

円通科技

無線通訊基礎訓練課程

內容

第一篇基礎篇	5
第 1 節 數位通訊簡介	5
1.1 無線通訊系統簡介	5
1.2 數位調變和向量調變	6
1.3 I-Q 調變與解調	9
1.4 數位通訊發射機概念	13
1.5 數位通訊接收機概念	14
1.6 選擇恰當的濾波器	15
1.7 向量星座(I/Q)圖.....	16
第 2 節 2ASK 調變/解調實驗	19
2.1 實驗目的	19
2.2 實驗器材	19
2.3 實驗原理	19
2.4 程式設計思路	22
2.5 實驗步驟	27
第 3 節 2FSK 調變/解調實驗	30
3.1 實驗目的	30
3.2 實驗器材	30
3.3 實驗原理	30
3.4 程式設計思路	34
3.5 實驗步驟	38
第 4 節 2PSK 調變/解調實驗.....	40
4.1 實驗目的	40
4.2 實驗器材	40
4.3 實驗原理	40
4.4 程式設計思路	45

4.5 實驗步驟	48
第 5 節 QPSK 調變/解調實驗	51
5.1 實驗目的	51
5.2 實驗器材	51
5.3 實驗原理	51
5.4 程式設計思路	54
4.5 實驗步驟	57
第 6 節 4ASK 調變/解調	61
6.1 實驗目的	61
6.2 實驗器材	61
6.3 實驗原理	61
6.4 程式設計思路	63
6.5 實驗步驟	66
第 7 節 全數位 QAM 調變/解調收發	錯誤! 尚未定義書籤。
7.1 實驗目的	錯誤! 尚未定義書籤。
7.2 實驗器材	錯誤! 尚未定義書籤。
7.3 實驗原理	錯誤! 尚未定義書籤。
7.4 發送端建置	錯誤! 尚未定義書籤。
7.5 接收端建置	錯誤! 尚未定義書籤。
7.6 定時同步	錯誤! 尚未定義書籤。
7.7 分組同步	錯誤! 尚未定義書籤。
7.8 載波同步	錯誤! 尚未定義書籤。
7.9 通道估計	錯誤! 尚未定義書籤。
7.10 實驗步驟	錯誤! 尚未定義書籤。
第 8 節單載波頻域均衡(SC-FDE)的設計	錯誤! 尚未定義書籤。
8.1 實驗目的	錯誤! 尚未定義書籤。
8.2 實驗器材	錯誤! 尚未定義書籤。
8.3 實驗原理	錯誤! 尚未定義書籤。

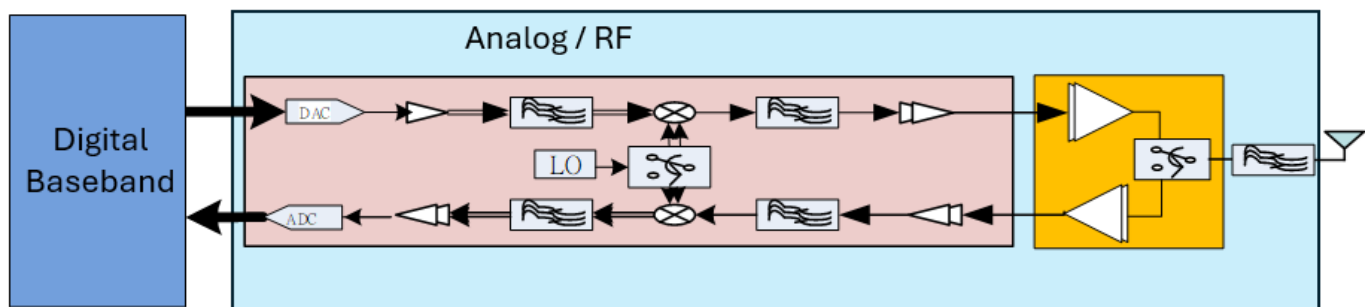
8.3.5 通道估計中採用的插值原理	錯誤! 尚未定義書籤。
8.4 程式設計思路	錯誤! 尚未定義書籤。
8.5 實驗步驟	錯誤! 尚未定義書籤。

第一篇基礎篇

第 1 節 數位通訊簡介

1.1 無線通訊系統簡介

傳統無線通訊系統分成數位與類比兩個部分，數位基頻部分與類比射頻部分是透過數位類比轉換器(Digital-to-Analog Converter, DAC)與類比數位轉換器(Analog-to-Digital Converter, ADC)做轉換。



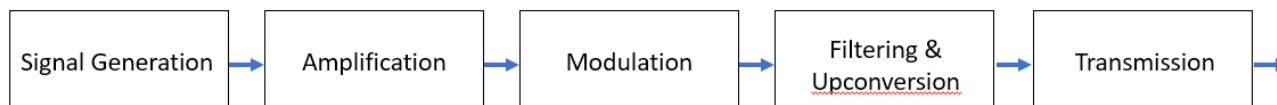
在通訊系統的發展歷程中，類比通訊系統（Analog Communication System）扮演了早期資訊傳輸的重要角色。類比通訊是以連續變化的訊號來傳遞資訊，像是我們熟悉的 AM（調幅）、FM（調頻）廣播，以及舊式的類比電話，都是利用類比訊號的方式將聲音或影像傳送到遠端。這些訊號會隨時間不斷變動，並透過載波調變、放大與天線發射等方式進行傳輸。

然而，類比訊號對於雜訊與干擾較為敏感，容易在傳輸過程中產生失真，且在訊號處理與儲存方面相對不易管理。

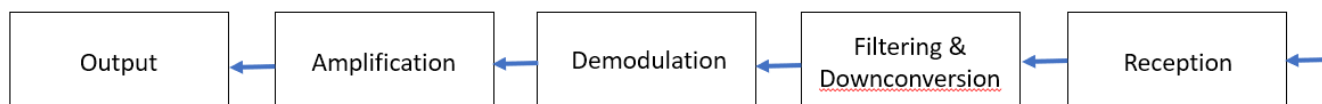
為了解決這些問題，現代通訊大多轉向使用數位通訊系統（Digital Communication System）。與類比不同，數位通訊是以 0 與 1 組成的不連續訊號為基礎，具備抗干擾強、傳輸穩定、易於壓縮與加密等優點。其核心部分就是所謂的「數位基頻（Digital Baseband）」系統。

數位基頻的部分一般稱為「數位通訊系統」，主要是進行基頻數位通訊訊號處理，所謂「基頻」指的是不帶載波的數位訊號，一般會是由 0 與 1 所組成的訊號，以方便以數位訊號處理器(Digital Signal Processor, DSP)或是微處理器(Micro-Processor, uP)等方式進行訊號處理。數位通訊系統包含數位發射機與數位接收機兩大部分，如圖 3 所示方塊圖。

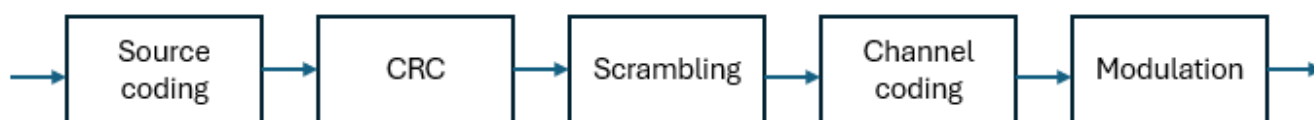
Analog Transmitter



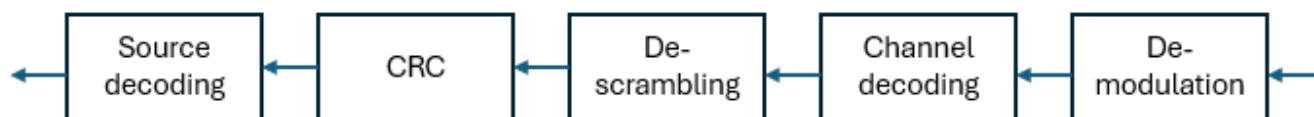
Analog Receiver



Digital Transmitter



Digital Receiver



數位發射機主要方塊包括：訊源編碼(Source Coding) 循環冗餘校驗(CRC)是一種將資料整理的技術，避免傳送的資料太冗長。

1.2 數位調變和向量調變

調變(Modulation)是通訊產業中使用的一個術語，無論是有線通訊或是無線通訊、地面通訊或是衛星通訊，將原本由 0 或 1 的數位訊號，轉換成以載波的幅度、頻率和/或相對相位來表示的一種訊號轉換過程。

基頻訊號調變是按照基頻數位訊號 0 與 1 的數位訊號組合來成比例地改變載波的幅度、頻率或相位的訊號處理過程。參見下圖。調變的第一步是先進行數位調變，按照基頻數位訊號 0 與 1 的數位訊號組合，轉換為要改變之載波的幅度、頻率或相位。第二步再將要改變之載波的幅度、

頻率或相位載到載波上，這個過程則可以是數位的，也可以是類比的方式。

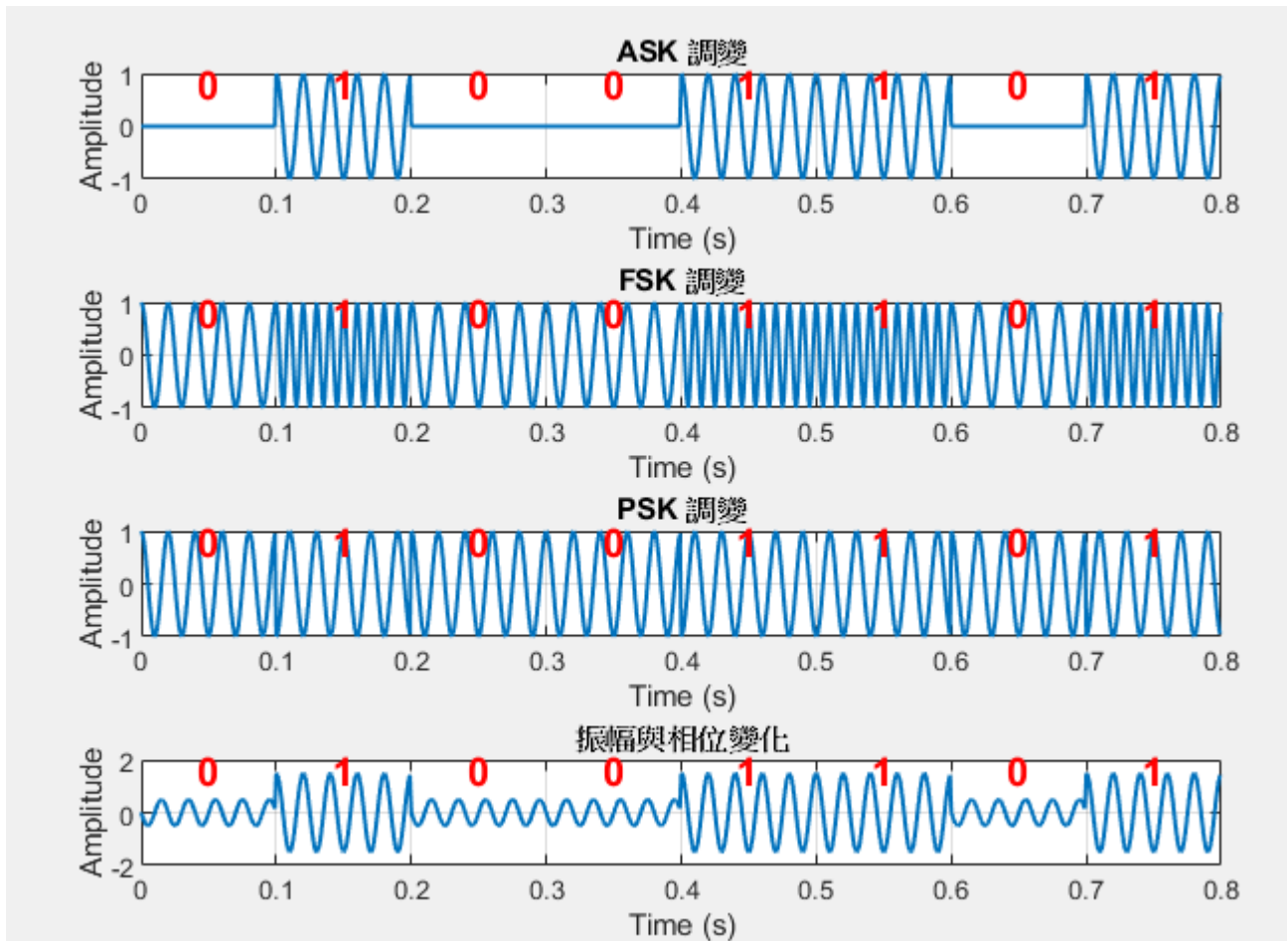


圖 1-1 基頻訊號調變系統的方式

基於具體的應用，訊號調變可以單獨改變幅度、頻率和相位，或同時改變幅度、頻率和相位的組合。這類的調變早期是通過傳統的類比方式來進行，例如幅度調變(AM)、頻率調變(FM)或相位調變(PM)。隨著科技與通訊技術的進步，演進為透過 I-Q 之向量調變來進行。向量調變是一種非常強大的調變方案，因為它可生成任意的載波相位和幅度。在這種調變方式中，基頻數位資訊被分離成 I (同相)和 Q (正交) 兩個獨立的分量。這些 I 和 Q 分量再組合形成基頻調變訊號。I 和 Q 分量最重要的特性是它們是獨立的分量(正交)。在下面的討論中我們將進一步瞭解 I 和 Q 分量，以及數位系統使用它們的原因。

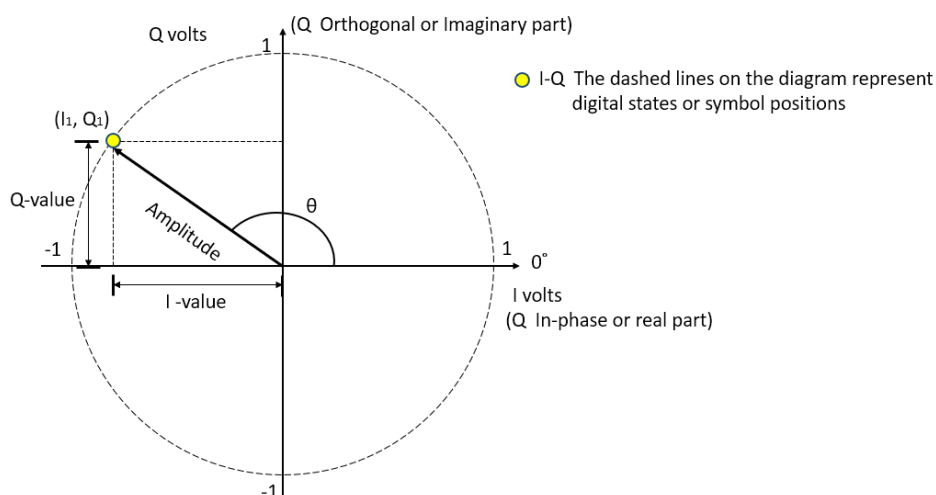


圖 1-2 數位調變 I-Q 圖

理解訊號調變原理的簡單方法是使用圖 1-2 所示的 I-Q 向量圖。

在大多數無線通訊系統中，載波頻率是固定的，因此只需考慮相位和幅度。未經調變的載波作為相位和頻率的參考，再根據調變訊號與載波的關係來解釋調變訊號。相位和幅度可以作為 I-Q 平面中的虛線點在極座標圖或向量座標圖中表示。參見圖 1-2。

I 代表同相位(相位參考)分量，Q 代表正交(與 I 相位相差 90°)分量。你還可以將同相載波的某具體幅度與正交載波的某具體幅度做向量加法運算來表示這個點，這就是 I-Q 調變的原理。

將 I-Q 平面預先確定的某個位置上對應的幅度與(或)相位帶入載波的幅度與(或)相位，然後發射。每個位置代表某一個可在接收機上被解碼的位元(Bit)組合。位元組合成每個符元(Symbol)在接收機(Receiver)被取樣(Sampling)瞬間轉換為 I-Q 訊號的平面映射稱為星座圖。參見圖 1-3。

一個符元代表一組數位資料位元組合，它們是所代表的數位消息的代號。每個符元包含的位元數，即每符元位元數(bit per symbol)，由調變格式決定。例如，二進位相移鍵控(BPSK)使用 1 bit，正交相移鍵控(QPSK)使用 2 bit，而 8 相移鍵控(8PSK)使用 3 bit。理論上，星座圖的每個狀態位元位置都應當顯示為單個的點。但由於系統會受到了各種干擾和雜訊的影響，會引起這些狀態發生擴散(每個狀態周圍有分散的點呈現)。圖 1-3 顯示了 16-QAM 格式 (16 正交幅度度調變)的星座圖; 注意，此時有 16 個可能的狀態位置。該格式使用 4 位元資料串，編碼為單個幅度/相位狀態或符元。為了產生這一調變格式，基於被傳輸的代碼，I 和 Q 載波都需採用 4 個不同的幅度電位大小。

在數位調變中，訊號在有限數量的符元或狀態中移動。載波在星座圖各點間移動的速率稱為符元速率(Symbol Rate)。使用的星座狀態越多，給定位元速率(Bit Rate)所需的符元速率就越低。符

元速率十分重要，因為它代表了傳輸訊號時所需的頻寬。符元速率越低，傳輸所需的頻寬就越小。例如，前面提到過的 16-QAM 格式使用每符元 4 位元的速率。如果無線傳輸速率為 16 Mbps，則符元速率= 16 Mbps 除以 4 位元即 4 MHz。此時提供的符元速率是位元速率的四分之一和一個更高效的傳輸頻寬(4 MHz 相對 16 MHz)。

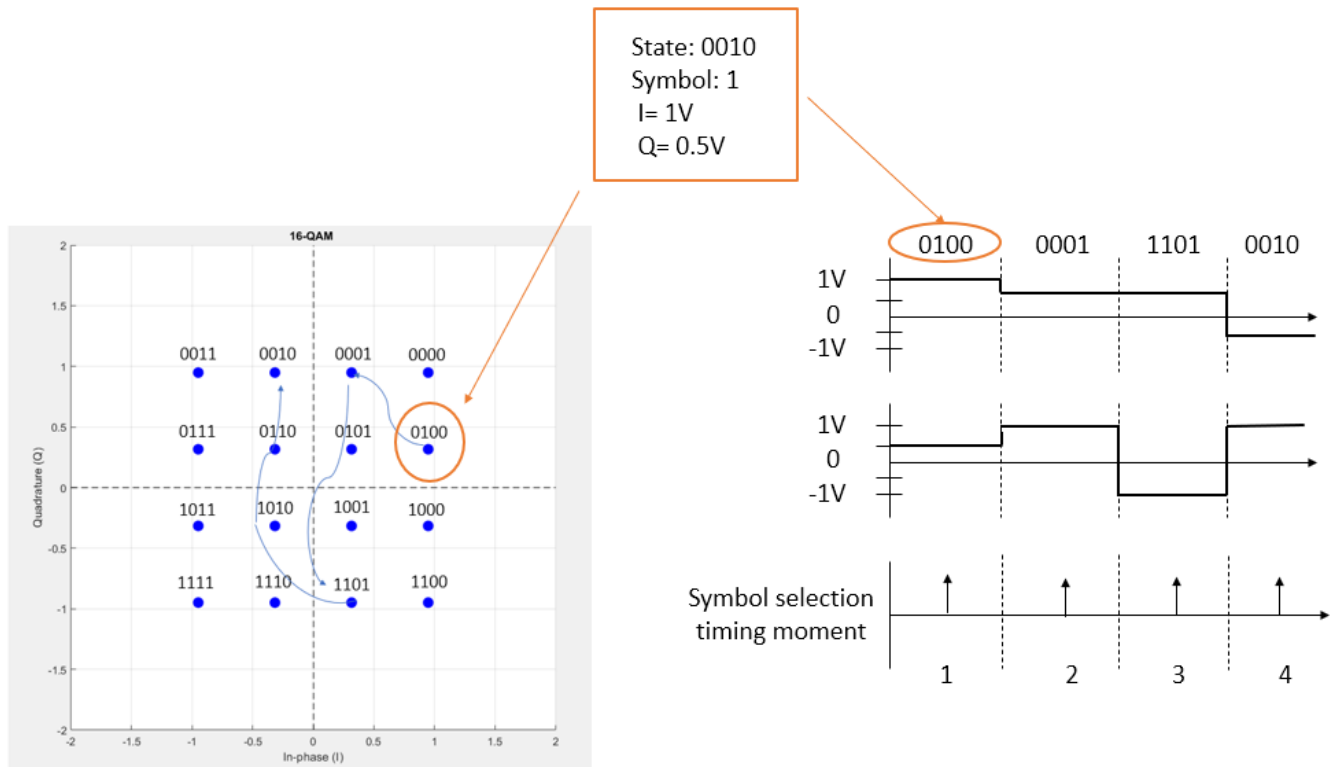


圖 1-3 16-QAM 系統示意圖

1.3 I-Q 調變與解調

在數位通訊中，I-Q 調變將已編碼的數位 I 和 Q 基頻資訊放入載波中。參見圖 4。I-Q 調變生成訊號的 I 和 Q 分量。

從根本上來說，是直角坐標 v.s. 極座標的轉換，透過硬體或軟體的方式來實現。

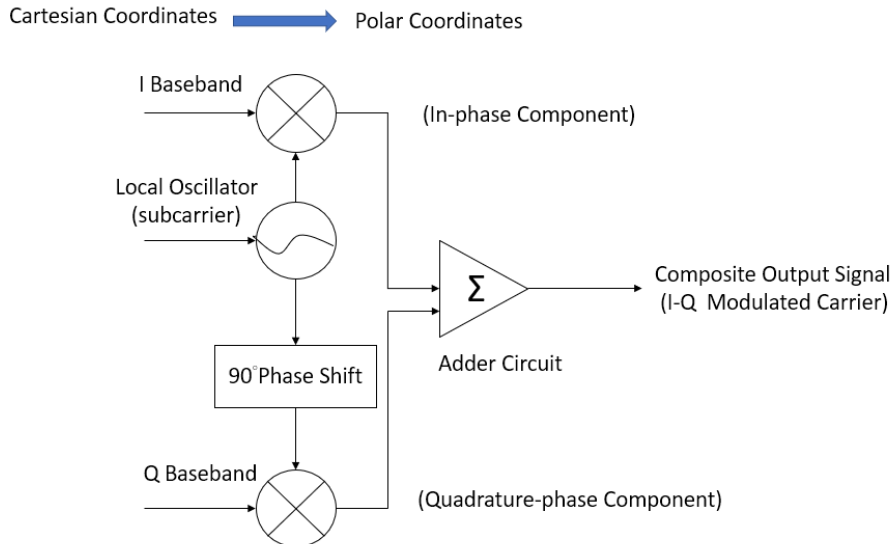


圖 1-4 I-Q 調變

I-Q 調變是以 I 和 Q 基頻訊號作為輸入，再與本地振盪器(LO)所產生的正弦波與餘弦波相乘。之後，I 和 Q 均會向上昇頻到預設之射頻載波頻率。I 分量的幅度資訊調變載波生成同相分量，Q 分量的幅度資訊調變 90° (直角)相移的載波生成正交分量，這兩種正交調變厚之載波訊號再相加，生成複數 I-Q 調變載波訊號。I-Q 調變的主要優勢是可以容易地將獨立的訊號分量合併為單個複數訊號，隨後同樣容易地再將這個複數訊號分解為獨立的分量部分。

以 90° 分離的訊號彼此之間呈直角或正交關係。I 和 Q 訊號的正交關係意味著這兩個訊號是真正獨立的，它們是同一訊號的兩個獨立分量，雖然 Q 輸入的變化肯定會改變複合輸出訊號，但不會對 I 分量造成任何影響。同樣地，I 輸入的變化也不會影響到 Q 訊號，也就是彼此間是不會互相干擾的。

如圖 1-5 所示，I-Q 解調是圖 1-4 所示的 I-Q 調變的鏡像。I-Q 解調是從複數 I-Q 調變輸入訊號中恢復原始的 I 和 Q 基頻訊號的過程。

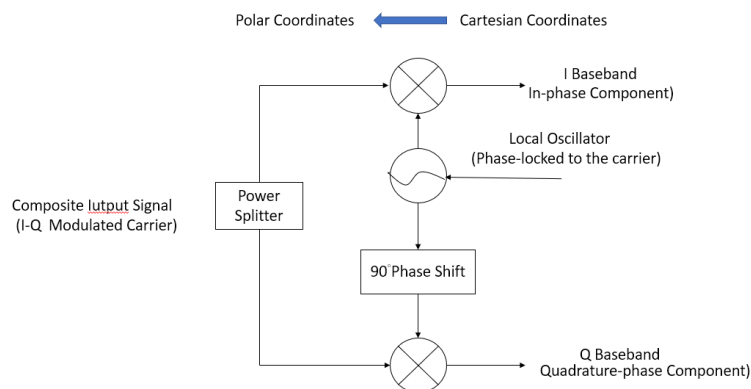


圖 1-5 I-Q 解調

解調過程的第一步是將接收機 LO 頻率鎖相至發射端發射機的載頻頻率。為了正確地恢復 I 和 Q 基頻分量，必須要把接收機 LO 透過鎖相迴路電路(Phased-Lock Loop, PLL)鎖相至發射機載波(或混頻器 LO)相同的頻率。隨後，I-Q 調變載波與未相移的 LO (正弦波)和相移 90°的 LO (餘弦波)混合，生成原始的 I 和 Q 基頻訊號或分量。

從根本上來說，I-Q 解調過程就是極座標 v.s. 直角坐標的轉換。通常如果沒有極座標 v.s. 直角座標轉換，資訊不能在極座標格式上繪製並重新解釋為直角座標值。參見圖 1-2。這種轉換與 I-Q 解調器所執行的同相和正交混合過程完全一致。

下面我們給出正交調變解調的數學模型。I 路和 Q 路分別輸入兩個資料 a 和 b，I 路訊號與 $\cos \omega_0 t$ 相乘，Q 路訊號與 $\sin \omega_0 t$ 相乘，之後再疊加（通常 Q 路在疊加時會乘以 -1），輸出訊號為： $s(t) = a \cos \omega_0 t - b \sin \omega_0 t$ 。至此調變完成。

接收端收到 $s(t)$ 後，分為兩路：

一路乘以 $\cos \omega_0 t$ 再積分，就可以得到 a：

$$\begin{aligned} & \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \cos \omega_0 t dt \\ &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (a \cos \omega_0 t - b \sin \omega_0 t) \cos \omega_0 t dt \\ &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (a \cos^2 \omega_0 t - b \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[\frac{a}{2} (1 + \cos 2\omega_0 t) - \frac{b}{2} \sin 2\omega_0 t \right] dt \\ &= \frac{2}{T} \cdot \frac{a}{2} \cdot T = a \end{aligned}$$

T

另一路乘以 $-\sin \omega_0 t$ 再積分，就可以得到 b：

$$\begin{aligned}
 & \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t)(-\sin \omega_0 t) dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (-a \cos \omega_0 t + b \sin \omega_0 t) \sin \omega_0 t dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (-a \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t + b \sin^2 \omega_0 t) dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[\frac{a}{2} (-\sin 2\omega_0 t) + \frac{b}{2} (1 - \cos 2\omega_0 t) \right] dt \\
 &= \frac{2}{T} \cdot \frac{b}{2} \cdot T = b
 \end{aligned}$$

其中， T 是 $T_0 = 2\pi / \omega_0$ 的整數倍即可。

1.4 為什麼使用 I 和 Q

數學上，假設載波為 $\cos(a)$ ，訊號為 $\cos(b)$ ，將兩個訊號直接相乘，就可以實現頻譜的搬移：

$$\cos(a) * \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

這樣就會在頻率 a 載波下產生 $a+b$ 和 $a-b$ 兩個載波頻率的訊號， $a+b$ 相當於頻率從 a 升頻至 $a+b$ ，而 $a-b$ 相當於頻率從 a 降頻至 $a-b$ 。對於訊號傳輸來說，其實只需要一個訊號即可。也就是說兩者選擇一個，另外一個沒有用，則需要濾掉。雖然實際上濾波器並不如理想的濾波器可以完全濾除掉另一個頻率的訊號。

相反的，輸入頻率 a 載波訊號和頻率 b 載波訊號，得到單一的 $a+b$ 或者 $a-b$ 頻率的載波訊號。基於此目的，我們使用下面的公式：

$$\cos(a-b) = \cos(a) \cos(b) + \sin(a) \sin(b)$$

此公示清楚的表明，只要把頻率 a 載波訊號和信頻率 b 載波訊號相乘，之後它們各自都移相 90 度之后相乘，之後再相加，就能得到 $a-b$ 頻率的載波訊號了。

大家都知道 I 路就是 $\cos(b)$ ，Q 路就是 $\sin(b)$ ，對這兩路訊號進行組合：

$\cos(b)$ ， $\sin(b)$

$\cos(b)$ ， $-\sin(b)$

$-\cos(b)$ ， $\sin(b)$

$-\cos(b)$, $-\sin(b)$

這個就是 IQ 訊號的四相調制 (QPSK) 了。

為了產生更多種類的調變方案，可以用類似這種方式組合衍生出各種不同的調變方式(BPSK、QAM 等)。

數位調變使用 I 和 Q 分量，因為它可提供簡單有效、功能強大的調變方法來生成、發射與在接收端恢復數位資料。I-Q 域中的調變訊號具有很多優勢：

- a. I-Q 的實現提供一種生成複合訊號(相位和幅度均改變)的方法。I-Q 調變器不使用非線性、難實現的相位調變，而是簡單的對載波的幅度及其正交量進行線性調變。具有寬調變頻寬和良好線性的混波器很容易得到，基於基頻和中頻軟體的 LO 也是。為生成複合調變訊號，只需產生訊號的基頻 I 和 Q 分量。
- b. 訊號的解調也同樣簡單明瞭。使用 I-Q 解調至少理論上可以輕鬆地恢復基頻訊號。
- c. 在 I-Q 平面上觀察訊號經常能更好地洞察訊號。干擾、頻率偏移、相位雜訊以及 AM-PM 失真等用其他方法難以呈現的現象，在 I-Q 平面上可以輕鬆查看。

1.4 數位通訊發射機概念

數位通訊開始於語音編碼(假設進行語音傳輸)，即對原始語音類比訊號進行取樣(Sampling)、量化並轉化為數位資料(Digitalizing)的過程。隨後，資料壓縮(Source coding)用於降低資料量並提高頻譜效率。通道編碼(Channel coding)和交錯(Interleaving)則是通過最小化雜訊與干擾的影響來改進訊號完整性。增加少數額外的位元來進行頻率(Frequency)或相位(phase)誤差校準或者作為資料識別和均衡(i.e. I/Q Balance)的訓練序列。這些技術也使得接收機的頻率同步與時序同步(Timing Synchronization)更簡單。時序同步是從接收訊號中還原出符元時鐘(Symbol clock)。在傳送端，符元編碼器將串列位元流轉換為適當的 I 和 Q 基頻訊號，對應映射到 I-Q 平面上的符元。符元時鐘代表各個符元傳輸的時鐘頻率和精確計時。

當符元時鐘跳動改變，發射載波在正確的 I-Q (或幅度/相位)值上代表具體的符元(星座圖的特定點)。各個符元的時間間隔即為符元時鐘週期，其倒數是符元時鐘頻率。當符元時鐘與檢測符元的最佳暫態同步時，符元時鐘相位對應的是正確的符元資料。

傳送端在 I 和 Q 基頻訊號生成後，它們會先被濾波器濾波以提高頻譜效率。未經濾波的無線數位調變器的輸出會佔用額外的頻寬。這是因為基頻 I-Q 方波在時域上的快速變化；等同於頻域上很寬的頻譜。這種情況不可接受是因為它會佔用額外的頻寬，而減少其他用戶的可用頻譜，並

造成對鄰近使用者的通道頻譜的訊號干擾，稱之為鄰近通道功率干擾(Adjacent Channel Power Interference)。

基頻濾波通過限制頻譜，限制對其他通道的干擾來解決了此一問題。實際上，濾波在時域上等同減緩了狀態之間快速轉換，從而限制了頻譜。不過濾波亦會導致訊號和資料傳輸性能的下降。

訊號品質的下降是由於頻譜分量的減少、過衝(Overshoot)、以及濾波器時間(脈衝)響應引起的有限振盪效應。頻譜分量減少了就會使資訊細節丟失，從而可能導致接收機重建訊號困難，甚至是不可重建的。濾波器的振盪響應可能持續很久，以致影響到之後的符元，並產生符元間干擾(Inter-Symbol Interference, ISI)。ISI 定義為前後符元的多餘能量干擾到當前的符元，導致錯誤地解碼。濾波器的最佳選擇就成為頻譜效率和 ISI 之間的最佳折衷選擇。

在數位通訊設計中，有一款常用的特定類型的濾波器稱為 Nyquist 濾波器。Nyquist 濾波器是一個理想的濾波器選擇，因為它能夠使數據速率(Data Rate)最大化，而且最小化 ISI，並限制通道頻寬的需求。

為了改進系統的整體通訊傳輸性能，濾波器一般會在發射機和接收機之間共用或分配。

在這種情況下，為了最小化 ISI，濾波器必須盡可能地匹配發射機和接收機並正確實現。

已過濾的 I 和 Q 基頻訊號是 I-Q 調變器的輸入。調變器中的 LO 可能工作中頻(IF)或直接工作在最終的無線射頻載波頻率上。調變器的輸出是中頻(或射頻)上的兩個正交 I 和 Q 訊號的合成。調變後，如果需要，訊號會升頻到射頻。再將任何多餘的頻率過濾掉，最後訊號送入到輸出放大器並傳輸。

1.5 數位通訊接收機概念

接收機(Receiver)從本質上說是發射機(Transmitter)的反向實現，但在設計上更為複雜。接收機首先把輸入的射頻訊號降頻為中頻訊號，再進一步降頻至基頻然後進行解調。解調訊號和恢復原始資料的能力通常難度較大。發射訊號在無線傳輸過程中，經常被空氣雜訊(Noise)、訊號干擾(Interference)、多路徑(Multi-path)、或衰落(Fading)等因素影響而遭到損壞。

解調過程通常包括以下階段：載波頻率恢復與同步、符元時鐘恢復與同步、訊號分解為 I 和 Q 分量(I-Q 解調)、I 和 Q 符元檢測(Symbol Detection)、位元解調和去交錯(解碼位元)、解壓縮後，還原為原始位元流。

接收機與發射機的主要區別是需要恢復載波頻率和符元時鐘。在接收機中，符元時鐘的頻率

和相位都必須精確，才可以成功地解調位元和恢復已發射資料。例如，符元時鐘的頻率設置正確但相位錯誤，會導致取樣的符元不是正確符元本身，會導致解調的錯誤。

接收機設計的一項艱巨任務是建立載波頻率和符元時鐘恢復的同步演算法。有些時鐘同步技術包括測量調變幅度變化、或者在帶有脈衝(Pulse)載波的系統中可以使用脈衝的 ON/OFF 序列的邊緣偵測(Edge Detection)。而若系統中發射機的封包格式已自提供訓練序列或同步位元時，這項任務便可以簡單些。

1.6 選擇恰當的濾波器

在數位通訊系統中，基頻濾波可能出現在發射機或接收機上，或者分佈在發射機和接收機之間，發射機中完成一半濾波，接收機中完成另外一半。這是個很重要的概念，會影響到解調器在處理 I-Q 測量波形和 I-Q 參考波形時所需的濾波器類型。

選擇正確的解調基頻濾波可能並不像想像中的那麼簡單直接，尤其是對於分散式系統。例如，北美數位蜂窩(NADC) 標準採用分散式濾波，在發射機和接收機中都使用了 Root-raised 餘弦濾波器(Raised Cosine Filter)。

可精確表示濾波器頻寬的係數，定意為濾波器 α 或 BT 乘積， B 代表頻寬 T 代表時間。

每個濾波器類型將會有一個對應的濾波器頻寬係數。Nyquist 濾波器使用 α ，高斯濾波器使用 BT 。解調器對測量濾波器和參考濾波器使用相同的 α 或 BT 值。

根據具體的應用需求，數位通訊使用許多濾波器類型，傳統上，使用 Nyquist (Root-raised Cosine)濾波器是因為它能最小化符元間干擾(ISI)。如圖 1-6 所示，Nyquist 濾波器脈衝回應的峰值幅度出現在符元時刻 $t = 0$ 幅度時，而在所有其它符元時刻為零。也就是說，該回應在符元週期的整數倍(1 除以 f_s)通過零點。這意味著 Nyquist 已過濾的符元不會干擾周圍的符元(即符元間干擾為零)。雖然 Nyquist 濾波器可最大限度地減少 ISI，但對於有些應用 ISI 並不是最重要的標準。另外兩種常用的濾波器類型是高斯濾波器和 Chebyshev 濾波器。高斯濾波器不具備最佳的 ISI 特性，但在平衡載波功率、佔用頻寬和符元時鐘恢復與同步方面具有優勢。它通常使用在 GSM (全球移動通訊系統)的無線電話系統中。

Chebyshev 濾波器具有陡降特性，能夠有效減少對相鄰通道的功率洩漏。Chebyshev 濾波器通常應用在使用 CDMA(碼分多址)調變方案的無線電話系統中，例如 cdmaOne 和 cdma2000。

除了這裡探討的濾波器類型外，數位通訊領域還採用許多其它類型的濾波器。

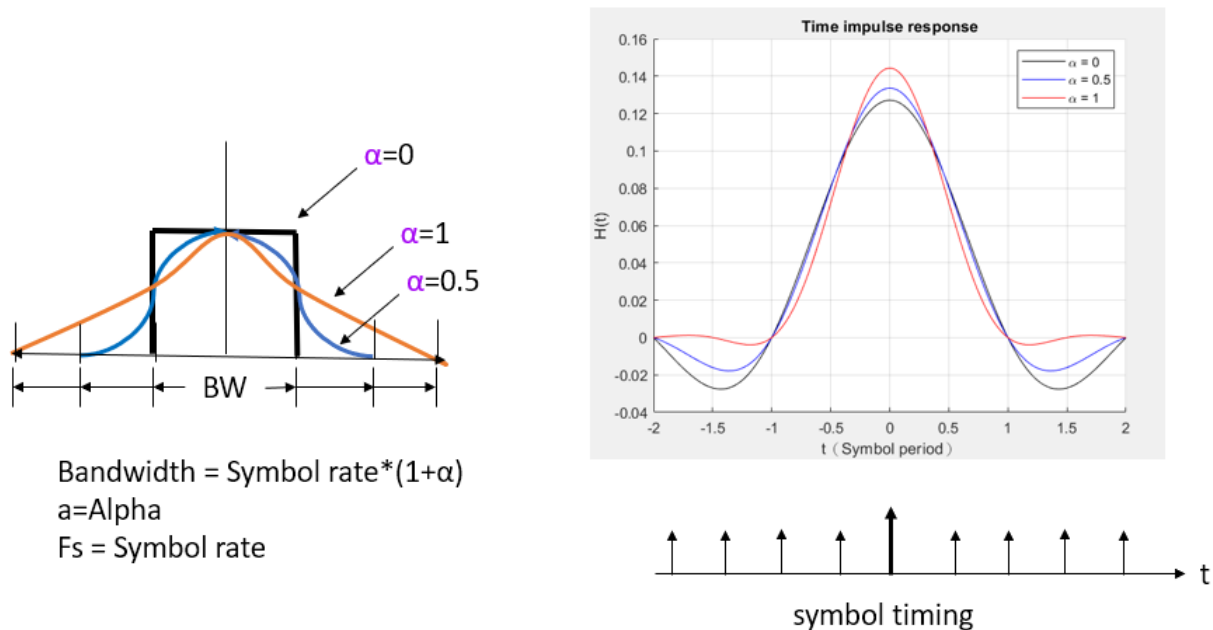


圖 1-6 Nyquist 濾波器最大限度地降低符元間干擾(ISI)

α 描述了 Nyquist(Raised Cosine)濾波器的滾降程度。參見圖 1-6。 α 也稱為滾降(Roll-off)或多餘頻寬因數。 α 值較高，則會增加理論最小值之外的頻寬。調變原理指出，發射一個訊號所需的最小頻寬等於符元速率的一半。不過，要實現這個系統頻寬，需要一個完美的矩形濾波器，也就是 α 等於 0，佔用頻寬等於符元率。但矩形濾波器在現實世界中是無法實現的，所以實際中的通訊系統一般採用 α 等於 0.3 的濾波器。 α 值為 0.3 意味著濾波器將使用比理論最小值多 30% 的佔用頻寬，這個值是頻譜效率和最小 ISI 的一個很好的折衷。對於給定 α 的佔用頻寬近似等於取樣速率乘以 $(1 + \alpha)$ 。

BT (頻寬時間乘積)是高斯濾波器對應的濾波器係數，描述了這個濾波器的滾降程度。

高斯濾波器通常使用 0.3 ~ 0.5 的 BT 值。

1.7 向量星座(I/Q)圖

向量示意圖，通常更多地稱為數位調變的 IQ 圖，顯示了時間上各個時刻所恢復的複數 I-Q 基頻訊號。它顯示了訊號狀態以及訊號在符元之間移動時的跳變過程。從原點到向量示意圖上某個點繪製的向量線對應著此刻的暫態電壓。

圖 1-7 顯示了本實驗中 QPSK 調變訊號的 I-Q 圖示例。I-Q 圖顯示了 4 個理想的狀態位置(以

十字表示)，分別是 45° 、 135° 、 -45° 和 -135° 。還有已檢測的符元和符元間的跳變。

I-Q 圖給出了峰均電壓比，它可用於確定放大器的壓縮情況。

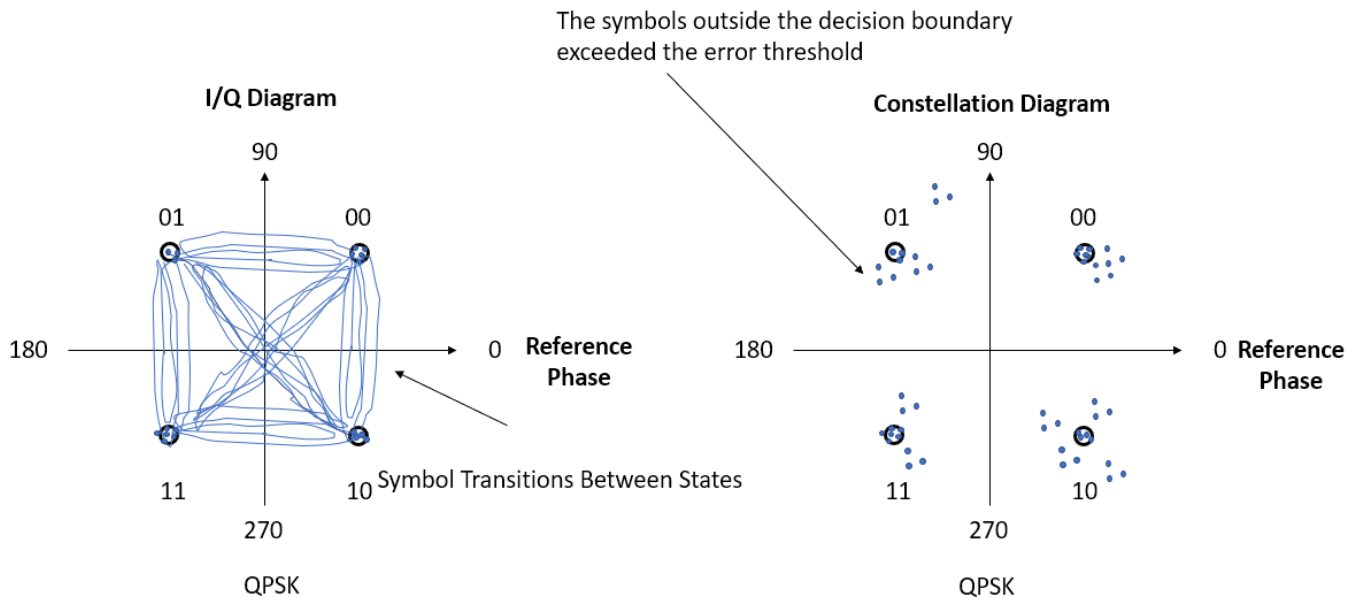


圖 1-7 QPSK 星座圖

在 I-Q 平面上查看訊號時，是在觀察訊號相對載波的幅度和相位。未調變的載波是相位參考 (0°)。圖 1-7 中，每個檢測的符元都是相對未調變載波以不同的幅度和相位進行調變，但頻率與載波一致。如果檢測到符元頻率與未調變載波的不同，它的表像是訊號相對未調變載波連續增加或減小相位似的移動。還有，數位調變屬於三維測量，根據 I(同相)/Q(正交)分量與時間的關係進行調變。而 IQ 圖僅是二維圖，所以與 I-Q 平面垂直的時間參數無法顯示。

圖 1-7(b)顯示了與前面相同的 QPSK 訊號的星座圖(Constellation)。星座圖顯示了與符元時鐘同步的載波幅度和相位。這些測量點通常就是檢測判斷點，代表已檢測的符元。它與 I-Q 圖類似，只是不顯示狀態間的跳變軌跡。

理想狀態下，所有符元都應顯示為單點，並集中在理想狀態位置處(以十字坐標示)。

理想狀態是指訊號沒有誤差時的符元位置。不過由於訊號的損傷及其它調變誤差會造成偏差，符元會分散在理想狀態位置的周圍，顯示的實際已檢測符元與理想狀態可以直觀地瞭解訊號品質。星座圖有助於識別幅度不平衡、正交誤差或相位雜訊等訊號損傷。

在數位通訊系統中應用最為廣泛的調變品質指標是誤差向量幅度(EVM)。誤差向量是指在給定時間的理想參考訊號和所測訊號之間的向量差，參見圖 1-8。誤差向量是一個複數參量，包含

幅度和相位分量。不要將誤差向量幅度與幅度誤差、誤差向量相位與相位誤差相混淆。

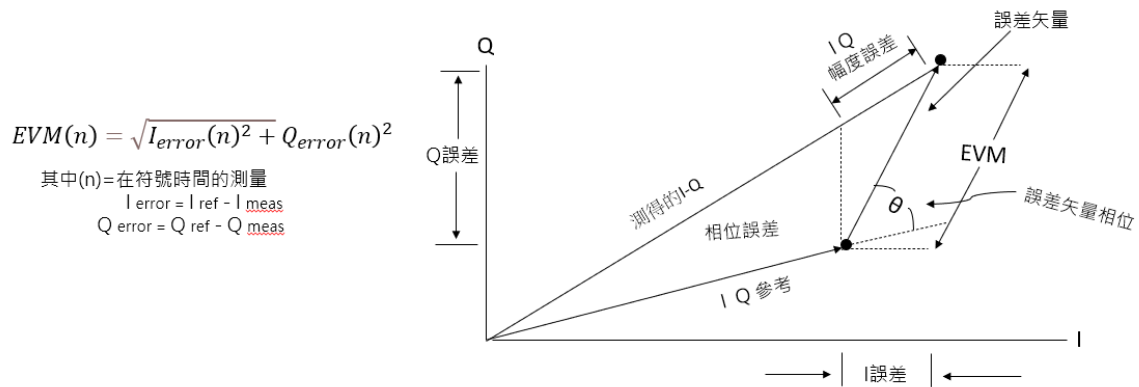


圖 1-8 誤差向量幅度(EVM)：實際測得的訊號與理想參考訊號的差異

EVM 定義為在符元時鐘跳變時刻誤差向量的均方根(rms)。按照慣例，**EVM** 通常歸一化為最外面符元的幅度或符元平均功率的平方根。**EVM** 測量在有些通訊標準中也稱為相對星座誤差(RCE)，各種相關資料結果對於任意數位調變格式中影響訊號的幅度和相位軌跡路徑的損傷都十分敏感。因此，**EVM** 是一種分析診斷通訊系統基頻、中頻或射頻部分中的性能的理想測量工具。

本節介紹了運用在基於軟體定義無線電 **PluSDR** 的向量訊號分析中的向量/數位調變技術和數位調變分析的基本原理，描述了數位(向量或 I-Q)調變和常見數位調變格式，也描述了無線接收機和發射機的方塊圖，介紹了生成、發射、接收以及恢復原始數位資訊的過程及相關解調參數。這部分側重基本概念的解釋，需要指出的是，這些概念是軟體定義無線電中最基本也是最重要的概念，理解各個部分有助於下面的實驗的開展和整體把握。

第 2 節 2ASK 調變/解調實驗

2.1 實驗目的

1. 理解掌握 2ASK 的基本原理
2. 掌握 SDR 平台下鍵控法調變解調資料的基本思路和方法
3. 熟悉開發平台的開發流程

2.2 實驗器材

4. YYPC056-SDR 一台，電腦一台，Matlab2018a（或更高版本）

2.3 實驗原理

2.3.1 數位訊號的鍵控調變

數位訊號的鍵控調變（Digital Signal Keying Modulation）是將數位資料（0 和 1）透過改變載波波形的某一特徵（如振幅、頻率或相位）來實現無線或有線傳輸的調變技術。在數位通訊系統中，這類技術被廣泛應用於資料的編碼與傳送，確保訊號能穩定、有效率地通過傳輸通道到達接收端。

當我們談論數位調變的實現方法時，理論上可從兩種不同的角度來理解與實作：

- 一、類比調變觀點：以類比調變為基礎的數位調變實作：這種方法是將數位調變視為類比調變的一種特例，也就是說，儘管輸入是數位訊號（如 0 與 1），但在調變過程中，仍然以類比訊號處理的邏輯來處理。具體來說，數位基頻訊號被視為一種階梯狀的類比訊號（取值離散但時間連續），然後將其應用在傳統的類比調變架構上。
- 二、鍵控觀點：以數位邏輯操作為基礎的開關式調變：另一種更貼近實務電路實作的方式，則是利用數位訊號具有離散取值（僅為 0 或 1）的特性，透過邏輯開關控制載波的存在與特性來實現調變。這就是所謂的鍵控調變（Keying Modulation）。

常見的鍵控調變方式包含以下三種基本型態：ASK（Amplitude Shift Keying，振幅鍵控）、FSK（Frequency Shift Keying，頻率鍵控）、PSK（Phase Shift Keying，相位鍵控）。

數位資訊有二進位和多進位之分，因此數位調變可以分為二進位調變和多進位調變。

當調變訊號為二進位數位基頻訊號時，所採用的調變技術稱為二進位數位調變（Binary Digital Modulation）。這類調變的核心特徵在於：載波的某一物理參數（如振幅、頻率或相位）僅於兩種離散狀態之間切換，以對應輸入的二進位資訊（0 與 1）。根據所調變的載波參數不同，常見的二進位數位調變方式包括：

2ASK（Binary Amplitude Shift Keying）：將載波的振幅切換於兩個等級（如有／無）以表示 0 與 1

2FSK（Binary Frequency Shift Keying）：以兩種不同的頻率分別對應 0 與 1

2PSK（Binary Phase Shift Keying，又稱 BPSK）：使載波的相位在兩個固定角度間轉換（如 0 度與 180 度）以代表數位位元。

2.3.2 2ASK 調變/解調原理

2ASK，又稱為二進位開關鍵控（On-Off Keying, OOK），是一種最基本的數位調變方式。其原理是利用單極性不歸零（Unipolar NRZ）碼來控制載波的開關——當輸入為 1 時，載波正常輸出；當輸入為 0 時，則關閉載波。這種調變方式中，載波的頻率與初始相位皆維持固定不變，僅透過振幅的有無來表示數位資料。

此外，2ASK 的數學模型與調變解調過程最為直觀，是數位調變理論中最基本也最具代表性的一種，常被用來作為學術與實驗研究的入門範例，有助於理解更複雜的調變技術。

2ASK 調變/解調原理如圖 2-1 所示

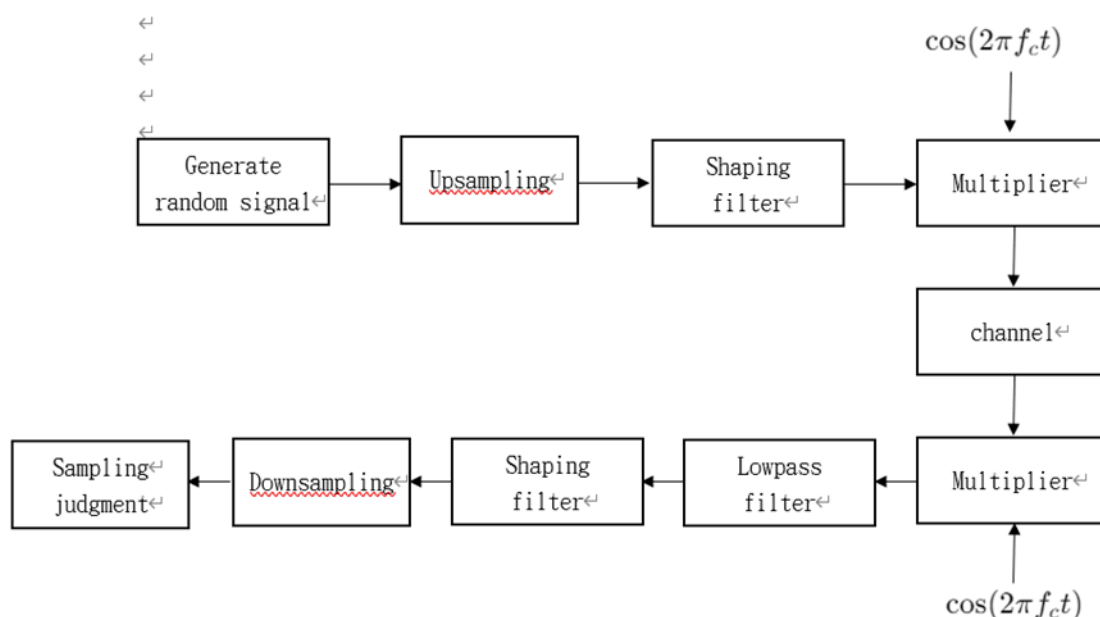


圖 2-1 2ASK 調變解調原理方塊圖

2ASK 調變的時域表達式可以根據載波形式與輸入的 bit 流來定義如下：

若輸入二進位序列為 $\{b_n\} \in \{0,1\}$ ，且每個 bit 的持續時間為 T_b ，則 2ASK 訊號可以表示為：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \cdot A \cdot \cos(2\pi f_c t) \cdot p(t - nT_b)$$

b_n ：第 n 個二進位資料（0 或 1）

A ：載波振幅（對應 bit = 1）

f_c ：載波頻率（Carrier Frequency）

$p(t)$ ：脈衝成形函數（如矩形脈衝），定義為：

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_b \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

T_b ：每個位元的持續時間

根據上述定義，圖 2-2 展示了 2ASK 調變訊號的波形，波形中，當輸入 bit 為 1 時，訊號呈現載波 $\cos(2\pi f_c t)$ 的完整幅度；當輸入 bit 為 0 時，訊號幅度為 0。波形隨輸入二進位序列的變化而週期性切換，反映了每個 bit 持續時間 T_b 內的調變結果。

2ASK 訊號波形如圖 2-2 所示：

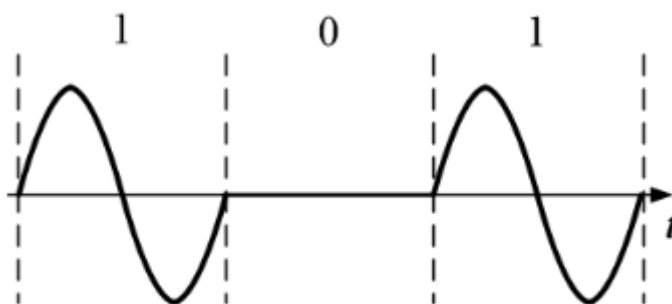


圖 2-2 2ASK 訊號波形示意圖

完整的 2ASK 調變生成如圖 2-3 所示:

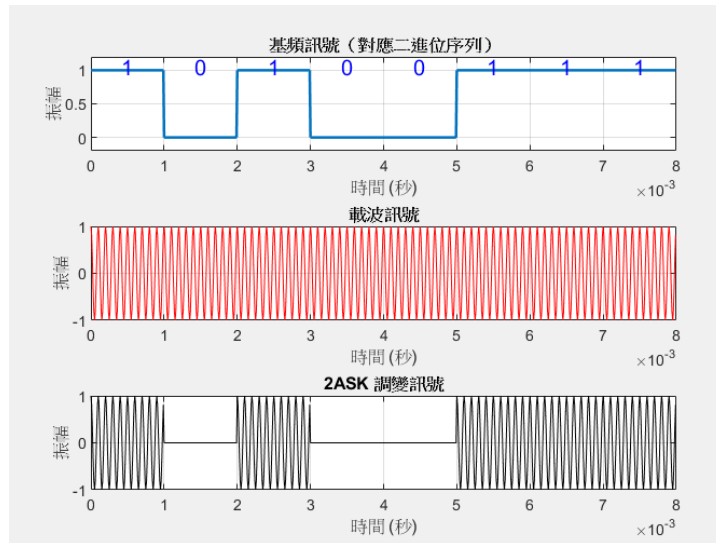


圖 2-3 2ASK 調變訊號波形圖

在本實驗中所採用的 2ASK 調變方式，乃是根據鍵控調變的基本原理，透過將原始二進位基頻訊號與一特定頻率與相位的正弦波載波訊號進行乘法運算，產生調變後的 2ASK 訊號。為確保每個符元與載波訊號完整對應，需特別留意基頻訊號的符元寬度與載波的週期須保持一致。此調變方式本質上可視為以基頻訊號控制載波的開與關，使載波振幅呈現二元切換，達到振幅鍵控的效果。

解調部分則採用類似相關性解調（correlation detection）的方法。其作法為將接收到的 2ASK 訊號與同樣頻率與相位的本地參考載波進行乘法處理，並取其絕對值。此運算會將原本存在載波的區段強化，並抑制無載波區段。進一步透過閾值判決，將大於零的區段判定為原始符元「1」，等於零的區段則判定為「0」，進而成功重建出原始數位訊號，實現調變訊號的有效解調。

2.4 程式設計思路

2.4.1 發送端設計

發送端，我們先隨機生成二進位碼(0 或 1)，接著產生一個載波訊號，由上述原理可知，當基頻訊號為 0 時，不發送載波（設為 0）；當基頻訊號為 1 時，發送歸一化頻率為 F_c 的載波訊號。

由於本實驗所使用的 SDR 最佳的取樣頻率為 61.44MHz，為了頻率對稱性我們將傳送的載波頻率設為 30.72 MHz， $F_c = F_s / 2$ ，剛好位於整個頻寬的中點（奈奎斯特頻率），這樣的設計可以確

保調變訊號在頻域上對稱分佈於 Nyquist 頻率兩側，對於後續進行頻譜分析或解調具有良好的對齊與解析特性。

在本實驗中，設定射頻電路的載波頻率為 $F_c=30.72\text{MHz}$ ，系統的取樣頻率為 $F_s=61.44\text{MHz}$ 。因此，所設計的 2ASK 調變訊號需以 30.72 MHz 為中心頻率，並以 61.44 MHz 為基準進行取樣與數位處理。此取樣頻率剛好為載波頻率的兩倍，使得系統設計可完全符合 Nyquist 準則，有效避免混疊現象。

根據鍵控調變（ASK）基本原理，當輸入的基頻二進位訊號為「1」時，需發送一完整週期的載波訊號；而當輸入為「0」時，則對應為無載波（等於零的訊號）。因此，載波與基頻訊號之間必須嚴格對齊，每個符元期間須完整對應一個或多個載波週期。

在本實驗設定中，令每個符元對應的取樣點數（bit_Width）為 20，這代表每個符元週期對應 20 個取樣點。根據下式可計算載波週期所對應的取樣點數：

$$n = \frac{F_s}{F_c} = \frac{61.44\text{ MHz}}{30.72\text{ MHz}} = 2$$

代表載波一個完整週期僅對應 2 個取樣點，因此，為了實現完整調變效果，我們在每個符元中包含 10 個完整的載波週期（每個週期含 2 點，共 20 點），即符元寬度 = 20。

我們首先生成 1000 筆隨機的二進位資料，每筆資料需擴展為 20 點，因此經過資料擴展後的總資料點數為：

$$1000\text{ bits} \times 20 = 20000\text{ samples}$$

此時，我們需產生長度為 20000 的載波訊號，使其與擴展後的基頻訊號長度一致，以利後續相乘調變。對應的 MATLAB 程式碼如下：


```
%%  
% 2ASK調變與解調  
clear all;  
close all;  
  
% === 參數設定 ===  
Fs = 61.44e6;          % 取樣頻率 (61.44 MHz)  
Fc = 30.72e6;          % 載波頻率 (30.72 MHz)  
bit_Num = 1000;        % 二進位碼流長度  
bit_Width = 20;        % 每個碼元擴展的取樣點數  
  
% === 初始化隨機數生成器 ===  
rng('shuffle');        % 使用當前時間作為隨機數種子  
  
% === 生成隨機二進位碼 ===  
data = randi([0 1], 1, bit_Num);  
  
% === 擴展碼流 ===  
data_trans = reshape(repmat(data, bit_Width, 1), 1, length(data) * bit_Width);  
  
% === 生成載波訊號 ===  
carrier = cosine_wave_generator(Fc, Fs, length(data_trans));  
  
% === 2ASK 調變 ===  
mod_data = data_trans .* carrier;
```

當完成基頻訊號的擴展後，接著我們利用 `cosine_wave_generator` 函數根據設定的載波頻率 $F_c = 30.72 \text{ MHz}$ 與取樣頻率 $F_s = 61.44 \text{ MHz}$ ，產生一個與展延後基頻訊號長度相同（即 20,000 點）的餘弦型載波訊號。由於此載波頻率剛好為取樣頻率的一半，代表每個載波週期僅佔兩個取樣點，因此所產生的載波訊號能夠完全符合 Nyquist 準則，並確保其在頻域上的對稱性與正確的時域對齊。

隨後，透過逐點相乘的方式，將展延後的基頻碼流 `data_trans` 與載波訊號 `carrier` 相乘，即可完成 2ASK 調變。根據調變原理，當基頻碼為 1 時，輸出即為對應的載波值，表示發送載波；反之若為 0，則對應輸出為 0，代表不發送載波。最終得到的調變訊號 `mod_data` 即為具備振幅鍵控特性的已調訊號，可供後續進行上變頻或實體發送等處理。

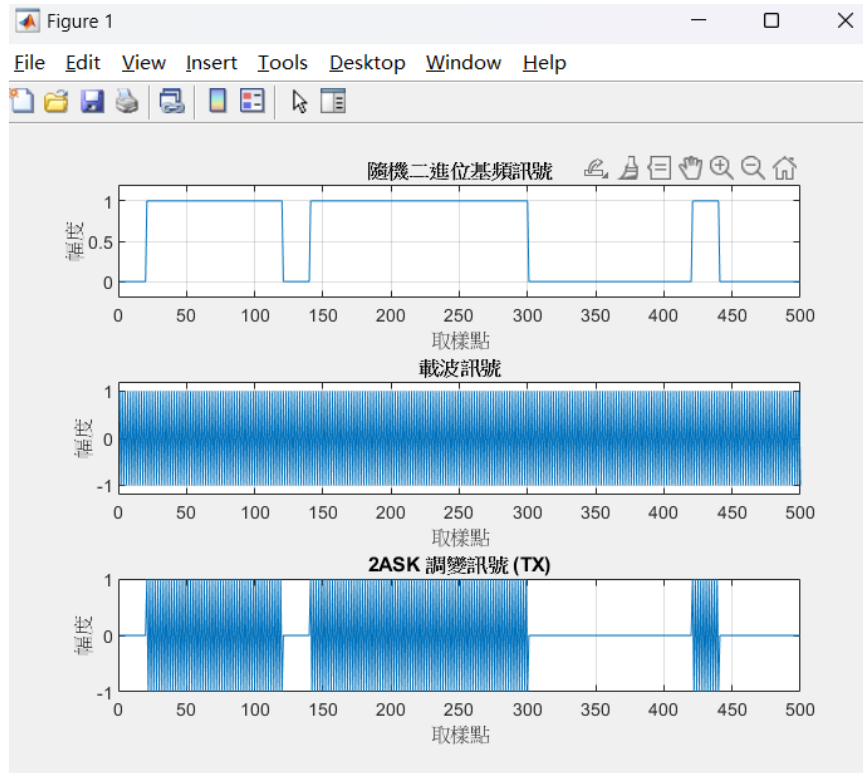


圖 2-4 發送端已調 2ASK 訊號

2.4.2 接收端設計

在接收端，首先對接收到的訊號 `rec_data` 進行包絡檢測（Envelope Detection），透過取其絕對值 `abs(rec_data)` 以獲得訊號的振幅輪廓，這是解調 2ASK 訊號的第一步。由於 2ASK 調變訊號的特性在於其振幅代表符元狀態，因此透過包絡可以還原原始基頻訊號的振幅變化。

接下來，利用設計好的 FIR 低通濾波器對包絡訊號進行平滑處理。為了去除高頻雜訊並保留主要訊號成分，我們設計了一個階數為 10 的等波紋 FIR 濾波器，其截止頻率設為 3.072 MHz（即採樣頻率除以符元寬度再除以 2）。為了避免相位失真，採用了 `filtfilt` 函數進行雙向濾波，確保輸出訊號的相位不變。

濾波後的訊號進行標準化處理，以最大值為基準做歸一化，接著根據整段訊號的中位數作為閾值，對每個符元區段的平均值進行判決，恢復出原始的 0 與 1。最後，將解調後的位元序列與發送端的原始位元序列 `data` 進行比對，計算解調錯誤率，從而評估整個 2ASK 系統的性能表現。

參考 Matlab 程式碼如下:

```
% === 非相干解調 (包絡檢波) ===
envelope = abs(rec_data);

% === FIR 低通濾波器 (優化) ===
lp_order = 10;
fcut = Fs / bit_Width / 2;          % 截止頻率 (3.072 MHz)
normalized_cutoff = fcut / (Fs / 2); % 正規化
b = fir1(lp_order, normalized_cutoff); % 等波紋 FIR 濾波器
filtered_signal = filtfilt(b, 1, envelope); % 零相位濾波

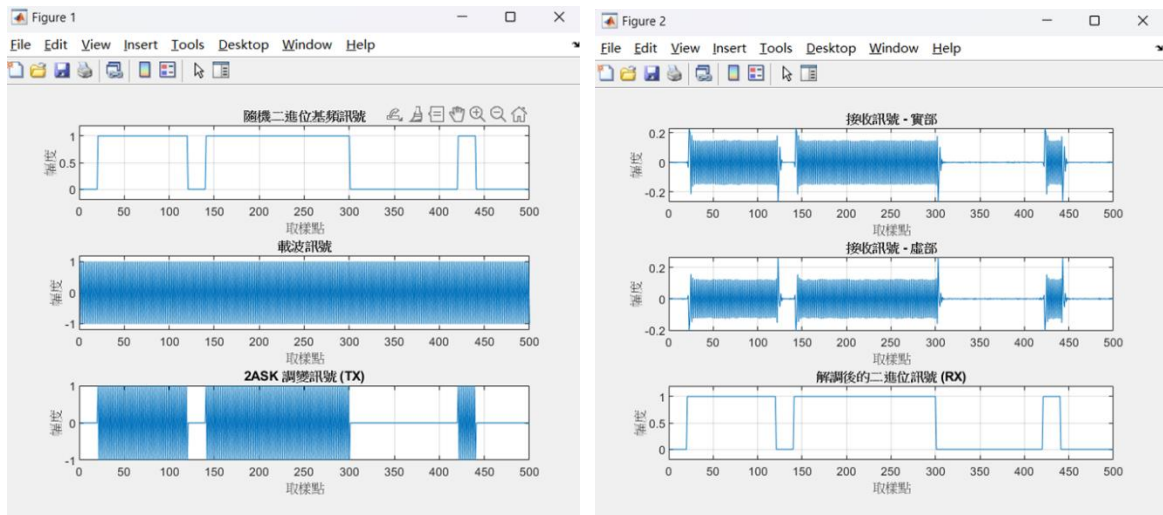
% === 標準化 ===
filtered_signal = filtered_signal / max(abs(filtered_signal));

% === 閾值判決 ===
threshold = median(filtered_signal); % 使用中位數閾值
% threshold = 0.5;
% 每 bit 平均後進行判決
demod_data_bits = [];
for i = 1:bit_Width:length(filtered_signal)
    if i + bit_Width - 1 > length(filtered_signal)
        break;
    end
    segment = filtered_signal(i:i+bit_Width-1);
    avg_val = mean(segment);
    demod_data_bits = [demod_data_bits, avg_val > threshold];
end

% === 解調錯誤率計算 ===
error_rate = sum(abs(demod_data_bits - data)) / length(data);
fprintf('解調錯誤率: %.4f%%\n', error_rate * 100);
```

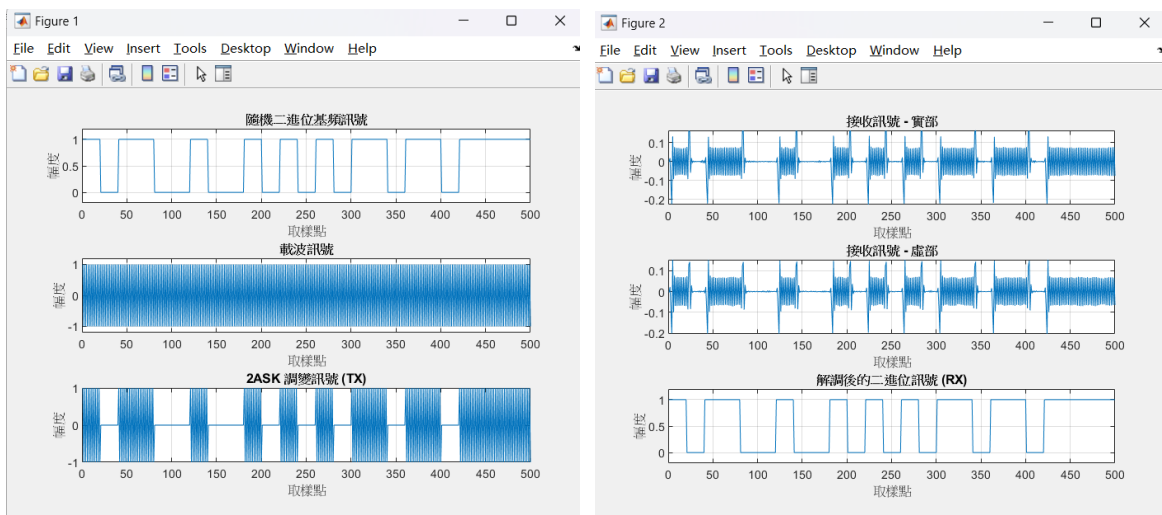
利用上述參考程式碼，執行後的解調圖形如圖 2-5





解調錯誤率: 0.0000%

圖 2-6 SMA 線-2ASK 調變與解調



解調錯誤率: 0.4000%

圖 2-8 天線-2ASK 調變與解調

本次實驗主要實作並驗證了二進位振幅鍵控（2ASK）調變與解調技術的完整流程，從訊號的產生、載波調變，到接收端的包絡偵測、低通濾波與閾值判決，系統皆以 MATLAB 模擬完成，並搭配 SDR 實體硬體進行測試。透過此實驗，我們了解 2ASK 數位調變的基本原理與實務操作方式。

在硬體傳輸方面，我們分別進行了兩種連接測試。第一種為使用 SMA 同軸線將發射端與接收端直接連接，由於通道穩定且幾乎無外部干擾，接收端成功還原原始資料，且解調錯誤率為 0%，顯示系統在理想環境下具備良好的調變與解調能力。第二種為使用天線進行無線傳輸，訊號

需通過空氣介質傳遞，會受到多徑效應與環境雜訊等因素干擾，在此條件下解調成功率略受影響，最終解調錯誤率約為 0.4%。該結果顯示本系統即便在實際無線通訊環境中，仍具備相當穩定的性能表現，驗證了 2ASK 調變系統的可行性與抗干擾能力。

第 3 節 2FSK 調變/解調實驗

3.1 實驗目的

1. 理解掌握 2FSK 的基本原理
2. 掌握 PluSDR 平台下調變解調資料的基本思路和方法
3. 熟悉開發平台的開發流程

3.2 實驗器材

PluSDR 一台，NOBEBOOK 一台，Matlab 2016a（或更高版本）

3.3 實驗原理

頻移鍵控（Frequency Shift Keying, FSK）是一種透過改變載波頻率來傳遞數位資訊的調變技術。數位頻率調變是資料通訊中應用較早的一種方式，具有實作容易、解調簡單、抗雜訊能力強、抗衰減性能佳等優點，因此廣泛用於中低速的數位通訊系統。

在 2FSK（2-Level Frequency Shift Keying）調變中，輸入的二進位基頻訊號（bit）為 0 或 1 時，分別對應兩個不同的載波頻率 F_{c1} 和 F_{c2} 。也就是說，載波頻率會根據輸入位元在這兩個頻點之間切換，從而完成數位訊號的頻率調變。

對應的數學運算式如下：

$$s(t) = \begin{cases} A \cdot \cos(2\pi f_{c1}t + \phi), & \text{if bit} = 0 \\ A \cdot \cos(2\pi f_{c2}t + \phi), & \text{if bit} = 1 \end{cases}, \quad 0 \leq t < T_b$$

典型波形如下圖 3-1 所示：

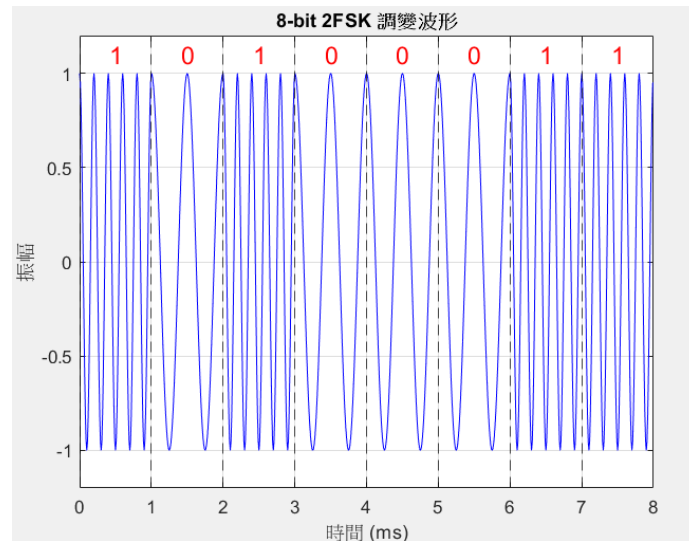


圖 3-1 2FSK 的典型訊號波形

當我們觀察 2FSK 的時域波形時，可以發現它在任一時間點，其實只會選擇其中一個頻率進行調變，因此它可以視為兩個不同載波頻率的 2ASK 訊號，在時間上輪流出現的形式。

$$s(t) = A \cdot b_0(t) \cdot \cos(2\pi f_{c1}t) + A \cdot b_1(t) \cdot \cos(2\pi f_{c2}t)$$

其中:

$$b_0(t) = \sum_n (1 - b_n) p(t - nT_b), \quad b_1(t) = \sum_n b_n p(t - nT_b)$$

可完整寫成:

$$s(t) = \sum_n [(1 - b_n)A \cos(2\pi f_{c1}t) + b_n A \cos(2\pi f_{c2}t)] p(t - nT_b)$$

b_n : 第 n 個二進位資料 (0 或 1)

A : 載波振幅表示訊號強度

f_{c1} 與 f_{c2} 別是對應於 bit 0 與 bit 1 的兩個不同載波頻率

T_b : 每個位元的持續時間

$p(t)$: 脈衝成形函數 (如矩形脈衝)，定義為：

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_b \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

由於 2FSK 利用頻率的不同來區分訊號，比起振幅鍵控（ASK）更具抗干擾性，且在低速數位通訊系統中因調變與解調電路結構簡單、實現容易而被廣泛應用。

2FSK 訊號的產生主要利用鍵控法來實現，即在二進位基頻矩形脈衝序列的控制下通過開關電路對兩個不同的獨立頻率進行選通，使其在每一個符元 T_s 期間輸出 f_1 或 f_2 兩個載波之一，如圖 3-2 所示。鍵控法產生的 2FSK 訊號其相鄰符元之間的相位不一定連續。

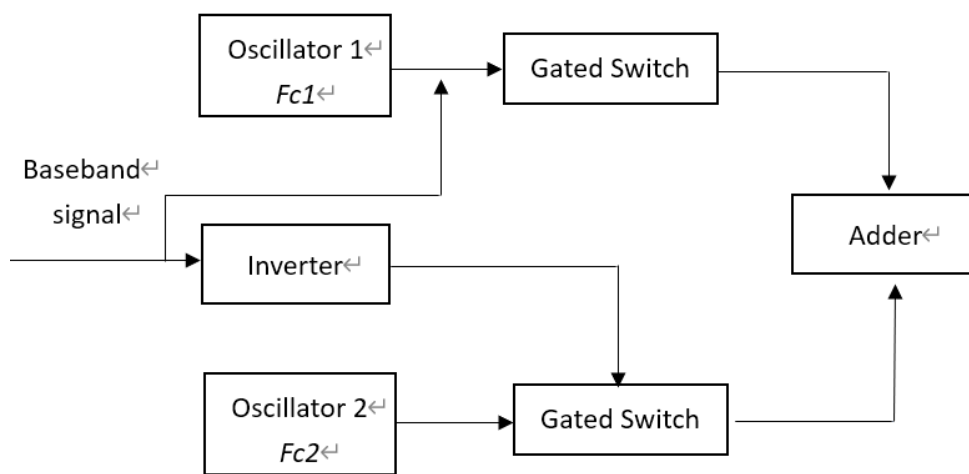


圖 3-2 鍵控法產生 2FSK 訊號的原理圖

在本實驗中，傳送端直接產生經調變後的二進制頻移鍵控（2FSK）訊號，藉由兩個不同的載波頻率對應數位符元 '1' 與 '0'，以實現數位資訊的頻率調變傳輸。

在接收端，2FSK 訊號的常用解調方式主要分為相干解調（coherent demodulation）與非相干解調（non-coherent demodulation）。本實驗採用後者，其基本原理可視為將接收到的 2FSK 訊號，分別通過中心頻率設置為 F_{c1} 和 F_{c2} 的兩組窄帶帶通濾波器，將原訊號分解為兩路具不同頻率響應的類比訊號分量。這兩路分量本質上可視為兩組經過包絡檢波的 2ASK 訊號。

接著，透過取樣每個符元時間範圍內的包絡平均值，進行大小比較來完成解調判決。此法不需明確設置閾值（threshold），而是直接依據兩支路能量大小判斷符元。若調變時定義頻率 F_{c1} 表示符元 '1'，則接收端中對應 F_{c1} 的濾波支路其輸出包絡值較大時，應判定該符元為 '1'；反之，則判定為 '0'。此一解調流程簡便、可靠，適用於中低速無線傳輸環境中。

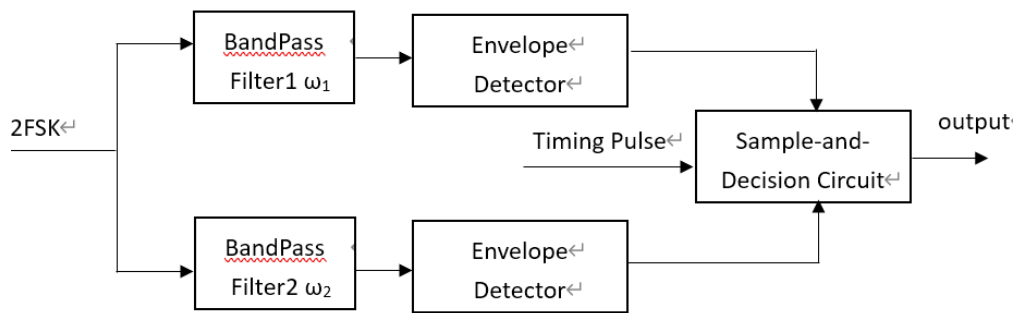


圖 3-3 2FSK 非相干性解調原理圖

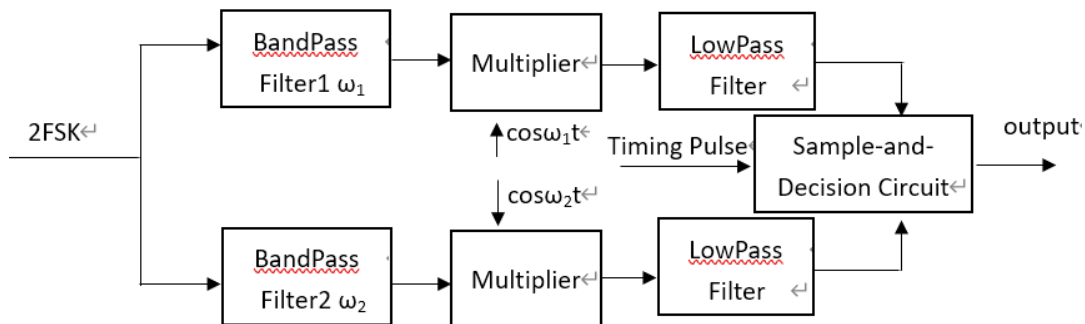


圖 3-4 2FSK 相干性解調原理圖

相干解調需要產生與原始載波相同的參考訊號，透過與接收訊號相乘，再過濾比較兩個頻率的能量來判斷資料。優點是準確度高，但電路較複雜。而非相干解調不需同步載波，透過帶通濾波器與包絡檢波分別偵測兩個頻率的能量，然後比較大小判斷資料。優點是簡單好實現，適合一般用途，本實驗使用非相干解調，不需要同步的載波，只靠帶通濾波器和包絡檢波器分別偵測兩個頻率的能量，再比較大小來判斷是 0 還是 1。這種方法簡單、容易實作。

除此之外，2FSK 訊號還有其他解調方法，比如鑒頻法、差分檢測法、過零檢測法等。

由於 2FSK 訊號僅包含兩個頻率分量，分別為 F_{c1} 與 F_{c2} ，對應到符元 '0' 與 '1'，因此在本實驗中，我們採用濾波法進行解調。也就是說，我們設計兩個帶通濾波器，分別針對 F_{c1} 與 F_{c2} 頻率成分進行提取。藉由比較兩個頻率分量的能量大小，就可以判斷對應的符元。若 F_{c1} 的能量較強，則判為 '1'；若 F_{c2} 的能量較強，則判為 '0'。需要注意的是，判決邏輯必須與調變時符元與頻率的對應規則一致。

3.4 程式設計思路

3.4.1 發送端設計

發送端在本實驗中，我們採用頻率鍵控（2FSK）的方式進行數位調變。首先，隨機產生一串二進位碼（0 或 1），並針對每個 bit 擴展為固定長度的取樣點數（bit_Width = 20），以便後續產生連續波形的數位訊號。接著，分別產生兩組對應於兩種不同載波頻率的餘弦波：

$F_{C1}=2\text{ MHz}$ （對應符元 0）與 $F_{C2}=10\text{ MHz}$ （對應符元 1），兩者皆以取樣頻率 $F_s=61.44\text{ MHz}$ 為基準產生對應取樣點數的 cosine 波形。

根據 2FSK 的調變原理，當基頻資料為 0 時，選擇頻率為 F_{C1} 的載波；而當資料為 1 時，則選擇頻率為 F_{C2} 的載波。整個調變過程中，針對每一個取樣點根據資料值在這兩個頻率對應的載波中選擇其一，即可形成最終的 2FSK 調變波形 mod_data。此方法利用兩個不同頻率的連續波形交替出現，來代表不同的資料位元，實現訊號在頻率上的切換與調變。

由於實驗中設定的取樣頻率為 $F_s=61.44\text{ MHz}$ ，兩個載波頻率（2 MHz 與 10 MHz）皆遠小於 Nyquist 頻率 $F_s/2=30.72\text{ MHz}$ ，確保在數位系統中不會發生混疊（aliasing）問題，且可清楚分辨兩頻率在頻域上的間隔，有利於後續的頻譜觀察與非相干式解調實作。

參考程式碼如下：

```
% === 生成兩組載波訊號 ===
carrier1 = cosine_wave_generator(Fc1, Fs, length(data_trans)); % for '0'
carrier2 = cosine_wave_generator(Fc2, Fs, length(data_trans)); % for '1'

% === 2FSK 調變 ===
mod_data = zeros(1, length(data_trans));
for i = 1:length(data_trans)
    if data_trans(i) == 1
        mod_data(i) = carrier2(i);
    else
        mod_data(i) = carrier1(i);
    end
end
```

此調變方式相比於 2ASK，並非控制振幅開關，而是改變載波頻率來表示不同資料，因此訊號能量在整個傳輸過程中保持穩定，有較好的抗干擾與抗衰減能力，適用於中低速數位通訊系統。

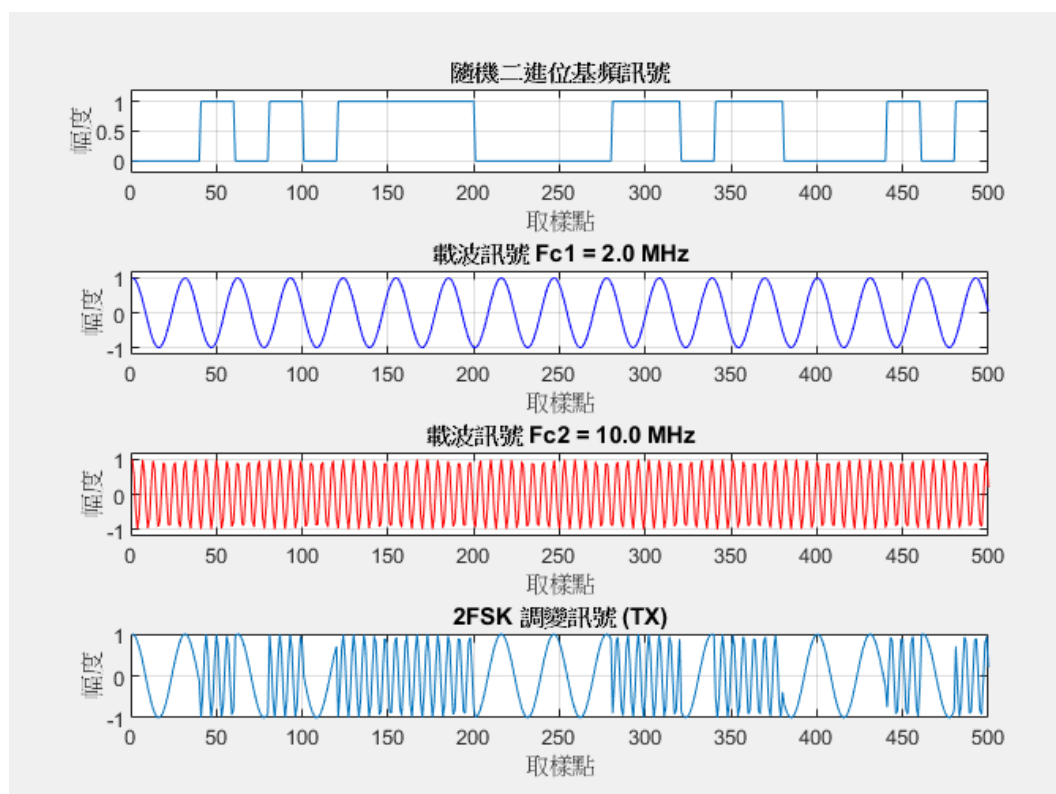


圖 3-5 2FSK 發送端訊號

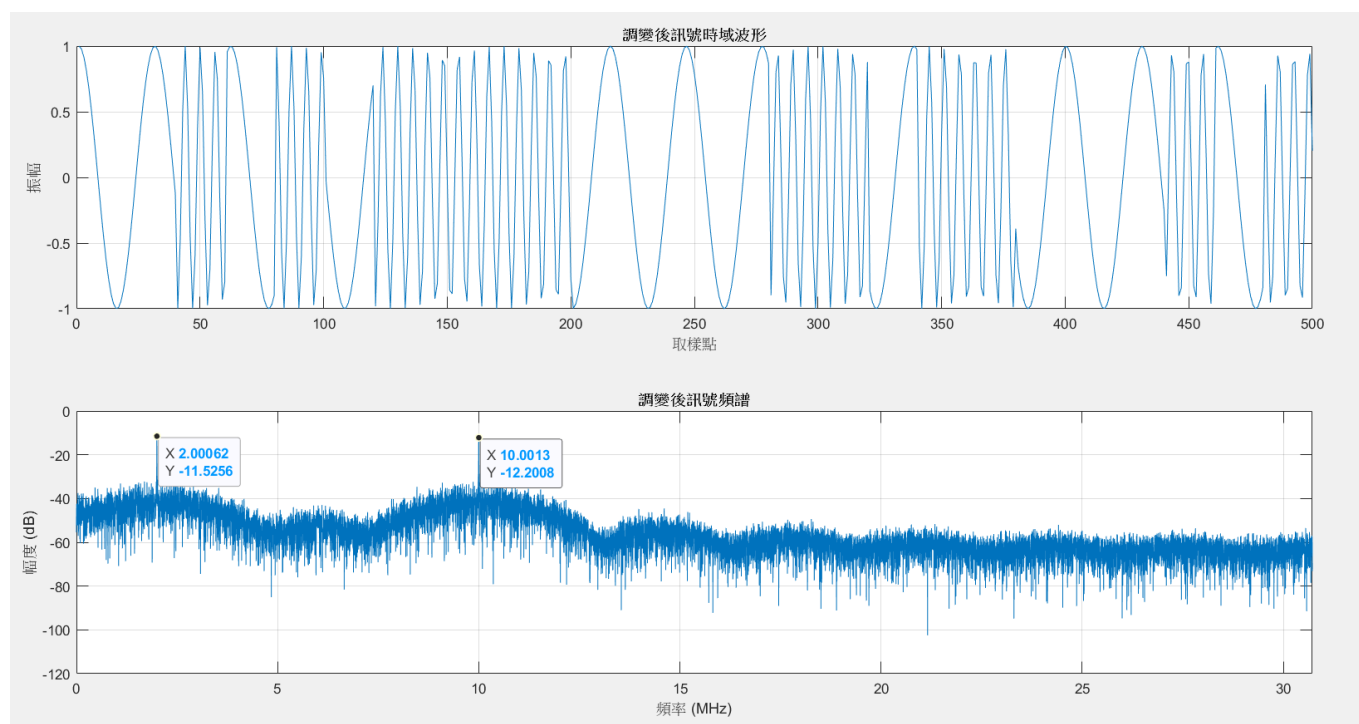


圖 3-6 2FSK 調變後時域訊號與頻譜

本實驗首先以 SDR 產生二進位隨機訊號，並透過兩組不同頻率載波（2 MHz 與 10 MHz）進行 2FSK 調變。圖 3-5 展示了擴展後的基頻二進位訊號，清楚呈現每個符元被擴展成多個取樣點。圖 3-6 顯示了兩組對應的載波訊號以及調變後的 2FSK 時域訊號與頻譜，載波的頻率特徵明顯，調變訊號在時域上隨基頻訊號切換兩種不同頻率，展現出典型的 2FSK 波形。

3.4.2 接收端設計

接在本系統的接收端部分，主要透過 TX_RX 函數將經過調變的 2FSK 訊號送入 SDR 並接收回傳的實際訊號。回傳的接收波形儲存於 `rec_data` 中，其中包含了原始訊號在傳輸過程中經過通道影響後的完整波形資料。為了從中辨識原始資料所代表的頻率訊息，系統進一步設計並使用了兩個帶通濾波器，分別對應 2 MHz（表示位元 0）與 10 MHz（表示位元 1）頻率。

如圖 3-7 所示，接收到的複數訊號在時域上的實部與虛部展現了高頻與低頻混合的特性，代表不同位元在時間軸上的排列情況。為了進一步驗證濾波器的功能與效果，圖 3-8 展示了接收訊號經過 2 MHz 與 10 MHz 帶通濾波器後的頻譜分析結果。從圖中可見，濾波器能有效萃取出目標頻率，成功區分出原始訊號中屬於各個頻率範圍的成分，為後續解調打下基礎。

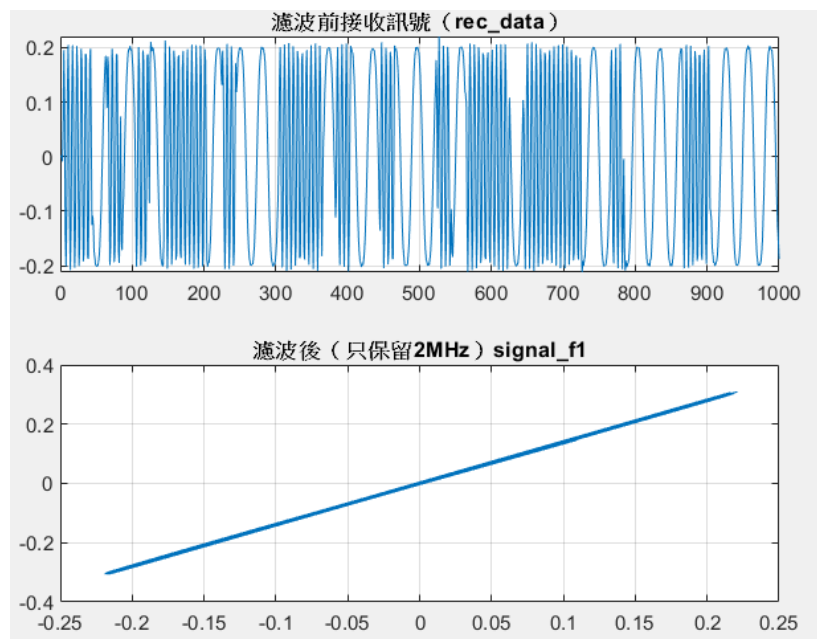


圖 3-7 接收端複數訊號時域波形（實部與虛部）

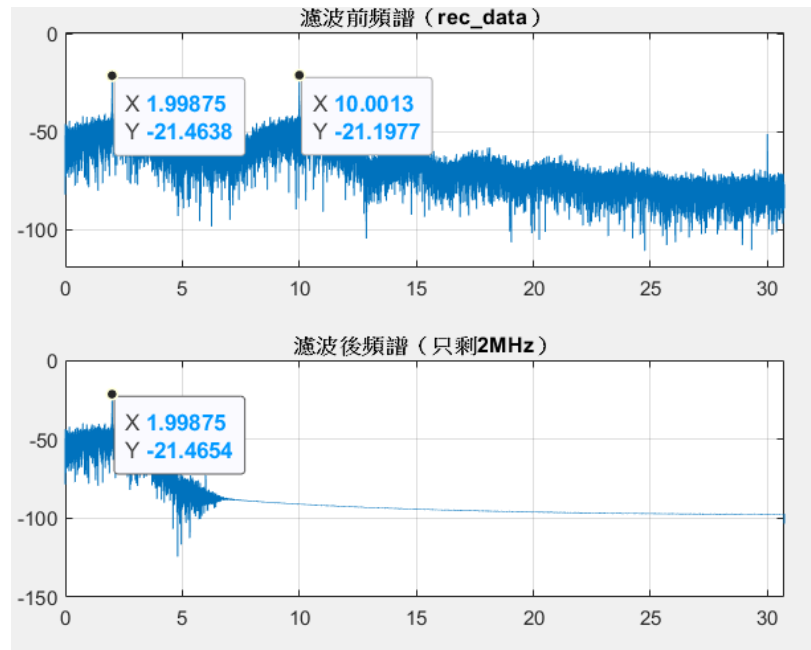


圖 3-8 2FSK 接收訊號經濾波前後的頻譜比較圖

在完成濾波處理後，系統進行非相干式的包絡線檢測。具體而言，接收訊號分別通過 2 MHz 與 10 MHz 的帶通濾波器後，會進行取絕對值運算，得到兩條對應於不同頻率成分能量的包絡線。此步驟是非相干檢測的核心，透過能量大小的比較來判定訊號所對應的位元。為了進行位元級的判斷，程式會根據原始每個位元的持續時間 (bit_Width) 將整段包絡線分段，並計算每段的平均能量。

若在某段時間內 10 MHz 頻帶的平均能量大於 2 MHz，則該段資料判定為位元 '1'，反之則為 '0'。如圖三所示，藉由與原始傳送資料進行比對，可以觀察到系統解調後的結果與實際資料是否一致，並進一步計算整體錯誤率。透過這樣的流程設計與圖形驗證，可有效評估整體接收端的設計是否能準確重建傳送端所發送的資料。

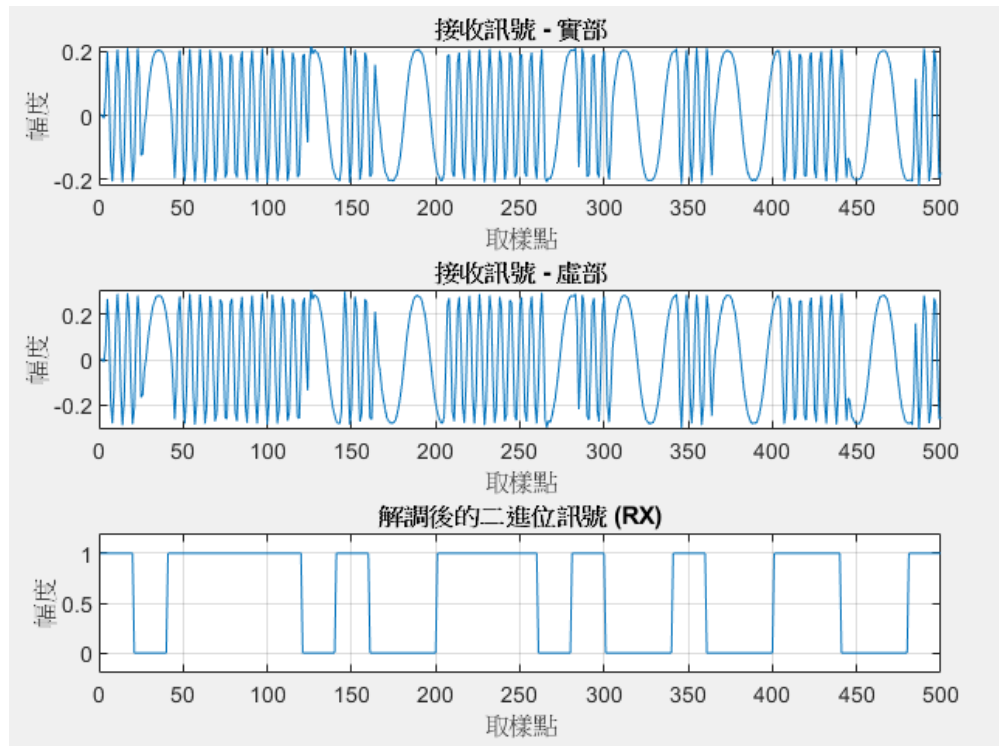


圖 3-9 2FSK 訊號解調圖形

3.5 實驗步驟

1. 電腦連接 YTPC056-SDR 設備，保證設備正常啟動並且網路暢通。
2. TX 與 RX 接口使用 SMA 線與天線對接，形成 LoopBack，比較 SMA 線與天線兩種模式差異。
3. 打開 CH3_2FSK 資料夾中的 2FSK_TXRX 子資料夾，並選擇其中的 TXRX 檔案進行開啟與執行

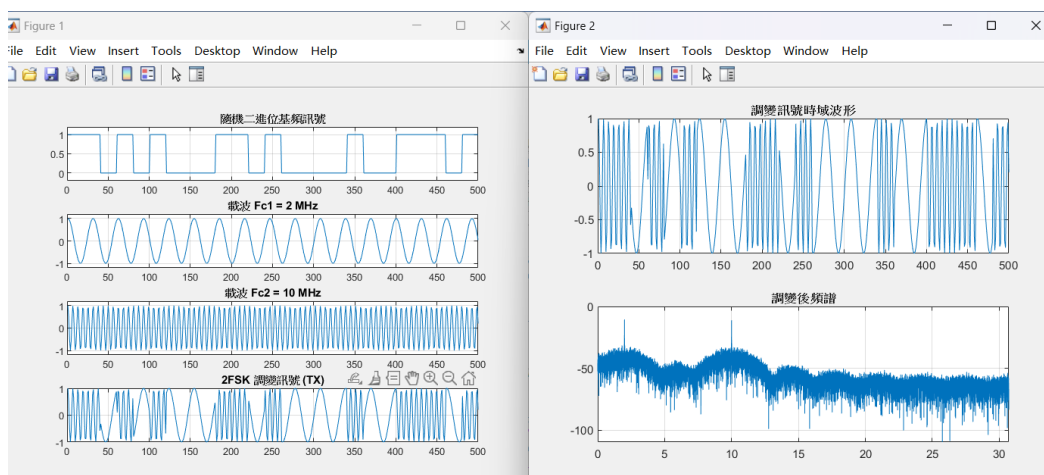


圖 3-10 2FSK 訊號調變的時域與頻域圖

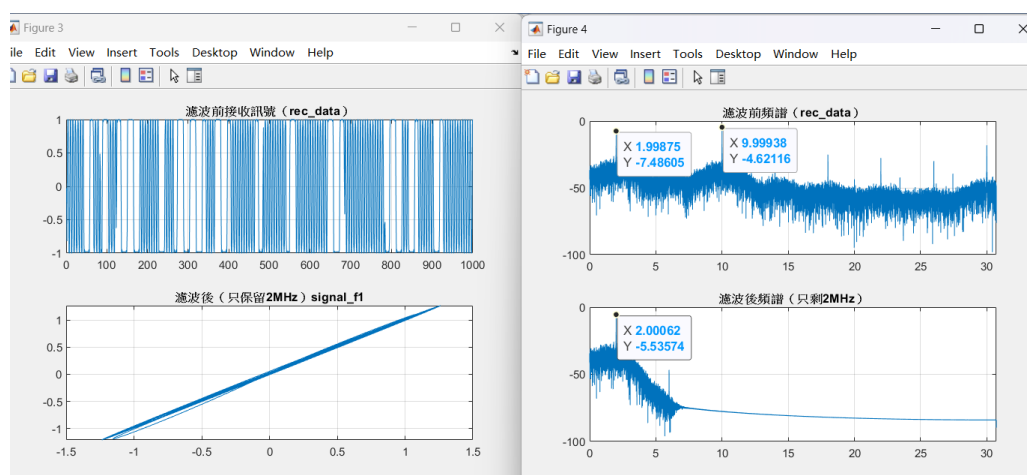


圖 3-11 2FSK 訊號解調前進行的濾波處理比較

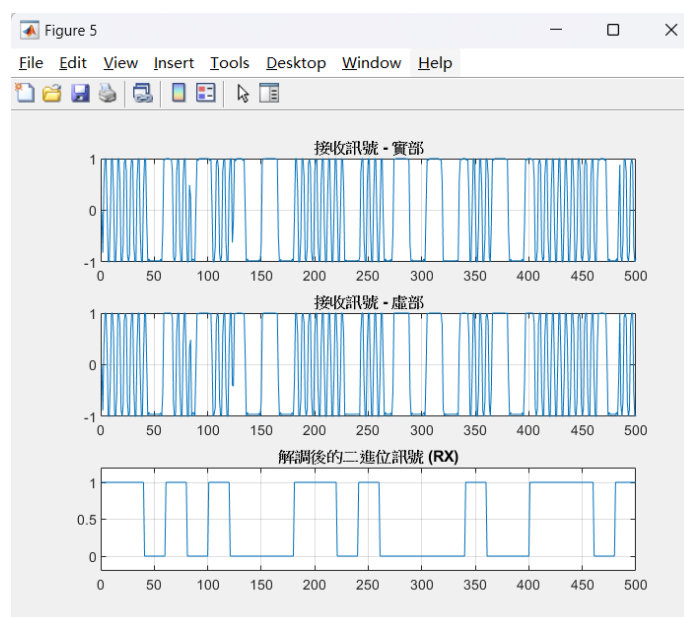


圖 3-12 2FSK 解調圖

第 4 節 2PSK 調變/解調實驗

4.1 實驗目的

1. 理解掌握 2PSK 的基本原理
2. 理解利用鍵控相位調變解調資料的方法
3. 熟悉開發平台的開發流程

4.2 實驗器材

YTPC SDR 一台，NOBEBOOK 一台，MatLAB2022a（或更高版本）

4.3 實驗原理

4.3.1 2PSK 調變解調原理

相移鍵控是利用載波的相位變化來傳遞數位資訊，而振幅和頻率保持不變。在 2PSK 中，通常用初始相位為 0 和 π 分別表示二進位 '1' 和 '0'，典型波形圖如下圖 4-1 所示：

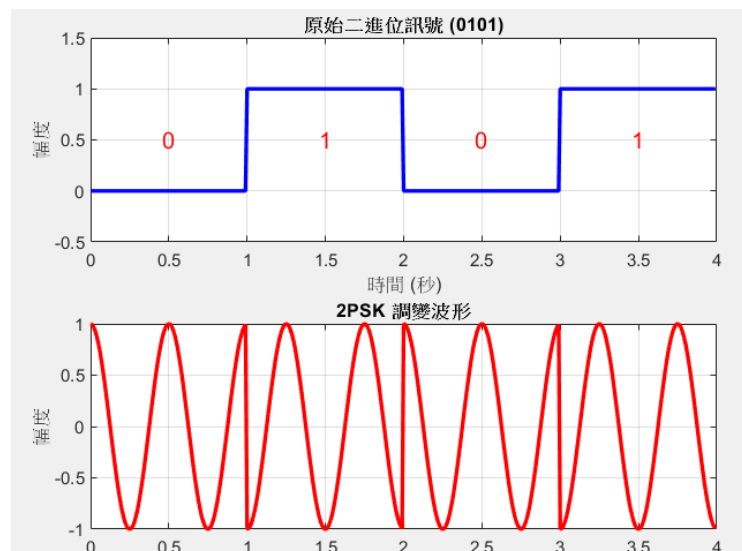


圖 4-1 2PSK 的典型波形圖

因此，2PSK 訊號的時域運算式可以寫成：

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta)$$

其中：

A ：載波振幅表示訊號強度

f_c ：為載波頻率

θ ：相位（取決於輸入位元）

對於 2PSK：

$$\theta = \begin{cases} 0, & \text{if bit} = 1 \\ \pi, & \text{if bit} = 0 \end{cases}$$

因此完整的時域運算式可以寫為：

$$s(t) = \begin{cases} A \cdot \cos(2\pi f_c t), & \text{if bit} = 1 \\ -A \cdot \cos(2\pi f_c t), & \text{if bit} = 0 \end{cases}$$

或者使用符號簡化為：

$$s(t) = A \cdot m(t) \cdot \cos(2\pi f_c t)$$

$m(t)$ ：雙極性全占空（100% duty ratio）矩形脈衝序列，定義為：

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_n \cdot p(t - nT_b)$$

其中：

$m_n = +1$ （對應 bit = 1）

$m_n = -1$ （對應 bit = 0）

T_b ：每個位元的持續時間

$p(t)$ ：脈衝成形函數（如矩形脈衝），定義為：

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_b \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

由於 2PSK 表示的兩種符元（bit = 0 與 bit = 1）的波形相同、極性相反，因此 2PSK 簡化後的完整表達式為：

$$s(t) = A \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_n \cdot p(t - nT_b) \cdot \cos(2\pi f_c t)$$

$m(t)$ 是一個由 +1 與 -1 構成的矩形脈衝序列（雙極性符元）

$\cos(2\pi f_c t)$ 是正弦載波

兩者相乘得到最終的 2PSK 訊號

此種以載波不同的相位（0 或 π ）來直接表示相應二進位數位符元的調變方式，稱為二進位絕對相移調變方式（2PSK, BPSK）。

2PSK 訊號的數位調變方式為鍵控法，其原理圖如圖 4-2 所示：

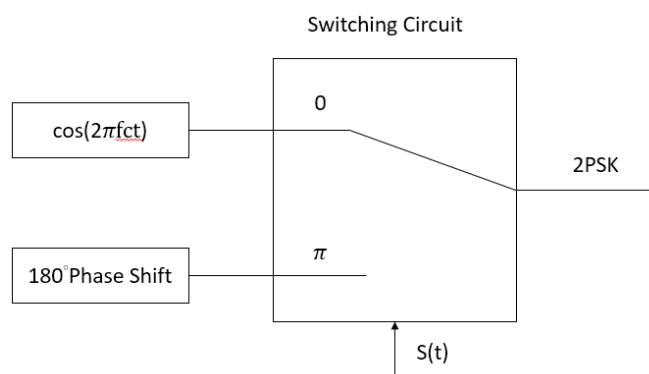


圖 4-2 2PSK 鍵控法調變原理方塊圖

利用載波的不同相位的絕對值直接去表示相應數位資訊的相位鍵控，稱之為絕對相移。

由於絕對相移方式是以某一載波的相位作為參考基準，因此解調時，在接收端也必須恢復一個與調變端同樣的固定基準相位載波作為參考，即採用相關性解調。在相關性解調中，如何得到與接收的 2PSK 訊號同頻同相得相關性載波是一個關鍵問題，這涉及到同步原理。本次實驗選用不基於輔助資訊的 Costas 環路直接從已調訊號中恢復載波訊號。應當指出的是，在數位接收機

中，這並不是一個優秀的解決方案。

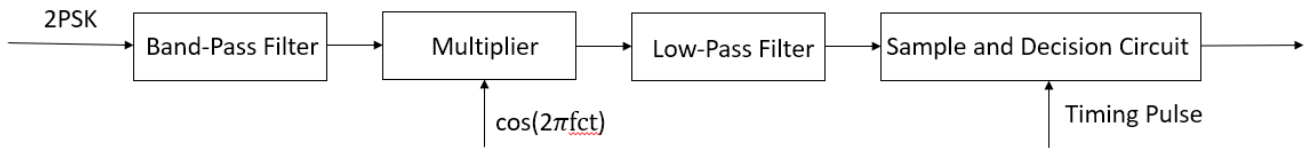


圖 4-3 2PSK 訊號的解調原理方塊圖

分析可知，2PSK 調變在理論分析時雖然成立，但是在實際工程中，如若因接收端遇到突發干擾（溫度漂移或雜訊干擾等），就會使接收端的參考相位發生隨機的跳變，則會產生所謂的“倒 π ”現象，發生絕對的錯誤。這對系統的誤碼性能影響很大，致使通訊品質很差，故在實際工程中，基本不適用。另外，在隨機訊號符元序列中，訊號波形有可能出現長時間連續的正弦波，致使在接收端無法辨認訊號符元的起止時刻。

4.3.2 Costas 環

對於無離散載頻分量的訊號，例如等概率的 2PSK 訊號，可以採用非線性變換的方法從訊號中獲取載頻，下面介紹基於 Costas 環的無輔助導頻的載波提取原理。Costas 環又稱為同相正交環法或邊環法，它利用鎖相環(Phase-Locked Loop, PLL)提取載頻，但是不需要對接收訊號進行平方運算就能得到載頻頻率輸出。一般在載波頻率上進行平方運算後，由於頻率倍增，使後面的鎖相環工作頻率加倍，實現的難度增大。Costas 環則利用相乘器和較簡單的低通濾波器取代平方器，這是它的主要優點。下圖給出了其原理方塊圖。

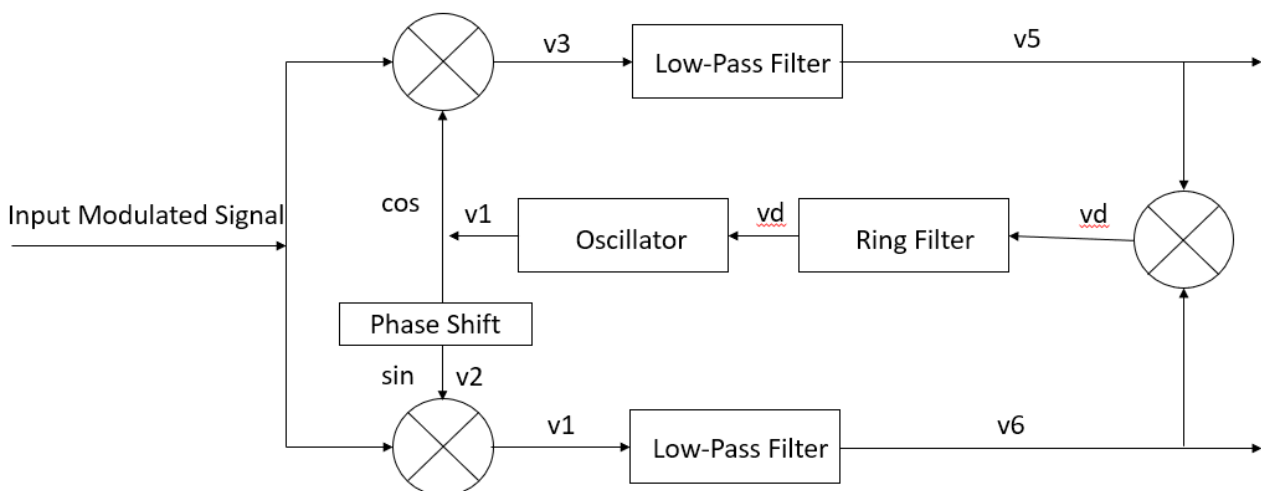


圖 4-4 Costas 環原理方方塊圖

圖中，已調變輸入訊號 $s(t)$ 被送入兩路相乘器，兩相乘器輸入的 v_1 點和 v_2 點的壓控振盪電壓分別為： $v_1 = \cos(\omega_c t + \varphi)$ ， $v_2 = \sin(\omega_c t + \varphi)$ 。

它們和接收訊號電壓相乘後，得到 v_3 點和 v_4 點的電壓為：

$$\begin{aligned} v_3 &= m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \cos(\omega_c t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} m(t) [\cos(\varphi - \theta) + \cos(2\omega_c t + \varphi + \theta)] \\ v_4 &= m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \sin(\omega_c t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} m(t) [\sin(\varphi - \theta) + \sin(2\omega_c t + \varphi + \theta)] \end{aligned}$$

這兩個電壓經過低通濾波器之後，變成：

$$\begin{aligned} v_5 &= \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi - \theta) \\ v_6 &= \frac{1}{2} m(t) \sin(\varphi - \theta) \end{aligned}$$

上面這兩個電壓相乘後，得到在 v_d 點的窄帶濾波器輸入電壓：

$$v_d = v_5 v_6 = \frac{1}{8} m^2(t) \sin 2(\varphi - \theta)$$

上式中， $(\varphi - \theta)$ 是壓控振盪電壓和接收訊號載波相位之差。

將 $m(t) = \pm 1$ 帶入 v_d 的運算式，並考慮到當 $(\varphi - \theta)$ 很小時， $\sin(\varphi - \theta) \approx (\varphi - \theta)$ ，則 v_d 的運算式變為：

$$v_d \approx \frac{1}{4} (\varphi - \theta)$$

電壓 v_d 通過環路窄帶低通濾波器，控制壓控振盪器的振盪頻率。此窄帶低通濾波器的截止頻率很低，只允的輸出電壓相位，使 $(\varphi - \theta)$ 盡可能的小。當 $\varphi = \theta$ 時， $v_d = 0$ 。壓控振盪器的輸出電壓 v_1 就是 Costas 環提取出的載波。它可以用來作為相關性接收的本地載波。

此外，由 v_s 的運算式可見，當 $(\varphi - \theta)$ 很小時，除了差一個常數因數外，電壓 v_s 就近似等於解調輸出電壓 $m(t)$ 。所以 Costas 環本身就兼具有提取相關性載波和相關性解調的功能。

為了得到 Costas 環法在理論上給出的性能，要求兩路低通濾波器的性能完全相同，這在軟體數位濾波器是容易實現的。此外，由鎖相環的原理可知，鎖相環在 $(\varphi - \theta)$ 值接近 0 的穩定點有兩個，在 $(\varphi - \theta) = 0$ 和 π 處。所以 Costas 環法提取出的載頻也存在相位含糊性。

4.4 程式設計思路

4.4.1 發送端設計

發送端，包含以下流程：隨機二進位資料產生、基頻訊號展開、2PSK 調變以及產生可供傳送的發送訊號。首先，系統以 `bit_Num` 參數產生隨機 0 與 1 組成的資料序列，並利用 `bit_Width` 進行基頻訊號展開，每個位元以多個取樣點表示，形成一個矩形脈衝波形。接著，將二進位資料進行 ± 1 映射以對應 BPSK 符號，並乘上設定的載波訊號 $\cos(2\pi F_c t)$ 進行調變，最終生成 BPSK 調變後的發送訊號 `Tx_signal`。

根據我們所使用的 SDR 設定取樣頻率 F_s 、載波頻率 F_c 、資料長度 `bit_Num` 以及每位元所佔取樣點數 `bit_Width`，作為整個發送端的基本參數： $F_s = 61.44 \times 10^6$; $F_c = 6 \times 10^6$; `bit_Num = 1000`; `bit_Width = 20`。

資料產生與基頻波形展開，隨機產生 `bit_Num` 個二進位資料，並透過 `bit_Width` 將每個位元展開為多個取樣點，形成基頻訊號（類似矩形脈衝波形）：

```
rng('shuffle');

data = randi([0 1], 1, bit_Num);

data_trans = reshape repmat(data, bit_Width, 1), 1, []);
```

接著將二進位資料轉換為 ± 1 BPSK 符號，並與載波相乘以進行調變，產生可供傳送的 BPSK 波形：

```
t = (0:length(data_trans)-1) / Fs;           % 建立時間軸

carrier = cos(2*pi*Fc*t);                     % 產生載波訊號
```

```
bpsk_symbols = 2 * data_trans - 1;           % 0 -> -1, 1 -> +1 (BPSK 映射)
```

```
mod_data = bpsk_symbols .* carrier;          % BPSK 調變後波形
```

先把每個符元用多個取樣點展開，再產生載波波形，接著兩者相乘，就完成鍵控調變，也就是把資料用 2PSK 調成波形。

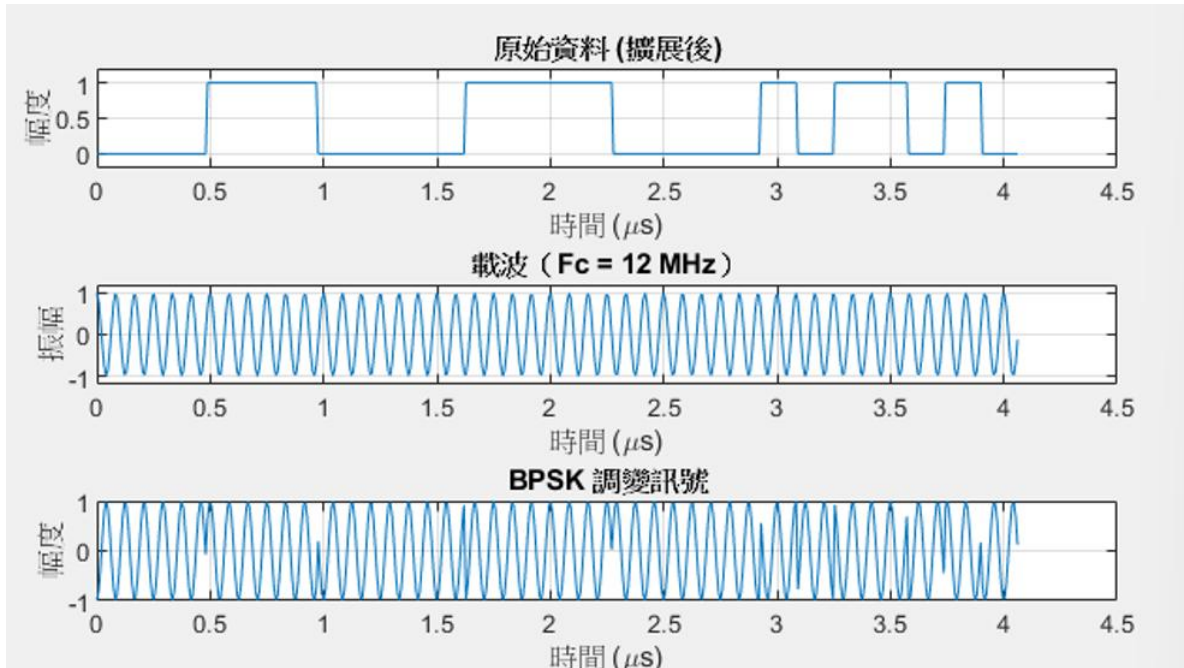


圖 4-5 發送端已調 2PSK 訊號

4.4.2 接收端設計

接收端的主要工作是把空中接收到的 BPSK 訊號轉回來，還原成原本的 0 和 1。流程大致上會包含 訊號同步 (Costas 環)、解調、比對錯誤率，最後再做資料校驗與顯示。

收到的 BPSK 訊號，因為載波頻率和相位可能跟本地參考不同，直接解調會產生錯誤。為了同步相位並移除頻率偏差，我們使用 Costas 環，這是一種相位迴路鎖相技術，能追蹤相位誤差並修正。

```
N = length(rec_data);
```

```
theta = 0; freq_est = 0;
```

```
Kp = 0.01; Ki = 0.0005;
```

```
I_out = zeros(1, N);
```

```
for n = 1:N
```

```
    phase = 2*pi*Fc/Fs*n + theta;
```

```
    lo = exp(-1j * phase);           % 產生本地振盪器訊號 (LO)
```

```
    baseband = rec_data(n) * lo;     % 混頻，將訊號轉到基頻
```

```
    I = real(baseband);
```

```
    Q = imag(baseband);
```

```
    error = I * Q;                   % Costas 環誤差訊號
```

```
    freq_est = freq_est + Ki * error;
```

```
    theta = theta + Kp * error + freq_est;
```

```
    I_out(n) = I;                   % 輸出基頻的 I 分量
```

```
End
```

接下來，我們用固定延遲的方式從 I 分量訊號中取樣，對每個符元區間平均後判斷正負，轉成 0 或 1，為了改善固定延遲的缺點，我們嘗試不同的取樣起點（延遲），並同時檢查訊號是否反相，選出錯誤率最低的解調結果。

```
min_err = inf;
```

```
best_bits = [];
```

```
all_errs = zeros(1, bit_Width);
```

```
for delay = 0:bit_Width-1
```

```
    temp = demod_data_aligned(1+delay:end);
```

```
    ref = data(1:length(temp));
```

```
    err1 = sum(abs(temp - ref));      % 原相位錯誤率
```

```
    err2 = sum(abs(~temp - ref));     % 反相位錯誤率
```

```
    [err, sel_bits] = min([err1, err2]);
```

```
    all_errs(delay + 1) = err / length(ref);
```



```
if err < min_err  
  
    min_err = err;  
  
    best_bits = (sel_bits == 1) * temp + (sel_bits == 2) * ~temp;  
  
    best_delay = delay;  
  
end  
  
end
```

透過這段程式碼，我們找到最佳對齊點，解決取樣點偏移和訊號反相問題，讓解調更準確。

最後，將解調出的資料和原始資料比對，計算錯誤率，並透過圖形化呈現，方便進一步分析與優化系統。

整個接收端的流程就是：

先用 Costas 環把訊號轉成基頻並同步相位

再用平均取樣判斷每個符元

最後用自動對齊找出最佳取樣點和訊號極性

確保能有效還原原始資料，即使在有時延和相位錯誤的環境下，也能維持低錯誤率。

4.5 實驗步驟

1. 連接 YTPC-056 設備，保證設備正常啟動並且網路暢通
2. TX 與 RX 接口使用 SMA 線與天線對接，形成 LoopBack，比較 SMA 線與天線兩種模式差異。
3. 打開 CH4_PSK 資料夾中的 BPSK 子資料夾，並選擇其中的 TXRX 檔案進行開啟與執行

在接收端，除了使用 Costas 環進行相位同步外，我們還需要找出最佳的解調起始點（對齊點）。因為取樣時間點的偏移會直接影響解調結果的正確性。程式會嘗試不同的取樣延遲，並同時檢查訊號是否有反相情況，選出錯誤率最低的對齊方式，確保解調訊號與原始資料完美匹配。透過這樣的自動對齊與判斷流程，接收端能將錯誤率降低到接近甚至達到 零錯誤率，大幅提升通訊

品質與系統穩定性。

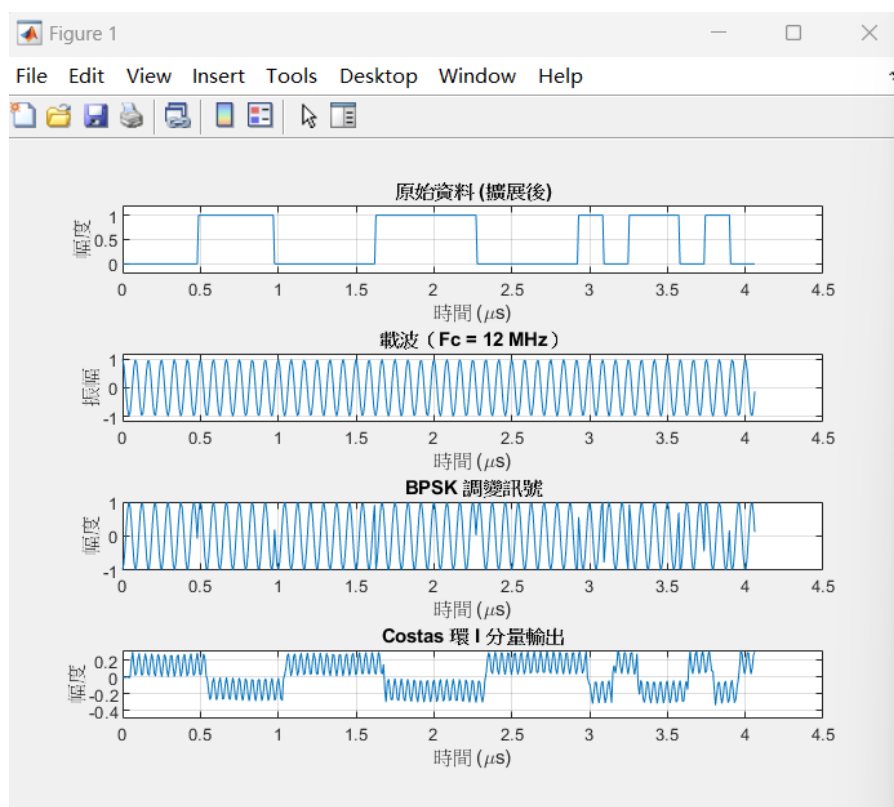


圖 4-6 發送端已調 2PSK 訊號

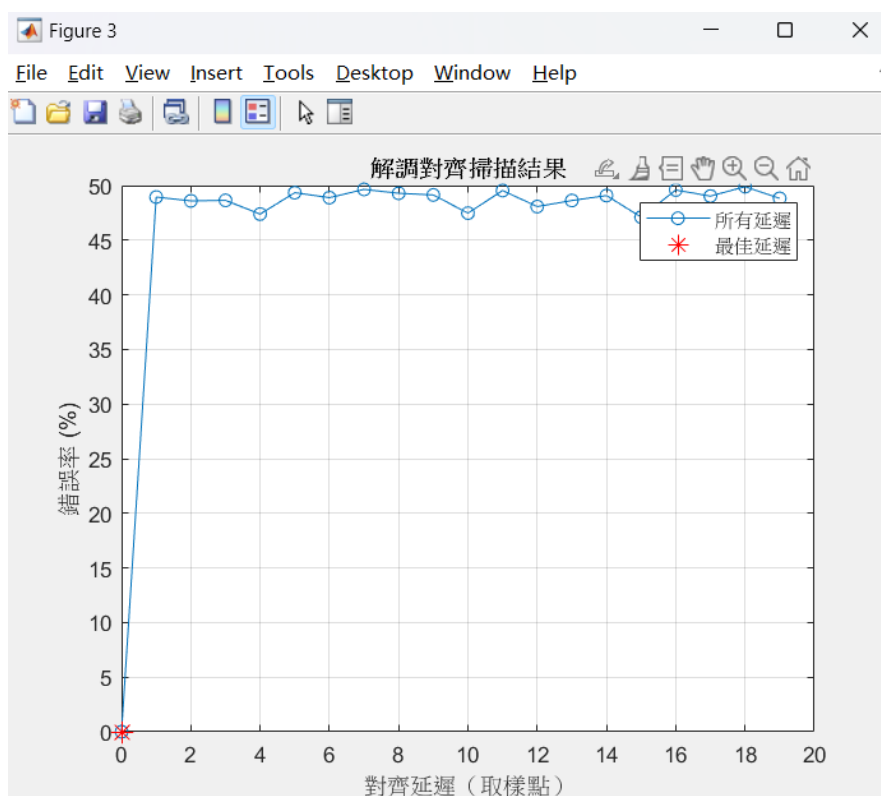


圖 4-7 找出最佳解調訊號起始位置

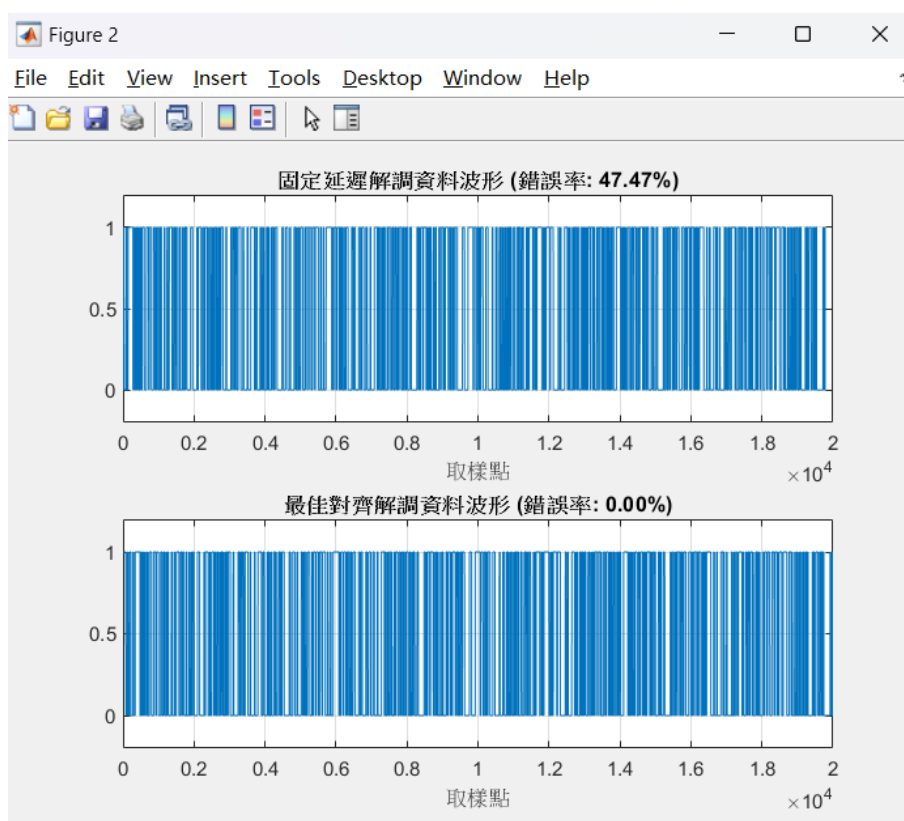


圖 4-8 接收端解調 2PSK 訊號

第 5 節 QPSK 調變/解調實驗

5.1 實驗目的

1. 理解掌握 QPSK 的基本原理
2. 理解利用鍵控相位調變解調資料的方法
3. 熟悉開發平台的開發流程

5.2 實驗器材

YTPC SDR 一台，NOBEBOOK 一台，MatLAB2022a（或更高版本）

5.3 實驗原理

5.3.1 QPSK 調變解調原理

QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）是一種相位鍵控調變方式，它透過改變載波的相位來傳遞數位資訊，而振幅與頻率則保持不變。與 BPSK（2PSK）僅用兩個相位（通常是 0 和 π ）分別代表二進位 '1' 和 '0' 不同，QPSK 使用四個不同的相位（通常是 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 和 $7\pi/4$ ），能同時傳送兩個比特的資料。

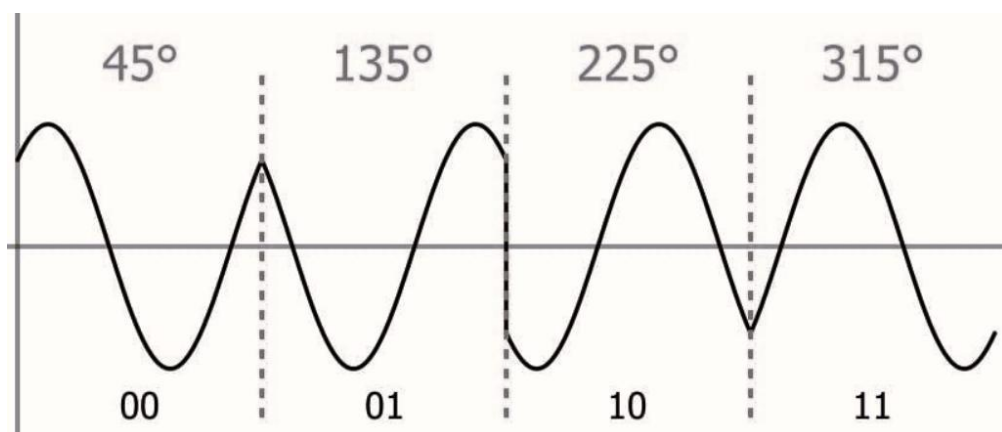


圖 5-1 QPSK 調變波形圖

圖 5-1 顯示 QPSK 調變流程中，從二位元資料（00、01、10、11）到矩形脈波表示，再到 QPSK 調變後波形的完整過程。上圖為每個 QPSK 符元的矩形脈波表示，下圖為相對應的載波波形，以不同顏色標示對應二位元組合，便於視覺化觀察調變結果。

接下來介紹 QPSK 的時域表達式，我們需要理解 QPSK 的調變原理，QPSK 是一種數位調變方式，將二進位資料分成兩路：

I 路（同相路徑 In-phase）：對應其中一個 bit

Q 路（正交路徑 Quadrature）：對應另一個 bit

這兩路比特分別調變正交的兩個載波訊號，再結合成一個複合訊號。QPSK 將兩個比特組合成一個符號（symbol），因此一共有 4 種符號。每個符號對應一個特定的相位。QPSK 常用的四個相位為：45°, 135°, 225°, 315°

根據調變原理，QPSK 的時域通帶訊號可以表示為：

$$s(t) = A [a_I p(t) \cos(2\pi f_c t) - a_Q p(t) \sin(2\pi f_c t)]$$

其中：

A ：載波振幅表示訊號強度

f_c ：為載波頻率

θ ：相位（取決於輸入位元）

$p(t)$ ：脈衝成形函數（如矩形脈衝）

$a_I, a_Q \in \{+1, -1\}$ ，根據輸入的 bit 決定

或者，也可以將 QPSK 訊號用相位形式表示為：

$$s(t) = A p(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)$$

其中 θ 根據 bit 組合決定，取 45°, 135°, 225°, 315°

$$\begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}) \\ A \cos(2\pi f_c t + \frac{3\pi}{4}) \\ A \cos(2\pi f_c t - \frac{3\pi}{4}) \\ A \cos(2\pi f_c t - \frac{\pi}{4}) \end{cases}$$

QPSK 的 bit 組合與相位對應:

bit 組合(b1b0)	相位 θ
00	45°
01	135°
10	225°
11	315°

此種以載波不同的相位（45°、135°、225°、315°）來直接表示相應二進位數位符號的調變方式，稱為 四相位絕對相移調變方式（QPSK）。

QPSK 調變流程原理圖如 圖 5-2 所示

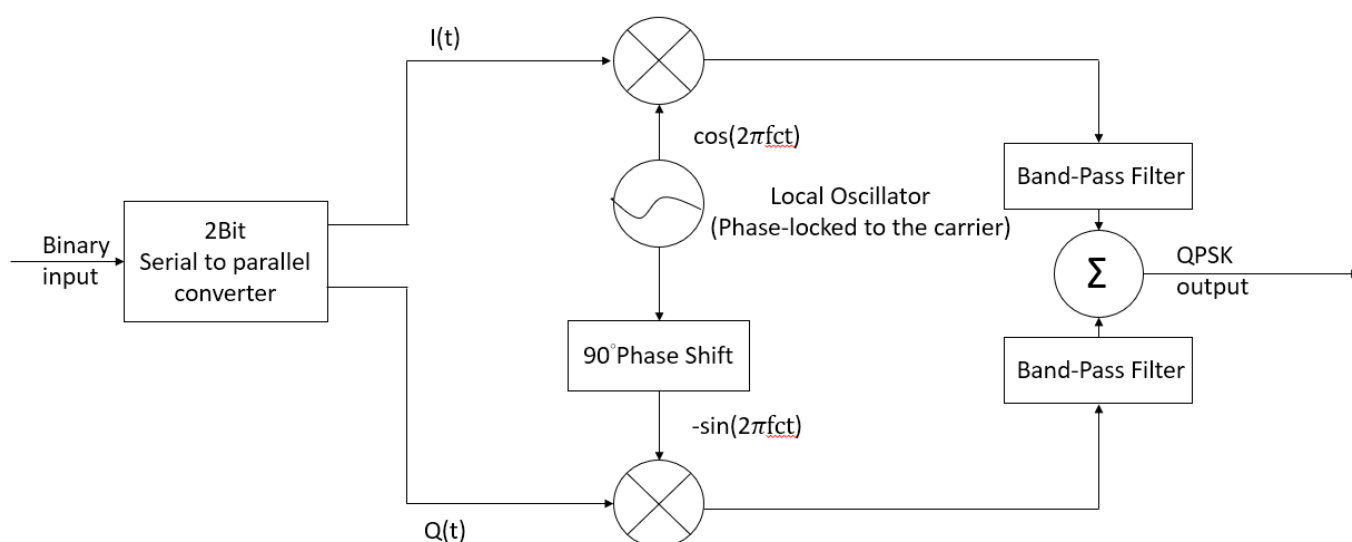


圖 5-2 QPSK 調變原理圖

QPSK 調變將資料流分成兩路（I 路與 Q 路）進行調變的數位調變技術。I 路（同相分量）與 Q 路（正交分量）分別承載一個 bit 訊號，並分別調變同相載波 $\cos(2\pi fct)$ 與正交載波 $\sin(2\pi fct)$ 。兩路調變後的訊號會相加合成為最終的 QPSK 訊號，實現同時傳送兩個比特的目的。QPSK 利用四種不同的相位（ $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 和 $7\pi/4$ ）來表示兩個比特的組合，因此可以提高資料傳輸效率，並保持良好的頻譜利用率和抗雜訊性能。

接著介紹 QPSK 解調流程原理如圖 5-3 所示，QPSK 解調的主要原理是利用正交解調的方式，將接收到的訊號與同相（I 路）與正交（Q 路）載波進行相乘，通過低通濾波器後分離出基頻訊號，分別對應到原始的兩個 bit。解調後，I 路訊號的正負對應第一個比特的值，Q 路訊號的正負則對應第二個比特的值。透過這種方式，QPSK 能夠有效地從載波相位中恢復原始的二進位資料，實現資料的正確解調與還原。

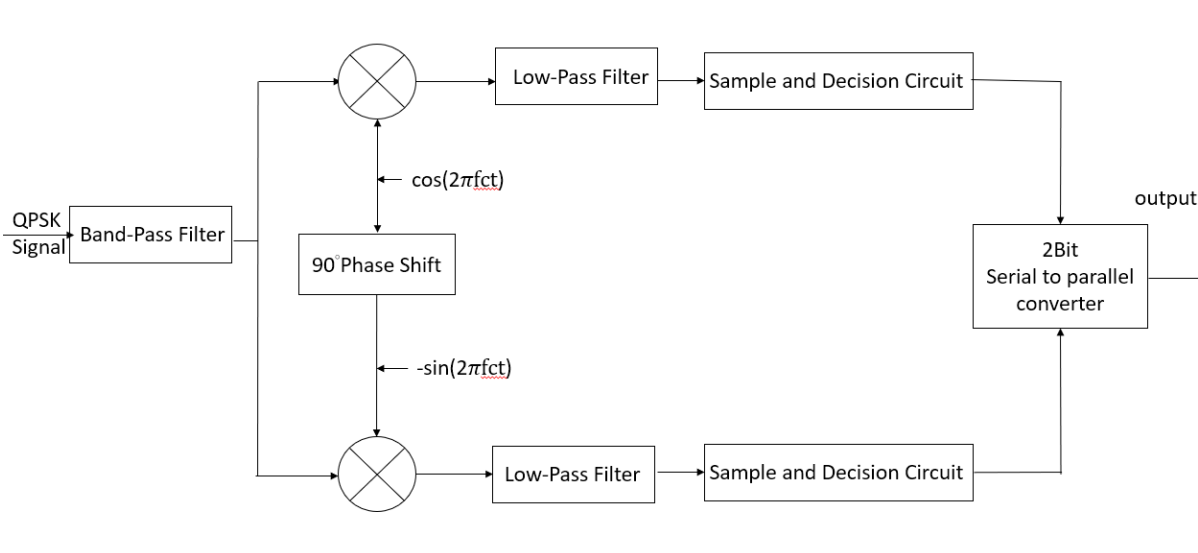


圖 5-3 QPSK 解調原理圖

5.4 程式設計思路

5.4.1 發送端設計

在傳送端，首先，我們需要準備欲傳送的二進位資料序列。程式中使用亂數產生器 `randi` 隨機生成一組 0 與 1 組成的資料，模擬實際的數位訊息流。由於 QPSK 是每兩個位元形成一個符號，因此我們將資料以每兩個位元為一組的方式進行分組。這個步驟的目的在於將單一位元序列轉換為 QPSK 符號所需的二位元對應結構

```
bit_Num = 1000; % 資料位元數 (需為偶數)
```

```
data = randi([0 1], 1, bit_Num); % 隨機生成 0/1 資料
```

```
data_pairs = reshape(data, 2, []); % 兩兩分組 (QPSK 兩位元一組)
```

接著，根據每兩個位元的組合，將資料對應到 QPSK 星座圖中的四個可能點


```
constellation = [1+1j, 1-1j, -1+1j, -1-1j]; % 定義 QPSK 星座
```

QPSK 符號的對應關係通常為：

$$00 \rightarrow +1 + j$$

$$01 \rightarrow +1 - j$$

$$10 \rightarrow -1 + j$$

$$11 \rightarrow -1 - j$$

在無線通訊中，訊號需要調變到載波頻率上才能傳輸。因此，我們根據預設的取樣頻率 (F_s) 與載波頻率 (F_c) 產生 I/Q 載波訊號。這些載波分別為：

$$\text{I 載波} : \cos(2\pi F_c t)$$

$$\text{Q 載波} : \sin(2\pi F_c t)$$

```
Fs = 122.88e6; % 取樣頻率
```

```
Fc = 12e6; % 載波頻率
```

```
t = (0:length(data_trans)-1) / Fs;
```

```
carrier_I = cos(2*pi*Fc*t); % 同相 I 載波
```

```
carrier_Q = sin(2*pi*Fc*t); % 正交 Q 載波
```

```
qpsk_symbols(i:i+bit_Width-1) = symbol;
```

```
mod_data = real(qpsk_symbols .* (carrier_I + 1j*carrier_Q));
```

程式將 QPSK 符號 (複數形式的 $I+jQ$) 與這些載波相乘，實現 QPSK 調變的過程。I 分量與餘弦載波相乘，Q 分量與正弦載波相乘，並將結果組合成實際的調變波形，形成可以傳送的 RF 訊號。

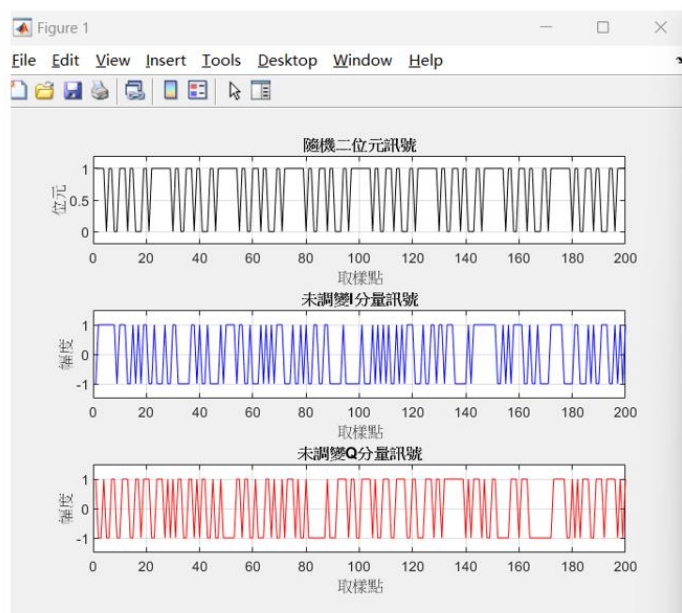


圖 5-4 將 2 位元訊號分成 IQ 兩路

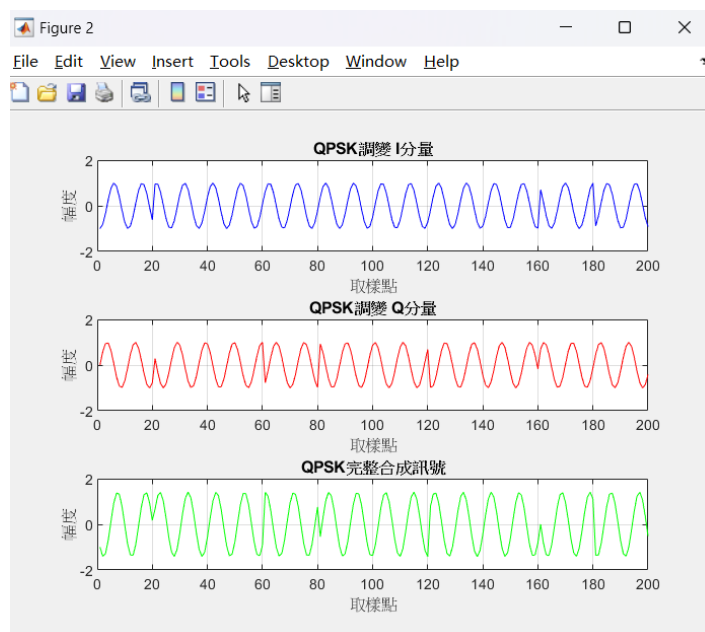


圖 5-5 QPSK 調變

5.4.2 接收端設計

接收端，進行解調還原出原始的二進位資料序列。接收端設計遵循通訊系統解調的標準流程，主要包含訊號同步、解調、取樣判決與誤碼率計算等步驟。

在接收端，首先將收到的調變訊號通過本地振盪器進行相干解調，將高頻載波信號混頻下變到基帶，分別取得同相（I）與正交（Q）兩個基帶分量。接著利用接收前 500 個符號的平均值與理想 QPSK 星座點做比較，估算並校正整體相位偏移，確保訊號相位對齊。若符號數足夠，進一步透過線性擬合估計相位隨時間的變化（相位漂移），並予以補償。之後，對 I、Q 基帶信號進行低通濾波，去除高頻雜訊並穩定信號幅度。接著使用 Gardner 時序恢復演算法估計最佳取樣時刻，透過插值取得準確的符號取樣點，提升取樣精度。最後，根據恢復的取樣點，判斷符號所對應的二進位資料，並計算錯誤率。此接收端流程透過相位校正與時序恢復，有效降低解調錯誤，提升接收訊號的可靠性與準確度。

5.5 實驗步驟

1. 連接 YTPC-056 設備，保證設備正常啟動並且網路暢通
2. TX 與 RX 接口使用 SMA 線與天線對接，形成 LoopBack，比較 SMA 線與天線兩種模式差異。
3. 打開 CH4_PSK 資料夾中的 QPSK 子資料夾，並選擇其中的 TXRX 檔案進行開啟與執行

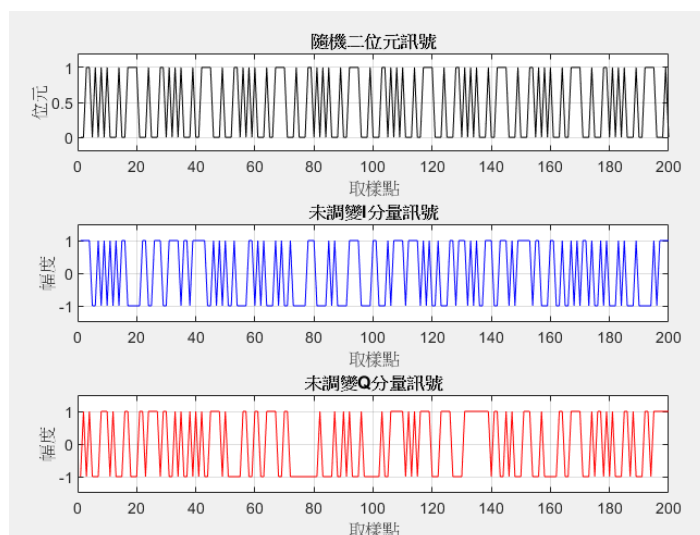


圖 5-6 將 2 位元訊號分成 IQ 兩路

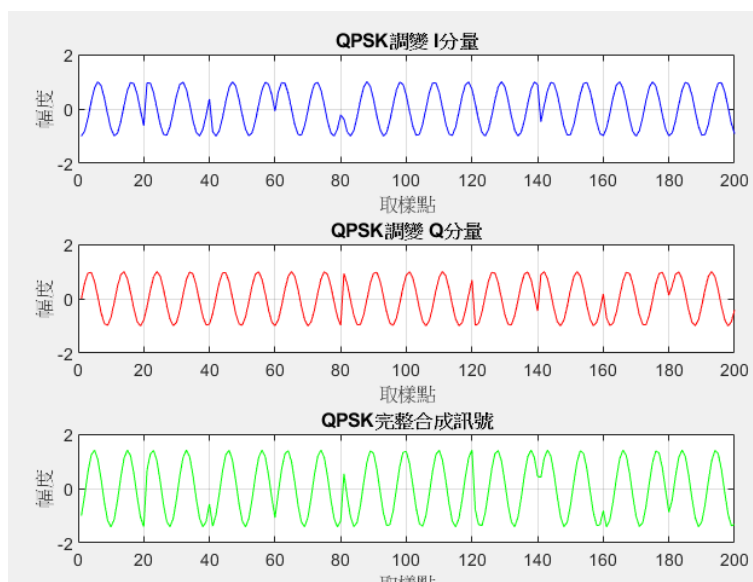


圖 5-7 QPSK 調變

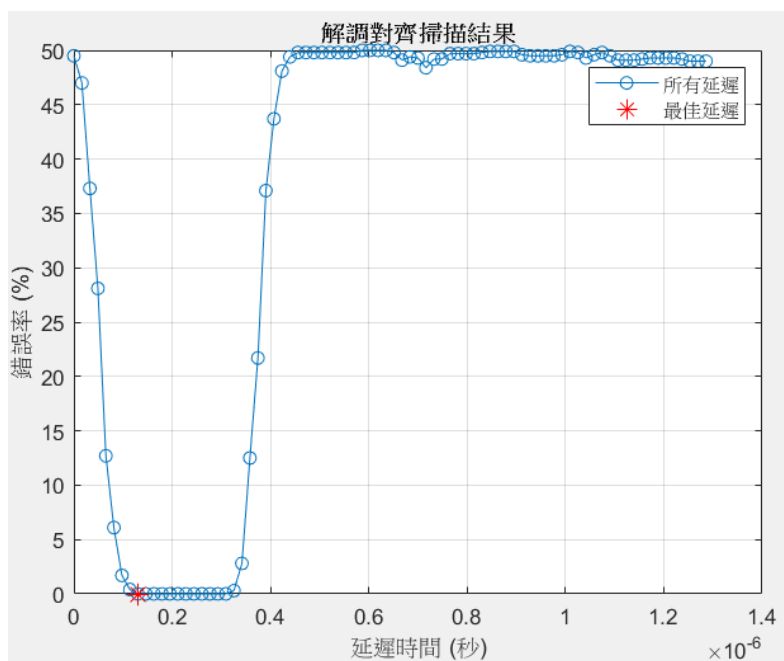


圖 5-8 找出解調訊號的最佳起始位置

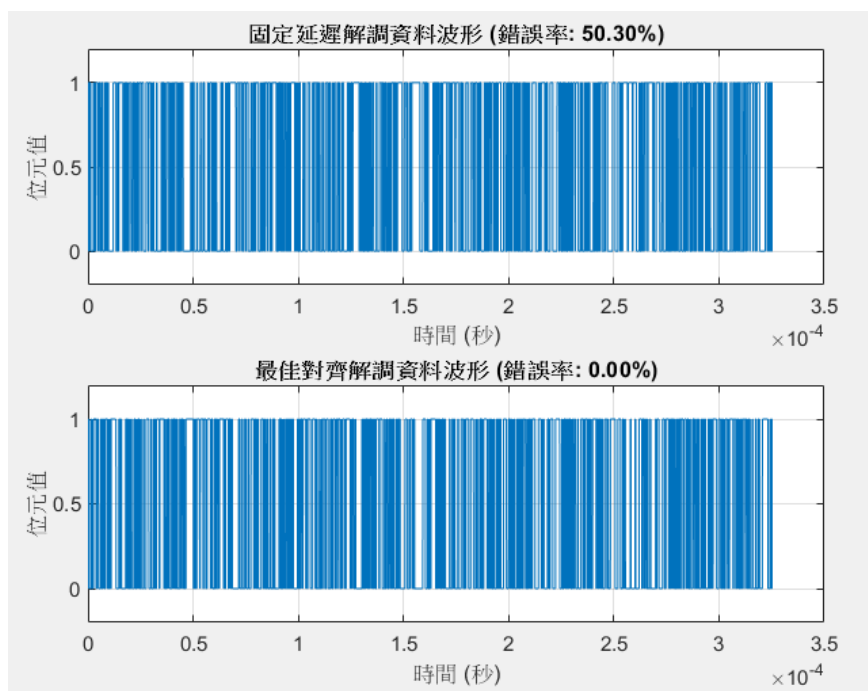


圖 5-9 對齊後進行解調

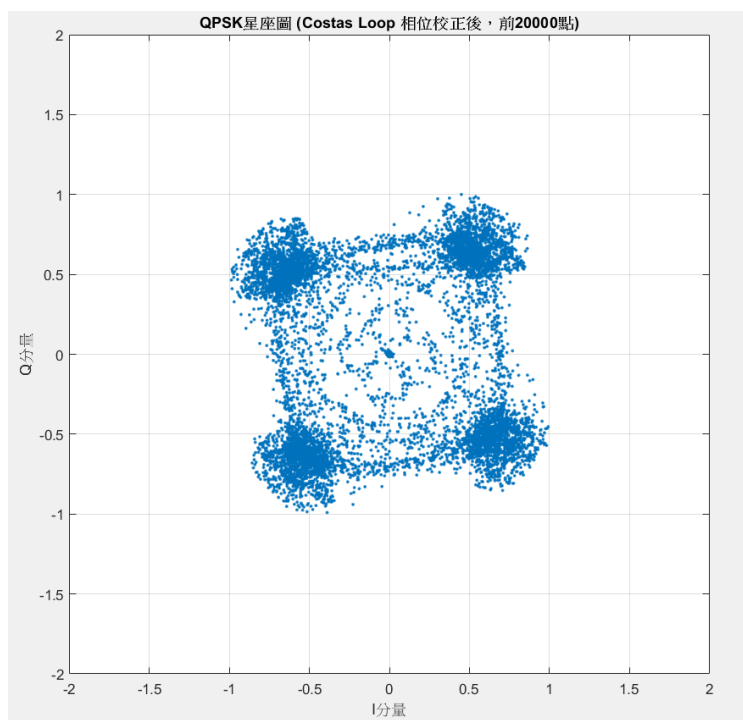


圖 5-10 QPSK 星座圖

本次實驗針對 QPSK 調變與解調系統進行設計與測試。實驗過程中，首先將輸入的數位 bit 序列依序轉換成兩兩一組的比特，分別映射至 QPSK 的四個相位星座點。利用正交載波信號進行調變，生成具有四種相位狀態的複合信號。在接收端，通過匹配濾波器對接收到的信號進行抽樣和濾波，並利用相位判決方法恢復原始的比特資料。實驗結果顯示，系統能有效地完成 QPSK 的調變與解調過程，並在適當的信噪比條件下維持較低的錯誤率。整體而言，本實驗驗證了 QPSK 調變方式在數位通訊中的可行性與穩定性，並提供了實作過程中相位同步及誤碼控制的重要參考。

第 6 節 4ASK 調變/解調

6.1 實驗目的

1. 理解多進位數位調變的基本原理
2. 掌握 4ASK 的調變解調原理
3. 熟悉開發平台的開發流程

6.2 實驗器材

PluSDR 一台，NOBEBOOK 一台，Matlab2016a（或更高版本）

6.3 實驗原理

6.3.1 多進位數位調變原理

當前的二進位鍵控（Binary Keying）系統中，每個符元僅能攜帶 1 bit 的資訊，導致頻帶利用率偏低。然而在無線通訊系統中，頻譜資源極為有限且珍貴，因此如何有效提升頻譜效率成為關鍵課題。其中一種常見且有效的方式，即是透過每個符元承載多個位元來提升資訊傳輸密度，這類技術便稱為多進位鍵控（M-ary Keying）。

多進位鍵控可視為二進位鍵控技術的延伸與進階。雖然它能在相同頻寬下傳輸更多資訊，但相對地，為維持與二進位系統相同的誤碼率（BER），其接收端所需的信號對雜訊比（SNR）必須更高，亦即發射端需輸出更高的訊號功率。這是提高傳輸效率所需付出的基本代價。

多進位鍵控體制與二進位鍵控相似，基本類型亦涵蓋振幅鍵控（ASK）、頻移鍵控（FSK）、相位鍵控（PSK）及差分相位鍵控（DPSK），其對應的多進位形式分別為：多進位振幅鍵控（M-ASK）、多進位頻移鍵控（M-FSK）、多進位相位鍵控（M-PSK）、多進位差分相位鍵控（M-DPSK），

以下將以 4ASK（4-level Amplitude Shift Keying）為例，介紹多進位振幅鍵控調變的基本原理及其實現方式。

6.3.2 四進位振幅鍵控

當我們利用基頻的多進位訊號來控制載波的振幅，就能產生所謂的多進位振幅鍵控訊號（MASK）。以 4ASK 為例，我們會先產生一個 4 階（四種強度）的基頻訊號，這個訊號有四種不同的訊號強度：0.25、0.5、0.75 和 1。我們用兩個 bit 來表示一個符號，然後把它們對應到不同的訊號強度，例如：00 對應到訊號強度 0.25，01 對應到訊號強度 0.5，10 對應到訊號強度 0.75，11 對應到訊號強度 1。

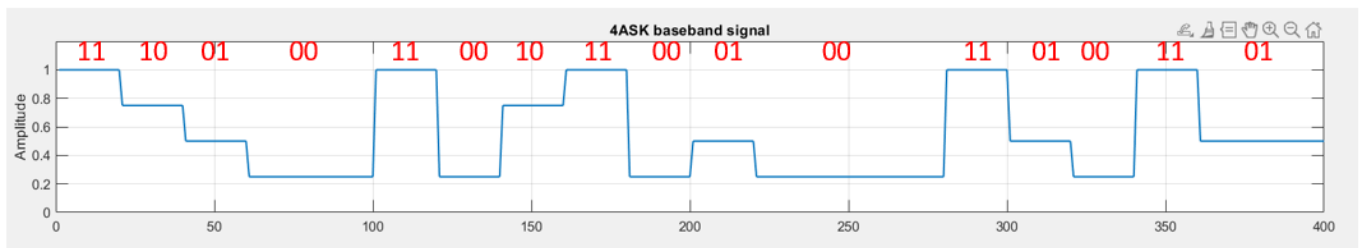


圖 6-1 4 階振幅基頻符元訊號

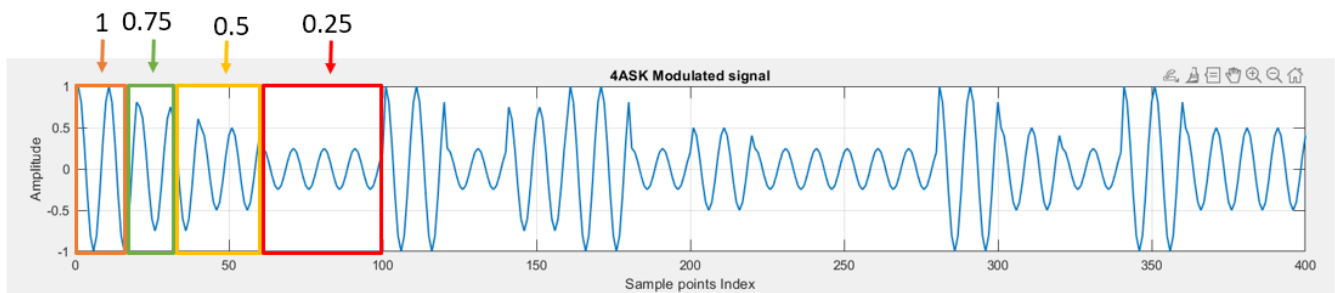


圖 6-2 典型 4ASK 訊號

圖中的訊號是 4ASK 調變訊號，也就是說 $M=4$ ，代表每個符號可以承載 2 個位元的資訊。這種調變方式稱作多階振幅鍵控，有時也會叫做「多階訊號強度調變」，它是傳統 2ASK（每個符號只代表 1 個 bit）的一種延伸。跟 2ASK 相比，4ASK 的最大好處是：在同樣的頻寬下，可以傳輸更多的資訊，也就是說它的頻寬效率比較高。這種方式非常適合在頻譜資源有限的情況下使用，因為它能更有效地利用頻寬。

只要用 4 種不同強度（幅度）的訊號去調變一個固定頻率的正弦波，就可以產生最基本的 4ASK 調變訊號。這種調變方式的原理是：透過不同的訊號強度（例如 0.25、0.5、0.75、1）來代表不同的資訊符號，也就是說，每種強度對應一種特定的基頻訊號內容。當接收端收到這樣的訊號後，只要判斷每一段訊號的強度是落在哪個等級（0.25、0.5、0.75 或 1），就能夠還原出原本傳送的資料位元。

根據 Nyquist 定律，在二進位傳輸的情況下，基頻訊號的頻寬使用效率最高可以達到 2 bit/s/Hz，也就是說，每 1 Hz 的頻寬，每秒最多可以傳送 2 個位元的資訊。以 2ASK 調變來說，它所需的頻寬是原本基頻訊號的 2 倍，因此它的頻寬效率最高只有 1 bit/s/Hz。但對於多進位振幅鍵控（MASK）訊號來說，雖然它所佔用的頻寬和 2ASK 一樣，但因為它每個符號可以代表超過 1 個位元（例如 4ASK 每個符號可代表 2 位元），所以它的頻寬利用率可以超過 1 bit/s/Hz，代表每秒在同樣頻寬下可以傳輸更多資訊。

6.4 程式設計思路

6.4.1 發送端設計

當我們進行 4ASK 調變時，可以這樣理解：首先選擇一個 30.72 MHz 的正弦波作為載波，訊號會以這個頻率振盪。接著產生一串隨機的二進位資料，每兩個位元為一組，根據對應關係「00 → 0.25、01 → 0.5、10 → 0.75、11 → 1」將位元組轉換成四種不同的訊號強度（振幅），形成基頻訊號。然後以指定的取樣率產生正弦載波，將基頻訊號與載波相乘，完成 4ASK 調變。這樣不同的振幅就會反映在載波的強度上，使每個符元以不同的幅度傳送，準備送往通道進行傳輸。

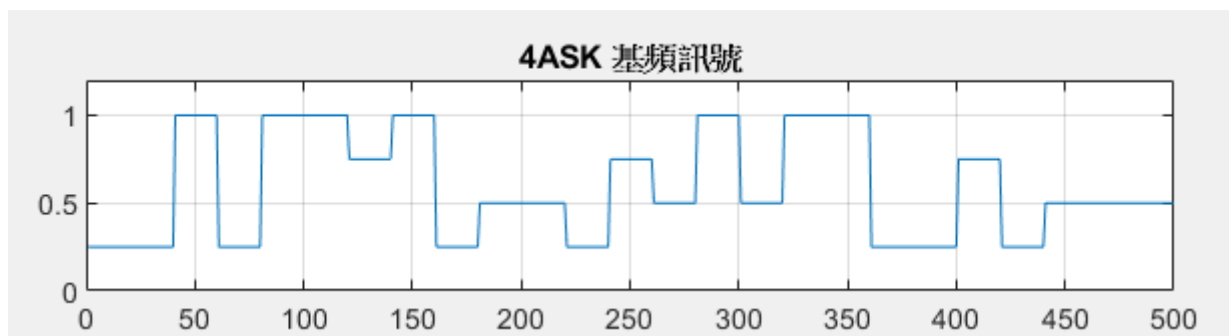


圖 6-3 原始碼流的編碼對應

參考程式碼如下：

```

Fs = 61.44e6;           % 取樣頻率 (61.44 MHz)

Fc = 30.72e6;           % 載波頻率 (30.72 MHz)

bit_Num = 1000;         % 二進位碼流長度

bit_Width = 20;         % 每個碼元的取樣點數

symbol_Num = bit_Num / 2;

amplitudes = [0.25, 0.5, 0.75, 1];
  
```

```

thresholds = [0.375, 0.625, 0.875];

% === 初始化隨機數生成器 ===

rng('shuffle');

data = randi([0 1], 1, bit_Num);

data_pairs = reshape(data, 2, symbol_Num)'; %

symbols = bi2de(data_pairs, 'left-msb');

data_mapped = amplitudes(symbols + 1);

data_trans = reshape(repmat(data_mapped, bit_Width, 1), 1, []);

carrier = cosine_wave_generator(Fc, Fs, length(data_trans));

mod_data = data_trans .* carrier;
  
```

產生的載波長度應該是原始碼流的一半，因為一個載波幅度代表兩個位元資訊。然後將訊號與載波相乘，即可得到 4ASK 已調訊號。

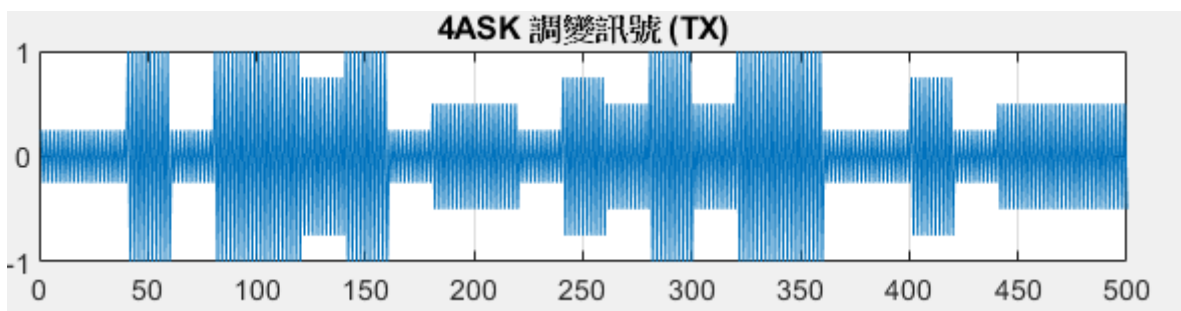


圖 6-4 已調 4ASK 訊號

6.4.2 接收端設計

在接收端，程式會先從通道收進來的訊號 `rec_data`，取它的包絡線（也就是用 `abs` 取絕對值），接著用事先設計好的低通濾波器把包絡訊號做濾波，目的是把雜訊和高頻干擾濾掉，讓基頻訊號變得比較平滑好判斷。濾完之後，再把訊號最大值縮放到 1，方便後面做判斷用。

接著，程式會把濾波後的訊號，依照每個符號的取樣點數（`bit_Width`）分段，每段算平均值。利用三個事先定好的門檻值（`thresholds`），把每段平均值分成四個區間，分別對應到四個不同的振幅符號（0、1、2、3）。再把這四個符號換回對應的兩個二進位元，完成解調。


```

    demod_amplitudes(floor(i/bit_Width) + 1) = 0.75;

else

    symbol = 3;

    demod_amplitudes(floor(i/bit_Width) + 1) = 1;

end

bits = de2bi(symbol, 2, 'left-msb');

demod_data_bits = [demod_data_bits, bits];

end

```

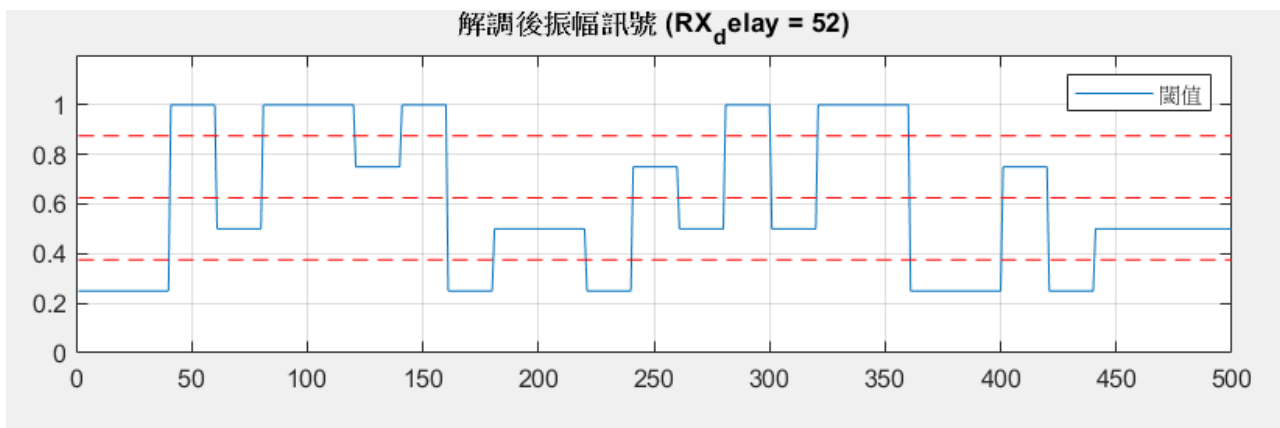


圖 6-6 量化之後的 4ASK 訊號

6.5 實驗步驟

1. 電腦連接 YTPC056-SDR 設備，保證設備正常啟動並且網路暢通。
2. TX 與 RX 接口使用 SMA 線與天線對接，形成 LoopBack，比較 SMA 線與天線兩種模式差異。
3. 打開 CH6_4ASK 資料夾，並選擇其中的 TXRX 檔案進行開啟與執行。

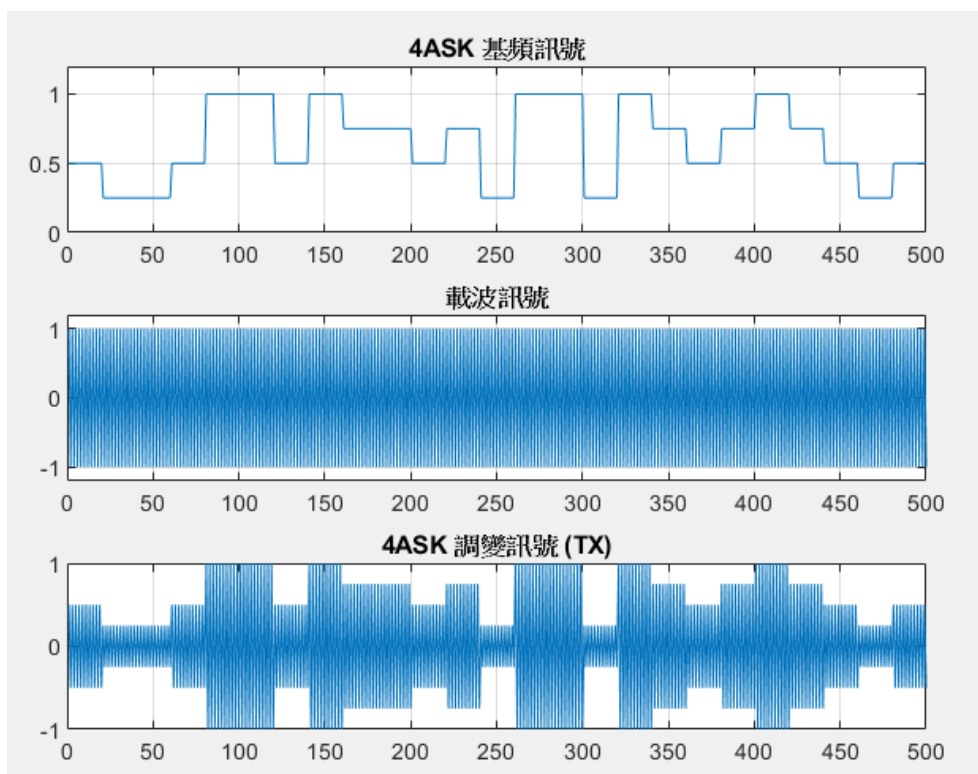


圖 6-7 4ASK 調變

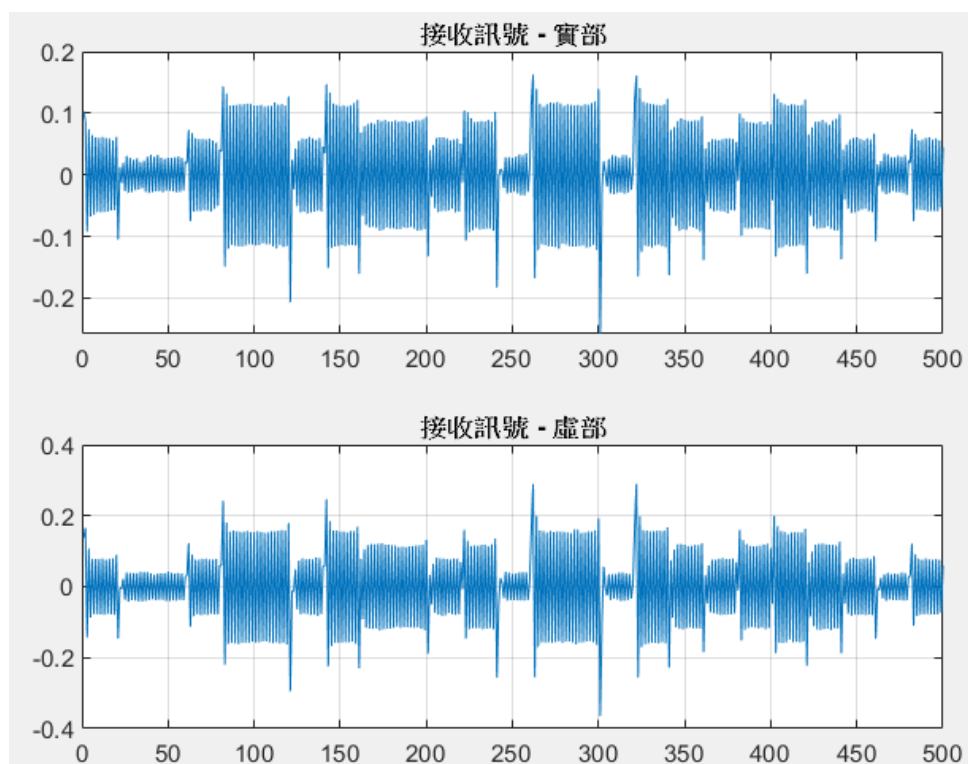


圖 6-8 接收端收到的訊號大小

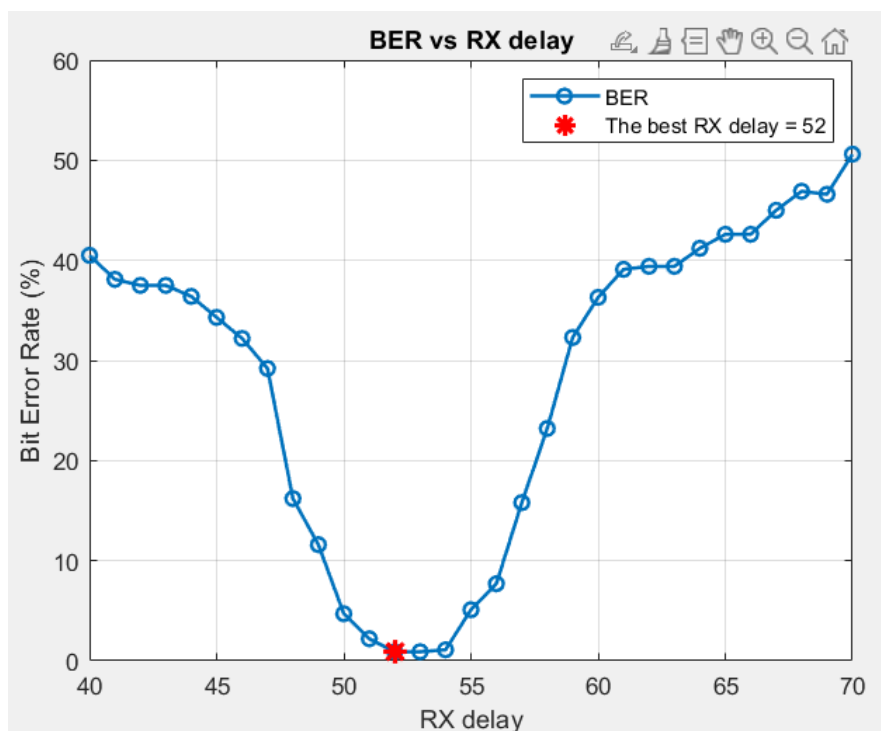
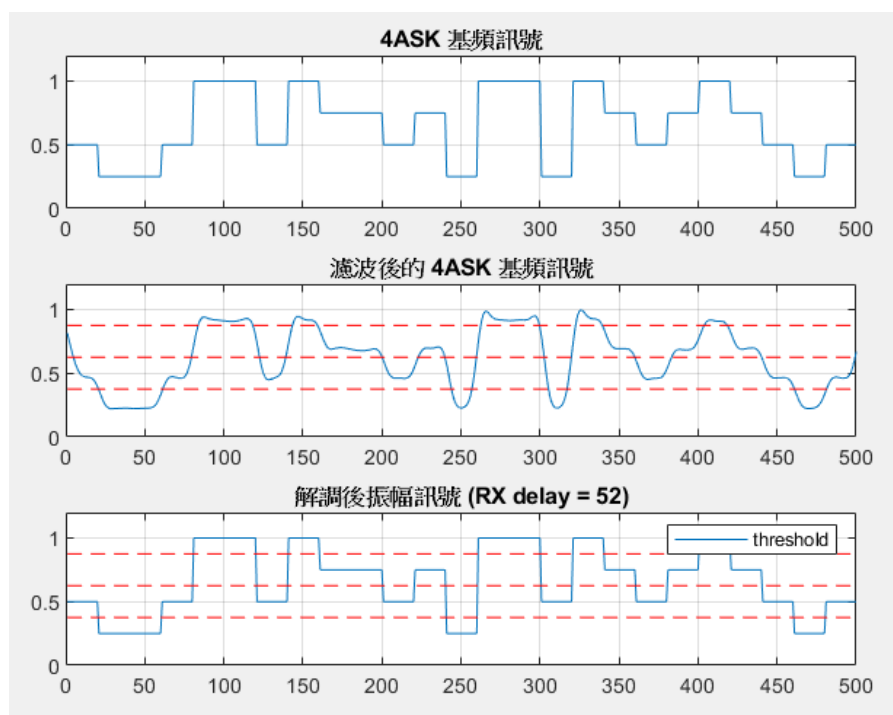


圖 6-9 解調訊號最佳起始延遲



最佳 RX_delay: 52, 錯誤率: 0.4000%
解調錯誤率 (RX_delay = 52): 0.4000%

圖 6-10 4ASK 調變解調系統