

# 行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

## 發展衛星通信系統之調複機動態調變及錯誤編碼控制方式 之應用研究分析

計畫類別：個別型計畫

計畫編號：NSC93-2623-7-009-011-

執行期間：93 年 01 月 01 日至 93 年 12 月 31 日

執行單位：國立交通大學電信工程學系(所)

計畫主持人：李大嵩

計畫參與人員：古仲達 蕭昆苑

報告類型：完整報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 94 年 3 月 28 日

# 國防科技學術合作研究計畫成果報告

## 發展衛星通信系統之調複機動態調變 及錯誤編碼控制方式之應用研究分析

計畫編號：NSC 93-2623-7-009-011

執行期間：93 年 01 月 01 日至 93 年 12 月 31 日

計畫主持人：李大嵩

協同主持人：林垂彩

計畫參與人員：古仲達、蕭昆苑

執行單位：國立交通大學電信所

中華民國 94 年 03 月 28 日

# 內容大綱

第一章 緒論	2
第二章 計畫背景	5
2-1 降雨衰減	5
2-2 鏈路調節	8
第三章 雨衰補償系統	14
3-1 適應性調變及編碼 直接序列式-分碼多工系統	14
3-2 多用戶之適應性調變及編碼 直接序列式-分碼多工 系統	19
3-3 電腦模擬	27
第四章 盲蔽干擾抑制器	32
4-1 以子空間為基礎之盲蔽干擾消除	33
4-2 電腦模擬	38
第五章 結論	40
參考資料	41

# 第一章

## 緒論

自一九五七年蘇聯第一顆人造衛星發射成功，開啟了人類航空活動的新時代，40 多年來衛星技術的迅速發展，已成為推動人類社會科技進步、經濟發展與國防建設的重要手段；這數十年來，全世界總共發射了大約 4500 顆人造衛星，其中 90% 以上是美、蘇兩大強權所擁有。而在美、蘇兩國所發射衛星中，60% 以上是被用於軍事用途，20% 軍、民兩用衛星，而純粹民(商)用或科技研發的衛星約佔 20%。就應用方面來說，衛星可分成下列幾類：

1. 氣象衛星(Weather Satellite)
2. 天文衛星(Astronomical Satellite)
3. 導航衛星(Navigational Satellite)
4. 探測衛星(Remote Sensor Satellite)
5. 殺手衛星(Killer Satellite)
6. 通信衛星(Communication Satellite)

其中通信衛星現已成為媒體多元化中不可或缺的一環，它可提供區域及國際間之電信、電報、電傳、傳真、數據傳輸和電視廣播等，目前更已成為美、英、俄、法軍事通信的主要手段[1]。

衛星通信目前已廣泛地被應用於通信系統中，其主要係運用地表高空之同步衛星，作為無線電收發之中繼轉播站，藉以達成各地面站台間通信的目的。一般說來，衛星通信系統的基本架構包括了衛星及地面站台，如圖 1-1 所示，每個地面站台均利用衛星為中繼轉播站來傳送資訊，而每個地面站台通常也包含一個有線網路，來分送所接收的資訊至各用戶端，或傳送各用戶的資訊至天線端發射；這個有線網路可為電話交換機或為數據網路。衛星通信具有下列優點：

1. 系統的開發擴充迅速，甚至是全球無縫隙的介接均能實現。
2. 無遠弗屆的涵蓋範圍，對散佈於廣泛涵蓋區內之地面站台來說，其所接收之電場強度約相等。
3. 傳輸的價格全然不受距離長短的影響。
4. 較不易受天然災害的影響，如地震、颱風等，即使因事故中斷也能很快恢復通信。
5. 高資料率的容量，目前 NASA(美國太空總署)的

ACTS(Advanced Communication Technology Satellite)衛星之通信容量已可達到 1 Gbps，資料傳輸率超過 622 Mbps 以上，而商用非同步傳輸模式(Asynchronous Transfer Mode, ATM)服務則可以達到 45 Mbps。

6. 多點通信導向系統(Multicast-oriented System)，由於目前地面通信系統的資料流向多為單點對單點通信，但透過衛星可以很輕易地做到多點通信網，相當符合通信需求，如 Internet。

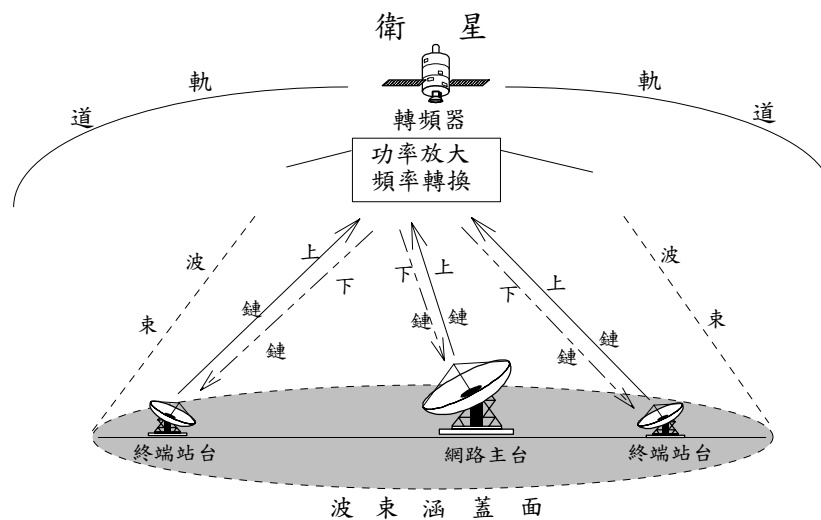


圖 1-1：衛星通信基本架構示意圖

## 第二章

### 計畫背景

#### 2-1 降雨衰減

衛星通訊使用 L、S、C、Ku、Ka 等頻帶。C 頻帶頻率範圍為 3.6~7.025 GHz，多用於固定地面通訊服務與廣播電視節目。Ku 頻帶頻率範圍 12~14 GHz，而 Ka 頻帶頻率範圍 20~30 GHz，Ku 頻帶與 Ka 頻帶多應用於衛星廣播服務。目前 C 頻帶及 Ku 頻帶較擁擠，所以 Ka 頻帶已經是未來趨勢。未來將以發展 Ka 頻段之寬頻通信衛星為主，Ka 頻帶頻率較高具有頻帶增益高、頻寬大及信號強度較強等特性。不管目前的 Ku 頻段或未來的 Ka 頻段衛星，它們均易受不同程度的降雨衰減(Rain Fading)影響[2]-[8]。當衛星信號到達天線前，行進的途徑如有烏雲或雨水的阻擋而形成信號衰減，部份能量被吸收或散射因而產生損耗，損耗的大小與工作頻率、穿透路徑的長短以及雨、雪大小和霧、雲濃度有關，此種衰減稱為雨衰。而雨衰通常只對 Ku 頻段的信號有影響，對 C 頻段的信號影響不大。因為 Ku 頻段頻率較高，波長較短，所以不容易穿透烏雲及雨水。一般在台灣地區，靠近東方及西方的低接收仰角衛星，其雨衰損耗量會較大。而越靠近正南方的高

接收仰角衛星，其雨衰的損耗量會比較小。因為接收仰角越靠近地平面，信號要穿透雲層的時間較長，且信號與雨水接觸的角度最大，更容易受雨水所阻擋而形成衰減。以降雨為例，一般在 Ku 頻段以下可忽略中降雨量(小於 10 毫米／每小時)的衰減量(每公里約衰減 0.5dB)，但在 Ka 頻段以上則即使是在低降雨量(小於 10 毫米／每小時)也不可忽視這個衰減量(每公里約衰減 1.7dB)，另在大降雨量(50 毫米／每小時)時會造成每公里約 7dB 的衰減量，更甚者在豪雨區(100 毫米／每小時)時將造成每公里 12dB 以上的衰減量(請參考圖 2-1)。

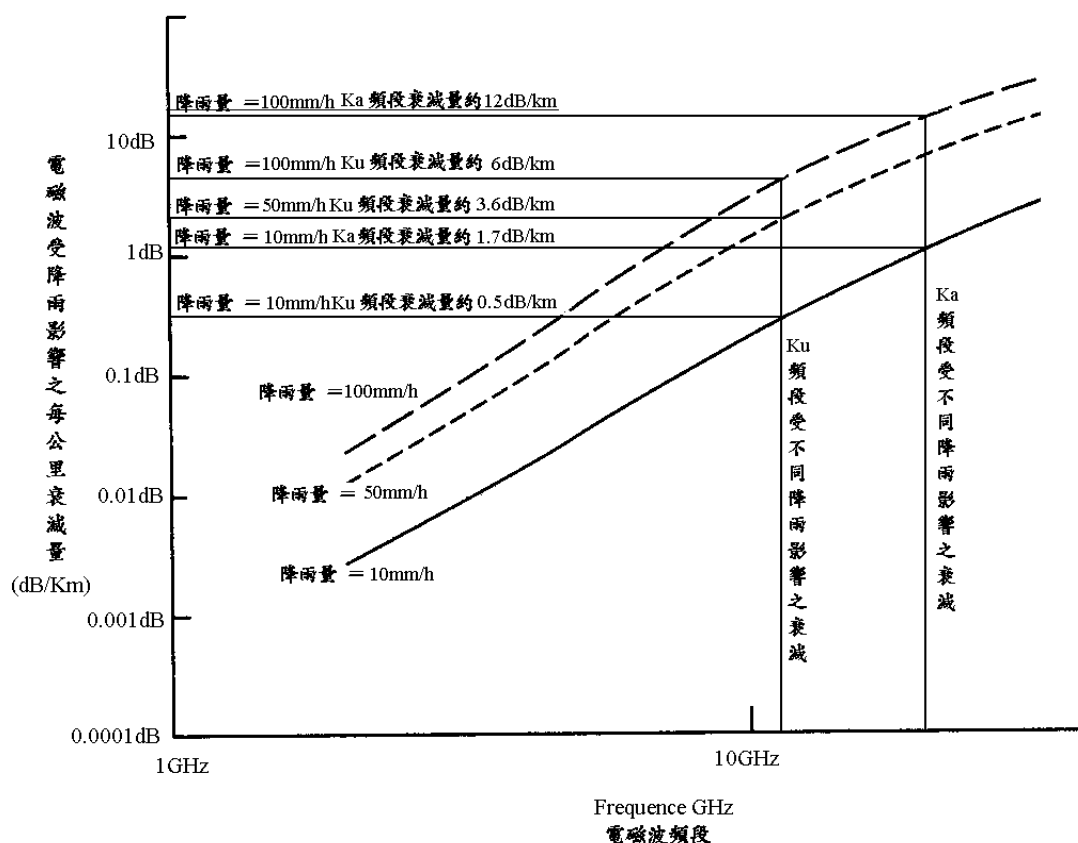


圖 2-1：雨衰對 Ka/Ku 頻帶電磁波影響之干擾量示意圖



由圖 2-1 可以得知衛星通道受到雨衰的干擾會隨著雨量的不同而改變，另一方面隨著衛星使用的頻帶不同在相同降雨量的雨衰干擾之下，不同的頻帶也受到不同程度的干擾，其中對於大頻寬的 Ka 頻帶衛星所受到的干擾程度會相差到 10 dB 以上。由此可知降雨(水分子)所造成的衰減量，是設計 Ku/Ka 頻段衛星通信鏈路所不能忽視的主要衰減量，而且變動的範圍極大。

台灣地區一般的雨衰預估模式如 2-1 式所示[9]：

$$A_{P_R} = 0.07 \alpha R_{0.01}^{\beta} d_e P_R^{-(0.855 + 0.139 \log P_R)} \quad (2-1)$$

$$1 \geq P_R \geq 0.001, R_{0.01} \leq 100 \text{mm/hr}$$

$\alpha$ 與 $\beta$ 為雨衰參數， $R_{0.001}$ 為鏈路一端站長期實測統計 0.001%時間降雨率超過之數值，依據ITU-R適用於台灣地區之 $R_{0.001} = 95 \text{ mm/h}$ ， $d_e$ (公里)為衛星鏈路之降雨有效路徑長度。一般商業通信用途之雨衰補償方法為預留雨衰餘裕(Rain Fade Margin)，表 2-1 是在不同的頻率下鏈路長度為 10 公里時，各種可用率所需要的預留雨衰餘裕。可以發現頻率越高時所需要的雨衰餘裕就越大，呈線性成長。然而對相同頻率但不同可用率而言，所要預留的雨衰餘裕就需要增加很多，其分布不是線性成長，而是急速成長。這是相當消極且沒有效率的做法，此法最大缺點就是保留過大的雨衰餘裕，相對降低了衛星轉頻器的使用效

率，其實際上之反映即為衛星用戶通信容量降低。

表 2-1：可用率所需要的預留雨衰餘裕(dB)

頻率/可用率(%)	99.7	99.97	99.996	99.999
10.6	3.1	11.5	21.5	24.9
12	3.9	14.6	27.4	31.6
18	7.7	28.8	53.8	62.3
22	10.6	39.3	73.5	84.9
25.6	13.1	48.9	96.0	105.6

此外功率自動增益也為常見方法，但此種方法在增加傳送能量的同時，也造成對其他系統的干擾更加嚴重。為了更有效的利用雨衰的特性，吾人將利用鏈路調節(Link Adaptation)來改善系統受到雨衰的干擾。

## 2-2 鏈路調節

鏈路調節的基本概念是根據系統目前所遭遇到的通道情況來調整系統傳送參數(Transmission Parameters)以有效地利用有限的系統資源，而可調整的傳送參數有調變階數(Modulation Order)、編碼率

(Coding Rate)及展頻因子(Spreading Factor)等。鏈路調節能提高頻譜效率且同時增加系統傳輸率，已被視為增加無線系統頻譜效率(Spectral Efficiency)的重要方法[10]。

鏈路調節的原理就是依照傳送端與接收端之間的無線通道(Wireless Channel)時間、頻率或空間變化及所受到其他系統或自然因素的干擾來動態的調整某些關鍵的傳送參數。在實際系統中，所有的傳送參數會被量化(Quantized)及組合(Grouped)形成系統中的模組(Mode)。表 2-2 是 IEEE 802.11a 系統模組的參數，其明確地定義每個模組的調變方法、傳輸率及編碼率等。

表 2-2：IEEE 802.11a 系統模組的參數

Data rate (Mbits/s)	Modulation	Coding rate (R)	Coded bits per subcarrier ( $N_{\text{BPSC}}$ )	Coded bits per OFDM symbol ( $N_{\text{CBPC}}$ )	Data bits per OFDM symbol ( $N_{\text{DBPC}}$ )
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

基本上，每個模組都定義不同的傳輸率以及達到該傳輸率所需要的最小訊雜比(SNR)，每一個模組的傳送參數都是在不同的通道環境下最好的選擇。鏈路調節的目標即是確保在通道變化的情況下，系統永遠會選擇符合通道變化及最有效率的模組，而選擇的依據可以根據不同的需求而定，如在維持一定傳輸品質之下讓系統整體的傳輸率最大，或是在滿足所有使用者所需的傳輸率之下系統整體所需的傳送能量最少等。動態的選取系統所有可用的模組使得系統更有效率及穩定，即便在通道條件(Channel Condition)不佳的情況下也能維持系統適當運作。而在通道條件良好的情況下，選用頻譜效率高的模組有效增加資料流量(Throughput)。 然而不具有鏈路調節的系統只能固定使用一種模組，而為了確保系統能夠保持適當的性能(Performance)，通常是以通道條件較差的情況作為選取模組的標準。這樣的系統會因為考量到通道條件最差的情況且無法動態切換各模組造成無法有效的利用系統資源。

系統經由鏈路調節方法可提高系統的容量(Capacity)如圖 2-2 所示。圖 2-2 是頻譜效率與訊雜比的關係圖，其中有四種不同的調變方法，分別為 BPSK、QPSK、16-QAM 及 64-QAM。而模擬條件是在滿足系統所需要 PER(Packet Error Rate)之下，各種調變方法可以達到的頻譜效率。同時，由圖 2-2 可以得知頻譜效率與訊雜比有相關性。虛

線代表每一種固定調變方法依據不同的訊雜比可以達到的頻譜效率，而 BPSK 所代表的實線是只使用 BPSK 一種調變方法的系統，可以發現該系統的頻譜效率並沒有隨著訊雜比的增加而變好，這是相當沒有效率的系統。而根據鏈路調節方法可以隨訊雜比增加而頻譜效率逐漸升高如實線所示，此實線表示四種不同調變方法在符合系統所需的 PER 之下，可以達到最佳的頻譜效率。由圖 2-2 所示，具有鏈路調節系統與不具有鏈路調節系統在訊雜比低時有同樣的頻譜效率。然而當訊雜比高時，兩個系統的頻譜效率最多會相差 6 倍。由於無線系統的通道環境隨時間、頻率及空間變化極大，所以鏈路調節對於無線系統的性能會有顯著的改善。

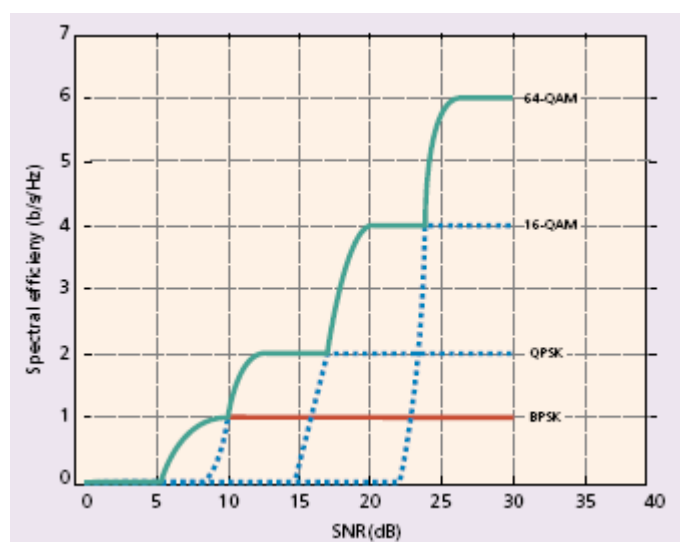


圖 2-2：頻譜效率對訊雜比的關係圖

在系統中鏈路調節最重要的精神是利用回傳通道狀態資訊(Channel State Information)使得傳送端可以依據通道不同的變化如時間、頻率及空間等，適當地調整相關的傳送參數，以有效地利用系統資源。一般而言，任何通道的資訊都可以視為通道狀態資訊，在實體層(Physical Layer)中最常被鏈路調節所使用的通道狀態資訊是 SNR 或 SINR(Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio)。

鏈路調節方法大致可以分為下列幾個步驟：

1. 經由量測接收端訊號求得訊雜比值。
2. 根據不同訊雜比值完成每種模組相對應 BER 對訊雜比的關係圖，如圖 2-3 所示。
3. 依據系統所需的BER選取最適當的模組，使系統有最大的資料容量。假設系統所要求的BER為  $10^{-4}$ ，根據圖 2-3 可以得到每個模組對應到適當的訊雜比，如表 2-3 所示。
4. 最後將所選取模組的資訊回傳給傳送端，傳送端依照所選取的模組傳送資料。

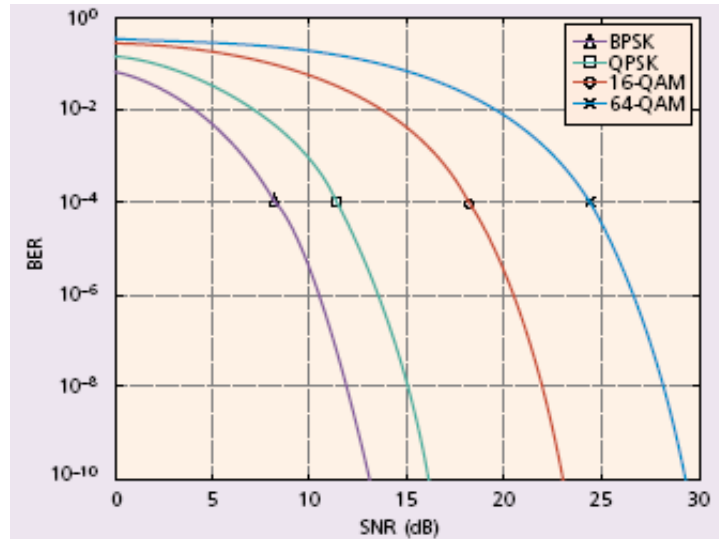


圖 2-3：BER 對訊雜比關係圖

表 2-3：調變階數與訊雜比對應表

Modulation order	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
SNR (dB)	8.4	11.4	18.2	24.3

目前在無線系統當中最常被用於鏈路調節方法的傳送參數是調變階數及編碼率，而根據系統需求及通道狀況適應性的調整調變階數及編碼率的方法被稱為 AMC(Adaptive Modulation and Coding)。

## 第三章

### 雨衰補償系統

本章將討論直接序列式-分碼多工(DS-CDMA)系統如何有效利用適應性調變及編碼(AMC)對抗雨衰對通道所造成的干擾，並且進一步討論多用戶 AMC DS-CDMA 系統要如何根據用戶間不同通道環境有效分配系統有限的資源藉以達到資源分配的最佳化。

#### 3-1 適應性調變及編碼 直接序列式-分碼多工系統

適應性調變及編碼 直接序列式-分碼多工(AMC DS-CDMA)系統架構圖，如圖 3-1 所示。AMC DS-CDMA 系統利用通道狀態資訊可以得知目前通道的狀態，再根據目前的通道狀態選用一組最適合於目前通道狀態的模組，即是可以滿足系統所要求的 BER 同時可以使系統頻譜效率最好的模組[11]-[12]。



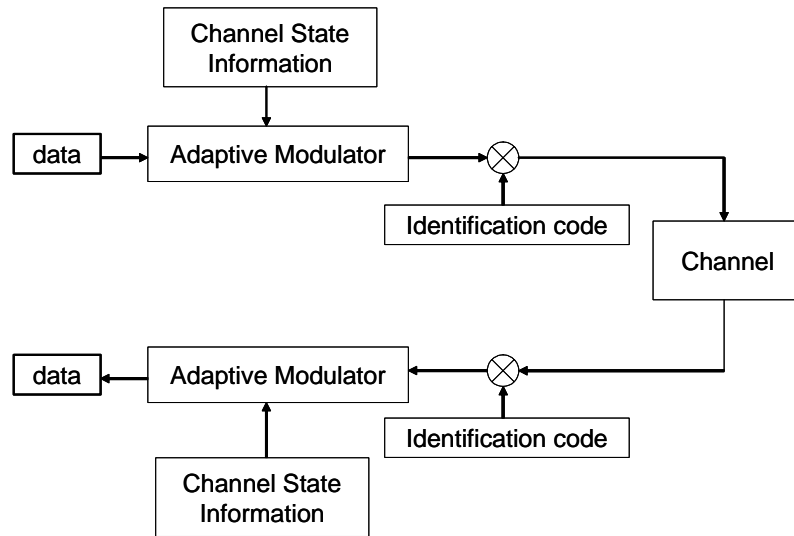


圖 3-1：AMC DS-CDMA 系統架構圖

為了完成AMC機制，首先必須建立DS-CDMA系統每一種模組在不同訊雜比之下的BER，如圖 3-2 所示。圖 3-2 是六種不同的模組在AWGN的環境下，訊雜比對BER的關係圖，BPSK 1/2 表示使用BPSK調變而編碼率為 1/2。而根據系統所要求的BER( $10^{-4}$ )可以完成表 3-1，其中展頻因子為 16。

表 3-1：各模組與訊雜比對應表

Mode	BPSK 1/2	QPSK 1/2	QPSK 3/4	16QAM 2/3	64QAM 1/2	64QAM 3/4
SNR(dB)	1	4	8	12	14	18

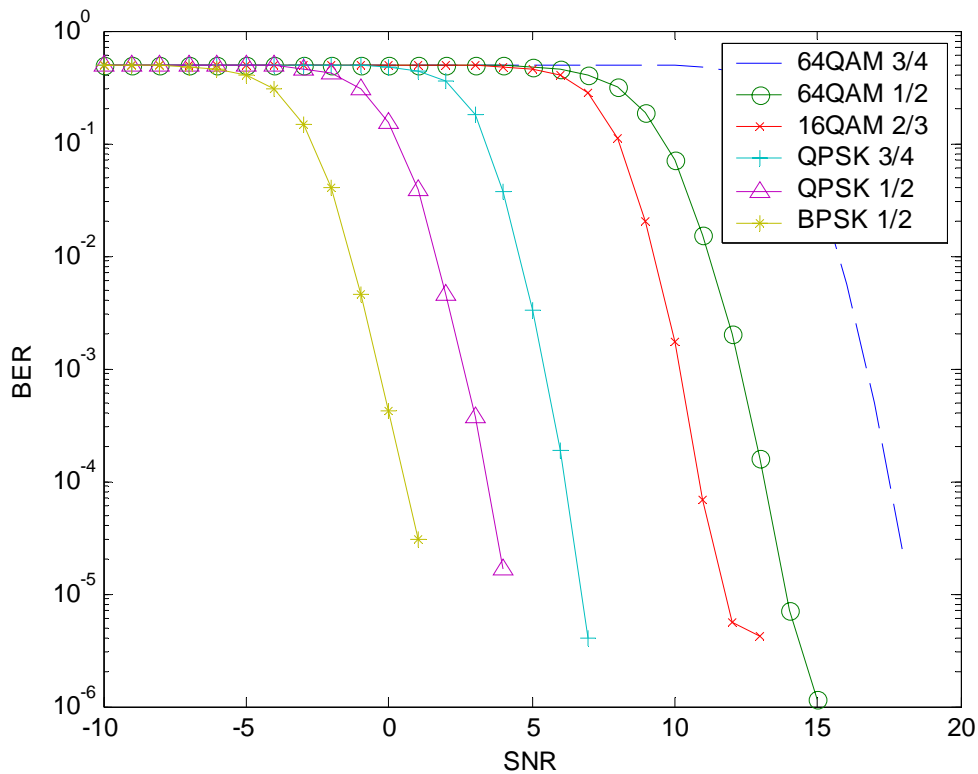


圖 3-2：訊雜比與 BER 關係圖(AWGN)

表 3-1 可以作為 AMC 機制的判別標準，當訊雜比低於 1 dB 時表示六種模組都無法達到系統所要求的 BER，而當訊雜比大於 1 dB 時表示第一個模組(BPSK 1/2)可以達到系統所要求的 BER，而隨著訊雜比增加系統可以逐漸提高所使用的模組來增加頻譜效率。此外，根據寬頻衛星量測統計結果得知即便在都市環境下，通道中 LOS 的平均能量會比多重路徑(Multipath)的平均能量高 15 到 30 dB，而當訊號頻寬小於 10 MHz 時，由於低均方根延遲展頻(RMS Delay Spread)可以將衛星通道視為非頻率選擇(non-frequency selective)[13]。圖 3-3 及圖

3-4 分別為  $K = 15 \text{ dB}$  及  $30 \text{ dB}$  ( $K = (\text{LOS 的能量})/(\text{多重路徑的能量})$ ) 的情況下，不同的調變階數及編碼率與訊雜比的關係圖，可以明顯發現其結果與在 AWGN 的環境下所得到的關係近乎相同，這是因為 LOS 的能量遠大於多重路徑的能量，如此多重路徑的特性在衛星通道中的效應就不顯著，因此在決定不同模組所需要的訊雜比時，就可以簡單的利用 AWGN 通道來預估，而通道的效應可由犁耙式接收機 (Rake Receiver) 來補償。

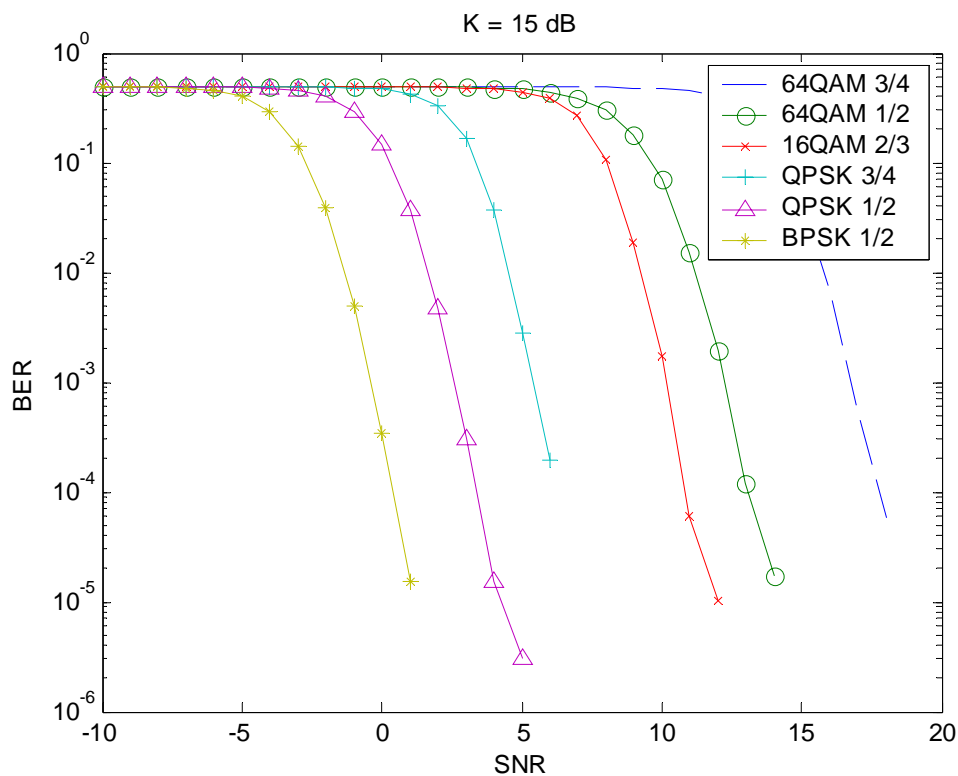


圖 3-3：訊雜比與 BER 關係圖( $K = 15 \text{ dB}$ )

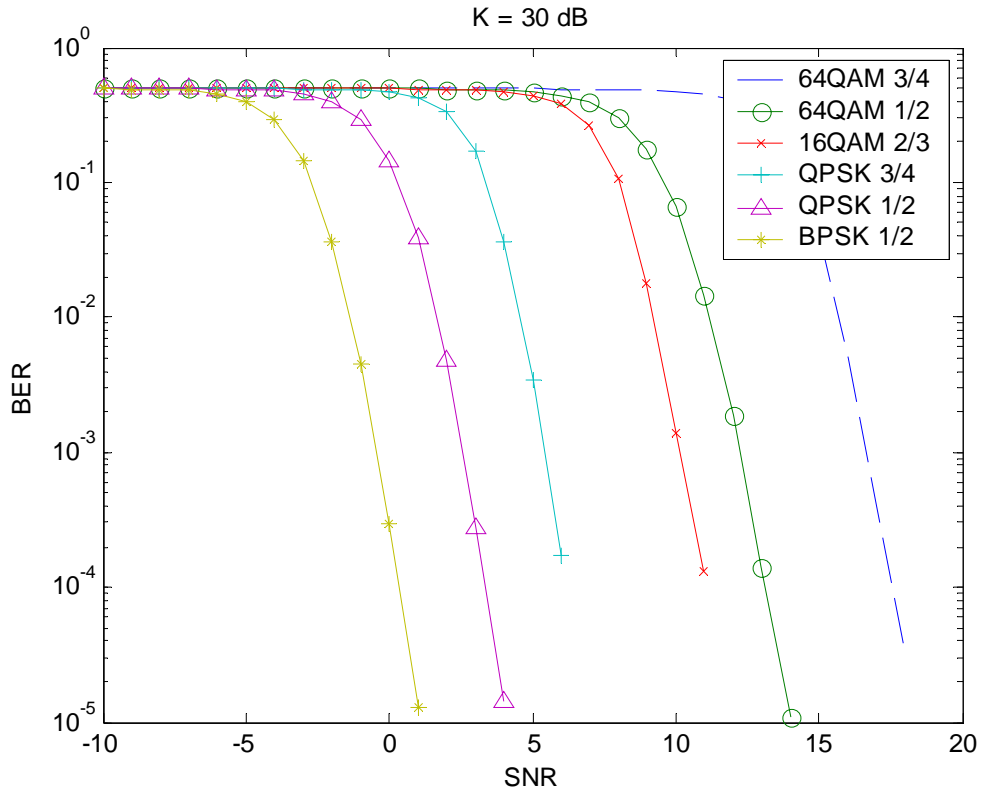


圖 3-4：訊雜比與 BER 關係圖(K = 30 dB)

圖 3-5 是 AMC DS-CDMA 系統在不同訊雜比之下的 BER，其通道環境為 Ricean Channel (K = 15 dB)。可以明顯發現藉由 AMC 機制系統可以將 BER 維持在  $10^{-4}$  來滿足系統的要求。在訊雜比低於 1 dB 時，系統雖然已選擇了調變階數及編碼率最低的模組 (BPSK 1/2) 仍然無法將 BER 降到  $10^{-4}$ ，此時系統可以決定是否中斷傳輸，因為過低的 BER 在接收端無法有效地解碼，只會造成能量的浪費。而當訊雜比高於 18 dB 時，BER 開始有明顯的下降，此時系統可以適度地降低傳送能量，如此一來可以節省系統的能量，也可以減少對其他系統的干擾。

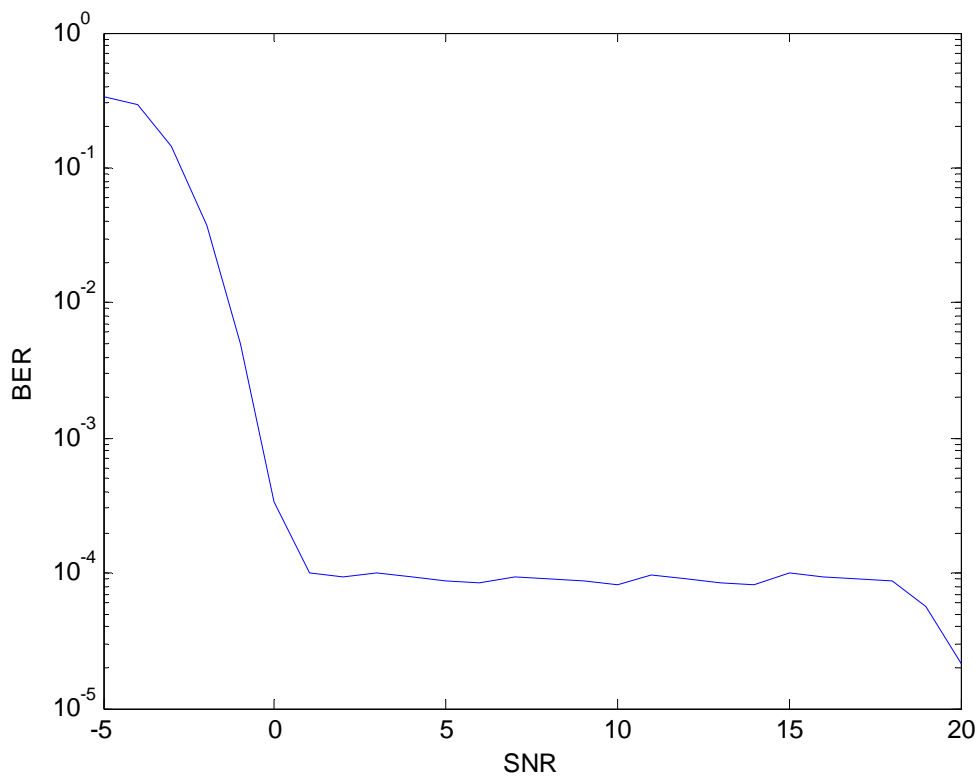


圖 3-5：AMC DS-CDMA 系統訊雜比與 BER 關係圖

### 3-2 多用戶之適應性調變及編碼 直接序列式-分碼多工系統

為了能更有效地服務衛星系統不同的用戶，可以將 AMC DS-CDMA 系統更進一步延伸。如圖 3-6 所示，不同的用戶根據所在的位置環境不同其通道也不同，AMC DS-CDMA 系統可以根據不同用戶的通道環境選用不同的調變階數及編碼率以有效地利用衛星系統有限的能量，來達到最佳的分配[14]-[15]。同時利用 Walsh

Code(Identification Code)對每個用戶的訊號展頻，以避免用戶間的干擾。並且將雨衰所造成的干擾反映在用戶通道訊雜比的降低，即是雨衰越大該用戶通道的訊雜比越低。

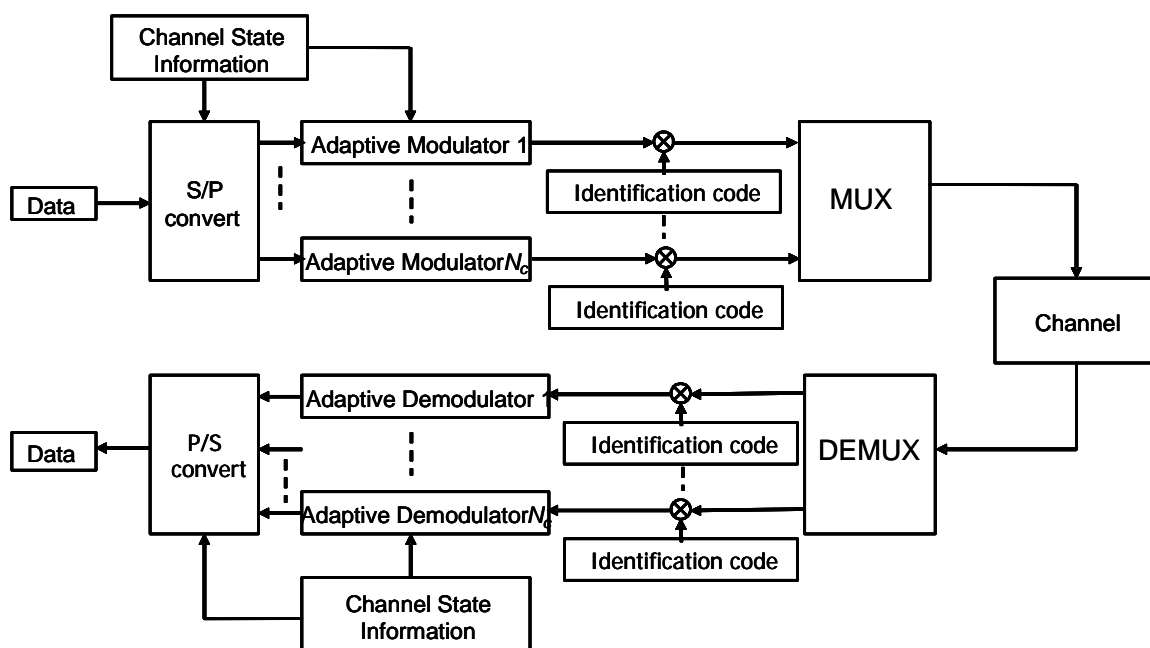


圖 3-6：多用戶 AMC DS-CDMA 系統架構圖

AMC DS-CDMA 系統加入多用戶(multiuser)的概念後，不但可以根據個別用戶通道的變化而動態地調整調變階數及編碼率，更可以根據用戶通道受到雨衰影響後的變化調整每個用戶通道的能量，將系統的資源做最有效的分配利用。

下面吾人將詳細介紹AMC如何應用在DS-CDMA多用戶系統上。首先根據接收端所回傳的通道狀態資訊可以得知每一個用戶通道的狀態，DS-CDMA多用戶系統的通道響應具有圖 3-7 特性。白色柱體

為每個用戶通道接收端的訊雜比( $g_n$ )及系統損耗( $\Gamma$ )，灰色柱體為每個副通道所分配到的能量。

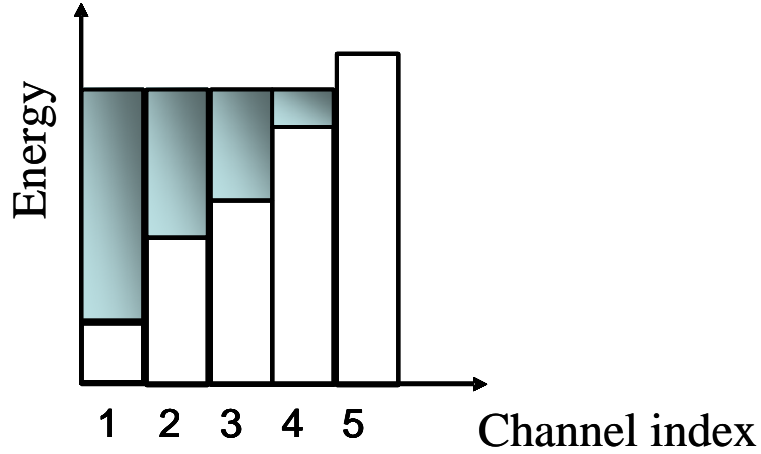


圖 3-7：Water Filling 示意圖

經由 Water Filling 方法可以初步分配系統的能量到每個用戶通道上，而 Water Filling 方法有兩種不同的條件，一種是固定系統傳送的能量而使得系統整體的傳輸率最大，另一種是固定系統整體的傳輸率而使得系統傳送的能量最小。吾人是採用前者，其數學式如下

$$\begin{aligned} \text{Maximize } J &= \sum_{n=1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma} \right) \\ \text{subject to } \sum_{n=1}^N \varepsilon_n &= E \end{aligned} \quad (3-1)$$

其中 $N$ 是用戶的個數， $\varepsilon_n$ 是每個用戶通道所分配到的能量， $E$ 是系統整體的傳送能量， $J$ 是系統整體的傳輸率。利用 3-1 式帶入Lagrange公式後，可得到 3-2 式：

$$\text{Maximize } J = \sum_{n=1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma} \right) - \lambda \sum_{n=1}^N \varepsilon_n = E \quad (3-2)$$

微分求解 3-2 式後可以得到每個用戶通道初步所分配到的能量：

$$\varepsilon_n = K - \frac{\Gamma}{g_n} \quad (3-3)$$

根據每個用戶通道所分配到的能量，系統可以對每個用戶通道選取符合系統需求的調變階數及編碼率。決定每個用戶通道的調變階數及編碼率後可以得知每個用戶通道所需要的能量為何，此時經由 Water Filling 所分配到每個用戶通道的能量通常都比實際所需要的能量較多，此時表示每個用戶通道所分配到的能量在滿足系統需求之下都有多餘的能量，為了有效地利用這些多餘的能量，吾人將利用 Power Efficientizing 及 Power Tightness 兩個方法讓多餘的能量能夠做最有效的利用[16]-[17]。

首先介紹 Power Efficientizing，為了達到最有效率使用系統有限的能量，必須先建立一個關於所有用戶通道的表格其中包含了兩個項目。第一項是每個用戶通道還需要多少能量才能使的調變階數或編碼率提升，即是在該用戶通道中還需要多少能量才可多傳送一個位元並且維持系統所需的 BER。第二項是該用戶通道如果降低調變階數或編碼率後並維持系統所需的 BER 之下該用戶通道可以釋放多少能量。有了此表格，Power Efficientizing 可以在維持目前系統的傳輸率之下使得系統整體所需的能量達到最少。Power Efficientizing 的方法



如下：

1.  $m = \arg\{\min_{1 \leq i \leq N}[e_i(b_i + 1)]\}$
  2.  $n = \arg\{\max_{1 \leq j \leq N}[e_j(b_j)]\}$
  3. While  $e_m(b_m + 1) < e_n(b_n)$ 
    - (a)  $b_m \leftarrow b_m + 1$
    - (b)  $b_n \leftarrow b_n - 1$
    - (c)  $m = \arg\{\min_{1 \leq i \leq N}[e_i(b_i + 1)]\}$
    - (d)  $n = \arg\{\max_{1 \leq j \leq N}[e_j(b_j)]\}$
- end

根據之前建立的表格，可以找出所有用戶通道中多傳送一個位元需要最少能量 $e_m(b_m+1)$ 的用戶通道以及少傳送一個位元可以釋放最多能量 $e_n(b_n)$ 的用戶通道，假設 $e_m(b_m+1) < e_n(b_n)$ 時，第 $m$ 個用戶通道就可以提高調變階數，即多傳送一個位元，而第 $n$ 個用戶通道就要降低調變階數，並將該表格再次更新，因為有兩個使用用戶通道的分配狀態已經改變，所以不但要更新表格中此兩使用用戶通道上數值，還要重新找尋最少的 $e_m(b_m+1)$ 及最多的 $e_n(b_n)$ ，更新表格後重複上述動作直到所有的用戶通道要增加調變階數所需的能量都比減少調變階數可減少的能量還多時，系統就達到最佳分配的狀態，即可以在維持原有的傳輸率下，使得所需的能量最少。

經由 Power Efficientizing 可以將系統所需的能量降到最少並且維

持原有的傳輸率。為了更有效利用系統所剩餘的能量，藉由 Power Tightness 可以將剩餘能量做最有效的分配，Power Tightness 的方法如下：

1. Set  $S = \sum_{n=1}^N \sum_{x_n=1}^{b_n} e_n(x_n)$
  2. While  $E - S < 0$  or  $E - S > \min_{1 \leq i \leq N} e_i(b_i + 1)$ 
    - If  $E - S < 0$ 
      - (a)  $n \leftarrow \arg\{\max_{1 \leq i \leq N} e_i(b_i)\}$
      - (b)  $S \leftarrow S - e_n(b_n)$
      - (c)  $b_n \leftarrow b_n - 1$
    - else
      - (a)  $m \leftarrow \arg\{\min_{1 \leq i \leq N} e_i(b_i + 1)\}$
      - (b)  $S \leftarrow S + e_m(b_m + 1)$
      - (c)  $b_m \leftarrow b_m + 1$
- end

其中  $E$  是系統所能提供的最大能量， $S$  是系統維持目前的傳輸率所需要的能量。如果  $E - S < 0$  時表示系統為了維持目前傳輸率所需的能量已經大於系統可以提供的最大能量，此使系統必須減少整體的傳輸率以維持系統所要求的 BER，而 Power Tightness 利用逐漸減少某個用戶通道上的調變階數或編碼率，即減少某個用戶通道上傳送的位元數來降低系統所需的能量。同時根據之前所建立的表格可以得知減少

哪一個用戶通道傳送的位元數可以降低最多的能量，就將該使用戶通道傳送的位元數減 1，如此不斷重複直到系統維持目前傳輸率所需的能量已經小於系統可以提供的最大能量。此外當  $E - S > 0$  表示系統為了維持目前傳輸率所需的能量已經小於系統可以提供的最大能量，如此系統還有多餘的能量可以使用，這時也利用之前所建立的表格選出哪個使用戶通道多傳送 1 個位元所需的能量最少，如果該使用戶通道多傳送 1 個位元所需的能量小於系統多餘的能量時，該使用戶通道傳送的位元數加 1，反之則表示系統的能量分配已經達到 Power Tightness 的狀態，如 3-4 式所示，此時系統已經沒有多餘的能量可以增加系統的傳輸率了。

$$0 \leq E - \sum_{n=1}^N \sum_{x_n=1}^{b_n} e_n(x_n) < \min_{1 \leq i \leq N} e_i(b_i + 1) \quad (3-4)$$

整個 AMC 系統的流程圖如圖 3-8 所示：

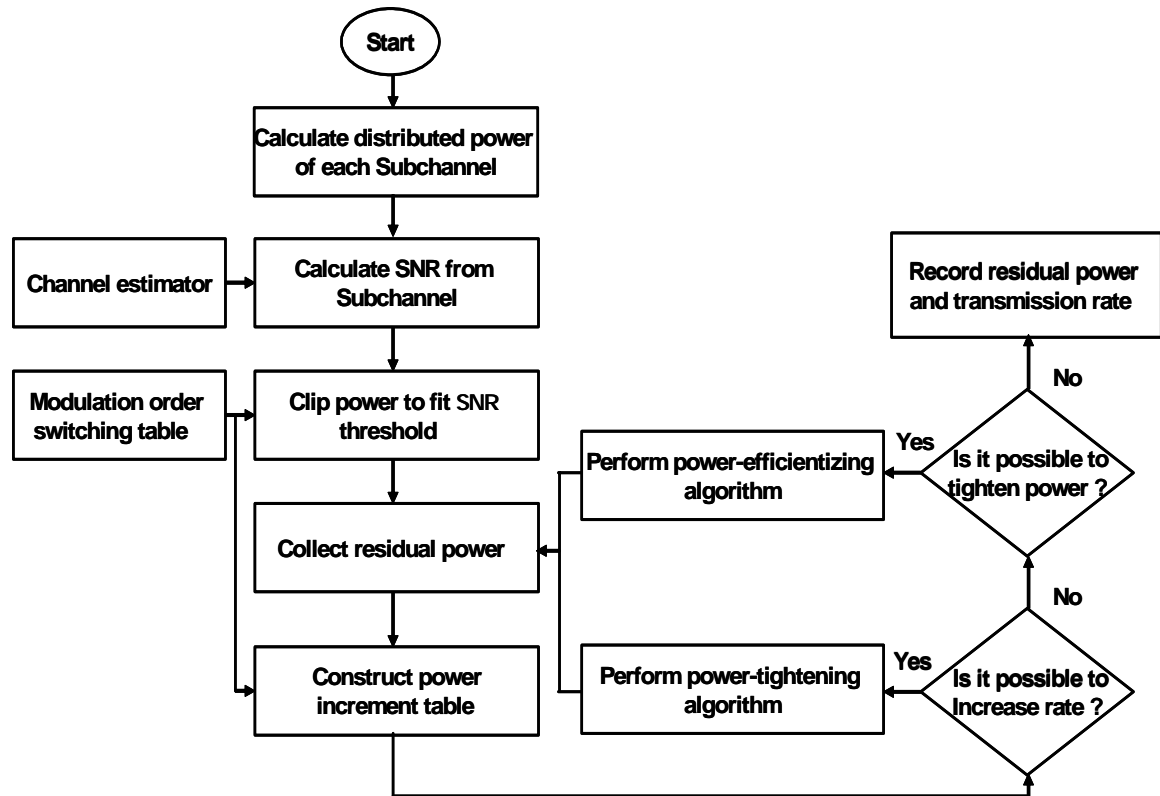


圖 3-8：AMC 系統流程圖

### 3-3 電腦模擬

在這一節中，吾人利用電腦模擬多用戶之 AMC DS-CDMA 系統，該系統參數如表 3-2 所示。模擬目的在於比較多用戶 AMC DS-CDMA 系統對於系統資源的分配及利用是否達到最佳化。

表 3-2：多用戶 AMC DS-CDMA 系統參數

系統參數	數值
編碼率及調變階數	BPSK 1/2, QPSK 1/2, QPSK 3/4, 16QAM 2/3, 64QAM 1/2, 64QAM 3/4
展頻長度	16
用戶個數	16
通道	Ricean

圖 3-9 是該系統的訊雜比與BER關係圖，模擬圖中的訊雜比是所有用戶通道的訊雜比的平均值。如圖 3-9 所示，AMC系統會根據各用戶通道不同的訊雜比決定選取模組，其可以有效地將BER維持在  $10^{-4}$  左右。

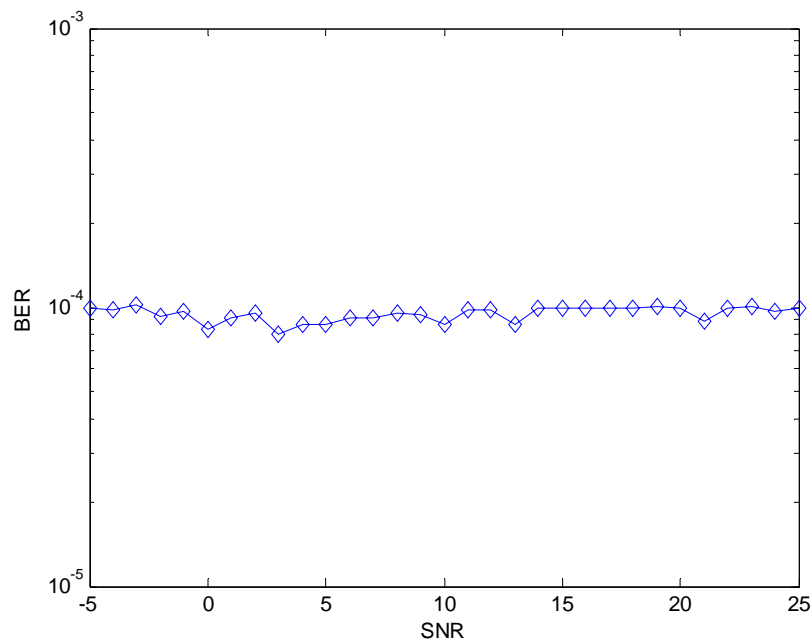


圖 3-9：訊雜比與 BER 關係圖

圖 3-10 是在不同訊雜比的情況下每一種模組的使用機率，如圖 3-10 所示在訊雜比低時為了維持系統所要求的 BER，調變階數及編碼率低的模組有較大的被選用機率，甚至在訊雜比過低時系統將選擇不傳送資料，因為在此通道環境下即使選用最低調變階數及編碼率的模組(如 BPSK 1/2)仍無法達到系統所要求的 BER。隨著平均訊雜比的增加調變階數及編碼率高的模組被選用的機率也逐漸增加。另一方面，當平均訊雜比高時，表示大部分使用戶通道的通道狀況都很好，使得系統不需要分配給這些使用戶通道太多能量就可確保用戶可以選用最高調變階數及編碼率的模組(如 64QAM 3/4)，因此系統有更多的能量可分配給通道狀況不好的副通道，使得這些用戶可以選用頻譜效率較好的模組，增加系統整體的傳輸率。

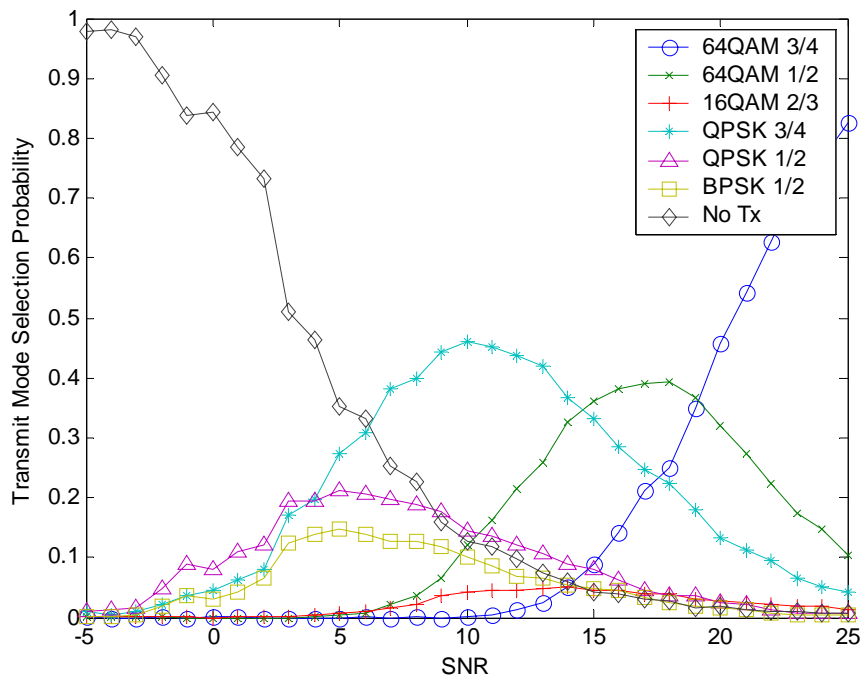


圖 3-10：各模組被選取的機率與訊雜比關係圖

圖 3-11 是表示系統依據每個用戶通道的通道狀況選擇模組並分配好能量後未被使用的能量與系統總能量的比率(Unutilized Power Ratio)。如圖 3-11 所示在訊雜比低時，大部分用戶的通道狀況都不好，所以選擇不傳送資料。隨著平均訊雜比增加，系統可以選擇的模組變多，大部分的能量都會被分配到用戶通道上，所以剩餘能量就不多。但當訊雜比大於 18 dB，大部分的用戶都不需要太多能量就可以選用最高頻譜效率的模組(64QAM 3/4)，也會有剩餘能量出現，這與訊雜比低時所出現的剩餘能量不同。

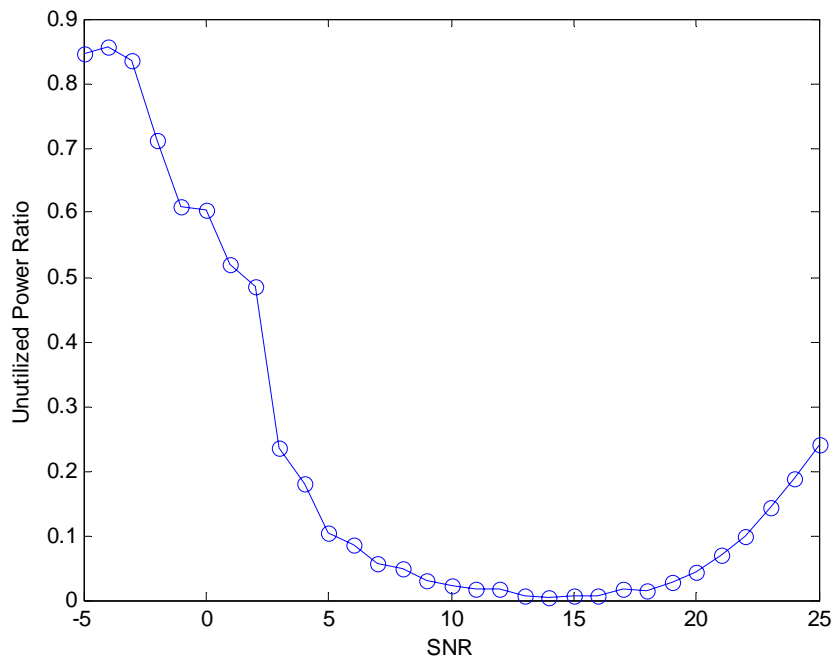


圖 3-11：未被使用能量及系統總能量的比率與訊雜比關係圖

圖 3-12 與圖 3-13 是 AMC DS-CDMA 系統但不具 Power Efficientizing及Power Tightness方法的效能，同樣的AMC仍然可以將系統的BER維持在  $10^{-4}$  左右，但系統能量的使用率卻不同，比較圖 3-11 與 3-13，可以發現具有Power Efficientizing及Power Tightness功能之系統其 Unutilized Power Ratio可降低約 20% 左右，即使用Power Efficientizing及Power Tightness技術可將系統的能量做最好的分配。反之，缺少了Power Efficientizing及Power Tightness功能的系統不能將各用戶通道的多餘能量收集後再利用，藉以提高系統整體的傳輸率，造成能量浪費。



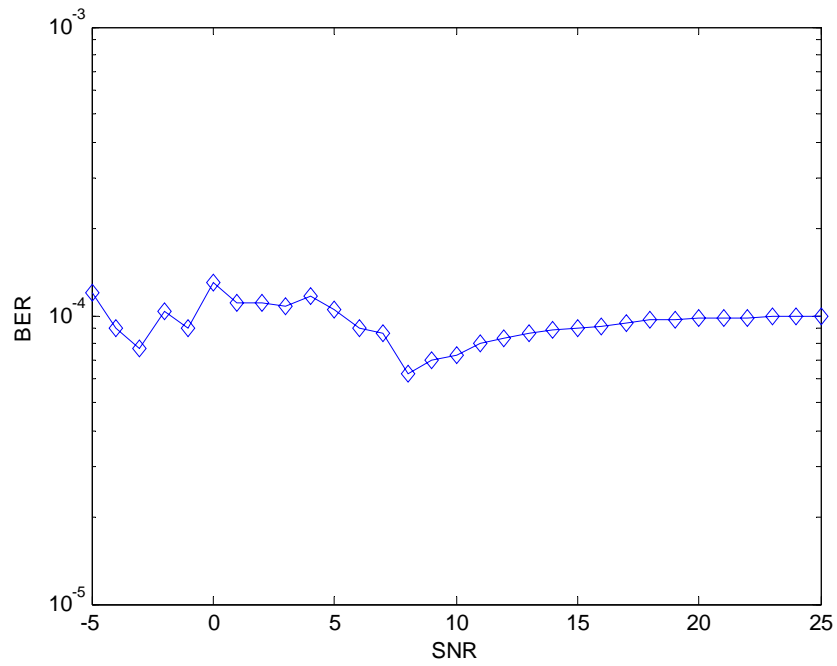


圖 3-12：訊雜比與 BER 關係圖(without Power  
Efficientizing 及 Power Tightness)

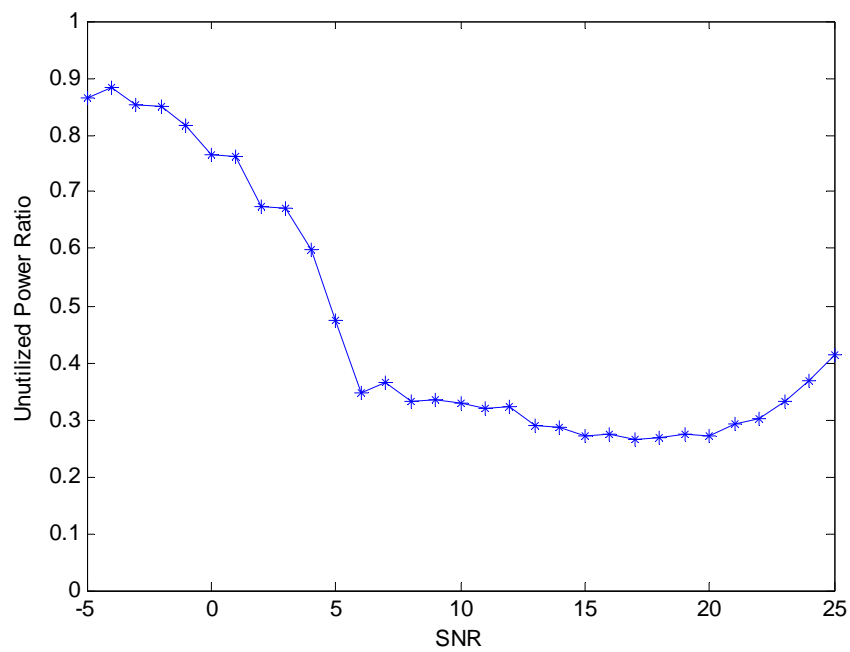


圖 3-13：未被使用能量及系統總能量的比率與訊雜比關係圖  
(without Power Efficientizing 及 Power Tightness)

## 第四章

### 盲蔽干擾抑制器

DS-CDMA 主要是藉由展頻碼來區隔多用戶，使得多用戶可在同一時間及同一頻段傳送訊號，以大幅地提升系統容量。因此在 DS-CDMA 通訊環境中，必須面臨多用戶存取干擾(Multiple Access Interference, MAI)和多路徑干擾問題。前者是由於不同用戶同時共用同一頻帶，各個用戶所對應的展頻碼間存在有相關性，而產生用戶間的多用戶存取干擾；後者則是由於通道特性不理想而引起的符碼間干擾(Inter-Symbol Interference, ISI)。其中多用戶存取干擾是限制 DS-CDMA 系統效能的最主要因素，且隨著用戶數目的增多，多用戶存取干擾會越大。如果每個用戶能將其他用戶間之干擾消除，那麼系統容量將可大幅地提高[18]-[19]。

如何改善此干擾問題，以提昇 DS-CDMA 系統之通訊品質，引起大家投入廣大資源從事干擾消除的研究與開發。目前已有許多研究成果及專利相繼被發表與提出，更彰顯出此問題之重要性。然而這些解

決方案仍未被廣泛接受，其主要原因如下： a) 複雜度非常高：尤其當展頻碼很長時，而使得其無法實際實現。 b) 需有準確的參數估計：如訊號振幅，然而在雜訊與干擾較大的通訊環境中，並無法達成準確的參數估計[20]-[21]。基於傳統 DS-CDMA 系統中干擾消除技術之不足，吾人提出一種具有干擾檢測與消除之盲蔽接收器，可在不需大幅增加系統複雜度下，大幅增強系統對干擾之強韌性。

經由 2-1 節降雨衰減的介紹可將降雨所造成的衰減視為強干擾，藉由干擾檢測與消除之盲蔽接收器和緩降雨所造成的系統效能衰降。

## 4-1 以子空間為基礎之盲蔽干擾消除

為了要有效地和緩強干擾所造成的系統效能衰降，吾人提出一具有盲蔽前干擾消除架構之接收機。此接收機的設計包括下列步驟：首先，利用接收訊號建構收到的資料相關矩陣，接著運用一些簡單的線性代數運算檢測強干擾存在與否。當強干擾存在時，吾人使用干擾子空間的互補子空間得到干擾消除轉換矩陣，藉以濾除接收訊號中之強干擾。反之，當接收訊號中無強干擾存在時，根據用戶間使用不同展頻碼低相關性之特性，足以有效地抑制干擾效應，因此將接收訊號保留，直接送至後級處理。在此情形下，由於不必利用特徵值分解技術計算干擾子空間，將可大幅降低系統之運算量，進而達到低功率消耗

的目的。最後，將前處理的資料送到解展頻處理器藉以回復目標用戶的傳輸資料。綜合上述，所提盲蔽以子空間為基礎干擾消除接收器之整體的架構，如圖 4-1 所示，分述如下：

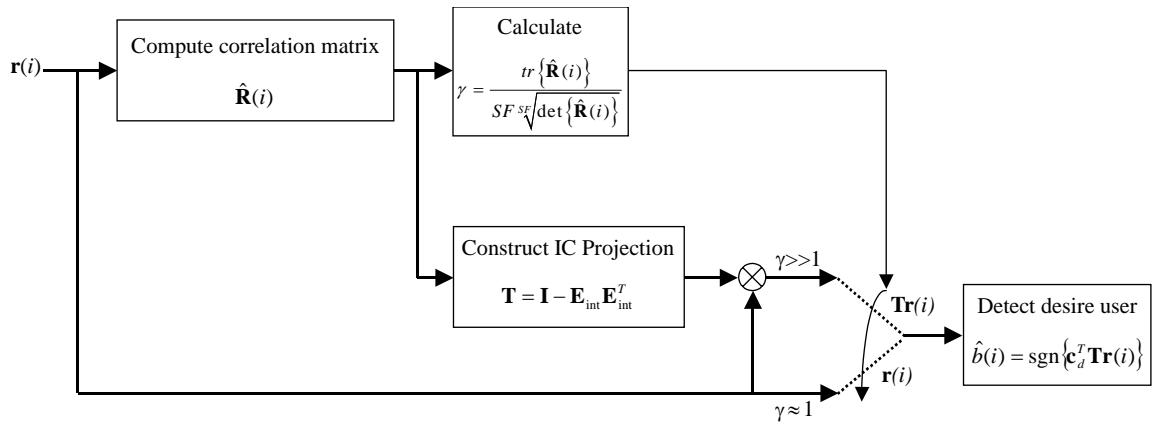


圖 4-1：以子空間為基礎之盲蔽干擾消除接收器架構圖

#### 1. 計算接收資料關聯矩陣

$$\hat{\mathbf{R}}(i) = \frac{1}{N_s} \sum_{n=i-N_s+1}^i \mathbf{r}(n)\mathbf{r}^T(n) \quad (4-1)$$

其中  $\mathbf{r}(n)$ ， $N_s$ ，和  $i$  分別是接收資料向量，取樣資料數目，時間指標，最後  $\mathbf{T}$  是為轉置運算子。

2. 干擾偵測器：當接收訊號僅包含功率和目標訊號差不多的干擾時，因虛擬雜訊碼的特性，接收訊號具有近似為白雜訊之二階統計特性，即其對應的接收訊號相關矩陣可近似為一單位矩陣，所以接收訊號相關矩陣之特徵值分布約為 1。反之，當有

強干擾存在時，特徵值分布將隨之變大，因此根據此性質可檢測強干擾是否存在。利用線性代數性質，特徵值之和  $S$  和積  $P$  可分別表示為：

$$\begin{aligned} S &= \sum_{n=1}^{SF} \lambda_n = \text{tr}\{\hat{\mathbf{R}}(i)\} \\ P &= \prod_{n=1}^{SF} \lambda_n = \det\{\hat{\mathbf{R}}(i)\} \end{aligned} \quad (4-2)$$

其中  $SF$  為每一位元之碎片個數； $\text{tr}\{\cdot\}$  和  $\det\{\cdot\}$  分別是矩陣的對角線和和行列式運算子。故當沒有強干擾存在時，4-2 式可近似為：

$$\begin{aligned} S &= \sum_{n=1}^{SF} \lambda_n = \text{tr}\{\hat{\mathbf{R}}(i)\} \approx SF \times \sigma_n^2 \\ P &= \prod_{n=1}^{SF} \lambda_n = \det\{\hat{\mathbf{R}}(i)\} \approx \sigma_n^{2 \times SF} \end{aligned} \quad (4-3)$$

根據 4-3 式中  $S$  和  $P$  的關係，吾人提出一盲蔽干擾檢測器，其流程如下：

(1) 計算

$$\gamma = \frac{\text{tr}\{\hat{\mathbf{R}}(i)\}}{SF \times \sqrt[SF]{\det\{\hat{\mathbf{R}}(i)\}}} \quad (4-4)$$

(2) 當  $\gamma$  值遠大於 1 時，強干擾存在。反之，接收訊號僅包括功率幾乎和目標用戶相同的微弱干擾。

吾人以一實例驗證所提盲蔽干擾偵測器之可行性。當  $SF=31$  ,  $N_s=100$  且  $E_c/N_0=0$  dB , 數值  $\gamma$  與干擾訊號比 (Interference-to-Signal Ratio, ISR) 如圖 4-2 所示, 從圖中我們可以明顯地觀察到當 ISR 愈大, 數值  $\gamma$  愈大。亦即數值  $\gamma$  遠大於 1 時, 系統有強干擾。

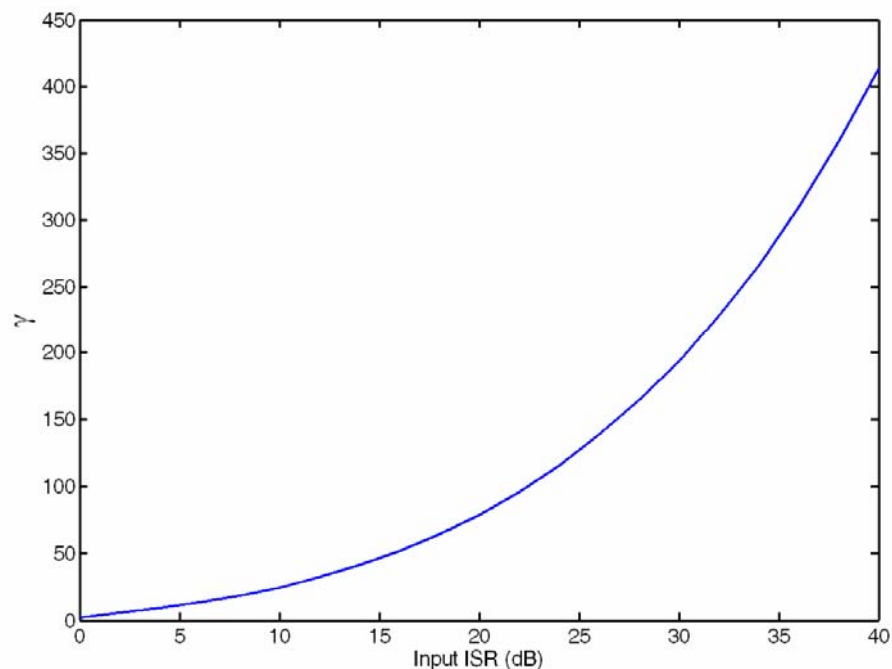


圖 4-2：數值  $\gamma$  與信號干擾比關係圖。SNR=0 dB, SF=16,  $N_s=100$

3. 干擾阻絕(Interference-Blocking, IB)轉換：當強干擾存在時, 利用特徵分解技術, 求出主要特徵向量(較大特徵值所對應之特徵向量)和其展開之子空間, 吾人稱之為干擾子空間 (Interference Subspace, IS)。因此可利用主要特徵向量之正交補

數形成 IB 子空間(轉換)，藉以阻絕強干擾。其對應之示意圖如圖 4-3。

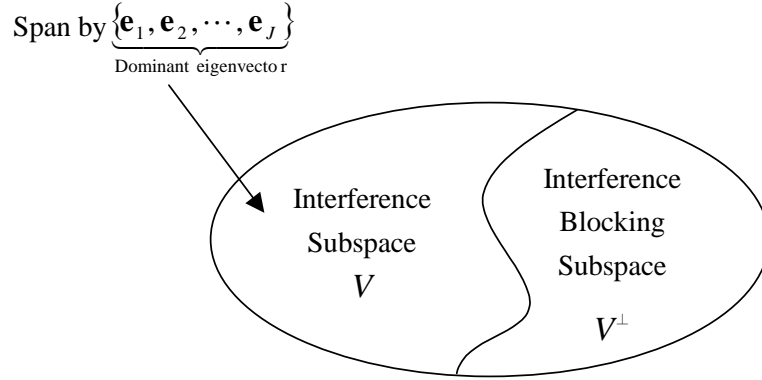


圖 4-3：干擾和干擾阻絕子空間示意圖

當強干擾存時應用特徵值分解技術，干擾消除轉換矩可根據

$$\mathbf{T} = \mathbf{I} - \mathbf{E}_{\text{int}} \mathbf{E}_{\text{int}}^T \quad (4-5)$$

建構而成，其中  $\mathbf{I}$  和  $\mathbf{E}_{\text{int}}$  分別是單位矩陣和由互補干擾子空間所構成的干擾消除矩陣(Interference cancellation matrix)。

4. 目標訊號檢測器：接收訊號經過前處理器，強干擾已有效地被濾除，殘留下之干擾訊號已很小，其對接收器之影響非常小(可忽略)。換言之，目標訊號檢測器之輸入 ISR 值不大。將前處理資料傳送至傳統之相關器便可順利地析出目標訊號；反之，則將接收訊號直接送至相關器，以降低系統複雜度。

因為強干擾幾乎已經被干擾前處理器移除，解展頻器之輸入訊號

干擾雜訊比能大幅提昇，以確保所提之以子空間為基礎的盲蔽干擾消除接收機能有效地減輕因強干擾所造成的系統效能衰降。

## 4-2 電腦模擬

在這一節中，吾人利用電腦模擬探討所提以子空間為基礎的盲蔽干擾消除接收機的效能。在模擬的環境中，包含一目標用戶訊號和 4 個相等傳送功率之 CDMA 干擾訊號，所有訊號之展頻碼皆為 16 的 Walsh code； $N_s = 100$  位元用來估計接收訊號相關矩陣。為了系統效能比較，在模擬結果中也包括了用線性限制最小變異 (Linearly Constrained Minimum Variance, LCMV) 準則的結果和盲蔽連續干擾消除 (Blind Successive Interference Cancellation, BSIC) 技術。首先，吾人探討當訊號干擾比 (Signal-to-Interference Ratio, SIR) 在 -30 dB 時，輸入訊雜比和 BER 之關係。因所提之架構僅作用於目標訊號，解展頻器能有效地回復目標用戶的訊號，所提接收器之效能明顯地較 LCMV 和 BSIC 兩接收機佳 (尤其訊雜比較高時)，如圖 4-4 所示。然而，強干擾將使 BSIC 接收機無法正確地估計目標用戶訊號的功率 (振幅)，使得 BSIC 處理器無法正常運作。接著，吾人探討當訊雜比 = 12 dB 時之遠近效應，如圖 4-5 所示輸入 SIR 和 BER 之關係。所提接收器能有效地濾除強干擾，進而增強系統對強干擾之強韌性。



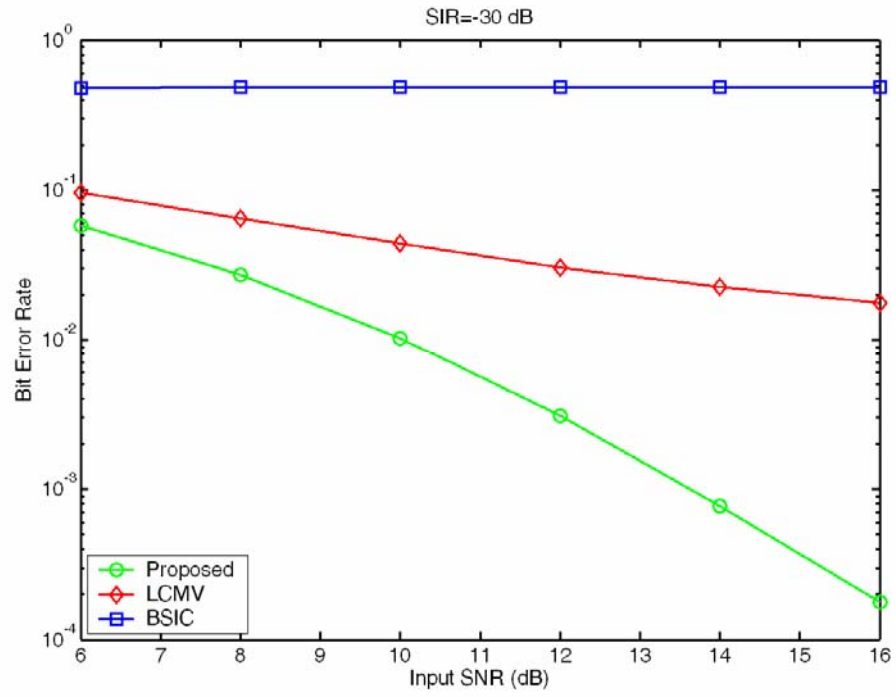


圖 4-4：SNR 和 BER 之關係圖。SIR=-30 dB, SF=16,  $N_s=100$

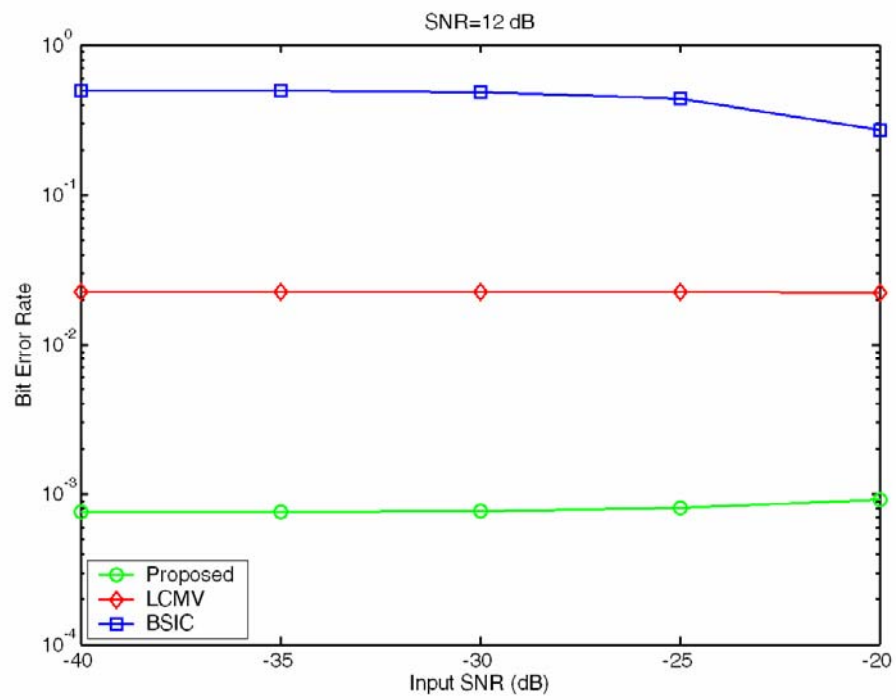


圖 4-5：SIR 和 BER 之關係圖。SNR=12 dB, SF=16,  $N_s=100$

## 第五章

### 結論

衛星通信系統目前已廣泛地被應用於通信系統中，而在訊號傳送過程中必定會受到氣候等自然因素影響，而造成接收端訊號品質的下降。而降雨衰減是其中重要影響因子，當訊號穿透對流層時，遭受到雨、霧、雲和雪等的吸收與散射，部份能量被吸收或散射因而產生損耗，這樣的現象在 Ka 頻段更為明顯。

為了改善此問題，傳統上的做法有功率自動增益、預留鏈路餘裕等方法，但都有其缺點，前者會增加對其他系統或用戶的干擾，後者則無法有效利用衛星有限能量。透過適應性調變及編碼的技術，根據用戶接收端訊雜比決定使用調變階數及編碼率以達成最有效率傳輸並且滿足用戶需求。根據電腦模擬結果可得知結合 Power Efficientizing 及 Power Tightness 兩個方法的多用戶 AMC DS-CDMA 系統可使得該系統能量做最有效率的分配，而不具有 Power Efficientizing 及 Power Tightness 兩個方法的多用戶 AMC DS-CDMA 系統則無法有效利用系統能量使系統整體傳輸率達到最大，造成能量的浪費。

此外透過盲蔽干擾抑制器有效地和緩強干擾所造成的系統效能衰降。運用簡單的線性代數運算檢測強干擾存在與否。當強干擾存在時，使用干擾子空間的互補子空間得到干擾消除轉換矩陣，藉以濾除接收訊號中之強干擾。反之，當接收訊號中無強干擾存在時，根據用戶間使用不同展頻碼低相關性之特性，足以有效地抑制干擾效應。如此使得多用戶之 AMC DS-CDMA 系統整體效能更好。

#### 參考資料

- [1] Tri. T. Ha, **Digital satellite communications**, Second Edition, McGraw-Hill, 1990.
- [2] K. S. Pailson and C. J. Gibbins, "Rain models for the prediction of fade durations at millimeter wavelengths," *IEE Proc. Microw. Antennas Propagat.*, vol. 147, no. 6, pp. 431-436, Dec. 2000.
- [3] Max M. J. L. van de Kamp, "Statistical analysis of rain fade slope," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no.8, pp. 1750-1760, Aug. 2003.
- [4] B. Nelson and W. L. Stutzman, "Fade slope on 10 to 30 GHz earth-space communication links- measurements and modeling," *IEE Proc. Microw. Antennas Propagat.*, vol. 143, no. 4, pp. 353-357, Aug. 1996.
- [5] A. S. Jazi, H. Ajaz and W. L. Stutzman, "Empirical models for rain fade time on Ku- and Ka-band satellite links," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, no. 12, pp. 1411-1415, Dec. 1995.
- [6] S. N. Libieratos, G. Ginis and Cottis, "Availability and performance of satellite links suffering from interference by an adjacent satellite and rain fades," *IEE Proc. Commun.*, vol. 146, no. 1, pp. 51-57, Feb. 1999.
- [7] C. B. Cox and T. A. Coney, "Advanced communications technology satellite (ACTS) fade compensation protocol impact on very small-aperture terminal bit-error rate performance," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 2, pp. 173-179, Feb. 1999.
- [8] T. Maseng and P. M. Bakken, "A stochastic dynamic model of rain attenuation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, no. 5, pp. 660-669, May 1995.

- [9] 洪健藏, “微波或衛星通信頻段之防雨衰對策之研究”, 國防通信電子及資訊季刊 第四期, Jan. 2004
- [10] S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, and Jr. R.W. Heath, “Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks,” *Communications Magazine IEEE*, vol. 40, pp 108–115, June 2002
- [11] M. Stojanovic, and V. Chan, “Adaptive power and rate control for satellite communications in Ka band,” *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, vol. 5, pp. 2967-2972, May 2002.
- [12] S. Chatterjee, W.A.C. Fernando, and M.K. Wasantha, “Adaptive modulation based MC-CDMA systems for 4G wireless consumer applications,” *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, Issue: 4, pp. 995-1003, Nov. 2003.
- [13] M.A.K. Sumanasena, and B.G. Evans, “Adaptive modulation and coding for satellite-UMTS,” *Vehicular Technology Conference*, vol.1, pp.116–120, 2001
- [14] Z. Zhang; Y. Zhao, and Y. Ya, ” Adaptive modulation and power allocation for multicarrier DS/CDMA,” *Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, IEEE 2002 International Conference on*, vol. 1, pp. 243-246, July 2002.
- [15] T. Lestable, M. Battelli, J.Brouet, L. Husson, J. Antoine, and A. Wautier, “Impact of adaptive modulation on MC-CDMA receiver in beyond 3G systems,” *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on*, vol. 3, pp.2973-2977, Sept. 2003
- [16] J. Campello, “Practical bit loading for DMT,” *IEEE ICC’99*, vol. 2, pp. 801-805, Jun. 1999.
- [17] J. Compello, “Discrete bit loading for multicarrier modulation systems,” PhD. Dissertation, Stanford University, 1999.
- [18] D. Samardzija, N. Mandayam, and I. Seskar, “Blind Successive Interference Cancellation for DS-CDMA Systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 276-290, May 2002.
- [19] L. Sun and G. Hu, “A New Sign Algorithm for Interference Suppression in DS-CDMA Systems,” *IEEE. Trans. Commun. Lett.*, vol. 7, no. 7, pp. 233-235, July 2003.
- [20] G.E. Bottomley, “CDMA Downlink Interference Suppression Using I/Q Projection,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 5, pp. 890-900, Sept. 2003.
- [21] B.D. Van Veen and K.M. Buckley, “Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering,” *IEEE ASSP Mag.*, vol. 5, no. 2, pp. 4-24, April 1998.

# 國防科技學術合作計畫研發成果資料表

日期：94 年 3 月 28 日

計畫名稱：發展衛星通信系統之調復機動態調變及錯誤編碼控制方式之應用研究分析

計畫主持人：李大嵩

計畫編號：NSC 93-2623-7-009-011

論文	期刊	0
	研討會	0
技術報告		1
專利	申請	0
	獲得	0
	應用	0
與軍方研發機構互動之具體研發成果		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 雨衰補償系統</li> <li>2. 以子空間為基礎之盲蔽干擾消除</li> </ol>
可推廣於民間產業之技術或可開發之產品		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 多用戶之適應性調變及編碼直接序列式-分碼多工系統</li> <li>2. 盲蔽干擾抑制器</li> </ol>
可推廣之產業別(如無限通訊、微機電等)或可能技轉之廠商		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 衛星通訊軟體</li> <li>2. 衛星通訊晶片</li> <li>3. 通訊基頻系統模組</li> </ol>

本表若不敷使用，請自行影印使用。