

計畫編號：PG9304-0990

數位無線地面電視
單頻網建置技術之分析與研究
期末報告

委託單位：交通部電信總局

研究單位：國立台灣大學電信工程學研究所

計畫主持人：李學智 教授

協同主持人：楊成發 教授

協同研究人員：曹恆偉 教授

陳宏銘 教授

研究生助理：林浩群、蘇漢強

中華民國九十三年十月

目錄

目錄	i
一、歐規數位電視地面廣播傳輸標準簡介	1
1.1 DVB-T 簡介	1
1.2 各種數位廣播電視規格比較	1
1.3 規格參數簡介	2
1.3.1 傳輸模式 2k 與 8k 之比較	3
1.3.2 階層調變(Hierarchical modulation)	3
1.3.3 碼框模式	6
二、傳輸系統架構簡介	11
2.1 擾碼器(Scrambler)	12
2.2 外層編碼器(Outer Encoder)	12
2.3 外層交錯器(Outer Interleaver)	13
2.4 內層編碼器(Inner Encoder)	13
2.5 內層交錯器(Inner Interleaver)	14
三、單頻網規劃之研究	19
3.1 單頻網路之特色	19
3.2 單頻網路基地站台間之距離	20
3.3 單頻網路之空間補強器	20
3.4 單頻網路之行動接收	22
3.5 單頻網路系統架構	23
3.5.1 時間延遲同步技術	24
四、通道模型簡介	29
4.1 靜態特性	29
4.2 動態特性	33
五、模擬結果	39
5.1 軟體模擬分析	39
5.1.1 軟體模擬結果	41
5.2 實驗室模擬分析	51
5.2.1 實驗室模擬結果	53
5.3 結論	79
六、室外行動接收量測	81
6.1 量測目的	81
6.2 期中量測結果	82
6.2.1 量測區域	82
6.2.2 量測儀器設備	82

6.2.3 量測結果統計	84
6.2.3.1 收訊品質分類	84
6.2.3.2 路段統計結果	85
6.2.4 期中量測結論	111
6.3 期末量測結果	112
6.3.1 量測區域	112
6.3.2 量測儀器設備	112
6.3.3 行動量測結果統計	112
6.3.4 定點量測結果	137
6.3.5 量測結果分析	175
6.3.6 期末量測結論	187
七、單頻網路發射站電波涵蓋率之模擬分析	189
7.1 Deygout Model 分析	189
7.2 Two-Ray Model 分析	194
7.3 動態與靜態接收之強度等級計算	197
7.4 軟體使用說明	198
7.5 實際範例結果說明	201
7.6 相關列表	205
八、結論及未來目標	211
九、參考文獻	213

一、歐規數位電視地面廣播傳輸標準簡介

電視廣播技術的數位化已逐漸成為未來的趨勢，過去傳統的電視節目是利用類比訊號經由高頻無線電波(UHF 或 VHF)傳送到接收端，但類比的傳送方式，在傳送過程中容易遭受干擾，在畫面清晰度、抗雜訊與鬼影等表現均不佳，且使用類比訊號傳送無法對資料做壓縮以及其他資料處理，因此對於頻寬的使用上沒有效率，反觀數位廣播，可在傳輸前先進行影音壓縮，提高頻寬使用效率，且對於傳輸過程中的訊號衰減可在接收端利用訊號處理以及錯誤更正來提升接收品質，因此數位廣播比類比廣播具有較高的視訊與音訊品質，且能增加可傳輸的節目頻道數。

1.1 DVB-T 簡介

DVB-T 是 Digital Video Broadcasting-Terrestrial 之縮寫，也就是地面數位影音傳播的系統規格，傳播方式採用無線傳播型式，為 DVB 數位標準協會中所制定的標準之一。DVB 為歐洲廣播聯盟(European Broadcast Union；EBU)所統籌制定之標準，協會於 1993 年成立，且獲得歐洲電信標準協會(European Telecommunication Standard Institute；ETSI)的認可，為目前歐洲地區主要的數位廣播標準。DVB 目的在完成一套世界數位電視廣播標準，現有三十多個國家的兩百多個組織參加，於 1994 年完成數位衛星 DVB-S(Satellite，衛星廣播)及數位有線 DVB-C(Cable，有線廣播)標準，並於 1997 年完成 DVB-T(Terrestrial，地面廣播)標準。台灣目前普遍採用的也是 DVB 的標準。無線數位電視採用 DVB-T 的傳播標準，而有線數位電視則採用 DVB-C 的傳輸標準。

1.2 各種數位廣播電視規格比較

目前全球數位地面電視廣播(Digital Terrestrial Television Broadcasting; DTTB)認可的標準中除了歐規的 DVB-T 之外，還有美規的 ATSC(Advanced Television Systems committee)以及日規的 ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial)。ATSC 規格為美規數位電視規格，這個規格自 1996 年 12 月被美國 FCC(Federal Communications Commission)採用，便成為美國數位地面電視廣播標準，同時美國的都會區也於 1998 年 11 月開始播放數位電視節目，DiBEG(Digital Broadcasting Experts Group)組織成立於 1997 年 9 月，有 32 個成員，成員包括相關廣播業者、廣播設備廠商以及消費電子廠商，主要目的是將 ISDB-T 與 ISDB-TSB 標準推向全世界，而日規 ISDB-T 在世界上使用的國家較少，普及狀況較低，表 1.1 為這三個標準使用的技術比較。

表 1.1：各種標準傳輸技術比較

比較項目	美規 ATSC	歐規 DVB-T	日規 ISDB-T
視訊	MPEG-2	MPEG-2	MPEG-2
Transport Stream	ISO/IEC 13818-1 (MPEG-2 TS) transport stream		
音訊	Dolby AC-3	MPEG-2	MPEG-2
Transmission Carrier	Single	Multi(2k/8k FFT mode)	Multi(2k/4k/8k FFT mode)
調變方式	8-VSB	COFDM	DQPSK、QPSK、16QAM、64QAM、OFDM
Guard Interval	none	1/4、1/8、1/16、1/32	1/4、1/8、1/16、1/32
頻寬	6MHz	6MHz、7MHz、8MHz	5.6MHz
Information rate	19.44Mbps	3.732~23.751Mbps	3.7~23.2Mbps
FEC(Inner Code)	Trellis Coding rate:2/3	Convolutional Coding rate:1/2~7/8	Convolutional Coding rate:1/2~7/8
FEC(Outer Code)	Reed-Solomon Code (208,188,t=10)	Reed-Solomon Code (204,188,t=8)	Reed-Solomon Code (204,188,t=8)
Outer Interleaving	52 R-S block interleaver	12 R-S block interleaver	12 R-S block interleaver
Inner Interleaving	Time	Frequency	Frequency & Time
SFN	NO	YES	YES
移動接收	NO	YES	YES

1.3 規格參數簡介

在系統的頻寬上，DVB-T 提供了 6MHz、7MHz 及 8MHz 三種頻寬來選擇使用，而由於台灣播放類比無線電視使用的頻寬為 6MHz，所以在 DVB-T 的頻寬上使用的是 6MHz，因此在接下來的規格介紹中，皆為 6MHz 頻寬下的數據。在台灣所使用的頻帶範圍是從 480MHz 到 810MHz(Channel 14 ~ Channel 69)，表 1.2 中所列的為 DVB-T 的相關參數。

表 1.2：DVB-T 參數列表

	6MHz Channel	
Transmission mode	2k mode	8k mode
Number of carriers K	1705	6817
Duration T_{FFT}	298.6667 μs	1194.667 μs
Carrier spacing $1/T_{FFT}$	3.348214 kHz	0.837054 kHz
Bandwidth	5.71MHz	
Modulation	QPSK , 16QAM , 64QAM	
Hierarchical	Non-hierarchical , $\alpha = 1,2,4$	
Code rate	1/2 , 2/3 , 3/4 , 5/6 , 7/8	
Guard interval ratio	1/4 , 1/8 , 1/16 , 1/32	
Data Rate	3.732~23.751Mbps	

1.3.1 傳輸模式 2k 與 8k 之比較

原本標準的初始設定為使用 8k 模式，這是為了應付單頻網下的最大多重路徑延遲(204 μs)，並令其為 1/4 的 Guard Interval Ratio，因此所需的 $T=N \times T_s=816 \mu s$ ，又 $N=T/T_s=T \times BW(8MHz)=6528$ ，但是 N 的大小必須是 2 的冪次方，所以取 $N=8192$ 點，但是在制定標準當時，8192 點的 FFT 需要耗費大量硬體面積，為了經濟上的考量，因此制定了另外的 2k 模式。

兩種傳輸模式之間的差異可以在時間上以及頻率上討論：在時域上(Time Domain)由於 8k 模式會比 2k 模式的符元時間大四倍，Guard Interval 長度也大，因此較適於使用於多重路徑延遲較大的通道環境，如單頻網通道；但若是考慮移動接收環境，通道響應會隨時間變化，又通道響應是一個符元估測一次，所以符元時間愈大，愈不利於通道響應的估測，在頻域上(Frequency Domain)，2k 模式的次載波間距比 8k 模式寬了四倍，因此對於頻域上的不完全效應，如載波頻率飄移、相位雜訊等抵抗力較高；另一方面，若在相同的多重路徑延遲通道下，因為 8k 模式導引(pilots)較密集，所以在通道響應估測上較準確。

然而要注意的一點是 2k 與 8k 模式在資料的傳輸速率是相同的，雖然 8k 模式在符元傳輸時間上慢了四倍，但在頻域上所載的資料次載波卻也是 2k 模式的四倍，因此只要使用相同的 modulation mode、code rate 及 guard interval ratio，兩個模式的傳輸速率並沒有差別。

1.3.2 階層調變(Hierarchical modulation)

階層調變的方式為把傳輸資料分成兩路：High-priority(簡稱 HP)以及 Low-priority(簡稱 LP)傳輸資料。對於 HP 資料，傳輸端會使用較強更正能力的錯誤更正碼以及較好的調變方式；對於 LP 資料，則使用較弱更正能力的錯誤更正

碼以及較差的調變方式。因此，傳輸端對於這兩種傳輸資料傳輸保護程度不盡相同，明顯地，HP 資料訊號受到較好的傳輸保護，因此能有較好的接收涵蓋範圍以及服務品質，並能使用在移動接收或者室內接收。利用這個特性，傳輸端在同個傳送頻寬內可以傳送不同品質的節目，使得頻寬的利用上多了更多彈性以及選擇。我們也可以利用這個特質來傳輸相同的節目，在接收環境較差的地方可以收到 HP 資料，在接收環境較好的情況下，HP、LP 兩者皆可以接收到，因此可以觀賞到影像品質及音質更好的同個節目，因此在傳輸相同的節目下，使用階層調變的用意在於根據不同接收環境可以提供不同品質的節目，對於接收環境的要求上增加彈性。

在階層架構模式中，HP 資料所映射的兩個位元流希望以錯誤率較低的 QPSK 方式傳送，LP 資料所映射的四個位元流則希望以 16QAM 方式傳送，當兩者合併處理成為 64QAM 的訊號時，原先打算以 QPSK 方式傳送的兩個位元流會被對應到 64QAM 訊號的前面兩個位元；原先打算以 16QAM 方式傳送的四個位元流會被對應到 64QAM 訊號的後面四個位元。如圖 1.1 所示，由於前面兩個位元代表它在四個象限中所在的位置，四個象限之間的距離遠大於任何一個象限內任兩點之間的距離，所以前面兩個位元發生錯誤機率低於後面四個位元，因此 HP 資料可以獲得較好的保護。

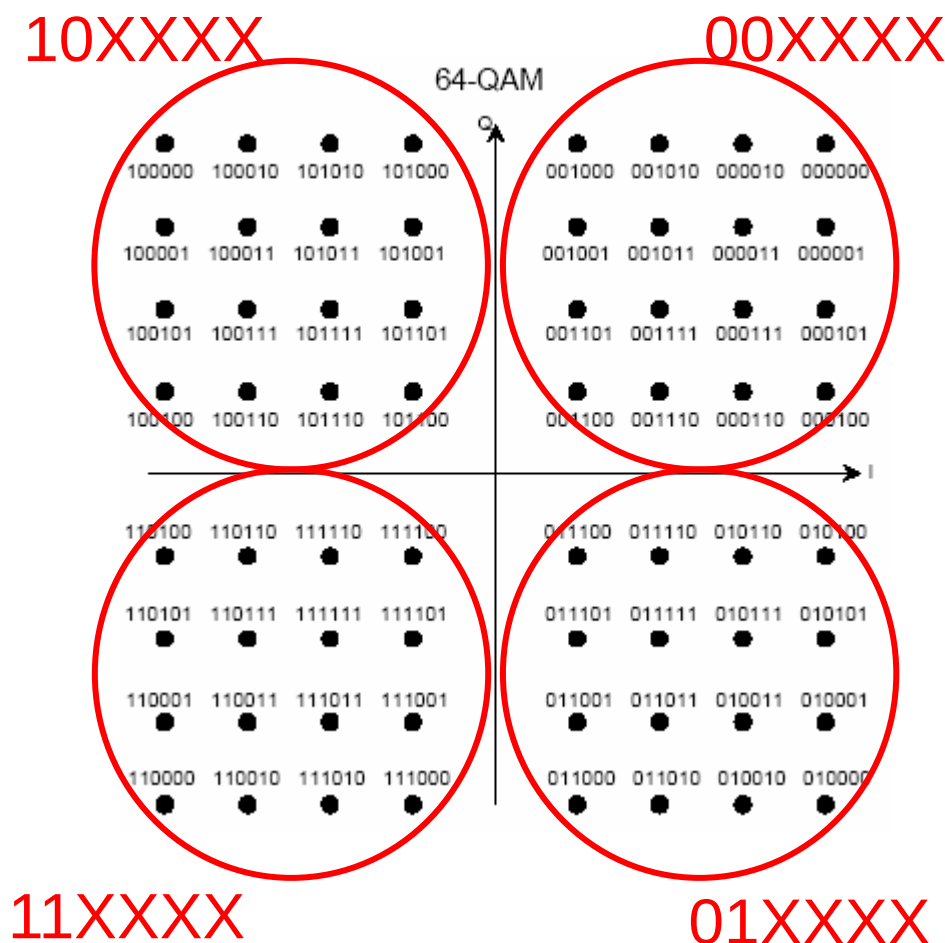
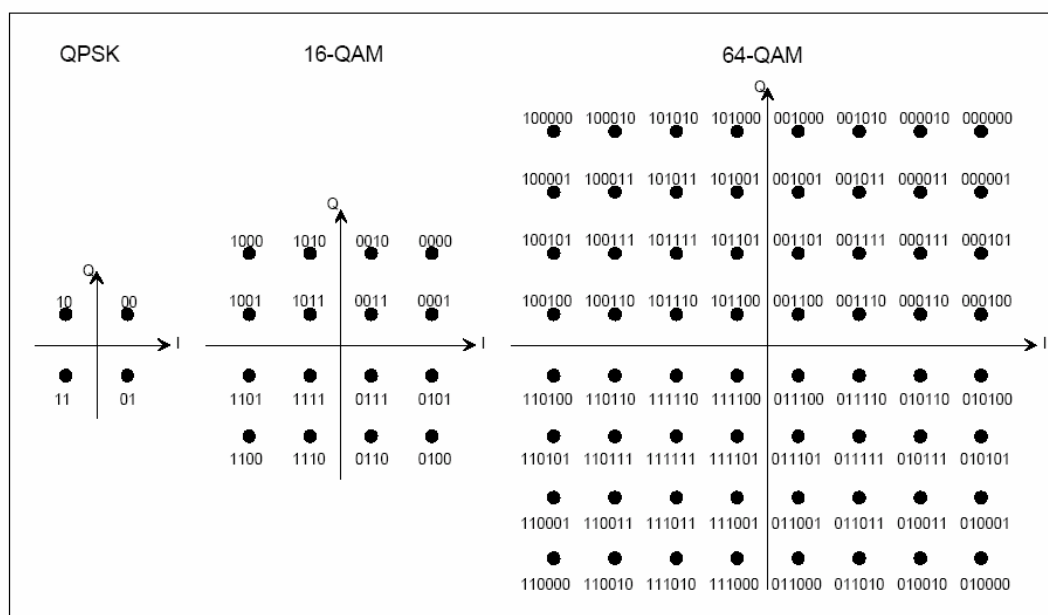
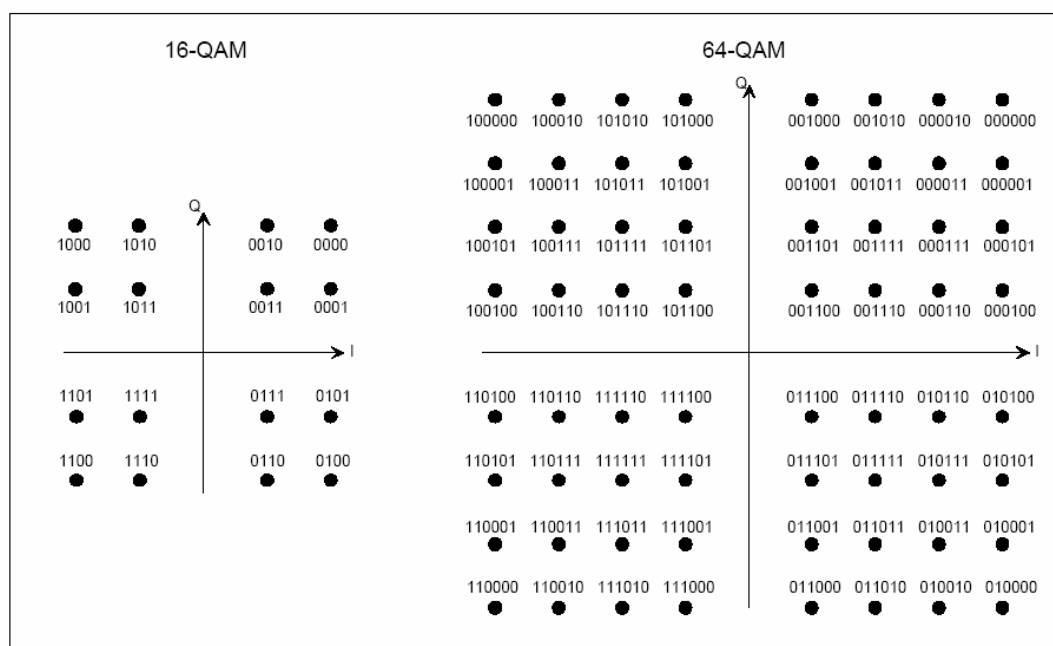


圖 1.1：64QAM 階層調變星狀圖

另外，在 DVB-T 中對於階層模組還提供其他選擇，由 α 參數來控制， $\alpha=1$ 、2、4 三個選擇，而 α 參數代表的是象限之間的距離與象限之間點與點的距離比，因此使用愈大的 α 值，對於 HP 資料的接收表現愈好，但相對的犧牲了 LP 資料的收訊能力。圖 1.2 為 $\alpha=1$ 、2 時各種調變的星狀圖。

圖 1.2(a)：QPSK、16QAM 及 64-QAM 星狀圖(Non-hierarchical； $\alpha=1$)圖 1.2(b)：16QAM 及 64QAM 星狀圖($\alpha=2$)

1.3.3 碼框格式

傳輸資料以碼框(frame)為單位，每個碼框由 68 個 OFDM 符元組成。又每 4 個碼框組成一一個超碼框(super-frame)，DVB-T 系統在時間上沒有傳送額外的資訊，如前置碼(preamble)，而是在頻率上傳送已知的訊號，以利於接收端來做同步或是通道響應的估測，這些載在次載波上的已知訊號，我們稱之為導引(pilot)，導引傳輸的訊號大小只與所在次載波索引(subcarrier index)位置有關，並不會隨時間改變，也不與傳輸規格有關；另外有些次載波會帶有與傳輸規格有關的資訊，如傳輸模式、訊號星狀圖等等資訊，我們稱之為傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling)。載子索引(Carrier index 又稱為次載波索引 subcarrier index)用來定義次載波在頻域上的位置，次載波的大小從 $K_{\min}(0) \sim K_{\max}$ (2k 模式：1704，8k 模式：6818)，頻寬的正中間對應到的載子索引值為 $(K_{\min} + K_{\max})/2$ ，往低頻索引值遞減，往高頻遞增。在 6MHz 頻寬內有些位置並沒有傳任何資料，稱為保護帶(Guard Band)，使得 OFDM 不受鄰頻干擾。

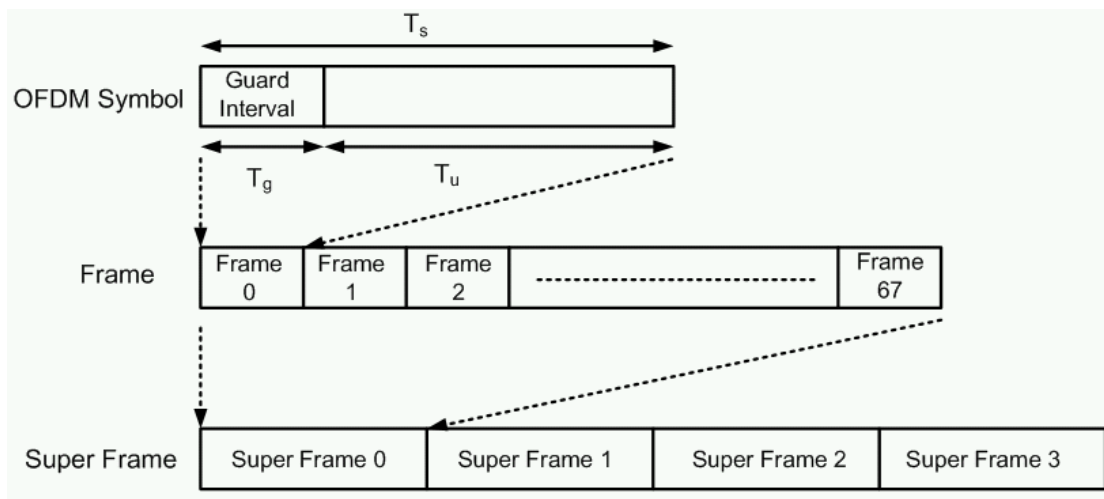


圖 1.3：訊框示意圖

以 2k 模式而言，原有 2048 個次載波，但實際上只用了 1705 個次載波，而此 1705 個次載波只用了 1512 個次載波來傳送 QAM 或 QPSK 資料的訊號，剩下的 193 個次載波則用於傳送導引(pilot)資訊，包括 45 個連續導引(Continual pilots)訊號，17 個 TPS 導引訊號，131 個分散導引(Scattered pilots)訊號。以 8k 模式而言，一個 OFDM 符元有 8192 個次載波，實際上只用了 6817 個次載波，而此 6817 個次載波只用了 6048 個次載波來傳送 QAM 或 QPSK 資料訊號，剩下的 769 個次載波則用於傳送導引資訊，包括 177 個連續導引訊號，68 個 TPS 導引訊號，524 個分散導引訊號。

● 連續導引(Continual pilot)

在每個 OFDM 符元中都有一個連續導引，能用於同步和相位誤差預估，連續導引在每個符元的傳輸位置不會改變，而且每個符元都會傳送，不會隨時間改變位置及訊號，在 2k 模式中，每個符元有 45 個連續導引；8k 模式中，每個符元有 177 個連續導引，在調變上使用 BPSK(Binary Phase Shift Keying)，且傳送的能量比平均資料能量大，因此在接收端使用導引的估測準確度增加。傳輸能量 $E(C_{cp})=(16/9) \times E(C_{data})$ ，其中 C_{cp} 代表連續導引， C_{data} 為傳輸資料的次載波。此外，因為這些導引訊號都被設定為已知值，故可作為接收端等化器的參考訊號。

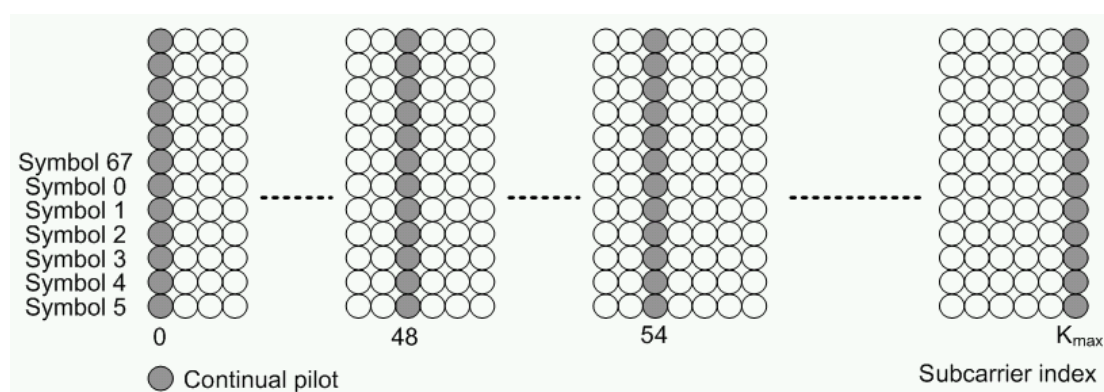


圖 1.4：連續導引傳輸示意圖

表 1.3：連續導引的次載波索引位置

Continual pilot carrier positions(index number k)	
2K mode	8K mode
0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282
333 432 450 483 525 531 618 636 714	333 432 450 483 525 531 618 636 714
759 765 780 804 873 888 918 939 942	759 765 780 804 873 888 918 939 942
969 984 1050 1101 1107 1110 1137	969 984 1050 1101 1107 1110 1137
1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491	1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491
1683 1704	1683 1704 1752 1758 1791 1845 1860
	1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136
	2154 2187 2229 2235 2322 2340 2418
	2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622
	2643 2646 2673 2688 2754 2804 2811
	2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027
	3081 3195 3387 3408 3456 3462 3495
	3549 3564 3600 3609 3663 3687 3690
	3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026

	4044 4122 4167 4173 4188 4212 4281
	4296 4326 4347 4350 4377 4392 4458
	4509 4515 4518 4545 4548 4554 4614
	4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160
	5166 5199 5253 5268 5304 5313 5367
	5391 5394 5445 5544 5562 5595 5637
	5643 5730 5748 5826 5871 5877 5892
	5916 5985 6000 6030 6051 6054 6081
	6096 6162 6213 6219 6222 6249 6252
	6258 6318 6381 6435 6489 6603 6795
	6816

● 分散導引(Scattered pilot)

依照 $\{k=K_{\min}+3\times(L \bmod 4)+12P, P \geq 0, P: \text{integer}, K_{\min} \leq k \leq K_{\max}\}$ 數學式安排平均地打散在 OFDM 符元上的時間和頻率軸，分散導引允許以導引分散插入時間及頻率軸以預估頻道特性，頻道的變動來自固定與移動物體回波(echoes)所產生，如同考慮類似干擾之損害。分散導引的位置在不同的 OFDM 符元中有所不同，但以四個 OFDM 符元為周期循環，也就是說第 1、2、3、4 個 OFDM 符元中的分散導引的位置各不相同，但第 5 個 OFDM 符元與第 1 個 OFDM 符元中的導引位置是相同的，第 6 個 OFDM 符元與第 2 個 OFDM 符元中的導引位置是相同的，第 7 個 OFDM 符元與第 3 個 OFDM 符元中的導引位置是相同的，第 8 個 OFDM 符元與第 4 個 OFDM 符元中的導引位置是相同的，其餘 OFDM 符元依此類推，在同一個 OFDM 符元內，分散導引的傳輸次載波索引位置有一定的規律性，在每 12 個次載波會傳送一個分散導引。分散導引的調變方式與連續導引相同。

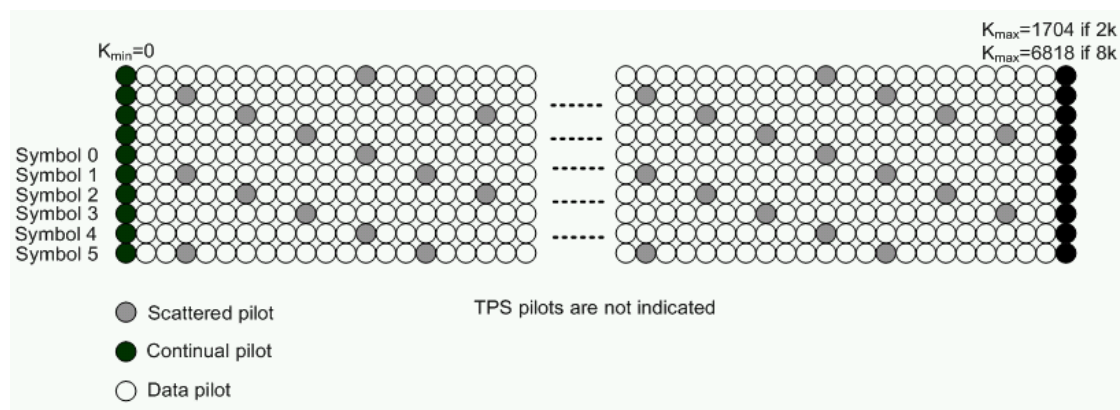


圖 1.5：分散導引傳輸示意圖

● 傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling)

TPS 次載波用於傳送通道編碼和調變參數有關的訊號命令。在一個 OFDM 符元中，所有 TPS 載波傳輸相同的、差分編碼的資訊位元。對 2k 模式，一個符元有 17 個次載波並行傳輸 TPS；對 8k 模式，一個符元有 68 個次載波並行傳輸 TPS。傳輸參數訊號傳送有關傳輸模式的資訊，包括：

1. 訊框位置(Frame number in a superframe)– 0；1；2；3
2. 調變(Modulation)– QPSK；16QAM；64QAM
3. 階層調變(Hierarchy information)– Non-hierarchical； $\alpha=1$ ；2；4
4. 內錯誤更正碼(Inner code rate)– 1/2；2/3；3/4；5/6；7/8
5. 保護區間長度(Guard interval length)– 1/4；1/8；1/16；1/32
6. 傳輸模式(Transmission mode)– 2k；8k

利用 DBPSK(Differential Binary Phase Shift Keying)調變次載波載運在所有 OFDM 符元上之 TPS 訊號一個位元，所以每一個碼框可傳輸 68 個位元的資訊，構成一個 TPS 資料塊，一個 OFDM 碼框正好傳輸一個 TPS 資料塊，TPS 資料塊以 OFDM 碼框為周期循環傳輸。

TPS 資料塊的定義為：1 個初始化位元、16 個同步位元、31 個資訊位元、6 個位元不傳資訊以供未來所使用，剩下的 14 個位元則是用來做 BCH 錯誤更正碼。在 68 個位元中， $S_{25}\sim S_{39}$ 不隨時間變化，其他的則會跟所在的碼框位置有關而改變。

表 1.4：傳輸參數訊號位元資訊對應

Bit number	Purpose/Content
S_0	Initialization
$S_1\sim S_{16}$	Synchronization
$S_{17}\sim S_{22}$	Length indicator
S_{23}, S_{24}	Frame number
S_{25}, S_{26}	Constellation
S_{27}, S_{28}, S_{29}	Hierarchy information
S_{30}, S_{31}, S_{32}	Code rate, HP stream
S_{33}, S_{34}, S_{35}	Code rate, LP stream
S_{36}, S_{37}	Guard Interval
S_{38}, S_{39}	Transmission mode
$S_{40}\sim S_{47}$	Cell identifier
$S_{48}\sim S_{53}$	Reserved for future use
$S_{54}\sim S_{67}$	BCH code: Error protection

表 1.5：傳輸參數訊號的次載波索引位置

TPS carrier positions(index number k)	
2K mode	8K mode
34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754 3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095 5146 5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185 6331 6374 6398 6581 6706 6799

二、傳輸系統架構簡介

DVB-T 的傳輸環境為地面上的無線傳播，從技術層面來看。由於地面無線傳播通常會受到外在環境的影響，例如：天候變化、地形或是建築物的阻隔形成遮蔽衰落(shadowing fading)與多重路徑效應(multi-path effect)所形成的頻率選擇衰落(frequency-selective fading)等問題，因此 DVB-T 傳輸使用 COFDM(Coded OFDM)技術，也就是在 OFDM 調變之前先經過通道編碼(Channel Coding)，也就是加入錯誤更正碼，以克服這些無線傳播通道先天上的限制。如圖 2.1 中所示，首先，個別節目之影像及聲音需經過 MPEG-2 壓縮技術，再經由 MPEG-2 多工傳送的處理，變為一長串之傳送資料流封包(Transport Stream Packet)。通道編碼部份包括有：擾碼器(Scrambler)、外層編碼器(Outer Encoder)、外層交錯器(Outer Interleaver)、內層編碼器(Inner Encoder)和內層交錯器(Inner Interleaver)。另外，此調變技術提供了階層式(Hierarchical)傳輸技術架構，此一技術之觀念在於同時提供兩種不同傳輸資料量之節目資料流。當使用階層調變模式時，因為 HP 和 LP 資料流會使用到不同保護程度的錯誤更正碼，所以需要兩套的通道編碼來分開處理這兩個資料流。

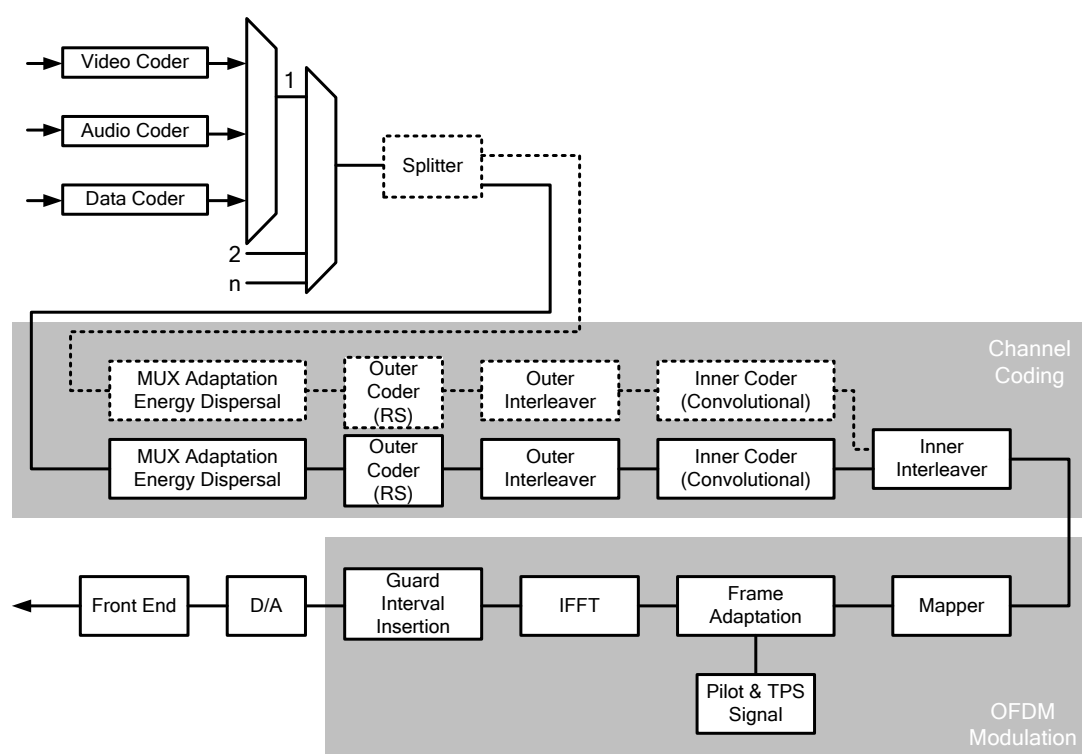


圖 2.1：傳送系統架構圖

2.1 擾碼器(Scrambler)

通道編碼的第一個處理單元就是擾碼器，其輸入信號為 MPEG-2 標準封包，每個封包由 188 位元組所組成傳輸串流，包含 1 個同步位元組及 187 個資料位元組。擾碼器不會改變一個封包的長度，將資料和一串假性隨機二進位數列 PRBS(Pseudo Random Binary Sequence)多項式產生器($1+X^{14}+X^{15}$)產生的資料串做互斥或閘運算。在一般情形下，原始資料可能會出現一長串的“1”或“0”，而擾碼器的主要目的在於降低傳送一長串的“1”或“0”之機率，以避免在接收端做時脈回復(time recovery)造成不良後果。

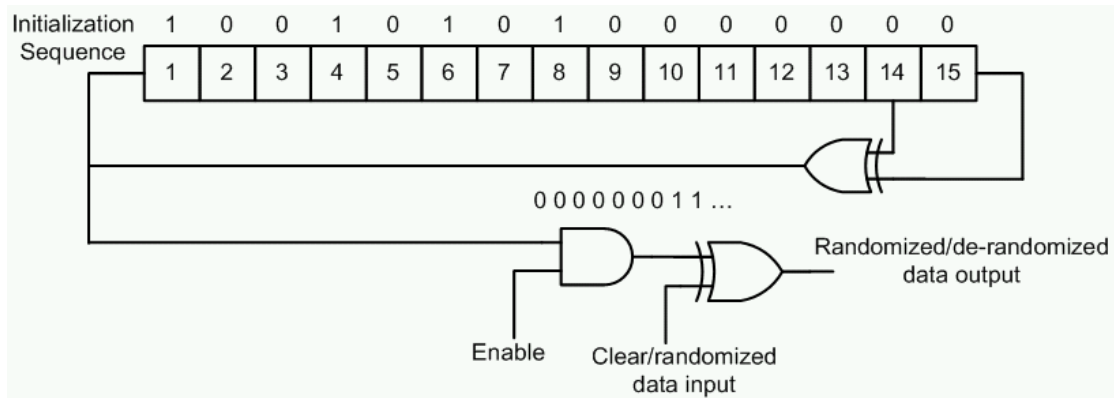


圖 2.2：擾碼器系統架構圖

2.2 外層編碼器(Outer Encoder)

雖然數位通訊與類比通訊相比有較強的抗干擾能力，但當干擾較大時，仍可能會造成資料失真，因此必須採取措施以進一步提高傳輸系統之可靠性，錯誤更正編碼就是為此目的而提出。在 DVB-T 的標準規範中，由於地面廣播中的位元錯誤最嚴重，所以採用了兩層錯誤更正編碼，以進一步提高對位元錯誤的更正能力。

外層編碼器所使用的編碼方式為里德—索羅門碼(Reed—Solomon code；RS 碼)，RS 碼為線性 BCH 碼的一種，通常使用 (n,k,t) 來定義不同的 RS 碼，也就是輸入 k 個符元的訊號，經過編碼產生 n 個符元的 code word，其中每個符元是定義在 m 位元上，而參數 m 和 n 的關係式為 $n=2^m-1$ ， t 為 RS 碼在每個 code word 所能更正的錯誤，而 $2t=n-k$ ，所以更正能力與 k 有關， k 愈小更正能力愈強，但相對的傳輸速率也會因此降低。RS 碼是用來修正隨機雜訊所造成的錯誤，尤其具有很強的修正突發位元錯誤的能力。

在 DVB-T 中所使用的 RS 碼為 $(n,k,t)=(204,188,8)$ 碼，為利用 $(n,k,t)=(255,239,8)$ 碼進行編碼後縮短的結果，即一個長度為 204 位元組的封包，錯誤位元不超過 8 個位元組就可以修正。實現的方式為將長度 188 位元組的封包為一單位，計算出長度 16 位元組的比對位元組，並將之與 188 位元組的封包補上 51 個位元組

的”0”，即可編碼成 $(n,k,t)=(255,239,8)$ 的 RS 碼，因 51 個位元組的”0”在傳送過程中被省略，故稱為 $(n,k,t)=(204,188,8)$ 的 RS 縮短碼。

2.3 外層交錯器(Outer Interleaver)

RS 編碼器的功能可用來進行隨機雜訊(random noise)之錯誤碼更正作業，這種錯誤的發生通常是零零散散的，因此，若在傳送過程中，出現一連串錯誤時，這種錯誤可能會超過 RS 碼的錯誤更正能力。其解決的方法就是：在資料傳送之前，先把原來同一封包的資料打散到數個不同的封包。換言之，傳送中同一封包的資料是來自於原先數個不同封包的部分資料。如此一來，當傳輸過程中發生一連串錯誤時，這些錯誤將分屬於原先數個不同的封包，因此，每一個封包所發生錯誤的個數就會減少。目前交錯方式常見的有區塊交錯處理、迴旋交錯處理、隨機交錯處理及時變交錯處理等四種，DVB-T 規格所採用的是迴旋交錯處理(Convolutional Interleaver)，如圖 2.3 所示，此為一個迴旋位元組方式(byte-wise)的交錯處理器，交錯深度 $I=12$ ， $M=17$ ， $I*M=204$ ，剛好是資料串經過 RS 碼長度。

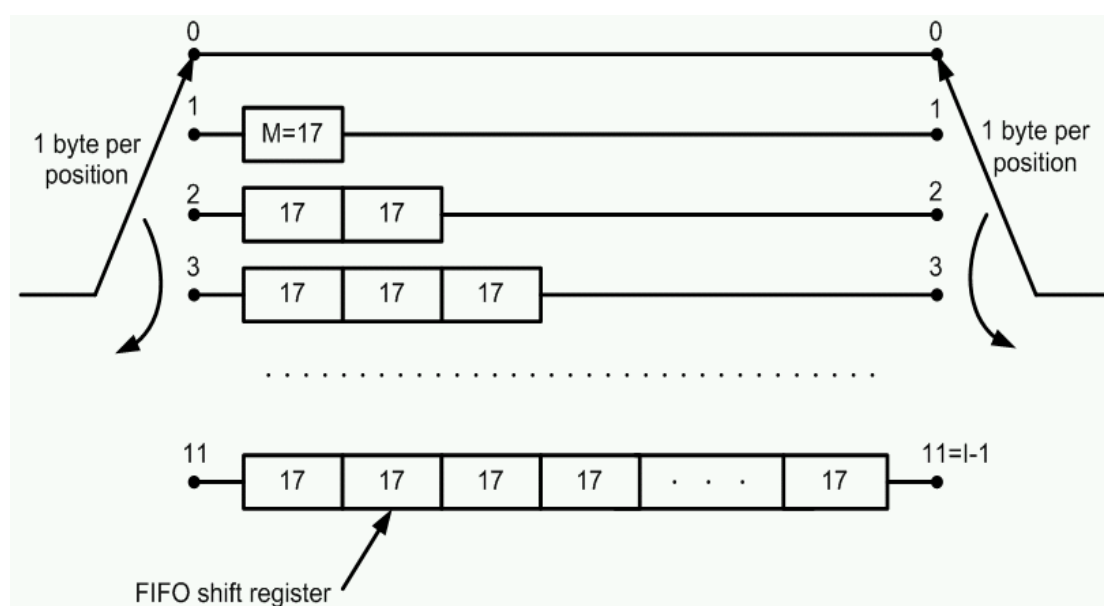


圖 2.3：外層交錯器架構圖

2.4 內層編碼器(Inner Encoder)

為了能讓資料在傳輸過程中降低雜訊干擾，除了外層編碼外再加一級內層編碼保護，內層編碼器是採用迴旋乘積編碼器(Convolutional Encoder)，迴旋乘積碼在編碼時打破 BCH 碼中 block-in block-out 的編碼方式，輸入訊號不需要先被切割成固定長度，而是將輸入資料經過一串的 Delay Line，編碼輸出便是目前儲存器內資訊的線性組合，也會是前個時間儲存器內部分資料的線性組合，儲存器的長度愈長錯誤更正效果愈好，但是在解調上的複雜度也隨之增加。迴旋乘積編碼

器的編碼單元是位元，因此所謂的線性組合其實是 Modulus-2 加法。如圖 2.4，DVB-T 系統內層錯誤更正編碼，係採用一個編碼率 1/2 擁有 64 狀態的原始迴旋碼為基礎，迴旋碼能被 punctured 變成 2/3、3/4、5/6 或 7/8 編碼率，其 puncturing 的機制如同表 2.1 所示，內層的迴旋錯誤更正編碼雖然具有很強的錯誤更正能力，但一旦發生無法更正的位元錯誤時，這種位元錯誤常常呈現連續發生的型式，也就是說，經迴旋編碼器錯誤更正後輸出碼串中的位元錯誤常是連續的型式。

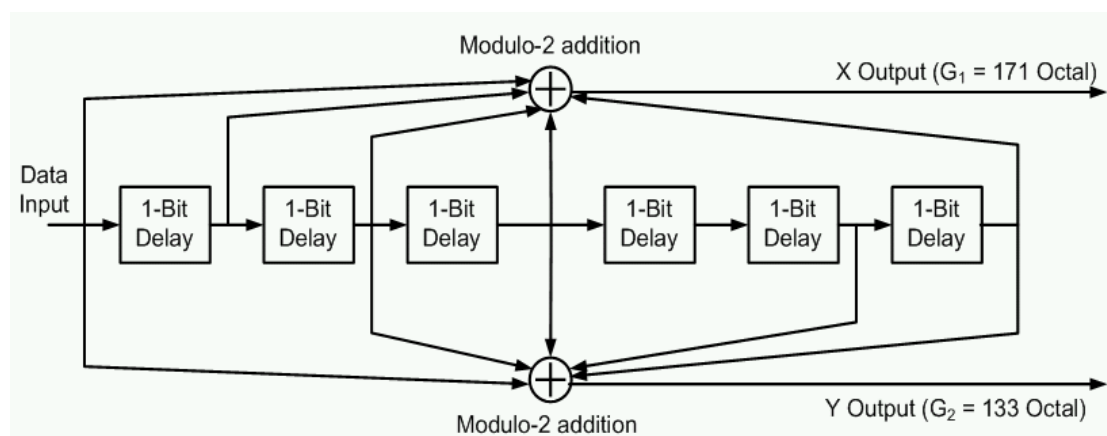


圖 2.4：迴旋乘積編碼器架構圖

表 2.1：Puncture 機制

Code Rates	Puncturing pattern	Transmitted sequence
1/2	X:1 Y:1	X_1Y_1
2/3	X:10 Y:11	$X_1Y_1Y_2$
3/4	X:101 Y:110	$X_1Y_1Y_2X_3$
5/6	X:10101 Y:11010	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$
7/8	X:100101 Y:1111010	$X_1Y_1Y_2Y_3Y_4X_5Y_6X_7$

2.5 內層交錯器(Inner Interleaver)

內層交錯器以位元為單位來打亂錯誤發生位置，以利於內層錯誤更正碼解碼，在系統中分成三個步驟：DEMUX、Bit interleaver 以及 Symbol interleaver。如圖 2.5 及圖 2.6 所示，為內層交錯器架構圖。

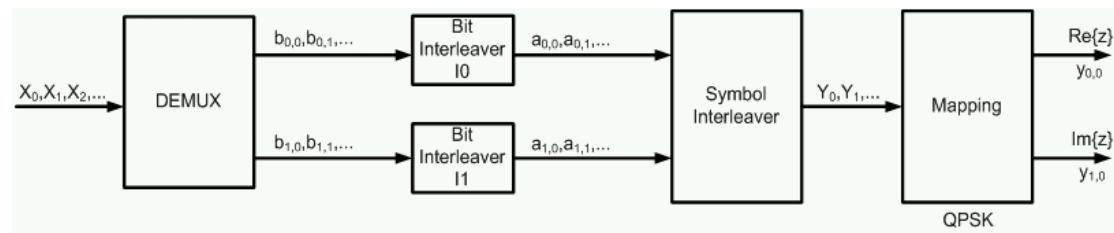


圖 2.5(a)：QPSK 內交錯器

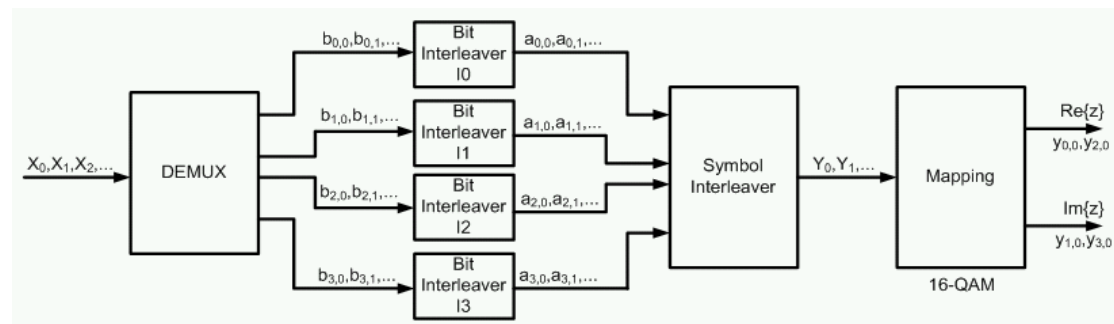


圖 2.5(b)：16QAM 內交錯器

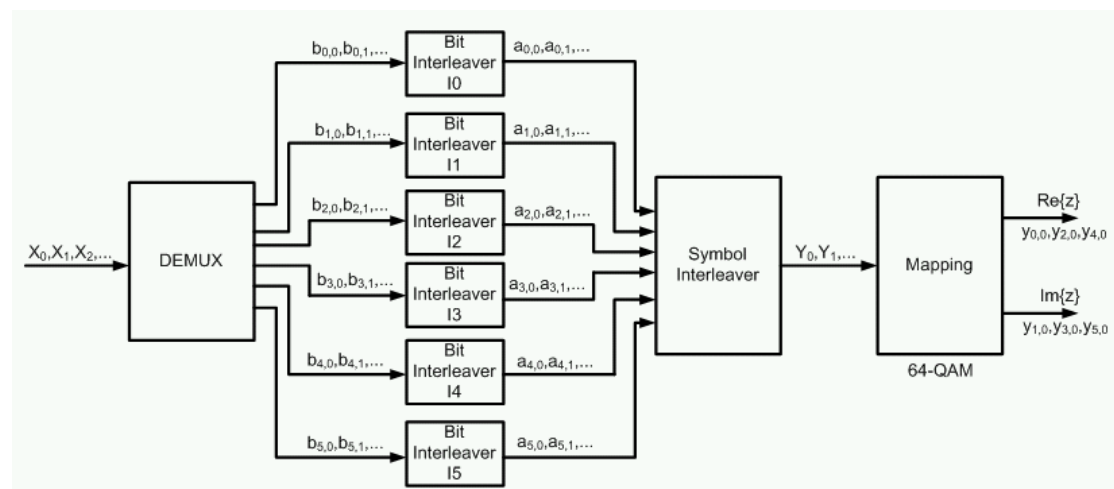


圖 2.5(c)：64QAM 內交錯器

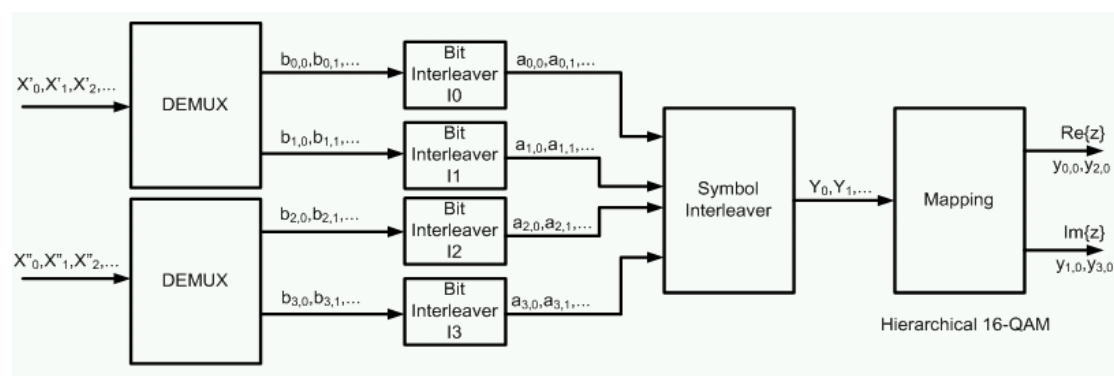


圖 2.6(a)：16QAM 使用階層模組之內交錯器

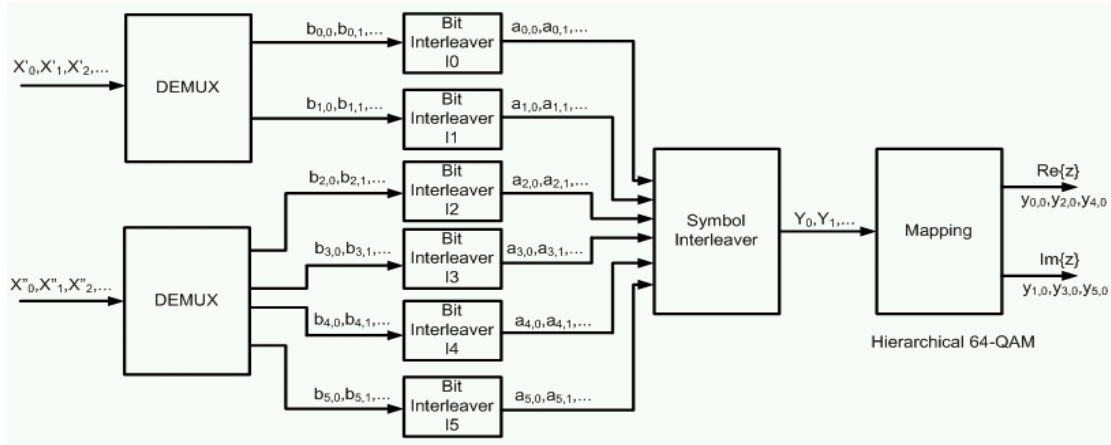


圖 2.6(b)：64QAM 使用階層模組之內交錯器

A. 反多工器(DEMUX)

反多工器會將內錯誤更正編碼之後的訊號分散至不同路的資料流，分散的資料流數目就是星狀圖上每個位置所帶的位元個數，所以反多工器的結果會將相鄰的位元分散到星狀圖上不同的位元位置，這是因為星狀圖上不同位元位置對於雜訊的抵抗力不盡相同，所以經由反多工器接收端的反內交錯器的結果中，相鄰的位元不會都是位於同樣抵抗力最差的位元。

B. 位元交錯器(Bit Interleaver)

經過反多工器後的資料流會各自經過位元交錯器，用來將每個資料在時間上做交錯，每個都是獨立運作，而從 b 到 a 的交錯方程式如下：

$$a_{e,w} = b_{e,H_e(w)}$$

$$I0: H_0(w) = w;$$

$$I1: H_1(w) = (w + 63) \bmod 126;$$

$$I2: H_2(w) = (w + 105) \bmod 126;$$

$$I3: H_3(w) = (w + 42) \bmod 126;$$

$$I4: H_4(w) = (w + 21) \bmod 126;$$

$$I5: H_5(w) = (w + 84) \bmod 126;$$

由上式可以看出，位元交錯是以 126 個位元為一個單位來做時間上的 circular 平移，而一個 OFDM 符元在 2K 模式中資料載子數是 1512，8K 模式中資料載子數為 6048，皆為 126 的整數倍，所以交錯的是在符元內，沒有跨符元的交錯。

C. 符元交錯器(System Interleaver)

符元交錯器的目的是將 v 位元(v 為星狀圖對應的位元數)的資料對應到 OFDM 符元中的次載波位置，因此會以 1512(2K 模式)或 6048(8K 模式)為單元來做對應。將這個單元內的資訊打散至不同的次載波位置，相當於頻率上的交錯

(Frequency interleaving)。如圖所示，訊號 $Y_n'(\{a_{0,n}, a_{1,n}, L, a_{v-1,n}\})$ 經過符元交錯器產生 Y_m ，兩者間的對應關係由 $H(q)$ 位置來決定，主要的關係如下：

$$Y_{H(q)} = Y'_q \text{ for even OFDM symbols for } q=0, \dots, 1511/6047$$

$$Y_q = Y'_{H(q)} \text{ for odd OFDM symbols for } q=0, \dots, 1511/6047$$

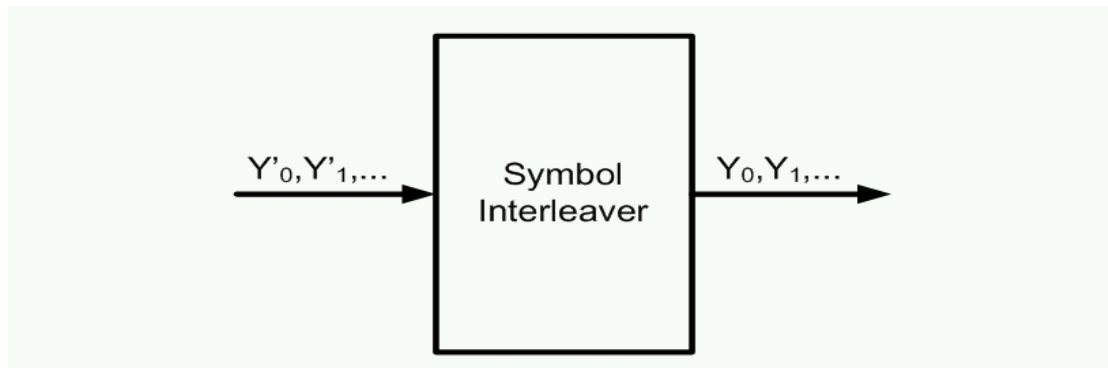


圖 2.7：符元交錯器

使用的交錯位置產生器如圖 2.8 所示， $H(q)$ 為一個假性隨機二進位數列 PRBS(Pseudo Random Binary Sequence)產生的結果再經過交換排列之後的結果。

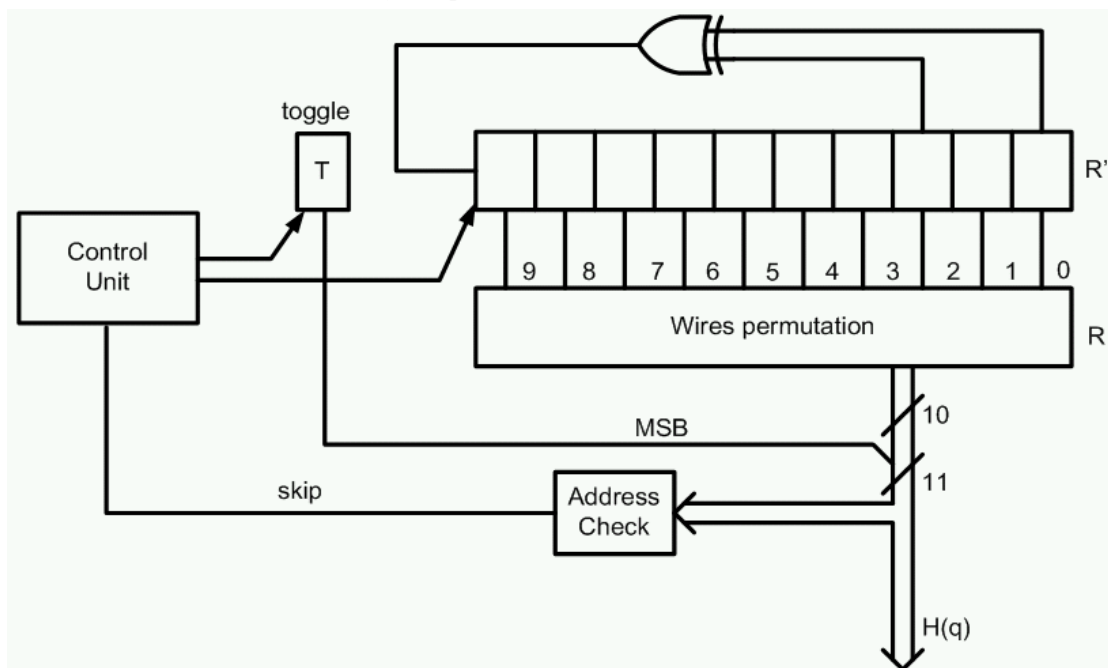


圖 2.8：符元交錯位置產生器

由前面的討論，可以看出在內層交錯器的交錯範圍只侷限在一個 OFDM 符元的載子之內，也就是俗稱的頻率上交錯(Frequency Interleaving)，而沒有用到跨符元的交錯(Time Interleaving)，若有某段時間受到突波雜訊(Impluse noise)或者處

在某個通道收訊在較不好的時間內，讓整個 OFDM 符元的接收品質都不好，那麼內層交錯器的功能便不那麼明顯了。

三、單頻網規劃之研究

3.1 單頻網路之特色

地面電視廣播中如果有二個以上之發射站使用相同之發射頻率，且廣播相同之節目的話，我們稱之為單頻網路（Single Frequency Networks, SFN）。在傳統的類比廣播，假設發射相同頻率，彼此信號會相互干擾，因而在接收端形成鬼影，所以無法規劃單頻網路，必須使用複頻網路（Multi Frequency Networks, MFN）。而歐規數位電視 DVB-T 因使用正交多工調變傳輸技術（COFDM），並具有保護間隔規劃，可對抗通道中之多重路徑干擾和消除符號間相互干擾問題。因此只要在適當的設站距離下，即可建置單頻網路。在使用單頻網路進行傳輸網路規劃時，主要有下列三項特色：

(1) 提高頻譜使用效率

與傳統類比電視廣播服務使用複頻網路的方式相比，數位電視廣播服務單頻網路技術只使用單一頻率規劃全區廣播涵蓋範圍，因此更能有效率地規劃頻譜分配。在改善收視不良區域，傳統複頻網路必須使用多組超高頻頻段來進行收視不良區域之改善，而單頻網路只需以同一頻率之空間補強器（Gap Filler）來進行收視不良區域之補強。因此有利於傳輸網路之規劃。

(2) 提高發射站台功率效率

在規劃傳統單一發射站網路時，為了提升電波涵蓋率，因而使用較大功率之發射機，以增強信號強度。而在單頻網路中，接收機一般使用全向性天線（Omni Direction Antenna）其可接收來自不同發射站台的信號，所以原本接收單一發射站台信號不良的地區，可透過另一單一發射站台所發射的信號來補強。更甚者，在兩發射站台電波涵蓋邊緣，可透過接收來自不同方向之電波信號，以提升其網路增益（Network Gain），改善訊號品質。所以，就單頻網路的發射站台而言，只要使用較低的功率發射機，便能提高發射站台功率效率。

(3) 必須解決發射站台間信號同步問題

在提高頻譜使用效率和提高發射站台功率效率後，其相對所要付出之代價，就是所有廣播服務區內之發射站台間信號必須同步。所以為了達此目的，所有發射站台必須規劃同步之單一傳輸鏈路，例如光纖網路、數位微波網路或是衛星網路等等。另外，接收機可收訊之主要單頻發射站間的傳輸延遲時間必須小於正交多工調變號之保護區間。因此，為確保單頻網內各發射站台信號間不會互相干擾，單頻網路廣播服務區內各發射站台之電波傳播特性必須慎重評估。

3.2 單頻網路基地站台間之距離

歐規數位電視信號因具有保護區間之保障，所以才有單頻網路實現之可能。只要是在保護區間長度內，從不同發射站台發射同一頻率的信號，可以在接收端產生加成作用，因而提升信號接收強度。所以在規劃單頻網路時，各發射站台間的間距離，一定有所限制，而且和保護區間長度有一定的相關性。而下表 3.1 為在台灣所使用之 6MHz 歐規數位電視傳輸標準下，單頻網路中各發射站台間最大之間隔距離。

表 3.1：單頻網最大設站距離

DVB-T 6MHz 單頻網最大設站距離			
DVB-T Mode	Guard Interval	Maximum Distance	
		BW = 6MHz	
2K	1/4	74.67us	22.4KM
2K	1/8	37.33us	11.2KM
2K	1/16	18.67us	5.6KM
2K	1/32	9.33us	2.8KM
8K	1/4	298.67us	89.6KM
8K	1/8	149.33us	44.8KM
8K	1/16	74.67us	22.4KM
8K	1/32	37.33us	11.2KM

3.3 單頻網路之空間補強器

一個新系統能夠規劃建設完成，其中所要考慮的因素之一就是建設成本，在台灣欲建構歐規數位電視發射網路和行動接收傳輸系統，其中最節省建構成本的方法，就是同時使用分集式接收技術和建設 8K 載波傳輸模式下之單頻網路，以提升行動接收效能。不用 2K 而用 8K 載波傳輸模式，主要的原因是因為 8K 載波傳輸模式其保護區間之時間延遲較長，因而有較大之電波涵蓋率，但較大之電波涵蓋率，相反的就會產生較弱之電場強度區域。在傳統類比廣播電視往往會以使用小型轉播站台發射其他組頻率方式，來提升弱電場強度區域接收信號的強度，但此方法的缺點就是頻譜使用效率差。但是在歐規數位電視傳輸模式下之單頻網路將無此缺點，小型轉播站利用空間補強器發射和主站台同樣頻率的信號，來彌補弱電場強度區域接收信號的強度，進而提升頻譜使用效率。

空間補強器對於擴大服務範圍特別有效，特別是在接收主站台信號較弱的區域，例如地下道、隧道、較深的山谷或是建築物內部等等。空間補強器通常可以如

下圖 3.1 所示，在接收主站台的信號之後，再以相同頻率發射，以進行信號

補強之動作，進而節省與主站台間信號傳送費用。而且運作原理，如圖 3.2 所示，在空間補強器接收端使用方向性天線，接收主站台的信號之後，透過濾波器和放大器之信號處理，再以同樣頻率發射，以補強接收不良之區域。但是要注意的是，接收端和發射端之天線要做有效的隔離，以避免產生正回授增益效應，而使信號振盪放大。所以發射機之增益一定要小於回授之後所產生之增益。

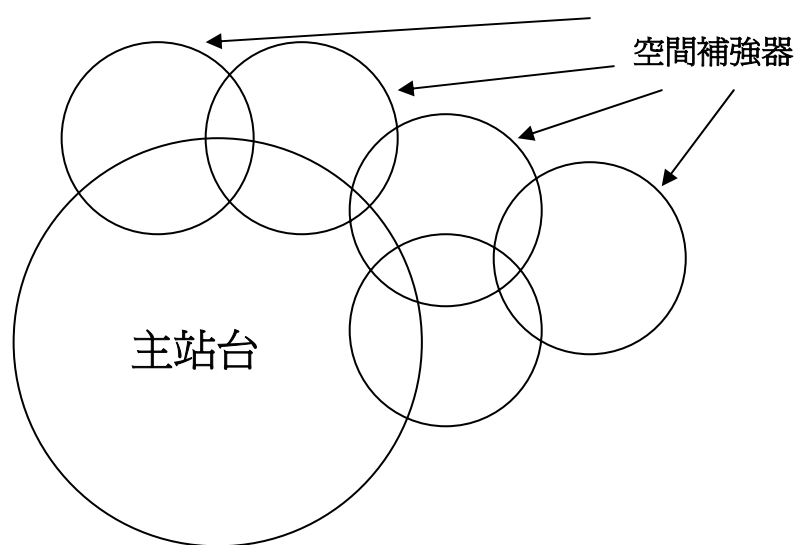


圖 3.1：單頻網路中空間補強器之網路架構

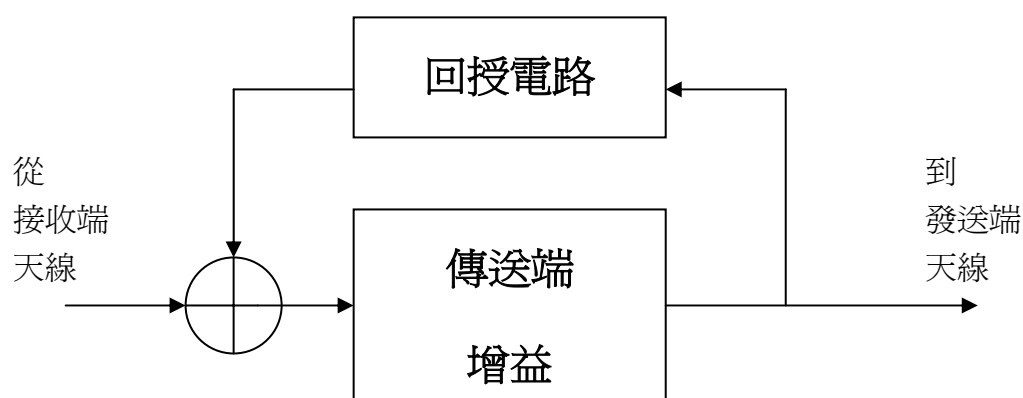


圖 3.2：空間補強器之基本架構

而空間補強器又因其使用方式不同而分成二種：

(1) 住家型空間補強器

主要是克服主站台信號因建築物阻擋，所造成高度損失和穿透損失之衰落現象。所以自住家屋頂天線接收的信號，在室內透過放大後再發射來補強主站台信號，以提供室內攜帶式接收使用。

(2) 專業型空間補強器

專業型空間補強器和住家型空間補強器相比，其為提供較大的服務範圍，因此其必須有較大的發射功率，但其最大可發射功率主要還是限制在轉發射器 (Repeater) 功率放大器的效能和接收天線，發射天線之隔離度。如能在空間補強器所在地建置阻擋接收天線和發射天線之混凝土建物，即能提供有效之隔離。而接收和發射天線隔離度，主要在於以下之幾項因素：

- 天線輻射場型
- 欲涵蓋區域與主站台之方向性
- 轉發射器所在位置之鐵塔或建築物高度和尺寸
- 轉發射器週遭環境
- 建築物或其他物體產生之多重路徑干擾
- 鐵塔和建物之天線位置

3.4 單頻網路之行動接收

由以下表 3.2 和表 3.3 可以看出，在不同的傳輸模式下，單頻網路真的可以提升行動接收之速度和減少接收端所需之訊雜比，對於改善行動接收的能力有很大的幫助。

單頻網通道模式		
	Path1	Path2
Profile		
Path Loss(dB)	0	0
Delay(us)	0	14
Doppler(Hz)	*)	*)
*)：使用者決定		

表 3.2：單頻網通道模式

單頻網行動接收模擬量測									
FFT Length	Modulation	Code Rate	Data Rate (Mbps)	Average Maximum Speed (Channel 27 = 557MHz,Km/hr)			(C/N) Performance at 100 km/hr (dB)		
			6MHz	SFN	Urban	Rural	SFN	Urban	Rural
2K	QPSK	1/2	3.732	250	193	108	15	21.6	23.4
2K	16QAM	1/2	7.465	135	102	52	20	23.2	25.8
8K	QPSK	1/2	3.732	110	51	23	15	21.1	23.8
8K	16QAM	1/2	7.465	100	30	25	23	29.4	26.2

表 3.3：單頻網行動接收模擬量測

3.5 單頻網路系統架構

在說明單頻網路系統架構之前，要先了解，單頻網路技術就是接收端能在同一頻率、同一時間下接收到相同的節目內容。就因如此，所以延伸出頻率同步問題和時間同步問題，以下先說明此二問題，再說明單頻網路系統架構。

(1) 解決頻率同步問題

歐規數位電視因使用正交多工調變技術，所以必須控制在任何載波頻率上之子載波頻率，不能有很大之頻率偏移的問題產生。為了解決此問題，一般都會利用全球衛星同步定位系統上所提供的 10MHz 標準頻段，來當做參考信號，以精確掌控射頻載波之穩定性。

(2) 解決時間同步問題

歐規數位電視之單頻網路因使用同一頻率當做載波，所以為了能使每一個發射站台所發射之廣播信號，能在同一時間內，被任一接收機所接收，因此時間上的同步變得十分重要。為了解決此問題，一般都會利用全球衛星同步定位系統上所提供的 1PPS 脈衝信號，來當做參考信號，並配合歐規數位電視之同步技術，以精確掌控時間之同步。

下圖 3.3 就是整個歐規數位電視之單頻網路系統架構圖，由圖中可以看出，為了解決頻率同步和時間同步問題，其在架構中就使用了全球衛星同步定位系統，以達到同步之效果。而此系統架構主要從資訊來源 MPEG-2 封包傳輸系統、單頻網路轉接器 (SFN Adaptor)、網路傳輸系統、不同發射站台之單頻網轉接器和歐規數位電視發射機，利用來源端和發射端內建全球衛星同步定位系統接收機，以提供 10MHz 標準參考信號和 1PPS 脈衝信號，在確定單頻網路系統最大延遲時間後，藉由發射機內所建之緩衝器 (Buffer) 來延遲每一發射站台之信號，以達到所有發射信號同步之目的。

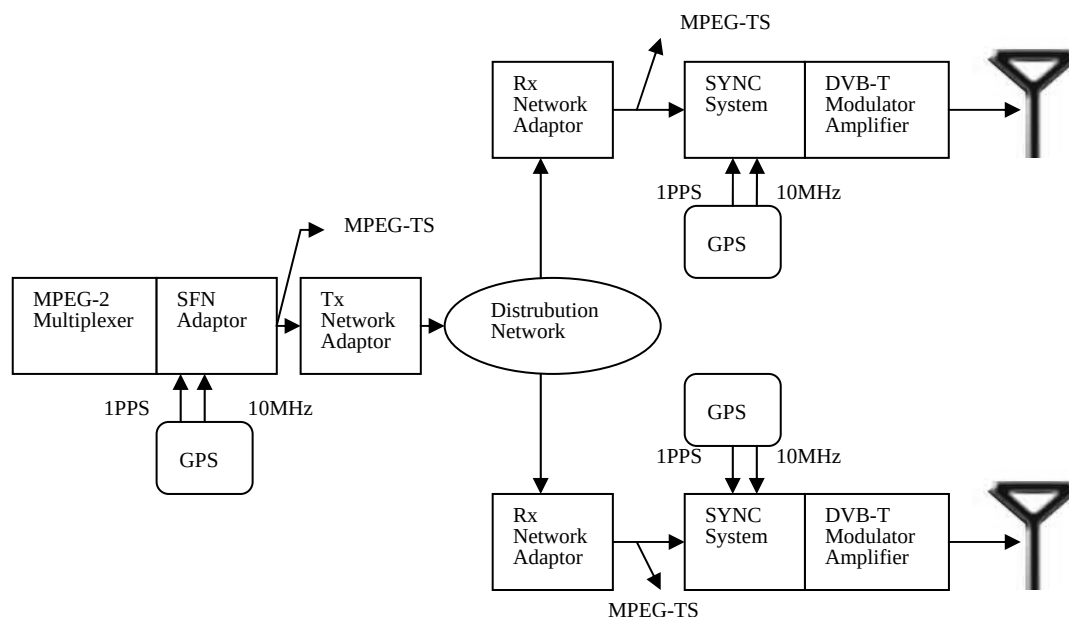


圖 3.3：歐規數位電視之單頻網路系統架構

3.5.1 時間延遲同步技術

(1) 靜態時間延遲技術

靜態時間延遲技術（Static Delay Compensation）如下圖 3.4 所示，其概念就是先求出信號來源端到各別發射站之間的距離，除以光速，而求得其各別二端因傳輸所造成的延遲時間。再各別加上每一發射機因信號處理所造成的延遲時間。因信號來源端到各別發射站的距離和各別發射站處理信號時間不同，所以相加所得的延遲時間也會不同，我們以其中最大的延遲時間，當做信號的最大延遲時間（Maximum Delay Time），而其他發射機以最大延遲時間當做延遲時間之計算基礎，計算各別發射站所需延遲之時間，再利用靜態手動調整方式，調整各別發射機內的緩衝器之緩衝時間，以達成所有發射站台信號同步之目的。而此技術的優點就是簡單，只要事先計算最大延遲時間和手動調整方式，即可完成。不須再加上任何的同步裝置，所以其設備成本相對較低。但其缺點就是，如果有新架設的發射站台，其加總的延遲時間比原本的最大延遲時間還要長時，所有發射站台之時間延遲又要重新計算和手動調整，因此較不符合經濟效益。也因為其無使用頻率同步技術，所以容易造成子載波頻率偏移，形成子載波頻率相互干擾。

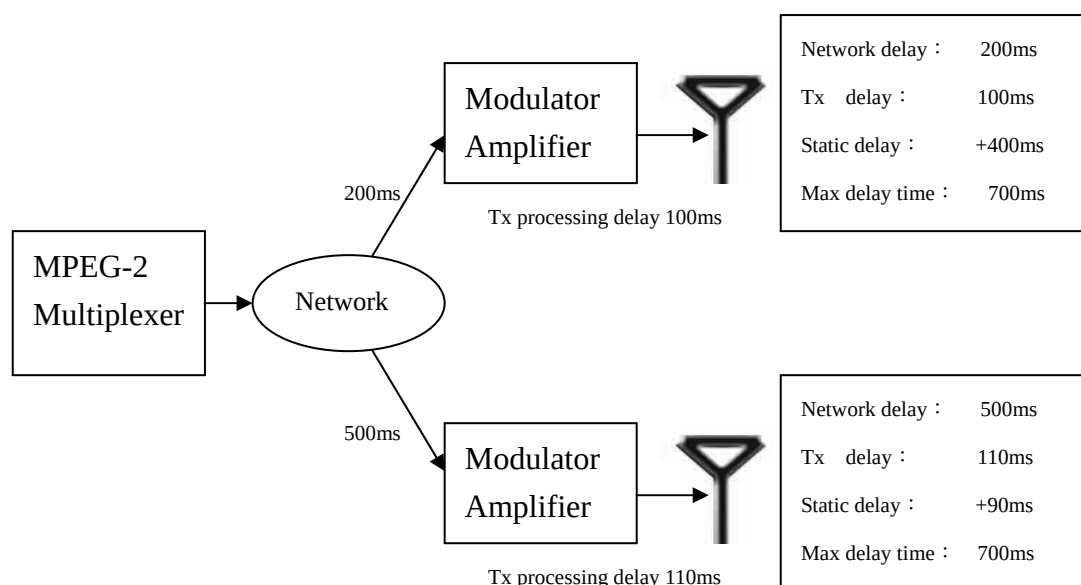


圖 3.4：靜態時間延遲技術

(2) 動態時間延遲技術

動態時間延遲技術（Dynamic Delay Compensation）如下圖 3.5 所示和靜態時間延遲技術最大的不同處，在於其能動態求出發射機之緩衝時間和主動進行調整，不需利用人力重新計算延遲時間和利用人力手動調整。而其能達到此功能主要是利用在信號來源端到各別發射站間，加上單頻網路轉接器和全球衛星同步定位系統接收機，以提供 10MHz 標準參考信號和 1PPS 脈衝信號，且在信號來源端中加入 Mega-Frame 信號，藉由此三項信號來進行時間延遲的計算，以解決各發射站台信號同步問題。優點就是其有很精確之時間調整能力，誤差值約只在正負 1us 間，且如有新設站台之加入，發射站台會自動調整緩衝器延遲時間，而不用人工調整。但其缺點就是另外要單頻網路轉接器和全球衛星同步定位系統接收機等設備，而增加同步的投資成本。

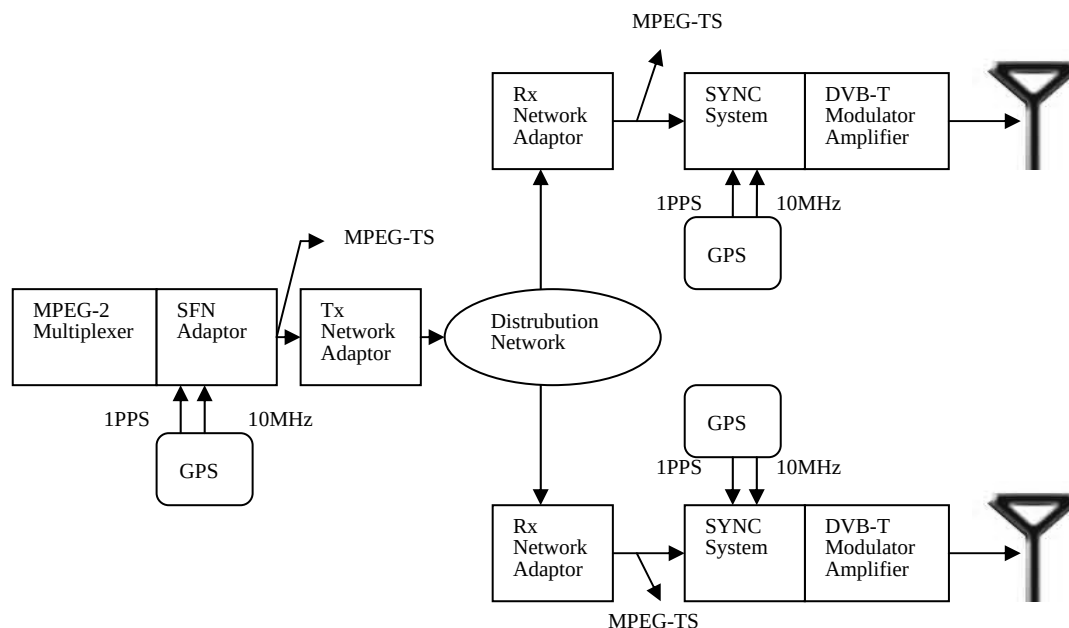


圖 3.5：動態時間延遲技術

以下為動態時間延遲技術之過程：

● Mega-Frame 架構

Mega-Frame 的封包架構如下圖 3.6 所示，其信號來源端之封包在單頻網路轉接器中轉成此型式之封包，在 2K 載波系統中由 32 個歐規數位電視圖框組成、在 8K 載波系統中由 8 個歐規數位電視圖框組成，並在此架構下，加入 (Mega-Frame Initialization Packets, MIP)，其目的是記錄時間延遲和所傳送資訊。而 Mega-Frame 封包架構長度和其所以用之保護區間有關，保護區間(1/4)為 0.609280 秒、保護區間(1/8)為 0.548352 秒、保護區間(1/16)為 0.517888 秒、保護區間(1/32)為 0.502656 秒。

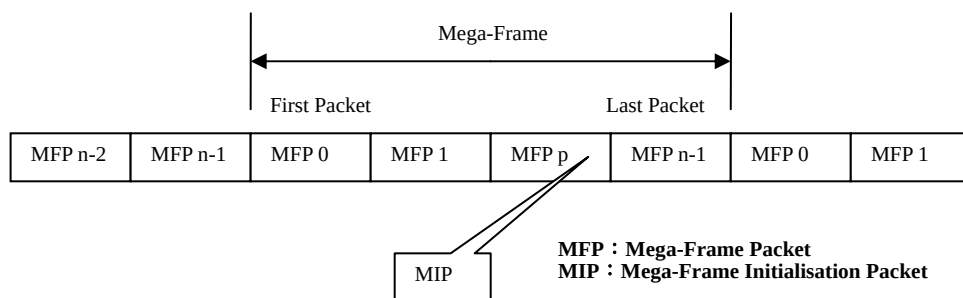


圖 3.6：Mega-Frame 架構

● 同步時間標籤

同步時間標籤 (Synchronisation Time Stamp, STS) 如下圖 3.7 所示，主要是將全球衛星同步定位系統 1PPS 脈衝信號上昇信號之時間，到下一個 Mega-Frame 封包之起始時間，中間的時間差記錄下來，並將同步時間標籤之值，放在 MIP 封包中。

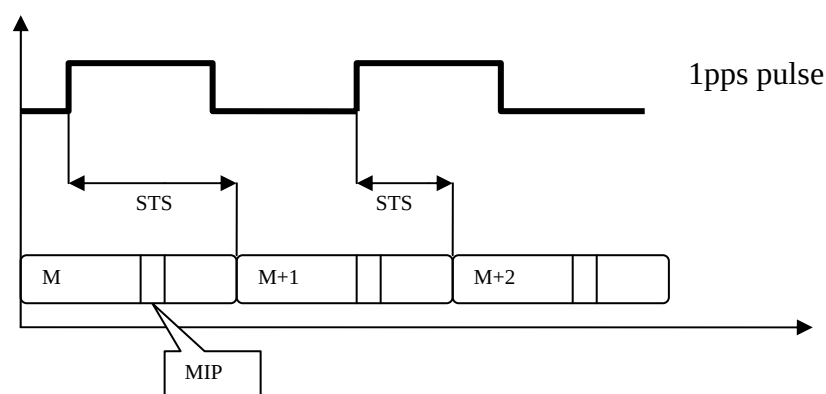


圖 3.7：同步時間標籤

● 信號最大延遲時間

信號最大延遲時間如下圖 3.8 所示，其時間延遲主要是從 Mega-Frame 封包離開單頻網路轉接器開始，一直到發射站台天線發射信號為止，其中間之時間差，且將此時間差值，也放在 MIP 封包中。

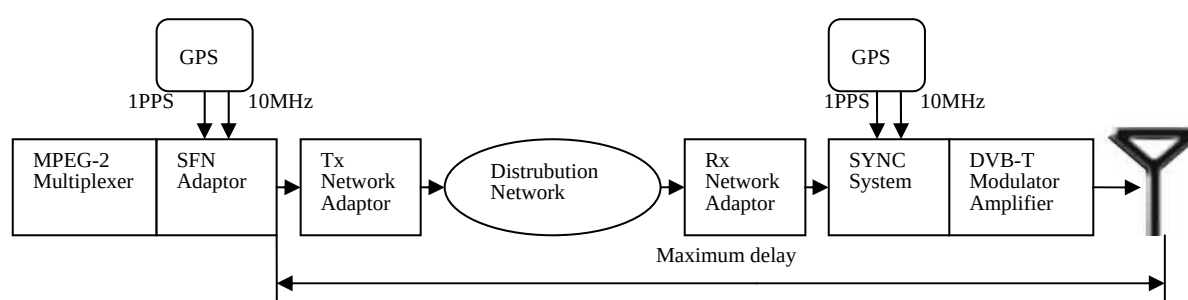


圖 3.8：信號最大延遲時間

● 動態時間補償

動態時間補償如下圖 3.9 所示，主要是利用 Mega-Frame 中的 MIP 封包，其封包裡所記錄之同步時間標籤值和信號最大延遲時間值，並透過計算所得出之傳輸網路遲時間，利用此三項之值，計算出各別發射站台中之緩衝器所需之儲存時

間，並以動態調整的方式，調整各別發射站台所需之延遲，以完成時間同步的動作。

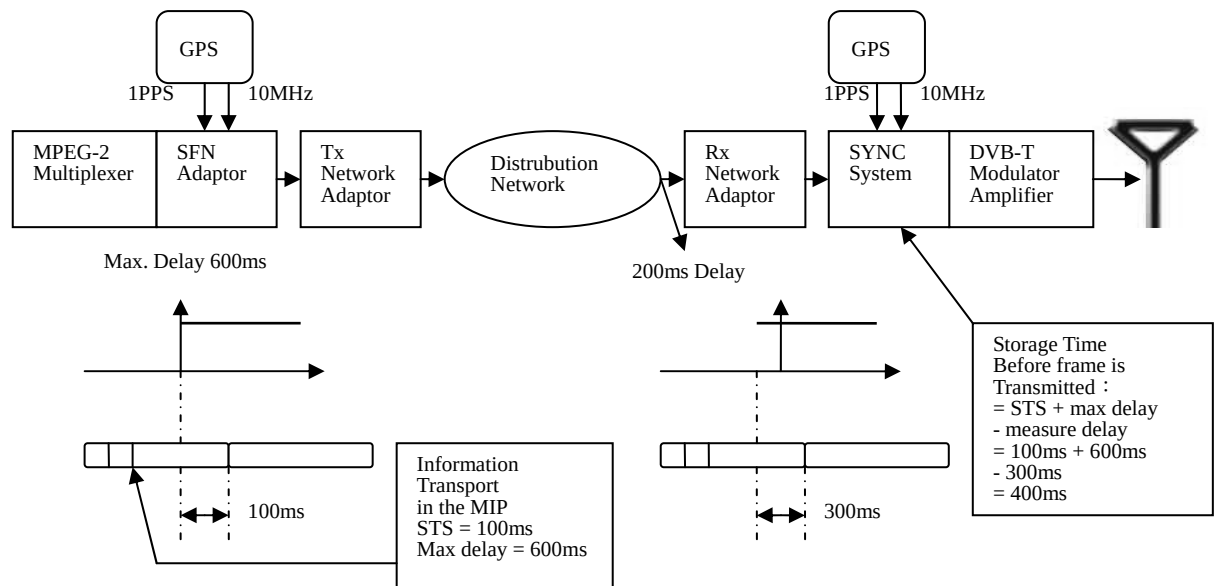


圖 3.9：動態時間補償

四、通道模型簡介

4.1 靜態特性

在無線電傳播環境中，接收端和發射端之間的電波傳遞，會因周圍環境是否有阻礙物或是反射物而產生反射波、穿透波、繞射波等，就是所謂的多重路徑傳遞。而電波傳遞的通道模型，主要可分為三種：

(1) 高斯通道(Gaussian Channel Model)

發射端和接收端之間，無阻礙物或是反射物，可稱之為直線傳遞 (line of sight, LOS)，此無多重路徑干涉的問題。其傳播通道特性，我們以高斯通道 (Gaussian Channel Model) 模擬之。

(2) 萊思通道 (Ricean Channel Model)

發射端和接收端之間，存在反射物，即存在直射波與反射波，存在多重路徑干涉(multi-path effect)的問題。其傳播通道特性，我們以萊思通道 (Ricean Channel Model) 模擬之，下表 4.1 列出 Ricean Channel Model，表中的 path1 即為直射波(line of sight)。

表 4.1：Ricean Channel Model

Ricean Channel Model			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Phase (°)
1	0	0	0
2	15.8	0.5	336
3	15.95	1.95	8.8
4	17.1	3.25	174.9
5	18.35	2.75	127
6	18.6	0.45	339.7

(3) 瑞利通道 (Rayleigh Channel Model)

發射端和接收端之間，有阻礙物與反射物，即存在繞射波、反射波、穿透波，存在多重路徑干涉，會造成頻率選擇衰落(frequency-selective fading)等問題，而多重路徑效應如圖 4.1 所示，其中 α_k 為第 k 個路徑的路徑衰減。多路徑所收到信號 $S_R(t)$ 的振幅之分佈曲線，在沒有直射波存在的情形時，亦即兩端無法直接看到對方時，根據中央極限定理，會呈現 Rayleigh 分佈，相位則會呈現平均 (uniform) 分布。因此每個路徑都需要 Rayleigh 衰減，實部以及虛部的來源來自兩個互無相關(uncorrelated)的 AWGN 訊號，而且每個路徑之間的 Rayleigh 衰減也

要是互無相關的，因此其傳播通道特性，我們以瑞利通道（Rayleigh Channel Model）模擬之，表 4.2 中列出 Rayleigh Channel Model。

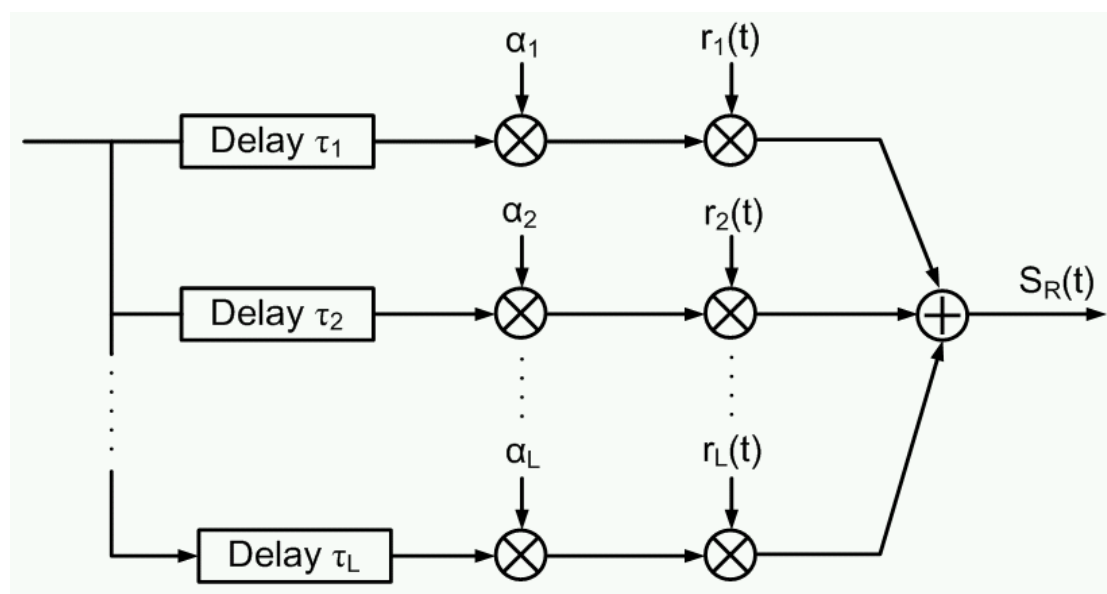


圖 4.1：多重路徑架構圖

表 4.2：Rayleigh Channel Model

Rayleigh Channel Model			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Phase (°)
1	0	0.1	336
2	0.1	1.45	8.8
3	1.3	2.8	174.9
4	2.55	2.3	127
5	2.8	0	339.7
6	3.8	0.4	36

由表 4.1 及表 4.2 中可看出，發射端和接收端之間的傳播路徑不同，會有不同的功率衰減、傳遞時間延遲和不同的相位。在 Ricean Channel Model 中，有一個主要的直射波，其他入射波功率都較小。而在 Rayleigh Channel Model 中，由於沒有直射波，所以有些入射波的功率差異不會太大，因此各種入射波所產生的建設性和破壞性干涉會較大。

歐規數位電視（DVB-T）較美規數位電視（ATSC）不同的一個特色，就是歐規數位電視原本即規劃各種不同的調變方式、編碼率、保護區間等等，不像美規數位電視只提供一種固定規格。因此歐規數位電視可因應各國家地面無線廣播地形，建築物分佈等等，來選擇適合的參數，以規劃基地台和用戶端之間，如室外固定接收、行動接收和室內接收等可能性。而以下表 4.3 及表 4.4 所表示的，就是在歐規數位電視 6MHz 系統下之固定接收模式中之不同參數的系統性能。

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon	Bitrate (Mbit/s)
---	------------------

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					Bitrate (Mbit/s)			
Modulation	Code Rate	Gaussian Channel	Ricean Channel	Rayleigh Channel	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	7	7.8	8.6	3.732	4.147	4.391	4.524
	2/3	8	9.4	11.5	4.976	5.529	5.855	6.032
	3/4	9	10.6	12.9	5.599	6.221	6.587	6.786
	5/6	9.6	12	16	6.221	6.912	7.318	7.54
	7/8	10.2	12.6	17.8	6.532	7.257	7.684	7.917
16QAM	1/2	11.6	12.7	13.6	7.465	8.294	8.782	9.048
	2/3	13.2	15	16.3	9.953	11.059	11.709	12.064
	3/4	14.4	16.4	18.3	11.197	12.441	13.173	13.572
	5/6	16	18.6	21.3	12.441	13.824	14.637	15.08
	7/8	16.8	20.4	24.4	13.063	14.515	15.369	15.834
64QAM	1/2	16.2	17.6	18.1	11.197	12.441	13.173	13.572
	2/3	19	22.4	22.4	14.929	16.588	17.564	18.096
	3/4	21	23.1	25.6	16.796	18.662	19.76	20.358
	5/6	23.6	25	29	18.662	20.735	21.955	22.62
	7/8	26	27.5	34.2	19.595	21.772	23.053	23.751

Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer

4.2 動態特性

在高速行駛的情形下，除了會有以上所說明的靜態接收特性外，還會有都卜勒效應。在固定接收模式下，不會有此效應。因此接收端向著發射端遠離或接近時，會有載波頻率偏移的現象。所以如果接收頻率偏離太多，會使得信號失真，而無法解調。移動的物體，在特定的速度下，只要信號強度夠高，接收機通常能無失真地將訊號還原，但若達到一定速度臨界值以上時，無論信號強度多強，訊號也很難還原回來。

在動態接收特性中，通常選用二種常用的通道環境：

(1) 都會區通道環境 (Typical Urban)

表 4.5：都會區通道模型

都會區通道模型						
	Path1	Path2	Path3	Path4	Path5	Path6
Profile	Ricean	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh
Path Loss (dB)	3	0	2	6	8	10
Delay (us)	0	0.2	0.5	1.6	2.3	5
Doppler (Hz)	*)	*)	*)	*)	*)	*)
*)：使用者決定						

(2) 郊區通道環境 (Typical Rural)

表 4.6：郊區通道模型

郊區通道模型						
	Path1	Path2	Path3	Path4	Path5	Path6
Profile	Ricean	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh
Path Loss (dB)	0	4	8	12	16	20
Delay (us)	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
Doppler (Hz)	*)	*)	*)	*)	*)	*)
*)：使用者決定						

利用上二表的通道模式，量測歐規數位電視信號，在不同的都卜勒效應下，接收端所需之訊雜比，再利用此訊雜比換算出每種調變模式之最高行車速度。而量測數據中，以選取都卜勒效應 (Fd) 為 10Hz、Fd max/2 (Hz)、Fd max/2+3dB 和 Fd max(Hz)等四個量測點，利用四個量測點可以看出在各種調變模式下，接收端所得之訊雜比，再計算出各別之最高行車速度。而下列的幾個表，就是不同頻率和不同的調變模式下所得到之數據。

表 4.7：超高頻 8K 載波 QPSK 模式量測結果

UHF Band(557MHz) for 6MHz 8K QPSK Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	17.3	20.8	22.4	26.4	24.4	24.6
Fd max(Hz) / V(Km/h)	33/64	22/42	22/42	16/31	19/36.8	12/23
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	15.5/30	11/21	11/21	8/15	9.5/18	6/11.6
Fd max/2 (dB)	18.1	20.8	22.6	26.4	24.4	24.6
Fd max/2+3dB	21.1	23.8	25.6	29.4	27.4	27.6
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	26.5/51	12/23	12/23	11/27	13/25	11/21

表 4.8：超高頻 2K 載波 QPSK 模式量測結果

UHF Band(557MHz) for 6MHz 2K QPSK Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	16.6	18.4	21.4	24.8	24.2	26.8
Fd max(Hz) / V(Km/h)	120/232	88/170	97/188	60/116	75/145	40/77.5
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	60/116	44/85	48.5/94	30/58	37.5/72.7	20/38.7
Fd max/2 (dB)	20.6	20.4	24.2	26	32.4	28.4
Fd max/2+3dB	23.6	23.4	27.2	29	35.4	31.8
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	100/193	56/108	65/126	33/63	38/131	26/50
Code Rate	5/6		7/8			
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural		
10Hz(dB) (19Km/h)	26.2	34.4	29.2	37.8		
Fd max(Hz) / V(Km/h)	47/91	26/50	40/77	21/40.7		
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	23.5/45.5	13/25	20/38	11.5/22		
Fd max/2 (dB)	28.4	35.6	29.8	37.8		
Fd max/2+3dB	31.4	38.6	32.8	40.8		
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	45/87	20/38.7	26/50	12/23		

表 4.9：超高頻 8K 載波 16QAM 模式量測結果

UHF Band(557MHz) for 6MHz 8K 16QAM Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	27	23.2	29.6	24.2	30	25.2
Fd max(Hz) / V(Km/h)	11/21	19/36	8/15	12/23	5/9.6	11/21
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	5.5/10.5	9.5/18	4/7.7	6/11	2.5/4.8	5.5/10.5
Fd max/2 (dB)	26.4	23.2	29.8	26.2	30	29.2
Fd max/2+3dB	29.4	26.2	32.8	29.2	33	32.2
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	10/19.3	13/25	7/13.5	8/15.5	3/5.8	9/17.4

表 4.10：超高頻 2K 載波 16QAM 模式量測結果

UHF Band(557MHz) for 6MHz 2K 16QAM Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	21.6	24.2	28.4	28.4	29.6	32.8
Fd max(Hz) / V(Km/h)	73/141	40/77.5	44/85	30/58	42/81	22/42
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	36.5/70.7	20/38.7	22/42.6	15/29	21/40	11/21
Fd max/2 (dB)	25.2	25.8	28.8	30.2	29.8	33.2
Fd max/2+3dB	28.2	28.8	31.8	33.2	32.8	36.2
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	53/102	27/52	39/75	18/35	25/48	13/25
Code Rate	5/6		7/8			
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural		
10Hz(dB) (19Km/h)	31.8		36.4			
Fd max(Hz) / V(Km/h)	23/44.5		17/33			
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	11.5/22		8.5/19			
Fd max/2 (dB)						
Fd max/2+3dB	36		39.4			
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	16/31		15/29			

表 4.11：特高頻 8K 載波 QPSK 模式量測結果

VHF Band(148MHz) for 6MHz 8K QPSK Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	19.2	22.4	22.8	25.8	26.6	30
Fd max(Hz) / V(Km/h)	30/218	25/182	19/138	14/102	15/109	11/80
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	15/109	12.5/91	9.5/69	7/51	7.5/54	5.5/40
Fd max/2 (dB)	20.4	23.6	22.8	25.8	26.6	30
Fd max/2+3dB	23.4	26.6	25.8	28.8	29.6	33
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	25/182	17/124	14/102	12/87	12/87	10/73

表 4.12：特高頻 2K 載波 QPSK 模式量測結果

VHF Band(148MHz) for 6MHz 2K QPSK Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	16.4	18.4	20.8	23.6	22.6	26.4
Fd max(Hz) / V(Km/h)	130/948	95/693	88/642	38/277	69/503	37/270
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	65/474	47.5/346	44/321	19/138	34.5/251	18.5/135
Fd max/2 (dB)	19.4	21.8	23.4	24.4	25.6	28.2
Fd max/2+3dB	22.4	24.8	26.4	17.4	28.6	31.2
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	91/664	54/394	59/430	25/182	50/364	30/218
Code Rate	5/6		7/8			
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural		
10Hz(dB) (19Km/h)	25.4	34	30.4			
Fd max(Hz) / V(Km/h)	41/299	24/175	34/248			
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	20.5/149	12/87	17/124			
Fd max/2 (dB)	27	36.2	31			
Fd max/2+3dB	30	39.2	34			
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	37/270	13/94	28/204			

表 4.13：特高頻 8K 載波 16QAM 模式量測結果

VHF Band(148MHz) for 6MHz 8K 16QAM Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	23.6	29.6	26.8	36.6	32	30.4
Fd max(Hz) / V(Km/h)	22/160	12/87	17/124	11/21	13/94.8	5/36
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	11/80	6/43.7	8.5/62	5.5/10.6	6.5/47	2.5/18
Fd max/2 (dB)	24.4	25.2	26.6	31.2	27.8	33
Fd max/2+3dB	27.4	28.2	29.6	34.2	30.8	36
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	16/116	9/65	12/87.5	7/51	9/65	4/29

表 4.14：特高頻 2K 載波 16QAM 模式量測結果

VHF Band(148MHz) for 6MHz 2K 16QAM Mode						
Code Rate	1/2		2/3		3/4	
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural	Urban	Rural
10Hz(dB) (19Km/h)	22	23.4	26.2	29	29	24.6
Fd max(Hz) / V(Km/h)	59/430	44/321	42/306	28/204	34/248	15/109
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	29.5/215	22/160	21/153	14/102	17/124	7.5/55
Fd max/2 (dB)	24.4	25.2	27.4	31.6	29.8	31.6
Fd max/2+3dB	27.4	28.2	30.4	34.6	32.8	33.8
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	42/306	30/219	39/285	18/131	32/233	8/58
Code Rate	5/6		7/8			
Doppler Frequency	Urban	Rural	Urban	Rural		
10Hz(dB) (19Km/h)	31.8		40			
Fd max(Hz) / V(Km/h)	28/204		14/102			
Fd max/2 (Hz) / V(Km/h)	14/102		7/51			
Fd max/2 (dB)	34		37			
Fd max/2+3dB	37		40			
Fd (Hz) max/2+3dB / V(Km/h)	16/116		10/72			

利用以上八個表所得之訊雜比，再計算出各別之最高行車速度。而下表 4.15 就是各別之最高行車速度。

表 4.15：2K 載波及 8K 載波模式行動接收性能比較表

Carrier Mode	Modulation	Code Rate	Bitrate (Mbps)	Maximum Velocity (UHF 557MHz) (Km/hr)				Maximum Velocity (VHF 148MHz) (Km/hr)			
			6MHz	Urban	(C/N)	Rural	(C/N)	Urban	(C/N)	Rural	(C/N)
2K	QPSK	1/2	3.372	193	23.6	108	23.4	664	22.4	394	24.8
2K	16QAM	1/2	7.465	102	28.2	52	28.6	306	27.4	219	28.2
2K	QPSK	2/3	4.976	126	27.2	63	29	430	26.4	182	27.4
2K	16QAM	2/3	9.953	75	31.8	35	33.2	285	30.4	131	34.6
2K	QPSK	3/4	5.599	131	35.4	50	31.8	364	28.6	218	31.2
2K	16QAM	3/4	11.197	48	32.8	25	36.2	233	32.8	58	33.8
8K	QPSK	1/2	3.372	51	21.1	23	23.8	182	23.4	124	26.6
8K	16QAM	1/2	7.465	19.3	29.4	25	26.2	116	27.4	65	28.2
8K	QPSK	2/3	4.976	23	25.6	27	29.4	102	25.8	87	28.8
8K	16QAM	2/3	9.953	13.5	32.6	15.5	29.2	87.5	29.8	51	34.2

五、模擬結果

配合此研究計畫，我們擬定了軟體模擬分析及實驗室模擬分析兩種方式，以針對台灣地區所選用之歐規數位電視 6MHz 多種不同傳輸模式，在各種通道環境下及受行動中之杜卜勒效應(Doppler effect)影響下，在接收機端所需之接收訊號雜訊比值。

5.1 軟體模擬分析

我們使用 Simulink 這套軟體來進行系統基頻模擬，圖 5.1 為系統架構圖，分為三個部分：

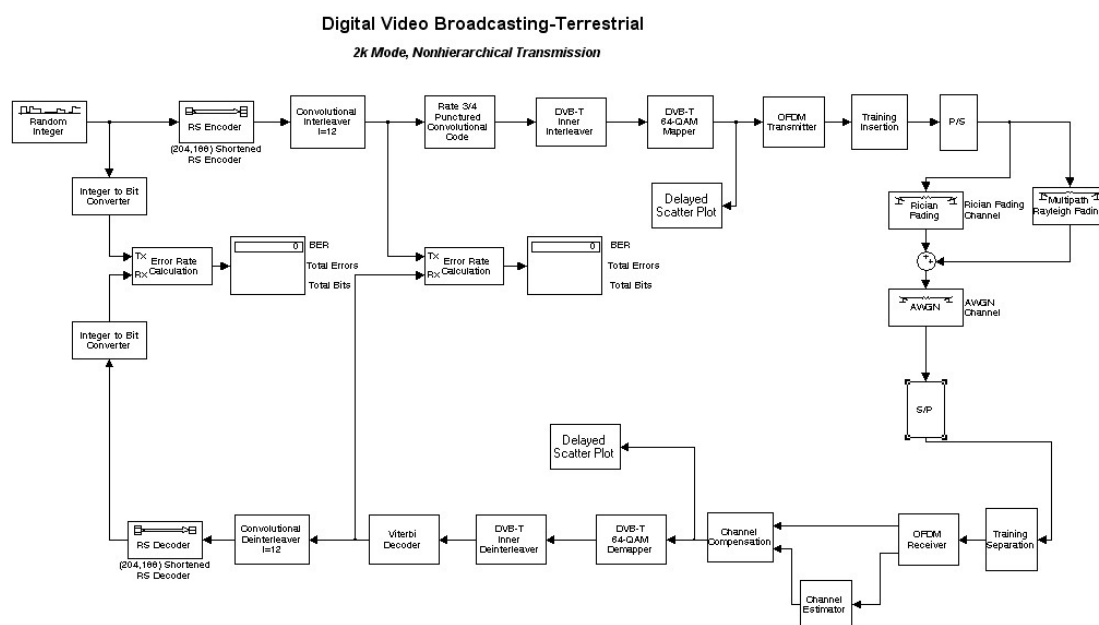


圖 5.1：模擬系統架構圖

(1) 發射機

圖 5.2 為發射機的架構圖，我們模擬了外層編碼器(RS Encoder)、外層交錯器(Outer Interleaver)、內層編碼器(Convolutaion Encoder)、內層交錯器(Inner Interleaver)、OFDM 發送器。

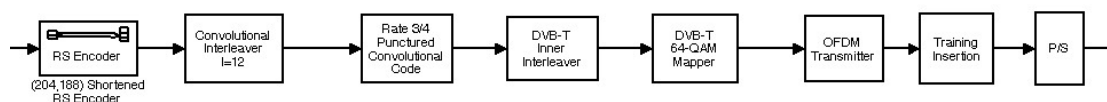


圖 5.2：發射機架構圖

(2) 通道模型

圖 5.3 為通道模型的架構圖，此為一 Rician Channel Model，其中 Rician Fading 的方塊代表直射波，Multipath Rayleigh Fading 的方塊則代表反射波形成的多重路徑，最後再通過一個 AWGN Channel，代表外在環境所產生的雜訊，若要改為模擬 Rayleigh Channel Model，只需將 Rician Fading 的方塊移除，再帶入相關參數。

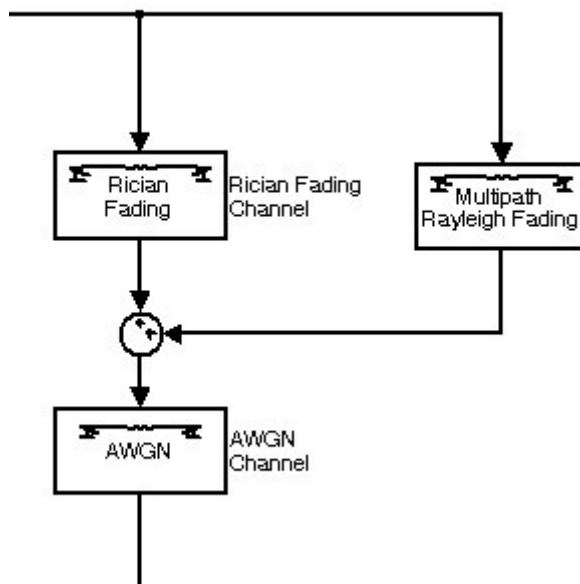


圖 5.3：通道模型架構圖

(3) 接收機

圖 5.4 為接收機的系統架構圖。在接收機的部分，我們模擬了 OFDM 接收器、內層解交錯器(Inner Interleaver)、內層解碼器(Viterbi Decoder)、外層解交錯器(Outer Interleaver)及外層解碼器(RS Decoder)，另外我們加上了通道估測(Channel Estimation)及通道補償(Channel Compensation)的機制。

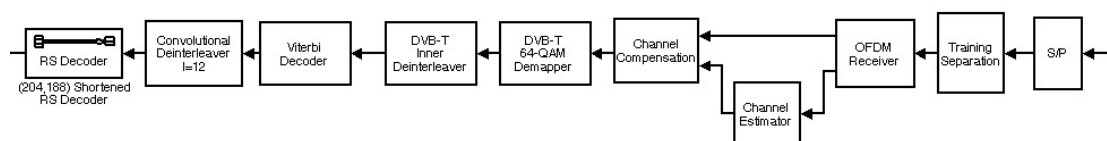


圖 5.4：接收機架構圖

5.1.1 軟體模擬結果

在軟體模擬方面，我們分為三個部分：

(1) 靜態通道之模擬

在高斯通道(Gaussian Channel)、萊思通道(Ricean Channel)及瑞利通道(Rayleigh Channel)三個通道模型下，比較其接收性能。

(2) 動態通道之模擬

在都會區通道模型(Typical Urban)及郊區通道模型(Typical Rural)兩種環境下，模擬都卜勒效應對接收性能的影響。

(3) 單頻網路之模擬

在單頻網路中，多重路徑問題(multi-path effect)對接收性能的影響。

表 5.1 列出此模擬系統所選用的相關參數，圖 5.5(a)為發射端的星狀圖，圖 5.5(b)則為接收端的星狀圖，此時 AWGN Channel 的 SNR 值設為 20dB。

表 5.1：模擬參數列表

Transmission mode	2k mode
Bandwidth	6MHz
Modulation	64QAM
Hierarchical	Non-hierarchical
Code rate	3/4
Guard interval ratio	1/4、1/8

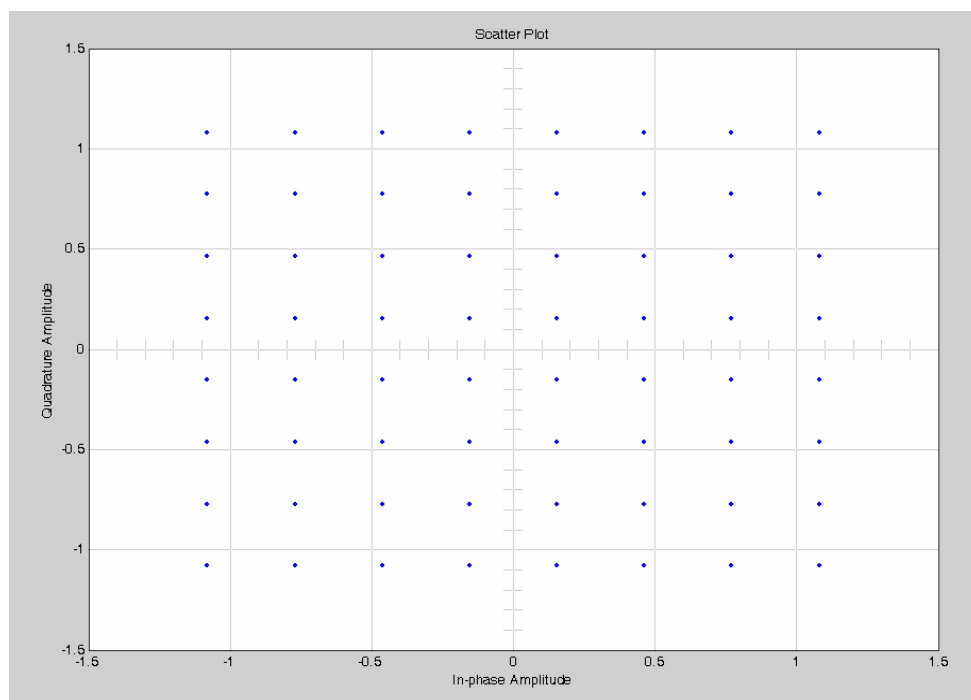


圖 5.5(a)：發送端星狀圖

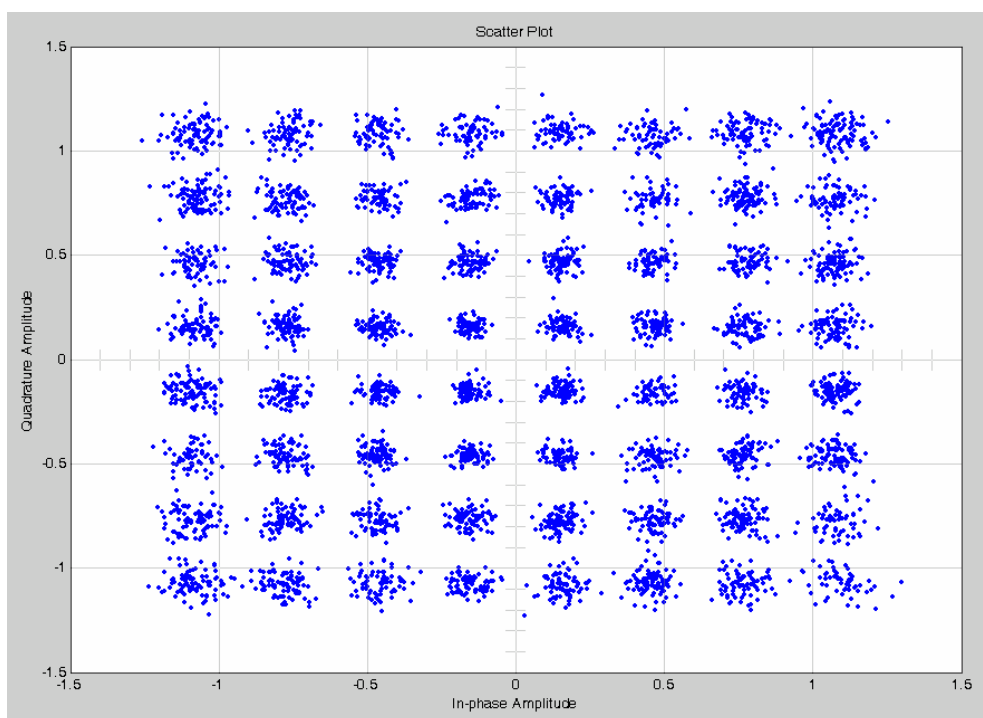


圖 5.5(b)：接收端星狀圖

● 靜態通道之模擬

在第四章「通道模型簡介」中，我們曾介紹過高斯通道(Gaussian Channel)、萊思通道(Ricean Channel)以及瑞利通道(Rayleigh Channel)，下表 5.2 及表 5.3 分別列出萊思通道模型及瑞利通道模型每個路徑的能量損失、延遲時間以及入射角度。

表 5.2：萊思通道模型

Ricean Channel Model			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Phase (°)
1	0	0	0
2	15.8	0.5	336
3	15.95	1.95	8.8
4	17.1	3.25	174.9
5	18.35	2.75	127
6	18.6	0.45	339.7

表 5.3：瑞利通道模型

Rayleigh Channel Model			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Phase (°)
1	0	0.1	336
2	0.1	1.45	8.8
3	1.3	2.8	174.9
4	2.55	2.3	127
5	2.8	0	339.7
6	3.8	0.4	36

將此通道模型的參數帶入模擬系統中，圖 5.6 為三個通道模型在接收端經過維特比解碼(Viterbi decode)後，所得到的 BER(Bit Error Rate)對 SNR (Signal-to-noise Ratio)作圖，其中圖 5.6(a)是 Guard interval ratio 為 1/4，圖 5.6(b)是 Guard interval ratio 為 1/8。

圖 5.6(a)：Guard interval ratio = 1/4 之模擬結果

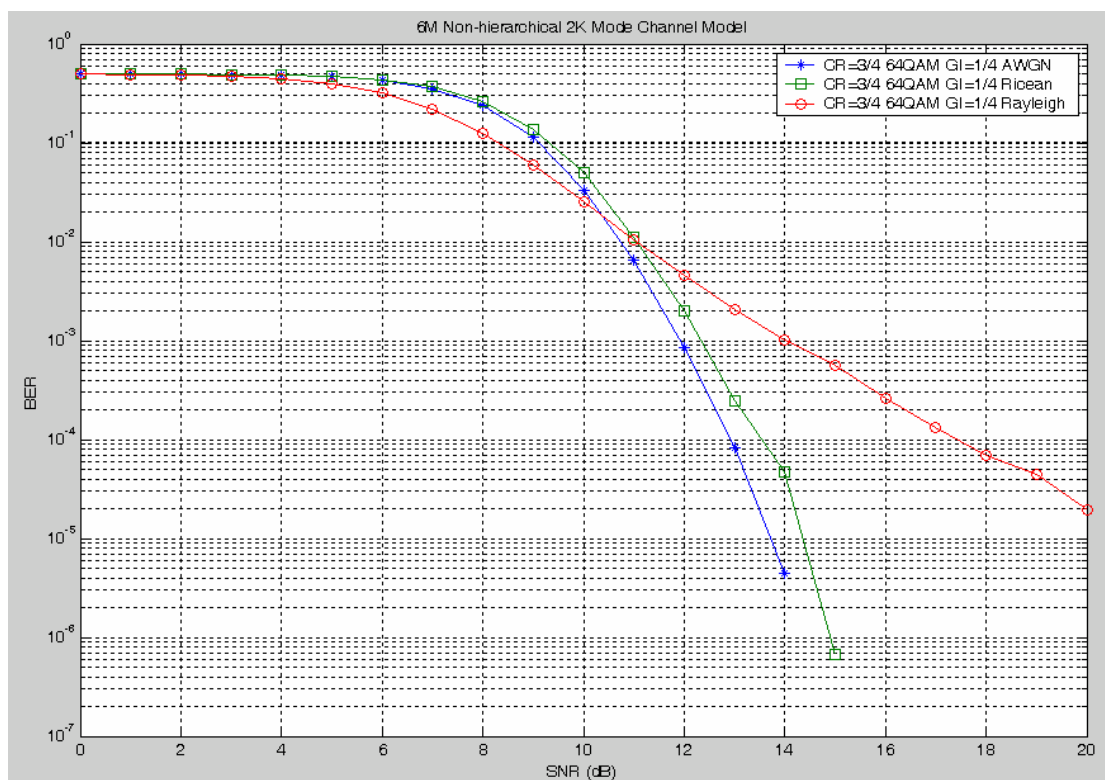
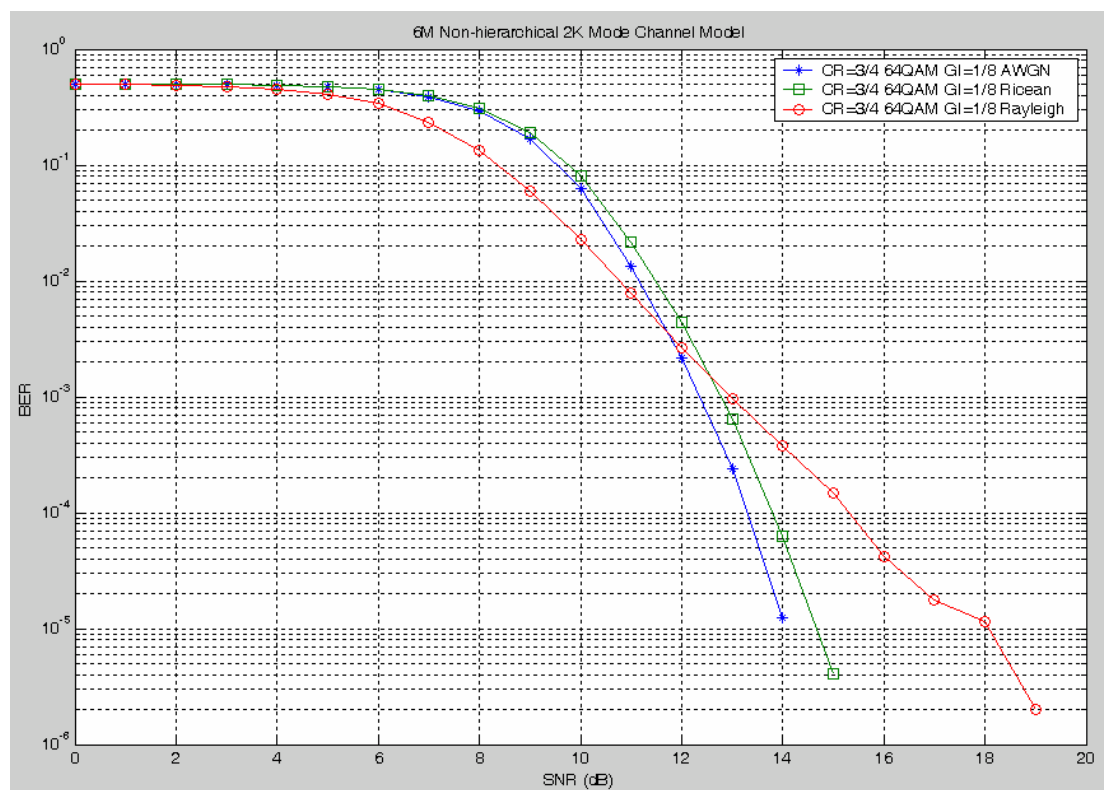


圖 5.6(b)：Guard interval ratio = 1/8 之模擬結果



在 DVB-T 標準中對於接收要求為 MPEG-2 資料的 BER 需達到小於 10^{-11} ，相當於每個小時接收錯誤的個數小於一個，所以在標準中制定了 QEF(Quasi Error Free)，為經過維特比解碼(Viterbi decode)之後的 $BER=2 \times 10^{-4}$ ，若經過維特比解碼的位元錯誤率小於 2×10^{-4} ，那麼便假設在里德－索羅門(Reed－Solomon)解碼時可以滿足 $BER < 10^{-11}$ 。所以在系統中的模擬結果可以從維特比解碼之後觀察。

從圖中可以看出，因為高斯通道沒有多重路徑的問題，所以有最佳的接收效能，在 Guard interval ratio 為 1/4，SNR 約為 12.6 dB 時，BER 可達到 2×10^{-4} ，而在 Guard interval ratio 為 1/8 時，SNR 則約為 13.1 dB。而萊思通道雖然受到多重路徑的干擾，但因為在發射端及接收端之間，存在直射波，所以也有不錯的接收效能，在 Guard interval ratio 為 1/4，SNR 約為 13.1 dB 時，BER 可達到 2×10^{-4} ，而在 Guard interval ratio 為 1/8 時，SNR 則約為 13.5 dB。瑞利通道因為有多重路徑干涉，而且在發射端和接收端間，沒有直射波，只有繞射波、反射波及穿透波，所以在瑞利通道下，其接收效能最差，在 Guard interval ratio 為 1/4，SNR 約為 16.4 dB 時，BER 可達到 2×10^{-4} ，而在 Guard interval ratio 為 1/8 時，SNR 則約為 14.7 dB。

● 動態通道之模擬

在第四章「通道模型」簡介中，動態通道一般會選用都會區通道環境(Typical Urban)及郊區通道環境(Typical Rural)兩種，下表 5.4 及表 5.5 分別列出兩種通道模型每個路徑的特性、能量損失以及延遲時間。

表 5.4：都會區通道模型

都會區通道模型						
	Path1	Path2	Path3	Path4	Path5	Path6
Profile	Ricean	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh
Path Loss (dB)	3	0	2	6	8	10
Delay (us)	0	0.2	0.5	1.6	2.3	5
Doppler (Hz)	*)	*)	*)	*)	*)	*)
*)：使用者決定						

表 5.5：郊區通道模型

郊區通道模型						
	Path1	Path2	Path3	Path4	Path5	Path6
Profile	Ricean	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh
Path Loss (dB)	0	4	8	12	16	20
Delay (us)	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
Doppler (Hz)	*)	*)	*)	*)	*)	*)
*)：使用者決定						

將此通道模型的參數帶入模擬系統中，圖 5.7 為在兩種通道環境下，接收端經過維特比解碼(Viterbi decode)後，所得到的 BER(Bit Error Rate)對 SNR (Signal-to-noise Ratio)作圖，其中圖 5.7(a)是 Guard interval ratio 為 1/4，圖 5.7(b)是 Guard interval ratio 為 1/8，此時的都卜勒頻率設為 30Hz，若系統所使用的中心頻率為 600MHz，則移動速度為 60km/hr。

圖 5.7(a) : Guard interval ratio = 1/4 都卜勒頻率 30Hz 之模擬結果

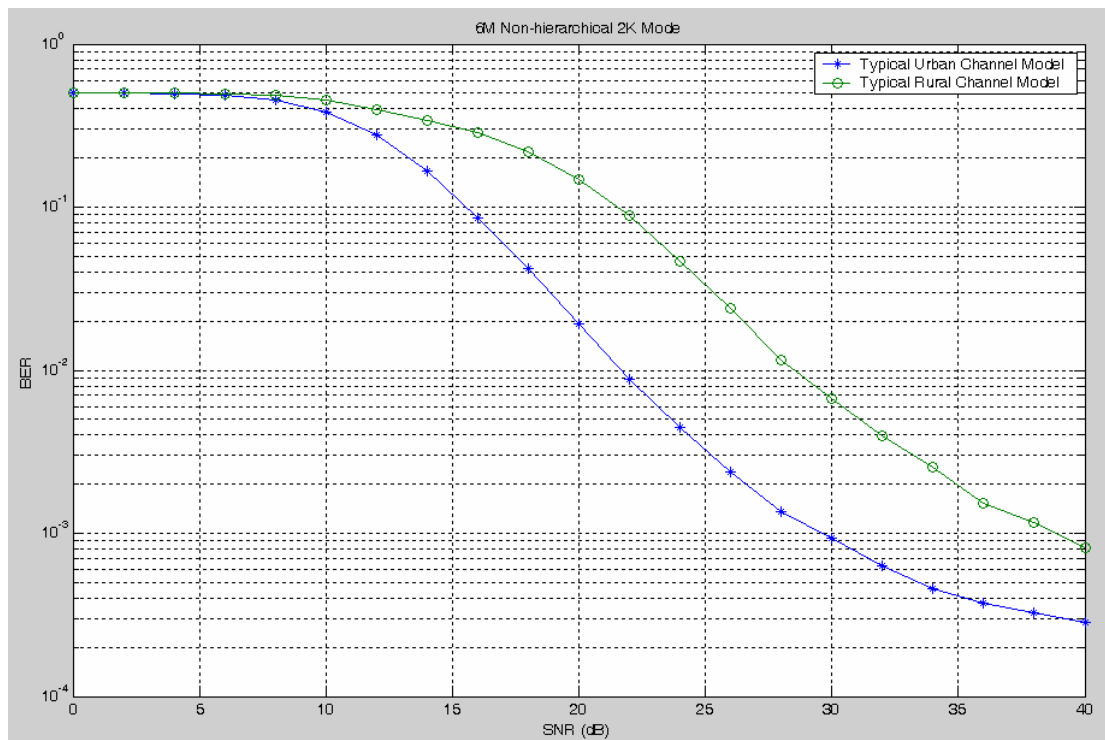
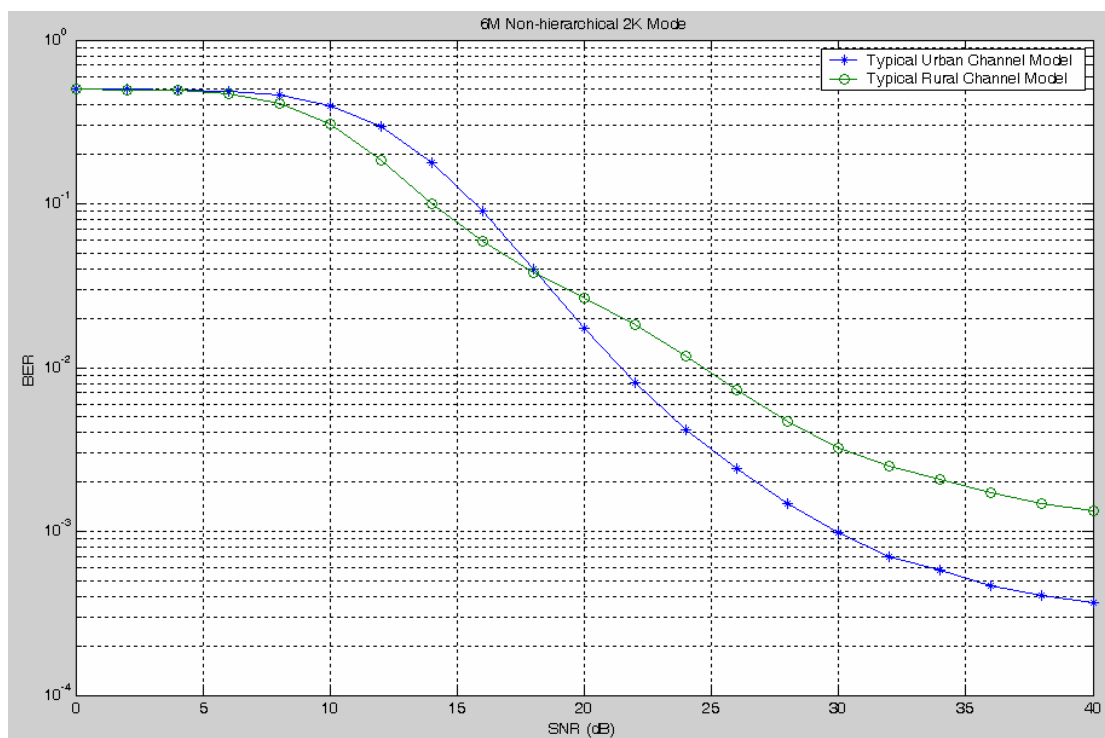


圖 5.7(b) : Guard interval ratio = 1/8 都卜勒頻率 30Hz 之模擬結果



從以上的圖中可以看到，郊區通道環境的接收效能較都會區通道環境差，這是因為郊區通道的頻率響應在頻率上變化的速度較慢，所以通道響應不佳的地方會非常靠近，因此錯誤發生的地點集中，使用交錯器的結果也無法改善，又 DVB-T 系統中的交錯器只針對符元內的次載波來交錯(frequency interleaving)，沒有跨符元的交錯(time interleaving)，因此若在移動環境中某些時刻通道頻率響應很差，此時若沒有跨符元的交錯，對於變化中的通道響應來說比較不利。因此，若要有較佳的接收效能，在星座圖的選擇上可改用 16QAM 或是 QPSK，另外移動速度與中心頻率有關，在同樣的都卜勒頻率下，選擇較低的中心頻率其對應的移動速度較高，因此較利於移動接收環境。

● 單頻網路之模擬

在第三章「單頻網規劃之研究」中，曾提及在單頻網路中，接收機一般使用全向性天線 (Omni Direction Antenna) 其可接收來自不同發射站台的信號，所以原本接收單一發射站台信號不良的地區，可透過另一單一發射站台所發射的信號來補強。更甚者，在兩發射站台電波涵蓋邊緣，可透過接收來自不同方向之電波信號，以提升其網路增益 (Network Gain)，改善訊號品質，藉此可以提高發射站台功率效率。因此這個部分的模擬，我們針對單頻網路的此項優點進行模擬驗證。

下圖 5.8 為發射站台及接收機的示意圖， TX_1 及 TX_2 分別代表相鄰的兩個發射站台，而 RX 則為接收機，若在複頻網路中，相鄰的兩個發射站台所使用的頻率是不同的，所以 RX 只會接收到 TX_1 或 TX_2 其中一個發射站台所發出的信號，但是在單頻網路中， TX_1 及 TX_2 是使用相同的頻率，此時 RX 會同時收到兩個發射站台的信號，若路徑延遲時間(Path delay)皆小於保護間隔(Guard interval)的長度，則會提高其網路增益。

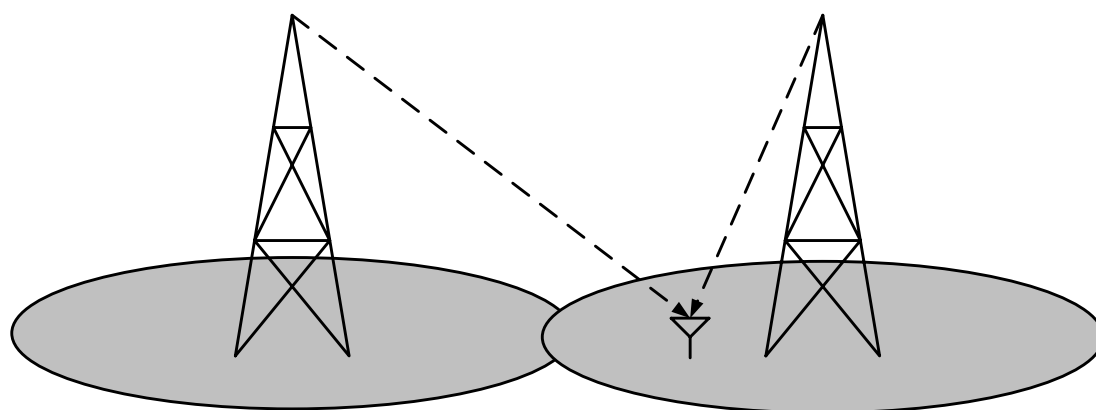


圖 5.8：發射站台及接收機示意圖

爲了簡化此模擬，我們只考慮發射站台所發出的直射波，而阻礙物及反射物造成的反射波、繞射波、穿透波等將其忽略，首先我們先考慮在複頻網路中，RX 只接收到 TX₁ 所發射的信號，表 5.6(a)爲其通道模型，而在單頻網路中，RX 會接收到 TX₁ 及 TX₂ 所發射的信號，表 5.6(b)爲其通道模型，在 Guard interval ratio 爲 1/4 時，此時保護間隔爲 74.67us，假設 TX₁ 發射信號的路徑延遲時間爲 20us，其值小於保護間隔；在 Guard interval ratio 爲 1/8 時，此時保護間隔爲 37.33us，假設 TX₁ 發射信號的路徑延遲時間爲 10us，其值亦小於保護間隔，另外假設兩個路徑的能量損失是相同的。

表 5.6(a)：複頻網路通道模型

MFN Channel Model			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh

表 5.6(b)：單頻網路通道模型

SFN Channel Model			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	0	20 (GI = 1/4) 10 (GI = 1/8)	Rayleigh

將此兩種通道模型的參數帶入模擬系統中，圖 5.9 爲在兩種通道模型下，接收端經過維特比解碼(Viterbi decode)後，所得到的 BER(Bit Error Rate)對 SNR (Signal-to-noise Ratio)作圖，其中圖 5.9(a)是 Guard interval ratio 爲 1/4，圖 5.9(b)是 Guard interval ratio 爲 1/8，

圖 5.9(a) : Guard interval ratio = 1/4 之模擬結果

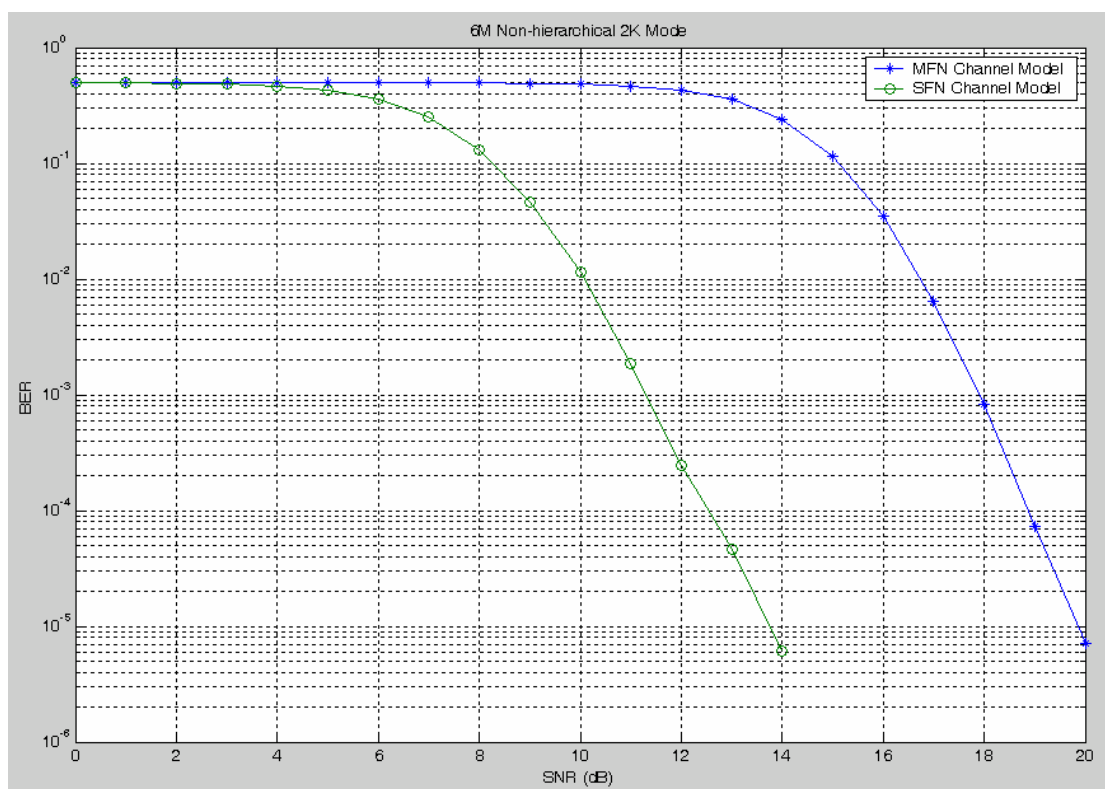
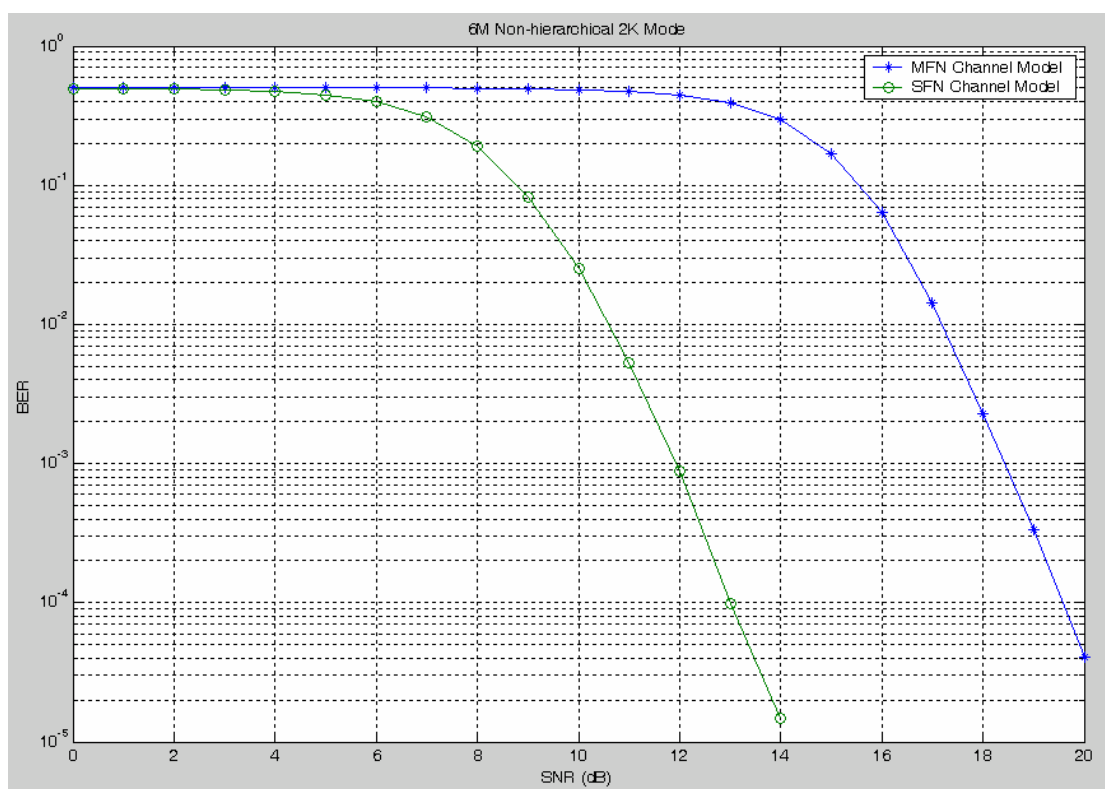


圖 5.9(b) : Guard interval ratio = 1/8 之模擬結果



從圖中可以看出，單頻網路的接收效能明顯比複頻網路好很多，在 Guard interval ratio 為 1/4 時，若是單頻網路，SNR 約為 12.1 dB 時，BER 可達到 2×10^{-4} ，而若是複頻網路，SNR 約為 18.6 dB，相差 6.5 dB；在 Guard interval ratio 為 1/8 時，若是單頻網路，SNR 約為 12.6 dB，而若是複頻網路，SNR 約為 19.2 dB，相差 6.6 dB，所以在兩種不同參數的系統下，單頻網路的接收效能都比複頻網路好約 6 dB 左右，由此證明單頻網路確實可以提高發射站功率效率，並提升其網路增益。

5.2 實驗室模擬分析

以下為我們室內模擬量測分析所使用的儀器：

- (1) 歐規數位電視資料流產生器(R & S MPEG-2 Measurement Generator)(圖 5.10)
- (2) 歐規數位電視信號發送機(R & S SFQ TV Test Transmitter)(圖 5.10)
- (3) 高昕科技之歐規數位電視接收機(Receiver with measurement software)
- (圖 5.11)
- (4) 顯示螢幕(Monitor)(圖 5.12)



圖 5.10：歐規數位電視資料流產生器(上)、歐規數位電視信號發送機(下)



圖 5.11：高昕科技之歐規數位電視接收機



圖 5.12：顯示螢幕

5.2.1 實驗室模擬結果

表 5.7 列出此模擬量測系統的相關參數，實驗室模擬主要是針對單頻網路，分為以下三個部分：

- (1) 路徑延遲時間大於保護間隔對接收效能的影響
- (2) 都卜勒效應對接收效能的影響
- (3) 複頻網路和單頻網路的接收效能比較
- (4) 不同參數組合對多重路徑抵抗能力之比較

表 5.7：模擬參數列表

Simulation Parameters	
RF Frequency	557MHz
Transmitter Output Signal Power	-36dBm
Signal Bandwidth	6MHz

● 路徑延遲時間大於保護間隔對接收效能的影響

為了簡化模擬，通道模型皆假設只接收到兩個發射站台發出的直射波，不考慮反射波、繞射波及穿透波，我們模擬了三種通道模型：

第一種的通道模型包含一個沒有路徑延遲的直射波，以及一個路徑延遲時間等於保護間隔的直射波，因為只考慮靜態接收，所以其路徑特性假設為 Constant Phase，而動態接收會在下一個部分進行模擬分析，此通道模型的相關參數如表 5.8 所示，表 5.9 及表 5.10 為其 2K 及 8K 模式的模擬量測結果。

表 5.8：通道模型相關參數

Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Constant Phase
2	0	GI	Constant Phase
GI：Guard Interval			

表 5.9 : 2K 模式量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	5.7	5.8	5.6	5.6
	2/3	10.1	9.3	9.5	9.1
	3/4	14.3	14.6	12.5	12.0
	5/6	19.0	19.1	17.5	16.2
	7/8	23.3	32.3	20.9	22.0
16QAM	1/2	12.2	12.2	11.6	11.5
	2/3	16.7	16.0	15.3	15.4
	3/4	20.1	20.2	19.7	18.6
	5/6	X	X	X	28.9
	7/8	X	X	X	X
64QAM	1/2	17.3	17.0	17.2	16.5
	2/3	22.0	30.2	24.7	22.2
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

表 5.10：8K 模式量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi, QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	6.9	5.3	5.5	5.4
	2/3	9.1	9.0	9.2	9.3
	3/4	11.9	12.1	11.6	12.1
	5/6	16.5	16.2	16.3	16.5
	7/8	20.6	19.3	19.7	20.3
16QAM	1/2	11.3	11.0	11.1	11.2
	2/3	15.2	15.7	15.0	15.2
	3/4	18.1	18.3	18.2	18.3
	5/6	22.9	23.3	22.0	22.8
	7/8	X	26.6	38.4	28.6
64QAM	1/2	17.2	16.1	16.2	16.5
	2/3	21.4	20.8	20.4	20.5
	3/4	31.0	24.6	27.0	24.6
	5/6	X	X	X	40.1
	7/8	X	X	X	X
Note：Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note：“X” mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

從以上的模擬結果中可知，在 2K 模式下，除了 16QAM 搭配 Code Rate 為 5/6 和 7/8，以及 64QAM 搭配 Code Rate 為 3/4、5/6 及 7/8 的情況下，將 C/N ratio 調整至信號發送機可模擬的最大值，即為 45.9 dB，接收端在經過維特比解碼 (Viterbi decode) 後，BER 仍無法達到 2×10^{-4} ，而其他的參數搭配皆可以達到 QEF；在 8K 模式下，其接收效能較佳，只有在 64QAM 搭配 Code Rate 為 5/6 和 7/8 的情況下，將 C/N ratio 調整至信號發送機可模擬的最大值，即為 45.9 dB，接收端在經過維特比解碼 (Viterbi decode) 後，BER 仍無法達到 2×10^{-4} ，而其他的參數搭配皆可以達到 QEF。

第二種的通道模型包含一個沒有路徑延遲的直射波，以及一個路徑延遲時間等於保護間隔加上 1/32 符元時間週期(Symbol Time Duration)的直射波，因為只考慮靜態接收，所以其路徑特性假設為 Constant Phase，此通道模型的相關參數如表 5.11 所示，表 5.12 及表 5.13 為其 2K 及 8K 模式的模擬量測結果。

表 5.11：通道模型相關參數

Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Constant Phase
2	0	GI + 1/32*Tu	Constant Phase
GI : Guard Interval			
Tu : Symbol Time Duration (2K : 298.67us 8K : 1194.67us)			

表 5.12：2K 模式量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	6.2	6.0	6.3	6.5
	2/3	13.3	10.0	10.5	10.4
	3/4	14.4	14.7	15.2	15.4
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
16QAM	1/2	13.4	13.2	13.6	15.2
	2/3	27.7	28.7	X	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
64QAM	1/2	X	X	X	X
	2/3	X	X	X	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer					
Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

表 5.13：8K 模式量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	7.8	5.9	6.0	6.1
	2/3	10.1	9.7	10.0	10.7
	3/4	13.7	14.5	14.6	16.2
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
16QAM	1/2	14.1	14.2	14.0	14.8
	2/3	23.0	22.7	22.6	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
64QAM	1/2	X	X	X	X
	2/3	X	X	X	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer					
Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

從以上的模擬結果中可知，當有一路徑的延遲時間超過保護間隔的長度時，對於接收效能有很大的影響，在 2K 及 8K 的模式下，只有 QPSK 搭配 Code Rate 為 1/2、2/3 及 3/4，以及 16QAM 搭配 Code Rate 為 1/2 及 2/3 的情況下，接收端在經過維特比解碼(Viterbi decode)後，BER 可以低於 2×10^{-4} ，即能達到 QEF，因此，在此種通道模型下，爲了有較佳的接收效能，星座圖只能選擇 QPSK 及 16QAM，而 Code Rate 的選擇上只有 1/2 及 2/3。

第三種的通道模型包含一個沒有路徑延遲的直射波，以及一個路徑延遲時間等於保護間隔加上 1/16 符元時間週期(Symbol Time Duration)的直射波，因為只考慮靜態接收，所以其路徑特性假設為 Constant Phase，此通道模型的相關參數如表 5.14 所示，表 5.15 及表 5.16 為其 2K 及 8K 模式的模擬量測結果。

表 5.14：通道模型相關參數

Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Constant Phase
2	0	GI + 1/16*Tu	Constant Phase
GI : Guard Interval			
Tu : Symbol Time Duration (2K : 298.67us 8K : 1194.67us)			

表 5.15：2K 模式量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	X	6.8	8.0	7.3
	2/3	X	12.4	17.5	1.3
	3/4	X	32.5	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
16QAM	1/2	X	18.5	X	X
	2/3	X	X	X	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
64QAM	1/2	X	X	X	X
	2/3	X	X	X	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer					
Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

表 5.16：8K 模式量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	14.8	6.6	7.0	7.2
	2/3	X	11.5	13.3	13.1
	3/4	X	20.4	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
16QAM	1/2	X	17.0	24.3	30.0
	2/3	X	X	X	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
64QAM	1/2	X	X	X	X
	2/3	X	X	X	X
	3/4	X	X	X	X
	5/6	X	X	X	X
	7/8	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer					
Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

從以上的模擬結果中可知，當路徑延遲時間超過保護間隔的長度愈長時，其接收的效能愈差，在此種通道模型下，2K 及 8K 的模式，只有在 QPSK 搭配 Code Rate 為 1/2 及 2/3 的情況下，接收端在經過維特比解碼(Viterbi decode)後，BER 可以低於 2×10^{-4} ，即能達到 QEF，和前兩種的通道模型相較之下，其接收效能非常不佳。

● 都卜勒效應對接收效能的影響

爲了簡化模擬，和前一部分的假設相同，通道模型皆假設只接收到兩個發射站台發出的直射波，不考慮反射波、繞射波及穿透波，我們使用和第一部分類似的通道模型，以下爲模擬的兩種通道模型：

第一種的通道模型包含一個沒有路徑延遲的直射波，以及一個路徑延遲時間等於保護間隔的直射波，因爲考慮動態接收，所以其路徑特性分別假設爲 Ricean Fading Channel 及 Rayleigh Fading Channel，此通道模型的相關參數如表 5.17 所示，表 5.18 爲都卜勒頻率和移動速度的對照表，此時選用的中心頻率爲 557 MHz，而表 5.19、表 5.20、表 5.21 以及表 5.22 爲其模擬量測結果。

表 5.17：通道模型相關參數

Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Ricean
2	0	GI	Rayleigh
GI : Guard Interval			

表 5.18：都卜勒頻率和移動速度對照表

Doppler Frequency (Hz)	Speed (km/hr)
1	1.9
10	19.4
20	38.8
30	58.1
40	77.5
50	96.9
60	116.3
70	135.6
80	155.0
90	174.4
100	193.8
110	213.1
120	232.5
130	251.9
140	271.3
150	290.6
160	310.0
170	329.4

表 5.19 : 2K 模式 Guard interval ratio = 1/4 量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Doppler Frequency (Hz)	QPSK			16QAM	
	1/2	2/3	3/4	1/2	2/3
1	20.2	23.5	31.3	24.1	37.2
10	25.3	28.5	33.2	31.4	X
20	28.0	29.5	34.1	37.5	X
30	28.8	29.5	36.9	40.7	X
40	32.8	35.5	38.9	45.6	X
50	37.3	35.5	39.8	X	X
60	37.3	35.5	41.8	X	X
70	37.3	44.2	X	X	X
80	37.3	45.7	X	X	X
90	37.3	45.7	X	X	X
100	38.3	45.7	X	X	X
110	39.0	X	X	X	X
120	39.3	X	X	X	X
130	X	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

表 5.21：8K 模式 Guard interval ratio = 1/4 量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon								
Doppler Frequency (Hz)	QPSK					16QAM		
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4
1	17.3	19.9	22.5	29.2	32.5	26.1	27.8	35.3
10	21.3	24.7	28.0	33.8	X	28.9	33.5	X
20	23.4	30.8	32.2	44.6	X	33.1	36.2	X
30	26.0	X	X	X	X	X	X	X
40	X	X	X	X	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)								

表 5.22：8K 模式 Guard interval ratio = 1/8 量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon								
Doppler Frequency (Hz)	QPSK					16QAM		
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4
1	17.3	19.2	22.3	24.3	36.4	27.6	28.7	31.9
10	23.1	25.3	27.7	32.0	40.2	31.3	33.2	37.8
20	24.8	33.0	33.7	36.0	X	32.6	35.3	X
30	26.5	34.4	40.2	X	X	X	X	X
40	X	X	X	X	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)								

從以上的模擬結果中可知，2K 模式對於抵抗都卜勒效應的能力較 8K 模式強，尤其當星座圖選擇 QPSK，Code Rate 為 1/2、2/3 及 3/4 的情況下，其接收效能明顯較 8K 模式的好很多，但當 Code Rate 愈高，或是星座圖改用 16QAM 時，兩個模式的接收效能則相差不大。

第二種的通道模型包含一個沒有路徑延遲的直射波，以及一個路徑延遲時間等於保護間隔加上 1/32 符元時間週期(Symbol Time Duration)的直射波，因為考慮動態接收，所以其路徑特性分別假設為 Ricean Fading Channel 及 Rayleigh Fading Channel，此通道模型的相關參數如表 5.23 所示，表 5.24、表 5.25、表 5.26 以及表 5.27 為其模擬量測結果。

表 5.23：通道模型相關參數

Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Ricean
2	0	GI + 1/32*Tu	Rayleigh
GI : Guard Interval			
Tu : Symbol Time Duration (2K : 298.67us 8K : 1194.67us)			

表 5.24：2K 模式 Guard interval ratio = 1/4 量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Doppler Frequency (Hz)	QPSK			16QAM	
	1/2	2/3	3/4	1/2	2/3
1	21.7	24.0	31.4	26.2	X
10	26.2	35.2	36.7	X	X
20	30.4	40.2	X	X	X
30	32.4	42.2	X	X	X
40	34.1	X	X	X	X
50	35.0	X	X	X	X
60	38.2	X	X	X	X
70	42.2	X	X	X	X
80	X	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer					
Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

表 5.25 : 2K 模式 Guard interval ratio = 1/8 量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Doppler Frequency (Hz)	QPSK			16QAM	
	1/2	2/3	3/4	1/2	2/3
1	19.6	23.7	28.1	23.7	40.7
10	23.7	30.8	32.0	36.1	X
20	28.1	30.8	41.6	X	X
30	30.7	36.1	X	X	X
40	31.7	X	X	X	X
50	32.7	X	X	X	X
60	33.5	X	X	X	X
70	38.6	X	X	X	X
80	39.6	X	X	X	X
90	40.6	X	X	X	X
100	40.6	X	X	X	X
110	42.6	X	X	X	X
120	X	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

表 5.26 : 8K 模式 Guard interval ratio = 1/4 量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Doppler Frequency (Hz)	QPSK			16QAM	
	1/2	2/3	3/4	1/2	2/3
1	18.2	22.9	24.2	26.9	43.8
10	24.2	32.7	33.0	34.5	X
20	25.2	35.7	X	X	X
30	27.3	X	X	X	X
40	X	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

表 5.27：8K 模式 Guard interval ratio = 1/8 量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Doppler Frequency (Hz)	QPSK			16QAM	
	1/2	2/3	3/4	1/2	2/3
1	19.7	20.5	24.5	27.9	42.1
10	25.1	30.1	37.3	36.9	X
20	27.7	36.4	X	X	X
30	29.2	42.7	X	X	X
40	X	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer					
Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio (45.9 dB)					

從以上的模擬可知，其結果和第一種通道模型的模擬結果相同，2K 模式對於抵抗都卜勒效應的能力較 8K 模式強，尤其當星座圖選擇 QPSK，Code Rate 為 1/2、2/3 的情況下，其接收效能明顯較 8K 模式的好很多，但當 Code Rate 愈高，或是星座圖改用 16QAM 時，兩個模式的接收效能則相差不大。

- 複頻網路和單頻網路的接收效能比較

對於使用單頻網路，可以提升網路增益這項優點，我們在軟體模擬的方面已進行過模擬驗證，在這個部分的模擬，我們加入了多重路徑的效應(Multi-path effect)，另外我們也針對各種不同參數組合的系統，模擬其接收性能，對於所有的參數組合進行驗證。

首先，如表 5.28 所示，此為一複頻網路的通道模型，由三個路徑所組成，Path 1 即為發射站台所發射的直射波，Path 2 及 Path 3 用於代表多重路徑，對於各種參數組合的模擬，皆以此通道模型代表複頻網路，表 5.29 及表 5.30 為 2K 模式及 8K 模式的模擬量測結果。

表 5.28：複頻網路通道模型

MFN Channel Model			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh

表 5.29：2K 模式複頻網路量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi, QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	19.9	17.2	19.5	19.0
	2/3	22.5	21.7	21.3	24.0
	3/4	24.1	24.9	25.1	25.6
	5/6	25.2	27.8	26.4	27.6
	7/8	28.0	28.9	29.9	30.4
16QAM	1/2	24.2	24.4	22.9	25.7
	2/3	26.4	26.8	27.3	27.8
	3/4	29.3	28.2	30.0	29.7
	5/6	32.5	31.9	32.5	32.5
	7/8	36.8	34.1	36.6	36.3
64QAM	1/2	28.4	29.0	28.6	28.8
	2/3	33.3	33.4	33.5	31.9
	3/4	37.7	35.3	36.4	37.5
	5/6	40.9	42.8	41.5	X
	7/8	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio					

表 5.30 : 8K 模式複頻網路量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	19.6	20.1	20.4	20.9
	2/3	22.0	21.3	21.3	21.8
	3/4	23.8	23.4	23.8	25.2
	5/6	26.4	26.5	26.6	26.7
	7/8	28.4	29.1	29.5	28.6
16QAM	1/2	24.9	24.2	25.6	24.2
	2/3	26.6	27.1	28.2	29.4
	3/4	29.1	28.5	29.4	31.2
	5/6	32.2	31.3	33.8	32.6
	7/8	34.8	32.8	34.4	35.5
64QAM	1/2	27.7	29.9	29.5	29.7
	2/3	32.3	31.2	30.9	33.6
	3/4	34.8	35.5	34.2	35.6
	5/6	37.1	38.2	37.9	37.8
	7/8	40.9	41.1	42.0	43.9
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio					

在單頻網路方面，表 5.31 至表 5.38 為 2K 及 8K 模式，在不同的 Guard interval ratio 下，所假設的通道模型，我們固定兩個直射波路徑(Path 1 和 Path 4)間的延遲時間相差半個保護間隔，而兩組多重路徑和直射波間的延遲時間相同，即 Path 2 和 Path 1 的路徑延遲時間相差 0.5us，Path 5 和 Path 4 亦相差 0.5us，另外 Path 3 和 Path 1 的路徑延遲時間相差 1.95us，而 Path 6 和 Path 4 也相差 1.95us，另外假設兩組直射波和多重路徑的能量損失皆相同。

表 5.31：單頻網路通道模型（2K 模式 Guard interval ratio = 1/4）

SFN Channel Model for 2K mode , GI = 1/4			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	37.335	Rayleigh
5	15.79	37.835	Rayleigh
6	15.93	39.285	Rayleigh

表 5.32：單頻網路通道模型（2K 模式 Guard interval ratio = 1/8）

SFN Channel Model for 2K mode , GI = 1/8			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	18.665	Rayleigh
5	15.79	19.165	Rayleigh
6	15.93	20.615	Rayleigh

表 5.33：單頻網路通道模型（2K 模式 Guard interval ratio = 1/16）

SFN Channel Model for 2K mode , GI = 1/16			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	9.335	Rayleigh
5	15.79	9.835	Rayleigh
6	15.93	11.285	Rayleigh

表 5.34：單頻網路通道模型（2K 模式 Guard interval ratio = 1/32）

SFN Channel Model for 2K mode , GI = 1/32			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	4.665	Rayleigh
5	15.79	5.165	Rayleigh
6	15.93	6.615	Rayleigh

表 5.35：單頻網路通道模型（8K 模式 Guard interval ratio = 1/4）

SFN Channel Model for 8K mode , GI = 1/4			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	149.335	Rayleigh
5	15.79	149.835	Rayleigh
6	15.93	151.285	Rayleigh

表 5.36：單頻網路通道模型（8K 模式 Guard interval ratio = 1/8）

SFN Channel Model for 8K mode , GI = 1/8			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	74.665	Rayleigh
5	15.79	75.165	Rayleigh
6	15.93	76.615	Rayleigh

表 5.37：單頻網路通道模型（8K 模式 Guard interval ratio = 1/16）

SFN Channel Model for 8K mode , GI = 1/16			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	37.335	Rayleigh
5	15.79	37.835	Rayleigh
6	15.93	39.285	Rayleigh

表 5.38：單頻網路通道模型（8K 模式 Guard interval ratio = 1/32）

SFN Channel Model for 8K mode , GI = 1/32			
Paths	Power Loss (dB)	Delay (us)	Profile
1	0	0	Rayleigh
2	15.79	0.5	Rayleigh
3	15.93	1.95	Rayleigh
4	0	18.665	Rayleigh
5	15.79	19.165	Rayleigh
6	15.93	20.615	Rayleigh

將上述各通道模型的參數帶入模擬系統中，下表 5.39 及表 5.40 為 2K 模式與 8K 模式在各種不同系統參數組合的模擬量測結果。

表 5.39：2K 模式單頻網路量測結果

Required C/N for 6MHz 2K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	13.2	11.5	14.0	15.1
	2/3	16.8	16.7	15.9	16.9
	3/4	18.6	20.3	18.6	19.6
	5/6	20.0	21.9	22.9	22.3
	7/8	22.8	25.1	24.6	26.6
16QAM	1/2	19.0	18.8	18.3	19.7
	2/3	20.5	21.9	22.2	22.6
	3/4	24.5	22.5	25.2	26.5
	5/6	27.2	27.9	28.1	29.2
	7/8	31.3	28.9	32.5	33.2
64QAM	1/2	23.1	23.8	23.5	25.1
	2/3	28.2	27.8	28.4	28.6
	3/4	34.5	32.0	32.2	32.9
	5/6	38.0	27.9	39.1	X
	7/8	X	X	X	X
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio					

表 5.40 : 8K 模式單頻網路量測結果

Required C/N for 6MHz 8K Mode BER=2e-4 after Viterbi , QEF after Reed-Solomon					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	13.5	14.0	13.7	13.3
	2/3	15.3	16.0	16.1	16.0
	3/4	17.6	17.2	18.4	19.1
	5/6	21.1	21.3	20.7	20.2
	7/8	22.3	23.0	24.2	23.6
16QAM	1/2	18.0	18.8	19.3	19.5
	2/3	21.1	21.6	23.1	23.6
	3/4	22.8	23.7	24.6	25.4
	5/6	26.4	26.1	27.5	28.3
	7/8	28.6	27.5	30.2	31.1
64QAM	1/2	23.3	23.8	24.8	24.7
	2/3	26.6	26.2	26.8	28.2
	3/4	29.2	29.4	30.1	31.5
	5/6	32.3	34.1	34.6	34.3
	7/8	36.1	36.5	38.1	39.9
Note : Quasi Error Free (QEF) means less than one uncorrected error event per hour corresponding to BER = 1e-11 at the input of the MPEG-2 demultiplexer Note : " X " mean required C/N ratio is larger than maximum simulation C/N ratio					

爲了驗證單頻網路可以提升網路增益，因此我們把在複頻網路的通道模型中量測所得到的 C/N ratio(表 5.29 及 5.30)，和在單頻網路的通道模型中量測所得到的 C/N ratio(表 5.39 及 5.40)，將兩個數值相減，其計算結果列在下表 5.41 及 5.42。

表 5.41：2K 模式計算結果

C/N ratio (MFN) – C/N ratio (SFN)					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	6.7	5.7	5.5	3.9
	2/3	5.7	5.0	5.4	7.1
	3/4	5.5	4.6	6.5	6.0
	5/6	5.2	5.9	3.5	5.3
	7/8	5.2	3.8	5.3	3.8
16QAM	1/2	5.2	5.6	4.6	6.0
	2/3	5.9	4.9	5.1	5.2
	3/4	4.8	5.7	4.8	3.2
	5/6	5.3	4.0	4.4	3.3
	7/8	5.5	5.2	4.1	3.1
64QAM	1/2	5.3	5.2	5.1	3.7
	2/3	5.1	5.6	5.1	3.3
	3/4	3.2	3.3	4.2	4.6
	5/6	2.9	4.9	2.4	X
	7/8	X	X	X	X

表 5.42：8K 模式計算結果

C/N ratio (MFN) – C/N ratio (SFN)					
Modulation	Code Rate	GI = 1/4	GI = 1/8	GI = 1/16	GI = 1/32
QPSK	1/2	6.1	6.1	6.7	7.6
	2/3	6.7	5.3	5.2	5.8
	3/4	6.2	6.2	5.4	6.1
	5/6	5.3	5.2	5.9	6.5
	7/8	6.1	6.1	5.3	5.0
16QAM	1/2	6.9	5.4	6.3	4.7
	2/3	5.5	5.5	5.1	5.8
	3/4	6.3	4.8	4.8	5.8
	5/6	5.8	5.2	6.3	4.3
	7/8	6.2	5.3	4.2	4.4
64QAM	1/2	4.4	6.1	4.7	5.0
	2/3	5.7	5.0	4.1	5.4
	3/4	5.6	6.1	4.1	4.1
	5/6	4.8	4.1	3.3	3.5
	7/8	4.8	4.6	3.9	4.0

從以上的計算結果中可以得到，在所有的參數組合中，單頻網路的接收效能皆比複頻網路好，約 4~6 dB 左右，和軟體模擬的結果相當，由此證明了單頻網路確實可以提高發射站台的功率效率，而且也能提升網路增益。

● 不同參數組合對多重路徑抵抗能力之比較

為了簡化模擬，通道模型皆假設只接收到一個發射站台發出的信號，其中 Path1 為直射波，Path2 為反射波，所以 Path1 為主要接收的信號，Path2 則代表多重路徑的干擾其路徑特性皆假設為 Rayleigh Fading Channel。

這個部分的模擬，我們固定 Path1 的能量損失(Power Loss)為 0 dB，改變 Path2 相對於 Path1 的路徑延遲時間及能量損失，模擬在不同的參數組合下，Path2 的能量需要比 Path1 低多少 dB，才能達到接收端在經過維特比解碼(Viterbi decode)後，BER 才能低於 2×10^{-4} ，即能達到 QEF，由此可以看出對多重路徑的抵抗能力。

圖 5.13 為固定 C/N = 30dB，Guard interval ratio = 1/4 時，在 8K 模式、星座圖為 16QAM 和 64QAM、Code rate 為 1/2、2/3 及 3/4 的參數組合下的模擬結果。

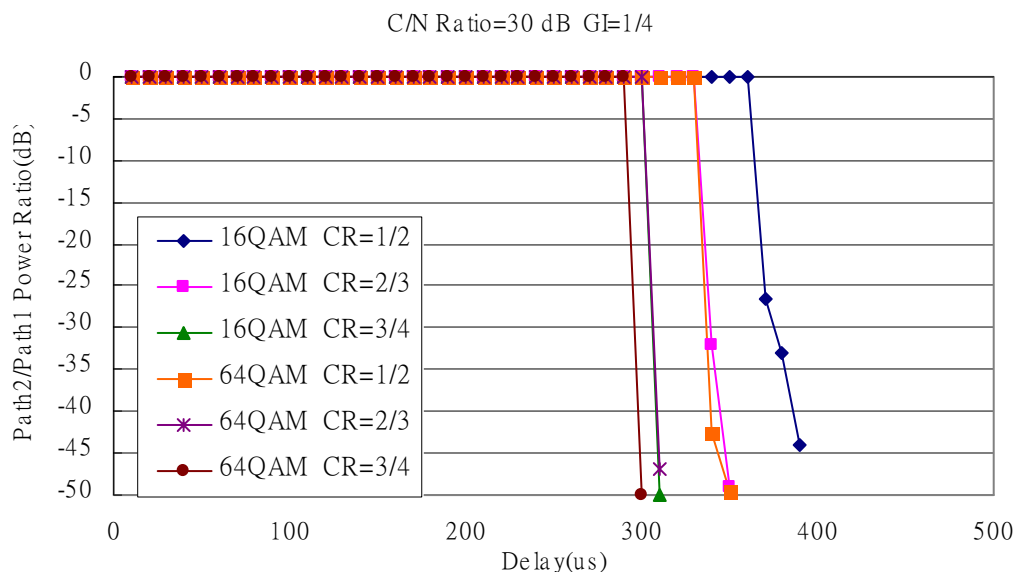


圖 5.13：C/N = 30dB，Guard interval ratio = 1/4 模擬結果

當 Guard interval ratio 為 1/4 時，此時保護間隔為 298.67us，從上圖中可以看出，當 16QAM 和 64QAM 搭配 Code rate 為 1/2、2/3 和 3/4 時，Path2 的路徑延遲時間小於保護間隔，即使 Path2 的能量損失和 Path1 相同時，仍能達到 QEF。另外，當 16QAM 搭配 Code rate 為 1/2 時，即使 Path2 的路徑延遲時間達到 360us，超過保護間隔，而且 Path2 的能量損失和 Path1 相同時，仍能達到 QEF，對於多重路徑的抵抗能力最佳。

圖 5.14 為固定 C/N = 30dB，Guard interval ratio = 1/8 時，在 8K 模式、星座圖為 16QAM 和 64QAM、Code rate 為 1/2、2/3 及 3/4 的參數組合下的模擬結果。

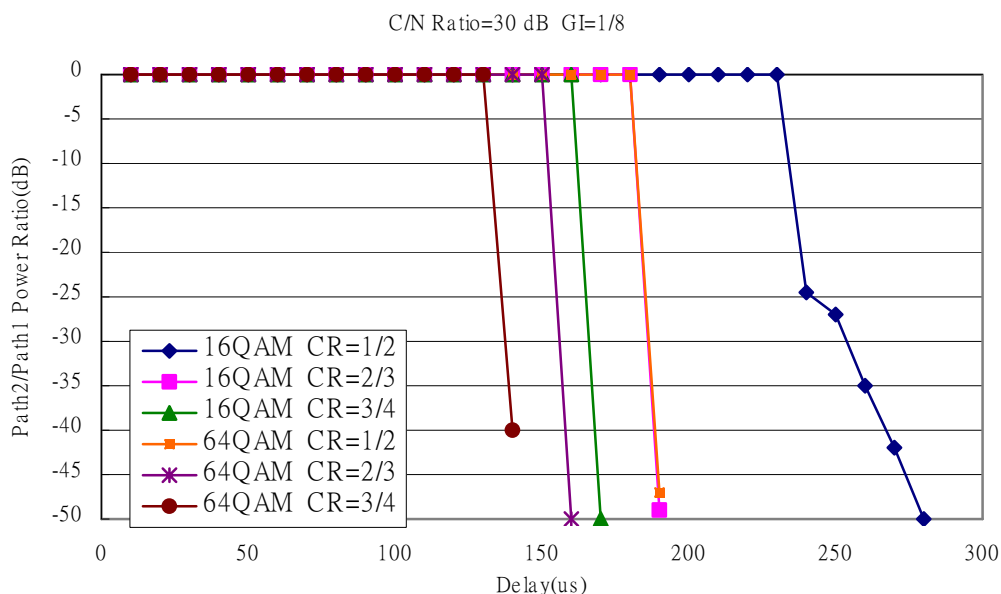


圖 5.14：C/N = 30dB，Guard interval ratio = 1/8 模擬結果

當 Guard interval ratio 為 1/8 時，此時保護間隔為 149.33us，從上圖中可以看出，當 16QAM 搭配 Code rate 為 1/2、2/3 和 3/4，以及和 64QAM 搭配 Code rate 為 1/2 和 2/3 時，Path2 的路徑延遲時間小於保護間隔，即使 Path2 的能量損失和 Path1 相同時，仍能達到 QEF。另外，當 16QAM 搭配 Code rate 為 1/2 時，即使 Path2 的路徑延遲時間達到 230us，超過保護間隔，而且 Path2 的能量損失和 Path1 相同時，仍能達到 QEF，對於多重路徑的抵抗能力最佳；而當 64QAM 搭配 Code rate 為 3/4 時，Path2 的路徑延遲時間為 140us，小於保護間隔，Path2 的能量需比 Path1 的能量低 40 dB，才能達到 QEF，其對於多重路徑的抵抗能力不佳。

圖 5.15 為固定 C/N = 25 dB，Guard interval ratio = 1/4 時，在 8K 模式、星座圖為 16QAM 和 64QAM、Code rate 為 1/2、2/3 及 3/4 的參數組合下的模擬結果。

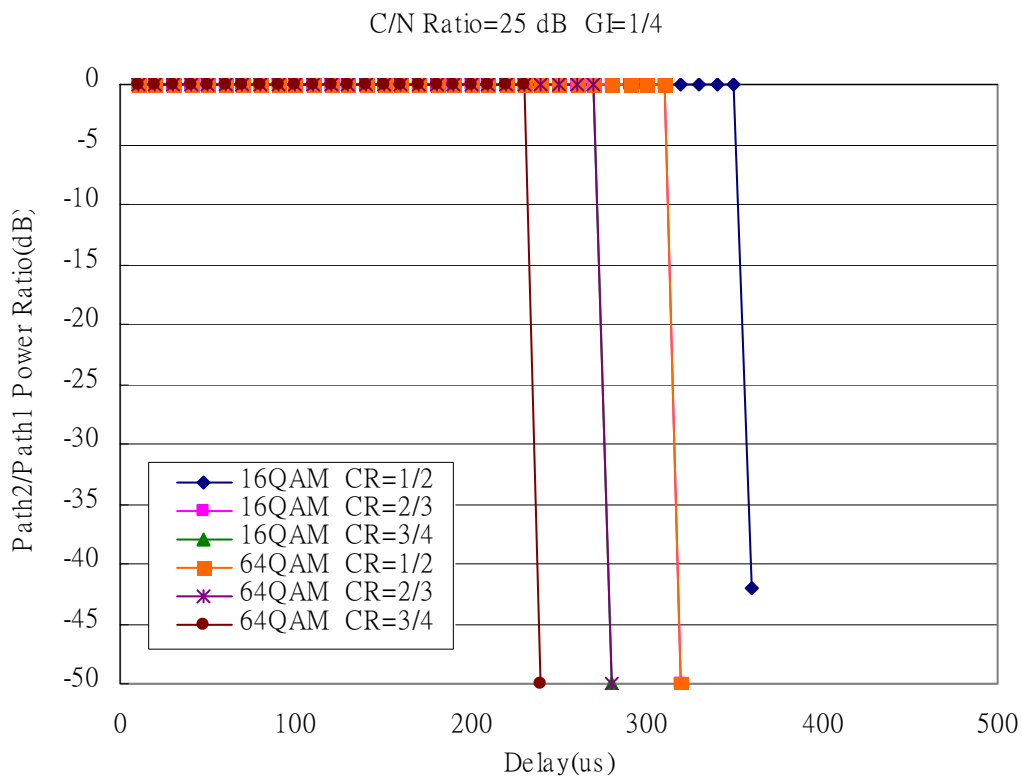


圖 5.15：C/N = 25 dB，Guard interval ratio = 1/4 模擬結果

當 Guard interval ratio 為 1/8 時，此時保護間隔為 298.67us，從上圖中可以看出，當 16QAM 和 64QAM 搭配 Code rate 為 1/2 時，Path2 的路徑延遲時間小於保護間隔，即使 Path2 的能量損失和 Path1 相同時，仍能達到 QEF。而當 16QAM 和 64QAM 搭配 Code rate 為 1/2 及 2/3，Path2 的路徑延遲時間為小於保護間隔，Path2 的能量和 Path1 的能量相同時，無法皆達到 QEF，其對於多重路徑的抵抗能力不佳。

圖 5.16 為固定 C/N = 25 dB，Guard interval ratio = 1/8 時，在 8K 模式、星座圖為 16QAM 和 64QAM、Code rate 為 1/2、2/3 及 3/4 的參數組合下的模擬結果。

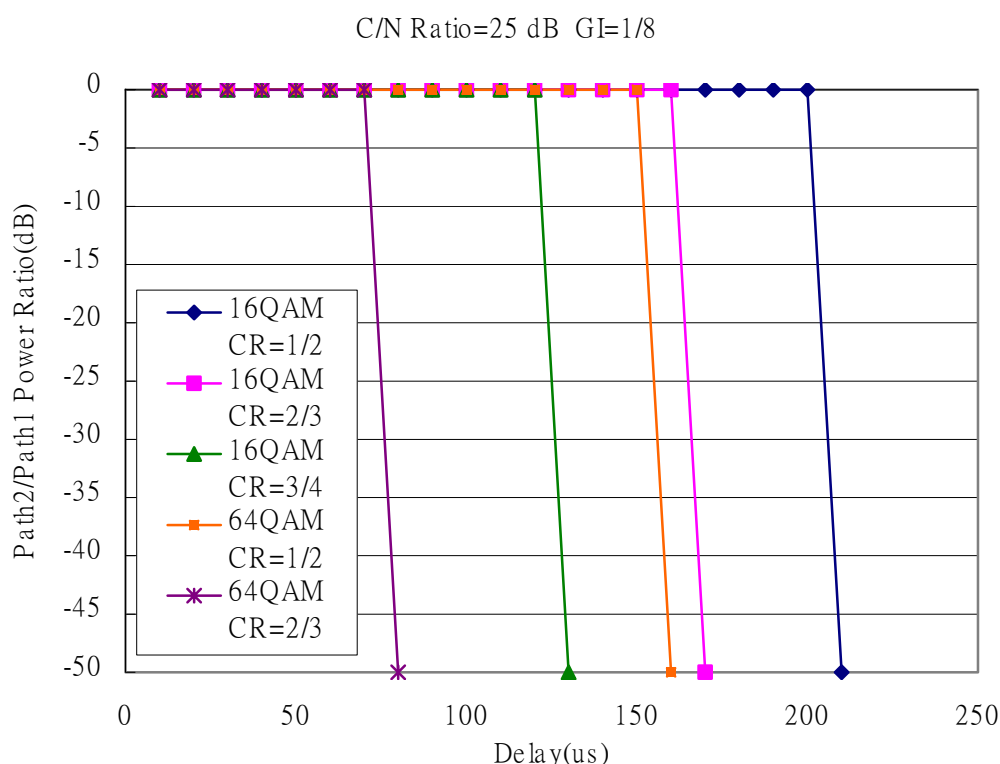


圖 5.16：C/N = 25 dB，Guard interval ratio = 1/8 模擬結果

當 Guard interval ratio 為 1/8 時，此時保護間隔為 149.33us，從上圖中可以看出，當 16QAM 搭配 Code rate 為 1/2 和 2/3，以及 64QAM 搭配 Code rate 為 1/2 時，Path2 的路徑延遲時間小於保護間隔，即使 Path2 的能量損失和 Path1 相同時，仍能達到 QEF。而當 64QAM 搭配 Code rate 為 2/3 時，Path2 的路徑延遲時間為小於 70us，Path2 的能量和 Path1 的能量相同時，才能達到 QEF；當 16QAM 搭配 Code rate 為 3/4 時，Path2 的路徑延遲時間為小於 120us，Path2 的能量和 Path1 的能量相同時，才能達到 QEF 另外，其對於多重路徑的抵抗能力皆不佳。

5.3 結論

在軟體模擬方面，我們針對靜態及動態兩種通道模型進行模擬分析，最後也對於單頻網路可以提升網路增益的這項優點進行模擬驗證，而在實驗室模擬量測方面，我們對於單頻網路做了更進一步的分析，因為目前未尚有較為確切的單頻網路通道模型，所以我們針對使用單頻網路可能會遭遇到的一些問題，進行定性的模擬分析，主要有路徑延遲時間大於保護間隔對接收效能的影響、都卜勒效應對於接收效能的影響，以及複頻網路和單頻網路的接收效能比較，在第一部分，經由模擬所得到的結論，當路徑延遲時間超過保護間隔的長度愈長時，其接收效能愈差，若路徑延遲時間太長，會使得接收端無法達到 QEF，而在第二部分，

我們發現 2K 模式對於抵抗都卜勒效應的能力較 8K 模式強，在第三部分複頻網路和單頻網路的接收效能比較中，在各種不同參數組合的系統中，單頻網路的接收效能皆比複頻網路好，而且確實可以提升網路增益，最後不同參數組合對多重路徑抵抗能力之比較，以目前台灣現行所採用的參數組合，16QAM 搭配 Code rate 為 2/3，以及 Guard interval ratio 為 1/4，而 C/N 設定為 25dB 和 30dB 時，當多重路徑 Path2 的路徑延遲時間小於保護間隔，即使多重路徑 Path2 的能量損失和主要路徑 Path1 的能量損失相同時，仍能達到 QEF

六、室外行動接收量測

6.1 量測目的

此次量測的主要目的是爲了分析及評估台灣全區數位電視單頻網路信號品質，期望能提供建立單頻網系統之參考，提供業者相關資料，以利未來規劃發展。



圖 6.1：數位電視行動接收電波涵蓋圖

上圖 6.1 為九二年底台灣數位電視行動接收電波涵蓋圖，因考慮台灣西部地區除了之前所設的四個發射站台，(台北竹子山、三義火炎山、台中鳳鳴和高雄中寮)，因涵蓋地區的考量，因此在台灣西部地區又多加了二個發射站，分別為桃園龍潭和台南白河枕頭山。期望將台灣西部地區大部分區域涵蓋進去。而現階段就單頻網建設速度，最快且較完整的為民視和台視。所以這次量測的對象以民視和台視為主。

6.2 期中量測結果

6.2.1 量測區域

量測區域主要為台灣西部地區之交通動脈中山高速公路，簡稱一高和第二高速公路，簡稱二高，而量測範圍北起台北縣板橋市，南至彰化系統交流道。而在這段範圍內，所接收的數位電視訊號，其發射站台由北到南，分別是台北竹子山發射站，新架設的桃園龍潭發射站和三義的火炎山發射站。主要的量測對象是針對已經初部將單頻網路建設完成的台視和民視。

6.2.2 量測儀器設備

1. 交通部電信總局量測工程車。
2. 自動場強量測儀 (Z Technology DSS 5600A)(圖 6.2)。
3. 高昕科技公司之歐規數位電視行動接收機。
4. 高昕科技公司垂直極化天線。
5. 液晶電視(圖 6.3)。
6. GPS 衛星訊號接收天線。
7. 筆記型電腦(圖 6.4)。
8. 分析記錄軟體(圖 6.4)。
9. 台灣電子地圖。



圖 6.2：自動場強量測儀（Z Technology DSS 5600A）



圖 6.3：液晶電視



圖 6.4：筆記型電腦及分析記錄軟體

6.2.3 量測結果統計

6.2.3.1 收訊品質分類

我們是以高速公路所經過之鄉鎮市區當作一區塊，各別分析每個區塊整體路段之收訊品質，而分為以下之五個等級，其分類基準是以在接收機當下所接收到的信號，結合 GPS 和電子地圖，利用筆記型電腦和廠商所自行開發之記錄軟體，記錄每一筆資料，而其記錄間隔為每秒記錄一筆資料，且此次記錄之車速，90% 以上都維持在 80 Km/h 以上，最高可達 110 Km/h，每台接收機都是以雙天線行動接收，當記錄的 BER 大於 2×10^{-4} 以上時，視為產生一筆錯誤，利用統計此一區塊中錯誤筆數相對於此一區塊之總筆數，所得之錯誤百分比，再利用以下的五個等級進行分類。下表 6.1 中的說明，是以實際在量測車中以目視小型液晶電視所接收到的數位電視訊號、實際路段中所表現之情況，和所記錄之資料進行比對，最後我們將路況分成五種，以下為五種收訊品質之分類和說明。

表 6.1：收訊品質分類表

收訊品質	錯誤百分比 ($BER > 2 \times 10^{-4}$ after Viterbi)	說明
好	0~5%	畫面良好
尚可	6~10%	畫面有時有小區塊出現， 但還可接受
輕微中斷	11~20%	畫面有時中斷約數秒，但 整體路段良好
部分中斷	20~50%	畫面有時中斷約數秒，且 持續整個路段
強烈中斷	50~100%	畫面中斷約數公里，整體 路段不佳

6.2.3.2 路段統計結果

以下表 6.2 及表 6.3 是利用上表之收訊品質分類表，在一高和二高上，北起台北縣板橋市，南至彰化系統交流道。在不同的區域中，量測台視和民視之數位電視訊號所得到之訊號品質，以下為其統計資料結果：

表 6.2：一高彰化系統交流道以北訊號品質統計表

一高(80~100km/h)		
收訊品質		
地區	台視	民視
台北縣板橋市	好	好
台北市大安區	好	好
台北市士林區	好	好
台北縣蘆洲市	好	好
桃園縣龜山鄉	好	強烈中斷
台北縣林口鄉	尚可	強烈中斷
桃園縣蘆竹鄉	好	部分中斷
桃園縣中壢市	好	輕微中斷
桃園縣平鎮市	尚可	強烈中斷
桃園縣楊梅鎮	好	好
新竹縣新埔鎮	尚可	部分中斷
新竹縣湖口鄉	強烈中斷	強烈中斷
新竹縣新豐鄉	好	好
新竹市北區	部分中斷	部分中斷
新竹市東區	輕微中斷	強烈中斷
新竹縣寶山鄉	強烈中斷	輕微中斷
新竹市香山區	部分中斷	輕微中斷
苗栗縣頭份鎮	輕微中斷	輕微中斷
苗栗縣竹南鎮	好	好
苗栗縣頭屋鄉	輕微中斷	好
苗栗市	輕微中斷	尚可
苗栗縣公館鄉	尚可	好
苗栗縣銅鑼鄉	好	好
苗栗縣通霄鎮	好	好
苗栗縣三義鄉	好	好
苗栗縣苑裡鎮	好	好
台中縣后里鄉	輕微中斷	輕微中斷
台中縣大雅鄉	尚可	好
台中市西屯區	尚可	好
台中市南屯區	好	好
彰化系統交流道	好	好

表 6.3：二高彰化系統交流道以北訊號品質統計表

二高(90~110Km/h)		
收訊品質		
地區	台視	民視
台北縣板橋市	輕微中斷	好
台北縣土城市	好	好
台北縣鶯歌鎮	輕微中斷	好
桃園縣大溪鎮	尚可	好
桃園縣龍潭鄉	尚可	尚可
新竹縣關西鎮	強烈中斷	強烈中斷
新竹縣芎林鄉	強烈中斷	強烈中斷
新竹縣竹東鎮	強烈中斷	強烈中斷
新竹縣寶山鄉	強烈中斷	輕微中斷
新竹市香山區	部分中斷	尚可
苗栗縣竹南鎮	輕微中斷	好
苗栗縣造橋鄉	強烈中斷	輕微中斷
苗栗縣後龍鎮	輕微中斷	尚可
苗栗縣西湖鄉	輕微中斷	好
苗栗縣通霄鎮	好	好
苗栗縣苑裡鎮	好	好
台中縣大甲鎮	尚可	好
台中縣外埔鄉	好	好
台中縣沙鹿鎮	輕微中斷	輕微中斷
台中縣清水鎮	部分中斷	輕微中斷
台中縣大肚鄉	好	好
彰化縣伸港鄉	好	好
彰化縣線西鄉	好	好
彰化系統交流道	好	好

以下圖 6.2 及圖 6.3 為在一高和二高上，北起台北縣板橋市，南至彰化系統交流道，所量測到台視和民視之數位電視訊號的訊號品質統計結果，根據 DVB-T 標準中所制定的 QEF，通常 BER 在 2×10^{-4} 以下，其收訊品質良好，所以我們以此 BER 當做分界標準，其中綠色路段表示收訊品質良好，其 BER 低於 2×10^{-4} 。而紅色路段表示收訊品質不良，其 BER 高於 2×10^{-4} 。

每張圖中，都有標明地理位置和所在區塊之縣市和鄉鎮市區名稱，另外還有在此區塊中之電視台、接收頻段、調變方式、取樣筆數、錯誤筆數和錯誤百分比等之統計資料。我們可以從以下二張大的統計地圖中看出，哪一路段收訊品質良好，哪一路段收訊品質不良。不過這只能大範圍去了解各個路段的收訊品質狀況，這並不能看出到底在某一路段中，其接收訊號品質是如何分佈，是時好時壞，還是有一段特別好，有一段特別差。

所以在圖 6.2 及圖 6.3 之後，還有各別區塊之細部分析的小圖，小圖中也有類似大圖中所表示的所有統計數據，以利讀者做細部分析。小圖的分佈方式也是北起台北縣板橋市，南至彰化系統交流道。觀看方式原則上是由上而下，由左而右。但有時因地圖有連續，所以可以將二、三或四張小圖當作一張較大的地圖來觀看。

另外，我們使用了自動場強量測儀，量測該路段的場強大小，圖 6.4 及圖 6.5 為在一高和二高上，北起台北縣板橋市，南至彰化系統交流道，利用自動場強量測儀所量測到台視和民視之數位電視訊號的場強分佈圖。

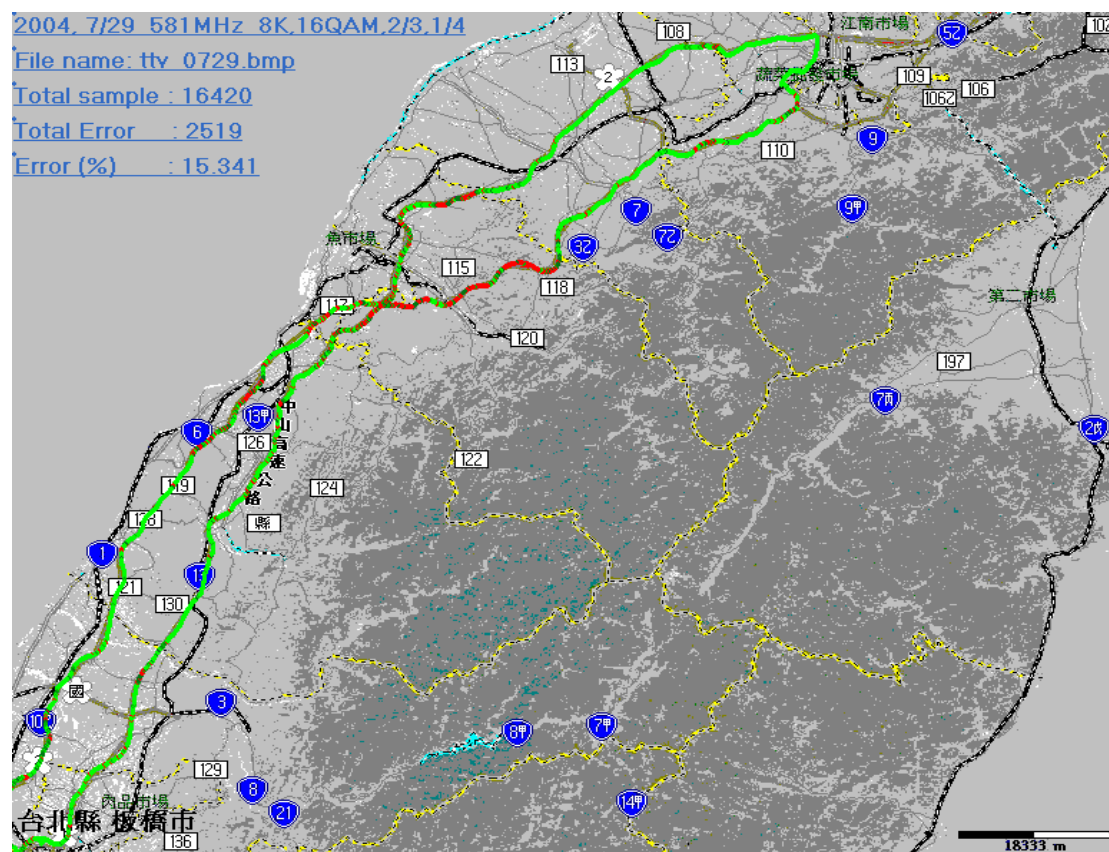


圖 6.2：台視一高二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果

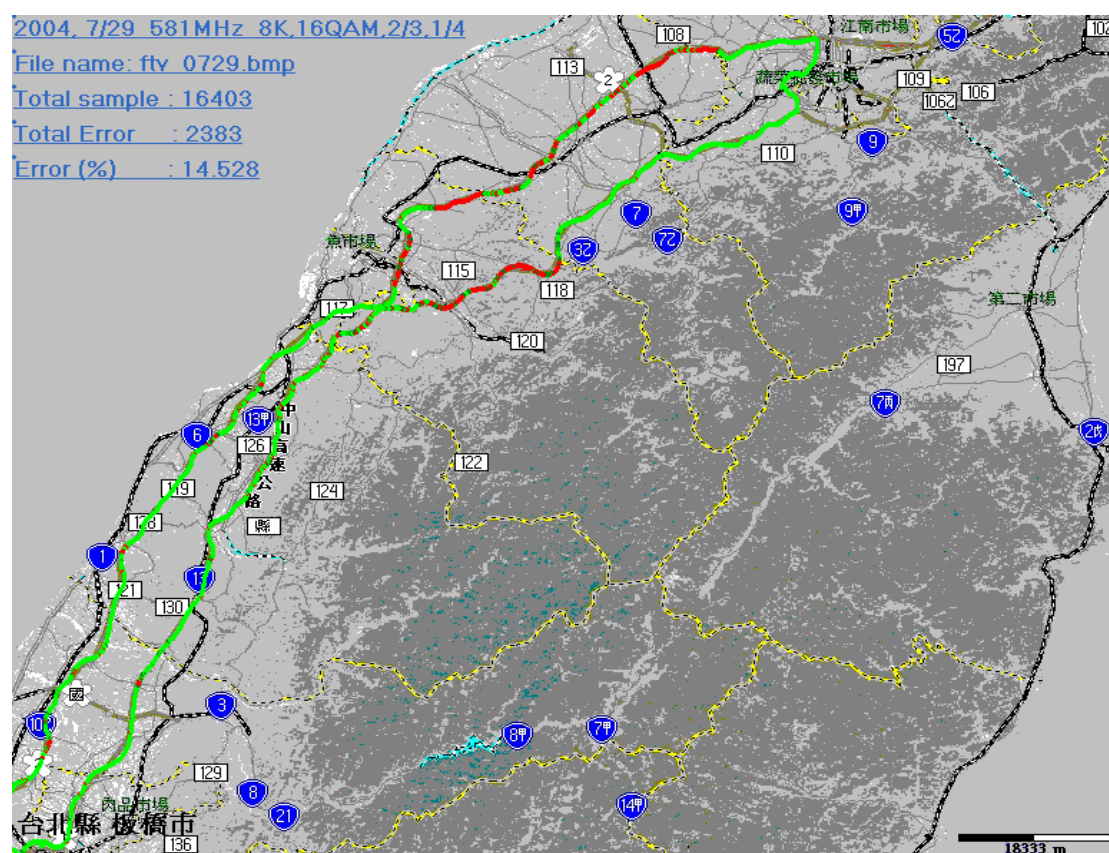
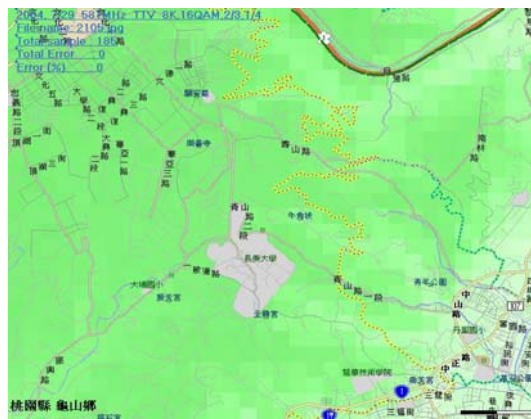
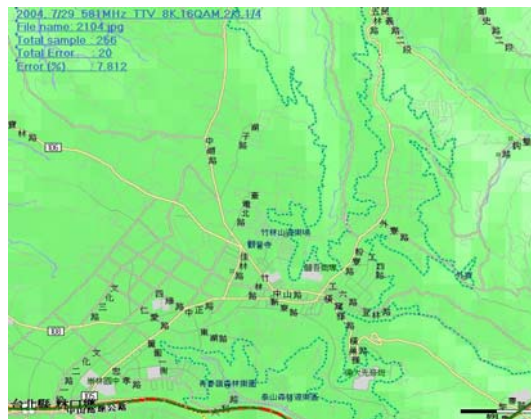
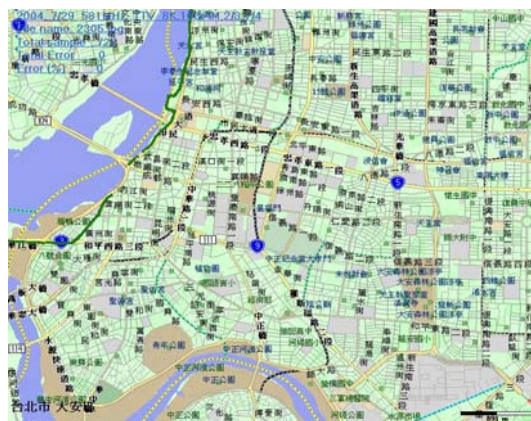
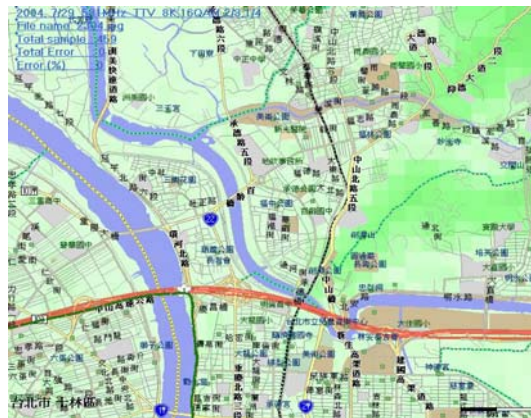
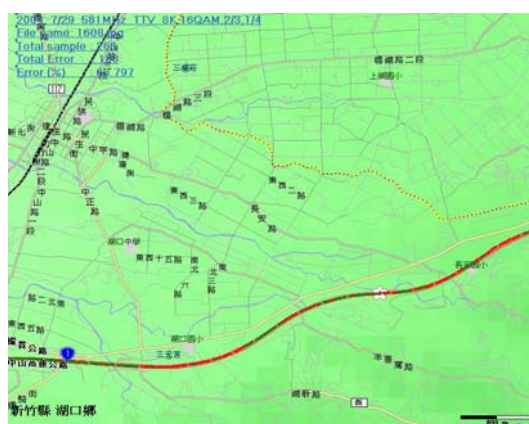
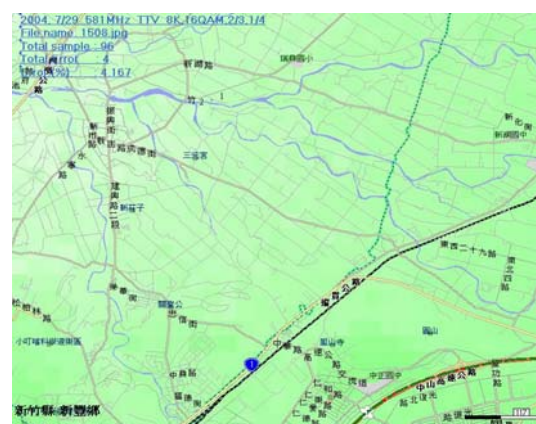
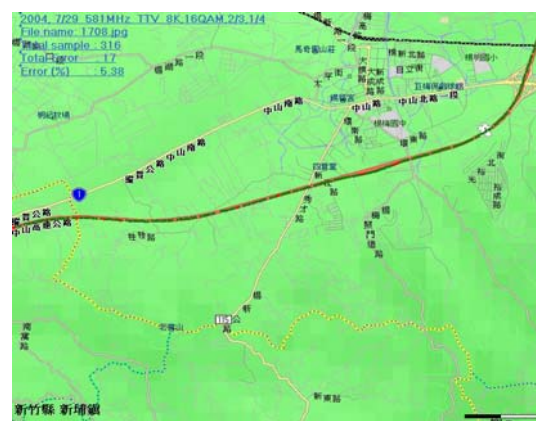
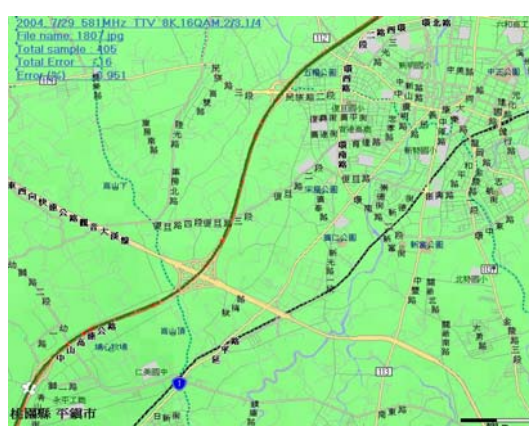


圖 6.3：民視一高二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果

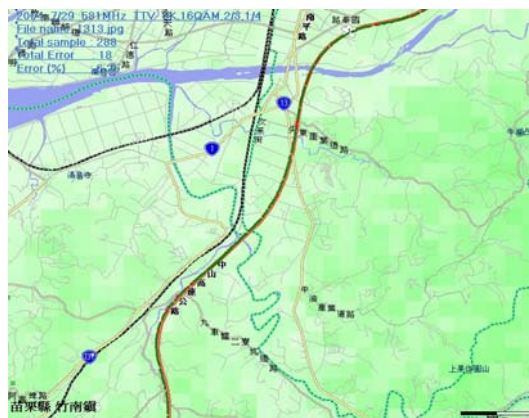
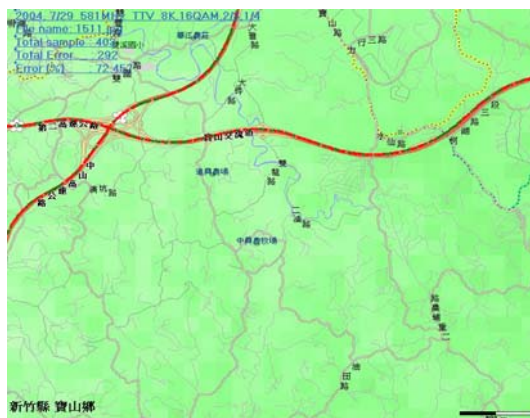
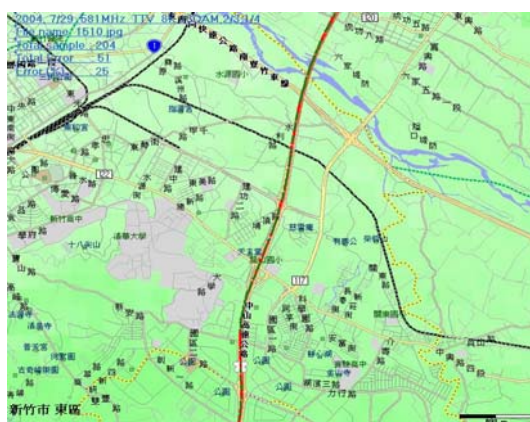
台視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(1/5)：



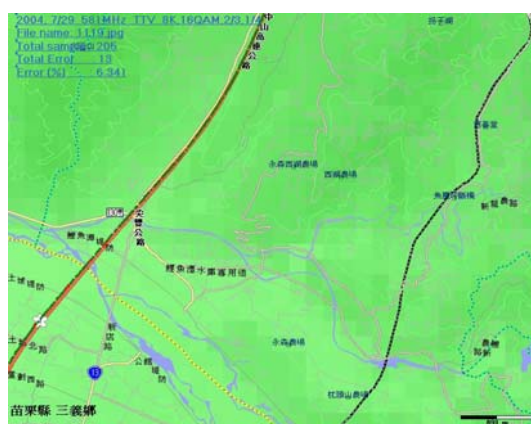
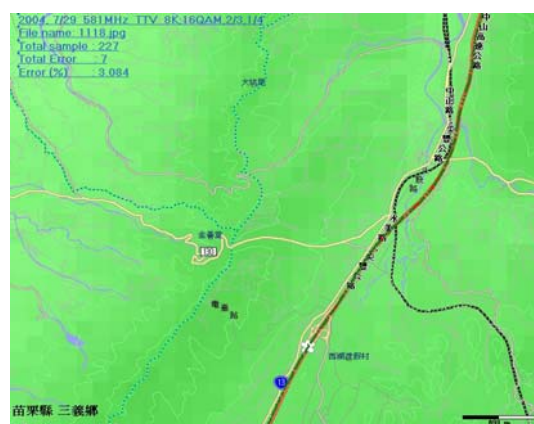
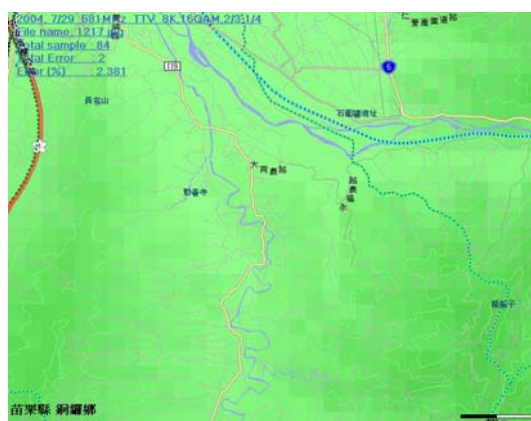
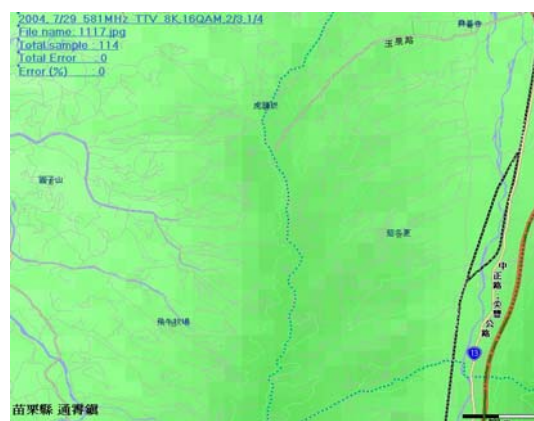
台視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(2/5)：



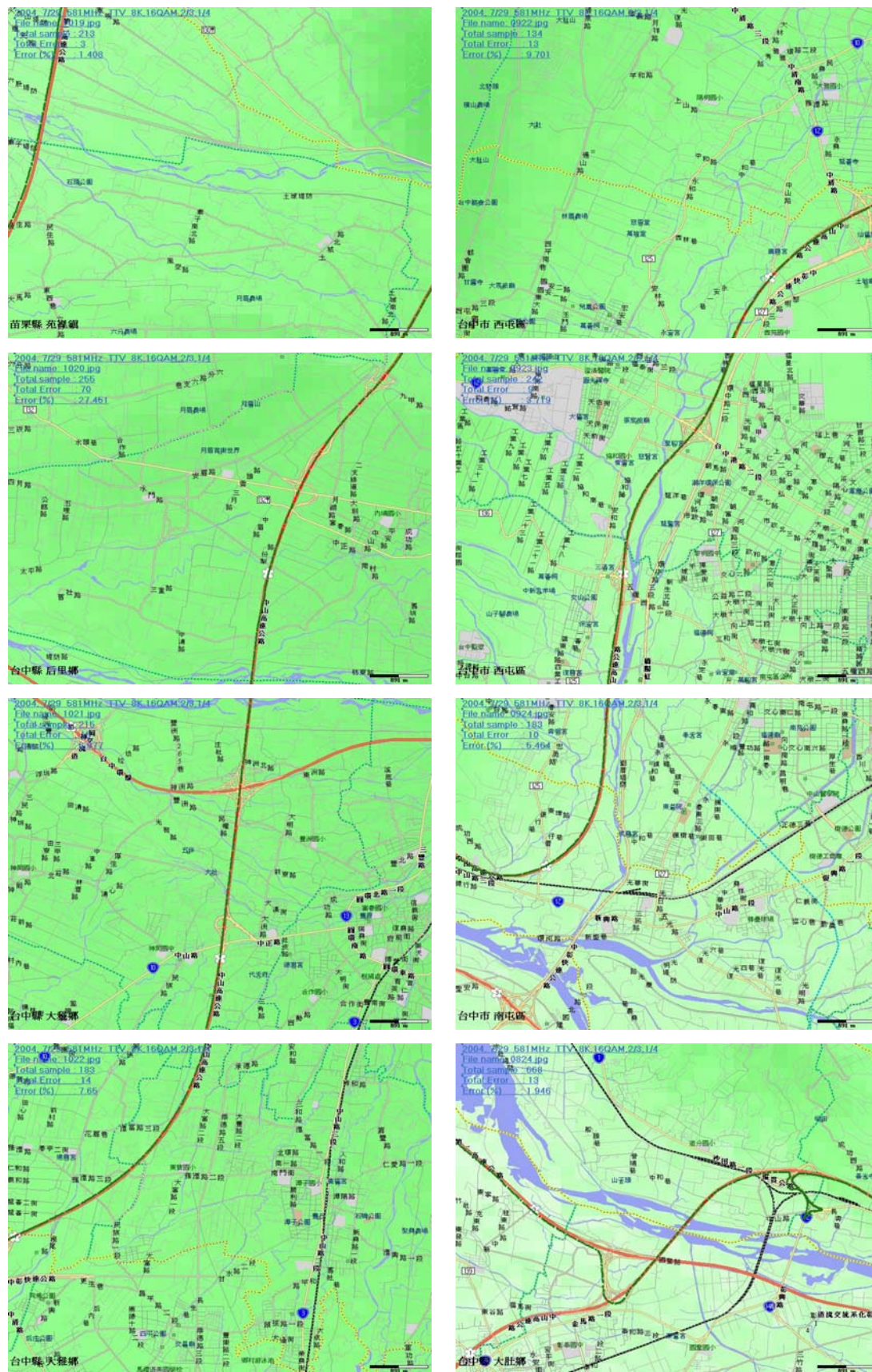
台視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(3/5)：



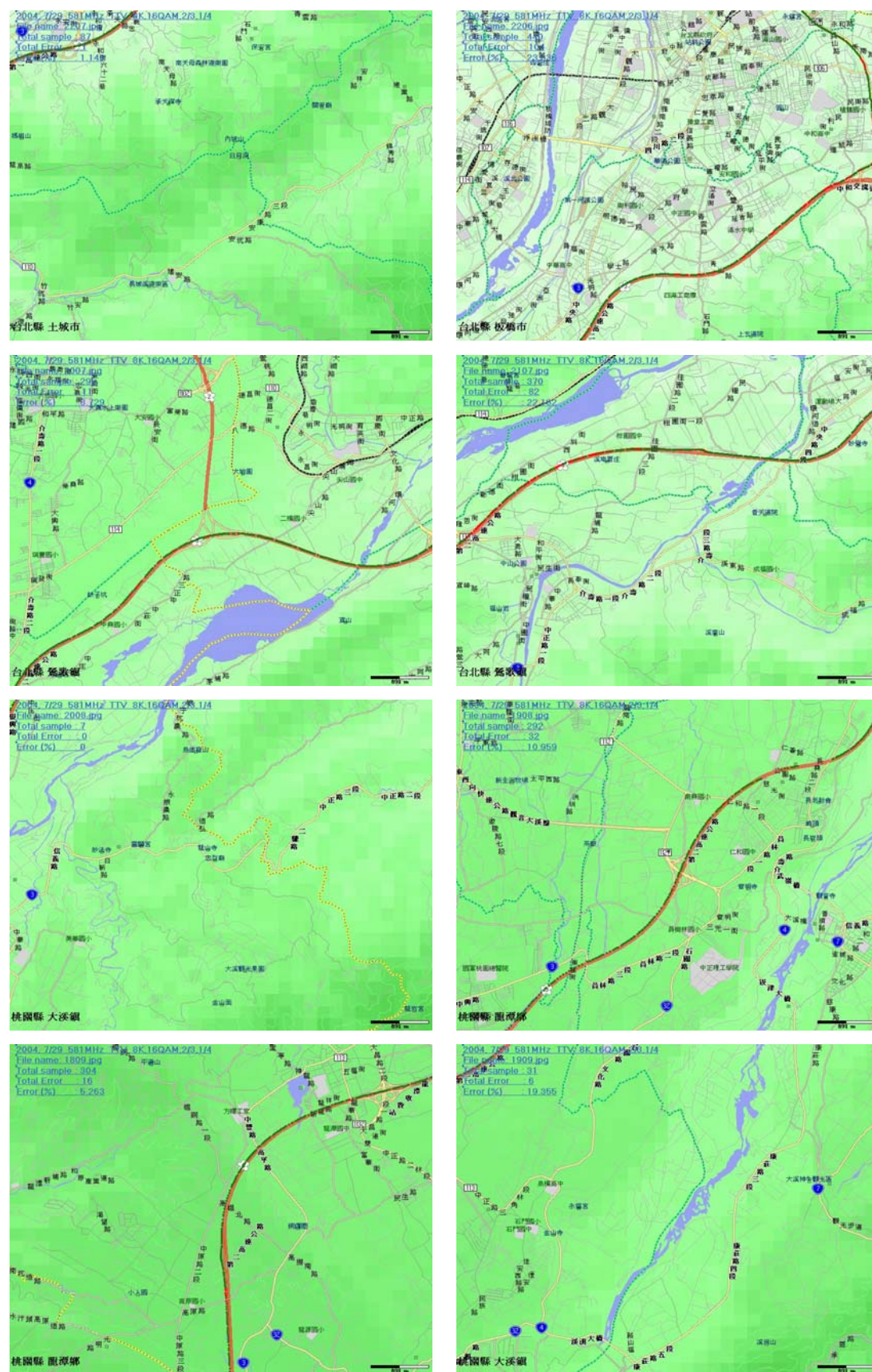
台視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(4/5)：



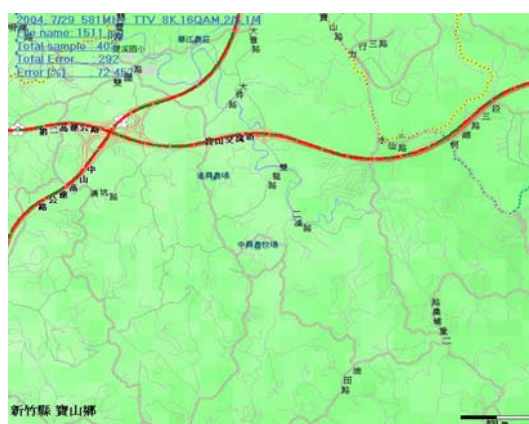
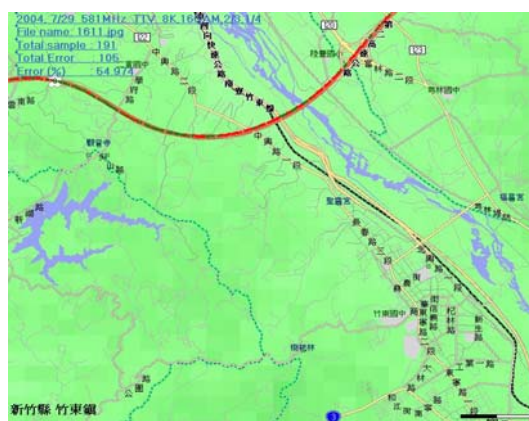
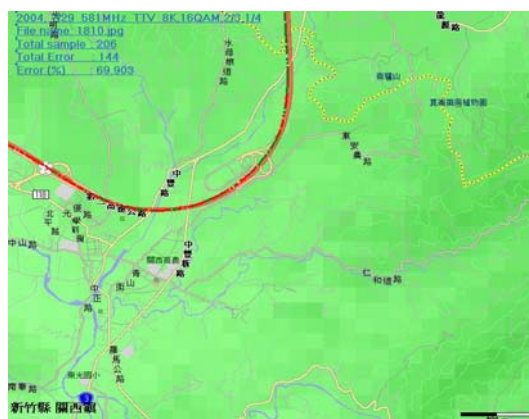
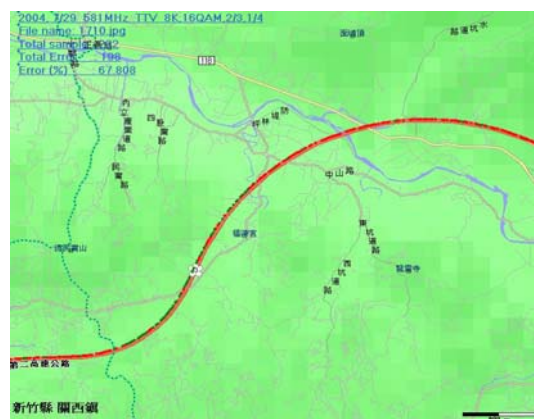
台視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(5/5)：



台視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(1/5)：



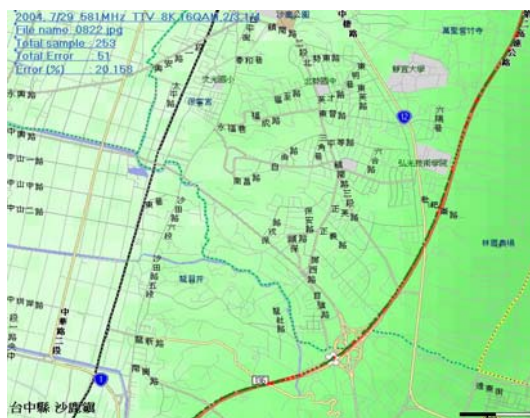
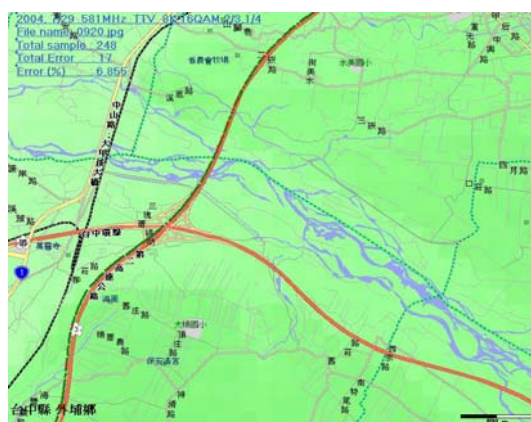
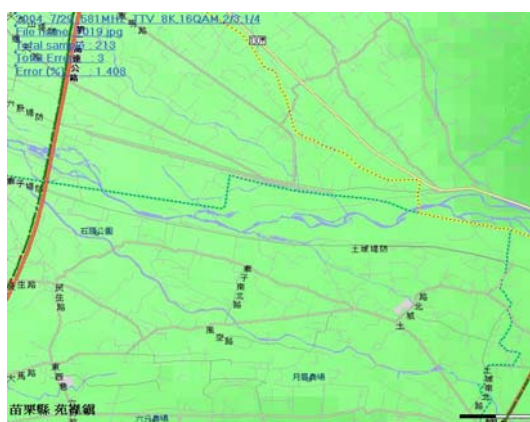
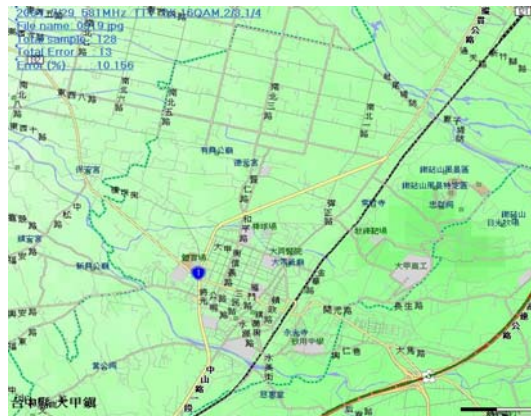
台視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(2/5)：



台視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(3/5)：



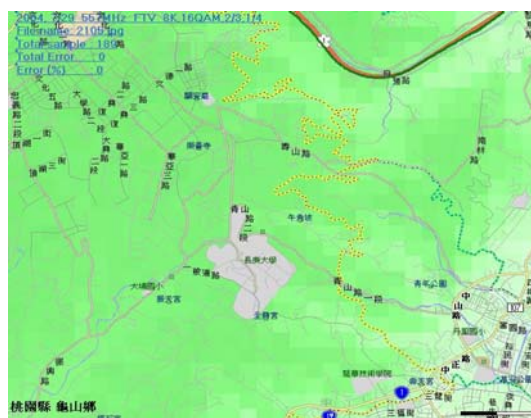
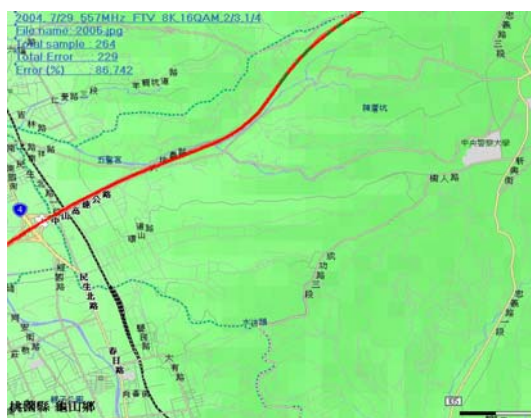
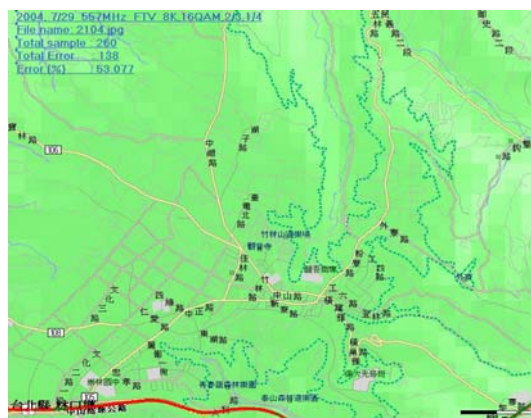
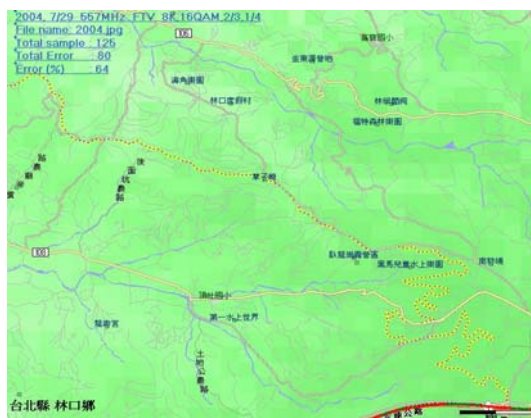
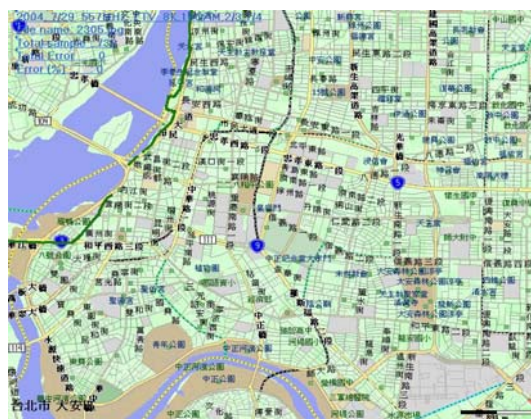
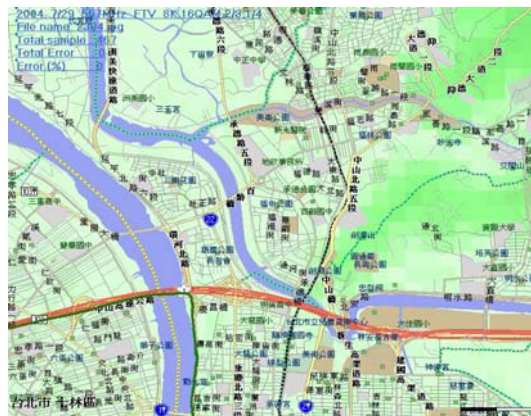
台視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(4/5)：



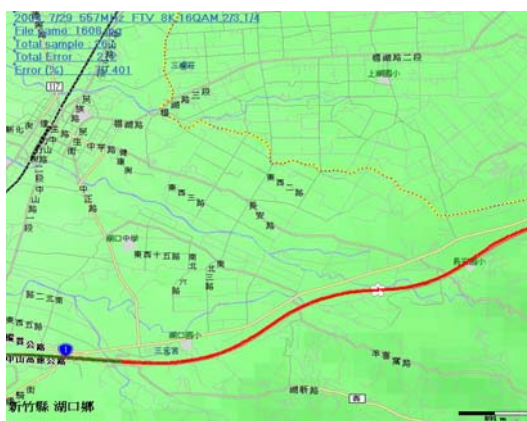
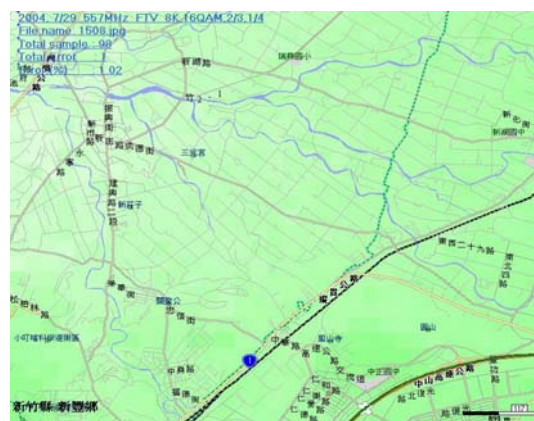
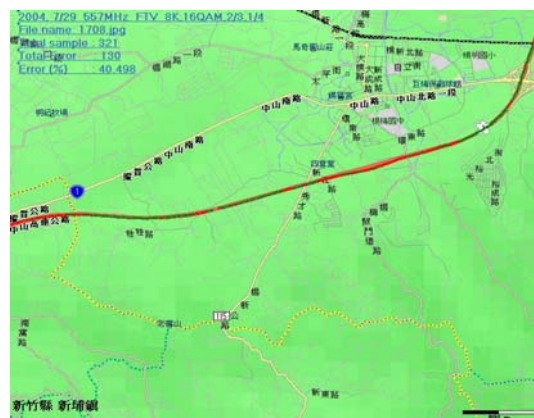
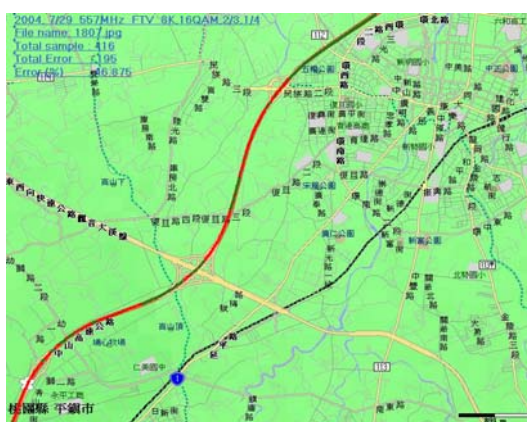
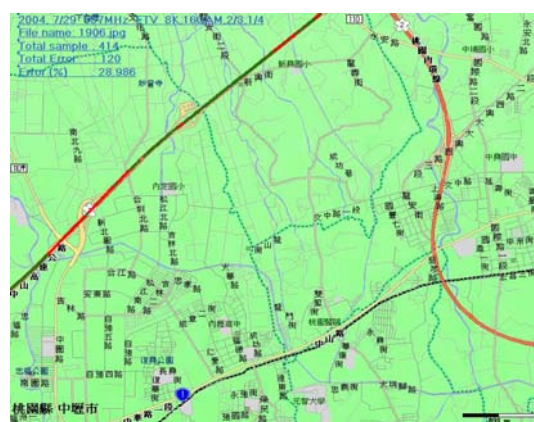
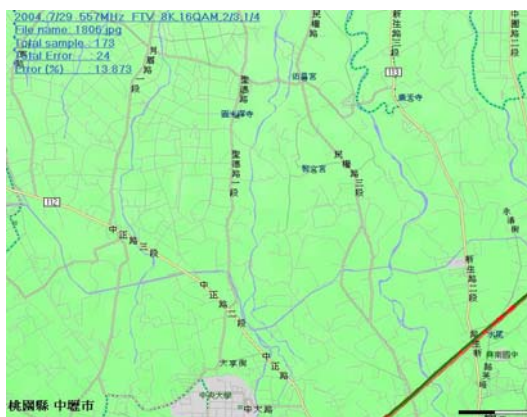
台視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(5/5)：



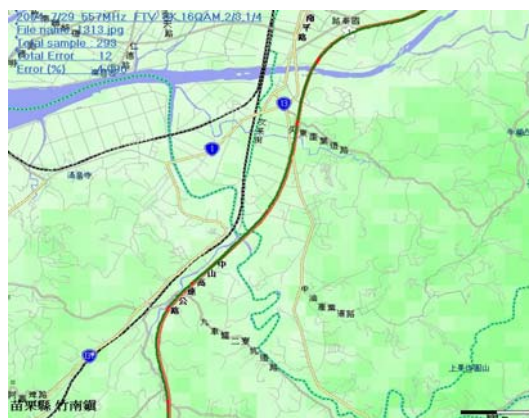
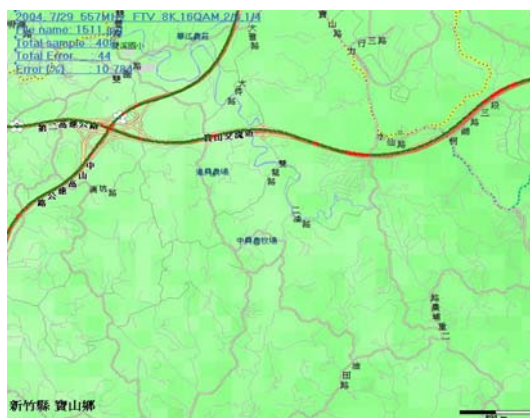
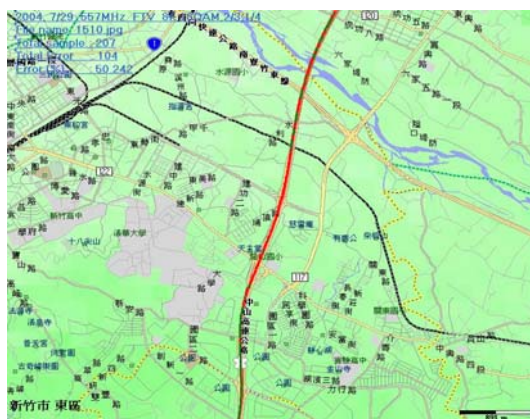
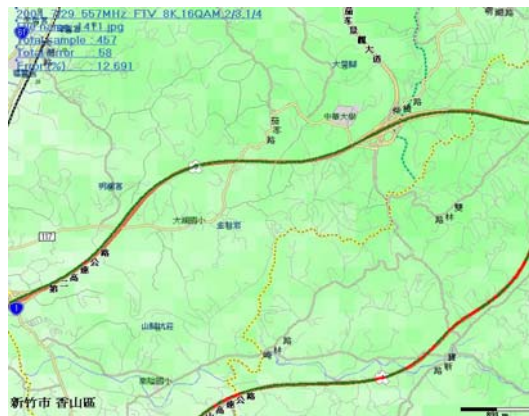
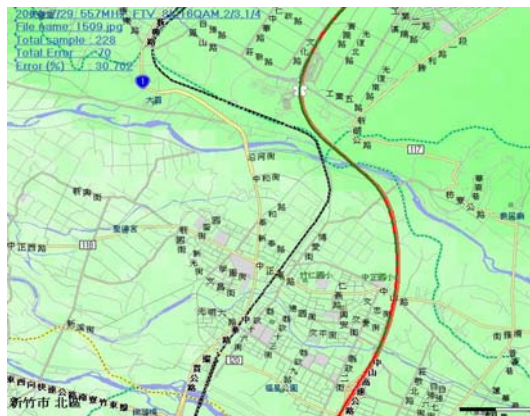
民視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(1/5)：



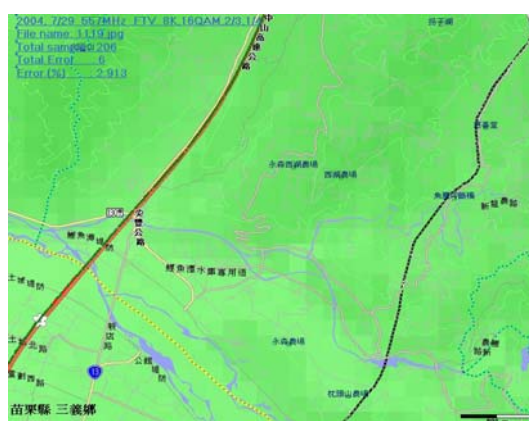
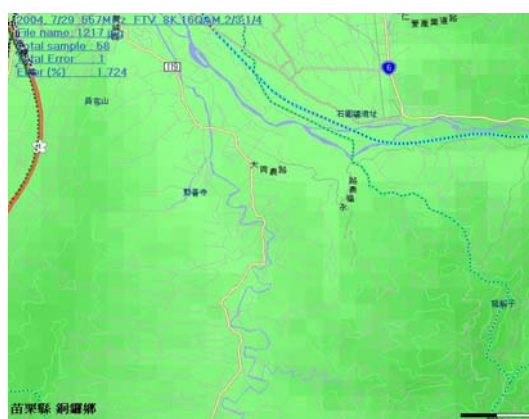
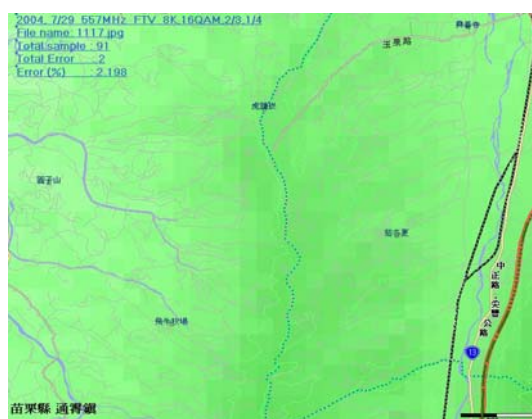
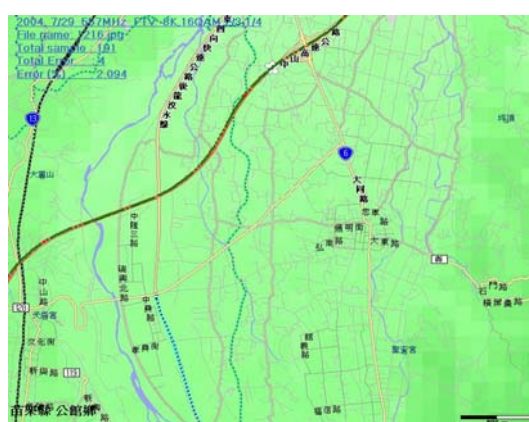
民視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(2/5)：



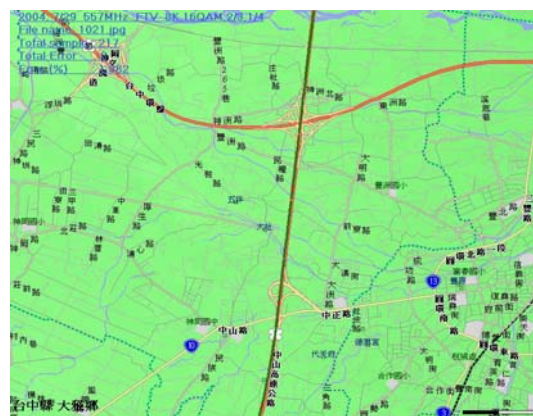
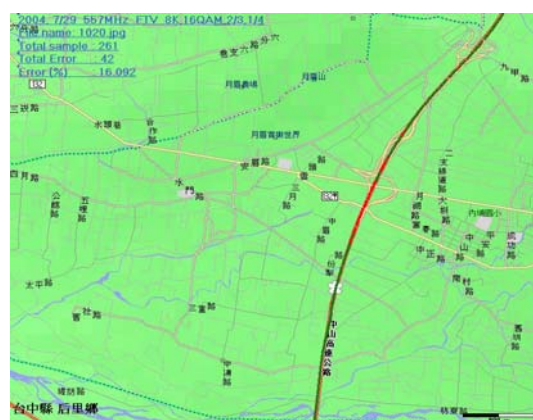
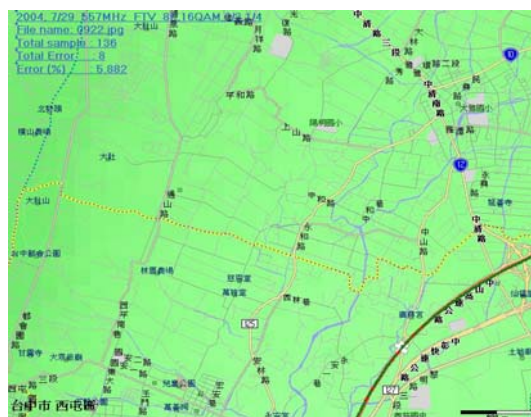
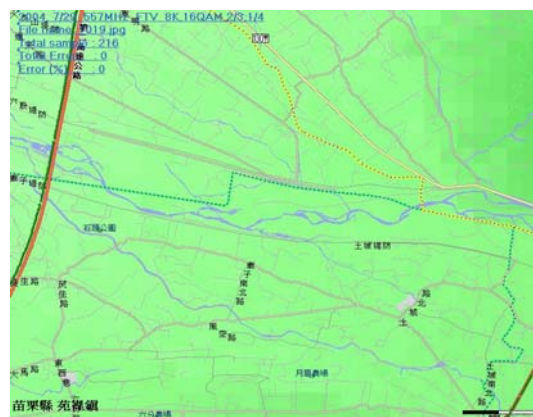
民視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(3/5)：



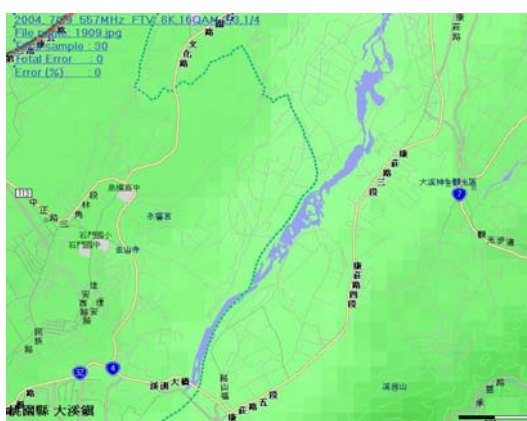
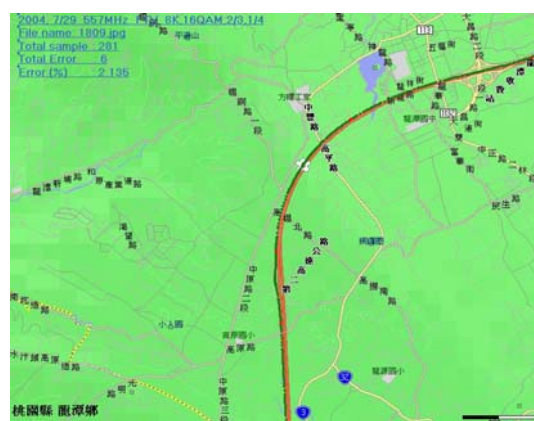
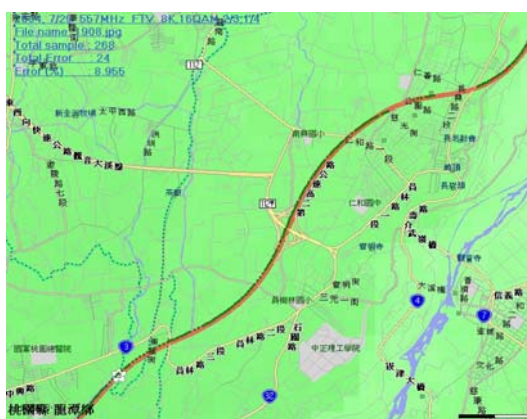
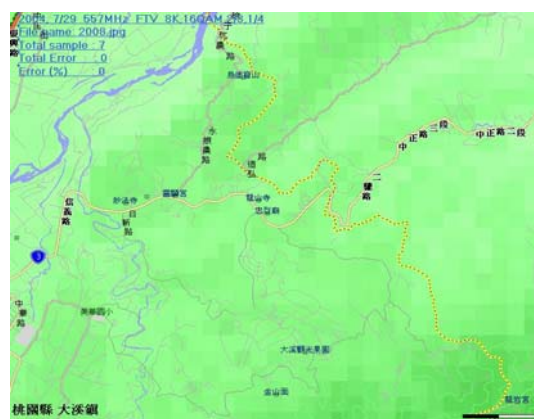
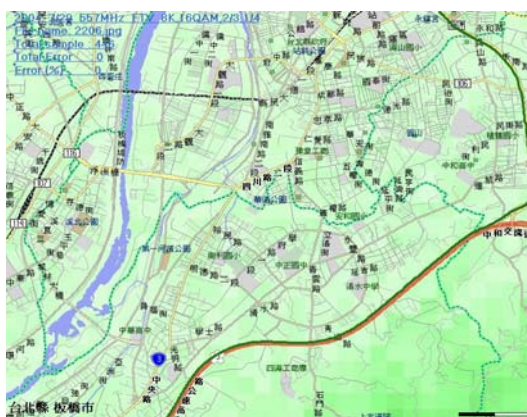
民視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(4/5)：



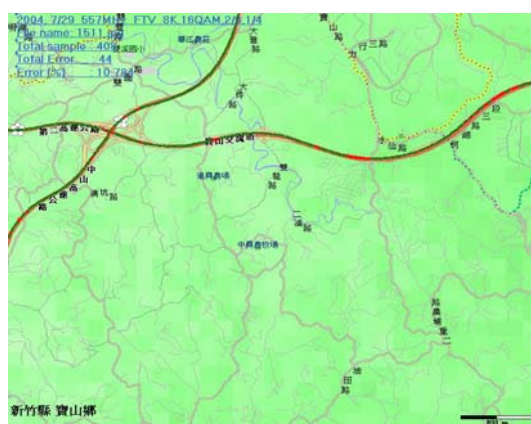
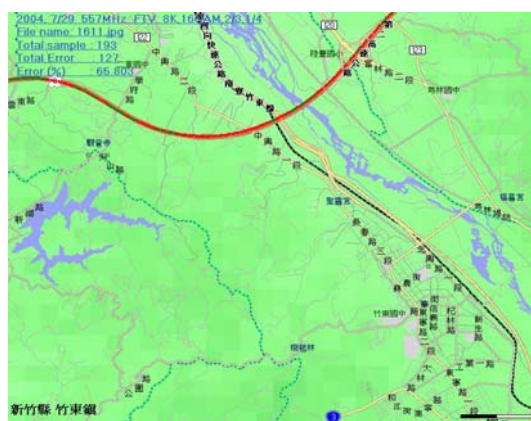
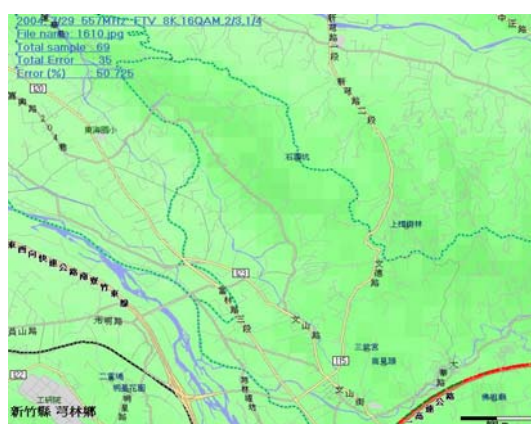
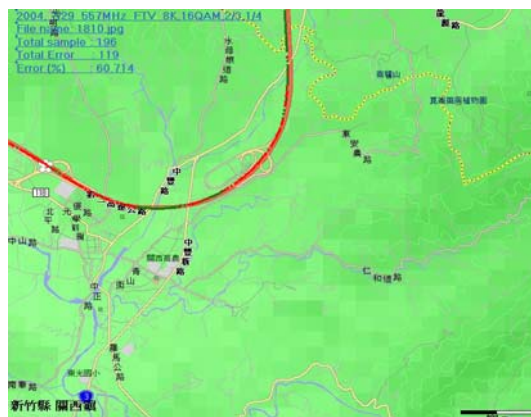
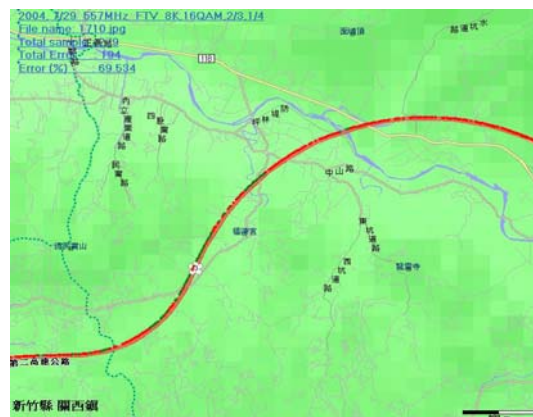
民視一高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(5/5)：



民視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(1/5)：



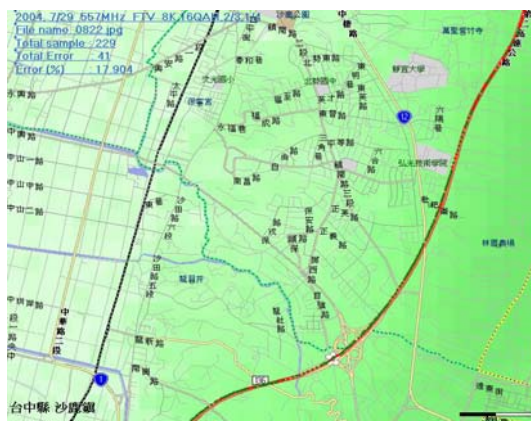
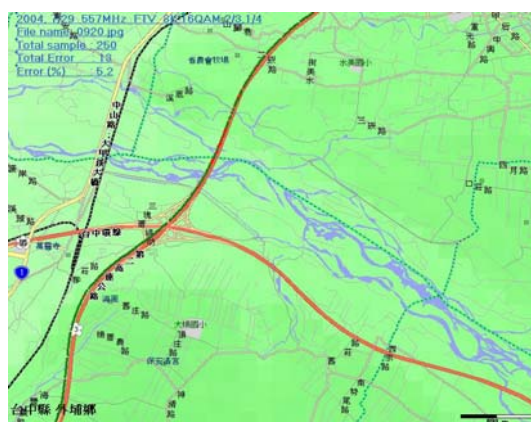
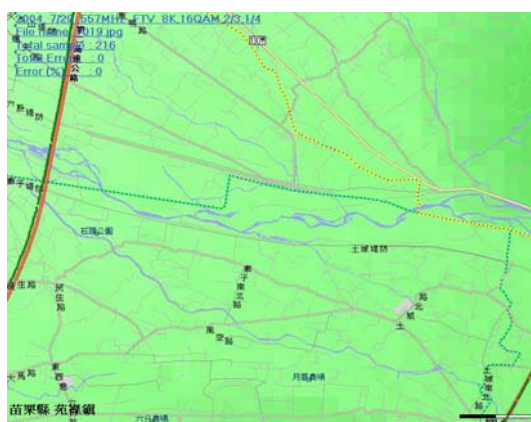
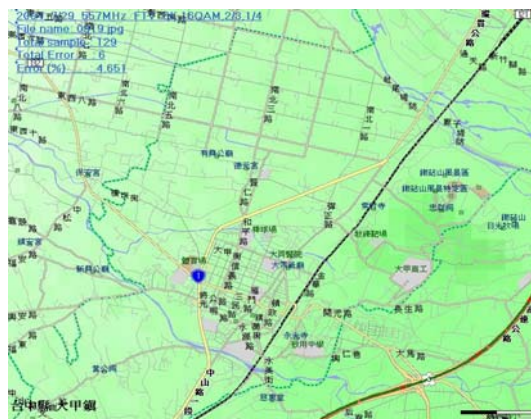
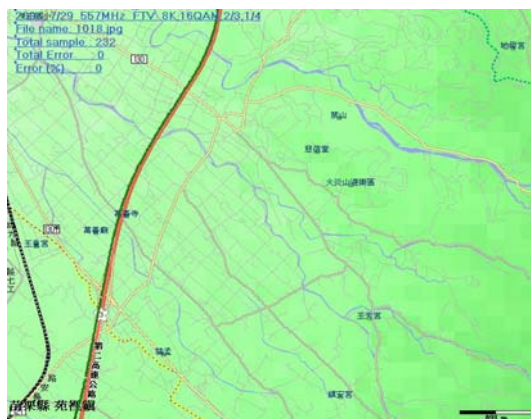
民視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(2/5)：



民視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(3/5)：



民視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(4/5)：



民視二高彰化系統交流道以北訊號品質統計結果細部分析(5/5)：



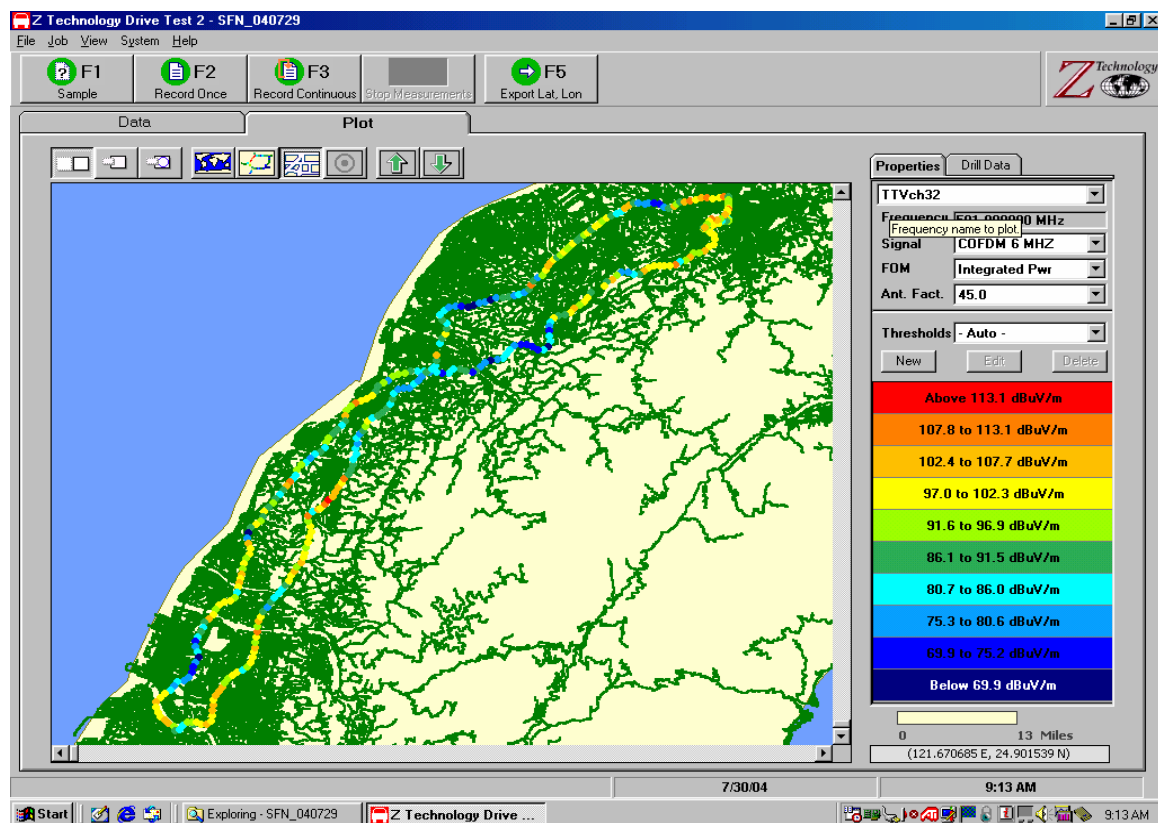


圖 6.4：台視一高二高彰化系統交流道以北場強分佈圖

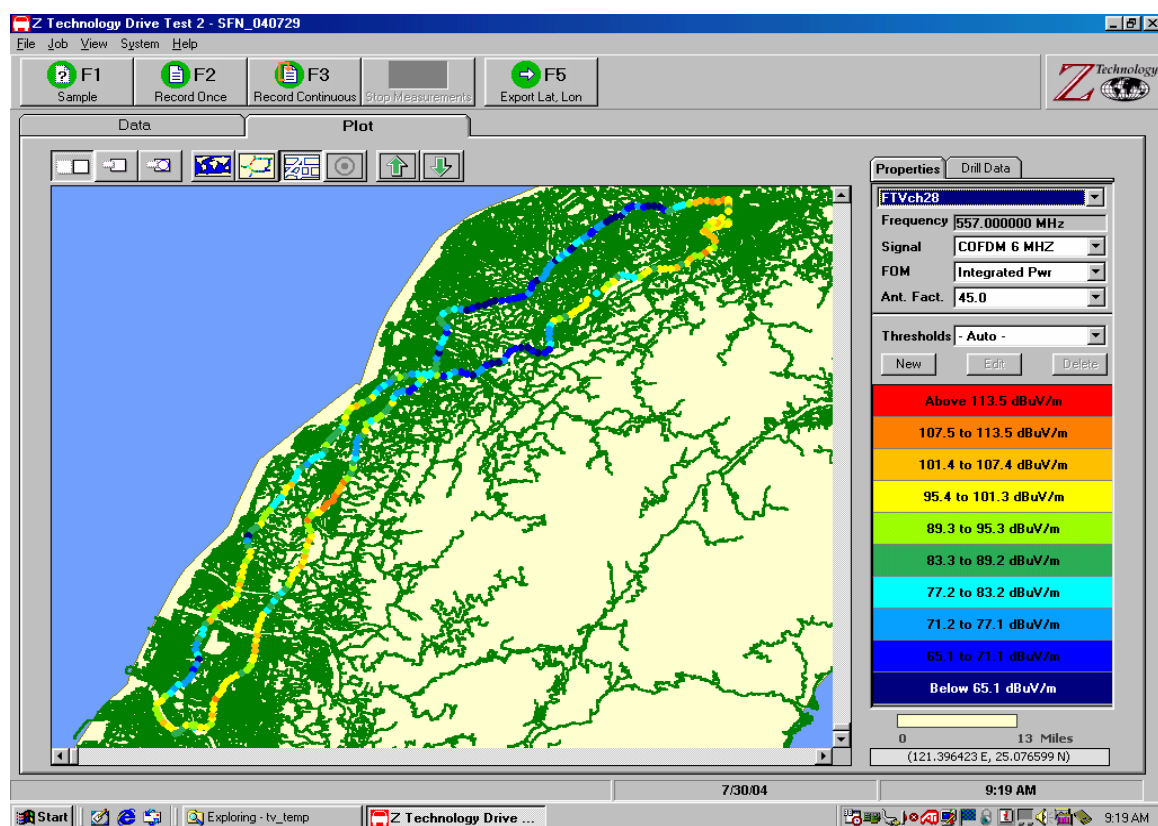


圖 6.5：民視一高二高彰化系統交流道以北場強分佈圖

6.2.4 期中量測結論

這次實地外出量測，量測地區主要為台灣西部地區之交通動脈中山高速公路，簡稱一高和第二高速公路，簡稱二高，而量測範圍北起台北縣板橋市，南至彰化系統交流道。而在這段範圍內，所接收的數位電視訊號，其發射站台由北到南，分別是台北竹子山發射站，新架設的桃園龍潭發射站和三義的火炎山發射站。主要的量測對象是針對已經初步將單頻網路建設完成的台視和民視。

而這此量測時之車速，一高為 80Km/h 到 100Km/h，二高為 90Km/h 到 110Km/h，量測的接收機為高昕科技歐規數位電視行動接收機，接收機是採用雙天線的架構，其接收天線為垂直極化天線，接收天線的頻段是專門針對台灣數位電視頻段所設計。為了公平起見，在量測之前，我們已確實調校過，讓二台接收機和天線，表現一致。

由量測數據統計分析所得之統計表和統計大圖及小圖中可以看出，台視和民視二者不管在一高或是二高上，在桃園以南到苗栗以北這段接收範圍內，其收訊品質都是不良的。整體而言，台視在一高的收訊品質，比民視在一高的收訊品質來得較佳。特別是在桃園縣內幾個鄉鎮，二者有強烈的對比，台視在一高桃園縣內，收訊表現約在良好和尚可，但是民視在一高桃園縣內，收訊表現幾乎可以說是強烈中斷，而且是中斷好幾公里，其中有一段最長中斷約九公里，一高除了桃園縣內不同外，在其他區域大約都是相同的，不是一樣好，就是一樣差。而在二高方面，剛好相反，民視的收訊品質比台視來得較佳，台視在二高除了在苗栗縣內，收訊品質較民視差一些，約在輕微中斷到部分中斷，但不至於到強烈中斷，在二高上，二者在其他區域大約都是相同的，不是一樣好，就是一樣差。

這次所經過的三個發射台，台視和民視發射台，設站點大約在同一個地方，且每個設站點，其發射台所發射的訊號功率相同。在這相同的條件下，來比較台視和民視在一高和二高的總體表現，台視整體表現較民視來得較佳，這表示民視還有改善空間。可是如果觀察二張大圖上的錯誤百分比，其結果不是剛好相反嗎？台視錯誤百分比 15.341% 不是比民視的 14.528% 來的高，這樣整體表現不是台視較民視來得差嗎？但是如果去觀察小圖的話，可以看出二者的不同，雖然台視的錯誤百分比比較民視來得高，但是台視的錯誤點都是分散在不同的路段中，而民視則是集中在某一路段中。所以沿路除了在二台都收不到的地方外，台視在其他可接收到訊號的路段中，其收訊品質都能維持一定水準。但是民視在台視這些可接收到訊號的路段中，其收訊品質有些比台視的好一點，但是有些卻是完全不能收看。所以雖然台視的錯誤百分比比較民視的來得高，但是台視的錯誤點是分散的，所以還是可以接收到不錯的畫質，不像民視的都是集中的，甚至有些路段完全收不到訊號。所以台視整體表現較民視來得較佳。

6.3 期末量測結果

6.3.1 量測區域

量測區域主要為台灣西部地區之交通動脈中山高速公路，簡稱一高和第二高速公路，簡稱二高，而量測範圍北起台北縣板橋市，南至屏東縣九如鄉。而在這段範圍內，所接收的數位電視訊號，其發射站台由北到南，分別是台北竹子山發射站，新架設的桃園龍潭發射站，三義的火炎山發射站，台中的鳳鳴發射站，台南白河的枕頭山發射站和高雄的中寮發射站。這次的量測地區已經把台灣西部的六個發射站全部含蓋在內。主要的量測對象是針對已經初步將單頻網路建設完成的台視和民視。

6.3.2 量測儀器設備

- 1．交通部電信總局量測工程車。
- 2．自動場強量測儀（Z Technology DSS 5600A）。
- 3．高昕科技公司之歐規數位電視行動接收機。
- 4．高昕科技公司垂直極化天線。
- 5．液晶電視。
- 6．GPS 衛星訊號接收天線。
- 7．筆記型電腦。
- 8．分析記錄軟體。
- 9．台灣電子地圖。
- 10．歐規數位電視信號接收機(R&S TV Test Receiver EFA)。

6.3.3 行動量測結果統計

如表 6.4 所示，我們將收訊品質分為五類。利用此收訊品質分類表，在一高和二高上，北起台北縣板橋市，南至屏東縣九如鄉。在不同的區域中，量測台視和民視之數位電視訊號所得到之訊號品質，以下表 6.5 及表 6.6 為其統計資料結果：

表 6.4：收訊品質分類表

收訊品質	錯誤百分比 (BER > 2×10^{-4} after Viterbi)	說明
好	0~5%	畫面良好
尚可	6~10%	畫面有時有小區塊出現， 但還可接受
輕微中斷	11~20%	畫面有時中斷約數秒，但 整體路段良好
部分中斷	20~50%	畫面有時中斷約數秒，且 持續整個路段
強烈中斷	50~100%	畫面中斷約數公里，整體 路段不佳

表 6.5(a)：一高訊號品質統計表

一高(80~100km/h)		
收訊品質		
地區	台視	民視
桃園縣中壢市	好	好
桃園縣觀音鄉	好	好
新竹縣湖口鄉	輕微中斷	尚可
新竹縣竹北市	好	好
新竹市東區	尚可	好
苗栗縣頭份鎮	好	好
苗栗縣竹南鎮	尚可	輕微中斷
苗栗縣後龍鎮	輕微中斷	好
苗栗縣公館鄉	輕微中斷	好
苗栗縣通霄鎮	好	尚可
苗栗縣三義鄉	好	好
台中縣后里鄉	好	尚可
台中市中區	好	好
台中市南屯區	尚可	好
彰化縣彰化市	好	好
彰化縣鹿港鎮	好	好
彰化縣埔心鄉	好	好
彰化縣北斗鎮	好	好
雲林縣莿桐鄉	輕微中斷	輕微中斷
雲林縣斗南鎮	輕微中斷	輕微中斷

表 6.5(b)：一高訊號品質統計表

一高(80~100km/h)		
收訊品質		
地區	台視	民視
嘉義縣大林鎮	尚可	尚可
嘉義市西區	尚可	尚可
嘉義縣太保市	尚可	好
嘉義縣水上鄉	好	好
台南縣新營市	好	好
台南縣鹽水鎮	部分中斷	部分中斷
台南縣佳里鎮	輕微中斷	部分中斷
台南縣安定鄉	尚可	輕微中斷
台南市東區	部分中斷	部分中斷
台南市南區	部分中斷	部分中斷
高雄縣茄萣鄉	部分中斷	部分中斷
高雄縣岡山鎮	輕微中斷	部分中斷
高雄市楠梓區	尚可	輕微中斷

表 6.6(a)：二高訊號品質統計表

二高(90~110Km/h)		
收訊品質		
地區	台視	民視
台北縣板橋市	好	好
台北縣中和市	尚可	好
桃園縣桃園市	尚可	尚可
桃園縣龍潭鄉	好	好
新竹縣竹東鎮	好	尚可
新竹市東區	尚可	好
苗栗縣竹南鎮	尚可	輕微中斷
苗栗縣後龍鎮	輕微中斷	好
苗栗縣通霄鎮	輕微中斷	輕微中斷
苗栗縣三義鄉	好	好
台中縣大甲鎮	尚可	尚可
台中縣梧棲鎮	尚可	尚可
台中市南屯區	尚可	好
彰化縣和美鎮	好	好
彰化縣鹿港鎮	好	好

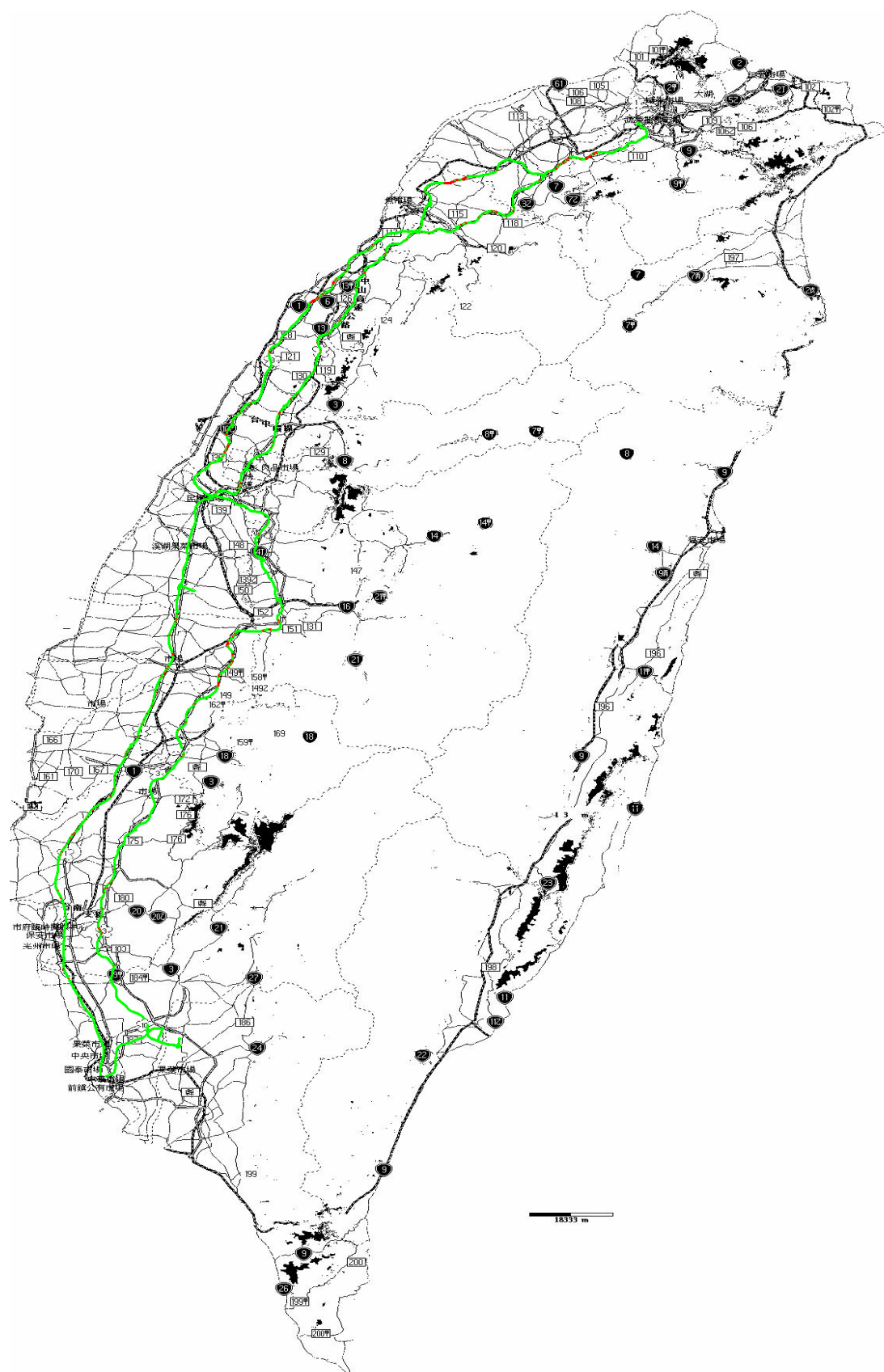
表 6.6(b)：二高訊號品質統計表

二高(90~110Km/h)		
收訊品質		
地區	台視	民視
彰化縣彰化市	好	好
台中縣大里市	好	好
南投縣草屯鎮	尚可	輕微中斷
彰化縣花壇鄉	好	尚可
南投縣南投市	好	好
南投縣竹山鎮	尚可	好
雲林縣林內鄉	輕微中斷	輕微中斷
雲林縣斗六市	輕微中斷	輕微中斷
嘉義縣梅山鄉	尚可	好
嘉義縣大林鎮	尚可	尚可
嘉義市西區	尚可	尚可
台南縣白河鎮	好	好
台南縣東山鄉	好	好
台南縣新營市	好	好
台南縣柳營鄉	尚可	輕微中斷
台南縣新市鄉	尚可	輕微中斷
台南縣新化鎮	部分中斷	部分中斷
台南縣歸仁鄉	好	尚可
高雄縣岡山鎮	尚可	部分中斷
屏東縣里港鄉	好	好
高雄市楠梓區	尚可	輕微中斷
屏東縣九如鄉	好	好

下圖 6.6 及圖 6.7 為在一高和二高上，北起台北縣板橋市，南至屏東縣九如鄉，所量測之台視和民視數位電視訊號的收訊品質統計資料結果，通常 BER 在 2×10^{-4} 以下，其收訊品質良好，所以我們以此 BER 做為分界標準，其中綠色路段表示 BER 低於 2×10^{-4} ，收訊良好。而紅色路段表示 BER 高於 2×10^{-4} ，收訊不良。

每張圖中，都有標明該區塊之縣市和鄉鎮市區名稱，另外還有在此區塊中之電視台、接收頻段、調變方式、取樣筆數、錯誤筆數和錯誤百分比等之統計資料。我們可以從以下兩張大的統計地圖中看出，哪一路段收訊品質良好，哪一路段收訊品質不良。不過這只是大範圍去了解某一路段的收訊品質狀況，這並不能看出該路段的接收訊號品質是如何分佈，是時好時壞，還是有一段特別好，有一段特別壞。

所以在二大圖之後，還有各別區塊之細部分析的小圖，小圖中也有類似大圖所標示的所有統計數據，以利讀者做細部分析。小圖的分佈方式也是北起台北縣板橋市，南至屏東縣九如鄉。觀看方式原則上是由上而下，由左而右。但有時因地圖有連續，所以可以二、三或四張當作一張較大的地圖來觀看。

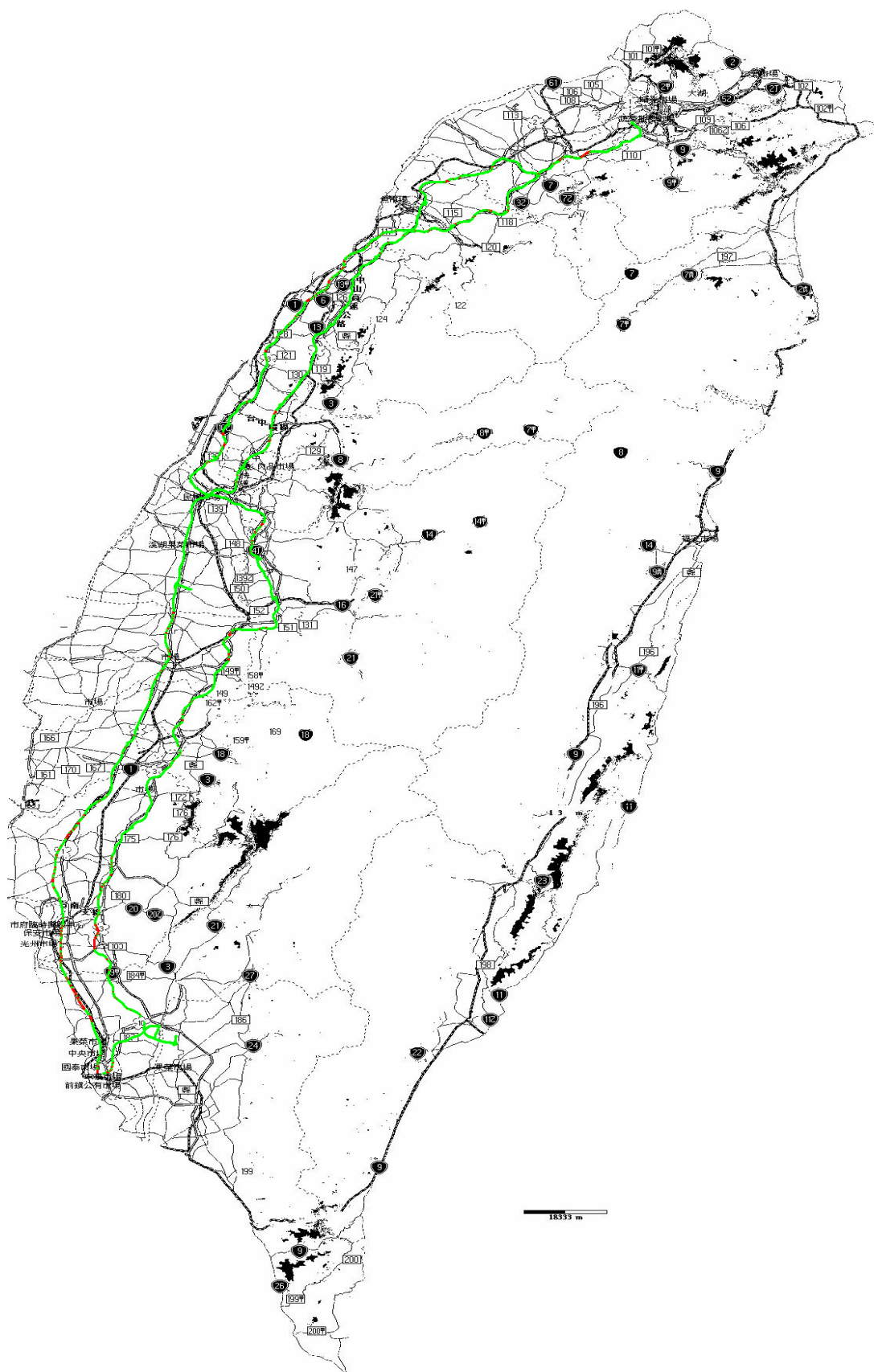


2004.09.22 - 2004.09.23 TTV 581MHz NTU GICE

Total sample : 47696

Error (%) : 4.921

圖 6.6：台視一高二高訊號品質統計結果



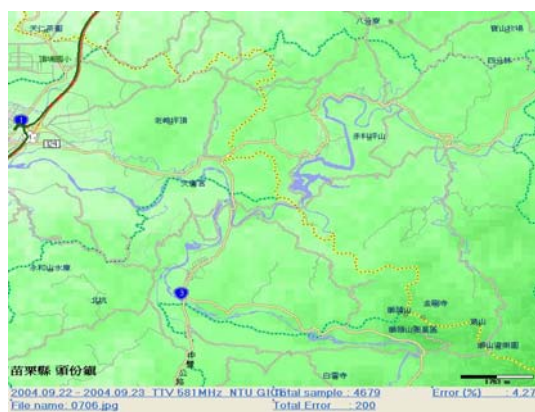
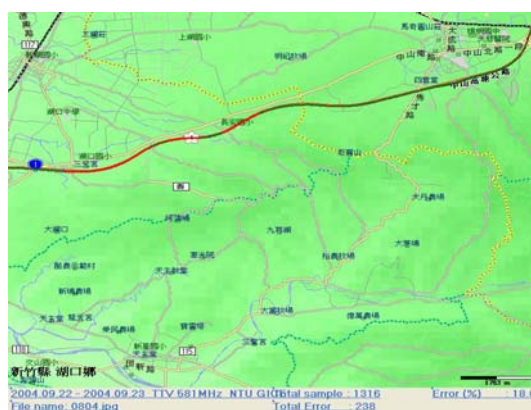
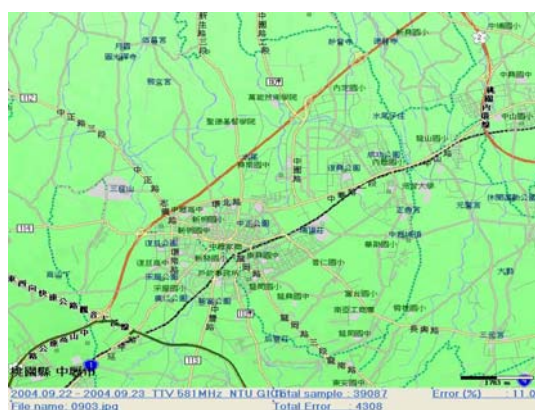
2004.09.22 - 2004.09.23_FTV 557MHz_NTU GICE

Total sample : 47631

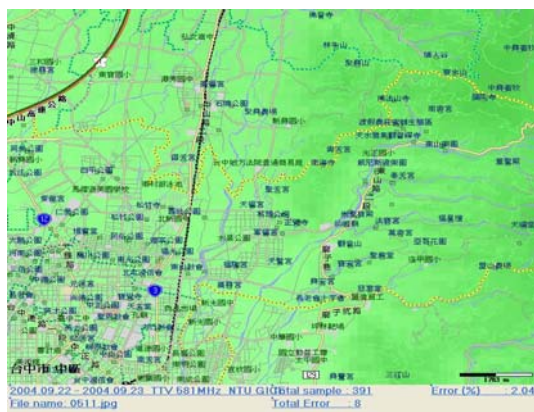
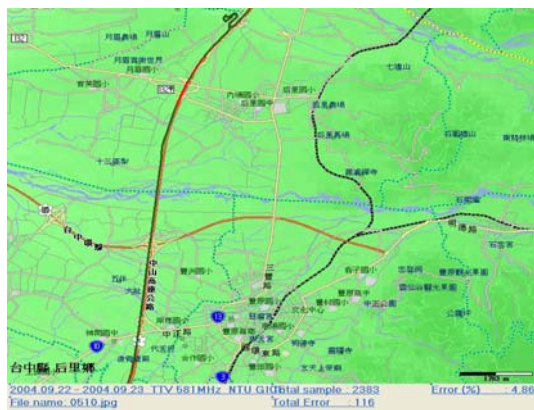
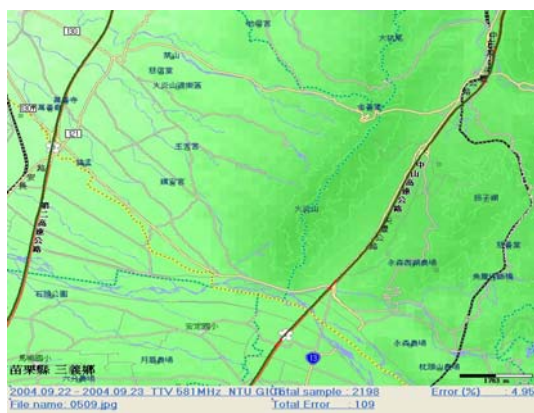
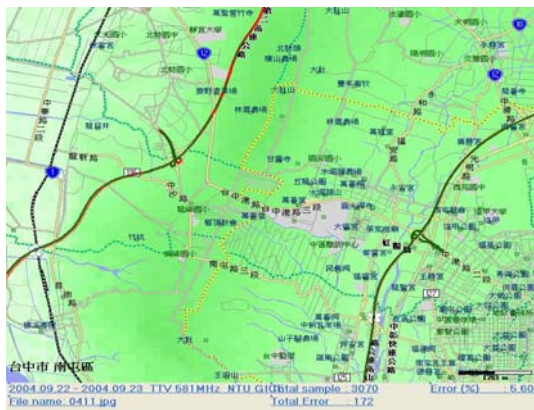
Error (%) : 6.838

圖 6.7：民視一高二高訊號品質統計結果

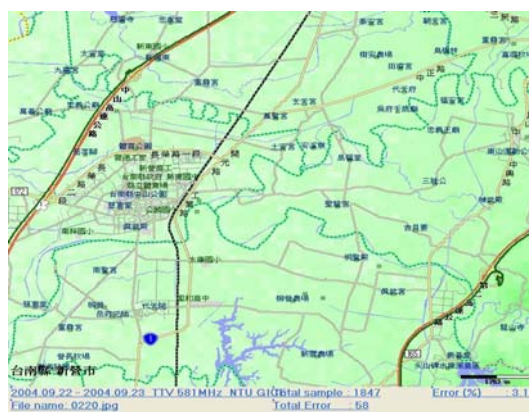
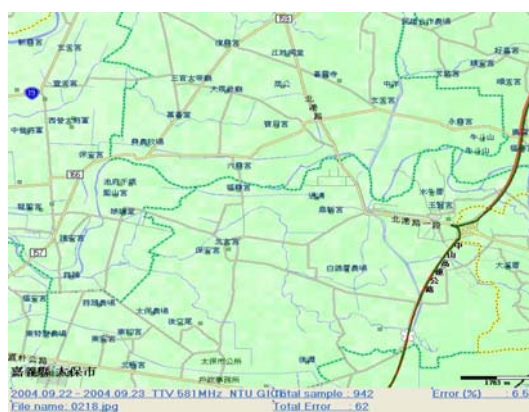
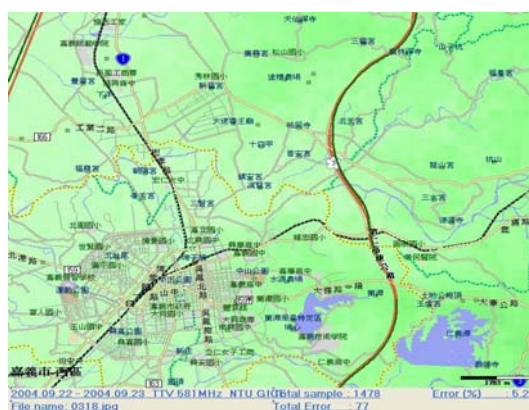
台視一高訊號品質統計結果細部分析(1/4)



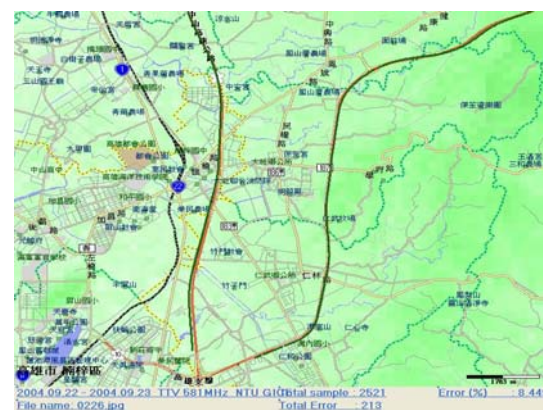
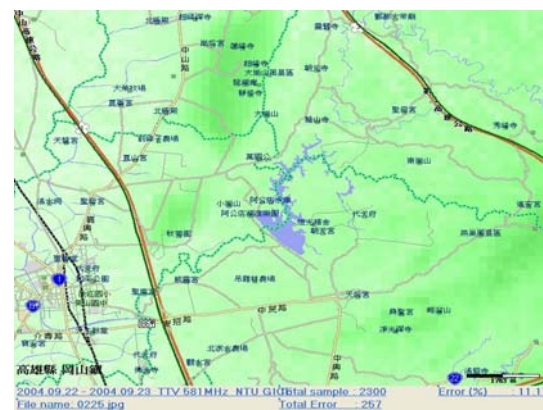
台視一高訊號品質統計結果細部分析(2/4)



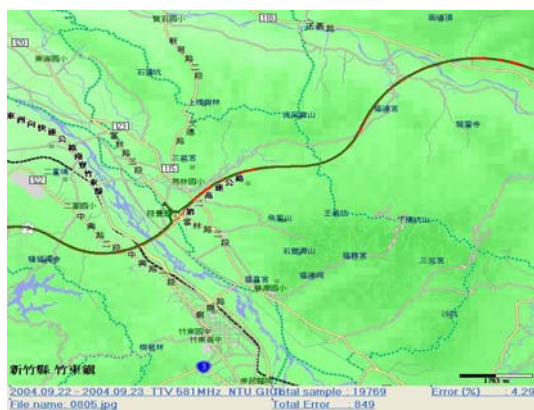
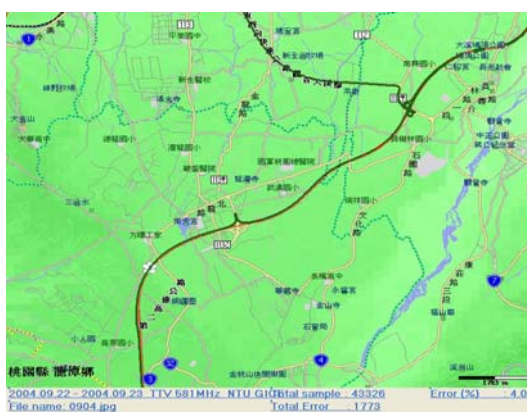
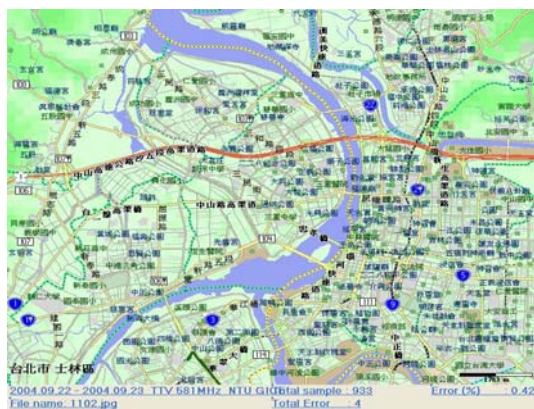
台視一高訊號品質統計結果細部分析(3/4)



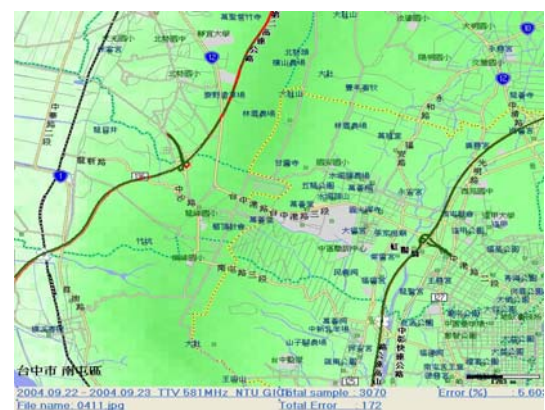
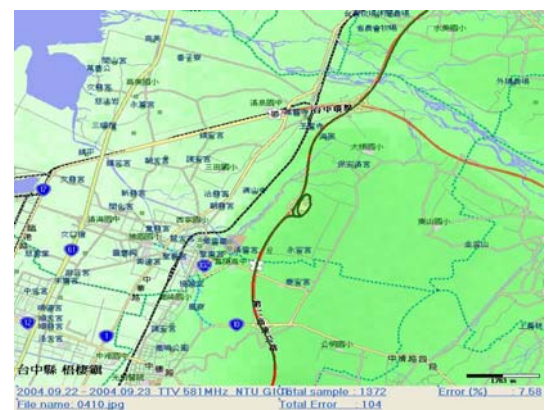
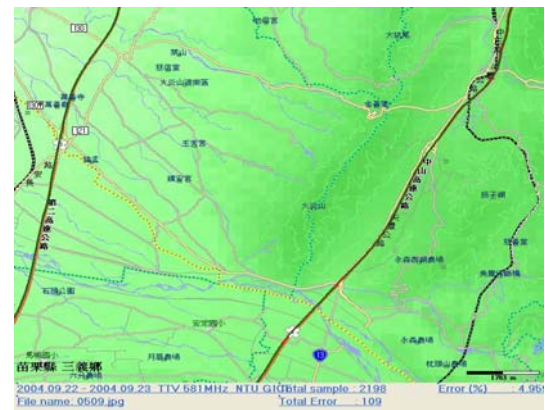
台視一高訊號品質統計結果細部分析(4/4)



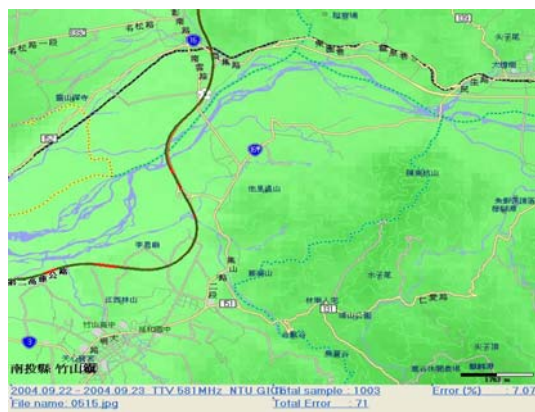
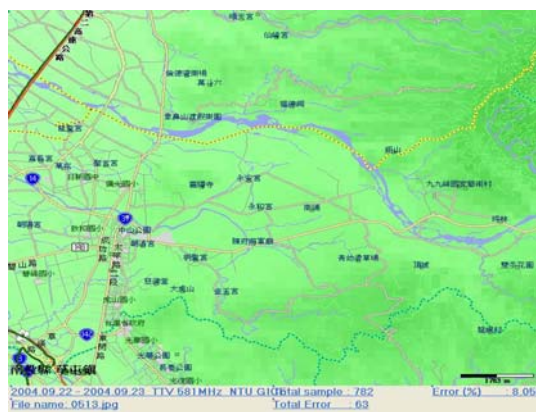
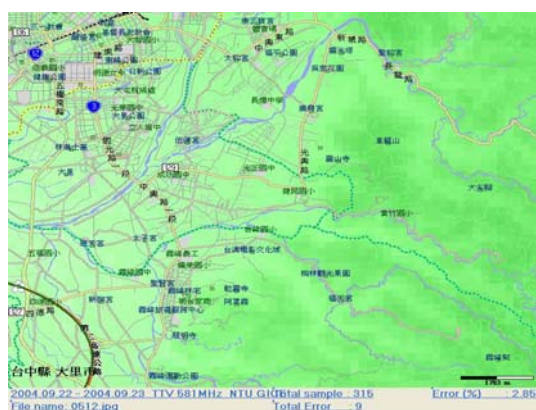
台視二高訊號品質統計結果細部分析(1/5)



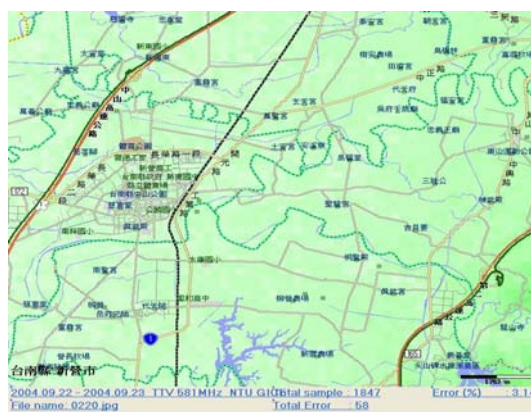
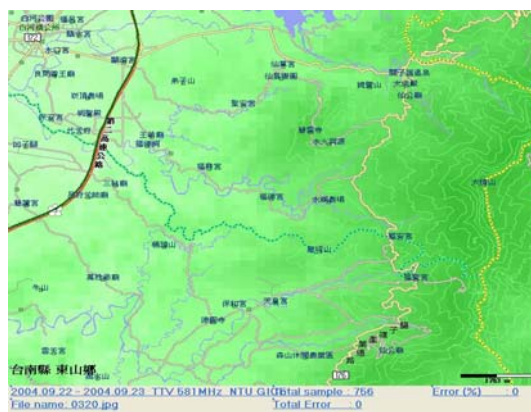
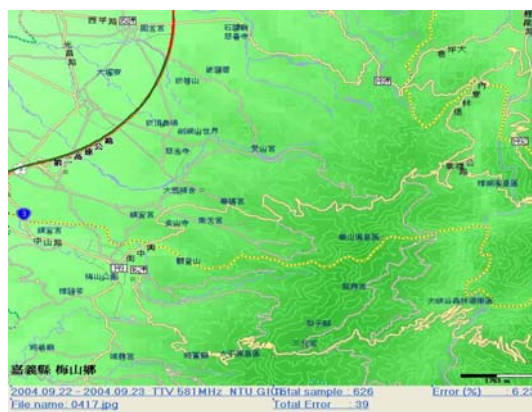
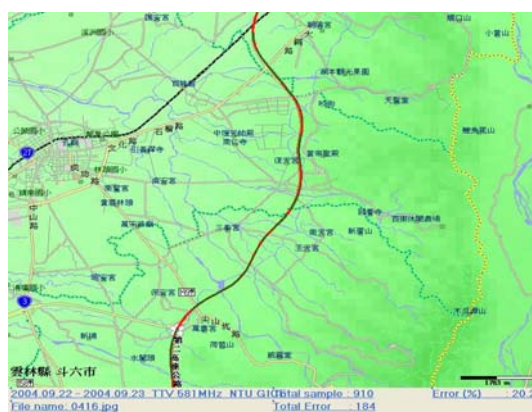
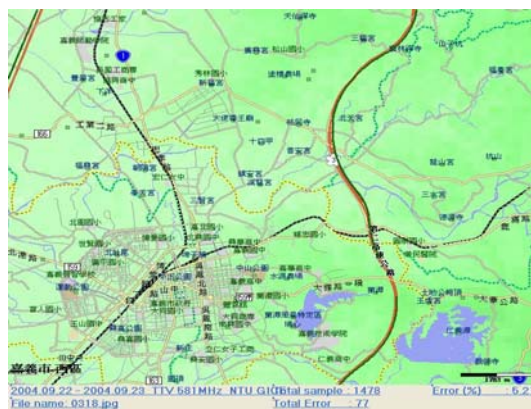
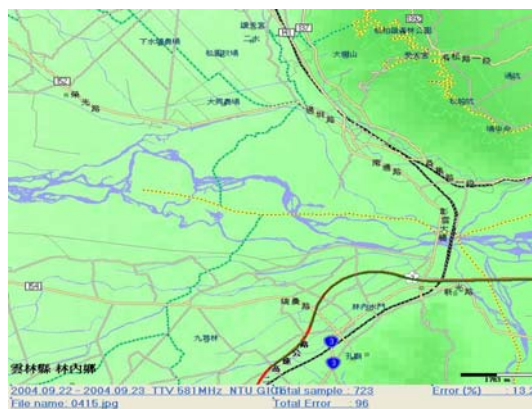
台視二高訊號品質統計結果細部分析(2/5)



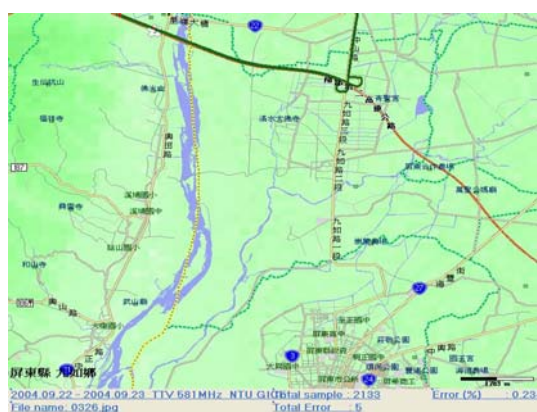
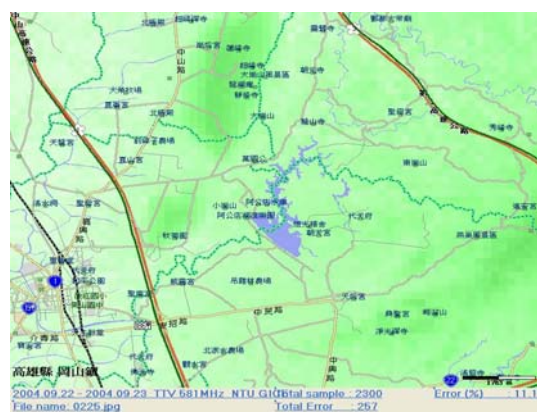
台視二高訊號品質統計結果細部分析(3/5)



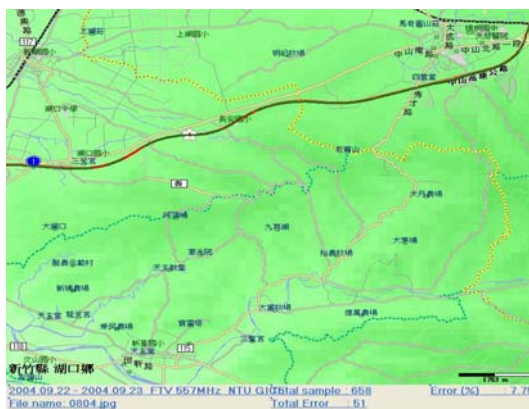
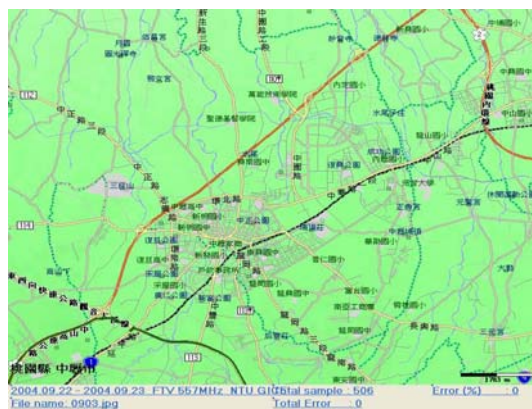
台視二高訊號品質統計結果細部分析(4/5)



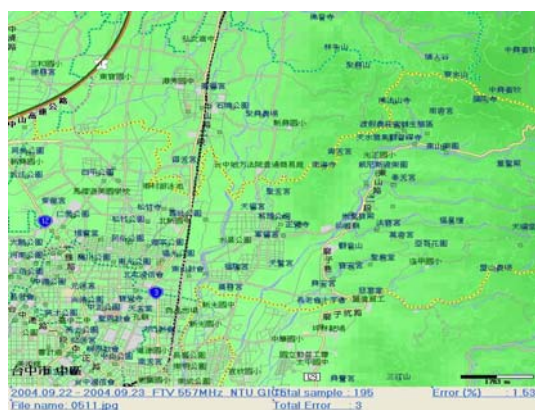
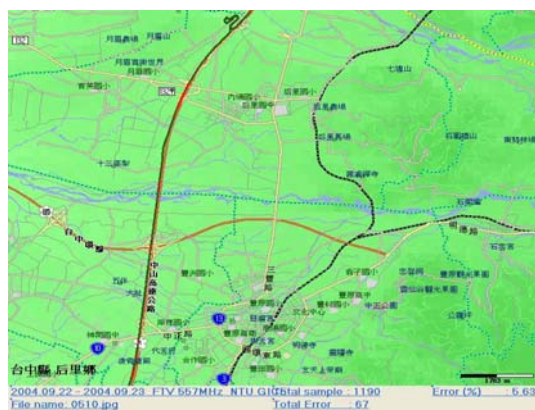
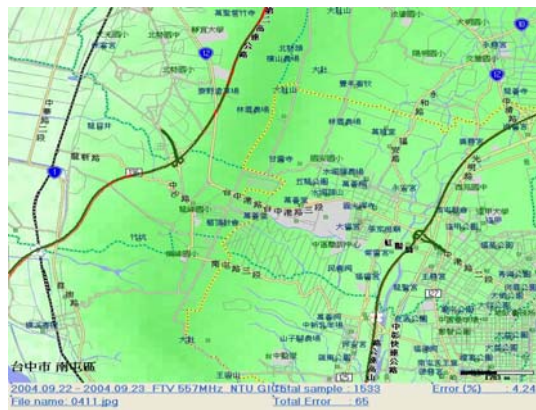
台視二高訊號品質統計結果細部分析(5/5)



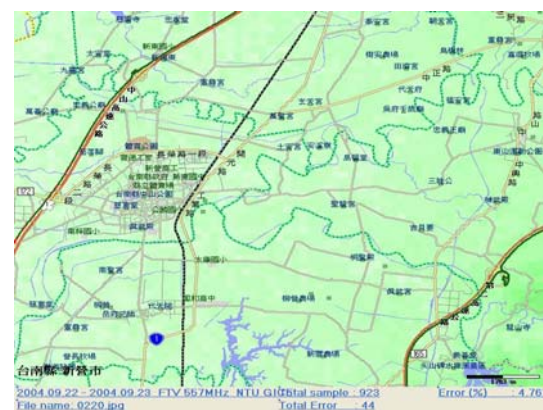
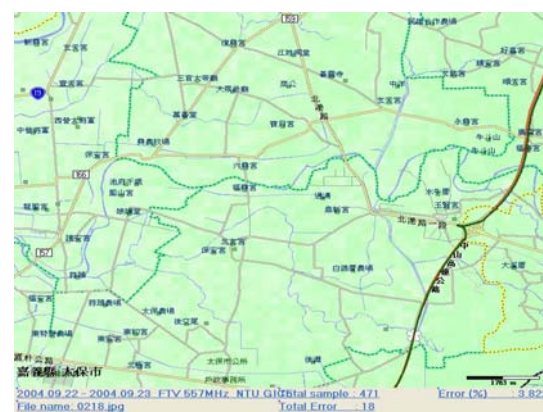
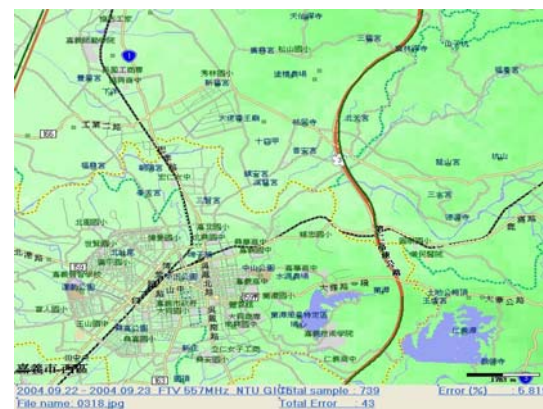
民視一高訊號品質統計結果細部分析(1/4)



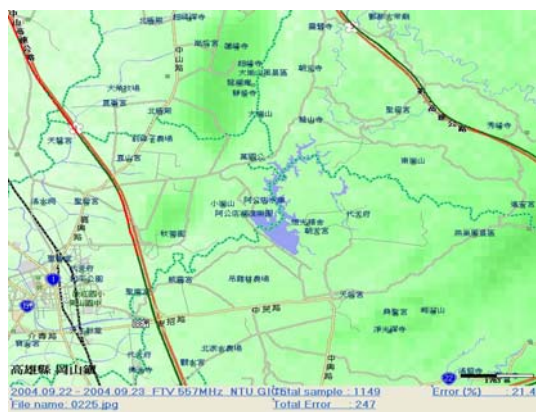
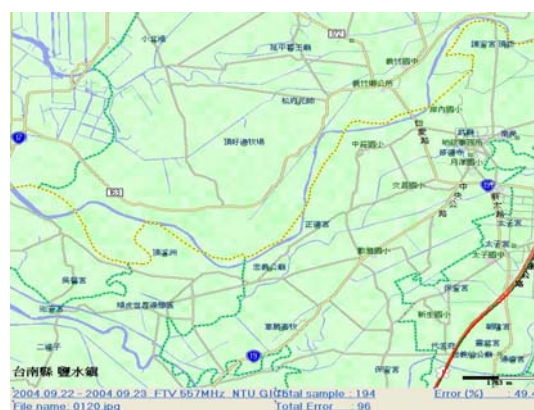
民視一高訊號品質統計結果細部分析(2/4)



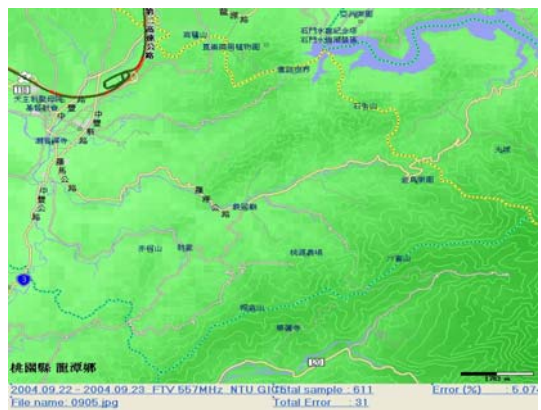
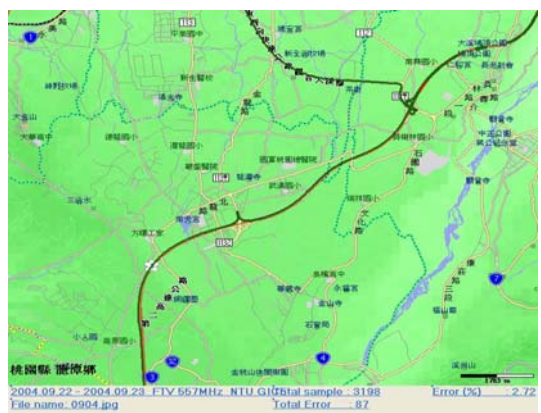
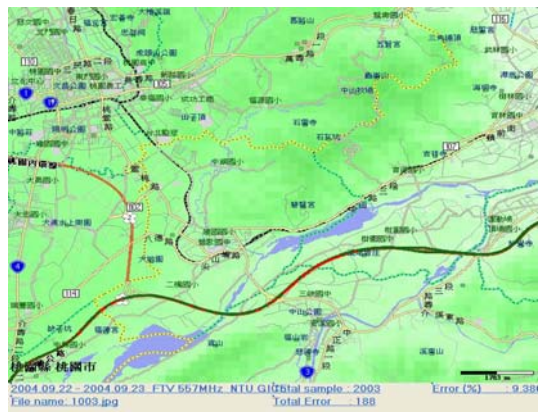
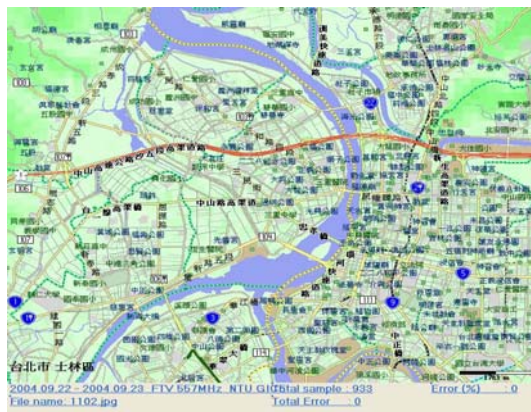
民視一高訊號品質統計結果細部分析(3/4)



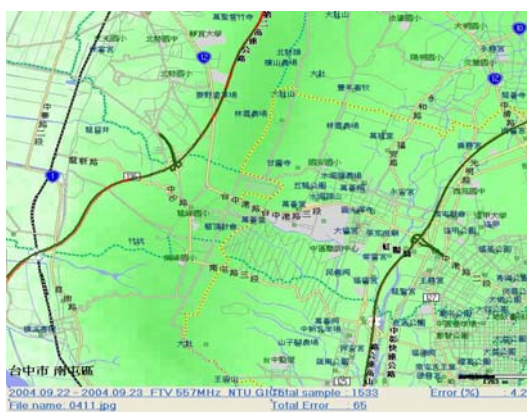
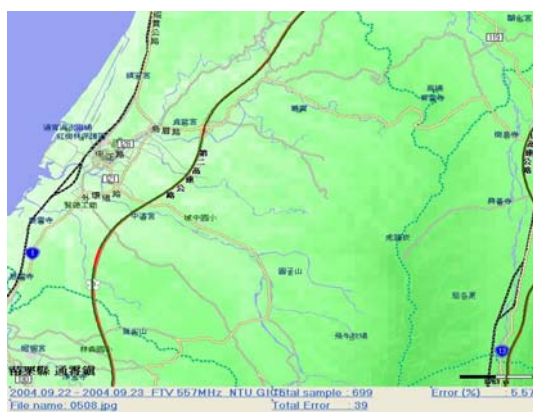
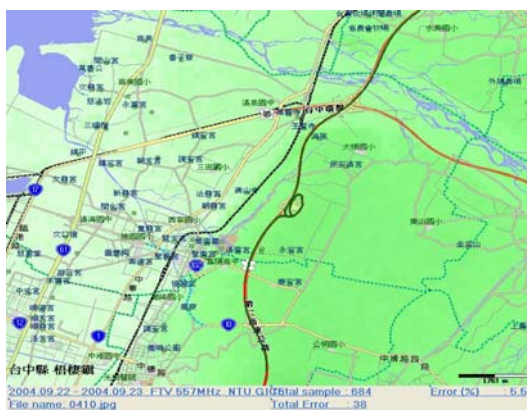
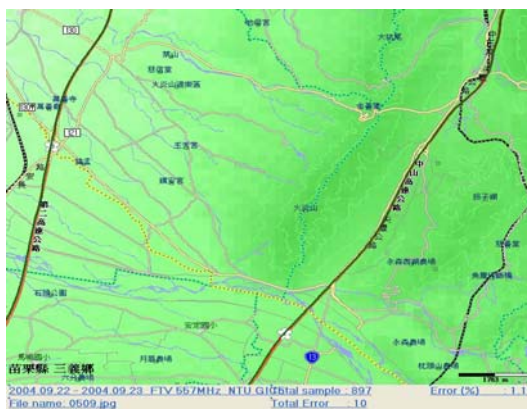
民視一高訊號品質統計結果細部分析(4/4)



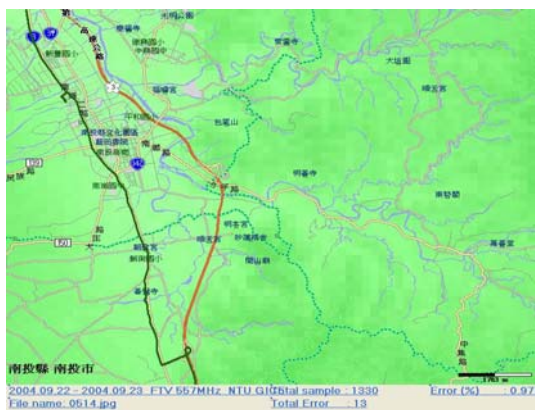
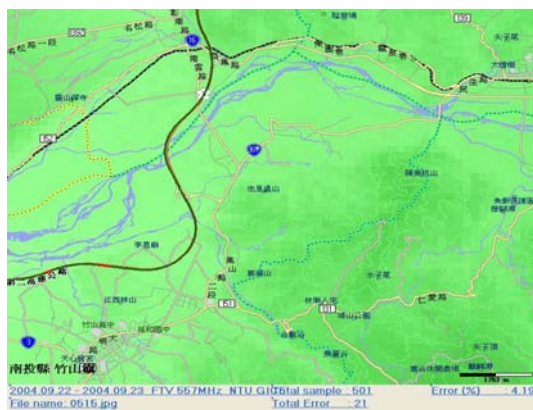
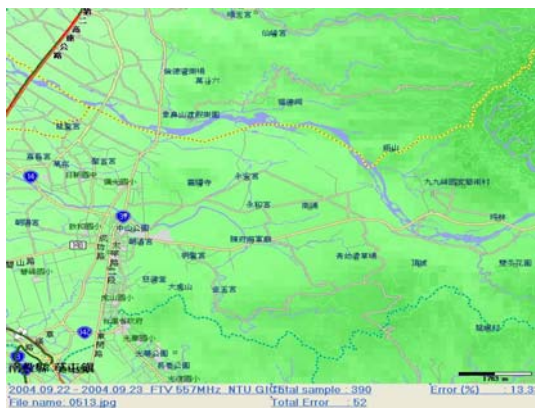
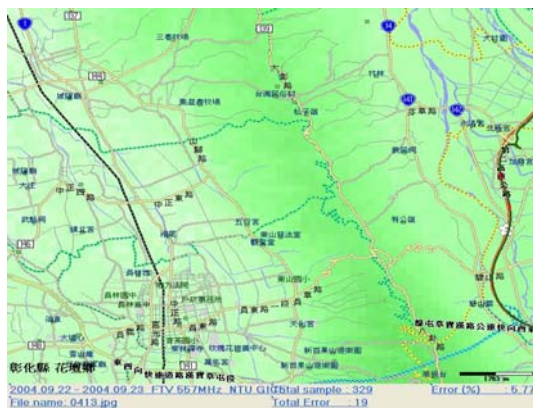
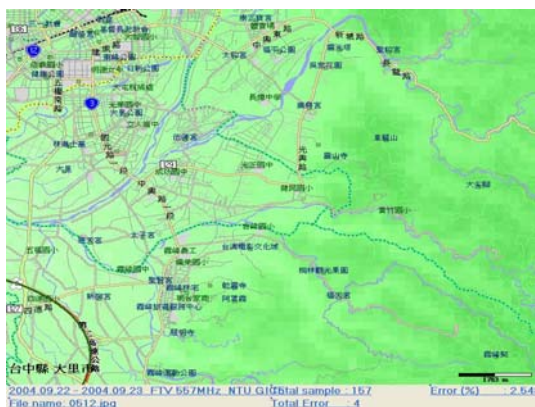
民視二高訊號品質統計結果細部分析(1/5)



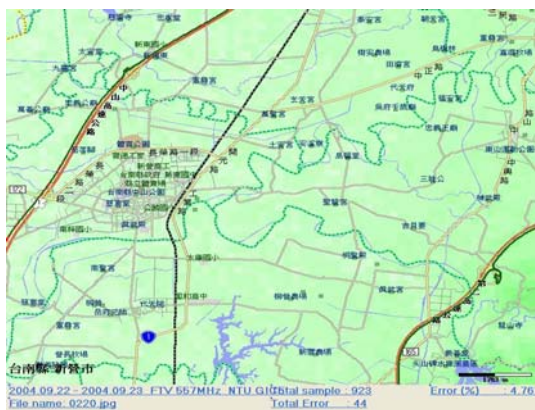
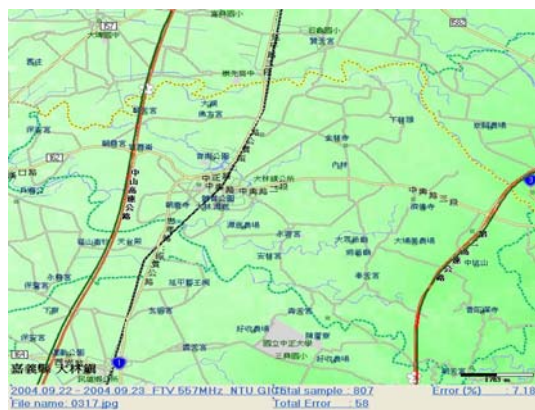
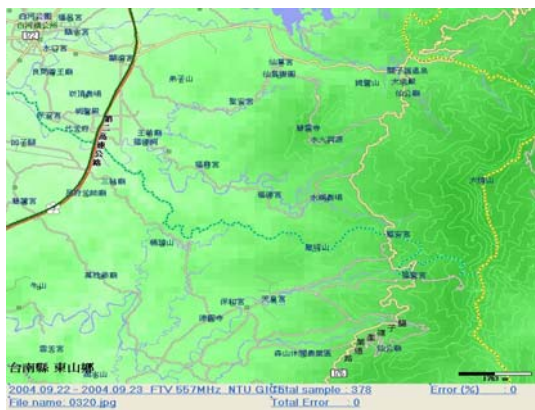
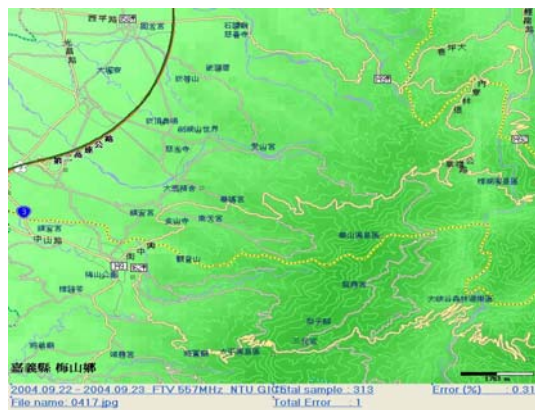
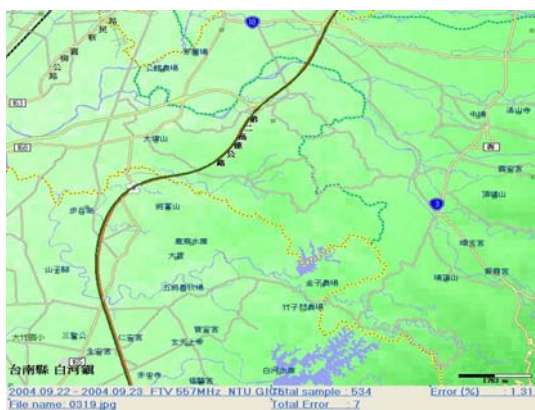
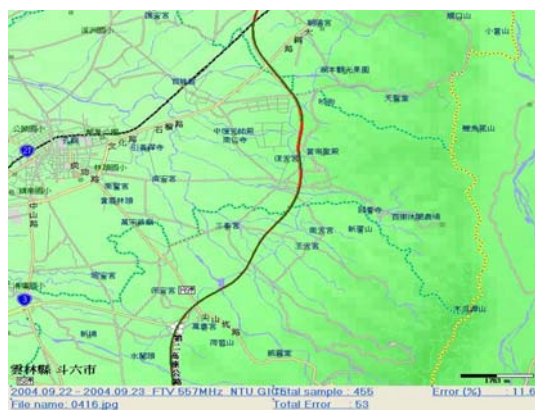
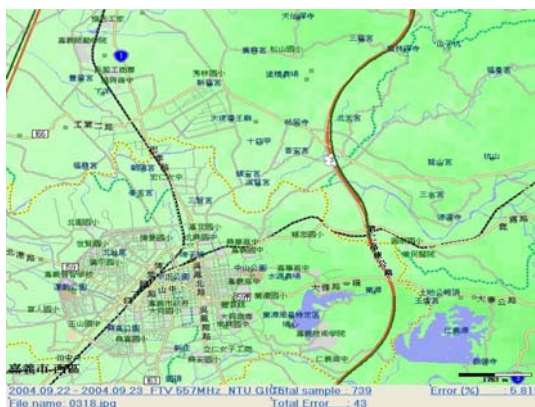
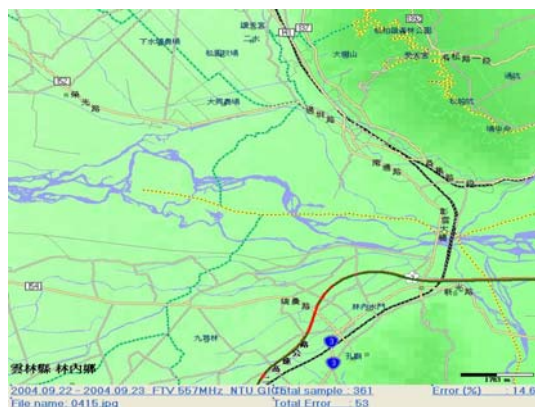
民視二高訊號品質統計結果細部分析(2/5)



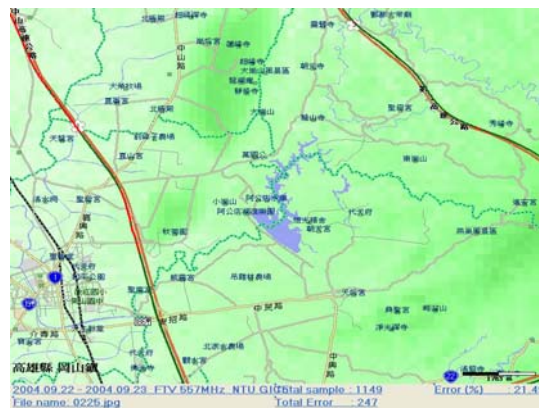
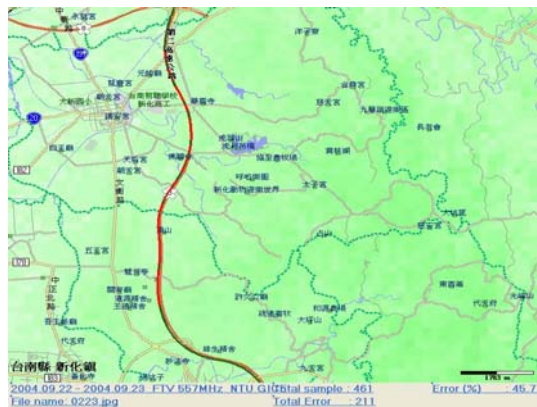
民視二高訊號品質統計結果細部分析(3/5)



民視二高訊號品質統計結果細部分析(4/5)



民視二高訊號品質統計結果細部分析(5/5)



6.3.4 定點量測結果

在期末量測的部分，我們除了行動量測接收的效能外，我們在一高及二高沿線選擇了一些定點，利用歐規數位電視信號接收機來測量該定點的通道脈衝響應(Channel Impulse Response)，透過了解通道的脈衝響應，可以分析多重路徑效應對該地區接收效能之影響，進而提供改善的方法，表 6.7 為各個無線電視台所使用的發射頻率，由於目前只有民視和台視初步完成單頻網的建置，所以使用單一的發射頻率，而公視、中視和華視仍採用複頻網，交錯的使用兩個發射頻率，表 6.8 列出了我們所選擇的定點名稱，之後為各定點的量測結果：

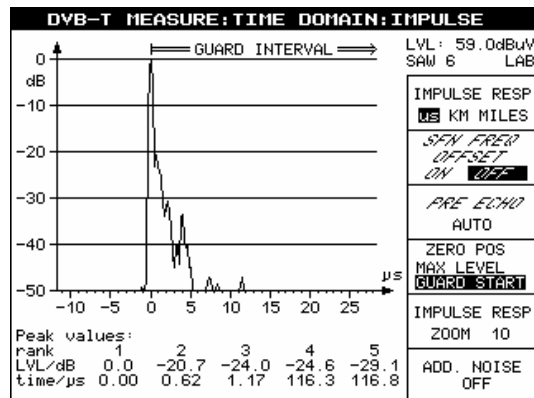
表 6.7：無線電視台之發射頻率表

中視	533 MHz，539 MHz
民視	545 MHz，551 MHz
公視	557 MHz
台視	581 MHz
華視	593 MHz，599 MHz

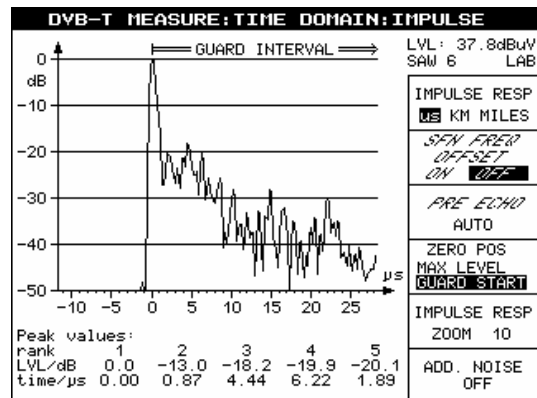
表 6.8：各量測定點名稱

1	大溪交流道	14	仁德休息區	27	草屯交流道
2	龍潭交流道	15	仁武	28	王田交流道
3	關西休息區	16	九如	29	和美交流道
4	寶山交流道	17	嶺口	30	龍井交流道
5	頭份交流道	18	關廟休息區	31	清水休息區
6	苗栗交流道	19	善化收費站	32	大甲收費站
7	泰安休息區	20	東山休息區	33	西湖休息區
8	台中交流道	21	白河收費站	34	後龍收費站
9	彰化交流道	22	竹崎交流道	35	香山交流道
10	北斗交流道	23	古坑收費站	36	竹北交流道
11	斗南交流道	24	竹山交流道	37	楊梅收費站
12	嘉義交流道	25	名間交流道	38	平鎮
13	新營休息區	26	南投交流道	39	樹林收費站

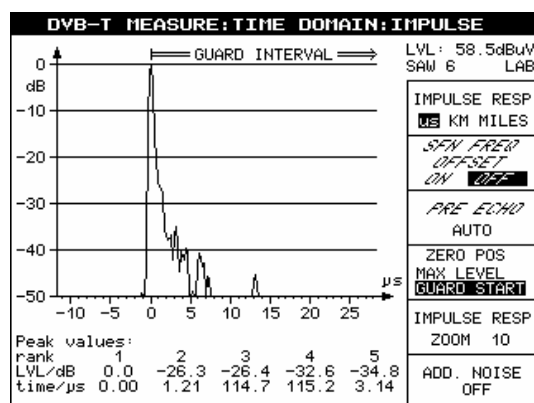
大溪交流道



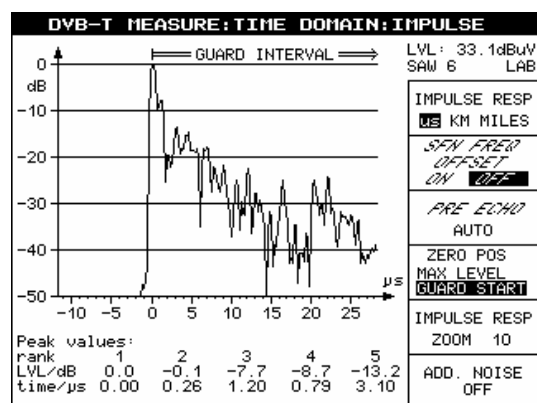
CTS 華視



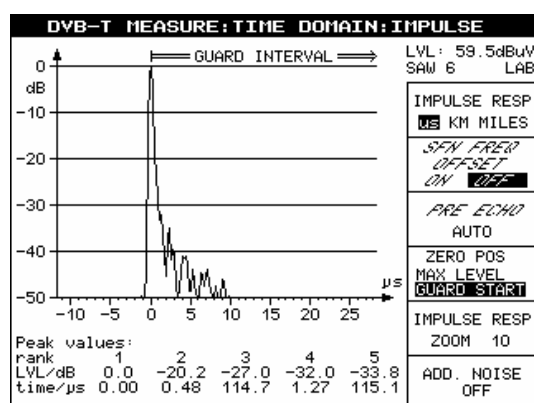
CTV 中視



FTV 民視

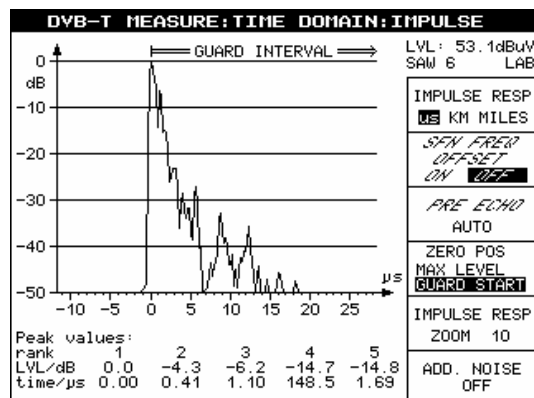


PTS 公視

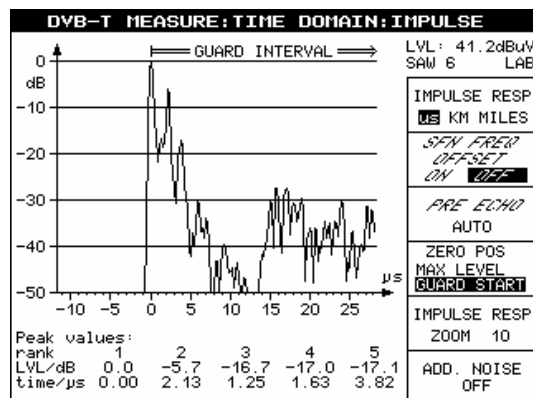


TTV 台視

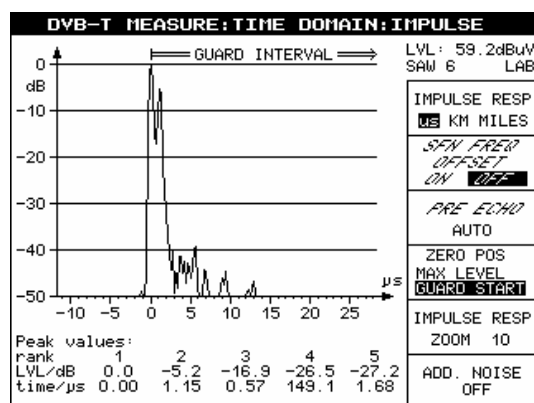
龍潭交流道



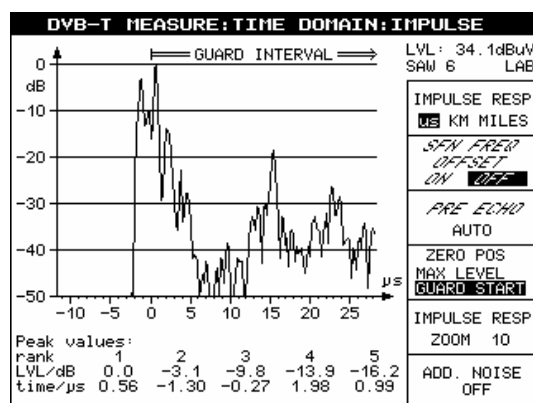
CTS 華視



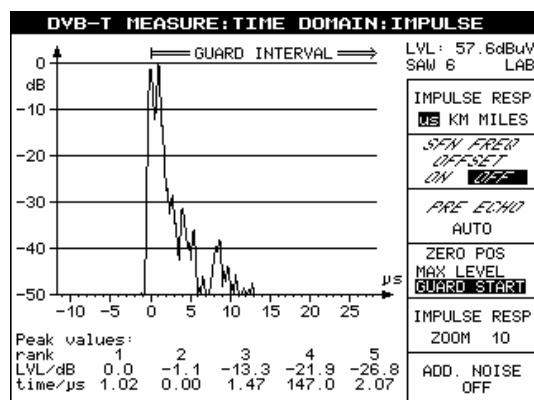
CTV 中視



FTV 民視

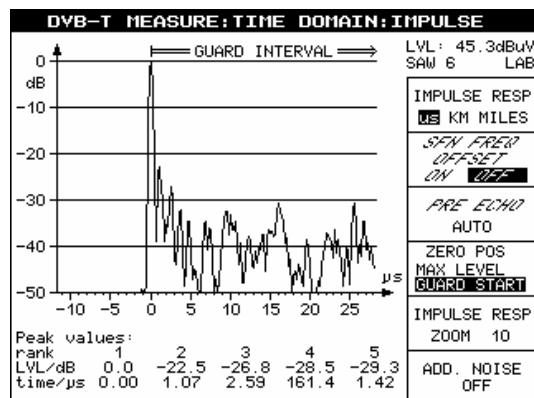


PTS 公視

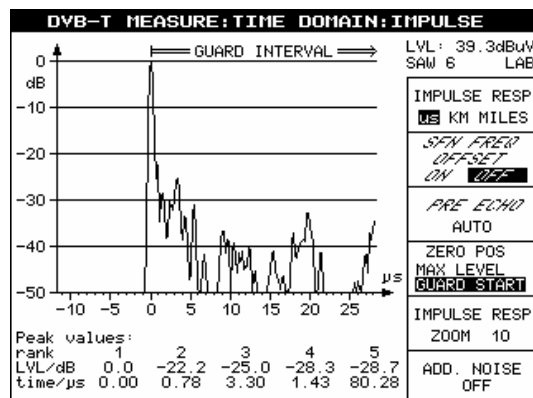


TTV 台視

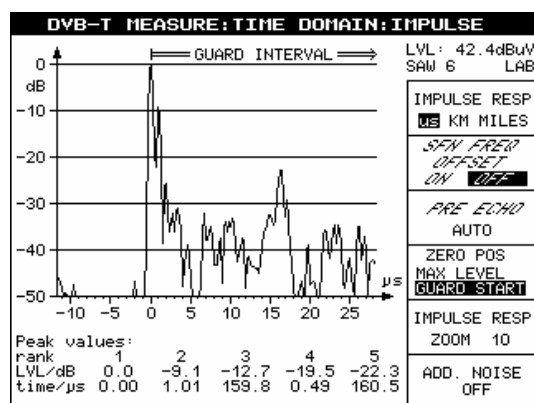
關西休息區



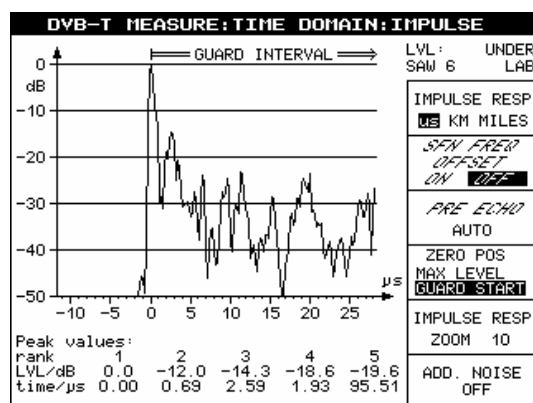
CTS 華視



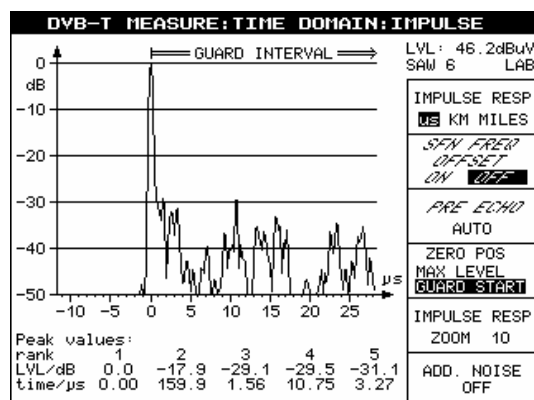
CTV 中視



FTV 民視

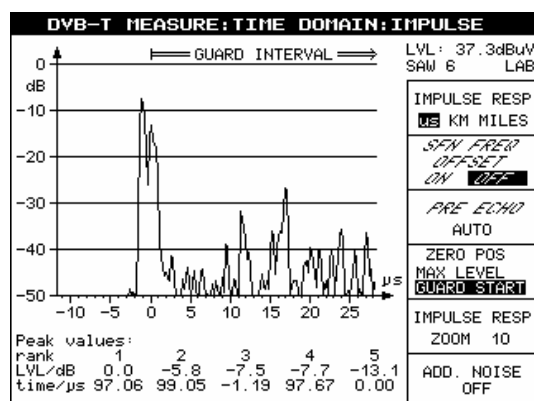


PTS 公視

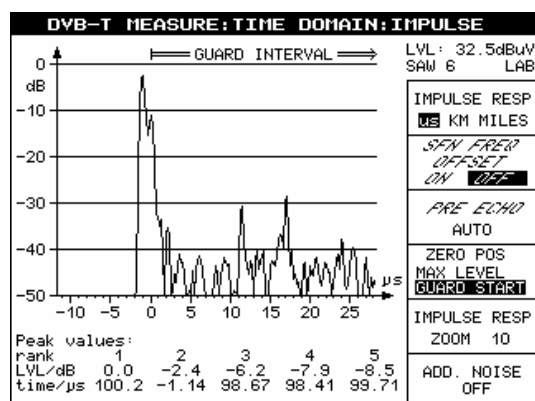


TTV 台視

寶山交流道

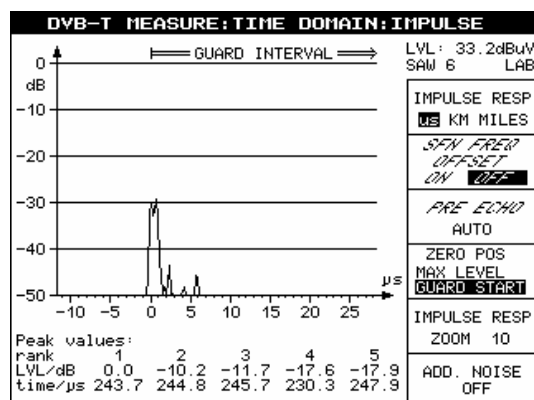


FTV 民視

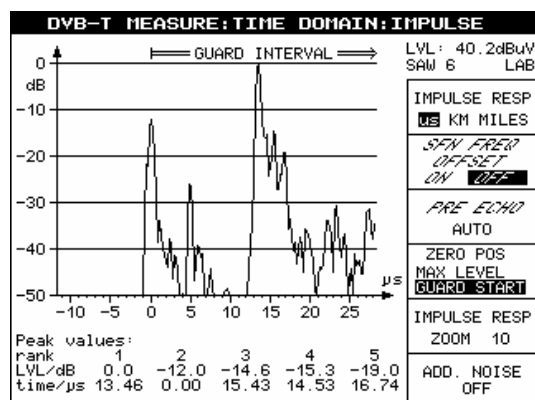


TTV 台視

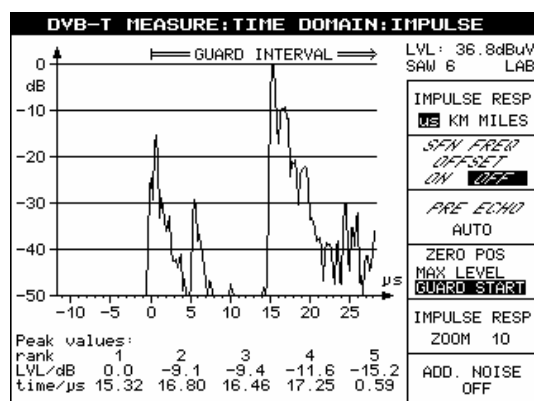
頭份交流道



CTS 華視

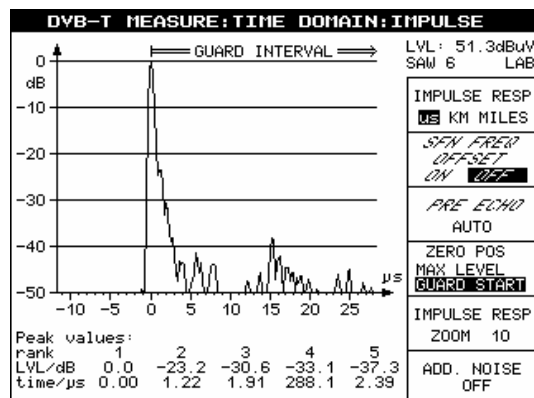


FTV 民視

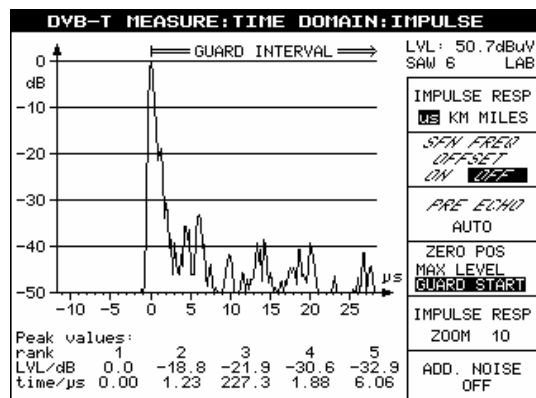


TTV 台視

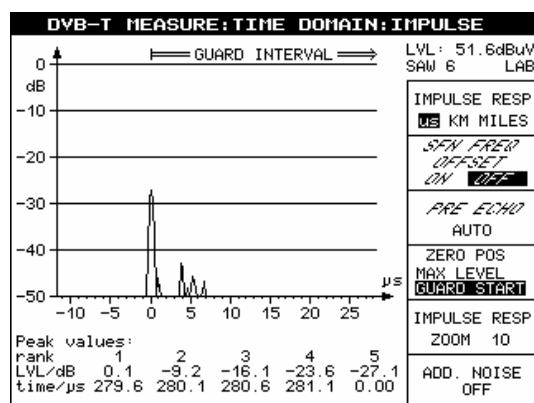
苗栗交流道



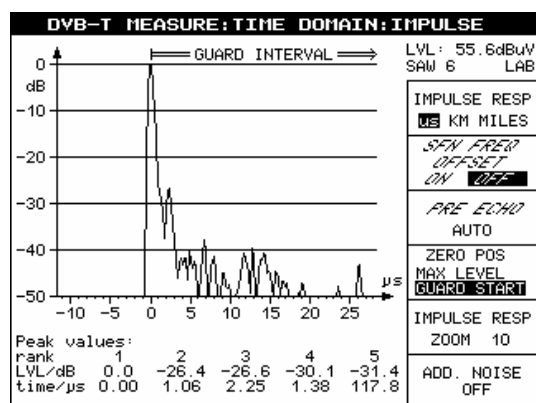
CTS 華視



CTV 中視

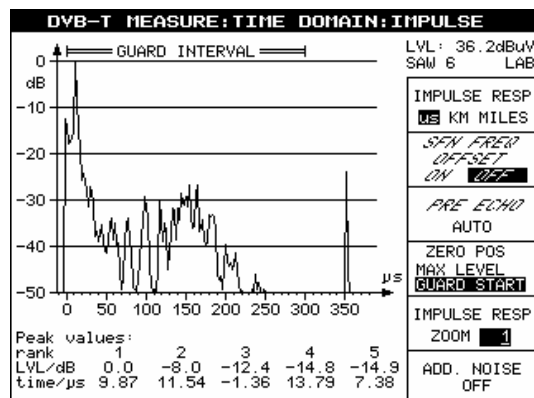


FTV 民視

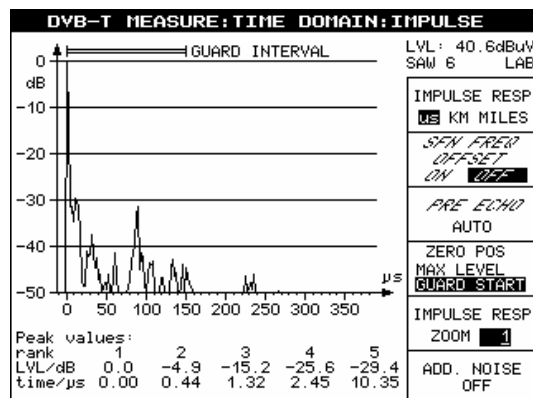


TTV 台視

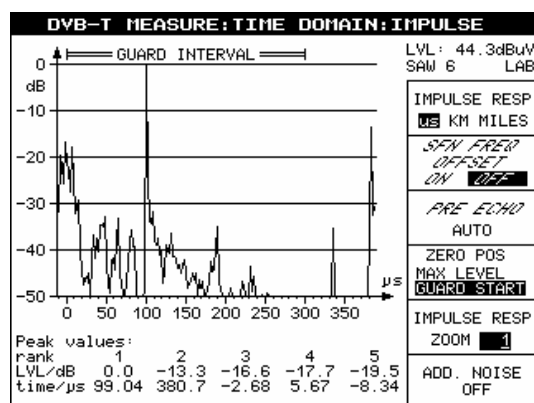
泰安休息區



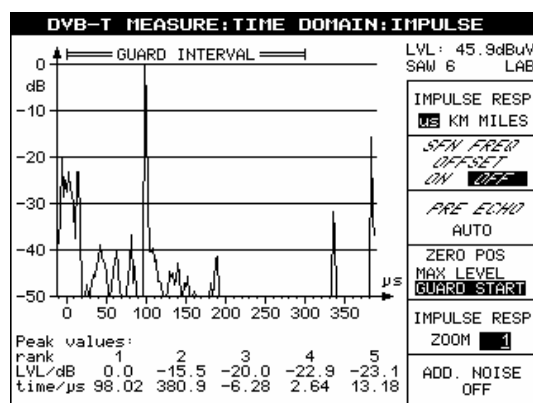
CTS 華視



CTV 中視

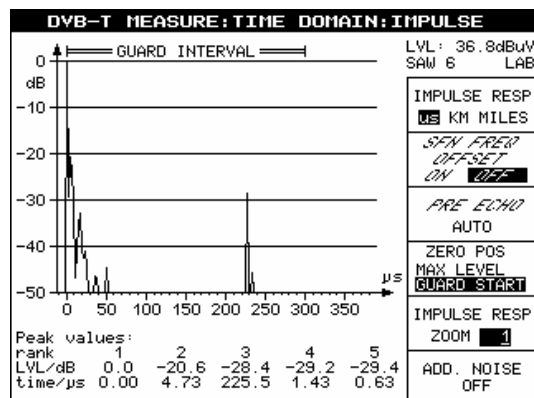


FTV 民視

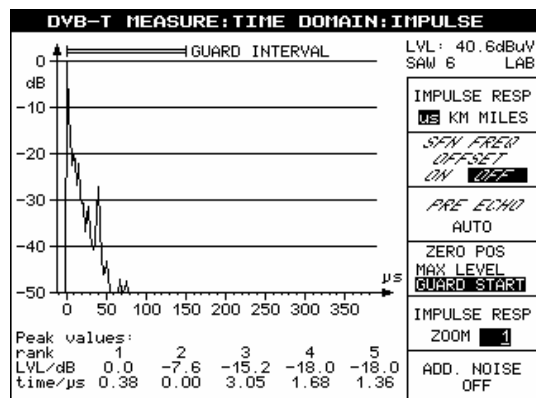


TTV 台視

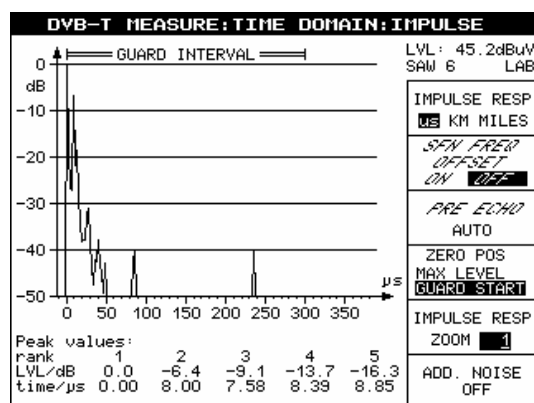
台中交流道



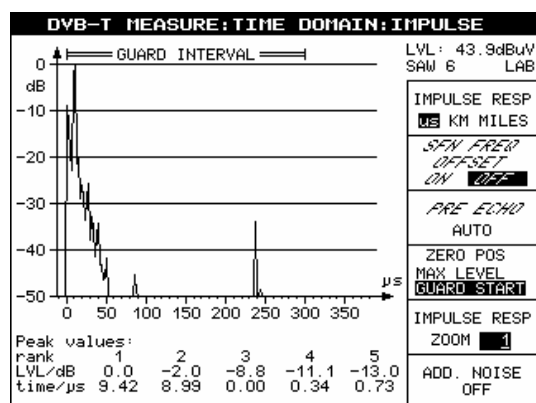
CTS 華視



CTV 中視

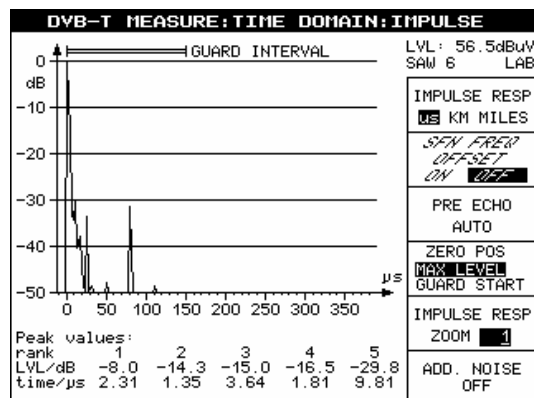


FTV 民視

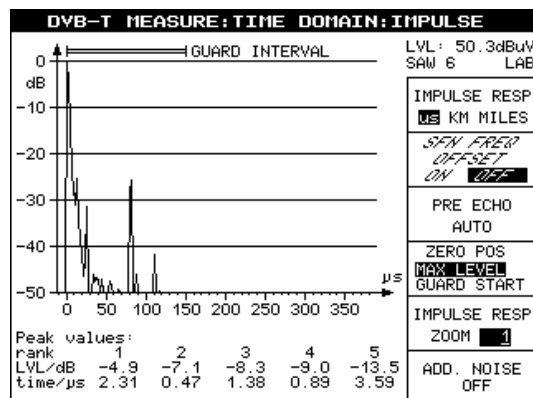


TTV 台視

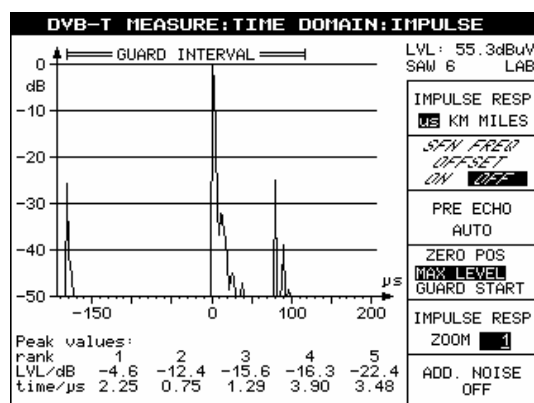
彰化交流道



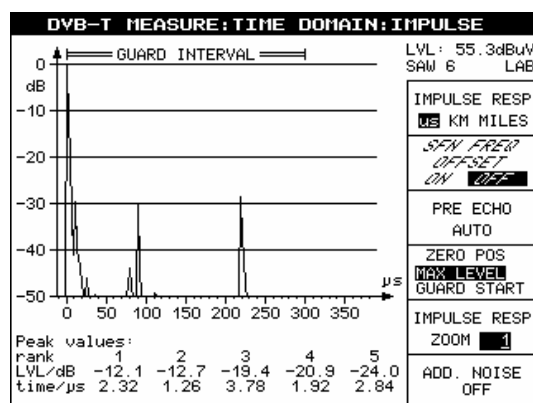
CTS 華視



CTV 中視

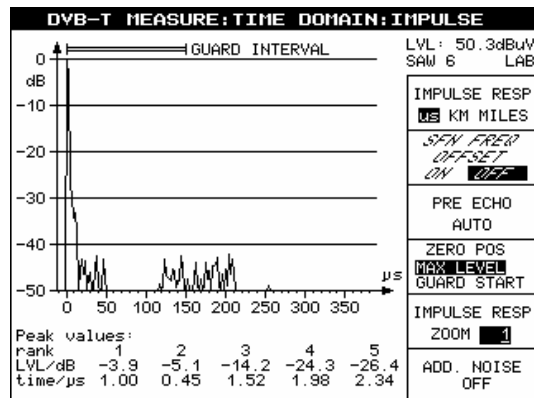


FTV 民視

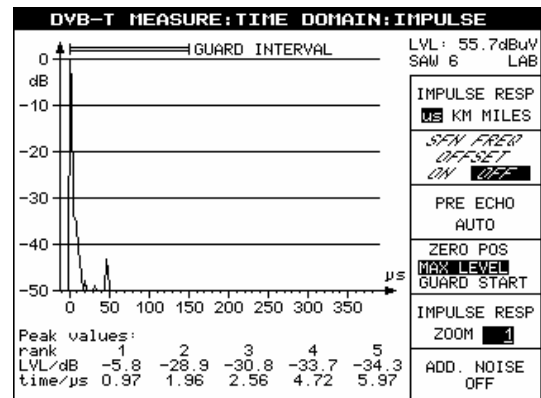


TTV 台視

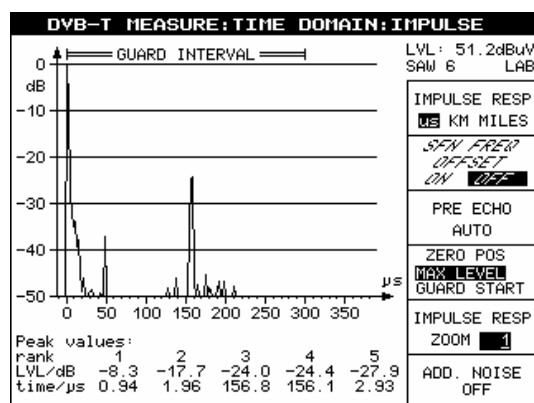
北斗交流道



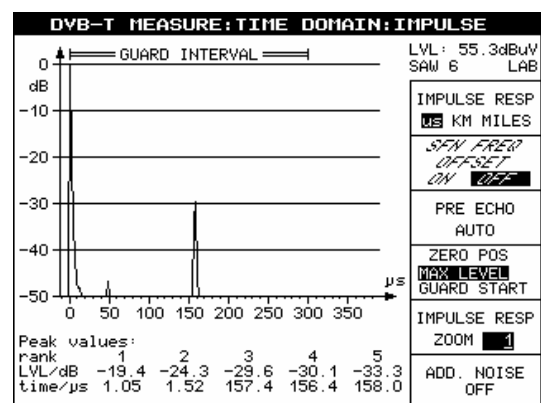
CTS 華視



CTV 中視

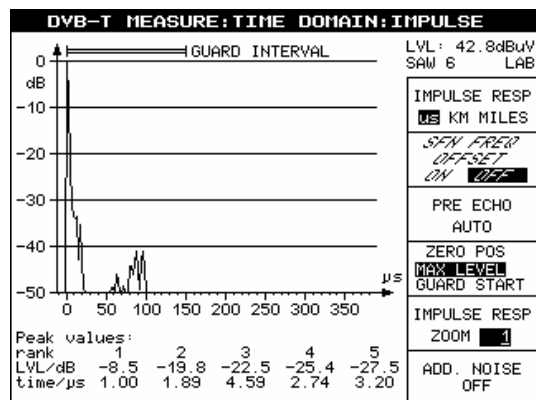


FTV 民視

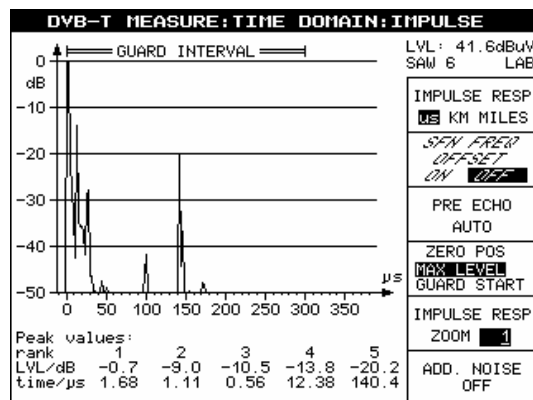


TTV 台視

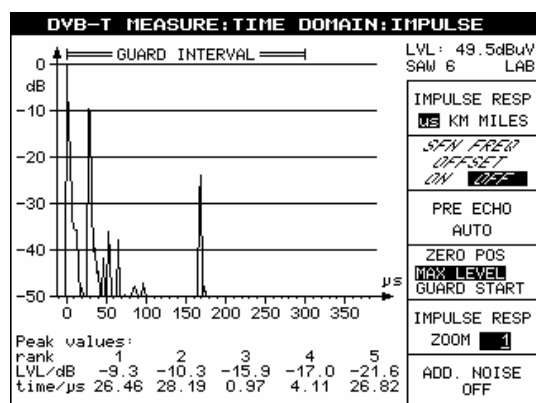
斗南交流道



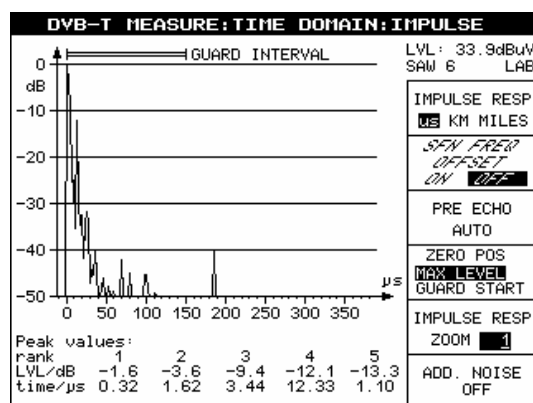
CTS 華視



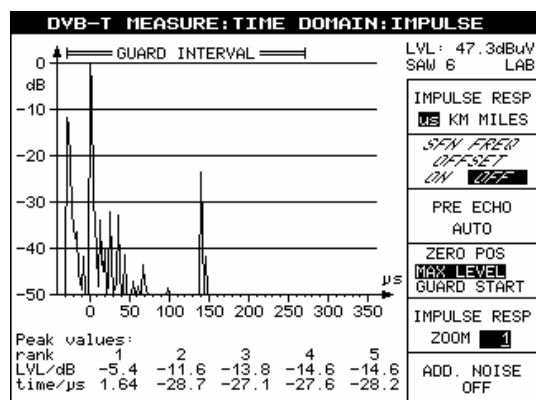
CTV 中視



FTV 民視

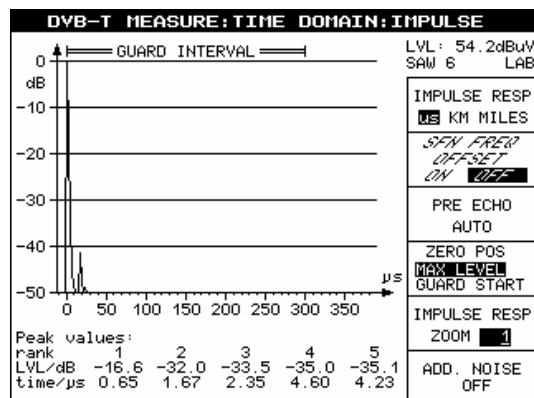


PTS 公視

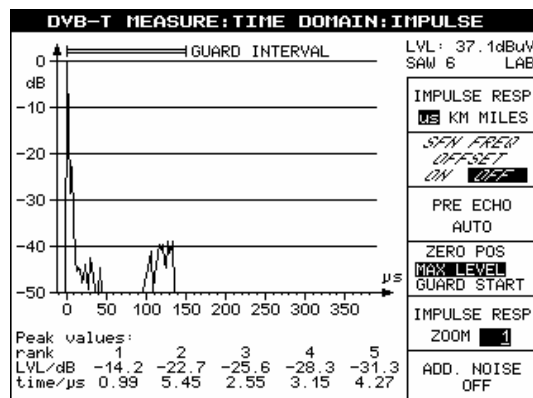


TTV 台視

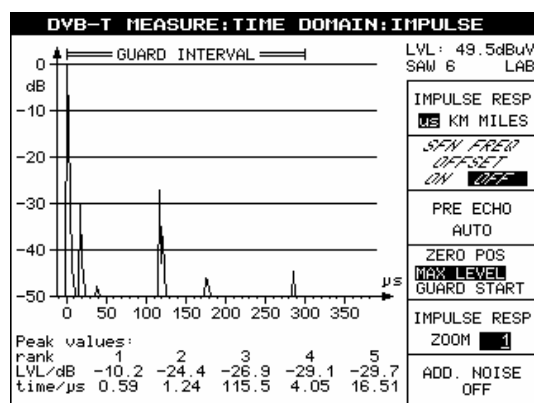
嘉義交流道



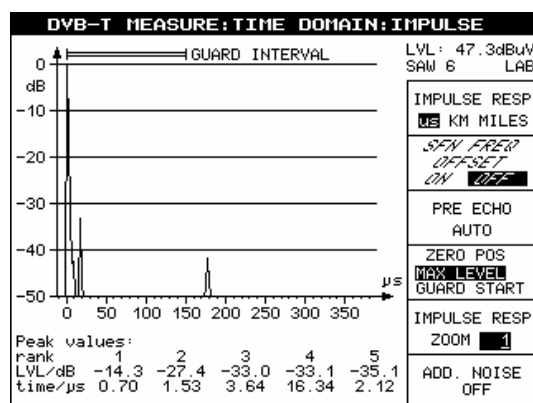
CTS 華視



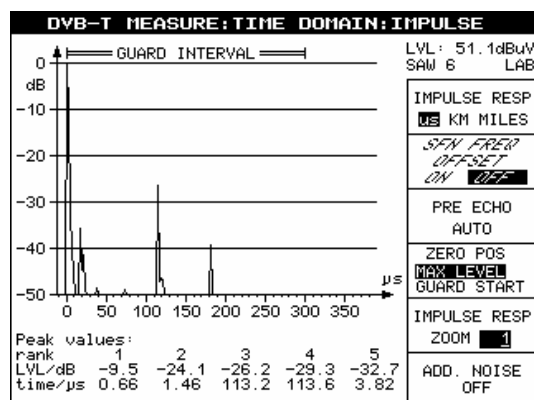
CTV 中視



FTV 民視

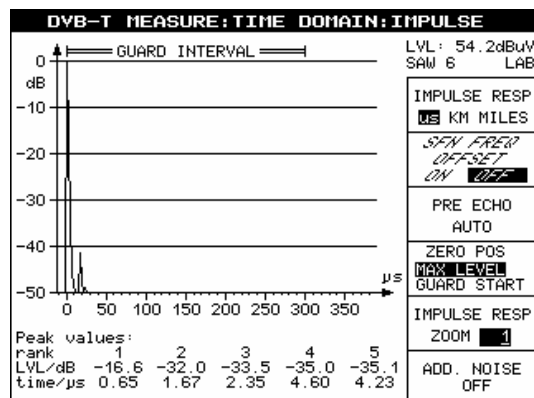


PTS 公視

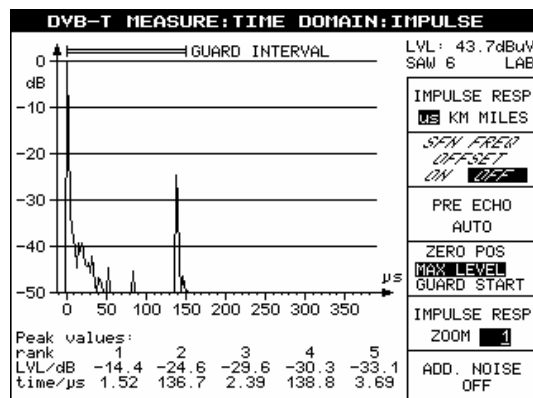


TTV 台視

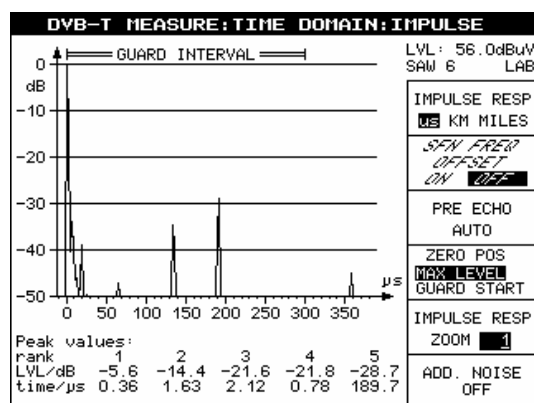
新營休息區



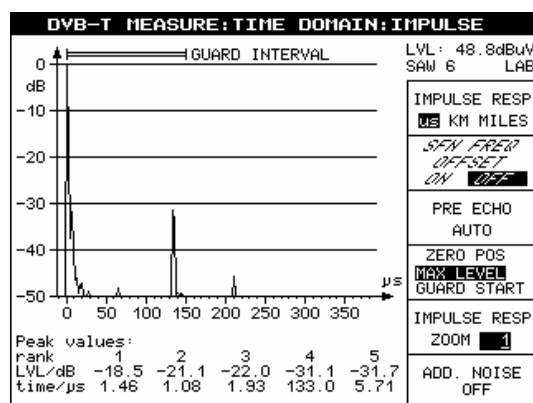
CTS 華視



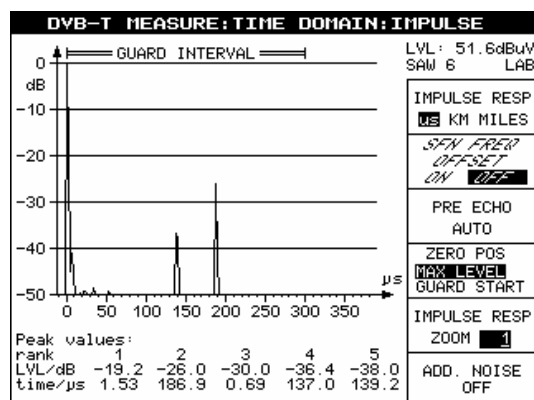
CTV 中視



FTV 民視

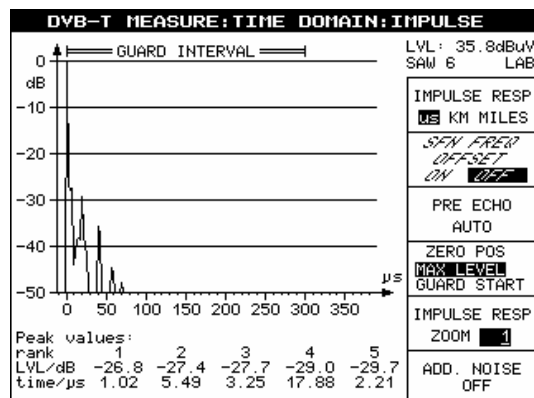


PTS 公視

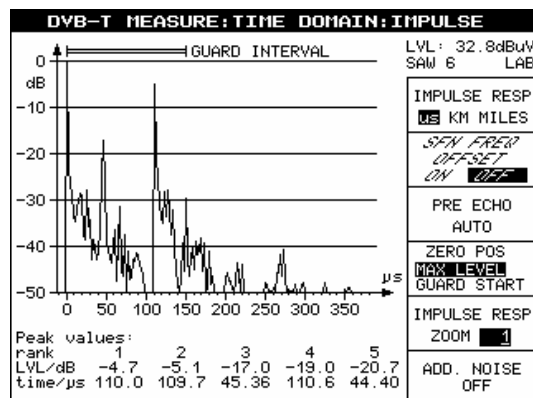


TTV 台視

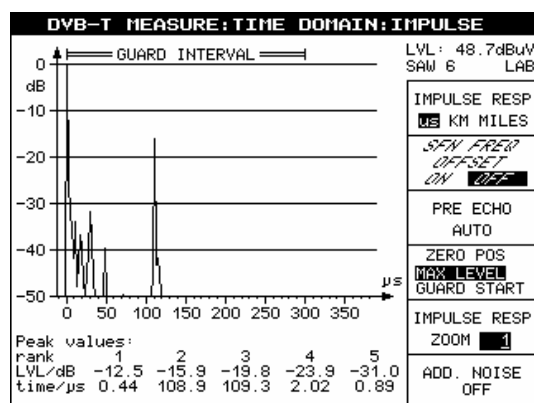
仁德休息區



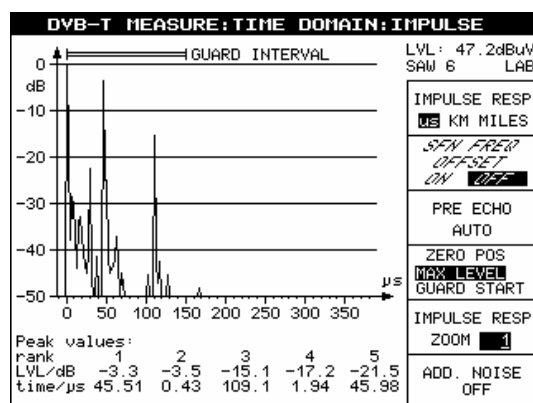
CTS 華視



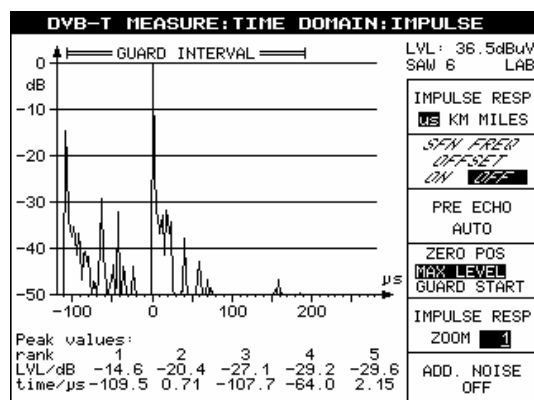
CTV 中視



FTV 民視

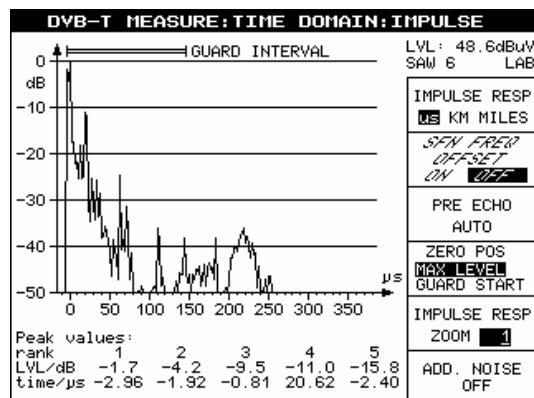


PTS 公視

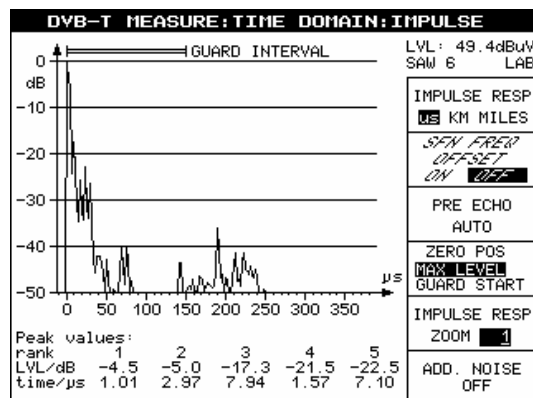


TTV 台視

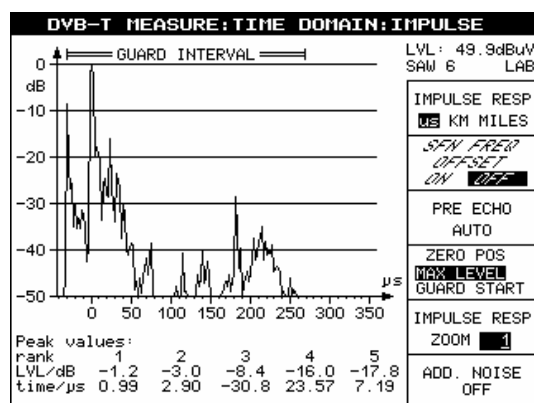
仁武



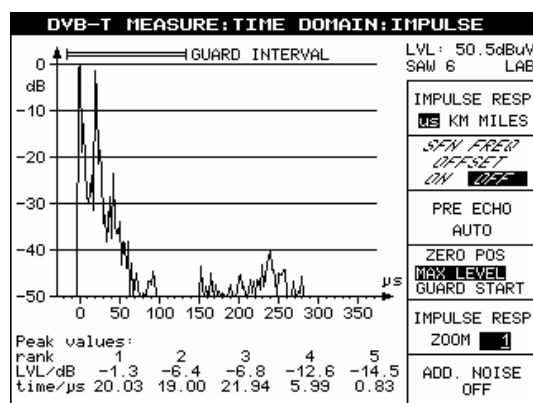
CTS 華視



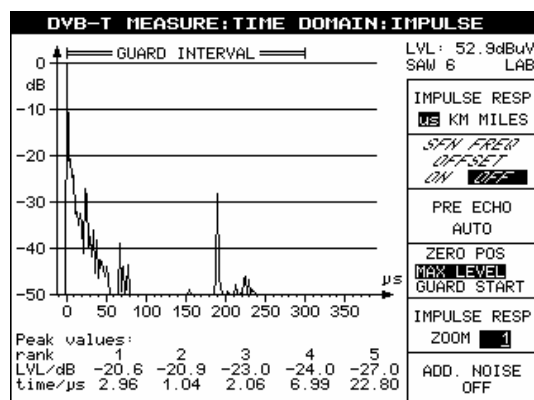
CTV 中視



FTV 民視

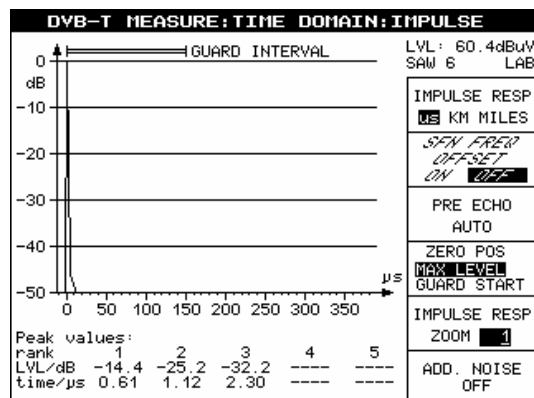


PTS 公視

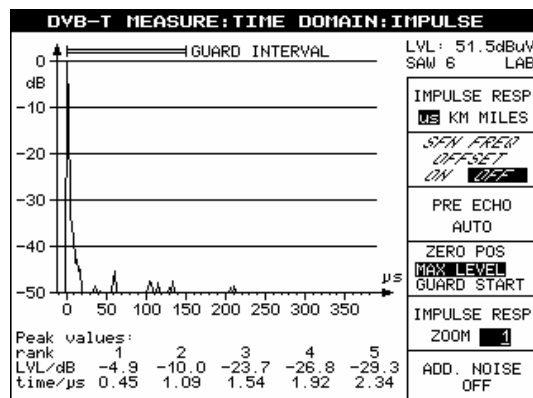


TTV 台視

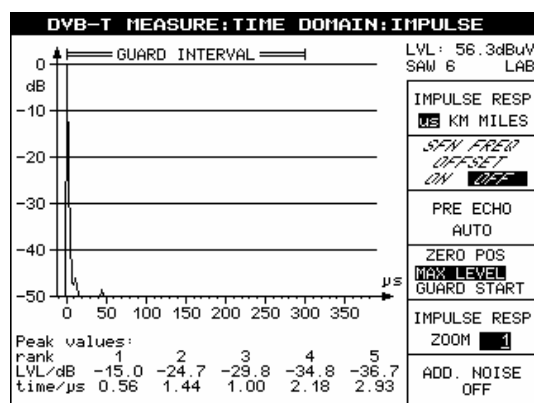
九如



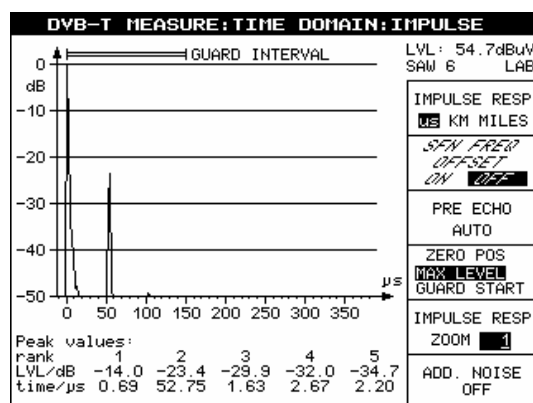
CTS 華視



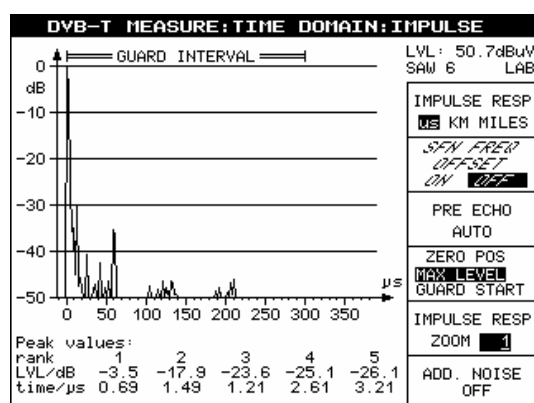
CTV 中視



FTV 民視

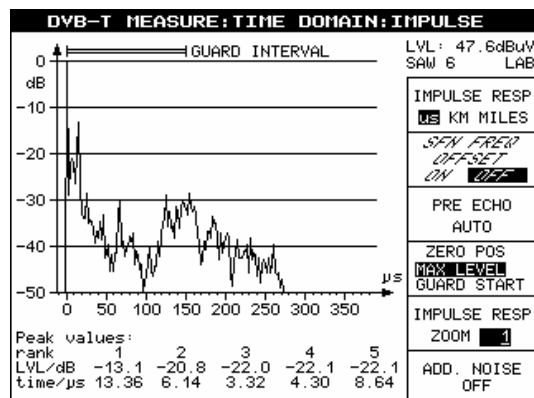


PTS 公視

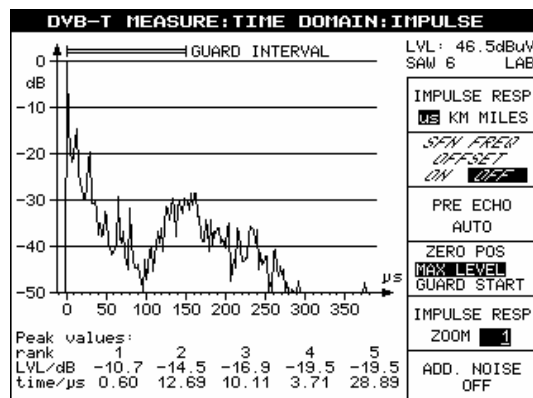


TTV 台視

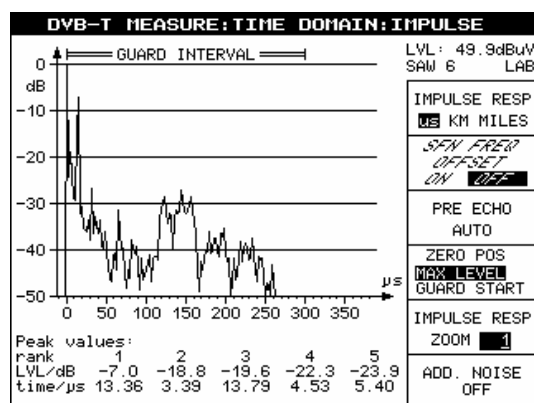
嶺口



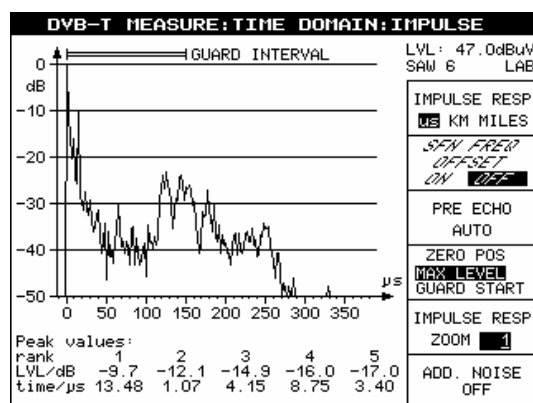
CTS 華視



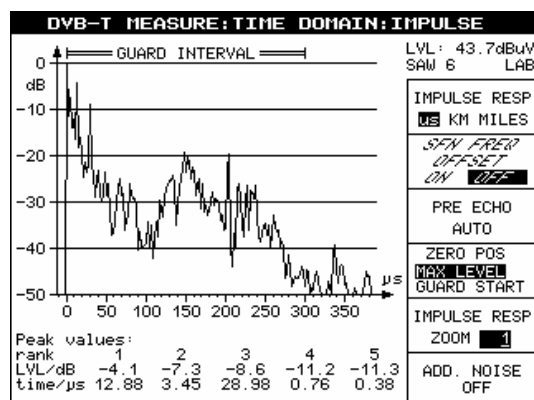
CTV 中視



FTV 民視

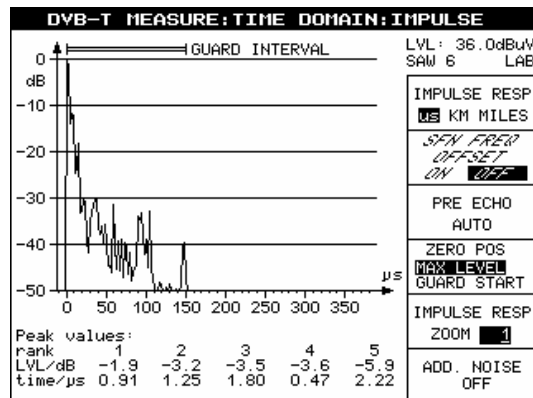


PTS 公視

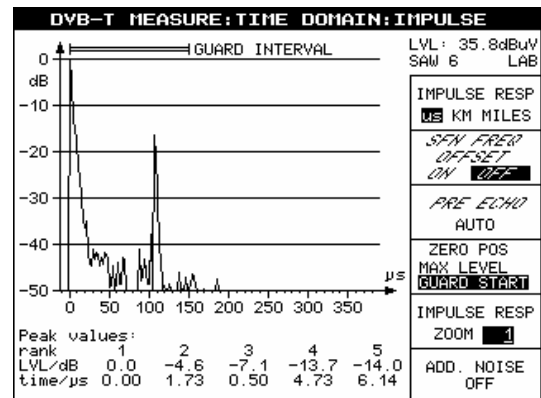


TTV 台視

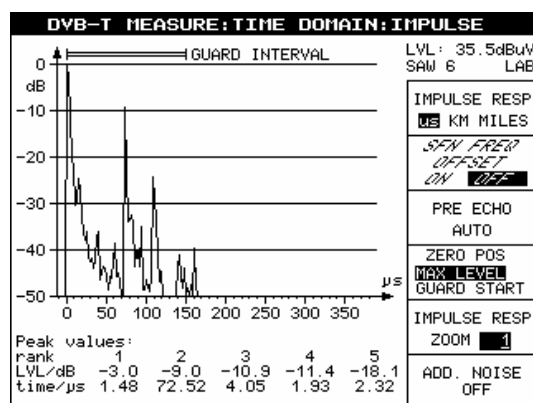
關廟休息區



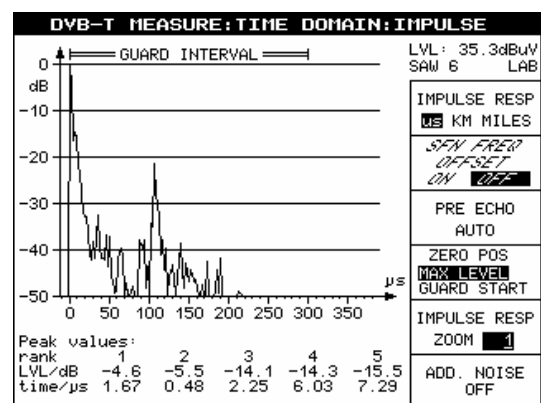
CTS 華視



CTV 中視

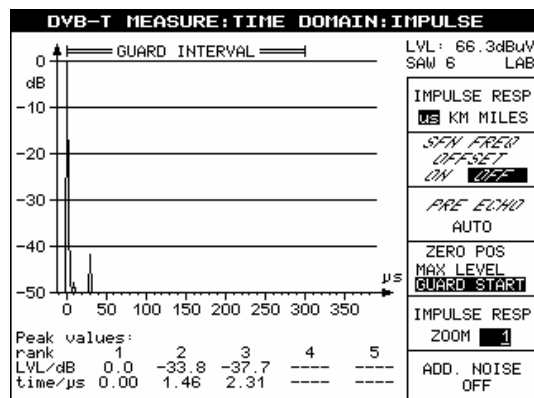


PTS 公視

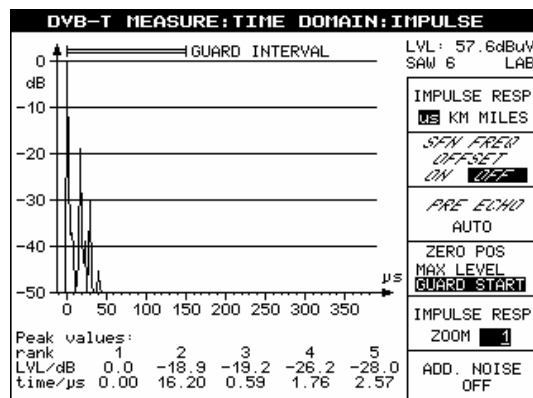


TTV 台視

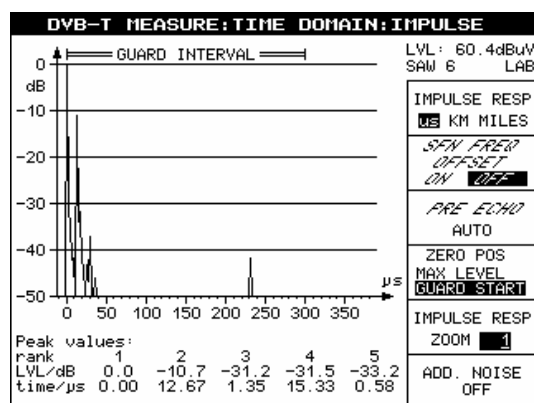
善化收費站



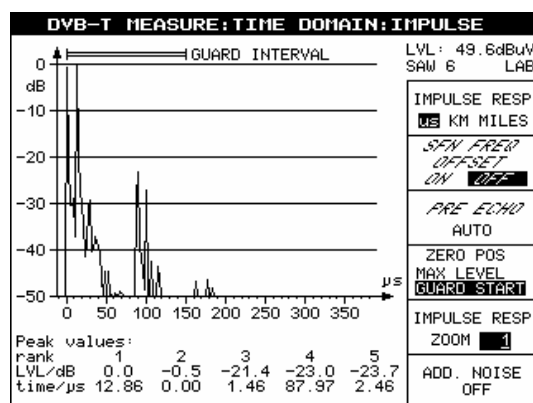
CTS 華視



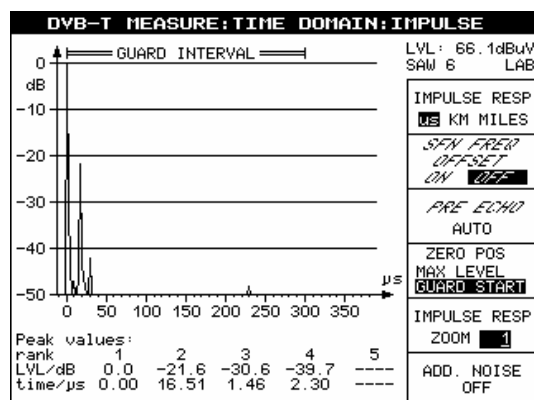
CTV 中視



FTV 民視

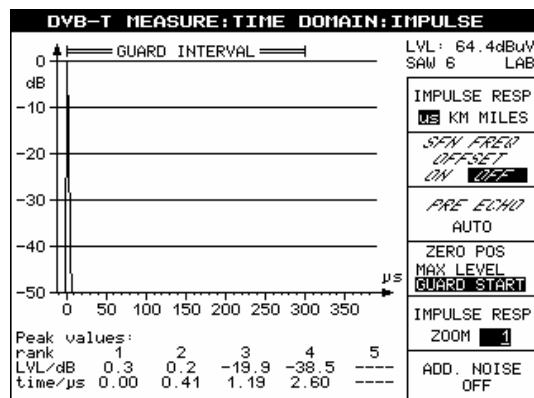


PTS 公視

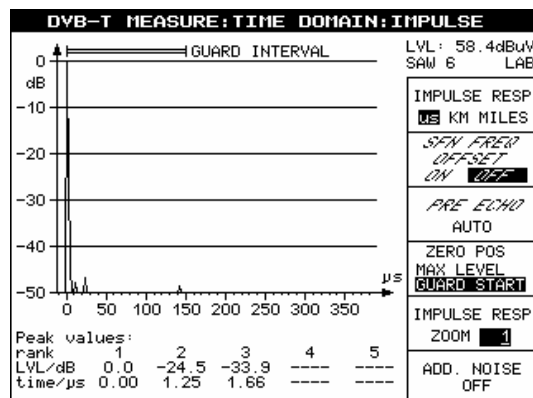


TTV 台視

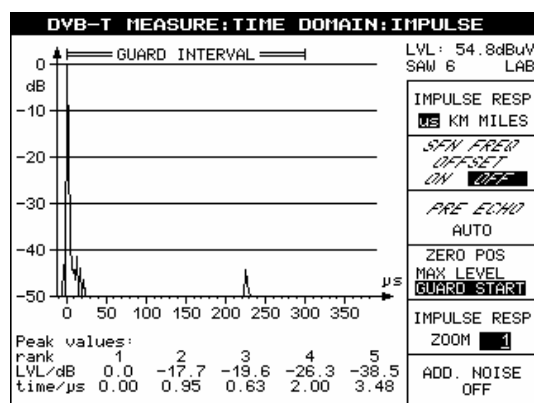
東山休息區



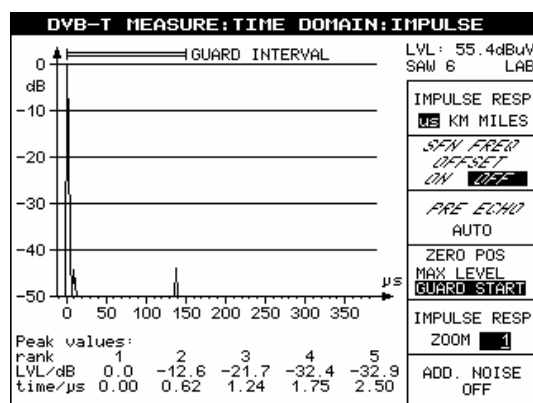
CTS 華視



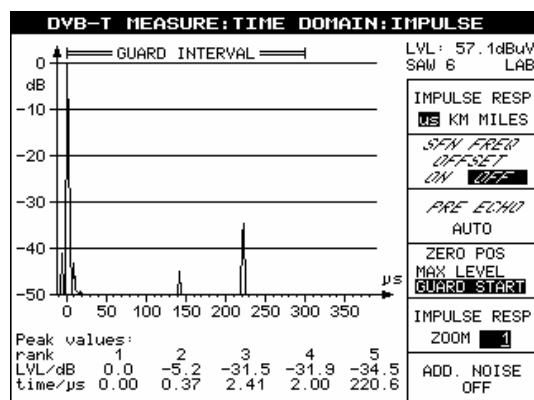
CTV 中視



FTV 民視

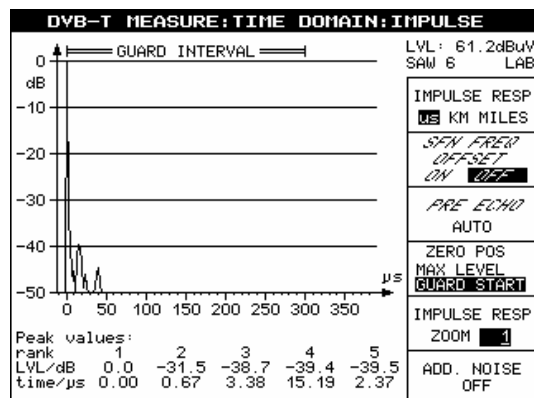


PTS 公視

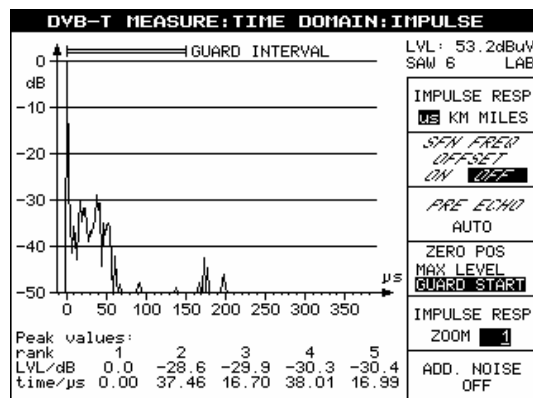


TTV 台視

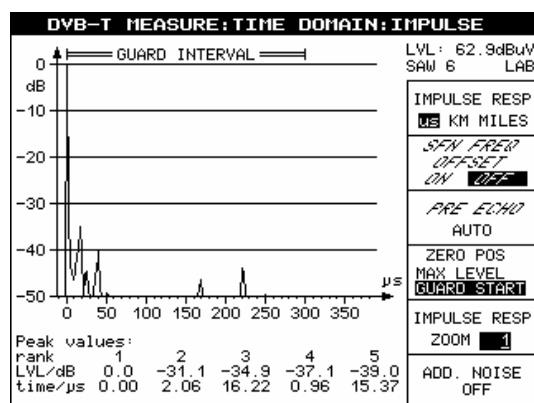
白河收費站



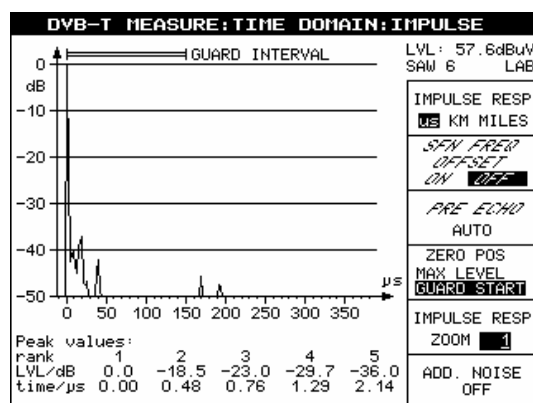
CTS 華視



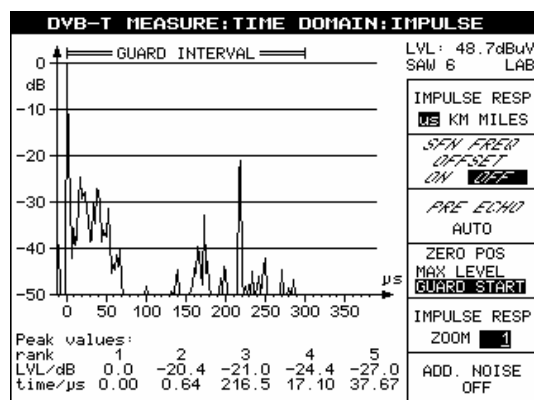
CTV 中視



FTV 民視

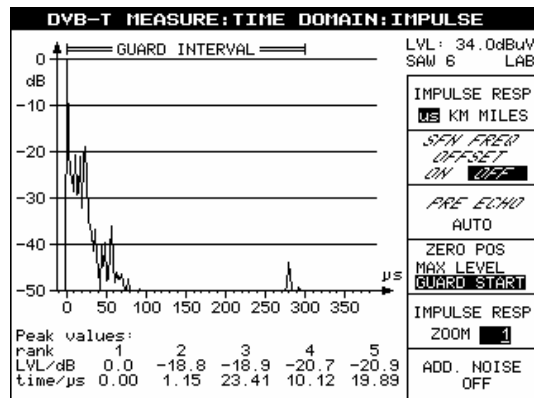


PTS 公視

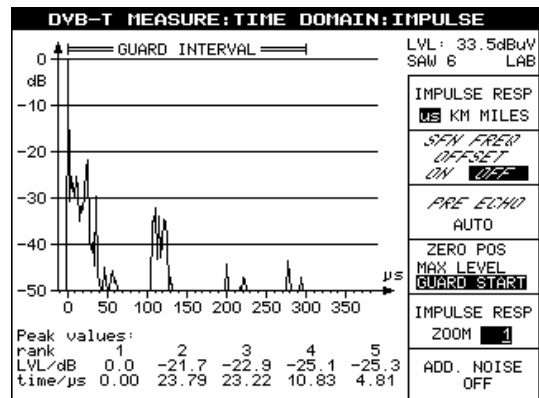


TTV 台視

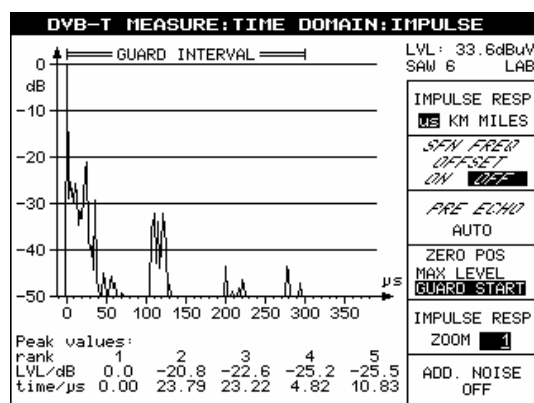
竹崎交流道



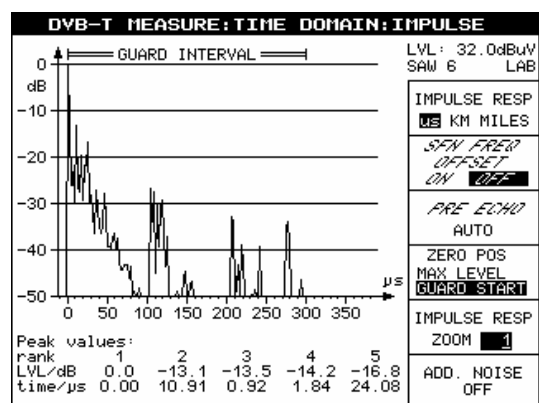
CTS 華視



FTV 民視

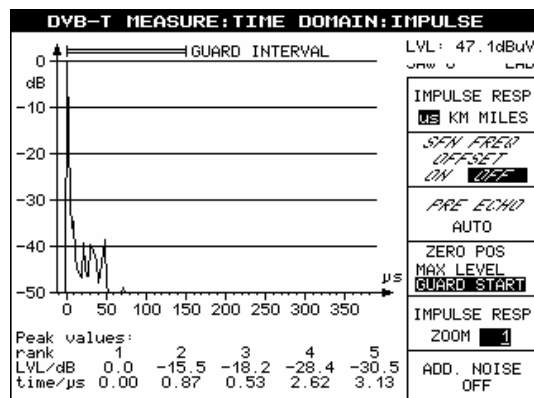


PTS 公視

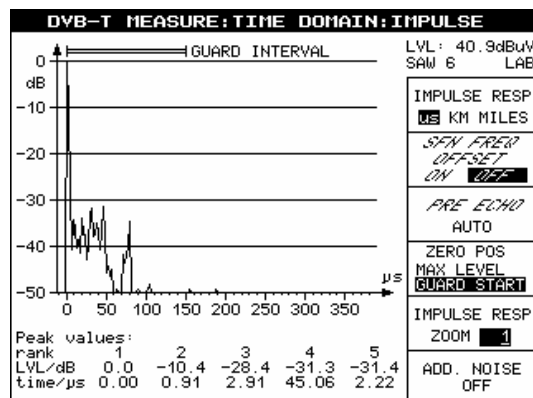


TTV 台視

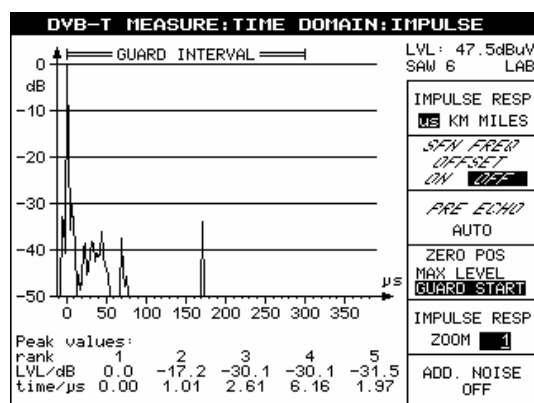
古坑收費站



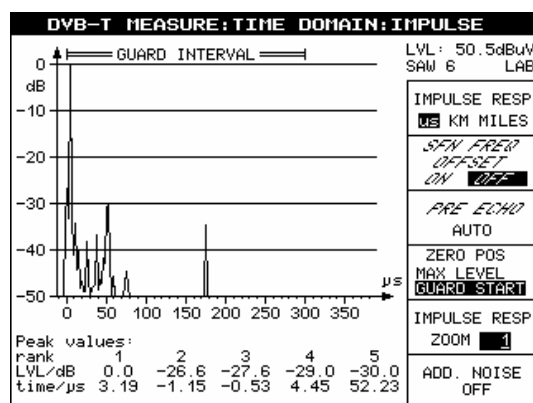
CTS 華視



CTV 中視

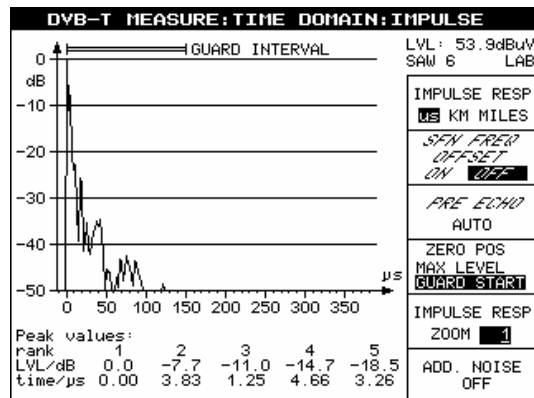


FTV 民視

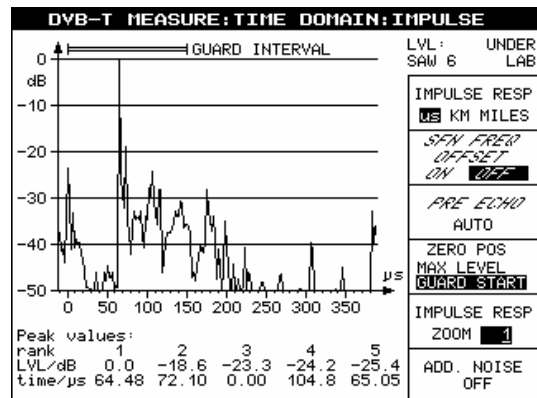


TTV 台視

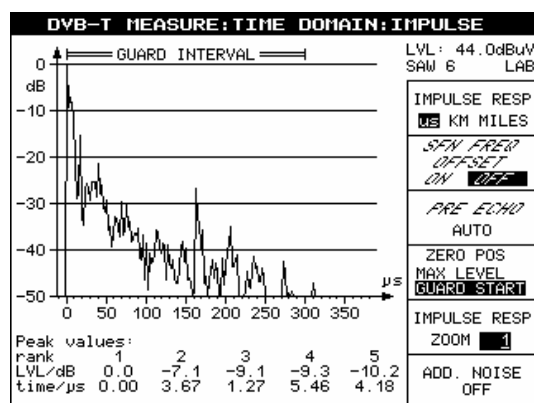
竹山交流道



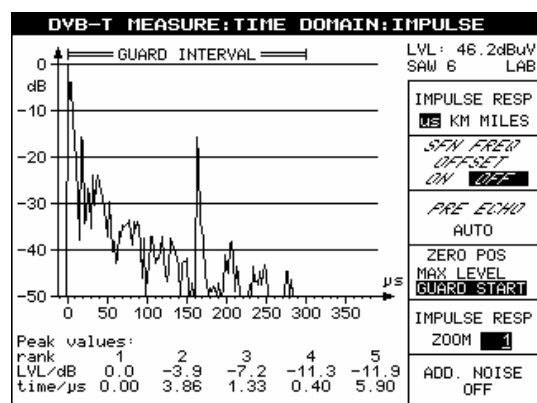
CTS 華視



CTV 中視

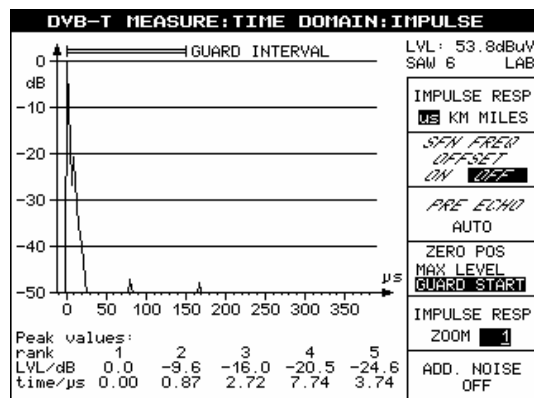


FTV 民視

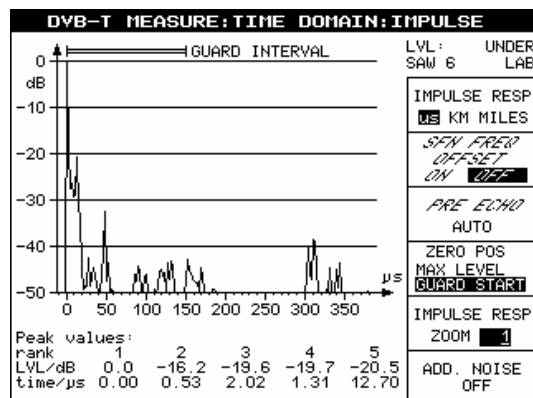


TTV 台視

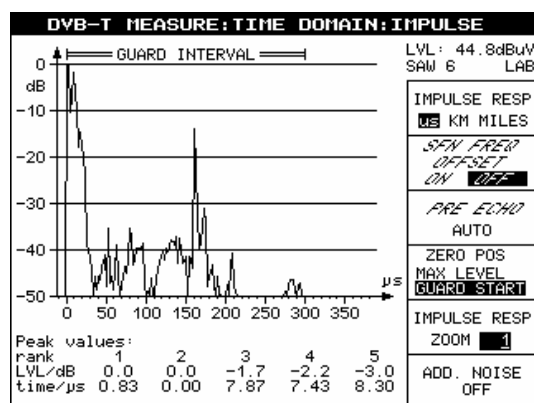
名間交流道



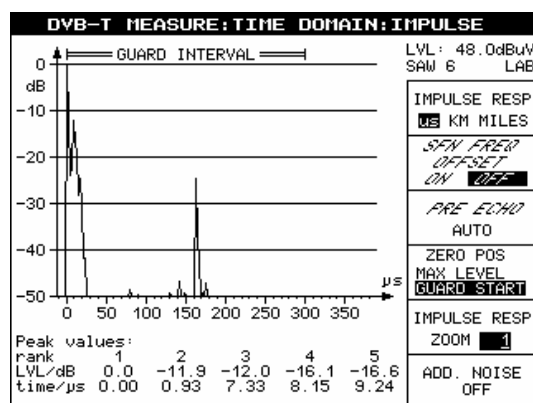
CTS 華視



CTV 中視

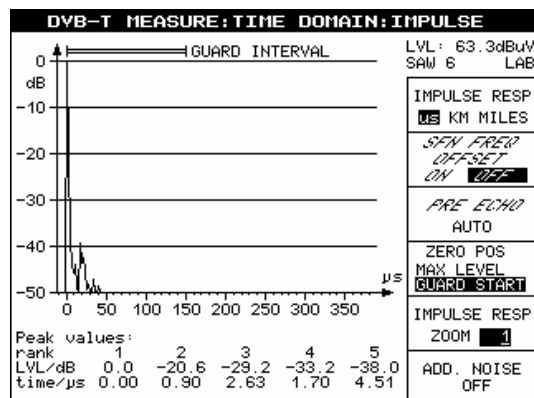


FTV 民視

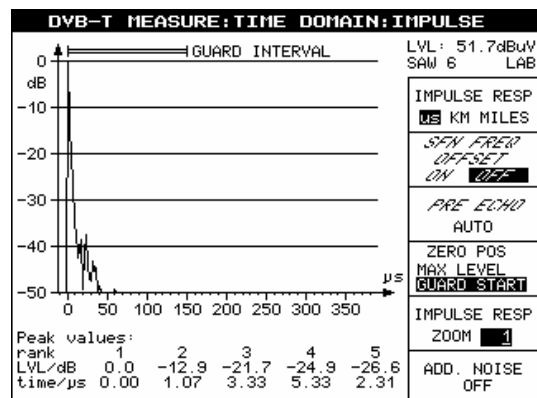


TTV 台視

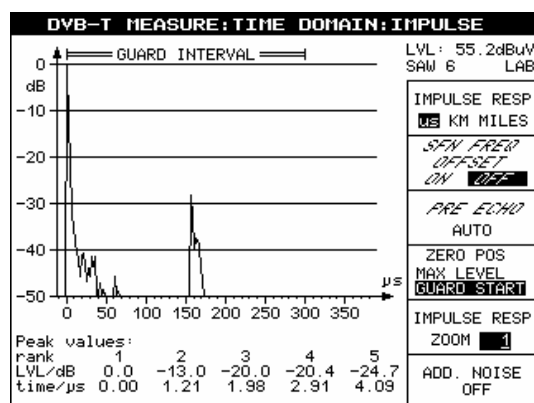
南投交流道



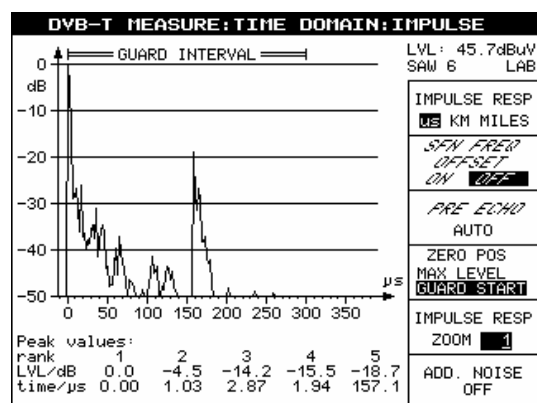
CTS 華視



CTV 中視

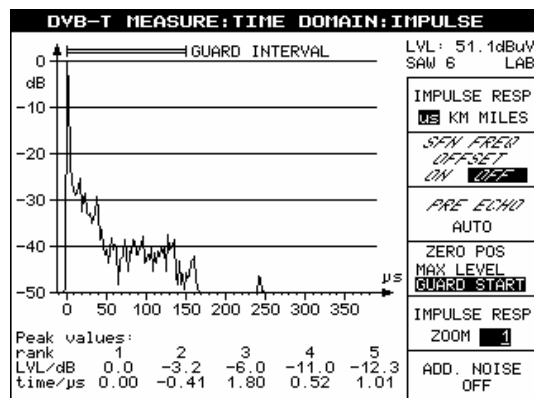


FTV 民視

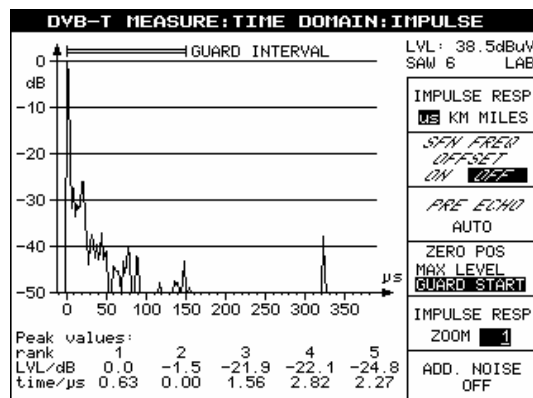


TTV 台視

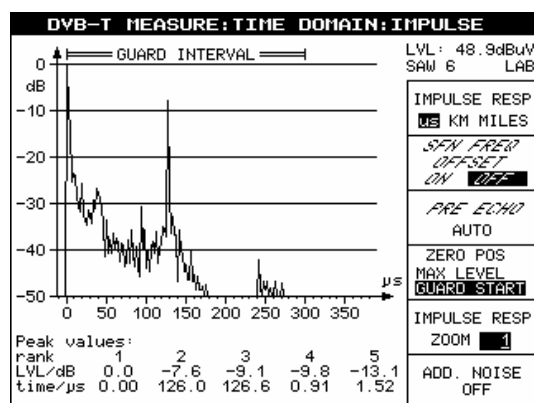
草屯交流道



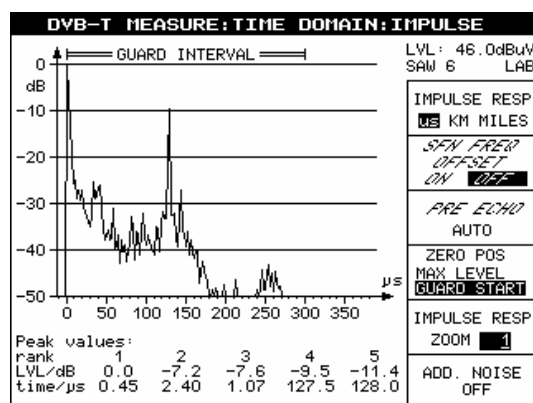
CTS 華視



CTV 中視

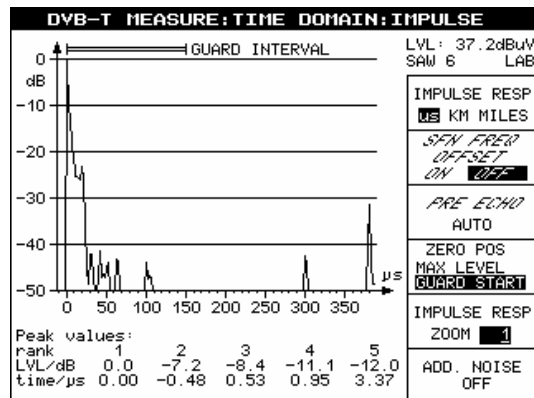


FTV 民視

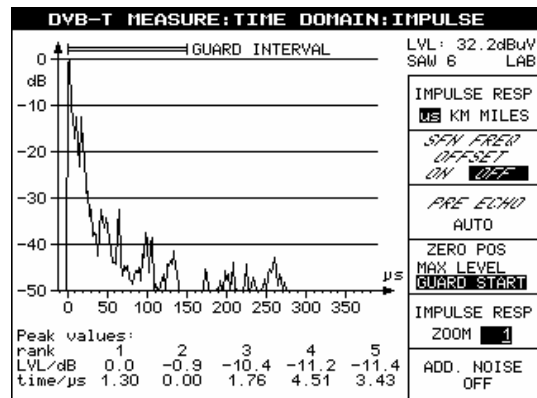


TTV 台視

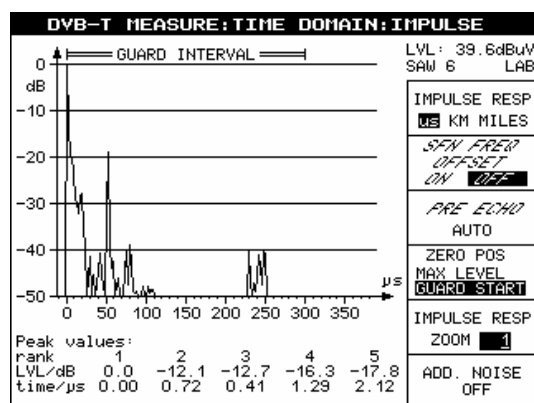
王田交流道



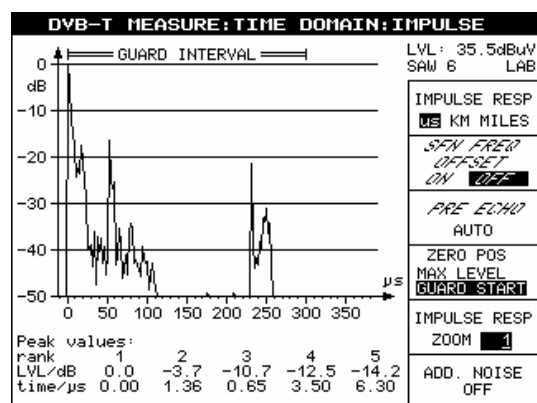
CTS 華視



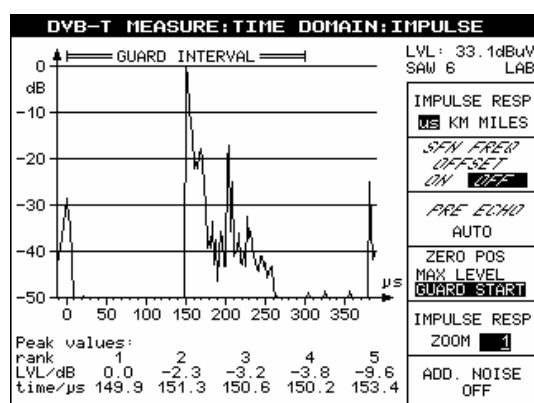
CTV 中視



FTV 民視

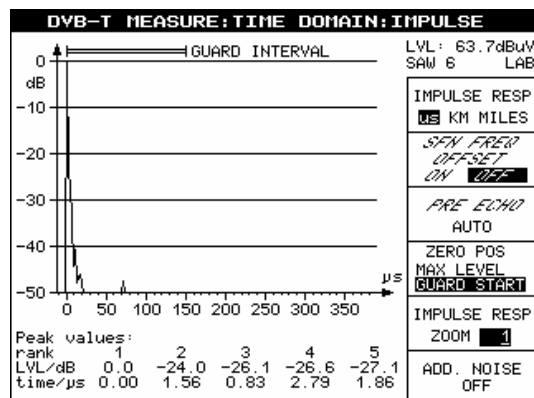


TTV 台視

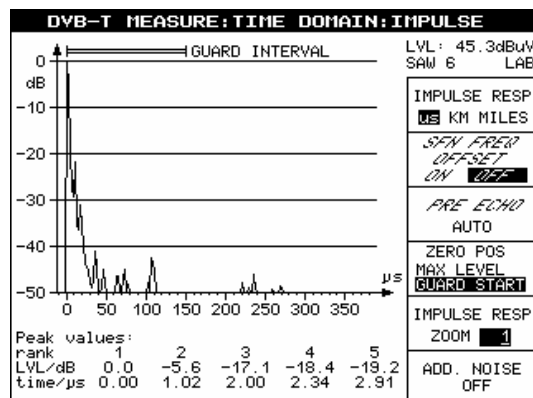


TTV 台視 (Pre-echo)

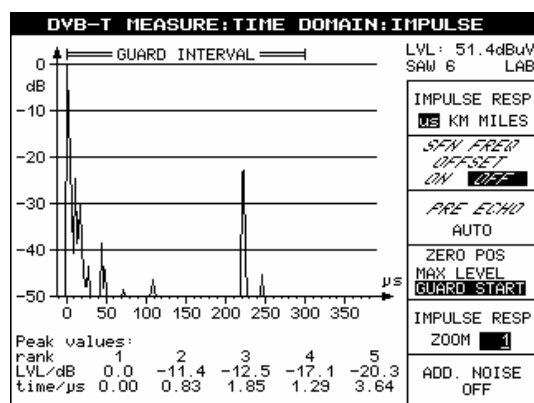
和美交流道



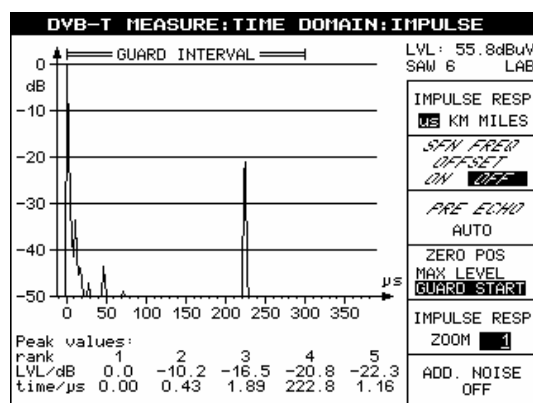
CTS 華視



CTV 中視

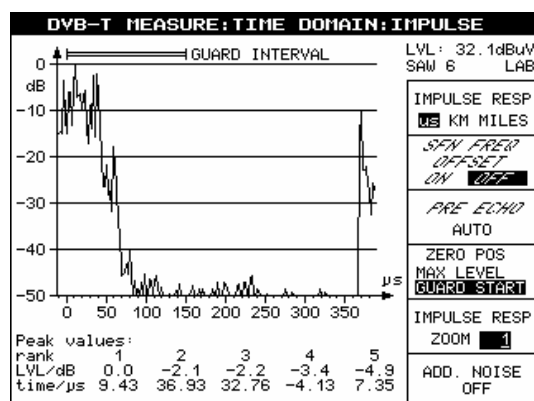


FTV 民視

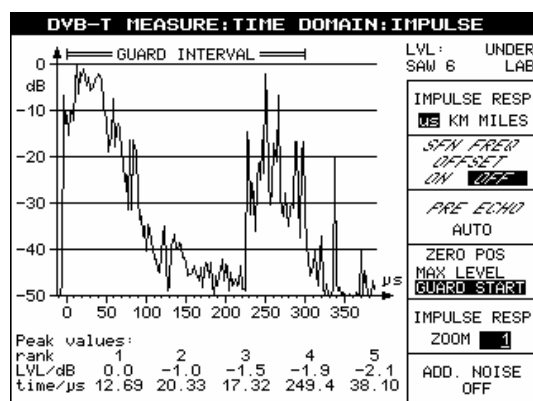


TTV 台視

龍井交流道

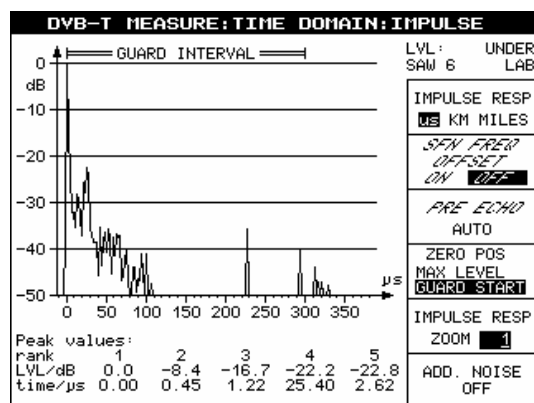


CTS 華視

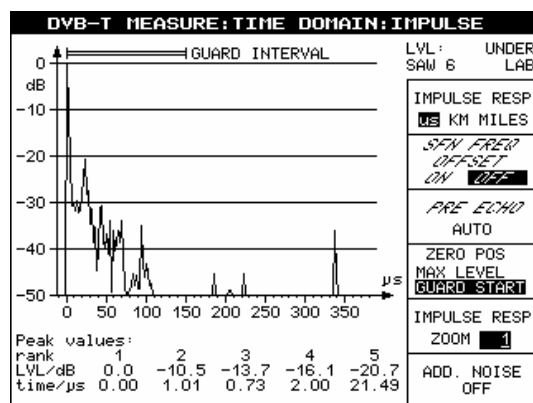


TTV 台視

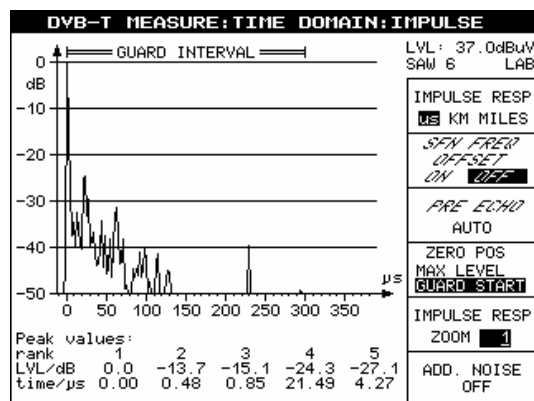
清水休息區



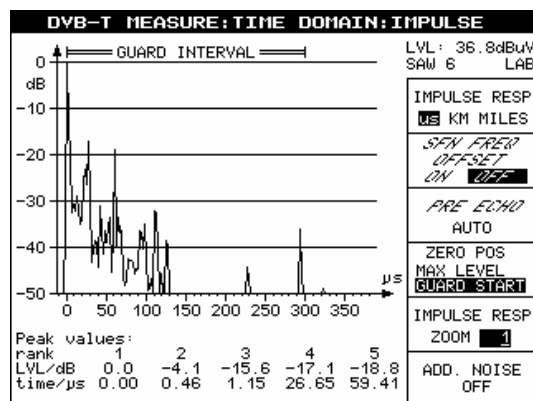
CTS 華視



CTV 中視

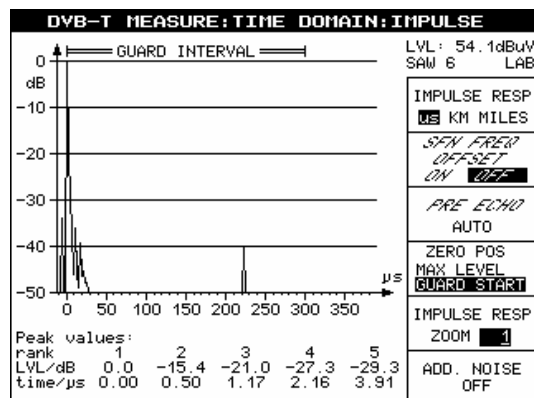


FTV 民視

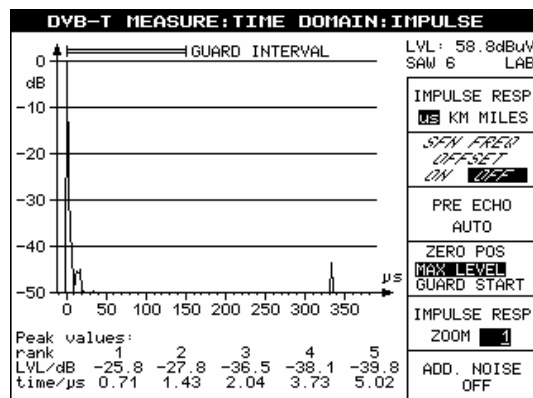


TTV 台視

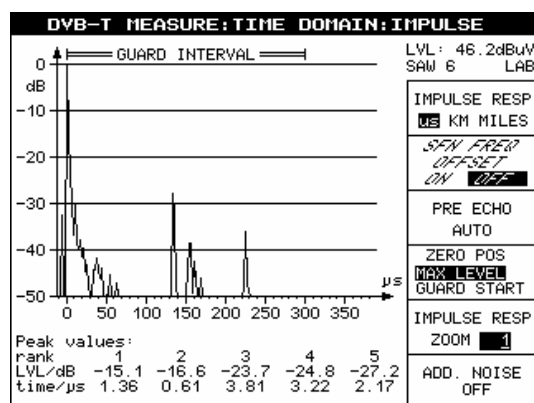
大甲收費站



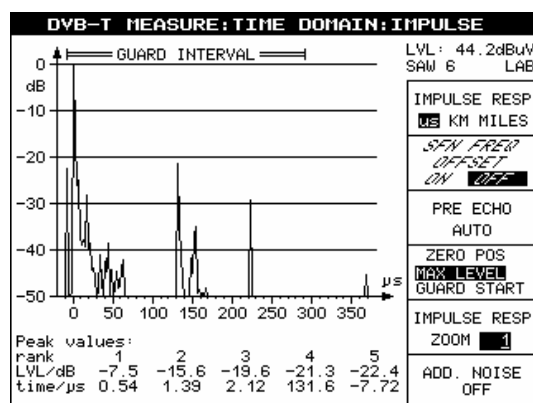
CTS 華視



CTV 中視

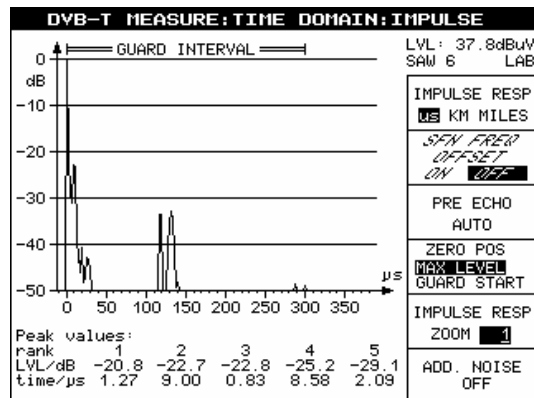


FTV 民視

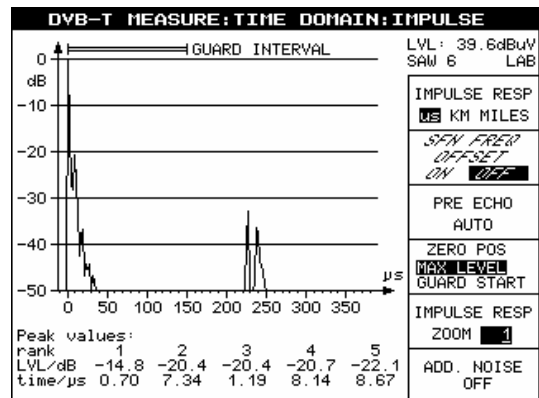


TTV 台視

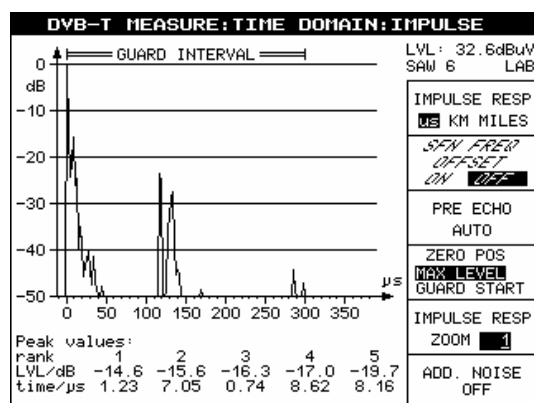
西湖休息區



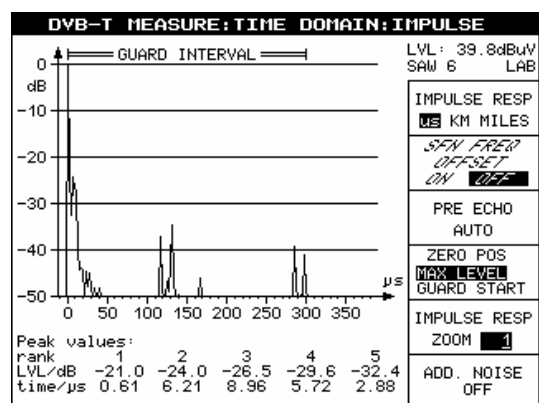
CTS 華視



CTV 中視

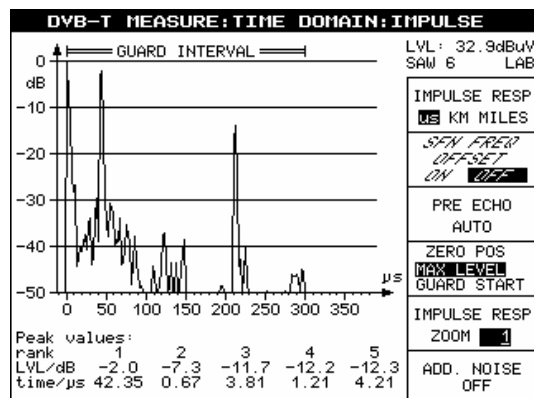


FTV 民視

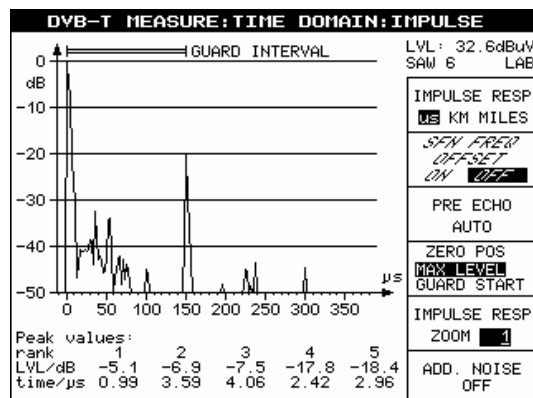


TTV 台視

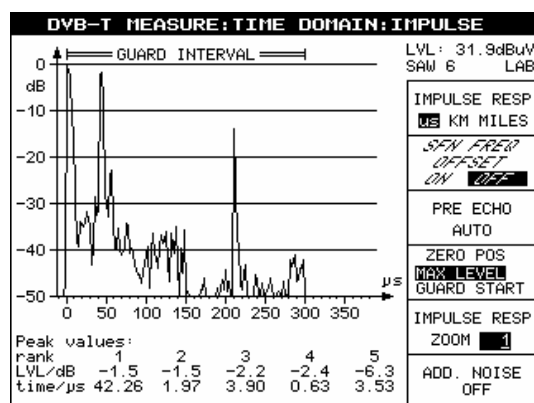
後龍收費站



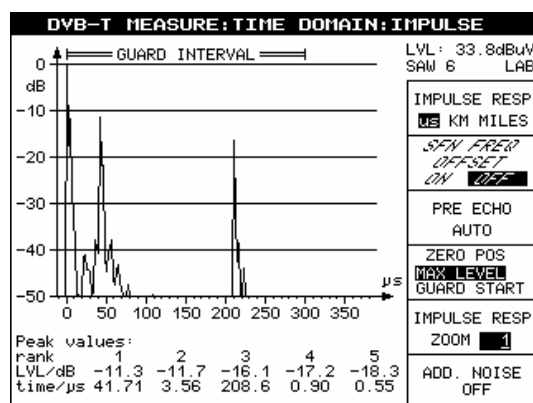
CTS 華視



CTV 中視

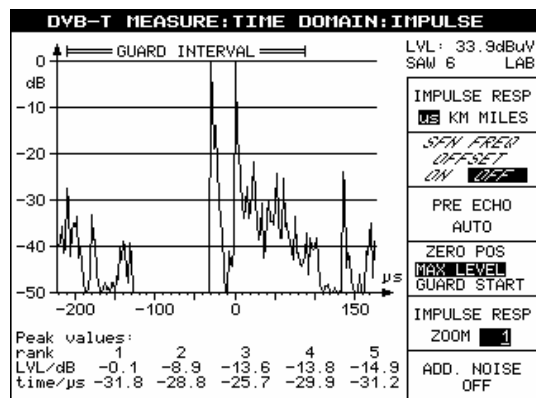


FTV 民視

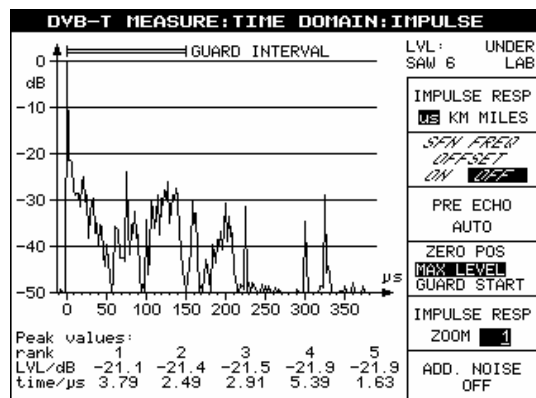


TTV 台視

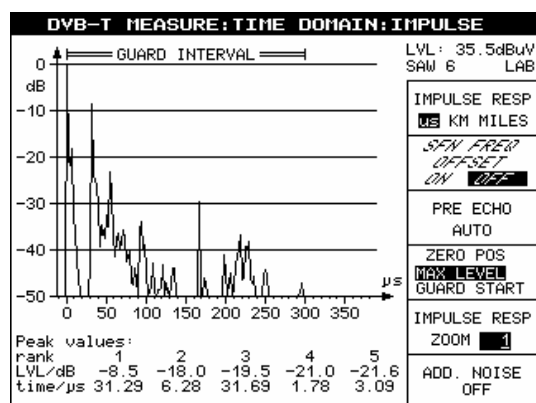
香山交流道



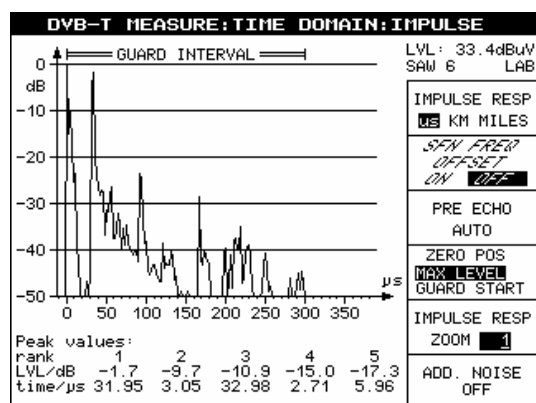
CTS 華視



CTV 中視

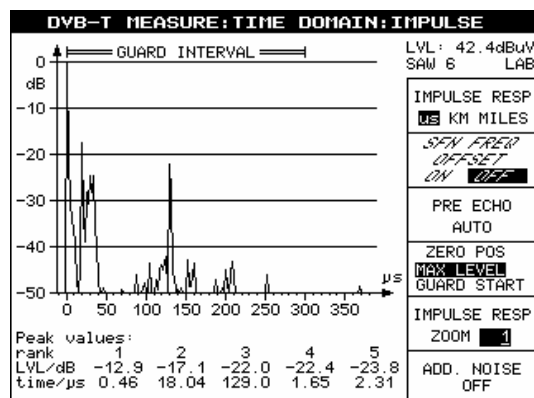


FTV 民視

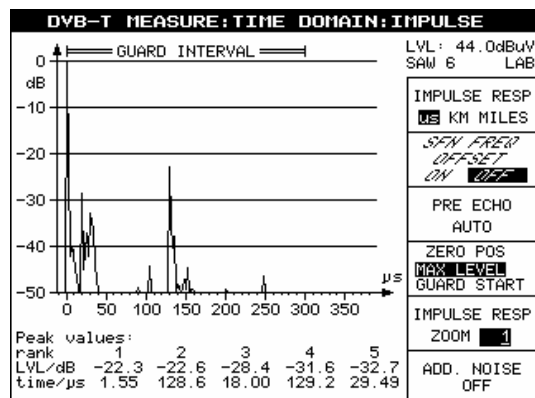


TTV 台視

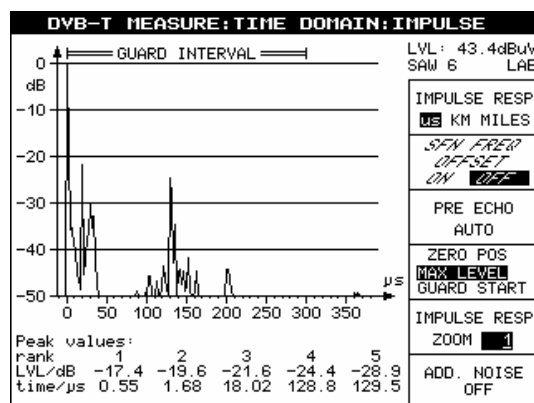
竹北交流道



CTS 華視

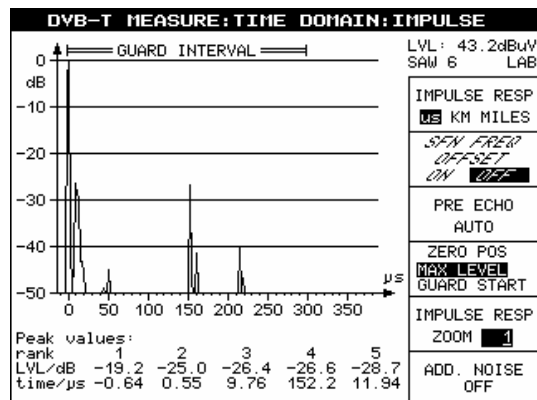


FTV 民視

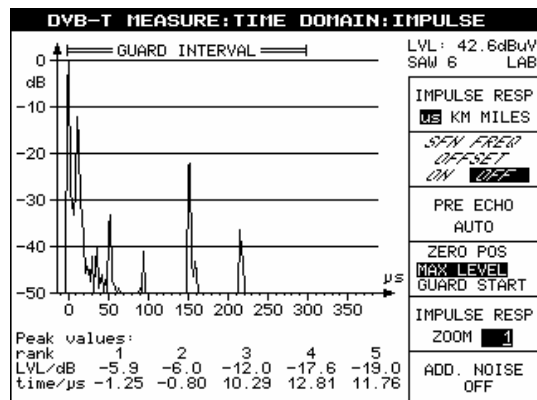


TTV 台視

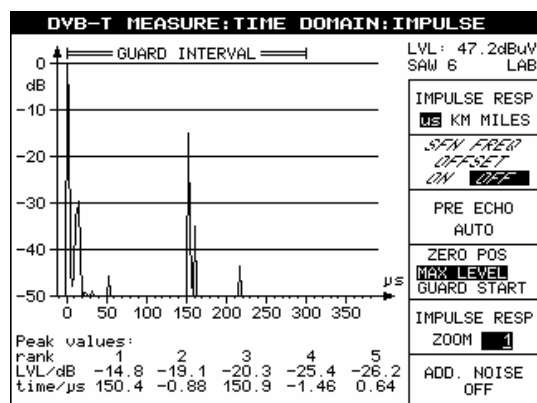
楊梅收費站



CTS 華視

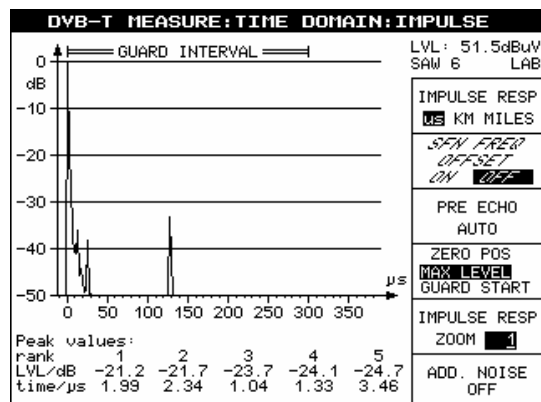


FTV 民視

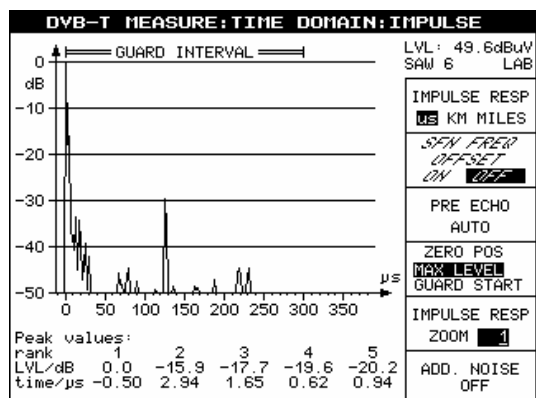


TTV 台視

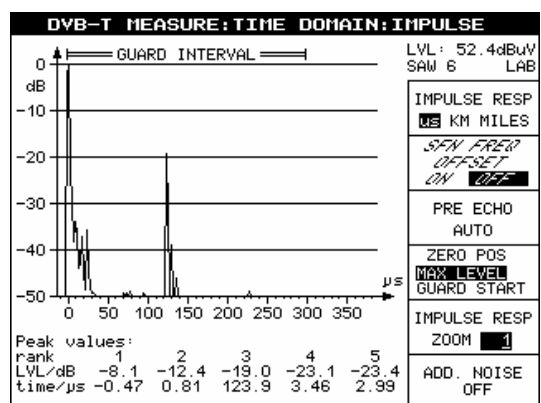
平鎮



CTS 華視

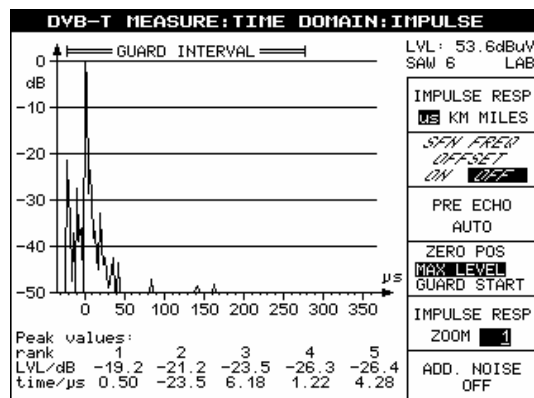


FTV 民視

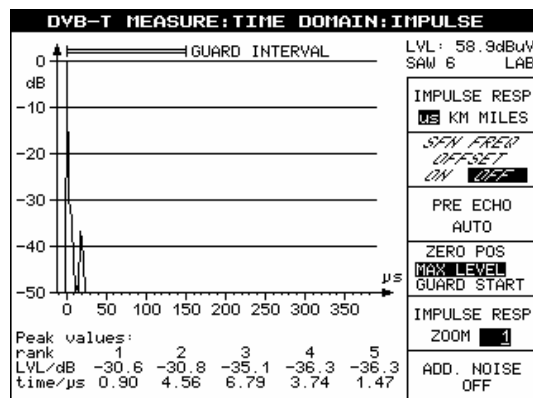


TTV 台視

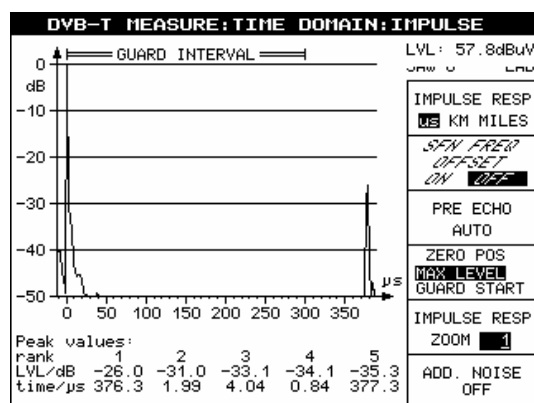
樹林收費站



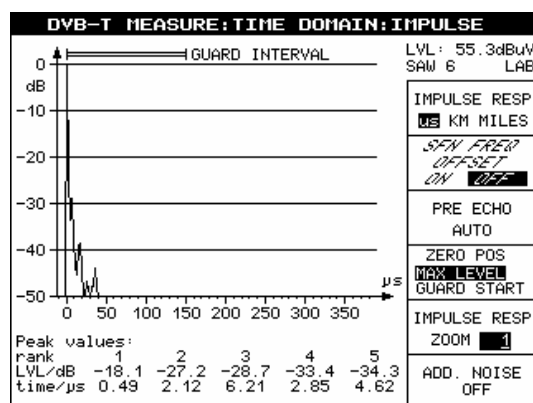
CTS 華視



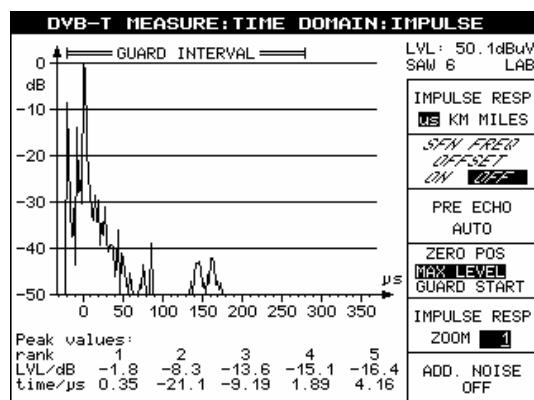
CTV 中視



FTV 民視



PTS 公視



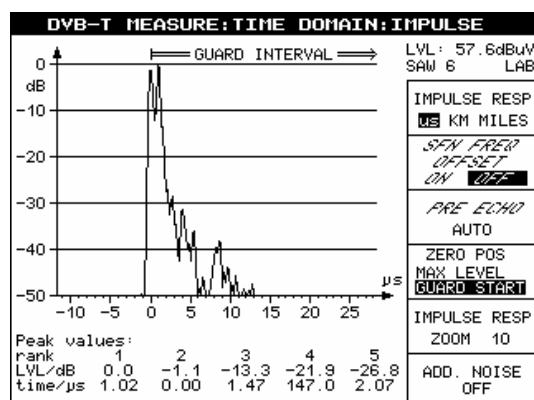
TTV 台視

6.3.5 量測結果分析

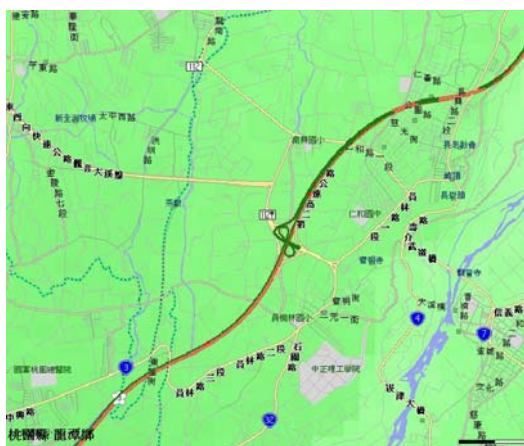
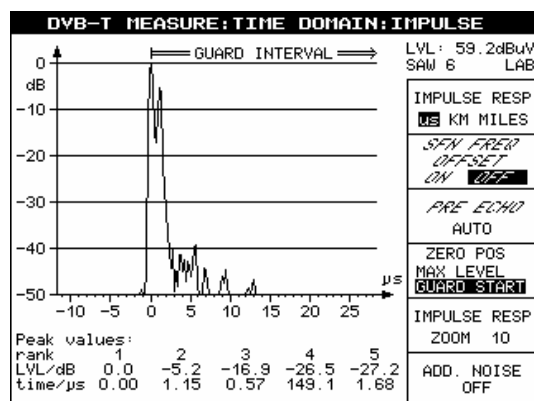
由以上的行動及定點量測結果，我們選擇了數個受到多重路徑干擾較嚴重的區域進行分析，以下為我們針對各個區域收訊品質的分析：

● 龍潭交流道

台視



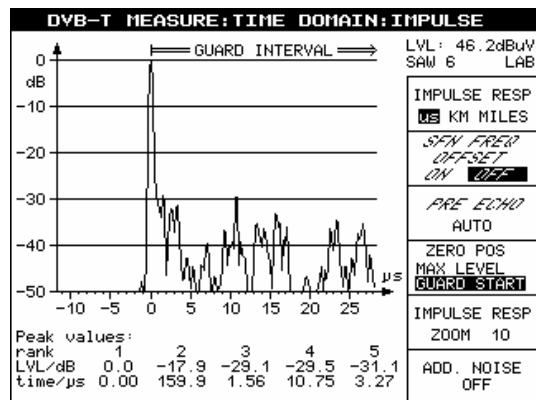
民視



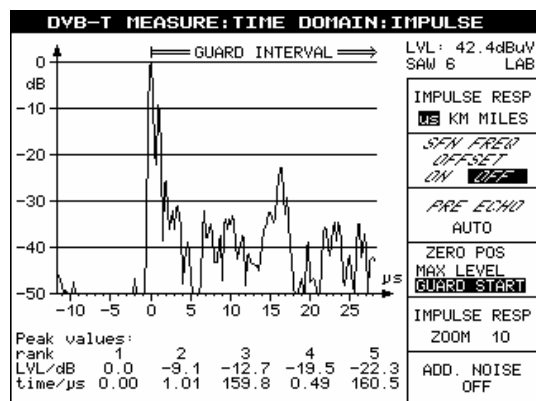
龍潭附近的區域，可同時接收到台北竹子山及三義火炎山的信號，所以在通道的脈衝響應圖上可以看出，有兩個強度相當的信號，因為兩個信號的延遲時間十分接近，所以受到的多重路徑影響較小，從該路段的統計圖上也顯示這個區域的收訊品質良好。

● 關西休息區

台視



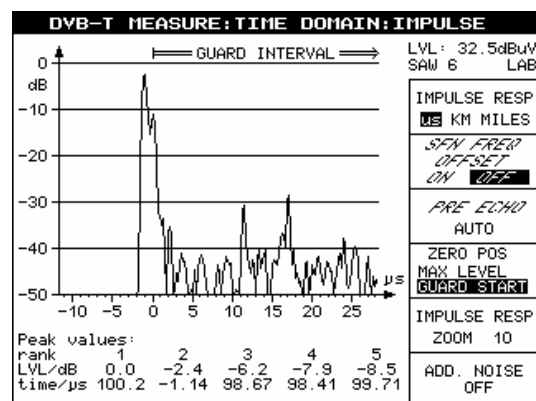
民視



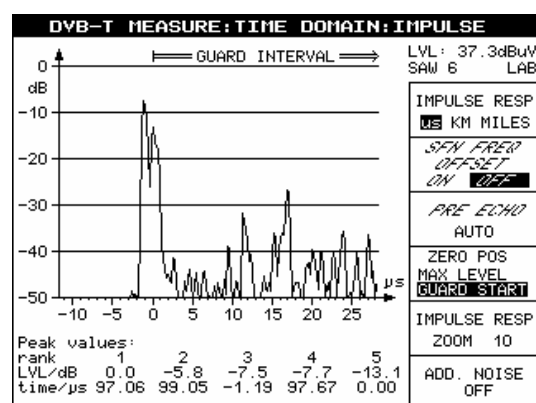
關西附近的區域裡，從通道的脈衝響應圖中可以看到，除了主要的接收路徑外，受到不少的多重路徑干擾，但是由於多重路徑干擾的能量較低，所以只有部分路段的收訊品質受到影響，而且為非連續性的中斷，因此整體的接收效果還不錯。

● 寶山交流道

台視



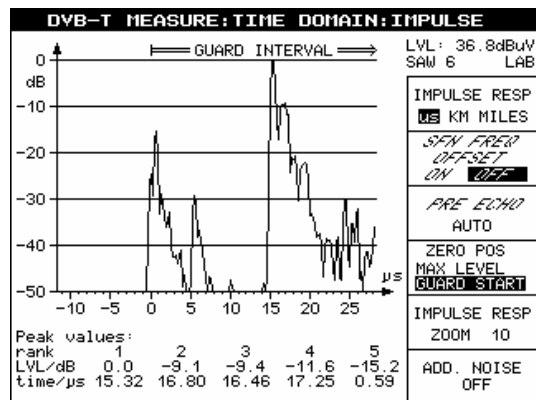
民視



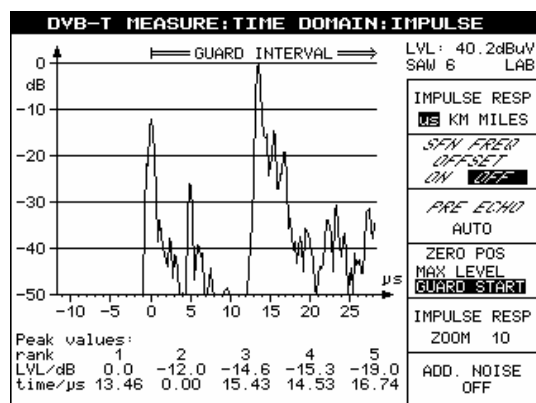
寶山附近的區域裡，其通道的脈衝響應和關西區域的通道脈衝響應差不多，其多重路徑的能量皆比主要路徑的能量低 20 dB 左右，只有部分路段的收訊品質受到影響，但並非連續性的中斷，所以整體的接收效果還不錯。

● 頭份交流道

台視



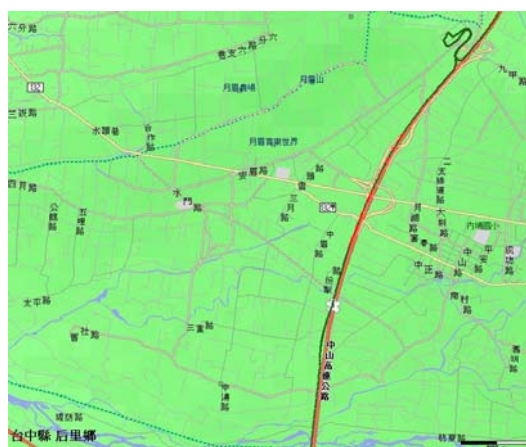
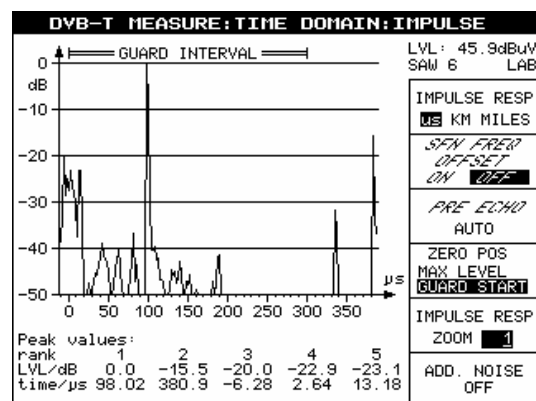
民視



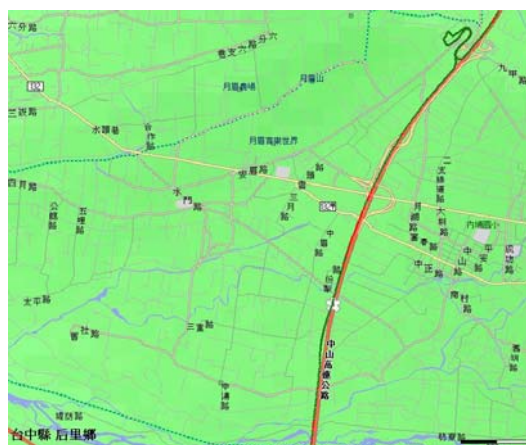
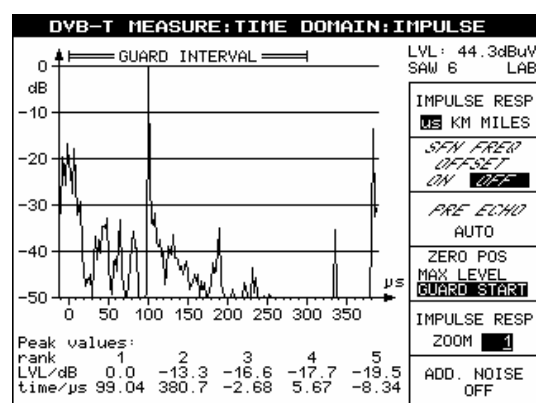
在頭份交流道附近的區域，從通道的脈衝響應圖中可以看到，主要收到兩個路徑的信號，而且這兩個信號都受到滿嚴重的多重路徑干擾，但因為兩個信號的路徑延遲時間差小於保護間隔，所以此路段仍有不錯的收訊品質。

● 泰安休息區

台視



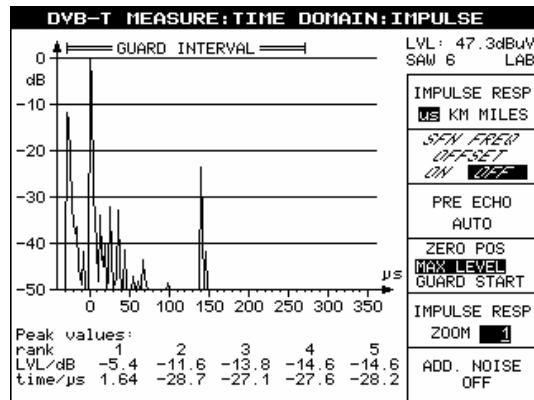
民視



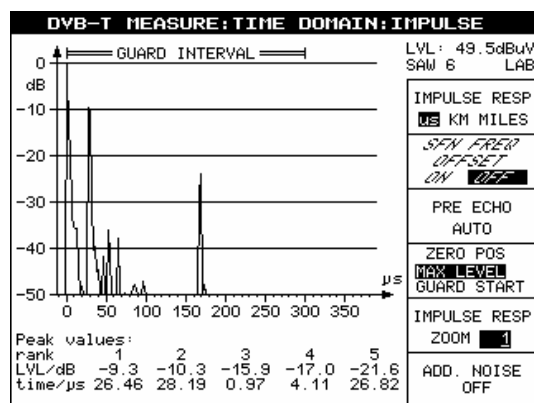
在泰安附近的區域裡，因為有 pre-echo 的效應，而且多重路徑干擾的延遲時間超過保護間隔，其能量只比主要路徑的能量低 15 dB 左右，所以從該路段的統計圖可以看出，收訊品質不佳的路段持續了數公里。

● 斗南交流道

台視



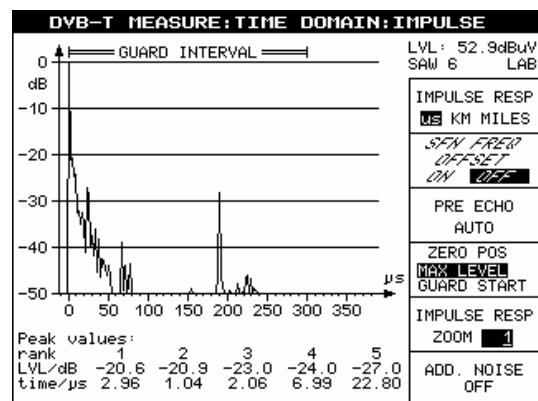
民視



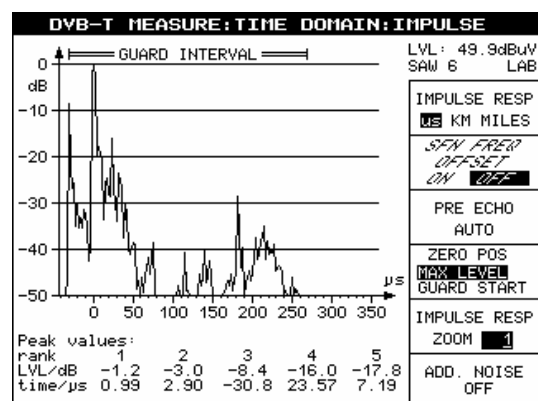
斗南附近的區域裡，除了主要路徑，雖然多重路徑的干擾不多，但是因為有兩個很強的多重路徑干擾信號，造成此路段的收訊品質時好時壞，整體而言收訊品質並不好。

● 仁武

台視



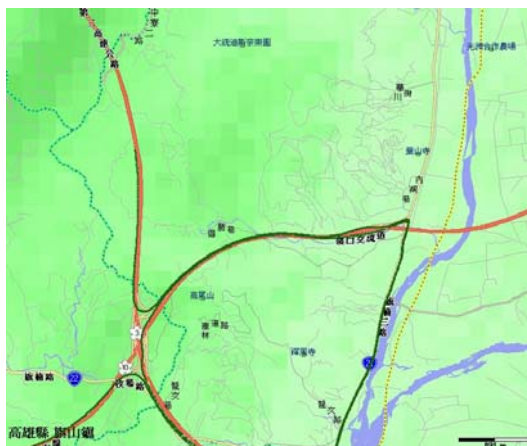
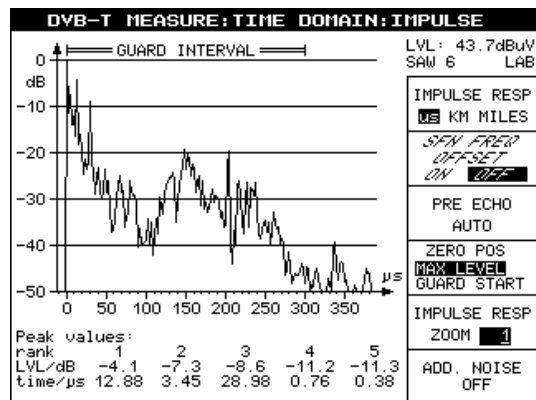
民視



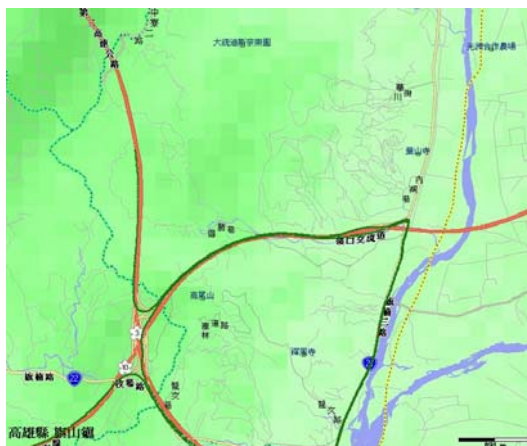
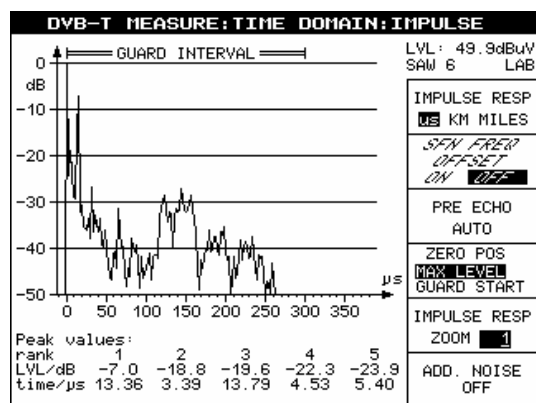
在此區域內，從通道的脈衝響應圖可以看出，民視受到較嚴重的多重路徑干擾，所以此路段的收訊品質較台視差，從該路段的統計分析圖中也得到相同的結果。

● 嶺口

台視



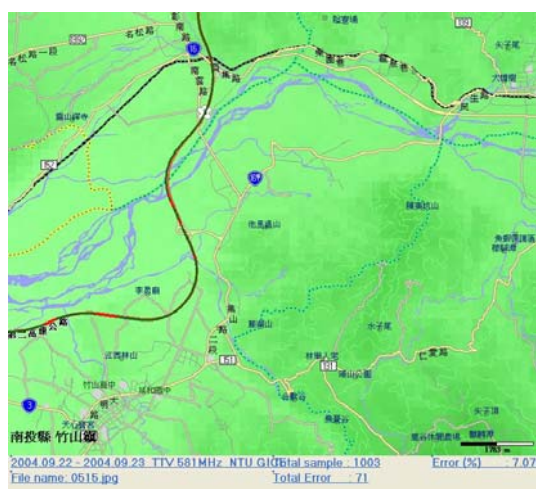
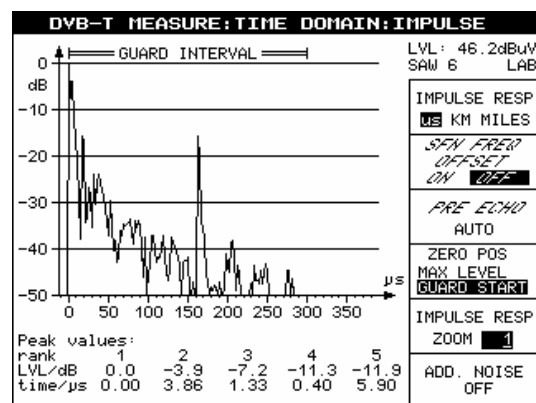
民視



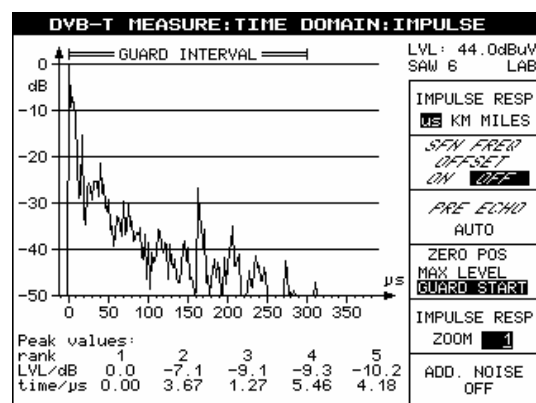
在此區域裡，從其通道的脈衝響應圖可以看出，雖然受到不少的多重路徑干擾，但是因為其多重路徑的能量皆比主要路徑的能量低 20 dB 左右，所以受到多重路徑的影響較小，整體的接收效果不錯。

● 竹山交流道

台視



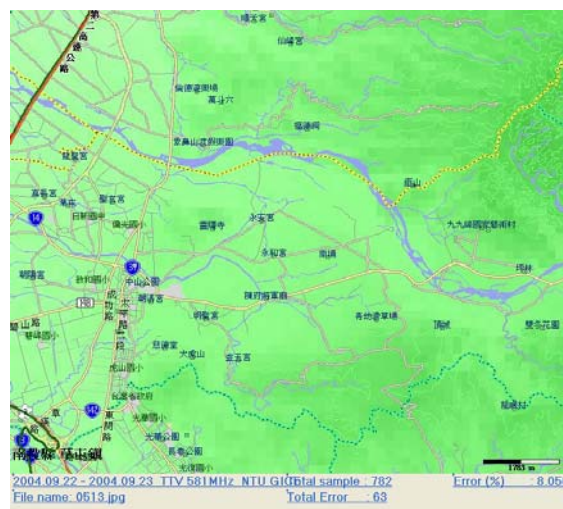
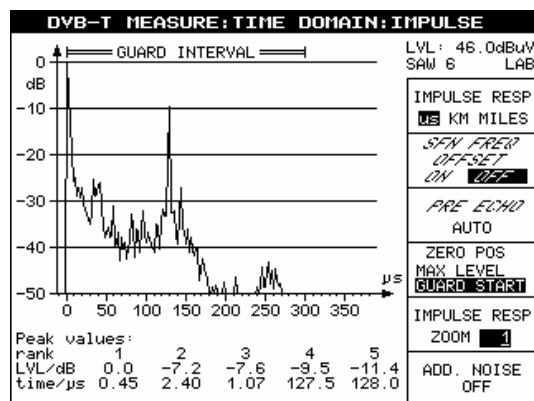
民視



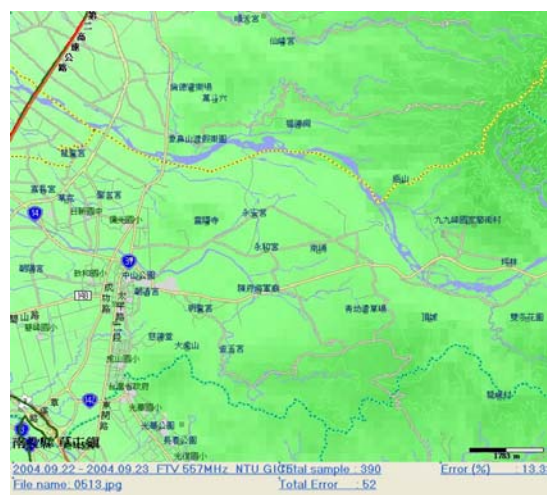
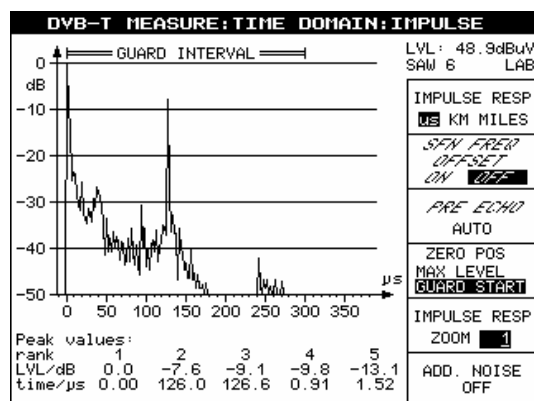
在此區域中，台視受到較嚴重的多重路徑干擾，所以在該路段的統計分析圖中，其錯誤百分比達 7%，較民視的錯誤百分比 4% 來得高一些，但相差不多，整體來說因為多重路徑的能量較低，所以收訊品質還不錯。

● 草屯交流道

台視



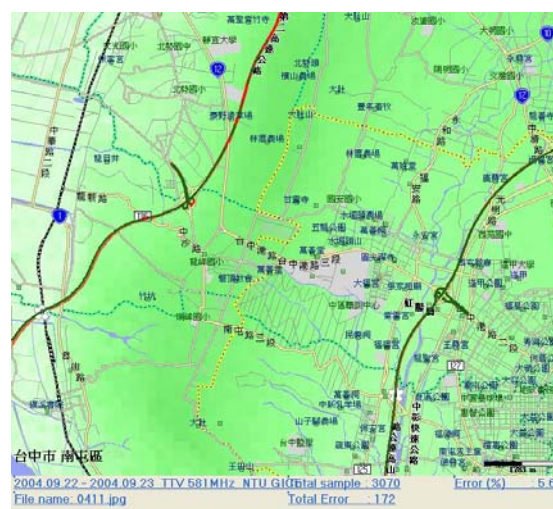
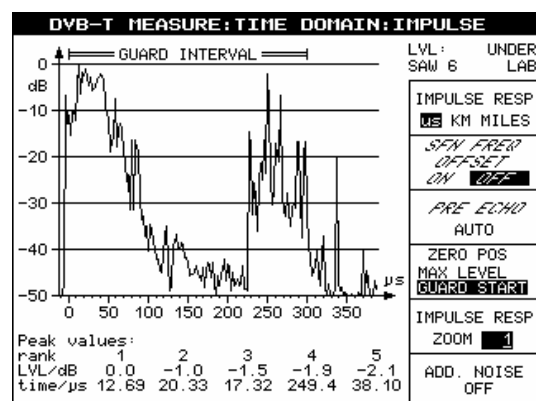
民視



從通道的脈衝響應圖中可以看出，因為在路徑延遲為 125us 時收到的信號，其能量和主要路徑的能量只相差 10 dB 左右，所以接收品質受到干擾，但因為其他多重路徑的能量相對主要路徑來得低，受到的干擾較少，因此只有部分路段的收訊品質受到影響，但並非連續性的中斷，所以整體的接收效果還不錯

● 龍井交流道

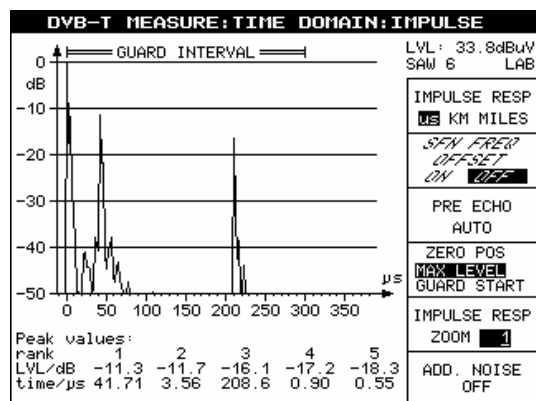
台視



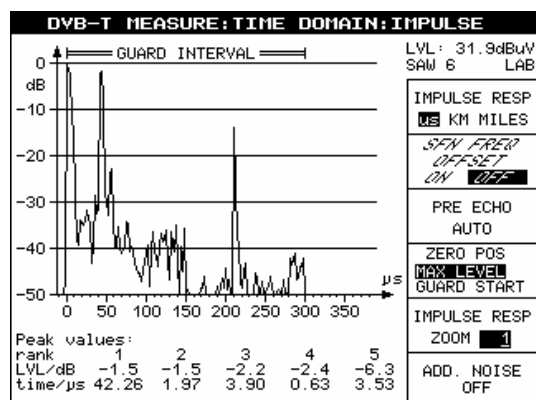
在此區域進行量測時，因為歐規數位電視信號接收機無法與民視發射的信號同步，所以我們無法量測到民視信號的通道脈衝響應圖，因此只以台視的訊號進行分析，從通道脈衝響應圖可以看到，此路段受到非常嚴重的多重路徑干擾，而我們也在接收品質的統計分析圖看到，在該路段出現了連續性的中斷，持續了幾公里，因此龍井這個區域的接收品質不良。

● 後龍收費站

台視



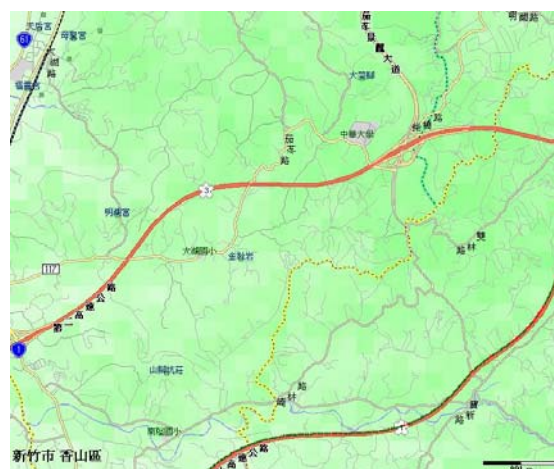
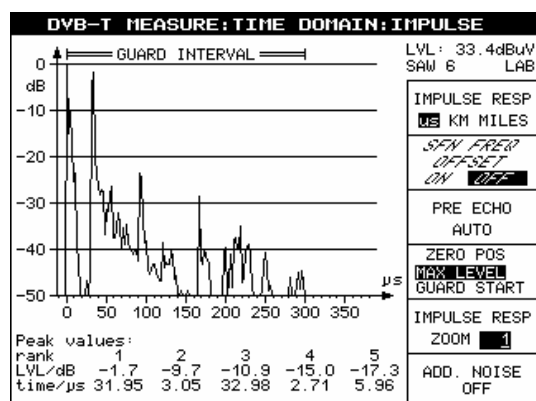
民視



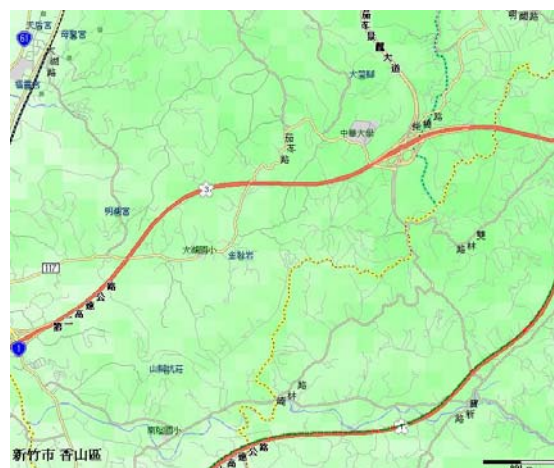
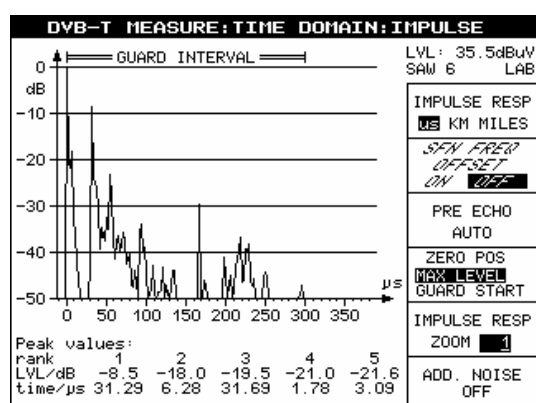
在此區域裡，我們可以從通道的脈衝響應上可以看到，多重路徑的能量主要集中在延遲時間為 50us 及 210us 的兩個路徑上，雖然收訊品質受到多重路徑的影響，但整體而言還不錯。

● 香山交流道

台視



民視



在此區域裡，因為多重路徑的能量較為分散，而且所有多重路徑的延遲時間皆小於保護間隔，因此只有部分路段的收訊品質受到影響，但並非連續性的中斷，所以整體的接收效果還不錯。

6.3.6 期末量測結論

這次實地外出量測，量測地區主要為台灣西部地區之交通動脈中山高速公路，簡稱一高和第二高速公路，簡稱二高，而量測範圍北起台北縣板橋市，南至屏東縣九如鄉。而在這段範圍內，所接收的數位電視訊號，其發射站台由北到南，分別是台北竹子山發射站，新架設的桃園龍潭發射站，三義的火炎山發射站，台中的鳳鳴發射站，新架設的台南白河枕頭山發射站和高雄的中寮發射站。這次的量測地區已經把台灣西部的六個發射站全部含蓋在內。主要的量測對象是針對已經初步將單頻網路建設完成的台視和民視。

而此次量測時的車速，一高為 80Km/h 到 100Km/h，二高為 90Km/h 到 110Km/h，所使用之接收機為高昕科技的行動接收機，採用雙天線架構，其接收天線為垂直極化天線，接收天線頻段是針對台灣數位電視的發射頻段所設計。為了公平起見，在量測之前，我們已調校過，讓二台接收機和天線，表現一致。

由量測數據統計分析所得之統計表和統計大圖和小圖中可以看出，台視和民視二者在一高或是二高之北部、中部，其實相差不多，在北部新竹一帶還是和期中量測相同，有較嚴重的中斷。在中部台中、彰化和雲林一帶，台視和民視二者也是相差不多，但和北部不同的是，二台收訊不良地區都是呈現零星分部，沒有較嚴重的中斷。而這次的量測和期中量測不同的是，除了量測彰化以北之外，亦量測了彰化以南的地區，其中主要是量測才剛架設完成的台南白河枕頭山發射站。而在南部地區，台視和民視二者就有較明顯的差距。台視在南部收訊不良地區呈現零星分部，品質在可接收範圍。但是民視在台南和高雄地區，有些路段呈現中斷訊號好幾公里之狀況。

這次所經過的六個發射台，台視和民視發射台，設站點大約在同一個地方，且每個設站點，其發射台所發射的訊號功率相同。在這相同的條件下，比較台視和民視在一高和二高的總體表現，台視整體表現較民視來得較佳。這表示民視還有改善空間。

七、單頻網路發射站電波涵蓋率之模擬分析

在本章中將說明模擬時所用之模型理論，本程式於模擬計算時主要包含了兩種計算模型，一為適於地型變化較為複雜的 Deygout 模型和另一則為應用於平坦地勢的 Two-Ray 模型理論，在本章中均將對其理論加以說明。此外亦將針對行動接收和靜態接收於 95% 及 70% 兩接收等級所定界限值作一理論說明，並以實際範例說明程式運作過程及操作方式，最後加以列表匯整出不同站台共站時模擬所得之涵蓋面積以供參考。

7.1 Deygout model 分析

若調頻廣播電台是設置在許多山脈阻擋的地區，或接收地區為山區，必須改採 Deygout 繞射模型。Deygout 繞射模型是來自於 Fresnel 模型的擴充，Fresnel 模型是把一座山脈簡化為刀狀物，再算出電波經過此刀狀物繞射的電場大小值，Deygout 模型則是把一座刀形山脈擴充至三座，如此將能更精確地預測出電波經過山脈繞射後的傳播損失。

考慮有一刀形山脈置於發射源點 S_1 及觀測點 S_2 之間，發射源點與刀形山脈的距離為 d_1 ，刀形山脈與觀測點的距離為 d_2 ，且 d_1 和 d_2 均遠大於發射源本身的波長，如圖 7.1 所示，其中 h_0 是刀型端緣與波前的交點， h_1 為波前延伸線的某一點， $\overline{s_1s_2}$ 與刀形山脈鉛垂線的交點 O 定義為 h 和 h_0 的參考零點。

其中 $\beta\delta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \left[\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right] h^2$ ，而 K 為一比例常數。

$$\text{令 } \beta\delta = \frac{\pi}{2} t^2, \text{ 即 } t = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{d_1 d_2}}$$

可將式 7.1 改成:

$$\begin{aligned} E &= K_B \int_0^{\infty} \exp(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt - K_B \int_0^{\nu} \exp(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt \\ &= K_B \left\{ \left[\int_0^{\infty} \cos(\frac{\pi}{2} t^2) dt - j \int_0^{\infty} \sin(\frac{\pi}{2} t^2) dt \right] - \left[\int_0^{\nu} \cos(\frac{\pi}{2} t^2) dt - j \int_0^{\nu} \sin(\frac{\pi}{2} t^2) dt \right] \right\} \\ &= \left[K_B \int_{\nu}^{\infty} \cos(\frac{\pi}{2} t^2) dt - j \int_{\nu}^{\infty} \sin(\frac{\pi}{2} t^2) dt \right] \end{aligned}$$

$$\text{其中 } K_B = \frac{K \exp(-j\beta d_2)}{K_A d_2}$$

$$\text{且 } \int_{\nu}^{\infty} \cos(\frac{\pi}{2} t^2) dt = \frac{1}{2} - \int_0^{\nu} \cos(\frac{\pi}{2} t^2) dt$$

$$\int_{\nu}^{\infty} \sin(\frac{\pi}{2} t^2) dt = \frac{1}{2} - \int_0^{\nu} \sin(\frac{\pi}{2} t^2) dt$$

當無阻擋物時， $\nu \rightarrow -\infty$ ，因此在 S_2 的自由空間電場 E_0 即是

$$E_0 = K_B \left\{ \frac{1}{2} - \left[-\frac{1}{2} \right] - j \left[\frac{1}{2} - j \frac{1}{2} \right] \right\} = K_B (1 - j),$$

所以 $K_B = \frac{E_0}{2} (1 + j)$ ，故

$$\nu = h_0 \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad (7.2)$$

$$E = \frac{1}{2} E_0 (1 + j) \int_{\nu}^{\infty} \exp(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt$$

$$\text{若設 } F(\nu) = \frac{E}{E_0} = \frac{1}{2} (1 + j) \int_{\nu}^{\infty} \exp(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt$$

此 $F(\nu)$ 即為複數的傅奈爾積分(Complex Fresnel integral)，其為 ν 的函數。

$F(\nu)$ 物理意義即為刀形山脈的電場強度相對於自由空間的電場強度。

接著定義刀形山脈所產生的繞射增益(Diffraction gain)

$$A_F(\text{dB}) = 20 \log |F(\nu)|$$

圖 7.2 所示為 A_F 對 ν 之關係圖，由圖可知：如果 ν 為負值(表示觀測點位於視界線上方)則電場值會在 E_0 值上下振動，當 ν 等於零表示觀測點位於視界上則電場會衰減 6 dB，而若 ν 為正值(表示觀測點位於視界線下方)，則電場強度將平滑遞減至零。

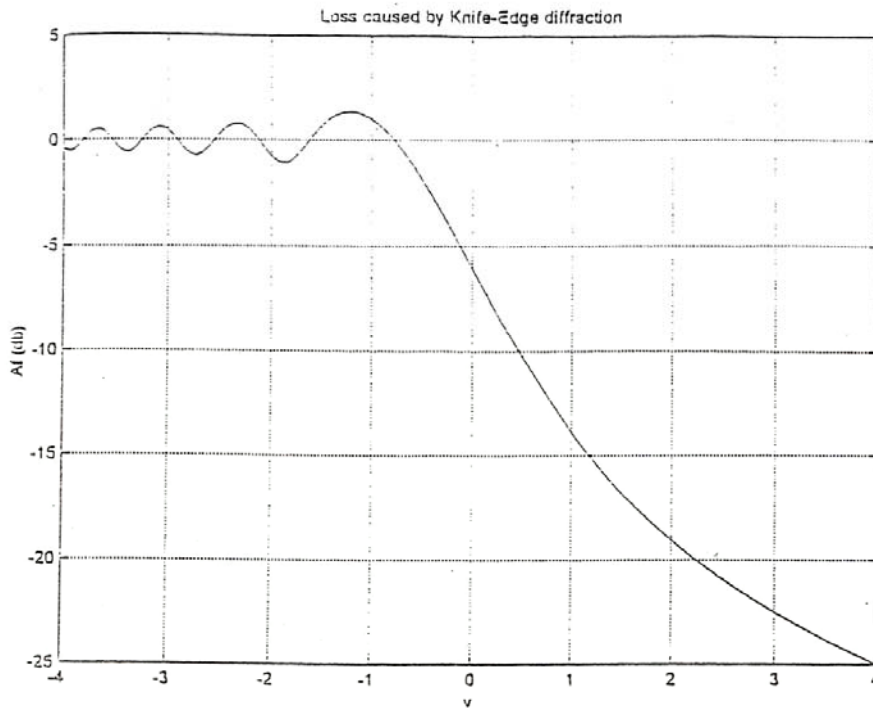


圖 7.2： A_F 對 ν 值的關係圖

一般來說，表示 $A_F(dB)$ 的方式有二，第一種為圖形表示，另一種為近似的數值解。爲了把 $A_F(dB)$ 方便用於程式中，使用第二種方法是必需的，其近似解如下表所示：

表 7.1： ν 值對 $A_F(dB)$ 之關係

ν 值大小	$A_F(dB)$ 值
$\nu \leq -1$	0
$-1 \leq \nu \leq 0$	$20 \log(0.5 - 0.62\nu)$
$0 \leq \nu \leq 1$	$20 \log[0.5 \exp(-0.95\nu)]$
$1 \leq \nu \leq 2.4$	$20 \log[0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1\nu)^2}]$
$\nu > 2.4$	$20 \log(\frac{0.225}{\nu})$

表 7.1 列出了 ν 值在各區間中相對應的 $A_F(dB)$ 近似值，這些近似值較易使用程式來計算，在本計畫中山脈區調頻廣播電台的訊號預測，即是使用此模型所模擬。

Deygout 模型是把上述的 Fresnel 繞射理論擴充至多層山脈，其處理步驟爲：

1. 先用式 7.2 求出介於發射點至接收點間所有地面的 ν 值，再取出其中最大者，以此最大的 ν 值來計算 A_F ，此時相對應的高度爲主要阻擋山脈。
2. 以主要阻擋物爲虛觀測點，原發射點爲發射點，計算出兩者之間，最大的 ν 值，並求出其 A_F ，此相對應的山脈爲次阻擋山脈。
3. 再以主要阻擋物爲虛發射點，原觀察點爲觀察點，計算出兩者之間，最大的 ν 值，並求出其 A_F ，此相對應的山脈即爲另一次阻擋山脈。

將此三座山脈所對應的 A_F 相加即可得總基本傳輸損失。

7.2 Two-Ray Model 分析

在一般較為平坦的地區，Deygout model 較不適用，必需改採為 Two-Ray model 才能得到較為精確的結果。

Two-Ray 模型主要是考慮一個擁有平滑(非凹凸不平)的地面，將經由此一地表反射之分量和原先直接入射至接收天線上之分量加以合成所得到之接收信號強度。

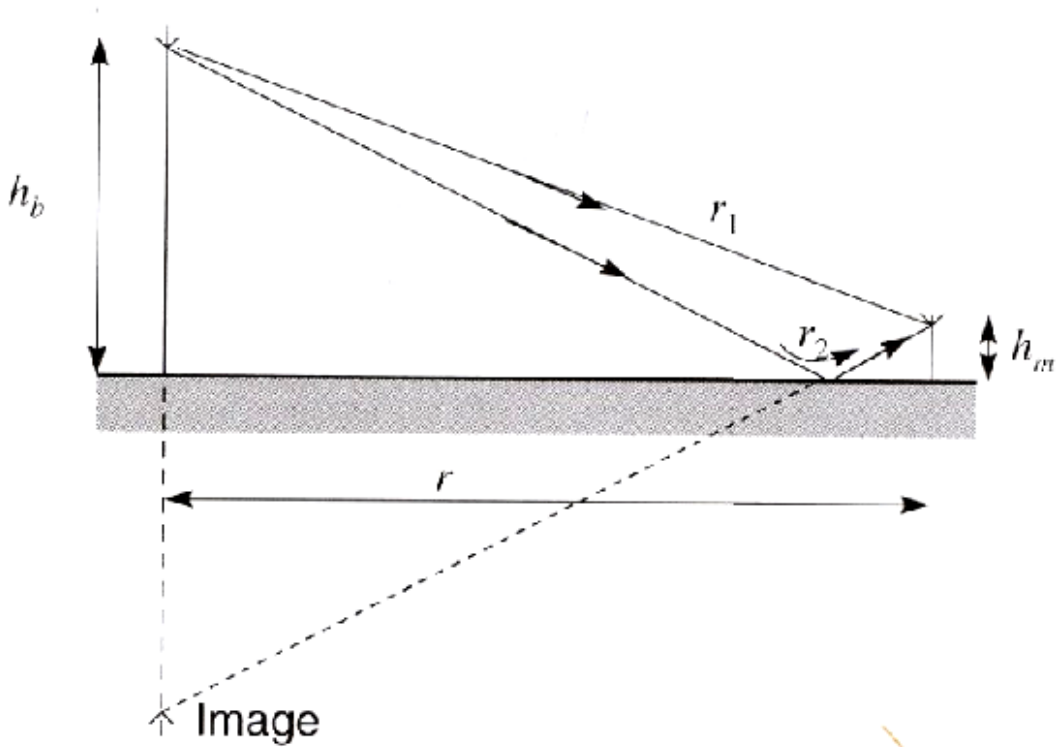


圖 7.3：Two-Ray 模型構圖

如圖 7.3 所示 h_b 和 h_m 為別為發射天線與接收天線之高度，利用映像原理 (image theory)，將地面反射波看成是由發射天線之虛像(對稱於地表)傳送至接收天線所得之分量，也就是圖中虛線所型成之傳播路徑，因此很容易可以看出直接傳播路徑和反射傳播路徑的長度為別為：

$$r_1 = \sqrt{(h_b - h_m)^2 + r^2}$$

$$r_2 = \sqrt{(h_b + h_m)^2 + r^2}$$

上式中 r 為接收位置和發射位置之間的距離。因此路徑長度的差為

$$(r_2 - r_1) = r \left[\sqrt{\left(\frac{h_b + h_m}{r}\right)^2 + 1} - \sqrt{\left(\frac{h_b - h_m}{r}\right)^2 + 1} \right]$$

若假設天線的高度與和總傳播路徑相比小很多 ($h_b, h_m \ll r$)，則利用二項式定理

$(1+x)^n \approx 1+nx$ 可將下式做一合理的近似，如下

$$(r_2 - r_1) \approx \frac{2h_m h_b}{r}$$

因為傳播路徑比天線長度大很多，因此接收到的總信號強度可以表示為

$$A_{total} = A_{direct} + A_{reflected} = A_{direct} \left| 1 + \text{Re xp} \left(jk \frac{2h_m h_b}{r} \right) \right|$$

其中， R 為反射損失，而 k 為自由空間(Free space)中的波數(Wavenumber)。

由功率正比於接收強度的平方可得

$$\frac{P_r}{P_{direct}} = \left(\frac{A_{total}}{A_{direct}} \right)^2 = \left| 1 + \text{Re xp} \left(jk \frac{2h_m h_b}{r} \right) \right|^2$$

其中 P_r 為接收到的功率。

若將直接接收到的功率改以發射功率表示，則

$$P_{direct} = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

因此，路徑損失可改寫為

$$\frac{P_r}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \left| 1 + \text{Re xp} \left(jk \frac{2h_m h_b}{r} \right) \right|^2$$

由於地面的反射係數之大小很接近 1，且若假設天線為水平極化方向， $R \approx -1$ ，

上式可表示為

$$\frac{P_r}{P_T} = 2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \left[1 - \cos \left(k \frac{2h_m h_b}{r} \right) \right]$$

將上式之結果，繪於圖 7.4 中，可以看出反射損失和接收距離之間的變化關係。當距離變得很大時，接收天線和發射天線之間的角度變得很小，因此可利用 $\cos \theta \approx 1 - \theta^2 / 2$ (當 $h_b, h_m \ll r$ 時)，可將上式再做一近似如下

$$\frac{P_r}{P_T} \approx \left(\frac{\lambda}{4\pi r} k \frac{2h_m h_b}{r} \right)^2 \approx \frac{h_m^2 h_b^2}{r^4}$$

取其 dB 值可表示為

$$L_{PEL} = 40 \log r - 20 \log h_m - 20 \log h_b$$

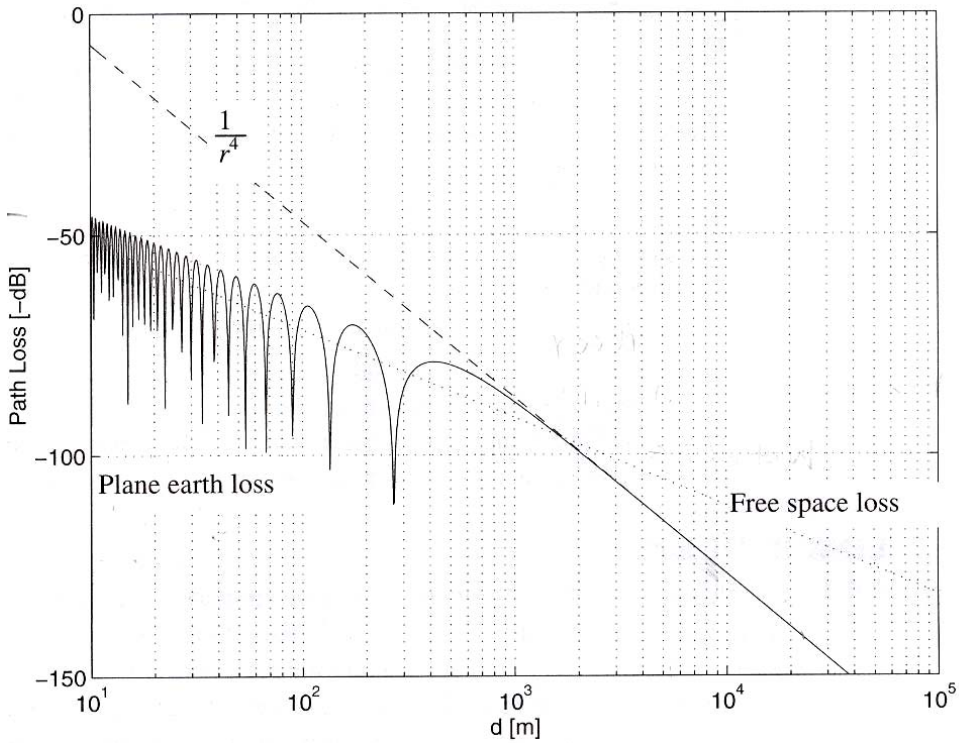


圖 7.4：Twp-Ray 模型傳播損失(-)、自由空間傳播損失(···)、近似 Twp-Ray 模型傳播損失(- -)。在此 $h_m = 1.5m$ ， $h_b = 30m$ ， $f = 900MHz$

7.3 動態與靜態接收之強度等級計算

本節將說明在動態與靜態接收時，95%以及 70%之標準是如何由真正的場值換算而得，其中包含了近似用的公式說明以及干擾的經驗值等，均將在最後整理成表以便日後查詢之用。

在計算場強時主要是利用

$$E_{med} = P_n + C/N - A_a + L_f + P_{mmn} + C_l + L_h + L_b - D_g + 145.8 \quad (7.3)$$

其中

E_{med} :符合該等級所需的最小場強值要求，單位為 (dBuV/m)。

P_n : Receiver noise input power (dBW)。

C/N : 系統所要求之射頻信號雜訊比(RF signal to noise ratio)，單為(dB)。

A_a :天線等效孔徑，單位為(dBm²)。

L_f :饋入損失，單位為(dB)。

P_{mmn} : 人為損失，單位為(dB)。

C_l : 地區校正參數 Location correction factor，單位為(dB)。

L_h : 高度損失 Height loss，單位為(dB)。

L_b : 建築物穿透損失，單位為(dB)。

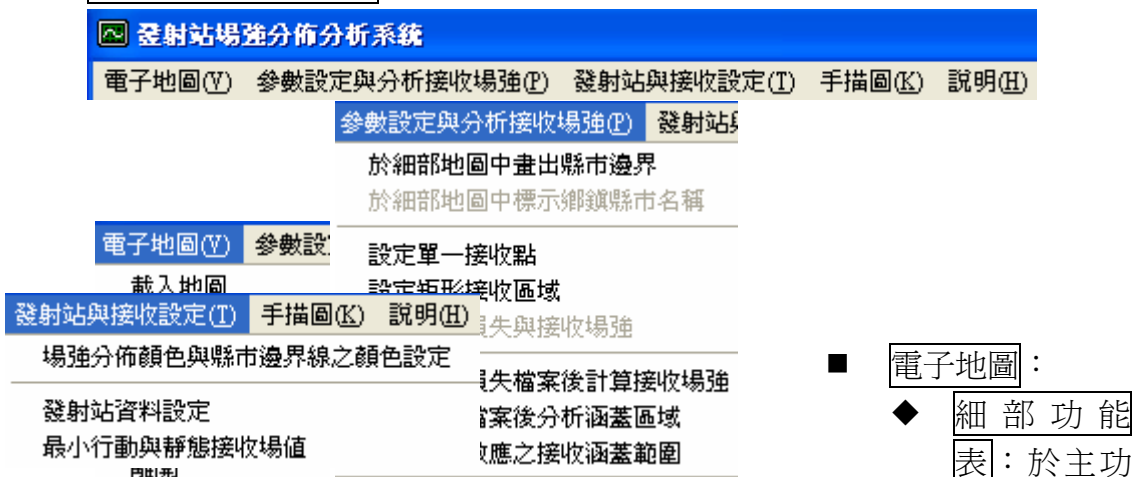
D_g : 天線分極化增益，單位為(dB)。

		Fixed antenna	Portable outdoor	Portable indoor
P_n		-129.2	-129.2	-129.2
A_a		-3.3	-13.3	-13.3
C/N		16	30	30
L_f		3	0	0
P_{mmn}		0	0	0
C_l	Location probability 70%	2.9	2.9	4
	Location probability 95%	9	9	14
L_h		0	12	12
L_b		0	0	7
D_g		0	8	8
E_{med}	Location probability 70%	42	67	75
	Location probability 95%	48	73	85

附註: 在本模擬中，將選擇中之參數作為接收之標準界定值，因此所計算而得之涵蓋面積亦和此數值息息相關。實際使用時，表中之參數可為使用者自行定義，以增加程式用之彈性。

7.4 軟體使用說明

- **作業系統**：本軟體僅可安裝於 Windows 作業系統。
- **螢幕設定**：執行程式前請將螢幕解析度設定在 1024×768，色彩為高彩或全彩，以便獲得較佳觀看畫面。
- **硬體需求**：Pentium III, RAM128M 以上等級。
- **安裝方法**：執行 SETUP.EXE 後，再依相關指示操作，即可成功安裝數位電視地面廣播傳輸場強與涵蓋範圍分析軟體，以下簡稱 DVBT。
- **電子地圖須知**：執行本軟體前，請先確認電腦硬碟是否已有指定格式之數位電子地圖圖檔，如無可向中央大學購買『台澎地區數值地形資料庫』後，再經轉換地圖格式之程式(轉換地圖格式.exe)轉成所需之數位電子地圖檔。
- **啟動畫面**：啟動 DVBT 程式後，將於數位電子地圖預設之資料夾(our_map)自動載入地圖資料，若無法載入時，請輸入數位電子地圖所在資料夾之名稱。於初始畫面(主畫面)之左邊白底視窗(簡稱輪廓視窗)中，將顯示出台澎地圖之格狀輪廓，並標示出各發射站所在位置，至於右邊之藍底視窗(簡稱細部視窗)是顯示細部地圖用。
- **各功能表之使用說明**：



能表中按下滑鼠左鍵或於輪廓視窗中按下滑鼠右鍵將出現細部功能表。

- ◆ **載入地圖**：以滑鼠點選『載入地圖』之選項，即可載入數位電子地圖資料並畫出台澎方塊輪廓圖。
- ◆ **畫出縣市邊界**：以滑鼠點選『畫出縣市邊界』之選項後，可依使用者需求來選擇縣市邊界資料檔(新台幣縣市.MIF)，或是選擇更詳細的鄉鎮市邊界檔(台灣鄉鎮.MIF)。
- ◆ **標示鄉鎮縣市名稱**：以滑鼠點選『標示鄉鎮縣市名稱』之選項(主功能表中無法點選此選項)，即可於細部地圖中滑鼠所在處標示出鄉鎮或縣市名稱(註：以滑鼠拖曳鄉鎮或縣市名稱之左上角可更改標示位置，但無法刪除之)。

- ◆ **看細部地圖**：首先於輪廓視窗中以滑鼠左鍵拖曳框選出一矩形區域後，此矩形區域之兩端點 UTM 座標將顯示於輪廓視窗之左上角，接著再以滑鼠點選『看細部地圖』之選項，即可於細部視窗中顯示出細部地圖，且滑鼠所在之處可立即看到高度，並於狀態列中顯示出目前滑鼠所在之處的 UTM 座標、經緯度座標、鄉鎮市名稱與高度。
- ◆ **離開**：以滑鼠點選『離開』之選項，即可離開此程式。
- **參數設定與分析接收場強**：
 - ◆ **於細部地圖中畫出縣市邊界**：以滑鼠點選『於細部地圖中畫出縣市邊界』之選項，即可於細部地圖中畫出鄉鎮或縣市邊界。
 - ◆ **於細部地圖中標示鄉鎮縣市名稱**：以滑鼠點選『於細部地圖中標示鄉鎮縣市名稱』之選項(主功能表中無法點選此選項)，即可於細部地圖中滑鼠所在處標示出鄉鎮或縣市名稱(註：以滑鼠拖曳鄉鎮或縣市名稱之左上角可更改標示位置，但無法刪除之)。
 - ◆ **設定單一接收點**：於主功能表中以滑鼠點選『設定單一接收點』之選項，只需輸入該接收點之 UTM 座標，即可完成設定；或是於細部視窗的快顯功能表中以滑鼠點選『設定單一接收點』之選項，再由滑鼠來點選接收點位置，便可完成設定單一接收點之座標，同時於細部視窗左上角將顯示出該接收點之 UTM 座標與發射天線到該接收點之距離。
 - ◆ **設定矩形接收區域**：於主功能表中以滑鼠點選『設定矩形接收區域』之選項，只需輸入該接收區之兩端點 UTM 座標，即可完成設定；或是於細部視窗的快顯功能表中以滑鼠點選『設定矩形接收區域』之選項，再由滑鼠來框選矩形接收區域，便可完成設定矩形接收區，同時於細部視窗左上角將顯示出該矩形接收區兩端點點之 UTM 座標。
 - ◆ **計算傳播損失與接收場強**：以滑鼠點選『計算傳播損失與接收場強』之選項，需先輸入矩形接收區之每個接收點的間距(預設值為 100m)，方可分析傳播損失(Propagation loss)、接收場強(E-Field)、涵蓋範圍(Coverage area)、靜態(Static)接收與行動(Mobile)態接收之面積(註：目前所分析之資料，其發射站如狀態列所示，若欲更改其設定，可參考後續之『發射站與接收設定』的說明)。當計算完成後，可按滑鼠右鍵以顯示出快速功能表，其中若點選『儲存成資料檔』之選項，即可將場強或傳播損失之資料儲存於檔案，以便作為後續分析之用，其中場強所儲存檔案之名稱為使用者所輸入之資料(如 T1)後面自動加上『_real.txt』(如 T1_real.txt)，至於傳播損失之資料檔案名稱則為使用者所輸入之資料(如 T2)後面自動加上『_loss.txt』(如 T2_loss.txt)，除此之外，亦會再自動儲存兩個方位

角之檔案(如 T2_th.txt 和 T2_ph.txt)。另外，若是欲將場強分佈圖複製下來，則可使用抓取螢幕之軟體或是按下『Print Screen』按鍵，即可將圖片複製到剪貼簿中。

- ◆ **載入傳播損失檔案後計算接收場**：以滑鼠點選『載入傳播損失檔案後計算接收場強』之選項，可由已計算過之區域的傳播損失檔案(*_loss.txt)，來快速分析當變更發射站之發射天線參數(如天線高度、傾斜角度、增益與場型)後，對場強分佈與涵蓋範圍之影響。
- ◆ **載入場強檔案後分析涵蓋區域**：以滑鼠點選『載入場強檔案後分析涵蓋區域』之選項，可由已計算過之區域的場值資料檔案(*_real.txt)，來快速分析固定天線接收(Fixed antenna reception)、戶外移動接收(Portable outdoor reception)與室內移動接收(Portable indoor reception)之涵蓋範圍與面積。
- ◆ **分析多站效應之接收涵蓋範圍**：以滑鼠點選『分析多站效應之接收涵蓋範圍』之選項，可分析多個發射站在同一接收區中，對接收區域涵蓋範圍之影響。
- **發射站與接收設定**：
 - ◆ **場強分佈顏色與縣市邊界線之顏色設定**：以滑鼠點選『場強分佈顏色與縣市邊界線之顏色設定』之選項，可來更改以顏色來表示之各個臨界場值顏色的設定，以及鄉鎮、縣市邊界線與標示之顏色設定。
 - ◆ **發射站資料設定**：以滑鼠點選『發射站資料設定』之選項，可選擇目前欲分析接收區場強分佈之發射站，以及暫時更改發射站各項參數資料之設定，包括發射站台位置與高度、天線高度、傾斜角度、增益與場型，若欲永久性更改這些參數，則需自行編輯『發射台資料.csv』檔案之內容(註：檔名不可更改)。
 - ◆ **最小行動與靜態接收場值**：以滑鼠點選『最小行動與靜態接收場值』之選項，可更改最小行動接收場強、最小靜態接收場強以及最小平均場強(Minimum median equivalent field strength)之各項參數設定，包括 Receiver noise input power、RF signal to noise ratio required by the system、Effective antenna aperture、Feeder loss、Allowance for man made noise、Location correction factor、Height loss、Building penetration loss、Diversity antenna gain 等。
- **手描圖**：
 - ◆ 此功能選項主要是取得天線場型之數位資料，其作法為先載入天線場型之圖片檔，接著以滑鼠左鍵拖曳描出場型變化曲線(註：按下滑鼠左鍵方有描圖作用，放開即無作用)或是載入已描過圖形後所得之資料檔，當描完部分或全部圖形時，可先點選『儲存手描資料檔』之選項，將所描之資料儲存於使用者指定之檔案中，以便下次再使用。當全部描完圖後，必須按下滑鼠右鍵輸入兩個實際座標點

(註：不可同為水平或垂直的兩點)，方可自動換算出天線場型之數位資料，以便儲存成天線場型資料檔，其中又細分成極座標與直角座標系統兩種存檔格式。

- **說明**：此功能選項為此軟體之使用操作介紹與版本說明。

7.5 實際範例結果說明

本節中將以竹子山及萬里發射站同時發射時之模擬結果為例，其中站台之資料為公共電視台所提供，包含站台之經緯度、海拔高度、塔台高度、天線之場型及增益等相關資訊在內，並以 7.4 節中所述之接收標準分別計算動態接收和靜態接收於 95% 及 70% 兩等級下所得之涵蓋面積及圖形，另外亦計算行動與靜態接收均在 95% 等級要求下時所得之結果。

圖 7.5 為竹子山及萬里發射站同時發射時所模擬出之靜態接收圖其中，綠色和黃色區分出 70% 和 95% 兩種接收標準之值，由圖中可以明顯看出台北市幾乎都在 95% 這個等級之上，只有零星的幾個區域未達到這樣的標準，但至少達到了 70% 的等級。另外值得注的是此兩站共同發射時，其 95% 等級的接收區域幾乎包含了北台灣的西半部，但相對而言，由於受到中央山脈的影響，東半部地區的接收情形則為不良絕大多數地區均在 70% 以下。下表 7.2 為兩等級實際定義之場強範圍值以其接收面積之整理。

表 7.2：竹子山站及萬里發射站同時發射之靜態接收場強定義值與涵蓋面積表

	顏色定義	場強範圍定義 (dBuV/m)	接收面積(平方公里)
70%	綠色	42 以上 48 以下	284
95%	黃色	48 以上	3027.07
面積總和	綠色+黃色	42 以上	3311.07

圖 7.6 則為竹子山及萬里發射站同時發射時所模擬出之動態接收圖，和靜態接收分析模式相同，吾人定義出 70%、95% 兩個等級分別以綠色、黃色加以區分。圖中可以看出 95% 等級接收範圍只包含了部分台北市及少許台北縣境內，出了台北縣後，信號強度衰減的很快，甚至連 70% 等級的要求都無法達成，因此在動態接收方面，此兩站共同發射所得之場強仍有很大改善空間。下表 7.3 為兩等級實際定義之場強範圍值以其接收面積之整理。

表 7.3：竹子山站及萬里發射同時發射之動態接收場強定義值與涵蓋面積表

	顏色定義	場強範圍定義 (dBuV/m)	接收面積(平方公里)
70%	綠色	67 以上 73 以下	321.78
95%	黃色	73 以上	309.03
面積總和	綠色+黃色	67 以上	630.81

圖 7.7 為在 95%等級標準之下動態及靜態接收圖。所以此圖可作為區分動態和靜態接收範圍之用，圖中黃色所涵蓋之面積為動態接收能達到 95%標準(此為 73dBuV/m)之區域，而綠色和黃色之和則為靜態接收能達到 95%標準(此為 48dBuV/m)之區域，下表 7.4 則為其接收面積及場強範圍值定義的整理。

表 7.4：竹子山站及萬里發射同時發射之動態和靜態涵蓋範圍表

	顏色定義	場強範圍定義 (dBuV/m)	接收面積(平方公里)
動態接收	黃色	73 以上	309.03
靜態接收	綠色+黃色	48 以上	3027.07

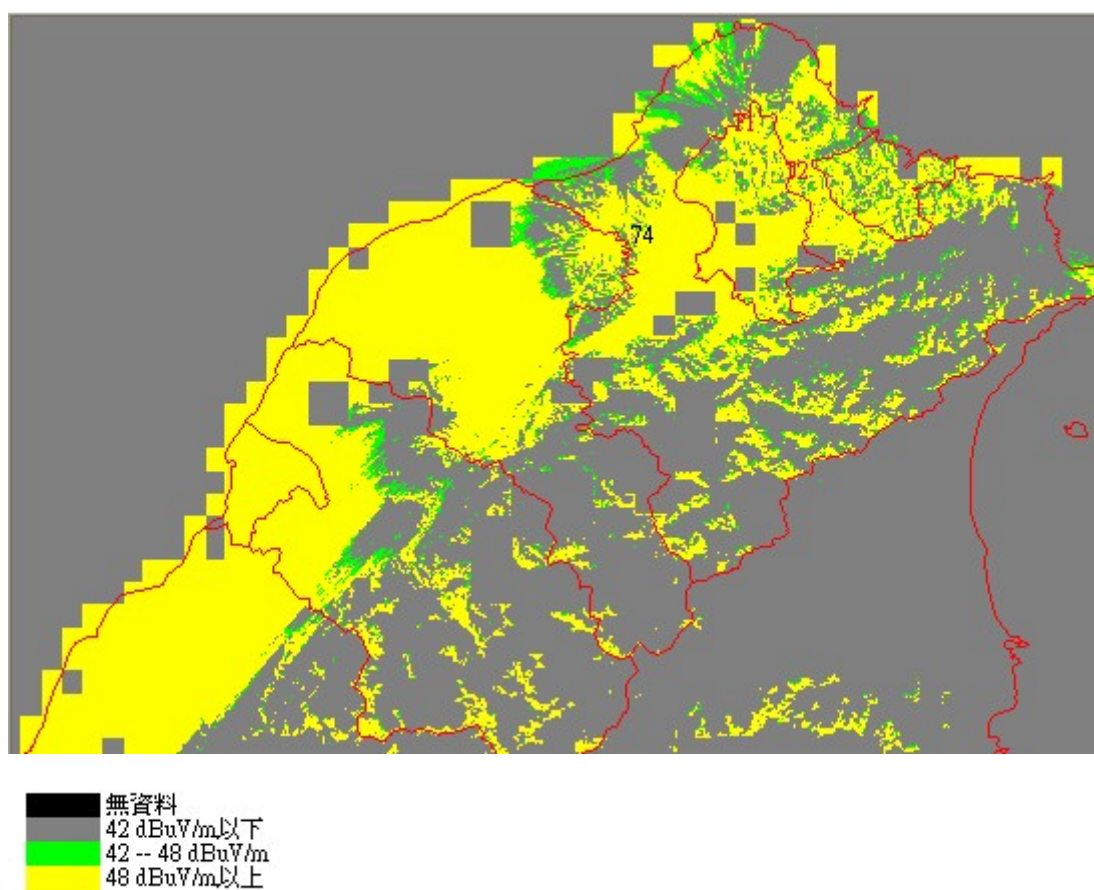


圖 7.5：竹子山站及萬里發射站同時發射時所模擬出之靜態接收圖

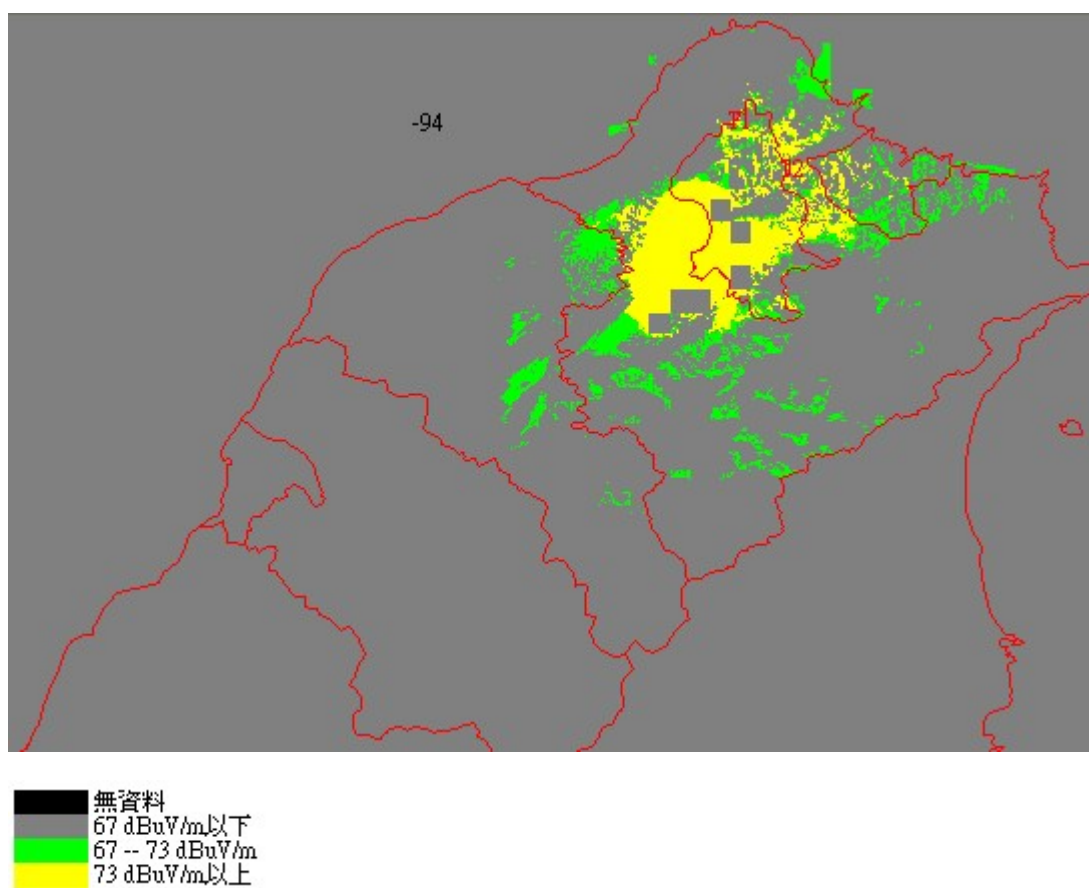


圖 7.6：竹子山站及萬里發射站同時發射時所模擬出之動態接收圖

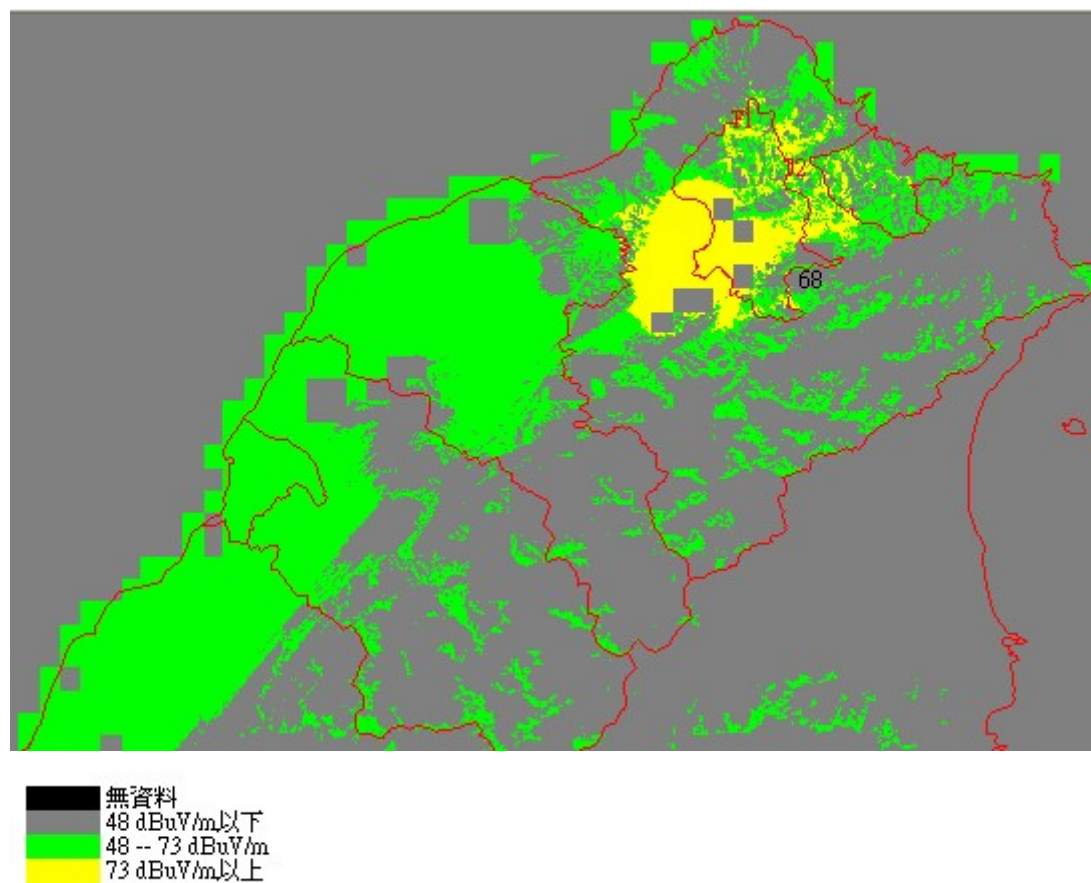


圖 7.7：竹子山站及萬里發射站於 95% 等級標準下之動態與靜態接收圖

7.6 相關列表

本節中將以列表方式呈現出多站組合時模擬所得之涵蓋面積，其中表 7.5 為各站台之詳細資料，而表 7.6、表 7.7 分別為各站組合時動態接收與靜態接收之 95%、70% 等級涵蓋面積表。

表 7.5：站台詳細資料表

編號	站台名稱	海拔 (m)	塔高(m)	頻率 (MHz)	發射功率 (kW)	傾斜角 (度)	天線 Gain(dB)
T1	竹子山	1040	55	545	5	2	16.12
T2	萬里	699	38.5	545	3	3	12.4
T3	南港山 1	375	35	545	1	3	12
T4	南港山 2	375	35	545	1	3	9
T5	基隆紅淡山 1	208	30	545	0.2	0	12
T6	基隆紅淡山 2	208	30	545	0.2	0	9
T7	基隆紅淡山 3	208	30	551	0.2	0	12
T8	基隆紅淡山 4	208	30	551	0.2	0	9
T9	台北丹鳳山 1	190	30	545	0.1	0	12
T10	台北丹鳳山 2	190	30	545	0.1	0	9
T11	台北丹鳳山 3	190	30	551	0.1	0	12
T12	台北丹鳳山 4	190	30	551	0.1	0	9
T13	桃園店子湖 1	397	65	545	3	1.2	15
T14	桃園店子湖 2	397	65	545	3	1.2	15.2
T15	三義 1	540	92	551	3	1	19.39
T16	三義 2	540	92	551	3	1	14.5
T17	三義 3	540	92	551	3	0.5	19.39
T18	三義 4	540	92	551	3	0.5	14.5
T19	南投	430	66.5	551	5	0.5	15.9
T20	集集大山 1	1390	20	545	1	0	12
T21	集集大山 2	1390	20	545	1	0	9
T22	集集大山 3	1390	20	551	1	0	12
T23	集集大山 4	1390	20	551	1	0	9
T24	屏東赤牛嶺 1	270	50	545	0.1	0	12
T25	屏東赤牛嶺 2	270	50	545	0.1	0	9
T26	屏東赤牛嶺 3	270	50	551	0.1	0	12
T27	屏東赤牛嶺 4	270	50	551	0.1	0	9
T28	澎湖馬公	30	53	545	0.1	0	7.5
T29	宜蘭 1	226	23	545	3	0.5	18.49
T30	宜蘭 2	226	23	545	3	0.5	16.19
T31	宜蘭 3	226	23	551	3	0.5	18.49
T32	宜蘭 4	226	23	551	3	0.5	16.19

表 7.6：各組合於 95%標準之接收面積

兩站組合	95%標準之動態 接收面積	95%標準之靜態 接收面積
1. 竹子山+萬里	309.03	3027.07
2. 竹子山+南港山	274.39	2824.43
3. 竹子山+丹鳳山	206.79	2533.55
4. 竹子山+紅淡山	200.11	2627.96
5. 竹子山+店子湖	522.27	3294.97
6. 萬里+南港山	176.51	2391.33
7. 萬里+丹鳳山	90.08	2048.03
8. 萬里+紅淡山	96.84	2211.19
9. 萬里+店子湖	309.95	3011.81
10. 南港山+丹鳳山	49.88	1039.29
11. 南港山+紅淡山	43.76	1133.70
12. 南港山+店子湖	281.59	2779.59
13. 丹鳳山+紅淡山	6.92	760.74
14. 丹鳳山+店子湖	206.39	2502.40
15. 紅淡山+店子湖	211.19	2520.25
三站組合		
16. 竹子山+萬里+南港山	405.05	3177.42
17. 竹子山+萬里+丹鳳山	335.92	3058.30
18. 竹子山+萬里+紅淡山	342.40	3115.72
19. 竹子山+萬里+店子湖	679.02	3477.79
20. 竹子山+南港山+丹鳳山	299.07	2850.14
21. 竹子山+南港山+紅淡山	302.23	2922.49
22. 竹子山+南港山+店子湖	631.01	3467.78
23. 竹子山+丹鳳山+紅淡山	221.39	2698.35
24. 竹子山+丹鳳山+店子湖	544.90	3332.21
25. 竹子山+紅淡山+店子湖	542.90	3398.59
四站組合		
26. 竹子山+萬里+南港山+丹鳳山	433.98	3194.67
27. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山	422.54	3246.76
28. 竹子山+萬里+南港山+店子湖	769.89	3583.37
29. 竹子山+萬里+丹鳳山+紅淡山	373.93	3150.31
30. 竹子山+萬里+丹鳳山+店子湖	699.53	3493.24
31. 竹子山+萬里+紅淡山+店子湖	718.20	3546.58
32. 竹子山+南港山+丹鳳山+紅淡山	321.40	2949.23

33. 竹子山+南港山+丹鳳山+店子湖	651.32	3482.15
34. 竹子山+南港山+紅淡山+店子湖	661.95	3540.81
35. 竹子山+丹鳳山+紅淡山+店子湖	564.17	3436.47
五站組合		
36. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山	467.63	3264.30
37. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山+店子湖	805.31	3639.35
38. 竹子山+萬里+南港山+丹鳳山+店子湖	794.16	3593.62
39. 竹子山+萬里+紅淡山+丹鳳山+店子湖	738.79	3563.43
40. 竹子山+南港山+紅淡山+丹鳳山+店子湖	681.74	3555.34
六站組合		
41. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山+丹鳳山+店子湖	828.50	3649.88
南部組合站		
42. 三義+南投	737.27	5048.48
43. 三義+集集大山	316.47	5214.60
44. 南投+集集大山	962.99	4901.58
45. 三義+南投+集集大山	1584.70	5457.04

表 7.7：各組合於 70%標準之接收面積

兩站組合	70%標準之動態 接收面積	70%標準之靜態 接收面積
1. 竹子山+萬里	321.78	284
2. 竹子山+南港山	298.57	409.48
3. 竹子山+丹鳳山	195.26	344.73
4. 竹子山+紅淡山	239.84	394.06
5. 竹子山+店子湖	239.84	258.49
6. 萬里+南港山	273.67	338.21
7. 萬里+丹鳳山	173.66	519.43
8. 萬里+紅淡山	113.91	441.39
9. 萬里+店子湖	533.7	285.56
10. 南港山+丹鳳山	243.67	278.43
11. 南港山+紅淡山	174.71	365.32
12. 南港山+店子湖	474.51	244.92
13. 丹鳳山+紅淡山	35.48	247.26
14. 丹鳳山+店子湖	368.85	310.94
15. 紅淡山+店子湖	340.66	382.9

三站組合		
16. 竹子山+萬里+南港山	444.76	284.19
17. 竹子山+萬里+丹鳳山	331.71	294.97
18. 竹子山+萬里+紅淡山	336.3	319.67
19. 竹子山+萬里+店子湖	775.15	264.98
20. 竹子山+南港山+丹鳳山	314.71	427.85
21. 竹子山+南港山+紅淡山	345.93	451.0
22. 竹子山+南港山+店子湖	673.54	244.52
23. 竹子山+丹鳳山+紅淡山	244.04	398.79
24. 竹子山+丹鳳山+店子湖	569.62	260.53
25. 竹子山+紅淡山+店子湖	604.5	303.9
四站組合		
26. 竹子山+萬里+南港山+丹鳳山	458.53	292.65
27. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山	456.88	309.7
28. 竹子山+萬里+南港山+店子湖	869.71	258.05
29. 竹子山+萬里+丹鳳山+紅淡山	347.51	321.71
30. 竹子山+萬里+丹鳳山+店子湖	810.54	271.03
31. 竹子山+萬里+紅淡山+店子湖	791.47	295.88
32. 竹子山+南港山+丹鳳山+紅淡山	374.25	464.78
33. 竹子山+南港山+丹鳳山+店子湖	693.55	249.49
34. 竹子山+南港山+紅淡山+店子湖	714.51	277.47
35. 竹子山+丹鳳山+紅淡山+店子湖	628.47	296.29
五站組合		
36. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山	474.37	315.91
37. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山+店子湖	883.89	280.59
38. 竹子山+萬里+南港山+丹鳳山+店子湖	880.23	262.74
39. 竹子山+萬里+紅淡山+丹鳳山+店子湖	821.37	296.57
40. 竹子山+南港山+紅淡山+丹鳳山+店子湖	734.32	279.48
六站組合		
41. 竹子山+萬里+南港山+紅淡山+丹鳳山+店子湖	894.78	283.23
南部組合站		
42. 三義+南投	2174.41	287.4
43. 三義+集集大山	975.67	203.4
44. 南投+集集大山	1799.78	206.88
45. 三義+南投+集集大山	2153.7	240.91

八、結論及未來展望

對於數位電視單頻網建置技術之分析與研究上，我們已完成了建立量測系統、發展模擬方法、進行現場量測、數值模擬分析、探討電波涵蓋率、評估發射機功率需求、分析傳輸延遲問題及研究數位電視單頻網路規劃這些項目，在模擬分析方面，我們擬定了軟體模擬分析及實驗室模擬分析兩種方式，而且我們也實際進行室外量測，經過統計分析後，得到了一些結果，此外，我們亦利用軟體進行模擬發射機的電波涵蓋率及功率需求。

在軟體模擬方面，我們針對靜態及動態兩種通道模型進行模擬分析，最後也對於單頻網路可以提升網路增益的這項優點進行模擬驗證，而在實驗室模擬量測方面，我們對於單頻網路做了更進一步的分析，因為目前未尚有較為確切的單頻網路通道模型，所以我們針對使用單頻網路可能會遭遇到的一些問題，進行定性的模擬分析，主要有路徑延遲時間大於保護間隔對接收效能的影響、都卜勒效應對於接收效能的影響，以及複頻網路和單頻網路的接收效能比較，在第一部分，經由模擬所得到的結論，當路徑延遲時間超過保護間隔的長度愈長時，其接收效能愈差，若路徑延遲時間太長，會使得接收端無法達到 QEF，而在第二部分，我們發現 2K 模式對於抵抗都卜勒效應的能力較 8K 模式強，最後複頻網路和單頻網路的接收效能比較，在各種不同參數組合的系統中，單頻網路的接收效能皆比複頻網路好，而且確實可以提升網路增益。最後不同參數組合對多重路徑抵抗能力之比較，以目前台灣現行所採用的參數組合，16QAM 搭配 Code rate 為 2/3，以及 Guard interval ratio 為 1/4，而 C/N 設定為 25dB 和 30dB 時，當多重路徑 Path2 的路徑延遲時間小於保護間隔，即使多重路徑 Path2 的能量損失和主要路徑 Path1 的能量損失相同時，仍能達到 QEF。

在實地外出量測的部分，期中量測地區主要為台灣西部地區之交通動脈中山高速公路和第二高速公路，而量測範圍北起台北縣板橋市，南至彰化系統交流道。在這段範圍內，所接收的數位電視訊號，其發射站台由北到南，分別是台北竹子山發射站，新架設的桃園龍潭發射站和三義的火炎山發射站。主要的量測對象是針對已經初部將單頻網路建設完成的台視和民視。這次量測時之車速，一高為 80Km/h 到 100Km/h，二高為 90Km/h 到 110Km/h，量測的接收機為高昕科技歐規數位電視行動接收機，接收機是採用雙天線的架構，其接收天線為垂直極化天線，接收天線的頻段是專門針對台灣數位電視頻段所設計。這次的量測，主要是探討從台北到彰化這個區域的行動接收情況，我們發現台視和民視二者不管在一高或是二高上，在桃園以南到苗栗以北這段接收範圍內，其收訊品質都是不良的。而在此路段以外的地區，除了偶而會有錯誤發生，但其錯誤點都是分散，而非集中在某一路段，其收訊品質都能維持一定的水準，所以目前主要應該針對在桃園以南到苗栗以北這段接收範圍進行改善，可以調整發射站台的參數，或是在這個區域內增加幾個小發射站台，以提升這個地區的收訊品質。

期末量測的部分，其量測地區也是中山高速公路，和第二高速公路，而量測範圍北起台北縣板橋市，南至屏東縣九如鄉。而在這段範圍內，所接收的數位電視訊號，其發射站台由北到南，分別是台北竹子山發射站，新架設的桃園龍潭發射站，三義的火炎山發射站，台中的鳳鳴發射站，新架設的台南白河枕頭山發射站和高雄的中寮發射站。這次的量測地區已經把台灣西部的六個發射站全部含蓋在內。主要的量測對象是針對已經初步將單頻網路建設完成的台視和民視。而此次量測時的車速，一高為 80Km/h 到 100Km/h，二高為 90Km/h 到 110Km/h，所使用之接收機為高昕科技的行動接收機，採用雙天線架構，其接收天線為垂直極化天線，接收天線頻段是針對台灣數位電視的發射頻段所設計。為了公平起見，在量測之前，我們已調校過，讓二台接收機和天線，表現一致。由量測數據統計分析所得之統計表和統計大圖和小圖中可以看出，台視和民視二者在一高或是二高之北部、中部，其實相差不多，在北部新竹一帶還是和期中量測相同，有較嚴重的中斷。在中部台中、彰化和雲林一帶，台視和民視二者也是相差不多，但和北部不同的是，二台收訊不良地區都是呈現零星分部，沒有較嚴重的中斷。而這次的量測和期中量測不同的是，除了量測彰化以北之外，亦量測了彰化以南的地區，其中主要是量測才剛架設完成的台南白河枕頭山發射站。而在南部地區，台視和民視二者就有較明顯的差距。台視在南部收訊不良地區呈現零星分部，品質在可接收範圍。但是民視在台南和高雄地區，有些路段呈現中斷訊號好幾公里之狀況。另外，我們的量測儀器加入 R&S 公司的 EFA 接收解調機，測量通道的脈衝響應以及頻譜分析等，對於多重路徑的干擾可以進行更進一步的分析，尤其對於收訊不佳的地區，可以透過通道脈衝響應來評估收訊品質不良的原因。這次所經過的六個發射台，台視和民視發射台，設站點大約在同一個地方，且每個設站點，其發射台所發射的訊號功率相同。在這相同的條件下，比較台視和民視在一高和二高的總體表現，台視整體表現較民視來得較佳。這表示民視還有改善空間。

在電波涵蓋率的模擬分析部分，以所述之接收標準分別計算動態接收和靜態接收於 95% 及 70% 兩等級下所得之涵蓋面積及圖形，另外亦計算行動與靜態接收均在 95% 等級要求下時所得之結果。所模擬出之靜態接收圖中，可以明顯看出台北市幾乎都在 95% 這個等級之上，只有零星的幾個區域未達到這樣的標準，但至少達到了 70% 的等級。而所模擬出之動態接收圖中，和靜態接收分析模式相同，可以看出 95% 等級接收範圍只包含了部分台北市及少許台北縣境內，出了台北縣後，信號強度衰減的很快，甚至連 70% 等級的要求都無法達成，因此在動態接收方面，仍有很大改善空間。

在這次的計畫中，我們得到一些具體的成果，另外我們亦發展了軟體模擬的方法，以及建立了室外量測分析的系統，對於未來進行地面數位電視單頻網路的相關研究，可以做為參考。目前台灣的地面數位電視已於 92 年 4 月於全區開播，無線數位電視若能藉由單頻網路的技術，增加無線電頻譜的使用效益，使得廣播電視業者得以提供更多元化的多媒體服務，拓展其收視族群，將有助於國內數位視訊產業之推動。

九、參考文獻

- [1] “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television”, ETSI (European Telecommunications Standards Institute), EN 300 744, 1997
- [2] “Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects”, ETSI (European Telecommunications Standards Institute), ETR 101 190, 1997
- [3] 「數位電視地面廣播推展及應用」 邱志賢、林南榮、包克豪
- [4] 「歐規數位電視行動接收效能分析」 曾宏儒
- [5] 「數位電視地面廣播基頻收發機之設計」 陳怡如