

國立交通大學

電機學院 電子與光電學程

碩士論文

多模多頻無線行動通訊系統電磁干擾與防護的探討

Investigation of Multi-mode and Multi-band wireless system Electro-Magnetic Interference and Compatibility



研究生：楊惠鈞

指導教授：高曜煌 教授

黃遠東 教授

中華民國九十八年七月

多模多頻無線行動通訊系統電磁干擾與防護的探討
Investigation of Multi-mode and Multi-band wireless system Electro-Magnetic
Interference and Compatibility

研究生：楊惠鈞

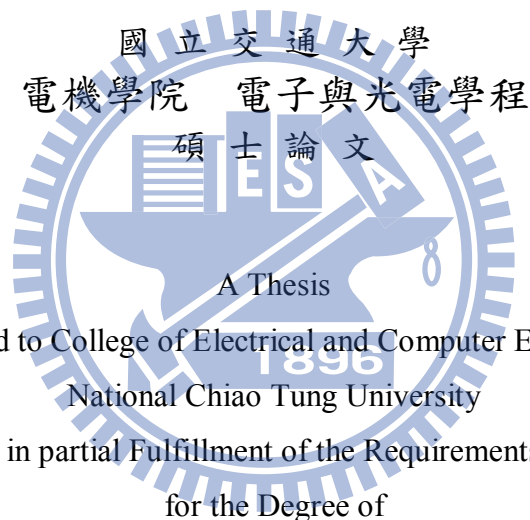
Student : Hui-Chun Yang

指導教授：高曜煌

Advisor : Yao-Huang Kao

黃遠東

Advisor : Yang-Tung Huang



Submitted to College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of

Master of Science
in
Electronics and Electro-Optical Engineering
July 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年七月

多模多頻無線行動通訊系統電磁干擾與防護的探討

學生：楊惠鈞

指導教授：高曜煌
黃遠東

國立交通大學 電機學院 電子與光電學程碩士班

摘 要

行動裝置無縫連結的需求與日俱增，是無線通訊產業不斷創新的動力，整合通訊、計算、全球定位系統等功能是今天無線通訊一個不可抵抗的趨勢。系統製造商對於整合多個通訊標準於單一設計平台的要求日益迫切。這些多模平台必需滿足尺寸小、方便攜帶又省電，而且訊號採用不同頻帶、不同調變，佔據的頻寬也不同。迅速整合各自獨立的技術，造就今天日益增強複雜性的無線通訊。本文研究包含 GSM 四頻 (850MHz、900MHz、1800MHz、1900MHz)、WCDMA 三頻(Band I、II、V 分別是 850MHz、1900MHz、2100MHz)、WiFi、Bluetooth 和 GPS 的多頻多模筆記型電腦、PDA 手機、3.5G HSDPA USB 無線網卡之干擾偵測，並提出解決方案，以滿足省電、低成本、小體積等需求，並符合通訊規範。

Investigation of Multi-mode and Multi-band wireless system Electro-Magnetic Interference and Compatibility

student : Hui-Chun Yang

Advisors : Dr. Yao-Huang Kao

Dr. Yang-Tung Huang

Degree Program of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

ABSTRACT

The seamless connection demand grows with each passing day to the wireless mobile device, and it is the motive force that the wireless communication industry is innovating constantly. It is a trend that can't be resisted of wireless communication today to combine functions such as the communication, calculation, global positioning system, etc..in a system. That systematic manufacturers try to combine the requirement in the single design platform of a lot of communication standards become urgently day by day. These model's platforms must meet size, easy carry and save the electricity, and the signal adopts different frequency bands, with different modulation method, the bandwidth that occupied are also different. Combine independent technology rapidly, bring up, strengthen complicate wireless communication day by day today. The examples that this text puts forward are GSM four Bands(850MHz, 900MHz, 1800MHz, 1900MHz), WCDMA three Bands is 850MHz, 1900MHz, 2100MHz separately (Band I, II, V), WiFi, Bluetooth and GPS in wireless mobile device such as Notebook, PDA phone and 3.5G HSDPA USB dongle. The text focus on EMI detection and solution. Power saving, low cost and small volume will be satisfied to meet communication standard specification.

誌 謝

本論文得以順利完成，首先要感謝我的指導教授高曜煌博士及黃遠東博士，在研究生生活中，無論電機領域的專業或生活上的待人處事，都使我有很大收穫。此外，感謝吳霖堃教授與林宏澤博士撥冗擔任我的口試委員，提供寶貴的意見。

最後，感謝我的家人，他們的支持使我可以專心於研究，並完成這份論文。

僅以此論文獻給所有關心我、愛我的人。

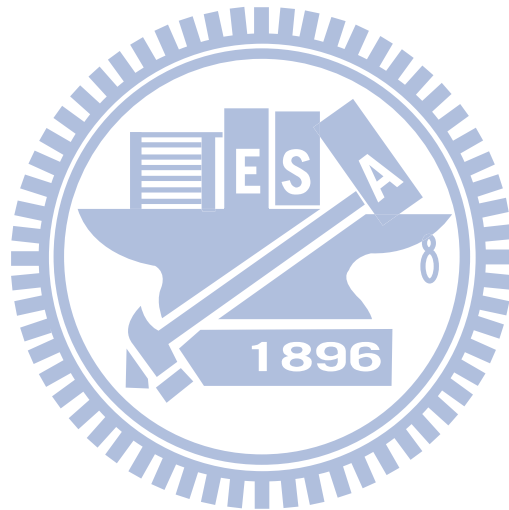


目 錄

中文提要		i
英文提要		ii
誌謝		iii
目錄		iv
表目錄		v
圖目錄		vi
第一章	緒論	1
1.1	研究動機	1
1.2	多模多頻帶行動裝置的設計瓶頸	7
1.3	無線產品雜訊干擾來源	8
1.4	解決方案	10
1.5	論文組織架構	11
第二章	筆記型電腦耦合數位雜訊來源偵測及解決方案	13
2.1	筆記型電腦物理結構	13
2.2	雜訊偵測方式	20
2.3	解決方案	31
第三章	多模多頻 PDA 手機實作	49
3.1	PDA 手機物理結構	49
3.2	PDA 的 GPS 接收被數位及類比雜訊影響	54
3.3	PDA 的 2G/3G 接收被數位及類比雜訊影響	60
第四章	3.5G HSDPA USB 無線網卡實作	70
4.1	HSDPA USB Dongle 實體圖	71
4.2	熱和電磁干擾之關係	75
4.3	USB 2.0 有最大電流限制	85
4.4	溫度對無線通訊系統影響	87
4.5	使用於 3.5G 無線網路卡(Data Card)之五頻天線設計	90
第五章	結論	94
參考文獻		96
自傳		98

表目錄

表 1.1	本文所採用無線通訊標準的比較	6
表 1.2	多模系統的收發機架構	10
表 2.1	chip antenna 與 spring antenna 之比較	19
表 2.2	改變待測物狀態來偵測雜訊	22
表 2.3	頻譜分析儀設定	23
表 2.4	Vodafone TIS specification	47
表 2.5	各種方法的 EGSM TIS 結果	47
表 3.1	GPS C/N 受各種雜訊影響的結果(數位, 類比)	56
表 3.2	EMI Solution後之GPS C/N	59
表 3.3	比較有無雜訊 Wireless sensitivity(2D peak)	61
表 3.4	WCDMA2100 Conductive & Wireless Sensitivity	62
表 3.5	GSM850 的 wireless sensitivity	63
表 3.6	EGSM 的 wireless sensitivity	64
表 3.7	DCS1800 的 wireless sensitivity	64
表 3.8	PCS1900 的 wireless sensitivity	65
表 3.9	PCB Couple Capacitor solution	65
表 3.10	量測 2D_2G low band wireless sensitivity	67
表 3.11	解決方案前後Talking Position TIS比較	69
表 4.1	PA performance related to voltage and temperature	77
表 4.2	WCDMA Band V 2-D wireless sensitivity	80
表 4.3	Capacitor Equivalent Series model	80
表 4.4	2_D EGSM_900 Sensitivity testing	82
表 4.5	Shielding Case and Sponge 對 EGSM TIS 的影響	83
表 4.6	針對圖 4.19 的 sensitivity 量測	84
表 4.7	USB Dongle 溫升	88
表 4.8	3G PA 功率及電流特性	89



圖目錄

圖 1.1	多模多頻手機系統各功能位置	3
圖 1.2	各行動通訊移動率、傳輸率的比較	5
圖 1.3	依覆蓋率區分各行動通訊	5
圖 1.4	多模多頻功能存在於一個 PDA 手機	6
圖 1.5	多模多頻無線行動通訊手機的各種考慮	8
圖 1.6	印刷電路板的各種雜訊	8
圖 1.7	16.0 吋 HP Pavilion dv6-1100	12
圖 1.8	HTC HD PDA	12
圖 1.9	3.5G HSDPA USB 無線網卡	12
圖 2.1	筆記型電腦內部 Top View 透視圖	16
圖 2.2	筆記型電腦天線位置配置	17
圖 2.3	筆記型電腦天線尺寸	17
圖 2.4	筆記型電腦內部電路方塊圖	18
圖 2.5	(a)手機用天線(b)各式軟板天線	19
圖 2.6	筆記型電腦用天線	19
圖 2.7	筆記型電腦 3G 模組和天線的正常連接	21
圖 2.8	(a)主天線收到的系統雜訊 (b)副天線收到的系統雜訊	22
圖 2.9	頻譜分析儀畫面	23
圖 2.10	利用頻譜分析儀捕捉 LVDS 對接收頻帶干擾訊號	24
圖 2.11	量測接收機敏感度(sensitivity)環境	25
圖 2.12	2D EGSM_900 all channel wireless sensitivity	25
圖 2.13	隔離雜訊方法	26
圖 2.14	不同 spreading ratio 的頻譜變化	27
圖 2.15	檢查雜訊頻譜	28
圖 2.16	液晶面板的訊號被關掉干擾雜訊也隨著	28
圖 2.17	擾雜訊每37.5MHz重覆一次	29

圖 2.18	量測展頻因子	29
圖 2.19	最終頻譜	31
圖 2.20	(a)muRata 22pF SRF (b)muRata 1nF SRF (c)muRata 4.7uF SRF	33
圖 2.21	並聯 muRata 4.7uF//1nF//22pF 電路圖	34
圖 2.22	實測並聯 muRata 4.7uF//1nF//22pF SRF	35
圖 2.23	利用耦合電容改善電路例子	35
圖 2.24	LVDS 導線包法	36
圖 2.25	銅箔補強上件面板背面接地	37
圖 2.26	用銅箔補強面板 LVDS 連接器地	37
圖 2.27	抗靜電布覆蓋頻譜	38
圖 2.28	LVDS 不同接地主天線頻譜	39
圖 2.29	加強 LVDS 及風扇地	39
圖 2.30	液晶面板下方貼不規則形狀導電布	40
圖 2.31	貼 EMI 導電布導電布到液晶面板驅動 IC 的背面	40
圖 2.32	(a)面板背光Inverter的switching power的雜訊 (b)於Inverter的switching power加上Gasket sponge後的頻譜	42
圖 2.33	面板 LVDS 連接器及 Inverter 位置	43
圖 2.34	硬碟的螺絲孔貼上導電布	44
圖 2.35	電源線雙絞	44
圖 2.36	音源線走法	45
圖 2.37	(a)(c) WiFi Coaxial Cable走線不同(b)(d) 各自耦合雜訊頻譜	46
圖 3.1	PDA 上蓋及觸控 LCD 螢幕正面/反面圖	49
圖 3.2	PDA 正面剖析圖	50
圖 3.3	PDA 背面面剖析圖	50
圖 3.4	PDA LCD 螢幕及按鍵軟板	51
圖 3.5	組合主板、螢幕及按鍵軟板	52
圖 3.6	PDA 下蓋正面/反面圖	52
圖 3.7	PDA 組裝圖	53

圖 3.8	主板正面基頻電路及尺寸圖	53
圖 3.9	主板正面基頻電路及尺寸圖	54
圖 3.10	GPS C/N 量測環境(單一衛星)	55
圖 3.11	加強相機模組接地	57
圖 3.12	使用導電泡棉使主板正面基頻地和 LCD 的地接在一起	57
圖 3.13	針對 Processor 和記憶體雜訊的解決方法	58
圖 3.14	銅箔使 LCD panel 和 Touch lens 及主板地接得更好	58
圖 3.15	導電泡棉使 LCD panel 和 Touch lens 及主板地接得更好	58
圖 3.16	2D anechoic chamber	60
圖 3.17	Wireless sensitivity(不考慮天線)	60
圖 3.18	Wireless sensitivity(考慮天線)	61
圖 3.19	(a)(b)分別在MIC、Speaker加耦合電容	62
圖 3.20	(a)(b) Vibrator 的 solution (c)(d) LCD Connector solution	66
圖 3.21	銅箔解決 2G/3G wireless sensitivity 方案	66
圖 3.22	(a)ETS 3D chamber setup(b)Talk position的TIS setup	68
圖 4.1	HSDPA USB Dongle 整體組裝	72
圖 4.2	HSDPA USB Dongle 內部分解	72
圖 4.3	HSDPA USB Dongle board to board 上下件分解	73
圖 4.4	HSDPA USB Dongle 高頻部分印刷電路板正反面物理結構	73
圖 4.5	HSDPA USB Dongle 基頻部分印刷電路板正反面物理結構	74
圖 4.6	HSDPA USB Dongle 基頻部分方塊圖	74
圖 4.7	HSDPA USB Dongle 高頻部分方塊圖	75
圖 4.8	HSDPA USB Dongle 高頻電路電源省電的設計	76
圖 4.9	計算功耗剛開使溫度較低時	76
圖 4.10	計算功耗 30min 溫度升置平衡時	76
圖 4.11	USB Dongle Baseband Top(左圖)& Bottom(右圖) side	78
圖 4.12	RF Top side	78
圖 4.13	RF Bottom side	79

圖 4.14	驗證 EGSM 輻射雜訊	79
圖 4.15	SRF for 0201_22pF,0402_56pF,0603_33pF	81
圖 4.16	Five bypass capacitance(33pF) at USB, the front and rear of the BUCK for schematic	82
圖 4.17	加五個耦合電容(33pF)在 BUCK 大電感前後	82
圖 4.18	加 Shielding Case and Sponge	83
圖 4.19	模擬實際環境測試	84
圖 4.20	大電容支援放電流程	86
圖 4.21	Voltage Drop 與電容支援放電流程	86
圖 4.22	USB Dongle 溫度剛開始 5min	87
圖 4.23	USB Dongle 溫度 30min 後	88
圖 4.24	天線實體尺寸	90
圖 4.25	筆記型電腦結合 Data Card	90
圖 4.26	此天線模擬尺寸圖	91
圖 4.27	高頻的電流分佈圖	91
圖 4.28	低頻的電流分佈圖	92
圖 4.29	加入筆記型電腦後的反射損耗圖	92
圖 4.30	未加入筆記型電腦之前的模擬結果	93
圖 4.31	加入筆記型電腦後天線高頻與低頻的輻射效率	93

第一章 緒論

1.1 研究動機

對行動裝置無縫連結的需求與日俱增，是無線通訊產業不斷創新的動力，整合通訊、計算、全球定位系統等功能是今天無線通訊一個不可抵抗的趨勢。G 是英文 Generation 的縮寫，指第 N 代行動通訊技術，最大的差異在於其網路傳輸速度的表現，1G：第一代制式手機，無網路傳輸功能。2G/2.5G：第二代 GPRS 最高僅達 28.8Kbps 速度。3G：第三代手機可以提供 384 Kbps 到 2Mbps 的傳輸速度。3.5G：第三點五代手機理想值最高達 14Mbps。3.5G 指的是 HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) 技術的應用，該技術建立在 3G WCDMA 基礎上，可大幅提昇行動電話的下載傳輸速率，由 3G 的 384 Kbps 提升到 1.8 Mbps 以上，3G 下載一首 MP3 音樂，平均約需 30 到 45 秒，3.5G 只需短短的 10 秒即可。

除了 2G 及 3G 數位行動通訊努力的提供語音及資料傳輸的服務，幾個彼此互相競爭的通訊標準像 WiFi 和藍芽也越來越獲得使用者的青睞，成為資料傳輸的可行方案，WiFi 是針對所有的無線產品作相容性及互通性認證的一個測試機構，由 Wi-Fi 聯盟(Wi-Fi Alliance)[1]所持有，目的是改善 IEEE 802.11 標準的無線網路產品之間的互通性。因此系統製造商對於整合多個通訊標準於單一設計平台的要求日益迫切，這些多模平台必需滿足尺寸小、方便攜帶又省電，而且訊號採用不同頻帶、不同調變方式，佔據的頻寬也不同，如表 1.1。多模系統同時工作是必須的，因此展頻、跳頻、分時多工等方法必須充份運用來避免彼此干擾，頻譜的運用效率也因此被強調，更複雜的調變方式是一個趨勢，如此一來功率放大器的線性度及效率更加重要，各自獨立的技術要迅速整合，以滿足今天日益增強複雜性的無線通訊。

表 1.1 本文所採用無線通訊標準的比較[2]

	Frequency Range(MHz)	Multiple Access	Modulation	Channel spacing	Symbol Rate /Chip rate	Single user data rate
GSM	GSM_850: 824~849(UL) 869~894(DL) E-GSM_900: 880~915(UL)	TDMA/ FDMA	0.3GMSK	200KHz	270.833kbps	9.6 or 14.4 kbps
GPRS	925~960(DL) DCS_1800: 1710~1785(UL) 1805~1880(DL)					21.4kbps with 8slots
EDGE	PCS_1900: 1850~1910(UL) 1930~1990(DL)					59.2kbps with 8slots
WCDMA	Band I: 1920~1980(UL) 2110~2170(DL) BandII: 1850~1910(UL) 1930~1990(DL) BandV: 824~849(UL) 869~894(DL)	CDMA	HPSK QPSK 16QAM	3.84MHz	WCDMA: 3.84Kbps HSDPA(DL):13.976 Mbps HSUPA(UL):5.76Mbps	384kbps
802.11b	2400~2497	DSSS	BPSK/ QPSK	10/25/30 MHz	11 M chips/sec	11 Mbps
802.11g	2400~2497	OFDM/ CSMA/CA	4/16/64 QAM	25MHz	250 kbps	54 Mbps
Bluetooth	2400~2483.5	FHSS	$\pi/4$ QPSK 8DPSK	1 MHz	1 Msps	2~3 Mbps
GPS	1575.42	Quasi- CDMA	BPSK PRC(C/A)	2.046MHz	1.023 chips/ms	

註:

UL: Up link 手持行動裝置對基地台或網路橋接器發射功率，

DL: Down link 手持行動裝置接收來自基地台或網路橋接器的訊號

GPS 的 C/A 碼:是屬於偽雜訊碼 (pseudorandom noise, PRN)，內含衛星號碼

CSMA/CA: Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance

3.5G:指的是 HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) 技術的應用，該技術建立在 3G WCDMA 基礎上，可大幅提昇行動電話的下載傳輸速率，由 3G 的 384 Kbps 提升到 1.8 Mbps 以上，GSM/GPRS→2G，EDGE→2.75G，WCDMA→3G，HSDPA→3.5G，HSUPA→3.75G

就設計的複雜度與技術更新的挑戰來說，多模無線行動通訊裝置例如 PDA(personal digital assistant)手機、PND(Portable Navigation Device)、UMPC(Ultra-Mobile PC)、MID(Mobile Internet Device)、Eee-PC、電子書、USB 連接裝置(dongle)等，絕對說得上是高難度的產品，在各代工或品牌廠商的設計團隊中，已細分出天線、射頻、基頻、音訊、EMC/EMI 等眾多部門，如圖 1.1。每個部門中又有多位工程師在進行開發工作。對於他們來說，所要面臨的一個共同問題，就是多頻多模(multi-band multi-mode)的設計趨勢。

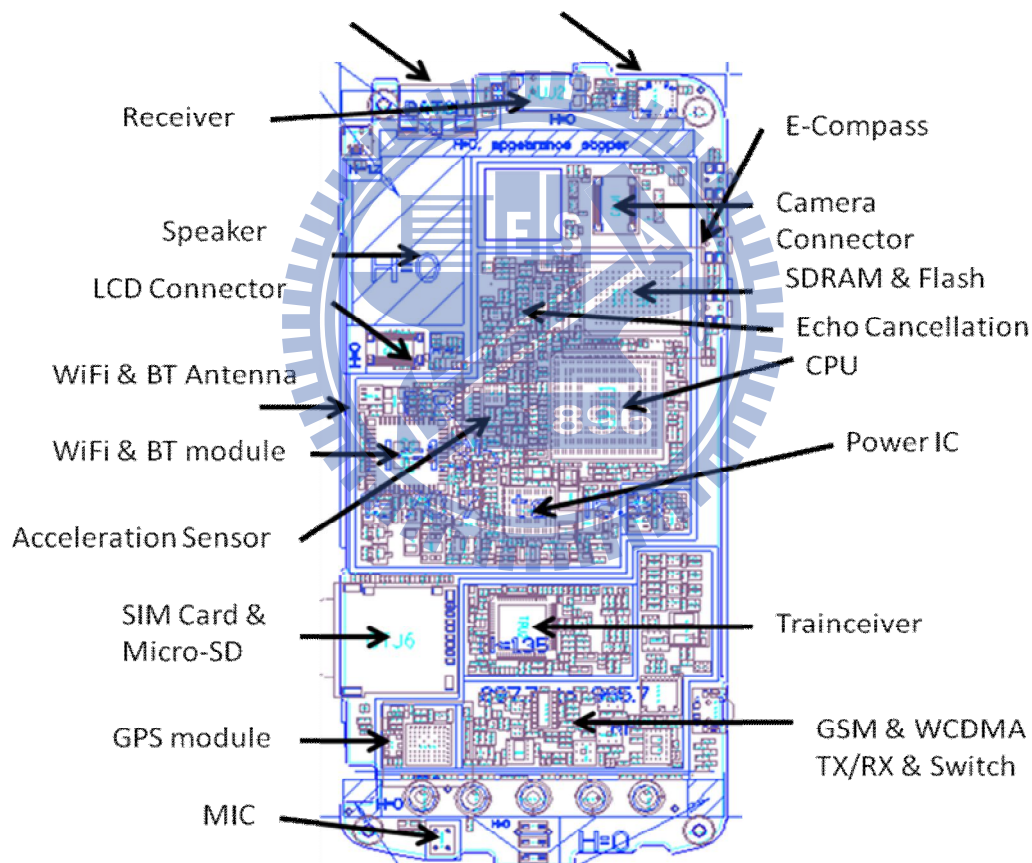


圖 1.1 多模多頻手機系統各功能位置

匯集聲音、圖像、錄影、音樂、網際網路是一個不可避免的結果，更進一步提供即時訊息傳送、家庭自動化和全球衛星定位系統的綜合解決方案，例如在衛星導航時有人打電話進來或用 WiFi 上網時同時用藍芽聽

MP3，如此的應用會對系統耗電造成更大負擔，高頻訊號彼此干擾，同時必須依移動率、傳輸率及覆蓋率使用適合的行動通訊達到頻寬使用效率及各項考慮的最佳化，如圖 1.2~圖 1.3。無線行動通訊手機的市場需求已從傳統聲音服務為主的手機(future phone)轉變成功能多樣的 PDA phone，個人無線行動通訊對低成本、小尺寸及多模高頻積體電路架構需求的趨勢，是設計者一個艱難的挑戰。成功合併數位/類比、高頻積體電路及硬體/軟體於 SOC 上的系統，同時將印刷電路板(PCB)設計最佳化，是克服那些挑戰的最好的方法。本文所提出的範例是 2G GSM 四頻(850MHz、900MHz、1800MHz、1900MHz)、3G WCDMA 三頻(Band I、II、V 分別是 850MHz、1900MHz、2100MHz)、WiFi、Bluetooth 和 GPS 的 Notebook、PDA phone 和 USB Dongle，其中 GSM850 和 WCDMA Band_V 同頻帶，PCS1900 和 WCDMA Band_II 同頻帶，因此 2G~3.5G 事實上使用 5 個頻帶，圖 1.4 為其簡化方塊圖，可看出傳統複雜的高頻電路，除功率放大器、窄頻濾波器、匹配電路及石英振盪器外，均已被整合成單一收發晶片或模組，但多媒體的需求，帶來許多數位界面，其高頻倍頻對接收機帶來極大威脅，圖 1.1 為印刷電路板各功能的相關位置圖，一般天線、面板、相機、喇叭等元件的大小決定印刷電路板大小及機構的疊構，雜訊源影響的大小與其息息相關。

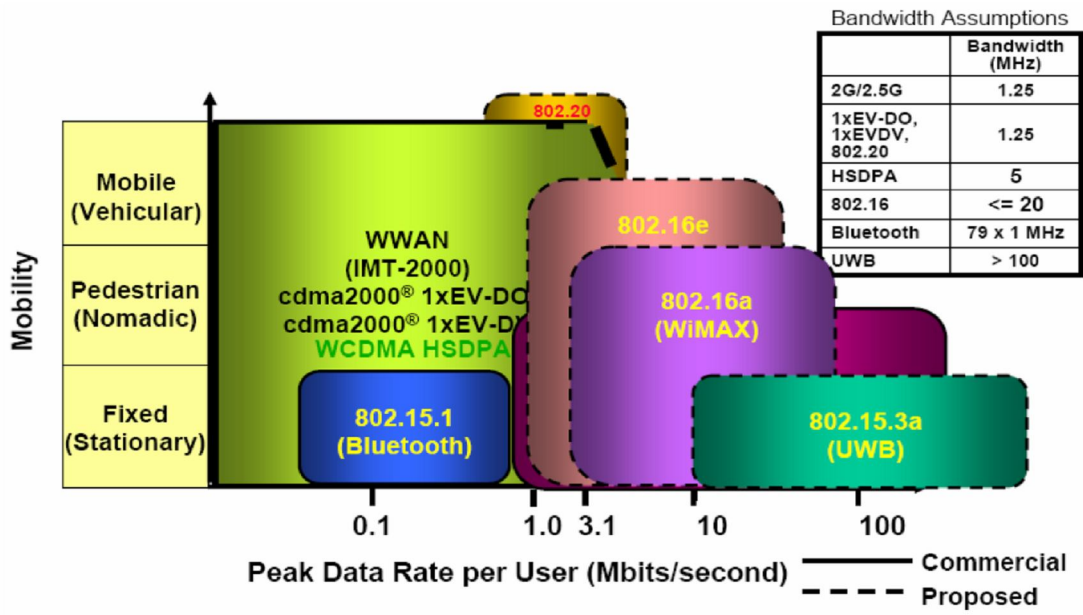


圖 1.2 各行動通訊移動率、傳輸率的比較[2]

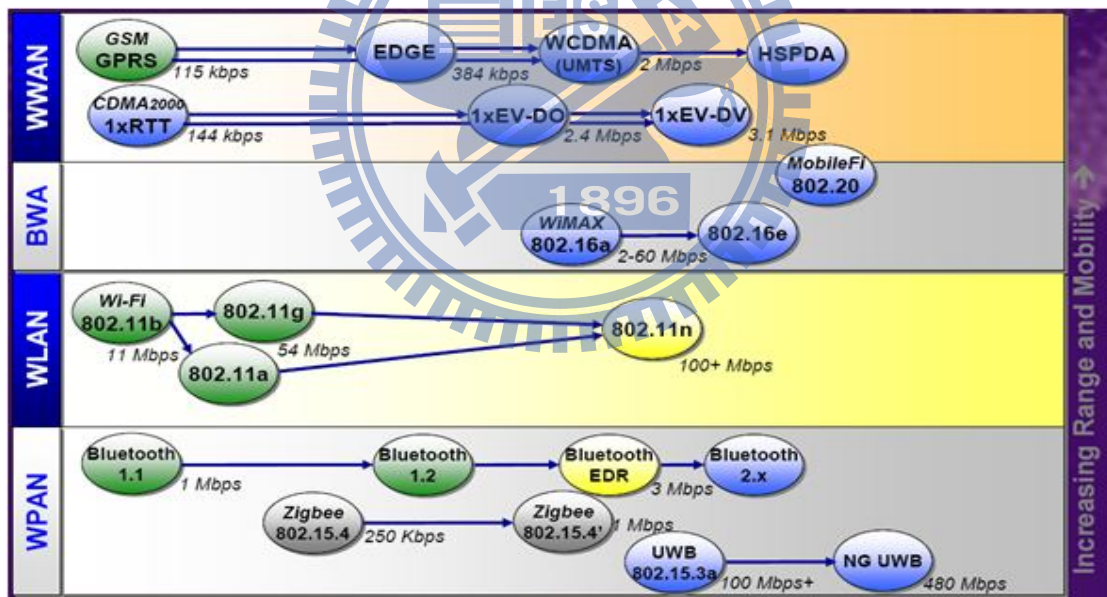


圖 1.3 依覆蓋率區分各行動通訊[3]

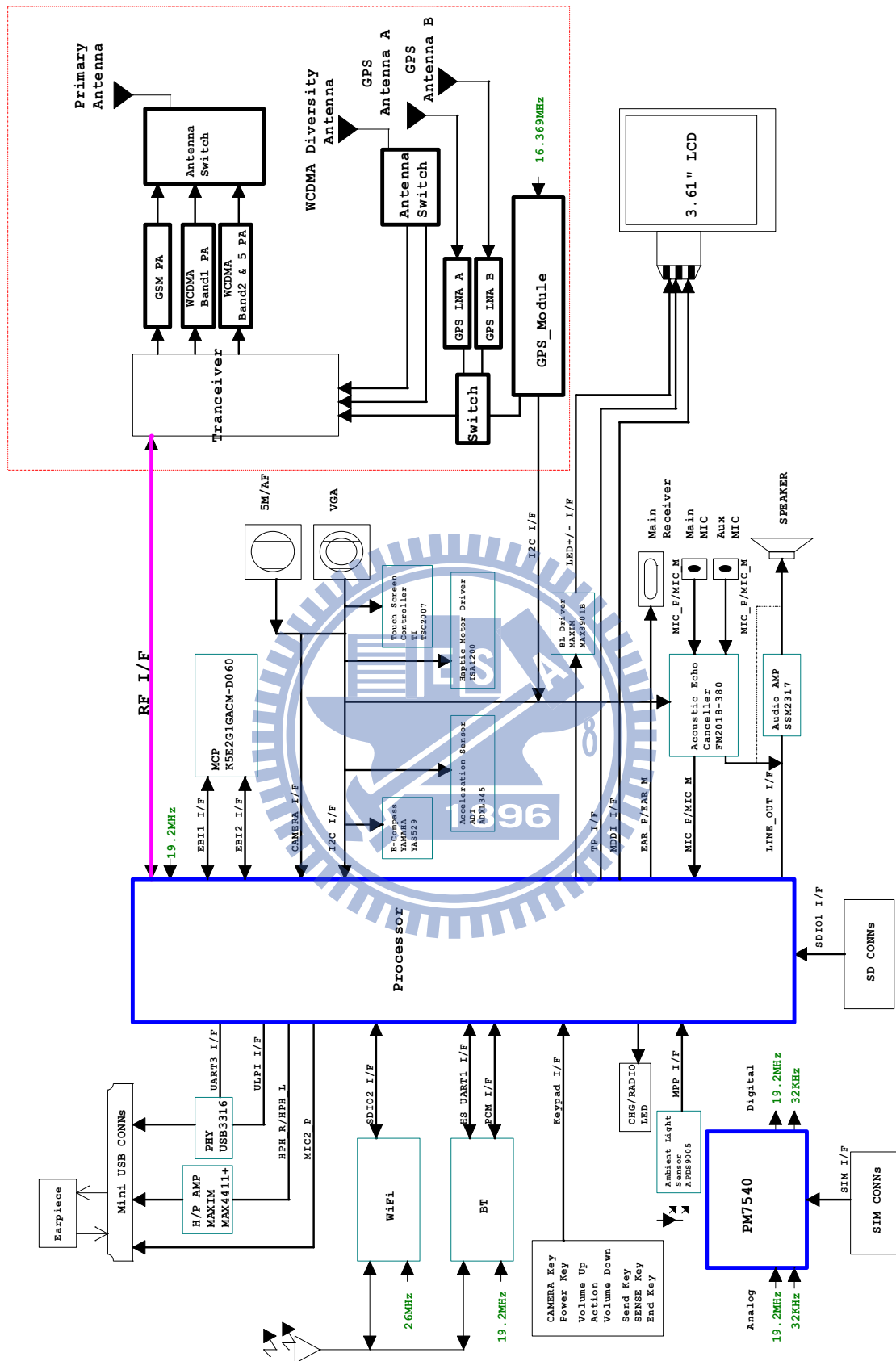


圖 1.4 多模多頻功能存在於一個 PDA 手機

1.2 多模多頻帶行動裝置的設計瓶頸

隨著無線系統的普及，訊號干擾也日益成為無線系統設計人員和服務供應商的頭號大敵。訊號干擾不僅影響了無線系統的覆蓋範圍和容量，而且還限制了現有系統和新興系統的效能，在極為複雜的多模訊號環境下，無線通訊系統中的干擾顯然不可避免。在一個多模多功能的無線裝置上，其實就存在著各種類比、數位干擾訊號[4]。特別是在工作頻率 1GHz 以下的應用，因為頻率高於 1GHz 的訊號在傳遞中較易自然衰減，一般較不易受干擾，除 GPS 雖工作於 1575.42MHz，但其接收機收到的訊號約-130dBm，特別低，因此其接收較同頻帶其他系統易受干擾。因應體積及省電等各種要求，以下為彼此互為因果的常見問題，它們的彼此因果可以圖 1.5 所示：

1. 手機厚度減小，同時印刷電路板面積縮小，鋪銅地面積變小，導致多模多頻彼此干擾更加難以抑制。
2. 外觀的要求，使得來自功率放大器的熱難以散去，供散熱的地面積也縮小使得功率放大器更熱，非線性現象更嚴重，利用切換式電源(switching power supply)降低系統供耗是可行的解決之道，但切換間產生的雜訊，又會影響接收機。
3. 多模手機，為求吸引人的外觀及降低成本，印刷電路板面積及內層必須盡量減少，且希望不同系統的元件可以共用，例如電源調節器，頻率源，天線...，但共用導致訊號會互相耦合或影響。
4. 多頻帶手機的天線變多，但天線之間需有合理隔離度，絕緣的淨空區是否足夠?否則訊號會彼此干擾，但印刷電路板面積是有限的。
5. 耗電量、高頻元件線性度、元件成本及電磁共容都息息相關。
6. 天線效能及場形影響板端電磁共容及板端必須提供的最大輸出功率準位，這樣一來和熱也脫不了關係。

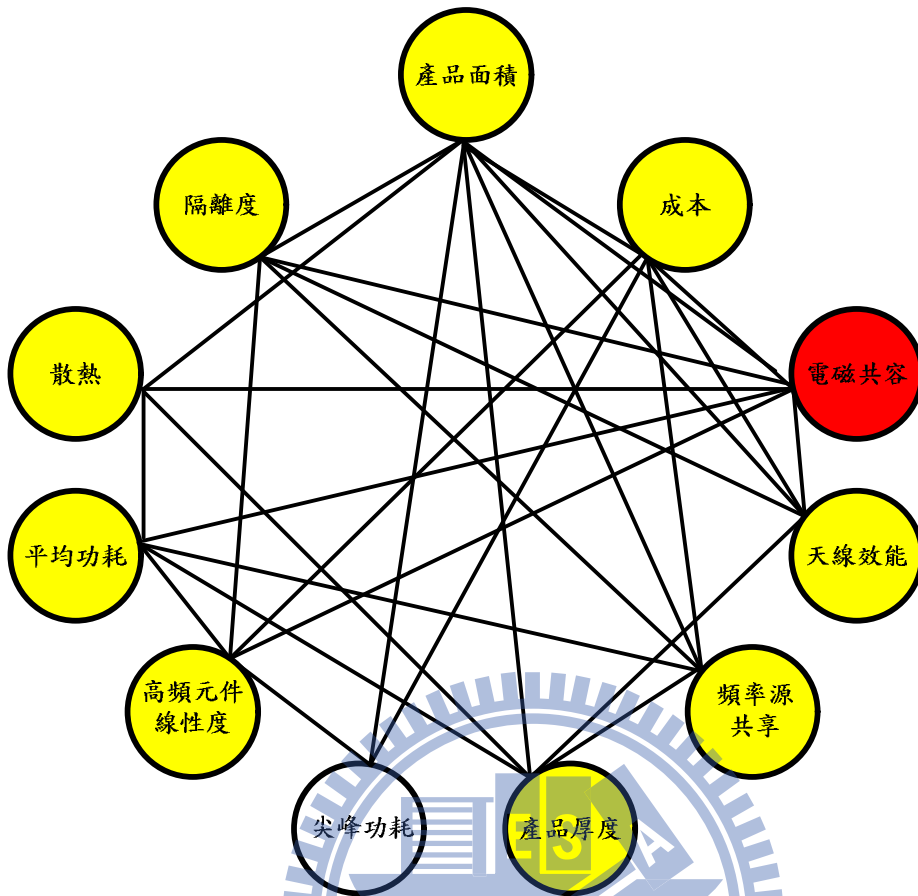


圖 1.5 多模多頻無線行動通訊手機的各種考慮

1.3 無線產品雜訊干擾來源

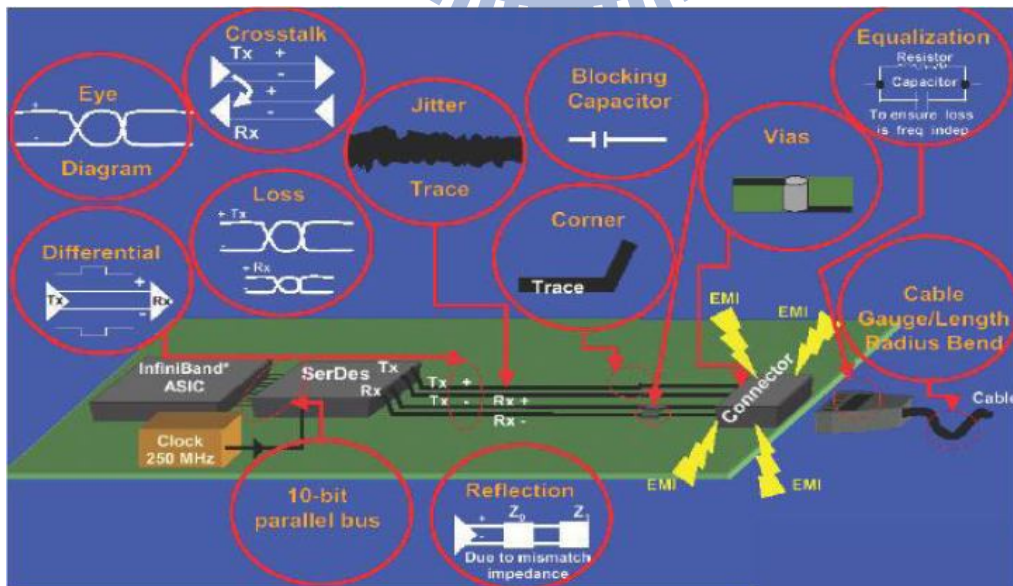


圖 1.6 印刷電路板的各種雜訊[5]

圖 1.6 將印刷電路板各種雜訊源用一個簡單的電路流程表現出來，將其分類如下：

(1) 同頻帶內干擾(in-band)

數位訊號產生的倍頻雜訊會落於接收頻帶：如顯示器資料或時脈訊號，內/外部記憶界面(Flash、SDRAM、Micro SD_Card)，相機數位介面等。

(2) 帶外干擾(out-band)

減低敏感度效應：當某一接收機附近存在高功率發射器時，即便干擾訊號完全在頻帶以外，受影響的接收器仍將進入射頻過載狀態。當受影響接收器的預選濾波器無法滿足要求時，這種情況就會出現。滲透到受影響接收器的高功率訊號將使前端放大器的作業點超出其動態特性範圍。這不僅破壞了常規的線性放大流程，還導入了互調失真和嚴重的數據錯誤。

(3) 互調干擾(inter-modulation)

現代無線系統可以接收、發送並處理成百上千條訊息通道的語音或數據。多訊息通道訊號在最終功率級前端混合並放大。最終功率級放大器對線性度的要求非常高，因為非線性特性可能產生並發送交叉頻率訊號(cross-frequency signal)，而這些交頻訊號可能引發自身系統作業頻帶內的干擾或與其他系統交叉干擾。

(4) 熱雜訊(White noise)

熱雜訊及接地不良常產生一大片的地雜訊(ground noise)，這又是因為產品輕薄，降低成本所付出的代價，8層板和10層板厚度、成本、高頻訊號所需的地面積都不同。

(5) 空間干擾

這和天線的場形(pattern)及多模無線裝置多根天線彼此的位置與隔離度(isolation)有很大關係，通常希望至少 10 dB[6]，所以有越來越多的 2G/3G

PDA 手機，把天線置於下緣。GPS 由於衛星特性關係，其天線一定放於使用者使用方向的上緣，如此 2G/3G 訊號遠離人體腦部，特定吸收率(Specific Absorption Rate; SAR)值較易通過，但天線進收發機時，必須額外承受一段長走線導致的損耗，但除了天線彼此的隔離度外，天線的位置還是無法完全避免靠近上述的干擾源。

1.4 解決方案

(1)利用積體電路設計來避免問題

- 高頻調校或時脈調校不良產生的問題[7]
- 不同 RF IC 架構產生不同優缺點[8]
- 多模設計的主要挑戰[9]

目前通行的收發機架構均採直接降頻 DCR(Direct conversion receiver)如(表 1.2)，CMOS 製程成本低且易與數位電路整合，但採 CMOS 製程會有兩項因素難以控制[9]，

(1)閃爍雜訊(flick noise)無法模擬得好。

(2)閃爍雜訊在很深的次微米可能會影響 DCR 接收機的雜訊

表 1.2 多模系統的收發機架構

	Transceiver Architecture	
GSM		
GPRS	UL: Direct Up	DL: Zero IF
EDGE		
WCDMA	UL: Direct Up	DL: Zero IF
802.11b		
802.11g	UL: Direct Up	DL: Zero IF
Bluetooth	UL: Direct Up	DL: Zero IF
GPS	Zero IF	

(2) 系統解決方案

對系統作屏蔽處理 (shielding) 是一種減少 EMI 輻射的相對簡單方法，它採用接地的屏蔽導體，全部或部分地覆蓋輻射的位置。對強輻射的系統來說，屏蔽是一種有效的方法。但在多數系統中，尤其是可攜式或掌上型產品中，屏蔽是降低 EMI 的最不理想的方法。屏蔽會增加尺寸、重量和成本，顯著地提高人工成本，因為這些產品的屏蔽讓它難於實現自動化製造。天線的場形(pattern)及擺放裝置[6]對系統的高頻無線效能有決定性的影響，以下四個課題也是我們所關心的。

1. 高頻元件或時脈源校正的重要性[10]~[13]
2. 各種雜訊使我們必須找出系統雜訊來源及提供解決方案，包含對別人的干擾(interference)及被別人干擾(compatibility)的問題 [14]
3. 功率放大器熱消散[15]
4. 降低成本所帶來的負面影響，目前常發生的系統雜訊來源如耦合接收雜訊、傳導發射雜訊、傳導接收雜訊三種雜訊來源，其中傳導接收雜訊主要和印刷電路板的設計準則有關，本論文針對耦合接收雜訊及傳導發射雜訊提出偵測及解決方案。

1.5 論文組織架構

筆記型電腦和個人數位助理，以尺寸而言是兩個極端，其設計考慮事項也因尺寸有所差異。以下舉三種代表性的商業產品為例：

- 16.0 吋 HP Pavilion dv6-1100 娛樂筆記型電腦(37.85 公分(寬) x 25.8 公分(深) * 3.4 公分(最低高度) / 4.1 公分(最高高度)，圖 1.7
- HTC HD PDA, 115mm * 62.8mm * 12 mm / 146.4 g, 3.8 吋 TFT，圖 1.8

- 3.5G HSDPA USB 無線網卡，85mm * 21mm * 13mm，圖 1.9



圖 1.7 16.0 吋 HP Pavilion dv6-1100



圖 1.8 HTC HD PDA



圖 1.9 3.5G HSDPA USB 無線網卡

本論文章節架構，第二章探討筆記型電腦耦合數位雜訊來源偵測及提供解決方案，第三章討論多模多頻 PDA 手機實作，第四章 3.5G HSDPA USB 無線網卡實作，第五章為結論。

第二章 筆記型電腦耦合數位雜訊來源偵測及解決方案

雜訊的角色不外乎影響別人接收機，或自己接收機被別人影響，例如顯示器中的時脈及資料訊號隱含高頻諧波，因為其數位特性較類比訊號不易衰減，常常是主要干擾源，其中又區分為影像資料及高壓背光電源 (switching power) 兩種雜訊。DVD ROM、USB 等其它週邊界面及處理器、記憶體等數位訊號，通常距離天線較遠，必須防止其雜訊透過其它介質耦合至天線，預加耦合電容及適當屏避把雜訊導至良好的地來預防，因此多模系統數位干擾源的位置必須和天線有適當隔絕，以筆記型電腦為例，通常從北橋到螢幕的數位訊號 LVDS (Low voltage differential signal) 排線距離天線很近，訊號又強，除適當屏避外，還必需使用展頻的技巧進一步降低螢幕高頻諧波，無線接收敏感度 (wireless sensitivity) 才能通過 OTA (over the air) 的規範 [16]，根據美國 CTIA (Cellular Telecommunications & Internet Association) 會議結論，CTIA OTA test plan v2.2.1 自 2008/1/14 起正式生效。換言之，在此日期之後於 CTIA 網站申請 PTCRB (PCS Type Certification Review Board) 認證，且必須要符合 OTA，其測試方法必須遵守 v2.2.1 的最新規定。本論文首先提出偵測無線產品干擾源的方法及解決方案，由系統尺寸較大的筆記型電腦談起，舉 2G/3G 為例，討論其 3-D wireless sensitivity (TIS)，小至討論 PDA 手機或 3.5G HSDPA USB 無線網卡。

2.1 筆記型電腦物理結構

本章討論的無線待測物為一台 15 吋筆記型電腦，其實體結構如圖 2.1~圖 2.6 所示。系統開發時，如何保持關鍵信號完整性以及電磁干擾 (ElectroMagnetic - Interference, EMI) 的模擬既困難且耗時，又容易出錯，因為它們依賴著難以預測的模式和參數提取 (parameter

extraction)。這種情況隨著每個新一代產品的開發而變得更加嚴重，因為時脈速度在不斷地提升，而電源電壓則在不斷地下降，因而產生了更低的雜訊容限 (noise margin)。除這些問題以外，更短的產品壽命週期也要求有更快的產品開發週期，兩相結合，阻礙到了設計工程師將其產品儘快推出上市以滿足需求的能力。消費者逐漸增長的期望必須被滿足，因為它們影響著一個公司快速製造出大批高品質產品，並趕上市場產品生命週期不斷縮小的能力。

儘管預測 EMI 對電子系統的模擬是一件困難且耗時的任務，但對電磁輻射基本原理的理解卻很簡單。任何在電場中移動的電荷以及電場的變化都會造成電磁輻射。輻射的強度與這種改變的速率成正比，電磁輻射的來源可以是手機的發射機，或各種數位系統（如 PC、PDA、印表機和掃描器）都會放射出非有意的輻射。在數位系統中，週期性的時脈信號 (periodic clock signal) 是 EMI 輻射的主要來源。另外，控制信號、時序信號、位址與資料匯流排、互連纜線，以及連接器等也會產生 EMI 輻射。一般筆記型電腦 2G/3G(WWAN)及 WiFi(WLAN)模組常使用兩根天線進行 Diversity 以增進傳輸效能，GPS 天線受限於其訊號源限制，最好位於面板上件上方，而藍芽用於短距離傳輸，其效能不被特別重視，置於 Keyboard 下方即可，如圖 2.1~2.3，雜訊如 LVDS、Memory(DDR II)、Clock Generator、CPU 及南北橋軸等位置走線如圖 2.1。由於上下件之間的連接孔(Hinge)不能太大，因此各條由下件主板連到上件的線不能太粗，如此同軸電纜的包覆及導地效果均會變差，此外，上下件之間的連結點也很少，而面板為避免應力不平均造成水波紋，通常只能在驅動 IC 子板露銅，或在有限的區域增加接地。一個個破碎的地連結，使雜訊極容易透過天線軸電纜、LVDS 排線、音源線等耦合至上件的天線。圖 2.4 方塊圖，可知各線路彼此間的連接關係。

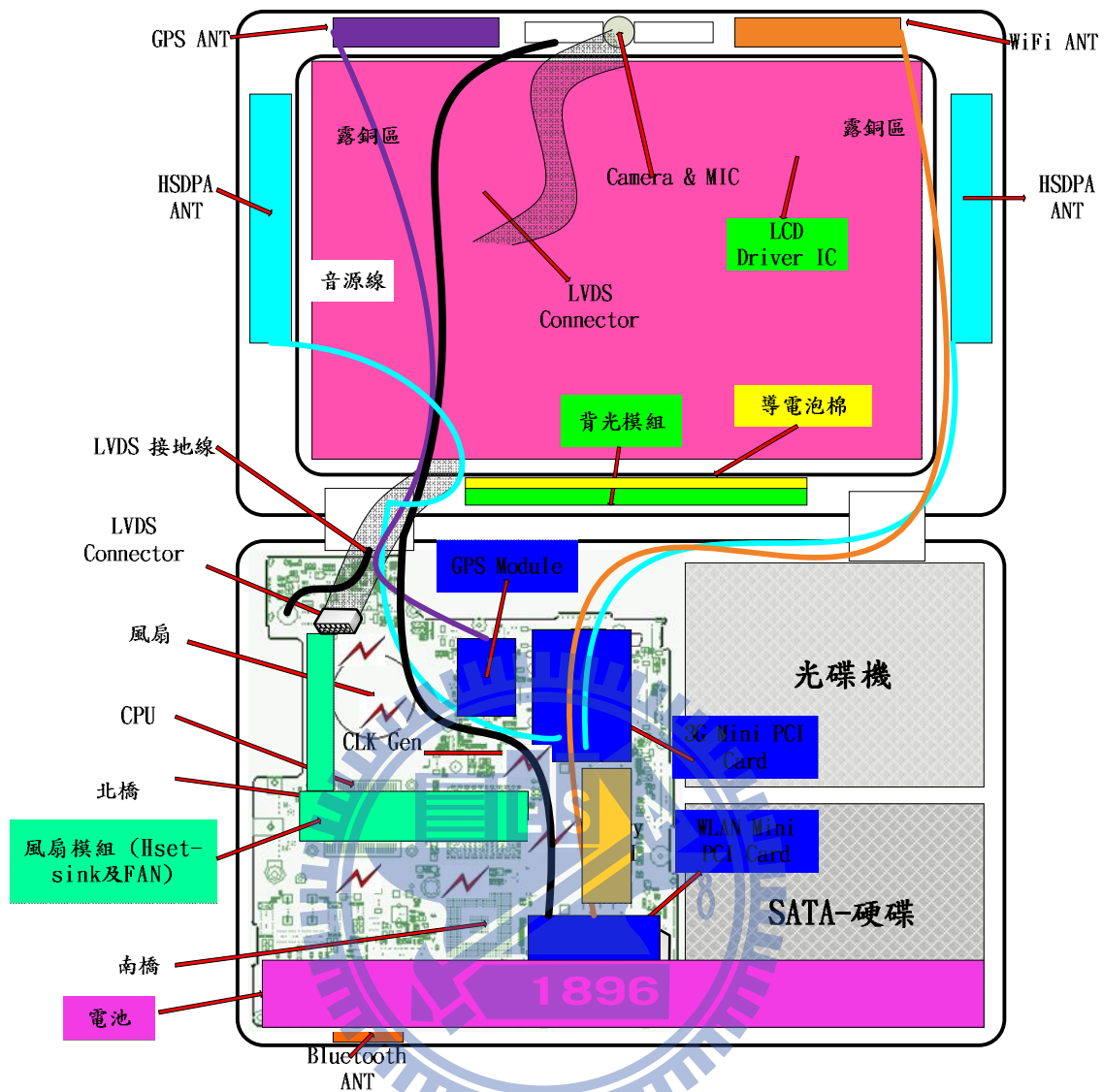


圖 2.1 筆記型電腦內部 Top View 透視圖

天線實際位置如圖 2.2 及圖 2.3 所示，尺寸如下：

WWAN(2G/3G or 3.5G_HSDPA)_ ANT.3P1& ANT.3P2: 70*6*5 mm,

WLAN(WiFi) ANT.2: 25*6*5mm

Bluetooth Antenna: 25*6*5 mm

GPS ANT.1:15*15*2 mm

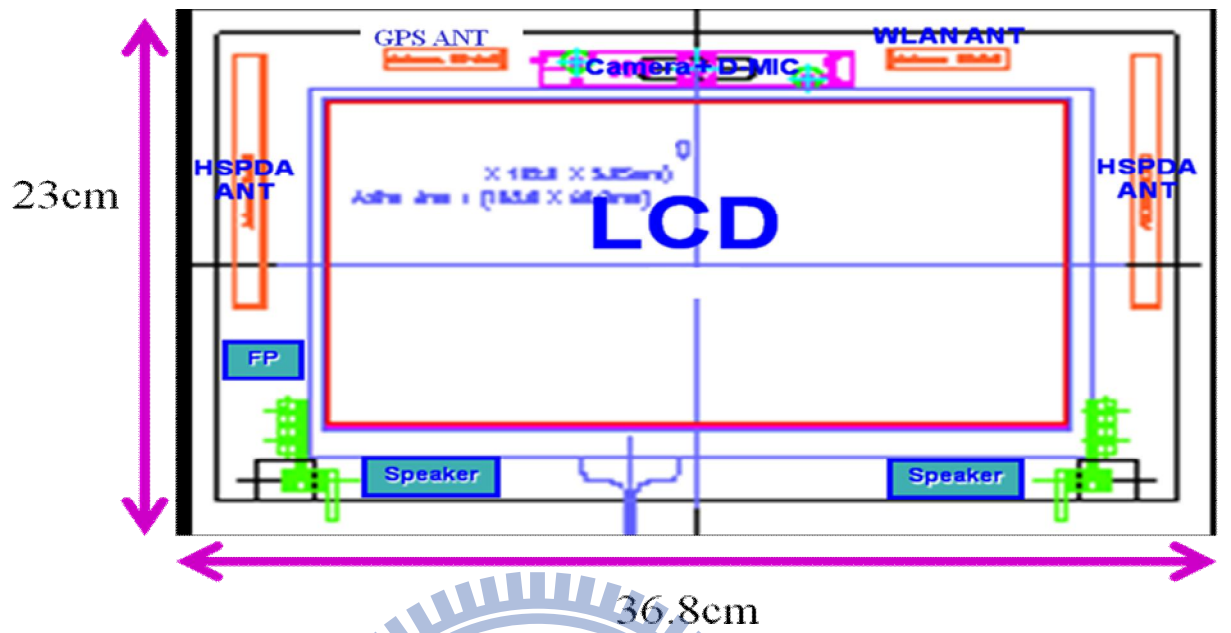


圖 2.2 筆記型電腦天線位置配置

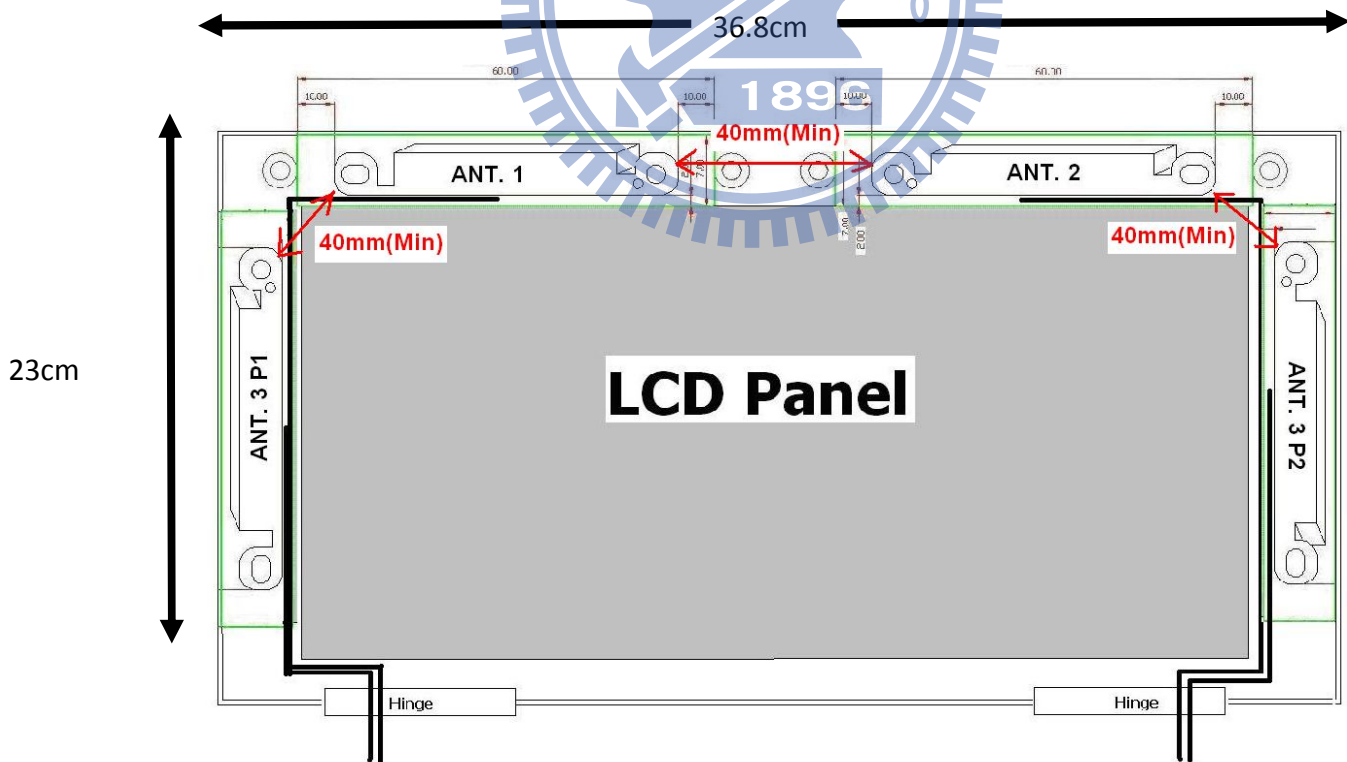


圖 2-3 筆記型電腦天線尺寸

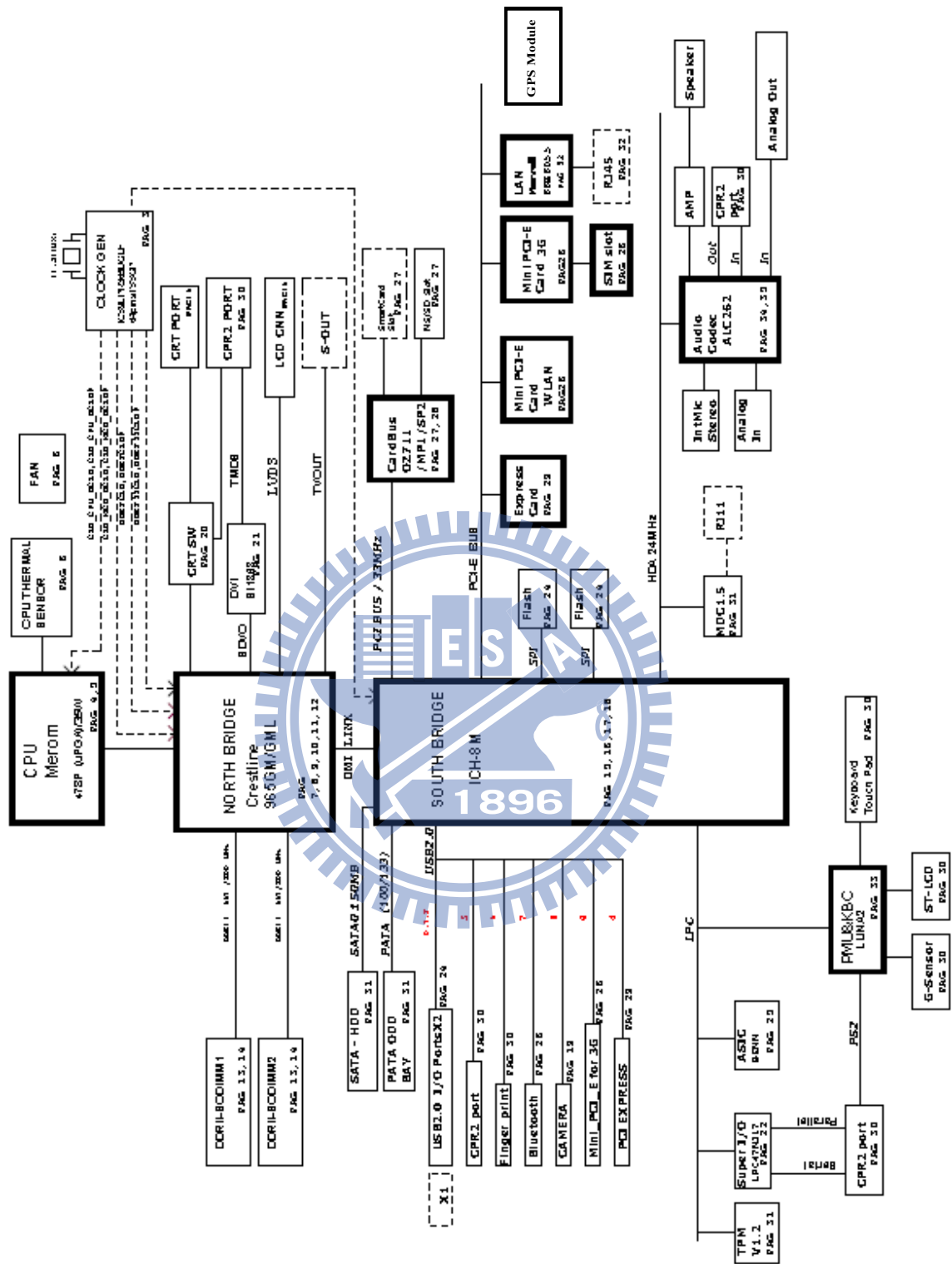
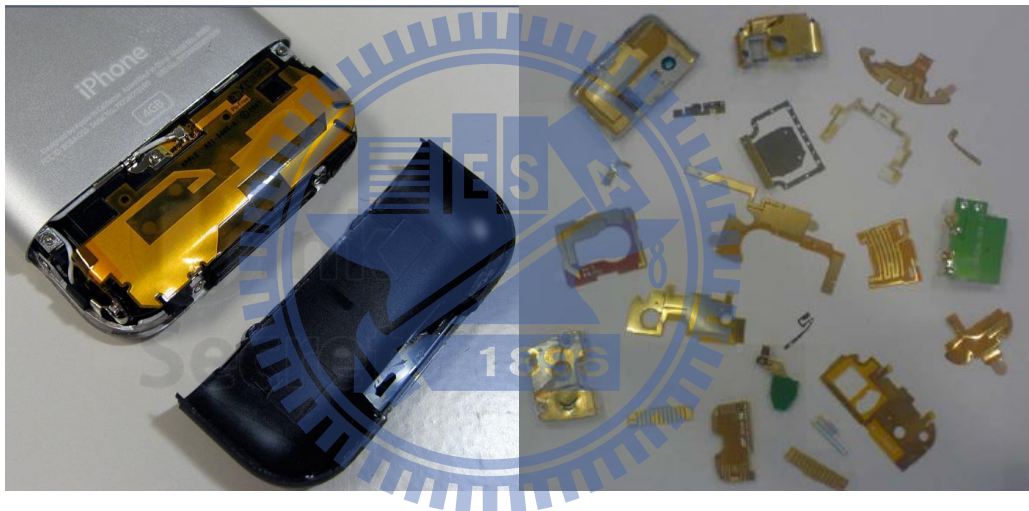


圖 2.4 筆記型電腦內部電路方塊圖

圖 2-5 及圖 2-6 是 PDA 手機及筆記型電腦常用的天線，從表 2.1 來看，在價格上軟板或鐵片 PIFA(Planar inverted-F antenna)天線的價格是比較便宜的，就頻寬而言，是 PIFA 天線的頻寬比較寬，以天線本體體積來看是 chip antenna(SMT devices with FR4, plastic, air, ceramic bases)的體積較小，在輻射效能方面來看是鐵片天線比較好而且因為寬頻比較寬的原因，在錯調方面，鐵片天線是比較不受影響的，綜合以上所得的優缺點，PIFA 天線不論在價格上及整體效能上都有不錯的表現，是一個既經濟又實用的天線。無論 PDA 手機或筆記型電腦其天線設計基於成本及體積考量，均朝向 PIFA 天線。



(a)

(b)

圖 2-5 (a)手機用天線(b)各式軟板天線

圖 2-6 為各種形式筆記形電腦天線，上圖為金屬形式，中圖為 FPC 軟板形式，下圖為 FPC 硬板形式

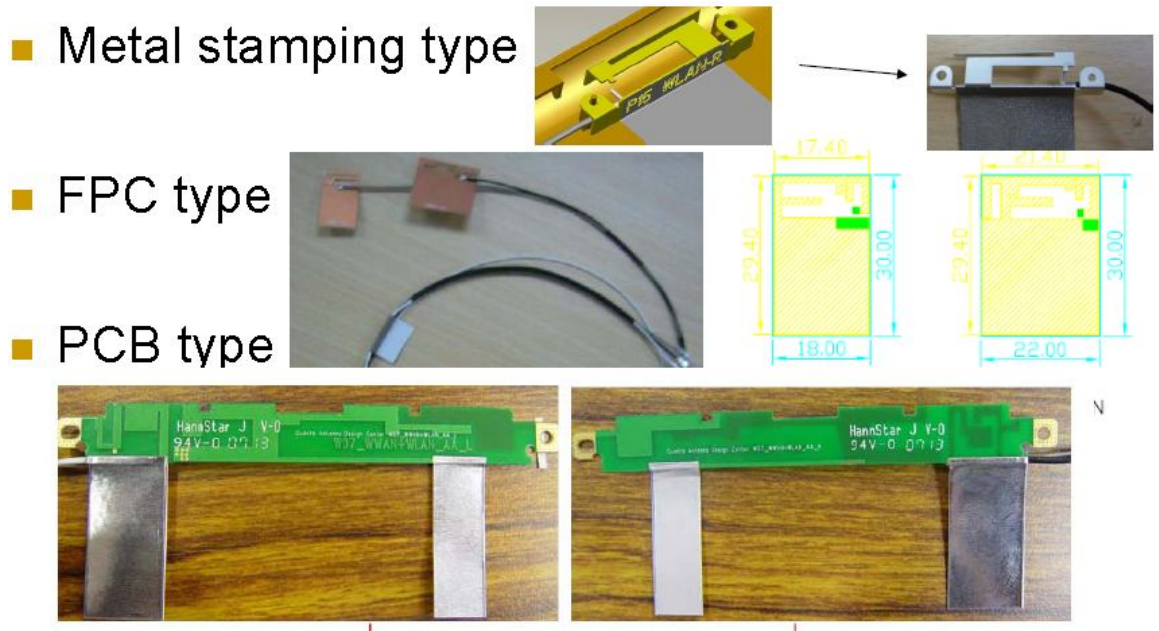


圖 2-6 筆記型電腦用天線

表 2.1 chip antenna 與 spring antenna 之比較

	價格	頻寬	天線 本體體積	輻射效能	錯調
Chip Antenna	較貴	窄	小	不佳	略差
Spring Antenna	便宜	寬	略大	佳	較好

2.2 雜訊偵測方式

如何經由頻譜分析儀及高頻天線(探棒)量測得知雜訊來源[17]，以往對於wireless sensitivity的規格，只要求量測2D的峰值(peak)，但近年來OTA(Over The Air)的TIS(Total Isotropic Sensitivity)已經是必須的，這是一個3D的規格。從[17]看出，若是在電路或組裝上無法解決，可考慮利用天線來幫忙，這種狀況在解決SAR時最常見。TIS會被系統雜訊影響，想得到好的TIS，必須減少來自系統的雜訊。如何偵測系統雜訊?我們有興趣接收訊號低於-100dBm, 因此我們必須使用可提供足夠低儀器雜訊(noise floor)的儀器來偵測實際雜訊。

一般的頻譜分析儀的敏感度不夠低，如果頻譜分析儀內含前置放大器並具有外接低雜訊放大器(LNA)，加上適當調整RBW/VBW，頻譜分析儀noise floor可從-90dBm降至-110dBm~-140dBm，如此才能看得到2G/3G甚至GPS的雜訊，Advantest R3162 頻譜分析儀即具有15dB增益前置放大器。HSDPA進行space diversity，如圖2.7利用HSDPA主天線(Main)及副天線(AUX)來接收訊號，當我們要偵測來自系統雜訊，依序將主天線及副天線分別連接到頻譜，如圖2.8(a)(b)，表2.2改變待測物狀態來偵測雜訊，所以有效控制各種訊號的出現，有助偵測雜訊。

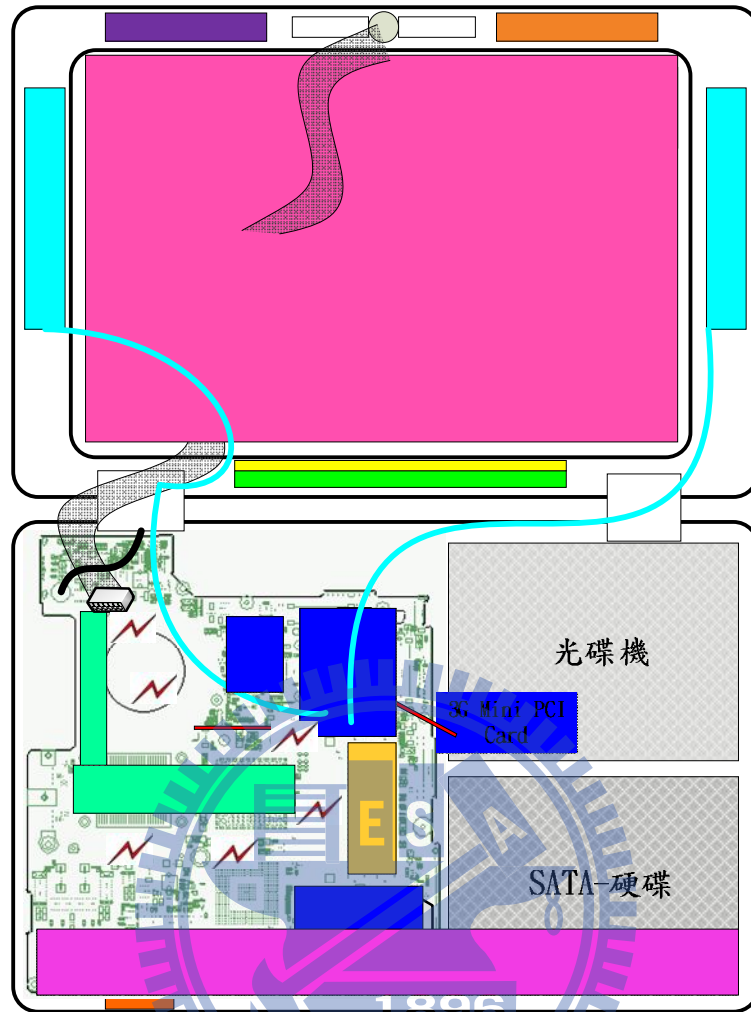
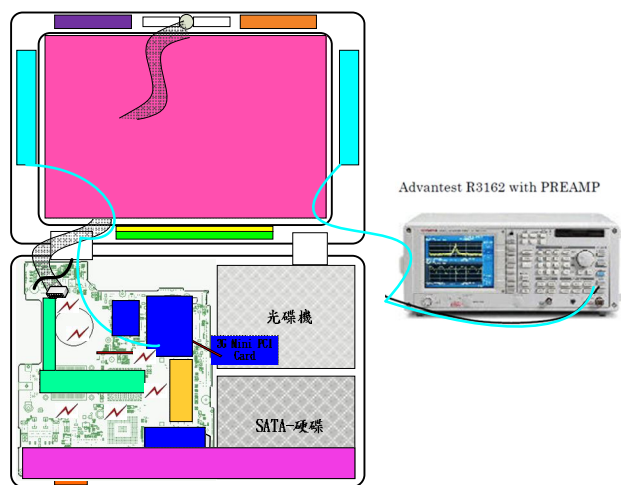
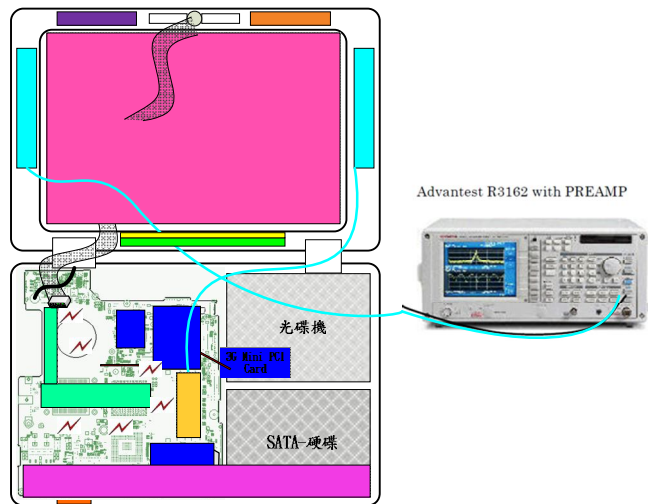


圖2.7 筆記型電腦3G模組和天線的正常連接



(a)



(b)

圖 2.8(a)主天線量收到的系統雜訊

(b)副天線量收到的系統雜訊

表 2.2 改變待測物狀態來偵測雜訊

Item Should be set in Reference	
Windows Windows	Starting
LCD Display	Angle 100-110 degree angle
Power Management Scheme	default setting
Power Source	Battery Only(No AC Adapter)
Brightness Control	Medium
Optical Drive	Turn Off(default setting)
Wallpaper	Default wallpaper
USB Port	Do not connect any devices
Express Card/PC Card	Do not insert any cards
Wireless LAN / Bluetooth	Off
Memory Card Slot	Do not insert any cards
LAN/MODEM	Do not connect any cables
Headphone / Mic	Do not connect any cables

表 2.3 頻譜分析儀設定

Item	Should be set in	Reference
Center Frequency	881.5MHz / 1960MHz	
Span	40MHz / 90MHz	
REF Level	-60dBm	
dB/DIV	5 dB/DIV	
RBW	300kHz	
VBW	300kHz	
Sweep Time	40ms	
Att	0dB	
Detector	Normal	
Preamp	ON	

當頻譜設定如表 2.3，此例為偵測 EGSM850，WCDMA Band V，頻譜畫面如圖 2.9 圖，當 LVDS 雜訊出現時如圖 2.10 所示，紅點所示超出 noise floor。

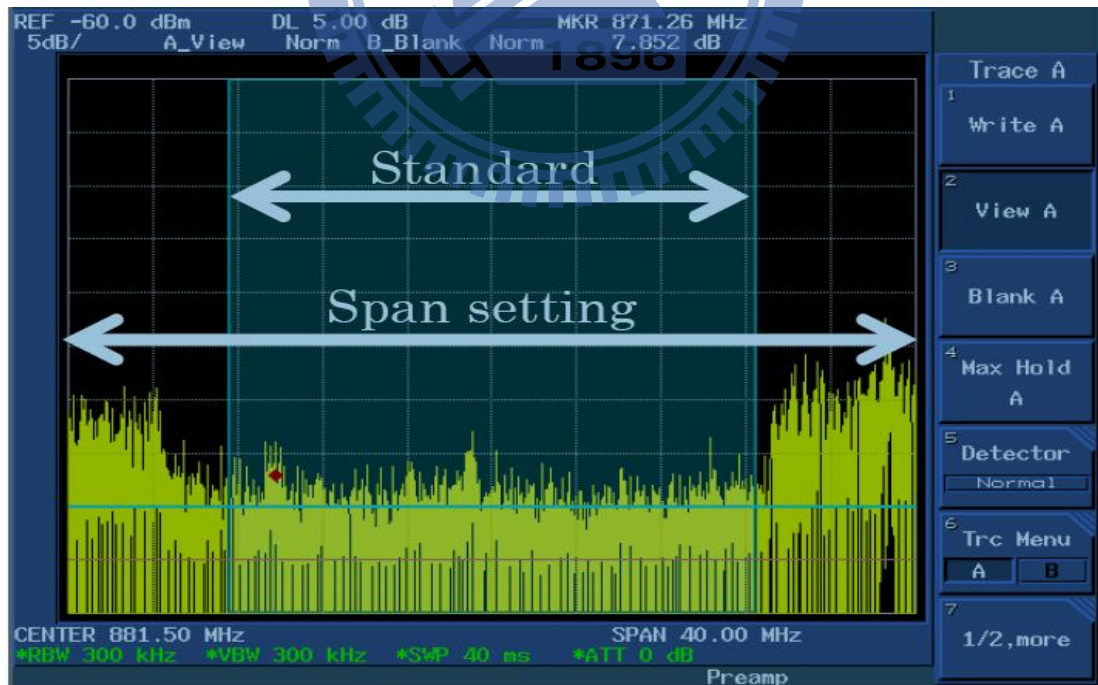
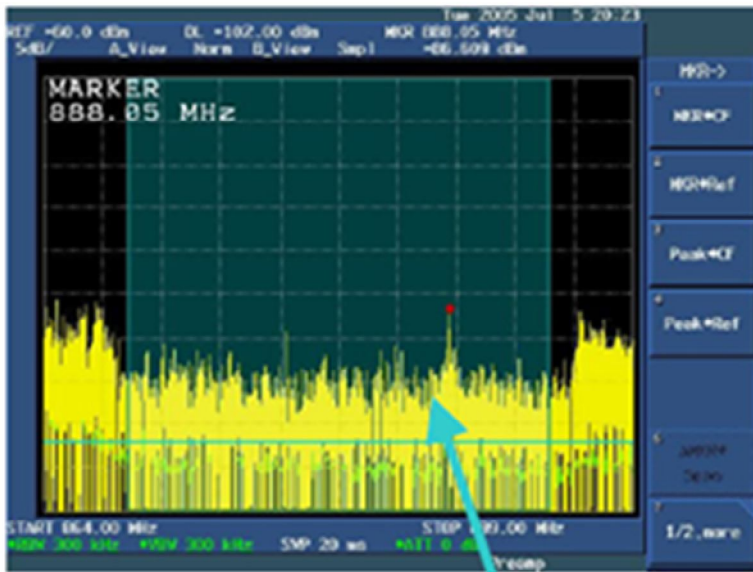


圖 2-9 頻譜分析儀畫面



869-894 MHz

5-10 dB noise appears in cellular band.

圖 2.10 利用頻譜分析儀捕捉 LVDS 對接收頻帶干擾訊號

經偵測及加入解決方案後，要確認結果，必須利用2G/3G綜合測試儀如Agilent E5515C直接量測接收機敏感度(sensitivity)如圖2-11，藉由量測接收機所有頻道敏感度(sensitivity)，可以知道干擾雜訊的影響程度及分布。圖2-12為針對 EGSM_900全頻道sensitivity的量測，可看出某些頻道(如ch1005, ch76, ch115)因受干擾，差了3~4dB。

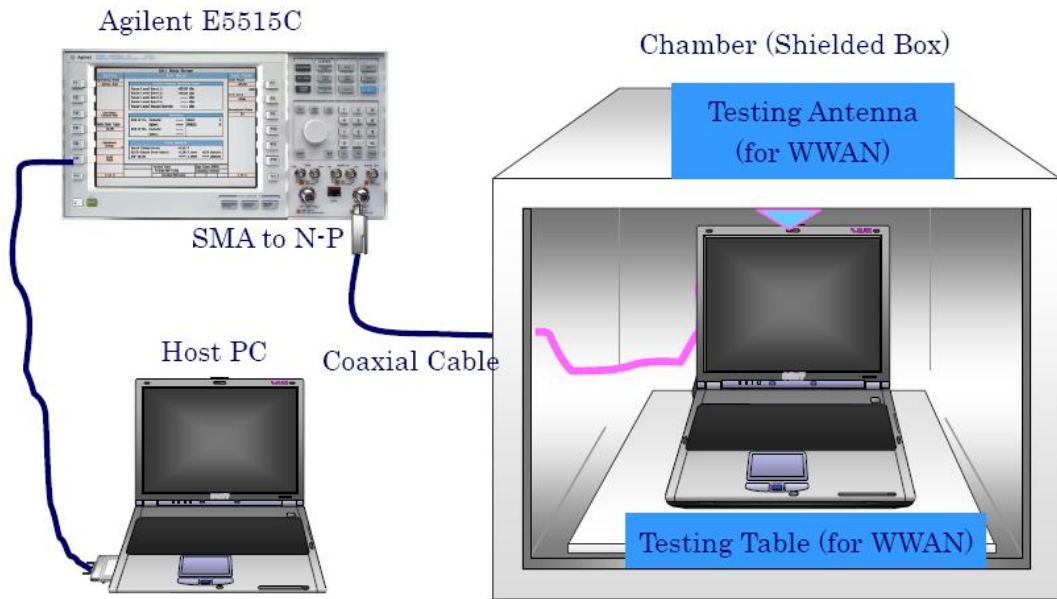


圖2.11 量測接收機敏感度(sensitivity)環境

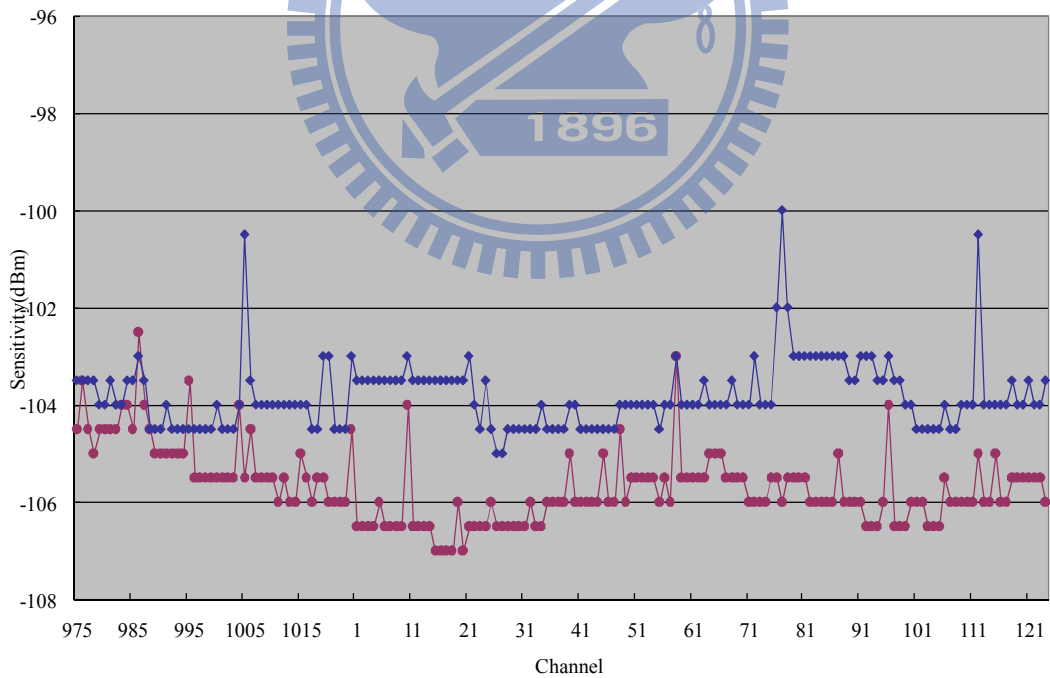


圖 2.12 2D EGSM_900 all channel wireless sensitivity

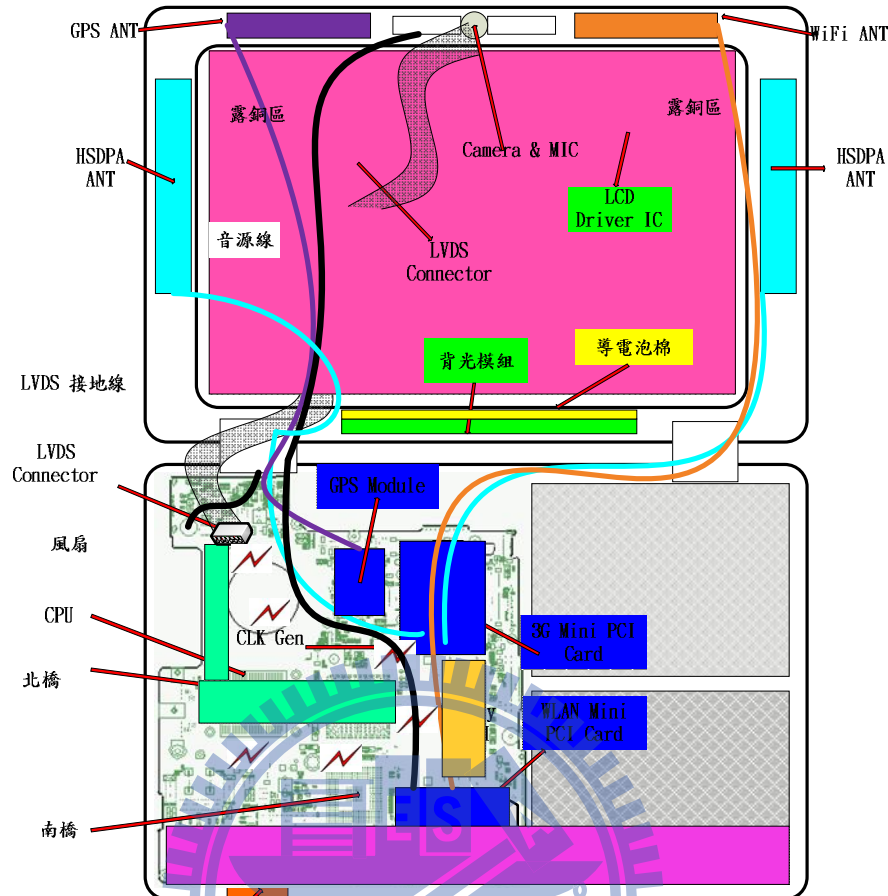


圖2-13 隔離雜訊方法

干擾雜訊在筆記型電腦的底座或上面的面板？如何尋找干擾雜訊的真正來源？WWAN(2G/3G)模組已置入底座，如圖2-13，WWAN 2G/3G 天線也已放在液晶面板的下面。尋找干擾訊號最簡單的方法就是把可能的干擾源關閉再打開，才能得知其各自貢獻的比例。測試HSDPA系統(包含天線之接收)步驟如下：

- (A) 把控制液晶面板的LVDS 排線拔掉再裝上，觀察對頻譜的影響
- (B) 裝上/拿掉WWAN卡，觀察對頻譜的影響
- (C) 裝上2G/3G卡，利用控制軟體關閉/打開，觀察對頻譜的影響
- (D) 關閉/打開(BT, WLAN)，觀察對頻譜的影響
- (E) 面板量度調大/調小，觀察背光switching power對頻譜的影響

(F) 拿掉再裝上各個子板，如相機模組，硬碟，記憶模組DDR II，觀察對頻譜的影響

經測試發現(A)(E)(F)是主要雜訊來源，我們以下將針對這三項進行討論

圖2-14，觀察頻帶935MHz~960MHz，可見LVDS Clock Generator IC展頻時振幅大小，頻寬及中心頻率均會改變，左圖spreading ratio=1%，右圖spreading ratio=1.5%，其各自的頻率源頻譜左緣從950.2MHz移至922.74MHz，其振幅也有不同變化，此即為我們可以調整的地方。

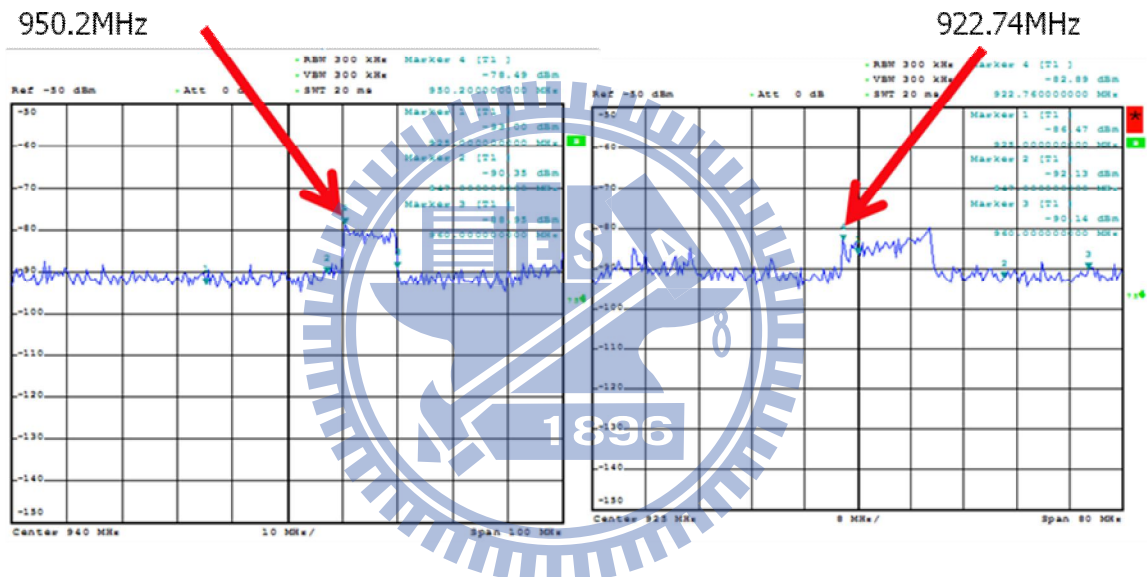


圖2-14 不同spreading ratio的頻譜變化

展頻(SSCG)

以下是一個經由調整2G/3G模組時脈頻率，進而改善LVDS對2G/3G接收機敏感度的實例：

- [步驟 1] 連接待測無線裝置至頻譜分析儀
- [步驟 2] 檢查雜訊頻譜，圖 2.15

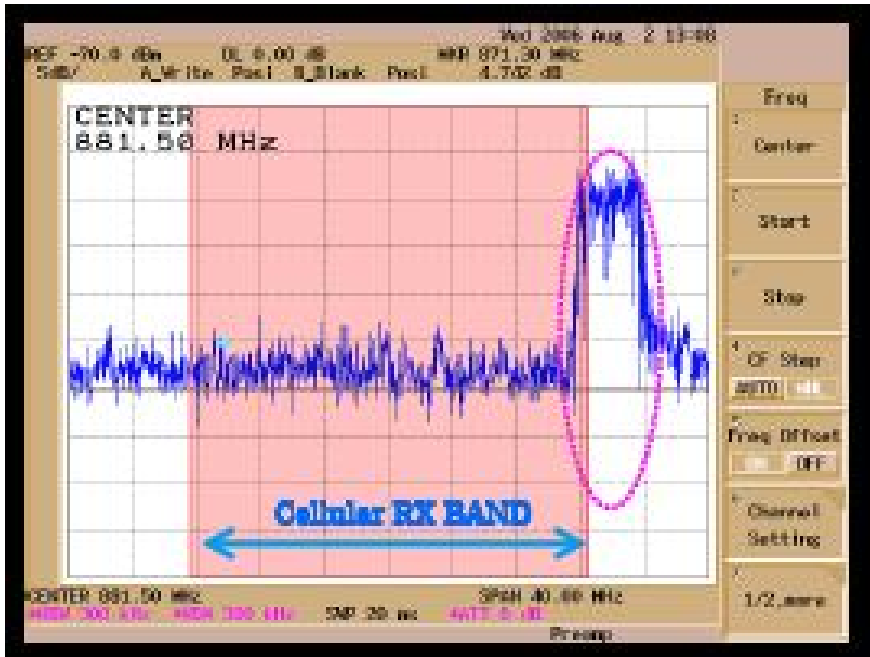


圖 2.15 檢查雜訊頻譜

[步驟3] 利用控制軟體關閉/打開面板，檢查頻譜有無任何變化

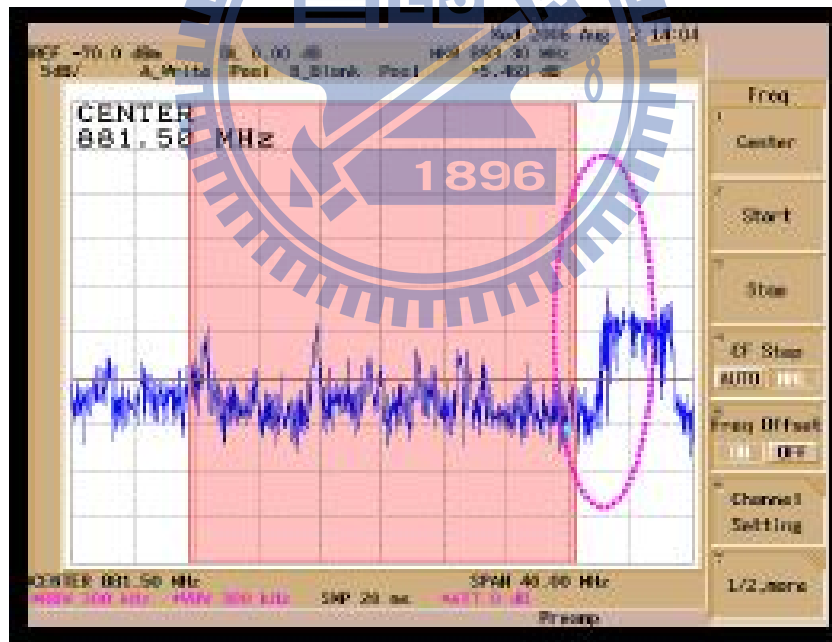


圖 2.16 液晶面板的訊號被關掉干擾雜訊也隨著

當觀察到隨著液晶面板的訊號被關掉干擾雜訊也隨著消失，干擾源明顯和液晶面板的訊號有關。(注意頻譜綠色區域) 圖2.16

[步驟 4] 確認干擾雜訊的頻寬及彼此之間是否有倍頻關係

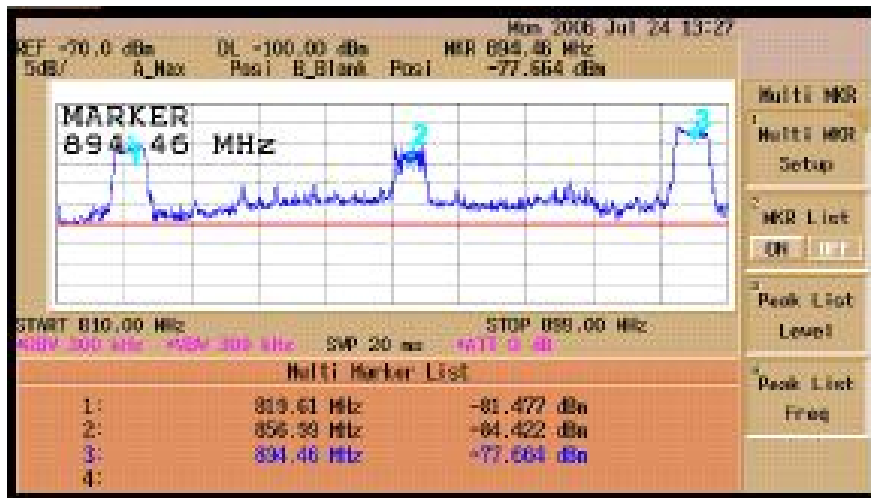


圖2.17 干擾雜訊每37.5MHz重覆一次

記號(1) 819.61 MHz

記號(2) 856.99 MHz

記號(3) 894.46 MHz

從以上的頻率記號顯示干擾雜訊每37.5MHz重覆一次, 如圖2.17

但記號3的干擾來源明顯來自其它原因。



圖 2.18 量測展頻因子

計算干擾源頻寬

中心頻率: 895.30 MHz, 頻寬: 4.52 MHz (= DELTA), $4.52 \text{ MHz} / 895.30 \text{ MHz} = 0.00504\dots$, 雜訊頻寬佔中心頻率0.5%, 從以上量測得知, 此雜訊是37.5MHz的倍頻, 展頻因子是 $\pm 0.25\%$, 大約-3dB, 如圖2.18。

[步驟 5] 檢查 V_BIOS中的設定值, 與步驟 4得到的展頻因子對照

[V_BIOS 設定] 75MHz中心頻率展頻 $\pm 0.5\%$

[假設值] 37.5MHz中心頻率展頻 $\pm 0.25\%$

從頻率的觀點, 干擾訊號是由37.5MHz($37.5\text{MHz} \times 2 = 75\text{MHz}$)倍頻而成, 我們不僅要注意液晶面板75MHz的排線訊號, $1/2$ 頻率(37.5MHz)也不能忽略。因此在初設計就要避免倍頻落入WWAN接收機頻譜。但僅有部分無線通訊產品可以展頻, 其他產品只能採取EMI的方式處理。液晶面板採用展頻時脈, 藉由頻譜分析儀及高頻天線(探棒)偵測, 如果要較準確, 待測物及高頻天線必須置於無響室(chamber)內。

一個多模的無線裝置中, 充滿各種數位時脈, 我們必須仔細觀察是否有任何的接收機頻帶干擾訊號是來自某一數位時脈的倍頻, 某些晶片組會支援液晶面板主時脈展頻的功能, 但若展過頭則會影響某些介面的正常運作。通常液晶面板驅動IC及排線的位置離天線很近, 是干擾訊號的主要來源, 因此若是可以微調主時脈頻率, 我們如何避開要被測試的頻率?

在可攜式裝置被廣泛使用之下, 連接主要裝置與外部裝置的高速串列式連結變得越來越受歡迎, 而對於減低一些不必要的電磁雜訊干擾(EMI)也是一個很重要的議題。在可攜式裝置中, 主要的雜訊來源是在訊號處理單元與另一端像CD/DVD和HDD的周邊裝置之間的高速介面。SATA是其中一項最佳的技術, 因為它能提供高達每秒3Gb甚至未來可達6Gb的大頻寬, 而在SATA規格中, 展頻時脈的技術可以透過分散主要載波的頻率來

減低電磁雜訊干擾。此外，除了在頻域上減低電磁雜訊干擾，考慮展頻時脈在時域上所造成的影響才是更重要的部分，因為在串列資料傳輸的過程中最主要關心的是訊號在時域上的完整性。

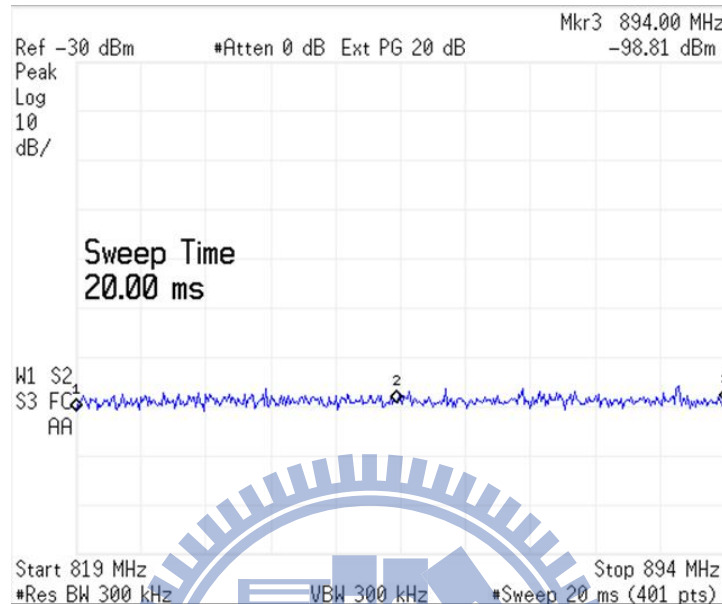


圖2.19 最終頻譜

2.3 解決方案

(A) LVDS

1. 干擾現象及途徑

干擾可能直接由LVDS排線或連接器輻射出來，也可能從下件經由LVDS排線、HSDPA或WiFi天線同軸電纜耦合雜訊，由於上下件之間連接器(Hinge)的孔徑很小，因此排線或同軸電纜的地不能太厚，使得地的屏蔽效果不佳，雜訊容易到處耦合，必須加強地或設法將雜訊導地。

2. 解決方法

- 展頻
- 電容濾波
- 貼銅箔屏蔽

- 貼銅箔增加導地
- 改變各種導線路徑

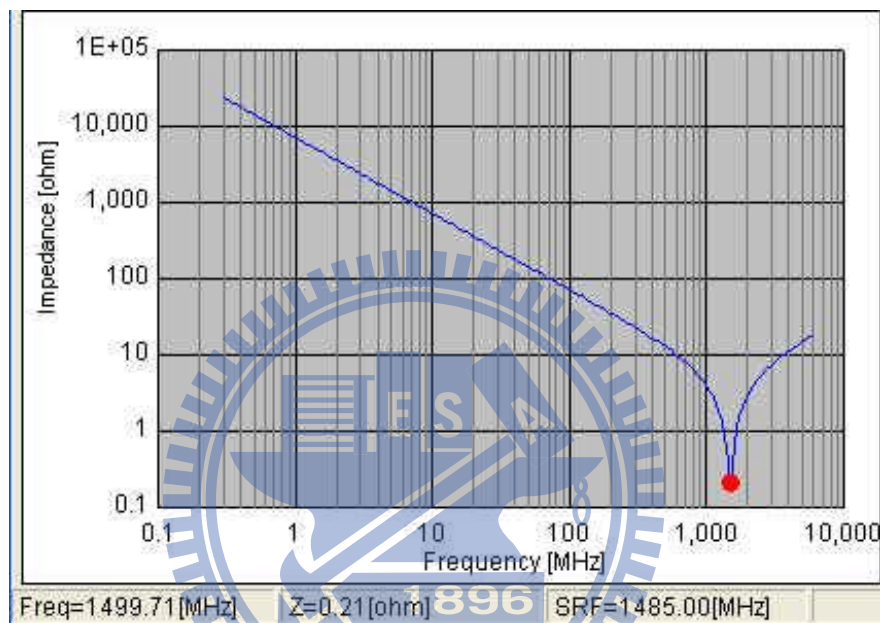
解決這種問題最有效的方法是採用展頻技術 (spread-spectrum-clock generation, SSCG) 來控制和降低 EMI 輻射。SSCG 技術並不會維持一個恒定的頻率，而是用一種小得多的頻率 (通常是 30 至 90 kHz) 對系統時脈頻率進行調變，在源頭 (系統時脈) 控制和降低 EMI 輻射。相對於其他 EMI 衰減技術，SSCG 的系統化特性是它的一個主要優勢，因為你從展頻時脈所得到的所有時脈和時序信號都會調變在相同的百分比，大幅地降低了整個系統的 EMI，圖 2.19 為所有解決方案均加入後的最終頻譜。這種方法建立了一個有邊帶諧波 (sideband harmonic) 的頻譜。它有意將窄帶的重複性系統時脈寬頻化，同時減少了基頻與諧波頻率中的峰值頻譜能量。調變頻率 (modulation frequency, MF) 一般是 30 kHz，這個頻率夠大，可以高於音頻頻段，但也夠小，以避免系統中的時序問題。

電容濾波

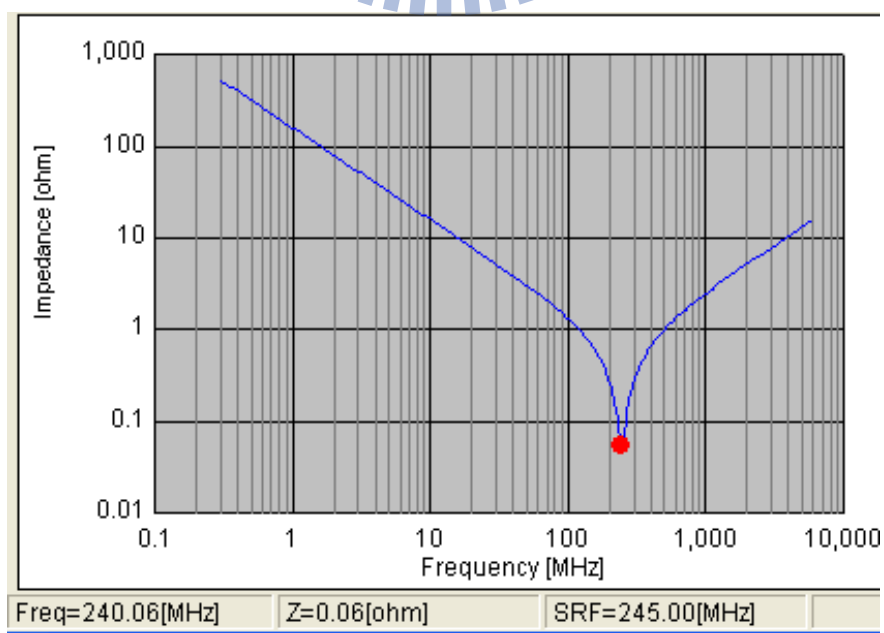
設計工程師普遍採用低通濾波器 (low pass filter) 來降低時脈和時序信號所產生的 EMI 輻射。他們藉由濾除較高階的諧波，縮短上升和下降的時間。但這種方法在高速系統中有時可能並不實用，例如顯示器，若時脈上升太慢，顯示會不正常。這時必需加入展頻方法，因為這種濾波既減小了重要的設定與保持時間的容限 (setup-and-hold-time margin)，同時也減少了信號過衝 (overshoot)、下衝 (undershoot) 的問題。濾波的主要問題在於，這種技術是非系統性的，這意味著在系統中任何確定結點上降低 EMI 都不會減少其他結點的輻射。因為高頻設計工程師在開始工作時幾乎沒有什麼資訊，他們必須在很多可疑的位置放置濾波器，從而浪費了寶貴的時間和 PCB 板的空間。模擬的辦法也常被提出，但受限於

模型的準確度，並不是主流解決方案。在此提出實用方法流程及注意事項：

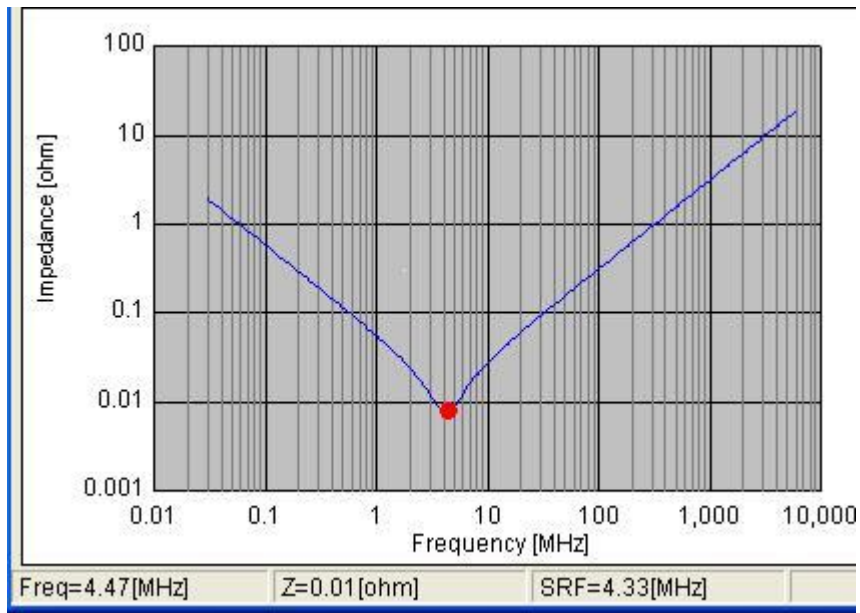
1. 直接於雜訊源外加旁路電容(Bypass Capacitor)接地，旁路電容角色如同陷波濾波器(Notch Filter)，必須注意各家同值旁路電容 notch 的頻率不同。以 muRata 的串聯共振頻率(SRF)為例，0402 與 0201 尺寸的衰減值值也不同，不同廠商的共振頻率點也不同。SRF=1485MHz，245MHz 及 4.33MHz 的模擬等效阻抗圖如圖 2.20(a), (b), (c)



(a)



(b)



(c)

圖 2. 20(a) muRata 22pF SRF(b) muRata 1nF SRF(c) muRata 4.7uF SRF

電容並連電路圖如圖 2. 21，其頻率響應如圖 2. 22，為常見的耦合電路設計，可見只要容值適當調整，可同時過濾多個頻段。但必須注意濾波電容的值及其位置，如圖 2-23。於 LVDS 連接器靠近電源部分並連三電容。

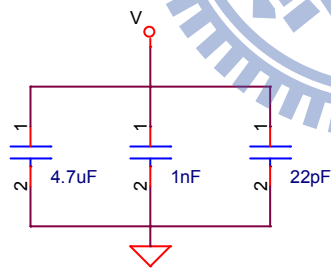


圖 2. 21 並聯 muRata 4.7uF//1nF//22pF 電路圖

貼銅箔屏蔽/貼銅箔增加導地

利用導電材質和印刷電路板的地連結，隔絕雜訊。以觀察到的 wireless sensitivity 當判斷。以下探討展頻或電容濾波以外的以 EMI 去除干擾源方案：

(1) LVDS Cable 是使用哪種材質也很重要

(a) Wire

(b) Coaxial Cable(材質及特性比較好)

要求條件如圖 2.24，理想的情形，(1)筆記形電腦上下蓋鐵件阻抗在接觸後小於 1 ohm，(2)ABCD 各點相對阻抗小於 1 ohm，但理想通常作不到，實際量測時，A<->B 小於 2 ohm，B<->C 小於 5 ohm，B<->D 小於 5 ohm，綠色部分需注意導電布接觸是否良好。

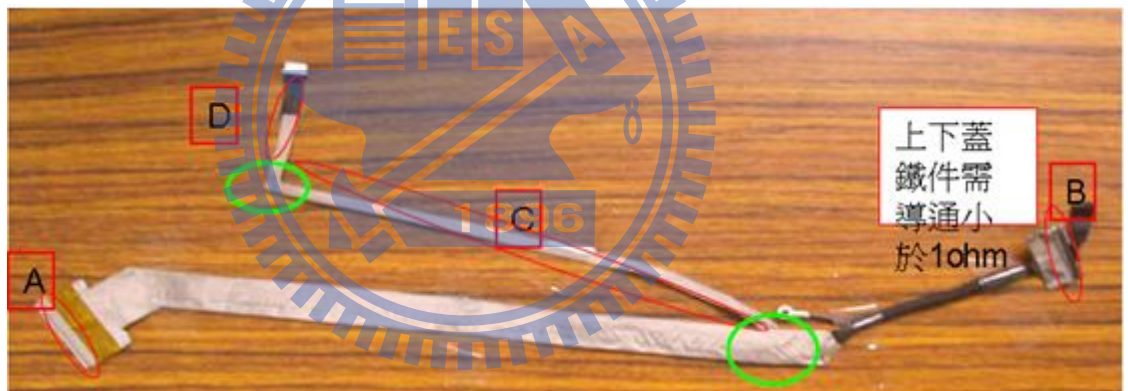


圖 2.24 LVDS 導線包法

(2)顯示器(panel, camera)LVDS 排線及連接器內含 72MHz 倍頻的數位訊號，離 WWAN 天線很近，會影響接收，如圖 2.25 銅箔補強上件面板接地，下件甚致把主機板端的 LVDS 排線包銅箔加強導地，如圖 2.26。此外機構使用哪一種材料(金屬件, 鋁鎂件, 濺鍍, 水鍍, 鋁箔)來做外殼，各機構件內緣導體的導電性也很重要，任何點阻抗量測最少需要小於 5 ohm，阻抗過大時將會使 EMI 與 ESD 效果不佳，嚴重時將導致 Fail。

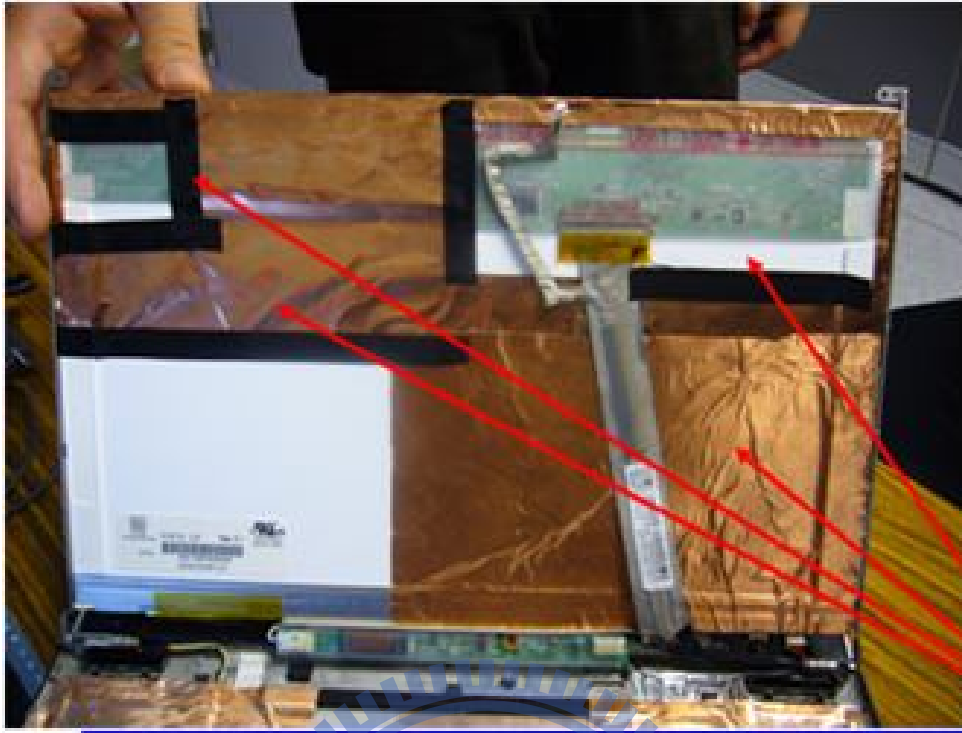


圖2.25 銅箔補強上件面板背面接地

Add another pig tail on the LVDS cable



The picture show using Cu- foil to ground , so it means add another pig tail on the LVDS cable .

Try to change grounding pig tail location (facilitate to MP)

圖 2.26 用銅箔補強下件 LVDS 排線及連接器接地

偵測是否有雜訊直接由筆記型電腦下件輻射出來，Keyboard部份用抗靜電布覆蓋，可有效壓制下件雜訊如圖2.27，此頻帶均相當程度低於原先準位(粉紅線)。可看出Maker1~4之雜訊從-90降至-100dBm以下，因此下件本身有相當雜訊需要去除。

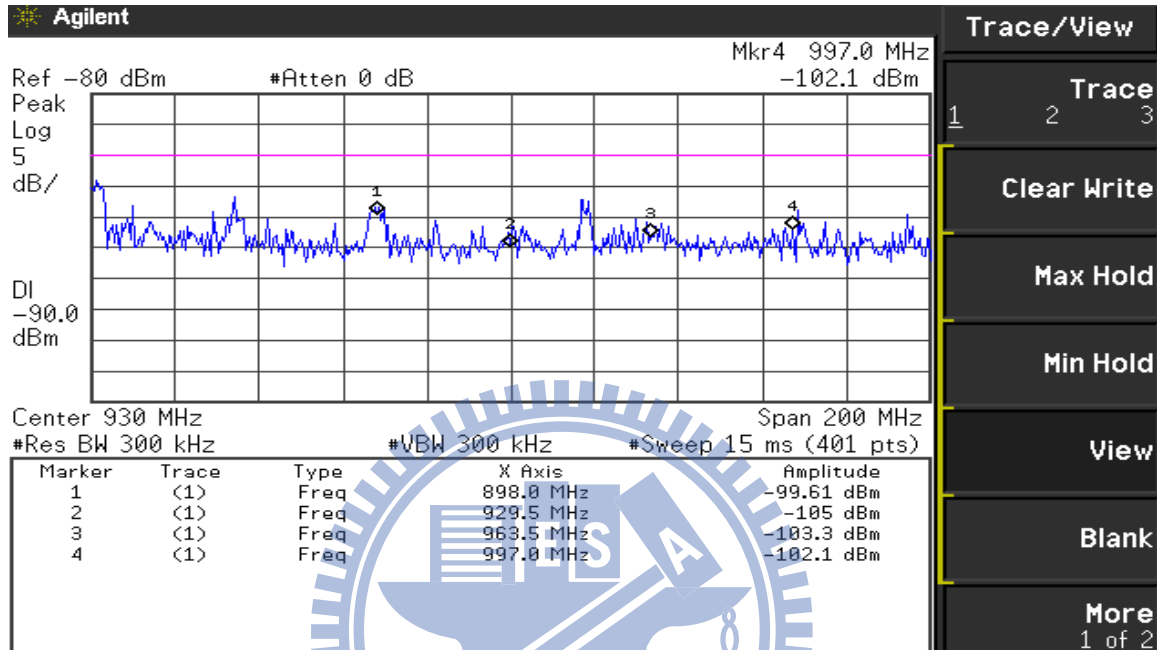


圖2.27 抗靜電布覆蓋頻譜

圖2.28表三種LVDS排線不同接地，其中主天線頻譜，(綠線)如圖2.31，LVDS排線包銅箔(藍線)同上，LVDS接地線靠近風扇螺絲(紅線)同上，LVDS接地線靠近北橋散熱片可見此處LVDS的地還是影響頻譜最劇

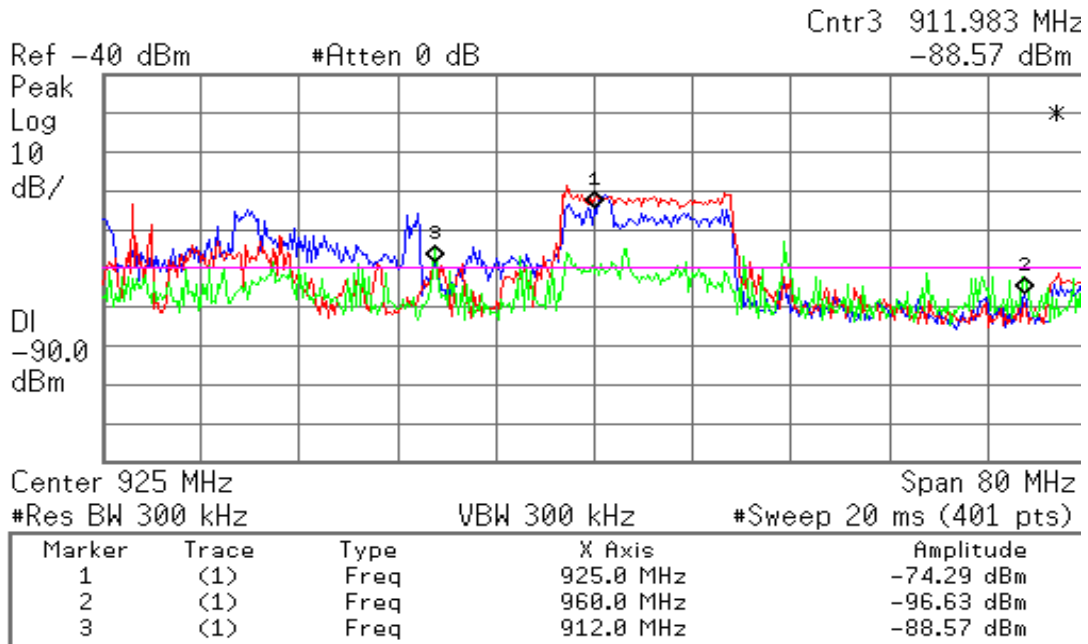


圖2.28 LVDS不同接地主天線頻譜

圖2.29為參照圖2.26圖銅箔部分，加強LVDS及風扇接地地，前(紅色)後(藍色)之頻譜差異，此處的加強還是有效的。

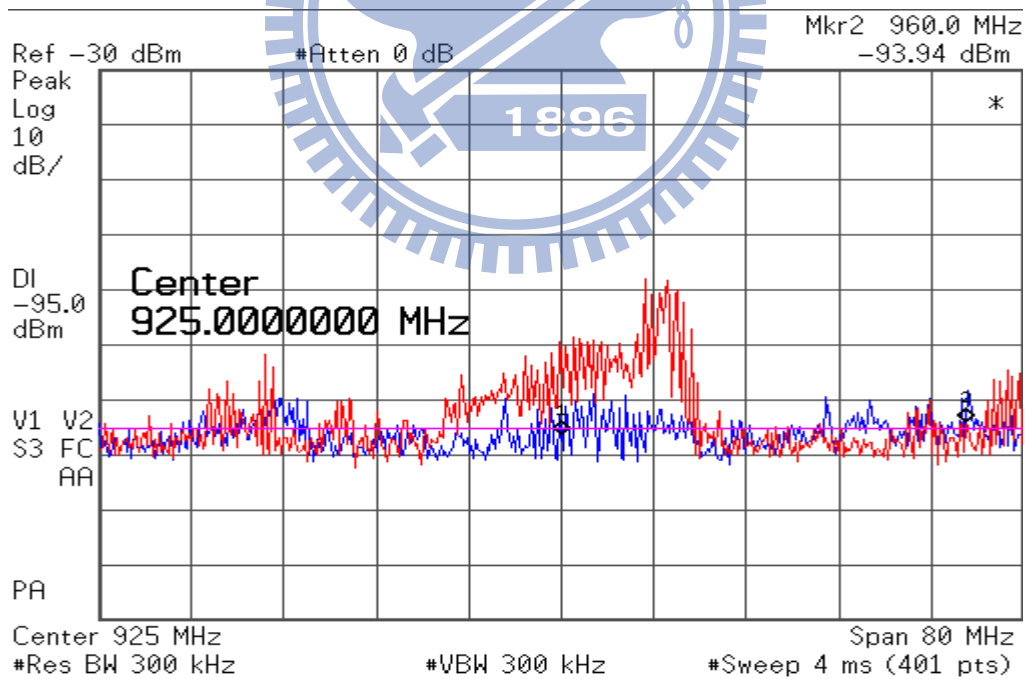


圖2.29加強LVDS及風扇地

利用EMI的隔絕或導電材料和液晶面板的地接觸來除去雜訊來源，如圖2.30，液晶面板下方貼不規則形狀導電布，其大小形狀並沒有固定準則，有時貼太多反而耦合雜訊，面板背面貼導電布後，如圖2.31，應力不平均會導至水波紋。

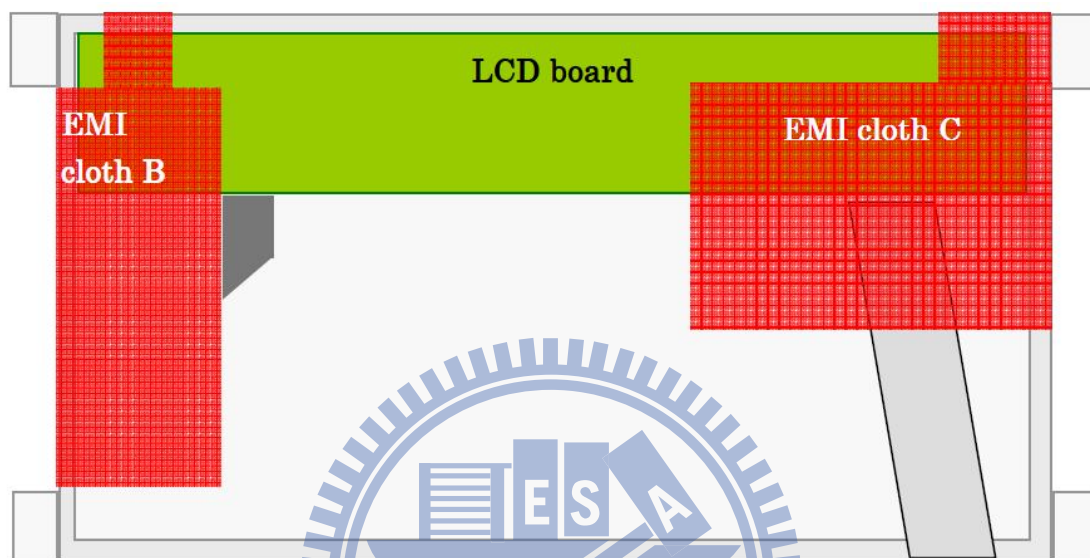


圖 2.30 液晶面板下方貼不規則形狀導電布

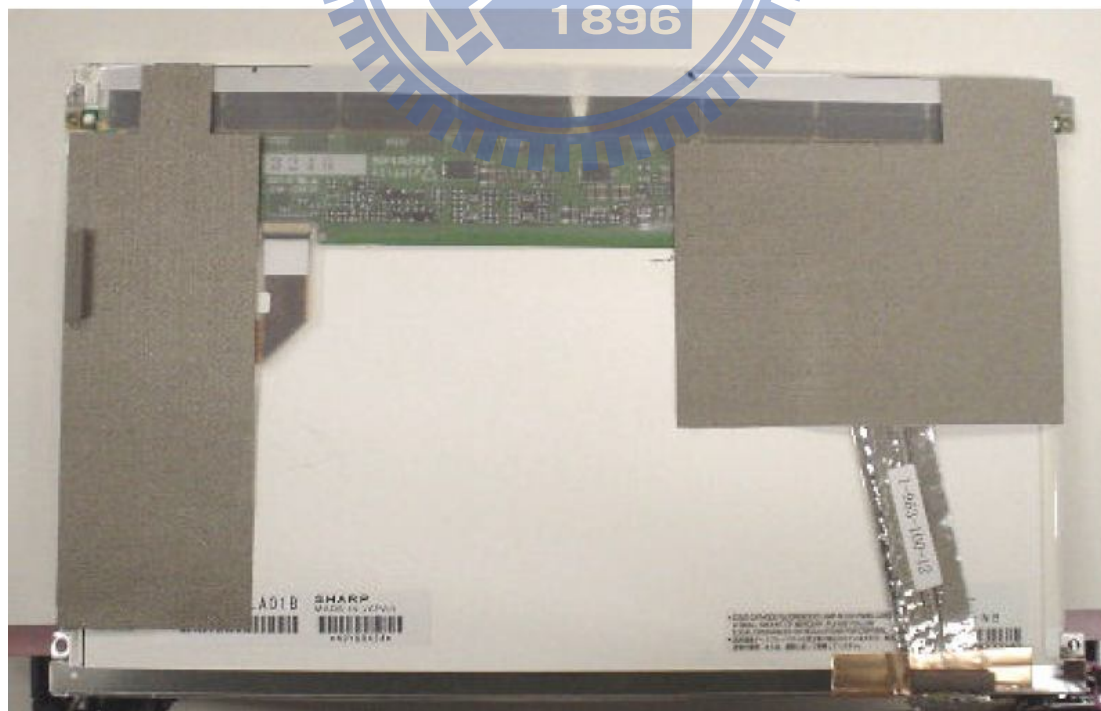
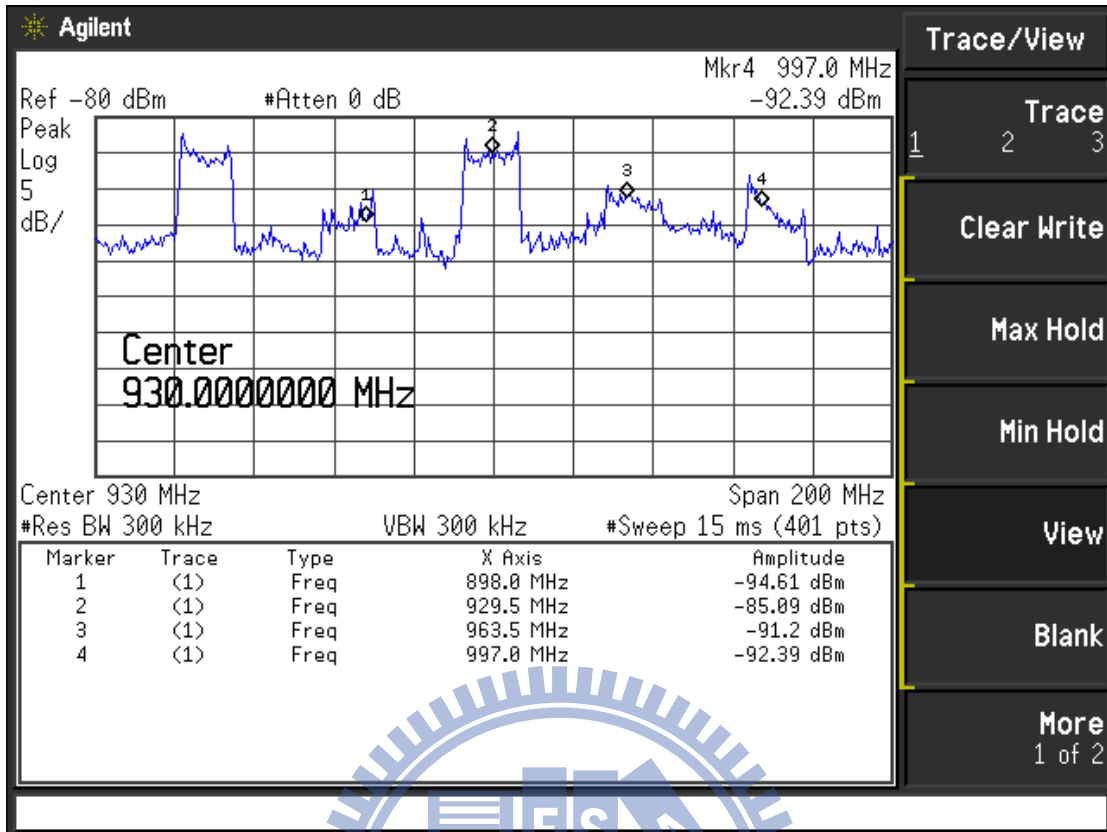


圖 2.31 貼 EMI 導電布到液晶面板驅動 IC 的背面

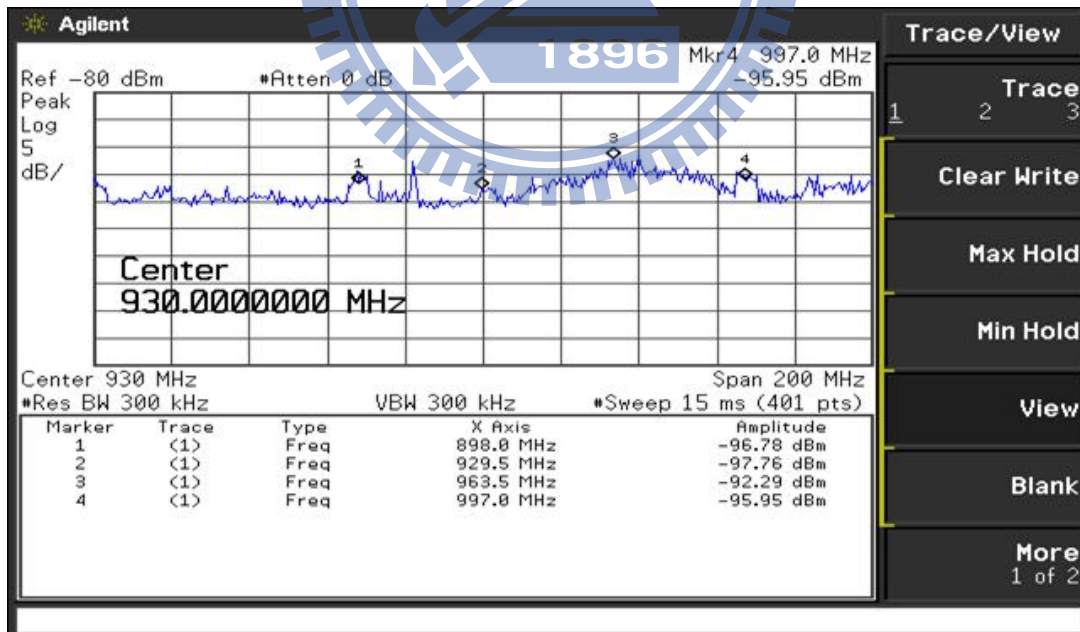
(E) 背光 Inverter 的 Switch Power→對 Antenna, LNA, TIS 有影響

1. 干擾現象及途徑

由於筆記型電腦內部背光模組所使用的電源為直流電如圖 2.32(a)，故必須有電源供應器（或整流器）來把交流電轉換成各種不同的直流電壓使其發揮功能。依其電路結構的不同，電源供應器可分為線性式和切換式電源供應器兩種。簡單的線性式電源供應是由變壓器、二極體整流器和電容濾波器所組成，其優點是電路簡單、穩定度高、暫態響應快、可靠度高、漣波小、電磁干擾小，然而因其使用大電流變壓器，體積大且重量重，大多無法直接安裝在電路基板上，轉換效率低（約 30~50%）。為克服線性式電源供應的種種缺點所發展出的切換式電源，其優點是轉換效率高、空載時耗電小、重量輕…。但在電路結構上比線性式電源供應器來得複雜，漣波比較大、電磁干擾也比較大，但整體而言，切換式或線性電源供應的選擇必須在效率和 EMI 雜訊之間取得平衡。高的電壓經切換後無論傳導性或輻射性電磁雜訊都已相當高，使得切換式電源供應器的 EMI 防治方式相當複雜。在數位與類比混合的環境下，數位電路在運作時會產生大量的切換雜訊，這些雜訊會干擾到類比的運作。為求最佳的電路運做，必須想辦法讓此二者能避免彼此干擾。



(a)



(b)

圖 2. 32(a) 面板背光 Inverter 的頻譜 (b) Inverter 加上 Gasket sponge 後的頻譜

2. 解決方法

由於面板 Inverter 也是切換式電源，如圖 2.33 於其上方加入導電 Gasket Sponge 有助於抑制 switching power 的雜訊，如圖 2.32(b)。

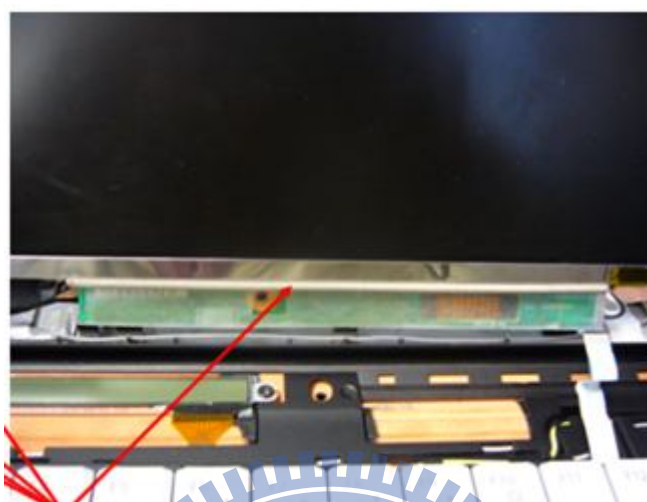


圖 2.33 面板 LVDS 連接器及 Inverter 位置

(F)各子模組討論(HDD, MIC, DDRII)

HDD

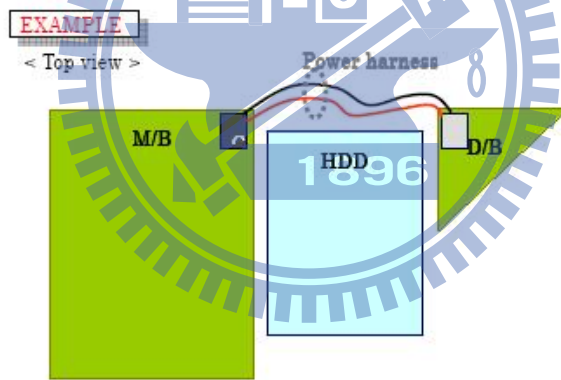
1. 干擾現象及途徑

干擾可能直接由各子模組排線或連接器輻射出來，也可能經由 LVDS 排線或 HSDPA/WiFi 天線同軸電纜耦合雜訊，因此排線或同軸電纜的的走線及其與雜訊源的位置關係，常導致雜訊耦合。圖 2.34 為硬碟等元件防止雜訊的處理方式，硬碟的螺絲孔貼上導電布，使其地與主板連結，當 Shielding 只有一端接地只能消除電場，無法消除磁場。當 Shielding 兩端接地才能消除電磁場幅射。絞線是利用兩條線的相位相反，振幅相同的原理將雜訊抵消。圖 2.35。

2. 解決方法



圖 2.34 硬碟的螺絲孔貼上導電布



Twist cables, and put it in gap between HDD and cabinet.



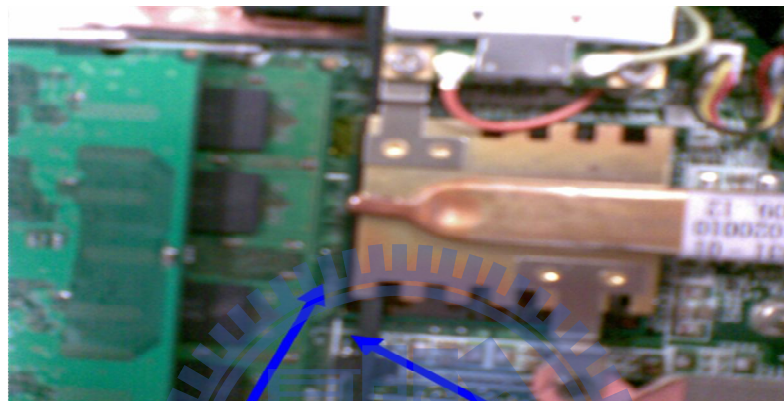
圖 2.35 電源線雙絞

DDRII+麥克風音源線

1. 干擾現象及途徑：

(1) MIC Cable

由於DDRII隨系統運作會產生高頻雜訊，因此經其音源線附近要特別注意。圖2.36，黑色的MIC音源線附近有北橋及DDRII的雜訊，其距離遠近影響耦合程度。



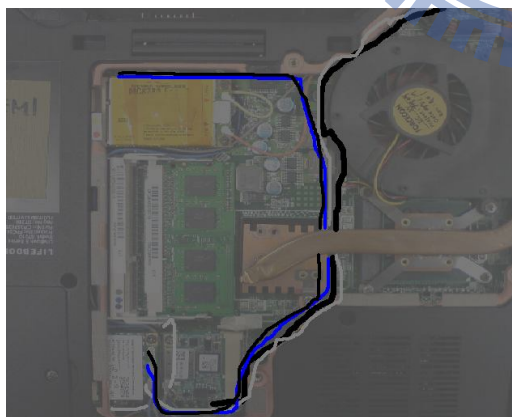
original

new

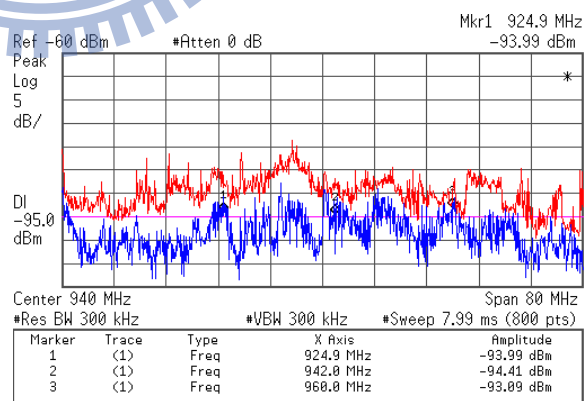
圖2.36 音源線走法

1896

(2) WiFi Antenna Coaxial Cable



(a)



(b)

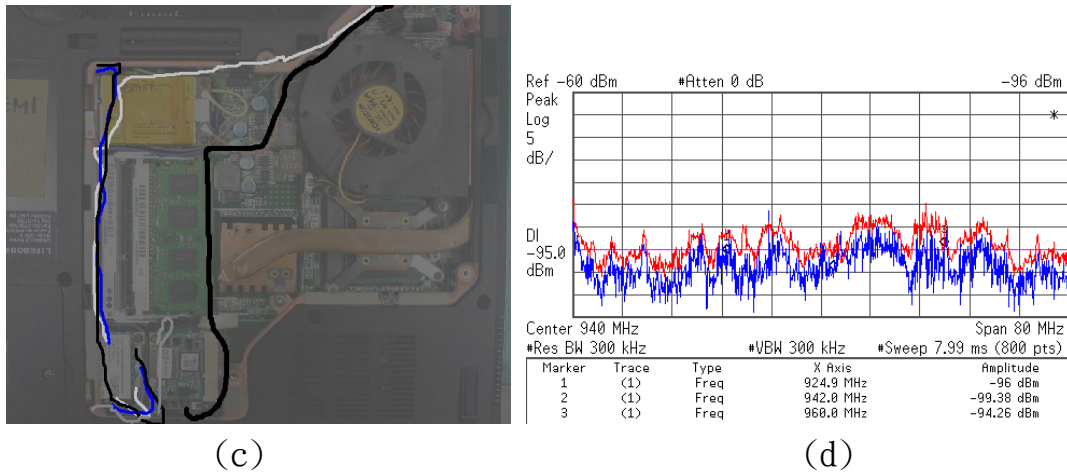


圖2.37(a)(c) WiFi Coaxial Cable走線不同(c)(d)各自耦合雜訊頻譜

2. 解決辦法

長導線易形成輻射源圖，如圖 2.36，由於每條接至面板的導線若接地不良，可視為雜訊可利用的天線，因此導線與雜訊源的相對位置從兩圖可看出有很大關係，如圖 2.37(a)MIC 音源訊號(黑色粗線)經過北橋時易耦合雜訊，如圖 2.37(b)，WiFi Coaxial Cable 走線不同如圖 2.37(c)，結果改善如圖 2.37(d)。改變 Coaxial cable 路徑(白藍:WiFi 模組 coaxial cable，黑:音源線)有助於改善 EGSM_900 頻帶雜訊。上件天線至主板印刷電路板同軸電纜線走線的路徑須避開雜訊發射干擾源，上蓋與下蓋及各小板之間需考慮到整體的地迴路是否有做到完封雜訊射出(上蓋與下蓋其四周需能搭接密合的到:使用導電泡棉或鐵件....等)，只要含有金屬成份的組裝料浮接，沒有確實固定到地，可視為可能輻射雜訊的來源，各含有金屬成份的組裝料及小板間的接觸，建議使用兩到三點以上螺絲固定點或大面積導電泡棉接觸，各區域也需要特別注意其接觸點或面是否足夠，其成效將會影響到 EMI 和 ESD 的結果。面板尺寸越大，背後貼東西越容易形成水波紋。

本實驗參考如表2.4 Vodafone V2.2之規範，上述各種解決方案EGSM的TIS結果，如表2.5由黃色結果可知，LVDS 雜訊是否被有效抑制仍決定最後的結果。

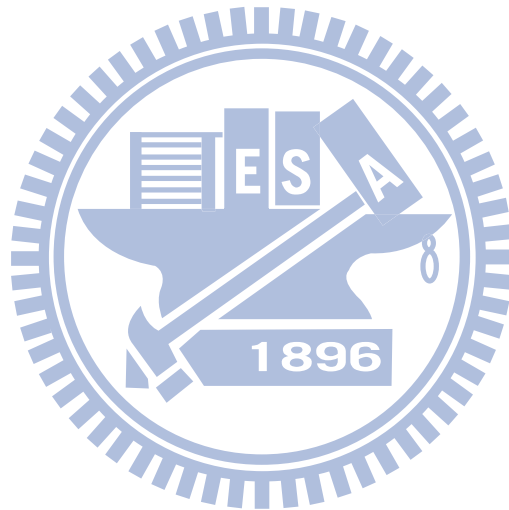
表2.4 Vodafone TIS specification

Mode/Band	Vodafone (V2.2) [SI]					
	TIS					
	850(190)	900(38)	1800(699)	1900(661)	Band I (9750)	Band 8 (3013)
PC/data card (free Space)	-98.5	-100	-100	-98.5	-103	-100
Mobile Phone (Talking Position)	-98.5	-100	-102	-100.5	-104	-100
Mobile Phone (Free Space)	-103	-104.5	-103	-101.5	-106	-104.5

表 2.5 EGSM TIS結果

EGSM_900	CH975	CH37	CH124	Condition
Rx Level(dBm)	47	46	44	original
Sensitivity(dBm)	-89	-90	-90	
Rx Level(dBm)	46	45	43	add gasket at LVDS to contact the case
Sensitivity(dBm)	-97	-100	-99	remove the microphone cable
Rx Level(dBm)	46	45	43	enhance the antenna contact
Sensitivity(dBm)	-98	-100	-99	
Rx Level(dBm)	46	46	45	Put the microphone cable under RAM module
Sensitivity(dBm)	-92	-97	-97	
Rx Level(dBm)	46	46	45	use the sponge to separate
Sensitivity(dBm)	-95	-100	-101	
Rx Level(dBm)	46	46	45	copper foil at the bottom of the panel
Sensitivity(dBm)	-91	-99	-100	
Rx Level(dBm)	45	45	44	add conductive fabric to the LVDS
Sensitivity(dBm)	-91	-101	-100	

Rx Level(dBm)	46	46	44	remove the conductive fabric on LVDS add a rectangular copper foil below the antenna
Sensitivity(dBm)	-92	-99	-99	
Rx Level(dBm)	47	46	45	change the LVDS SSCG from 1.5% to 0.5%,
Sensitivity(dBm)	-101	-101	-100	



第三章 多模多頻 PDA 手機實作

3.1 物理結構(圖 3.1~圖 3.11)

GPS 天線由於訊號源衛星的分布位置，天線均會設計於 PDA 的上方。2G/3G 天線為了 SAR 及避免干擾 GPS 常置於下方，至於 WiFi 和 Bluetooth 通常基於空間考量共用，置於 PDA 兩邊的位置。113mm * 61.5mm * 11.98mm 為其實際尺寸，如圖 3.1 所示。



圖 3.1 上蓋及觸控 LCD 螢幕正面/反面圖

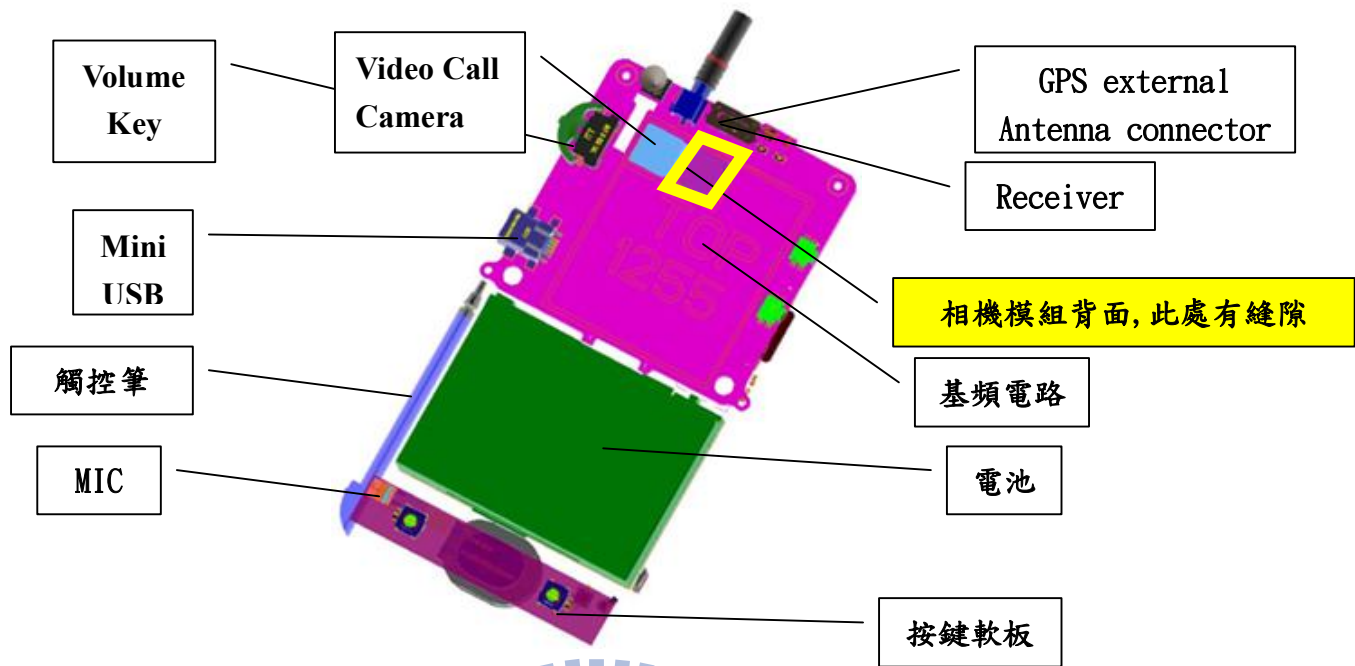


圖 3.2 PDA 正面剖析圖

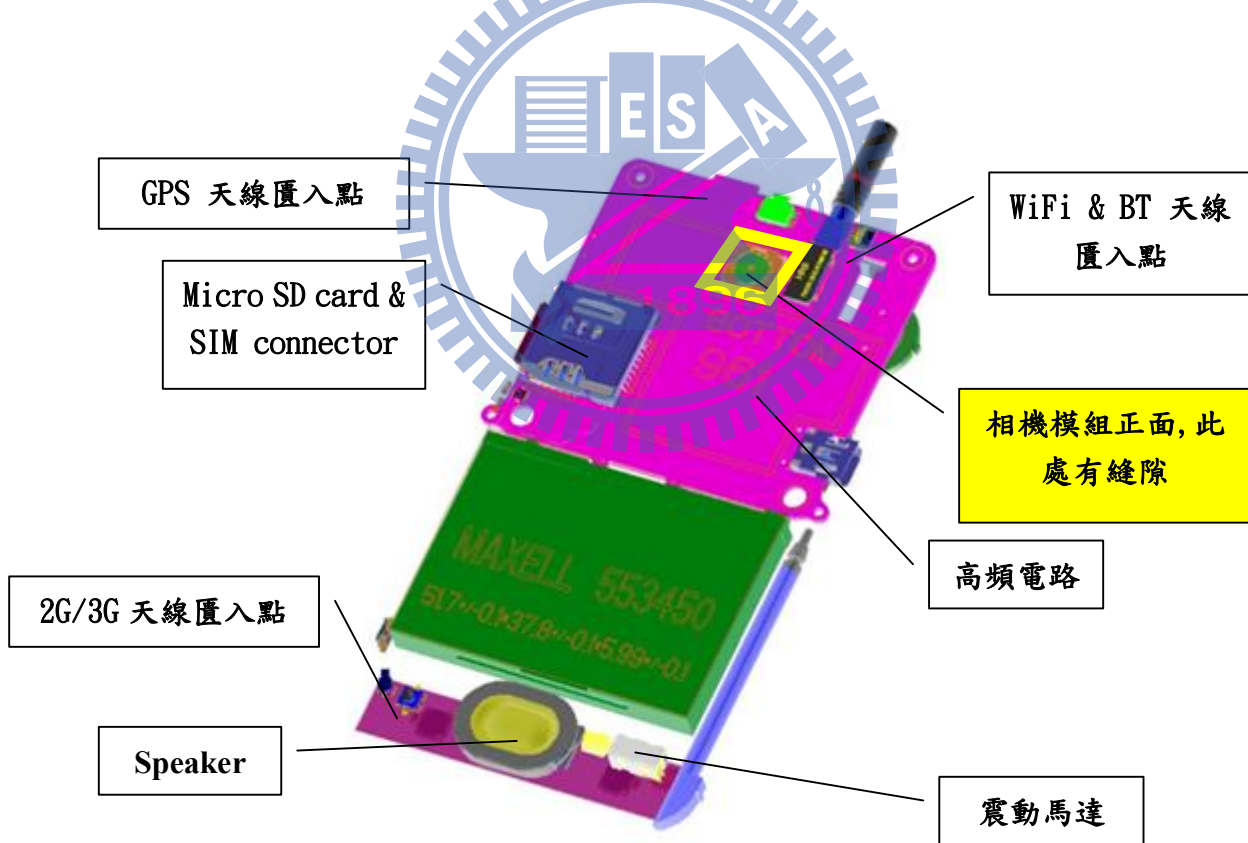


圖 3.3 PDA 背面面剖析圖

由圖 3.2 及圖 3.3 可看出，PDA 各部份的疊構會影響外觀最終的長/寬/高，天線淨空區與否隔離度是否足夠，離雜訊的遠近都和電磁干擾與防護密切相關。圖 3.4~圖 3.7 顯示每一組裝模組都有金屬部份，若彼此接觸不良，形成許多雜訊輻射天線。圖 3.8~圖 3.9 為基頻/高頻印刷電路板，為方便起見，以面朝上定義基頻部分為正面，相對的射頻部分為背面。



圖 3.4 PDA LCD 螢幕及按鍵軟板

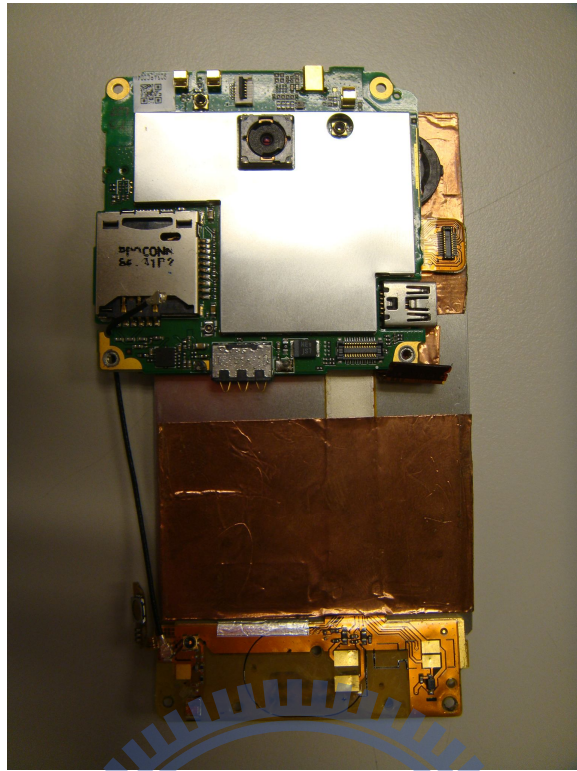


圖 3.5 組合主板、螢幕及按鍵軟板



圖 3.6 PDA 下蓋正面/反面圖



圖 3.7 PDA 組裝圖

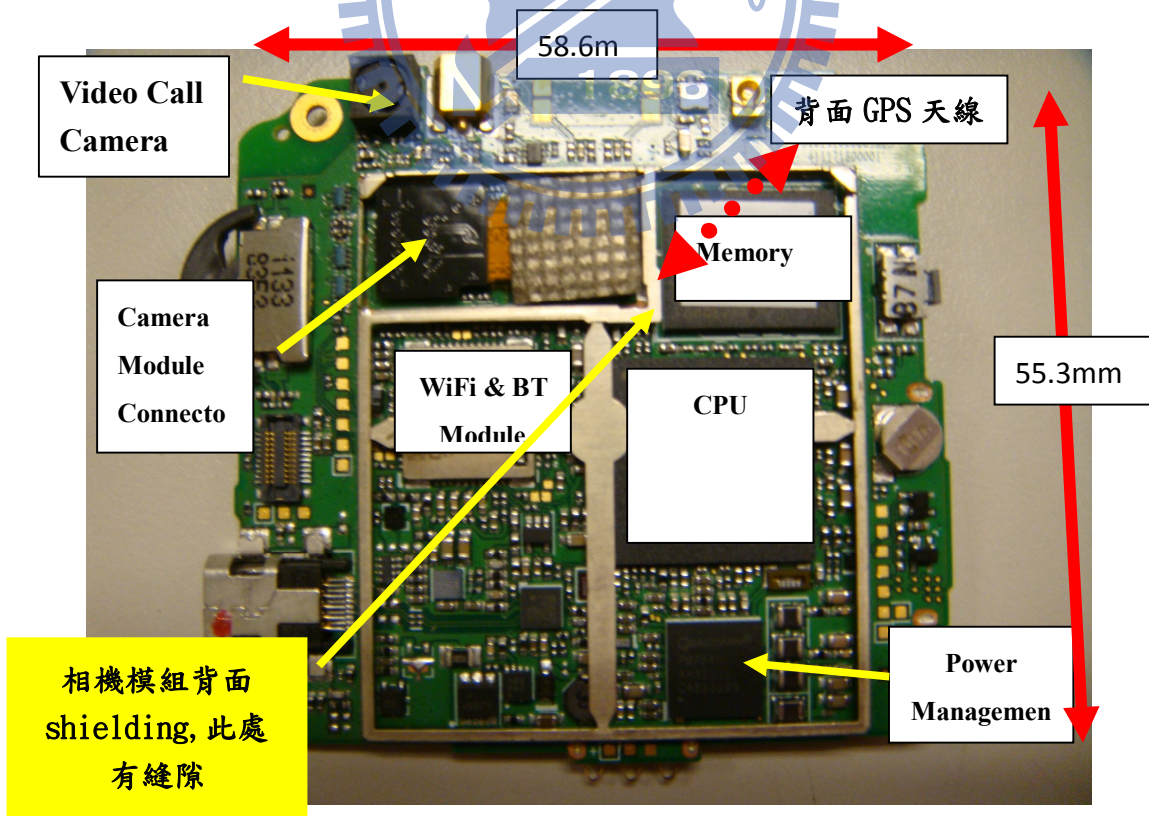


圖 3.8 主板正面基頻電路及尺寸圖

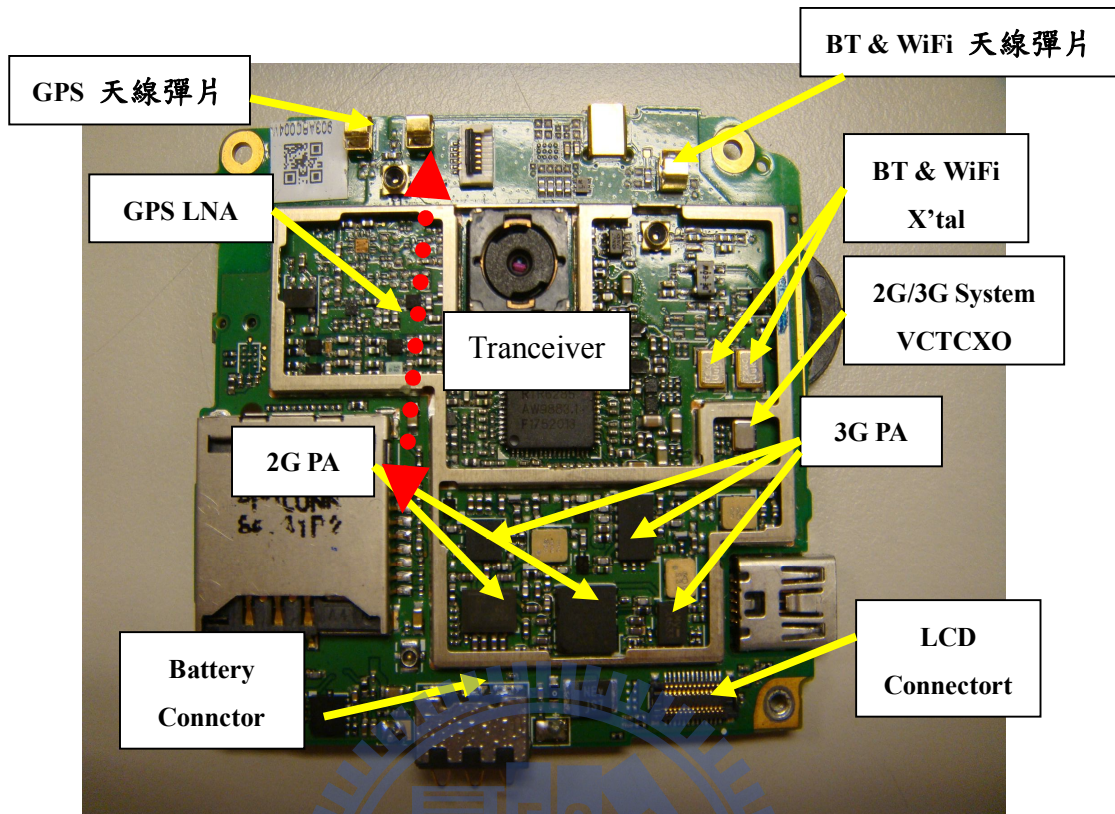


圖 3.9 主板背面高頻電路

3.2 PDA的GPS接收被數位及類比雜訊影響

圖 3.10 及表 3.1 為 GPS 接收機同時被數位及類比雜訊干擾的範例，根據熱雜訊理論，假設常溫 25°C，高頻前置電路(front end)損耗 3dB。(海平面 GPS 訊號大小~-130dBm)

$$(C/N_o)_{dB} = 10 * \log_{10}(C/KTB)$$

上式:

C 是 GPS 訊號強度

No 是雜訊強度

K 是 Boltzman's 常數

B 是雜訊頻寬

T 是雜訊溫度

在一個開闊天空(free space)的標準例子：

$$10\log(C) = -130(\text{dBm})$$

$T = 290^{\circ}K$ ， T is noise temperature at the antenna

$$10 \cdot \log_{10}(T) = 24.6$$

$$K = 1.380 \cdot 10^{-23} W \cdot \text{sec} / K$$

$B = 1 \text{ Hz}$ (C/N 為 SNR 對應到 1Hz 的頻寬)

把值帶入式()：

$$\text{得到}(C/N_o)_{\text{dB}} = -130 - (24.6) - (-198) - 0 = 43.4 \text{ dB.Hz}$$

這裡 -198 是 Boltzman'常數以 dBm/K/Hz

所以本例扣除前端損耗(front end loss)，假設理想 C/N=41dB。(圖 3.10)(表 3.1)為 GPS 接收機同時被數位及類比雜訊干擾的範例，其量測及解決雜訊的方法為先單純化環境，利用單一衛星訊號產生器及無響室來進行干擾源的去除。

表 3.1 表系統中含類比(2G/3G/WiFi, BT 功率小不用考慮)及數位(Camera、SD Card、SIM 等)兩種雜訊會落入 GPS1575.42MHz 的接收機頻帶，類比部分已採軟體方式有效抑致，但數位部分影響仍大，與其物理結構接近 GPS 天線有很大關係。如圖 3.2、圖 3.3、圖 3.8、圖 3.9。

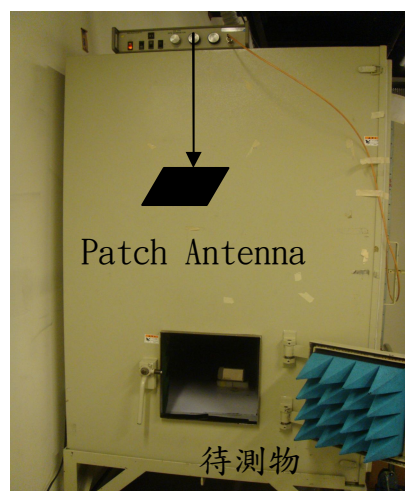


圖 3.10 GPS C/N 量測環境(單一衛星)

表 3.1 GPS C/N 受各種雜訊影響的結果(數位,類比)

GPS C/N test report		
	Test Item	Degrade
1	GPS_Only (initial C/N=41 dB)	0dB
2	2G/3G network on	-0.5dB
3	WiFi_on	-0.5dB
4	Camera_on	-3 dB
5	SD_card (read/write)	-4 dB
6	2G/3G +WiFi (on)	-0.5 dB
7	Camera +2G/3G +WiFi (on)	-2 dB
8	SD_card +2G/3G +WiFi (on)	-5 dB
9	SD_card +2G/3G +WiFi+ Camera (on)	-6 dB
10	WiFi 搜尋網路	-3 dB
11	各種接地不良	-1.5 dB

表 3.1, 數位干擾可能大於 4dB(當 Camera on 或 SD on), 這裡 SD Card 的工作頻率約 19MHz, 其第 83 倍頻等於 1577MHz, 相當接近 GPS 接收頻帶_1575.42MHz, 圖 3.11 加強相機模組接地, 因相機模組離 GPS 天線近, 如圖 3.2 及圖 3.3, 相機模組周圍有縫隙, 本身的地又沒有連在一起, 圖 3.12 說明 LCD 接地, 增加基頻電路接地面積, 避免金屬 shielding 浮接, 圖 3.13 含處理器、記憶體等基頻電路的 shielding 無法完全密合, 有縫隙, 透過相機模組周圍縫隙輻射出來。且圖 3.14 的方案使主板的地得到加強, 否則板子太小, 地不夠好, 無法抑制雜訊。此動作另外有兩功能:

- 1 改善 GPS 天線增益,
- 2 LCD BUS 雜訊抑制

圖 3.15 也表兩功能:

- 1 因 Touch panel 鐵框離 GPS 天線很近,利用導電泡棉讓 Touch panel 鐵框接避免金屬 shielding 浮接。
- 2 此 Touch panel 鐵框導電 sponge 也可幫忙屏蔽 LCD 的驅動電路鐵框縫隙。

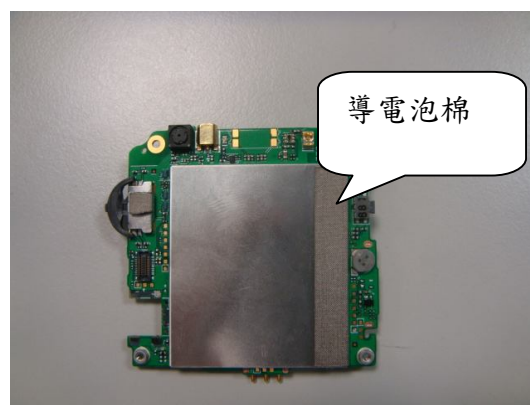
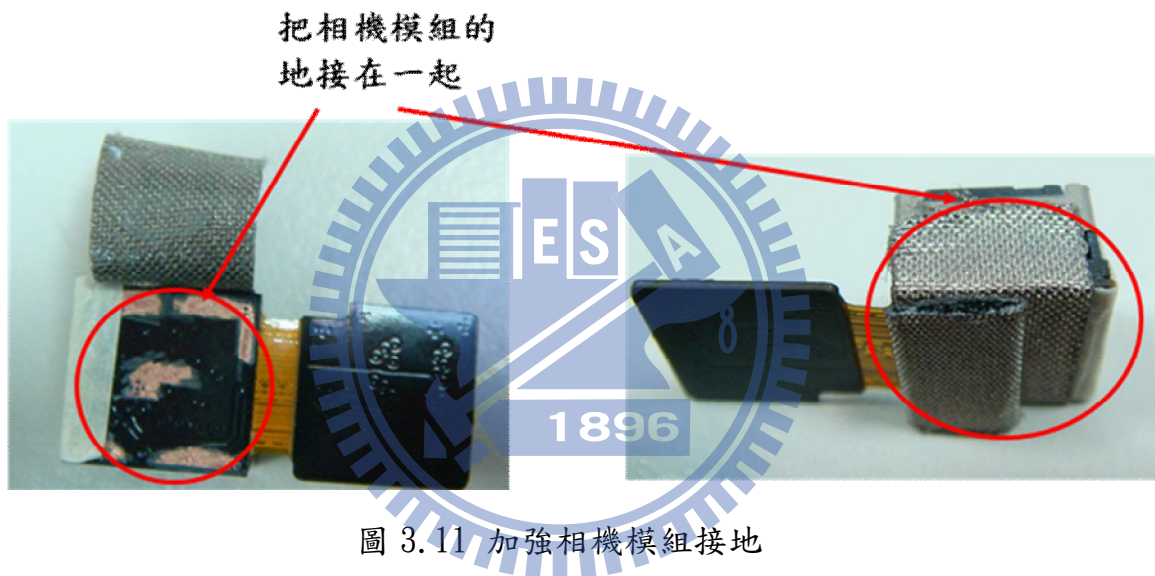
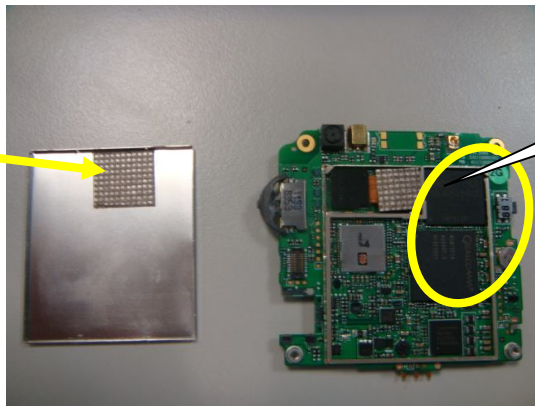


圖 3.12 使用導電泡棉使主板正面基頻地和 LCD 的地接在一起

用導電泡棉使
Processor 和記憶體的
雜訊在 shielding 覆
蓋後被屏蔽



Processor,
Memory, Gap

圖 3.13 針對處理器和記憶體雜訊的解決方法

用銅箔使 LCD panel 和
Touch lens 及主板地接
得更好

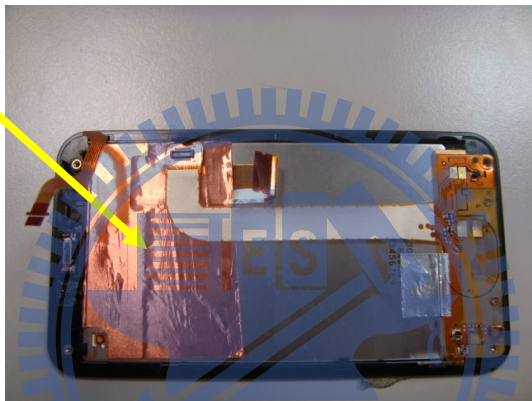


圖3.14 銅箔使LCD panel和Touch lens及主板地接得更好

用導電泡棉使 Touch
Lens 和 LCD Panel 的
地連起來



圖3.15 導電泡棉使LCD panel和Touch Lens及主板地接得更好

採用圖3.11~圖3.15的解決方案，加強GPS天線附近各種干擾源的屏蔽，可得表3.2右側的結果。至於SD card connector部分，導入以上EMI解決方案尚不足，必須輔以圖3.9，SD card connector右側每個pin腳並聯Kyocera 0201 27pF電容，此處雜訊將背完全抑制，可由GPS C/N=41驗證。

由於雜訊主要來自 shielding 外的訊號點，在加上適當電容濾波後，已幾乎完全抑制。至於背面 RF 部份，在擺放零件時使其遠離天線，此例更將 2G/3G 天線放至離 GPS 天線最遠的下方。因此降低其影響，不足處再利用軟體 TDMA 分時 Blanking 方式處理

表3.2 EMI Solution後之GPS C/N

GPS C/N值測試					
測試條件	GPS Only	Camera (on)	All Sensor (on)	Car Charger	SD Card (read)
No.1(沒貼銅箔)	41.2	41.1	41.2	41.3	36.7
No.2(沒貼銅箔)	40.4	40.1	40.1	40.4	34.7
No.1(有貼銅箔)	41.4	41.3	41.2	41.4	38.6
No.2(有貼銅箔)	41.2	41.0	41.1	41.3	38.6

3.3 PDA的2G/3G接收被數位及類比雜訊影響



圖3.16 2D anechoic chamber

圖3.16 為2D anechoic chamber用於量測2G/3G wireless sensitivity，待測物和天線之間的距離3公尺，藉由轉動轉桌及調整待測物為H plane、E1 plane、E2 plane，找出天線增益最大點，再降低待測物的接收功率，以此量測值代表2D wireless sensitivity。由圖3.17可知若假設天線沒有損耗或增益，Baseband回報的RSSI只要在原來conductive noise，外再考慮輻射雜訊。

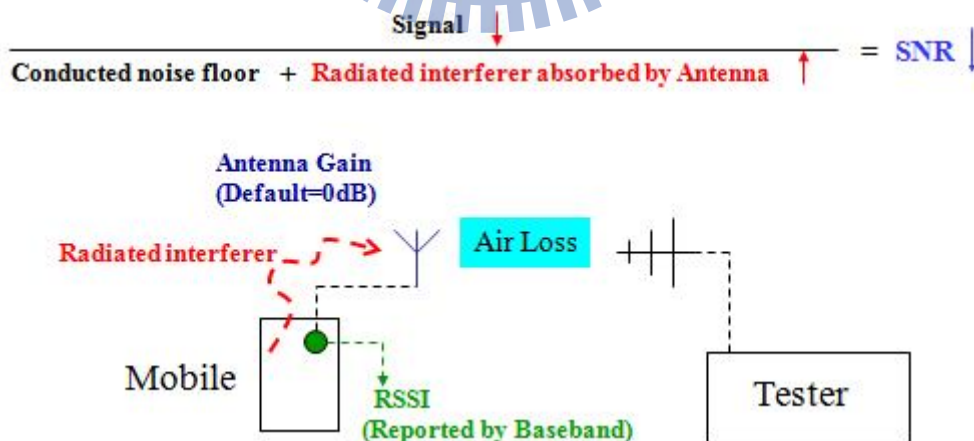


圖3.17 Wireless sensitivity(不考慮天線)

實際範例解釋(Conducted sensitivity=-107dBm@RSSI=3)

由圖3.18可知，通常天線會有損耗，如此一來 wireless sensitivity 則是 conductive noise+輻射雜訊+天線增益的總和。表3.3黃色部份是conductive sensitivity，綠色部份是wireless sensitivity，紅字帶表除天線損耗外還有輻射雜訊，這部份是有機會改善的。

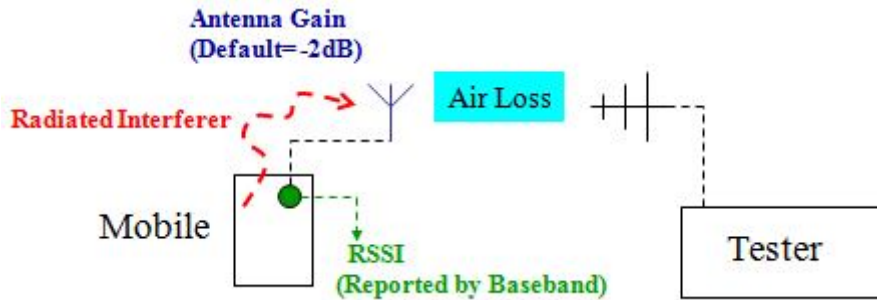


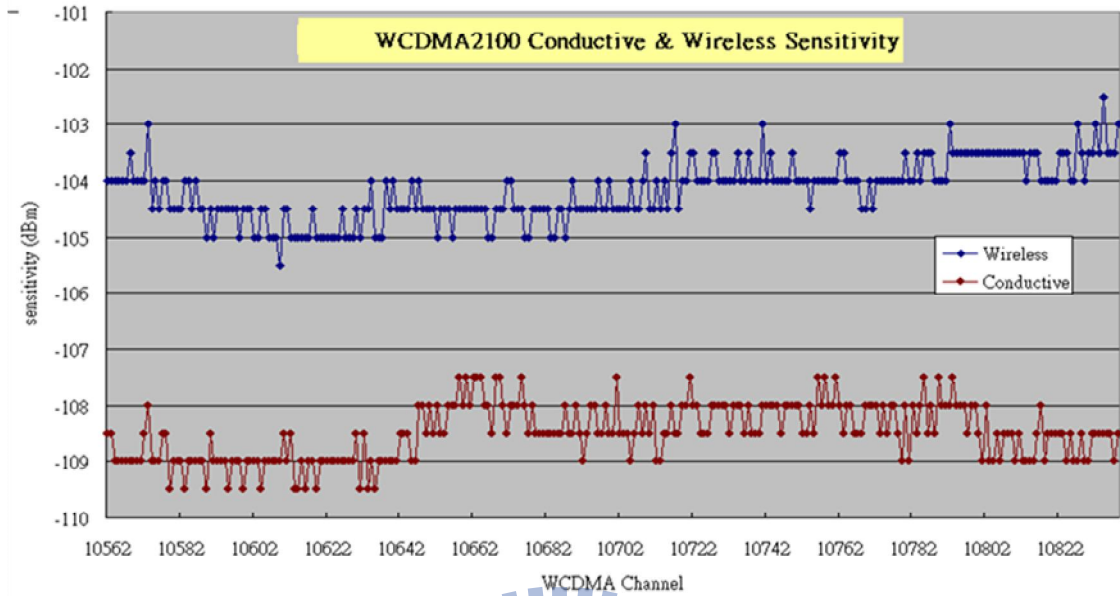
圖3.18 Wireless sensitivity(考慮天線)

表3.3 比較有無雜訊Wireless sensitivity(2D peak)

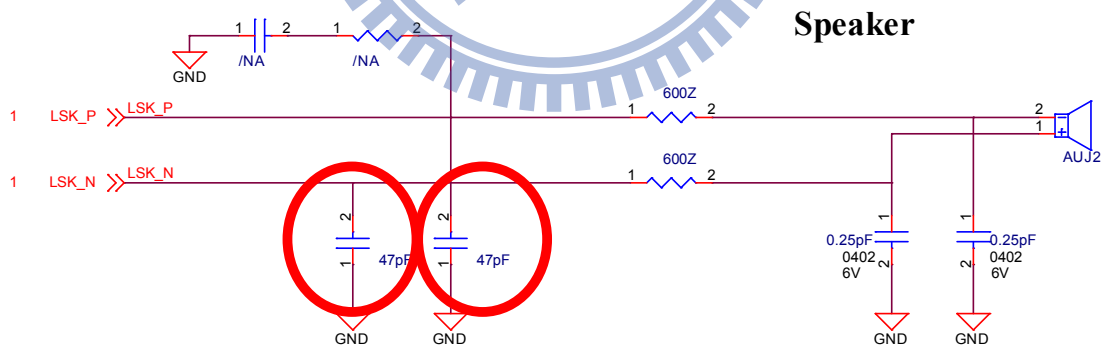
RSSI @Tester=-60dBm	Antenna Gain	RSSI @BER=2.4%	Sensitivity @Tester output	Radiated Interferer
50	0	3	-107	NO
48	-2	3	-105	NO
52	2	3	-109	NO
50	0	10	-100	YES
48	-2	10	-98	YES
20	-30	3	-77	NO

由表3.4的量測知輻射雜訊及天線增益的總和，依頻率不同約-3~-5dB，但天線增益約-1~-2dB，多衰減的部份即為輻射雜訊所貢獻。

表3.4 WCDMA2100 Conductive & Wireless Sensitivity



經 GPS 的解決方案後，2G/3G 由表 3.5~3.8 可見 2D wireless sensitivity 的改善，但依然不夠。由於 MIC 及 Speaker 位置在 2G/3G 天線背面，距離 2G/3G 天線很近，如圖 3.2 及圖 3.3 所示。由表 3.5~表 3.8 知某些頻道及 DCS & PCS 仍不夠好。如加上圖 3.19 的方案可抑制其影響。



(a)

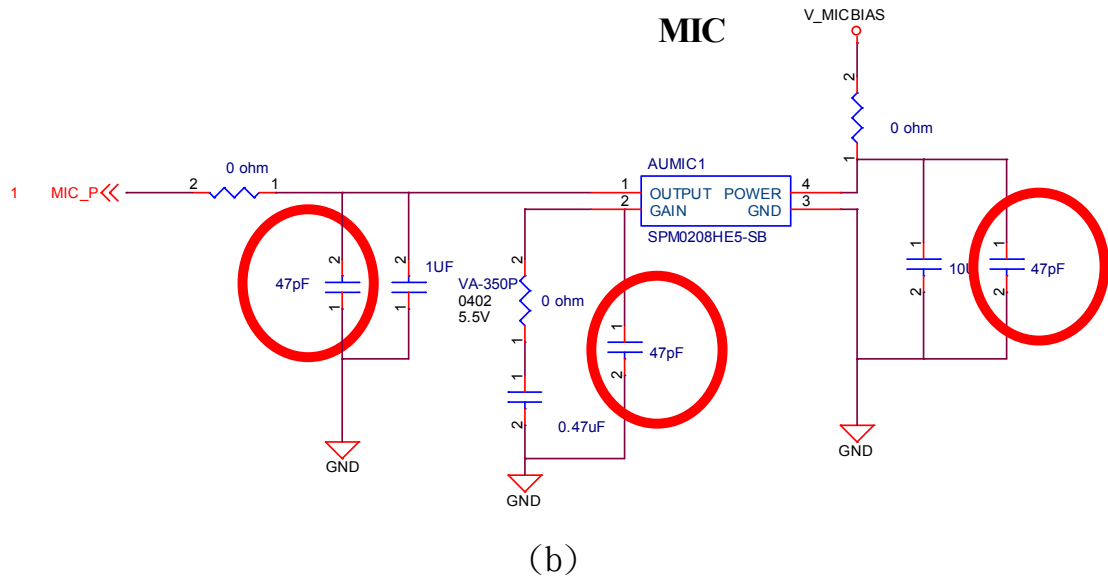


圖3.19 (a)(b)分別在MIC、Speaker加耦合電容

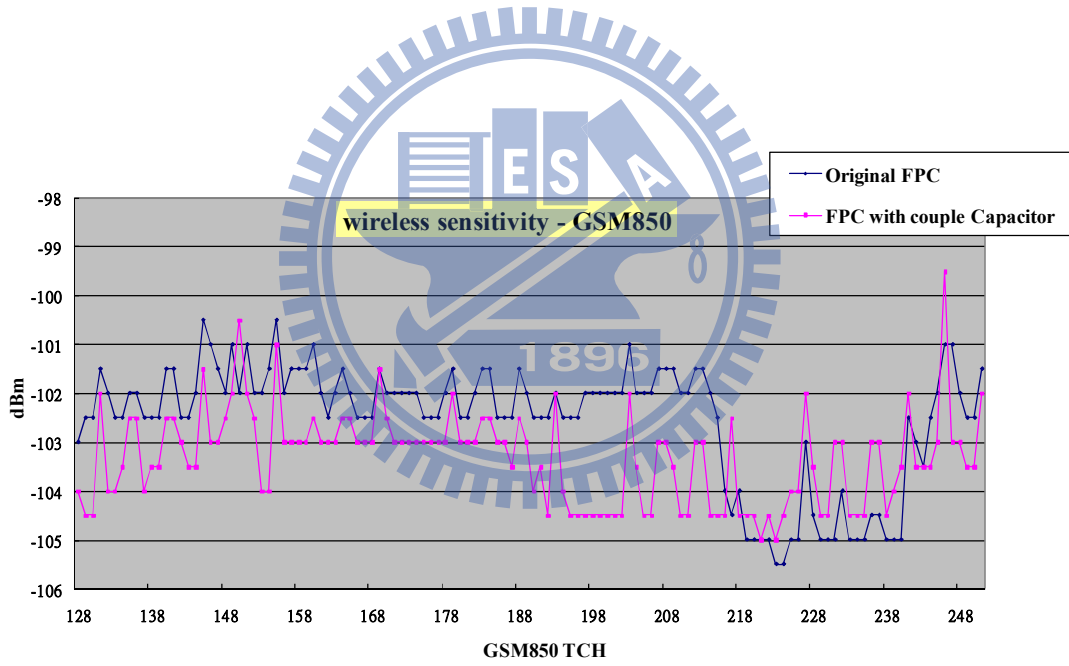


表3.5 GSM850的wireless sensitivity

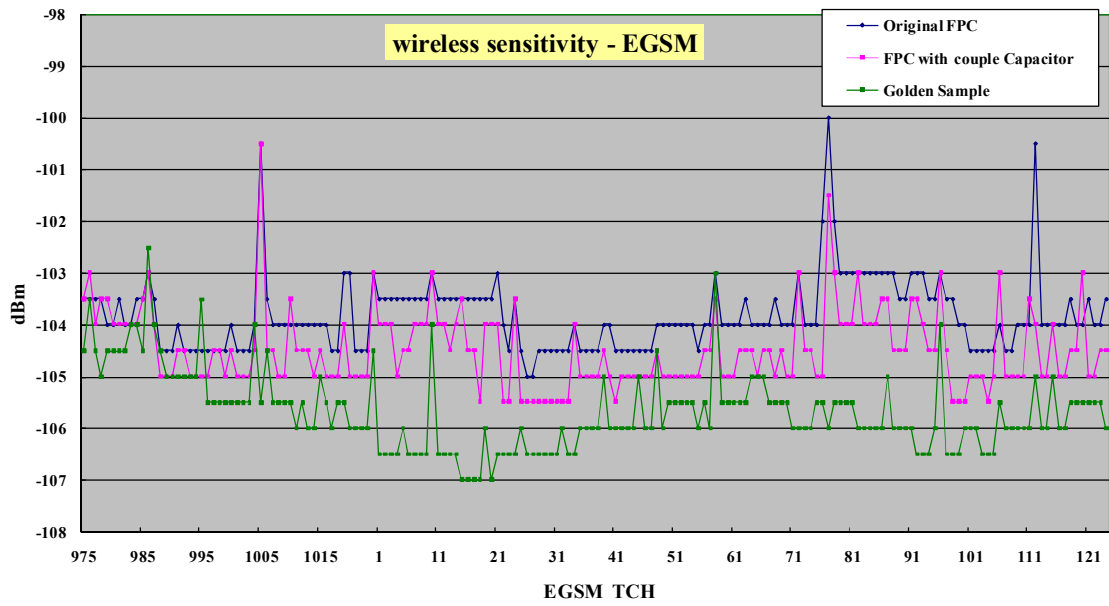


表3.6 EGSM的wireless sensitivity

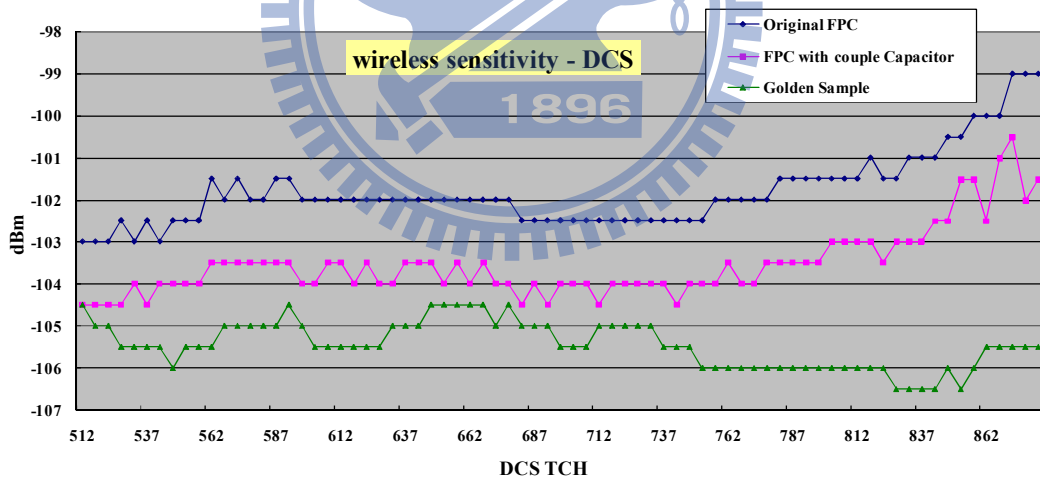


表3.7 DCS1800 的wireless sensitivity

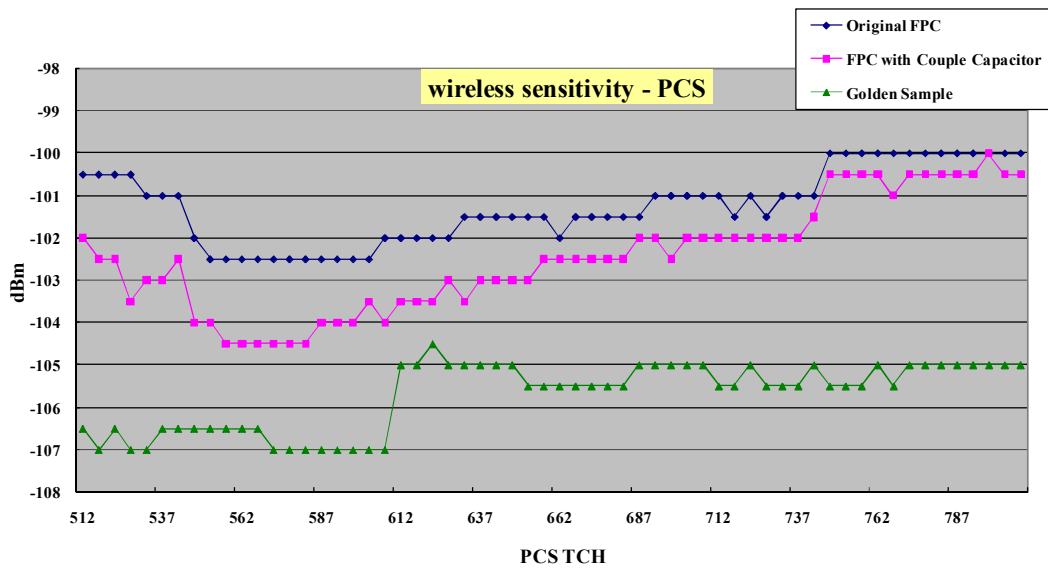
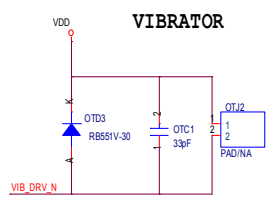


表3.8 PCS1900 的wireless sensitivity

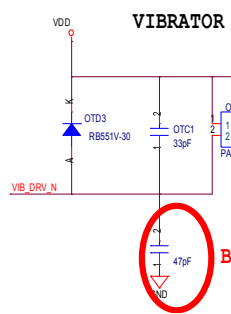
表3.9表在Keypad FPC及Main board所加的電容值，圖3.20(a)(c)表其相對電路位置，圖3.20(b)(d)為其實際位置。

表3.9 PCB Couple Capacitor solution

Location		Original value	Change value
FPC	AUC15	33pF	47pF(0402)
	AUC16	33pF	47pF(0402)
	AUC2	7.5pF/NA	47pF(0402)
	AUC19	33pF	47pF(0402)
	AUC18	33pF	47pF(0402)
	A	NA	47pF(0402)
	B	NA	47pF(0402)
Main board	LCC32	NA	47pF(0201)
	LCC33	NA	47pF(0201)

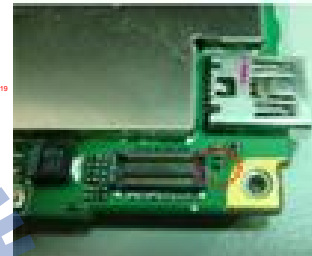
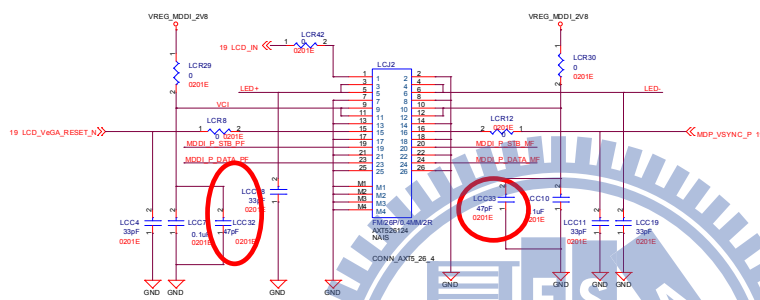


Modify



(a)

(b)



(c)

(d)

圖3.20 (a)(b) Vibrator的solution (c)(d) LCD Connector solution

圖3.21，使用加Gasket FPC與LCD背面金屬接觸如圖(a)+圖(b)Keypad排線用銅箔包覆以改善Keypad FPC銀漿之不足+圖(c)LCD排線用銅箔包覆+表3.9之PCB 耦合電容解決方案(圖3.19~3.20)，依圖3.16的量測環境，得到表3.10的結果，特別在GSM850及EGSM(=GSM900)得到明顯改善3~4dB。

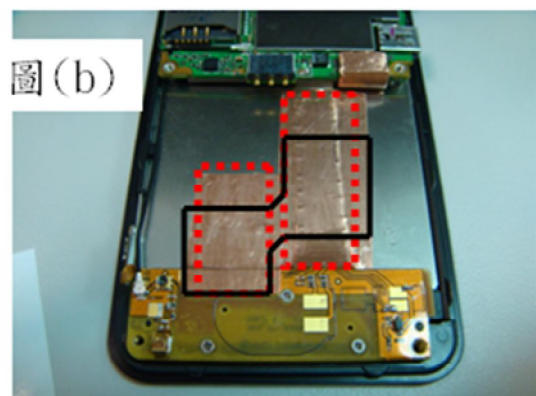
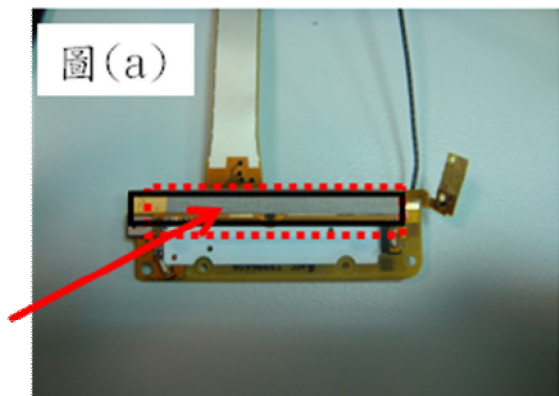




圖3.21 銅箔解決2G/3G wireless sensitivity方案

表3.10 量測2D_2G low band wireless sensitivity

PCB No.	GSM850				GSM900	
	L	M	H	L	M	H
# 1	-104	-105	-104	-104.5	-105.5	-104.5
# 2	-105.5	-106	-104	-105.5	-106.5	-106

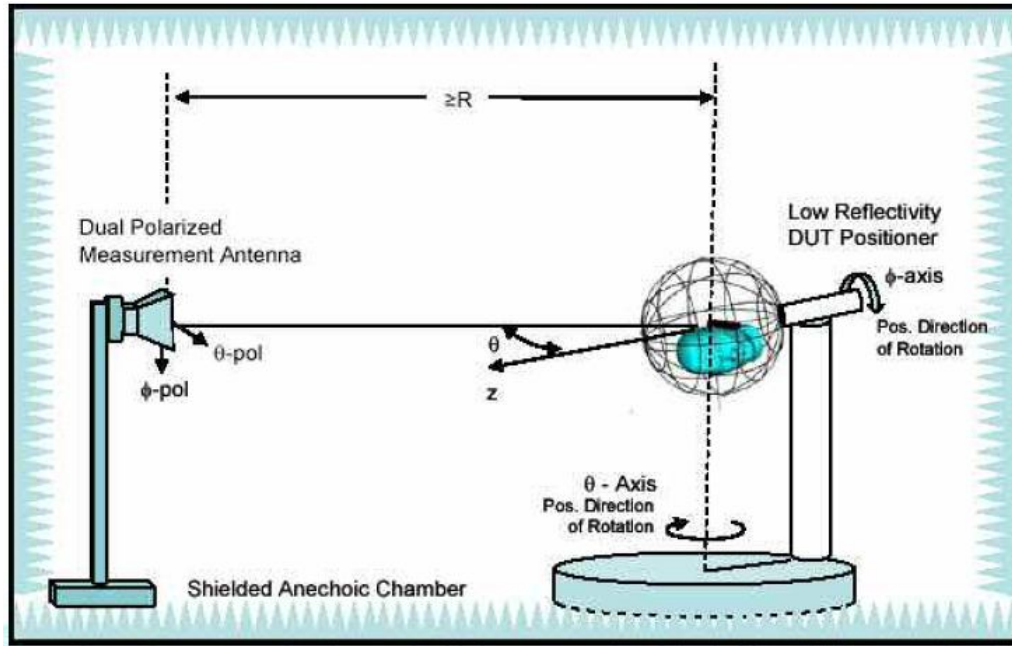


圖3.22 (a)



圖3.22 (b)

圖3.22 (a)ETS 3D chamber setup(b)Talk position的TIS setup[18]

圖3.22實驗chamber採ETS-Lindgren(US) OTA Setup，Talking position和Free space的差別是必須考慮人體的Body effect。依圖3.22測試3D_OTA TIS，結果如表3.11符合表2.4的規範。GSM_900 MHz是受干擾的頻帶，當上述的解決方案被導入後，藍色的部份為最終結果符合Vodafone TIS規範。

表3.11 解決方案前後Talking Position TIS比較

Test / Position	TRS / Free Space			TRS / Free Space			TRS / Free Space		
Communication System	GSM900			GSM1800			WCDMA Band I		
Channel	975	38	124	512	698	885	10562	10700	10838
Cond. Sensitivity (dBm)	-109.60	-108.20	-109.10	-109.50	-109.30	-106.20	-111.80	-1124.40	-111.80
Original TIS (dBm)	-89.20	-90.00	-90.28	-105.59	-104.76	-105.90	-106.72	-105.81	-107.14
Original Min. EIS (dBm)	-92.37	-94.78	-93.51	-110.02	-110.32	-110.55	-111.02	-110.14	-112.52
Final TIS (dBm)	-99.70	-100.50	-99.78	-105.59	-104.76	-105.90	-106.72	-105.81	-107.14
Final Min. EIS (dBm)	-102.67	-104.48	-102.94	-110.02	-110.32	-110.55	-111.02	-110.14	-112.52
Spec.	-100.00	-100.00	-100.00	-102.00	-102.00	-102.00	-104.00	-104.00	-104.00



第四章

3.5G HSDPA USB 無線網卡實作

3GPP的WCDMA中release5所提出的HSDPA，為多媒體移動通信提供更高速的下載直通率(throughput)，它使無線下傳直通率最高可達14 Mbps[19~24]，這即是一般俗稱的3.5G。由於其使用的界面USB很普遍，因此應用的範圍很廣，有6個問題必須被特別注意。

1. 為了提升頻譜應用效率，QPSK和16QAM的高階調變被應用。明顯的，這些更複雜的數位調變是否能被實現，取決於一個實際的功率放大器因PAR(peak to average ratio)的增加，是否能滿足更高的線性度要求?以達到規格要求。例如，HSDPA功率放大器在各種狀況下必須符合，當輸出功率 $=+23\text{dBm}$ 時ACLR小於 -33dB 。[23]
2. 這類的裝置必需長時間處於工作狀態，且體積不能太大，外觀散熱孔不能太大的要求，如此必然因散熱不良，影響功率放大器線性度，進而破壞其ACLR，嚴重時甚至直接斷訊。相關的規範是HSDPA在 55°C 的工作環境其RF性能必須符合3GPP 34.121的要求，[25]HSDPA不像GPRS/EDGE是TDMA的系統，它的PA(power amplifier) 必須持續工作來輸出功率，散熱變得更形重要。和筆記型電腦連接的USB介面，限制電源5V，最大輸出電流不能超過USB限制500mA。如果要降溫，電壓源5 V 和系統其它電源的直流功率轉換效率扮演重要作用。
3. 切換式電源(Bulk)電源的輻射會引起低頻帶(800 MHz~1 GHz)的干擾。例如，GSM 850和WCDMA Band V有相同的接收器頻率範圍(869 MHz~894 MHz)。GSM850的TIS必須符合2.44%(接收功率低於 -98.5 dBm)的BER和0.1%對WCDMA Band V (接收功率低於 -100dBm)。[26]以最後的測量數據來說，天線被完全的整合於系統內，不再可能測量其頻寬或效率，為了測

試成本考量，2D peak sensitivity被用於偵測雜訊或參考。最後，系統總接收性能被從OTA TIS評價。

4. 一樣由於切換式電源的原因，EGSM也將因此產生相位錯誤(phase error)。測試要求的phase error在正常和極端狀況於GSM必須小於 5° rms 和 20° peak。[27]對WCDMA來說，因為它有振幅調變，EVM被限制小於17.5%[28]。

5. 由於GSM最大RF輸出功率約2 W，電源電流每4.6 ms有0.577 ms的脈衝(pulse)。其直流電源由筆記型電腦的USB提供，由於USB的最大額定電流是500mA，因此從USB到功率放大器的電流提供將是瓶頸，必須以大電容放電輔助。

6. 由於裝置的體積小，導致印刷電路板間接地面積太小，容易導致天線增益衰減或雜訊輻射，必須適當加入導電泡棉，這對天線增益或雜訊抑制都很重要。在這個研究過程中，提供2G到3.5G資料傳輸的USB Dongle被實現。

4.1 HSDPA USB Dongle 實體圖

圖 4.1 為實際外觀，為了縮小尺寸，把電路分散於基頻及高頻兩塊電路板後，再透過 board-to-board 連接器結合，如圖 4.2~圖 4.3，高頻印刷電路板內含天線匱入點、收發機、功率放大器、限流器(Current limit)、Buck(降壓器)或低壓降電源供應(low drop regulator)、超級電容等，如圖 4.2~圖 4.4。圖 4.5 基頻部分則包含處理器、記憶體及電源處理晶片。圖 4.6 為基頻部分方塊圖(CPU 含 Embedded ARM9 & DSP processor)。



圖 4.1 HSDPA USB Dongle 整體組裝

尺寸: L94.5 X W48 X H18.75 mm

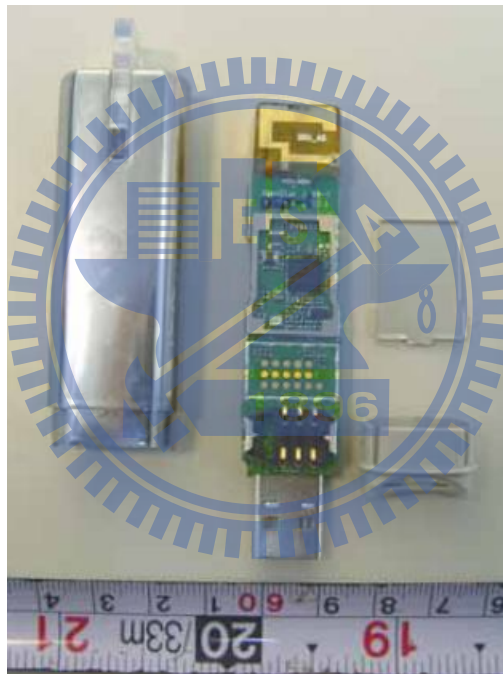


圖 4.2 HSDPA USB Dongle 內部分解

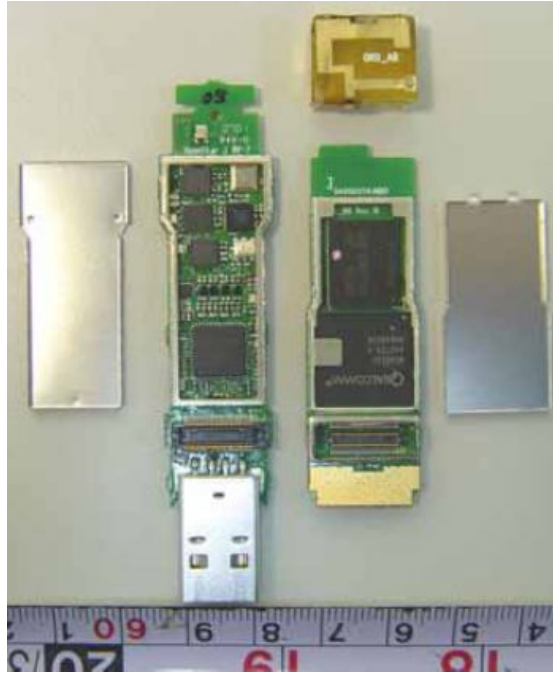


圖 4.3 HSDPA USB Dongle board to board 上下件分解



圖 4.4 HSDPA USB Dongle 高頻部分印刷電路板正反面物理結構

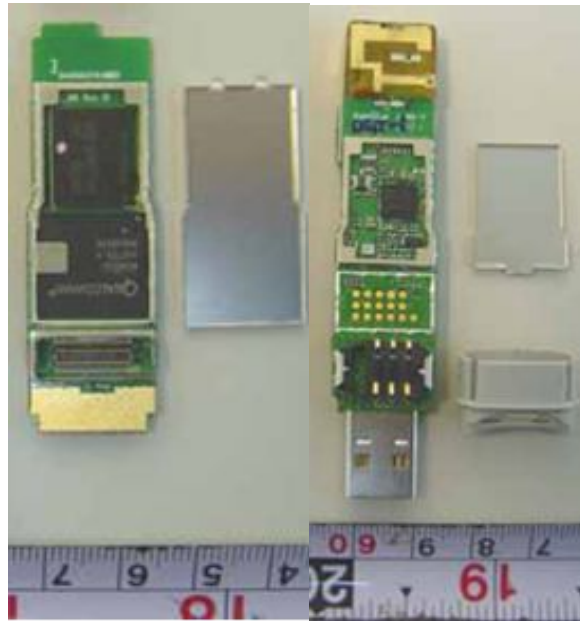


圖 4.5 HSDPA USB Dongle 基頻部分印刷電路板正反面物理結構

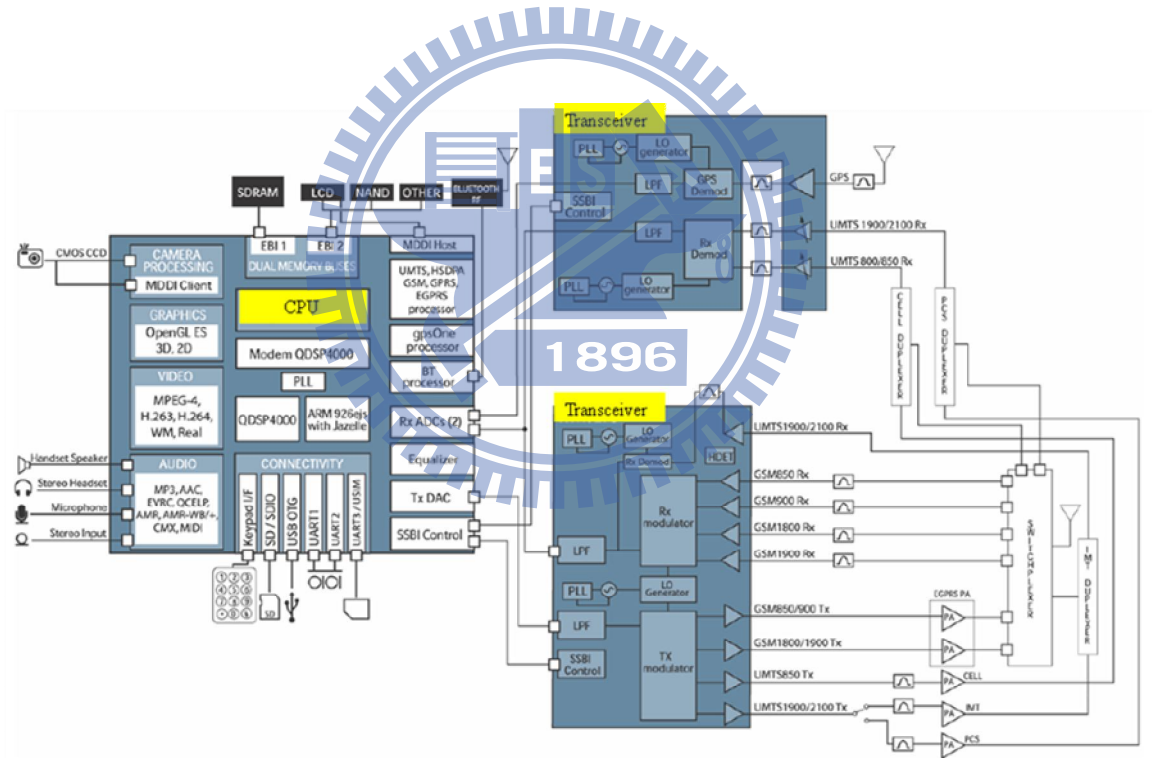


圖 4.6 HSDPA USB Dongle 基頻部分方塊圖

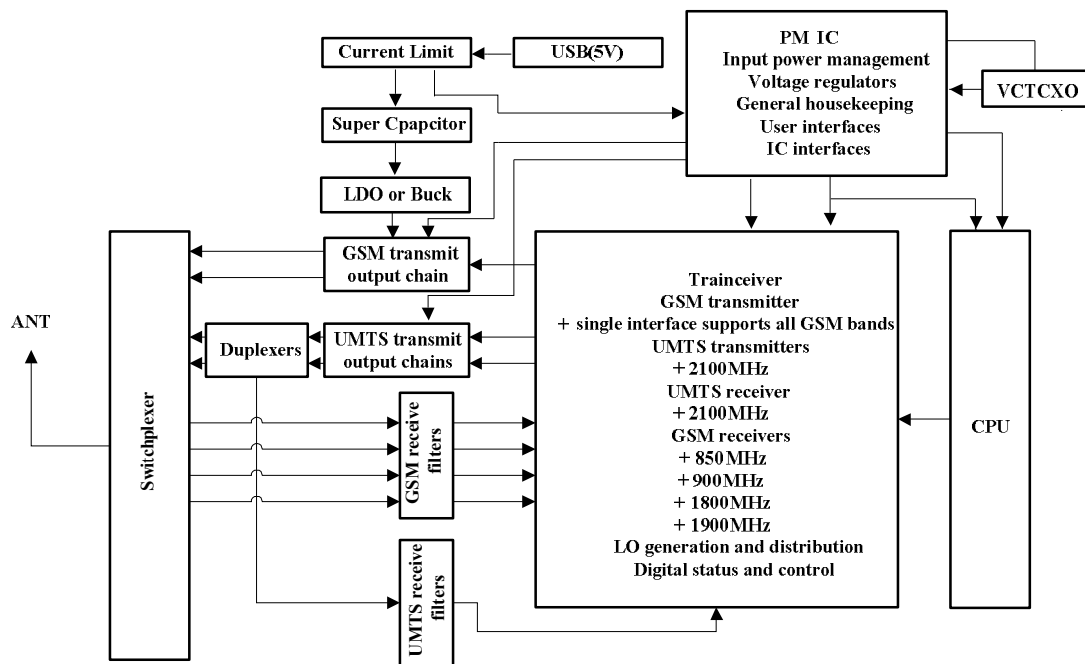


圖 4.7 HSDPA USB Dongle 高頻部分方塊圖

4.2 熱和電磁干擾之關係

包含 PM IC 及限流 IC 的簡化方塊圖和收發模組如圖 4.7~圖 4.8 所示，5V 電源由 USB 界面提供，經限流器分別提供功率給電源管理晶片 (PM IC) 及 BUCK 及其接續的 PA。

1. 熱是第一個考慮。由電流消耗可知，高頻電路的功率放大器及其前級穩壓器及收發機是熱的主要來源，如圖 4.9~圖 4.10 所示。當收發機微調阻抗匹配後，電流消耗是固定的，要降低功耗，降低功率放大器功耗或提高電源轉換效率才是可行方案。電源轉換可分為切換式電源或線性 LDO。雖然 LDO 有低雜訊的優勢，但它效率較差造成更多的熱並且在功率放大器裡引起線性的衰減，破壞 PA ACLR，如表 4.1。在此我們提供兩有效省電設計，如圖 4.8(a) 在電源管理 (PM IC) 裡有兩類穩壓器，(b) 由於功率放大器 (大於 2A) 所需電流太大，PM IC (小於 150mA) 無法負擔，因此必需獨立一路，而 PM IC 的輸出 port 有限，只能選擇較乾淨的給接收機使用

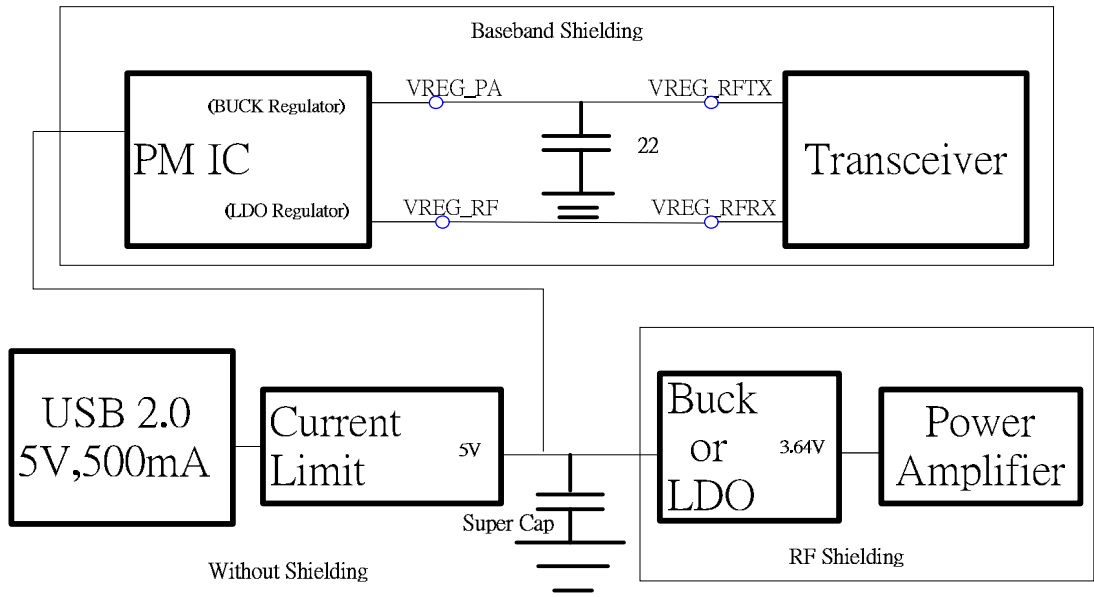


圖 4.8 HSDPA USB Dongle 高頻電路電源省電的設計

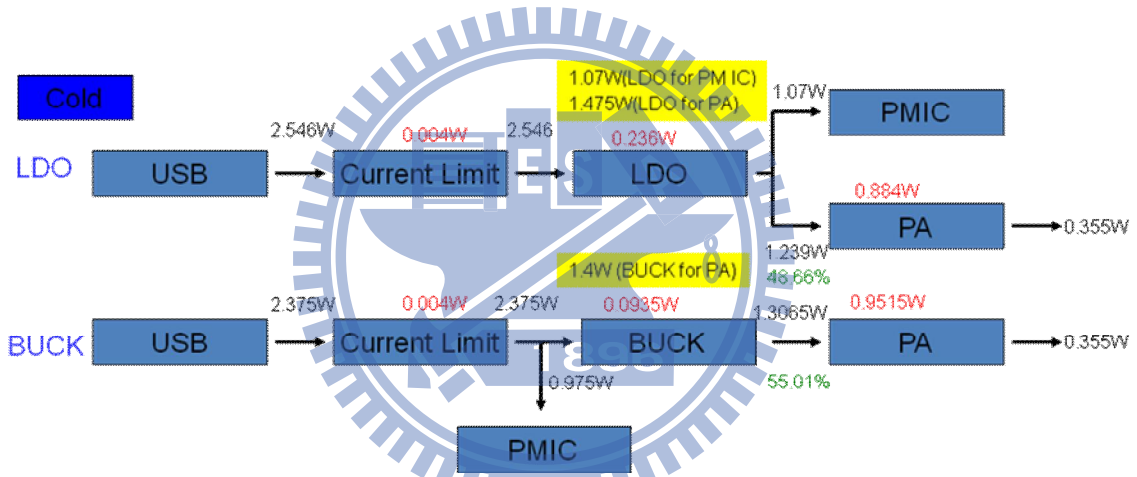


圖 4.9 計算功耗剛開使溫度較低時

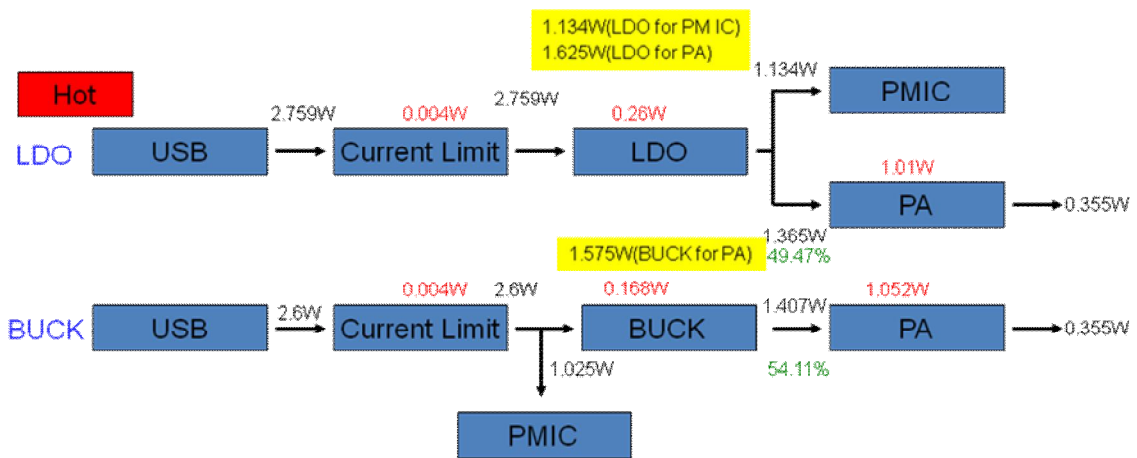


圖 4.10 計算功耗 30min 溫度升置平衡時

表 4.1 PA performance related to voltage and temperature

3.4V;High Gain Mode		WCDMA PA(BA01254)		
		1920MHz	1950MHz	1980MHz
LDO	Icc(mA)	346	332	354
	ACLR-5MHz	-48	-46	-47
	Efficiency(%)	33.76	35.19	32.99
	55°C 60min ACLR-5MHz	-32	-36	-31
Buck	Icc	310	296	315
	ACLR-5MHz	-48	-48	-50
	Efficiency	37.7	39.49	37.1
	55°C 60min ACLR-5MHz	-36	-38	-36

表4.1，以WCDMA來看，在輸出功率class 3(PCB板端，天線匱入前)，Buck工作下的PA消耗電流大約比LDO省電50 mA。表4.1的PA工作於最低電壓3.4 V(正常是3.8 V)，如圖4.10所示，不論比較電壓轉換效率，Buck(54.11%)比LDO(49.47%)好，或總熱量(紅字部分)，BUCK:0.004W+0.168W+1.052W=1.224W比LDO:0.004W+0.26W+1.01W=1.274W低，圖4.9~圖4.10所示，因此Buck比LDO省電。因此switching power被用於降低電流消耗和溫度。高頻部分兩個收發機和PA均採此設計，如圖4.11~圖4.12。圖4.11所示Joint Test Action Group (JTAG)的功能是提供板端測試、Flash下載及軟體除錯。

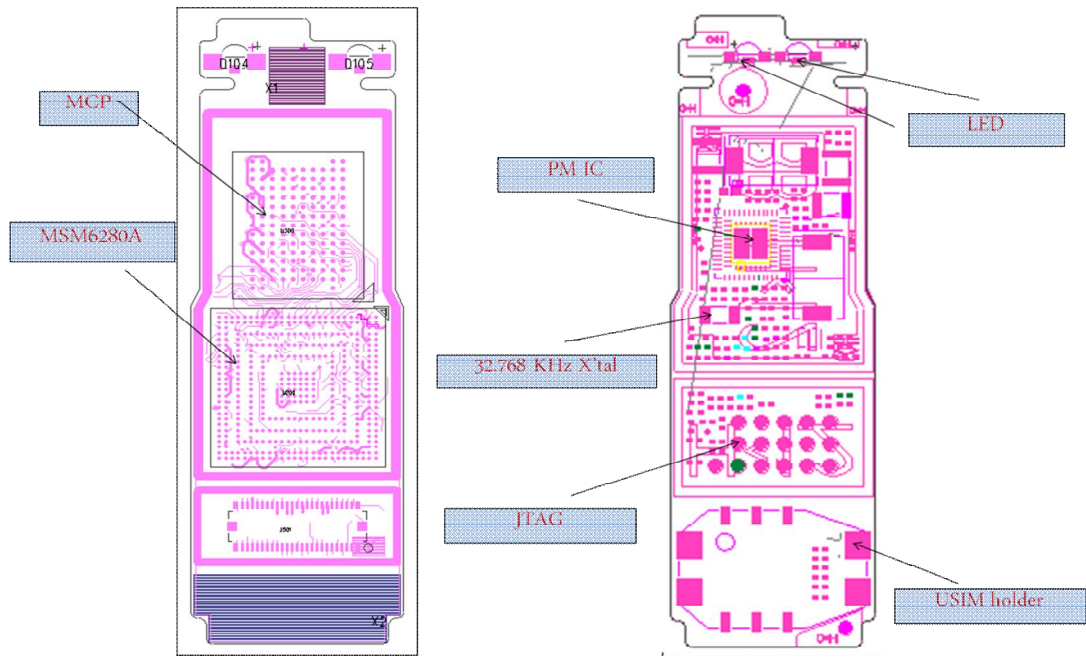


圖 4.11 USB Dongle Baseband Top(左圖)& Bottom(右圖) side

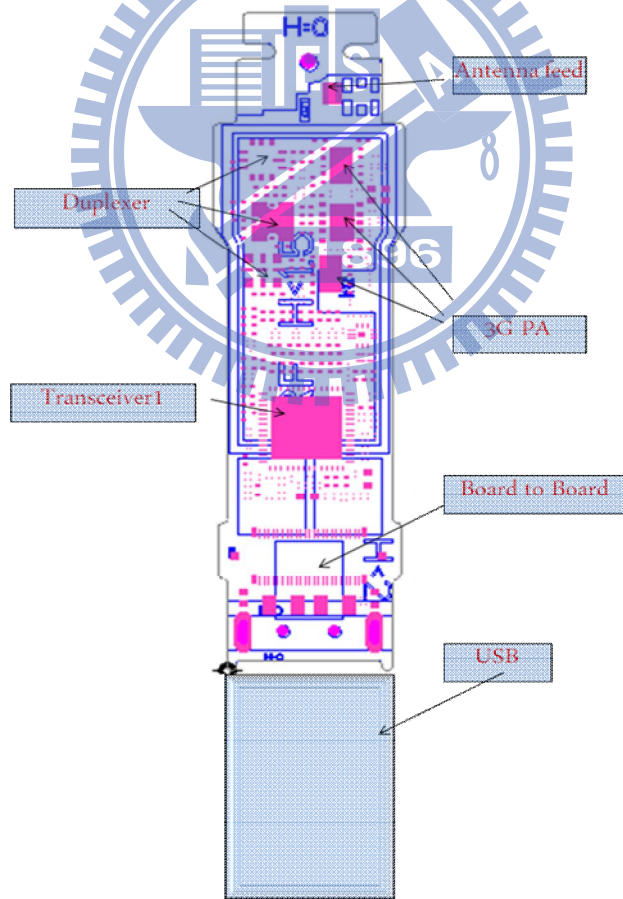


圖 4.12 RF Top side

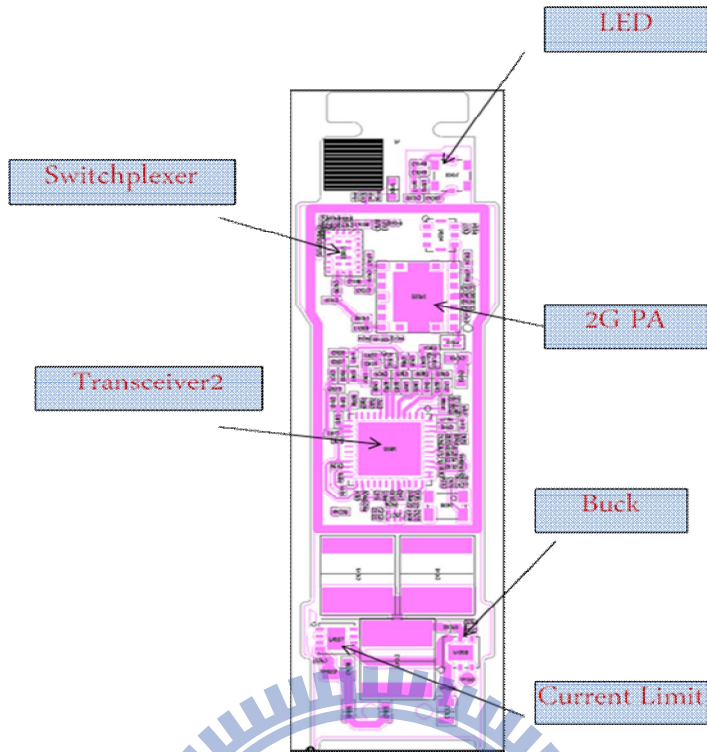


圖 4.13 RF Bottom side

	Ch 975	Ch 37	Ch 124
Rx Level	53	54	53
Sensitivity	-88	-89	-90

Original condition

- 1 Connect the shielding case to the USB socket (packed to the under part of RF)
- 2 Connect the shielding case to the USB socket
- 3 Stick the copper foil to the BB
- 4 Stick the copper foil with tin on the BB where located many test

	Ch 975	Ch 37	Ch 124
Rx Level	51	52	50
Sensitivity	-106	-105.5	-105.5

	Ch 975	Ch 37	Ch 124
Rx Level	52	52	50
Sensitivity	-105	-105	-104.5

	Ch 975	Ch 37	Ch 124
Rx Level	51	51	49
Sensitivity	-105.5	-106	-105

	Ch 975	Ch 37	Ch 124
Rx Level	51	53	54
Sensitivity	-107	-107.5	-107

圖 4.14 驗證 EGSM 輻射雜訊

圖4.14經以下四解決方案後，wireless sensitivity 如圖明顯改善

1. USB 連結那些銅箔包裝在的RF PCB下
2. 把shielding和USB 連結起來。
3. 黏住銅箔到BB。
4. 銅箔包到到很多測試點的BB上。

表 4.2 WCDMA Band V 2-D wireless sensitivity

	ch 4358	ch 4400	ch 4457	
Rx Level	53	52	53	Original
Sensitivity	-101	-99	-95	
Rx Level	53	52	53	Add 5 bypass capacitance
Sensitivity	-109	-108	-109	

來自switching power的電磁干擾的問題會引起並且降低接收靈敏度。如圖4.14，Buck的switching頻率是1.5 MHz，其624 諧波936 MHz剛好在GSM 850、EGSM和HSDPA band V的接收頻帶內，當透過shielding保護可被解決，但實際不可能加shielding。當離開或者進入一電子電路時，EMI 有兩可能途徑；(1)無線輻射(2)PCB的傳導。輻射出的信號將從空隙或shielding內的任何不連續點洩漏出來，在圖4.14的解決方案後，在RSSI=-53dB，sensitivity能達到-105 dBm(在2D的實驗室)，如表4.2，不過這樣的方案不適合大量製造，熱會更難被被排除，替代的解決辦法是許多旁路電容(33 pF)。(圖4.15)(表4.3)電容器阻抗能創造Notch過濾器於系統干擾頻率，例如如果我們想要除去900 MHz干擾，商用的電容器價值將根據尺寸代碼不同，適用值分佈於33 pF~68pF。[29]

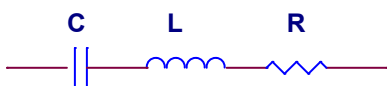


表 4. 3 Capacitor Equivalent Series model[29]

Size Code	0603	0402	0201
Series Capacitance, C[pF]	33	56	68
Series Inductance, L[nH]	0.71	0.56	0.42
Series Resistance, R[ohm]	1.968	2.94	2.971
Notch frequency[MHz]	1042	1024	942

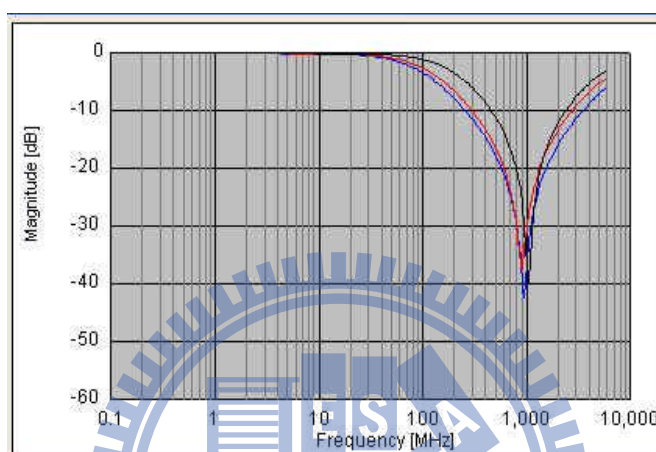


圖 4. 15 SRF for 0201_22pF,0402_56pF,0603_33pF[29]

旁路電容器被在Buck電感前面和後端的如圖4.16~4.17所示。結果被顯示在表4.4， Rx level表示RSSI 用分貝表。例如，EGSM在975 頻道，在接收的RSSI = -54dB下，我們得到-95 dBm sensitivity。顯而易見，在低頻(ch975 & ch37)的解決辦法不夠好。更進一步的改進仍然需要，其它雜訊源應該被鑑定。根據[30]，說明為什麼在RXLEV 和基地台輸出功率之間必須符和相加等於110之關係?被測量的信號電壓將在0 和63之間被定到RXLEV值，關係如下：

RXLEV 0 = less than -110 dBm + SCALE.

RXLEV 1 = -110 dBm + SCALE to -109 dBm + SCALE.

RXLEV 2 = -109 dBm + SCALE to -108 dBm + SCALE.

:

RXLEV 62 = -49 dBm + SCALE to -48 dBm + SCALE.

RXLEV 63 = greater than -48 dBm + SCALE.

SCALE 表偏移值，用來方便解釋所得量測值，否則也可設為零

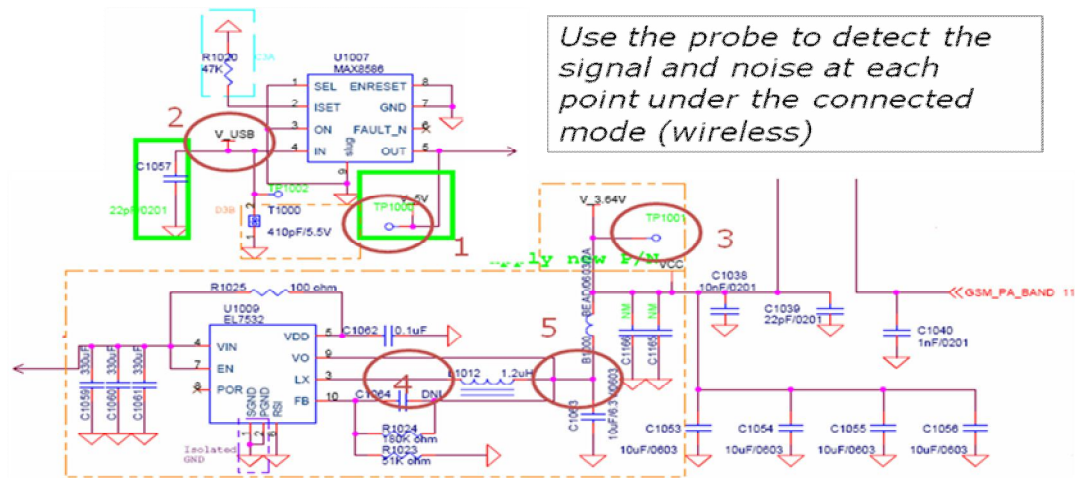


圖 4.16 Five bypass capacitance(33pF) at USB, the front and rear of the BUCK for schematic

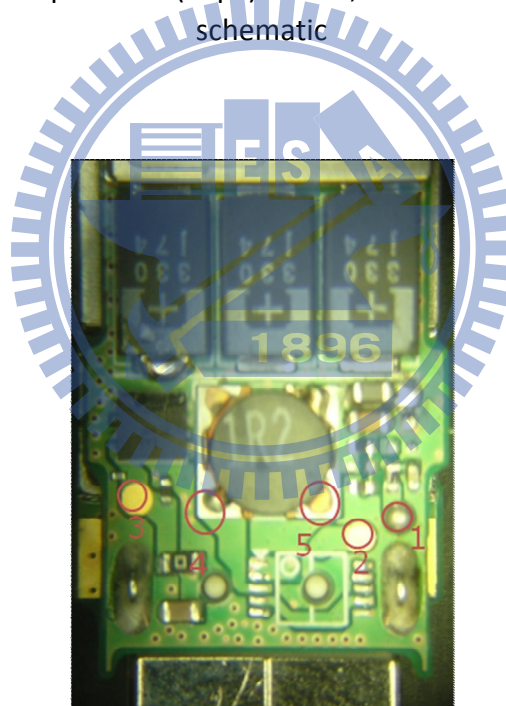


圖 4.17 加五個耦合電容(33pF)在 BUCK 大電感前後

表 4.4 2_D EGSM_900 Sensitivity testing

	Ch 975	Ch 37	Ch 124	
Rx Level	54	54	53	Original condition
Sensitivity	-95	-93	-88	
Rx Level	52	53	53	add 5 bypass capacitance
Sensitivity	-94	-100	-104	

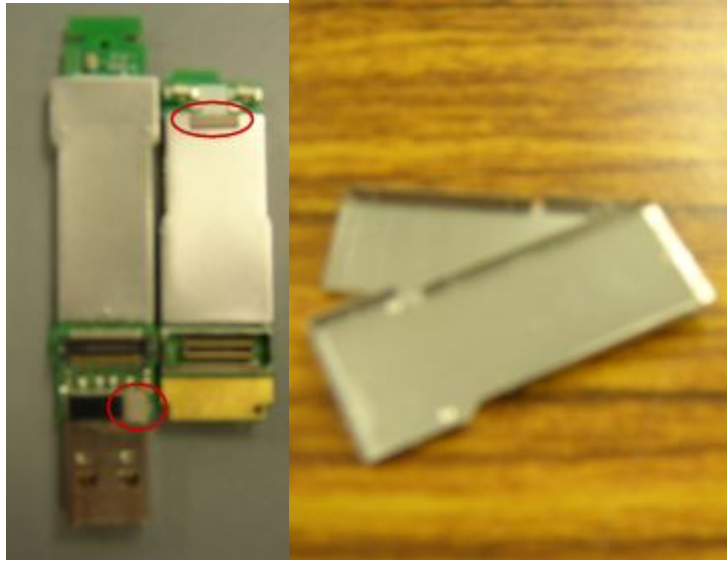


圖 4.18 加 Shielding Case and Sponge

表 4.5 Shielding Case and Sponge 對 EGSM TIS 的影響

	ch975	ch37	ch124
RSSI	53	54	53
Sensitivity	-95	-95	-93
RSSI	53	54	52
Sensitivity	-105	-102	-100.5

圖4.17，33 pF應該接近於雜訊源，以輻設場來看，任何裸露的金屬均可視為一天線。另一個概念是增加任何金屬或導地以改變雜訊場型進而改善sensitivity，如圖4.18。我們找到雜訊是散發自此裝置的底部邊，因此，我們增加Gasket改變這種輻射場形並且隔離雜訊。測量數據如表4.4~4.6中所示，

如圖4.8，EGSM 相位錯誤(phase error)也是和switching power有關的另一個問題，這個解決辦法是在其電源增加22 UF。2D wirelessn sensitivity的量測設置如圖4.19，由於每台筆記型電腦的雜訊不同，製作一金屬板及電池模擬一標準狀況，表4.6為其結果。

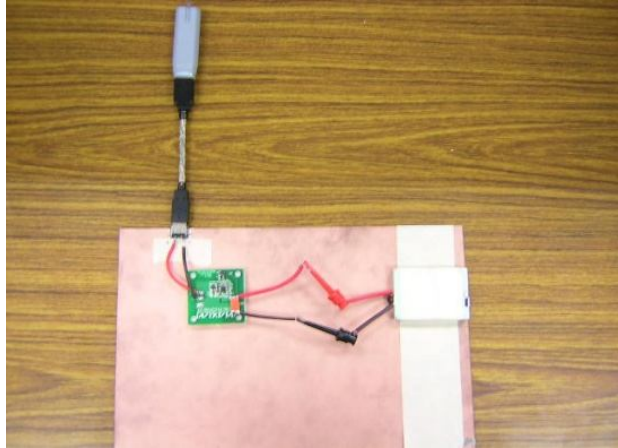


圖4.19 模擬實際環境測試

表4.6 針對圖4.19的sensitivity量測

	<u>Ant+NB</u>						<u>Ant+10cm cable+NB</u>						<u>Ant+20cm cable+NB</u>						<u>Ant+30cm cable+NB</u>					
ch	E2-plane						E2-plane						E2-plane						E2-plane					
	Tx	Rx	Sens	RSSI	RSCP	Es/No	Tx	Rx	Sens	RSSI	RSCP	Es/No	Tx	Rx	Sens	RSSI	RSCP	Es/No	Tx	Rx	Sens	RSSI	RSCP	Es/No
975	34.7	53	-99.0	14			35.4	50	-104.5	6			33.4	49	-103.5	6			36.0	52	-104.5	9		
37	35.6	54	-101.5	13			39.9	49	-105.0	4			34.7	48	-105.0	3			35.4	53	-107.0	7		
124	36.2	53	-100.5	13			31.6	48	-104.0	5			33.6	47	-104.0	3			35.1	52	-106.5	6		
512	28.6	50	-107.5	3			31.0	54	-110.5	3			31.0	52	-110.0	3			30.2	53	-110.0	4		
700	28.9	51	-106.5	5			31.8	53	-109.0	4			30.7	53	-109.0	5			31.4	53	-110.0	4		
885	28.7	51	-106.5	4			31.7	53	-109.5	4			30.9	53	-110.0	4			31.9	52	-109.5	4		
9613	23.0						26.3						25.8						26.1					
9750	22.4						26.1						25.8						25.8					
9887	21.3						25.2						25.6						25.8					
10563			-105.5	43	28				-108.0	44	32				-109.0	44	32				-108.0	43	31	
10700			-104.5	44	29				-108.5	44	33				-108.5	44	33				-107.0	44	32	
10837			-104.0	44	28				-107.5	44	31				-108.0	44	32				-106.0	44	30	

4.3 USB 2.0 有最大電流限制

USB Dongle操作於2G或3G的資料傳輸服務時，被多模操作，通常GPRS或EDGE時域上需要1~4個(time slot)，而HSDPA需要至少600mA(連續)，系統控制電流也必須被考慮到。USB的正常電壓維5V，PA正常工作必須高於3.4V，而USB介面最多僅提供500 mA，為HSDPA USB Dongle主要瓶頸之一。在這個例子裡USB 2.0提供500 mA並且包括所有電源需要。通常一轉二的USB線可使電流供應增加至1A，雖然足夠HSDPA使用，不過，它一定不夠提供EDGE/GPRS的peak1.6A以上電流。GSM peak 電流必須使用高成本的大電容幫忙放電。考慮最壞情況，class12(4Tx)，電容必須應付(2 A*2-500mA=3.5A)在2 x 577ms。同時它也應該有低的ESR(相等的系列抵抗)，以及高的脈動(pulse)電流。

對 GSM 來說，信號被以 216Hz 的頻率，在循環的 1/8 slot 上傳輸。功率放大器只是在這個時候需要電力。通常提供使用的電容器供其他 time slot 循環再充電。由於可以從電壓轉換中獲得至少 3.4 V 的工作電壓，並且由於 3 V 的最小輸入電壓是很多功率放大器的基本要求，0.3 V 的最大的電壓降可以被允許。[31]對提供電容的 3 個鉭電容器並聯等效電阻 ESR 12 mΩ (=35mΩ/3)，依下式關係

$$V = IR + (I \times \Delta t) / (C)$$

Where C = big capacitance (Farad), Δt = discharge time (here: 577 μ s), R = ESR shunt three capacitor, I = 扣除USB介面可提供的電流0.5A外大電容必須提供的放電電流(2A - 0.5A = 1.5A)，圖4.20，而功率放大器可忍受的最大壓降假設是0.3V，圖4.21，可計算出所需等效電容值[32]:

$$0.3 = (1.5A \times 0.018\Omega) + (1.5A \times 4 \times \frac{0.000557S}{C})$$

$$0.3 = 0.027 + 0.003342/C, C = 0.003342/0.273 = 12.2(m)F$$

但是實際上由於空間及成本考量，不會放這麼大的電容值，基於下列

三原因，電容值可適度降低，(1)[33]HSDPA傳送功率在戶外位置內通常大約-14在-18 dBm，當那些在室內位置是大約4到10 dBm時。因此，我們不可能一直面對最大功率輸出，如此工作正常可充分被實現(2)除極少數品牌，USB能提供至少800mA電流(3)附件中的USB連接線有兩個輸入，因此能提供的電流增加一倍。

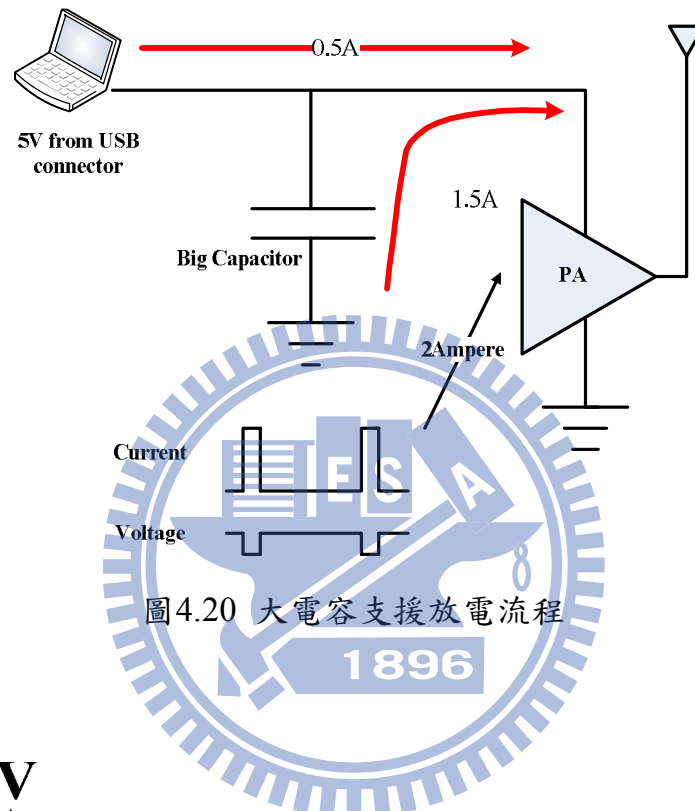


圖4.20 大電容支援放電流程

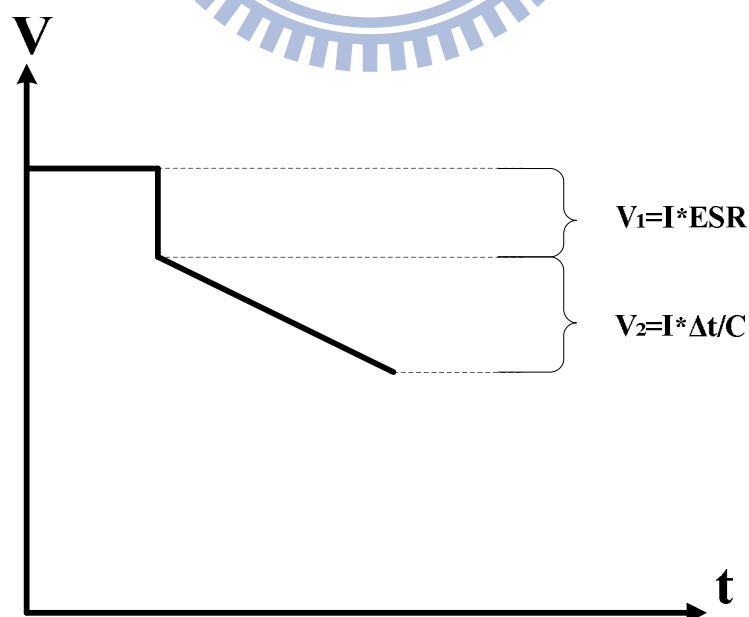


圖4.21 Voltage Drop與電容支援放電流程

在這項研究過程中我們發展一種便攜式HSDPA USB安全裝置，不僅RF干擾而且熱和足夠的電流供應被仔細考慮到。熱在發展期間是最重要的問題，HSDPA 數據業務RF性能必須符合全部3GPP 34.121 要求，所有和全部模式必須滿足OTA。至於TDMA所需的峰值電流，由於USB所能提供電流僅500mA，不足的部分以大電容器解決它。由於這些努力，寬頻的HSDPA 服務獲得令人滿意的結果。

4.4 溫度對無線通訊系統影響(溫升實驗)

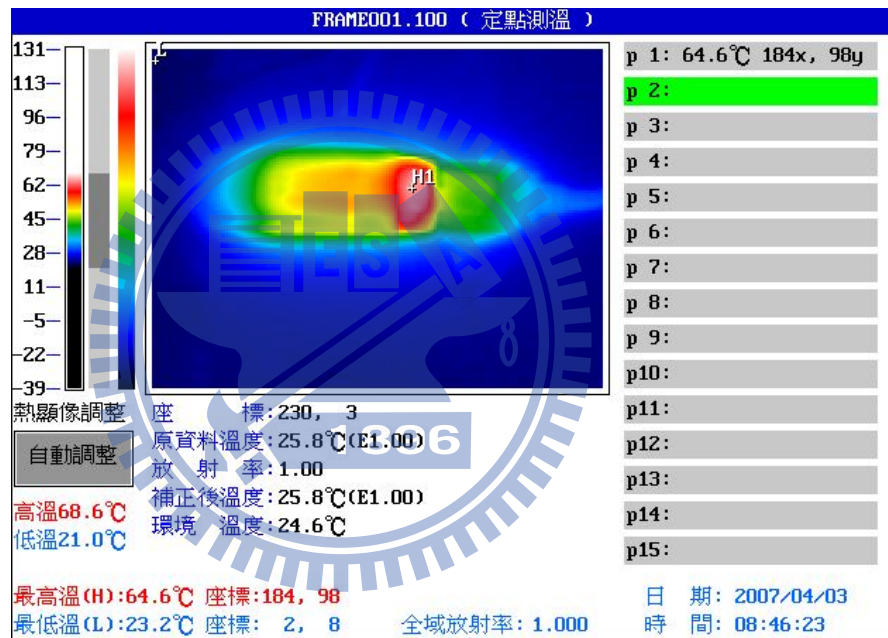


圖 4.22 USB Dongle 溫度剛開始 5min

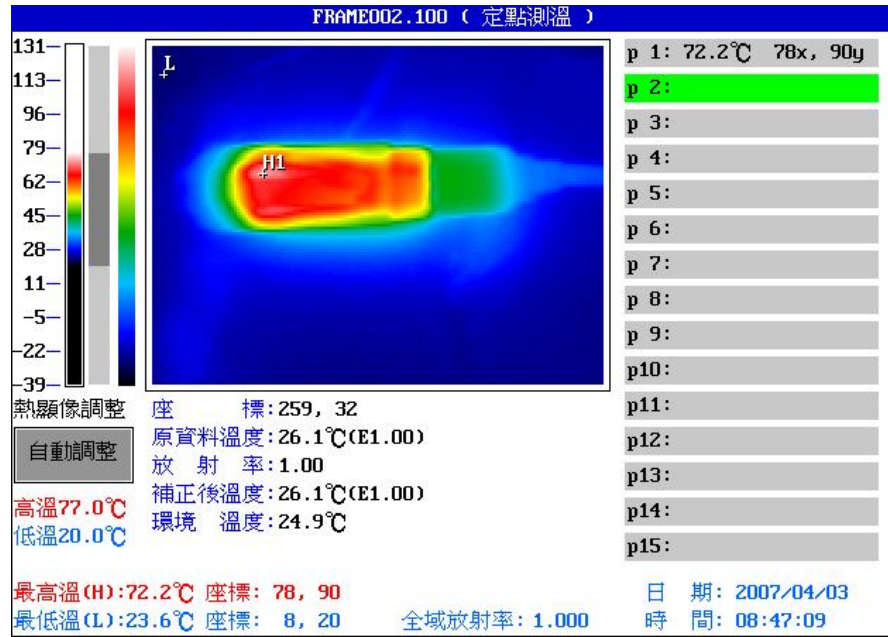


圖 4.23 USB Dongle 溫度 30min 後

表 4.7 USB Dongle 溫升

Time(min)	PA	Shielding	Transceiver
5	91	89.1	90.7
10	92.5	90	91.4
15	93.8	91.1	92.6
20	94.4	91.8	93.3
25	94.7	92.3	93.7

比較圖 4.22 及圖 4.23，由表 4.7 可知當無線網卡在最不利的環境下工作 30 分鐘後，各部份均超過 IC 規格 80°C，伴隨而來以下兩問題

- (1)SIM 卡變形-引起 SIM 接觸問題
- (2)HSDPA ACLR fail

降溫方法

(1) Buck-switching power

表 4.8 3G PA 功率及電流特性

C2+buck	-20dBm,HSDPA,16QAM	212mA		10563	10700	10837
				22.4dBm	22.2dBm	22.1dBm
				527mA	562mA	520mA

C2+LDO	-20dBm,HSDPA,16QAM	268mA		10563	10700	10837
				22.36dBm	22.13dBm	22.0dBm
				592mA	623mA	583mA

(2)調 WCDMA PA matching 使 ACLR 變差但電流變小

(3)外觀打洞

表 4.9 HSDPA 測試結果(Bulk)

HSDPA;VCC=3.35V;55°C		No1		
channel		10563	10700	10837
16QAM (βc/βd)=12/15	Icc(mA)	576	633	631
	ACLR-5(dBc)	-37	-40	-39
	Pout(1hr)(dBm)	22.82	22.08	22.48
16QAM (βc/βd)=2/15	Icc(mA)	606	648	637
	ACLR-5(dBc)	-44	-40	-44
	Pout(1hr)(dBm)	22.72	22.37	22.4
QPSK (βc/βd)=12/15	Icc(mA)	590	641	624
	ACLR-5(dBc)	-37	-42	-40
	Pout(1hr)(dBm)	22.1	22.6	22.45
QPSK (βc/βd)=2/15	Icc(mA)	630	640	630
	ACLR-5(dBc)	-44	-40	-44
	Pout(1hr)(dBm)	22.3	22.5	22.3

經過上述各種省電及降低溫度解決方案，採上述法(1)(2)可得如表 4.9 結果，離 3GPP 34.121 5.7AA 其 ACLR 都有 4dB 以上 margin。

4.5 使用於 3.5G 無線網路卡(Data Card)之五頻天線設計

本文主要設計一支使用於 3.5G 無線網路卡的小型化天線，此天線在高頻-5dB 反射損耗(Return Loss)頻寬約為 500MHz(1700MHz~2200MHz)，而天線的輻射效率皆大於 65%，可包含 DCS1800、PCS1900、UMTS2100 的使用頻段。至於低頻的反射損耗頻寬的表現雖然不如高頻，但是天線於低頻 GSM850 與 EGSM900 兩個頻段內的平均輻射效率(~54%)還是高於一般手機天線所要求的 49%。

天線載體(Antenna Carrier)的體積為 15mm×21mm×7mm 所示，而天線形狀，細微尺寸請參考(圖 4.24)。

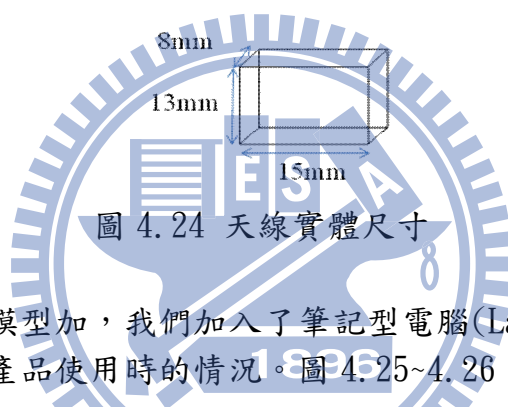


圖 4.24 天線實體尺寸

圖 2 是模擬的模型加，我們加入了筆記型電腦(Laptop)於模擬模型中，這將更接近於產品使用時的情況。圖 4.25~4.26

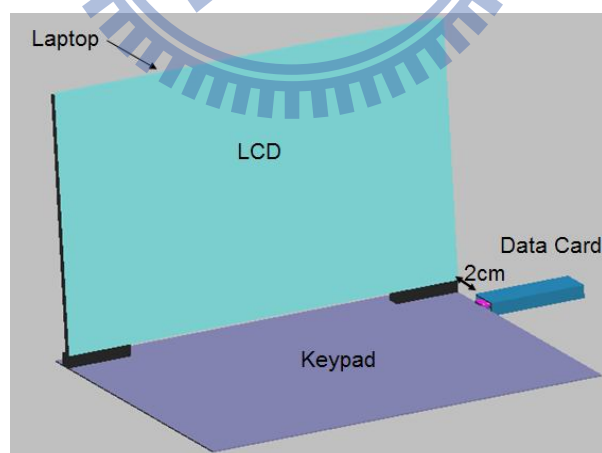


圖 4.25 筆記型電腦結合 Data Card

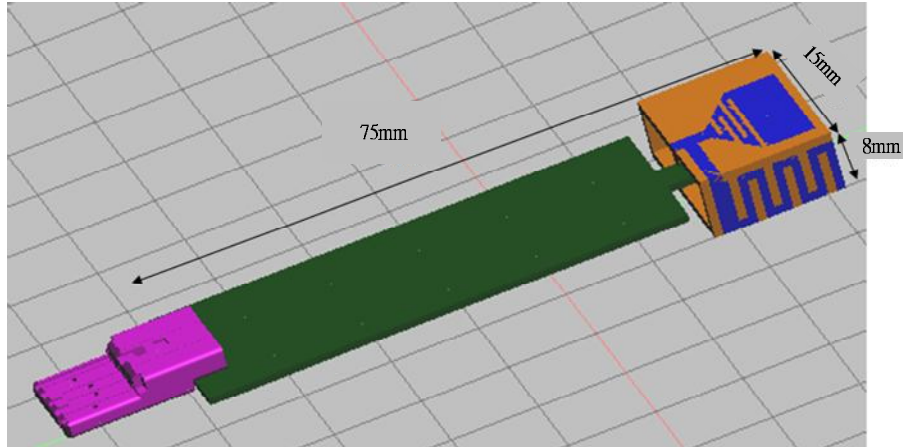


圖 4.26 此天線模擬尺寸圖

此天線的型態為單極天線，並利用高頻與低頻兩條電流路徑分別共振於我們所使用的頻段上，高頻的設計概念是利用一漸寬結構(Taper)使高頻的頻寬增加，並在高電流分密度分布的區域加入彎曲線，這樣可有效的降低共振的頻段至我們所需的頻段(圖 4.27)。低頻電流共振的路徑則是環繞天線載體的三個側面，以達到低頻所需的共振長度(圖 4.28)。

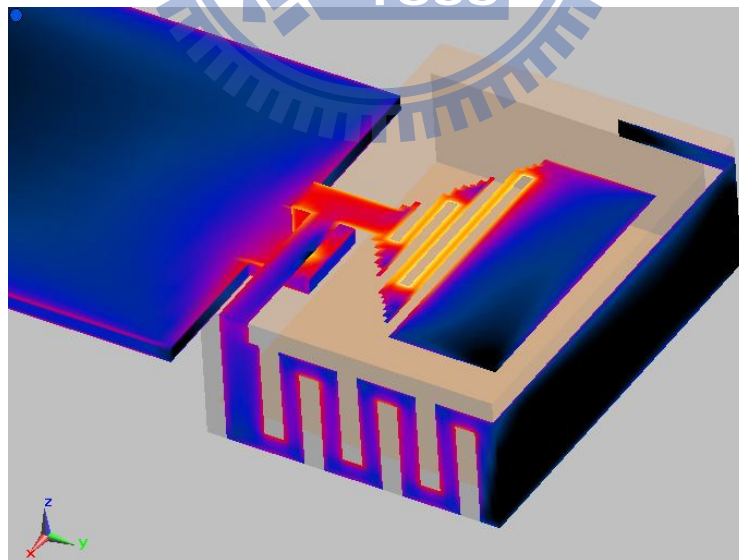


圖 4.27 高頻的電流分佈圖

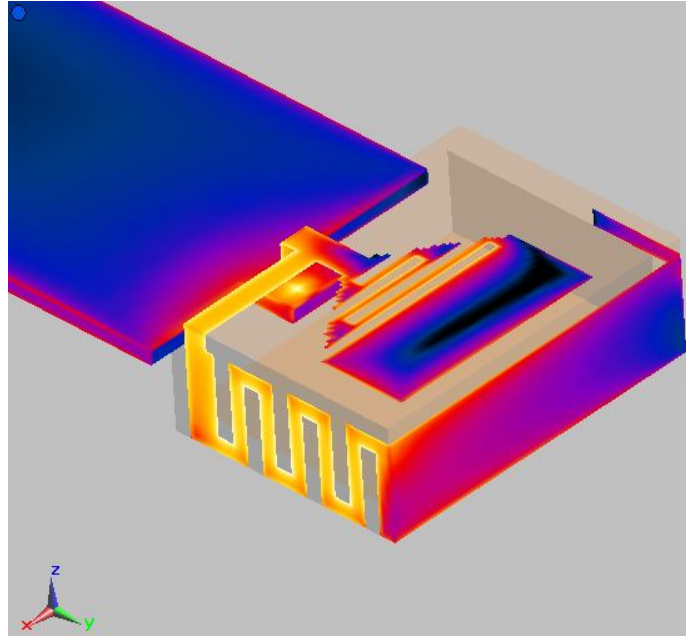


圖 4.28 低頻的電流分佈圖

圖 4.29 為加入筆記型電腦後的反射損耗圖，可以看到高頻的反射損耗從 1710MHz~2200MHz (包含 DCS、PCS、UMTS)皆可小於-5dB，而低頻 824MHz~960MHz(GSM850、EGSM900)的部分也可以小於-3dB。未加入筆記型電腦之前的模擬結果請參考圖 4.30。

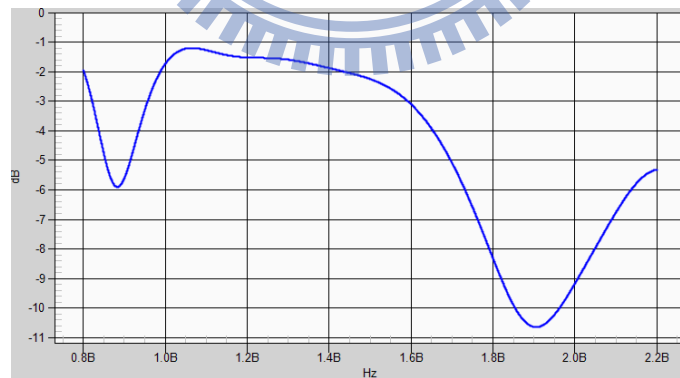


圖 4.29 加入筆記型電腦後的反射損耗圖

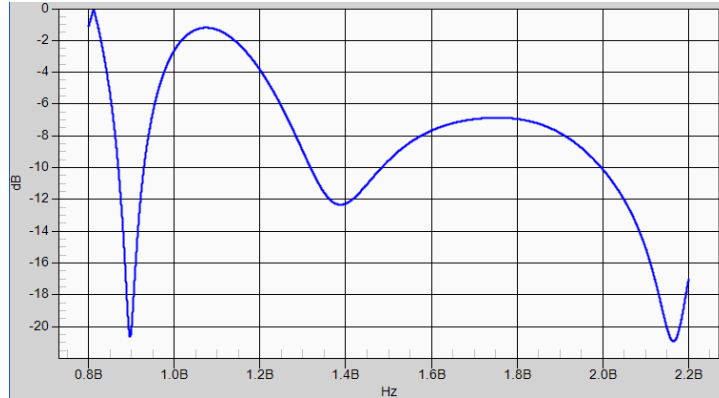


圖 4.30 未加入筆記型電腦之前的模擬結果

圖 4.31 是加入筆記型電腦後天線高頻與低頻的輻射效率，低頻的平均輻射效率為 54%，而高頻的平均輻射效率為 76%。皆優於手機天線的輻射效率。

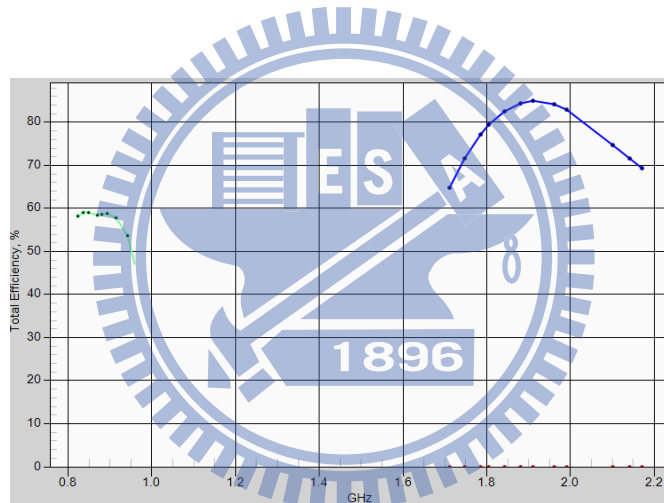


圖 4.31 加入筆記型電腦後天線高頻與低頻的輻射效率

第五章 結論

目前手機本身的通訊系統來說，就有 GSM 的 850/900/1800/1900MHz，此外還有 GPRS、EDGE、WCDMA、HSDPA 等多種標。不僅如此，已開始或即將發生整合的無線通訊技術，還包括 Bluetooth、Wi-Fi、GPS、FM、DAB、DVB、UWB、RFID 和 WiMAX 等等。這麼多的從 WPAN、WLAN 到 WWAN 的技術，其頻段涵蓋了 VHF、UHF 或 L-band、S-band 和 C-band，每項技術一向都有自己天線和射頻系統規格，今天想把它們都兜在一起，簡直是一項不可能的任務。

不過，與日俱增的高效能與高傳輸量通訊訊號，也就需要強大的功率才能發射，更可能潛藏對人體的危機，這是在大談多頻多模時不能忽略的議題。TRP 反映的是天線遠場的輻射性能，而手機輻射值(SAR)反映出天線的近場輻射性能，但是一般在 OTA 中，TRP 多希望愈大愈好，如此從功率放大器(PA)中出來的天線功率才能有效輻射，並帶來較佳的無線介面連接性。然而，在 SAR 測試中，則希望 TRP 數值較小，這樣才不至於影響人體健康。未來的手機或其他通訊裝置發展將陷入兩難，因為隨著今日的通訊頻帶愈趨擁擠，勢必會朝更高的頻段邁進，也就需要更高的功率，以及更強的輻射率，如何維持兩者間的平衡，會是系統開發人員與製造業者的一大考驗。

第二章筆記型電腦的 2G/3G TIS，經過使用頻譜分析儀、高頻天線(探棒)量測及把可能的干擾源關閉再打開，得知其各自貢獻的比例及雜訊來源，(A)制液晶面板的 LVDS 排線(E)背光 switching power(F) MIC 音源線、相機模組、硬碟、記憶模組 DDRII 等在此範例是有雜訊的，由液晶面板 75MHz 的排線訊號與雜訊倍頻關係確認，LVDS 雜訊是否被有效抑制決定最後的結果。解決方法：(1)展頻(2)電容濾波(3)貼銅箔屏蔽(4)貼銅箔增加導(5)改變各種導線路徑。結果滿足表 2.4 Vodafone TIS specification。

第三章 PDA 的尺寸較小，PDA 各部份的疊構會影響外觀最終的長/寬/

高，天線淨空區與否隔離度是否足夠，離雜訊的遠近都和電磁干擾與防密切相關。若彼此接觸不良，形成許多雜訊輻射天線。GPS 訊號由於較靠近雜訊源，接收到的訊號最低，利用改善接地及電容濾波使其 wireless C/N 符合理論值，代表沒雜訊。接著改善 2G/3G wireless sensitivity，先在 MIC、Speaker Vibrator 及 LCD Connector 加電容濾波，但仍必需輔以 keypad 排線、LCD 排線及 keypad 加強地等方式，其 3D OTA 才可符合表 2.4 之要求。

第四章 3.5G HSDPA USB 無線網卡不但要注意接收雜訊，有 6 個問題必須被特別注意考量(1)功率放大器因 PAR(peak to average ratio)的增加，是否能滿足更高的線性度要求(2)HSDPA 持續工作來輸出功率，散熱變得更形重要(3)切換式電源(Bulk)電源的輻射會引起低頻帶(800 MHz~1 GHz)的干擾(4)切換式電源，EGSM 也將因此產生相位錯誤(phase error) (5) USB 到功率放大器的電流提供將是瓶頸，必須以大電容放電輔助(6) 由於裝置的體積小，導致印刷電路板間接地面積太小，容易導致天線增益衰減或雜訊輻射，經偵測為提高電壓轉換效率的 Buck，其 switching power 是主要雜訊來源，經加適當濾波電容及導電泡棉增強地，wireless sensitivity 可符合 GCF 及 ETSI TIS 的規範。

参 考 文 献

- [1]www.wi-fi.org
- [2]www.agilent.com
- [3]www.technologies.rohde-schwarz.com
- [4]K. Hansen, "Wireless RF Design Challenges," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2003.
- [5]R&S Technology Week 2007, "The Impacting On Wireless Communications"
- [6]Multi-Band Antenna Design Guidelines for Mobile Receive Diversity, 80-VA736-7 Rev. A, Qualcomm, March 30, 2007.
- [7]C. R. Iversen, "A UTRA/FDD Receiver Architecture and LNA in CMOS Technology," RF Integrated Systems and Circuits Group Aalborg University, Denmark, PHD. Thesis, November 2001.
- [8]P. I. Mak, S. P. U, and R. P. Martins, "Transceiver Architecture Selection: Review, State-of-the-Art Survey and Case Study," IEEE Circuits and Systems Magazine, pp. 7-25, SECOND QUARTER 2007.
- [9]A. Loke, and M. Abdelgany, "Multi mode wireless terminals - key technical challenges," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 11 - 14 , 2003.
- [10]App Note_CX74017 IP2 Cal_101799A_092101IP2 Cal, Skyworks
- [11]App Note_CX74017 IP2 2tone-vs-1tone_DCR, Skyworks
- [12]App Note_CX74017 Direct Conv Receiver_101735A_072001, Skyworks
- [13]App Note_CX74017 DC Offset Correction_101771C_120601, Skyworks
- [14]A. B. Carlson, P. Crilly and J. Rutledge, "Communication Systems, an Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication", Fourth Edition, Mc Graw Hill, 2002.
- [15]Steve C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House, Mar. 1999
- [16]CTIA Test Plan ver2.1
- [17]J. Shi, A. Bettner, G. Chinn, K Slattery and X. Dong, " A study of platform EMI from LCD panels-impact on wireless, root causes and mitigation methods," Electromagnetic Compatibility, 2006 IEEE International Symposium on, Volume 3, 14-18 ,pp. 626 – 631, Aug. 2006

- [18]R&S RPT “Radio Performance Test”(OTA ”Over The Air Performance ”)
Evolution, PSG-NP,11/2007
- [19] 3GPP TS 34.121-1 V 8.2.1, 5.10 Adjacent Channel Leakage Power Ratio
(ACLR).
- [20]3GPP TS 25.101 V 8.2.0 Annex D (normative) Environmental conditions D2.1
Temperature
- [21]CTIA 2.2 OTA Performance for GSM, CDMA
- [22]3GPP TS 51.010,13.1
- [23]3GPP 34.121,5.13
- [24]R. Love, A. Ghosh, W. Xiao and R. Ratasuk, Performance of 3GPP high speed
downlink packet access (HSDPA), VTC 2004, pp. 3359-3363.
- [25] TR 25.914 Measurements of Radio Performances For UMTS Terminals
- [26]3GPP TS 34.121-1 V8.2.1 6.2.2
- [27]3GPP TS 51.010 version7.4.0 13.1
- [28]3GPP TS 34.121-1 V8.2.1 5.13
- [29] Murata Chip S-Parameter & Impedance Library, Version 3.15.0
- [30]3GPP TS 05.05 8.1.4
- [31]Vishay application note, Overcoming PCMCIA Power Limits in Modem Designs
- [32]AVX BestCap Ultra-Low ESR High Power Pulse Supercapacitors
- [33]A.B. Raju, Characterization of Uplink Transmit Power and Talk Time in
WCDMA Networks

自 傳

自投入工作職場至今，經歷研發工程師之基礎學習設計、產品開發計畫執行、產品品推廣、客戶協調等多種層面，在各個階段中獲得不同的成長及體驗；在每一份工作上皆投注了自己的熱忱及創新協調的能力。在人生的下一步，希望自己能夠在工作上學習到經營管理、產品行銷、市場分析的層面，將自己由區域性的角色發揮至國際性的產業。

