾波器，但是針對手機元件高密度超高頻率，及高輻射量之特性就無法在以主動元件來面對，例如：由銅箔佈線所形成的靜電容會有雜訊竄入，電源銅箔線竄入 SMT 元件由排線或電纜形成等效電壓器，感應雜訊竄入，容易形成高階諧波電流雜訊，雖然經驗告訴我們不要在充斥數位雜訊的環境中作 A/D 轉換，但只要提高數位準位，可解決瞬間雜訊干擾，值得注意的是：湧浪雜訊在手機 PCB 上的狀況，建議

可以使用電源濾波器取代湧浪脈波吸收器即變阻器 EMI 濾波器，電源濾波器等效電路其獨特的零件內部無電容或電感存在，而呈現帶狀導電銅箔之結構，目的是取得較高的雜訊衰減特性，如果竄入信號銅箔或 IC 之雜訊的頻率與 IC 實際操作之頻率相差太多，則對雜訊的處理就比較簡單，可是在通訊用電路板上信號的頻寬且非唯一，如寬雙頻手機，除信號的頻寬外雜訊之頻寬也不容忽視，兩者疊在一起，即使被動元件也無法將二者區分，如果不會對外輻射電磁波雜訊就不容易遭受外來電磁波雜訊的干擾。外部竄入 PCB 基板上高度開關切換動作下，RF 電路的狀態在本質上是很容易產生輻射雜訊的，所以 PCB 基板上銅箔線路多層數基板間或連接器連接之電纜線均可形成天線，而輻射在 PCB 空中的電磁波對人體也將造成影響。本計畫將針對寬帶的雜訊設計，建議以電源濾波器(PF: Power Filter)以改善電源的品質，由於頻率的關係地線應盡量縮短，否則會增加阻抗同時也產生輻射雜訊，PCB 上的地有時會形成具天線的作用：1. PCB 上信號電壓的基準，2. PCB 上信號電流的返回路程，3. PCB 上雜訊的排出路徑，4. PCB 可屏蔽電磁輻射。在通訊板上最佳佈線之排列圖樣有：1. 將電源與地線交錯連接，構成梳狀銅箔電路，則可讓形成輻射電磁波天線的 PCB 銅箔被切割成小段的梳齒形狀，則輻射能量較強的雜訊被趕到短波長的方向，因此 200MHz 以下的數位信號的電磁輻射可以降低。2. 兩條平行銅箔走線間形成等效電路，可依賴作雜訊之旁路效果，但對 RF 雜訊之 EMI 消弭作用有限。3. “目”字型的 PCB 佈線結構，針對射頻 200M~800MHz 可能自梳齒狀銅箔尖端走線之基板輻射出來的電磁輻射所造成現象可以減低 4. 打雷閃電時產生的電氣衝擊波尤其是手機使用者，這種別於靜電放電所產生的湧衝浪雜訊電壓，瞬間會產生極大的電磁

波效應，雖是偶發性，但將造成電源線上高次諧波電流增加，小者手機 PCB 元件燒掉，大者手機變成微波發射器將灼傷近距離的人體。5. 規劃通訊電路 PCB 佈線時，類比接地與數位信號接地分開，本質上要先將類比部份與數位部份銅箔完全隔離，自成一完整區域，再用銅箔包圍起來，兩種接地再給一點會合，最後會合處即為耐熱雜訊特性的最佳點，此點就是可將尖峰值降低的選擇點，本文在設計最佳佈線之設計上推論出以最小尺寸為依歸，再針對 SAR 之變動率計算值來找接地會合點。

陸、結論

設計印刷電路板模式之電源濾波器要先決定中心頻率及耦合衰減量，然後由 w 、 s 、 l 、 t 、 $\tan \delta$ 與 h 相關參數酌量調整找出最佳響應。本計畫已成功模擬出最佳的電源濾波器，也達到了抑制雜訊之之效果，且以一高頻震盪器電路採用此濾波器實作雙面板，濾波器耦合量可調整到 -35dB 且無兩條微帶傳輸線之間隙有不連續的幾何結構為其特點，經實測得阻抗匹配 X1 接地時 $49.26 \leq Z_0 \leq 50.25 \Omega$ ，X2 接地時 $48.50 \leq Z_0 \leq 50.29 \Omega$ ，信號接地時 $48.96 \leq Z_0 \leq 49.95 \Omega$ ，試片值為 $49.15 \leq Z_0 \leq 51.07 \Omega$ ，優點是在佈線時不必要再附加 EMI 濾波器或特殊狀鐵粉心與變阻器，耦合器上也不必加跳線，整個濾波器更可以隱藏於電源佈線層面上。針對處理電磁輻射作業過程，總共測試五款手機分別取得電磁場及雜訊干擾分佈如 NOKIA6150 圖為 [7a]、[7b]，GD928 圖為 [7c]、[7d]，V2188 圖如 [7e]、[7f] 所示，V768 如圖 [7g]、[7h]，綜觀開機與待機接收信號之掃描 3D 資料顯示，以 RF 及天線端的電磁波強度最大，電源濾波器其獨特呈現帶狀導電銅箔之結構其等效電路內部無電容或電感零件的目的是為取得較高的雜訊衰減特性，又因 PCB 銅箔線路間相互平行的特性

所產生之耦合現象非常頻繁，在佈線配置時要考慮電路應屬於電容性或電感性，再處理感應所產生之雜訊電壓。本文已經詳細敘述並分析射頻通訊產品之輻射現象，同時也用佈線軟體模擬 NOKIA6150 機子獲得最小尺寸之最佳設計。最後，為能消除大眾對手機或基地台之輻射存有恐懼的心理，如何運用本電源濾波器及手機的最佳佈線輔助設計理念，製造出低輻射節能省電更令人安心滿意的通訊產品當為未來可努力之方向。

柒、誌謝

本論文感謝教育部推動技專校院與產業園區產學合作計畫，編號 98E-81-040 提供協助。

捌、參考文獻

- [1] S. Gutma , “Identification of Multi-layer Particles from Scattering Data by a Clustering Method” , *Journal of Computational Physics* , 16, pp.529-546 , 2000.
- [2] D.W. Zipse , ”Electric and Magnetic Fields: Equipment and Methodology Used for Obtaining Measurements” , *IEEE Trans. On Industry Applications* , vol.30 , No. March/April, 1994.
- [3] D. Conner , “Windows-based PC-board Layout Software: diamonds in the rough” *EDN* , pp.49-54 , June 10, 1993.
- [4] H. A. Wheelen , ”Transmission Line Properties for Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet” , *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique* vol.13 , No.1 , pp.172-185 , March 1965.
- [5] D. H. Scharder , *Micro-strip Circuit Analysis* , Prentice Hall , 1995.
- [6] R.P. Owns , “Accurate Analytical Determination of Quasi-static Micro-strip Line Parameters” ,

The Radio and Electronics Engineer , No.7 , pp.172~185 , July 1976.

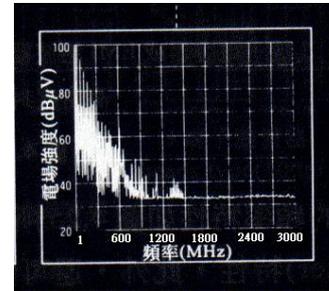


圖 1. PCB 電源層之 RF 雜訊分布



圖 2. 電源濾波器之 PCB 試片結構

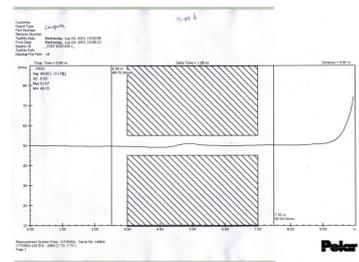


圖 3. 電源濾波器 PCB 試片之阻抗測試

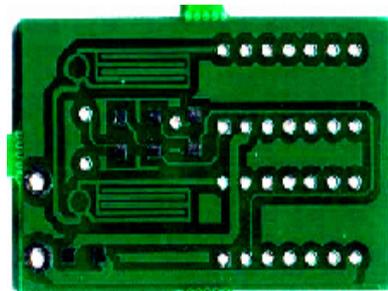


圖 4a. 電源濾波器之 PCB 製作, 零件面

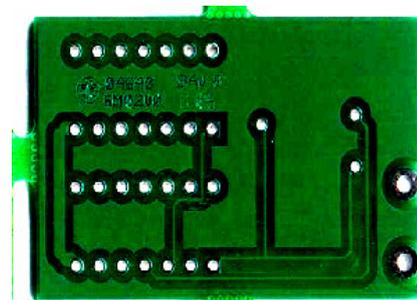


圖 4b. 電源濾波器之 PCB 製作, 錫錫面

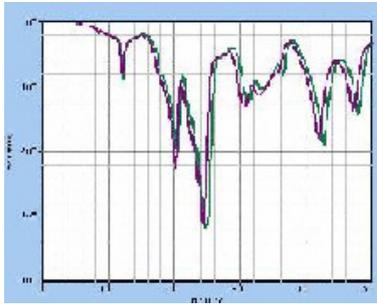


圖 5a. 電源濾波器之 S12 反射係數, B. W. =2.45GHz

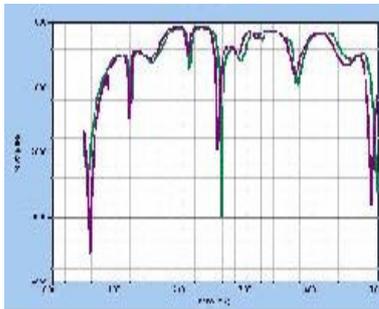


圖 5b. 電源濾波器之 S22 反射係數, -34Db

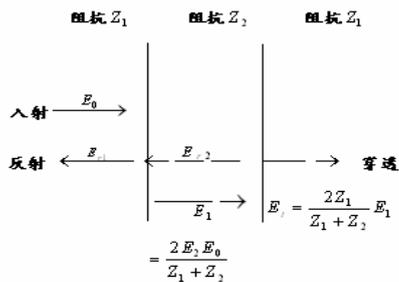


圖 6 電場入射反射值

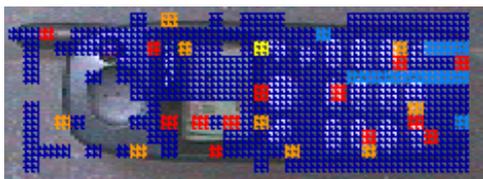


圖 7a. NOKIA6150 收發信號中電磁波輻射分佈

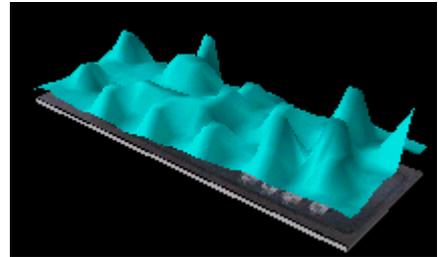


圖 7b. NOKIA6150 收發信號當中電磁波輻射之 3D 分佈

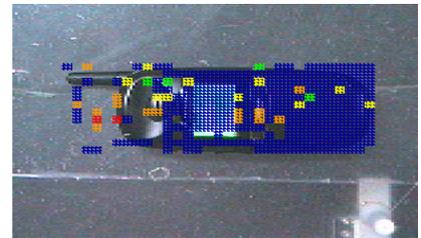


圖 7c. CD928 收發信號中電磁波輻射分佈

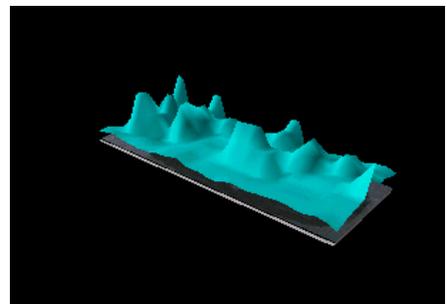


圖 7d. CD928 收發信號當中電磁波輻射之 3D 分佈

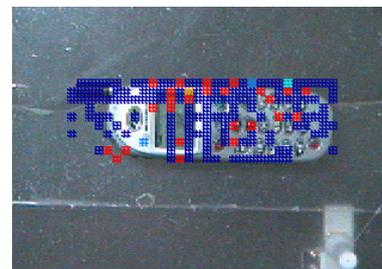


圖 7e. V2188 收發信號中電磁波輻射分佈

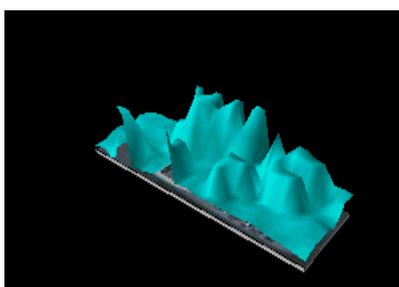


圖 7f. V2188 收發信號當中
電磁波輻射之 3D 分佈

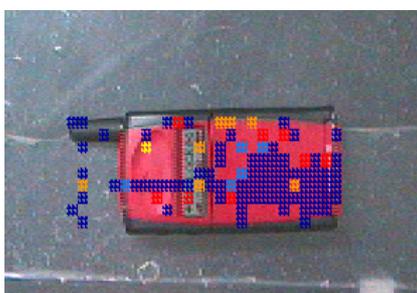


圖 7g. V768 收發信號中電磁波輻射
分佈

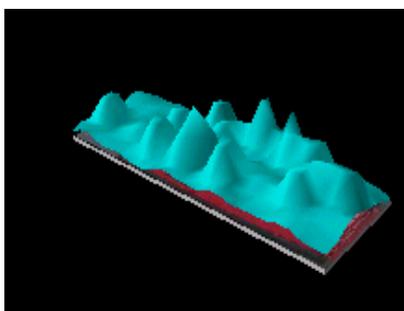


圖 7h. V768 收發信號當中電磁波
輻射之 3D 分佈

表 1. 手機之佈線統計樣
本, $w=10\text{mils}$, $\text{grid}=25\text{mils}$

W(mils)	T(mils)	H(mils)	阻抗(Ω)
110	1.4	62	50
53	1.4	62	75
26	0.7	62	100

表 2. 特性阻抗以最常用表面上
加鋪錫的材料，阻抗值以 50Ω 到 100Ω
的阻抗範圍，銅軌寬度等參數

完成%	長 x 寬 mils*mils	貫孔數/總孔數
96.9	11900*4625	772/797
91.8	5850*3675	732/797
91.0	5625*3475	725/797
88.2	6275*3775	703/797
84.2	5125*3475	671/797