

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

無合成器之編碼正交相位 LINC-OFDM 系統

A Combinerless Coded Quadrature

LINC-OFDM Systems

1896

研究生：楊錫沅

指導教授：吳文榕 博士

中華民國一百零二年七月

無合成器之編碼正交相位 LINC-OFDM 系統

A Combinerless Coded Quadrature

LINC-OFDM Systems

研究生：楊錫沅

Student : Hsi-Yuan Yang

指導教授：吳文榕 博士

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu



Submitted to Institute of Communications Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
In Partial Fulfillment of the Requirements
For the Degree of
Master of Science
In

Communications Engineering
July 2013
Hsinchu, Taiwan, Republic of China
中華民國一百零二年七月

無合成器之編碼正交相位 LINC-OFDM 系統

研究生：楊錫沅

指導教授：吳文榕 博士

國立交通大學

電信工程研究所碩士論文

摘要

正交多頻分工(OFDM)是一種極具效能的調變技術。不過，這種系統存在著一種重大的缺陷-高峰均功率比(PAPR)造成功率放大器的效率下降。對此，有研究者提出了一種使用非線性元件的線性放大器(LINC)來對抗這樣的問題。LINC 是一種將輸入訊號拆解成兩固定波包(constant envelope)訊號後，將兩拆後訊號分別使用非線性放大器放大並且透過功率合成器(power combiner)重新合成訊號的模組。然而為了避免使用難以設計的功率合成器，有人因此提出了一種無合成器的 LINC-OFDM 系統。然而，使用此架構卻會造成頻帶外雜訊(out-of-band noise)比起傳統 OFDM 系統大很多。本論文提出了一種無合成器之編碼正交相位 LINC-OFDM 系統來解決這樣的問題。在此系統裡輸入訊號會先分離實部與虛部訊號，接者再將兩個子訊號分開做 LINC 拆解為四個固定波包訊號。在此系統下頻帶外雜訊能夠大幅的降低，此外我們也提出了一種有效的檢測方式，在模擬的結果中可以看出無合成器之編碼正交相位 LINC-OFDM 系統除了可以有很低的頻帶外雜訊外，效果也幾乎與傳統的編碼 OFDM 系統相同。

A Combinerless Coded Quadrature LINC-OFDM System

Student: Hsi-Yuan Yang

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

Institute of Communications Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is known to be an efficient modulation technique. However, a major drawback of the system is its high peak-to-average power ratio (PAPR) making the power amplifier (PA) low efficiency. Linear-amplification-with-nonlinear-component (LINC) has been proposed to overcome the problem. LINC decomposes the input signal into two constant-envelope sub-signals, amplifies the signals by nonlinear PAs, and then combines the resultant signals by a power combiner. To avoid the use of the power combiner, which is difficult to design, some researcher proposes the combinerless (CL) LINC-OFDM system. However, one problem associated with the CL-LINC-OFDM system is that its out-of-band noise level is significantly greater than that of the conventional OFDM systems. This thesis proposes a coded CL quadrature LINC-OFDM (QLINC-OFDM) system to solve the problem. In CL-QLINC-OFDM systems, the input signal is first decomposed into real and image signals. Then, each signal is further decomposed into two constant-envelope sub-signals. It can be shown that the out-of-band noise level is significantly lower than that of CL-LINC-OFDM. We also propose a method that can effectively conduct the detection. Simulations show that while the proposed coded CL-QLINC-OFDM system has low out-of-band noise, its performance is almost the same as that of the conventional coded OFDM system.

誌謝

我要感謝指導教授吳文榕老師，在研究期間細心耐心的指導我們做研究，從教授身上學習到了很多做研究的方法與處理問題的態度，讓我在碩士班的過程裡吸收到相當多的知識與道理，也謝謝口試委員林大衛教授、伍紹勳教授、林壽煦教授所提供之意見。

其次，要感謝無線寬頻與訊號處理實驗室的鈞陶學長、汀華學姊、勝隆學長、弘道學長、其翰學長、俊麟學長和同學、學弟妹們，炳松、育朗、愷珊、瑩珮、彥廷、宗羲、家彰、婉綺、運凱、侑君、偉豪、萊恩，在研究及課業學習路上不吝指導、幫忙與陪伴；讓我有個豐富的碩士生活。

最後當然要感謝家人與朋友們的支持與陪伴，父母、弟弟、阿姨、文岳、嵩裕、政安等，有你們的鼓勵讓我有這機會完成這個學業，邁向新的階段。

另外，也要感謝這些年來任何幫助以及鼓勵我的人。



目錄

中文摘要	I
英文摘要	II
致謝	III
目錄	IV
圖目錄.....	VI
一、簡介	Page 1
二、LINC-OFDM 系統介紹	Page 4
2.1 傳統 LINC 系統.....	Page 4
2.1.1 LINC 系統之原理	Page 4
2.1.2 LINC 系統架構.....	Page 5
2.1.3 LINC 訊號拆解.....	Page 6
2.2 無合成器之 LINC 系統.....	Page 9
2.3 編碼無合成器 LINC-OFDM 系統.....	Page 10
2.3.1 錯誤更正碼.....	Page 10
2.3.2 LLR 軟性位元	Page 12
2.3.3 列表式 Viterbi 演算法.....	Page 16
三、QLINC-OFDM 系統.....	Page 20
3.1 QLINC 系統.....	Page 20
3.1.1 QLINC 介紹.....	Page 20
3.1.2 無合成器之 QLINC-OFDM 系統.....	Page 22
3.2 QLINC 檢測器	Page 27
3.2.1 QLINC 檢測器	Page 27
3.2.2 LLR 軟性位元	Page 30
3.2.3 編碼無合成器之 QLINC-OFDM 系統.....	Page 32
3.3 頻帶外的干擾.....	Page 33
四、模擬結果.....	Page 36
4.1 系統模型.....	Page 36
4.2 功率頻譜分析.....	Page 36
4.3 接收端的位元錯誤率.....	Page 37
五、結論.....	Page 41
六、附錄.....	Page 42
參考資料.....	Page 44

圖目錄

圖 2.1 LINC 系統架構圖	Page 4
圖 2.2 LINC 系統傳送端架構.....	Page 5
圖 2.3 混合式功率合成器.....	Page 6
圖 2.4 Chireix 功率合成器.....	Page 6
圖 2.5 IQ 拆解法訊號分析.....	Page 9
圖 2.6 2X1 LINC 系統架構.....	Page 9
圖 2.7 2X2 LINC 系統架構.....	Page 9
圖 2.8 (2, 1, 2)卷積編碼器	Page 11
圖 2.9 欄狀圖.....	Page 12
圖 2.10 1x1 SISO-OFDM 系統架構.....	Page 13
圖 2.11 計算 $LLR(b_0)$ 示意圖	Page 14
圖 2.12 計算 $LLR(b_1)$ 示意圖	Page 15
圖 2.13 Viterbi 解碼器下的 LINC-OFDM 系統架構.....	Page 15
圖 2.14 整合 List Viterbi 解碼器與 ML 偵測的 LINC-OFDM 系統架構...	Page 19
圖 3.1 實數訊號的 LINC 拆解.....	Page 21
圖 3.2 虛數訊號的 LINC 拆解.....	Page 22
圖 3.3 Quad-LINC 訊號拆解元件.....	Page 22
圖 3.4 無合成器之 Quad-LINC.....	Page 23
圖 3.5 Quad-LINC 系統架構.....	Page 24
圖 3.6 Viterbi 解碼器下的 Quad-LINC 系統架構.....	Page 32
圖 3.7 List Viterbi 解碼器下的 Quad-LINC 系統架構.....	Page 32
圖 3.8 多個 LINC 訊號拆解後的基頻訊號落點星座圖	Page 34
圖 3.9 實部訊號的 QLINC 拆解後的基頻訊號落點星座圖	Page 34

圖 3.10 虛部訊號的 QLINC 拆解後的基頻訊號落點星座圖	Page 35
圖 4.1 模擬使用的卷積編碼器	Page 36
圖 4.2 LINC 與 QLINC 的功率頻譜比較圖.....	Page 37
圖 4.3 QLINC/LINC-OFDM 通道相關性為[1, 0.98, 0.96, 0.94]	Page 39
圖 4.4 QLINC/LINC-OFDM 通道相關性為[1, 0.9, 0.8, 0.7]	Page 39
圖 4.7 QLINC 之不同候選路徑量比較(通道相關性為[1, 0.98, 0.96, 0.94])	Page 40
圖 4.8 QLINC 之不同候選路徑量比較(通道相關性為[1, 0.9, 0.8, 0.7])..	Page 40



一、簡介

隨著通訊技術日新月異的進步，以及消費者對於產品需求的增加，衍生出許多新興的科技；再者，由於工程技術的成長，使得很多以前無法實際達成的技術，得以實現。就如離散傅立葉轉換(Discrete Fourier Transform; DFT)的運算，在過去一兩百年來一直缺乏有效的實現方式，直到1965年由Cooley和Tukey兩位科學家發表了快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform; FFT)，讓DFT的運算複雜度從 $O(n^2)$ 簡化到 $O(n \log n)$ ，所以也讓DFT能為後人所用。而第四代通訊系統，如：LTE和WiMAX，皆是採用正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplex; OFDM)的調變技術，而在此技術中FFT扮演著一個重要角色，我們可以透過FFT將資料載到不同的子載波(subcarrier)上面，而每個子載波相互之間皆為正交，如果接收者能夠對子載波適當的取樣，則可以完全無視其他正交子載波的影響，此種調變技術可以使得頻譜使用效率(Spectrum Efficiency)大幅提升，在實際架構上我們會添加循環前綴(Cyclic Prefix)作為保護間隔(Guard Interval)來分別抵抗符元間干擾(Inter-symbol Interference; ISI)和載波間干擾(Inter-carrier Interference; ICI)，而在添加CP後在此調變系統下也造成通道等化更加容易，原先在時域上的符元添加CP後與通道的卷積(convolution)可以等效於循環卷積(circular convolution)，循環卷積在DFT的影響下可以等效於在頻域上做乘積，所以藉此如果有完整通道資訊，則可進而得知通道頻率響應(Channel Frequency Response)，並且在頻域上做簡易的等化處理。

不過，在OFDM系統下有一個嚴重的缺陷—高峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio)，而導致功率放大器(Power Amplifier; PA)對線性度(linearization)的要求提高以及效率(efficiency)的降低，研究者因此提出很多方法來解決此問題，就線性考量而產生的PA就有，預矯正型(predistortion)、適應性預矯正型(adaptive predistortion)、回饋型(feedback)、前饋型(feedforward)這幾種[1]，就效率考量而產生的有，多赫堤型(Doherty)

、封包消弭與回復型(Envelope elimination and restoration; EER)、以及使用非線性元件的線性放大型(Linear amplification with nonlinear components; LINC)等等。其中，LINC 的作法具有很大的應用潛力，它是利用訊號元件拆解器(Signal Component Separator; SCS)將一個基頻訊號拆解成為兩個固定波包(Constant envelope)的訊號，並且使用非線性放大器來代替傳統的線性放大，對於功率消耗上可有很大的改善，不過，在 LINC 的應用上卻衍生出另外一個棘手的問題，那就是「如何設計功率合成器(Power combiner)」?在傳統的 LINC 中常常被拿來使用的功率合成器有：混合式合成器[2]、Chireix 合成器[3]、Wilkinson 合成器[4]。不過，這些合成器在實現上都各有缺陷，導致我們想用 LINC 來減少功率的損耗，卻達不到我們預期的效果。

有鑑於使用了功率合成器卻無法達到預期節省功率消耗的因素，後來有人提出了一種不使用功率合成器[5]的 LINC，讓 LINC 拆解並經過非線性放大後的訊號直接在無線通道中自然合成，然而所提出的方法需要卻假設送出訊號的天線是很接近的兩天線，可將兩天線的通道假設為可以近似於完全相同的。不過，在實際情況裡，我們的兩天線仍存在著一定的放置距離，況且不同天線也有不同性質，所以兩通道沒有辦法完全相同。對此，有人提出了一種應用 Alamouti 空時編碼的方式套用在 LINC 無合成器的方法[6]。不過，使用此方法仍有著 Alamouti 一貫的缺陷，需要付出一半傳輸率來做為代價。[7]提出了一編碼之 LINC-OFDM 系統，並在接收端使用最大似然(maximum likelihood; ML)接收機，此法可以在 LINC 的兩通道不完全相同的情況下，仍然可以得到接近原來 OFDM 的效能，使得 LINC 的實現的可觀性大為提升。不過，無合成器之 LINC-OFDM 卻存在著另一個問題，那就是傳輸能量會洩漏到所使用的頻段外，造成嚴重的臨頻干擾。[8]提出了一個解決的辦法，稱為 QLINC(quadrature LINC)，是將 LINC 的拆解分成實部與虛部個別進行，此方式能夠有效的使傳送頻帶外干擾強度下降，有效的提升頻譜使用效率，不過[8]是針對有合成器之 LINC 系統所提出。本論文提出提出一個架構將 QLINC 與[8]之編碼 LINC-OFDM 結合，我們稱之為無合成器之 QLINC-OFDM，此方法下不但使傳送頻帶外的訊號會大幅降低，而且效能表現也會接近傳統之 OFDM 系統，大大增加 LINC

架構的實用性。

另外，我們也思考到關於波束成形(Beamforming)與 LINC 兩種架構上面的差異性，首先，波束成形需要了解到訊號的方向而 LINC 不需要；再者，兩種方式如果都使用線性放大器來比較的話，兩者的都只需要原先設定的功率的一半大小，不過 LINC 在功率放大器上面可以使用非線性的放大器。

本論文在第二章會先介紹傳統的 LINC 與 LINC-OFDM 系統，第三章介紹我們提出的編碼無合成器的 QLINC-OFDM 系統，第四章為模擬結果，第五章為結論，附錄部分則包含一些數學式子的證明。



二、 LINC-OFDM 系統介紹

2.1 傳統 LINC 系統

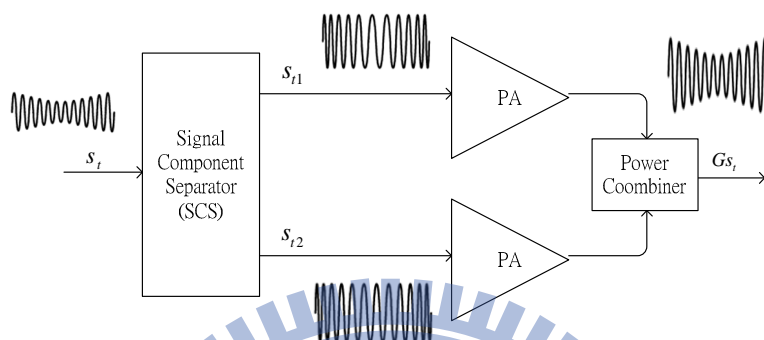


圖 2.1 LINC 系統架構圖

2.1.1. LINC 系統之原理

LINC 的基本原理是將一波包及相位都為時變(varying)的輸入訊號，經過訊號分解器(Signal Component Separator, SCS)拆解成兩個固定波包之相位調製訊號。兩個固定波包的訊號之間僅存在一個相位差。因此這兩個相位調製訊號可以分別經由非線性功率放大器(non linear power amplifier)進行放大。放大後再由功率合成器(power combiner)結合重建出功率放大後具有時變波包之射頻調製訊號。藉此我們得到的輸出訊號是為輸入訊號的線性放大結果，但是其中的兩個功率放大器為非線性放大器，利用非線性放大器而得到線性放大的輸出結果，可以有效提升 LINC-OFDM 系統的效能。

2.1.2. LINC 系統架構

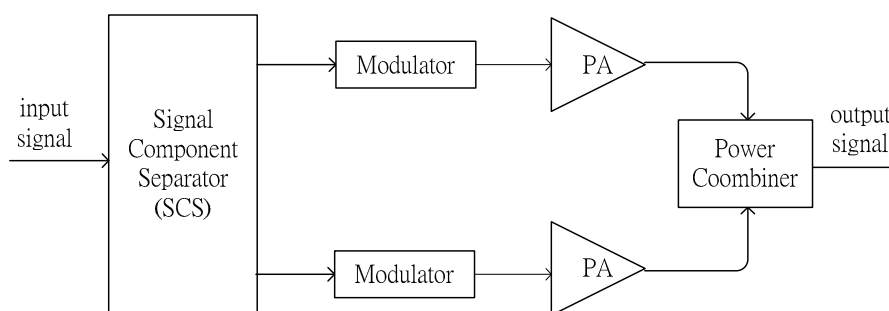


圖 2.2 LINC 系統傳送端架構

LINC 系統的架構主要分為四個部分，第一部分為訊號分解器，將輸入的基頻訊號拆解成兩個具有固定波包性質之相位調製訊號。第二部分是對相位調製訊號做調變，將原本拆解後基頻(baseband)或中頻(IF)的訊號調變至射頻(RF)訊號。第三部分為功率放大器，因為第一部分的訊號拆解所以在此可以分別使用非線性的功率放大器。第四部分為功率合成器(Power Combiner)，可以將功率放大器的輸出由射頻(RF)電路做相加以重建訊號，若直接將兩路放大後的輸出做連接，當其中一路的電壓改變時，會造成另一路所看到的負載阻抗(load impedance)隨之改變，因此兩路訊號必須能正確地相互抵銷，才得以重建出輸入的訊號。因此，功率結合器必須透過特殊的設計，以下將介紹不同的功率合成器。

第一種功率合成器為複合式混合器(hybrid combiner)[2]，如圖 2.3 所示，此類型混合器讓負載阻抗(load impedance)維持固定，分隔(isolation)兩個功率放大器。將兩個相位調製訊號間的不同項合成至天線輸出，而相差項傳送至終端的負載電阻器(load resistor)以熱能的形式釋放。雖然此混合器可以保證輸出訊號的振幅有良好的線性度，但是因為部分能量的損失而降低了功率效能，此類型功率合成器稱為有耗能(lossy)合成器。

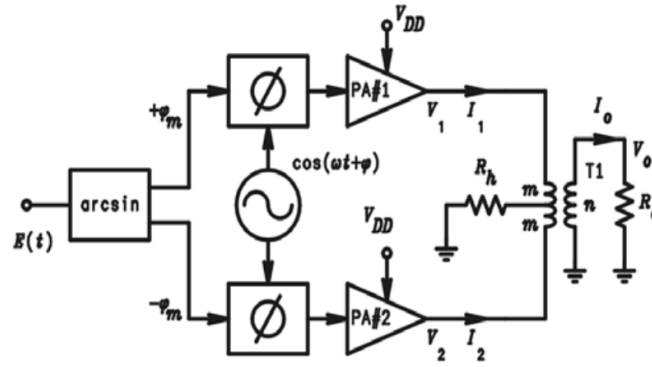


圖 2.3 混合式功率合成器

第二種功率合成器為 Chireix 功率合成器[3]，如圖 2.4 所示，在合成前加入並聯電抗(shunt reactances)用來避免在特定振幅發生漏電抗(drain reactances)的情形。此機制可以提升功率效能，又稱無耗能(lossless)合成器。但是此類型的功率合成器的兩個輸入沒有隔離電阻，會造成耦合(couple)，使得輸出訊號線性度較複合式混合器來得差。

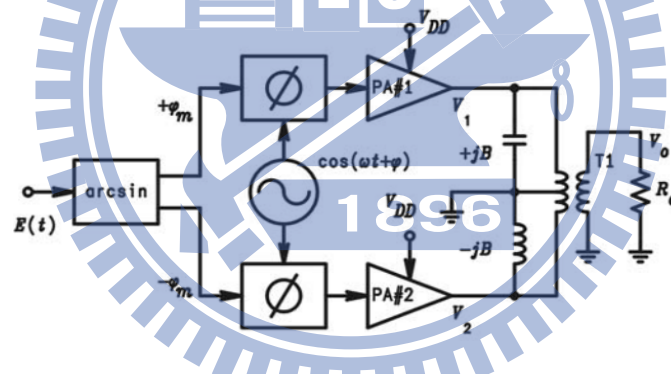


圖 2.4 Chireix 功率合成器

雖然以上所提出的功率合成器改善了部分的問題，但是仍然存在著電路損耗(circuit losses)以及匹配損耗(mismatch losses)的問題，因此要設計出高功率效能以及高線性度的合成器仍然是困難的課題，本篇論文將會引進利用無合成器(combinerless)的 OFDM-LINC 系統來克服功率合成器所產生的問題。

2.1.3. LINC 訊號拆解

將 LINC 訊號分解器的輸入訊號假設為一固定相位訊號如下

$$s(t) = V(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.1)$$

其中波包 $V(t) \geq 0$ ，將 $V(t)$ 以下式代換

$$V(t) = V_0 \sin \phi(t) \quad (2.2)$$

$$\phi(t) = \sin^{-1} \left(\frac{V(t)}{V_0} \right) \quad (2.3)$$

其中 V_0 為 $V(t)$ 的最大值，因此決定了 $\phi(t)$ ，代換之後可拆解如下

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{V_0}{2} [\sin(\omega_c t + \phi(t)) - \sin(\omega_c t - \phi(t))] \\ &= s_1(t) - s_2(t) \\ s_1(t) &= \frac{V_0}{2} \sin(\omega_c t + \phi(t)) \\ s_2(t) &= \frac{V_0}{2} \sin(\omega_c t - \phi(t)) \end{aligned} \quad (2.4)$$

其中經過拆解後的 $s_1(t)$ 及 $s_2(t)$ ，可以表示為固定波包的向量，並且在順時針及逆時針的方向分別旋轉一個角度 $\phi(t)$ ，又因為訊號拆解為兩個部分 $s_1(t)$ 及 $s_2(t)$ ，所以可以分別經過非線性放大器。假設放大器的放大增益 (amplifier gain) 為 G ，則輸出結果可表示如下

$$Gs_1(t) - Gs_2(t) = GV_0 \sin \phi(t) \cos(\omega_c t) = Gs(t) \quad (2.5)$$

得到線性放大的結果。若將輸入訊號寫成具有時變相位的通式如下

$$s(t) = V(t) \cos(\omega_c t + \theta(t)) \quad (2.6)$$

其中波包 $V(t) \geq 0$ ，將 $V(t)$ 利用 (2.2) 及 (2.3) 代換後可得

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{V_0}{2} [\sin(\omega_c t + \theta(t) + \phi(t)) - \sin(\omega_c t + \theta(t) - \phi(t))] \\ &= s_1(t) - s_2(t) \\ s_1(t) &= \frac{V_0}{2} \sin(\omega_c t + \theta(t) + \phi(t)) \\ s_2(t) &= \frac{V_0}{2} \sin(\omega_c t + \theta(t) - \phi(t)) \end{aligned} \quad (2.7)$$

若輸入為複數訊號，則可將 (2.6) 改寫如下：

$$V(t) = \sqrt{V_I^2(t) + V_Q^2(t)}$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{V_Q(t)}{V_I(t)} \quad (2.8)$$

上式中 $V_I(t)$ 為訊號的實部， $V_Q(t)$ 為虛部。從座標平面圖來看，對任一複數基頻訊號

$s(t) = V_I(t) + jV_Q(t)$ 我們皆可將其拆解為兩個複數訊號 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ ， $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 有相同的

振幅 $\frac{V_0}{2}$ ， $\frac{V_0}{2}$ 是一個常數值，且 $s(t) = s_1(t) + s_2(t)$ 。因此任何振幅小於 V_0 訊號都可以被拆

解。拆解後訊號的方法有相位調變(phase modulation)法以及 IQ(in phase/quadrature phase)法。相位調變法即利用式子(2.8)求得，由(2.3)求得相位 $\phi(t)$ ，拆解後兩個訊號

的相位 $\theta(t) + \phi(t)$ 和 $\theta(t) - \phi(t)$ 。而 IQ 法是先計算錯誤訊號 $e(t)$ 再求 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ ， $e(t)$ 、

$s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 之間的關係如圖 2.5 所示，推導結果如下

$$e(t) = js(t) \sqrt{\frac{V_0^2}{|s(t)|^2} - 1} \quad (2.9)$$

則拆解後的兩個訊號可以表示為

$$s_1(t) = V_{I1}(t) + jV_{Q1}(t) = \frac{1}{2}(s(t) + e(t))$$

$$s_2(t) = V_{I2}(t) + jV_{Q2}(t) = \frac{1}{2}(s(t) - e(t)) \quad (2.10)$$

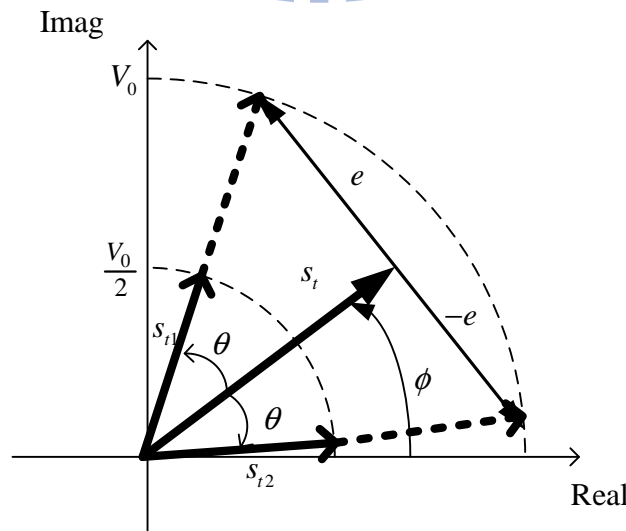


圖 2.5 IQ 拆解法訊號分析

2.2 無合成器之 LINC 系統

傳統 LINC 系統的問題在於高效能的功率合成器不容易實現。因此[5]提出無功率合成器的方法，在此稱之為無合成器之 LINC 系統。此系統將功率放大器的輸出視為傳送端，兩個固定波包訊號透過兩根天線來傳送，經過兩個通道由接收端接收，因此兩個拆解後的訊號在空間中自然合成。假設兩根天線距離非常靠近，兩個通道可視為相同，接收到的訊號即可視為功率放大器輸出的兩個訊號經合成後再經過通道，如此可以免去傳統 LINC 系統在功率合成器設計上的問題。在無合成器的系統中，傳送之前必須要加入濾波器，因為兩個固定波包的訊號不一定符合傳送頻帶的限制。

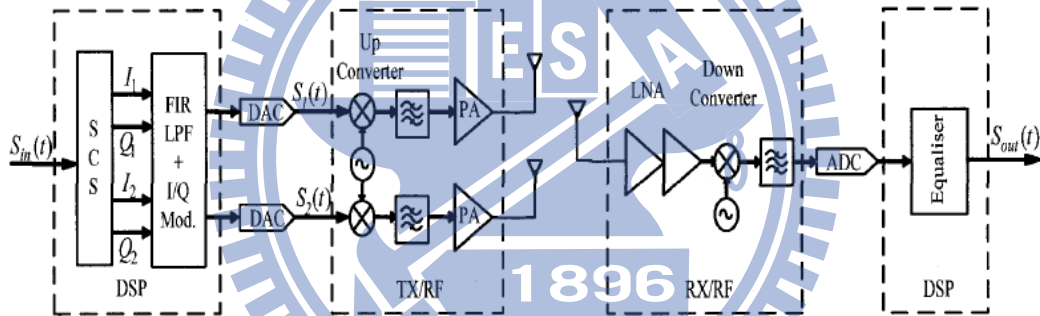


圖 2.6 2X1 LINC 系統架構

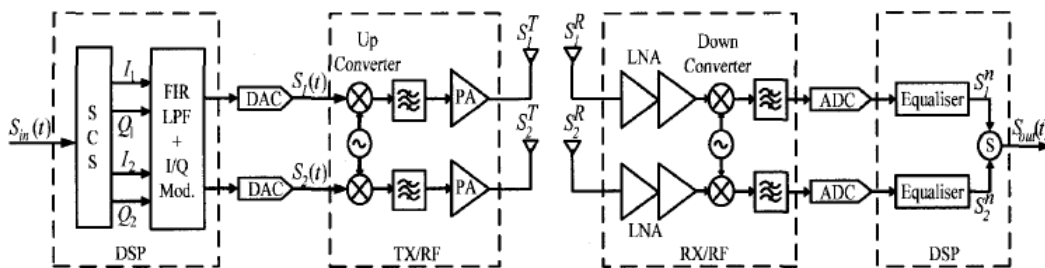


圖 2.7 2X2 LINC 系統架構

圖 2.6 為 2x1 無合成器 LINC 系統架構，數位訊號模組(Digital Signal Processing,

DSP)將傳送的訊號拆解後經過濾波器/調變器，再經過功率放大器放大後傳送。[5]也提出極化天線的系統架構，如圖 2.7 所示，接收端為兩根天線，形成一類似 2×2 的 MIMO 系統，如此一來可以避免兩根傳送天線之間的干擾，並且可以允許兩個通道不必相同。[5]的模擬結果證實 2×1 和 2×2 無合成器 LINC 的系統效能較比起傳統 LINC 系統有大幅的提升。

2.3 編碼無合成器 LINC-OFDM 系統

在[7]的論文當中，提出了利用錯誤更正碼的編碼方式與 LINC 和 OFDM 作為結合的一種架構，在傳送端利用卷積編碼(convolution code; CC)將傳送的位元加以編碼，在接收端，首先使用了一等化器來補償子通道對子載波的效應，接著使用了[9]所提出的一種列表 Viterb 解碼(list Viterbi algorithm; LVA)演算法，並且將 LVA 所計算得的多個候選路徑，再重新透過 OFDM 調變與 LINC 拆解以及與已知的通道頻率響應做乘積，得到多個可能的接收的 OFDM 訊號(不含雜訊)，最後將接收到的訊號與可能的 OFDM 訊號相減後，找出所有可能的 OFDM 訊號中距離最小的，此為近似 ML 的解。在後面小節裡我們將會再次介紹這樣的演算法，在本論文裡面，也是應用了這樣的架構實行在 QLINC 上面。

2.3.1. 錯誤更正碼

數位通訊系統傳輸過程中通道編碼是在傳送端的訊息加入多餘(redundancy)符元或是將原訊號轉換成更長的訊息，使得接收端能夠利用編碼後的訊號克服在通道中遭遇噪音和干擾的影響，將錯誤的符元更正回來，而得到編碼增益(Coding Gain)。錯誤更正碼分為兩類：區塊碼(Block Code)、卷積碼(Convolutional Code)。區塊碼是將訊號編碼成一串編碼字組，利用互斥、閘、加法器所組成，編碼過程前後訊號不會互相影響，是不具有記憶效果(memoryless)的編碼方式。卷積碼則是利用位移暫存器(shift

register)與迴路組成，編碼輸出不僅與目前輸入有關且與前幾級輸入也有關，是具有記憶效果(memory)的編碼方式，此編碼亦是目前通訊系統最常使用的錯誤更正碼，本論文中所使用的錯誤更正碼為卷積碼。

錯誤更正碼的目的是在保護傳送的資料，為了避免一連串的錯誤發生，所以在系統中加入交錯器(Interleaver)，將訊息錯開以確保發生的錯誤是隨機產生。二位元迴旋編碼器(Binary Convolutional Encoder)是利用位移暫存器和 Exclusive OR 組成。以 (n, k, m) 來表示迴旋編碼的編碼方式，其中 n 為輸出個數， k 為輸入個數， m 為暫存器個數。暫存器的個數將會影響錯誤更正能力和硬體複雜度，暫存器個數越多，錯誤更正能力越強，相對的硬體複雜度也較高。迴旋編碼可分為系統性迴旋編碼(systematic convolutional code)及非系統性迴旋編碼(non-systematic convolutional code)，其系統性即表示將輸入作為輸出，用來幫助接收端解碼使用。圖 2.8 為 $(2, 1, 2)$ 的卷積編碼器的示意圖：

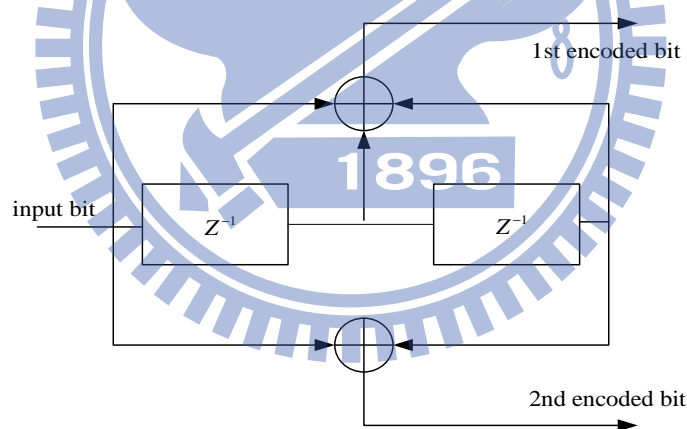


圖 2.8 $(2, 1, 2)$ 卷積編碼器

碼率(Code Rate)代表每個碼句中含有多少的訊息量，表示為 $R = k/n (R < 1)$ ，每一時刻的狀態我們可以透過欄狀圖(Trellis diagram)來表示如圖 2.9 所示，在二進位的輸入裡，每次只輸入一個位元所以下個階段的狀態可能性只有兩種，或者說每個狀態僅有兩條路徑進入，在解碼時將會依據路徑記量值(path metric)來判斷，選取最小的做為存活路徑記量值(survivor path metric)。

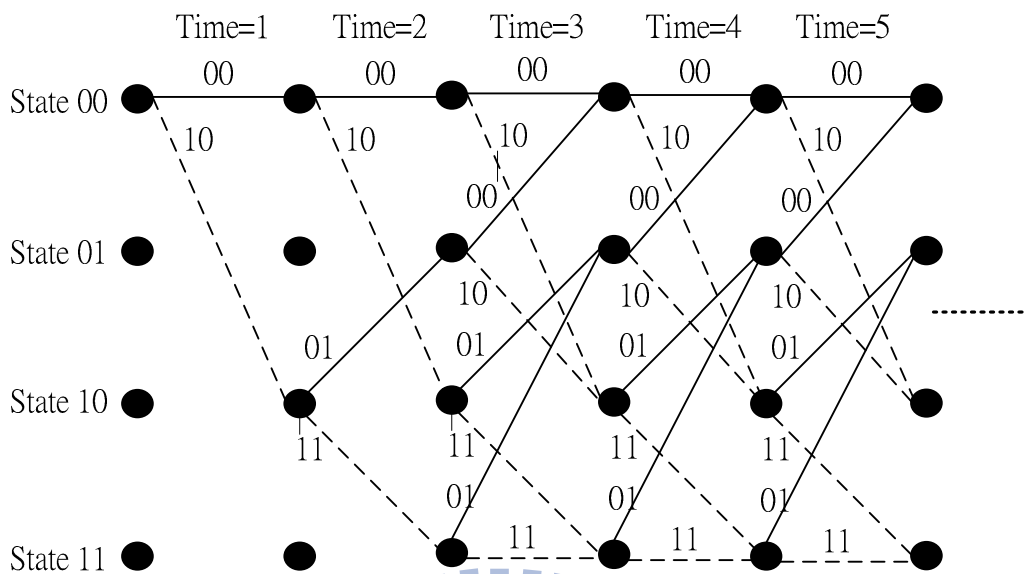


圖 2.9 欄狀圖

2.3.2. LLR 軟性位元

因為卷積碼在做軟性解碼(soft decode)時需要有路徑計量值來作為衡量依據，一般常用的方式，有最大似然計量值(maximum likelihood metric)與 LLR 軟性位元(log likelihood soft bit)兩種，而本論文利用了[10]所提到的計算 LLR 軟性位元的方式，來實作於我們的系統。下面簡單介紹如何在 OFDM 系統下算 LLR 軟性位元。首先，我們先看對於單天線的 OFDM 系統下的關係式與架構圖：

$$\mathbf{r}_f = \mathbf{H}\mathbf{s}_f + \mathbf{n} \quad (2.11)$$

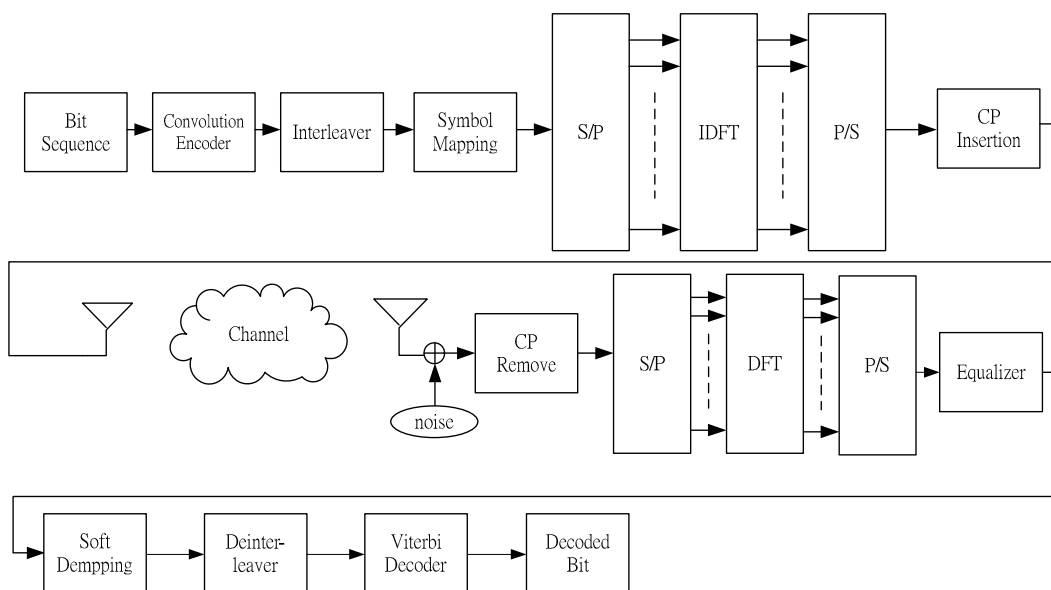


圖 2.10 1x1 SISO-OFDM 系統架構

在(2.11)裡面 \mathbf{s}_f 是傳送的 OFDM 頻域之符元向量，而 \mathbf{H} 是其通道頻率響應(channel frequency response ; CFR)， \mathbf{r}_f 是接收到的頻域符元向量，我們可以用下面 MAP 的計算第 k 個載波中第 i 個位元的 LLR 值，若大於 0 則判斷位元為 1，反之判斷為 0，而該值絕對值的大小代表可信度(reliability)。

$$\begin{aligned}
 LLR(b_i) &\equiv \ln \frac{P(b_i = 1 | r_{f,k}, \mathbf{H})}{P(b_i = 0 | r_{f,k}, \mathbf{H})} \\
 &= \ln \frac{\sum_{\alpha \in S_i^{(1)}} P(s_{f,k} = \alpha | r_{f,k}, \mathbf{H})}{\sum_{\alpha \in S_i^{(0)}} P(s_{f,k} = \alpha | r_{f,k}, \mathbf{H})}
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

其中， b_i 是指 M-QAM 調變符元中的第 i 個位元， $r_{f,k}$ 為接收到在第 k 個子載波的頻域符元， $S_i^{(c)}$ 是指包含 M-QAM 調變所符元裡面第 i 個位元為 c 的子符元集合。我們先利用條件機率貝式定理(Bayes rule)，並假設傳送的每個符元皆是等機率(equiprobable)，再進一步假設當雜訊不大時，使得總和的結果可以近似為取最大者：

$$\begin{aligned}
LLR(b_i) &= \ln \frac{\sum_{\alpha \in S_i^{(1)}} P(r_{f,k} | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})}{\sum_{\alpha \in S_i^{(0)}} P(r_{f,k} | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})} \\
&\approx \ln \frac{\max_{\alpha \in S_i^{(1)}} P(r_{f,k} | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})}{\max_{\alpha \in S_i^{(0)}} P(r_{f,k} | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

再進一步對機率的式子化簡可得：

$$LLR(b_i) = \frac{|h_k|^2}{2N_0} \left\{ \min_{\alpha \in S_i^{(0)}} |s_{f,k} - \alpha|^2 - \min_{\alpha \in S_i^{(1)}} |s_{f,k} - \alpha|^2 \right\} \tag{2.14}$$

其中 N_0 為雜訊功率，下面圖可以清楚了解到 LLR 可以視為將接收到的複數基頻訊號，分別找出距離最近的 $b_i=0$ 與 $b_i=1$ 的 QAM 子集合點，找出與接收到的點的最小距離，並且將兩者相減並乘上通道與雜訊的權重，就是我們的近似 LLR 軟性位元。

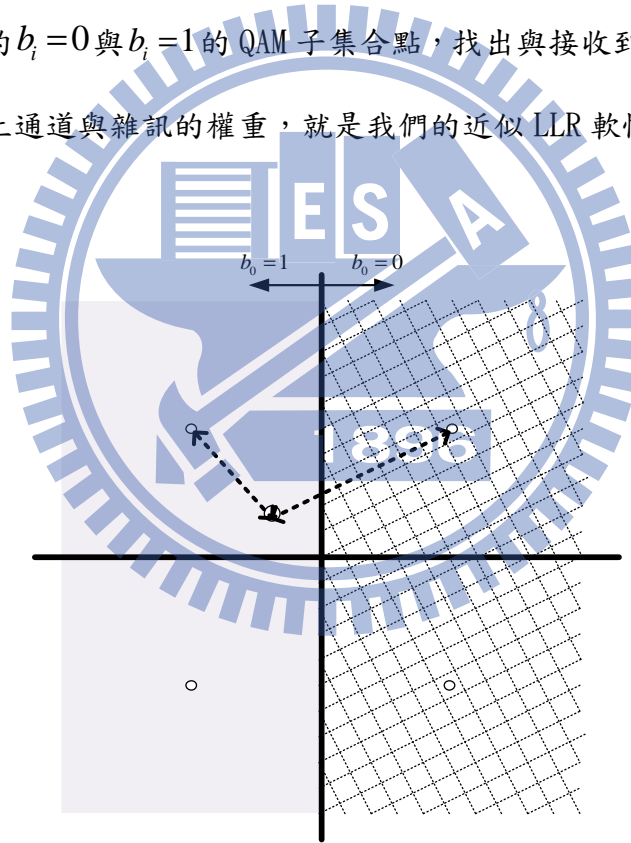


圖 2.11 計算 $LLR(b_0)$ 示意圖

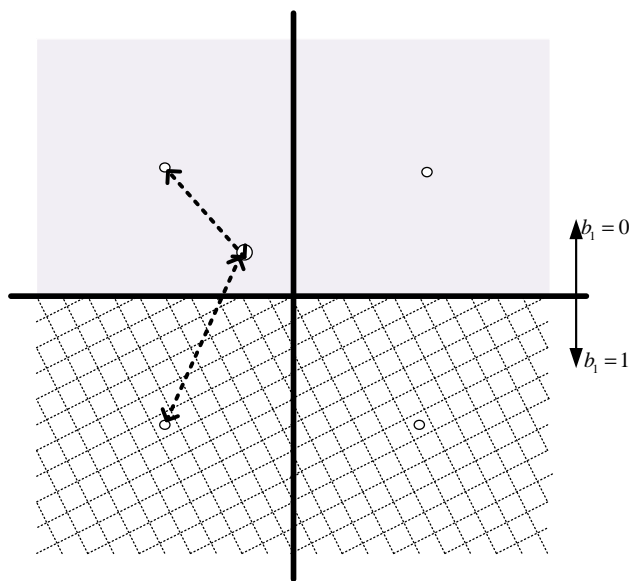


圖 2.12 計算 $LLR(b_1)$ 示意圖

然而，對無合成器之 LINC-OFDM 系統而言，頻域表示式與架構圖如下：

$$\mathbf{r}_f = \mathbf{H}_1 \mathbf{s}_{f1} + \mathbf{H}_2 \mathbf{s}_{f2} + \mathbf{n}_f \quad (2.15)$$

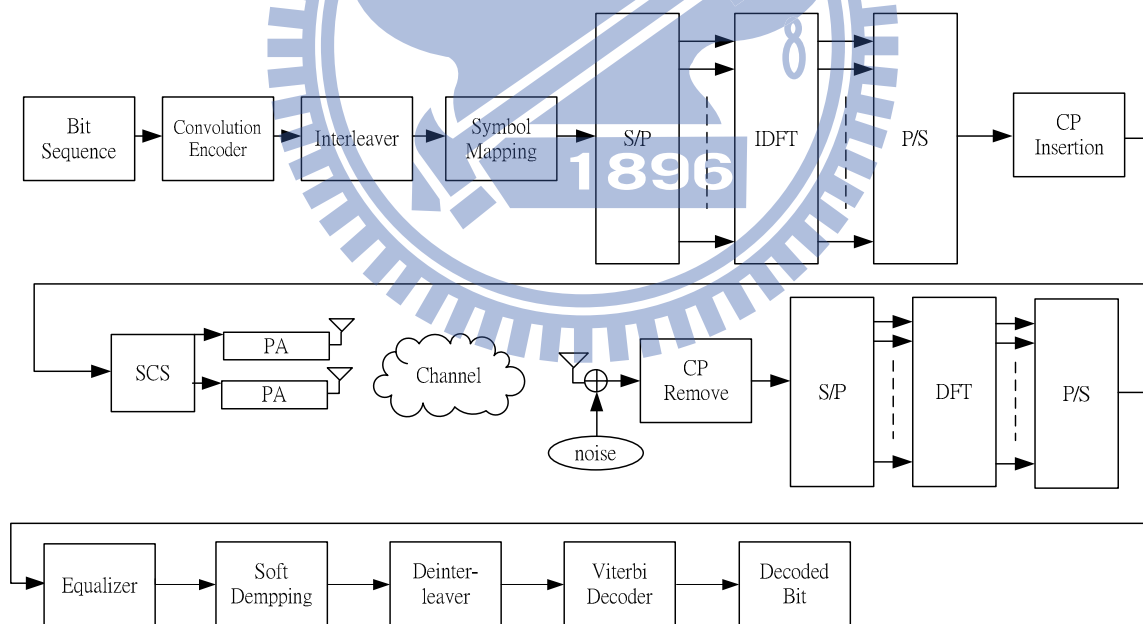


圖 2.13 Viterbi 解碼器下的 LINC-OFDM 系統架構

其中， \mathbf{s}_{f1} 、 \mathbf{s}_{f2} 分別為 LINC 在時域上拆解後轉換回到頻域上的訊號。

而在[7]裡使用了修正型強制歸零(Modified Zero-forcing; MZF)等化器來等化 LINC 通道，將接收到的訊號整理為下面式子的型式：

$$\mathbf{r}_f = \underbrace{\left(\frac{(\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2) + \mu(\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2)}{2} \right)}_{\text{detected signal}} \mathbf{s}_f + j \underbrace{\left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right)}_{\text{interference}} \mathbf{F}(\mathbf{C}(\mathbf{s}_t) - \mu \mathbf{I}) \mathbf{F}^H \mathbf{s}_f + \underbrace{\mathbf{n}_f}_{\text{noise}} \quad (2.16)$$

$$\text{where } \mathbf{C}(\mathbf{s}_t) = \text{diag} \left(\left[\sqrt{\frac{V_0^2}{|s_{t,0}|^2} - 1} \quad \sqrt{\frac{V_0^2}{|s_{t,1}|^2} - 1} \quad \dots \quad \sqrt{\frac{V_0^2}{|s_{t,N-1}|^2} - 1} \right] \right)$$

其中， μ 為一可設定參數 ($\mu=0$ 時即為強制歸零等化器)。再透過對干擾加雜訊的功率的估計，就可以使用此干擾與雜訊的功率來做為 LLR 運算的雜訊功率。其中，對干擾項的期望值可以下式來近似：

$$\sigma_{\text{interference}}^2 = V_0^2 + (\mu^2 - 1)E_s - \mu V_0 \sqrt{\pi E_s} + \frac{0.9\mu}{V_0} \sqrt{\pi E_s}^3 \quad (2.17)$$

透過對(2.17)的 μ 微分，我們可以找出使的干擾項最小的 μ ：

$$\mu_{\min} = \frac{V_0}{2} \sqrt{\frac{E_s}{\pi}} \frac{0.45}{V_0} \sqrt{\pi E_s} \quad (2.18)$$

因此，LINC-OFDM 的修正型強制歸零等化器的 LLR 可以下面的列式表示：

$$LLR(b_i) = \frac{|(H_{1,k} + H_{2,k}) + j\mu(H_{1,k} - H_{2,k})|^2}{\sigma_{\text{interference}}^2 |H_{1,k} - H_{2,k}|^2 + 4N_0} \left\{ \min_{\alpha \in S_i^{(0)}} |s_{f,k} - \alpha|^2 - \min_{\alpha \in S_i^{(1)}} |s_{f,k} - \alpha|^2 \right\} \quad (2.19)$$

2.3.3. 列表式 Viterbi 演算法(List Viterbi Algorithm; LVA)

傳統 Viterbi 演算法(Viterbi algorithm; VA)中僅保留下一條最佳路徑，此最佳路徑在 LINC-OFDM 很有可能在訊號拆解器後因兩個固定波包訊號所經過的兩個通道差異而發生錯誤，造成傳統的 VA 得到的最佳路徑可能不是正確的路徑，為了要提升編碼增益，在解碼時可以增加每個狀態保留的存活路徑(survival path)個數，增加選到正確路徑的可能性。

在[9]中提出了 LVA 的解碼方式，此演算法的主要原理是保留多路徑，每個狀態點

保留 L 個最佳的路徑值。我們先來說明以下的演算法符號表示， $\alpha_t(i,k)$ 表示在時間 t 時、第 i 狀態下、第 k 小的累積計量值。 $c_t(j,i)$ 表示時間 $t-1$ 到 t 、從狀態 j 到狀態 i 所需的計量值。 $\xi_t(i,k)$ 表示時間 t 時第 i 狀態下、第 k 小的累積計量值來自於哪一個狀態。 $\lambda_t(i,k)$ 用來記錄時間 $t-1$ 第 k 好 (k -th best) 的路徑在時間 t 通過狀態 i 。

LVA 的解碼程序如下：

1. 初始階段(Initialization Phase) : ($t=1$)

將累積計量值 $\alpha_0(i,k)$ 初始為 0，設定初始狀態記錄在時間 $t=1$ 為 1。

$$\alpha_1(i,k) = c_1(1,i)$$

$$\lambda_1(i,k) = 1$$

$$1 \leq i \leq N$$

$$1 \leq k \leq L$$

(2.20)

2. 遞迴階段(Recursive Phase) : ($2 \leq t \leq T-1$)

其中的 $\min^{(k)}$ 表示第 k 小的值； j^* 與 l^* 分別代表第 k 好路徑是來自上一個時刻的狀態 j^* 的第 l^* 佳路徑。

$$\alpha_t(i,k) = \min_{\substack{1 \leq j \leq N \\ 1 \leq l \leq L}}^{(k)} [\alpha_{t-1}(j,l) + c_t(j,i)]$$

$$(j^*, l^*) = \arg \min_{\substack{1 \leq j \leq N \\ 1 \leq l \leq L}}^{(k)} [\alpha_{t-1}(j,l) + c_t(j,i)]$$

$$\xi_t(i,k) = j^*$$

$$\lambda_t(i,k) = l^*$$

$$1 \leq i \leq N$$

(2.21)

3. 結束階段(Termination Phase) : ($t=T$)

$$\begin{aligned}
\alpha_T(i, k) &= \min_{\substack{1 \leq j \leq N \\ 1 \leq l \leq L}}^{(k)} [\alpha_{T-1}(j, l) + c_T(j, i)] \\
(j^*, l^*) &= \arg \min_{\substack{1 \leq j \leq N \\ 1 \leq l \leq L}}^{(k)} [\alpha_{T-1}(j, l) + c_T(j, i)] \\
\xi_t(i, k) &= j^* \\
\lambda_t(i, k) &= l^*
\end{aligned} \tag{2.22}$$

4. 路徑追溯(path backtracking)：因此可以得到第 k 好的路徑即為

$$(1, j_1, \dots, j_{T-1}, 1) \tag{2.23}$$

$$\begin{aligned}
j_t &= \xi_{t+1}(j_{t+1}, l_{t+1}) \\
l_t &= \lambda_{t+1}(j_{t+1}, l_{t+1}) \\
j_{M-1} &= \xi_M(1, k) \\
l_{M-1} &= \lambda_M(1, k)
\end{aligned} \tag{2.24}$$

當 LVA 中的 L 愈大時，代表保留的路徑數愈多，選擇到正確路徑的可能性就愈高，因為保留的路徑數增加，因此在硬體的實作上需要多付出 L 倍的記憶體空間來儲存路徑的代價。[7] 的文中提出將 LVA 取代 VA 加入 LINC-OFDM，並且將 LVA 所計算得到的 L 個路徑，透過重新經過卷積編碼、OFDM 調變以及 LINC 拆解後做 ML 的偵測，也就是利用接收到的訊號與重建的訊號相減取最短距離，來找出最後的解碼位元。詳細的做法可以參考以下的數學式與架構圖：

$$\hat{l} = \arg \min_{1 \leq l \leq L} \left\| \mathbf{r} - \frac{1}{2} \mathbf{H}_1 \mathbf{F} (\mathbf{I} + j\mathbf{C}(\hat{\mathbf{s}}_l^{(l)})) \mathbf{s}_l^{(l)} - \frac{1}{2} \mathbf{H}_2 \mathbf{F} (\mathbf{I} - j\mathbf{C}(\hat{\mathbf{s}}_l^{(l)})) \mathbf{s}_l^{(l)} \right\| \tag{2.25}$$

$\hat{\mathbf{s}}_l^{(l)}$ 表示第 l 個路徑所對應到的 OFDM 時域區塊符元。

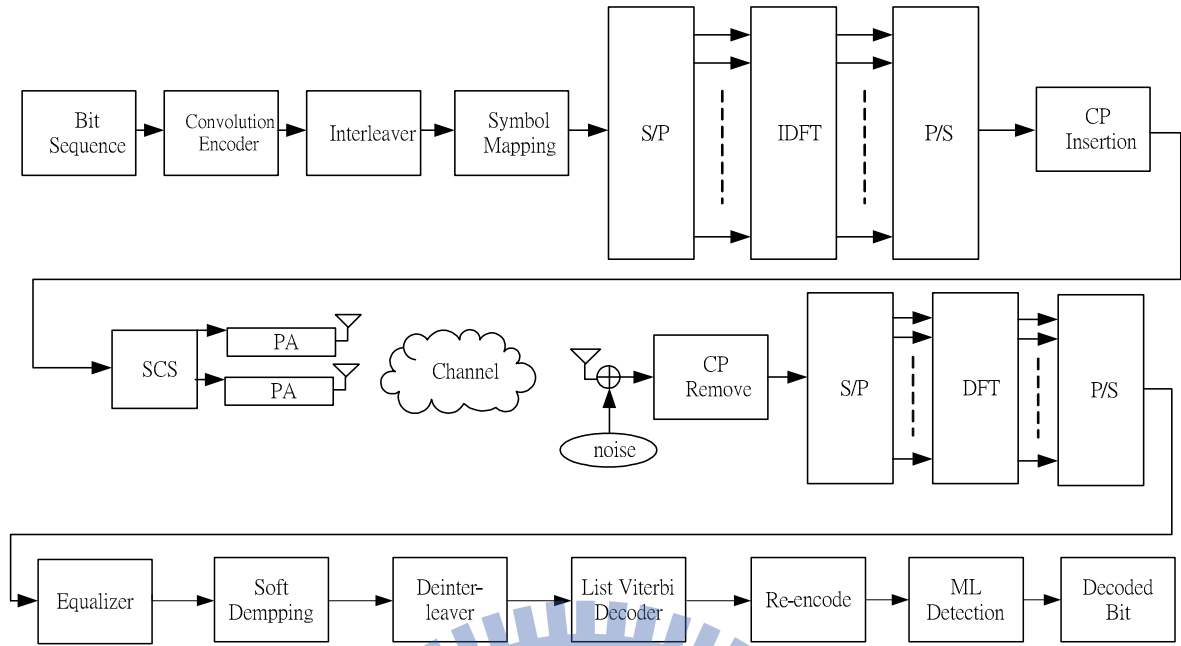
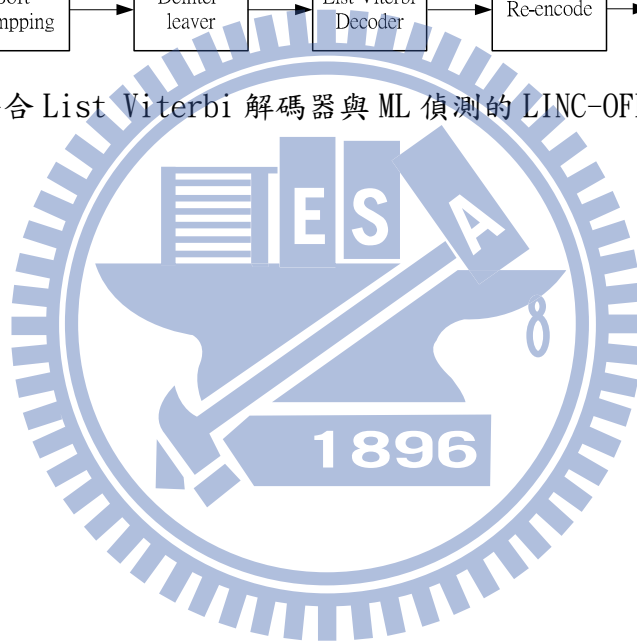


圖 2.14 整合 List Viterbi 解碼器與 ML 偵測的 LINC-OFDM 系統架構



三、 QLINC-OFDM 系統

本章將會介紹我們所提出的無合成器的 QLINC 系統，主要是將[8]所提出的 QLINC 系統配合上[7]的無合成器 LINC 系統，而得到一新的架構。本章將會在第一節介紹 QLINC 系統架構，第二節介紹為此架構下所設計的檢測器(detector)，第三節則說明使用此架構的功率效益(power efficiency)上的優點。

3.1 QLINC 系統

3.1.1. QLINC 介紹

在一般 LINC 的系統當中，我們會使用反向相位(outphasing)的方式將一個複數頻訊號 s_t ，拆解成兩個振幅固定的訊號 s_{t1} 以及 s_{t2} ，如下(3.1)所示：

$$\begin{aligned} s_{t1} &= \frac{1}{2}(s_t + e) \\ s_{t2} &= \frac{1}{2}(s_t - e) \end{aligned} \quad (3.1)$$

而我們的修正向量 e 如下(3.2)所示：

$$e = j s_t \sqrt{\frac{V_0}{|s_t|^2} - 1} \quad (3.2)$$

而其中的 V_0 是 LINC 系統中的最大允許振幅，而經由訊號元件拆解器(Signal Component

Separator ; SCS)所拆解出來的兩訊號之振幅必然是 $\frac{V_0}{2}$ 。

而[8]所提出的正交相位的 LINC 系統主要是將欲傳送之基頻訊號以實部與虛部分開各別處理，就如同下式的 s_{tI} 與 s_{tQ} ：

$$\mathbf{s}_t = \mathbf{s}_{tI} + \mathbf{s}_{tQ} \text{ where } \begin{cases} \mathbf{s}_{tI} = \text{Re}\{\mathbf{s}_t\} \\ \mathbf{s}_{tQ} = j \text{Im}\{\mathbf{s}_t\} \end{cases} \quad (3.3)$$

其中的 \mathbf{s}_{tI} 表示訊號在時域上的實部同相項(in-phase term)，而 \mathbf{s}_{tQ} 即表示訊號在時域上的虛部正交項(quadrature term)。我們將實部直接在實數軸上做 LINC 分解，不過，在 QLINC 裡面我們為了達到提升功率頻譜使用效率，特別將 \mathbf{s}_{tI} 裡面每個各別元素是否大於 0 或是小於 0 分開討論，如此可以得到一個垂直於實數軸訊號的修正項 \mathbf{e}_I ，如下圖所示：

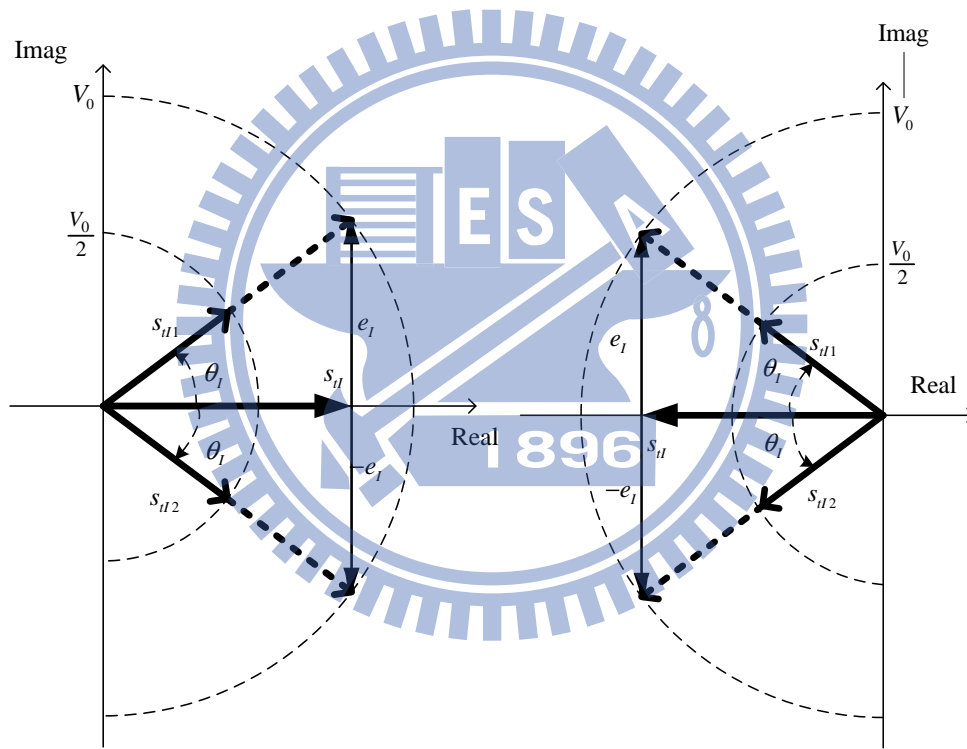


圖 3.1 實數訊號的 LINC 拆解

如同圖所示意的，由於在 QLINC 系統下，我們將實數訊號與虛數訊號分別做 LINC 拆解，所以我們的修正項 \mathbf{e}_I 必然相位會在垂直於實數軸的虛數軸上。也因為如此我們對此實部部分做 LINC 拆解時，輸出的 \mathbf{s}_{tI1} 與 \mathbf{s}_{tI2} 會呈現是一個共軛組合。QLINC 的精神在於將實數拆解的訊號，讓第一和第二象限的訊號放在一路，第三和第四象限的訊號放在另一

路，因此同一路的訊號相位差，不會超過 180 度，因為訊號的相關性提高，頻寬因此減小，使得頻帶外的訊號降低。我們可以對虛數的訊號做相同的拆解，下圖是虛數的拆解示意圖：

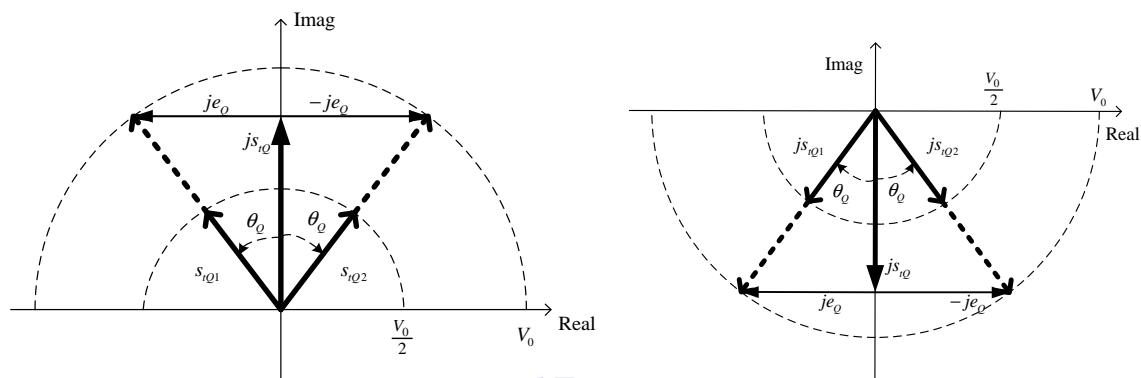


圖 3.2 虛數訊號的 LINC 拆解

我們讓第一和第四象限的訊號放在一路，第二和第三象限的訊號放在另一路，因此同一路的訊號相位差，不會超過 180 度。QLINC 的傳送器就如同下面圖示：

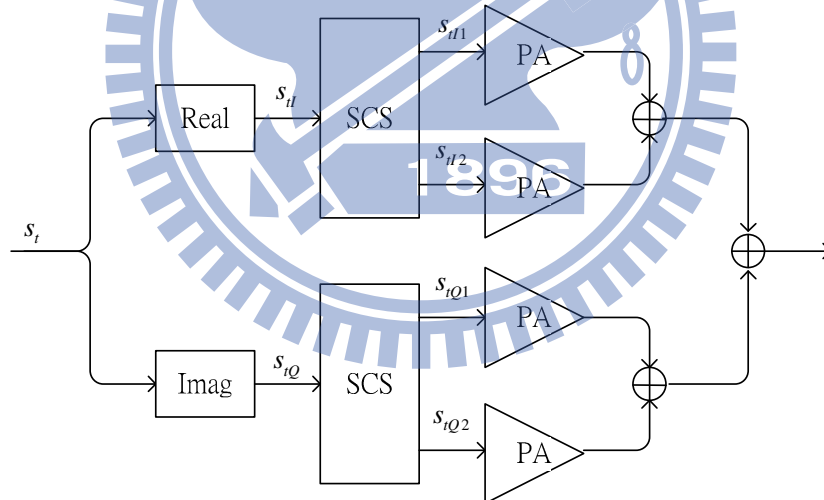


圖 3.3 Quad-LINC 訊號拆解元件

而 QLINC 本身會有合成器設計的瓶頸，因此我們也提出無合成器的 QLINC 來解決此問題。

3.1.2. 無合成器之 QLINC-OFDM 系統

跟無合成器之 LINC 一樣，無合成器的 QLINC 主要是透過無線傳輸的方式將拆解後的基頻訊號載到射頻後，直接透過天線傳出去，並且讓拆解的訊號在自然的環境通道影

響下自然合成。下面的圖示為沒有合成器的 QLINC 示意圖：

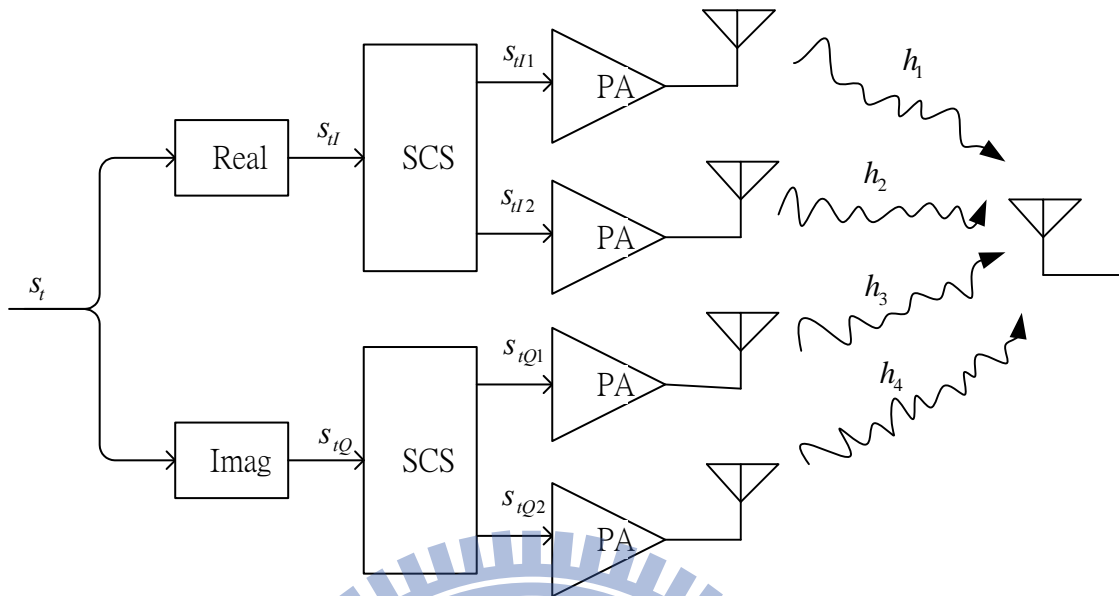


圖 3.4 無合成器之 Quad-LINC

圖 3.5 是我們所提出的 QLINC 系統的完整圖，我們可以看到傳送端先產生了想要傳送的二元位元(binary bits)，經過符元對映(symbol mapping)，也就是數位上的調變(例如：BPSK、QPSK、M-QAM)，將二元位元映射到複數平面上的某個星座點(constellation point)，再透過序列/平行轉換器(S/P)組成一個 OFDM 符元，將原本在頻域的訊號透過反離散傅立葉轉(IDFT)換轉換為時域訊號後，再由平行/序列轉換器(P/S)送至訊號拆解器(SCS)做 LINC 拆解，在傳送端最後由放大器放大後交由天線送訊號出去。接收端則與一般 OFDM 的接收端架構雷同，即經過 OFDM 解調以及檢測後找出我們的反對映(demapping)，並且解出位元。

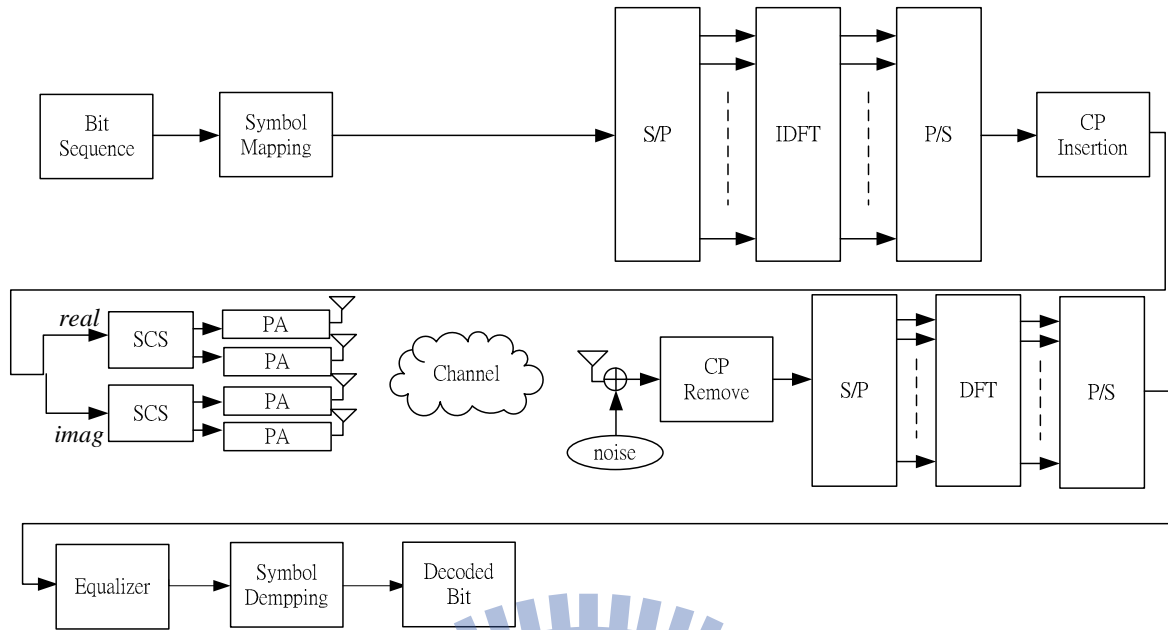


圖 3.5 Quad-LINC 系統架構

接下來，我們以數學式來說明無合成器的 QLINC。以 LINC 拆解實數部分 \mathbf{s}_{I1} 與虛數部分 \mathbf{s}_{IQ} ，可以得到以下(3.4)、(3.5)的式子：

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{I1} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_{I1} + \mathbf{e}_I) \\ \mathbf{s}_{I2} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_{I1} - \mathbf{e}_I) \end{aligned} \quad \text{where } \mathbf{s}_{I1} = \text{Re}\{\mathbf{s}_t\} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{IQ1} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_{IQ} + \mathbf{e}_Q) \\ \mathbf{s}_{IQ2} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_{IQ} - \mathbf{e}_Q) \end{aligned} \quad \text{where } \mathbf{s}_{IQ} = j \text{Im}\{\mathbf{s}_t\} \quad (3.5)$$

由於虛部經過 LINC 分解時，它的 \mathbf{e}_Q 調整項在運算時 $|\text{Im}\{s_{t,k}\}|^2 = |j \text{Im}\{s_{t,k}\}|^2$ ，所以可以視同為將虛部的值做分解，最後再將 j 乘上去。

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_I &= \left[j|s_{I,0}| \sqrt{\frac{V_0}{|s_{I,0}|^2} - 1} \cdots j|s_{I,N-1}| \sqrt{\frac{V_0}{|s_{I,N-1}|^2} - 1} \right]^T \\ &= \left[j|\operatorname{Re}\{s_{t,0}\}| \sqrt{\frac{V_0}{|\operatorname{Re}\{s_{t,0}\}|^2} - 1} \cdots j|\operatorname{Re}\{s_{t,N-1}\}| \sqrt{\frac{V_0}{|\operatorname{Re}\{s_{t,N-1}\}|^2} - 1} \right]^T \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_Q &= \left[j|s_{tQ,0}| \sqrt{\frac{V_0}{|s_{tQ,0}|^2} - 1} \cdots j|s_{tQ,N-1}| \sqrt{\frac{V_0}{|s_{tQ,N-1}|^2} - 1} \right]^T \\ &= \left[-|\operatorname{Im}\{s_{t,0}\}| \sqrt{\frac{V_0}{|\operatorname{Im}\{s_{t,0}\}|^2} - 1} \cdots -|\operatorname{Im}\{s_{t,N-1}\}| \sqrt{\frac{V_0}{|\operatorname{Im}\{s_{t,N-1}\}|^2} - 1} \right]^T \end{aligned} \quad (3.7)$$

\mathbf{s}_{I1} 、 \mathbf{s}_{I2} 、 \mathbf{s}_{tQ1} 與 \mathbf{s}_{tQ2} 是經由 QLINC 拆解後所產生的子訊號， \mathbf{e}_I 、 \mathbf{e}_Q 為 LINC 拆解時對應的實部與虛部修正量。也正因為 \mathbf{e}_I 垂直於實數軸， \mathbf{e}_Q 垂直於虛數軸。所以，對實部分 \mathbf{s}_{II} 分解時， \mathbf{s}_{I1} 、 \mathbf{s}_{I2} 的實數項會與 \mathbf{s}_{II} 呈倍數關係，虛數項會與 \mathbf{e}_I 呈倍數關係。相反地，對虛部分 \mathbf{s}_{tQ} 分解時， \mathbf{s}_{tQ1} 、 \mathbf{s}_{tQ2} 的虛數項會與 \mathbf{s}_{tQ} 呈倍數關係，實數項會與 \mathbf{e}_Q 呈倍數關係。而這也是為什麼在 QLINC 方式下，能夠有更好的功率效益，這優點在後面的章節我們會有所討論。

接著，我們要來看看 QLINC 是如何與 OFDM 系統做結合。首先，傳送端的反傅立葉轉換(IDFT)會將我們的頻域上的映射符元轉換到時域上，在下面我們先來看一些接下來會用的一些轉換特性：

$$\mathbf{S}_f \xrightarrow{IDFT} \mathbf{S}_t \quad (3.8)$$

$$\frac{\mathbf{s}_f + \bar{\mathbf{s}}_f}{2} \xrightarrow{IDFT} \text{Re}\{\mathbf{s}_t\} = \mathbf{s}_{tI} \quad (3.10)$$

$$\frac{\mathbf{s}_f - \bar{\mathbf{s}}_f}{2} \xrightarrow{IDFT} j \text{Im}\{\mathbf{s}_t\} = \mathbf{s}_{tQ} \quad (3.11)$$

$$\text{where } \begin{cases} \mathbf{s}_f = [s_{f,0} & s_{f,1} & \cdots & s_{f,N-1}]^T \\ \bar{\mathbf{s}}_f = [s_{f,0}^* & s_{f,N-1}^* & \cdots & s_{f,1}^*]^T \\ \mathbf{s}_t = [s_{t,0} & s_{t,1} & \cdots & s_{t,N-1}]^T \end{cases} \quad (3.12)$$

我們以粗體字來表示一個 OFDM 符元， N 是 OFDM 的符元大小，符號右下角的 t 與 f 分別對應時域訊號與頻域訊號，而 $\bar{\mathbf{s}}_f$ 則是讓 \mathbf{s}_f 在非直流(DC)項有一整體反向旋轉，並且共軛。當我們將 QLINC 拆解的四個子 OFDM 符元由天線經由通道傳送出去後，接收端所收到的時域訊號將會是如下面(3.13)所描述的情況：

$$\mathbf{r}_t = \mathbf{h}_1 \otimes_N \mathbf{s}_{fI1} + \mathbf{h}_2 \otimes_N \mathbf{s}_{fI2} + \mathbf{h}_3 \otimes_N \mathbf{s}_{fQ1} + \mathbf{h}_4 \otimes_N \mathbf{s}_{fQ2} + \mathbf{n}_t \quad (3.13)$$

其中 r_t 為接收到的訊號， \mathbf{h}_1 、 \mathbf{h}_2 、 \mathbf{h}_3 、 \mathbf{h}_4 為各自傳送的通道， \otimes_N 表示 N 大小的迴旋卷積(circular convolution)，添加 CP 後的 OFDM 區塊做卷積(convolution)時可以視同為做迴旋卷積。由於(3.14)的關係式，我們可以將時域上的接收訊號轉到頻域上觀察：

$$\mathbf{x}_t \otimes_N \mathbf{y}_t \xrightarrow{DFT} \mathbf{x}_f \mathbf{y}_f \quad (3.14)$$

在此，我們的 DFT 是屬於單位化的離散傅立葉轉換(unitary DFT)。當我們將接收到的訊號經過 DFT 回到頻域後，可以看到如下(3.15)所表示的結果：

$$\mathbf{r}_f = \mathbf{H}_1 \mathbf{s}_{fI1} + \mathbf{H}_2 \mathbf{s}_{fI2} + \mathbf{H}_3 \mathbf{s}_{fQ1} + \mathbf{H}_4 \mathbf{s}_{fQ2} + \mathbf{n}_f \quad (3.15)$$

3.2 QLINC 檢測器

3.2.1. QLINC 檢測器

這一小節我們將介紹我們所提出來適用在 QLINC 架構下的檢測器，主要的概念跟[7]裡面的 MZF 類似。為了推導出我們的檢測器，我們先對符號先稍作說明，並且將(3.4)、(3.5)的 \mathbf{e}_I 、 \mathbf{e}_Q 稍做變化。

$$\begin{aligned}\mathbf{e}_I &= j\mathbf{C}(s_{tI})|\mathbf{s}_{tI}| \\ \mathbf{e}_Q &= -\mathbf{C}(s_{tQ})|\mathbf{s}_{tQ}|\end{aligned}\tag{3.16}$$

$$\text{where } \begin{cases} |\mathbf{s}_{tI}| = [|s_{tI,0}| & |s_{tI,1}| & \dots & |s_{tI,N-1}|]^T \\ |\mathbf{s}_{tQ}| = [|s_{tQ,0}| & |s_{tQ,1}| & \dots & |s_{tQ,N-1}|]^T \end{cases}\tag{3.16}$$

$$\mathbf{s}_{tI} = [\text{Re}\{s_{t,0}\} \quad \text{Re}\{s_{t,1}\} \quad \dots \quad \text{Re}\{s_{t,N-1}\}]^T\tag{3.17}$$

$$\mathbf{s}_{tQ} = [j \text{Im}\{s_{t,0}\} \quad j \text{Im}\{s_{t,1}\} \quad \dots \quad j \text{Im}\{s_{t,N-1}\}]^T\tag{3.18}$$

$$\mathbf{C}(s_{tI}) = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{V_0^2}{|\text{Re}\{s_{t,0}\}|^2} - 1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{V_0^2}{|\text{Re}\{s_{t,1}\}|^2} - 1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{\frac{V_0^2}{|\text{Re}\{s_{t,N-1}\}|^2} - 1} \end{bmatrix}\tag{3.19}$$

$$\mathbf{C}(s_{tQ}) = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{V_0^2}{|\text{Im}\{s_{t,0}\}|^2} - 1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{V_0^2}{|\text{Im}\{s_{t,1}\}|^2} - 1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{\frac{V_0^2}{|\text{Im}\{s_{t,N-1}\}|^2} - 1} \end{bmatrix}\tag{3.20}$$

然後將(3.16)代入(3.4)、(3.5)可以得到以下的新式：

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{I1} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_I + j\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I|) \xrightarrow{DFT} \mathbf{s}_{f1} = \frac{1}{2}\mathbf{F}(\mathbf{s}_I + j\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I|) \\ \mathbf{s}_{I2} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_I - j\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I|) \xrightarrow{DFT} \mathbf{s}_{f2} = \frac{1}{2}\mathbf{F}(\mathbf{s}_I - j\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I|) \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{IQ1} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_{IQ} - \mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|) \xrightarrow{DFT} \mathbf{s}_{fQ1} = \frac{1}{2}\mathbf{F}(\mathbf{s}_{IQ} - \mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|) \\ \mathbf{s}_{IQ2} &= \frac{1}{2}(\mathbf{s}_{IQ} + \mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|) \xrightarrow{DFT} \mathbf{s}_{fQ2} = \frac{1}{2}\mathbf{F}(\mathbf{s}_{IQ} + \mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|) \end{aligned} \quad (3.22)$$

上面轉換式中 \mathbf{F} 是離散傅立葉轉換矩陣(DFT matrix)，我們可以用(3.21)、(3.22)來代入(3.15)，並且得到以下的(3.23)：

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_f &= \frac{1}{2}\mathbf{H}_1\mathbf{F}(\mathbf{s}_I + j\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I|) + \frac{1}{2}\mathbf{H}_2\mathbf{F}(\mathbf{s}_I - j\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I|) \\ &\quad + \frac{1}{2}\mathbf{H}_3\mathbf{F}(\mathbf{s}_{IQ} - \mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|) + \frac{1}{2}\mathbf{H}_4\mathbf{F}(\mathbf{s}_{IQ} + \mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|) + \mathbf{n}_f \end{aligned} \quad (3.23)$$

方程式中我們的 $\mathbf{H}_i = \text{diag}(\mathbf{H}_{i,0}, \dots, \mathbf{H}_{i,N-1})$ 。

接著，我們將收到的訊號以類似 ZF 的方式，拆成偵測的訊號與干擾雜訊項，如(3.24)所表示的：

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_f &= \underbrace{\left(\frac{\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_3 + \mathbf{H}_4}{4} \right) \mathbf{s}_f + \left(\frac{\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{4} \right) \bar{\mathbf{s}}_f}_{\text{detected signal}} \\ &\quad + \underbrace{j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) \mathbf{F}\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I| - \left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \mathbf{F}\mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|}_{\text{interference}} + \underbrace{\mathbf{n}_f}_{\text{noise}} \end{aligned} \quad (3.24)$$

再下來，我們將干擾與雜訊項單獨拿來做觀察並且做一個特殊的調整：

$$\begin{aligned} \mathbf{n}'_f &= \underbrace{j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) \mathbf{F}\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\mathbf{s}_I| - \left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \mathbf{F}\mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\mathbf{s}_{IQ}|}_{\text{interference}} + \underbrace{\mathbf{n}_f}_{\text{noise}} \\ &= \underbrace{j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) \mathbf{F}\mathbf{C}(\mathbf{s}_I)(|\text{Re}\{\mathbf{s}_I\}|) - \left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \mathbf{F}\mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})(|\text{Im}\{\mathbf{s}_I\}|)}_{\text{interference}} + \underbrace{\mathbf{n}_f}_{\text{noise}} \\ &= \underbrace{j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) \mathbf{F}(\mu_E \mathbf{1} + \mathbf{C}(\mathbf{s}_I)|\text{Re}\{\mathbf{s}_I\}| - \mu_E \mathbf{1}) - \left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \mathbf{F}(\mu_E \mathbf{1} + \mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ})|\text{Im}\{\mathbf{s}_I\}| - \mu_E \mathbf{1})}_{\text{interference}} + \underbrace{\mathbf{n}_f}_{\text{noise}} \end{aligned}$$

(3.25)

其中 $\mathbf{1} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ 是一個全部元素皆為 1 的向量。接著將 $\mu_E \mathbf{1}$ 特別提出來：

$$\begin{aligned}
\mathbf{n}'_f &= \underbrace{\left(j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) - \left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \right) \mathbf{F} \mu_E \mathbf{1} + j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) \mathbf{F} (\mathbf{C}(\mathbf{s}_{I'}) \operatorname{Re}\{\mathbf{s}_t\}) - \mu_E \mathbf{1}}_{\text{interference}} \\
&\quad - \underbrace{\left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \mathbf{F} (\mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ}) \operatorname{Im}\{\mathbf{s}_t\}) - \mu_E \mathbf{1}}_{\text{interference}} + \underbrace{\mathbf{n}_f}_{\text{noise}} \\
&= \underbrace{\mu_E \sqrt{N} \left(j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) - \left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \right) \mathbf{e}}_{\text{DC interference term}} + \underbrace{j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) \mathbf{F} (\mathbf{C}(\mathbf{s}_{I'}) \operatorname{Re}\{\mathbf{s}_t\}) - \mu_E \mathbf{1}}_{\text{interference}} \\
&\quad - \underbrace{\left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \mathbf{F} (\mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ}) \operatorname{Im}\{\mathbf{s}_t\}) - \mu_E \mathbf{1}}_{\text{interference}} + \underbrace{\mathbf{n}_f}_{\text{noise}}
\end{aligned} \tag{3.26}$$

其中， $\mathbf{e} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ ， N 是 OFDM 的符元大小。而(3.26)的第二個等式的原因在於：

$$\mathbf{1} \xrightarrow{DFT} \sqrt{N} \mathbf{e} \tag{3.27}$$

透過這樣的處理方式，我們可以將接收到的訊號 \mathbf{r}_f 的 DC 部分扣掉(3.26)左半邊的 DC 干擾部分，再透過找出後半部的非 DC 干擾與雜訊的功率來算出我們 LLR 即可。因此

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}_{f,k} \\ \hat{\mathbf{s}}_{f,(-k) \bmod N}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ (B_{-k \bmod N})^* & (A_{-k \bmod N})^* \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} r_{f,k} - \xi_k \\ r_{f,(-k) \bmod N}^* - \xi_k^* \end{bmatrix}$$

where $A_k = \frac{H_{1,k} + H_{2,k} + H_{3,k} + H_{4,k}}{4}$, $B_k = \frac{H_{1,k} + H_{2,k} - H_{3,k} - H_{4,k}}{4}$ (3.28)

and $\xi = \mu_E \sqrt{N} \left(j \left(\frac{\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2}{2} \right) - \left(\frac{\mathbf{H}_3 - \mathbf{H}_4}{2} \right) \right) \mathbf{e}$

最後，我們則是希望找到一個 μ_E 使得它可以逼近 $\mathbf{C}(\mathbf{s}_{I'}) \operatorname{Re}\{\mathbf{s}_t\}$ 、 $\mathbf{C}(\mathbf{s}_{IQ}) \operatorname{Im}\{\mathbf{s}_t\}$ 統計上的期望值，這樣就可以在計算 LLR 時使得干擾項盡可能的小。而 μ_E 以及干擾與雜訊功率我們會在後面附錄做出推導。

3.2.2. LLR 軟性位元

在前面章節，我們有介紹到在有編碼的通訊系統架構下，我們會利用一些計量值 (metric) 來衡量決定我們的解碼輸出，而我們所提出的編碼式的無合成器 QLINC 也應用了計算 LLR 軟性位元來作為我們的計量值來配合 VA 的軟性解碼器，計算衡量輸出的解碼位元。

在前面章節所介紹的，是適用在我們的 OFDM 單一的子載波的計算軟性位元方式。而在我們的 QLINC 裡，因為我們的檢測器是屬於一個 2×2 的通道子載波矩陣來同時檢測第 k 個與第 $(-k) \bmod N$ 個子載波。因此，我們應用了 [11] 裡面所提到的一種在 MIMO 的通道計算 LLR 的方式來計算我們 QLINC 的 LLR 軟性位元。

首先，我們先來看在 QLINC 系統下第 k 個子載波所接收到的頻域訊號為 $r_{f,k}$ 時，應該如何來表示其 ML 函數，在這邊我們必須先將 DC 值先行扣除：

$$p\left(\begin{bmatrix} r'_{f,k} \\ r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix} \middle| s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp \left(-\frac{\left\| \begin{bmatrix} r'_{f,k} \\ r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ (B_{-k \bmod N})^* & (A_{-k \bmod N})^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ s_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix} \right\|^2}{2N_0} \right)$$

where $r'_{f,k} = r_{f,k} - \xi_k$ & $r'_{f,(-k) \bmod N} = r_{f,(-k) \bmod N} - \xi_k^*$, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ (B_{-k \bmod N})^* & (A_{-k \bmod N})^* \end{bmatrix}$

(3.29)

在此，因為我們要求得 $r_{f,k}$ 的 ML 函數時，由於我們的檢測器設計 (3.28) 關係，我們需要透過兩個子載波來求得此 ML 函數。接著，我們將一步一步推導出 QLINC 的 LLR 表示式：

$$\begin{aligned}
LLR(b_i) &\equiv \ln \frac{\mathbf{P}(b_i = 1 | \begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^*, \mathbf{H})}{\mathbf{P}(b_i = 0 | \begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^*, \mathbf{H})} \\
&= \ln \frac{\sum_{\alpha \in S_i^{(1)}} \mathbf{P}(s_{f,k} = \alpha | \begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^*, \mathbf{H})}{\sum_{\alpha \in S_i^{(0)}} \mathbf{P}(s_{f,k} = \alpha | \begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^*, \mathbf{H})}
\end{aligned} \tag{3.30}$$

這裡 $S_i^{(m)}$ 表示所有 M-QAM 星座點中第 i 個位元等於 m (例： $m=0$ 或 1) 所形成的集合。另外，在此我們皆假設我們的通道 \mathbf{H} 皆是已知。因為我們 LLR 的定義是 1 在分子，0 在分母，所以當 $LLR(b_k) > 0$ 判斷 b_k 為 1；反之，判斷為 0。接著我繼續化簡 LLR：

$$\begin{aligned}
LLR(b_i) &= \ln \frac{\sum_{\alpha \in S_i^{(1)}} \mathbf{P}(\begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^* | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})}{\sum_{\alpha \in S_i^{(0)}} \mathbf{P}(\begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^* | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})} \\
&\approx \ln \frac{\max_{\alpha \in S_i^{(1)}} \mathbf{P}(\begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^* | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})}{\max_{\alpha \in S_i^{(0)}} \mathbf{P}(\begin{bmatrix} r'_{f,k} & r'_{f,(-k) \bmod N} \end{bmatrix}^* | s_{f,k} = \alpha, \mathbf{H})}
\end{aligned} \tag{3.31}$$

(3.30) 的第一個等式是我們假設我們所傳送的頻域訊號皆為等機率，也就可以將 MAP 化為 ML。第二等式是當我們在雜訊很小的情況下，第一式的總和機率可以用所有裡面最大的來近似取代而來。接下來可以得到以下式子：

$$\begin{aligned}
LLR(b_i) &\approx \min_{\alpha \in S_i^{(1)}} \left\{ \left| \frac{r'_{f,k} - A_k \alpha - B_k \beta}{\sigma_{F_k}^2} \right|^2 + \left| \frac{r'_{f,(-k) \bmod N} - (B_{-k \bmod N})^* \alpha - (A_{-k \bmod N})^* \beta}{\sigma_{F_{(-k) \bmod N}}^2} \right|^2 \right\} \\
&\quad - \min_{\alpha \in S_i^{(0)}} \left\{ \left| \frac{r'_{f,k} - A_k \alpha - B_k \beta}{\sigma_{F_k}^2} \right|^2 + \left| \frac{r'_{f,(-k) \bmod N} - (B_{-k \bmod N})^* \alpha - (A_{-k \bmod N})^* \beta}{\sigma_{F_{(-k) \bmod N}}^2} \right|^2 \right\}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

這裡 β 即為 $s_{f,(-k) \bmod N}^*$ ，而 β 可以是 M-QAM 上的任何點並不受 α 限制。除了在我們的 $k=0$ 和 $N/2$ 的子載波上， $s_{f,k} = s_{f,(-k) \bmod N}$ 所以 $\alpha = \beta^*$ 。不過，在實際的 OFDM 系統上 $k=0$ 和 $N/2$ 的子載波屬於直流值，所以可以不考慮。另外， $\sigma_{F_k}^2$ 這個是我們的 QLINC 裡面的

第 k 個子載波的干擾加上雜訊的功率， $\sigma_{F_k}^2$ 的估計方式我們在附錄裡面會有推導。

3.2.3. 編碼無合成器 QLINC-OFDM 系統

最後，我們利用前面章節所介紹到的編碼無合成器 LINC-OFDM 系統，來使用在我們的 QLINC-OFDM 系統。下面的圖 3.6 可以說明我們的編碼無合成器 QLINC-OFDM 系統：

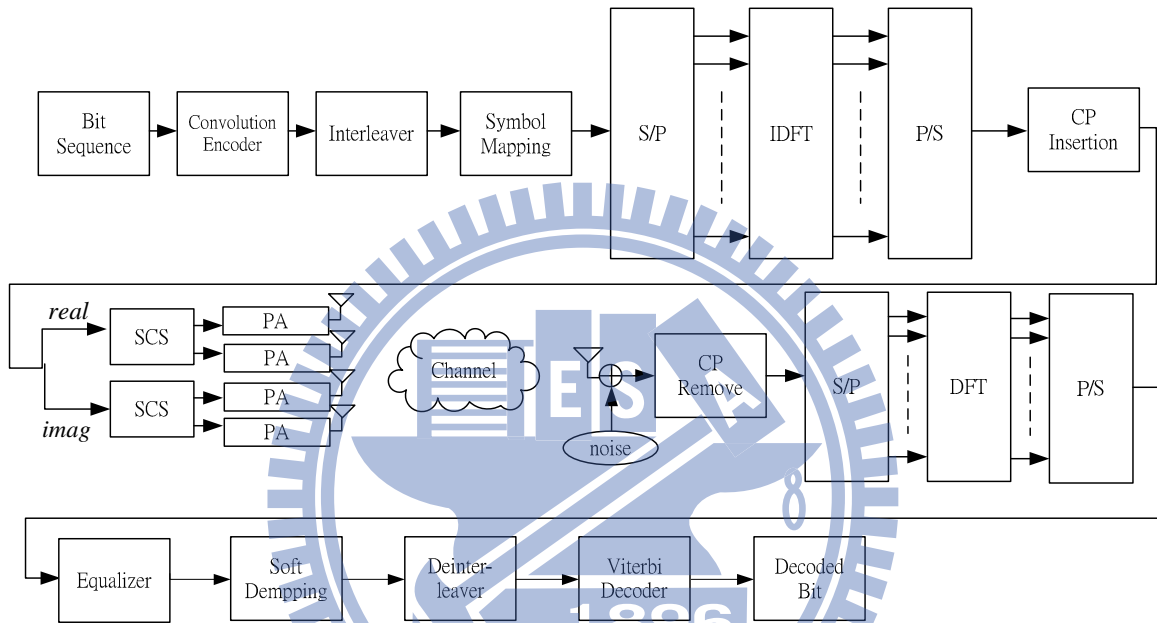


圖 3.6 Viterbi 解碼器下的 Quad-LINC 系統架構

其中，Soft Demapping 區塊就是透過前一小節的 LLR 來當我們的軟性解碼位元。跟[7]一樣，我們也提出了使用 LVA 演算法來改善編碼之 QLINC-OFDM 的效能。圖 3.7 說明這樣的架構：

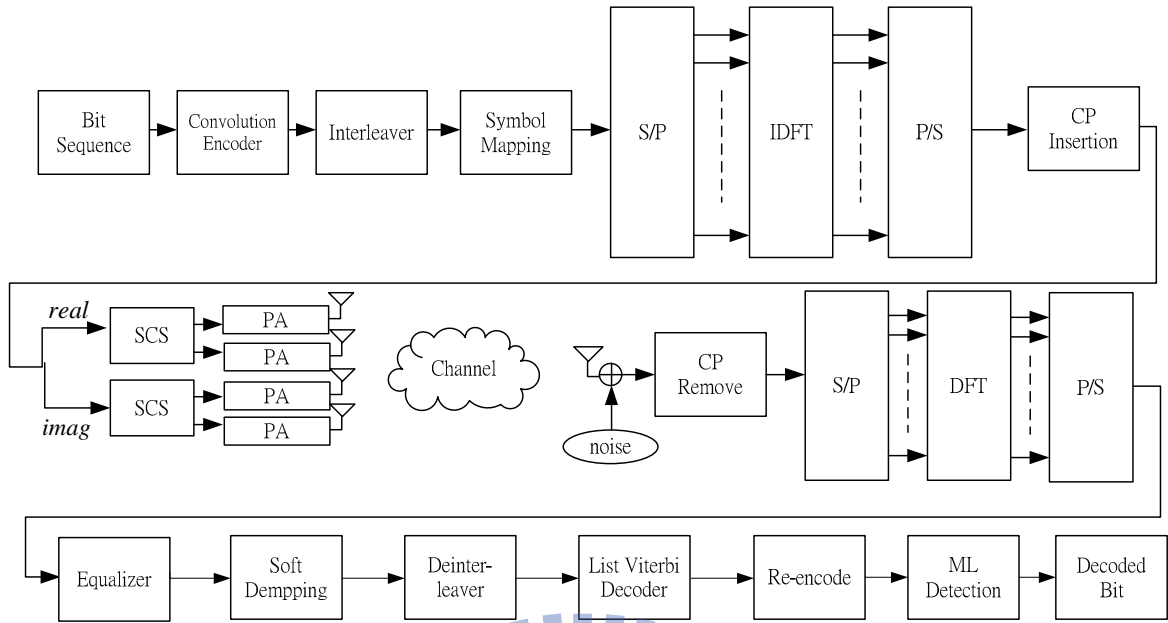


圖 3.7 List Viterbi 解碼器下的 Quad-LINC 系統架構

在前面章節我們有介紹到 LVA 演算法，我們選定 L 個候選路徑，並將此 L 個路徑進行重新編碼，找出它們各別的 OFDM 符元區塊，並且透過下面的 ML 檢測運算式找出較好的路徑，作為我們新的解碼位元：

$$\hat{l} = \arg \min_{1 \leq l \leq L} \left\| \mathbf{r} - \frac{1}{2} \mathbf{H}_1 \mathbf{F}(\hat{\mathbf{s}}_I^{(l)} + j\mathbf{C}(\hat{\mathbf{s}}_I^{(l)})|\hat{\mathbf{s}}_I^{(l)}|) - \frac{1}{2} \mathbf{H}_2 \mathbf{F}(\hat{\mathbf{s}}_I^{(l)} - j\mathbf{C}(\hat{\mathbf{s}}_I^{(l)})|\hat{\mathbf{s}}_I^{(l)}|) - \frac{1}{2} \mathbf{H}_3 \mathbf{F}(\hat{\mathbf{s}}_{IQ}^{(l)} - \mathbf{C}(\hat{\mathbf{s}}_{IQ}^{(l)})|\hat{\mathbf{s}}_{IQ}^{(l)}|) - \frac{1}{2} \mathbf{H}_4 \mathbf{F}(\hat{\mathbf{s}}_{IQ}^{(l)} + \mathbf{C}(\hat{\mathbf{s}}_{IQ}^{(l)})|\hat{\mathbf{s}}_{IQ}^{(l)}|) \right\| \quad (3.33)$$

上面的 $\hat{\mathbf{s}}_I^{(l)}$ 和 $\hat{\mathbf{s}}_{IQ}^{(l)}$ 表示第 l 個候選路徑，經過重新編碼後所對應到的 QLINC 的時域訊號的實部與虛部。經過上面的 ML 檢測結果後，選取最小距離的候選路徑，因為我們想要一個路徑使得雜訊 \mathbf{n}_f 越小越好。最後得到 \hat{l} 並且找出此候選指標所對應的編碼 $\hat{\mathbf{S}}_f^{(\hat{l})}$ ，就是我們透過 ML 方式所找出來的最佳的編碼位元。

3.3 頻帶外的干擾

在[8]所提到的 QLINC 方式裡面，最主要的好處就是能夠大幅降低對鄰頻的干擾 (Adjacent channel interference)，最主要的原因在於透過 QLINC 的拆解方式將訊號

分別對實部與虛部拆解，使得拆解後的訊號只會在兩個象限裏跳動，而原始的 LINC 所拆解出來訊號可能會座落於星座圖以 $\frac{V_o}{2}$ 為半徑的圓上，所以會使拆解出來要傳送的基頻訊號會隨機於第一、二、三、四象限裡跳動。如下面的圖 3.8 所示：

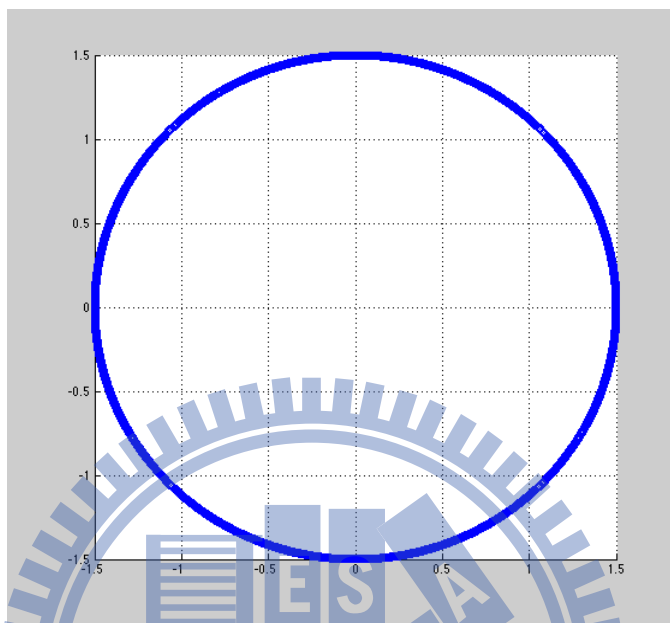


圖 3.8 多個 LINC 訊號拆解後的基頻訊號落點星座圖

這樣的結果會造成實際在傳送訊號時，所造成的訊號間的相位差可能會很大，這樣會使頻帶外干擾(out-of-band interference)很變大，降低了頻譜上的使用效率，這也是在 LINC 系統下一個相當嚴重的問題。

然而，如果透過實部與虛部分開各別拆解，並且讓大於 0 與小於 0 所偏移的相位角顛倒時。我們可以發現在星座圖上的點會變為一個半圓的狀態。這樣的方式改變了拆解後的基頻訊號所座落的象限，如前所述，對實部訊號而言， s_{iI1} 的星座點座落在一、四象限； s_{iI2} 的星座點座落在二、三象限。對虛部訊號而言， s_{iQ1} 的星座點座落在一、二象限； s_{iQ2} 的星座點座落在三、四象限，如同下面圖 3.9、3.10 所示：

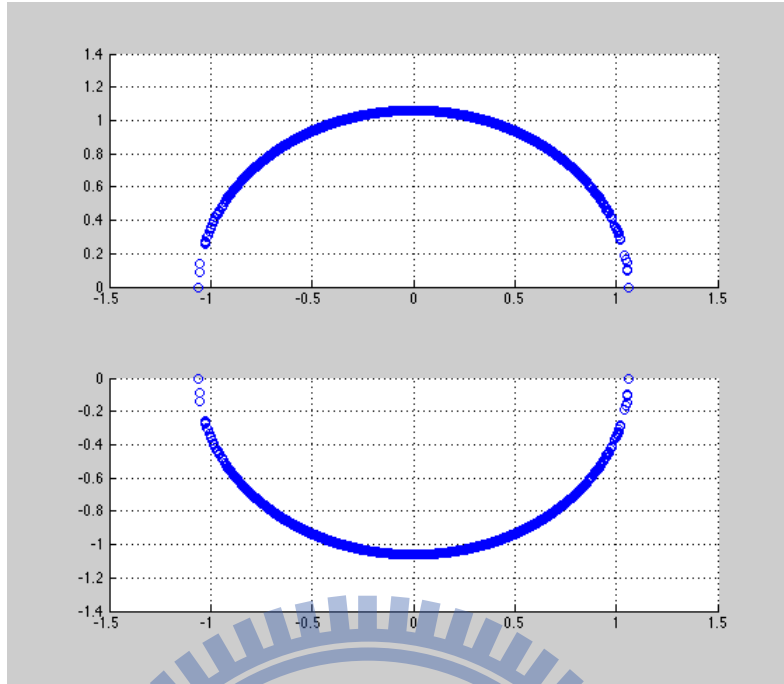


圖 3.9 實部訊號的 QLINC 拆解後的基頻訊號落點星座圖

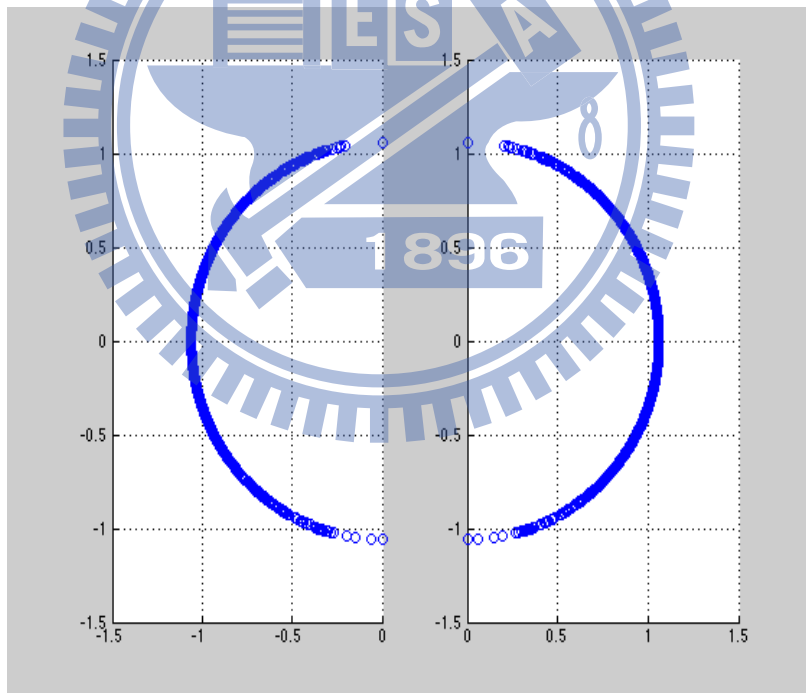


圖 3.10 虛部訊號的 QLINC 拆解後的基頻訊號落點星座圖

對於 QLINC 拆解後的訊號而言，所面臨的訊號間的相位差大幅下降，訊號之間只能在兩個相鄰的座標象限跳動，所以也大大的降低了頻帶外干擾，使得頻帶內訊號強度與頻帶外干擾強度的差距大大的拉開，這也就是 QLINC 最大的優點所在。

四、 模擬結果

4.1 系統模型

我們透過[12]裡面的通道產生方式，來產生 QLINC 所用到的四路有相關性的通道。

系統模型的參數設定入下面所列：

- 甲、 數位調變：QPSK
- 乙、 編碼器：卷積編碼器是碼率為 $1/2$ 如下圖所示的編碼方式。

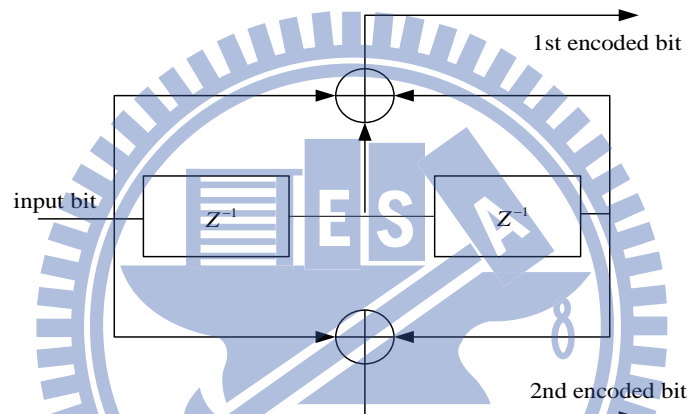


圖 4.1 模擬使用的卷積編碼器

- 丙、 解碼器：使用 LVA 解碼。
- 丁、 OFDM 區塊大小：128
- 戊、 CP 長度：10
- 己、 通道長度：6

4.2 功率頻譜分析

在這一節裡面，我們先來看看 QLINC 的頻譜，在下圖當中我們可以看出比較低的線是屬於 QLINC 的頻譜圖，而比較高的線是屬於 LINC 的頻譜圖，我們以頻段內(im-band)和頻段外(out-of-band)的功率強度所形成的對比來做效能評估，LINC 頻段內的功率強

度與頻段外的功率強度僅僅只有約 20dB 左右的差距。而對 QLINC 而言，頻段內的功率強度與頻段外的功率強度卻可以拉到約 40dB 左右的差距。因此，這張功率頻譜比較圖可以清楚地看出 QLINC 的優點所在。

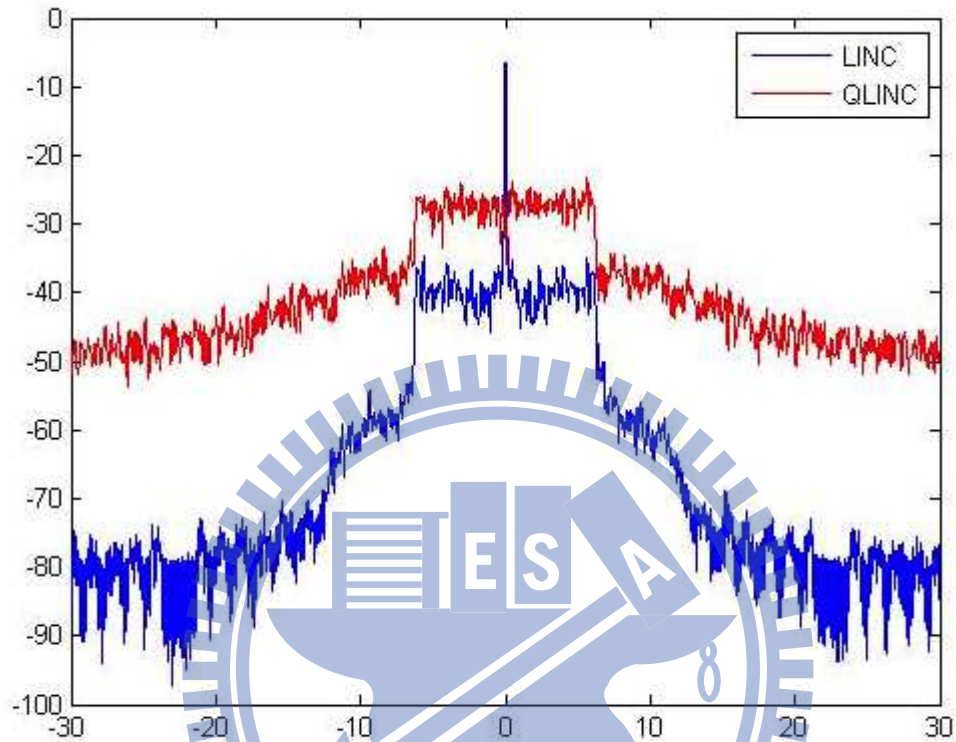


圖 4.2 LINC 與 QLINC 的功率頻譜比較圖

4.3 接收端的位元錯誤率

在這節裡，我們將會提供使用不同的通道特性、不同的 LVA 候選路徑量來做較錯誤率比較。在此，先說明關於這邊的通道相關性在[12]是如何設定的，通道相關性寫成 $[1, 0.96, 0.92, 0.88]$ 時是表示我們模擬器就會產生四條通道，使得相鄰的兩根天線相關性為 0.96（如：Tx 1 與 Tx 2 相關性為 0.96、Tx 2 與 Tx 3 相關性為 0.96），間隔一根天線的兩天線相關性為 0.92（如：Tx 1 與 Tx 3 相關性為 0.92、Tx 2 與 Tx 4 相關性為 0.92），間隔兩根天線的兩天線相關性為 0.88（如：Tx 1 與 Tx 4 相關性為 0.88）。而在比較 OFDM、LINC、QLINC 時，OFDM 僅使用 Tx 1，LINC 使用相鄰的 Tx 1 與 Tx 2，QLINC

則使用全部四個通道。以下的模擬圖的 SNR 皆是使用平均 SNR 下去模擬。

圖 4.3、圖 4.4 這兩張圖我們是將之前別人所提出的 LINC-OFDM 最好的等化方式與我們的 QLINC-OFDM 檢測器做比較，從圖中可以看出我們提出的檢測方式表現更為突出，對於兩者不同相關性的通道裡，都可以贏過 LINC 甚至傳統的 OFDM 系統，不過相對的我們也得付出較高的複雜度。我們猜測 QLINC 比 LINC 較佳應該是因為(6.1)，在這裏 μ_E 可以有效的估計出干擾項的平均值，因此當我們透過 QLINC 檢測可以更有效的消除干擾的影響，使得 SIR 大大的增加。而 QLINC-OFDM 之所以會勝過傳統 OFDM 的原因在於，我們所使用的 QLINC 拆解器就好像是一個內部編碼器(inner encoder)使得我們的 QLINC 架構多上一層編碼，增加了資料的好靠度。

最後，我們在圖 4.5、圖 4.6 裡面比較了不同相關性通道裡，保留不同數量的候選路徑的 QLINC 檢測器效能，分別有 1 條(Viterbi)、5 條、10 條、15 條所帶來的影響。觀察圖 4.7 可以看出對於高相關性的通道而言，我們可以取大約 5 條左右的候選路徑即可，因為僅有在 1 條(VA)與 5 條的 LVA 有明顯的增益，多取了似乎效果不是太大。不過相同的問題在相關性稍微低的圖 4.8 可以看出保留了 15 條的候選路徑確實有效地提升了錯誤率。因此，我們可以有個結論，當通道的相關性下降時，我們是可以透過高路徑數之 LVA 演算法配合重新編碼與 ML 的檢測來達到更好的效果。

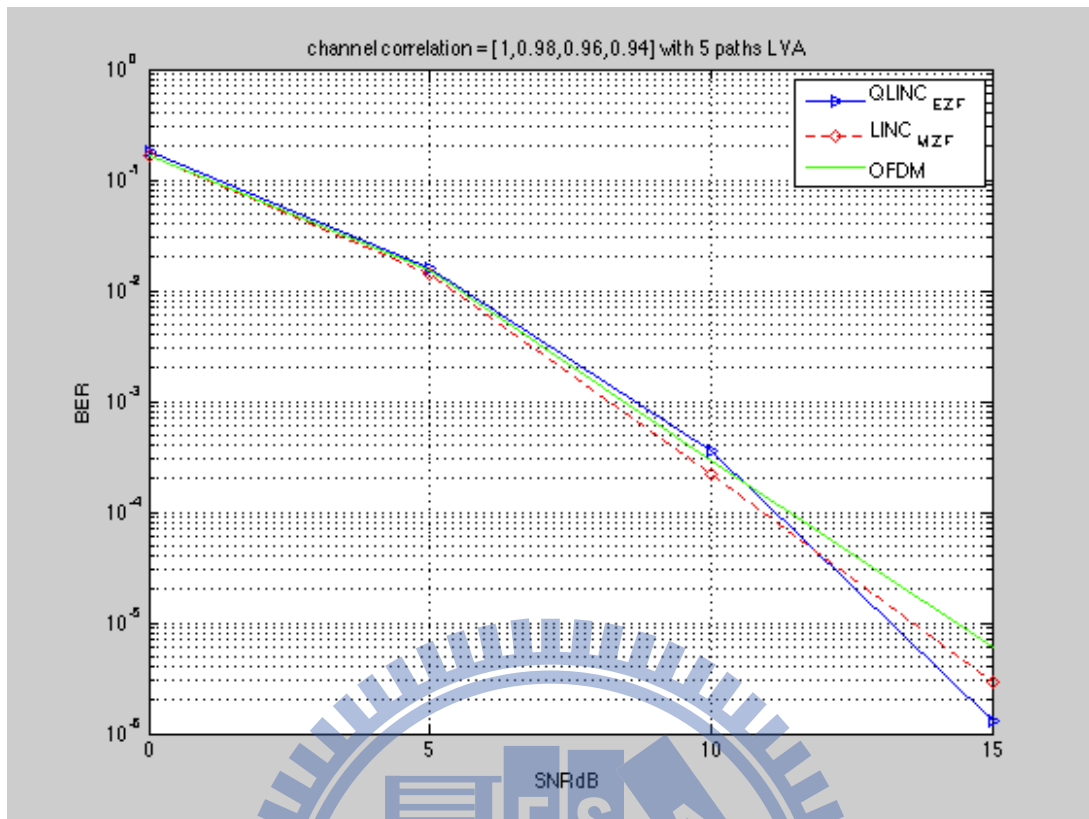


圖 4.3 QLINC/LINC-OFDM 通道相關性為[1, 0.98, 0.96, 0.94]

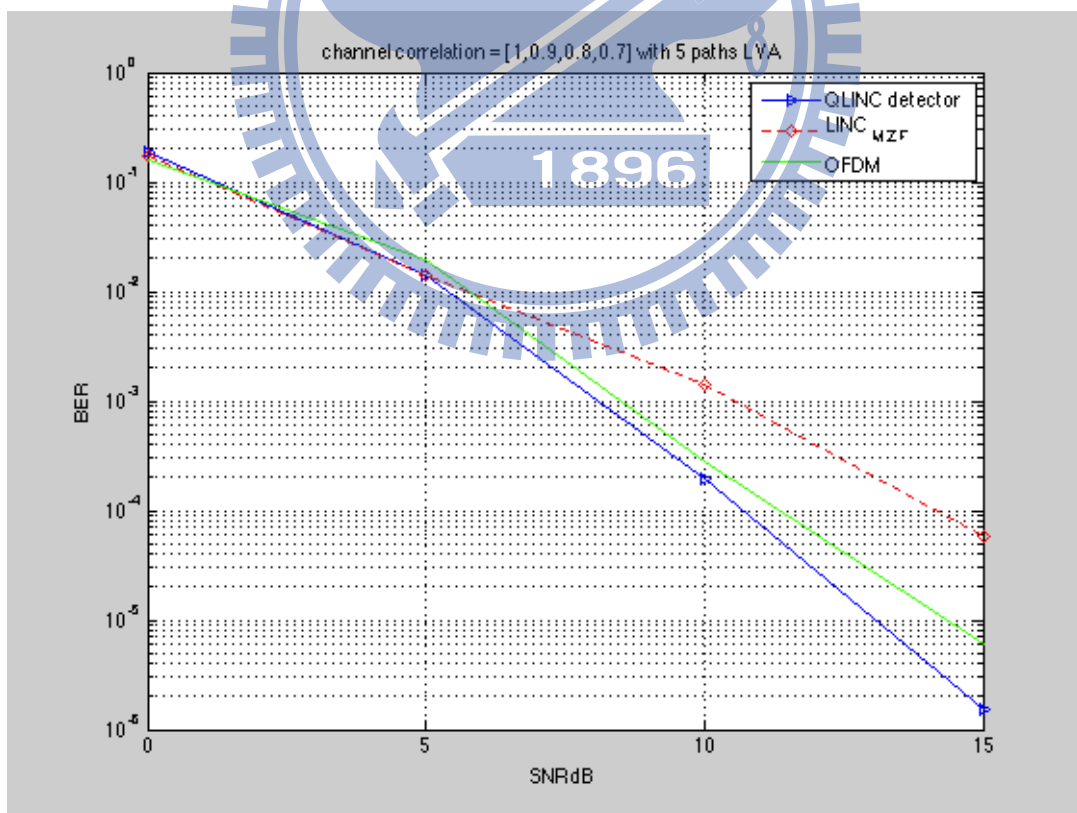


圖 4.4 QLINC/LINC-OFDM 通道相關性為[1, 0.9, 0.8, 0.7]

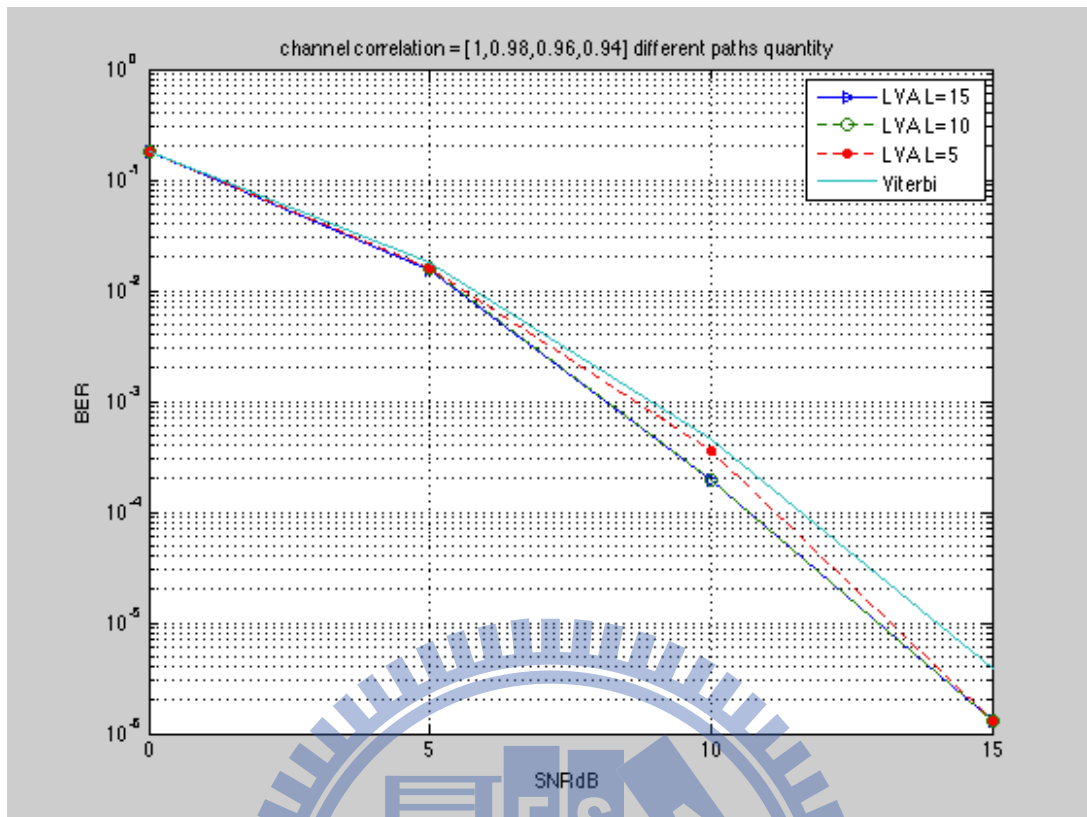


圖 4.7 QLINC 之不同候選路徑量比較(通道相關性為[1, 0.98, 0.96, 0.94])

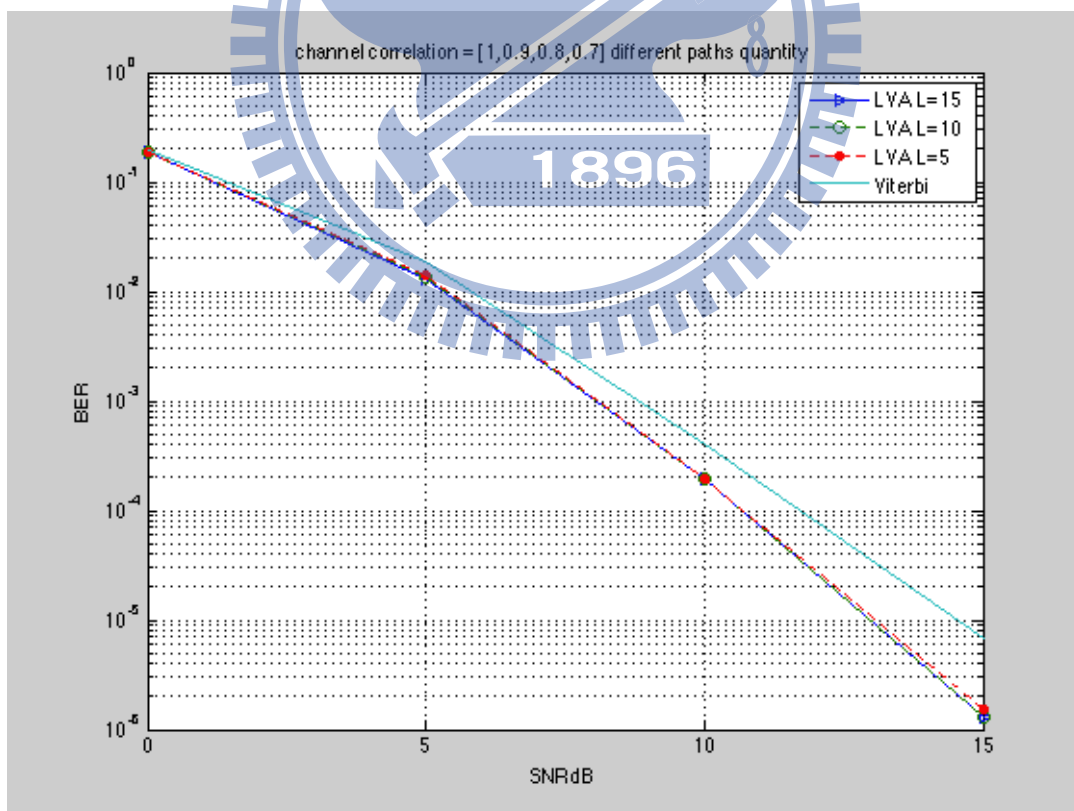


圖 4.8 QLINC 之不同候選路徑量比較(通道相關性為[1, 0.9, 0.8, 0.7])

五、 結論

無合成器 OFDM-LINC 的系統架構可以克服在合成器上面的困難，不過 LINC 的鄰頻干擾較大造成頻譜上的使用效率下降。本論文透過 QLINC 的方法可以有效降低鄰頻的干擾，達到提升頻譜使用效率的效果，而且在我們提出的 QLINC 檢測器可以有效的降低了干擾的影響，這可以解決 LINC-OFDM 系統裡中因通道間的干擾致錯誤率會在高訊雜比有觸底的現象。使用 QLINC 中，我們既可以有效地消彌通道間干擾。模擬的結果顯示無合成器之編碼正交相位 LINC-OFDM 系統除了可以有很低的頻帶外雜訊外，效果也幾乎與傳統的編碼 OFDM 系統相同甚至超過。

QLINC-OFDM 克服了原先 LINC-OFDM 的鄰頻干擾問題，而且透過非線性放大器的關係又可以有效的降低 PAPR 的問題，這樣的系統在未來有很大的應用潛力。



六、 附錄

6.1 MZF 等化器 μ_E 之推導

在 MZF 等化器中我們希望能夠找出一個 μ_E 使得 $\mathbf{C}(s_H)|\text{Re}\{s_t\}|$ 、 $\mathbf{C}(s_Q)|\text{Im}\{s_t\}|$ 可以在統計上近似此 μ_E 接著我就來證明如何近似此期望值：

$$\begin{aligned}
 \mu_E &= E\left\{\left(\mathbf{C}(s_H)\right)_k |\text{Re}\{s_{t,k}\}|\right\} = E\left\{|s_{H,k}| \sqrt{\frac{V_0^2}{|s_{H,k}|^2} - 1}\right\} \\
 &= E\left\{V_0 \sqrt{1 - \frac{|s_{H,k}|^2}{V_0^2}}\right\} \approx V_0 E\left\{\left(1 - 0.6 \frac{|s_{H,k}|^2}{V_0^2}\right)\right\} \\
 &= V_0 \left(1 - 0.6 \frac{E\{|s_{H,k}|^2\}}{V_0^2}\right) = V_0 \left(1 - 0.6 \frac{E_s}{2V_0^2}\right) \\
 &= V_0 - 0.3 \frac{E_s}{V_0}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

接著看不含通道頻率響應的干擾功率：

$$\begin{aligned}
 &E\left\{\left(\left(\mathbf{C}(s_H)\right)_k |\text{Re}\{s_{t,k}\}|\right) - \mu_E\right\}^2 \\
 &= E\left\{\left(\left(\mathbf{C}(s_H)\right)_k |\text{Re}\{s_{t,k}\}|\right)^2\right\} - 2\mu_E E\left\{\left(\mathbf{C}(s_H)\right)_k |\text{Re}\{s_{t,k}\}|\right\} + \mu_E^2 \\
 &= E\left\{\left(\left(\mathbf{C}(s_H)\right)_k |\text{Re}\{s_{t,k}\}|\right)^2\right\} - \mu_E^2 \\
 &= E\left\{\left(|s_{H,k}| \sqrt{\frac{V_0^2}{|s_{H,k}|^2} - 1}\right)^2\right\} - \mu_E^2 \\
 &= E\left\{V_0^2 - |s_{H,k}|^2\right\} - \mu_E^2 \\
 &= V_0^2 - \frac{E_s}{2} - \mu_E^2
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

所以包含頻率響應的整體干擾部分即為：

$$\sigma_{F_k}^2 = \left(V_0^2 - \frac{E_s}{2} - \mu_E^2 \right) \left(\left| \frac{H_{1,k} - H_{2,k}}{2} \right|^2 + \left| \frac{H_{3,k} - H_{4,k}}{2} \right|^2 \right) + N_0 \quad (6.3)$$



參考文獻

- [1] X. Zhang, L. E. Larson and P. Asbeck, Design of linear RF outphasing power amplifiers, Boston : Artech House, pp.22-27, 2003
- [2] Birafane, A., Kouki, A.B., “Sources of linearity degradation in LINC transmitters for hybrid and outphasing combiners,” *Electrical and Computer Engineering*, Vol. 1, pp.547-550, May 2004.
- [3] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripp et-al., “RF and Microwave power amplifier and technologies,” *Summit Technical Media, LLC*, Nov 2003.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, NJ: Wiley, pp. 318-323, 2005.
- [5] Abdelaal, M.M. : “LINC based amplifier architectures for power efficient wireless transmitters,” Ph. D. Thesis, 2009, Ecole Polytechnique (Montreal, Canada).
- [6] S. Ali, B. Adebisi, G. Markarian and E. Arikan, “Signal combining in LINC amplifier using Alamouti codes,” *Electronics Letters*, Vol. 46, No. 18, Sep. 2010.
- [7] Y.P. Hsu, “Maximum Likelihood Detector for Coded Combinerless LINC-OFDM Systems,” M.S Thesis, NCTU, Jun. 2012.
- [8] Hegazi, G.M., Chu , T.T., Groshong, R. A., Improved LINC Power Transmission Using a Quadrature Outphasing Technique, Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International.
- [9] N. Seshadri, C.-E. W. Sundberg, “List Viterbi decoding algorithms with applications.” *IEEE Trans. on Communications*, Vol.42 No. 2/3/4 pp. 313-323, Feb/Mar/Apr 1994.
- [10] F. Tosato, P. Bisaglia, “Simplified soft-output demapper for binary

interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2,” in *Proc. IEEE ICC*, Vol. 2, pp. 664 – 668, 2002.

[11] Stefan H. M-W., “Coding Approaches for Multiple Antenna Transmission in Fast Fading and OFDM,” in *IEEE Transactions on Signal Proc.*, pp. 2442–2450, Oct. 2002.

[12] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab*, Wiley, pp.84–89, 2010.

