

國立交通大學

電機學院 電子與光電學程

碩士論文

數位調變之向量誤差改善

An Improvement of Digital Modulated Error Vector Magnitude



研究生：羅偉元

指導教授：黃宇中 教授

中華民國九十六年六月

數位調變之向量誤差改善
An Improvement of Digital Modulated Error Vector Magnitude

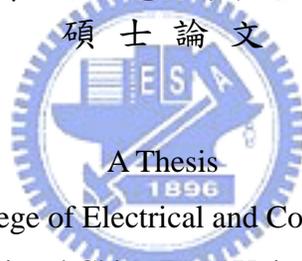
研究生：羅偉元

Student : Wei-Yuan Lo

指導教授：黃宇中

Advisor : Yu-Chung Huang

國立交通大學
電機學院 電子與光電學程
碩士論文



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

June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年六月

數位調變之向量誤差改善

學生：羅偉元

指導教授：黃宇中 教授

國立交通大學 電機學院 電子與光電學程碩士班

摘 要

本論文中主要在探討不同的數位調變下訊號由 PA 放大發送後，信號失真的程度有何不同。分析其中代表信號品質的參數：向量誤差量(Error Vector Magnitude)，發現在此實驗中：振幅誤差(Magnitude Error)是主要影響 EVM 的成因，另外，在 IEEE 802.11b for WLAN 的 standard 包含 1M/2M/5.5M/11M bps (BPSK/DQPSK/OQPSK/QPSK)等四種不同的調變方式，不同的調變下所得到的 EVM performance 有所不同，於是我們將從編碼方式來找出造成 EVM 在不同調變下有所差別的原因。

為了改善信號隨著 Power 愈大，信號品質劣化的情形，本論文設計了一個補償平台，將向量信號分析儀(Vector Signal Analyzer)解調得到的參數紀錄之後，建立成一 LUT(Lookup Table)，透過自動儀器控制，將需要 LUT 中補償的值，反向送回原來發送端，藉以改善原來較差的信號，發現改善程度可達 15~29%，且不需要耗費複雜的 closed-loop 運算。

本論文使用的 PA 是一般市面上可取得的 IC，型號 SST12LP14A，一般增益為 29dB，操作頻率為 2.4G~2.5GHz，在 802.11b 模式下，Output Power=23dBm 時，耗電流 240mA，效率 25%。



An Improvement of Digital Modulated Error Vector Magnitude

Student: Wei-Yuan Lo

Advisor: Dr. Yu-Chung Huang

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao-Tung University

ABSTRACT



The paper treat the result of signal distortion by different modulated signal after Power Amplifier. We analyze the parameters, EVM (Error Vector Magnitude) and find Magnitude error is the dominant factor. By the way, IEEE 802.11b for WLAN includes 4 kinds of digital modulation such as 1M/2M/5.5M/11M bps , BPSK/DQPSK/OQPSK/QPSK. Each modulation has different EVM performance. Then we compare the difference by different encoding of 802.11b modulation.

To improve the worse signal performance with larger Output Power, we design a compensated system which can de-modulate parameter and record data to LUT(Look-up table). We transmit compensated value in LUT to the data source by automatically controlling instruments and improve signal

quality. The EVM performance can be improved 15~29% and doesn't need any closed-loop algorithm.

The Power Amplifier Sample is normal IC , which can be get easily, Part No. SST12LP14A, typical gain=29dB, operating frequency= 2.4G~2.5GHz Current consumption=240mA, efficiency=25%.



誌 謝

本篇論文的完成，首要感謝黃宇中老師及冠宏的指教。

在碩士班三年的生活中，要能兼顧公司、家庭、學校需要眾人的協助與配合，由衷感謝絡達科技同事們：邱柏、聯耀、建榆、明洲、孟昇……等人的支持與幫忙，也謝謝我的家人：綺婷及爸媽的配合。感謝你們。



目 錄

中文摘要	i
英文摘要	iii
誌謝	v
目錄	vi
表目錄	viii
圖目錄	ix
第一章 緒論	1
1.1 研究動機	1
1.2 工作項目	4
1.3 論文組織	5
第二章 數位調變原理	6
2.1 數位調變簡介	6
2.2 I/Q Modulation Concept	10
2.3 二相移鍵(Binary Phase Shift Keying, BPSK).....	15
2.4 四相移鍵(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK).....	16
2.5 位移四相移鍵(Offset Quadrature Phase Shift Keying, OQPSK)	18
2.6 八相移鍵(8 Phase Shift Keying, 8-PSK).....	19
2.7 直接序列展頻 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum).....	19
2.8 Constant and Non-constant Envelope.....	20
2.9 數位調變之編碼及 zero-crossing 機率	22
2.9.1 1M bis/s BPSK	22

2.9.2	2M bis/s DQPSK	24
2.9.3	5.5M bis/s OQPSK	26
2.9.4	11M bis/s QPSK	29
2.10	功率放大器(Power Amplifier)P1dB Gain Compression.....	32
第三章	數位調變平台設計及 EVM 改善.....	34
3.1	數位調變之平台設計(補償前).....	34
3.2	Lookup table 的建立.....	39
3.3	數位調變之平台設計(補償後).....	40
第四章	數位調變實驗結果	44
4.1	數位調變之實驗結果	44
4.2	補償改善及 LUT 實驗結果	58
第五章	結論與未來研究方向	73
5.1	結論	73
5.2	未來研究方向	73
參考文獻	75
作者學經歷	78



表目錄

表 1.1 WLAN Standard.....	1
表 2.1 1Mbps encoding	23
表 2.2 2Mbps encoding	25
表 2.3 5.5Mbps encoding	27
表 2.4 11Mbps encoding	30
表 2.5 1M/2M/5.5M/11M bps compare	32
表 3.1 Lookup Table	39
表 4.1 EVM improvement summary	70



圖目錄

國 1.1 全球 WLAN 產業 5 年預測	2
國 1.2 WLAN 應用產品	3
國 2.1 Amplitude Modulation	6
國 2.2 Frequency Modulation	7
國 2.3 Amplitude Shift Keying	7
國 2.4 Frequency Shift Keying	8
國 2.5 Data split to IQ channel	10
國 2.6 IQ Modulation for Transmitter	11
國 2.7 IQ Modulation for Receiver	11
國 2.8 Polar Vector Display	12
國 2.9 IQ Plane Display	12
國 2.10 Error Vector Magnitude	13
國 2.11 Quadrature Error	14
國 2.12 Gain Imbalance	14
國 2.13 BPSK	15
國 2.14 QPSK	17
國 2.15 8PSK	19
國 2.16 Direct Sequence Spreading Spectrum	20
國 2.17 Constant Envelope	21
國 2.18 Non-constant Envelope	22
國 2.19 1Mbps Chip Code Trjectory	24
國 2.20 2Mbps Chip Code Trjectory	25

國 2.21	2Mbps zero-crossing on odd/even symbol	26
國 2.22	5.5Mbps Chip Code Trjectory, d2d3=00	27
國 2.23	5.5Mbps Chip Code Trjectory, d2d3=01	28
國 2.24	5.5Mbps Chip Code Trjectory, d2d3=10	28
國 2.25	5.5Mbps Chip Code Trjectory, d2d3=11	29
國 2.26	P1dB Gain Compression	33
國 3.1	Tranceiver Architecture	34
國 3.2	Digital Modulation Test Block Diagram	35
國 3.3	Digital Modulation Test Platform	36
國 3.4	Digital Modulation Test Platform	36
國 3.5	EVM Constellation	37
國 3.6	PA Sample	38
國 3.7	PA Sample Evaluation Board Schematic	38
國 3.8	IQ compensation test platform	41
國 3.9	IQ compensation test platform	42
國 3.10	IQ compensation block diagram	43
國 4.1	1Mbps IQ Waveform	44
國 4.2	2Mbps IQ Waveform	45
國 4.3	5.5Mbps IQ Waveform	45
國 4.4	11Mbps IQ Waveform	46
國 4.5	1Mbps P1dB	47
國 4.6	2Mbps P1dB	47
國 4.7	5.5Mbps P1dB	48
國 4.8	11Mbps P1dB	48

國 4.9	802.11b EVM Constellation.....	49
國 4.10	802.11b Chip Code Trajectory.....	51
國 4.11	EVM vs. Pin on Sample 1.....	52
國 4.12	EVM vs. Pin on Sample 2.....	52
國 4.13	Magnitude error vs. Pin on Sample 1.....	53
國 4.14	Magnitude error vs. Pin on Sample 2.....	54
國 4.15	Phase error vs. Pin on Sample 1.....	55
國 4.16	Phase error vs. Pin on Sample 2.....	56
國 4.17	Quad error vs. Pin on Sample 1.....	57
國 4.18	Quad error vs. Pin on Sample 2.....	57
國 4.19	Gain Imbalance vs. Pin on Sample 1.....	58
國 4.20	Gain Imbalance vs. Pin on Sample 2.....	58
國 4.21	EVM vs. Pin on Sample 1 after compensation.....	60
國 4.22	EVM vs. Pin on Sample 2 after compensation.....	60
國 4.23	Mag error vs. Pin on Sample 1 after compensation.....	61
國 4.24	Mag error vs. Pin on Sample 1 after compensation.....	62
國 4.25	Phase error vs. Pin on Sample 1 after compensation.....	62
國 4.26	Phase error vs. Pin on Sample 2 after compensation.....	63
國 4.27	Quadrature error vs. Pin on Sample 1 after compensation.....	64
國 4.28	Gain Imbalance vs. Pin on Sample 1 after compensation...	64
國 4.29	1Mbps EVM vs. Pin on Sample 1.....	65
國 4.30	1Mbps EVM vs. Pin on Sample 2.....	66
國 4.31	1Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation.....	66
國 4.32	2Mbps EVM vs. Pin on Sample 1.....	67

國 4.33	2Mbps EVM vs. Pin on Sample 2.....	67
國 4.34	2Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation.....	68
國 4.35	5.5Mbps EVM vs. Pin on Sample 1.....	68
國 4.36	5.5Mbps EVM vs. Pin on Sample 2.....	69
國 4.37	5.5Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation.....	69
國 4.38	11Mbps EVM vs. Pin on Sample 1.....	70
國 4.39	11Mbps EVM vs. Pin on Sample 2.....	70
國 4.40	11Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation.....	71
國 4.41	2Mbps zero-crossing trajectory.....	73
國 4.42	5.5Mbps zero-crossing trajectory.....	73



第一章

緒論

1.1 研究動機

WLAN(Wireless LAN)無線區域網路是最近這幾年熱門的科技之一，使用無線網路的好處不外乎：高移動性(Mobility)、節省網路建構時間及成本(cost & time saving)、完成最後一哩(Last Mile)的網路布建。而Data rate從早期的802.11(Data rate=1Mbps 2Mbps)、802.11b(Data rate=5.5Mbps 11Mbps)、802.11a/g(Data rate=54Mbps)到近一兩年的802.11n(>100Mbps)，甚至到近來熱門的話題WiMAX，發展可說極為快速。見表1.1

Standard	IEEE 802.11a	IEEE 802.11b	IEEE 802.11g	IEEE 802.11j	IEEE 802.11p	IEEE 802.11n
IEEE Approval Date	1999	1999	2003	2004	2005	2006 (draft)
Modulation	Up to 64QAM on 52 OFDM sub-carriers	CCK PBCC	OFDM: up to 64QAM on 52 OFDM sub-carriers DSSS: CCK PBCC ERP-PBCC	Up to 64QAM on 52 OFDM sub-carriers	Up to 64QAM on 52 OFDM sub-carriers	Up to 64QAM on 108 OFDM sub-carriers (standard not yet defined)
Data Rate (Mbps)	6, 12, or 24 Optional: 9, 18, 36, 48, or 54	1, 2, 5.5, and 11	1, 2, 5.5, 6, 11, 12, 24 Optional: 9, 18, 22, 33, 36, 48, 54	20 MHz bandwidth: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, or 54 10 MHz bandwidth: 3, 4.5, 6, 9, 12, 18, 24, 27	20 MHz bandwidth: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, or 54 10 MHz bandwidth: 3, 4.5, 6, 9, 12, 18, 24, 27	6-600Mbps
Frequency Band (GHz)	5.150 to 5.250 (U-NII) 5.250 to 5.350 (U-NII) 5.47 to 5.725 (Europe) 5.725 to 5.825 (U-NII)	2.412 to 2.484	2.412 to 2.484	4.90 to 5 5.03 to 5.091	5.850 to 5.925	2.412 to 2.484 5.150 to 5.250 (U-NII) 5.250 to 5.350 (U-NII) 5.47 to 5.725 (Europe) 5.725 to 5.825 (U-NII)

表 1.1 WLAN Standard

事實上，WLAN 成長受到 NB 的發展甚劇，根據統計，NB 佔 WLAN Module 出貨比重已超越 50%，因為國際大廠的力推主導下，使得 WLAN 的技術逐漸成熟，目前台灣晶片商已佔整體市場 10%，但因 Retail 成長趨緩，遂轉向 CE(Consumer Electronics)產品的積極發展，預期從 2007 年會有較大幅度的成長，NB 內建 WLAN 模組約 8000 萬套，Game System (Ex: PSP..) 約有 4000~5000 萬套，至 2010 年，WLAN 模組銷售量成長較大的產品會是手持式的產品：圖 1.1，即除了一般常用在 PC、NB 的 NIC(Network Interface Card)無線網路卡之外，許多手持式的產品，包含手機、MP 3、無線耳機、無線喇叭...也陸續內建 WLAN Module 增加其傳輸的便利性，正因為這些產品對於無線傳輸的大量需求，使得 WLAN 模組及晶片需朝向小型化及高整合度方向發展，圖 1.2 表示 WLAN 各式產品的應用。

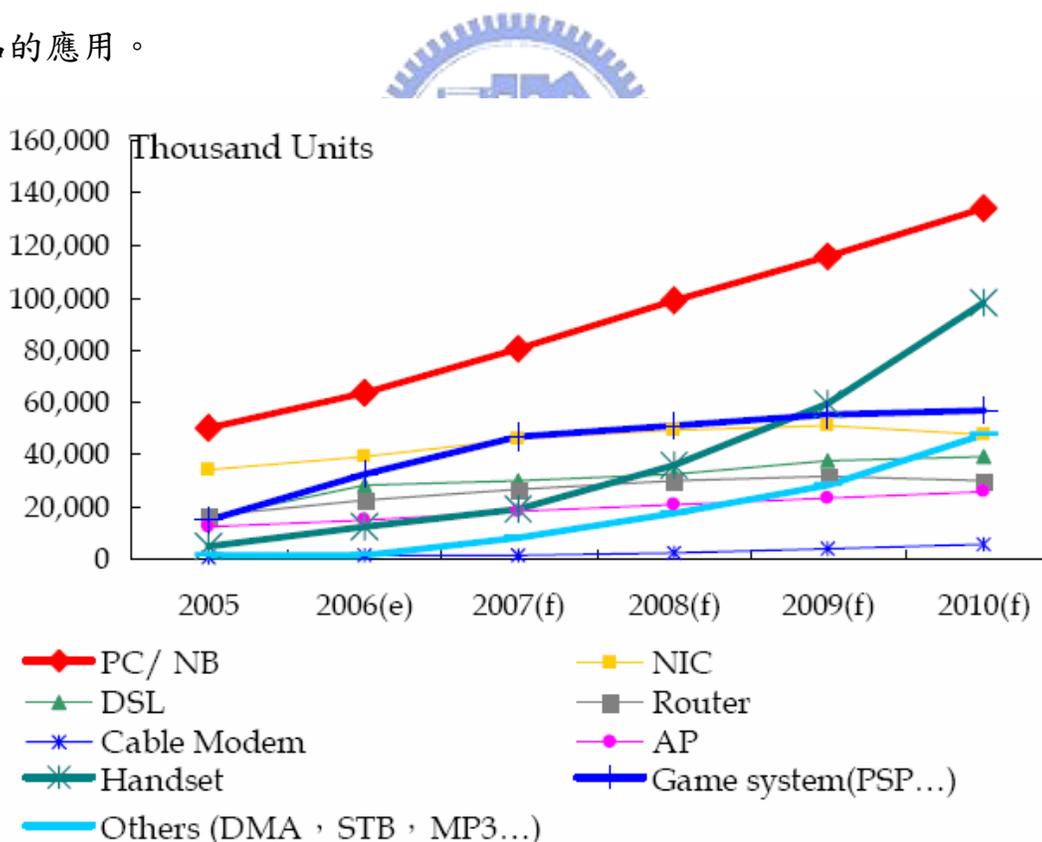


圖 1.1 全球 WLAN 產業 5 年預測

然而，在高整合度（例如 PA embedded RF tranceiver）或模組化（Total solution on LTCC module）的過程中，一旦所有的元件擠在一塊小面積的基板上，無可避免的會面臨到嚴重的 RF 干擾問題，進而影響到 Data 傳送接收的訊號品質。

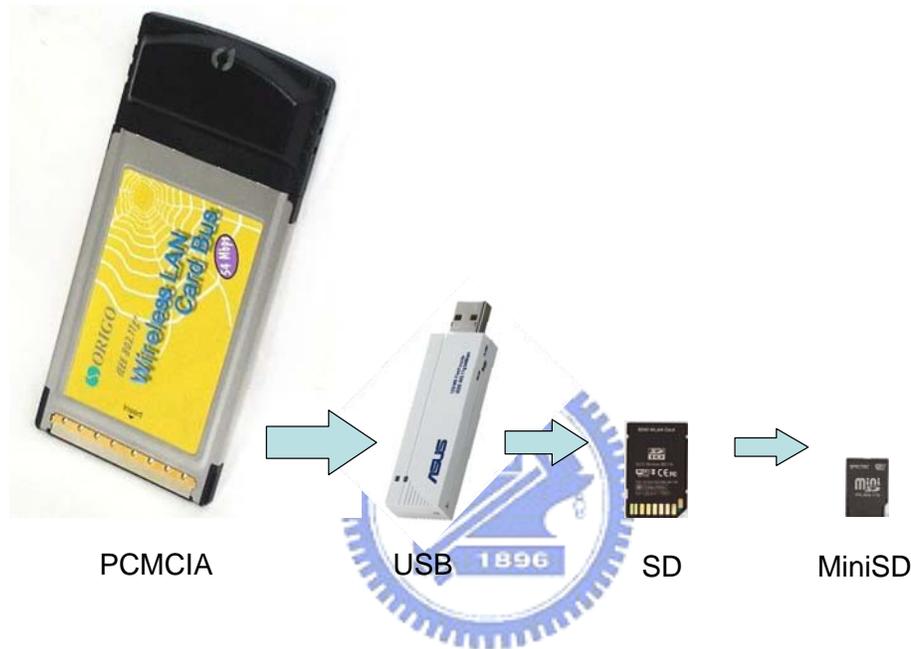


圖 1.2 WLAN 應用產品

正由於在通訊的過程中，因為干擾或者元件本身的非線性特性，造成信號傳送時的失真，因此如何增進無線通信的訊號品質一直是眾多論文所探討的重點，在” The Error Vector and Power Amplifier Distortion” 這篇論文中，Michael S. Heutmaker 利用 $\pi/4$ DQPSK 的信號打進 class AB Amplifier，探討信號在進入 PA 前後失真的情況，在” Dynamic Nonlinear Distortion Characterization of Wireless Radio Transmitters” [2] 及” Realistic Power Amplifiers Characterization With Application to Baseband Digital Predistortion for 3G Base Stations” [3] 這兩篇論文中，S. Boumaiza 和

F. M. Ghannouchi 利用相量網路分析儀 VNA(Vector Network Analyzer)分析 3G 信號在振幅及相位失真的現象，並利用 baseband 測試平台建立一個 table-based nonlinear behavior model，且能有效預測失真的情況，改善 RF Output spectrum，使其不會對鄰近通道(Adjacent channel)造成干擾。另外，在“A dynamic AM/AM and AM/PM measurement technique,” [4]的論文中，A. A. Moulthrop, C. J. Clark, C. P. Silva, and M. S. Muha 提出一 Secant adaptation 的演算法來改善信號並縮短運算收斂時間。諸多論文 [5][6][7][8][9][10][11][12][13]，不管是使用複雜的 mapping table 或強大運算方式都是為了使信號在傳送的過程中不至於失真或因為非線性的因素造成其他頻道的干擾，但是以上所有的研究並未針對 WLAN 系統下的 EVM distortion 做分析。

因此，本篇論文特別針對 WLAN 802.11b 的調變信號做探討，802.11b 包含 4 種不同的數位調變 BPSK、DQPSK、OQPSK、QPSK (Data rate 依序為 1M 2M 5.5M 11M bps)，不同的調變信號其 EVM (Error Vector Magnitude) performance 不盡相同，尤其當 PA 操作於非線性區時，EVM 的差異會更明顯，我們將設計一實驗平台，並從其編碼的方式探討此現象。

最後，本篇論文會提出一 LUT(lookup table)補償的方法來改善原來較差的 EVM performance，經由補償後，EVM 改善幅度可達 15~29%，且不需要耗費複雜的 closed-loop 運算。

1.2 工作項目

為了要完成不同調變對 EVM，本論文規劃幾個工作項目來完成整個實驗：

1. 數位調變概要說明

2. 數位調變編碼分析
3. 設計數位調變量測平台
4. 信號品質比較
5. 不同調變下信號失真原因探討
6. Lookup Table (LUT) 補償平台設計
7. 補償前後的量測結果比較

1.3 論文組織

本論文架構如下：

第一章介紹研究動機以及論文組織

第二章首先介紹數位調變概要包含 802.11b 各種 data rate 的調變方式，各項參數 EVM、phase error、Magnitude error、DSSS、Constant & Non-constant Envelope 的不同、encoding 與 zero-crossing probability 的關係、1dB Gain Compression 的解釋。

第三章介紹實驗平台的設計，Lookup Table 的建立，如何利用 LUT 改善較差的 EVM。

第四章除了數據圖表、亦包含 IQ 星狀圖來比較 LUT(Lookup Table)改善前後不同調變下 EVM 的結果。

第五章為結論以及未來可以改進發展的系統架構方向

第二章

數位調變原理

2.1 數位調變簡介

調變的目的主要為了傳送 Data、Voice，而將這些低頻的訊息改變振幅、頻率、相位之後再加以升頻(up-convert)發送出去。接收端則是將收到的訊息透過降頻(down-conver)後解調，得到發送端的 Data、Voice。

類比調變與數位調變類似，兩者的差別只在數位調變是利用振幅或相位的不同表示 0 與 1 的 data，而類比調變是將連續(continue)的信號加到載波(carrier)上。在類比調變中有 Amplitude Modulation、Frequency Modulation，相對地數位調變亦有 ASK(Amplitude Shift Keying)、Frequency Shift Keying 的調變方式。如圖 2.1、圖 2.2、圖 2.3、圖 2.4。

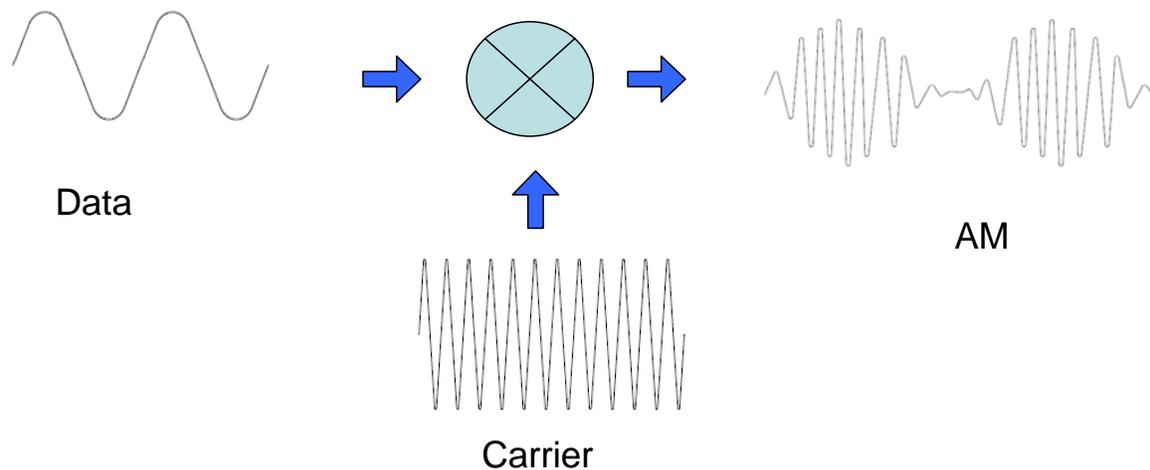


圖 2.1 Amplitude Modulation

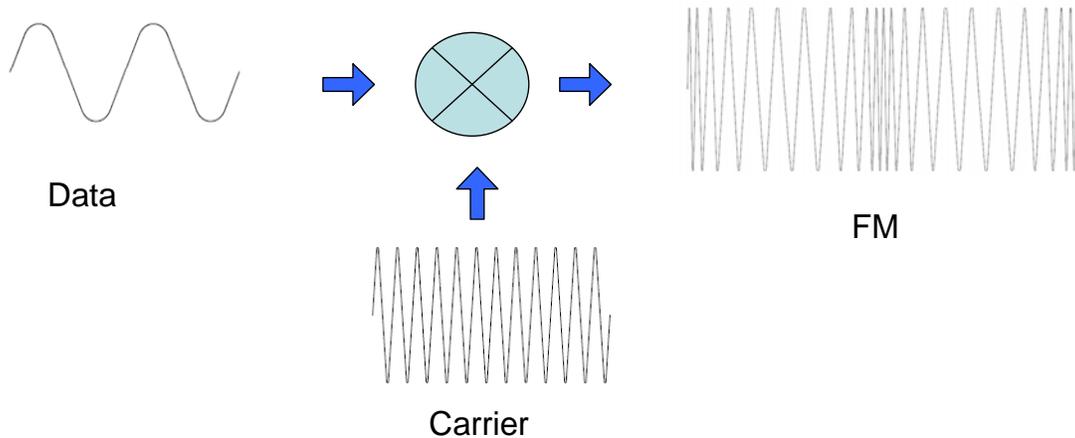


圖 2.2 Frequency Modulation

數位調變下的 ASK (Amplitude Shift Keying)，圖 2.3 是由數位 data “0” 或 “1” 直接乘以載波而得到，在 Output 端得到的波形看來，振幅較大的代表 “1”，振幅小 (或者無振幅) 的部分代表 “0”。FSK (Frequency Shift Keying) 圖 2.4 也是相同的道理，頻率高的部分代表 “1”，頻率低的部分代表 “0”。

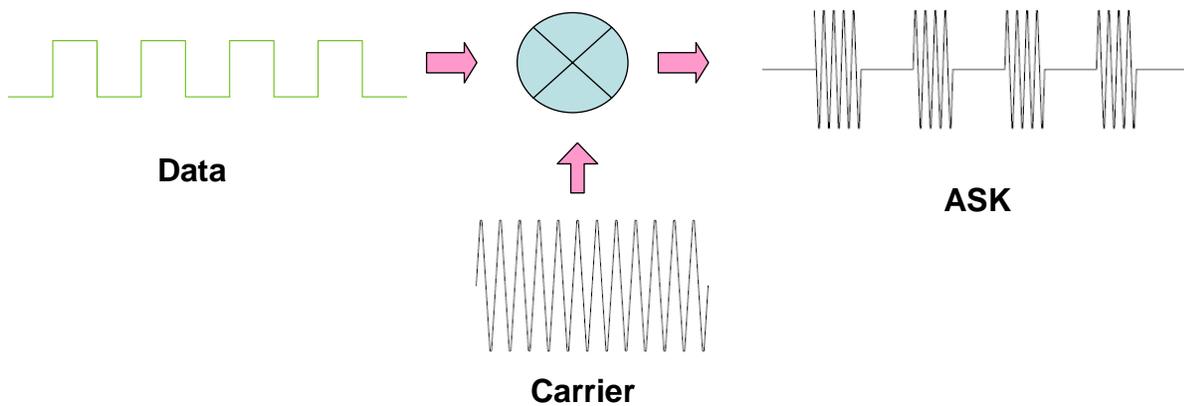


圖 2.3 Amplitude Shift Keying

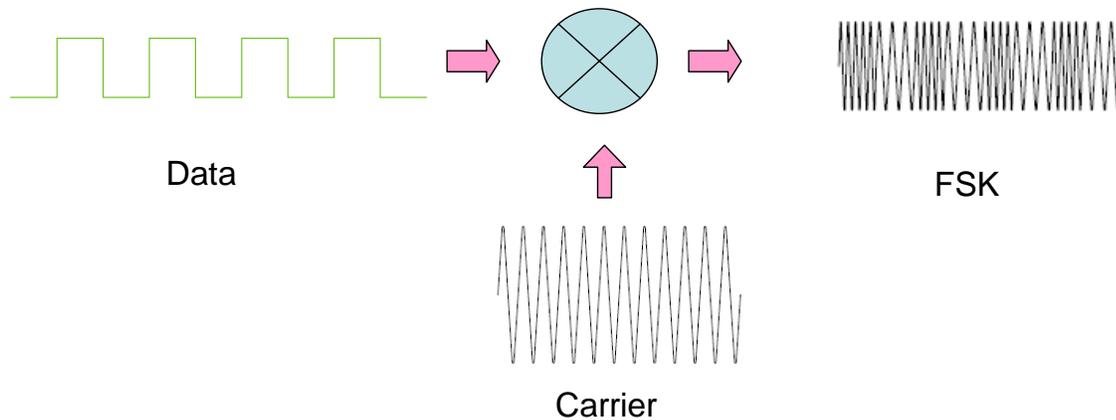


圖 2.4 Frequency Shift Keying

利用數位調變來通信的好處不外乎：

1. 抗干擾能力強

在類比通信中，雜訊干擾疊加在類比信號上，為了提高訊噪比(Signal to Noise Ratio)，需要對傳輸信號進行放大，但由於難以把信號與雜訊分開，雜訊也被放大，隨著傳輸距離的增加，雜訊累積越來越大，將使傳輸品質惡化。

數位通信系統傳輸的是二進位數位信號，在接收端對每個信號碼元進行取樣判別，只要取樣時刻的雜訊絕對值與判別電位相比不超過某個臨界值，就不會錯判。在長距離傳輸中，可以採用再生中繼的方式，將傳輸過程中的信號進行判別再生，將干擾消除，再生出純淨的原始信號波形，就消除了雜訊累積。此外，數位通信還可以使用具有偵錯和除錯功能的通道編碼，從而進一步提高系統的抗干擾性。

2. 便於加密處理

資訊傳輸的安全性和保密性越來越重要，數位通信中易於採用複雜的，非線性的、長週期的密碼串列對信號碼進行串列加密，從而使通信具有高度的保密性。

3. 設備便於整合化及小型化

數位通信設備的電路大都由數位電路構成。數位電路易於整合，信號處理技術和超大型積體電路的發展為數位通信設備的整合化，微型化提供良好的條件。在分時多工的數位通信中，不需要昂貴的，體積較大的濾波器可以充分利用大型，超大型的積體電路，其功率耗損也較低。

4. 便於和電腦連接

由於數位通信所傳輸的信號與數位電腦所採用的數位信號完全一致，所以數位通信線路可以很方便地與電腦介面連接，兩者的緊密結合，可以構成長距離的、大量的、靈活且多樣化的數位通信系統和自動控制系統以及強有力的資料處理系統。

5. 適應各種通信業務，便於構成整合服務數位網路(ISDN)

在數位通信中，各種信息(電報、電話、影像、數據等)都可以用統一的數位信號進行傳輸，所以數位通信能靈活地適應各種通信業務。把數位信號傳輸技術與數位交換技術結合起來還可以組成統一的整合服務數位網路(ISDN)。

缺點：

數位通信的許多優點都是用比類比通信佔據更寬的系統頻寬而換得的。以電話為例，一路類比電話只佔據 4KHz 頻寬(Band Width)，而一路數位電話所佔據的頻寬為 64KHz，後者是前者的 16 倍，可見數位通信對通道頻寬的利用率是不高的。

隨著微波、衛星、光纜等寬頻帶通道的採用和數據壓縮技術的提高，以及半導體技術的發展，數位通信的缺點顯得較不重要了，所以數位通信是現代通信的一個發展方向。

2.2 I/Q Modulation Concept

在介紹數位調變之前先提到的概念是利用 I (inphase) Q (Quad-phase) 表示數位調變 Data 的方式。如圖 2.5

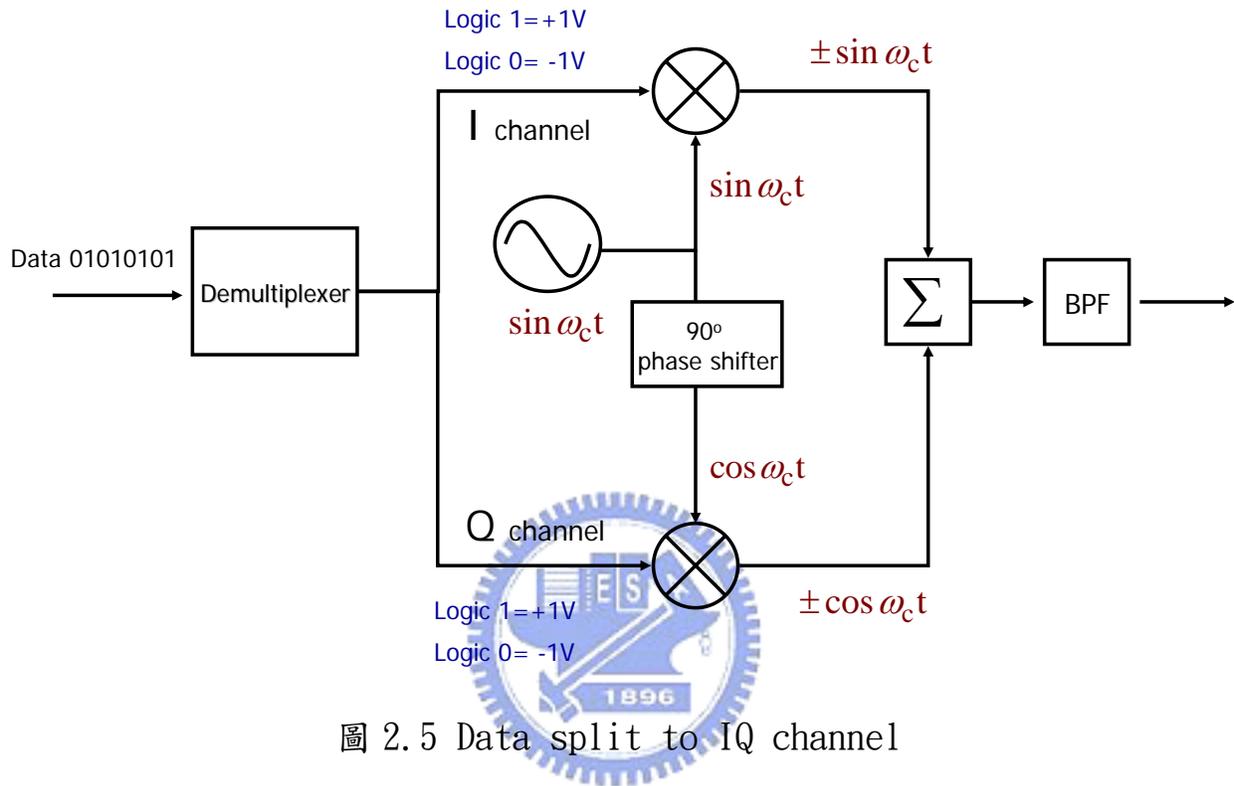


圖 2.5 Data split to IQ channel

如上圖所示一般數位調變RF收發器的架構會將Baseband(基頻)傳來的Data經由Demultiplexer分成兩個路徑，一路是給I channel，另一路是給Q channel，兩路的Data分別乘上本地振盪器(Local Oscillator)的載波升頻，且經過其中一路經過90° phase shifter使IQ channel呈現90°的相位差，即In-phase & Quad-phase，最後加成之後才是待傳送的完整訊號。

以下圖 2.6、圖 2.7 為利用 IQ modulation 傳送接收的簡圖。

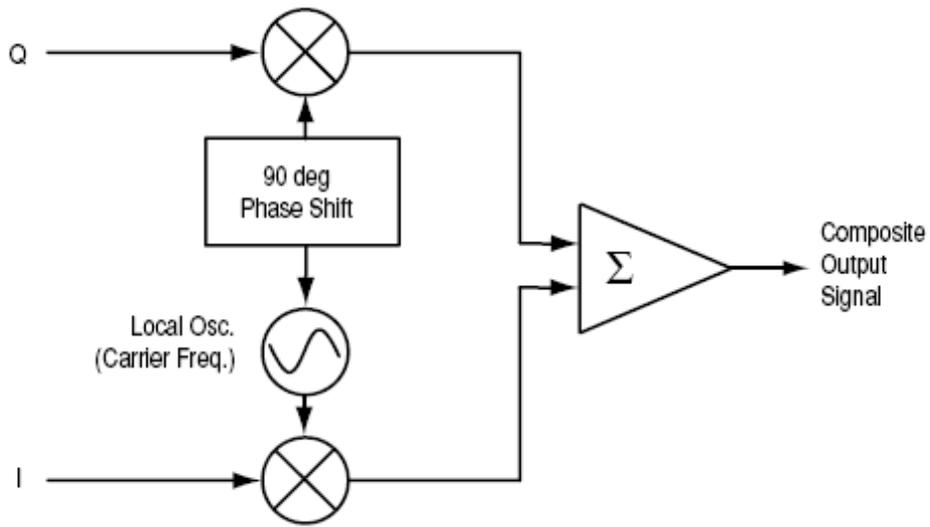


圖 2.6 IQ Modulation for Transmitter

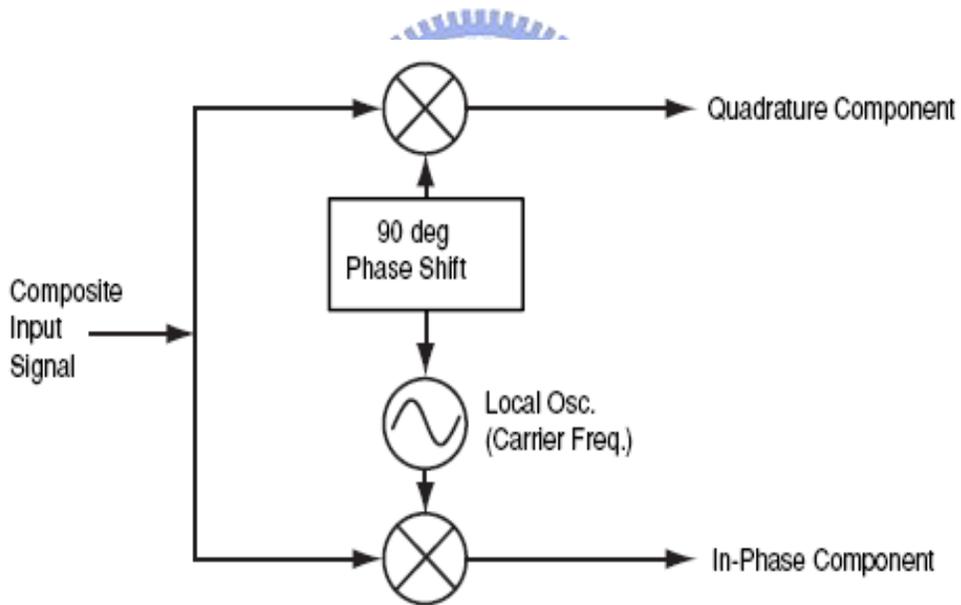


圖 2.7 IQ Modulation for Receiver

將 Data 拆成 IQ 的原因及優點如下：

1. IQ 的相位差 90° ，正交的訊號彼此互不干擾
2. 利用 In-phase ($\sin \omega_c t$) 及 Quadrature ($\cos \omega_c t$) 可以精確地描述 Data 的

行為。

一般利用表示 Data 的方可用極座標的向量表示法(Polar display)，如圖 2.8 所示，相量的表示由 Magnitude 及 Phase 所構成。

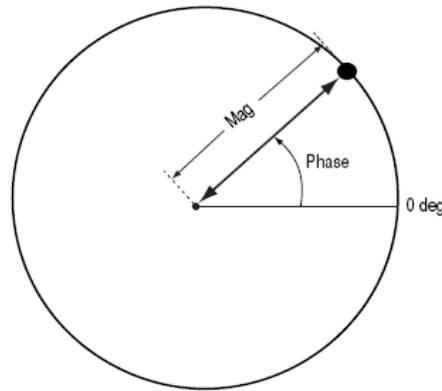


圖 2.8 Polar Vector Display

而轉成 IQ format 的表示，可將 Data Vector 拆成 IQ 的分量如下圖 2.9：

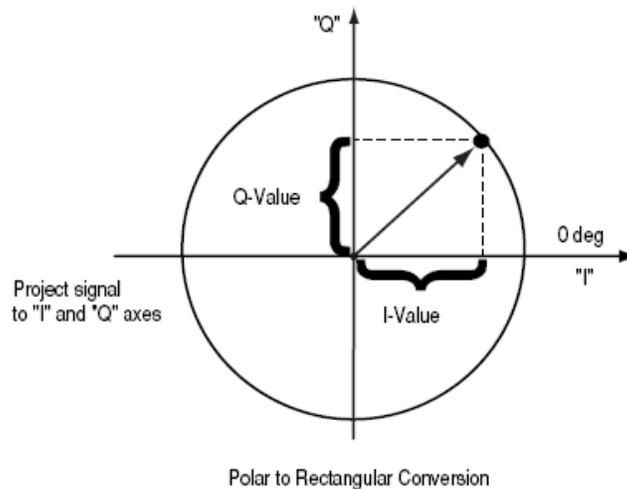


圖 2.9 IQ Plane Display

然而，由於 Data 在傳送的過程中可能因為電路或系統的不對稱性、非線性、

Power drift、Noise 干擾等因素造成 Distortion，使得實際量測的值與理想值有誤差，描述這種失真現象的參數我們稱為 EVM(Error Vector Magnitude)，如下圖 2.10 所示：

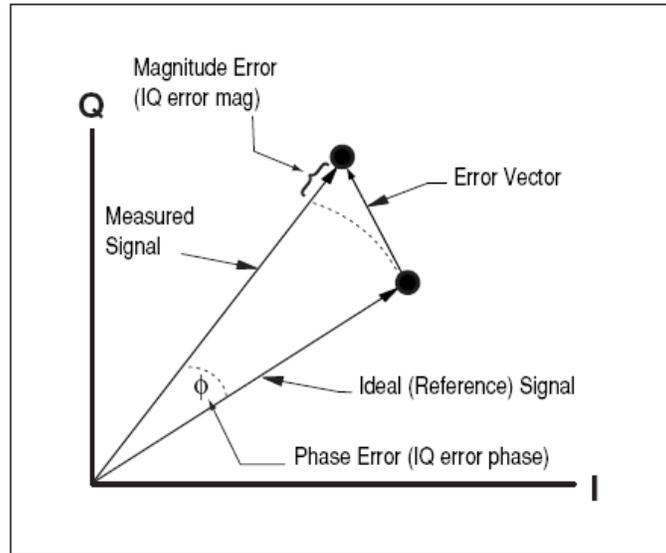


圖 2.10 Error Vector Magnitude

Error Vector Magnitude (EVM)一般是以 Root Mean Square(RMS)表示，單位為” %”

若以數學公式表示如下：

$$Magnitude\ Error = \sqrt{I^2 + Q^2} - \sqrt{I_{ideal}^2 + Q_{ideal}^2}$$

$$Phase\ Error = \arctan \frac{Q}{I} - \arctan \frac{Q_{ideal}}{I_{ideal}}$$

$$EVM = \sqrt{(I - I_{ideal})^2 + (Q - Q_{ideal})^2}$$

另外，IQ 在理想的狀況下相位差應該是差 90 度，即正交，若是在某些失真的情況下，IQ constellation 可能平移，如圖 2.11，其中 θ 即所謂的

Quadrature error，以數學公式表示如下：

$$S_I(t) = A(1 + \varepsilon)\cos(\omega_c t + \theta)$$

$$S_Q(t) = A\sin(\omega_c t)$$

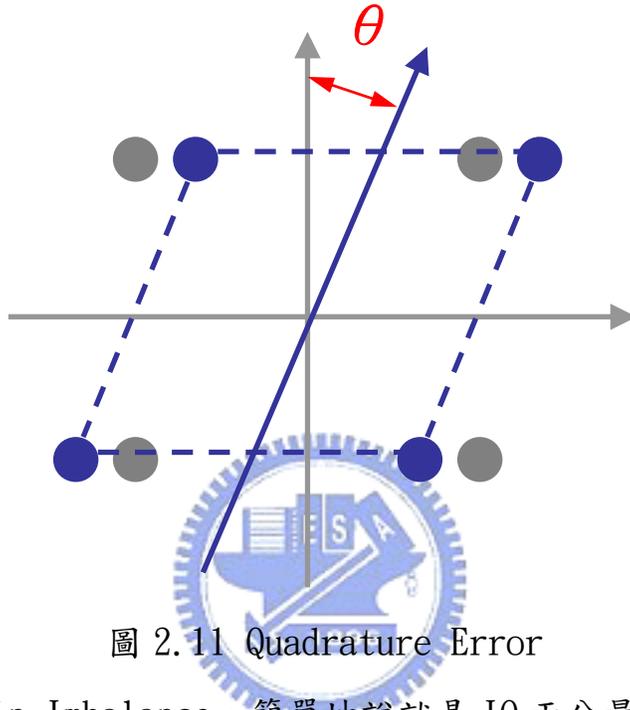


圖 2.11 Quadrature Error

圖 2.12 表示 Gain Imbalance，簡單地說就是 IQ 兩分量的振幅差，即

$$\text{即 } I_{\text{magnitude}} - Q_{\text{magnitude}} = A\varepsilon$$

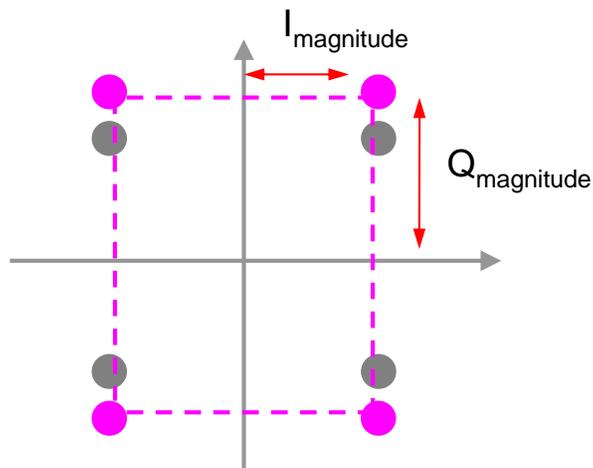


圖 2.12 Gain Imbalance

2.3 二相移鍵(Binary Phase Shift Keying, BPSK)

在數位傳輸，載波的相位是隨著參考相位及依照傳送的資料作離散改變的。相位移鍵(phase shift keying)是一種傳送與接收數位訊號的方法，其中傳送信號的相位是可變的。BPSK 是 PSK 中最簡單的一種數位調變，其利用兩種相位，即 0° and 180° 來對 Data “0” 或 “1” 做編碼。因此，“0” 與 “1” 的相位即相差 180° ，如圖 2.11：

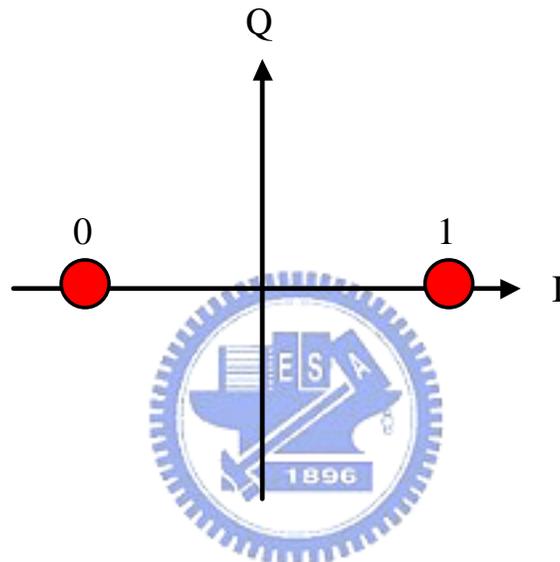


圖 2.13 BPSK

表示式如：

E_b = Energy-per-bit

E_s = Energy-per-symbol

T_b = Bit duration

f_c = carrier frequency

$$s_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

若以 $\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$ 若為 Base function 則 “0” 可以 $\sqrt{E_b} \phi(t)$ 表示

“1” 可以 $-\sqrt{E_b} \phi(t)$ 表示，在 802.11b 的 1 Mbps 即是屬於此種調變，2 Mbps 雖然稱作 DQPSK，但本質上仍是屬於 BPSK 的一種，此原因會在 2.9 節解釋。

2.4 四相移鍵(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)

QPSK 進一步延伸 PSK 的概念，它假設相位移位的數目不再僅是兩個狀態。利用 QPSK，載波可以經過四種相位的改變，代表四個二進位樣式的資料，有效的加倍頻寬。在傳送資料時以 2-bits 為一組結合成四種可能的排列組合：00 01 10 11，稱為 dibits，若定義 Logic 1 = +1V、Logic 0 = -1V，則 I channel 的相位為 $\pm \sin(\omega_c t)$ ，Q channel 的相位為 $\pm \cos(\omega_c t)$ ，Q I 疊加之後的相位為 $\pm \cos(\omega_c t) \pm \sin(\omega_c t)$ ，以 Data=00 為例：

$$Q = -\cos(\omega_c t), \quad I = -\sin(\omega_c t)$$

$$\begin{aligned} -\cos(\omega_c t) - \sin(\omega_c t) &= -\frac{\sqrt{2}}{2} (\sin 45^\circ \cos \omega_c t + \sin \omega_c t \sin 45^\circ) \\ &= -\frac{\sqrt{2}}{2} \sin(45^\circ + \omega_c t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\omega_c t - 135^\circ) \\ &= 1.414 \sin(\omega_c t - 135^\circ) \end{aligned}$$

依此類推，dibits = 01 10 11 可利用上述推導表示成圖 2.12

從 QPSK 通式來看：

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{4}), \quad i=1,2,3,4$$

初始相位可能為 $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$,

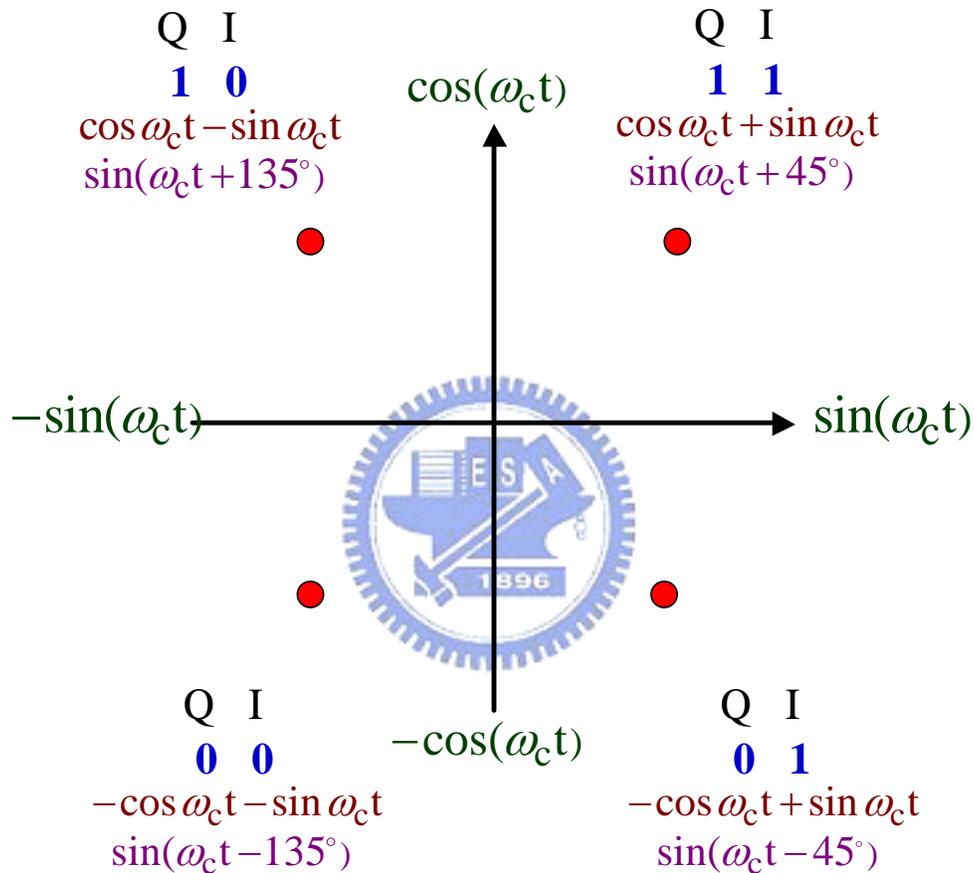


圖 2.14 QPSK

若以 $\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t)$, $\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t)$ 為 orthogonal base function ,

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2Es}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta_i) = \sqrt{\frac{2Es}{T}} \cos \theta_i \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2Es}{T}} \sin \theta_i \sin(2\pi f_c t)$$

$$= s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t)$$

$$s_{i1} = \int_0^T s_i(t) \phi_1(t) dt = \sqrt{E} \cos \theta_i$$

$$s_{i2} = \int_0^T s_i(t) \phi_2(t) dt = \sqrt{E} \sin \theta_i$$

$$s_i = \begin{pmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \end{pmatrix}, i = 1, 2, 3, 4$$

$$\text{dibit} = 11, \theta_i = \pi/4, s_{i1} = +\sqrt{E/2}, s_{i2} = +\sqrt{E/2}$$

$$\text{dibit} = 01, \theta_i = 3\pi/4, s_{i1} = -\sqrt{E/2}, s_{i2} = +\sqrt{E/2}$$

$$\text{dibit} = 00, \theta_i = -3\pi/4, s_{i1} = -\sqrt{E/2}, s_{i2} = -\sqrt{E/2}$$

$$\text{dibit} = 10, \theta_i = -\pi/4, s_{i1} = +\sqrt{E/2}, s_{i2} = -\sqrt{E/2}$$

在 802.11b 11Mbps 即是屬於此種調變。

2.5 位移四相移鍵(Offset Quadrature Phase Shift Keying, OQPSK)

嚴格來說，OQPSK 是 QPSK 的一種變形，一般來說 QPSK 的信號隨著時間共有四種狀態，分別為 0° 、 90° 、 180° 、 270° 四種變化，為了避免狀態變化瞬間通過原點(zero-crossing)，OQPSK 便將訊號中的 I channel 和 Q channel 錯開一個 T_b ，使得訊號每次變化只可能發生 0° 、 $\pm 90^\circ$ 的變化，詳細的結果及編碼方式會在下一章節敘述。在 802.11b 中 5.5Mbps 即是屬於此種調變。

2.6 八相移鍵(8 Phase Shift Keying, 8-PSK)

8PSK 是從 BPSK、QPSK 延伸而來，利用 8 種相位來表示 IQ data 的傳送，

從 M-Ary PSK 通式來看：

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{8}), \quad i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$$

初始相位可能為 $\frac{\pi}{8}, \frac{3\pi}{8}, \frac{5\pi}{8}, \frac{7\pi}{8}, \frac{9\pi}{8}, \frac{11\pi}{8}, \frac{13\pi}{8}, \frac{15\pi}{8}$ ，

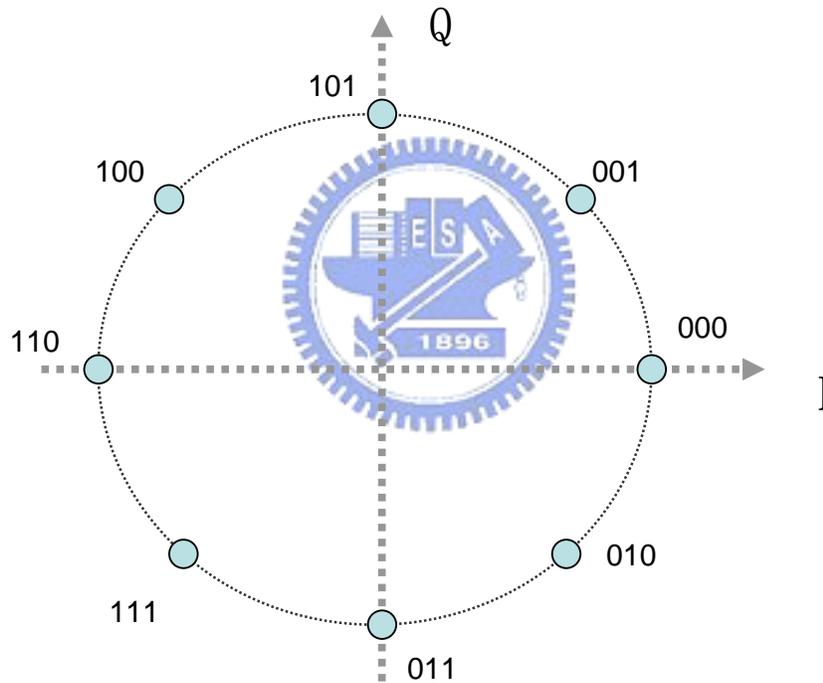


圖 2.15 8PSK

2.7 直接序列展頻 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum)

展頻的方式即利用不同的調變技術將原來的訊號變成較寬頻的訊號發送出去，且頻譜的展開是由於傳輸端使用了一組獨特的碼(code)，此碼與傳送資料是無關的，接收必須使用此獨特的碼才能解開還原傳輸端的資料。

展頻的優點是：有良好的抗干擾能力，通訊過程中被截收的可能性較低。因為展頻後，單位頻率的功率值降低，若無正確的 code 便無法將訊號還原，因此展頻通訊亦有簡單的保密通訊能力，且透過展頻訊號的自相關特性可以改善多重路徑(Multi-path)干擾所造成通訊品質惡化的現象，並達到接收端與發送端同步的效果。

直接序列展頻 Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)，利用展開碼 (Spreading Code) 將原訊號變成較寬的訊號傳送出去，目前在無線網路的應用上，是使用 11 位元的展開碼 (Spreading code) 將原來的無線電波訊號展開為 11 倍後再傳送。(IEEE802.11b 5.5M/11M bps 的 Spreading code 為 8 位元)，如圖 2.16。

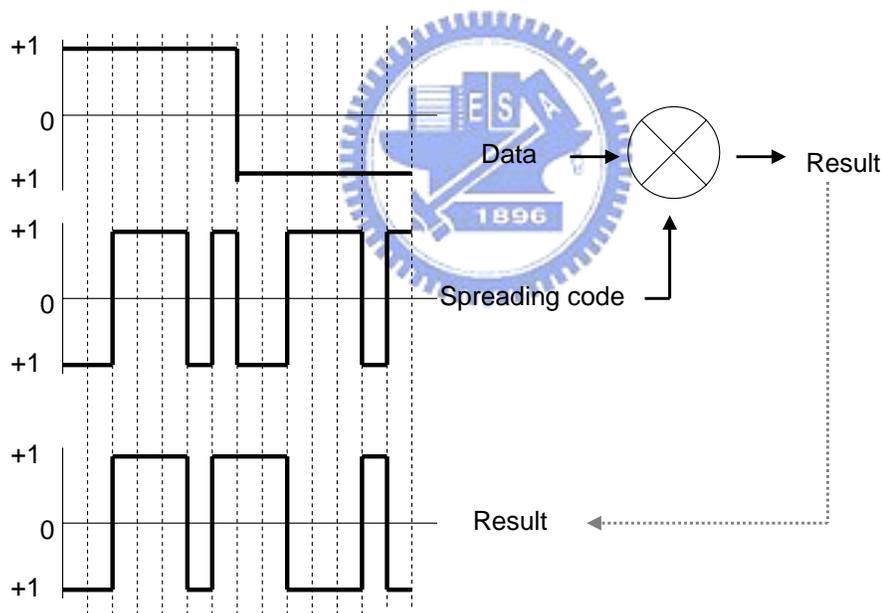


圖 2.16 Direct Sequence Spreading Spectrum

2.8 Constant and Non-constant Envelope

首先依數位傳輸的封包(envelop)，可以將其調變方式分為兩種，一為 Constant envelop modulation，GMSK 及 MSK 皆屬於此類，其 IQ Data Trajectory

(路徑)皆為圖示中的圓圈，如 MSK 在傳送時以偶數 Symbol 表示 I 值，以奇數 Symbol 表示 Q 值。如圖 2.17 中的 A 點表示其奇數點，下一個位置必須是 B 或 C 點(依據 I 值而定)。所以 MSK 系統，IQ Vector 位置在變化時，變化曲線如圖示的圓圈，不會經過原點(zero-crossing)，這樣的好處是 Data 在傳輸路徑不會立刻發生瞬間振幅大小及相位 180 度的變化，若是發生此現象(zero-crossing)的機率愈高，Data 傳送時失真的機會愈高，EVM 自然愈差，因此相對於 constant envelope 調變的另一種即為 Nonconstant envelope modulation，BPSK、QPSK、QAM 即是屬於這種系統，如圖 2.18。

一般來說，手機通訊 GSM/GPRS 等 2G/2.5G 的調變方式屬於 GMSK，即為 Constant Envelope，不會發生 zero-crossing 的情形，因此在測試時較不擔心 EVM(Error Vector Magnitude)劣化的現象，比較重要的測試項目倒是:TX Output Spectrum、Phase Error、Spurious emissions、SNR、Blocking、AM suppression...等。

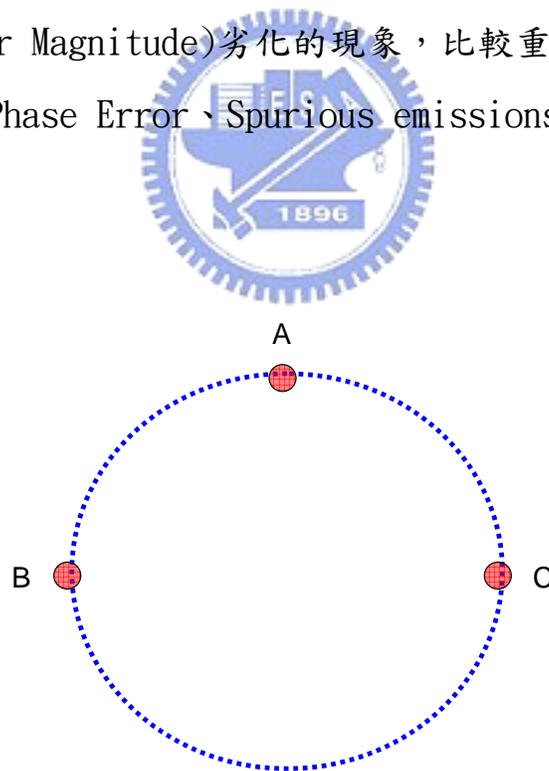


圖 2.17 Constant Envelope

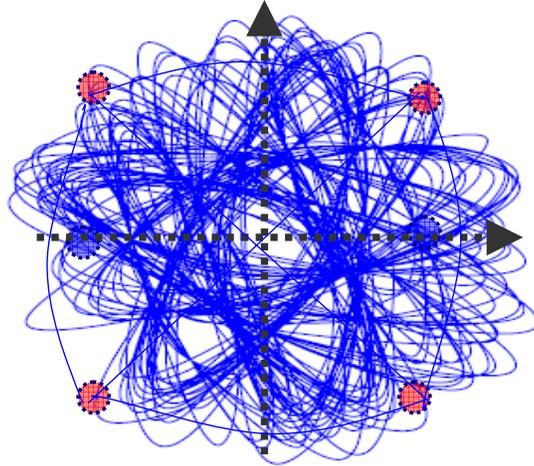


圖 2.18 Non-Constant Envelope

而 WLAN 的調變方式包含 BPSK、QPSK，屬於 zero-crossing 機率較高的 Nonconstant envelope，因此 EVM 的探討與改善是所有無線網路的研發需要面臨到的問題。

2.9 數位調變之編碼及 zero-crossing 機率

在下一節的 EVM(rms)平台量測，我們會得到這樣的結果：不同的 Digital Modulation 得到不同的 EVM performance，例如：當訊號輸出落在 PA 1dB 點時，1Mbps~2Mbps>11Mbps>5.5Mbps(1Mbps performance 最差，5.5Mbps 最佳)，造成此現象的原因須從此四種調變的 encoding 方式來解釋。

WLAN 802.11b 包含了四種不同的數位調變：1Mbps BPSK、2Mbps DQPSK、5.5Mbps OQPSK、11Mbps QPSK，其編碼(coding)方式及 zero-crossing 的機率如下。

2.9.1 1M bit/s BPSK

1Mbps 的調變方式為典型的 BPSK，在展頻之前會乘上一組 PN code，其作用

及原理如同 2.6 DSSS 直接序列展頻的目的。

1Mbps PN code: +1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1 (共 11 個 chip)

其中 +1 即表示 Logic 1, -1 即表示 Logic 0, 而根據 IEEE 802.11b standard, 1Mbps 的 encoding table 如表 3.1:

Bit input	Phase change (+j ω)
0	0
1	π

表 2.1 1Mbps encoding

當 input 為 0 時相位不變, input 為 1 時相位改變 180 度, 若傳送 {0} 這一個 Data, 則 coding 之後的 Output chip code 為 $-1 * (+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1) = -1, +1, -1, -1, +1, -1, -1, -1, +1, +1, +1$

Phase change = (0, π , 0, 0, π , 0, 0, 0, π , π , π), 向量表示如圖 2.19

由圖可知, 11 個 chip 中有 5 個 chip 相位呈 180 度的改變, 因此通過原點 (zero crossing) 的機率為 5/11, 此為 odd symbol 的 encoding table, 若是 even symbol 的 encoding table, 則相位改變的方式恰與 odd symbol 相反, 因此相位改變的方式 11 個 chip 中有 6 個 chip 相位呈 180 度的改變, zero crossing 的機率為 6/11, 若將 odd symbol 及 even symbol 的 total chip 相加, 最後得出:

zero crossing 的機率為 $11/22 = 1/2$ 。

意謂在傳送 2 個 Symbol 共 22 個 chip 的過程中, 共有 11 個 chip 的傳送是

通過原點的。

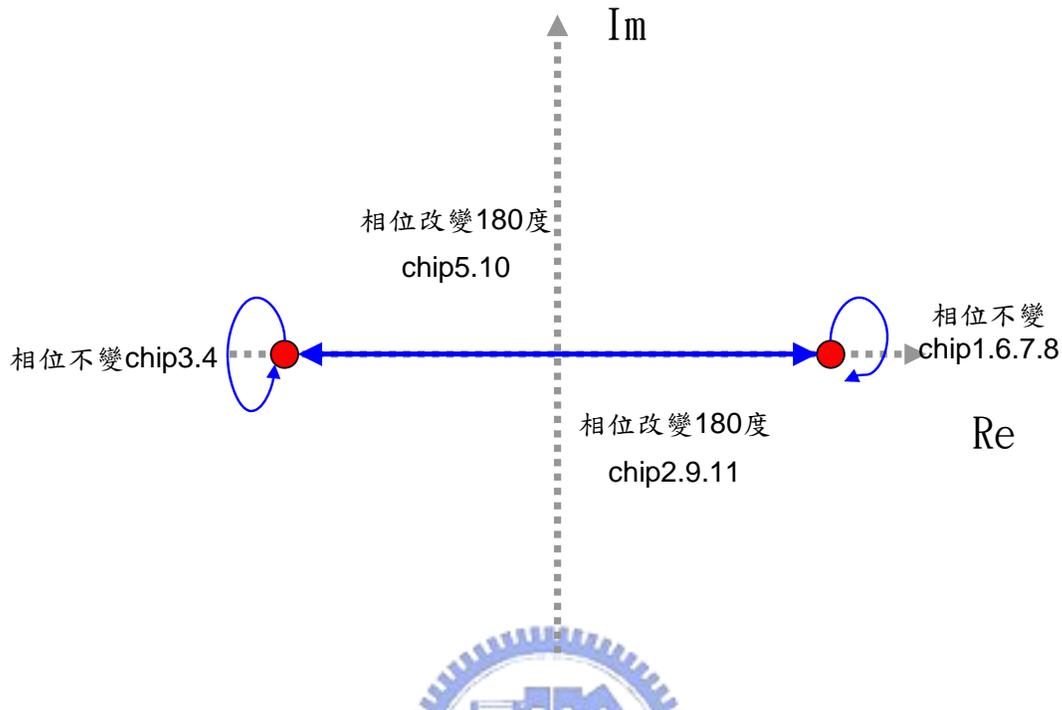


圖 2.19 1Mbps Chip Code Trajectory

2.9.2 2M bit/s DQPSK

2Mbps 的調變方式本質仍為 BPSK，2Mbit/s DBPSK 的 encoding table 如表 2.2 及圖 2.20，在乘上 spreading code (PN code) 之前，先由 Dibit 決定 initial phase，在 0° 、 90° 、 180° 、 270° 四種選擇中，有四分之一的機會選到 180° 的相位變化。

2Mbps 在展頻之前也會乘上一組 PN code:

+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1 (共 11 個 chip)，與 1M bit/s 相同，開始傳送第一個 chip code 時，其 zero crossing 的機率即為 $1/4$ ，剩下的 10 個 chip code，zero crossing 的機率為 $1/2$ 。如圖 2.21。

Dibit pattern (d0,d1) (d0 is first in time)	Phase change (+j ω)
00	0
01	$\pi/2$
11	π
10	$3\pi/2$ ($-\pi/2$)

表 2.2 2Mbps encoding

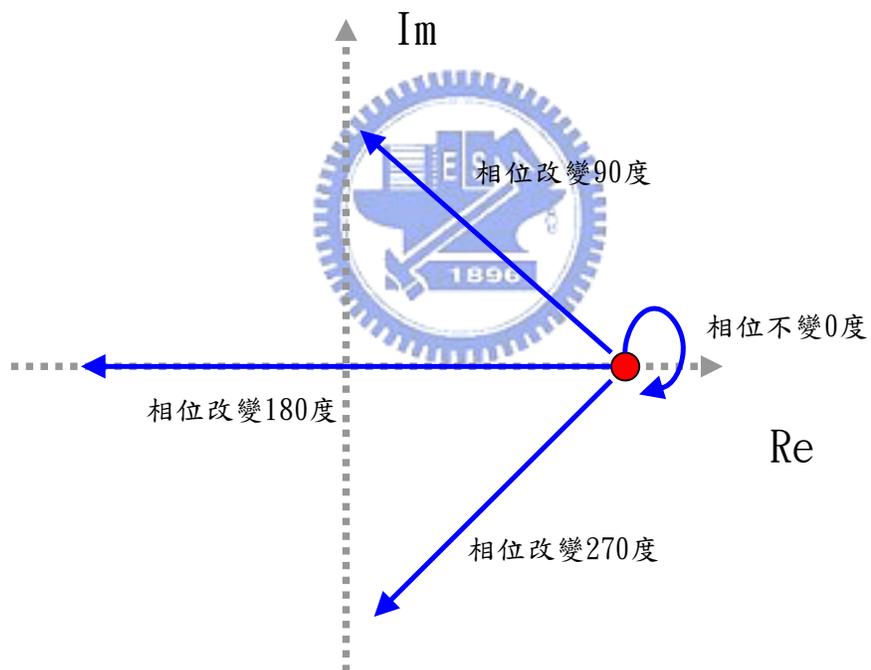


圖 2.20 2Mbps Chip Code Trajectory

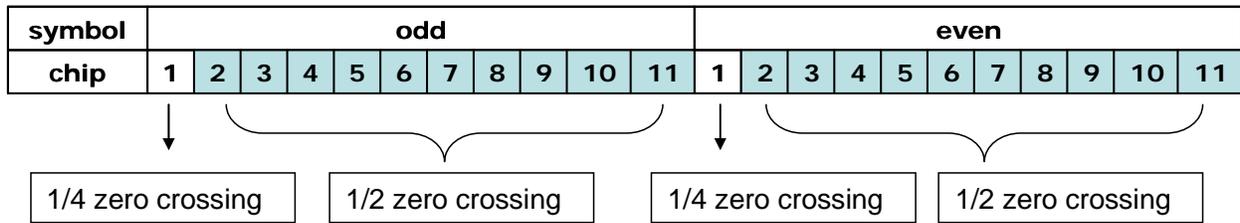


圖 2.21 2Mbps zero-crossing on odd/even symbol

因此 total symbols 的 zero crossing 的機率為：

$$\frac{2}{22} \times \frac{1}{4} + \frac{20}{22} \times \frac{1}{2} = \frac{21}{44}$$

2.9.3 5.5M bit/s OQPSK

5.5Mbps 的調變方式屬於 OQPSK，每個 symbol 由 4 個 data bits 構成 (d0、d1、d2、d3)，意即每次傳送 4 個 bit 的資料量，其中 d0、d1 決定 initial phase (如同 2M bit/s 一樣)，d2、d3 決定 coding 的形式，5.5Mbps 及 11Mbps 的 spreading code 與 1Mbps 及 2Mbps 不同，一般稱 5.5Mbps 及 11Mbps 的 PN code 為 CCK code，CCK code 與 PN code 的目的相同，一組為 8 個 chip，如下列式子所示。

$$C = \left\{ \begin{array}{l} e^{i(\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_4)}, e^{i(\phi_1 + \phi_3 + \phi_4)}, e^{i(\phi_1 + \phi_2 + \phi_4)}, -e^{i(\phi_1 + \phi_4)} \\ , e^{i(\phi_1 + \phi_2 + \phi_3)}, e^{i(\phi_1 + \phi_3)}, -e^{i(\phi_1 + \phi_2)}, e^{i(\phi_1)} \end{array} \right\}$$

此種 coding 的方式一般稱為 Hadamard transform encoding，而 $\phi_1 \phi_2 \phi_3 \phi_4$ 在 802.11b 分別有定義。

ϕ_1 由 d_0 、 d_1 決定，在此先假設 $\phi_1=0$ ，且 $\phi_2 = (d_2 \times \pi) + \frac{\pi}{2}$ ， $\phi_3 = 0$ ，
 $\phi_4 = d_3 \times \pi$ 。依序代入式子，可得到以下 table

d2, d3	c1	c2	c3	c4	c5	c6	c7	c8
00	1j	1	1j	-1	1j	1	-1j	1
01	-1j	-1	-1j	1	1j	1	-1j	1
10	-1j	1	-1j	-1	-1j	1	1j	1
11	1j	-1	1j	1	-1j	1	1j	1

表 2.3 5.5Mbps encoding

依據 C_1 、 C_2 …… C_8 的順序，排列其 chip code 的路徑共繪圖 2.22、圖 2.23、
 圖 2.24、圖 2.25 如下：

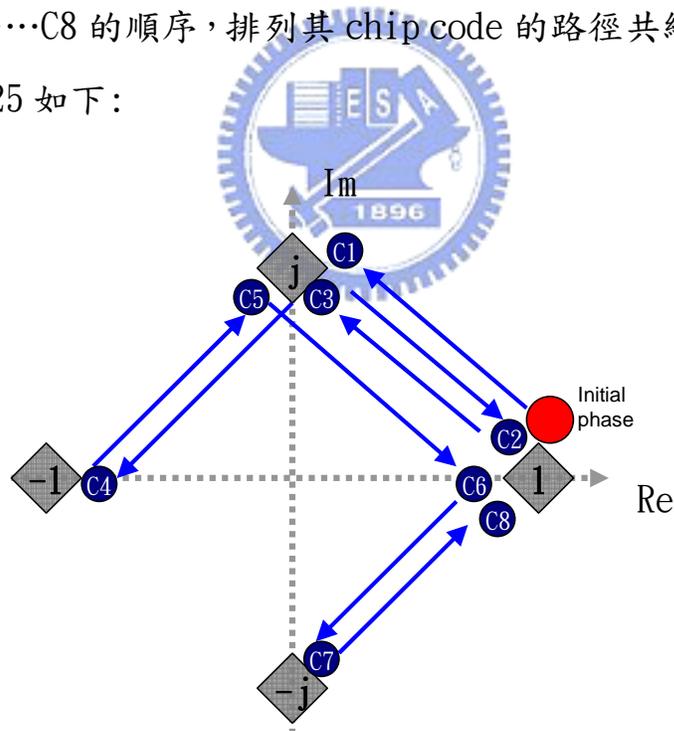


圖 2.22 5.5Mbps chip code trajectory , $d_2d_3=00$

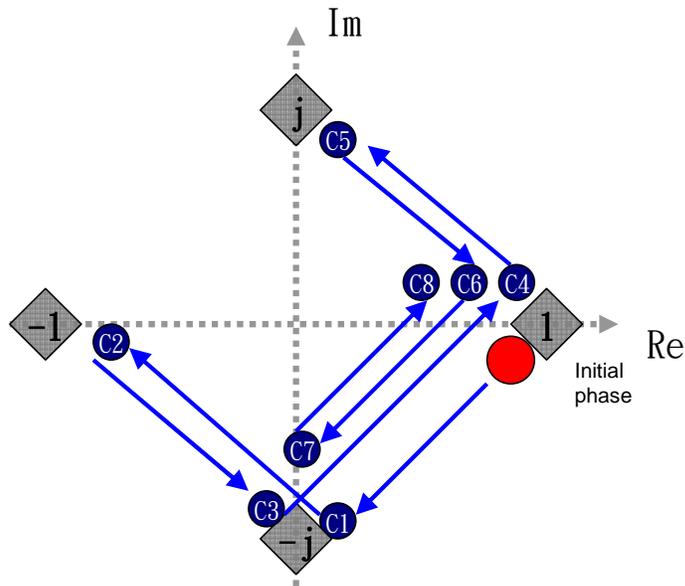


圖 2.23 5.5Mbps chip code trajectory ,d2d3=01

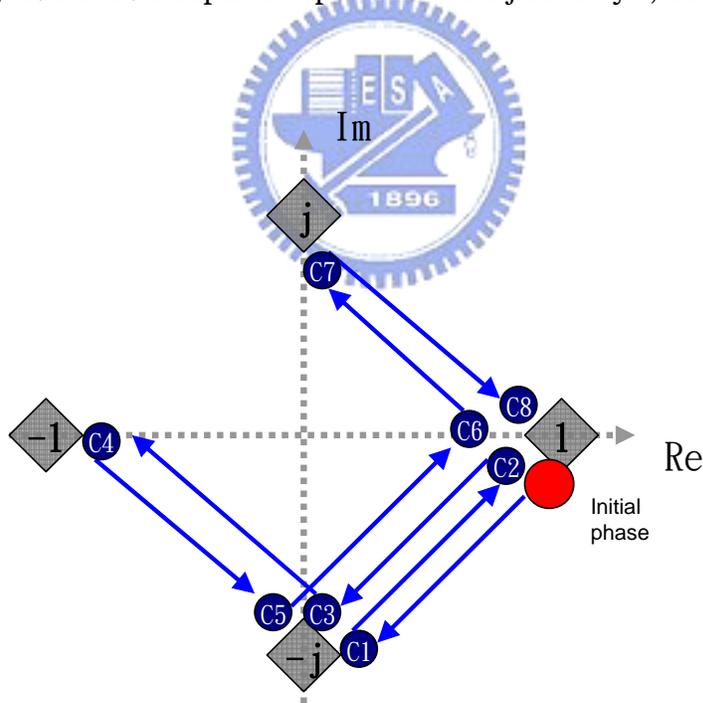


圖 2.24 5.5Mbps chip code trajectory ,d2d3=10

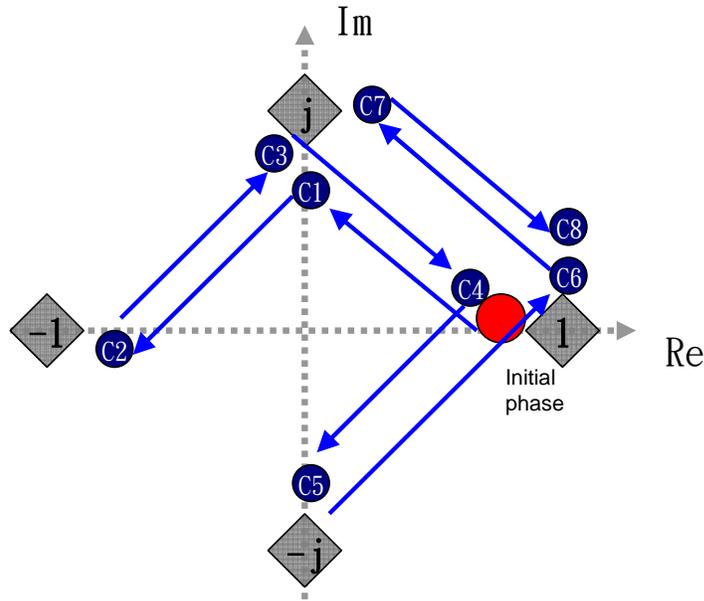


圖 2.25 5.5Mbps chip code trajectory , d2d3=11

以上四種 chip code 傳送的路徑可以觀察出，除了 initial phase 的決定可能出現 zero crossing，即從上一個 symbol 的最後一個 chip code 傳完，到本次 Symbol 的第一個 chip，可能發生 zero crossing 的現象，其餘的 7 個 chip code 傳送皆為 Z 字形的路徑，不會通過原點。因此 total chip code zero crossing 的機率：

$$\frac{1}{8} \times \frac{1}{4} + \frac{7}{8} \times 0 = \frac{1}{32}$$

2.9.4 11M bit/s QPSK

11Mbps 的調變方式屬於 QPSK，每個 symbol 由 8 個 data bits 構成 (d0、d1、d2、d3、d4、d5、d6、d7)，意即每次傳送 8 個 bit 的資料量，其中(d0、d1)決定 initial phase (如同 2M 5.5M bit/s)，Phase 的組合如下表 2.4，

其相位僅有 $\left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}$ 四種。

Dibit pattern [di, d(i+1)] (di is first in time)	Phase
00	0
01	$\pi/2$
10	π
11	$3\pi/2$ ($-\pi/2$)

表 2.4 11Mbps encoding

d_i 、 $d(i+1)$ 決定 ϕ 值，依次 $(d_2、d_3)$ 、 $(d_4、d_5)$ 、 $(d_6、d_7)$ 分別決定 ϕ_2 、 ϕ_3 、 ϕ_4 ，且每一組 $(d_i、d(i+1))$ 會有 4 種 PN code 的 pattern，因此從 $d_2 \sim d_7$ 共 6 個 bit 會有 $2^6 = 64$ 種 pattern，我們無需將 64 種 pattern 利用上述 5.5Mbps 的方式將 IQ 路徑依序畫出，將 11Mbps 的 phase 通式， $c = \{c_0 \sim c_7\}$ 表示如下：

$$c_0: \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_4$$

$$c_1: \phi_1 + \phi_3 + \phi_4$$

$$c_2: \phi_1 + \phi_2 + \phi_4$$

$$c_3: -(\phi_1 + \phi_4)$$

$$c_4: \phi_1 + \phi_2 + \phi_3$$

$$c_5: \phi_1 + \phi_3$$

$$c6: -(\phi_1 + \phi_2)$$

$$c7: \phi_1$$

$$(d0、d1) \text{ 決定 } \phi_1, \phi_1 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, P_b|_{\phi_1=\pi} = \frac{1}{4}$$

$$(d2、d3) \text{ 決定 } \phi_2, \phi_2 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, P_b|_{\phi_2=\pi} = \frac{1}{4}$$

$$(d4、d5) \text{ 決定 } \phi_3, \phi_3 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, P_b|_{\phi_3=\pi} = \frac{1}{4}$$

$$(d6、d7) \text{ 決定 } \phi_4, \phi_4 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, P_b|_{\phi_4=\pi} = \frac{1}{4}$$

c0 至 c1 的 phase 差為

$$\Delta\phi_{(c0-c1)} = (\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_4) - (\phi_1 + \phi_3 + \phi_4) = \phi_2, \phi_2 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, P_b|_{\phi_2=\pi} = \frac{1}{4}$$

$$\Delta\phi_{(c1-c2)} = (\phi_1 + \phi_3 + \phi_4) - (\phi_1 + \phi_2 + \phi_4) = \phi_3 - \phi_2,$$

$$\therefore \phi_2, \phi_3 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, \therefore (\phi_3 - \phi_2) \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, P_b|_{(\phi_3-\phi_2)=\pi} = \frac{1}{4}$$

$$\Delta\phi_{(c2-c3)} = (\phi_1 + \phi_2 + \phi_4) - [-(\phi_1 + \phi_4)] = 2\phi_1 + 2\phi_4 + \phi_2,$$

$$\therefore \phi_1, \phi_2, \phi_4 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, \therefore 2\phi_1 + 2\phi_4 + \phi_2 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, -\frac{\pi}{2}\right\}, P_b|_{(2\phi_1+2\phi_4+\phi_2)=\pi} = \frac{1}{4}$$

.....

依此類推.....

$$\Delta\phi_{(c3-c4)}=(\phi_1+\phi_2+\phi_4)-[-(\phi_1+\phi_4)]=2\phi_1+2\phi_4+\phi_2, P_b \Big|_{2\phi_1+2\phi_4+\phi_2=\pi} = 1/4$$

$$P_b \Big|_{\Delta\phi_{(c4-c5)}=\pi} = 1/4$$

$$P_b \Big|_{\Delta\phi_{(c5-c6)}=\pi} = 1/4$$

$$P_b \Big|_{\Delta\phi_{(c6-c7)}=\pi} = 1/4$$

因此，11Mbps zero crossing 的機率為1/4。

總結以上 4 種 Digital Modulation zero-crossing 的機率及 EVMrms performance 的不同，以 1Mbps BPSK 及 2Mbps DQPSK zero-crossing 的機率最高，EVM performance 最差，5.5Mbps OQPSK zero-crossing 的機率最低，EVM 最佳，其原因來自於其 encoding 的方式不同造成。如表 2.5

Bits/sec	Digital Modulation	EVM(rms)	Zero crossing Pb
1M	BPSK	Bad	1/2
2M	DQPSK	Bad	21/44
5.5M	OQPSK	Good	1/32
11M	QPSK	Medium	1/4

表 2.5 1M/2M/5.5M/11M bps compare

2.10 功率放大器(Power Amplifier)PldB Gain Compression

一般訊號在傳送時，會透過 PA 放大再送出去，但當 Input Power 愈來愈大，

Output Power 達到元件的飽和點就不再隨著 Input Power 而加大，P1dB 的定義是理想的 Output Power 與實際的 Output Power 相差 1dB 時即為 P1dB 點，如圖 2.26。

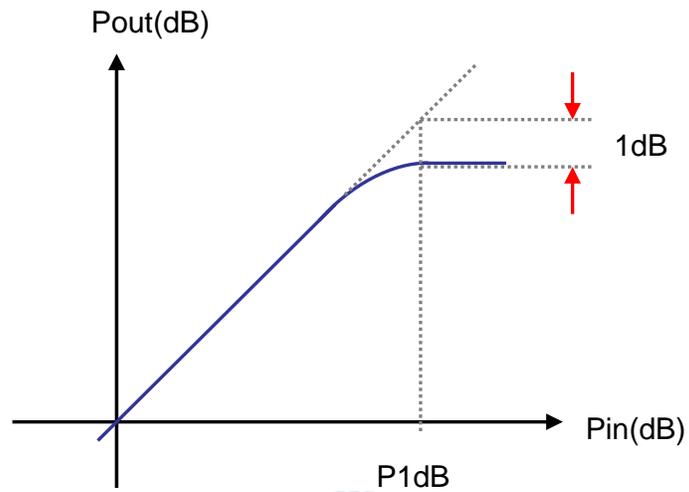


圖 2.26 P1dB Gain Compression



第三章

數位調變平台設計及 EVM 改善

3.1 數位調變之平台設計(補償前)

圖 3.1 顯示一般 RF transceiver 的 Block diagram，Data 從基頻處理器送出數位調變訊號後分成 IQ channel，經過混頻器(Mixer)，升頻(Up-convert)成射頻(RF)訊號，再經過功率放大器(Power Amplifier)將訊號放大後發送出去，訊號因為經過空氣傳播的過程中衰減，因此在接收端接收時需要透過低雜訊放大器(Low Noise Amplifier)將訊號放大，再經混頻器(Mixer)降頻(Down-convert)成基頻訊號，最後解調成 Data，完成整個發送接收的過程。

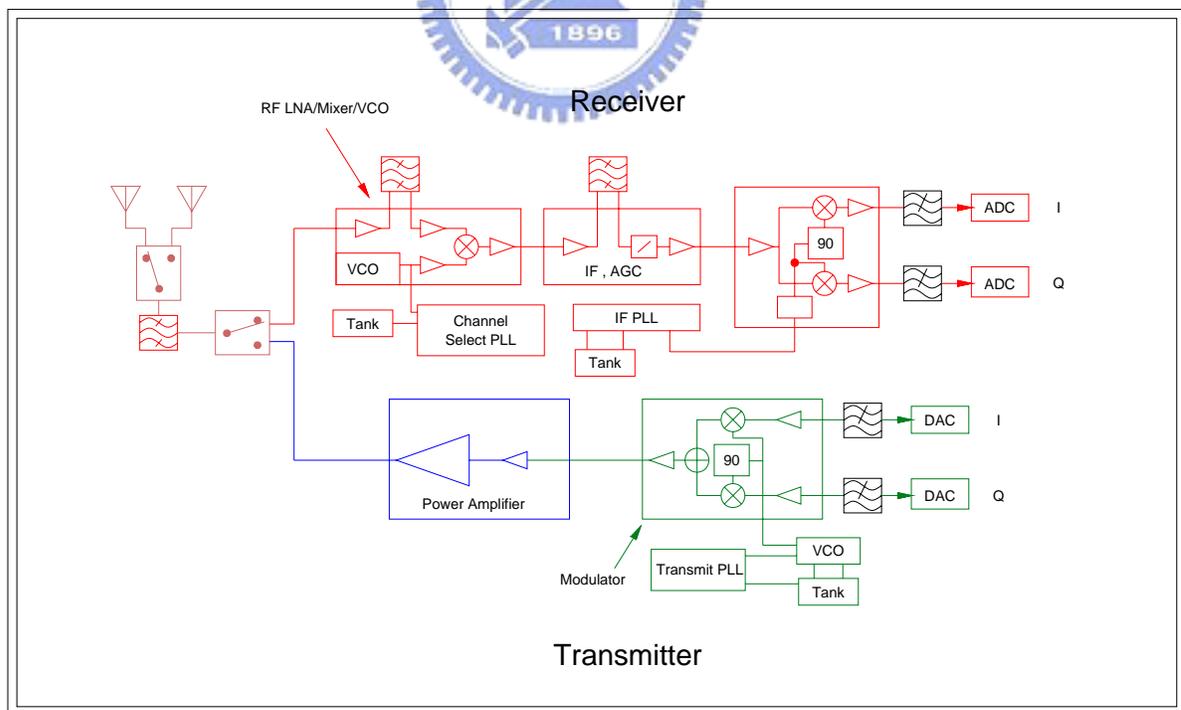


圖 3.1 Tranceiver Architecture

本實驗的目的在模擬 WLAN 發送與接收的實際狀況，從流程圖中可看出在訊號尚未進入功率放大器之前還屬理想信號，經過功率放大器後，因為 PA 的非線性特性可能造成訊號的失真，且不同調變的訊號，同樣操作在非線性區，訊號劣化的情況也有所不同。如圖 3.2

Step1: Baseband Data 分成 IQ channel 後進入 Mixer 升頻。

Step2: 升頻後的 RF signal 進入 PA 放大。

Step3: 經 PA 放大後的信號進入 Mixer 降頻。

Step4: 降頻後的信號分成 IQ channel 還原成原始的 Data。

左邊紅色虛線的方塊可視為發送器的簡單示意圖，右邊紅色虛線的方塊可視為接收器的示意圖。

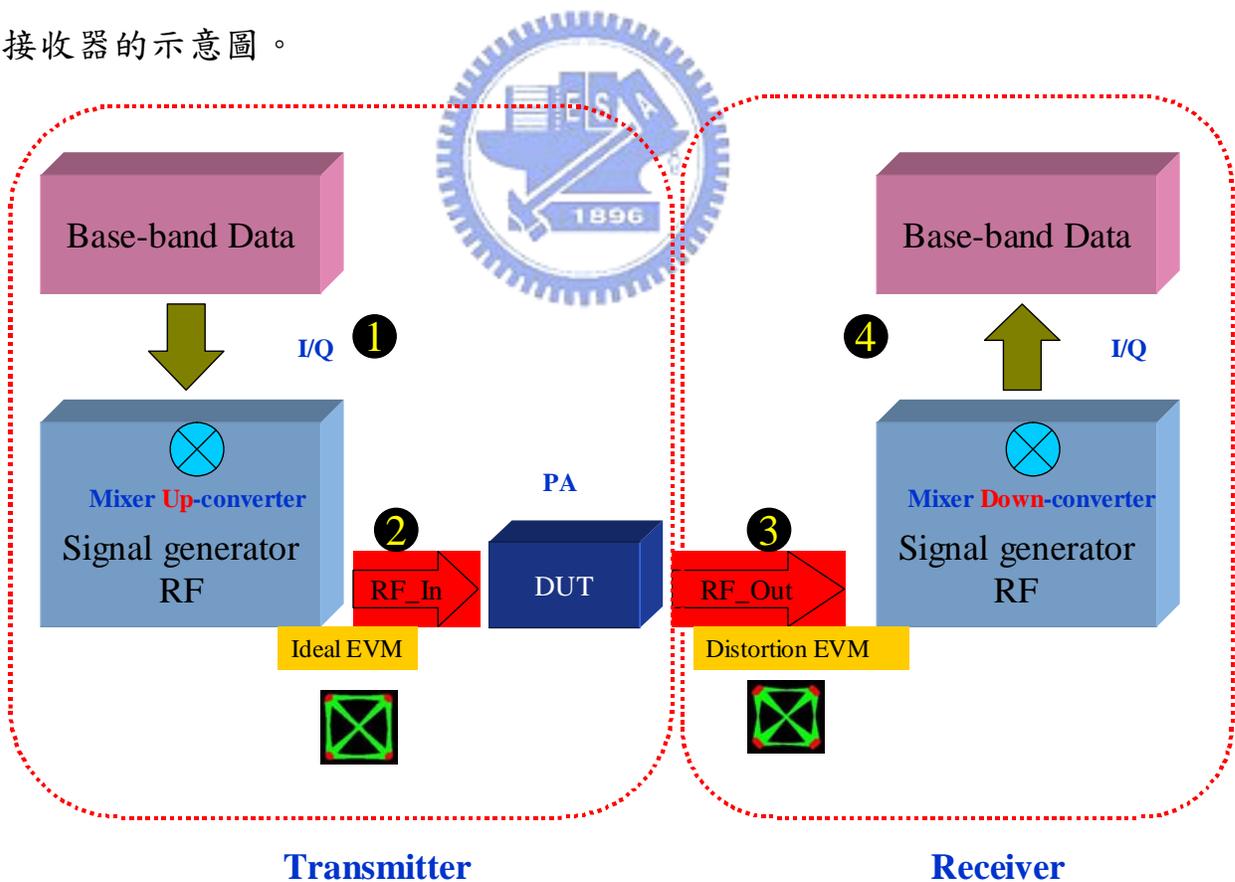


圖 3.2 Digital Modulation Test Block Diagram

實際上的實驗配置及示意圖如下，圖 3.3 圖 3.4

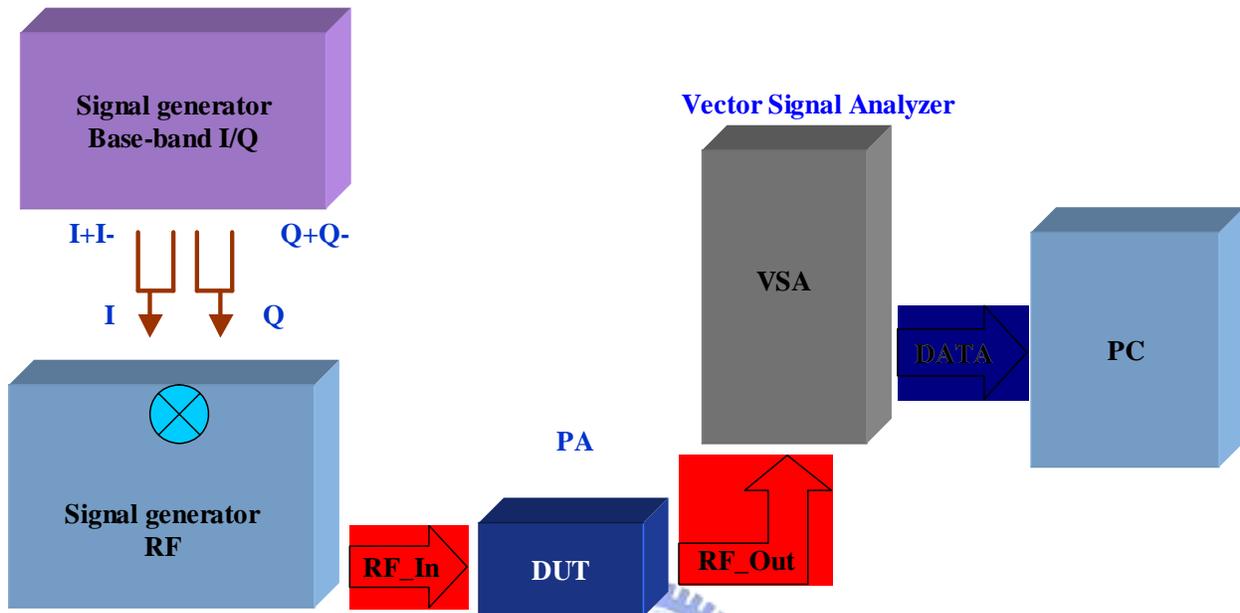


圖 3.3 Digital Modulation Test Platform

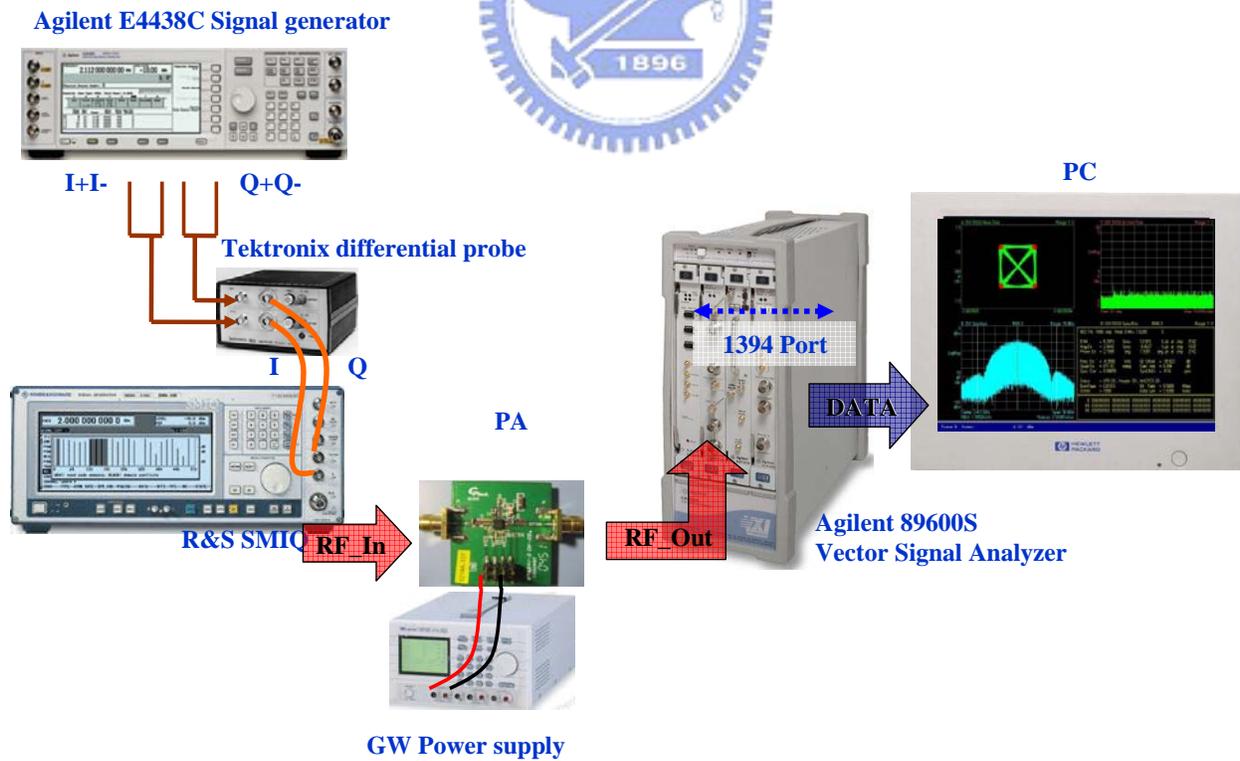


圖 3.4 Digital Modulation Test Platform

如圖所示，Baseband Data 訊號由 Agilent E4438C Signal generator(訊號產生器)產生，且將 Data 分為四路 I+ I- Q+ Q-調變信號，相當於圖 3.2 的 step1，經由 Tektronix differential probe 將 differential 四路信號轉為 IQ 兩路信號，送進 R&S SMIQ 做升頻 (up-convert)，此處的 SMIQ 相當於 Mixer，升頻後的射頻信號(RF signal)當作 PA 的 input，相當於圖 3.2 的 step2，經由 PA 放大後，將 Output 信號送進 Agilent 89600S Vector Signal Analyzer (向量信號分析儀)，相當於圖 3.2 的 step3，89600S 會將送進來的 RF 信號做降頻和解調的動作，圖 3.2 的 step4 在儀器內部一併完成，最後 89600S 會把量得的 Base DATA 以 IQ constellation (星狀圖) 表示出來，並且算出其 EVM(Error Vector Magnitude)、Magnitude error、Phase error、Quadrature error、Gain Imbalance...等參數，如圖 3.5

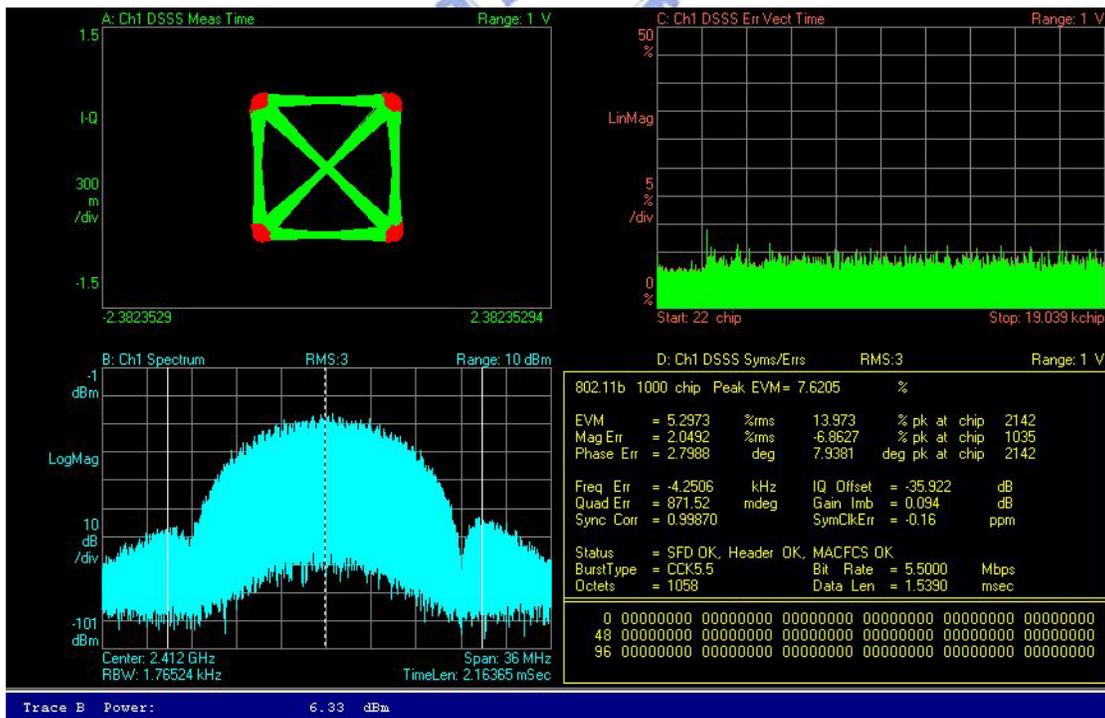


圖 3.5 EVM constellation

這次使用的 PA Sample 型號為 SST12LP14A，一般增益為 29dB，操作頻率為 2.4G~2.5GHz，溫度範圍 0°C~85°C，若在 802.11b 模式下，Power=23dBm 時，耗電流 240mA，效率為 25%，若在 802.11g 模式下，Power=22dBm 時，耗電流 210mA，效率為 23%，P1dB 點大於 29dBm。圖 3.6 為實際驗證板 (Evaluation Board)，圖 3.7 為電路圖。



圖 3.6 PA Sample

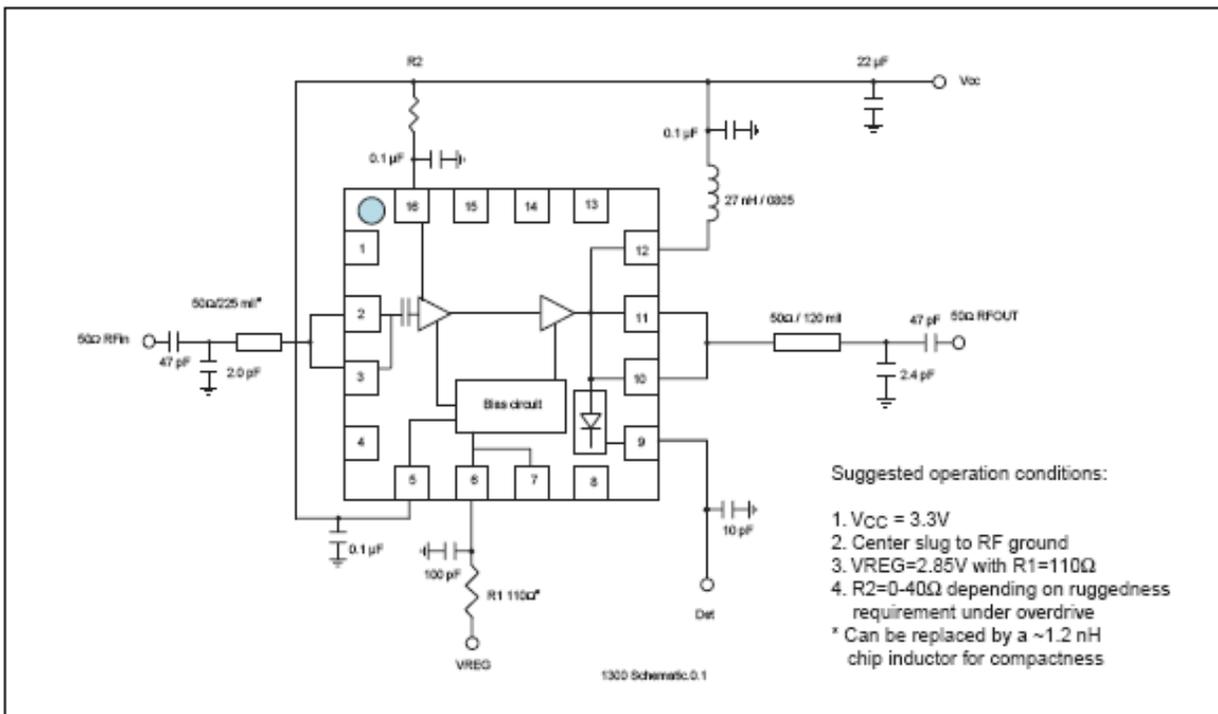


圖 3.7 PA Sample Evaluation Board Schematic

3.2 Lookup table 的建立

由上一章節的 zero-crossing probability 與 EVM 的理論分析及下一章的實驗結果，我們的確可以證明 EVM 的優劣的確是 5.5Mbps 最佳，1M/2M bps 最差，為了改善較差的 EVM，我們設計了一種補償的數據表(Lookup Table)。

Lookup Table 的形式如下表 4.1：

Input Power (dBm)	EVM (%)	Phase Err (deg)	Quad Err (deg)	Gain Imb. (dB)	Mag. Err (dB)
-20	1.2	0.45	0.01	-0.01	0.62
-19	1.18	0.45	0.01	-0.01	0.63
-18	1.17	0.46	0.01	0	0.64
-17	1.14	0.45	0.01	-0.01	0.64
-16	1.15	0.44	0.01	-0.01	0.61
-15	1.28	0.48	0.01	-0.01	0.75
-14	1.31	0.47	0.01	-0.01	0.99
-13	1.5	0.48	0.02	-0.01	1.27
-12	1.76	0.48	0.02	-0.01	1.51
-11	2.31	0.45	0.02	0	1.96
-10	2.49	0.46	0.02	-0.01	2.05
-9	2.45	0.45	0.02	-0.01	2.03
-8	2.37	0.56	0.02	-0.01	1.96
-7	2.26	0.61	0.02	-0.01	1.81
-6	2.27	0.72	0.02	-0.01	1.61
-5	2.31	0.93	0.02	-0.01	1.48
-4	2.21	1.1	0.02	-0.01	1.45
-3	2.37	1.19	0.01	-0.01	1.39
-2	2.39	1.26	0	-0.01	1.41
-1	2.19	1.28	0.01	-0.01	1.36
0	2.26	1.3	0	-0.01	1.31

表 3.1 Lookup Table

Input Power 從-20dBm 至 0dBm，各有其對應的 EVM、Magnitude error、Phase error、Quadrature error、Gain Imbalance 結果，從實驗數據中，我們可以

找出主要影響 EVM 的參數，取其 Inverse 送回原 IQ data 處，便可將 distortion 的誤差值修正並加以改善。

3.3 數位調變之平台設計(補償後)

實驗平台的 Compensation Block Diagram 示意圖 3.8 如下：

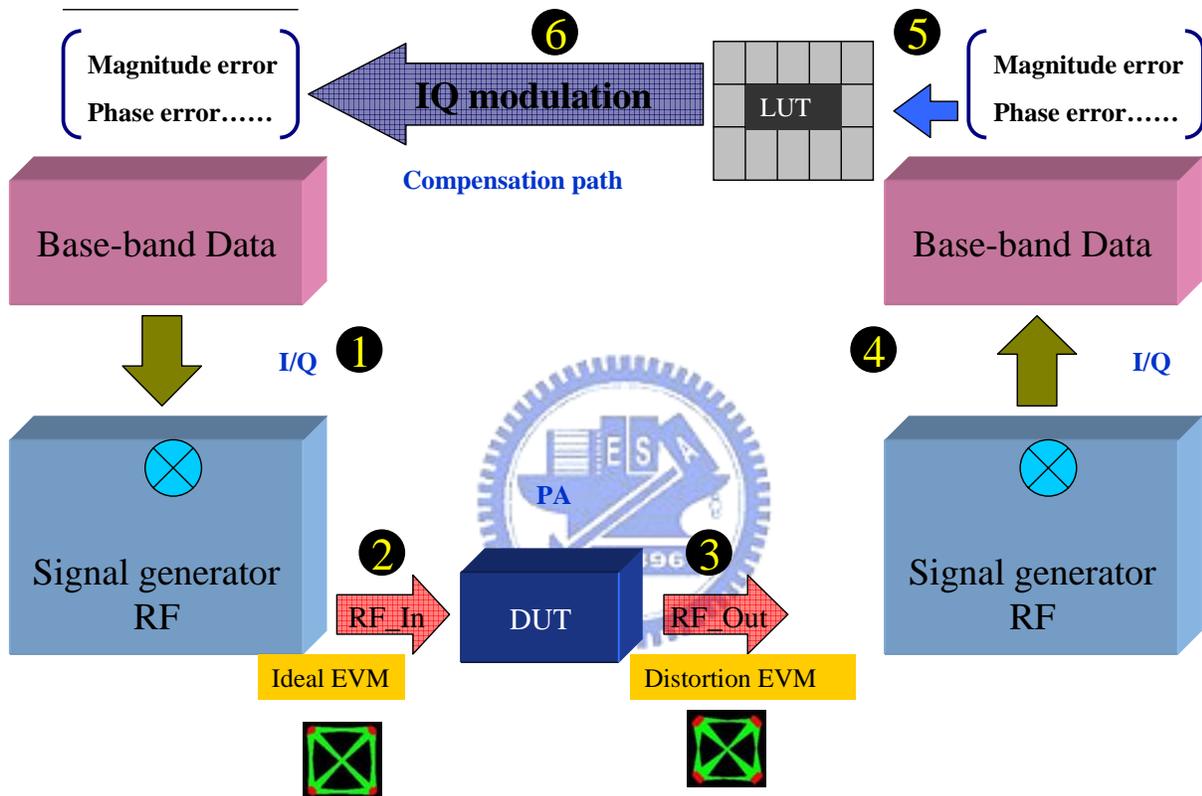


圖 3.8 IQ compensation test platform

如同前面 3.1 節，圖 3.8 和圖 3.2 比較起來多了 2 個步驟，

Step1: Baseband Data 分成 IQ channel 後進入 Mixer 升頻。

Step2: 昇頻後的 RF signal 進入 PA 放大。

Step3: 經 PA 放大後的信號進入 Mixer 降頻。

Step4: 降頻後的信號分成 IQ channel 還原成原始的 Data。

Step5:將 IQ channel 的 Data 分析其信號品質，得到 Magnitude error、Phase error 等參數，將其紀錄下來對應 Input Power 列表製成 Lookup table。

Step6:將 Lookup table 的值透過補償路徑送回原來 Baseband Data 的源頭，藉此修正原來較差的 IQ signal。

實際配置圖如下 3.9：

我們在此實驗中以 GPIB Port 做為儀器自動控制的路徑，當 PA 信號送至向 Agilent 89600S 量信號分析儀(Vector Signal Analyzer)解出我們欲還原的 Data 並分析出 EVMrms、Magnitude error、Phase error……，這些結果會透過 IEEE 1394 Port 回傳到電腦上，我們將其紀錄下來，按 Input Power 大小製成 lookup Table，再取其 inverse，透過自動控制的方式再送回發送源，以達到改善 EVM 的目的。自動程式的撰寫是利用 Labview 平台，依據 IEEE 488.2 的儀控 standard 對儀器下指令，GPIB Port 為電腦和儀器或儀器與儀器間的連結介面。

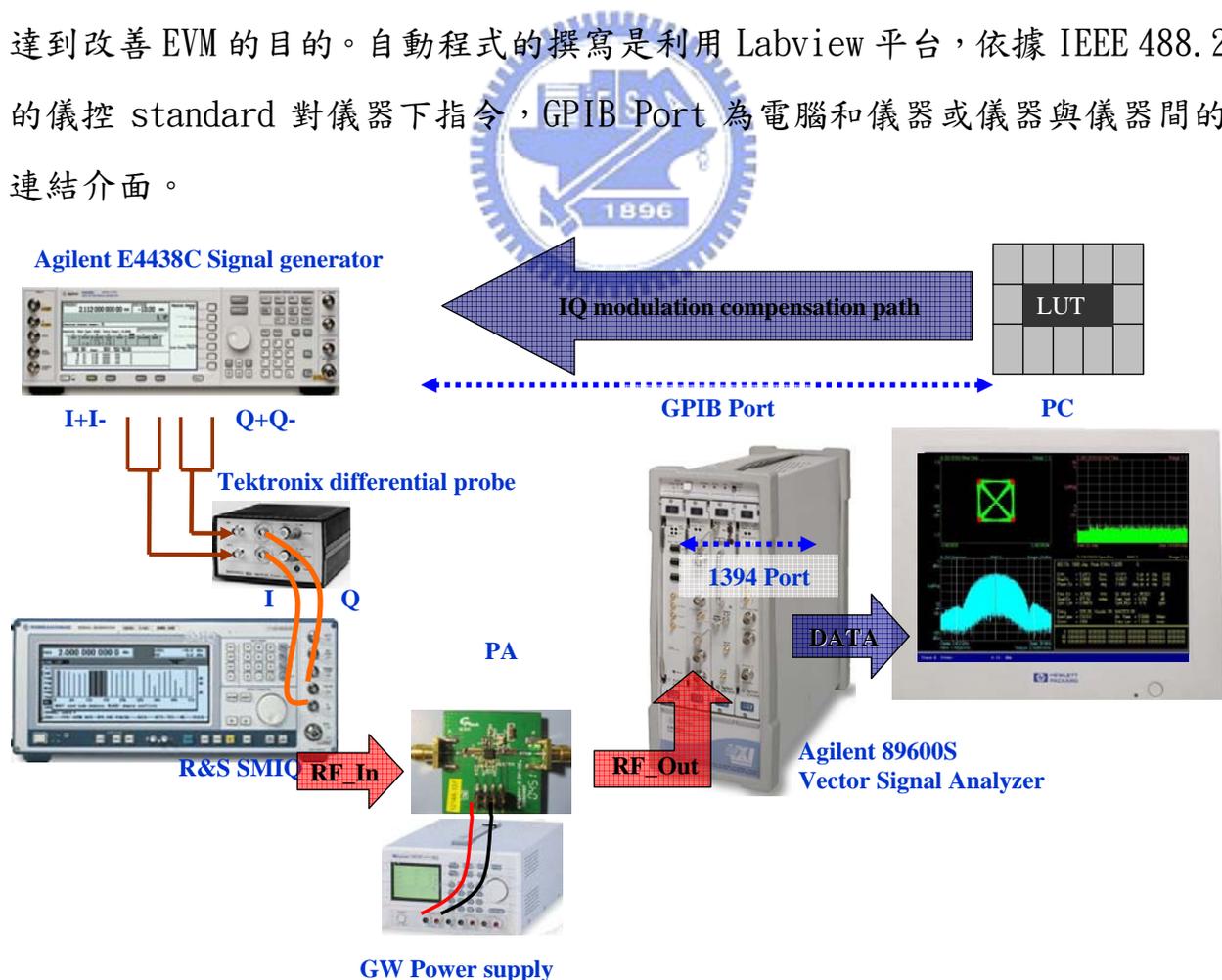


圖 3.9 IQ compensation test platform

圖 3.10 表示 IQ compensate 的簡單示意圖：

原始Baseband Data為 $I(n)$ 、 $Q(n)$ ，補償值由Lookup table而來，若是振幅誤差(Magnitude error)過大，則透過IQ amplitude modulation 產生修正值 $I_c(n)$ 、 $Q_c(n)$ 加入 $I(n)$ 、 $Q(n)$ ，最後可得到 $I_d(n)$ 、 $Q_d(n)$ ，若是相位誤差(Phase error)過大，則透過IQ phase modulation 產生修正值 $I_c(n)$ 、 $Q_c(n)$ 加入 $I(n)$ 、 $Q(n)$ ，最後可得到 $I_d(n)$ 、 $Q_d(n)$ 。

由於相量誤差量 EVM(Error Vector Magnitude)可能由 Magnitude error 或者 Phase error...等其他參數所構成，因此在補償的時候會因為可調參數的寡而影響 Lookup Table 的複雜性。

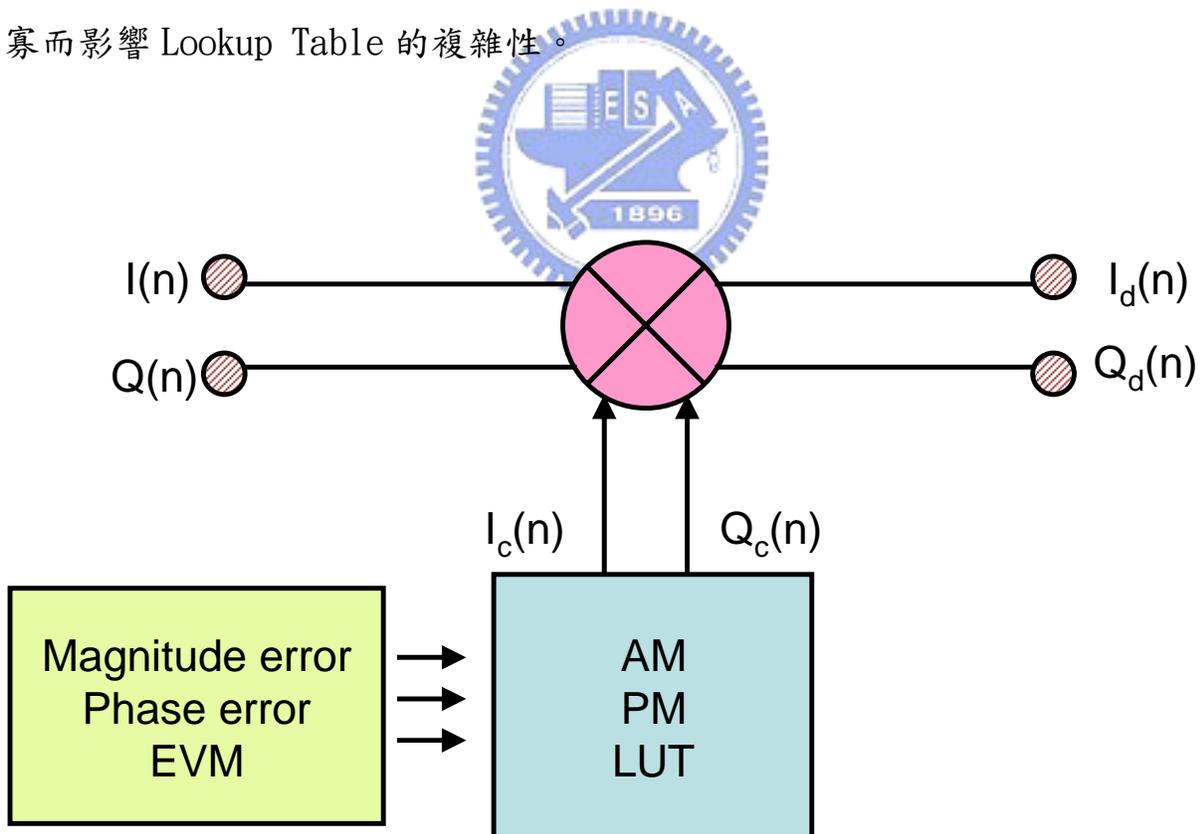


圖 3.10 IQ compensation block diagram



第四章

數位調變實驗結果

4.1 數位調變之實驗結果

在數位調變的實驗中我們個別產生四種不同的調變信號，分別是 1M、2M、5.5M、11M bps（依序為 BPSK、DQPSK、OQPSK、QPSK），其 time domain 的波形如下：圖 4.1、圖 4.2、圖 4.3、圖 4.4。

黃線及紅線分別代表 $I+$ 、 $I-$ ，相位相差 180 度，藍線及綠線分別代表 $Q+$ 、 $Q-$ ，相位相差 180 度，且單路的 $I+$ 或 $I-$ 的 Voltage swing，即 $V_{pk-pk}=530\text{mV}$ 。

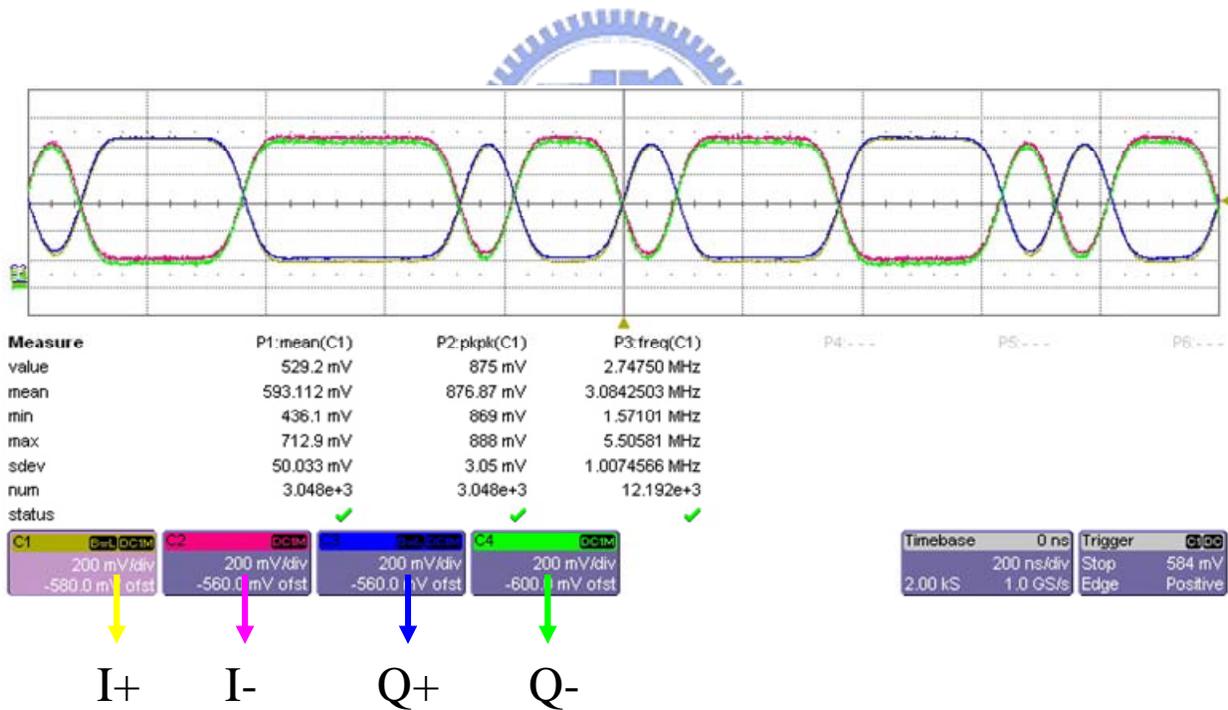


圖 4.1 1Mbps IQ Waveform

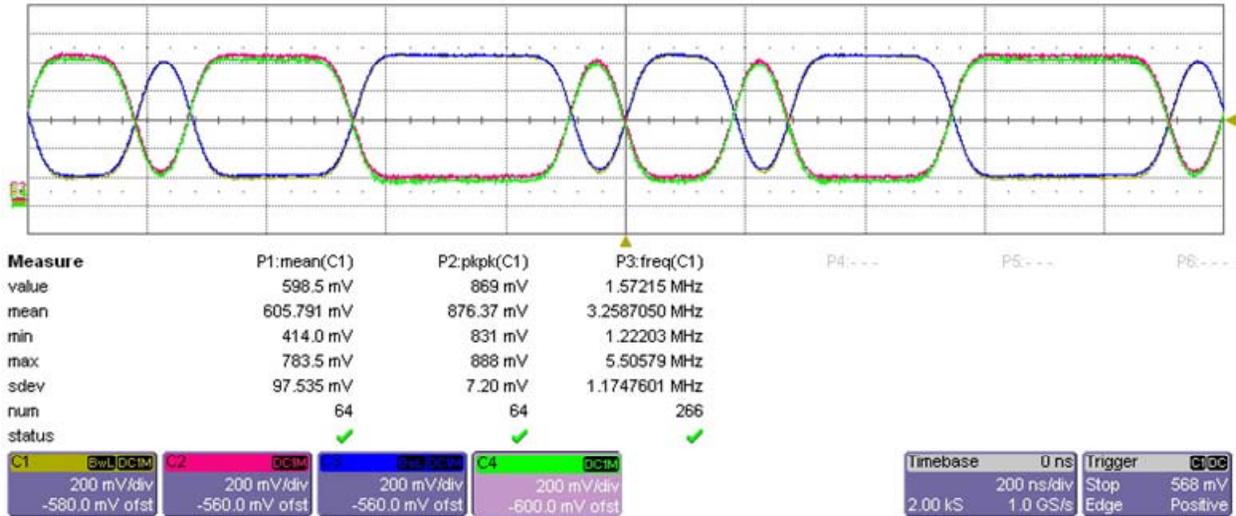


圖 4.2 2Mbps IQ Waveform

1M、2M bps 本質上屬於 BPSK 調變，因此從 time domain 波形觀察，只有兩種相位變化，且相差 180° 。

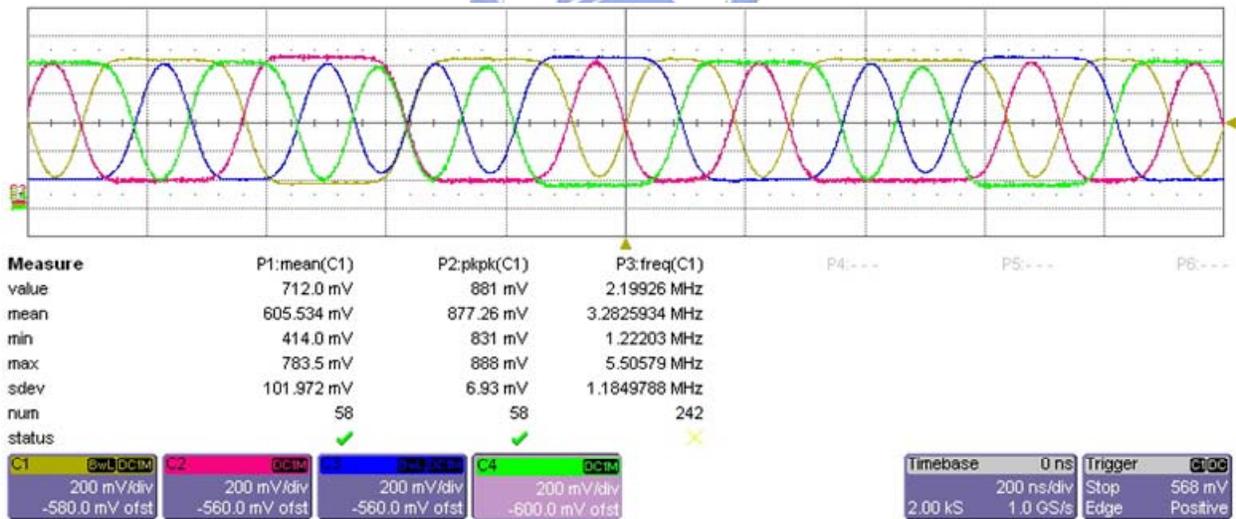


圖 4.3 5.5Mbps IQ Waveform

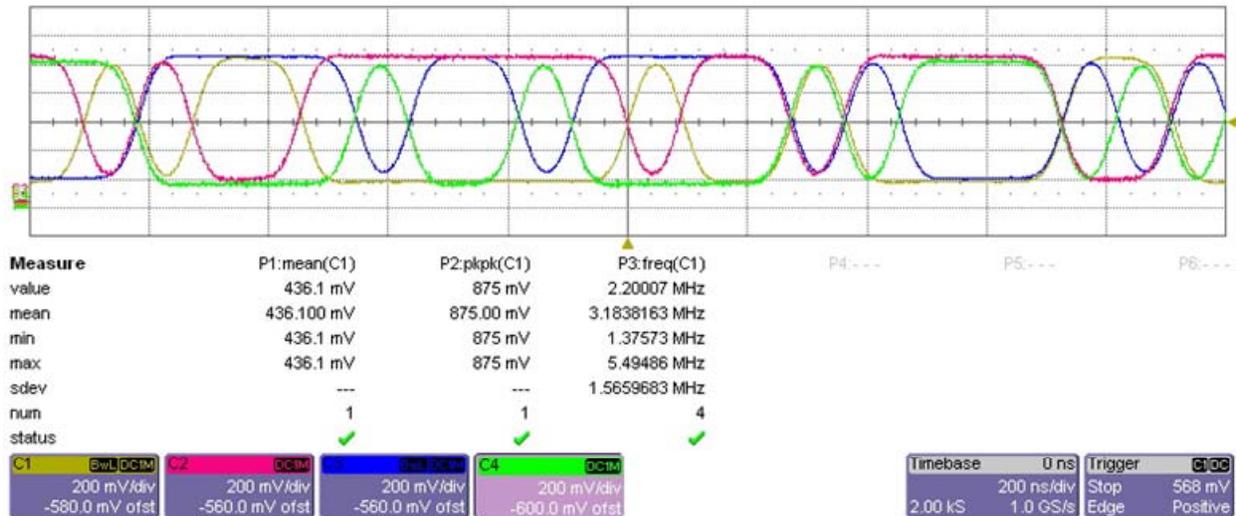


圖 4.4 11Mbps IQ Waveform

而 5.5M、11M bps 的相位包含(0° 、 90° 、 180° 、 270°)，從波形上看來與 1M、2M bps 就有明顯的差異。

我們將 input power 範圍從 -20dBm 升至 0dBm ，每 1dB 為一個 Step，在四種不同的調變下經過 PA 後，利用 Power meter (Agilent E4416A) 量測其 Output Power，且對 Input Power 及 Output Power 作圖，可以得到第二章所提到關於 1dB Gain Compression 點的特性，觀察其非線性的曲線，量測兩片 Sample，得到結果如下：圖 4.5、圖 4.6、圖 4.7、圖 4.8。

根據 1dB 的定義：當實際 Output Power 跟理想 Output Power 相差 1dB 時，這個 Input Power 為 1dB 點，且從以下幾個圖的結果可看出，當 $P_{in} = -11\text{dBm}$ 時，理想 P_{out} 與實際的 P_{out} 相差 1dB ，因此 1dB 點為 -11dBm ，當 P_{in} 大於 -11dBm 之後，PA 已呈現飽和的狀態，Input Power 再加大，Output Power 也不再跟著變大，此時 PA 非線性現象愈明顯。

觀察四種不同的調變下得到的 1dB 點，其結果均相同，落在 $P_{in} = -11\text{dBm}$ 的地方，證明 PA 的 1dB 與調變的方式無關。

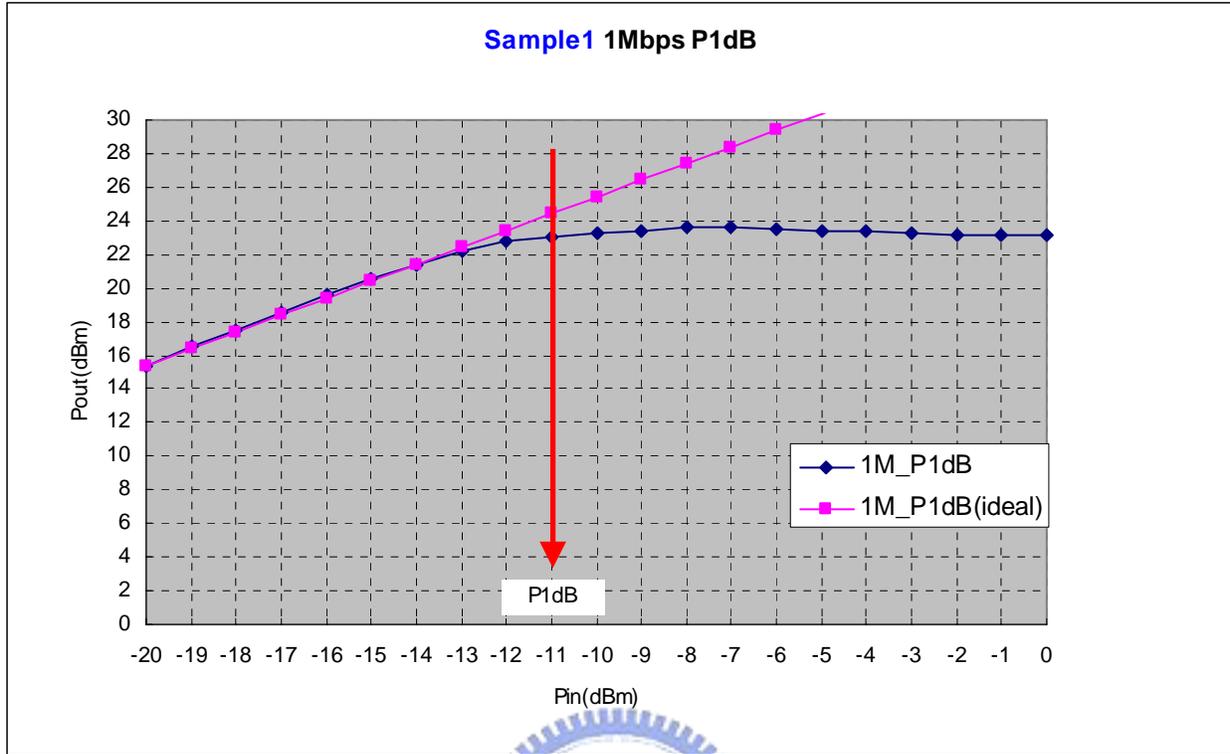


圖 4.5 1Mbps P1dB

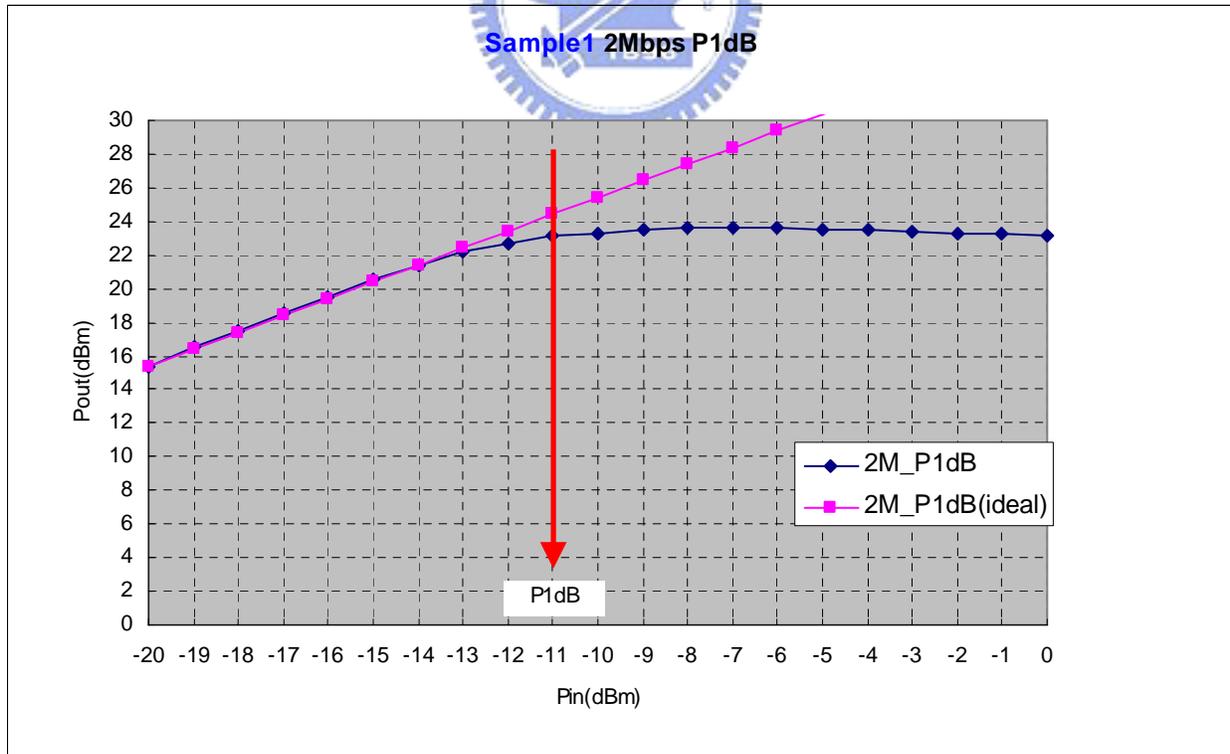


圖 4.6 2Mbps P1dB

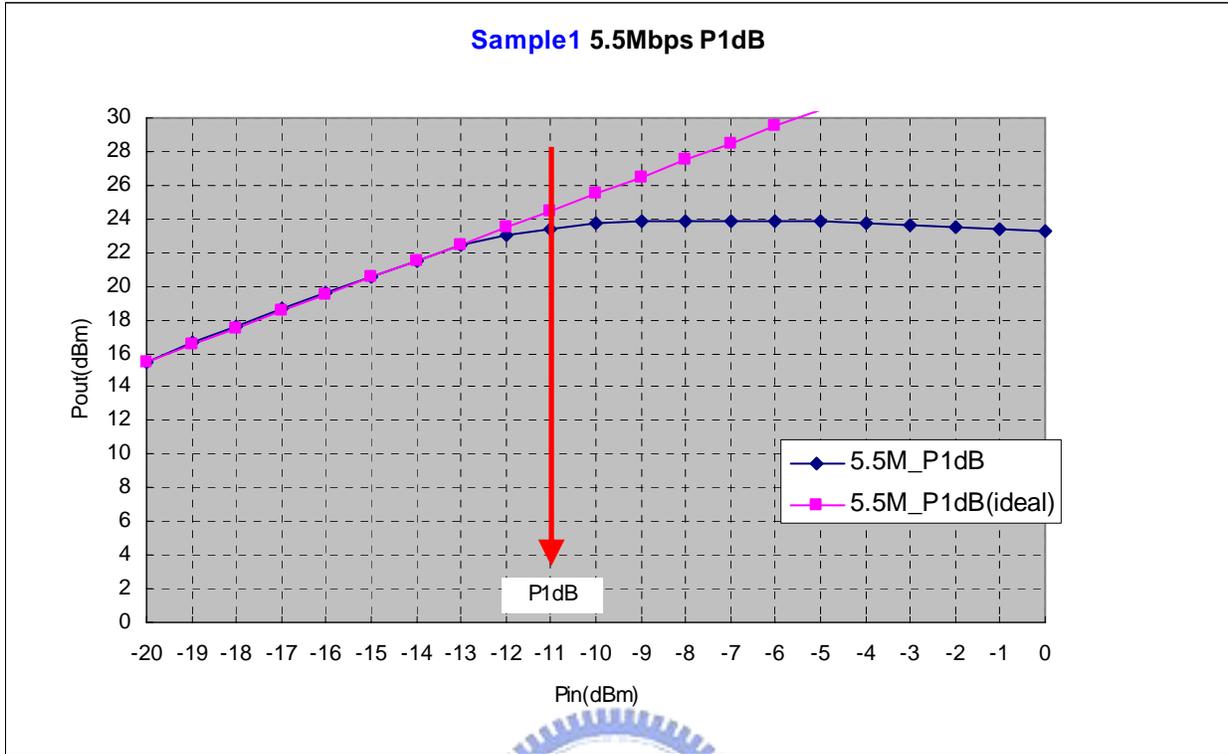


圖 4.7 5.5Mbps P1dB

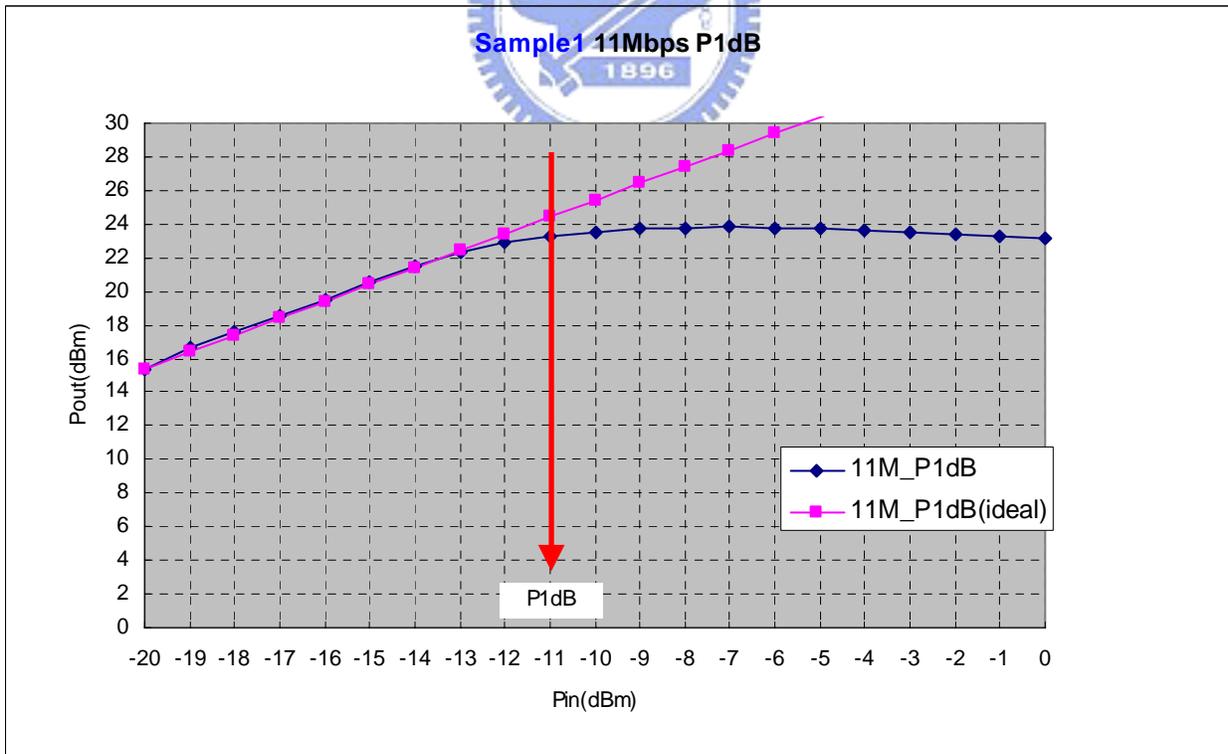


圖 4.8 11Mbps P1dB

相同的方式，將 Input Power 範圍設定在 $-20\text{dBm} \sim 0\text{dBm}$ ，每 1dBm 為一個 step，將經過 PA 放大之後的信號送進向量信號分析儀加以降頻、解調，得到我們需要的參數：EVM(rms)、Phase err、Magnitude err、Quadrature err、IQ Gain Imbalance。

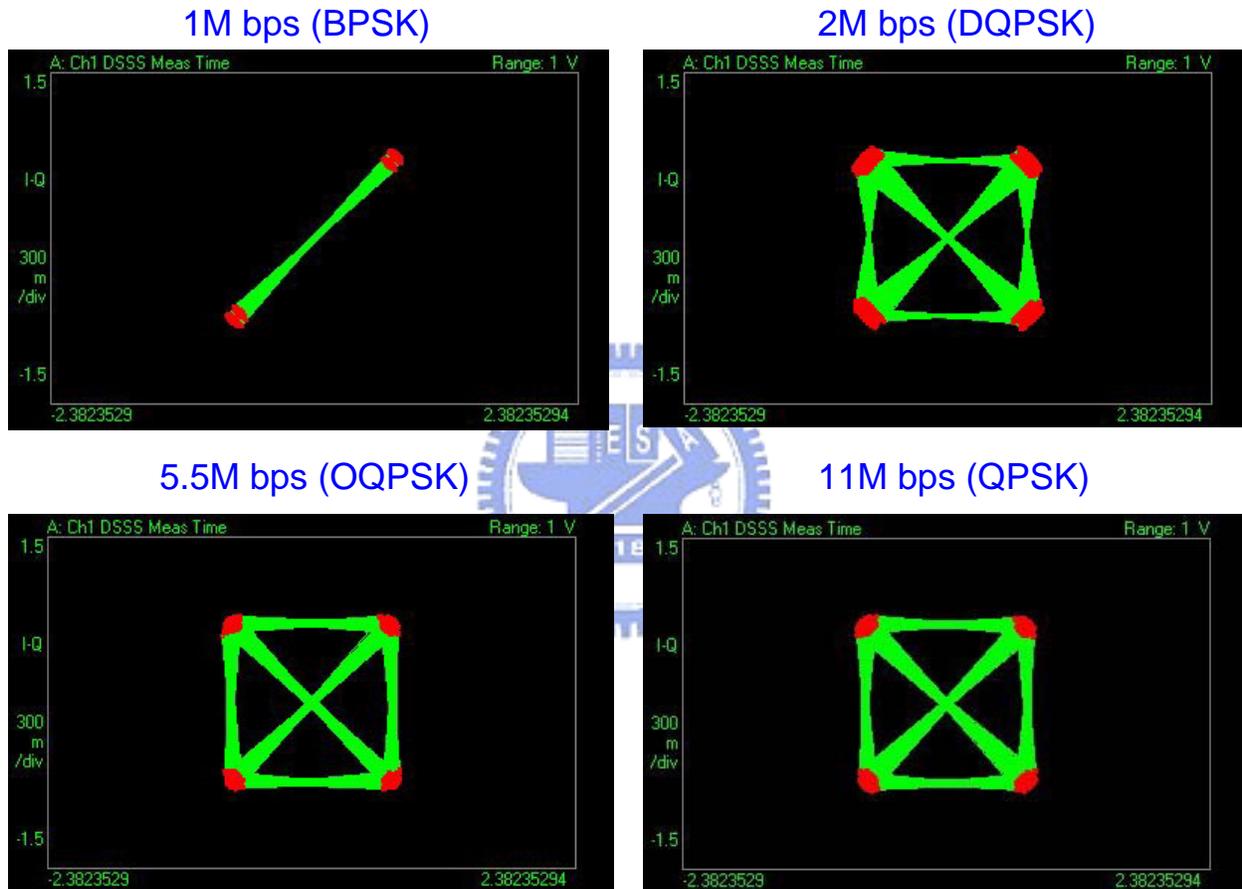


圖 4.9 802.11b EVM Constellation

如圖. 4.9 表示出四種不同調變經由向量信號分析儀(Vector Signal Analyzer)解調出來的 IQ constellation (星狀圖)，在 PA 進入非線性區時的 EVM(rms)隨著數位調變的不同而有不同的結果，

分別是 EVM(rms) 1Mbps~2Mbps>11Mbps>5.5Mbps (1Mbps EVM performance 最差, 5.5Mbps 最好), 由附圖直觀地說, 紅點散得愈開, 則 EVM performance 愈差, 紅點聚得愈密, 則 EVM performance 愈好, 至於為什麼 1Mbps EVM 最差, 5.5Mbps 最好? 我們已在上一章做完分析探討。原因在於 zero-crossing 的機率不同所導致。Zero-crossing 的機率高, 則 EVM 較差, zero-crossing 的機率低, 則 EVM 較好。

一般來說, 若是 data length 過長, 或 VSA 抓取的 chip length 過多, 那麼 zero-crossing 的比例較不易觀察出, 因此在設定 VSA 時需要抓取中間適量的 Data 即可。圖 4.10 表示實際透過向量信號分析儀解出的 IQ constellation, 其中以 2M 及 5.5Mbps 最能看出其 zero-crossing 機率的變化。

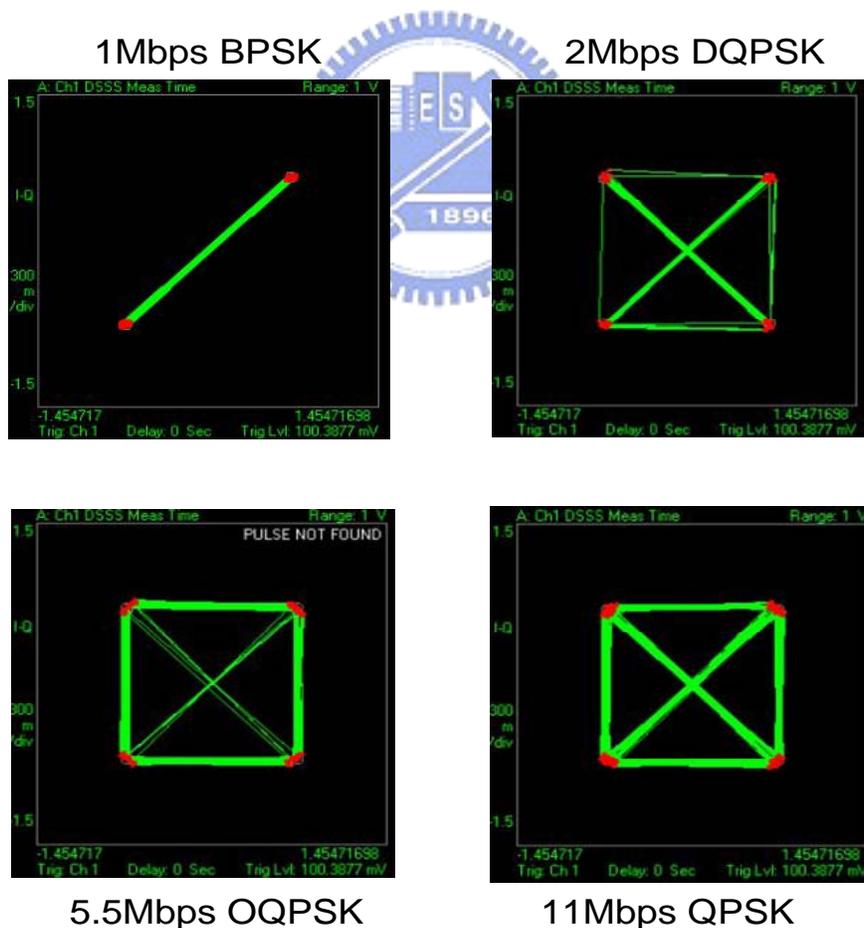


圖 4.10 802.11b Chip Code Trajectory

Input Power= -20dBm~0dBm，EVMrms for 1M/2M/5.5M/11M bps 的比較結果如圖 4.11 表示在 Sample 1 的結果，圖 4.12 表示在 Sample 2 的結果。

從圖 4.11 及圖 4.12 EVM(rms)結果可看出，隨著 Input Power 愈來愈大，EVM(rms)愈來愈差，未過 P1dB 點時，已呈現 1Mbps 最差，5.5Mbps 最好的現象，過了 P1dB 之後，隨著 PA 進入飽合區，Output Power 已經不再隨著 Input Power 的增加而增加，EVM(rms)的趨勢一樣維持在 1Mbps 最差，5.5Mbps 最好的狀況，可以間接證明第三章所做的 zero-crossing 理論無誤。由於 EVM(Error Vector Magnitude)是由振幅誤差(Magnitude error)及相位誤差(Phase error)所構成，我們嘗試分析 Magnitude error，可以得到結果，如圖 4.13、圖 4.14：

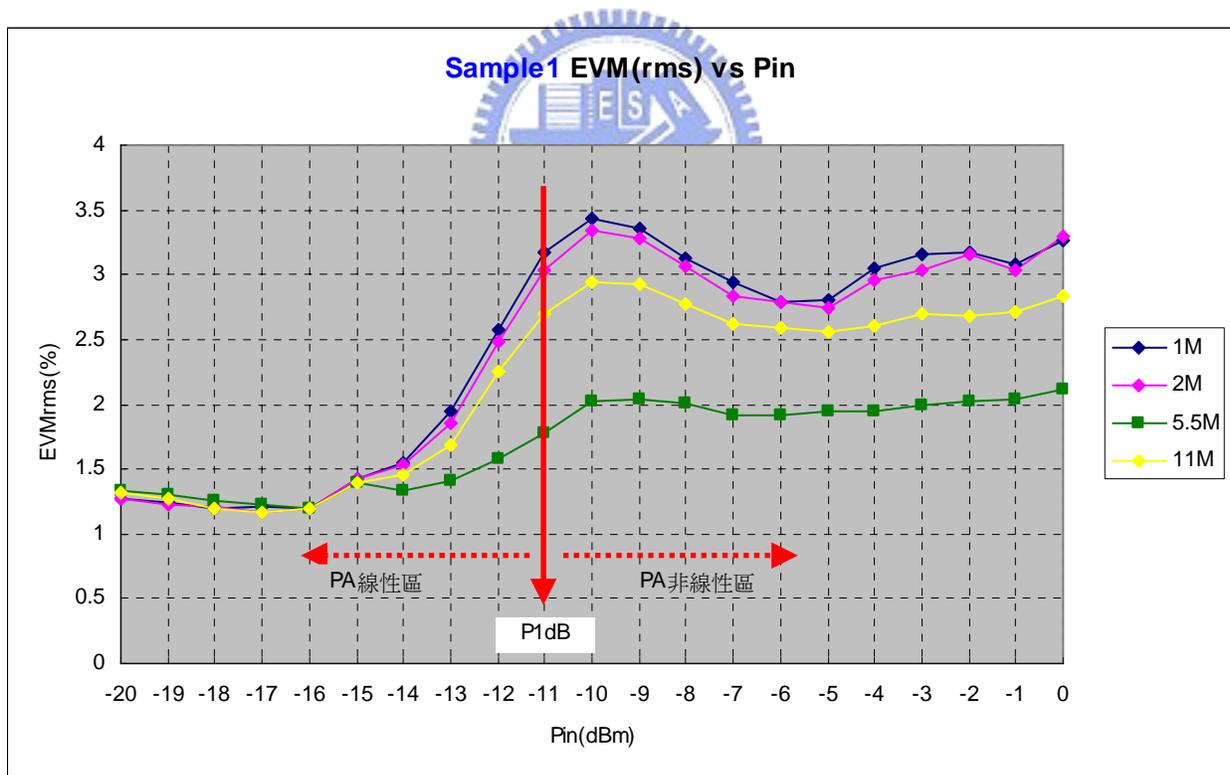


圖 4.11 EVM vs. Pin on Sample 1

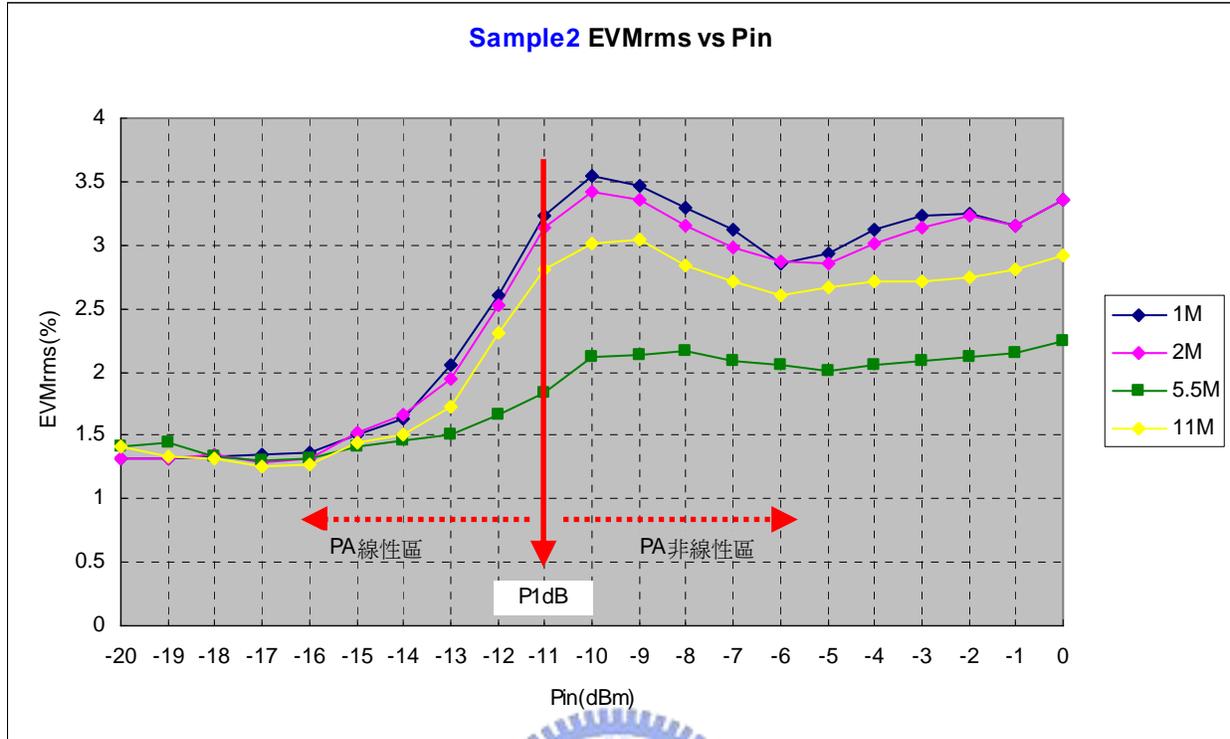


圖 4.12 EVM vs. Pin on Sample 2

在圖 4.13 我們發現與 EVM(rms) 相同的現象，隨著 Input Power 愈來愈大，Magnitude error 愈來愈差，未過 P1dB 點時，呈現 1Mbps 最差，5.5Mbps 最好的現象，此部分與 EVM(rms) 的分布相同，過了 P1dB 之後，隨著 PA 進入飽合區，Output Power 已經不再隨著 Input Power 的增加而增加，一直到 Pin=-7dBm 的地方，EVM(rms) 的趨勢一樣維持在 1Mbps 最差，5.5Mbps 最好的狀況，且 Magnitude error 的曲線幾乎與 EVM(rms) 一致，可以說在 Pin<-7dBm 的時候，Magnitude error 是主要影響 EVM 的參數。

但過了 Pin=-7dBm 的位置後，1Mbps 與 2Mbps 的曲線漸漸靠近 11Mbps，EVM(rms) 的曲線與 Magnitude error 的曲線稍有不同，Magnitude error 在 1Mbps 及 2Mbps 下降，EVM(rms) 沒有隨著下降，這部分的原因，我們可以接著比較其他與 EVM 有關的參數。

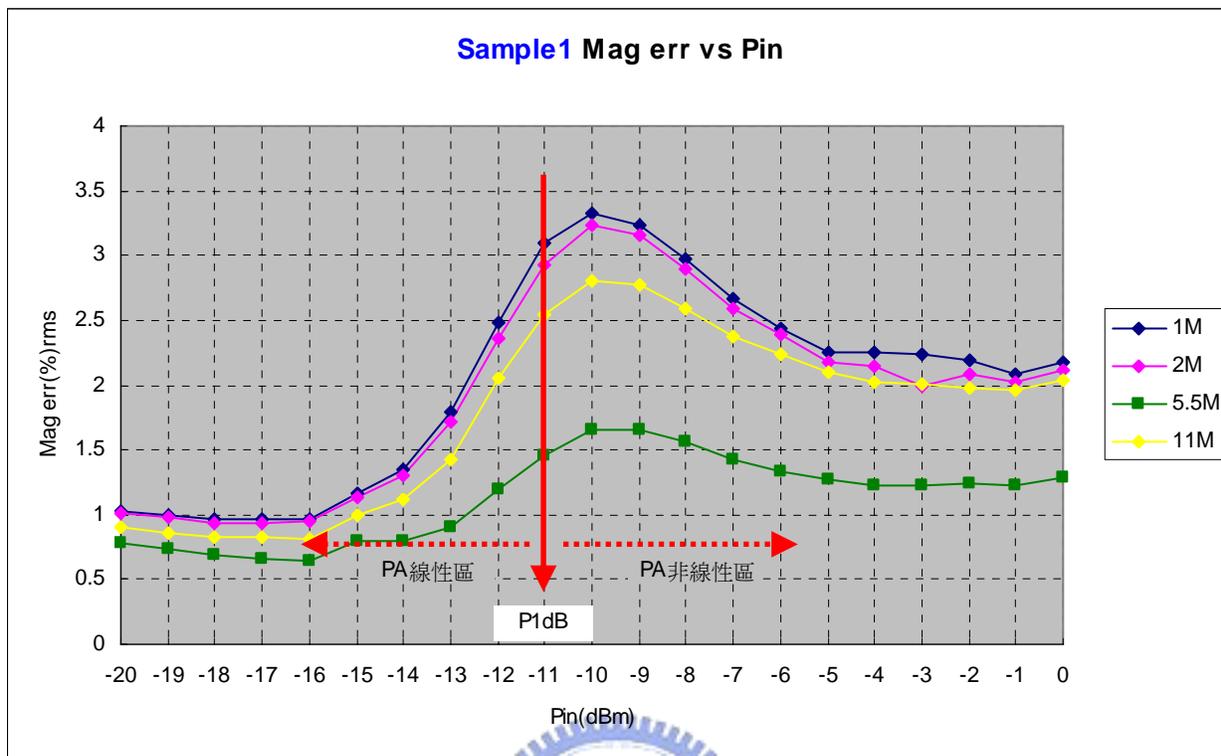


圖 4.13 Magnitude error vs. Pin on Sample 1

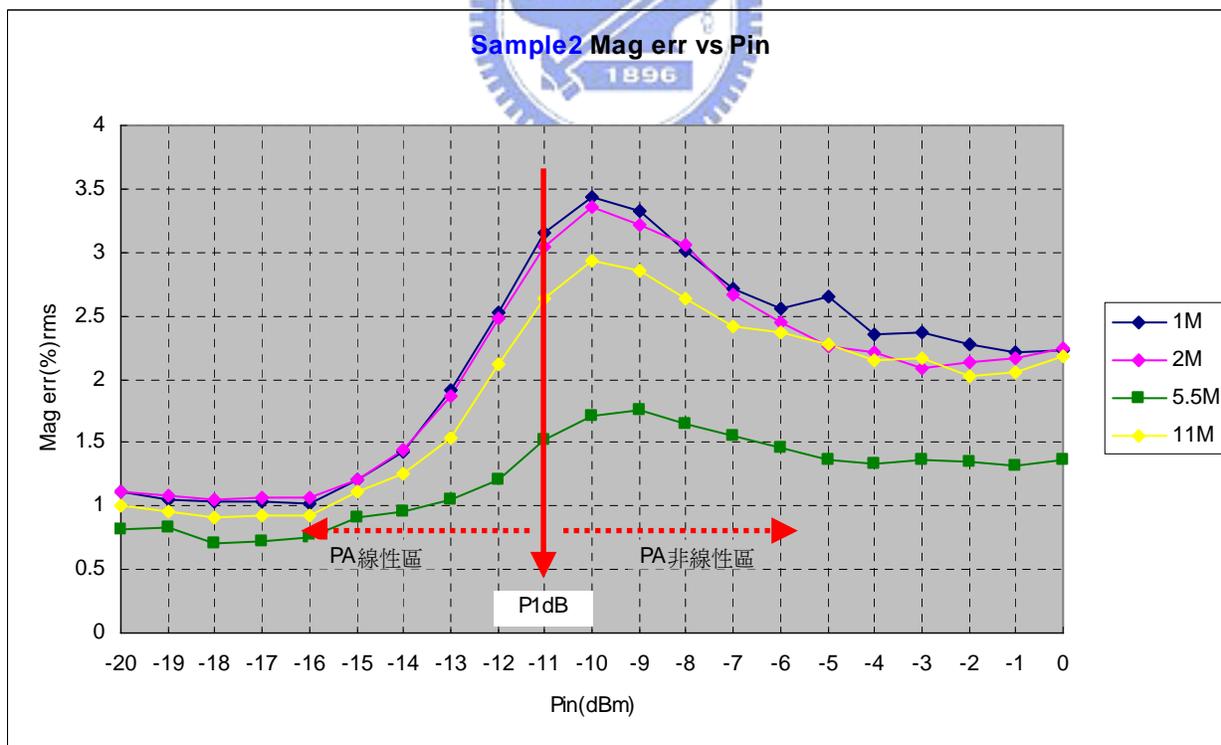


圖 4.14 Magnitude error vs. Pin on Sample 2

在 Phase error 的比較中，圖 4.15 表示 Sample 1，圖 4.16 表示 Sample 2。隨著 Input Power 愈來愈大，Phase error 最後的分布的確是 1Mbps 最差，5.5Mbps 最好的現象，但仔細觀察，在 $P_{in} < -7\text{dBm}$ 之前，1M/2M/5.5M/11Mbps 彼此間的差距並不大，最大的 phase error 差約 0.1deg ，在 $P_{in} > -7\text{dBm}$ 後，1M/2M/5.5M/11Mbps 彼此間的差距才開始拉大，從此現象比較 Magnitude error 及 EVM(rms) 的分布可以推論：

在 $P_{in} < -7\text{dBm}$ 時，EVM(rms) 主要由 Magnitude error 所影響， $P_{in} > -7\text{dBm}$ 之後，EVM(rms) 主要由 Magnitude error 加上 Phase error 所影響，即在 $P_{in} < -7\text{dBm}$ 時，Phase error 的影響不大， $P_{in} > -7\text{dBm}$ 之後，Phase error 劣化的影響才顯現出來。

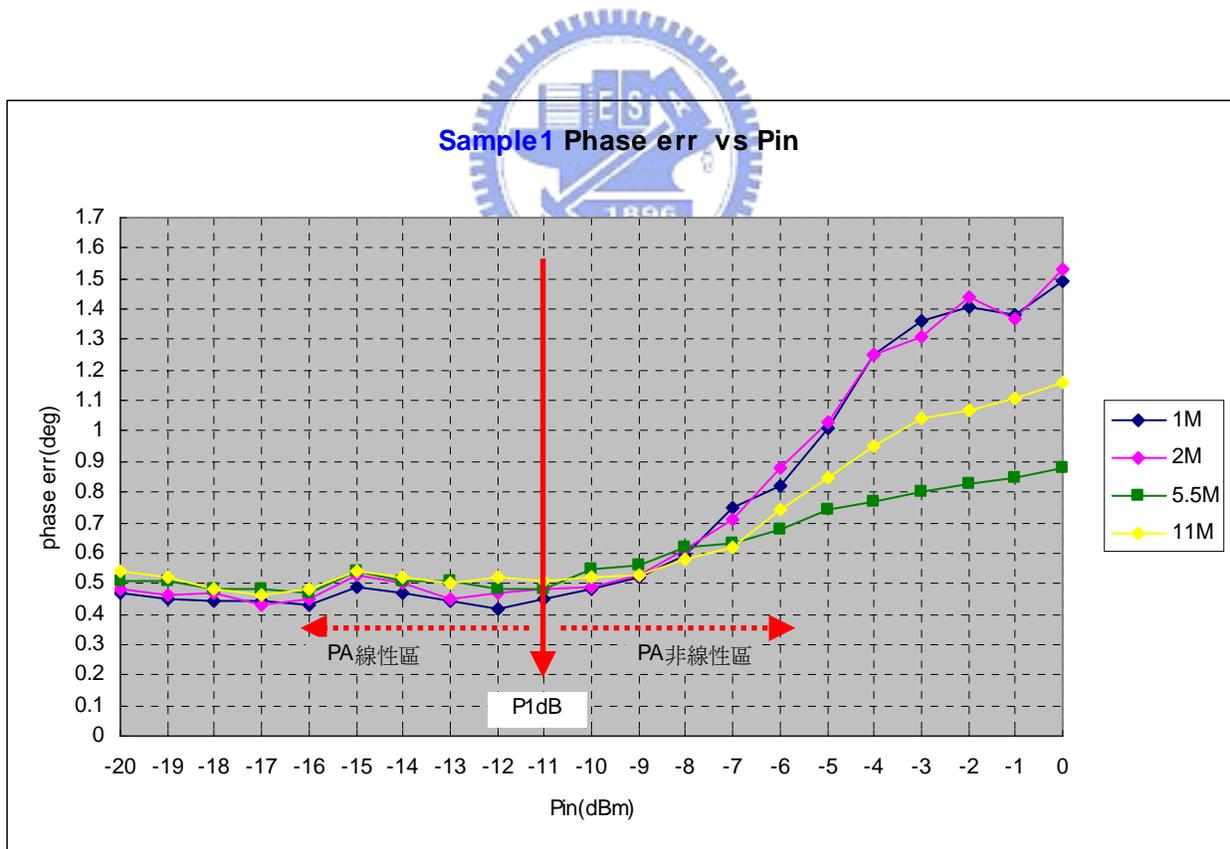


圖 4.15 Phase Error vs. Pin on Sample 1

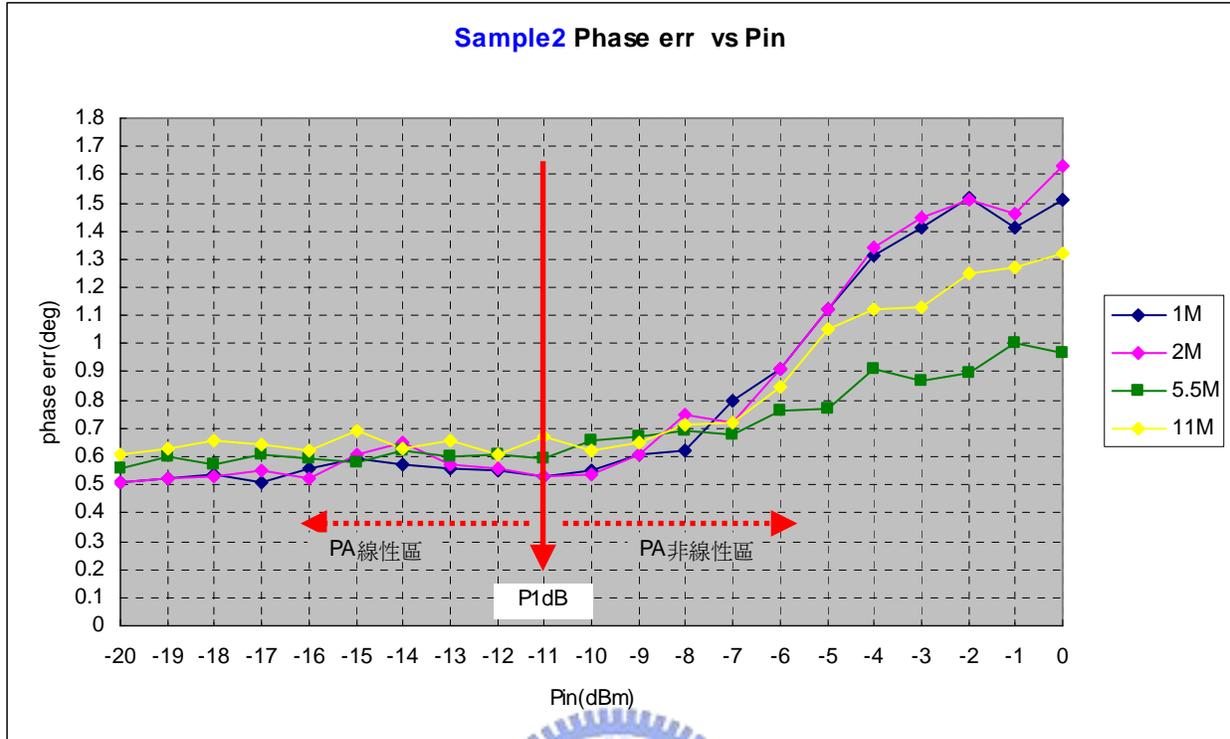


圖 4.16 Phase Error vs. Pin on Sample 2

接著，我們再將 1M/2M/5.5M/11M bps 的 Quadrature error 來作比較，並分析其結果，如圖 4.17 表示 Sample 1，圖 4.18 表示 Sample 2。

如圖所示，Quadrature error 在不同的數位調變之間的關係並不明顯，最大的 Quadrature error 僅介於 ± 0.05 mdeg 之間，誤差極小。對照 EVM(rms) 的曲線，看不出其中的關聯性，而在 Gain Imbalance 的參數分析上也是如此，如圖 4.19 表示 Sample 1，圖 4.20 表示 Sample 2，不同調變之間的 Gain Imbalance 皆小於 0.01dB，誤差極小。

在 Quadrature error 及 IQ Gain Imbalance 的分析中，我們可以推論這兩項參數對於 EVM(rms) 變差的貢獻不大。

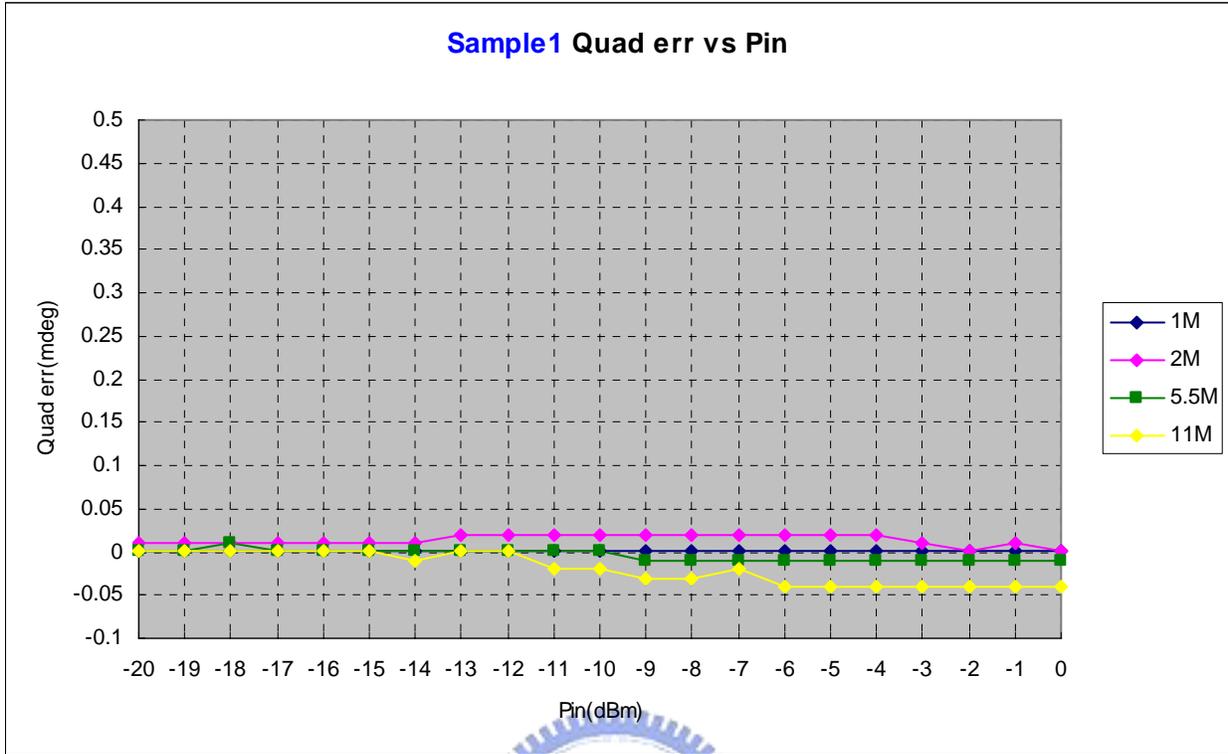


圖 4.17 Quad Error vs. Pin on Sample 1

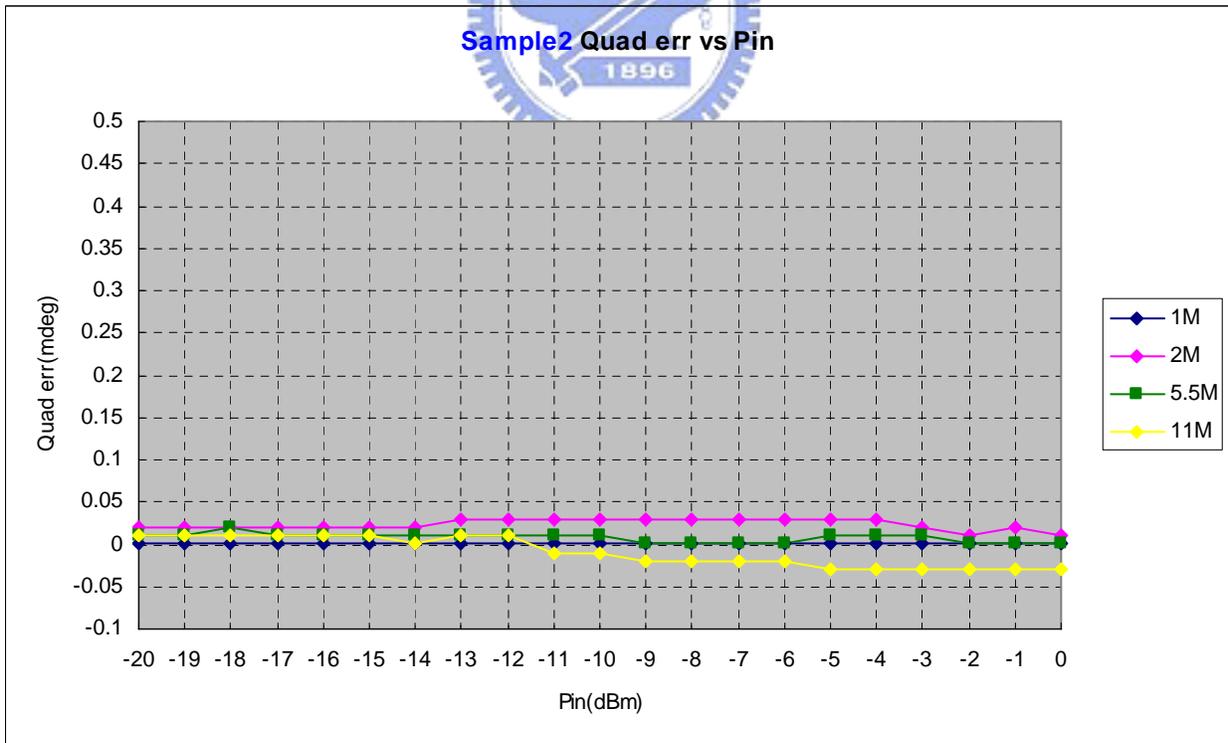


圖 4.18 Quad Error vs. Pin on Sample 2

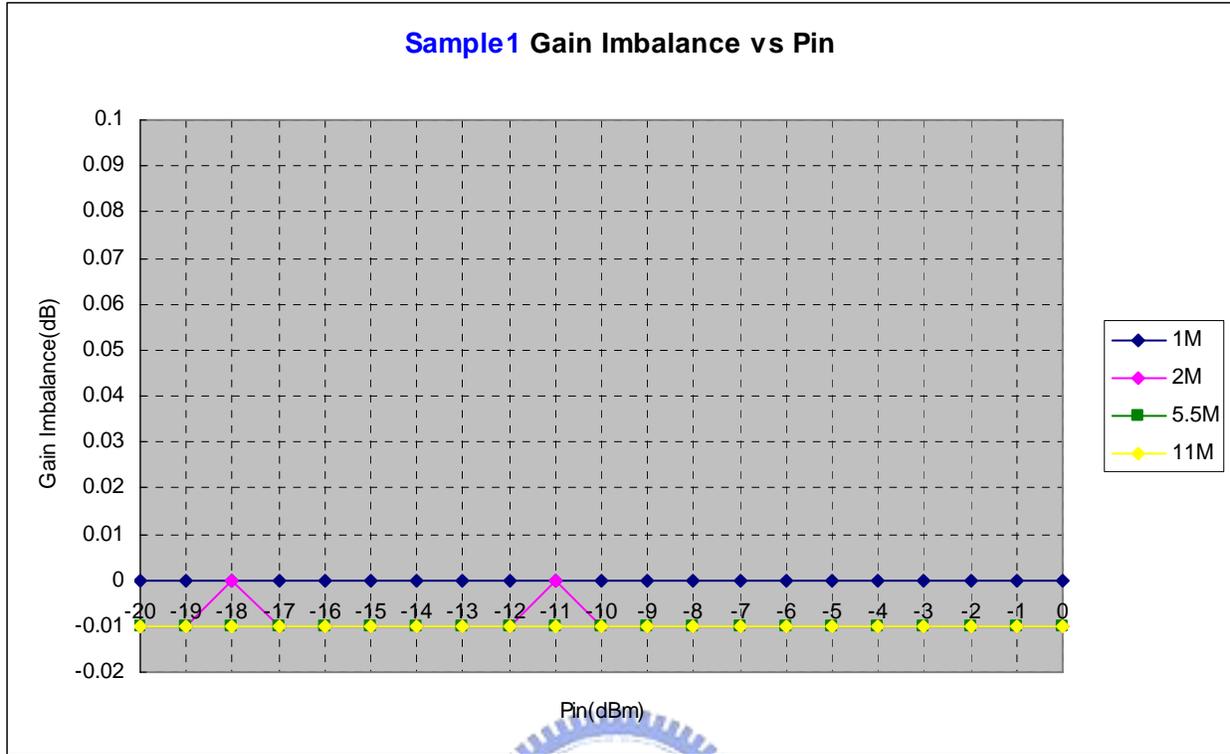


圖 4.19 Gain Imbalance vs. Pin on Sample 1

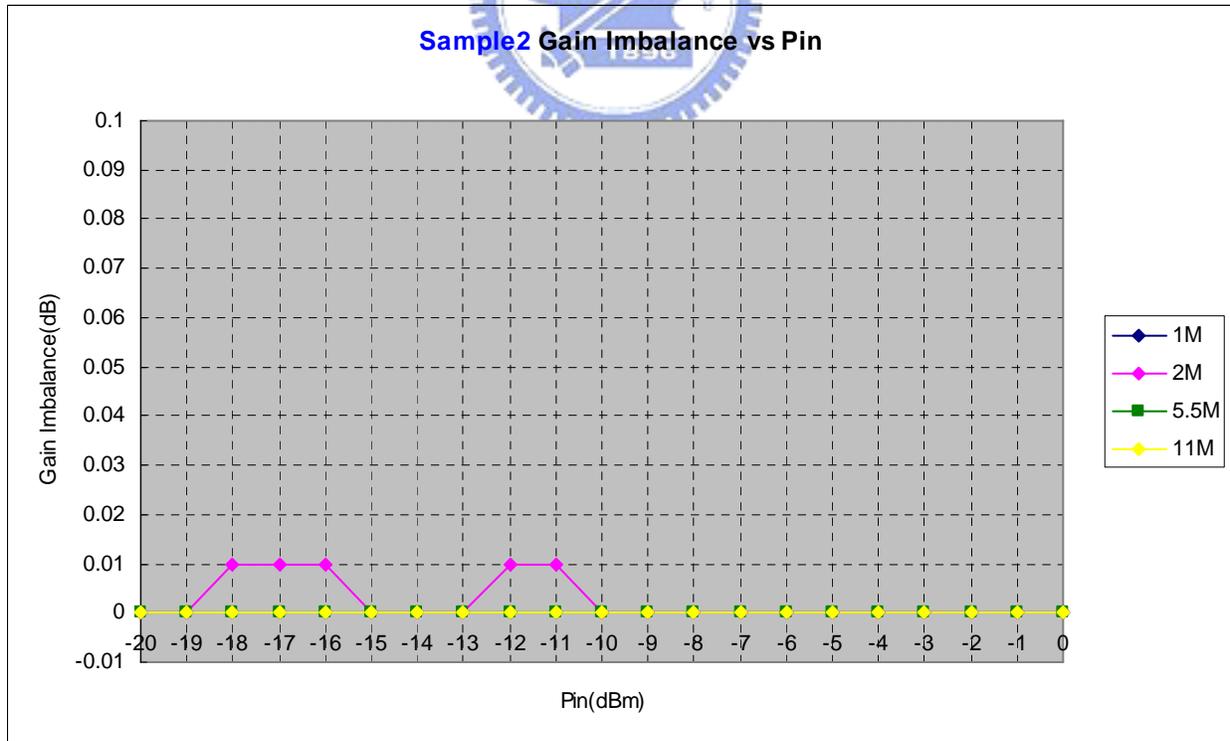


圖 4.20 Gain Imbalance vs. Pin on Sample 2

在以上影響 EVM(rms)的四項參數 Magnitude error、Phase error、Quadrature error、Gain Imbalance 的分析中，對於 EVM(rms)變差的原因，主要雖然是 Magnitude error，但造成這些 error 的原因，直觀來說當然是因為 IQ unbalance 所造成，但造成 IQ unbalance 的原因可能是電路設計或 IC 製造的過程中無法做到百分之百的對稱，即電路 Mismatch 的情況無法避免，因此會產生這些影響 EVM 的誤差。

4.2 補償改善及 LUT 實驗結果

從上一節 EVM(rms)、Magnitude error、Phase error、Quadrature error、Gain Imbalance 的結果可看出，在此 PA Sample 中，影響 EVM(rms)最大的參數是 Magnitude error，因此我們在建立 Lookup Table 時，依據每一個 Pin 紀錄下所有的參數值，但要將 Lookup table 傳回 Baseband IQ data 做補償的時候，主要還是使用 inverse Magnitude error，圖 4.21 表示 EVM(rms)在經過 Lookup table 補償後，1M、2M、5.5M、11M bps 的結果比較，從結果可看出在改善後，EVMrms 約 improve 0.5~1%不等，若換算成百分比，Sample 1 比較圖 4.11，在 P1dB 點，Pin=-11dBm 時 1M/2M/5.5M/11M bps improve 約 15.2~28.9%不等。

我們將 Sample 1 所產生的 Lookup table 直接用在 Sample 2，目的是為了驗證此系統的可複製性，發現結果與 Sample 1 極為類似，另一方面也印證這兩 PA Sample 的 variation 不大。

圖 4.22 表示 LUT(Lookup table)用在 Sample 2 的結果，EVM(rms) 一樣有 0.5~1.5%的改善，可複製。

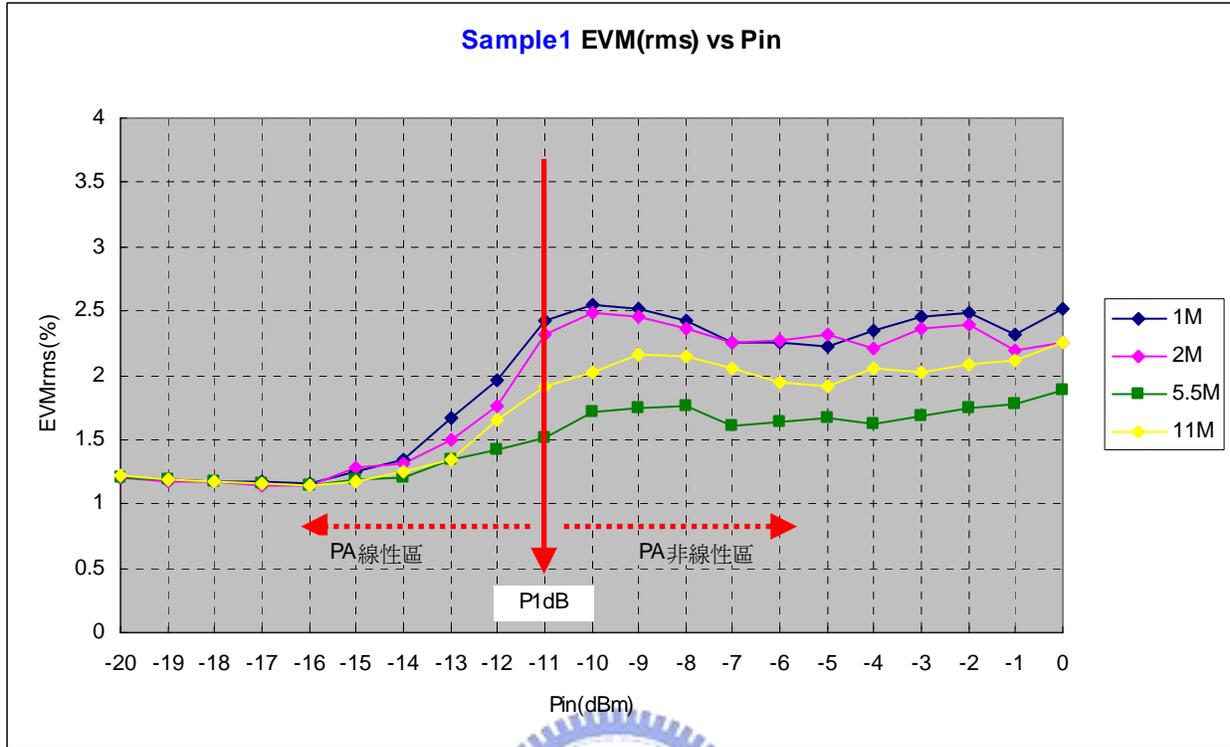


圖 4.21 EVM vs Pin on Sample 1 after compensation

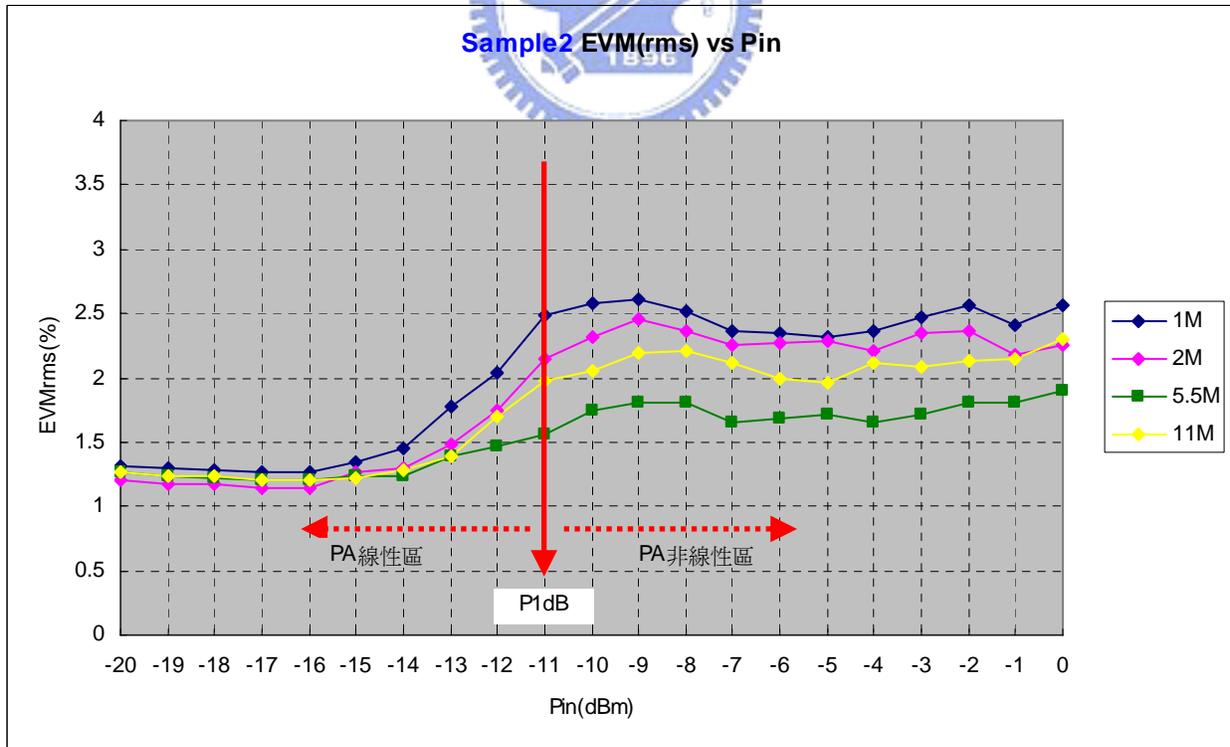


圖 4.22 EVM vs Pin on Sample 2 after compensation

對於 Magnitude error 的補償，圖 4.23 表示在經過補償後，1M、2M、5.5M、11M bps 的結果比較，可看出改善後，Magnitude error 約 improve 0.5~1.5% 不等。

同上，圖 4.24 表示 LUT(Lookup Table) 直接用在 Sample 2 的 Magnitude error 的結果，一樣可改善，代表 LUT 的方法是可以複製。

本系統由於儀器的限制，並沒有針對 Phase error 做補償的動作，意即 $P_{in} > -7\text{dBm}$ 之後會對 EVM 造成影響的 phase error 並沒有被補償，如圖 4.25 表示 Sample 1，觀察系統經由 Magnitude error 補償後，Phase error 是否有任何變化。

從圖 4.25 看來，phase error 並沒有明顯的變化。

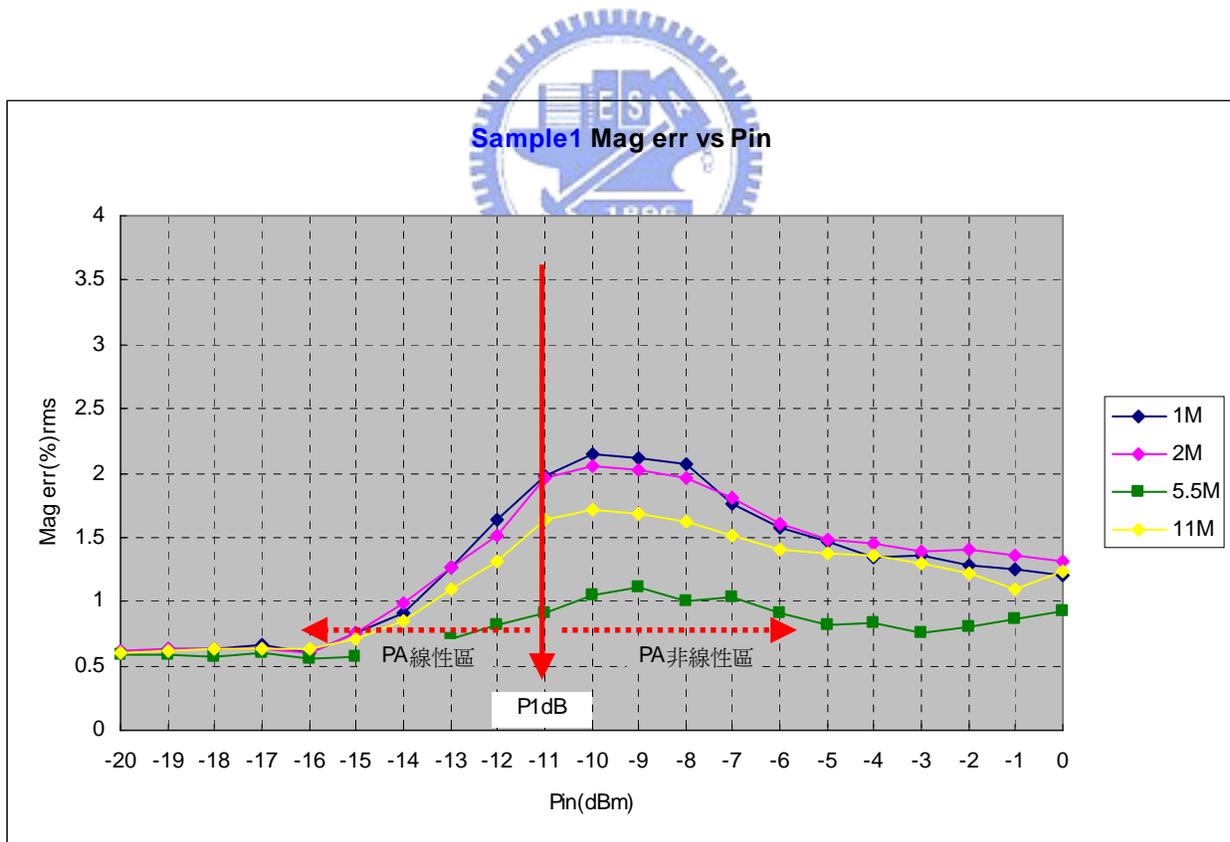


圖 4.23 Magnitude error vs Pin on Sample 1 after compensation

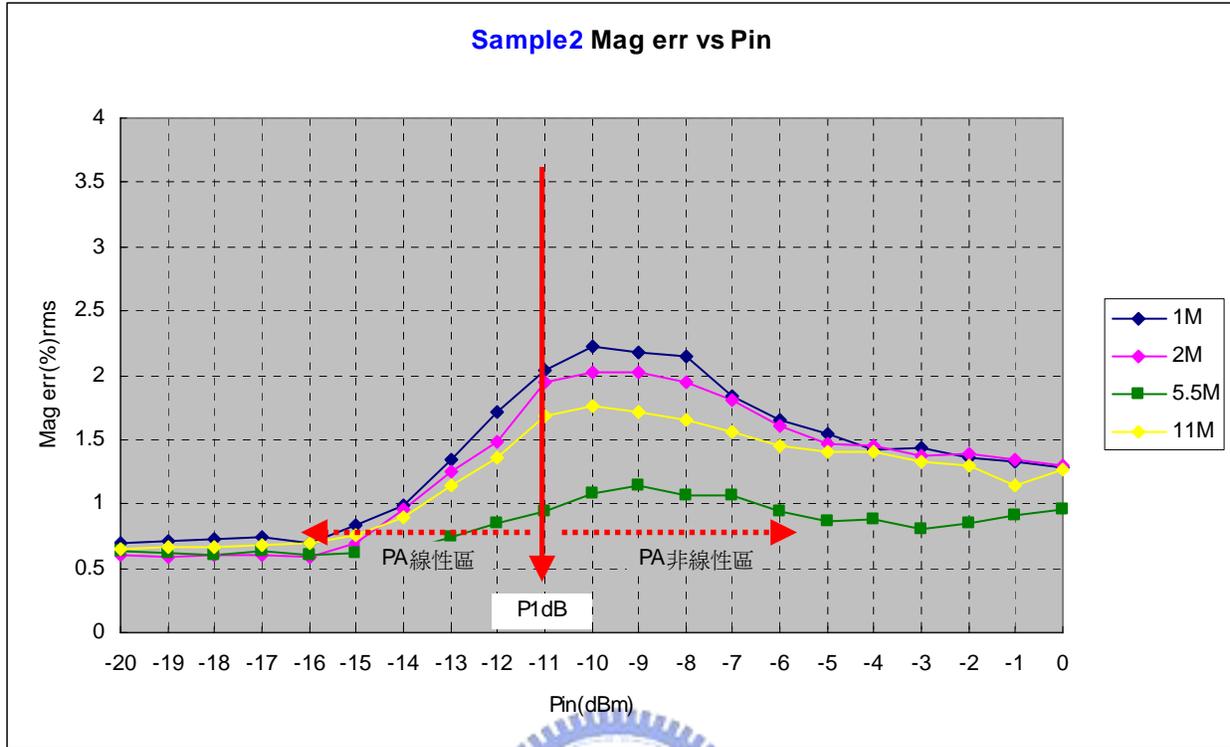


圖 4.24 Magnitude error vs Pin on Sample 2 after compensation

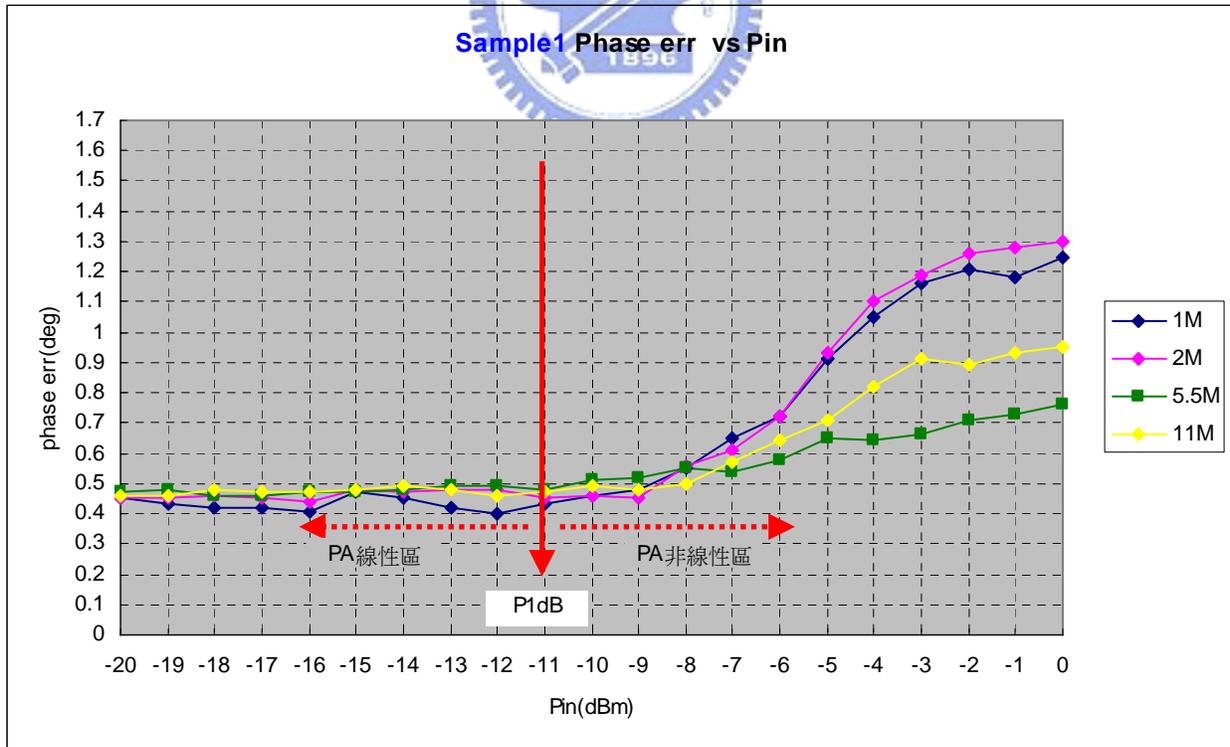


圖 4.25 Phase error vs Pin on Sample 1 after compensation

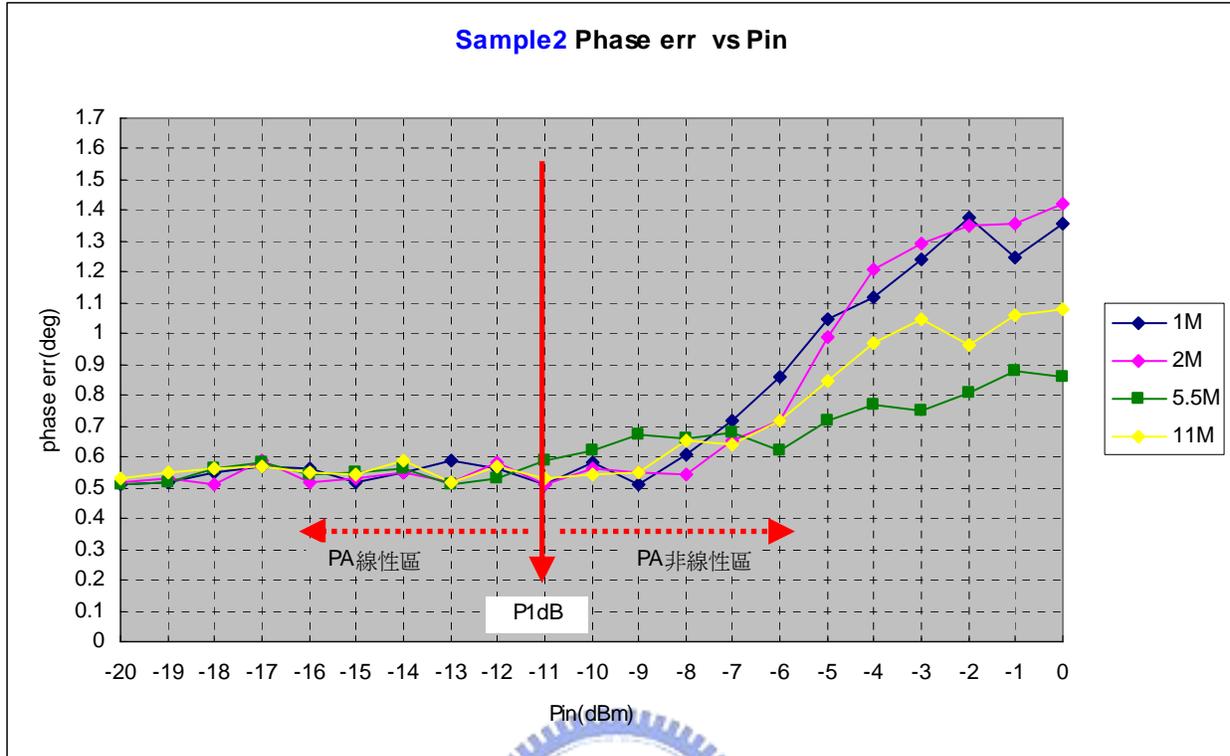


圖 4.26 Phase error vs Pin on Sample 2 after compensation

圖 4.26 表示 Sample 2 在使用 Lookup table 之後的結果，與 Sample 1 相同，phase error 並沒有因為 magnitude error 的補償而有任何 improve。

其餘如 Quadrature error、Gain Imbalance 補償前後的 Error 值極小，因此在此附上 Sample 1 的圖表，如圖 4.27 表示 Sample 1 的 Quadrature error 結果，圖 4.28 表示 Sample 1 的 Gain Imbalance 結果。

如圖，Quadrature error 皆小於 $\pm 0.05\text{mdeg}$ ，Gain Imbalance 皆小於 $\pm 0.01\text{dB}$ 。

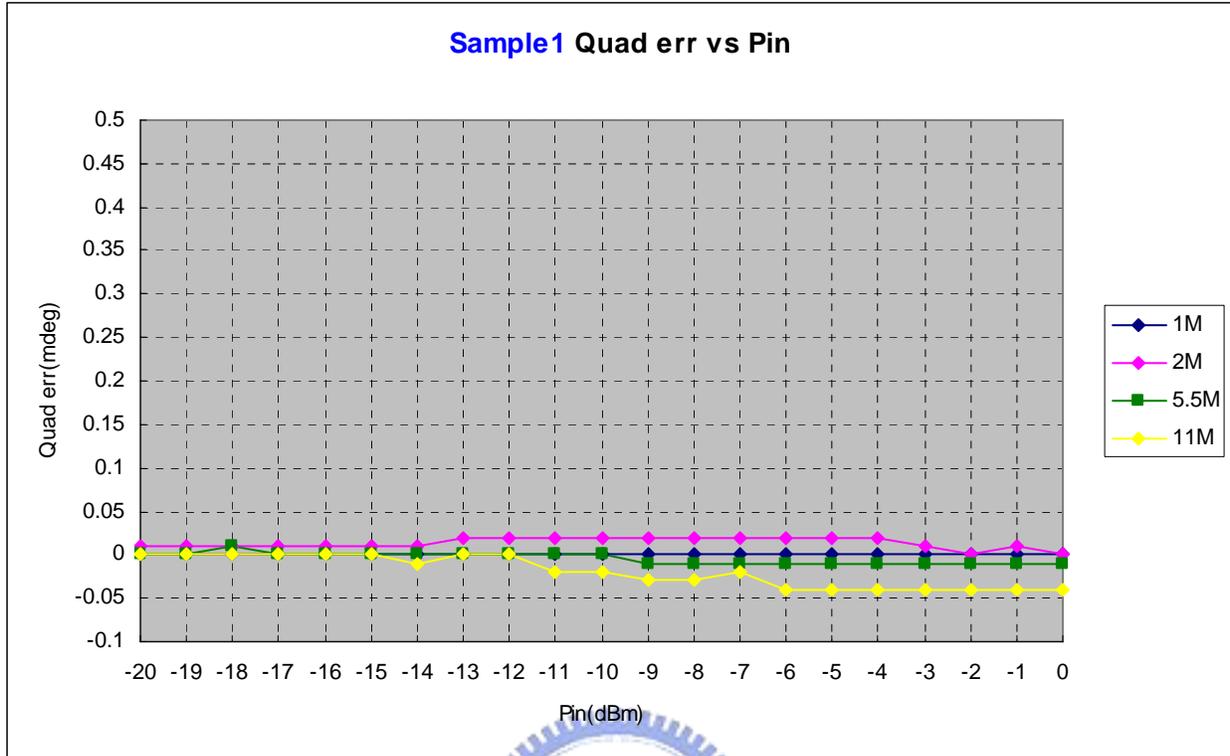


圖 4.27 Quadrature error vs Pin on Sample 1 after compensation

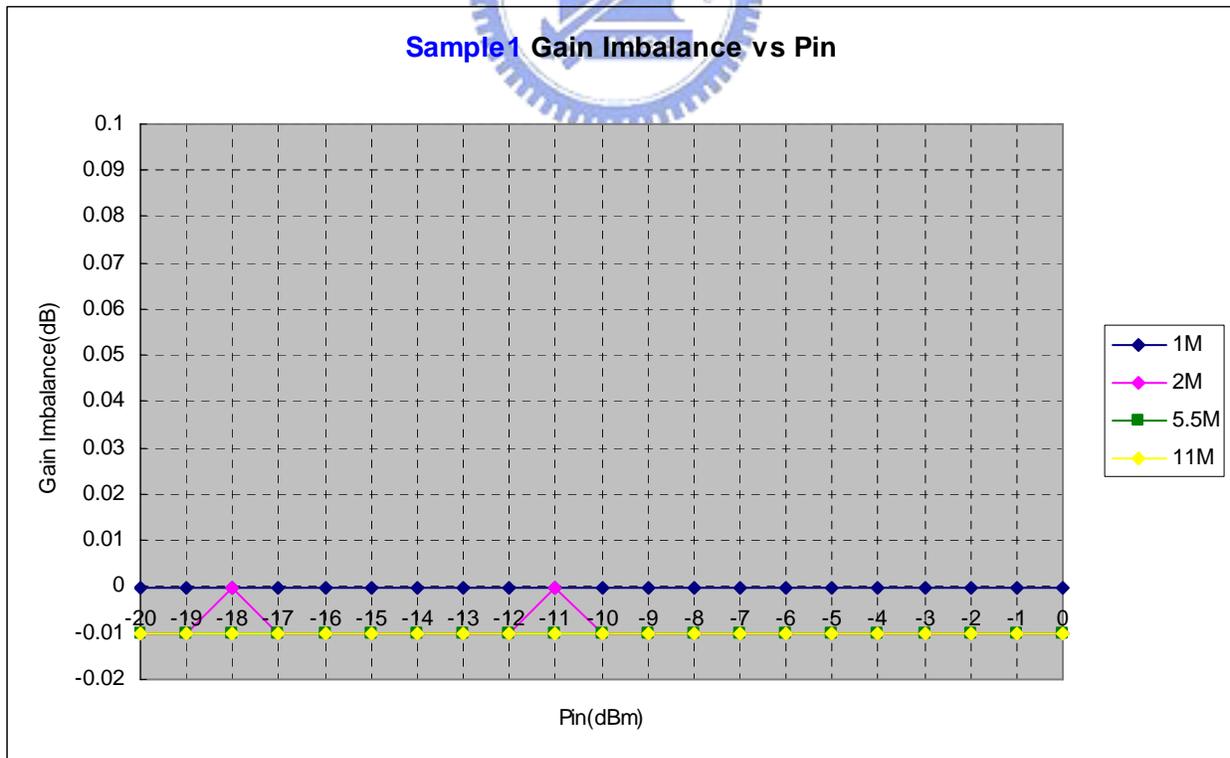


圖 4.28 Gain Imbalance vs Pin on Sample 1 after compensation

單純針對 1Mbps 來看 PA Sample 補償前後的 EVMrms 變化，如圖 4.29 表示 Sample 1，若以 P1dB 點來看，Pin=-11dBm 時，改善前後由 EVM(rms)=3.2%進步到 2.4%，換算成百分比約 improve 23.9%。如圖 4.30 表示 Sample 2 的改善。

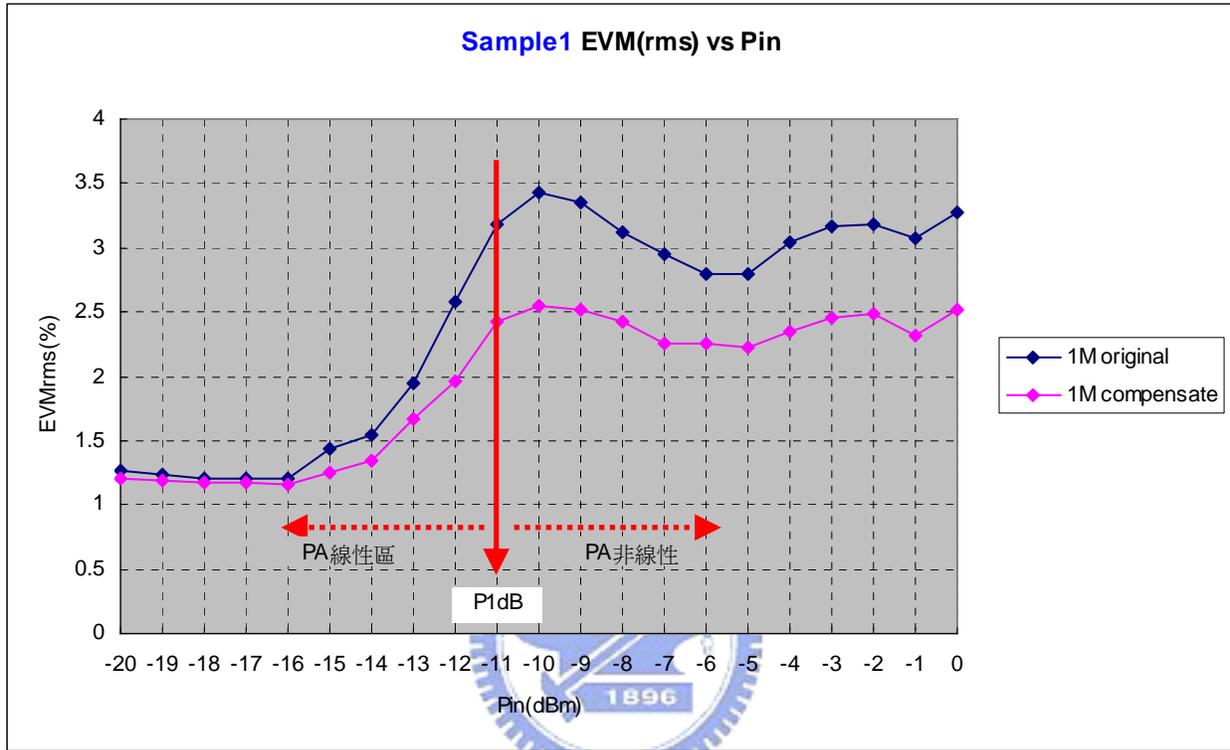


圖 4.29 1Mbps EVM vs. Pin on Sample 1

圖 4.31 表示實際 Sample1 在 1M bps IQ constellation(星狀圖)在 P1dB 點補償前後的變化。補償前乍看之下雖然紅色 EVM Data 點較為集中，但事實上大部分的點幾乎都落在理想點(白色圈圈)外側，補償後由於 Magnitude error 變小，有一部分的 Data 回到理想點(白色圈圈)內側，EVM 自然也變好。以下 2M/5M/11M bps 的現象也是相同的道理，之後不再重覆敘述。

圖 4.32、圖 4.33 表示 2M bps 在 Sample 1、Sample 2 補償前後的 EVMrms 變化，圖 4.35、圖 4.36 表示 5.5M bps 在 Sample 1、Sample 2 補償前後的 EVMrms 變化，圖 4.38、圖 4.39 表示 11M bps 在 Sample 1、Sample 2 補償前後的 EVMrms 變化，而圖 4.34、圖 4.37、圖 4.40 則表示 2M、5.5M、11M bps 實際 IQ

constellation 的變化。

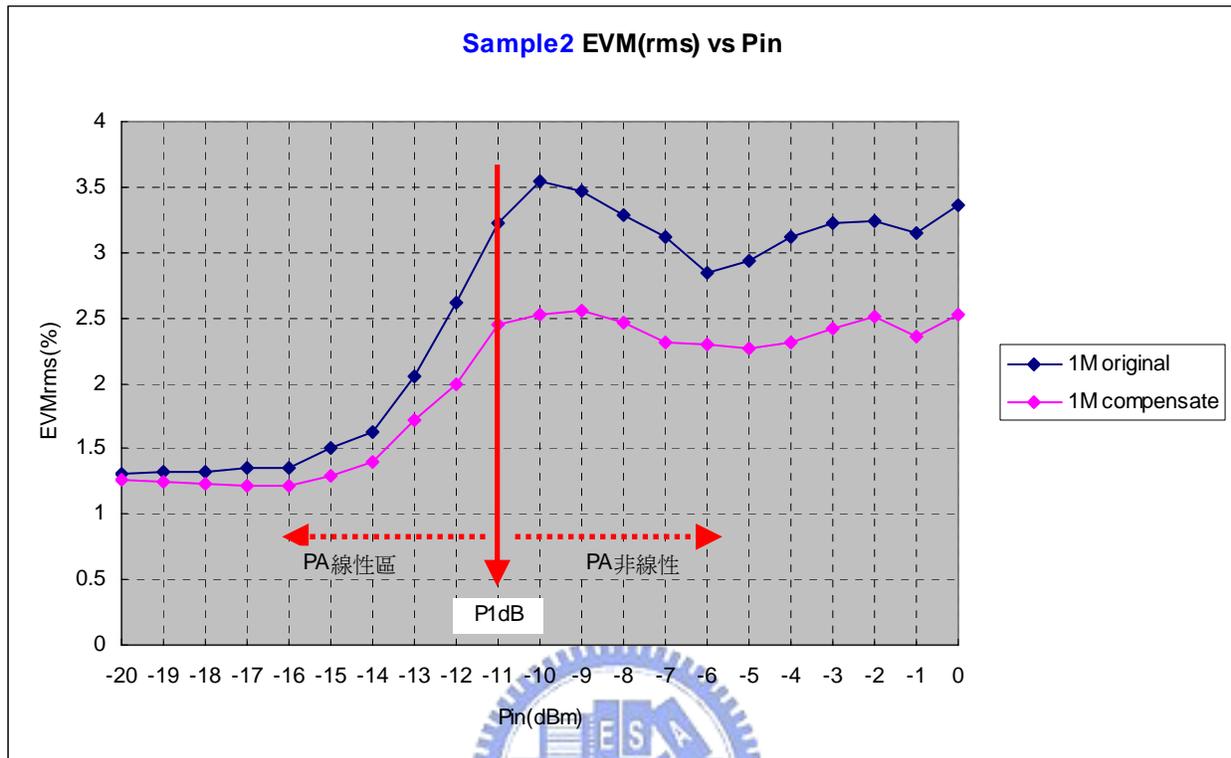


圖 4.30 1Mbps EVM vs. Pin on Sample 2

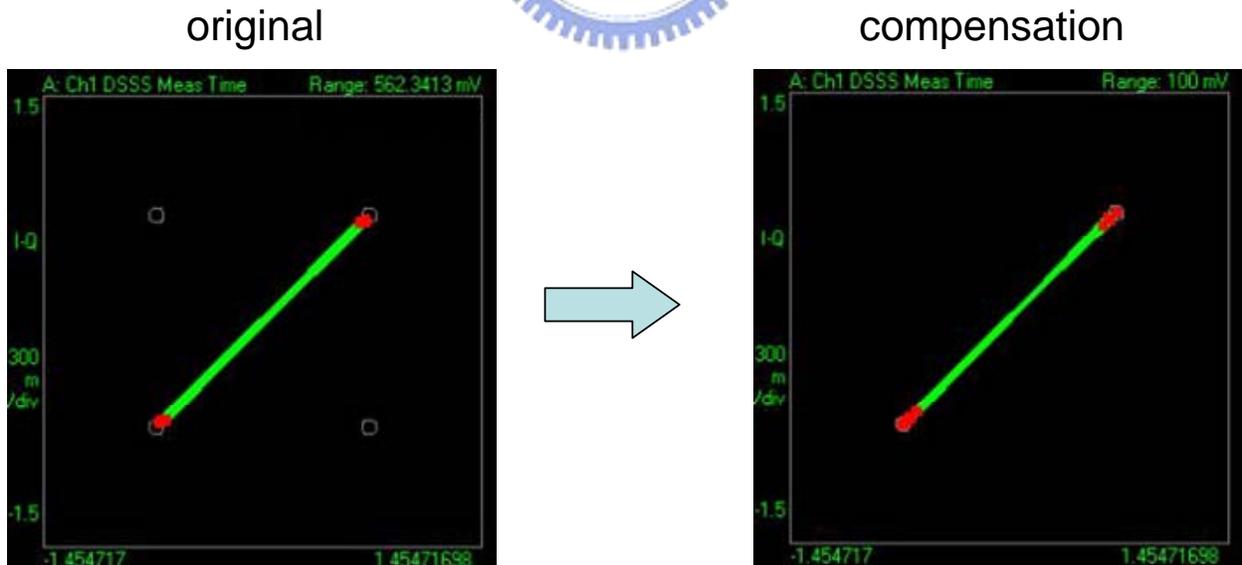


圖 4.31 1Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation

針對 2Mbps 來看，兩片 Sample 補償前後的 EVMrms 變化，如圖 4.32 圖 4.33

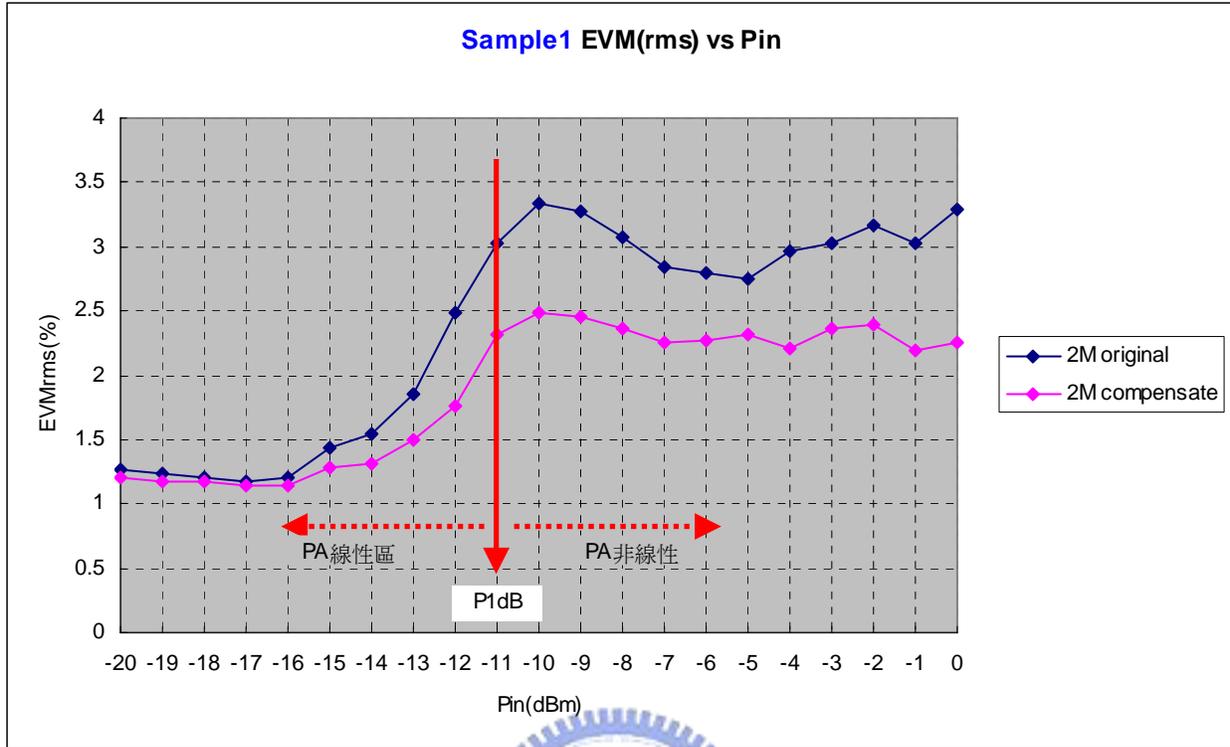


圖 4.32 2Mbps EVM vs. Pin on Sample 1

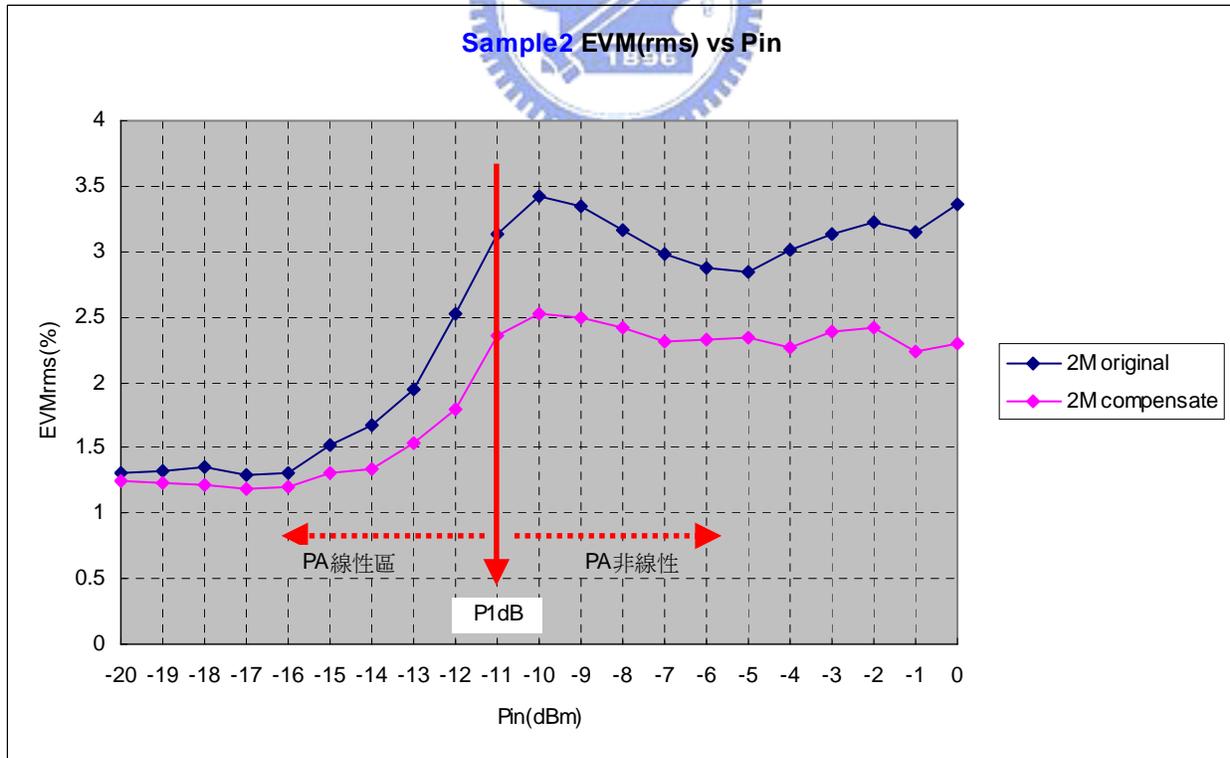


圖 4.33 2Mbps EVM vs. Pin on Sample 2

圖 4.34 表示實際 2M bps IQ constellation 在 P1dB 點補償前後的變化。

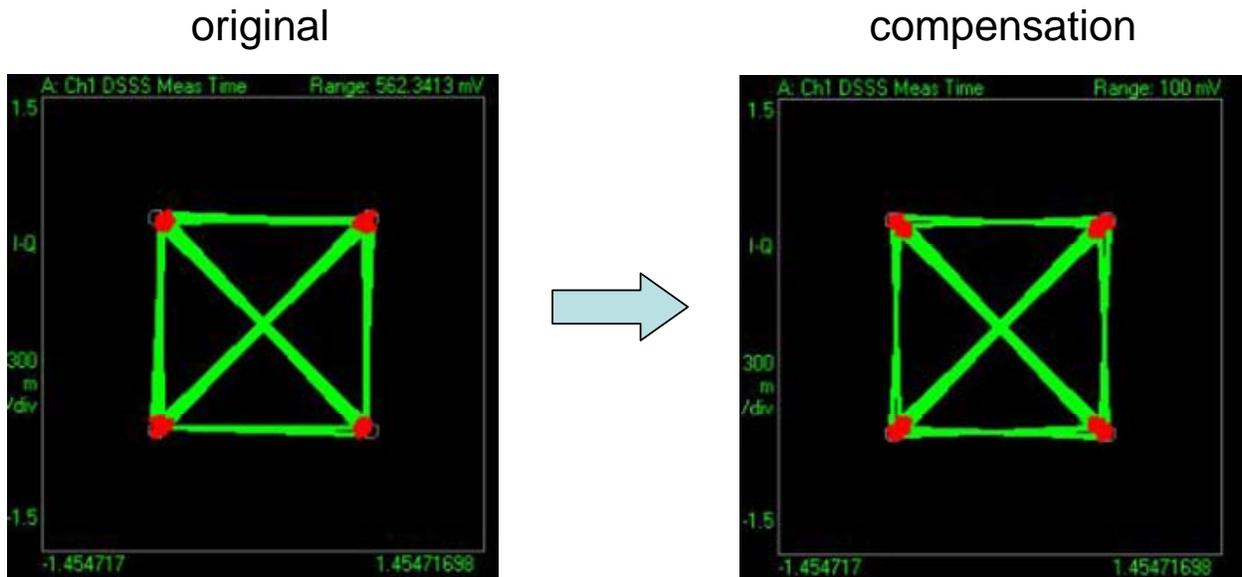


圖 4.34 2Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation

針對 5.5Mbps 來看，兩片 Sample 補償前後的 EVMrms 變化，如圖 4.35、圖 4.36

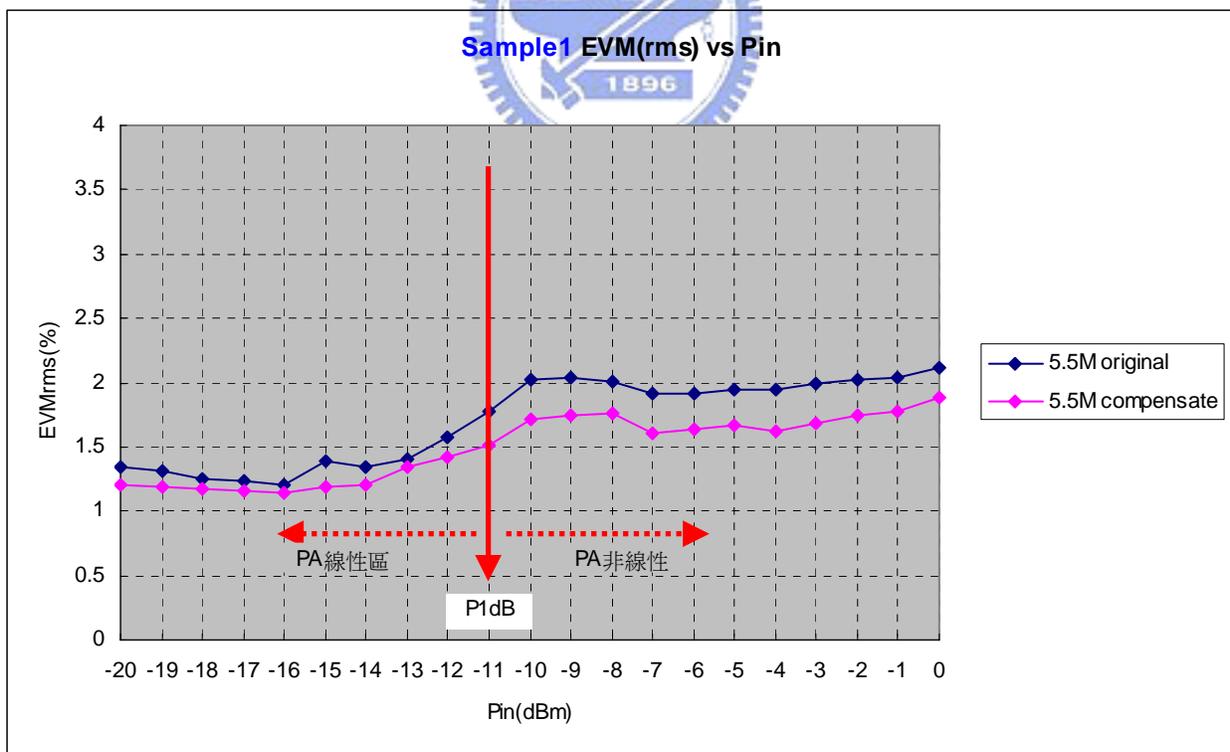


圖 4.35 5.5Mbps EVM vs. Pin on Sample 1

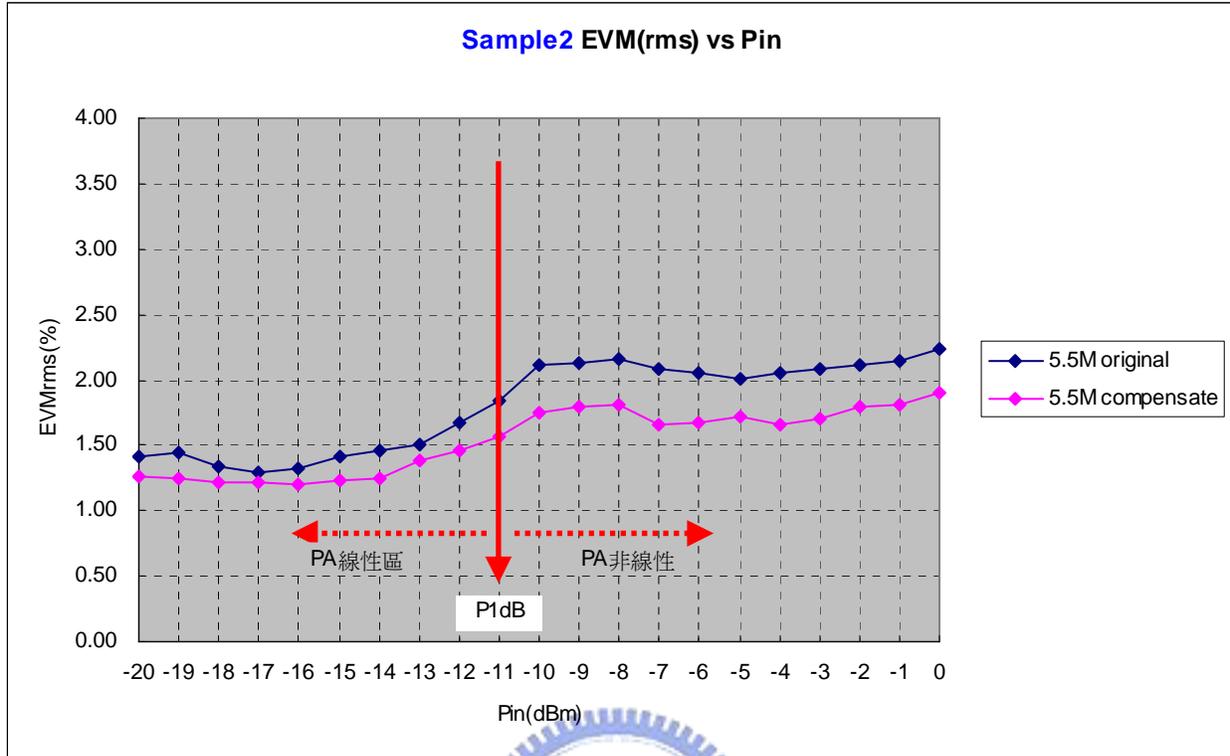


圖 4.36 5.5Mbps EVM vs. Pin on Sample 2

圖 4.37 表示實際 5.5M bps IQ constellation 在 P1dB 點補償前後的變化。

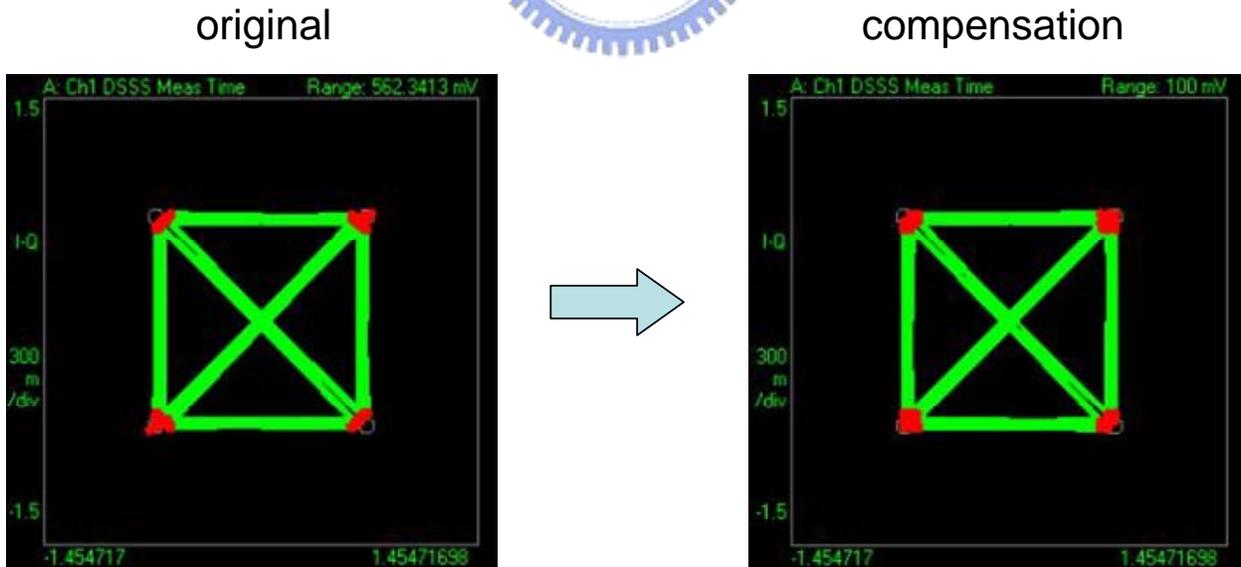


圖 4.37 5.5Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation

針對 11Mbps 來看，兩片 Sample 補償前後的 EVMrms 變化，如圖 4.38、圖 4.39

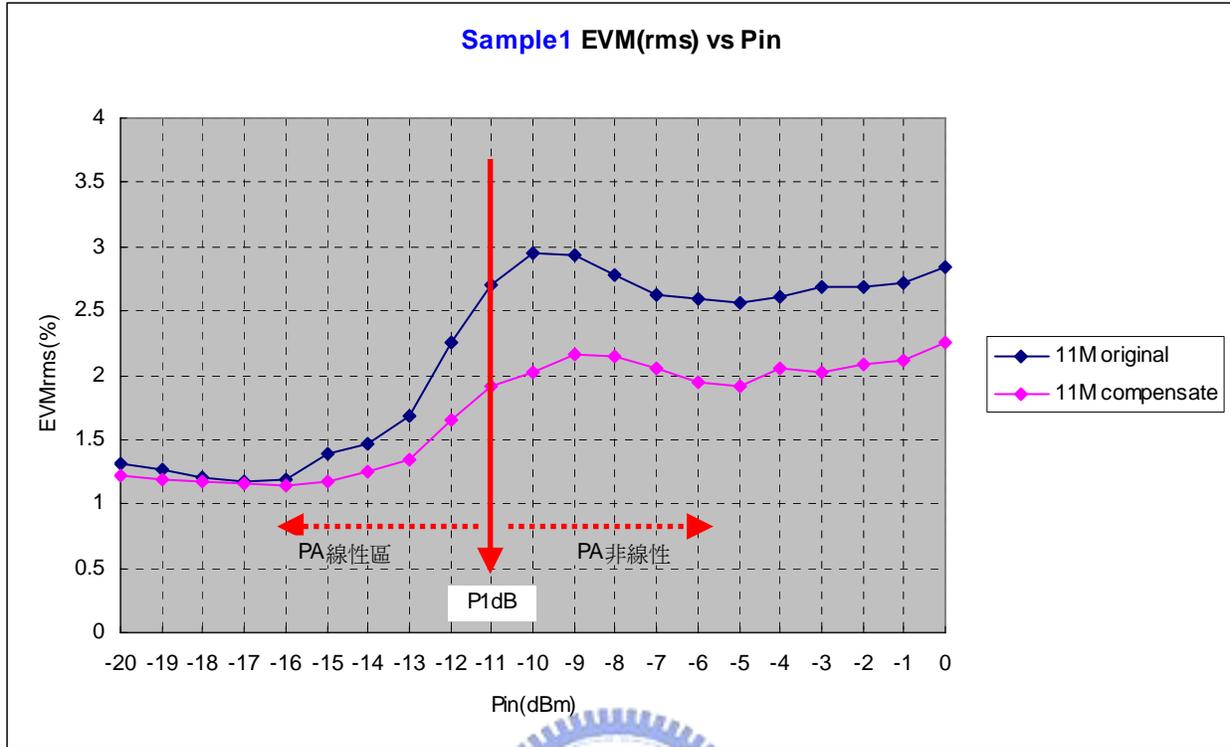


圖 4.38 11Mbps EVM vs. Pin on Sample 1

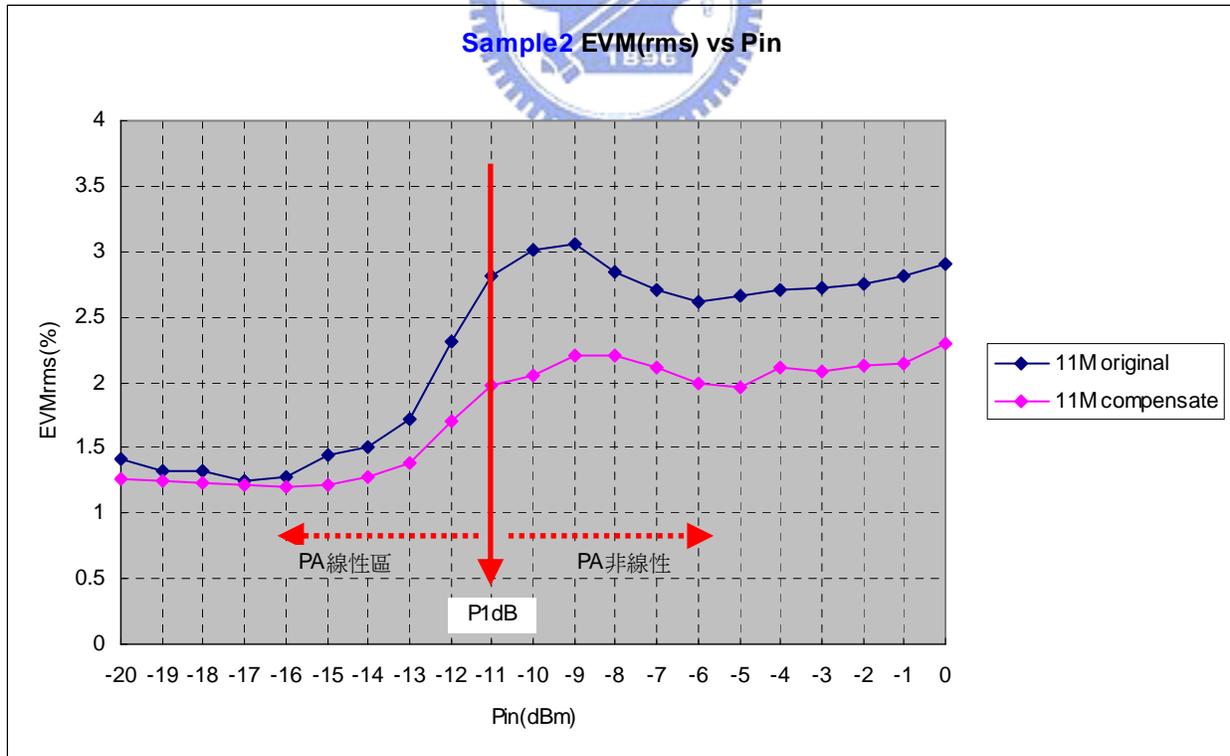


圖 4.39 11Mbps EVM vs. Pin on Sample 2

圖 4.40 表示實際 11M bps IQ constellation 在 P1dB 點補償前後的變化。

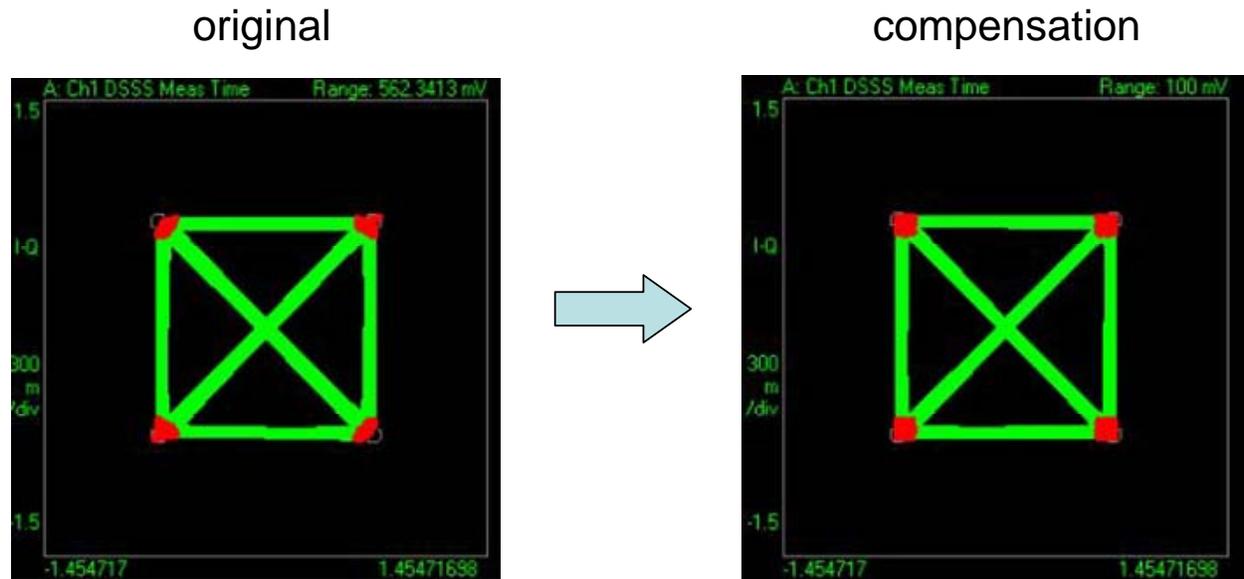


圖 4.40 11Mbps EVM Constellation Original vs. Compensation

若取 P1dB 點的 EVMrms 來比較改善前及改善後的情形，可得到下列結果，表 4.1:

EVMrms(%)	1Mbps	2Mbps	5.5Mbps	11Mbps
Original	3.18	3.03	1.78	2.7
Compensation	2.42	2.31	1.51	1.92
Improvement	23.9%	23.8%	15.2%	28.9%

表 4.1 EVM improvement summary

從結果看來，利用 LUT 的方式的確可以在不同的數位調變下得到 15~29%的 Improvement。

但仔細觀察，Inverse Magnitude error 做為補償量的參考依據，但還是無法將 EVMrms 及 Magnitude error 達到無誤差的結果，表示整個實驗平台還是存在可能造成誤差的變因，推測可能是 PA 在 High power 的狀態下，非線性的

現象極為敏感，即使 Magnitude error 有些許誤差，也會被放大，無法達到完全無誤差的結果。且 phase error 因為沒有補償，也貢獻了一部分的向量誤差。

不過，透過自動測試平台的實現，我們模擬出整個無線傳輸時在面臨信號失真的情況時，如何利用 Look-up table，例如在 Input Power 在某特定的值，對應的 Magnitude error 應該補償多少，藉此修正 IQ modulation 的振幅或相位達到改善 EVM 的效果。

嚴格來說，改善 EVM 的平台只在 IC 確認補償值之前出現，一旦透過補償路徑得到 Look-up table，就不再需要做第二次補償，而且成立的條件亦包含製程的穩定，不同顆 IC 間的變異不能太大，才能成功的複製。

前面所有的實驗都是將調變信號經由 Pure PA 放大後解調，若是我們使用整合度較高的 IC(含 PA 加 Tranceiver)，其 2M bps EVM performance 如圖 4.41，整合度較高的 IC 因為增加了元件：如 Tranceiver，等於多增加了 noise，因此 EVM performance 明顯較 Pure PA 差，zero-crossing 的現象更為嚴重，圖 4.42 表示 5.5Mbps zero-crossing 的現象，其變差的程度沒有 2Mbps 來得嚴重。此現象說明了本論文開宗明義提到的問題，一旦 IC 的整合度愈高，noise 的干擾勢必愈嚴重，如何提升訊號品質便成為本論文所要探討的主要目的。

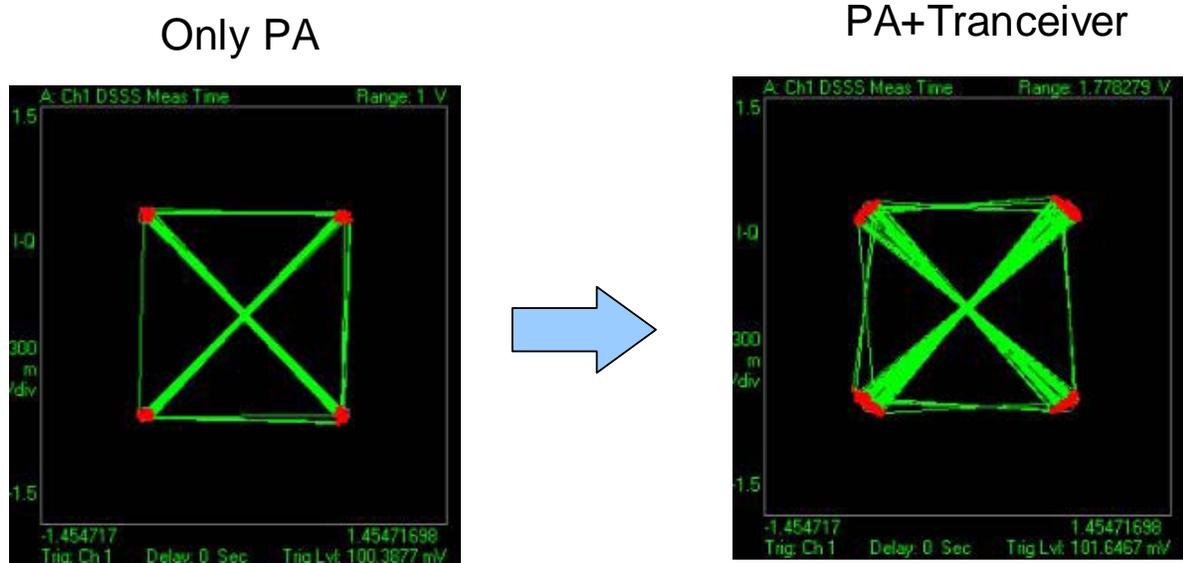


圖 4.41 2Mbps zero-crossing trajectory

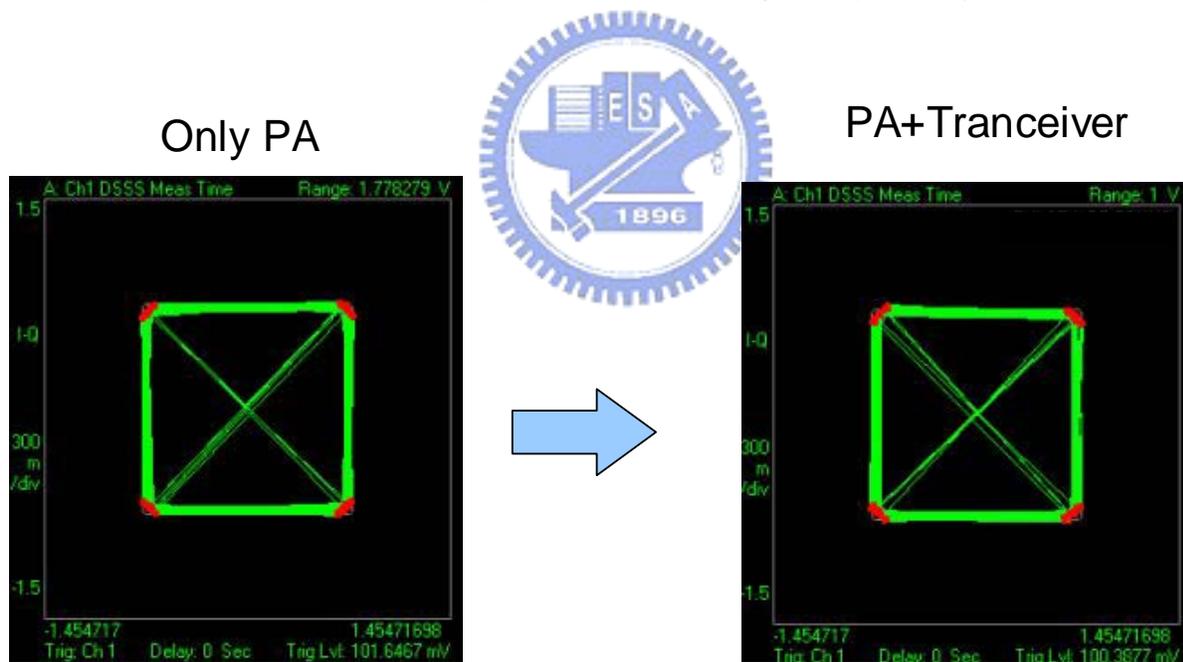


圖 4.42 5.5Mbps zero-crossing trajectory

第五章

結論與未來研究方向

5.1 結論

本論文中實現了一具有補償數位調變在 PA 非線性區向量誤差量(Error Vector Magnitude)劣化的實驗平台，使用的 PA Sample 型號為 SST12LP14A，Typical Gain 29dB，電源供應為 3.3V，操作頻率為 2.4~2.5GHz，利用向量信號分析儀(Vector Signal Analyzer)所得到的 EVMrms、Magnitude error、Phase error 等參數紀錄於 Lookup table，再將其反逆(inverse)，並透過自行開發的自動儀控程式，把 Lookup table 的值從 GPIB Port 送回儀器，完成 IQ modulation 補償。且發現利用 Lookup table 補償，改善程度可達 15~29%，且不需要耗費複雜的 closed-loop 運算。

此外，本論文亦討論了不同調變下的 EVM performance，並從其不同調變下的編碼方式推得 zero-crossing 的機率，最後，比較在單純只經過 PA 的訊號及經過 PA+tranceiver 的 EVM 比較，說明當 IC 的整合度愈來愈高，noise 干擾的情況愈加嚴重，如何透過有效的方法提升信號品質，此為本論文的主要目的。

5.2 未來研究方向

其餘數位調變的補償分析：

我們設計的補償系統僅針對 802.11b 1M/2M/5.5M/11M bps (BPSK、DQPSK、OQPSK、QPSK) 來改善，對於 802.11g 6M/12M/18M/22M/33M/36M/48M/54M bps

等 OFDM 的 QAM 調變信號，其實可以再加以分析，研究利用 LUT 補償機制是否可行，進一步更可以使用在 802.11n 及 MIMO 等先進的傳輸。



參考文獻

- [1] Michael S. Heutmaker, "The Error Vector and Power Amplifier distortion", pp92-95, 1997 IEEE, 1997 Wireless Communications conference.
- [2] S. Boumaiza, F.M. Ghannouchi, "Dynamic Nonlinear Distortion Characterization of Wireless Radio Transmitters", 2004 IEEE.
- [3] Slim Boumaiza, Fadhel M. Ghannouchi, "Realistic Power-Amplifiers Characterization With Application to Baseband Digital Predistortion for 3G Base Stations" IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques, vol20, NO.12 pp. 3016-3021, 2002.
- [4] A. A. Moulthrop, C. J. Clark, C. P. Silva, and M. S. Muha, "A dynamic AM/AM and AM/PM measurement technique," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, Denver, CO, June 8-13, 1997, pp. 1455-1458.
- [5] M. S. Heutmaker, J. R. Welch, and E. Wu, "Using digital modulation to measure and model RF amplifier distortion," Appl. Microwave & Wireless, pp. 34-39, Mar. - Apr. 1997.
- [6] O. Anderson, P. Malmlof, and D. Wisell, "Nonlinear characterization of multiple carrier power amplifiers," in 56th ARFTG Conf. Dig., Boulder, CO, Nov. - Dec. 30-1, 2000, pp. 111-118.
- [7] Y. Nagata, "Linear amplification technique for digital mobile communications," in IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 1, May 3-4, 1989, pp. 159-164.
- [8] J. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter

- with fast adaptation and low memory requirements,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 39, pp. 374 – 382, Nov. 1990.
- [9] S. P. Stapleton and F. C. Costescu, “An adaptive predistorter for power amplifier based on adjacent channel emissions,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 41, pp. 49 – 56, Feb. 1992.
- [10] E. G. Jeckeln, F. Beaugard, M. A. Sawan, and F. M. Ghannouchi, “Adaptive baseband/RF predistorter for power amplifiers through instantaneous AM-AM and AM-PM characterization using digital receivers,” in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 1, Boston, MA, June 2000, pp. 489 – 492.
- [11] Y. Yang, J. Yi, J. Nam, B. Kim, and M. Park, “Measurement of two-transfer characteristics of high-power amplifiers,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, pp. 568 – 571, Mar. 2001.
- [12] J. H. K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J. P. A. Mannien, “Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifier,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, pp. 1383 – 1389, Aug. 2001.
- [13] J. S. Kenney, W. Woo, L. Ding, R. Raich, H. Ku, and G. T. Zhou, “The impact of memory effects on predistortion linearization of RF power amplifiers,” in Proc. ISMOT Int. Microwave Opt. Technol. Symp., Montreal, QC, Canada, June 19 – 23, 2001, pp. 339 – 343.
- [14] Fuqin Xiong, “Digital Modulation Techniques” , Phase Shift Keying M-ary PSK , 2006, pp. 148 – 154.

- [15]Fuqin Xiong, “Digital Modulation Techniques” Phase Shift Keying Quadrature PSK ,2006, pp. 166 - 173.
- [16]Fuqin Xiong, “Digital Modulation Techniques” Phase Shift Keying Offset PSK ,2006, pp. 180 - 183.
- [17]Michael B. Pursley, “Introduction to Digital Communication” Coherent Communications, Binary Phase-Shift Keying ,2005, pp. 285 - 304.
- [18] Michael B. Pursley, “Introduction to Digital Communication” Spread-Spectrum Communication, Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals ,2005, pp. 568 - 575.
- [19] Behzad Razavi, “RF Microelectronics,” ,Effects of Nonlinearity, 1998, pp. 15-16.
- [20] Behzad Razavi, “RF Microelectronics,” ,Modulation and Detection , 1998, pp. 54-90.
- [21] 翁芳標, “通訊工程概論,” ,數位調變解調技術 ,二相移鍵系統, 1998, pp. 6-15~6-17.
- [22] 翁芳標, “通訊工程概論,” ,數位調變解調技術 ,補償式正交相移鍵, 1998, pp. 6-27~6-28.
- [23] 鄭同伯, “WLAN 無線網路系統剖析與應用,” ,IQ 星座圖 ,I-Q Constellation, 2003, pp. 67-87.

作者學經歷

1. 姓名：羅偉元

2. 籍貫：高雄市

3. 學歷：

- 高雄市立高雄高級中學（民國 80 年 9 月~民國 83 年 6 月）
- 國立交通大學電子工程學系（民國 83 年 9 月~民國 87 年 6 月）
- 國立交通大學在職專班電子與光電組（民國 93 年 9 月~民國 96 年 5 月）

4. 經歷：

- 絡達科技（民國 91 年 6 月~）

