

頻移鍵控調變跳頻展頻通訊實驗與模擬

柯世勇

陸軍軍官學校電機系

摘要

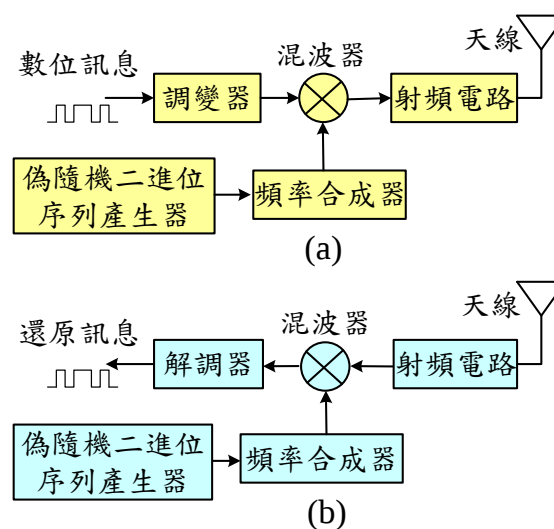
本論文提出以實驗與模擬方法探討頻移鍵控調變跳頻展頻通訊技術。本研究使用 TIMS301C 通訊模組進行實驗實作，並利用 LABVIEW 軟體執行模擬分析。本文說明二階頻移鍵控調變實作與理論方法的差異，討論頻移鍵控非同調與鎖相迴路解調方法；並運用模擬演算解碼未知偽隨機二進位序列產生器的偽雜訊碼編碼機制。另外，本文也藉由實驗方法說明如何實現慢跳頻與快跳頻展頻，並呈現頻移鍵控、慢跳頻展頻與快跳頻展頻通訊在寬頻與鄰近窄頻訊干擾時的誤碼率。實驗結果顯示在寬頻雜訊干擾時快跳頻展頻通訊具有最低的誤碼率，而且在鄰近窄頻雜訊干擾時慢跳頻或快跳頻展頻通訊的誤碼率都低於頻移鍵控通訊。

關鍵詞：跳頻展頻，頻移鍵控，偽雜訊，誤碼率

一、前言

跳頻展頻 (FHSS) 數位通訊具有抗干擾和保密性佳的優點，已廣泛應用於民間商業與軍事用途，例如個人區域網路的藍牙通訊或無人機遙控通訊[1-2]。在軍用通訊方面，美軍在 1990 年代開始裝備具有跳頻展頻通訊功能的單通道地面和機載無線電系統 (SINGARS) [3]；而國軍約在 2011 年前全面換裝跳頻數位無線電機以取代傳統的類比無線電機，中科院已發展出 CS/PRC-37 系列特高頻 (VHF) 跳頻無線電機、戰術寬頻手持無線電、以及偵蒐測向機動車與干擾機動車等軍用通訊裝備[4]，其中機動車可偵測無線電波訊號並用於支援電子戰攻防任務。如上所述，跳頻展頻技術是現今主流的軍用通訊方法，且跳頻通訊成為目前電子戰攻防對象之一環[5]。因此，跳頻展頻通訊是軍校生科技教育中值得精進的教學研究課題。

跳頻展頻通訊系統方塊圖如圖一所示



圖一：跳頻展頻通訊系統方塊圖

(a) 發射機 (b)接收機

。發射機由調變器、偽隨機二進位序列 (PRBS) 產生器、頻率合成器、混波器、射頻電路、以及天線組成；調變器的功能是将數位訊息訊號轉換成適合在通道傳輸的正弦波調變訊號，偽隨機二進位序列產

生器的偽雜訊 (PN) 碼用來控制頻率合成器輸出的跳頻載波訊號，調變訊號和跳頻載波訊號經過混波器後產生射頻範圍的跳頻調變訊號；發射機射頻電路主要元件有功率放大器，跳頻調變訊號進入射頻電路後經由功率放大器放大再從發射機天線以電波形式發射出去。接收機包含天線、射頻電路、混波器、偽隨機二進位序產生器、頻率合成器、以及解調器；接收機射頻電路主要元件有濾波器和低雜訊放大器，跳頻調變電波訊號經由接收機天線截獲後進入射頻電路；接收機偽隨機二進位序列產生器的 PN 碼與發射機的 PN 碼完全相同，且兩者必須維持同步；接收機頻率合成器的跳頻載波訊號也必須和發射機的跳頻載波訊號同步；接收機的跳頻調變訊號和跳頻載波訊號經過混波器和後續濾波作用後變成降頻的基頻調變訊號，接著由解調器和後續的位準判定電路還原成原始的數位訊息訊號。實際上跳頻展頻通訊的跳頻訊號是在預定的較寬頻帶範圍內跳動傳送，並不是真的將窄頻帶訊號展變成寬頻帶訊號。

跳頻展頻通訊技術具有保密與抗干擾特性。如前所述，跳頻展頻通訊利用 PN 碼控制跳頻載波傳送訊號，定頻接收機只可能截收到片段的跳頻訊號；如果跳頻接收機 PN 碼與發射機 PN 碼不同也無法有效截獲發射機訊號，因此可以提高通訊的保密性。當數位訊息採取加密措施後，可以進一步提升跳頻展頻通訊的保密性。再者，如果雜訊僅存在於跳頻頻帶中的小部分區域，例如發生單頻干擾時，一旦跳頻通訊跳到另一個頻率，就可以免於這種干擾；甚至可以採取適應性跳頻 (AFH) 系統記住頻帶中的干擾點並避免它們[6]。另外，跳頻展頻通訊具有頻率分集特性，因此可以降低無線傳播環境多路徑效應的干

擾影響[7]。

接著要說明跳頻展頻通訊相關的研究。從軍事觀點來看，文獻[8]敘述跳頻展頻通訊在軍事上的應用與發展，並比較國軍與共軍跳頻無線電機系統；文獻[9]說明 U/VHF 頻段跳頻通訊偵蒐與干擾在國軍電子戰的運用；為了截收和干擾戰場通訊，文獻[10]模擬演算估計跳頻展頻通訊的跳頻頻率與跳頻週期。在學術研究方面，跳頻展頻通訊的 PN 碼編碼方法、錯誤機率分析、以及通道干擾影響已經有廣泛的研究[11-12]。另外，利用模擬軟體分析以加速研究的效率也是一種趨勢，文獻[13]使用 MATLAB 軟體分析不同數位調變技術的跳頻展頻通訊在疊加白色高斯雜訊 (AWGN) 和衰落通道中的特性，文獻[14]利用軟體無線電與 LABVIEW 軟體收集原始射頻資料以解碼無人機通訊協定。再者是硬體實驗方面，文獻[15]討論幅移鍵控 (ASK) 調變跳頻展頻的編碼器與解碼器，文獻[16]探討頻移鍵控 (FSK) 調變跳頻展頻訊號生成與還原、相移鍵控 (PSK) 調變跳頻展頻通訊誤碼率 (BER) 性能、以及跳頻展頻通訊的跳躍圖型 (Hop Pattern) 分集相關性。

本研究的目的是探討頻移鍵控調變與解調、PN 碼編碼、慢跳頻與快跳頻展頻通訊機制、以及頻移鍵控調變跳頻展頻通訊誤碼率實驗，並以模擬分析做比較說明。相對於振幅調變 (AM 或 ASK) 而言，頻率調變 (FM 或 FSK) 具有不容易失真和抗干擾性能更好的優點，所以頻率調變一直是軍事通訊主要的技術方法之一，目前軍用跳頻無線電機多採用頻移鍵控調變跳頻展頻通訊或兼容定頻類比調頻通訊功能，因此我們要針對頻移鍵控調變與解調方法進行研究。再者，我們要利用模擬演算快速直接地估計未知偽隨機二進位序列

產生器的PN碼編碼機制，進一步評估跳頻展頻通訊的保密性能。此外，本研究要建構通訊模組完成慢跳頻與快跳頻展頻通訊實驗以探討跳頻展頻通訊實現機制。最後，我們比較分析頻移鍵控通訊與跳頻展頻通訊在寬頻與窄頻雜訊干擾時信號雜訊比 (SNR) 對誤碼率的關係。

二、研究方法

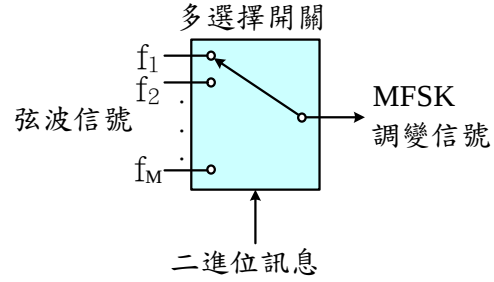
本研究利用 TIMS301C 通訊實驗平台與 LABVIEW 模擬軟體分析頻移鍵控調變跳頻展頻通訊特性[16-17]。TIMS301C 通訊實驗平台具有主震盪器、緩衝放大器、頻率事件計數器、可變直流電壓輸出、示波器選擇、幹線 (Trunk) 輸出、電源供應器以及電腦虛擬量測功能，並且具 12 個模組插槽提供實驗搭配，因此我們可以依據通訊理論想定建構電路模組方塊，接著調整電路參數完成實驗觀測。另一方面，LABVIEW 軟體具有相當完整的數學運算與圖形顯示功能，其中射頻通訊 (RF Communications) 功能的函式庫可以輔助本研究進行主要的模擬分析；模擬可以用來比較驗證實驗結果外，也可以避免太高的實驗成本；值得注意的是近年來軟體無線電的發展，LABVIEW 已成為主流的開發軟體之一。

首先，我們要針對頻移鍵控調變進行實驗與模擬。圖二表示 M 階頻移鍵控 (MFSK) 調變基頻信號產生方法，多選擇開關根據二進位訊息決定輸出的 MFSK 調變信號，信號的頻率如下式：

$$f_k = f_c + \left[\frac{2(k-1)}{M-1} - 1 \right] f_d, \quad (1)$$

其中 $k = 1, 2, \dots, M$ ， f_c 表示中心頻率， f_d 表示偏移頻率。

至於頻移鍵控解調方法有三種方式，分別



圖二：MFSK 調變信號產生

為非同調解調、同調解調、與鎖相迴路 (PLL) 解調[18]。受限於我們目前所有的電路模組硬體，本文將只討論非同調解調與鎖相迴路解調。

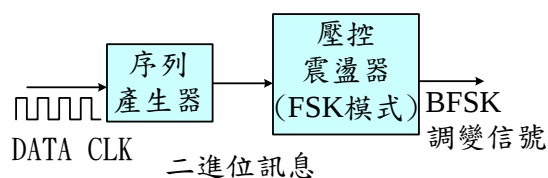
再者本文要討論偽隨機二進位序列產生器的 PN 碼。如前所述，PN 碼決定跳頻載波信號的跳躍圖型，因此涉及通訊的保密與抗干擾性。一般的隨機二進位序列產生器由 D 型正反器和互斥或邏輯閘組成[19]，配合時脈信號可以產生 $127 (= 2^7 - 1)$ 個、 $1023 (= 2^{10} - 1)$ 個 或其他周期性 PN 碼位元。我們要直接量測 TIMS301C 通訊實驗多個序列源 (Multiple Sequences Source) 模組產生的 PN 碼，然後根據理論方法利用 LABVIEW 軟體模擬再生相同的 PN 碼，進而解密未知的多個序列源模組 PN 碼產生機制。跳頻展頻改變載波頻率的速率稱為跳頻率 (Hop Rate)，跳頻率就等於 PN 碼位元率除以整數 L，相對的跳頻展頻具有 2^L 個載波頻率在通訊頻帶範圍內跳動傳送。當跳頻率小於或等於數據位元率時，就是所謂的慢跳頻 (Slow Hopping)；反之，當跳頻率大於數據位元率時被稱為快跳頻 (Fast Hopping)。在後續實驗結果與討論中會說明慢跳頻與快跳頻展頻通訊的產生機制，並利用非同調解調方法還原跳頻通訊實驗的訊息數據。

接下來，我們要針對頻移鍵控調變跳頻展頻通訊的誤碼率性能進行實驗。在實

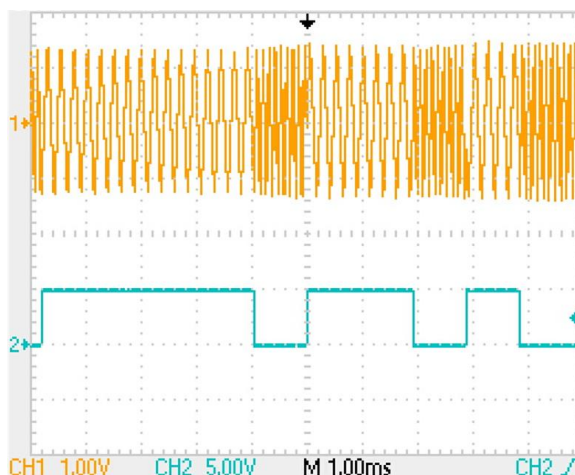
驗建構中，必須先將雜訊加入發射機輸出的 BFSK 跳頻信號，然後再一起傳送到接收機端進行訊息還原，並且在 TIMS301C 通訊實驗平台紀錄誤碼率；另外，藉由紀錄發射機輸出 BFSK 跳頻信號與雜訊的電壓均方根值，計算出信號對雜訊比；然後可以完成 SNR 與 BER 關係的實驗量測。為了簡化實驗複雜性，本研究未將無線通道或天線特性併入實驗建構；另外，在通訊實驗室中發射機與接收機的時脈同步可輕易透過連接電路重置接口達成，本文不會特別討論同步；最後，為了閱讀的方便性，以上相關實驗建構方塊圖將在實驗結果與討論中一併提出說明。

三、結果與討論

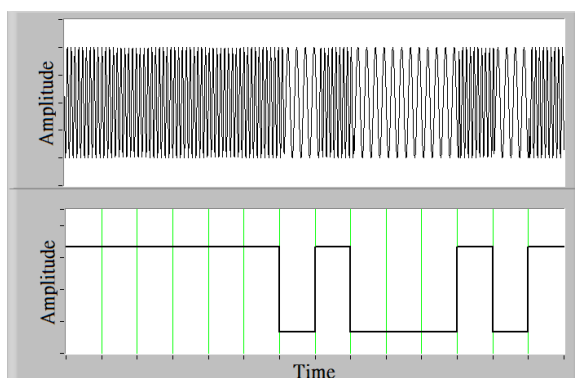
頻移鍵控調變實驗電路方塊圖如圖三所示，數據時鐘 (DATA CLK) 速率為 1.04 kHz，序列產生器 (Sequence Generator) 產生對應數據時鐘速率的二進位訊息控制壓控震盪器 (VCO) 輸出，其中壓控震盪器被設定成 FSK 模式與 LO 頻帶範圍。因為壓控震盪器的頻率穩定度可能無法滿足通訊需求，一般在商業或軍事用途很少使用它作為 FSK 信號源；但對於實驗目的而言，壓控震盪器可提供頻率調變且具有連續相位頻移鍵控 (CPFSK) 調變優點，是一種相對簡單且架構容易的實驗電路。圖四表示數據訊息對應 BFSK 調變波形的實驗結果，二進位訊息 "1" 轉換後的弦波信號頻率稱為傳號頻率 (f_{MARK})，二進位訊息 "0" 轉換後的弦波信號頻率稱為空號頻率 (f_{SPACE})；如圖所示，傳號頻率與空號頻率分別約為 4.2 kHz 和 9.2 kHz。圖五表示數據訊息對應 FSK 調變波形的模擬結果；模擬參數： $f_c = 6.7 \text{ kHz}$ ， $f_d = 2.5 \text{ kHz}$ ；對應的 BFSK 傳號頻率與空號頻率分別約為 9.2 kHz 和 4.2 kHz。要注意的是



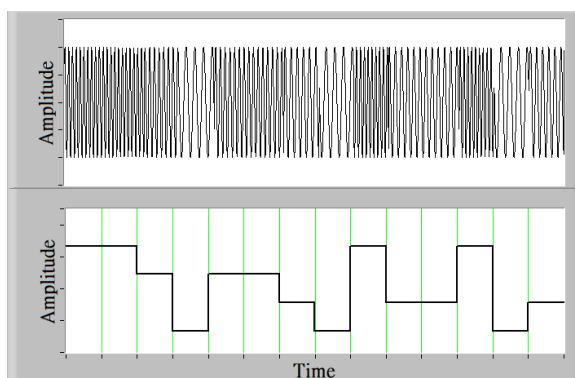
圖三：BFSK 調變實驗電路方塊



圖四：BFSK 調變信號實驗結果



(a)



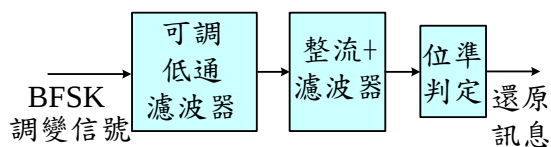
(b)

圖五：(a) BFSK (b) 4FSK 調變信號模擬結果

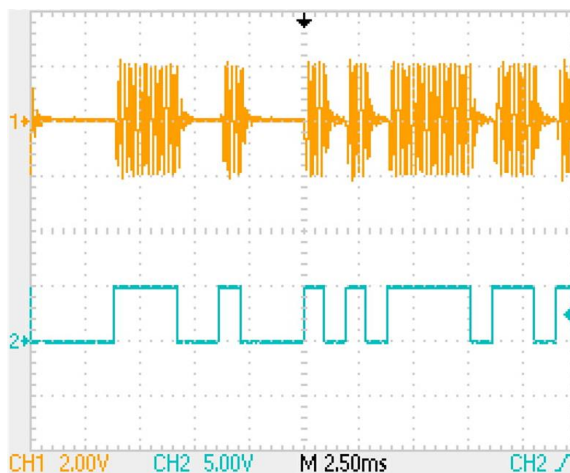
一般 BFSK 理論通常選定較高頻率作為傳號頻率，但本實驗中選擇的 BFSK 傳號頻率小於空號頻率，如此可以配合低通濾波器直接達成解調目的，如圖六所示；反之，若選擇的 BFSK 傳號頻率大於空號頻率，則解調後還要再反相才能回復原始訊息，因此增加電路成本與處理時間。頻移鍵控調變波形具有固定振幅的特點，且頻率隨著二進位訊息改變；BFSK 調變方法有兩個弦波信號分別代表傳送邏輯 0 或 1 的位元訊息；4FSK 調變方法有四個弦波信號分別代表傳送邏輯 00、01、10 或 11 位元訊息，因此 4FSK 的數據傳送率是 BFSK 的 2 倍，同理 8FSK 數據傳送率是 BFSK 的 3 倍。在固定的頻率偏移情況，越高階的 FSK 具有越高的數據傳送率，但也隨著弦波信號彼此間越靠近而增加誤碼率。

圖六表示 BFSK 非同調解調實驗電路方塊圖，其中 BFSK 調變信號係由圖三電路生成，整流、濾波器、與位準判定電路分別引用公用模組 (Utility Module) 中的 DIODE + LPF 與 COMPARATOR 電路。BFSK 調變信號經過可調低通濾波器 (Tunable LPF) 後，比較高頻的空號頻率弦波信號被濾掉，此時 FSK 信號變成 ASK 信號，如圖七所示的二進位訊息對接收信號波形；接著經過整流與濾波電路再送到位準判定電路還原成原始訊息，因此這也是一種包線檢測 (Envelop Detection) 解調方法。BFSK 非同調解調實驗結果如圖八所示，我們可以觀察到示波器通道 1 的還原訊息與通道 2 原始訊息，其中二進位訊息經過調變與解調電路後被還原，示波器通道 1 與通道 2 信號之間的時間差約為 0.27 ms，通道 1 信號不似通道 2 信號平整，但這不影響二進位訊息 (0 或 1) 判讀。

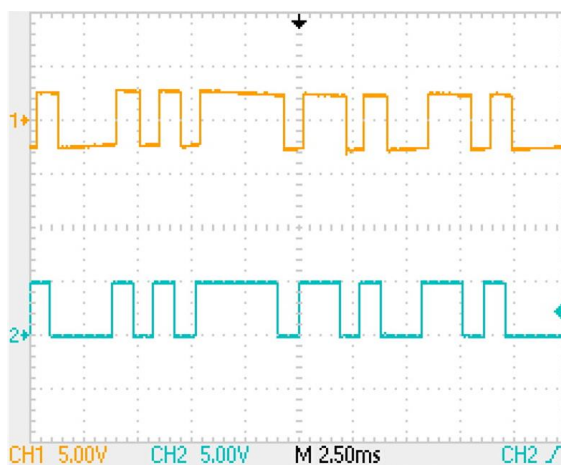
圖九表示 BFSK 鎖相迴路解調實驗電路方塊圖，其中 BFSK 調變信號係由圖三



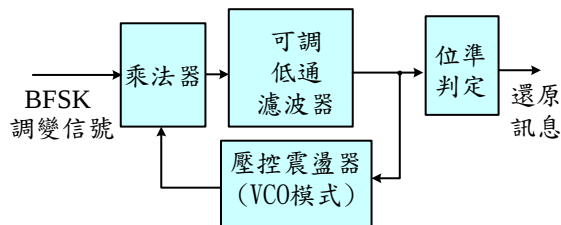
圖六：BFSK 非同調解調電路方塊圖



圖七：圖六可調低通濾波器輸出實驗結果



圖八：BFSK 非同調解調實驗結果

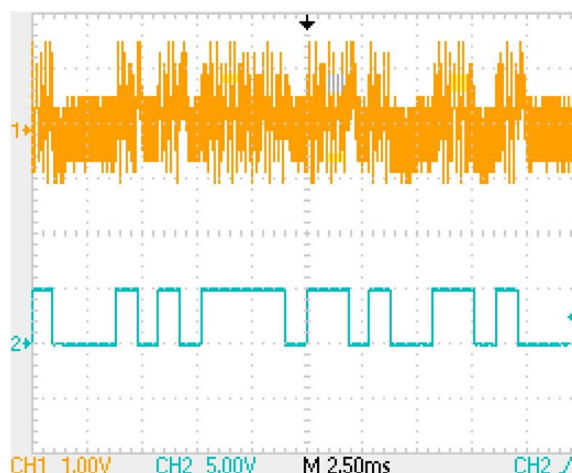


圖九：BFSK 鎖相迴路解調電路方塊圖

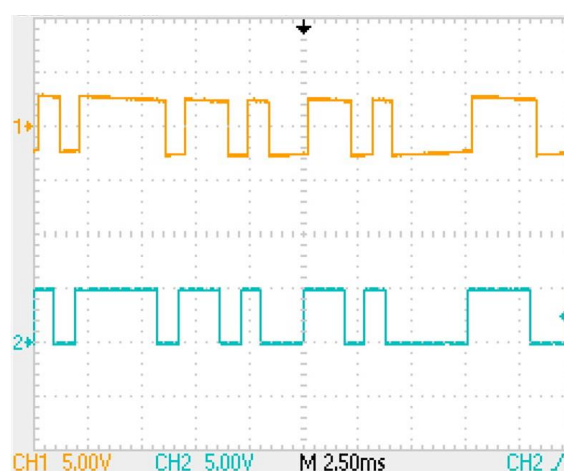
電路生成。圖中鎖相迴路由乘法器、可調低通濾波器與壓控震盪器組成，設定壓控震盪器時應注意輸入信號捕獲範圍 (Capture Range) 位於壓控震盪器鎖定範圍 (Lock Range) 內；若 BFSK 調變信號頻率為 f_m 且壓控震盪器頻率為 f_v ，則乘法器輸出信號包含 f_m+f_v 和 f_m-f_v 頻率分量，乘法器輸出與對應的二進位訊息如圖十所示，鎖相迴路中的低通濾波器將會濾掉 f_m+f_v 頻率分量的信號，鎖相迴路中的壓控震盪器輸出信號最終與 BFSK 調變信號同頻且同相。BFSK 鎖相迴路解調實驗結果如圖十一所示，示波器通道 1 信號呈現還原的訊息，通道 2 信號表示原始訊息，兩信號時間差約為 0.3 ms。我們可觀察到解調後還原的二進位訊號與原始訊息一致。由於鎖相迴路方法只能解調位在鎖定範圍的信號，因此在鎖定範圍外的雜訊或干擾會被排除，這是鎖相迴路解調的優點。

接下來要討論 PN 碼產生實驗結果與模擬再生。TIMS301C 實驗平台搭配的多個序列源模組具有兩個偽隨機二進位序列產生器，每個產生器可以產生 9 種 PN 碼序列（包含 4 種短 PN 碼序列和 5 種長 PN 碼序列）；其中短 PN 碼序列有 127 ($=2^7-1$) 個位元週期再生，長 PN 碼序列有 16383 ($=2^{14}-1$) 個位元週期再生。為了方便說明實驗結果，我們任選模組內編號 4 號的短 PN 碼序列輸出，實驗結果如圖十二所示，圖中示波器通道 2 信號為時鐘信號（頻率 = 1.04 kHz），通道 1 信號為 PN 碼序列信號。接著，我們利用電腦快速的計算能力以 LABVIEW 軟體模擬再生 PN 碼序列實驗結果；圖十三 (a) 表示 PN 碼產生模擬電路，這是經過多次演算後得到的偽隨機二進位序列產生器電路架構，原始實驗設備廠商並未提供說明 PN 碼序列產生電路架構。由於 PN 碼序列為週期性元位再生，

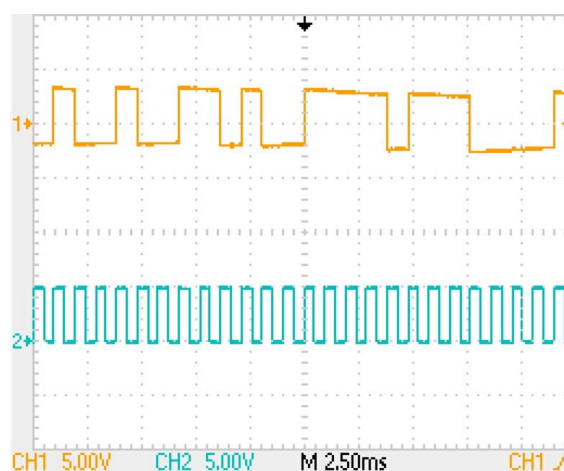
假設偽隨機二進位序列產生器初始狀態為： $Q_0 = 0$ 、 $Q_1 = 0$ 、 $Q_2 = 1$ 、 $Q_3 = 0$ 、 $Q_4 = 0$ 、 $Q_5 = 1$ 、 $Q_6 = 0$ ，



圖十：圖九電路乘法器輸出實驗結果



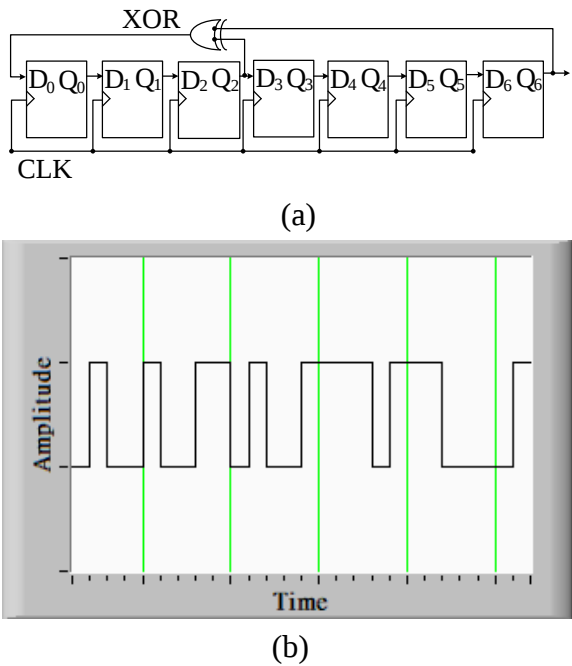
圖十一：BFSK 鎖相迴路解調實驗結果



圖十二：多個序列源模組實驗結果

PN 碼產生模擬結果如圖十三(b)所示，可以觀察到與圖十二實驗結果一致。表一列出完整的 PN 碼序列位元，一旦知道 PN 碼序列就能確定跳頻展頻通訊的射頻信號跳頻訊順序；反之，確定射頻信號跳頻順序可以估算 PN 碼序列，因此軍事上運用跳頻技術通信仍有被破解可能，在運用時仍需搭配保密器以及使用暗語，通訊保密永遠是軍事通訊的優先考慮。

再來要說明慢跳頻與快跳頻展頻實驗的產生機制。FHSS 發射機與接收機實驗電路如圖十四所示，發射機和接收機中的 FHSS 模組(頻率合成器)性能如表二所示

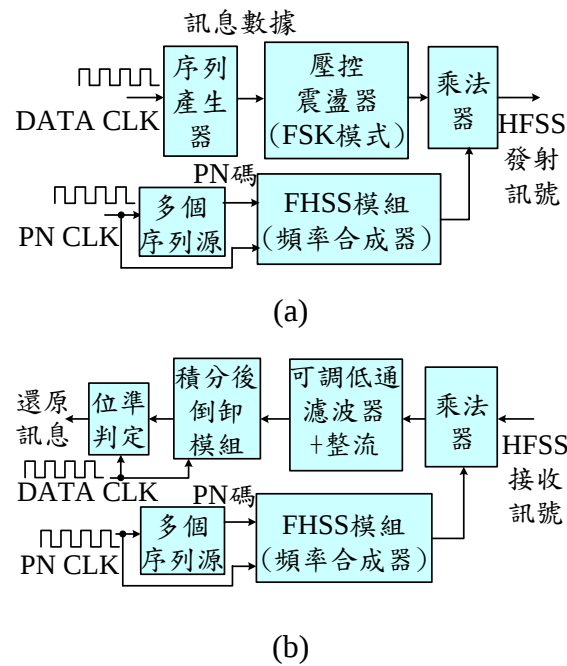


圖十三： (a)PN 碼產生模擬電路 (b) PN 碼產生模擬結果

表一 PN 碼序列位元

索引	PN 碼位元
0~29	0100100110 1001111011 1000011111
30~59	1100011101 1000101001 0111110101
60~89	0100001011 0111100111 0010101100
90~119	1100000110 1101011101 0001100100
120~126	0100000

[20]，其中 V_N 與 f_N 分別代表內設控制電壓與輸出載波頻率，由表列參數可知每 3 個 PN 碼位元決定下一次頻率合成器輸出的跳頻載波頻率，所以本實驗電路的跳躍圖型由 8 個載波信號依序跳動決定。由於 TIMS301C 實驗平台只有 12 個插槽可供使用，發射機中的序列產生器採用多個序列源模組其中的一個偽隨機二進位序列產生器作為取代；至於接收機中的積分與倒卸模組具有匹配濾波器功能[19]，我們要連



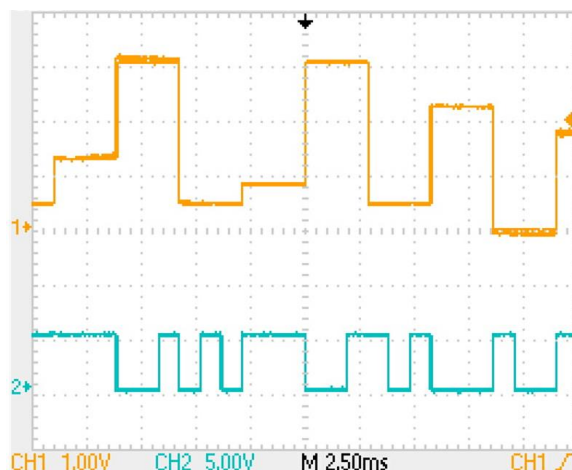
圖十四：(a)FHSS 發射機實驗電路方塊 (b) FHSS 接收機實驗電路方塊

表二 PN 碼位元對應 V_N 和 f_N 的關係

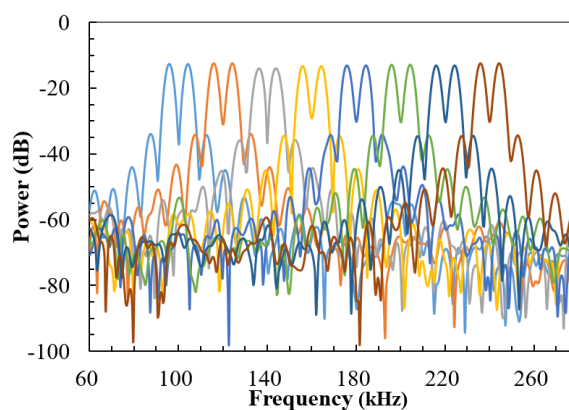
PN 位元	n	V_N 近似電壓	f_N (kHz)
000	0	0.0 V	100
001	1	0.45 V	120
010	2	0.8V	140
011	3	1.25 V	160
100	4	1.75 V	180
101	5	2.2 V	200
110	6	2.5 V	220
111	7	3.0 V	240

接該模組積分與維持 (I&H) 輸出到位準判定電路以還原訊息；另外，FHSS 模組內建有等化器功能，適當調整發射機和接收機內建等化器才能成功完成跳頻實驗的解調與還原訊息。在慢跳頻展頻 (Slow-FHSS) 實驗中，採用的 PN CLK 速率等於 DATA CLK 速率 ($= 1.04 \text{ kHz}$)，所以跳頻率 ($= 1.04/3 \approx 0.35 \text{ kHz}$) 小於 DATA CLK 速率；另一方面在快跳頻展頻 (Fast-FHSS) 實驗中，採用的 PN CLK 速率等於 12.5 kHz ，所以跳頻率 ($= 12.5/3 \approx 4.17 \text{ kHz}$) 大於 DATA CLK 速率。

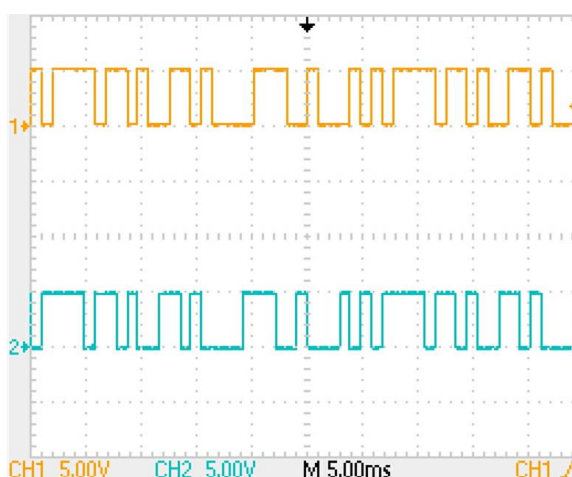
慢跳頻展頻實驗發射機頻率合成器 PN 碼 (TX-PN) 與內設控制電壓 (TX-N 或 V_N) 的關係如圖十五所示。舉例說明：當 PN 碼為 111 狀態時，則下一次的控制電壓為 3V，頻率合成器輸出 240 kHz 載波，並且在乘法器與基頻頻移鍵控信號混波後產生 FHSS 發射信號；根據表二所示 PN 碼位元對應 V_N 的關係，其他 7 個載波信號依次被選擇與基頻頻移鍵控信號完成混波。圖十六表示圖十四(a)發射機實驗的 FHSS 發射頻譜信號，FHSS 發射信號根據跳頻圖型進行跳躍傳送，如表二所示共有 8 種載波頻率，載波在 100 kHz 到 240 kHz 的頻率範圍內跳動傳送 FHSS 發射信號。圖十七表示慢跳頻展頻訊息還原實驗結果，由圖可以觀察到接收機端忠實地將發射機傳送的原始訊息還原，還原訊息 (通道 1 訊號) 與原始訊息 (通道 2 訊號) 之間有大約 $840 \mu\text{s}$ 的時差，FHSS 模組內的等化器和位準判定電路 (參考圖十四) 設定是兩信號間時差的主要影響因素。類似地，快跳頻展頻實驗發射機頻率合成器中 PN 碼 (TX-PN) 與內設控制電壓 (TX-N 或 V_N) 的關係如圖十八所示；依目前的實驗情況，比較圖十五和圖十八的時軸，可以很明顯地觀察到快跳頻展頻



圖十五：Slow-FHSS 實驗 TX-PN 對 TX-N



圖十六：跳頻發射機射頻信號實驗結果

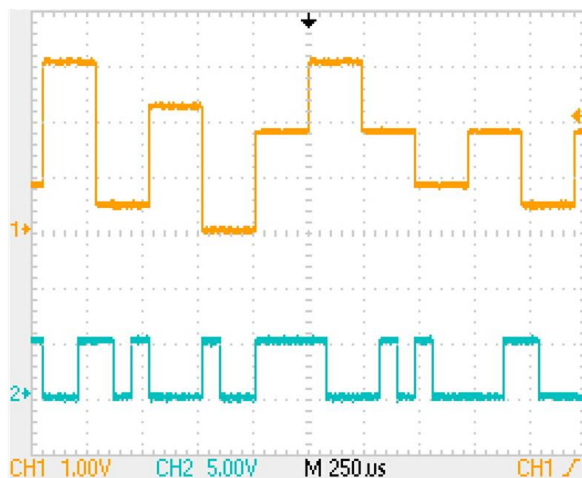


圖十七：Slow-FHSS 實驗訊息還原結果

(時軸格 $= 250 \mu\text{s}$) 跳動頻率大約是慢跳頻展頻 (時軸格 $= 2.5 \text{ ms}$) 跳動頻率的 12 倍；由於採用相同的 PN 碼，快跳頻展頻

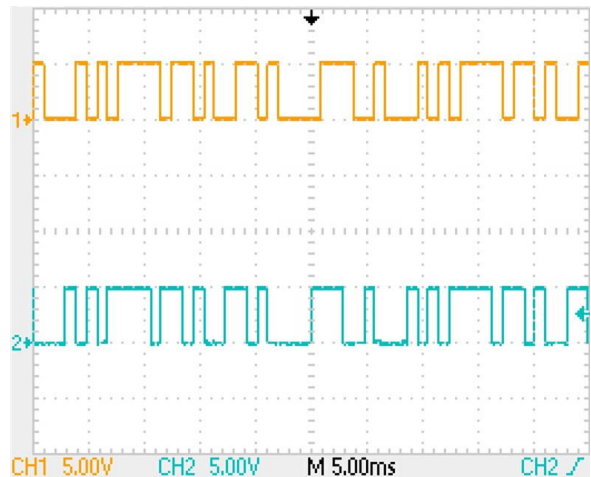
的跳頻圖型與慢跳頻展頻相同，圖十九表示快跳頻展頻訊息還原實驗結果，其中通道 1 訊號表示還原訊號，通道 2 訊號表示原始訊息，從圖中再一次觀察到接收機端忠實地將發射機傳送的原始訊息還原。

接下來說明頻移鍵控調變跳頻展頻 (FSK-FHSS) 通訊誤碼率實驗過程。圖二十表示誤碼率實驗電路方塊圖，其中 FHSS 發射機與接收機建構電路如圖十四所示，我們在發射機和接收機之間的通道置入加法器，依據實驗目的需求，寬頻雜訊或鄰近窄頻雜訊將經由加法器加入通道中。由於本實驗加法器具有反相作用，所以接收機位準判定電路輸出需要先經反相器補償後再將還原訊息傳送到錯誤比較模組。錯誤比較模組可以針對還原訊息和原始訊息位元碼進行互斥或 (XOR) 邏輯運算，並且錯誤比較模組的閘 (Gate) 輸出需要和錯誤計數模組 TTL/enable 端互連，如此才能在適當的閘時間 (Gate Time) 內同步計數錯誤的位元碼數，圖中錯誤計數功能可以利用 TIMS301C 通訊實驗平台頻率事件計數器完成。執行誤碼率實驗的首要工作是對齊還原訊息和原始訊息，如圖二十一所示；訊息對齊目的是讓還原訊息和原始訊息位元碼在適當的時窗中被比對。另外，誤碼率本身就是機率的問題，

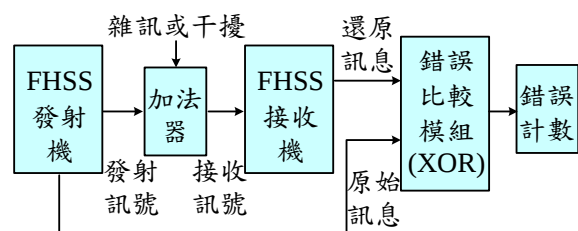


圖十八：Fast-FHSS 實驗 TX-PN 對 TX-N

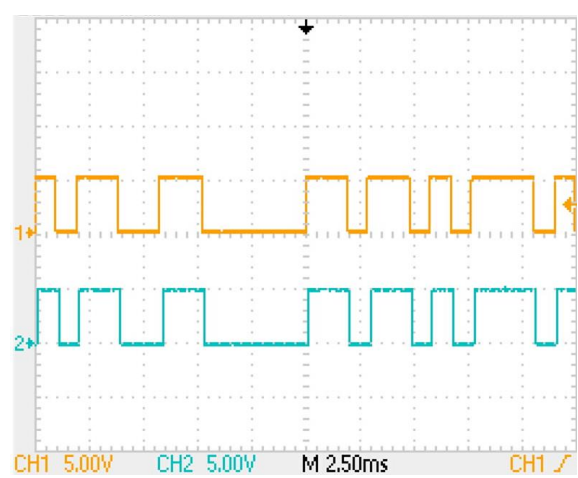
因此本研究需要進行多次重複實驗以取得較可靠的數據 (大數法則)，再取實驗數據平均值；再者，實驗電路參數的調整設定也會影響結果，因此進行實驗研究要花費時間盡量得到最佳化結果。



圖十九：Fast-FHSS 實驗訊息還原結果



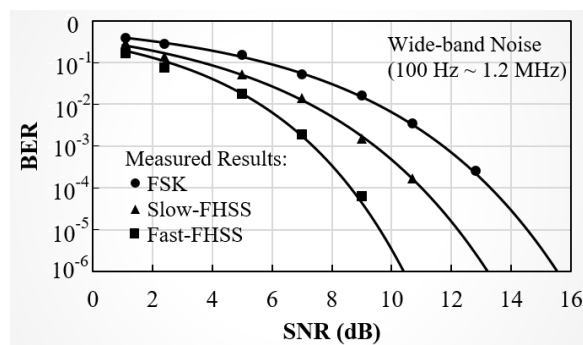
圖二十：頻移鍵控調變跳頻展頻通訊誤碼率實驗電路方塊圖



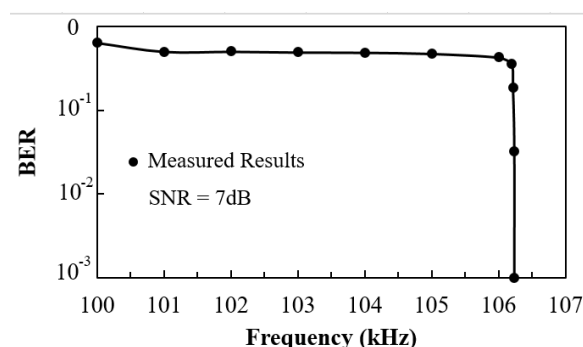
圖二十一：還原訊息與原始訊息對齊實驗

最後要討論寬頻與鄰近窄頻雜訊對頻移鍵控調變跳頻展頻通訊的影響。為了比較說明，我們也要討論雜訊對頻移鍵控通訊的干擾。以下實驗採用的 FSK 調變信號如圖四所示之 BFSK，在頻移鍵控通訊實驗中的射頻混波訊號為 100 kHz，另外頻移鍵控調變跳頻展頻通訊實驗的射頻混波訊號為 100 kHz 到 240 kHz 範圍之跳動頻率，如圖十六所示。當分別外加寬頻雜訊干擾頻移鍵控、慢跳頻展頻、及快跳頻展頻通訊電路後，得到 SNR 對 BER 的實驗結果，如圖二十二所示，其中曲線部分為 LABVIEW 軟體模擬之曲線配適 (Curve Fitting) 結果；由圖可以觀察到快跳頻展頻通訊在寬頻雜訊干擾時具有最低的誤碼率。由於寬頻雜訊是造成位元碼時變訊號抖動 (Jitter) 的原因，而訊號抖動又是位元碼判讀錯誤的主要因素，因此可以推論快跳頻展頻通訊在寬頻雜訊干擾時具有比較小的訊號抖動；相對於頻移鍵控通訊而言，跳頻展頻通訊對寬頻雜訊表現更好的抗干擾性。接著要討論不同鄰近頻率窄頻雜訊對頻移鍵控通訊干擾的誤碼率實驗結果，圖二十三顯示出一種有趣的現象：在特定頻率範圍內的臨近窄頻干擾對頻移鍵控通訊造成很高的誤碼率 (BER 約為 0.5)，但在特定頻率範圍外的窄頻干擾對頻移鍵控通訊干擾影響變小。以本通訊實驗電路參數設定而言，若窄頻干擾頻率在 $100 \pm (4.2 + 1.04)$ kHz 頻率範圍內，則頻移鍵控通訊的誤碼率很高；當窄頻干擾頻率大於 106.26 kHz 或小於 93.74 kHz 時，誤碼率小於 10^{-3} (SNR = 7dB)。接下來分別外加窄頻雜訊 (頻率為 106.2 kHz) 干擾頻移鍵控、慢跳頻展頻、及快跳頻展頻通訊電路後，得 SNR 對 BER 的實驗結果，如圖二十四所示。相對於頻移鍵控通訊而言，由圖可以觀察到跳頻展頻通訊

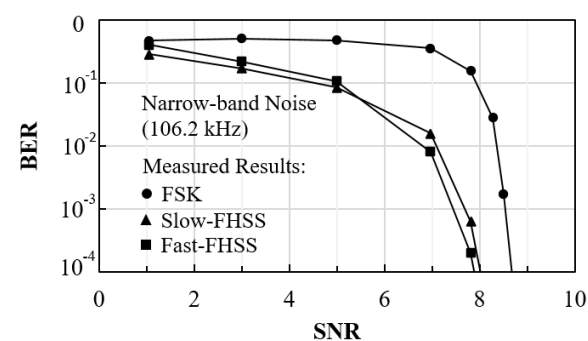
可以有效降低鄰近窄頻雜訊干擾造成的誤碼率。由於窄頻雜訊干擾效應只侷限在對應的窄頻範圍內，但慢跳頻或快跳頻展頻通訊都是在寬頻範圍中跳頻傳送訊號，因此可以有效避開窄頻雜訊的干擾。



圖二十二：寬頻雜訊干擾時 SNR 對 BER 的實驗結果



圖二十三：不同鄰近頻率窄頻雜訊對頻移鍵控通訊干擾時的誤碼率實驗結果



圖二十四：鄰近窄頻雜訊干擾時 SNR 對 BER 的實驗結果

四、結論

本研究探討了頻移鍵控訊號調變與解調、偽隨機二進位序列產生器 PN 碼生成與估算、跳頻展頻通訊產生機制原理、以及跳頻展頻通訊在寬頻與鄰近窄頻干擾時的誤碼率性能。

本文提出利用壓控震盪器產生 BFSK 調變訊號的實驗結果，並說明傳號頻率小於空號頻率時的解調具有降低電路成本及處理時間的優點。此外，本文探討頻移鍵控調變信號的解調，實驗結果說明非同調方法可以將 FSK 訊號轉換成 ASK 訊號，因此是相對容易的解調方法；另外，鎖相迴路方法可以排除鎖定範圍外的雜訊或干擾，也可以應用在頻移鍵控訊號的解調。

再者，根據偽隨機二進位序列產生器 PN 碼實驗輸出結果，本文提出的模擬結果可以忠實地再生相同的 PN 碼序列，並確定 PN 碼是一種週期性的序列位元碼。PN 碼被用來控制跳頻展頻通訊跳動的載波頻率，因此 PN 碼時鐘率決定了跳頻率；當跳頻率小於或等於數據位元率時將形成慢跳頻展頻；反之，當跳頻率大於數據位元率時將形成快跳頻展頻。PN 碼序列關係到跳頻展頻通訊的保密性，在軍事應用上應注意 PN 碼的保密安全。

除保密性外，抗干擾是跳頻展頻通訊應用於軍事通訊的另一個重要特性。本文也探討比較頻移鍵控、慢跳頻展頻、與快跳頻展頻通訊三者的誤碼率。實驗結果說明在寬頻雜訊干擾時快跳頻展頻通訊具有最低的誤碼率，可以推論快跳頻展頻通訊在寬頻干擾時的信號抖動最小；此外，實驗結果也說明在鄰近窄頻訊干擾時慢跳頻或快跳頻展頻通訊的誤碼率都低於頻移鍵控通訊，這是因為跳頻展頻通訊是在寬頻範圍中跳頻傳送訊號，因此可以避開部分的窄頻雜訊干擾。

參考文獻：

- [1] <https://en.wikipedia.org/wiki/Bluetooth>
- [2] <https://www.dji.com/>
- [3] <https://en.wikipedia.org/wiki/SINCGARS>
- [4] https://www.ncsist.org.tw/csistdup/products/products.aspx?catelog_Id=11
- [5] R. A. Poisel, *Electronic Warfare Receivers and Receiving Systems*, Artech House, 2014.
- [6] S. H. Lee and Y. H. Lee, "Adaptive frequency hopping for bluetooth robust to WLAN interference," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, pp. 628-630, 2009.
- [7] G. K. Kalen, "Performance comparison of frequency-diversity and frequency-hopping spread-spectrum Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 910-912, 1997.
- [8] 許弘達，"國軍裝甲部隊跳頻無線電機發展之探討-與共軍比較"，裝甲兵季刊，第 246 期，1-10 頁，106 年。
- [9] 劉維福，"聯兵旅部隊電子戰能力發展之研究"，陸軍通資半年刊，第 135 期，24-39 頁，110 年。
- [10] Y. He, Y. Su, Y. Chen, Y. Yu, and Y. Tang, "Double window spectrogram difference method: A blind estimation of frequency-hopping signal for battlefield communication environment," *Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, pp. 439-443, 2018.
- [11] D. Torrieri, *Principles of spread-spectrum communication systems*, Springer + Business Media, 2005.
- [12] X. Zeng, H. Cai, X. Tang, and Y. Yang, "Optimal frequency hopping sequences

- of odd length,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 59, pp. 3237-3248, 2013.
- [13] G. S. Prashanth, “Comparative analysis of various digital modulation techniques for FHSS-WCDMA over AWGN and fading channels,” *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 6, pp. 908-913, 2019.
- [14] D. Mototolea and C. Stolk, “Software defined radio for analyzing drone communication protocols,” *Internatonal Conference on Communications (COMM)*, pp.485-490, 2018.
- [15] 育英科技，*電子通訊技術與實習*，育英科技。
- [16] T. Hooper, *Communication systems with TIMS volume D3 - advanced digital experiment*, Emona Instruments Pty Ltd.
- [17] 莊智清、陳育暄、蔡永富、陳舜鴻、高彩齡、蔡秋藤，*通訊系統設計與實習*，全華科技圖書，99 年。
- [18] T. Hooper, *Communication systems with TIMS volume D1 - fundamental digital experiment*, Emona Instruments Pty Ltd.
- [19] 翁萬德、江清茶，*通訊系統*，全華科技圖書，90 年。
- [20] A. Breznik and C. Manfredini, *TIMS advanced modules and TIMS special application module user manual*, Emona Instruments Pty Ltd., 2017.

Experiment and Simulation of Frequency-hopping Spread-spectrum Communication Using Frequency-shift Keying Modulation

Shyh-Yeong Ke

Department of Electrical Engineering, ROC Military Academy

Abstract

The technology of frequency-hopping spread-spectrum (FHSS) communication using frequency-shift keying (FSK) modulation is explored through experiment and simulation approaches in this study. The work uses TMS301C communication modules for experimental implementation and LABVIEW software for simulation. The distinction between implementation and theory for 2-ray FSK (BFSK) modulation is explained, and non-coherent and phase-locked loop (PLL) methods for BFSK demodulation are discussed in the paper. Moreover, simulation is used to decode pseudo-noise (PN) codes generated by an unknown pseudo-random binary sequence (PRBS) generator. In addition, experimental methods are utilized to illustrate how slow-FHSS and fast-FHSS are fulfilled. The bit error rates (BERs) for FSK, slow-FHSS, and fast-FHSS communications under wide-band and proximity narrow-band noise circumstances are presented. Empirical results show that fast-FHSS communication has the lowest BER among the three communication technologies under wide-band noise circumstances. Furthermore, the BER of slow-FHSS or fast-FHSS communication is lower than that of FSK communication under proximity narrow-band noise circumstances.

Key words : frequency-hopping spread-spectrum (FHSS), pseudo-noise (PN), frequency-shift keying (FSK), bit error rate (BER)

