

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

WiMAX 5.8GHz 收發機射頻模組

WiMAX 5.8GHz Transceiver RF Module



研究生：劉獻文

指導教授：張志揚 教授

中華民國九十七年六月

W i M A X 5 . 8 G H z 收 發 機 射 頻 模 組

學生：劉獻文

指導教授：張志揚 教授

國立交通大學電信工程學系（研究所）碩士班

摘 要

本論文研製之 WiMAX 5.8GHz 收發機射頻模組，係用 FR4 六層電路板實現，使用 TI 公司的 RFIC。

系統架構採用 TDD 架構，原先提出兩種架構，後來主要基於成本考量，並且比較兩架構的優缺點後，採用其中一種架構。完成電路圖、佈局與實作後。TX輸出功率可達-6dBm，RX的增益控制範圍是 5~60dB，OP_{1dB}為-7.83dBm。



student : Hsien-Wen Lau

Advisors : Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

The proposed WiMAX 5.8GHz Transceiver RF Module is fabricated with 6-layer FR4 printed circuit board. The architecture is mainly following the TI's RFIC.

System architecture belongs to TDD. Originally, two kinds of architecture are considered. For cost-down consideration, one of them is adopted. After finishing of circuit schematic block diagram, layout, and fabrication, the measured TX output power attains -6dBm, the RX gain control range is from 5dB to 60dB, and OP1dB is -7.83dBm.

誌 謝

這篇論文能夠完成，首先要感謝指導教授張志揚博士。在這兩年交大電信碩士班的求學生涯之中，無論是研究上的寶貴意見，或是生活上的問候，都惠我良多。特別是在去年（民國 96 年）聖誕假期，因為當時研究進度比較吃緊，只好打電話向我的指導教授求救，儘管假期被打擾，他還是不嫌麻煩地指導我，讓我感激不盡。再來，要感謝所有口試委員的聆聽與指導。感謝父母的養育之恩，不辭辛勞地從小栽培我到研究所，並且真正關心我，沒有他們的付出，就沒有現在的我。論文的撰寫部分，擅長蒐集資料的李建育學長，幫我找了蠻多很有用的資料，使我論文寫作更順利，因為學校沒有這方面的儀器，我也多次到他的地方請他幫忙量測，實在很感謝他。論文的實作部份，首先感謝大姐（黃淑敏女士）精湛的焊工，替我解決很多不好處理的焊接問題；再來是陪我一路走過無數次耗時乏味量測過程的標哥（梁清標學長），多次細心提醒我容易遺忘的細節，也一起厚臉皮打電話要樣本，打到我們都不好意思，研究低潮時，也一起去拜靈驗的交大土地公；陳慧諄學長豐富紮實的 PCB 偵錯經驗，多次耐心幫我檢查出量測上裝置或設定的錯誤，沒有這些，所有量測幾乎都免談，並且在一開始的分工提出有用的意見，證明薑是老的辣；盧約廷學長多次不嫌麻煩地幫我們接洽校外量測的事情，因為學校沒有這方面的儀器，實在很感謝他，而且這些都是增加他額外的工作量；黃順賢先生經驗老到可靠的 PCB 佈局技術，也幫了很多忙；小游幫我們一起做瑣碎的備料工作，畢竟 333 個元件要到齊而且不能出差錯，也是需要細心加極度耐心的工作；已經是爸爸的阿 Ben，無私地提供了濾波器測試的經驗，在業界實屬不易。黃姿璇、陳秋如、徐子瀚、柯國仁、王大維、羅泰麟、陳揚鮮、曾聖哲……等學長、學姊、同學或學弟，可能有些不認識我，有些認識，因為我是個容易緊張不擅長表達的人，有了你們一起經歷每個月的開會，使我在報告時的壓迫感不致於那麼強烈，起碼要上台承受壓力的不是只有我一個，謝謝你們。此外，謝謝 918 實驗室借我們量測的儀器。在生活的鼓勵上，感謝為人寬厚誠懇的旭哥（呂永旭學長），多次給了精神上的支持，使我在研究低潮時又爬起來，你的胸襟更是我學習的榜樣；實力堅強的劉文俊學長勉勵我，也讓我更有研究動力。關於這篇論文要感謝的人族繁不及備載，如有遺漏，敬請見諒。

目 錄

中文提要	i
英文提要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	vi
圖目錄	vii
符號說明	ix
一、	緒論	1
1.1	寬頻無線的演進	1
1.1.1	窄頻無線市內用戶迴路系統	1
1.1.2	第一代寬頻系統	2
1.1.3	第二代寬頻系統	3
1.1.4	標準化系統的出現	3
1.2	定點寬頻無線與行動寬頻無線的應用	5
1.3	其他寬頻無線技術與 WiMAX 之比較	7
1.3.1	3G (Third-Generation Cellular Systems)	7
1.3.2	Wi-Fi 系統	8
1.3.3	比較	9
1.4	頻譜與未來挑戰	11
1.5	研究動機與論文組織	14
二、	WiMAX 規格及收發機射頻相關理論	15
2.1	WiMAX 最初憑證內容	16
2.2	WiMAX 的獨特功能	17
2.3	IEEE 802.16-2004 WiMAX 實體層操作與量測	19
2.3.1	無線介面	19
2.3.2	發射機測試	23
2.3.3	接收機測試	28
2.4	射頻系統的挑戰	30
2.4.1	TDD、FDD 與半分頻雙工 (Half FDD; HFDD) 架構	30
2.4.2	架構設計者的鏈路規劃考量	35
2.4.3	MIMO、AAS 及 OFDMA 的射頻挑戰	37
2.4.4	射頻電路方塊	40
2.4.5	WiMAX 規格	47
三、	收發機射頻模組	49
3.1	架構方塊圖	50
3.1.1	系統架構方塊圖 1	51
3.1.2	系統架構方塊圖 2	53

3.1.3	決定系統架構方塊圖	55
3.2	RFIC 元件特性	57
3.2.1	TRF2436	57
3.2.2	TRF2432	58
3.2.3	較高 IF 的 SAW 濾波器 TFS 398E	59
3.3	電路圖(schematic)	60
3.4	佈局(layout)	65
3.5	量測方法	70
3.6	量測結果	73
3.6.1	RX 部分	73
3.6.2	TX 部分	75
3.6.3	其他	79
四、	結論	81
4.1	結論	81
參考文獻		82



表 目 錄

一、	緒論.....	
二、	WiMAX 規格及收發機射頻相關理論.....	
表 2.1	定點和行動 WiMAX 最初的憑證內容.....	16
表 2.2	調變與編碼組合.....	21
表 2.3	發射機功率等級控制規格.....	24
表 2.4	發射機星圖誤差規格.....	25
表 2.5	接收機靈敏度規格(dBm).....	29
表 2.6	RX 規格.....	47
表 2.7	TX 規格.....	48
三、	收發機射頻模組.....	
四、	結論.....	

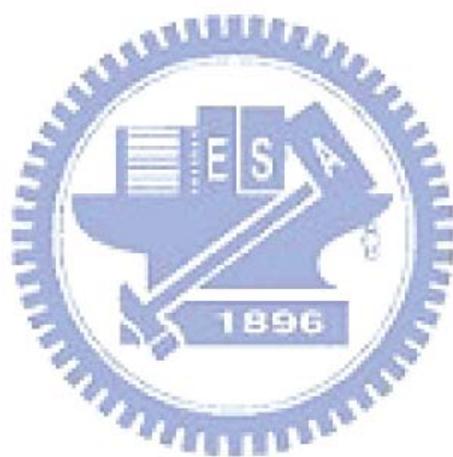


圖 目 錄

一、	緒論	19
二、	WiMAX 規格及收發機射頻相關理論	
圖 2.1	OFDM 副載波	19
圖 2.2	下行與上行副訊框	19
圖 2.3	長報頭	20
圖 2.4	通道編碼	21
圖 2.5	安杰倫(Agilent)89600 WiMAX 下行訊框 I/Q 量測	22
圖 2.6	下行副訊框功率量測	24
圖 2.7	RCE 結果的數值展示	26
圖 2.8	頻譜屏蔽與限制	27
圖 2.9	TDD 射頻系統	30
圖 2.10	FDD 射頻系統	31
圖 2.11	HFDD 射頻系統	33
圖 2.12	HFDD 架構	35
圖 2.13	ZIF 架構方塊圖	36
圖 2.14	I/Q BB 架構 1	36
圖 2.15	I/Q BB 架構 2	37
三、	收發機射頻模組	
圖 3.1	TI 公司之 WiMAX 的系統架構及其規格	50
圖 3.2	系統架構方塊圖 1	51
圖 3.3	系統架構方塊圖 2	53
圖 3.4	TRF2436 的 IC 內部方塊圖	57
圖 3.5	TRF2432 的 IC 內部方塊圖	58
圖 3.6	SAW 濾波器 TFS 398E 的頻率響應	59
圖 3.7	TRF2436 周邊電路	60
圖 3.8	測試點	61
圖 3.9	MF5825 周邊電路	61
圖 3.10	TRF2432 周邊電路	62
圖 3.11	連接測試板 I/O 埠周邊電路	62
圖 3.12	射頻模組電路板(左)與測試板之連接	63
圖 3.13	連接外掛 PA 板 I/O 埠周邊電路	63
圖 3.14	表層	65
圖 3.15	中間層 1	65
圖 3.16	中間層 2	65
圖 3.17	中間層 3	66
圖 3.18	中間層 4	66
圖 3.19	底層	66

圖 3.20	表層焊點光罩.....	67
圖 3.21	表層輪廓.....	67
圖 3.22	針對通孔 (through hole) 的鑽孔圖.....	67
圖 3.23	針對通孔的鑽孔引示(drill guide).....	68
圖 3.24	底層裸銅光罩.....	68
圖 3.25	射頻模組電路板.....	68
圖 3.26	測量RX增益及P1dB的裝置圖.....	70
圖 3.27	測量TX的EVM與輸出功率裝置圖.....	70
圖 3.28	測量回流損失(Return loss)裝置圖.....	71
圖 3.29	TX的I/Q直流偏移校正前頻譜.....	71
圖 3.30	TX的I/Q直流偏移校正後頻譜.....	72
圖 3.31	TRF2436的增益與IP1dB量測結果.....	73
圖 3.32	TRF2432的增益與OP1dB量測結果.....	74
圖 3.33	射頻模組電路板的增益及OP1dB量測結果.....	74
圖 3.34	射頻模組電路板的類比增益控制.....	75
圖 3.35	輸入64QAM調變, 通道頻寬10MHz訊號的EVM vs 輸出功率圖.....	76
圖 3.36	輸入64QAM調變, 通道頻寬10MHz訊號的數位增益控制.....	76
圖 3.37	輸入64QAM調變, 通道頻寬7MHz訊號的EVM vs 輸出功率圖.....	77
圖 3.38	輸入64QAM調變, 通道頻寬7MHz訊號的數位增益控制.....	77
圖 3.39	輸入64QAM調變, 通道頻寬5MHz訊號的EVM vs 輸出功率圖.....	78
圖 3.40	輸入64QAM調變, 通道頻寬5MHz訊號的數位增益控制.....	78
圖 3.41	回流損失(return loss)量測結果.....	79
圖 3.42	LO相位雜訊與頻譜圖.....	79
四、	結論.....	

符 號 說 明

β	: 超取樣虛擬近似值係數
ε_{\max}	: 峰值功率等級
ε_x	: 平均功率等級
λ	: 波長
ρ	: 相關係數
σ	: 標準差
1x	: 1x Evolution Data Optimized
EV-DO	: 1x 演進-數據增強
	: Third-Generation Cellular Systems
3G	: 第三代行動通訊
	: Third-Generation Partnership Project ; 3GPP
3GPP	: 第三代行動電話合作伙伴計畫
	: Advanced Antenna System
AAS	: 先進式天線系統
	: Adjacent Channel Leakage Ratio
ACLR	: 鄰近通道漏波比
	: Adjacent Channel Power Ratio
ACPR	: 鄰近通道功率比
	: analog to digital converters
A/D	: 類比數位轉換器
	: Advanced Encryption Standard
AES	: 新一代加密標準
	: Automatic Frequency Control
AFC	: 自動頻率控制
	: analog gain control
AGC	: 類比增益控制
	: amplitude modulation
AM	: 調幅
	: Adaptive Modulation and Coding
AMC	: 可適性調變及編碼

AP	: Access Point : Wi-Fi 的基地台
ARQ	: Automatic Retransmission reQuests : 自動重傳請求
AWGN	: Additive white Gaussian noise : 加成性高斯白雜訊
AWS	: Advanced Wireless Services : 先進無線服務 (頻帶名稱)
B_a	: 上行或下行頻帶寬
BB	: Baseband : 基頻
B_d	: 下行頻帶寬
BER	: bit error rate : 位元錯誤率
BPSK	: binary phase shift keying : 二進制移相鍵控
BRS	: Broadband Radio Services : 寬頻無線電服務 (美國的頻帶名稱)
B_s	: 上下行頻帶間隔
B_u	: 上行頻帶寬
CC	: convolutional code : 摺積碼
CCDF	: Complementary Cumulative Distribution Function : 補累積分布函數
CDF	: Cumulative Distribution Function : 累積分布函數
CDMA	: Code Division Multiple Access : 分碼多重存取
cochannel_rej	: 不希望訊號低於要求訊號的 dB 數
CPE	: Customer Premise Equipment : 客戶端設備

CSMA	: Carrier Sense Multiple Access : 載波感測多重存取
d	: 天線間隔
D/A	: digital to analog converters : 數位類比轉換器
DARS	: digital audio radio services : 數位音訊廣播服務 (美國的頻帶名稱)
DC	: direct current : 直流
DGC	: digital gain control : 數位增益控制
DL	: data link : 資料傳輸裝置
DOCSIS	: Data Over Cable Services Interface Specification : 纜線服務數據介面規格
DSL	: Digital Subscriber Line : 數位用戶線路
DSP	: Discrete-Time Signal Processing : 離散時間訊號處理
EAP	: Extensible Authentication Protocol : 可擴充式驗證協定
EGC	: Equal Gain Combining : 等增益組合
EIRP	: Effective Isotropic Radiated Power : 有效等向輻射功率
ESG	: electronic service guide : 電子服務導引
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute : 歐州電信標準協會
EVM	: Error Vector Magnitude : 誤差向量大小

FCC	: The Federal Communications Commission : 美國聯邦通訊委員會
FCH	: frame control header : 訊框控制標頭
FDD	: Frequency Division Duplexing : 分頻雙工
FEC	: Forward Error Correction : 向前糾錯
FFT	: Fast Fourier Transform : 快速傅利葉轉換
Filter_rej	: RX 頻帶範圍的 TX 射頻濾波器衰減
$F(L, \varepsilon_{\max})$: 參數 σ^2 單一瑞利分布副載波的 CDF
FR4	: Flame Retardant Type 4 : 防火 4 型
G	: Gain : 增益
GPIO	: General Purpose I/O : 通用輸入輸出
GPS	: Global Positioning System : 全球位置測定系統
GSM	: Global System for Mobile Communications : 全球行動通信系統
HFDD	: Half FDD : 半分頻雙工
HIPERMAN	: High-PERformance Metropolitan Area Network : 高效能都會網路
HSDPA	: High Speed Downlink Packet Access : 高速下行封包存取
HSPA	: High Speed Packet Access : 高速封包存取
HSUPA	: High Speed Uplink Packet Access : 高速上行封包存取

IBO	: Input Backoff : 輸入倒退
IC	: Integrated Circuits : 集成電路 (或稱積體電路)
ID	: identification : 身分
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers : 電機電子工程師協會
IF	: Intermediate Frequency : 中頻
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform : 反快速傅利葉轉換
I/O	: Input/Output : 輸入輸出
IP	: Internet Protocol : 網際網路通訊協定
IP _{1dB}	: 增益 1dB 壓縮點輸入功率
I/Q	: Inphase-Quadrature phase : 同相正交相位
IR	: Image Reject : 鏡像消除
IS	: Intermediate System : 中間系統
L	: long : 長帶 (頻帶名稱)
LAN	: Local Area Networking : 區域網路
LMDS	: Local Multipoint Distribution Systems : 區域多點分散式系統
LNA	: low-noise amplifier : 低雜訊放大器

LO	: Local Oscillator : 本地振盪
LOS	: Line-Of-Sight : 直視性
LTE	: Long-Term Evolution : 長期演進
MAC	: Media Access Control : 媒介存取控制
MAN	: Metropolitan Area Network : 都會區域網路
Mask	: TX 雜訊領域功率低於 TX 中心頻的 dB 數
MIMO	: Multiple Input/Multiple Output : 多重輸入與多重輸出
MMCX	: Miniature Micro Coaxial : 微型微同軸電纜
MMDS	: Multichannel Multipoint Distribution Services : 多通道多點分散式服務
MP3	: MPEG Audio Layer III : MPEG 第三代聲音文件壓縮格式
MPEG	: Motion Picture Experts Group : 動態影像壓縮標準
MRC	: Maximum Ratio Combining : 最大比率組合
MS	: mobile station : 行動裝置
NF	: noise figure : RX 雜訊指數
NLOS	: None-Line-Of-Sight : 非直視性
NZIF	: near Zero IF : 近零中頻

OBO	: Output Backoff : 輸出倒退
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 正交分頻多工
OFDMA	: Orthogonal Frequency Division Multiple Access : 正交分頻多重進接
OP _{1dB}	: 增益 1dB 壓縮點輸出功率
OV	: overdrive : 過度驅使
P _{1dB}	: 增益 1dB 壓縮點功率
PA	: Power Amplifier : 功率放大器
PAR	: Peak-to-Average Power Ratio : 峰均比
PCS	: Personal Communications Services : 個人通訊服務
PDA	: Personal Data Assistant : 個人數位助理
PDU	: Protocol Data Unit : 協定數據單元
PHY	: Physical layer : 實體層
P _{in}	: 輸入功率
P _{inav}	: 輸入平均功率
P _{inSat}	: 輸入飽和功率
PM	: Phase Modulation : 調相
P _o	: TX 每單位訊號頻寬輸出功率
P _{out}	: 輸出功率
PSA	: Portable Spectrum Analyzer : 攜帶型頻譜分析儀

PWM	: pulse width modulation : 脈寬調變
Q	: Quality Factor : 品質因數
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation : 正交振幅調變
QoS	: Quality of Service : 品質服務
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying : 正交相移鍵控
R5	: Release 5 : 第五版
RCE	: Relative Constellation Error : 相對星圖誤差
RF	: Radio-Frequency : 射頻
RFIC	: Radio-Frequency Integrated Circuits : 射頻集成電路 (或稱射頻積體電路)
RS	: Reed-Solomon : 里德所羅門
RTG	: receive/transmit transition gap : 收發轉換間斷
RX	: Receiver : 接收機
RXIF	: RX 鏈的中頻通道頻率
RXRF	: RX 鏈的射頻通道頻率
RXRF ⁺	: RX 鏈的射頻頻帶最高通道頻率
RXRF ⁻	: RX 鏈的射頻頻帶最低通道頻率
SAW	: Surface Acoustic Wave : 表面聲波
SDC	: Selection Diversity Combining : 多樣選擇組合

SISO	: Single In Single Out : 單輸入單輸出
SNDR	: Signal to Noise plus distortion ratio : 訊號與雜訊加失真比
SNR	: signal-to-noise ratio : 訊雜比
SOHO	: Small Office, Home Office : 家庭辦公室
SPI	: Serial Peripheral Interface : 系列周邊介面
TDD	: Time Division Duplexing : 分時雙工
TDM	: Time Division Multiplexing : 分時多工
TD-SCDMA	: Time Division-Synchronous CDMA : 分時-同步分碼多重存取
TTG	: transmit/receive transition gap : 發收轉換間斷
TX	: Transmitter : 發射機
TXIF	: TX 鏈的中頻通道頻率
TXRF	: TX 鏈的射頻通道頻率
TXRF _{min}	: 其他頻帶 TX 鏈的射頻頻帶最低通道頻率
UHF	: ultrahigh frequency : 超高頻 (頻帶名稱)
UMTS	: Universal Mobile Telephone System : 通用行動通信系統
U-NII	: Unlicensed National Information Infrastructure : 免執照無線資訊傳輸設備 (美國的頻帶名稱)
V_{agc}	: 類比增益控制電壓
VHF	: very high frequency : 特高頻 (頻帶名稱)

VoIP	: Voice over Internet Protocol : 寬頻電話
VSA	: Vector Signal Analyzer : 向量訊號分析儀
WCS	: Wireless Communication Services : 無線通訊服務 (美國的頻帶名稱)
WiBro	: Wireless Broadband : 無線寬頻網際網路的技術 (韓國)
Wi-Fi	: Wireless Fidelity : 無線相容性認證
WiMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access : 全球微波存取互通介面標準
WISP	: Wireless Internet Service Provider : 無線網路服務業者
WLL	: wireless local-loop : 無線市內用戶迴路
WRAN	: Wireless Regional Area Networks : 無線區域網路
ZIF	: Zero Intermediate Frequency : 零中頻



一、緒 論

1.1 寬頻無線的演進

WiMAX 有別於傳統固接式技術，大部分由新成立的公司看到無線系統的爆發性潛能而投入。在效能容量、通訊協定、頻譜、支援的應用服務都和其他無線方案大不相同。寬頻無線之前一直發展變化不定，部分因為業界沒共通標準，WiMAX 正是改變這種情況的產業標準。

WiMAX技術演變大致分四個時期：（1）窄頻無線市內用戶迴路系統，（2）第一代「直視性」（Line-Of-Sight；LOS）寬頻系統，（3）第二代「非直視性」（None-Line-Of-Sight；NLOS）寬頻系統，（4）標準化寬頻無線系統。

1.1.1 窄頻無線市內用戶迴路系統

「無線市內用戶迴路」（wireless local-loop；WLL）在開發中國家如中國、印度、印尼、巴西和俄羅斯都十分成功提供電話語音。原因是電話語音高度需求，而現行基礎建設無法支持。

WLL 系統必須提供增值服務才有競爭力。許多業者以提供高速上網的無線系統來做市場區隔，例如 AT&T 在 1997 年 2 月發展 1900MHz 的「個人通訊服務」（Personal Communications Services；PCS）提供兩條語音線路及一個 128kbps 的數據連線。這個以「天使專案」（Project Angel）為代號發展的系統是第一個使用可適應性天線的商用無線系統。但 2001 年 12 月宣布因成本上揚及訂戶率不足

而中止。

同時期有新的小公司提供無線上網，這些「無線網路服務業者」（Wireless Internet Service Provider；WISP）建佈在免執照的 900MHz 及 2.4GHz 頻帶。限制用戶要在屋頂安裝天線，所以只能建佈在鄰近區域或小城鎮。連線速度每秒幾百 kbit。

1.1.2 第一代寬頻系統

無線系統要提供更快的連線速度才能與 DSL 及 Cable Modem 競爭，所以往更高頻率發展，像 2.5GHz 及 3.5GHz 頻帶。提供非常高速的「區域多點分散式系統」（Local Multipoint Distribution Systems；LMDS）佈建在毫米波的頻帶如 24GHz 及 39GHz 連線速度每秒幾百 Mbit。LMDS 主要是商業用戶，90 年代後期快速成長短暫成功，無法持續成長是因為難以到屋頂安裝天線及只有短距離容量。

90 年代後期另個無線寬頻系統「多通道多點分散式服務」（Multichannel Multipoint Distribution Services；MMDS），建佈在 2.5GHz 頻帶，本來此頻帶用在沒有有線電視地區的無線廣播視訊，被衛星電視毀滅本來的事業，新用途做單向無線上網以電話線為回程。1998 年 12 月「美國聯邦通訊委員會」（The Federal Communications Commission；FCC）開放 MMDS 頻帶，允許雙向。MCI WorldCom 及 Sprint 各花十億美金購買 MMDS 頻譜發展高速定點無線解決方案。

MMDS 發射塔數百英尺高，若高功率發射覆蓋範圍 35 英里。戶外夠高天線及

LOS 傳輸路徑需求是最大阻礙。因覆蓋大範圍，系統容量也受限。

1.1.3 第二代寬頻系統

第二代寬頻系統可解決 LOS 問題，容量較大。透過蜂巢式架構及訊號處理技術改善多路徑鏈結層及系統效能。新公司的專利解決方案大都可在 NLOS 安裝用戶屋簷下天線，依然有良好效能。像「正交分頻多重進接」(Orthogonal Frequency Division Multiple Access ; OFDMA)、「分碼多重存取」(Code Division Multiple Access ; CDMA) 和多重天線處理。像 SOMA Networks 及 Navini Networks 發展的鏈結層使桌上型用戶數英里內都不需要戶外天線。第二代定點無線寬頻系統的細胞服務範圍數英里每秒數 Mbit 流量。

1.1.4 標準化系統的出現

「電機電子工程師協會」(Institute of Electrical and Electronics Engineers ; IEEE) 在 1998 年組成 802.16 群組，發展「無線都會區域網路」(Wireless Metropolitan Area Network ; Wireless MAN) 的標準。本來發展 10G~66GHz 頻帶解決方案提供高速連線給無法獲得光纖連線的企業，如第一代的毫米波 LMDS 可連到光纖環狀網路，以點對點組態分配頻寬。IEEE 802.16 群組在 2001 年 12 月通過「Wireless MAN-SC」標準，指定實體層是單載波調變技術，媒介存取控制(MAC)層是脈衝「分時多工」(Time Division Multiplexing ; TDM) 架構支援「分頻雙工」(Frequency Division Duplexing ; FDD) 和「分時雙工」(Time Division Duplexing ; TDD)。

2003 年的 IEEE 802.16a 這個群組擴充修改 2G~11GHz 需執照及免執照頻率，規定 NLOS 佈建在這個區間。其中 OFDM 加入實體層支援多重路徑環境的佈建。之前 IEEE 802.11 標準就有把 OFDM 用在寬頻解決多重路徑問題。IEEE 802.16a 也指定 MAC 層額外選項支援「正交分頻多重存取」（Orthogonal Frequency Division Multiple Access；OFDMA）。

2004 年修改 802.16 成為 **802.16-2004** 取代 802.16a 及 802.16c 成單一標準，也被「歐州電信標準協會」（European Telecommunications Standards Institute；ETSI）採用為「高效能都會網路」（High-PERformance Metropolitan Area Network；HIPERMAN）標準的基礎。2003~2005 年 12 月 **802.16e-2005** 加強允許車輛行動運用的規格，修定 802.16e，規定可變動 OFDM 做實體層標準，修定 MAC 層可適應高速移動。

IEEE 802.16 採納為數眾多的選項，要使 802.16 家族多樣標準發展互通解決方案，縮小標準範圍及採用共同選項。驗證可以成為互通的任務還是要留給業界來完成。WiMAX 聯盟就是解決這個問題及推廣 IEEE 802.16。WiMAX 聯盟循之前 Wi-Fi 聯盟的模式，因為 Wi-Fi 推廣 IEEE 802.11 家族及產品互通測試極度成功。WiMAX 有來自不同領域的產業，如半導體公司、設備廠、系統廠及服務業。2006 年 1 月宣佈第一個定點應用產品通過 802.16-2004。許多廠商之前的專利解決方案也宣佈改採定點或行動 WiMAX。WiMAX 認證產品的出現是寬頻無線史的重要里程碑。

1.2 定點寬頻無線與行動寬頻無線的應用

定點寬頻無線可分為「點對點」(point-to-point)及「點對多點」(point-to-multipoint)。點對點應用在建築物間校園網路和微波基幹網路連線。點對多點應用在(1)住宅區、小型辦公室或家庭辦公室(SOHO)和中小企業寬頻市場：可獨立於現存電信業者之外，安裝戶外天線或室內整合型無線電數據機；戶外天線使基地台涵蓋大，可減少基地台數省成本，數據機省到府安裝成本，開發中國家人力便宜且不考慮美觀多使用戶外天線，(2)類似 T1/E1 或部分型 T1/E1 (Fractional T1) 企業服務：全球只有小部分商業大樓鋪有光纖，企業用戶有明顯需求，WiMAX 在快速市場反應時間、價格和動態配置頻寬勝過其他有線網路方案，(3) Wi-Fi 熱點無線基幹網路：已開發國家大量 Wi-Fi 熱點在公共區域佈建，大都以固網寬頻連線連接熱點和「網路撥接節點」(Point Of Presence)。WiMAX 提供給熱點比固網更快更便宜的選擇，WiMAX 也可以做 3G 行動電話的基幹網路。開發中國家未鋪設固網寬頻急於趕上已開發國家可能採用 WiMAX 定點寬頻。

行動寬頻無線第一步把遊牧功能加到定點寬頻，寬頻連線隨身帶著走，也許不能以車行速度但允許步行速度。有些地方固網業者沒有自己的行動電話，PCS 及 3G 頻帶可用 WiMAX 來提供行動通訊，也可防止客戶轉向。現行行動電話業者比較不採用 WiMAX 而繼續 3G 朝更高數據傳輸速率，但仍可把 WiMAX 用在都會區。行動 WiMAX 低延遲時間可提供 VoIP 服務，如語音聊天室、「隨壓即說」

(push-to-talk) 和多媒體聊天室。彈性通道頻寬、不同服務品質等級、可提供高頻寬及低延遲時間使電信業者達到差異化。例如，WiMAX 可嵌入個人隨身遊戲裝置可以邊走邊玩、傳送串流音訊到 MP3 播放機和視訊服務到隨身媒體播放機。



1.3 其他寬頻無線技術與 WiMAX 之比較

1.3.1 3G (Third-Generation Cellular Systems)

原來「全球行動通信系統」(Global System for Mobile Communications; GSM)的行動電話業者，現在都朝向 3G 佈建「通用行動通信系統」(Universal Mobile Telephone System; UMTS)和「高速下行封包存取」(High Speed Downlink Packet Access; HSDPA)網路，傳統 CDMA 業者佈建「1x 演進-數據增強」(1x Evolution Data Optimized, 1x EV-DO)做為寬頻數據解決方案。中國及亞洲有些國家電信業者採「分時-同步分碼多重存取」(Time Division-Synchronous CDMA; TD-SCDMA)作為 3G 解決方案。這些方案提供每秒數百 k~數 Mbit 的數據傳輸能力。

HSDPA 定義在「第三代行動電話合作伙伴計畫」(Third-Generation Partnership Project; 3GPP)的 UMTS 第五版 (Release 5; R5)，使用一個 5MHz 通道提供用戶峰值傳輸速率 (第二層數據流量) 達 14.4Mbps，用到 15 個編碼，比較不可能在手機終端實作。用 5 到 10 個編碼，可達 3.6Mbps 到 7.2Mbps 峰值傳輸速率；用戶平均得到 250kbps 到 750kbps 的速率，還有其他增強措施。HSDPA 除非有針對上行技術補強，否則上行峰值傳輸速率只會小於 384kbps，平均 40k~100kbps，「高速上行封包存取」(High Speed Uplink Packet Access; HSUPA)即是針對上行介面的版本，HSDPA 與 HSUPA 合起來稱「高速封包存取」(High Speed Packet Access; HSPA)。UMTS/HSPA 正在發展 IP 語音、視訊、遊戲、

多播和廣播服務。

1x EV-DO 由 3GPP2 組織定義到第二代 IS-95 CDMA 系統的高速數據標準，支援 1.25MHz 通道提供下行峰值傳輸速率 2.4Mbps。用戶平均享受 100k~300kbps 數據速率。1x EV-DO 修訂版 A 峰值傳輸速率 3.1Mbps，修訂版 B 為 4.9Mbps。這三個版本上行數據傳輸 1.8Mbps。修訂版 B 的通道包含更寬頻頻寬，上下行數據傳輸更快。3GPP2 更長期計畫採更寬通道頻寬，如 EV-DO 修訂版 C 使用 20MHz 通道頻寬下行達 200Mbps，上行 45Mbps。

3G 系統也支援多媒體服務，1x EV-DO 修訂版 A 降低空中介面延遲時間達 30ms，採用戶內品質服務 (QoS) 和快速站台之間交遞 (intersector handoff)。1x EV-DO 支援多播與廣播 (Multicast and Broadcast) 服務。

「長期演進」 (Long-Term Evolution ; LTE) 目標下行峰值傳輸速率 100Mbps，上行 50Mbps，平均頻譜效益是 HSPA R6 的 3~4 倍。為了達到此目標，空中介面可能要像 WiMAX 採 OFDM/OFDMA 及「多重輸入與多重輸出」 (Multiple Input/Multiple Output ; MIMO)。

1.3.2 Wi-Fi 系統

Wi-Fi 主要是區域網路 (Local Area Networking ; LAN) 技術，提供室內寬頻服務，支援 54Mbps 實體層峰值傳輸速率，覆蓋範圍室內 100 英尺。都會區佈建在路燈或樓頂的高功率發射器，發射出免執照頻帶發射允許最大功率。即使使用高功率，Wi-Fi 的基地台 (Access Point ; AP) 覆蓋範圍僅 1000 英尺，所以都會區

要密集佈建基地台。Wi-Fi 的峰值傳輸速率比 3G 要高得多，因為使用較大的 20MHz 通道頻寬。戶外 Wi-Fi 缺點使用缺乏效率的「載波感測多重存取」(Carrier Sense Multiple Access; CSMA) 協議，免執照頻帶干擾限制及本身設計非針對高速行動性。**Wi-Fi 勝過 3G 及 WiMAX 是市場上有很多終端設備可選擇**，大多數筆電、「個人數位助理」(Personal Data Assistant; PDA)、室內無線電話、行動電話、數位相機及媒體播放機也內建 Wi-Fi。IEEE 802.11n 使用多重天線及空間多工 (spatial multiplexing) 技術，支援第二層峰值傳輸速率至少 100Mbps，預期重大改善覆蓋範圍經採用發射分集 (transmit diversity)。

1.3.3 比較

WiMAX 通道頻寬 1.25M~20MHz 有彈性，不像 3G 及 Wi-Fi 是固定的。WiMAX 與 Wi-Fi 採 OFDM 調變，與 3G 的 CDMA 不同，所以允許非常高峰值傳輸速率，以展頻來達成。WiMAX 的頻譜效益比 3G 佳，代表多細胞環境整體系統容量效能好，WiMAX 的多重天線更加提升頻譜效益。WiMAX 實體層採 OFDM 與 MIMO 組合優於 3G 的 CDMA，因為增加複雜性以得到效益。OFDM 較容易用頻率分集和多用戶分集改善系統容量。

WiMAX 另個優點支援**彈性對稱式連線**，定點應用可取代 T1；3G 在上行下行間是固定非對稱的數據傳輸速率。

先進 IP 應用如語音、視訊和多媒體，還有封包優先順序處理和質量控制。

WiMAX 的媒介存取控制層支援多樣化混合封包服務，包括即時與非即時，固定

與不固定傳輸速率封包流量，優先順序數據處理和現場實際可傳送數據最大速率（best-effort data）。3G 也有類似服務。

WiMAX 最重要優點也許是便宜，因為相對簡單 IP 架構；不像 3G 把語音與數據分開的複雜核心網路。WiMAX 的效能價格比曲線與摩爾定律不謀而合，容易整合第三方應用開發商業者、其他網路及應用程式。

支援漫遊與高速車行考量，WiMAX 比不過 3G，因為行動對 WiMAX 比較像附加功能。

另外有 802.20 和 802.22 標準正在發展，與 WiMAX 有些重疊；802.20 是車速高達每小時 250 哩行動寬頻解決方案，在 3.5GHz 頻帶運作，峰值傳輸速率下行超過 4Mbps，上行超過 1.2Mbps，技術缺乏共識及標準化程序問題而沒太大進展；802.22 針對寬頻透過「無線區域網路」（Wireless Regional Area Networks; WRAN）普及鄉村及偏遠地區，定義感知無線電（cognitive radio）利用現存未使用電視頻道，VHF 及低 UHF 頻帶運作提供較佳傳輸條件和覆蓋範圍，開始發展因為「美國聯邦通訊委員會」FCC 計畫允許開放這免執照頻譜使用，應用在更廣的覆蓋區域但較少用戶。

1.4 頻譜與未來挑戰

2.3GHz (2.305G~2.320GHz 及 2.345G~2.360Hz) 、2.5GHz (2.5G~2.7GHz) 、3.5GHz (各國不同) 及 5GHz (5.25G~5.85GHz) 是很可能佈建 WiMAX 的頻帶，WiMAX 聯盟已確定這些頻帶的互通性。

需執照的 2.3GHz，美國稱 WCS 頻帶，包含兩條成對 5MHz 及兩條不成對 5MHz，韓國 WiBro 服務建在此，紐澳等許多國家這個頻段還是可以利用。此頻帶限制在於嚴格的頻帶外輻射功率 (out-of-band emission)，美國 FCC 制定來保護 2.320G~2.345GHz 的「數位音訊廣播服務」(digital audio radio services；DARS)，特別是行動服務難以靠近 DARS 頻帶實現。

需執照的 2.5GHz 頻帶在大部分國家限制在定點應用，有些國家不允許雙向通訊。這個頻帶最可能做無線寬頻，特別是美國本來稱為 MMDS 頻帶，現在稱為「寬頻無線電服務」(Broadband Radio Services；BRS) 頻帶(2.495G~2.690GHz，寬 195MHz)。包括保護頻帶 (guard band) 和多點分配服務通道，服務包括定點、隨身和行動服務。FDD 與 TDD 都允許。可發出八張 22.5MHz 執照，其中一條 16.5MHz 配上另條 6MHz，由其他兩條 10M~55MHz 不等頻帶所分隔。可以進行執照合併。美國由 Sprint、Nextel 和 Clearwire 所控制。許多國家也許要為行動 WiMAX 針對這個頻帶修法。

需執照的 3.5GHz 頻帶，有些國家這個才是定點無線連線頻帶。美國 FCC 分配 3.65G~3.70GHz，寬 50MHz，有條件高功率免執照傳輸協議但不含 WiMAX。

大部份國家 3.4G~3.6GHz，也有 3.3G~3.4GHz 及 3.6G~3.8GHz，大都寬 200MHz。分割執照 2x5MHz 到 2x56MHz。頻譜合併規定各國不一。有些國家僅允許 FDD，其他 FDD 或 TDD 皆可。大多數國家這個頻帶不允許行動寬頻。此頻帶有嚴重的無線電傳輸衰減（radio propagation loss）難以提供行動服務。

免執照的 5GHz 頻帶全球還未利用，在美國是「免執照無線資訊傳輸設備」（Unlicensed National Information Infrastructure; U-NII）頻帶的一部分，寬 200MHz 開放給戶外，另外 255MHz 被 FCC 確定為免執照使用。免費提供所以可佈建在鄉村，大頻寬可使電信業者協調頻率使用減少免執照干擾。但高頻及功率限制使得這個頻帶難以提供行動服務。甚至定點應用需用戶裝室外天線。5.725G~5.850GHz 許多國家允許較高功率輸出 4 瓦等效等向輻射功率（Effective Isotropic Radiated Power；EIRP），5GHz 頻帶其他部分只有 1 瓦 EIRP。

2.4GHz 頻帶有一段免執照寬 80MHz 也可佈建 WiMAX，但被 Wi-Fi 高度使用，特別是 WiMAX 點對多點應用不太可能。

「超高頻」（Ultra High Frequency；UHF）頻帶：電視台從類比換數位 800MHz 以下大量頻譜釋放，如美國 698M~746MHz。UHF 比其他微波頻帶有極佳傳輸特性，特別對行動服務具價值，較大覆蓋範圍。

「先進無線服務」（Advanced Wireless Services；AWS）頻帶（1.710G~1.755GHz 及 2.110G~2.155GHz，寬 90MHz）對 WiMAX 可行性也高。

WiMAX 也可能佈建在 3G 頻帶，只要規定鬆綁，特別是歐洲鄉下 3G 業者可選擇佈建 WiMAX；另一可能行動衛星服務 1.5GHz L 頻帶。

有線 DSL 及 Cable Modem 數據傳輸速率迅速演進，有線業者積極在網路內鋪設光纖使同軸電纜用戶迴路變短；WiMAX 極端困難趕上不斷提升傳輸流量的有線寬頻，要倚賴行動性與數據傳輸速率做區隔。WiMAX 雖然網路建設成本便宜，DSL 及 Cable Modem 由於成熟市場逐漸降低 CPE 成本獲利，故 WiMAX 服務偏遠地區或是開發中國家挑戰相對小些。

為了使 WiMAX 能夠成功，多樣化終端裝置很重要，把行動 WiMAX 晶片嵌入電腦是第一步，也可嵌入 MP3 播放機、視訊播放機和手持式裝置來與 3G 做區隔。

其他 WiMAX 技術挑戰大概是實現低耗電需求應付電池式手持裝置，容易與有線網路整合，覆蓋範圍與系統容量常常要折衷。



1.5 研究動機與論文組織

由於 2006 年 1 月第一個通過定點 WiMAX 認證的產品問世，所以 WiMAX 算是剛發展不久的技術，定點 WiMAX 要能夠應付與日俱增的數據傳輸速率需求，並支援多媒體的 IP 服務。而實現一個 WiMAX 的終端設備，可以朝向市場終端設備已經成熟的 Wi-Fi 成功經驗邁進。

本論文目標是要以一個厚 1.6mm 的 FR4 六層電路板，表面處理為噴錫，層距 11.8mil，使用 333 個電子元件組成射頻電路，來實作 WiMAX 5.8GHz 的收發機射頻模組。第二章介紹詳細 WiMAX 的規格及收發機射頻相關理論。第三章為收發機射頻模組的實作，包含決定架構方塊圖、RFIC 元件特性、電路圖、佈局、量測方法及量測結果。第四章為總結。



二、WiMAX 規格及收發機射頻相關理論

業界組成「全球微波存取互通介面標準」(Worldwide Interoperability for Microwave Access ; WiMAX) 聯盟，這個標準也被 ETSI HIPERMAN 組織所採用。

802.16 群組一開始發展著重在點對多點 LOS，MAC 層 TDM 概念來自 Cable Modem 標準的「纜線服務數據介面規格」(Data Over Cable Services Interface Specification ; DOCSIS)。IEEE 802.16 標準與其說是單一互通標準，實際上是「一套標準」的集合。標準規格侷限在空中介面的控制層面 (Control Plane) 和資料層面 (Data Plane) 部分，網管定義放在 IEEE 802.16g 裡。為了縮小標準範圍，WiMAX 聯盟定義「系統描述」(System Profile) 和「憑證內容」(Certification Profile)。系統描述由定點 WiMAX 及行動 WiMAX 選出功能特性，定義必要功能需求組合，選項實體層及 MAC 層功能，系統描述可能與原來 IEEE 標準不同。系統描述有兩個，一個基於「IEEE 802.16-2004，OFDM PHY」稱「定點式系統描述」，另個基於「IEEE 802.16e-2005 可擴充 OFDMA PHY」稱「行動式系統描述」。憑證內容定義系統描述的詳細例子，像頻率、通道頻寬和雙工模式，設備依憑證內容來認證。

2.1 WiMAX 最初憑證內容

WiMAX 聯盟定義了 5 種定點憑證內容，14 種行動憑證內容，如表 2.1。

表 2.1：定點和行動 WiMAX 最初的憑證內容

頻帶編號	頻帶	通道頻寬	OFDM FFT 的大小	雙工	注意事項
定點式 WiMAX 憑證內容					
1	3.5GHz	3.5MHz	256	FDD	產品已通過認證
		3.5MHz	256	TDD	
		7MHz	256	FDD	
		7MHz	256	TDD	
2	5.8GHz	10MHz	256	TDD	
行動式 WiMAX 憑證內容					
1	2.3G~2.4GHz	5MHz	512	TDD	行動裝置 (MS) 必須支援兩種頻寬
		10MHz	1024	TDD	
		8.75MHz	1024	TDD	
2	2.305G~2.320GHz 2.345G~2.360GHz	3.5MHz	512	TDD	
		5MHz	512	TDD	
		10MHz	1024	TDD	
3	2.496G~2.690GHz	5MHz	512	TDD	行動裝置 (MS) 必須支援兩種頻寬
		10MHz	1024	TDD	
4	3.3G~3.4GHz	5MHz	512	TDD	
		7MHz	1024	TDD	
		10MHz	1024	TDD	
5	3.4G~3.8GHz	5MHz	512	TDD	
	3.4G~3.6GHz	7MHz	1024	TDD	
	3.6G~3.8GHz	10MHz	1024	TDD	

所有行動 WiMAX 憑證內容使用可擴充 OFDMA 做實體層，雙工基於 TDD。

本論文是屬於定點 WiMAX 第二個頻帶編號，使用 5.8GHz 頻帶，通道頻寬 10MHz，OFDM FFT 大小 256，雙工為 TDD。

2.2 WiMAX 的獨特功能

支援可變動頻寬和傳輸速率：因為實體層架構可變動，隨通道頻寬大小，調整傳輸速率。可變動性由 OFDMA 模式支援，其中「快速傅利葉轉換」（Fast Fourier Transform；FFT）大小，由通道頻寬進行調整。當用戶漫遊在不同網路，就可能分配不同的頻寬。

可適性調變及編碼（Adaptive Modulation and Coding；AMC）：支援多種調變和「向前糾錯」（Forward Error Correction；FEC）的編碼，因通道條件不同，以不同用戶和不同訊框（Frame）來進行調整，極大化傳輸速率。也可以在接收機端的訊雜比及干擾比加以支援，得到很高傳輸速率。

鏈結層重傳機制：需強大可靠性連線，支援「自動重傳請求」（Automatic Retransmission reQuests；ARQ）要求接收機端每收到一個封包都要回應，若沒回應視為遺失重新傳送。WiMAX 也選擇支援混合式 ARQ，為 ARQ 與 FEC 的綜合體。

支援 TDD 和 FDD：實際建設偏愛 TDD，優點為（1）彈性選擇上行對下行數據傳輸速率比；（2）善用通道可逆性；（3）可建立不對稱頻譜；（4）相對不複雜接收機設計。

動態彈性分配每位用戶的資源：上行和下行兩路的資源分配都是由基地台排程機制控制。標準中允許頻寬資源以時間、頻率及空間方式來分配，彈性達成以個別訊框做資源分配。空間分配是使用「先進式天線系統」（Advanced Antenna

System；AAS）。

先進式天線技術的支援：深植實體層設計，可以使用「波束合成」（Beamforming）、「空時碼」（Space-time coding）和「空間多工」（Spatial multiplexing）處理多重天線技術，可增加系統容量與頻譜效益。

品質服務的支援：MAC 層是一個「連線導向」（connection-oriented）架構，設計支援大量用戶，每個用戶端又可以有多個連線。

完善的安全性：使用「新一代加密標準」（Advanced Encryption Standard；AES），還有完善隱私權保護及金鑰管理協定。基於「可擴充式驗證協定」（Extensible Authentication Protocol；EAP）非常彈性認證架構，允許用戶使用不同驗證身份方法，包括使用者名稱／密碼、數位憑證和智慧晶片卡。

行動式的支援：實體層的增強包括更頻繁的通道估測、上行鏈路的次訊息通道化和電源控制。

基於 IP 的架構：享受 IP 處理不斷下降的成本，容易與其他網路整合，多加利用現存豐富的 IP 應用程式的研發生態。

2.3 IEEE 802.16-2004 WiMAX 實體層操作與量測

2.3.1 無線介面

802.16-2004 覆蓋範圍達到 30km。在 WiMAX 無線介面 (air interface)，OFDM 符號 (symbol) 建立在 256 FFT，256 個副載波 (subcarrier) 有部份不使用來做保護頻帶 (guard bands)，中心頻副載波因為容易對射頻載波直接饋入穿透 (feed through) 敏感而不使用。實際上使用 200 個副載波，其中 192 個給資料，8 個當作引示 (pilots)，如圖 2.1。



圖 2.1 OFDM 副載波

引示載波總是使用 BPSK 調變，資料載波使用 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM 調變。

對於窄頻系統，副載波頻率彼此很靠近，提供相對長符號週期。好處是可以克服多路徑的通道損傷，這也是 WiMAX 與其他無線區域網路的不同，適合長距離及 NLOS 的應用。



圖 2.2 下行與上行副訊框

圖 2.2 展示了基地台與電話用戶設備發射在同個射頻頻率，以時間做分隔的 TDD 架構。基地台發射下行副訊框，接下來是短暫的發收轉換間斷（transmit/receive transition gap；TTG），接著個別電話用戶發射上行副訊框。副訊框被準確地同步，使得當到達基地台時傳輸不互相交疊。接著，在基地台再次發射之前是另個收發轉換間斷（receive/transmit transition gap；RTG）。

每個上行副訊框之前是報頭（preamble），稱為「短報頭」，允許基地台與個別副訊框同步。

下行副訊框始於報頭，接著是標頭（header），再來是下行資料。下行資料通常由多符號組成。在每個下行資料叢（burst）之內，調變方式固定，不同的叢，調變方式可以不一樣。可靠的 BPSK 調變先發射，接著 QPSK，再發射較不可靠的 16QAM，最後 64QAM。

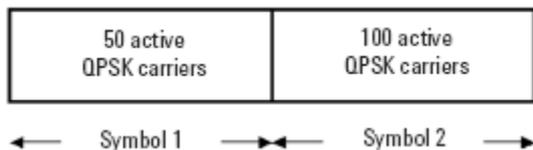


圖 2.3 長報頭

下行發射始於長報頭，長報頭由兩個 QPSK 調變的符號所組成，如圖 2.3。第一個符號從可用的 200 個副載波用了 50 個（每四個副載波），第二個符號用了 100 個副載波（所有偶副載波）。這些報頭符號發射，比其他報頭功率多 3dB，這樣可以讓各接收機正確地解調與解碼。

至於上行發射用短報頭做開始，短報頭是單單 100 個 QPSK 調變副載波組成的

符號（所有偶副載波）。當下行發射太長有很多符號時，會想要在下行發射裡插入一個短報頭當做報中（midamble），短報頭可以幫助各接收機做重新同步。

報頭之後是訊框控制標頭（frame control header；FCH）。FCH 是一個 BPSK 調變符號，符號包含 88bits 監聽（overheard）資料，描述臨界系統資訊，例如基地台 ID 和下行資料叢描述，滿足各接收機對副訊框解碼的需要。FCH 沒有足夠的資訊去完全敘述網路和下行描述，但足夠讓各接收機開始進行下行解碼。

下行資料包含使用者資料和控制訊息。在每個下行資料叢的一個符號包含 12 ~108bytes 的裝載資料（payload data），視調變型式與編碼增益而定。表 2.2 展示了七個不同調變型式與編碼增益的組合。對每一種組合，每個符號的裝載資料必須具體指定。

表 2.2：調變與編碼組合

調變	RS 碼	CC 碼	B96 總編碼	未編碼區塊 (bytes)	已編碼區塊 (bytes)
BPSK	(12, 12, 0)	1/2	1/2	12	24
QPSK	(32, 24, 4)	2/3	1/2	24	48
QPSK	(40, 36, 2)	5/6	3/4	36	48
16QAM	(64, 48, 8)	2/3	1/2	48	96
16QAM	(80, 72, 4)	5/6	3/4	72	96
64QAM	(108, 96, 6)	3/4	2/3	96	144
64QAM	(120, 108, 6)	5/6	3/4	108	144

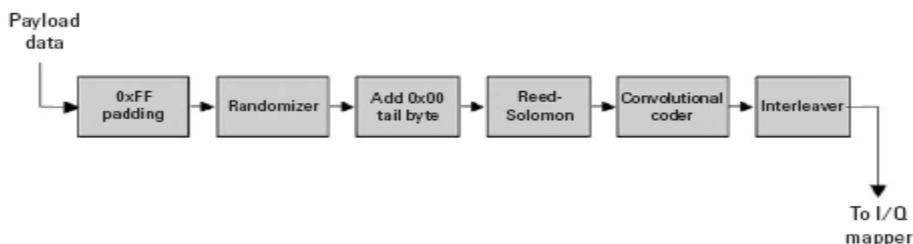


圖 2.4 通道編碼

圖 2.4，編碼處理是由裝載資料到送達 I/Q 映射器的真實位元。必要時，會填充位元使得裝載資料在正確的區塊大小，映射到整數個符號。隨機程序會把準隨機位元序列資料做互斥或，消去裝載資料裡長串的 0 或 1。增加單獨尾位元組後，準備好做里德所羅門 (Reed-Solomon) 或傳統編碼。這些編碼步驟提供向前糾錯 (FEC) 及用在數位通訊系統的一般編碼法，增加多餘資料幫助確認修正遺失或錯誤的位元。

編碼最後步驟是交叉存取 (interleaving)，有兩個步驟。交叉存取第一步重新安排位元順序，確認鄰近位元不會映射到鄰近載波。因為贅餘訊號及窄頻雜訊使部份通道頻寬變差，所以經由減少鄰近位元遺失機會來消除錯誤。第二步是重新排序位元，使得原來鄰近位元交替映射到 I/Q 星圖 (constellation) 上更可靠及更不可靠的點。複雜的調變像是 64QAM，每個 I/Q 的點代表多個資料位元，有些位元比較容易偵測到。交叉存取後，已編碼位元映射到 I/Q 星圖，載波數字 -100~+100。

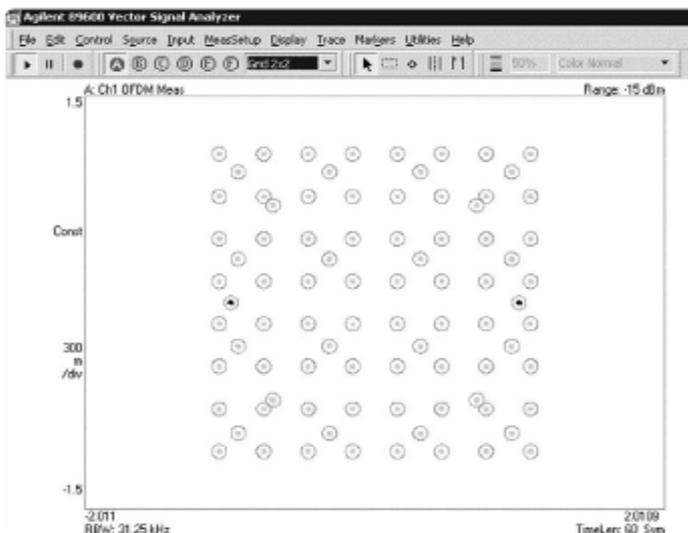


圖 2.5 安杰倫 (Agilent) 89600 WiMAX 下行訊框 I/Q 量測

要簡化發射機與接收機設計，所有在 FCH 及 DL 的符號要等功率發射。因為符號用四種調變，所以必須變更符號的功率尺度。圖 2.5 是包含四種調變的單獨訊框量測，顯示了每一種調變變更尺度的情形不同，因為每個 I/Q 點不是排成一直線，所以可以看到 86 個離散點（64QAM+16QAM+4QPSK+2BPSK）。這樣可以幫助設計者經由振幅變更或 I/Q 調變很快確認問題區域。報頭功率比一般符號多 3dB，並沒有展示在星圖上。

許多元件廠實現了待測元件的測試模式，可以獨立於 MAC 層來控制收發機的操作。

2.3.2 發射機測試

發射機的需求定義在 IEEE 802.16-2004 的 8.3.10 節及 8.5.2 節，包括：

- (1) 8.3.10.1 發射機功率等級控制
- (2) 8.3.10.1.1 發射機頻譜平坦度
- (3) 8.3.10.1.2 發射機星圖誤差
- (4) 8.5.2 發射機頻譜屏蔽（spectral mask）（針對免執照頻帶操作）
- (5) 關鍵發射機量測，如鄰近通道功率比（ACPR）、最大輸出功率、贅餘訊號與諧波並沒有定義在 802.16-2004 標準，要看所使用的元件做局部調整

發射機功率等級控制：基地台與電話用戶必須要能在定義範圍調整輸出功率。基地台至少要能調 10dB 的範圍；電話用戶的所有元件要能調 30dB 的範圍，其中提供次通道化（subchannelization）的元件要能調 50dB。對於相對精確度要求

如表 2.3。

表 2.3：發射機功率等級控制規格

等級大小	相對精確度
1~30dB	±1.5dB
> 30dB	±3dB

建議的射頻測試儀器，安杰倫 E4440A PSA 系列頻譜分析儀及 89600 系列有選擇性 B7S WiMAX 分析軟體的向量訊號分析儀（VSA 軟體）。

首先，待測發射機的訊框結構必須有適當的報頭及資料叢。接著，量測紀錄資料叢的待測輸出功率。再來，重複量測記錄，仔細看功率放大器的切換點，把量測資料與元件預期輸出功率比較。

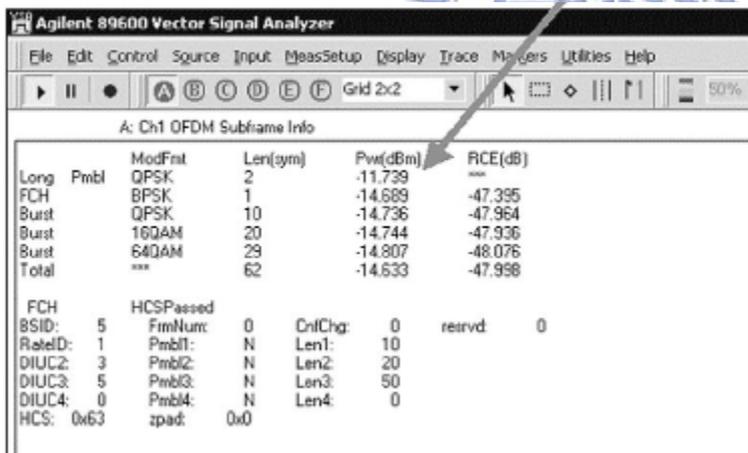


圖 2.6 下行副訊框功率量測

圖 2.6 展示訊框每個叢的量測功率。包括報頭、訊框控制標頭（FCH）及資料叢。為了增加精確度，使用包含許多符號的叢，提供大量樣本的平均。

因為報頭符號功率比其他符號多 3dB，在做參考量測的時候要記錄報頭的功率。當輸出功率等級改變，把新的報頭及資料叢功率與參考量測比較。802.16-2004

標準並沒有定義是發射訊號的哪個部份用來量測，因為是相對量測，只要參考量測正確，測試就有效。

發射機頻譜平坦度：報頭並不含引示載波，可提供各接收機做等化，所以報頭適合用來指定頻譜平坦度。802.16-2004 指出：「資料要由通道估計步驟（報頭）取得，鄰近副載波的功率差值不能超過 0.1dB。」因為 200 個負載波，在報頭只用偶副載波或用了四分之一，因此載波之間的頻率間隔比資料叢的頻率間隔大。

首先，待測發射機的訊框結構必須有適當的報頭。接著，比較每個鄰近副載波之間相對功率大小。再來，在平坦度可能比較差的不同射頻頻帶邊緣及不同功率等級，重複比較鄰近副載波。

如果量測的報頭用偶副載波，軟體可以線性插入奇副載波做奇副載波平坦度的估計。因為 BPSK 與 QPSK 調變的副載波功率大小一樣，所以用 BPSK 或 QPSK 的資料叢來指定發射機的頻譜平坦度是可能的。

發射機星圖誤差：這是量測發射機調變精確度，類似數位通訊標準的誤差向量大小 (Error Vector Magnitude; EVM)。802.16 引入新的項，相對星圖誤差 (Relative Constellation Error; RCE)。一個具體指定的演算法在標準中被定義。量測決定每個星圖點的誤差，以及多符號、多訊框及多封包的均方根平均。表 2.4 展示了各個叢描述可允許的 RCE。

表 2.4：發射機星圖誤差規格

叢型態 (調變/編碼型式)	相對星圖誤差 (dB)
BPSK - 1/2	-13
QPSK - 1/2	-16

BPSK – 3/4	-18.5
16 QAM – 1/2	-21.5
16 QAM – 3/4	-25
64 QAM – 2/3	-28.5
64 QAM – 3/4	-31

首先，待測發射機的訊框結構必須有適當的報頭及資料叢。接著，量測 RCE。

再來，在不同射頻頻帶邊緣、不同調變型式及不同功率等級，量測 RCE。

量測結果有圖形（圖 2.5）型式與表型式，表型式如圖 2.7。

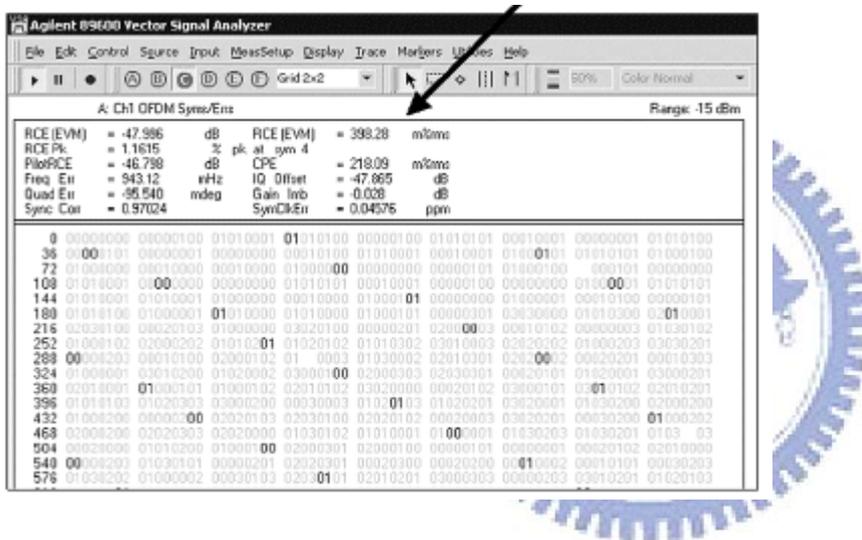
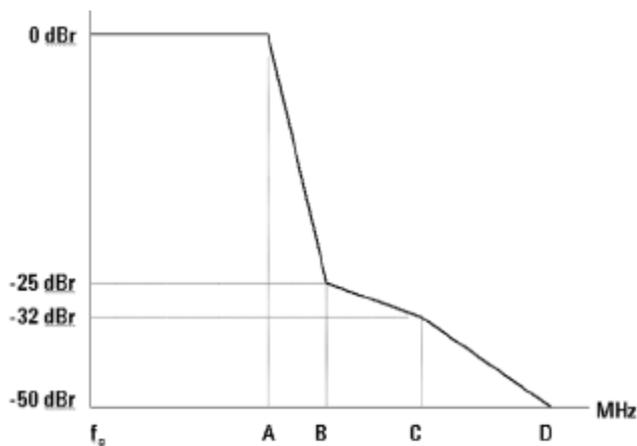


圖 2.7 RCE 結果的數值展示

分析軟體在量測設定比解調特性好的時候，是可能具體指出所使用捕捉射頻訊號中的符號。使用者可以選一個具體指定調變型式的符號。802.16-2004 標準指定符號中的載波，用來計算 RCE。

發射機頻譜屏蔽：只針對免執照外頻帶輻射規範，如圖 2.8。

首先，待測發射機的訊框結構必須有適當的報頭及資料叢。接著，量測待測元件頻譜輸出。再來，在不同射頻頻帶邊緣、不同調變型式及不同功率等級再量。



Channelization (MHz)	A	B	C	D
20	9.5	10.9	19.5	29.5
10	4.75	5.45	9.75	14.75

圖 2.8 頻譜屏蔽與限制

當發射機輸出功率很低，規定比內通道低 50dB 的屏蔽是不合理也沒必要，在這種情況下限制會少些。

其他：鄰近通道功率比（Adjacent Channel Power Ratio；ACPR）或鄰近通道漏波比（Adjacent Channel Leakage Ratio；ACLR）因為有少量的發射能量會跑到鄰近的通道。第一步量內通道功率，接著，頻譜分析儀頻率調到偏離一個通道，這樣可以量到漏出功率。之後再把兩項量測相減就是 ACPR，典型的範圍是 30~80dB，視應用而定。有些情況，頻譜分析儀本身的性能沒有辦法在測量鄰近通道時排開內通道訊號，必須使用帶拒濾波器消除內通道訊號。

最大輸出功率視操作頻帶做局部調整。較高輸出功率會帶來不必要的系統及手持元件干擾，過量輸出功率也帶來不必要的電池能量消耗。量測儀器可使用功率計或頻譜分析儀。

射頻輸出通常會有濾波元件，濾掉混頻或放大產生的贅餘訊號諧波。諧波含有射頻頻率的整數倍所以比較可以預期頻率落在哪，贅餘訊號是由振盪器或時脈與射頻頻率做內部混頻所生出的鏡像頻率。了解元件方塊圖可以了解潛在的贅餘訊號來源，一般也常掃描元件的全部輸出頻譜來尋找贅餘訊號。諧波至少要量到 5 階，意思是說頻譜分析儀至少要支援 5 倍頻。

2.3.3 接收機測試

接收機需求定義在 IEEE 802.16-2004 的 8.3.11 節，包括：

- (1) 8.3.11.1 接收機靈敏度
- (2) 8.3.11.2 接收機鄰近與交替通道拒絕
- (3) 8.3.11.3 接收機最大輸入訊號
- (4) 8.3.11.4 接收機最大可容忍訊號
- (5) 8.3.11.5 接收機鏡像拒絕



五項測試會隨著接收機靈敏度改變。接收機鄰近與交替通道拒絕需要附加射頻訊號源當作人為干擾，而且要符合 OFDM 調變。

接收機靈敏度：使用已知調變型式、編碼方式、SNR與輸入功率的訊號源。這樣接收機可以在BER小於 10^{-6} 情況下解碼。表 2.5 是多種通道頻寬與調變型式的測試條件。

建議的射頻測試儀器為安杰倫有選擇性 403 (AWGN) 的 E4438C ESG 向量訊號產生器和作為 WiMAX 應用軟體的訊號產生軟體 (Signal Studio) N7613A。

表 2.5：接收機靈敏度規格 (dBm)

通道頻寬	調變與編碼率						
	BPSK	QPSK		16QAM		64QAM	
	1/2	1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4
1.75MHz	-93.7	-90.7	-88.9	-83.7	-81.9	-77.4	-75.7
3.5MHz	-90.7	-87.7	-85.9	-80.7	-78.9	-74.4	-72.7
7MHz	-87.6	-84.6	-82.8	-77.6	-75.8	-71.3	-69.6
10MHz	-86.1	-83.1	-81.3	-76.1	-74.3	-69.8	-68.1
20MHz	-83	-80	-78.2	-73	-71.2	-66.7	-65
SNR(dB)	6.4	9.4	11.2	16.4	18.2	22.7	24.4

首先，使用應用軟體設定射頻訊號產生成表 2.5 的測試訊號，把輸入功率調高以補償訊號源與待測元件間的同軸電纜損失，所以產生器輸入功率比表 2.5 高。接著，設定待測元件解碼連續封包流，待測元件應該算 BER 或是提供外加資料位元給可以比較接收資料與預期值的 BER 測試裝置。BER 運算是靠不含向前糾錯的全解碼裝載資料來做。再來，針對所有調變型式與解碼率重複設定。

選擇性 403 的 ESG 提供了數位上增加 AWGN 雜訊的能力，以及產生高度精確 SNR 及高度精確輸出功率的訊號。因為裝載資料率隨著通道頻寬、調變型式及編碼率做大範圍的變化，所以測試所要跑的時間也會變化。QAM 調變的高通道頻寬系統應該只需要 1~2 秒的資料，BPSK 或 QPSK 調變的低通道頻寬系統只少要跑數秒。

訊號產生軟體 MAC PDU 編輯器，允許使用者安裝多種資料。

2.4 射頻系統的挑戰

因為 WiMAX 包含需執照與免執照頻帶，所以射頻系統解決方案彈性要夠，要能夠允許不同的射頻頻帶以及能夠隨著全球做調整。TDD 比 FDD 省成本，然而大部分需執照頻帶打算有 FDD 的資料應用。成本與性能的主要方塊來自頻率合成器、功率放大器與濾波器。單輸入單輸出 (Single In Single Out; SISO) 成本低安裝費高可靠度差，典型鏈路邊限 145dB；多輸入多輸出 (Multiple In Multiple Out; MIMO) 如 3x2 系統，三個接收機與兩個發射機，可以提供鏈路邊限 165dB，多路徑環境訊號可以穿進家中，成本、安裝費與可靠度則反之。當射頻積體電路技術演進，成本可以壓低。

射頻架構有中頻 (Intermediate Frequency; IF)、直接降頻 (Direct Conversion) 及零中頻 (Zero Intermediate Frequency; ZIF)。基頻 (Baseband; BB) 晶片與射頻間的介面必須小心設計。可增進鏈路邊限的方法有 MIMO 及波束合成，OFDMA 允許次通道化，都可增進效能。

2.4.1 TDD、FDD 與半分頻雙工 (Half FDD; HFDD) 架構

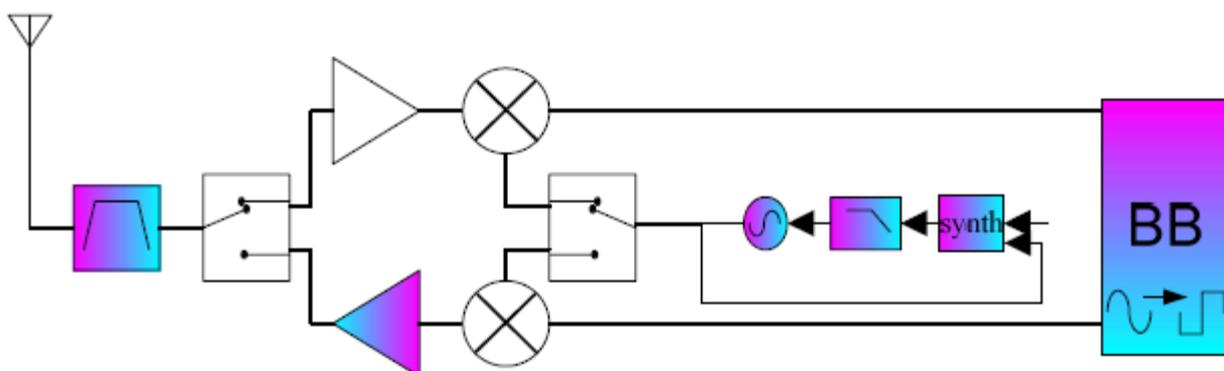


圖 2.9 TDD 射頻系統

圖 2.9 展示 TDD 射頻系統。比較貴的部分有 BB 晶片、頻率合成器、功率放大器及射頻濾波器，如有陰影區塊所示。TDD 發射接收都用同個頻帶，所以只需要一個本地振盪（Local Oscillator；LO）及一個射頻濾波器，給發射機（Transmitter；TX）與接收機（Receiver；RX）共用，這樣可以省面積，特別是 LO 的諧振電感最佔面積。

因為任何時候 TX/RX 只有一路導通，所以 TX/RX 間雜訊干擾問題較小，射頻濾波器衰減需求不像 FDD 那麼嚴格，而且只有一顆，再省成本；同時也節省功率。為了怕 TX 去干擾 RX，排列元件時還是要小心考量。

TDD 缺點，因為接收時不發射，資料總處理能力（BER）變差，FDD 無此問題。TX 及 RX 都要與許多使用者同步，媒介存取控制（MAC）層軟體比 FDD 複雜。因為濾波器較不嚴格，使用者彼此頻率隔較開，同一區域能服務的使用者數比 FDD 少。

免執照頻帶外頻帶輻射規定比較鬆，可用較便宜濾波器，又免費，所以愛用 TDD 省成本增加競爭力。

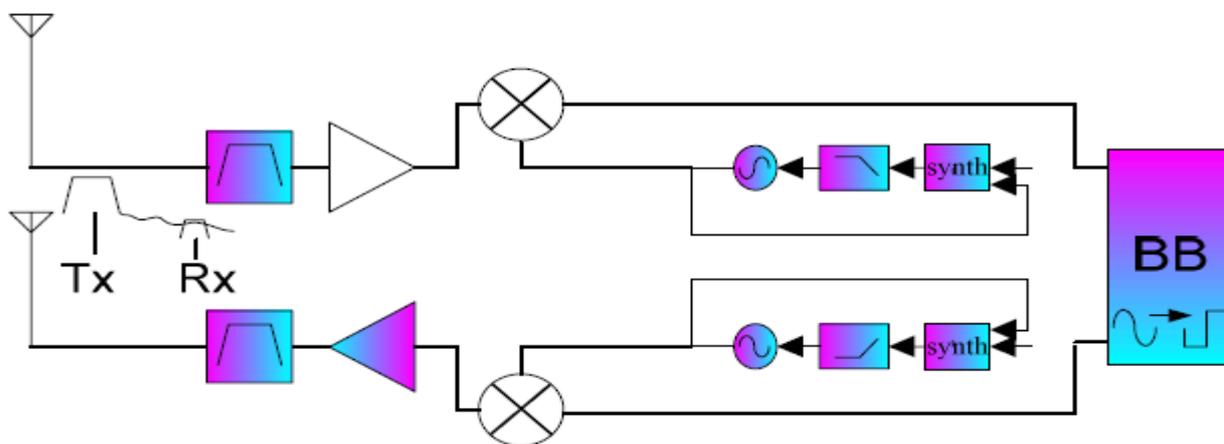


圖 2.10 FDD 射頻系統

圖 2.10 展示 FDD 射頻系統，射頻前端性能需求較高。不需要射頻切換開關，減少設定時間，使得射頻系統設計變簡單。為了減輕射頻濾波器負擔，在 TX 頻帶與 RX 頻帶間有間隙頻帶，通常間隙是 50M~100MHz。

指定 TX 外頻帶落在 RX 頻帶範圍的功率大小，比 RX 輸入雜訊領域(noise floor)少 10dB (RX 的雜訊為原來雜訊領域的 1.1 倍)，這樣 RX 的輸入 SNR 只減少 0.5dB (約等於 $10\log 1.1$)。但是 FDD 要實現這樣的要求，必須使用機械式共振腔濾波器或是四極點陶瓷濾波器，共振腔濾波器需要新台幣 1063.7 元，陶瓷濾波器需要新台幣 243.14 元。大部份需執照頻帶沒有標準的架構，所以 TX 與 RX 頻帶可互換，所以濾波器要做很多種，而不去量產。

TX 射頻濾波器在 RX 頻帶範圍的衰減需求計算公式：

$$\text{Filter_rej(dB)} = P_o \text{ (dBm/Hz)} - \text{Mask (dBc)} - [-174 + \text{NF (dB)} - \text{cochannel_rej(dB)}] \quad (2-1)$$

(1) Filter_rej (dB) : RX 頻帶範圍的 TX 射頻濾波器衰減

(2) P_o (dBm/Hz) : TX 每單位訊號頻寬輸出功率，如輸出功率+27dBm，TX 訊號頻寬 1MHz (即 60dB)，則 P_o 為 -33dBm/Hz (即 27-60)

(3) Mask (dBc) : TX 雜訊領域功率低於 TX 中心頻的 dB 數

(4) NF (dB) : RX 雜訊指數 (noise figure)

(5) cochannel_rej (dB) : 不希望訊號低於要求訊號的 dB 數

全 FDD 需要 TX 與 RX 分開的頻率合成器，諧振電感很佔面積，成本高。FDD 耗電，所以不適合行動或手提射頻系統。基地台希望 FDD 服務更多使用者，電

話用戶希望 HFDD 降低成本。

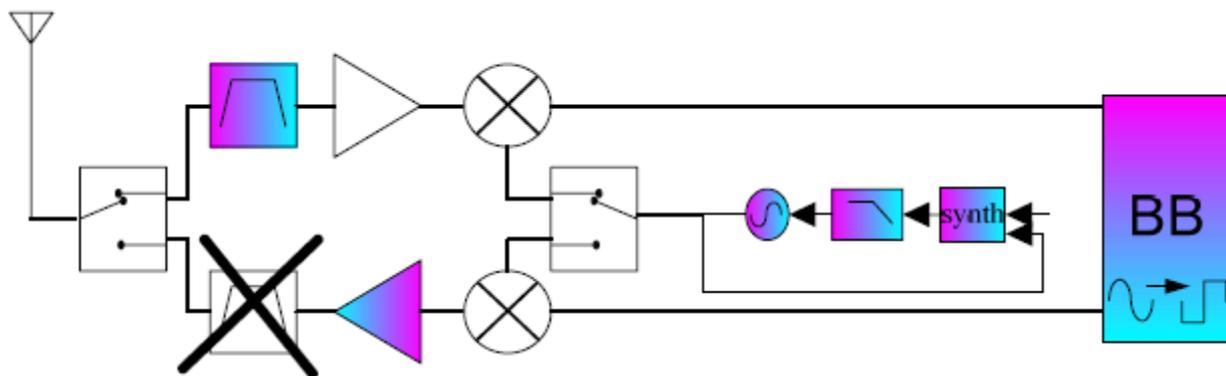


圖 2.11 HFDD 射頻系統

圖 2.11 展示 HFDD 射頻系統，結合 FDD 與 TDD 的好處。排列元件仍要小心考量。TX 射頻濾波器規格放鬆，會導致用戶間的干擾。另一項損失是電話用戶不能同時收與發。HFDD 可以用在需執照與免執照的頻帶。

考量大部分電話用戶的需求，像英代爾(Intel)的 BB 晶片可支援 TDD 與 HFDD 兩種模式，基地台也可以連接兩個 BB 晶片做 FDD。

BB 晶片把類比訊號數位化（即 A/D 轉換器），並且做訊號處理。實體層晶片包含濾波功能方塊、自動增益控制、資料解調、安全性及資料訊框。自動增益控制及射頻選擇的功率量測演算法，可以透過低階的 MAC 層完成。可以看出像自動增益控制這個參數，是實體層、MAC 層及射頻系統共用。在射頻系統裡，需要由 BB 晶片控制的主要功能方塊有：自動增益控制、選頻、TX/RX 鏈序列、TX 功率的監視及像 I/Q 不平衡時的校正功能。這些功能方塊都與實體層和低階 MAC 層密切相關。

系列周邊介面（Serial Peripheral Interface；SPI）可以減少 RFIC 的引線（pin）

數。SPI 也用來控制頻率合成器。為了要讓 SPI 更有用地作數位增益控制 (digital gain control ; DGC)、頻率指令、功率量測及溫度量測，SPI 必須用於時間臨界元素，這樣一來，SPI 成為時間上以及可預測的管理。SPI 會對注入訊號干擾，而且會產生贅餘訊號在 TX 訊號上，因此，所有的 SPI 通訊只發生在 TX 與 RX 的時間間隙。

在 RX 增益控制中，行動裝置的反應時間要能跟上射頻通道的改變，數量級 μ s。然而，定點無線應用的通道改變數量級是 ms。TX 增益控制在穩態可以相對比較慢，然而，在功率加大的 TX，自動增益控制必須來得及達到正確的功率等級。典型的自動增益控制是透過單獨引線數位類比轉換器 (digital to analog converters ; D/A，即 sigma delta converters)，會有時脈雜訊，必須濾波濾掉。濾波會帶來延遲，必須折衷，解決方法為使用多位元 D/A。

選頻透過 SPI，像 HFDD 從 TX 頻帶切到 RX 頻帶會有個設定時間，以及 SPI 的時間預算負擔。

監視射頻系統溫度是個緩慢的過程；TX 或 RX 的功率量測需要與 TX/RX 的時間間隙同步。射頻介面必須考慮射頻操作順序防止贅餘訊號產生，如切換到天線、切換到 TX 模式、切換到 TX 頻帶、改變 TX 增益、打開功率放大器 (PA) 及最後做調變，切到 RX 也是依序。

雜訊與線性度主導射頻系統設計，在不希望訊號存在之下，要達到最大動態範圍。需要在 TX 及 RX 鏈分布增益與濾波。

2.4.2 架構設計者的鏈路規劃考量

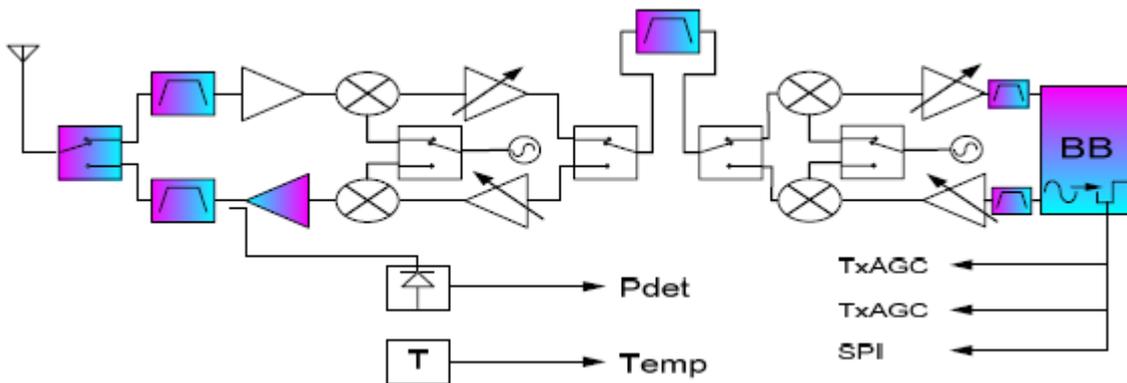


圖 2.12 HFDD 架構

圖 2.12 的 HFDD 架構，RF 是 TX 與 RX 分開，但 IF 是兩鏈路共用。一個表面聲波（Surface Acoustic Wave；SAW）濾波器提供很讚的鄰近／交替通道拒絕。還有最後的降頻到更低的 IF，這是為了讓 A/D 能夠處理。大部分自動增益控制範圍是落在更低的 IF。總增益控制範圍是 70dB，增益的絕對值要能夠克服損耗。自動增益控制可以用類比增益控制（AGC）的 PWMs 或是階梯衰減器的 GPIO。

兩次降頻要用兩個頻率合成器，低頻頻率合成器在 RX 轉 TX 是固定的不需切換；高頻頻率合成器是個富挑戰性的區塊，設定時間要在 $100\mu\text{s}$ 之內。頻率階梯大小在 3.5GHz 頻段是 125kHz。

許多訊號送到 BB 晶片，如功率等級、溫度與頻率合成器鎖相偵測。功率等級最重要。

TDD 適合直接降頻或是 ZIF 的選擇。圖 2.13 為 ZIF 架構，TX 與 RX 的 RF 頻帶一樣，所以可以共用射頻濾波器。降頻由 I/Q 混頻器來做，會在晶片消耗小

面積，I/Q 混頻器的議題是要注意匹配、失真及 DC 不平衡 LO 饋通 (feedthrough) 會更嚴重。DC 偏移會降低 A/D 的動態範圍，因為偏移需要額

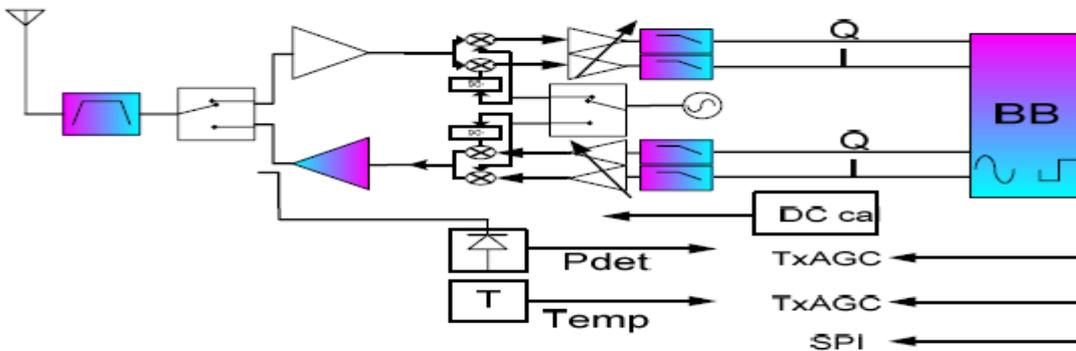


圖 2.13 ZIF 架構方塊圖

外的位元，解決方法使用 DC 校正電路。I/Q 不平衡也會造成失真。以上問題隨著溫度、增益改變及頻漂會更嚴重。訊號進到 DC 之前可以使用低通濾波器做選通道的功能，可做到晶片裡省成本，但要注意佔大面積及造成雜訊，截止頻率低的晶片濾波器有很大的挑戰。ZIF 要有自動頻率控制迴路 (Automatic Frequency Control; AFC)，由 BB 晶片控制 RFIC 的參考振盪。要確定 DC 漏波項留在 DC 而不會溢出到要求的 OFDM 波形。

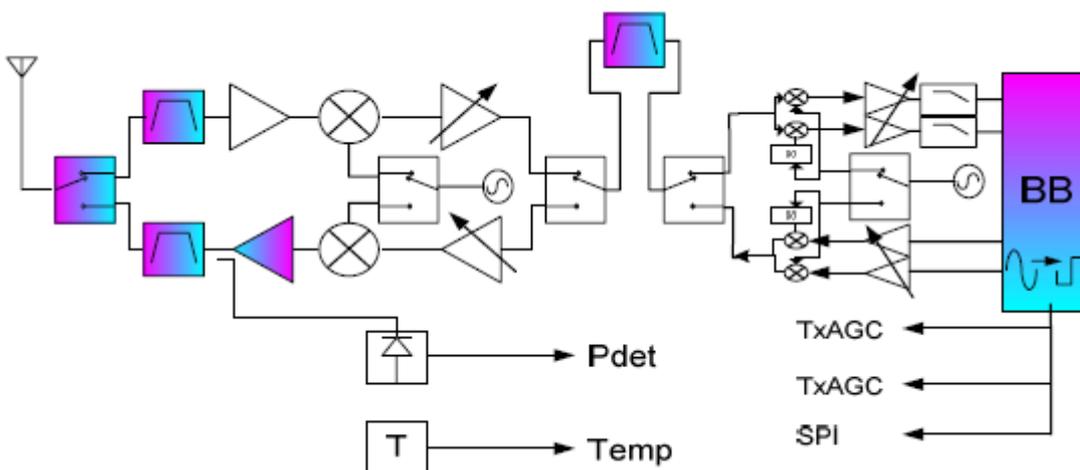


圖 2.14 I/Q BB 架構 1

圖 2.14 的 I/Q BB 架構 1，是 HFDD 與 TDD 架構的變形，好處是在 IF 做濾波減輕 DC 低通濾波器的負擔。比 ZIF 省電，因為有較低頻的後級。ZIF 架構的 I/Q 不匹配與 DC 漏波問題，因為後級 DC 增益比 ZIF 低及後級由 IF 開始降頻（不像 ZIF 是由 RF 開始降頻）得到減輕。有 SAW 濾波器，減輕 TX 射頻濾波器負擔，TX 鏈不需要 DC 低通濾波器，又省去 DC 低通濾波器帶來 I/Q 不匹配的麻煩。缺點是需要兩個 A/D 及兩個 D/A。

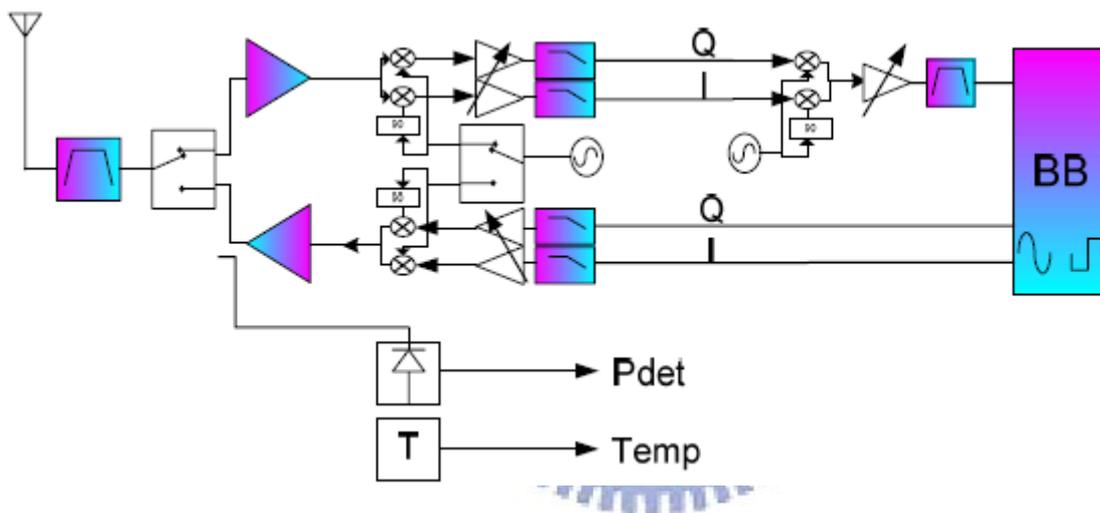


圖 2.15 I/Q BB 架構 2

圖 2.15 的 I/Q BB 架構 2，RX 鏈路降頻降到近零中頻（near Zero IF；NZIF），再來降到 DC，DC 低通選頻濾波器可以做到晶片裡。為了避免 DC 漏波及 I/Q 不匹配問題，第二次降到 DC 是 IF 而不是 I/Q。所選的 IF 要比通道頻寬的一半來得大。另個優點是只要一個 A/D。

2.4.3 MIMO、AAS 及 OFDMA 的射頻挑戰

天線的多樣性是可以省成本地增進電話用戶端的性能，減輕如多路徑、遮蔽效

應 (shadowing) 及干擾的不良影響。減少通道衰減 (channel fading) 及增加陣列增益可以重大地改進鏈路預算。增加陣列增益的方法有多樣選擇組合 (Selection Diversity Combining ; SDC) 、等增益組合 (Equal Gain Combining ; EGC) 及最大比率組合 (Maximum Ratio Combining ; MRC) 。SDC 選最大 SNR 的分枝，各分枝有相對獨立的通道衰減 (channel fading) 特性，可以做空間上分離、不同極化或是都做。天線的空間相關性可由零階貝索函數 (zero order Bessel function) 近似：

$$\rho = J_0^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2-2)$$

(1) ρ : 相關係數

(2) λ : 波長

(3) d : 天線間隔



可以靠空間上分離三分之一波長，達成相對不相關的天線分枝。要最佳化 SDC，選擇過程及資料收集要在同調時間內完成。同調時間是行波時空上都維持等相角的週期。同調時間過去，天線要重新被取樣解釋預期的通道變化，重新選擇最佳天線。在 TDD 系統，上下行是對等的，RX 選的天線可用在 TX。在改變通道條件下，分集增益 (diversity gain) 等效成天線陣列的本地訊號強度變化與單一天線系統相比的增益減少。增加分集增益可以減少衰減 (fading) 深度，因為每根天線經歷了不同衰減通道 (channel fading) 。陣列增益是透過陣列增加方向性來累積天線增益。天線數變為 n 倍，增益變為 $10\log(n)$ 倍，即天線數加倍增益加倍。SDC 沒有陣列增益，因為任何時候只用到一根。但是光靠分集增益特性也很

不錯。

EGC 則是組合所有天線的功率，多個獨立訊號分枝為同相位，天線多樣性的技巧可以同時增加分集增益與陣列增益，分集增益還比 SDC 好。

想讓分集增益最佳化，要使用 MRC，在合併天線功率之前，演算法調整各分枝的相位及增益。訊號的加法可以數位式也可以類比式。若為數位式，每個天線分枝由 RF 到 BB 都需要射頻的硬體。若為類比式，加法就在 RF 做。數位式的性能較好，通道選頻特性可以補償每個分枝。類比式只能用平均通道失真來補償陣列元素。數位 MRC 訊號頻寬的離散頻率是同相位，在接收機依據 SNR 有不同權重。MRC 複雜度高，不過，透過好的 RF 積體電路及 BB 晶片縮小可以降低成本。

MIMO 與 AAS 系統用來改進鏈路邊限。MIMO 要多個 RF 鏈及多個 A/D。透過積體電路，多個鏈的成本可以壓低。接收鏈間的隔離要 20dB，容易達成。對於 RX 鏈沒有增益及相位匹配的需求，射頻系統設計簡單化。特別在多路徑環境，MIMO 在 TDD 與 FDD 表現良好。

AAS 與波束合成系統，TX 與 RX 鏈的增益及相位需要匹配。然而電話用戶端沒有多鏈。這些系統在 TDD 表現良好，因為 TX 與 RX 共用 RF 頻帶。AAS 根據 RX 通道資訊評估 TX 通道，所以共用 RF 頻帶會讓這個評估改進。

OFDMA 允許射頻通道分裂為次通道化。因為比較少的頻率，所以功率可以提升。使用者上行不發射那麼多資料時，就用較小頻寬，使用頻寬更有效率。這個方法讓射頻系統有很多挑戰。在所有發射增益範圍，次通道的干擾與雜訊要被仔

細地考量（類似 FDD），而且頻率沒有隔開，濾波沒用。另外一個議題是射頻要
保持 1% 以內的精確度，否則不同的使用者在次通道會互相衝突。

2.4.4 射頻電路方塊

WiMAX 需要高性能的頻率合成器，頻率合成器佔掉 RFIC 大面積。由 1/20 頻
率間隔積到 1/2 通道頻寬，積分相位雜訊小於 1deg rms，若 RF 增加，這個要求
也成為一種挑戰。要達到 100 μ s 設定時間及 125kHz 頻率階梯，分數模式的頻率
合成器要被考慮。射頻系統所有 LO 及 A/D 的所有時脈，都會增加相位雜訊到
時基誤差（jitter）。

功率放大器高線性度意味著高功率消耗，效率（efficiency）與線性度常常需要
折衷。在 WiMAX 裡，PA 在 P_{1dB} 倒退（backoff）6dB，常常效率只有 4~5%，EVM
為 2.5%，32dBc 的 SNDR。AB 類 PA 同上條件效率 15~18%，EVM 差不多。另外
一個參數是設定時間，PA 打開時會先過高（overshoot）或過低（undershoot）再
回到終值，達到終值誤差 0.1dB 的設定時間差到需要 100ms。對於 OFDM 符號，
RX 要評估訊框開始到結束頻率的功率。如果由開始到結束功率低於終值超過
0.1dB，則 64QAM 的 BER 會變差（增加）。功率不夠的原因是偏壓電路與輸出功
率的場效體的溫度不同。解決方法，偏壓電路要儘量靠近輸出功率的場效體。有
時候在 TX 之前，PA 必須調整，使其穩定以及拿掉一些功率不夠的效應。這樣顯
示有一個根據發射資料的觸發訊號。MAC 層及實體層實現觸發不容易。100 μ s
設定時間被頻率合成器佔掉，所以要設計 PA 的設定時間小於 5 μ s。

非線性裝置發射高速訊號，如 PA 或 D/A 產生外頻帶能量（頻譜再生），和頻帶內失真。PA 非線性行為可由振幅調變／振幅調變（AM／AM）和振幅調變／相位調變（AM／PM）來分類。高峯值功率必須保證波形都輸入在 PA 的線性區中，因此要降低輸入平均功率，稱為「輸入倒退」（Input Backoff；IBO）對應到一個「輸出倒退」（Output Backoff；OBO）。

$$\boxed{\text{IBO} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{inSat}}}{P_{\text{inav}}} \right) \geq \text{PAR}} \quad (2-3)$$

- (1) IBO：輸入倒退，由 P_{inSat} 退到 P_{inav}
- (2) P_{inSat} ：輸入飽和功率，為輸入飽和區與線性區的交界
- (3) P_{inav} ：輸入平均功率
- (4) PAR：輸入訊號的一個參數，後會詳細介紹

PA 效率可以透過降低輸入訊號 PAR 來增加，如 A 類 PA 的 PAR 加倍，效率減半，或是平均功率減半。理想上，平均值與峰值越接近越好，效率可發揮到最大。要得到高 PAR，除了靠 PA，也需要 TX 高效能 D/A 及 RX 高效能 A/D，增加複雜度、成本與功率負擔，有這些需求是因為訊號變動範圍與 PAR 成比例。

多載波系統是以平行的頻率通道來傳送資料，波形在 L 窄頻訊號的位置上。每個 L 輸出從前導 IFFT 運作中的取樣，牽涉到 L 複數總和。因為中央極限定理（Central Limit Theorem）的關係，結果的輸出數值 $\{x_1, x_2, \dots, x_L\}$ 可以用來精確地建構模型，特別是大的 L 值，如同具有均值零及變異數 $\sigma^2 = \varepsilon_x/2$ 的複合高斯隨機變數；輸出訊號的振幅為：

$$|x[n]| = \sqrt{(\text{Re}\{x[n]\})^2 + (\text{Im}\{x[n]\})^2} \quad (2-4)$$

以上為參數 σ^2 的瑞利分布，輸出功率因此為：

$$|x[n]|^2 = (\text{Re}\{x[n]\})^2 + (\text{Im}\{x[n]\})^2 \quad (2-5)$$

以上為均值 $2\sigma^2$ 的指數分布。注意輸出振幅與輸出功率是隨機的，所以PAR不是一個決定性的數量。

類比訊號 PAR 定義如下：

$$\text{PAR} \cong \frac{\max_t |x(t)|^2}{E[x(t)^2]} \quad (2-6)$$

PAR被視為單一OFDM符號，其中 $L+N_g$ 個樣本，或是一段持續時間 T 。

離散時間的 PAR 定義 IFFT 輸出為：

$$\text{PAR} \cong \frac{\max_{l \in (0:L+N_g)} |x_l|^2}{E[|x_l|^2]} = \frac{\varepsilon_{\max}}{\varepsilon_x} \quad (2-7)$$

雖然IFFT的輸出 $x[n]$ 和輸入 $X[m]$ 的平均功率相同且等於 ε_x ，由於使用D/A轉換器進行取樣，類比的PAR一般不會與IFFT樣本的PAR相同。通常，類比的PAR比數位奈奎斯樣本的PAR高些，PA在定義上就是以類比值來決定效能。

DSP 是用來降低數位的 PAR，所以對於類比 PAR 就不能有相同的預期。為了把數位 PAR 與類比 PAR 定義關係式拉近，可以在數位訊號進行超取樣，係數 M 的額外取樣數。

最大PAR可能值用 L 可以證明，就是當所有副載波在單一時間點都大量增加。雖然可能選導致非常高PAR的輸入順序，這樣的PAR表示式會產生誤導。例如對

獨立二進位輸入，最大峰值機率發生在第 2^L 階。

因為理論最大 PAR 很少發生，所以通常使用統計描述。PAR 的「補累積分布函數」(Complementary Cumulative Distribution Function; CCDF，且 $CCDF = 1 - CDF$) 是最常用的方法。

$$CCDF(L, \varepsilon_{\max}) = 1 - G(L, \varepsilon_{\max}) = 1 - F(L, \varepsilon_{\max})^{\beta L} = 1 - \left(1 - \exp\left[-\frac{\varepsilon_{\max}^2}{2\sigma^2}\right]\right)^{\beta L}, L \geq 64 \quad (2-8)$$

$$PAR = \frac{\varepsilon_{\max}}{2\sigma^2} \quad (2-9)$$

(1) ε_{\max} ：峰值功率等級

(2) β ：超取樣虛擬近似值係數，經驗值 2.8

(3) $F(L, \varepsilon_{\max})$ ：參數 σ^2 單一瑞利分布副載波的累積分布函數 (Cumulative Distribution Function; CDF)

超取樣 OFDM 的樣本間有相關性，很難得到確切尖峰分布。而奈奎斯樣本的訊號功率 CDF 可由下式求出：

$$G(L, \varepsilon_{\max}) = P(\max\|x(t)\| \leq \varepsilon_{\max}) = F(L, \varepsilon_{\max})^L \quad (2-10)$$

以此為基線 (Baseline)，超取樣的結果就是使用逼近的方法，當作跟奈奎斯樣本副載波 βL 一樣，要注意這個 β 並不跟超取樣係數 M 相等。

靠近內頻帶的訊號會漏出雜訊進到內頻帶，在 RX 濾波沒什麼幫助，乾淨的發射訊號才能避免此現象，也就是規定 TX 的頻譜屏蔽。不要的通道濾掉之後，更多的 A/D 位元可以支援損耗邊限。SAW 濾波器變便宜，通常中心頻頻率低性能好，現在低於新台幣 60.854 元。缺點是固定了可支援最大通道頻寬。

另一項議題是難以用一個固定的IF頻帶去支援很多RF頻帶通道。贅餘訊號分析中，最佳化IF是由RF來決定。在超外差式接收機中，頻率分配的目的（frequency planning）主要是尋找最佳IF，減少贅餘訊號問題。通常上下行頻帶寬一樣 B_a ：

$$B_u = B_d = B_a \quad (2-11)$$

(1) B_u ：上行頻帶寬，單位Hz

(2) B_d ：下行頻帶寬，單位Hz

若上下行頻帶間隔為 B_s ，則同一個使用者所對應的上下行通道相隔 B_a+B_s 。超外差收發機包含的訊號有：UHF LO、參考振盪、多個VHF LO、多個IF、弱RX輸入RF、強TX輸出RF、諧波與交乘項，我們可以在頻譜上把這些頻率的位置展開，並且決定強度，難在沒有準確的非線性元件模型決定諧波及交乘項的強度，若想大概估計，必須知道階數及階數為奇或偶；此外，RX鏈要避開TX鏈的低階贅餘訊號，甚至要能抵抗人為干擾。

法則一：若RX/TX共用UHF LO，TXIF通道頻率要看選好的RXIF通道頻率，同一個使用者所對應的上下行通道相隔 B_a+B_s ，公式如下：

$$TXIF = RXIF + (B_a + B_s) \quad , LO > RXRF > TXRF \text{ 或 } TXRF > RXRF > LO \quad (2-12)$$

$$TXIF = RXIF - (B_a + B_s) \quad , LO > TXRF > RXRF \text{ 或 } RXRF > TXRF > LO \quad (2-13)$$

(1) TXIF：TX的IF通道頻率，單位Hz

(2) RXIF：RX的IF通道頻率，單位Hz

(3) B_a ：上行或下行頻帶寬，單位Hz

(4) B_s ：上下行頻帶間隔，單位Hz

(5) LO：將所有 RF 通道轉換為所有 IF 通道的一個 UHF LO 頻率，單位 Hz

(6) RXRF：RX 的 RF 通道頻率，單位 Hz

(7) TXRF：TX 的 RF 通道頻率，單位 Hz

法則二：為了防止頻帶內干擾，由本身 TXRF 通道漏波與 RXRF 別的通道所收到的人為干擾的交乘項（頻率若恰為 RXIF 通道頻率）去干擾 RXIF 通道，所以 RXIF 公式為：

$$\boxed{RXIF > B_a + B_s + B_a} \quad (2-14)$$

$$\boxed{RXIF < B_s} \quad (2-15)$$

(1) RXIF、 B_a 及 B_s 定義同 (2-12) 及 (2-13)

法則三：避免與 RXRF 通道或與 LO 皆相隔半中頻的人為干擾（恰落在 RXRF 通道與 LO 中間的頻率，此問題簡稱半中頻問題），LO 的二階諧波與人為干擾的二階諧波兩者的交乘項（頻率即 RXIF 通道頻率），可以干擾 RXIF 通道；同時 LO 與人為干擾的交乘項（頻率即半中頻）通過後級非線性元件所產生二階諧波，又可以干擾 RXIF 通道。此效應要靠下列公式減輕：

$$\frac{LO + RXRF^-}{2} \gg RXRF^+ \quad (2-16)$$

$$LO + RXRF^- \gg 2RXRF^+ \quad (2-17)$$

$$LO - RXRF^- \gg 2(RXRF^+ - RXRF^-) \quad (2-18)$$

$$\boxed{RXIF \gg 2B_a, LO > RXRF > TXRF \text{ 或 } TXRF > RXRF > LO} \quad (2-19)$$

(1) LO、RXIF、 B_a 、RXRF與TXRF定義同 (2-12) 及 (2-13)

(2) $RXRF^-$ ：RX的RF頻帶最低通道頻率，單位Hz

(3) $RXRf^+$ ：RX的RF頻帶最高通道頻率，單位Hz

造成半中頻的人為干擾頻率可遠離 RX 頻帶邊緣，可以再靠 RX 預選器 (preselector) 把干擾消除到很低的等級。滿足法則二的 (2-14) 式通常都會滿足法則三的 (2-19) 式，因為 RX 預選器的裙襬夠陡，造成半中頻的人為干擾可以大大地被消除掉。

法則四：若有多個 RX 頻帶，工作在同一個通訊協定 (protocol)，RXIF 只用一個 SAW 濾波器來選通道 (多個 RX 頻帶共用一個 RXIF)，則：

計算RXIF時，要使用 $B_u+B_s+B_d$ 最大的RX頻帶條件，代入法則二及法則三

B_u 為上行頻帶寬， B_d 為下行頻帶寬。

法則五：

避免TXIF頻帶與TXRF頻帶的交乘項，掉進其他種類的RXRF頻帶
計算TXIF時，TXRF頻帶必須考慮兩個頻帶邊緣與其他種類RXRF頻帶邊緣距離
RXIF可由計算出來的TXIF，代入法則一獲得

避免其他頻帶TXRF頻帶 > 本地LO > RXRF頻帶三者形成鏡像訊號時，
其他頻帶TXRF頻帶與本地LO的交乘項 (頻率即RXIF)，干擾RXIF通道
 $2RXIF < TXRF^- - RXRF^+$

(2-20)

(1) RXIF 定義同 (2-12) 及 (2-13)

(2) $TXRF^-$ ：其他頻帶TX的RF頻帶最低通道頻率，單位Hz

(3) $RXRf^+$ ：RX的RF頻帶最高通道頻率，單位Hz

不形成鏡像訊號時，使用法則五的第一項，否則使用 (2-20) 式。若其他頻帶屬於窄頻，如 GPS，則不需考慮兩個頻帶邊緣，而是考慮一個中心頻；形成鏡像的大小順序可能會隨問題而顛倒，計算過程同理而已。n 頻帶系統依據法則五會得

到 n 個 RXIF 的條件，最後取其交集。

晶片濾波需要大面積，而且通道頻寬越小，晶片尺寸越大。晶片濾波也會產生更多雜訊。晶片濾波的好處是可以調整去適應各種頻寬。在 I/Q 架構中，晶片濾波是必要的，因為濾波器可以更匹配。射頻濾波器是要濾掉 RF 外頻帶（含鏡像訊號）。另一方面，LO 與不希望的訊號混頻也要考慮。RF 濾波器頻寬一般大於 50MHz，不同的製程有不同的 Q 值。Q 值越大，尺寸越大，濾波形式也好。

2.4.5 WiMAX 規格

大部分的設計目標是要比標準好，以下分成 TX 與 RX 來討論與 802.11 之比較。並且討論對 WiMAX 的 RFIC 影響。

表 2.6：RX 規格

參數	802.11	WiMAX	對 RFIC 的影響
NF (dB)	10	7	需要外掛 NF 為 5dB 的 LNA
SNDR-64QAM(dBc)	< 29	29	針對頻率間隔 5kHz 的相位雜訊線性度 (802.11 頻率間隔 300kHz 相位雜訊要求較小)
交替通道拒絕 (dBc)		30	A/D 位元要被用來允許鄰近通道以及一些交替通道通過 數位濾波器來濾大量很靠近的通道 RFIC 線性度要求增加
HFDD 模式	無	有	複雜頻率合成器支援雙頻
通道頻寬 (MHz)	10 ; 20	1.25 ; 1.75 ; 3.5 ; 7 ; 14 ; 5 ; 10 ; 20	小頻寬與小頻率階梯複雜化頻率合成器 濾波會連累到鄰近通道

RX 規格如表 2.6，TX 規格如表 2.7。

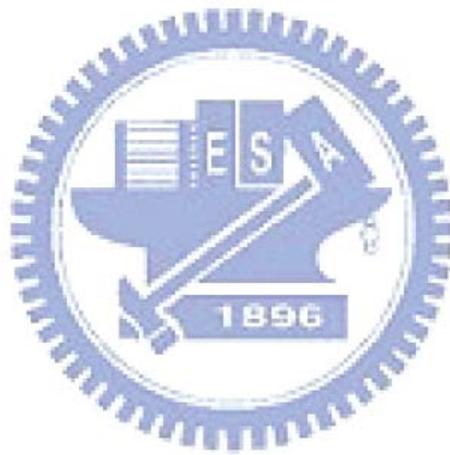
表 2.7：TX 規格

參數	802.11	WiMAX	對 RFIC 的影響
需執照頻帶操作	無	有	調整被緊縮 成本拉高
自動增益控制範圍 (dB)		50	在 64QAM 的自動增益 控制範圍線性度要維持
SNDR (dBc)	<31	31	NF 線性度 相位雜訊
OFDMA	無	有	通道內自動增益控制範 圍雜訊與線性度要維持
智慧天線	無	有-選擇性	MIMO 有更多 RF 鏈 波束合成要匹配的 RF 鏈
輸出功率 (dBm)	限制在免執照頻帶	<24	PA 要更高效率或更智 慧的製程



三、收發機射頻模組

本章敘述一個 WiMAX 5.8GHz 的收發機射頻模組的實作。研究方法敘述決定架構方塊圖，並且評價架構的優點與缺點，了解 RFIC 元件特性，完成電路圖與佈局。實驗的部份簡單整理量測方法，並且整理量測結果。



3.1 架構方塊圖

目前實現 WiMAX 廠商有：Sierra Monolithics、RF Magic、NXP Semiconductors、Maxim、ADI 及 TI。其中 Sierra Monolithics、RF Magic、NXP Semiconductors、Maxim 等四家廠商的架構因為不支援 5.8GHz，所以不予採用其 RFIC。然而 ADI 的架構並沒有詳細 IC 的 datasheet，TI 的 IC 有 datasheet，所以我們最後採用 TI 的 IC 來實現，如圖 3.1。

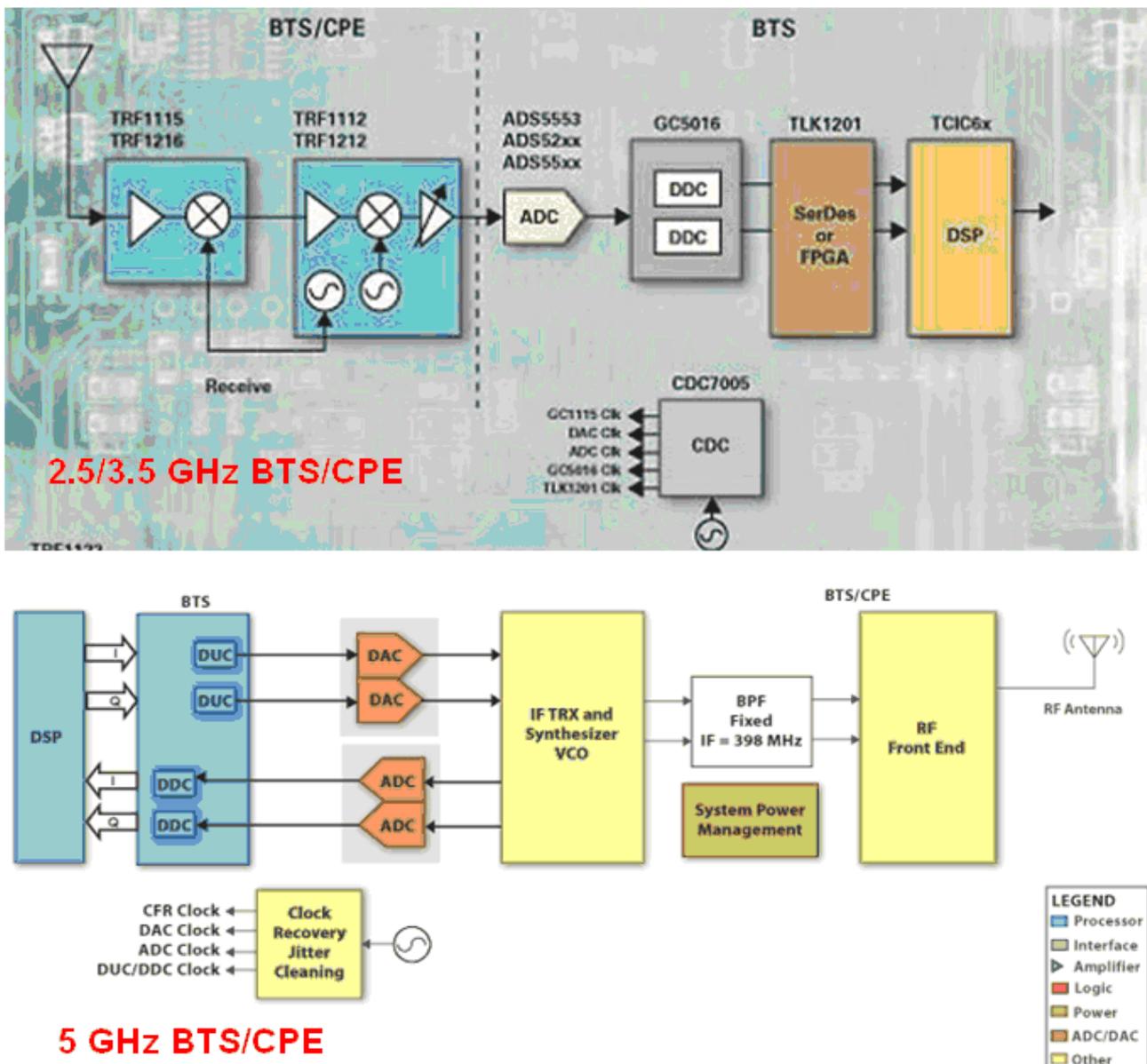


圖 3.1 TI 公司之 WiMAX 的系統架構及其規格

我們提出兩種可行的系統架構方塊圖。

3.1.1 系統架構方塊圖 1

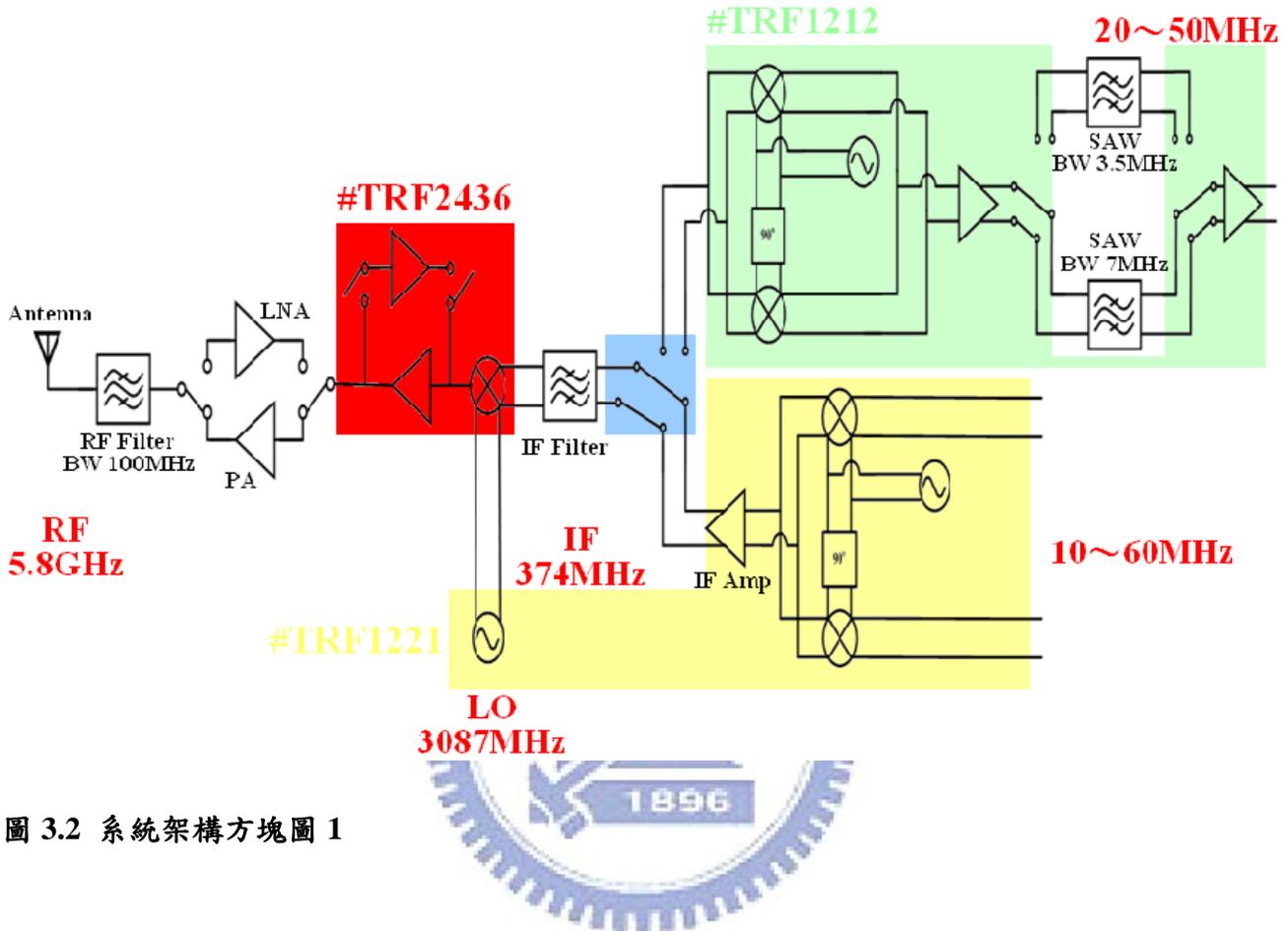


圖 3.2 系統架構方塊圖 1

主要乃使用 TRF2436、TRF1212 與 TRF1221 三顆 IC 與其所應搭配之周邊電路。

RX 部分：天線接收 5.8GHz 經 RF 濾波器，到外掛的元件(例如：LNA，switch)，再將訊號送至 TRF2436，做第一次降頻，降至 374MHz；訊號再經由較高 IF 濾波器及 switch；送至 TRF1212，做第二次降頻，降至較低 IF 頻率 20M~50MHz，這是為了讓 A/D 能夠處理，最後 BB 頻率要比 BB 的通道頻寬一半還大。

TX 部分：首先將較低 IF 頻率 10M~60MHz 的訊號藉由 TRF1221 升頻至 374MHz，接著搭配 TRF1221 所提供的 LO，並且利用 TRF2436 再次將訊號升頻

至 5.8GHz。若要求輸出功率達到 24dBm，必須額外使用外掛功率放大器。

優點：

(1) RX 鏈的 SAW 濾波器在較低頻的 IF 頻率 20M~50MHz 濾波選通道，性能較佳，且因為有兩顆，通道頻寬調整相對比較有彈性。

(2) TDD 架構，所以 TRF2436 的 IC 可以在 RX 鏈與 TX 鏈共用一個 LO，減輕其頻率合成器負擔，省諧振電感的面積。

(3) TDD 架構，TX/RX 只有一路導通，所以 TX/RX 間雜訊干擾問題較小，射頻濾波器衰減需求不像 FDD 那麼嚴格。

(4) TDD 架構，射頻濾波器可以 TX/RX 共用，省成本。

(5) TDD 架構，TX/RX 只有一路導通，省電。

(6) BB 不是 I/Q 架構，沒有 DC 不平衡 LO 饋通 (feedthrough) 更嚴重問題。

(7) BB 不是 I/Q 架構，沒有 DC 偏移降低 A/D 動態範圍的問題，因為偏移需要額外的位元。

(8) BB 不是 I/Q 架構，不需要設計 DC 校正電路。

(9) BB 不是 I/Q 架構，沒有 I/Q 不平衡所造成失真問題。

(10) BB 不是 I/Q 架構，沒有 DC 漏波的問題，影響 OFDM 波形。

(11) BB 不是 I/Q 架構，只要一個 A/D。

(12) 有較高 IF 做濾波減輕較低 IF 帶通濾波器的負擔。

(13) 有兩級降頻，可以較省電。

(14) 有較高 IF 的 SAW 濾波器，TX 鏈不需要較低頻 IF 帶通濾波器。

(15) 具有鏡像消除的降頻機制。

缺點：

(1) 因為較低頻 IF 在 TX 鏈 (10M~60MHz) 與 RX 鏈 (20M~50MHz) 的頻率不同，造成由較高 IF (374MHz) 到較低頻 IF，TX 鏈與 RX 鏈無法共用 LO。

(2) TDD 架構，接收時不發射，資料總處理能力 (對應到 BER) 變差。

(3) TDD 架構，TX 及 RX 都要與許多使用者同步，媒介存取控制 (MAC) 層軟體比 FDD 複雜。

(4) TDD 架構，濾波器較不嚴格，使用者彼此頻率隔較開，同一區域能服務的使用者數比 FDD 少。

(5) TDD 架構，有 TX/RX 切換開關，設定時間比 FDD 長。

3.1.2 系統架構方塊圖 2

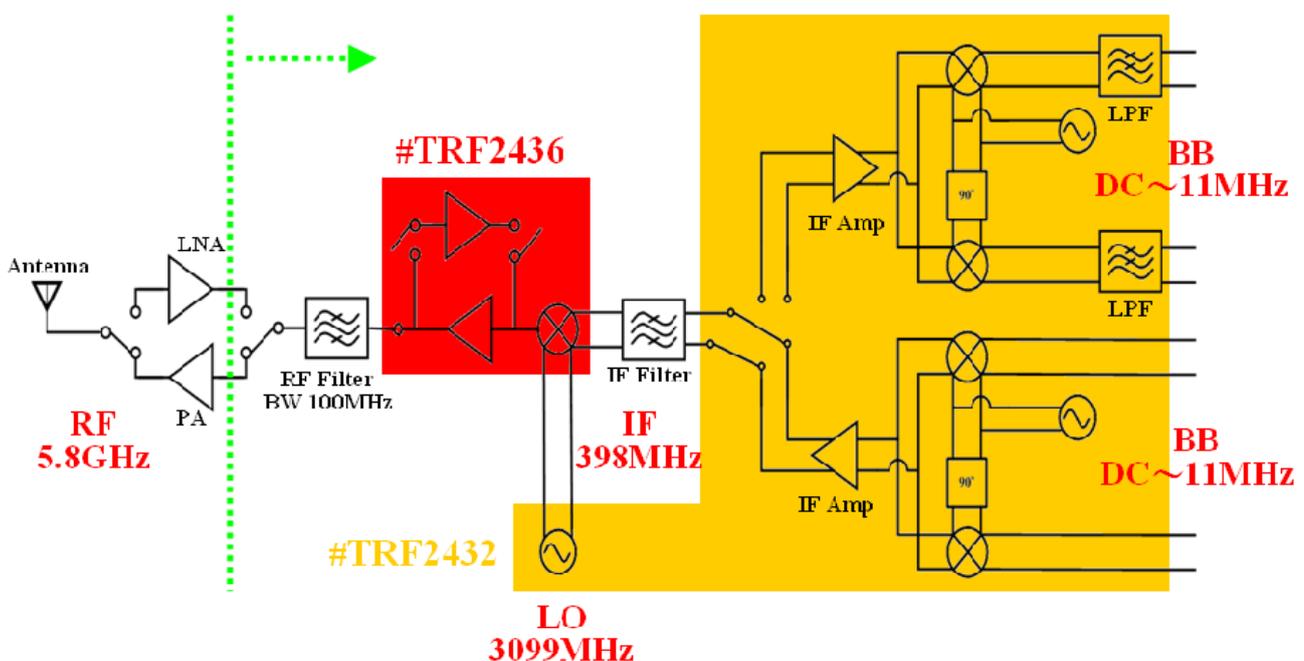


圖 3.3 系統架構方塊圖 2

主要乃使用 TRF2436 及 TRF2432 二顆 IC 與其所應搭配之周邊電路。

RX 部分：天線接收 5.8GHz 到外掛的元件（例如：LNA，switch），經由 RF 濾波器，再把訊號送至 TRF2436，此 IC 做第一次降頻，降至 398MHz；訊號再經由較高 IF 濾波器；送至 TRF2432，此 IC 做第二次降頻，降至 BB 頻率 DC~11MHz，這是為了讓 A/D 能夠處理。

TX 部分：首先將 BB 頻率 DC~11MHz 的訊號藉由 TRF2432 升頻至 398MHz，接著搭配 TRF2432 所提供的 LO（頻率為 3099MHz），並且利用 TRF2436 再次將訊號升頻至 5.8GHz。若要求輸出功率達到 24dBm，必須額外使用一外掛之功率放大器才能滿足。

優點：

(1) TDD 架構，所以 TRF2436 的 IC 可以在 RX 鏈與 TX 鏈共用一個 LO，**TRF2432 也可以共用**，減輕其頻率合成器負擔，省諧振電感的面積。

(2) TDD 架構，TX/RX 只有一路導通，所以 TX/RX 間雜訊干擾問題較小，射頻濾波器衰減需求不像 FDD 那麼嚴格。

(3) TDD 架構，射頻濾波器可以 TX/RX 共用，省成本。

(4) TDD 架構，TX/RX 只有一路導通，省電。

(5) 有較高 IF 做濾波減輕 BB 低通濾波器的負擔。

(6) 有兩級降頻，可以較省電。

(7) 雖然 BB 是 I/Q 架構，因為不是由 RF 直接降頻，且後級 DC 增益比由 RF 直接降頻低，I/Q 不匹配失真與 DC 漏波問題，可以得到減輕。

(8) 有較高 IF 的 SAW 濾波器，TX 鏈不需要 DC 低通濾波器，又省去 DC 低通濾波器帶來 I/Q 不匹配的麻煩。

(9) 具有鏡像消除的降頻機制。

缺點：

(1) TDD 架構，接收時不發射，資料總處理能力（對應到 BER）變差。

(2) TDD 架構，TX 及 RX 都要與許多使用者同步，媒介存取控制（MAC）層軟體比 FDD 複雜。

(3) TDD 架構，濾波器較不嚴格，使用者彼此頻率隔較開，同一區域能服務的使用者數比 FDD 少。

(4) TDD 架構，有 TX/RX 切換開關，設定時間比 FDD 長。

(5) BB 是 I/Q 架構，有 DC 不平衡 LO 饋通（feedthrough）更嚴重問題。

(6) BB 是 I/Q 架構，有 DC 偏移降低 A/D 動態範圍的問題，因為偏移需要額外的位元。

(7) BB 是 I/Q 架構，需要設計 DC 校正電路。

(8) BB 是 I/Q 架構，有 I/Q 不平衡所造成失真問題。

(9) BB 是 I/Q 架構，有 DC 漏波的問題，影響 OFDM 波形。

(10) BB 是 I/Q 架構，需要兩個 A/D。

3.1.3 決定系統架構方塊圖

系統架構方塊圖 2 的 TRF2432 可以共用 LO 省諧振電感面積，且比系統架構方

塊圖 1 少用兩顆 SAW 濾波器，成本再壓低，但通道頻寬的調整也比較沒彈性。再者，I/Q 的 BB 所帶來的相關問題，也比不過系統架構方塊圖 1 的較低 IF 架構。雖然性能上可能比不過系統架構方塊圖 1，最後基於射頻系統整體成本節省的強烈誘因，決定採用系統架構方塊圖 2。若要求輸出功率達到 24dBm，必須額外使用一外掛之功率放大器才能滿足。本電路板因為會與外掛 PA 的電路板合併使用，所以僅實作未加外掛的收發機射頻模組部分。



3.2 RFIC 元件特性

3.2.1 TRF2436

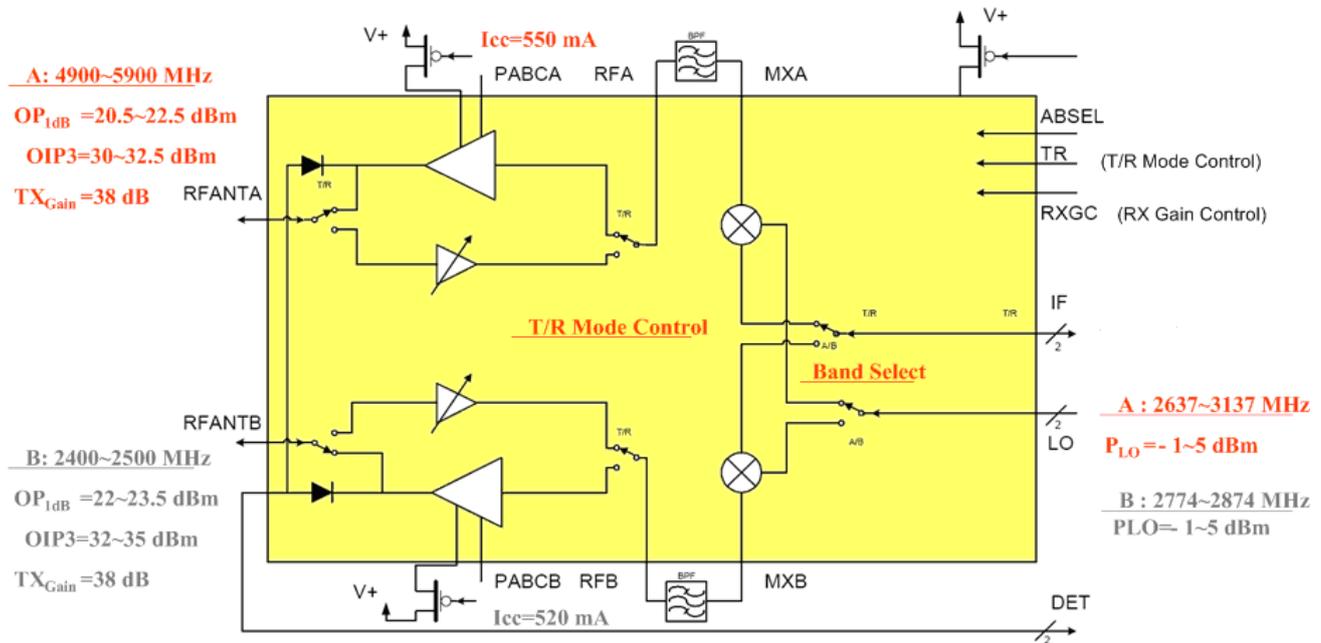


圖 3.4 TRF2436 的 IC 內部方塊圖

如圖 3.4 所示，此 IC 電路可操作於兩個頻帶，即方塊的上半部是代表 5.8GHz 所在的頻段 A band (4.9G~5.9GHz)。另外就接收機而言，訊號從天線接收並經由外掛元件匹配至 RFIC 內部的 TR switch，並且選擇下路接收路徑，經過內部 LNA 的放大，而 LNA 的增益控制是數位式的，有 high gain mode 23dB 及 low gain mode 8dB (此為 datasheet 資料) 再通過內部 TR switch，由引線出去 IC 外掛的 IR 濾波器，再由引線回到 RFIC 內部的混頻器做降頻，輸出為差動 IF 輸出，IF 頻率為 398MHz，再經由選擇 A band 的內部 switch，再由 IF 引線出 IC。其中 LO 為差動，頻率為 3099MHz，採 2 倍頻混頻模式，與 RF 的 5.8GHz 混頻結果為 IF 的 398MHz；LO 訊號由 LO 引線進入 IC 以後，通過選擇 A band 的內部 switch，

再到達內部混頻器的差動 LO 端。

3.2.2 TRF2432

1. $V_{CC}=3.3\text{ V}$, $I_{CC_TX}=100\text{ mA}$
2. $TXGC=31\text{ dB}$ (step=1 dB)
3. $RXGC=55\text{ dB}$ (0.3-2.2 V)
4. $OP_{1dB}=2\sim4\text{ dBm}$ @Gain_max
5. IFLO leakage=-40 dBm

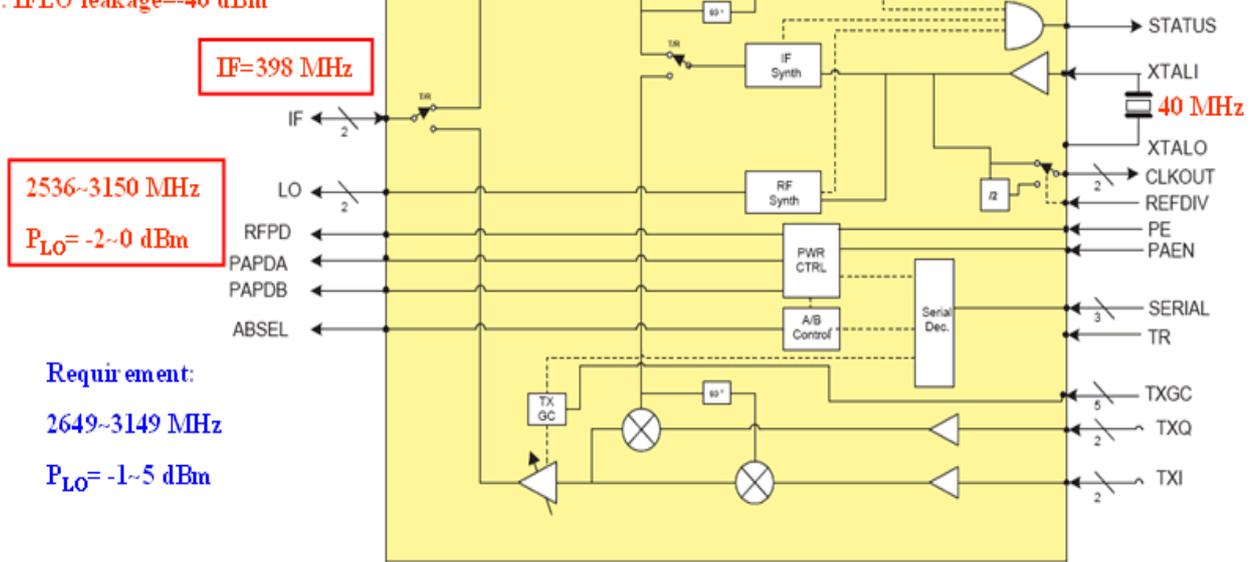


圖 3.5 TRF2432 的 IC 內部方塊圖

如圖 3.5 所示，較高 IF 的 398MHz 訊號差動輸入此 IC 做降頻，先經由 TR switch 走上路接收路徑，經過較高 IF 放大器，較高 IF 放大器增益控制為類比式，之後分兩路經內部混頻器降頻降至 BB (DC~11MHz)，頻寬 11MHz 的內部低通濾波器，最後在 IC 內部做 DC 偏移校正的最後放大，輸出為差動 I/Q，RXI 正、RXI 負、RXQ 正、RXQ 負共四個輸出埠。此 IC 的特點在於內部混頻器的 LO 頻率為 398MHz，可直接把 398MHz 的較高 IF 降至 BB (DC~11MHz)，由 IC 內部的頻率合成器產生此 LO，再經由選擇 RX mode 的 TR switch 送至內部混頻器

的 LO 端。頻率合成器需外掛 44MHz 的石英。另外也有一個頻率合成器，所產生的 LO 為差動 3099MHz 由 IC 的引線輸出，可供 TRF2436 使用，功率大小為-2 ~0dBm，相位雜訊-130dBc/Hz。

3.2.3 較高 IF 的 SAW 濾波器 TFS 398E

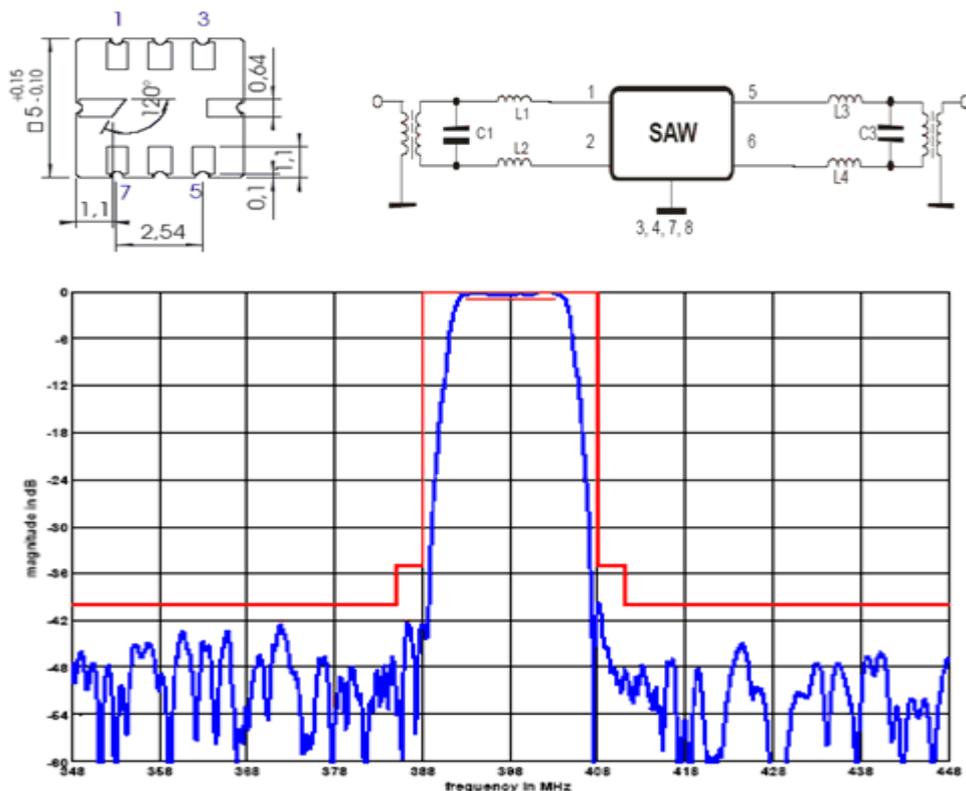


圖 3.6 SAW 濾波器 TFS 398E 的頻率響應

由圖 3.6 可知，TFS 398E 的頻寬為 10MHz，中心頻為 398MHz，datasheet 裡敘述插入損失（Insertion loss）為 11.2dB。

3.3 電路圖 (schematic)

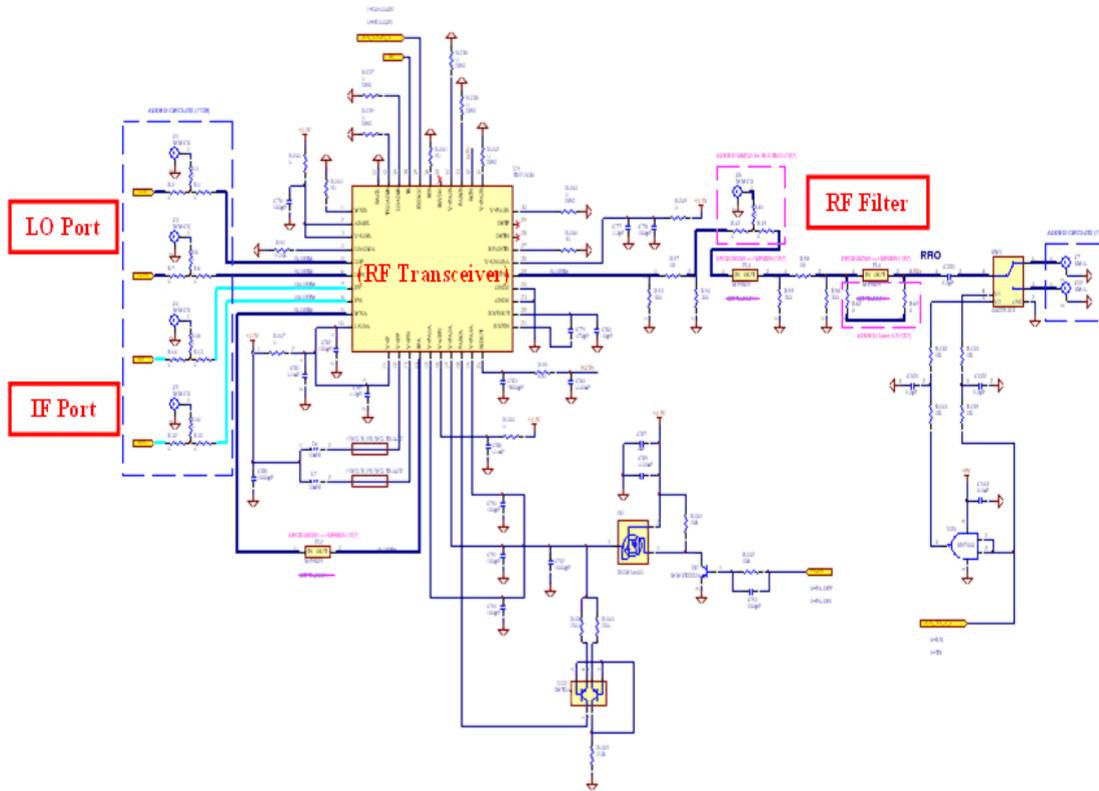


圖 3.7 TRF2436 周邊電路

如圖 3.7 所示，其中右側經由更前端外掛元件處理完的 5.8GHz 的 RF 訊號，經由 switch 及兩個 RF 濾波器 MF5825，其中一個 RF 濾波器可選擇旁路路徑，RF 中心頻 5825MHz，頻寬 100MHz，插入損失 (Insertion loss) 為 1.5dB。電阻匹配之後進入 RFIC；而左側 RFIC 的輸出為較高 IF 差動輸出，頻率 398MHz。再搭配左下角 PA 偏壓相關 IC，及其他外掛元件，此 RFIC 即可工作。

在較高 IF 正及較高 IF 負兩個埠加入 MMCX 接頭，同理 LO 正、LO 負及 RF 也是。如圖 3.8，當焊上 R2 及 R3 電阻是測量測試點以左電路；當焊上 R1 及 R3 電阻是測量測試點以右的電路；當焊上 R1 及 R2 電阻，是不做測試而讓測試點

左右兩側訊號直接相通。

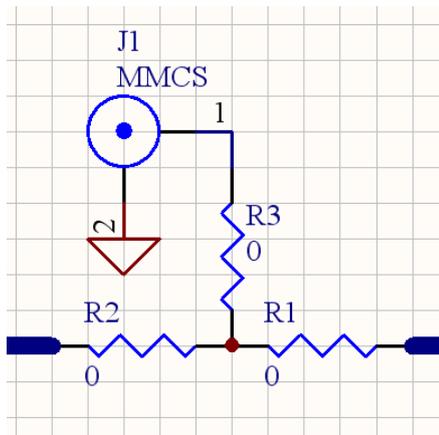


圖 3.8 測試點

圖 3.9 為 RF 濾波器 MF5825 周邊電路，附近有個 RF 測試點。

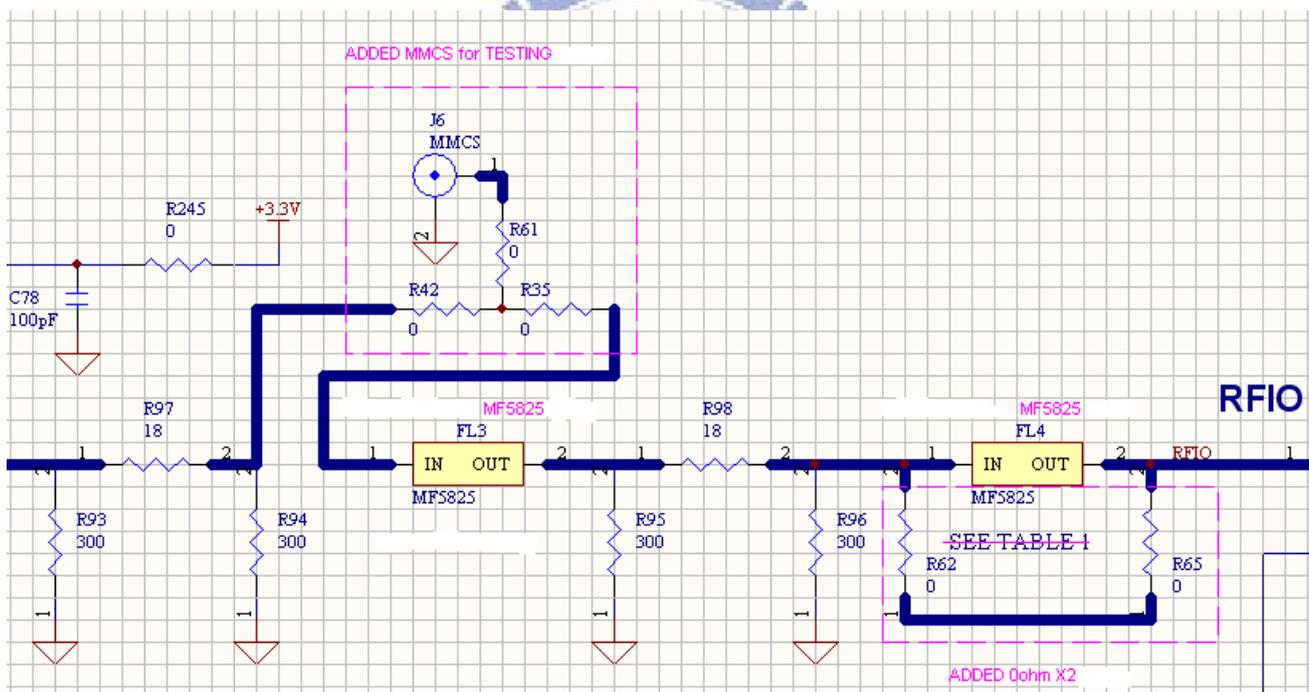


圖 3.9 MF5825 周邊電路

如圖 3.10 所示，其中右下角中間 398MHz 的較高 IF 訊號經由 SAW 濾波器 TFS 398E，中心頻 398MHz，頻寬 10MHz，插入損失 (Insertion loss) 為 11.2dB，搭

配右下角最下部 IF 功率偵測電路，進入此 IC；而 IC 左側的輸出為 RXI/Q 差動輸出，頻率為 BB (DC~11MHz)，最後經由增益 1dB 的放大器 THS4504 調整 DC 準位作最後差動 RXI/Q 輸出。而左下角為 TXI/Q 輸入。右側為可供 TRF2436 使用的 LO 差動輸出。搭配時脈控制訊號及 44MHz 石英及其他外掛元件，此 IC 即可工作。

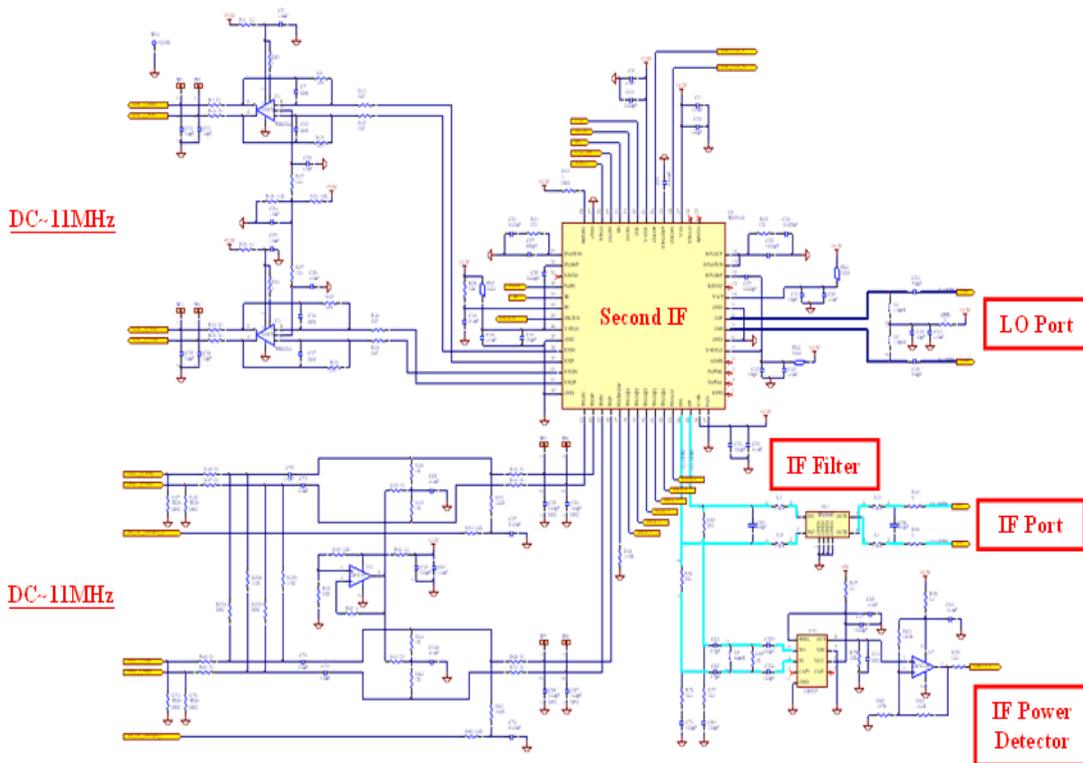


圖 3.10 TRF2432 周邊電路

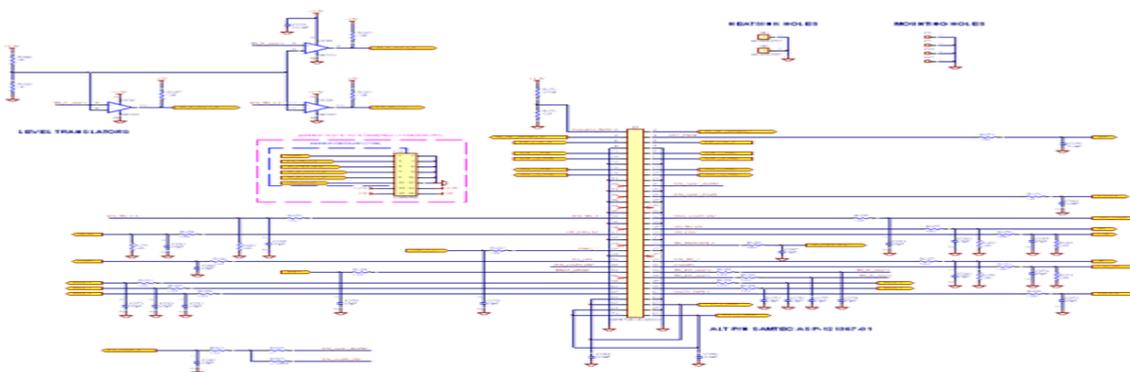


圖 3.11 連接測試板 I/O 埠周邊電路

圖 3.11 為 I/O 埠周邊電路，負責射頻模組電路板與測試板之間的連接。連接情形如圖 3.12 所示，控制訊號由右上角的線經測試板控制射頻模組電路板。

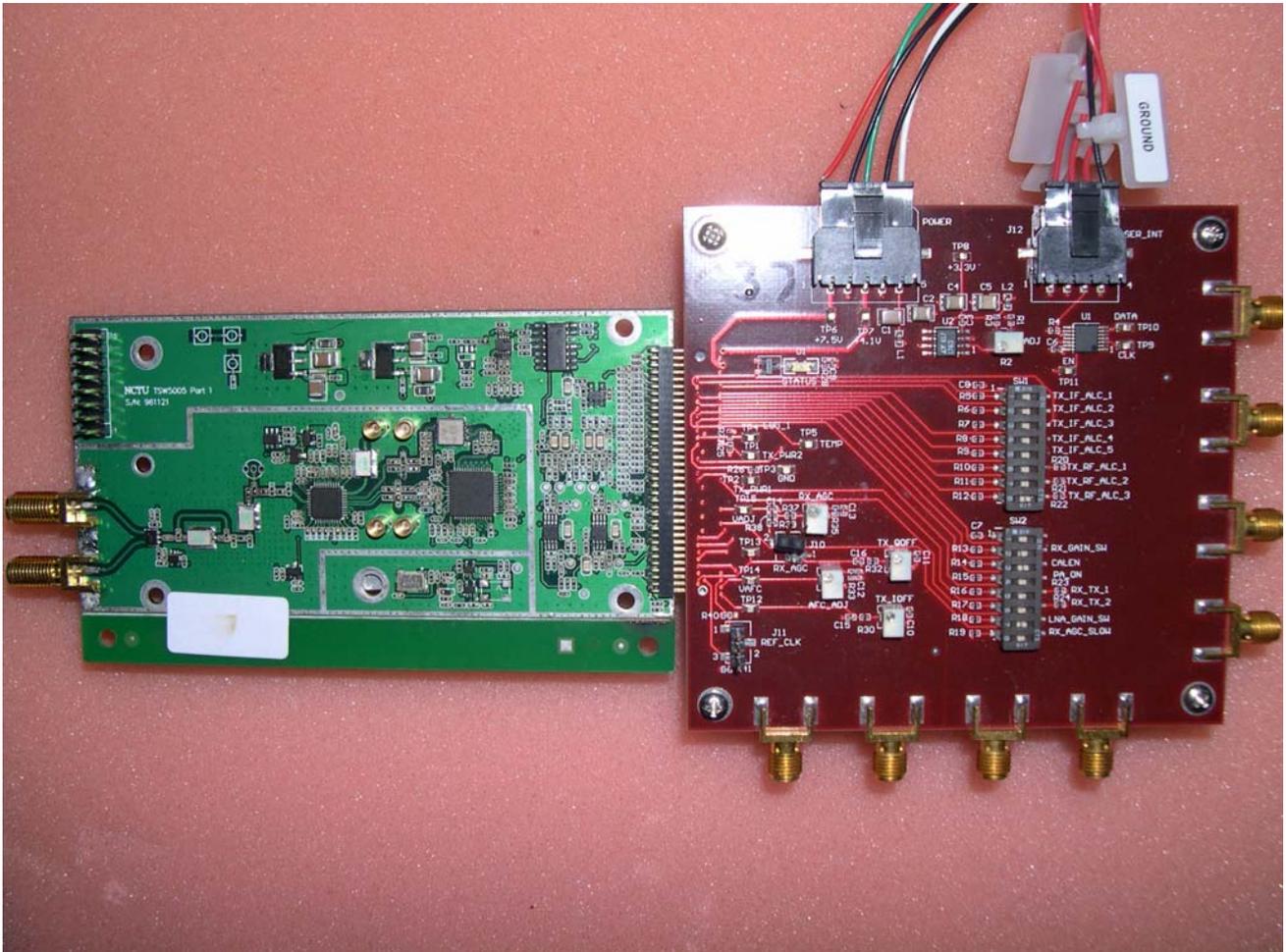


圖 3.12 射頻模組電路板（左）與測試板之連接

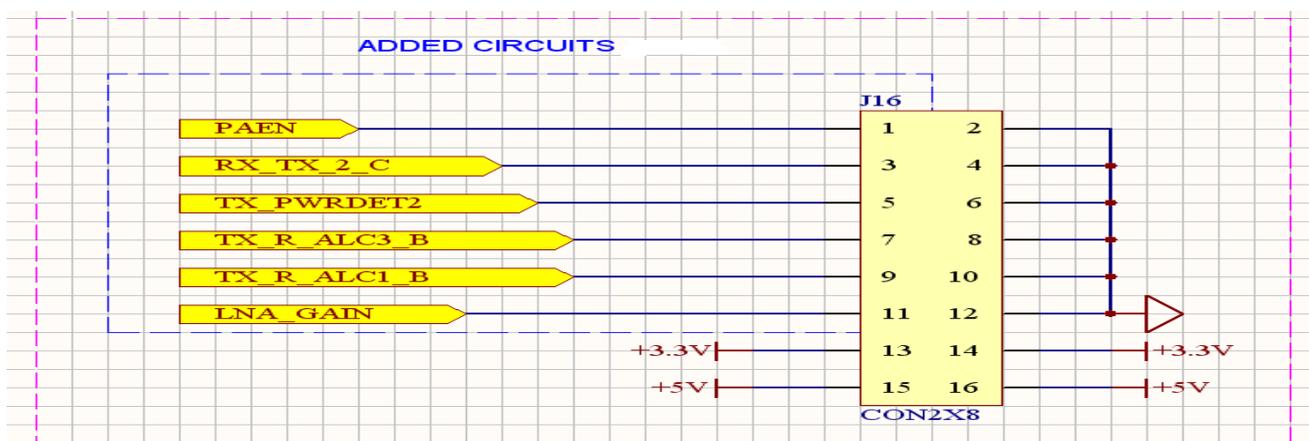


圖 3.13 連接外掛 PA 板 I/O 埠周邊電路

圖 3.13 為射頻模組電路板與更前端外掛板之間的 I/O 埠以及週邊電路。其中 PAEN 為控制外掛板的 PA 及 TRF2436 內部 PA 之偏壓，RX_TX_2_C 為控制 TRF2436 內部之 switch，TX_PWRDET2 為輸出外掛板上的功率偵測電路所測得由 RF 所轉之 DC 電壓，TX_R_ALC3 則是為了控制外掛版上靠近天線埠的 switch，TX_R_ALC1 為控制射頻模組電路板及外掛板 PA 路徑上的 switch，LNA_GAIN 為控制外掛板的 LNA 之偏壓。其餘排針為接地，提供 3.3 伏特或提供 5 伏特之 DC 電壓。



3.4 佈局 (layout)

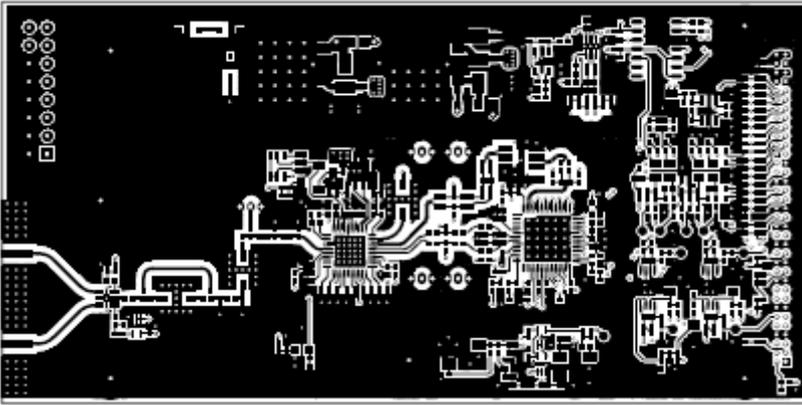


圖 3.14 表層

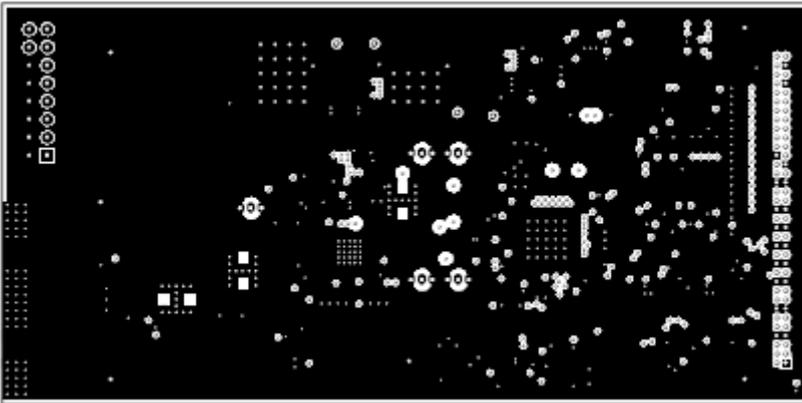


圖 3.15 中間層 1

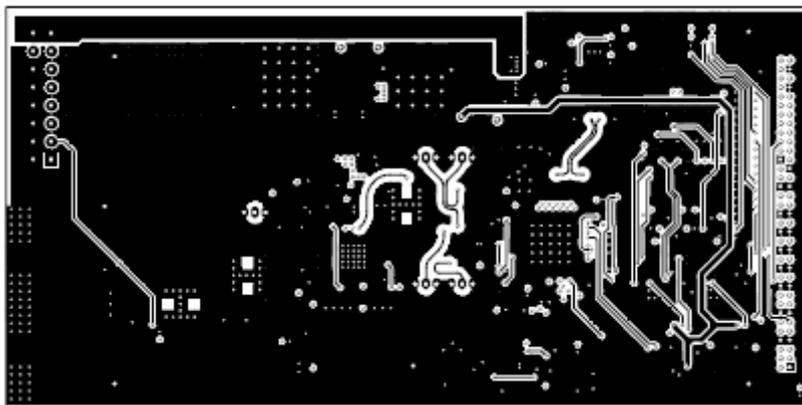


圖 3.16 中間層 2

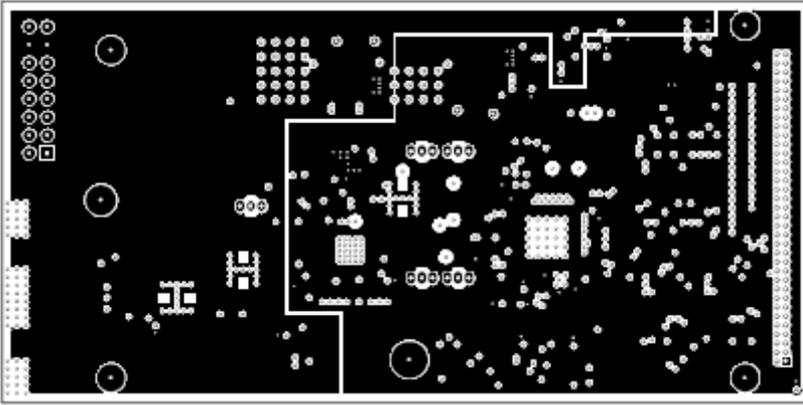


圖 3.17 中間層 3

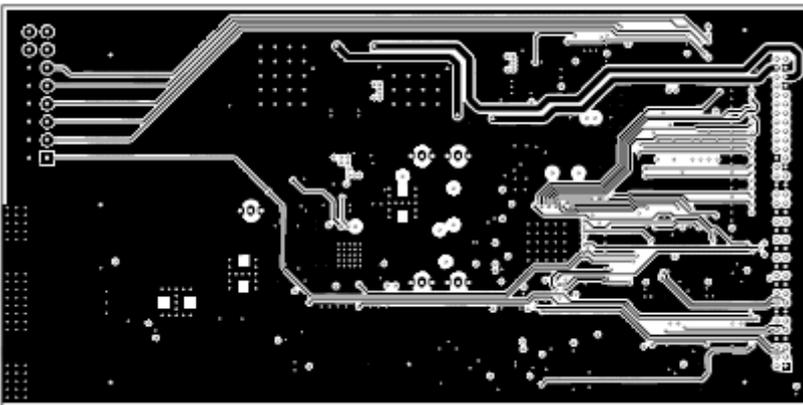


圖 3.18 中間層 4

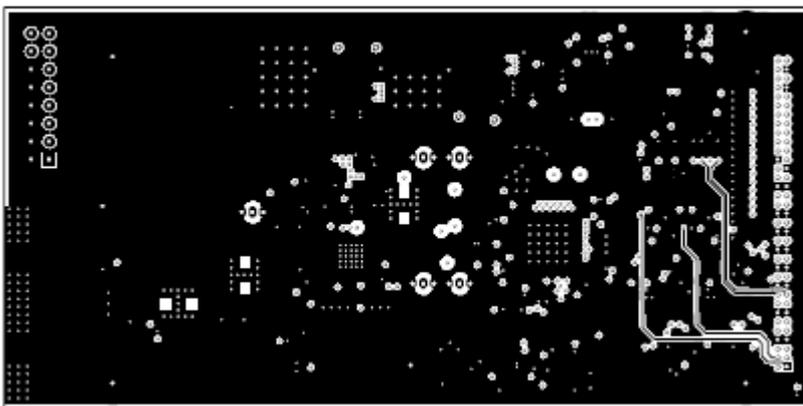


圖 3.19 底層

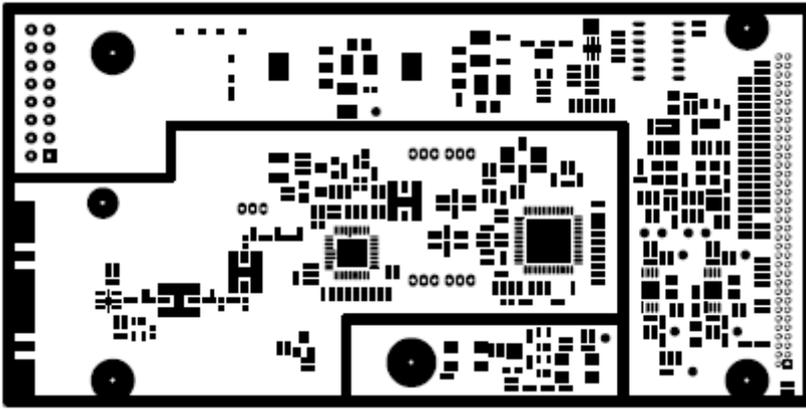


圖 3.20 表層焊點光罩

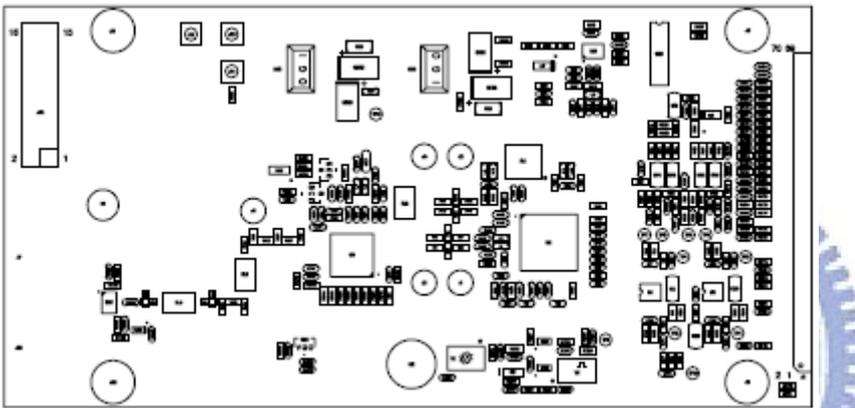


圖 3.21 表層輪廓

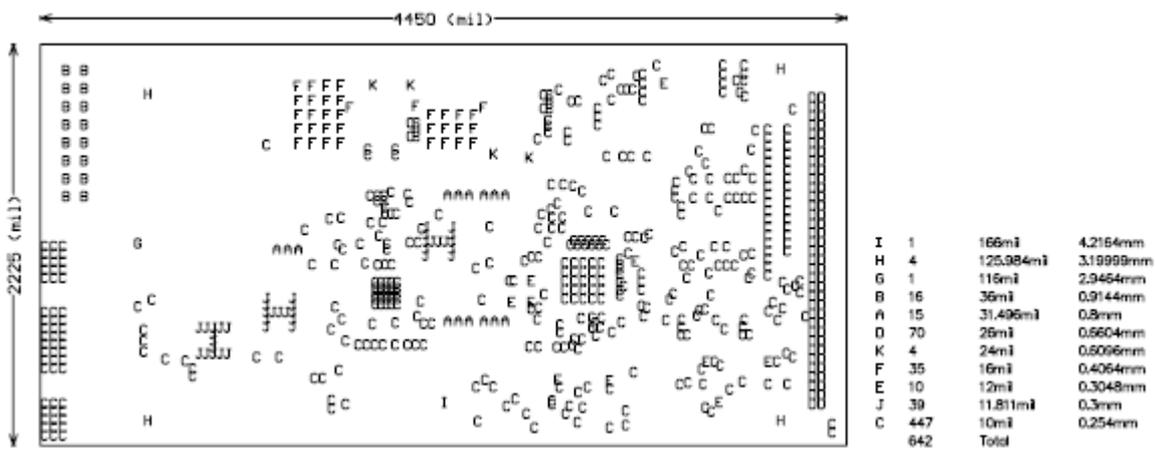


圖 3.22 針對通孔 (through hole) 的鑽孔圖

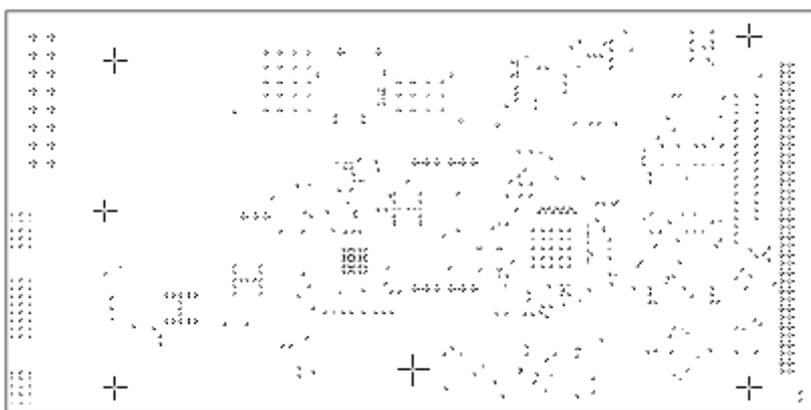


圖 3.23 針對通孔的鑽孔引示 (drill guide)

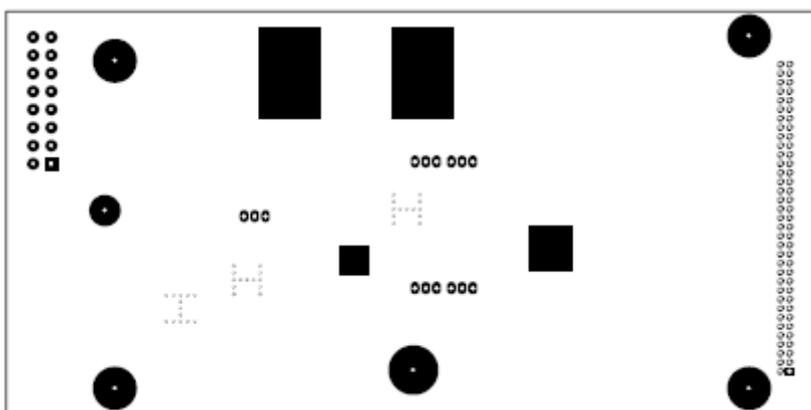


圖 3.24 底層裸銅光罩

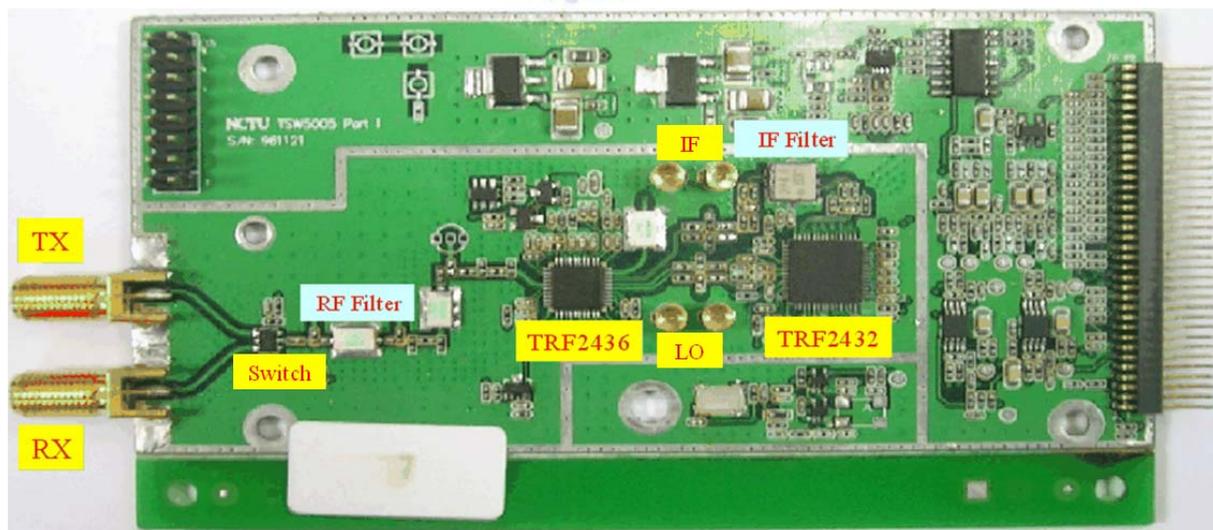
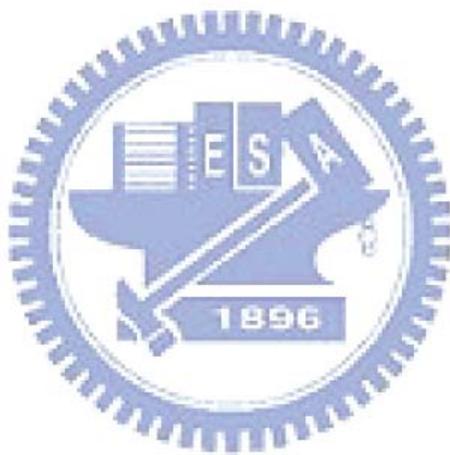


圖 3.25 射頻模組電路板

圖 3.25 是射頻模組電路板的完成圖，這是一個板厚 1.6mm 的 FR4 六層電路板，長 4450mil，寬 2225mil，表面處理為噴錫，層距 11.8mil，使用 333 個電子元件組成射頻電路。



3.5 量測方法

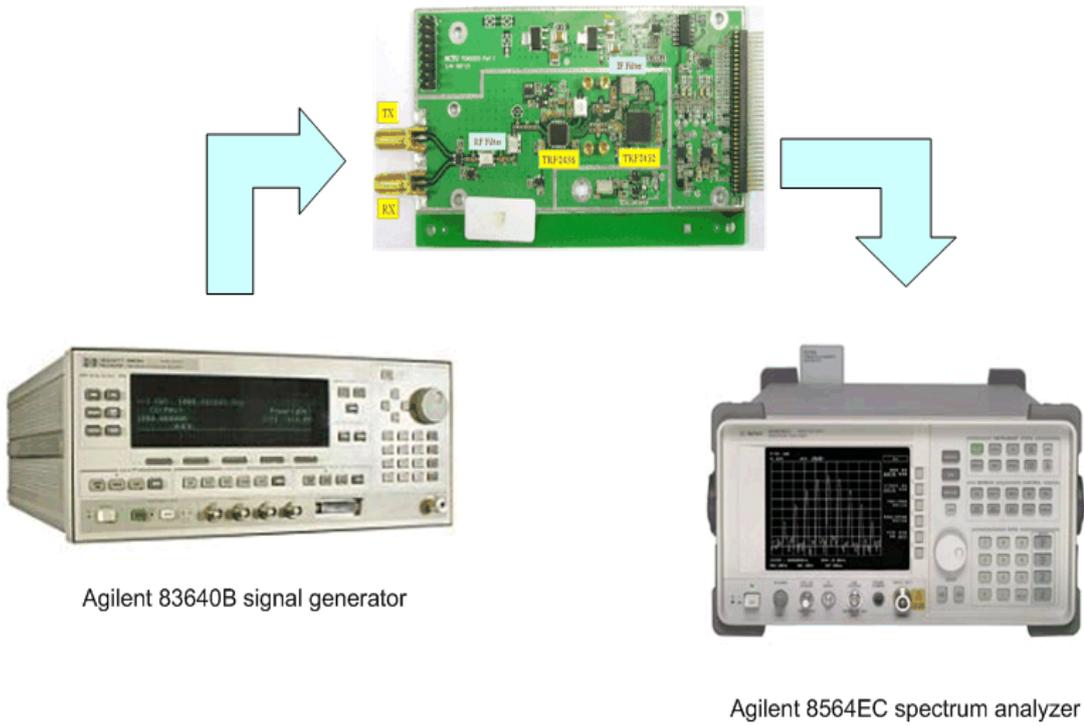


圖 3.26 測量RX增益及P_{1dB}的裝置圖

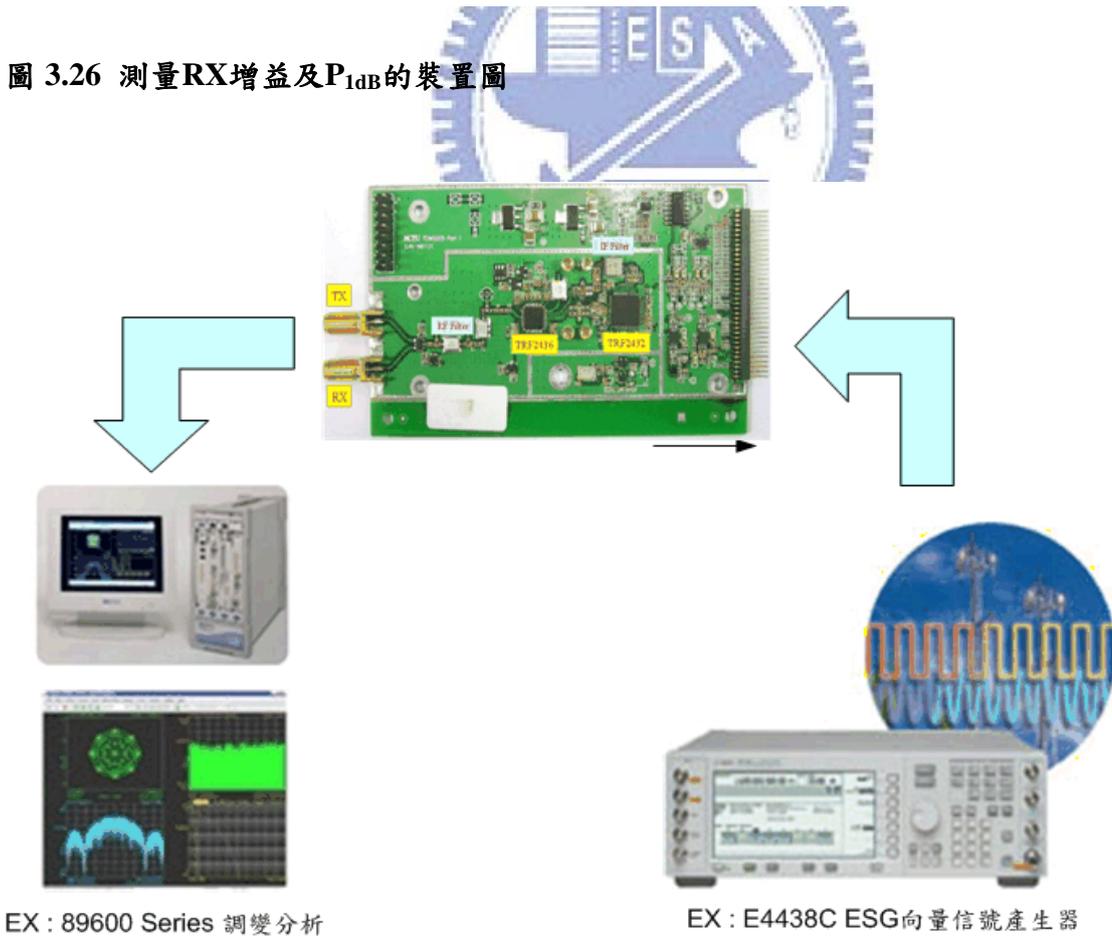


圖 3.27 測量 TX 的 EVM 與輸出功率裝置圖



Agilent 8510C Vector Network Analyzer

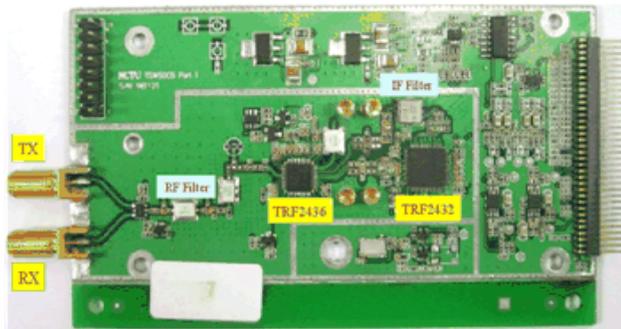


圖 3.28 測量回流損失 (Return loss) 裝置圖

測量 LO 的相位雜訊，可由 LO 正與 LO 負兩埠，各自接同軸電纜線到平衡不平衡轉換器 (balun) 的輸入側，轉成單埠輸出，再用一條 RF 的同軸電纜線，接到頻譜分析儀，接到頻譜的同軸電纜線也要先接上直流隔離器 (DC block) 才不致打壞量測儀器，此外還要注意直流隔離器的頻段是否適用於量測的頻段。

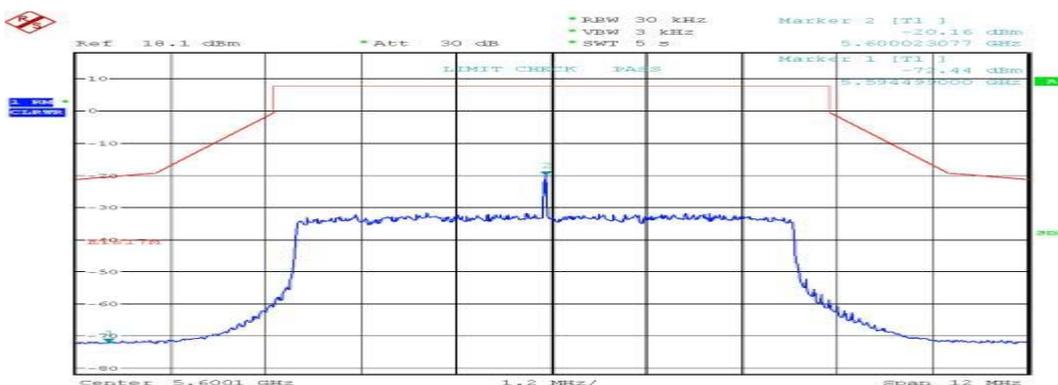


圖 3.29 TX 的 I/Q 直流偏移校正前頻譜

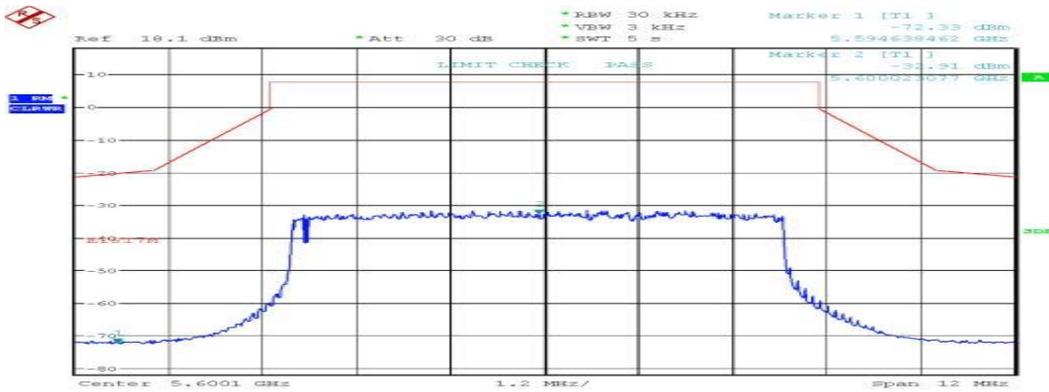


圖 3.30 TX 的 I/Q 直流偏移校正後頻譜

此外，做 TX 量測時，圖 3.29 與圖 3.30 分別是 TX 的 I/Q 直流偏移校正前後之頻譜，必須使用測試板上的可變電阻做 DC 偏移調整。假使沒有適當的調整，輸出訊號無法通過頻譜屏蔽的規範。當測量 EVM 時，從 ESG 所拉出的同軸電纜線必須確認是否為 I 正、I 負、Q 正及 Q 負，並正確送到測試板上 TX 的正確位置；另外必須隨時注意儀器 89600 頻譜上是否顯示 OV (overdrive)，如果顯示 OV 則必須調整參考功率的大小，否則量測數據沒有意義。64QAM 的訊號解出來理論上星圖會有 64 個清楚的點，如果 EVM 變差，例如：EVM 大於 3%，則 64 個點會越來越模糊，甚至無法分辨出 64 個點。由電腦列印埠送出的時脈控制訊號，有時使用不同筆電必須更改裝置管理員設定，否則會送出錯誤的時脈訊號或是無法送出，IC 也無法正確工作。TX 的部份是數位增益控制，一共有 32 個增益狀態，更改至鄰近的狀態，增益變化 1dB，輸出功率也要變化 1dBm。此外，我們也要大概估計 BB 輸入訊號的功率，不能讓 PA 飽和掉，必要時要接上衰減器。

RX 量測，做類比增益控制，調整測試板 V_{agc} 的可變電阻，及測量與地壓差。

3.6 量測結果

3.6.1 RX部分

TRF2436 增益與 IP_{1dB} ：

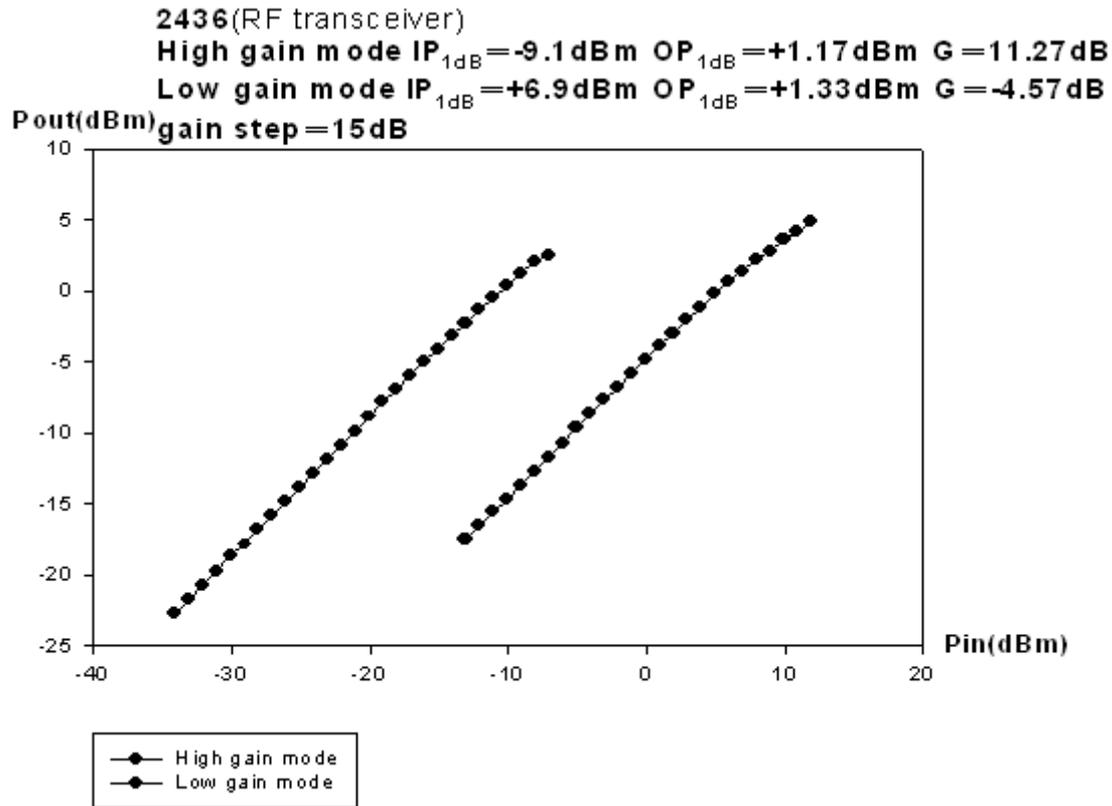


圖 3.31 TRF2436 的增益與 IP_{1dB} 量測結果

high gain mode：

增益：11.27dB；datasheet 為 23dB。

IP_{1dB} ：-9.1dBm；datasheet 為 -8dBm。

low gain mode：

增益：-4.57dB；datasheet 為 8dB。

IP_{1dB} ：+6.9dBm；datasheet 為 -3dBm。

增益階梯：15dB；datasheet 為 15dB。

TRF2432 的增益、OP_{1dB}：

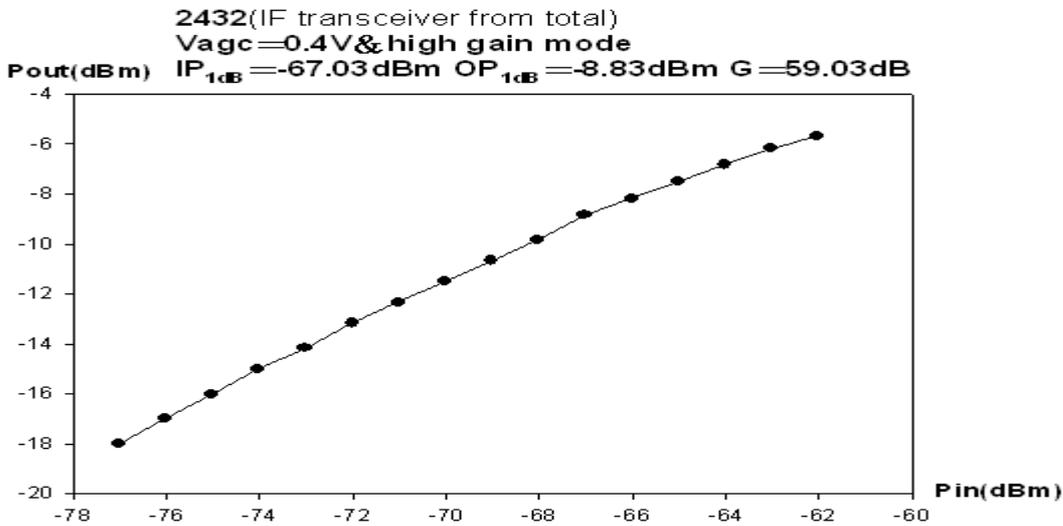


圖 3.32 TRF2432 的增益與OP_{1dB}量測結果

增益：59.03dB，V_{agc}為 0.4V；datasheet增益範圍為 7~62dB，V_{agc}範圍為 2.2~0.3V。

OP_{1dB}：-8.83dBm；datasheet為-7dBm。

射頻模組電路板增益、OP_{1dB}及類比增益控制：

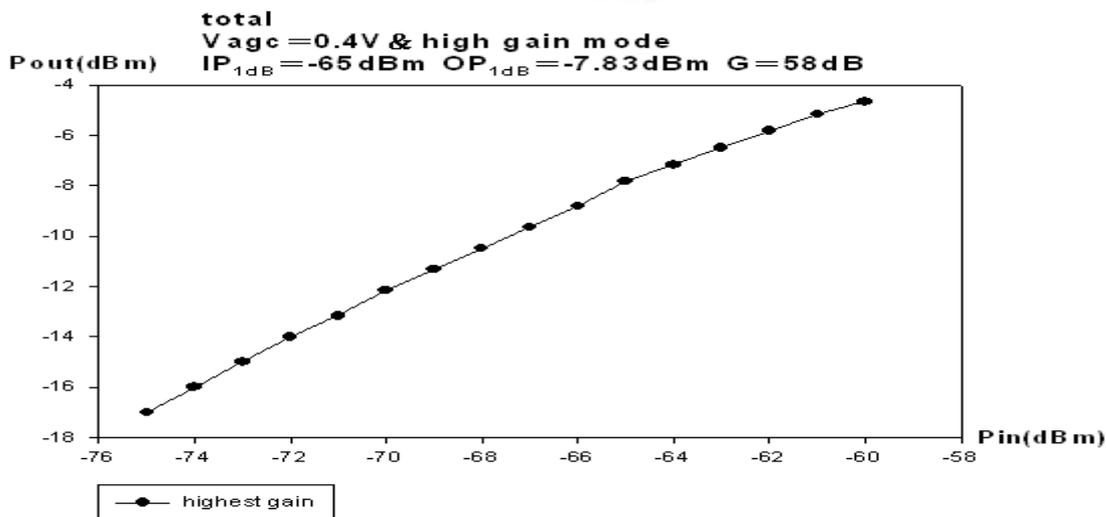


圖 3.33 射頻模組電路板的增益及OP_{1dB}量測結果

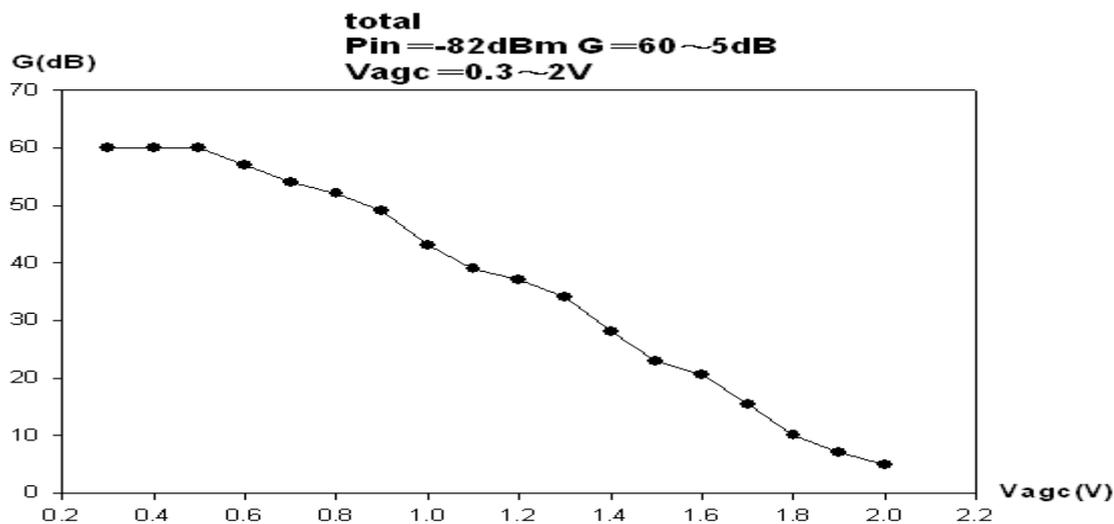


圖 3.34 射頻模組電路板的類比增益控制

量測條件：TRF2436 工作在 high gain mode。

增益：58dB， V_{agc} 為 0.4V。

OP_{1dB} ：-7.83dBm。

類比增益控制範圍：5~60dB， V_{agc} 為 2~0.3V。共 55dB 的範圍。

整體RX輸出推測應接近TRF2432 的輸出，所以 OP_{1dB} ，應該接近TRF2432 的 OP_{1dB} (-7dBm)，而實際結果也是很接近。由於大部分的增益落在TRF2432 上，類比增益控制的行為應該接近TRF2432 (7~62dB， V_{agc} 為 2.2~0.3V。共 55dB 的增益範圍)。

3.6.2 TX 部分

可用的TX輸出EVM通常要求在3%以內，實驗結果顯示，無論輸入64QAM調變訊號的通道頻寬為5MHz、7MHz或者是10MHz，其整體TX系統最大可用的輸出功率皆約為**-6dBm**，此外三者數位增益控制行為也很接近。

64QAM10M

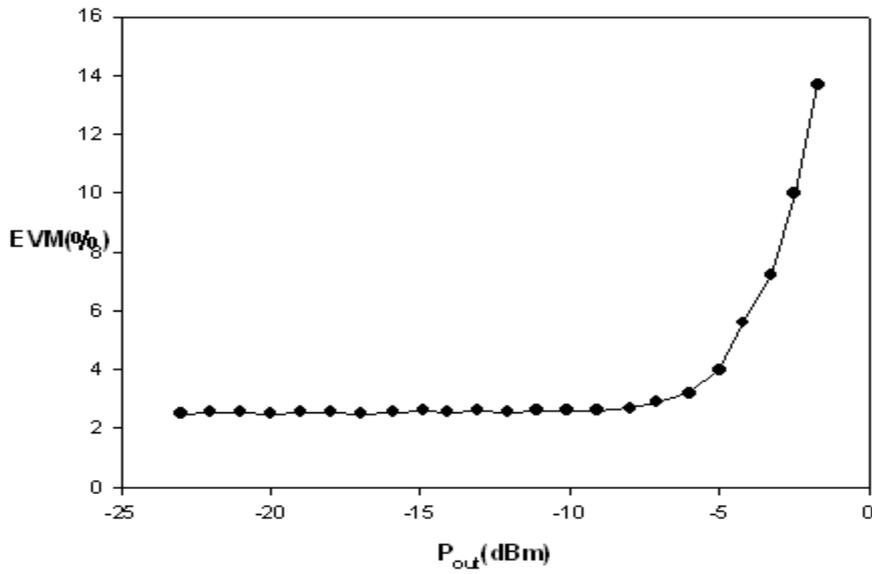


圖 3.35 輸入 64QAM 調變，通道頻寬 10MHz 訊號的 EVM vs 輸出功率圖

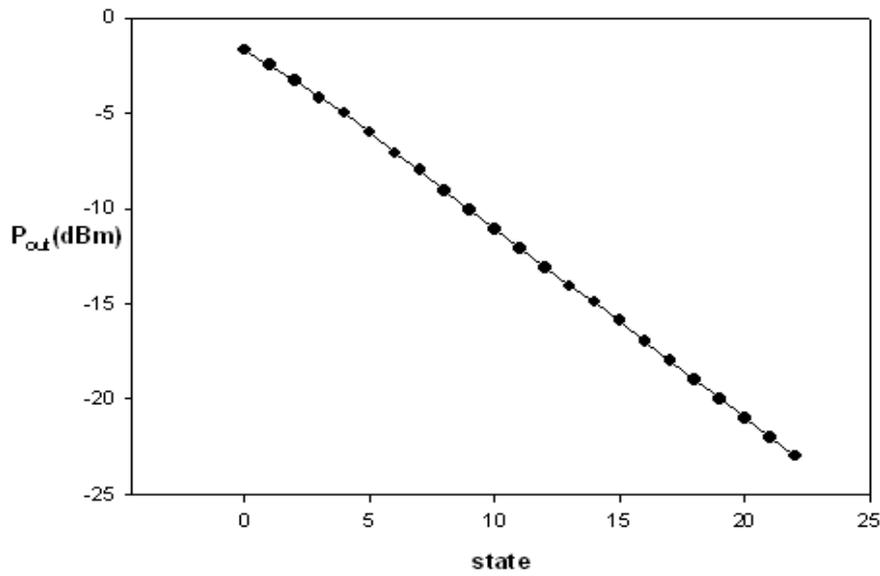


圖 3.36 輸入 64QAM 調變，通道頻寬 10MHz 訊號的數位增益控制

量測條件：輸入 64QAM 調變，通道頻寬 10MHz 訊號。

最大可用輸出功率：-6dBm。

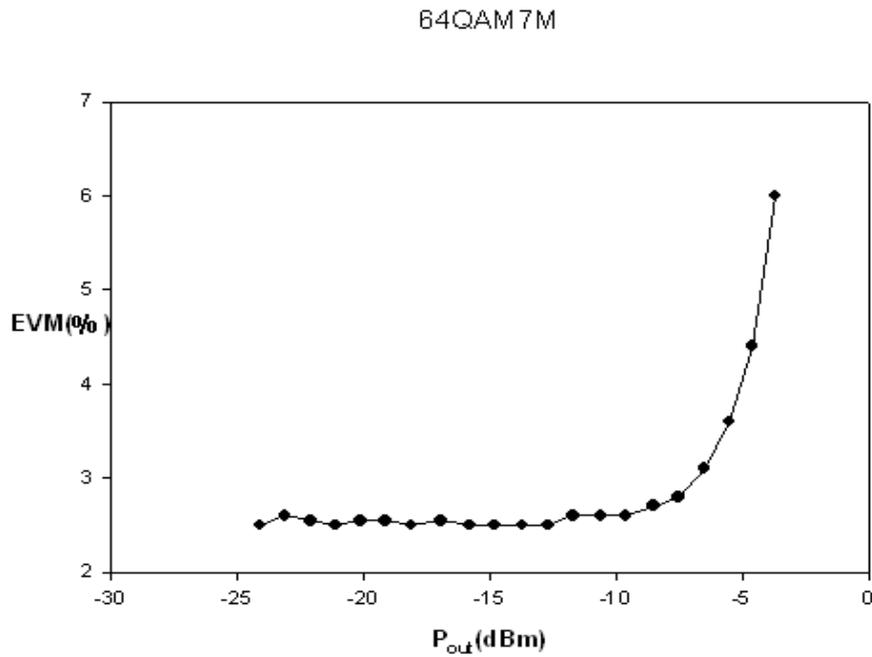


圖 3.37 輸入 64QAM 調變，通道頻寬 7MHz 訊號的 EVM vs 輸出功率圖

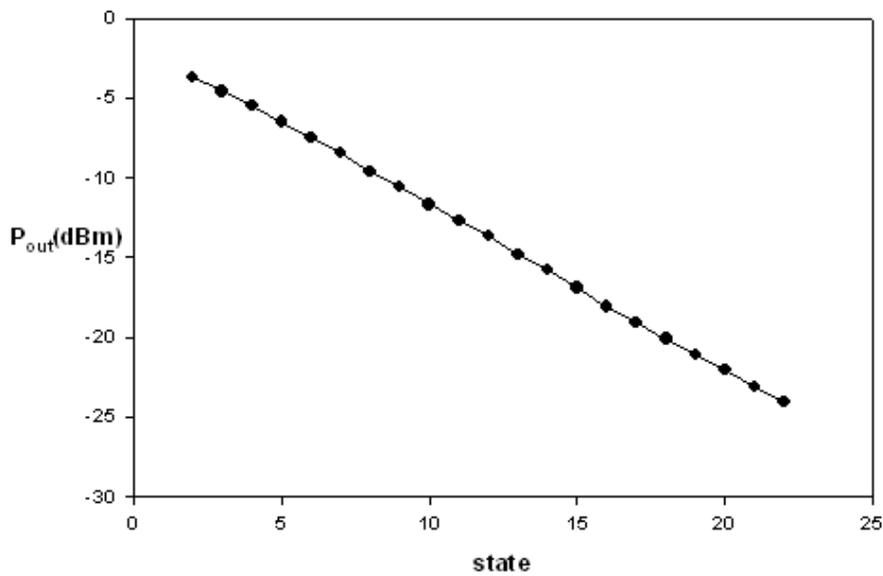


圖 3.38 輸入 64QAM 調變，通道頻寬 7MHz 訊號的數位增益控制

量測條件：輸入 64QAM 調變，通道頻寬 7MHz 訊號。

最大可用輸出功率：-6dBm。

64QAM5M

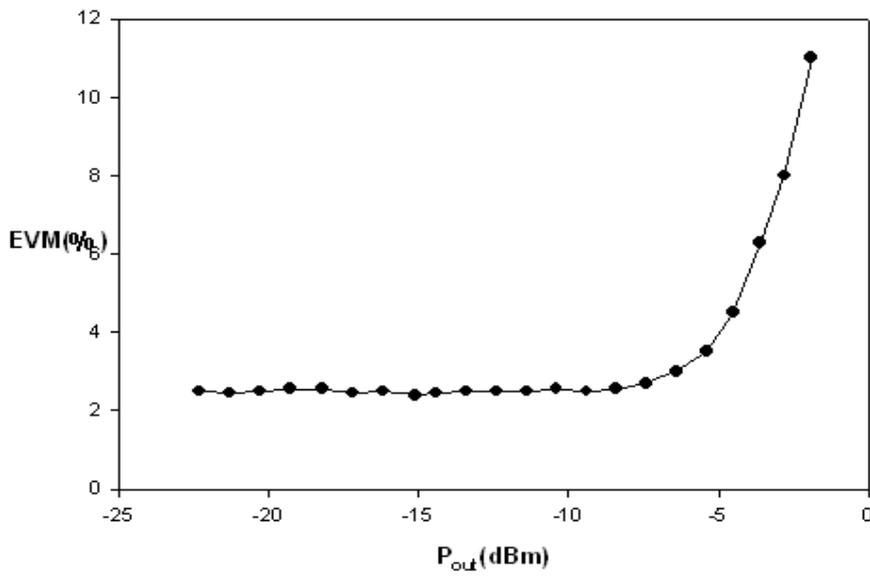


圖 3.39 輸入 64QAM 調變，通道頻寬 5MHz 訊號的 EVM vs 輸出功率圖

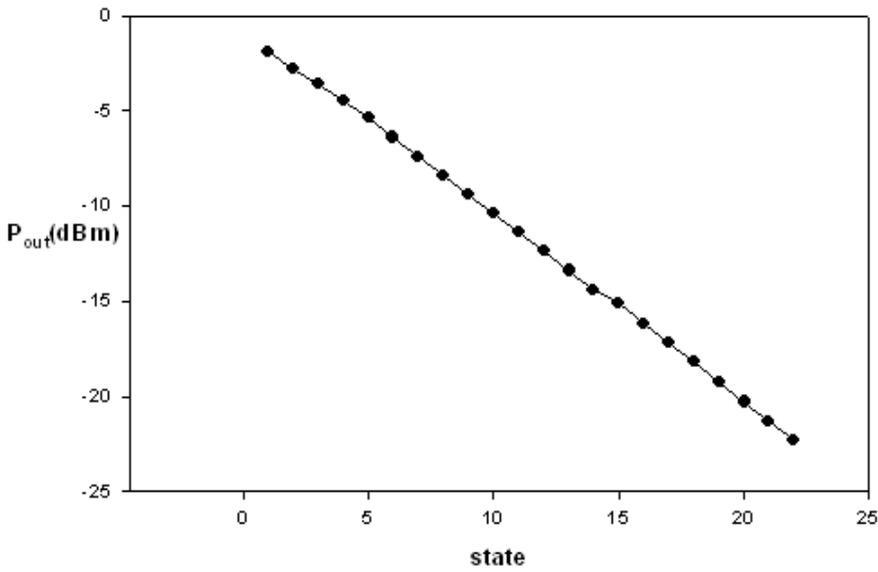


圖 3.40 輸入 64QAM 調變，通道頻寬 5MHz 訊號的數位增益控制

量測條件：輸入 64QAM 調變，通道頻寬 5MHz 訊號。

最大可用輸出功率：-6dBm。

3.6.3 其他

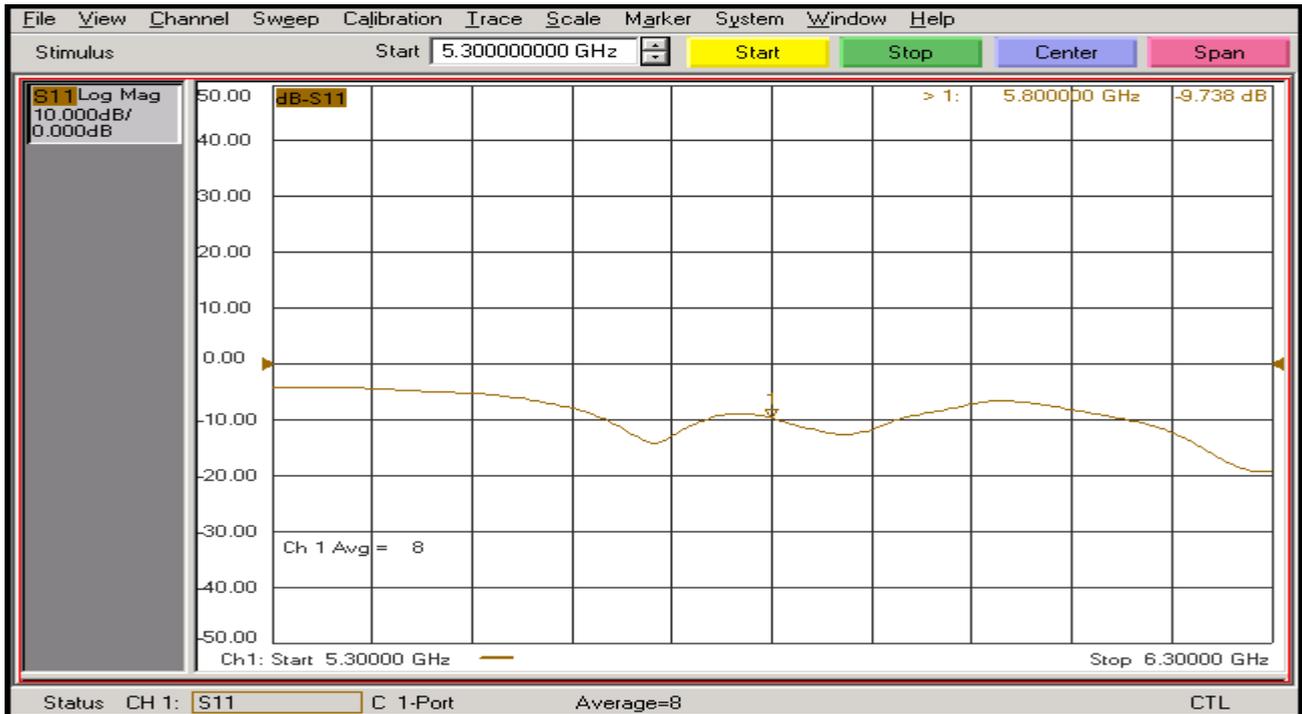


圖 3.41 回流損失 (return loss) 量測結果

回流損失 (return loss) : 9.738dB。

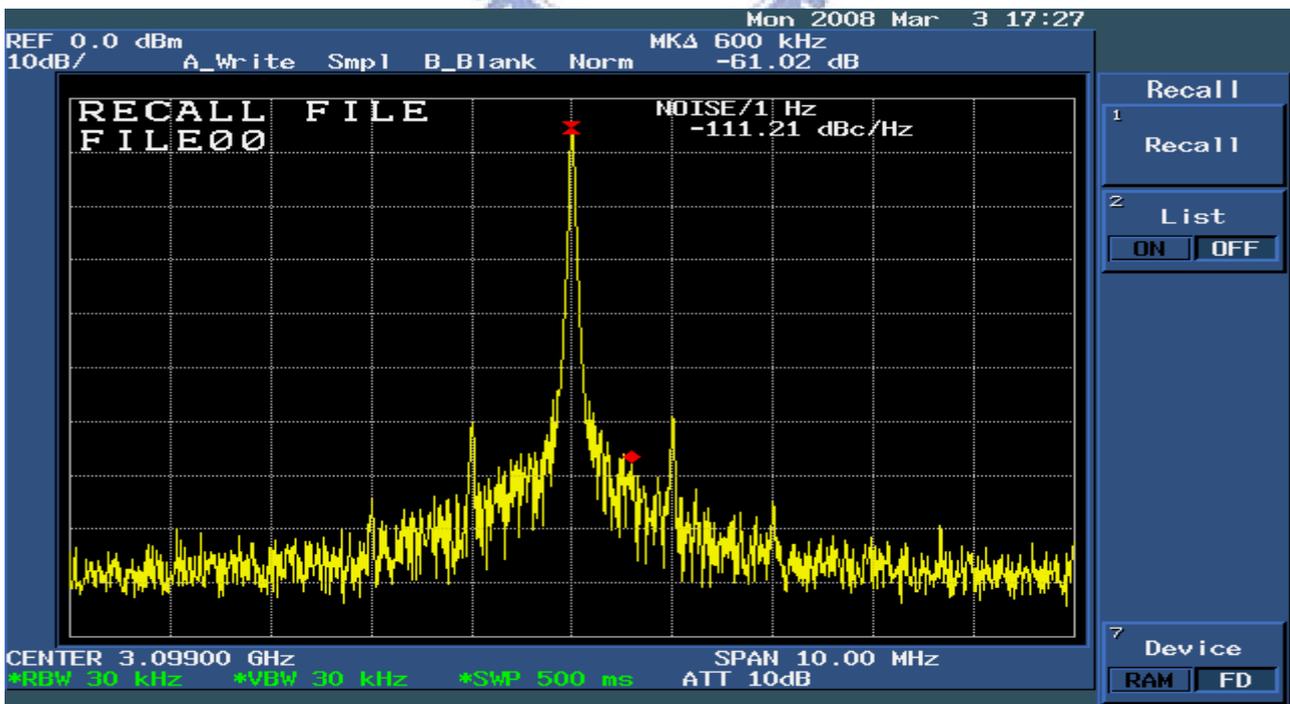


圖 4.42 LO 相位雜訊與頻譜圖

輸出功率：-4dBm；datasheet 為-2~0dBm。

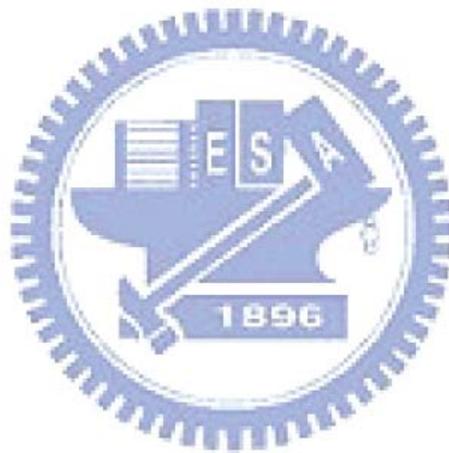
相位雜訊：-111.21dBc/Hz；datasheet 為-130dBc/Hz，頻率偏移 4.5MHz。

中心頻率：3099MHz。

頻率階梯：250kHz。

較低 LO 的頻率階梯：31.25kHz。

另外測試板上也有可微調頻率的可變電阻。



四、結 論

4.1 結 論

本論文所研究的收發機射頻模組，使用FR4 板，TX部分，最大可用輸出功率為-6dBm，若想達到輸出功率為+24dBm，外掛一個增益 30dB的PA即可，所以算是一個合理的值。RX部分，增益為 5~60dB，共 55dB的類比增益控制範圍， OP_{1dB} 為-7.83dBm。

如果有四埠的RX解調儀器，可以再測量RX的EVM，固定不同的 V_{agc} ，得到EVM對輸入功率關係的多條曲線（每條曲線的 V_{agc} 不同）；同時，也可以得到EVM對輸出功率關係的多條曲線，建立一套可供基地台接收工作查表的資料。另外RX也可以固定不同的 V_{agc} ，測量輸出對輸入功率的關係得到不同 V_{agc} 的 OP_{1dB} 及增益，這是另一個相當耗時的量測工作。如果還有測量RX靈敏度的軟體及硬體，又可以再做靈敏度的測量。此外，也可以測量RX的NF。

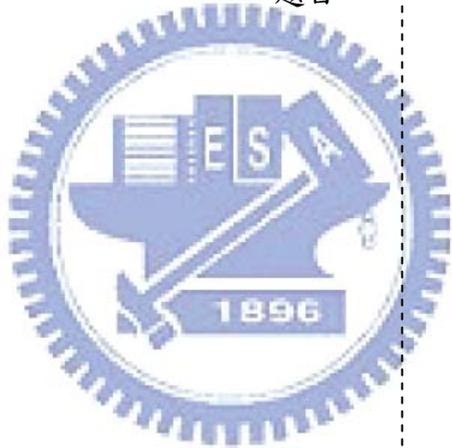
另外，此射頻模組可以再做修改的方案是 LO 與較高 IF 的差動埠阻抗匹配，因為所測量到的增益以及相位雜訊都與 TRF2436 的 datasheet 差距甚大，尤其是增益與埠阻抗關係很大，可由此出發作新的設計。

若要接著實作外掛 PA 電路板，可以先規劃外掛板輸入及輸出 EVM 需求，以及所要求的 PA 性能。

參 考 文 獻

- [1] J. G. Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed, Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking, Prentice Hall 2007
- [2] "WiMAX Concepts and RF Measurements", Agilent Technologies, USA, Jan 5, 2005.
- [3] B. Bisla, R. Eline, and L. M. Franca-Neto, "RF System and Circuit Challenges for WiMAX", Intel® Technology Journal, August 20, 2004.
- [4] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River NJ, USA, 1998.
- [5] Q. Gu, RF System Design of Transceiver for Wireless Communications, Springer Science + Business Media, LCC, USA, 2005.
- [6] " Dual-Band IQ/IF TRANSCEIVER WITH DUAL VCO SYNTHESIZERS", Texas Instruments, Dallas, Texas, 2006.
- [7] " High-Power Dual-Band (2.4-GHz to 2.5-GHz and 4.9-GHz to 5.9-GHz) RF Front-End", Texas Instruments, Dallas, Texas, 2006.
- [8] "Filter specification TFS 398E", Tele Filter GmbH, Germany, Jul 25, 2006.

•
•
•
•

2.5 cm	96	96
畢業 學 年 度 (民 國)	1 cm	碩 士 論 文
2.5 cm	碩 士 論 文	碩 士 論 文
論 文 題 目	WiMAX 5.8GHz 收發機射頻模組 —用於基地台	WiMAX 5.8GHz 收發機射頻模組 —用於基地台
	交 通 大 學 電 機 學 院 電 信 工 程 學 系	交 通 大 學 電 機 學 院 電 信 工 程 學 系
校 院 所 名	3 cm	3 cm
1 cm	劉 獻 文	劉 獻 文
著 者 姓 名	2 cm	2 cm
3 cm	3 cm	3 cm