

第 8 章 碼框同步

在 OFDM 接收機進行解調符元中子載波上的資料之前，至少必須執行兩個同步的工作，第一個工作是如第 7 章所述接收信號的頻率補償，第二個工作是碼框同步。碼框同步主要的工作是找出 OFDM 每個符元起始與結束的位置，符元起始與結束的位置之間，定義一個 FFT 的計算範圍，OFDM 接收機將每個符元起始與結束點之間的取樣點做 FFT 計算，FFT 計算結果用來解調符元中的子載波上的資料。在雜訊及多重路徑衰退通道的影響下，符元的起始點很容易估算錯誤，而引發 IBI 與 ICI 的效應。

IEEE 802.11a 使用封包模式來傳送資料，在 IEEE 802.16a 使用連續模式來傳送資料。在封包模式中對時間所要求的即時性相對較高，由於封包一旦錯過就必須重送，造成系統的負擔，所以在封包模式中通常是利用已知的前導信號來達成同步。一般連續傳送模式對頻率偏移估算及符元同步即時性的要求不高，可利用固定長度的前置循環信號(Cyclic Prefix)來進行同步的工作[14]，在接收機開始運作時，可以在收到多個符元後再行處理以壓抑雜訊所造成的影響。但是由於 IEEE 802.16a 基地台根據通道狀況來調整 CP 的長度，接收機在開始執行同步時，CP 長度是未知的，因此必須利用前導信號來作為同步的輔助工具，所以 IEEE 802.11a 及 IEEE 802.16a 皆是利用已知的前導信號來達成同步的要求。

8.1 碼框同步的輔助工具

8.1.1 匹配濾波器

在已知的前導信號輔助下，可以利用短訓練序列具有週期性結構的特性來完成同步。最常見的方法之一是利用匹配濾波器(Match Filter)來尋找週期性信號的邊界[3][15]。根據這個原理，當匹配濾波器和週期性信號匹配時，輸出便會出現一個最大峰值，藉由峰值的位置可以知道週期性信號的邊界。通常匹配濾波器係數是由一個訓練符元週期內的信號所組成，假設 $h(m)$ 為匹配濾波器係數， D 為

訓練符元的週期， X_{MF} 為匹配濾波器的輸出， X_{MF} 可以表示如式(8.1.1)，輸出使用交互相關器(Cross Correlator)的強度，是為了減少頻率偏移的影響，但過大的頻率偏移仍然會造成估計錯誤。

$$X_{MF}(n) = \left| \sum_{m=0}^D x(n+m) \cdot h^*(m) \right|^2 \quad (8.1.1)$$

而這個方法在 AWGN 通道下，是一個極佳的偵測，但在多重路徑通道中，因為不同延遲路徑的影響，匹配濾波器和接收信號作用後，輸出會有多個峰值。而且在通道長度增長的同時，不僅每個路徑的信號強度變弱，各路徑間相對應的強度差異不大，在峰值的檢測上便會遭遇到相當大的困難。而在實作上這個方法主要有二個缺點。第一個缺點是匹配濾波器的實作中可能需要許多複數乘法的計算，第二個缺點是在有頻率偏移的影響下，匹配濾波器係數不再和信號那麼類似時，在效能上便會有所折損。

8.1.2 相關性偵測



利用週期信號間有相關性的特性來偵測信號的存在與否，是使用滑動視窗(Sliding Window)的方式來達成[9]。其原理及電路與前導信號偵測類似，相關性偵測在碼框同步中的用途，是在短訓練符元邊界估算之後，用來決定短訓練符元與長訓練符元的邊界，因為短訓練符元與長訓練符元的相關性很低，當相關性偵測電路小於所設定的門檻時，即可找出長、短訓練符元的邊界。

8.2 IEEE 802.11a 碼框同步

8.2.1 方法 1

碼框同步通常是利用已知的前導信號來達成，其步驟如下：

- (1) 偵測前導信號: 利用前導信號中具有週期性結構符元的特性，偵測前導信號到來與否，原理及方法如 6.1 所述，電路如圖 6.1.3 所示。
- (2) 尋找短訓練符元的邊界: 前導訊號已被偵測到時，同時進行頻率偏移估算與尋

找週期性短訓練符元的邊界，尋找短訓練符元的邊界，是使用匹配濾波器，匹配濾波器的係數由一個短訓練符元週期內的信號所組成，然後將接收機所接收的訊號，輸入匹配濾波器，藉由匹配濾波器輸出最大峰值的位置，可以知道週期性信號的邊界，如圖 8.2.1 所示。

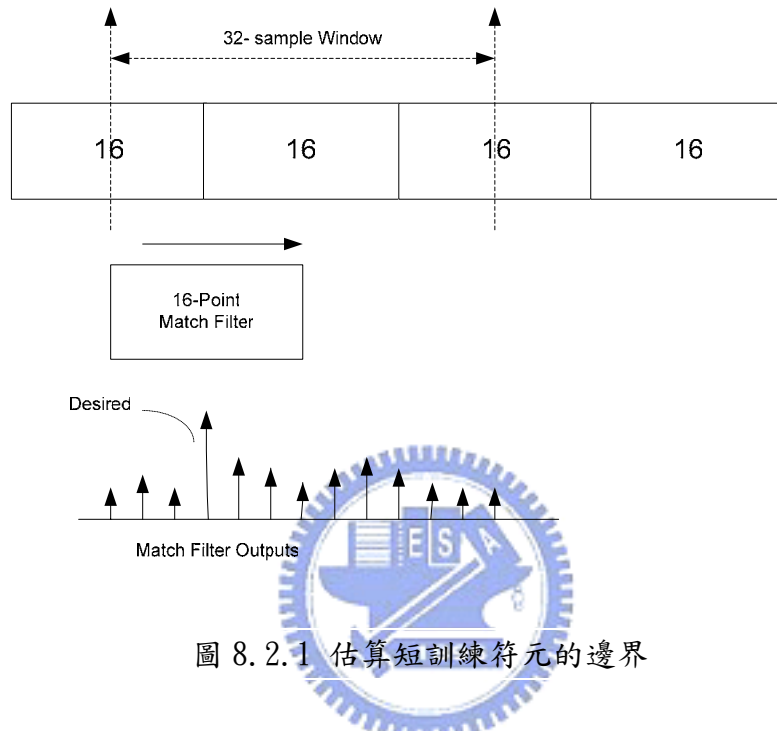


圖 8.2.1 估算短訓練符元的邊界

Match Filter coefficients : $h_{short}(n) = s(15 - n), n = 0, 1, 2, \dots, 15$

$s(n)$: Short Training Symbol

$$\text{Match Filter Output : } X_{MF}(n) = \left| \sum_{m=0}^{15} x(n+m) \cdot h_{short}^*(m) \right|^2$$

(3)尋找短訓練序列與長訓練序列的邊界:當短訓練符元的邊界已知時，由此邊界使用與偵測前導訊號類似的相關性偵測電路，找尋短訓練序列與長訓練序列的邊界。其原理是短訓練序列與長訓練序列兩者相關性很低，因此藉由相關性偵測電路輸出，可找出兩者的邊界。其方法是，當前導訊號已被偵測到時，偵測電路輸出 m_p 除 2，當成判斷接收訊號已進入長訓練序列的門檻，由短訓練符元邊界開始的 16 個取樣點，與下一個 16 點的區塊作相關性偵測，當偵測電路輸出 m_F 大於 $m_p/2$ ，表示下一個 16 點的區塊依然是短訓練符元，然後再跳 16

點，進行同樣的偵測，直到偵測電路輸出小於 $m_p/2$ ，此時表示已進入短訓練序列與長訓練序列的邊界，如圖 8.2.2 所示。

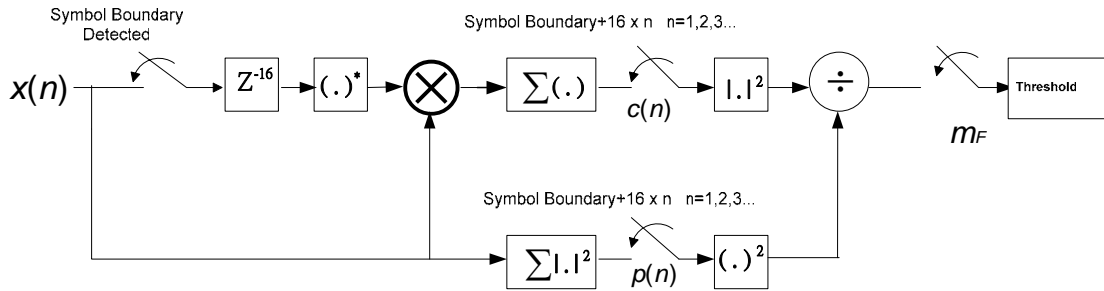
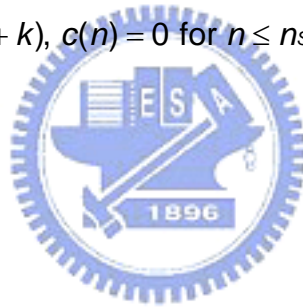


圖 8.2.2 估算長短訓練序列邊界電路

$$c(n) = \sum_{k=0}^{15} x(n+k-D)x(n+k), c(n) = 0 \text{ for } n \leq n_{SB} + 16, n_{SB} \text{ 為短訓練符元邊界}$$

$$p(n) = \sum_{k=0}^{15} |x(n+k)|^2$$

$$m_F = \frac{|c(n)|^2}{(p(n))^2}$$



(4)由於多重路徑的影響，同步點的位置不一定是第一個到達路徑的起點，由於 IEEE 802.11a 通道模型的特性，通道能量集中在前幾個路徑，所以可以將步驟 3 所得到的同步點往前跳幾個取樣點當成是同步點，以降低 IBI 與 ICI 的影響，如圖 8.2.3 所示。

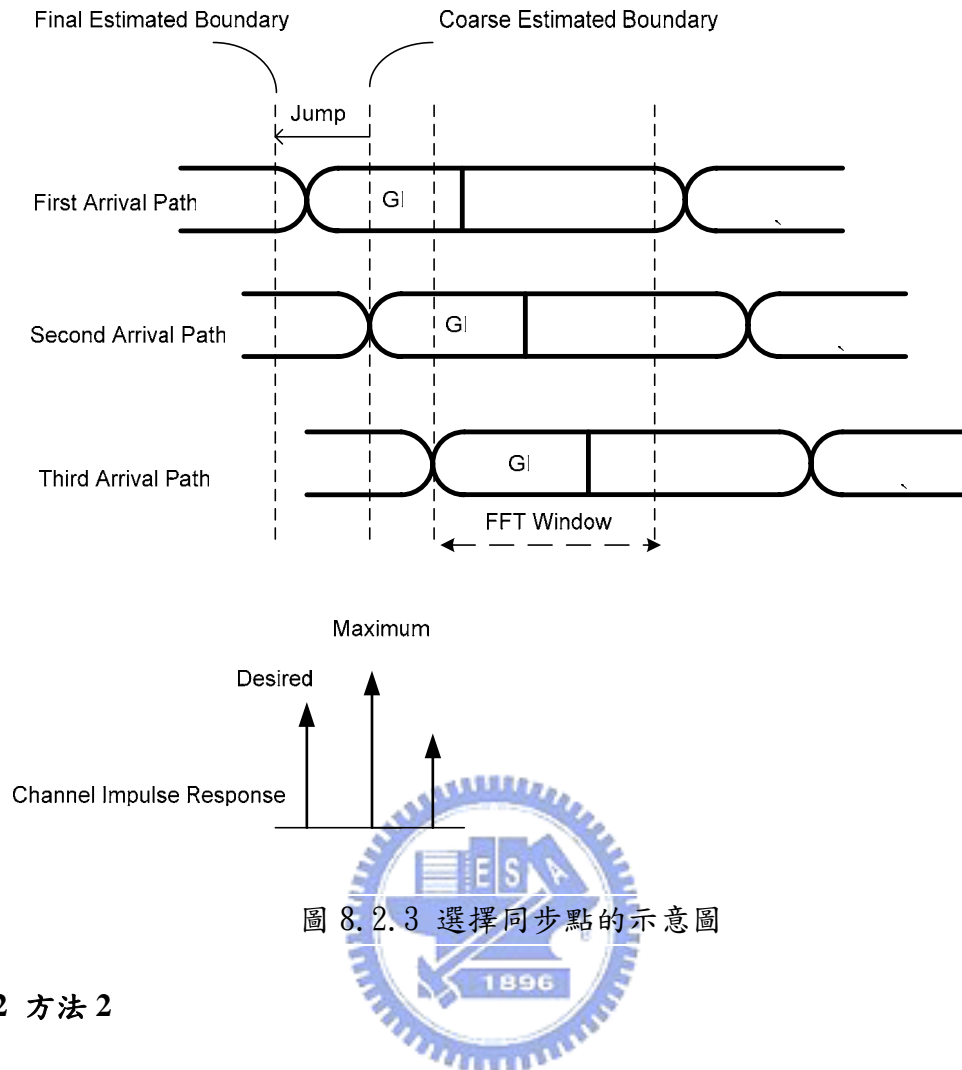


圖 8.2.3 選擇同步點的示意圖

8.2.2 方法 2

方法 2 與方法 1 不同之處，在於利用長訓練符元做碼框同步點的微調，其步驟如下：

- (1)偵測前導信號:與方法 1 步驟 1 相同。
- (2)尋找短訓練符元的邊界: 與方法 1 步驟 2 相同。
- (3)尋找短訓練序列與長訓練序列的邊界: 與方法 1 步驟 3 相同。
- (4)利用長訓練符元做碼框同步點的微調:將接收機所接收的訊號，輸入匹配濾波器，匹配濾波器的係數由一個長訓練符元週期內的信號所組成，藉由匹配濾波器輸出最大峰值的位置，粗估出長訓練符元的起點。然後利用匹配濾波器輸出的最大峰值乘上一個係數，當成找尋多重路徑中第一個到達路徑的門檻。由最大峰值所在的位置，往前搜尋是否有大於門檻的匹配濾波器輸出，如果發現匹配濾波器輸出大於所設定的門檻，且所在位置最遠離最大峰值，此位置即為長

訓練符元起始點。如果未發現有大於門檻的輸出值，最大峰值所在的位置，即為長訓練符元起始點，如圖 8.2.4 所示。但是在有頻率偏移的影響下，由式(7.1.1)可知相位旋轉造成的誤差，隨著時間變大而變大，將使得信號失真[16]，導致匹配濾波器無法找出正確的長訓練符元起始點，因此在進行此步驟前必須先使用短訓練序列所估算出的頻率偏移，做頻率偏移的補償，以減少接收信號之失真，正確找出同步點。

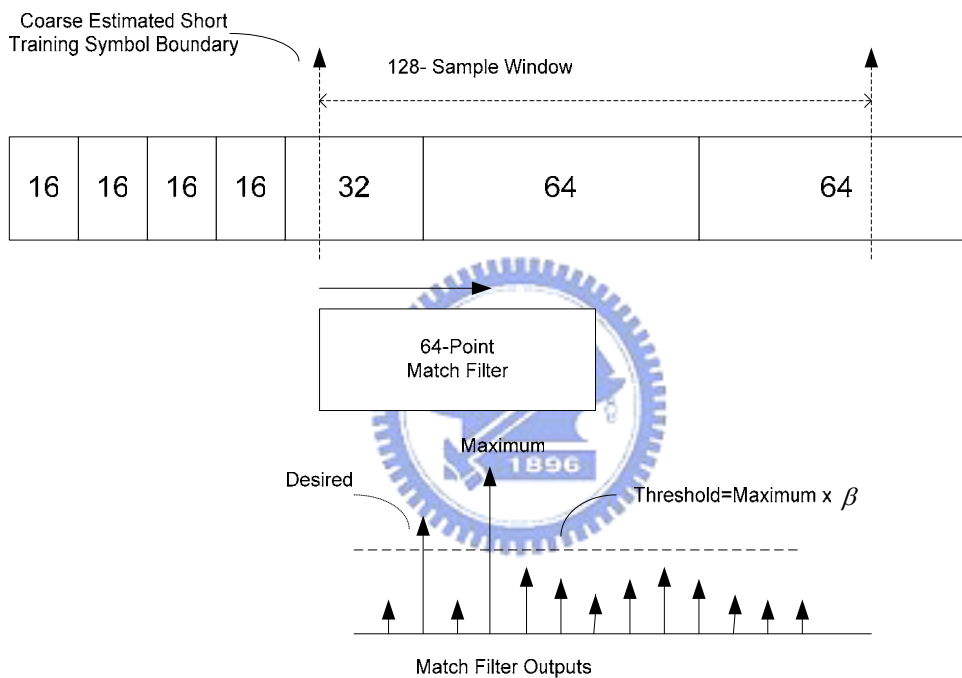


圖 8.2.4 選擇同步點的示意圖

8.3 IEEE 802.16a 碼框同步

IEEE 802.16a 利用已知的前導信號進行碼框同步，由於前導信號結構與 IEEE 802.11a 相似，因此碼框同步的過程也很類似。前置循環信號的長度，會影響傳送功率消耗的多寡與傳輸效率，在 IEEE 802.16a 中，基地台根據通道的特性決定前置循環信號的長度，使得傳送效率更佳。因此前置循環信號長度不是固定的，必須在進行碼框同步的同時，估算前置循環信號的長度，碼框同步步驟如下：

(1)偵測前導信號:利用前導信號中具有週期性結構符元的特性，偵測前導信號到來與否，原理及方法如 6.1 所述，電路如圖 6.1.4 所示。

(2)尋找短訓練符元的邊界:前導信號已被偵測到時，同時進行頻率偏移估算與尋找週期性短訓練符元的邊界，尋找短訓練符元的邊界，是使用匹配濾波器，匹配濾波器的係數由一個短訓練符元週期內的信號所組成，然後將接收機所接收的訊號，輸入匹配濾波器，藉由匹配濾波器輸出最大峰值的位置，可以知道短訓練符元的邊界，如圖 8.3.1 所示。

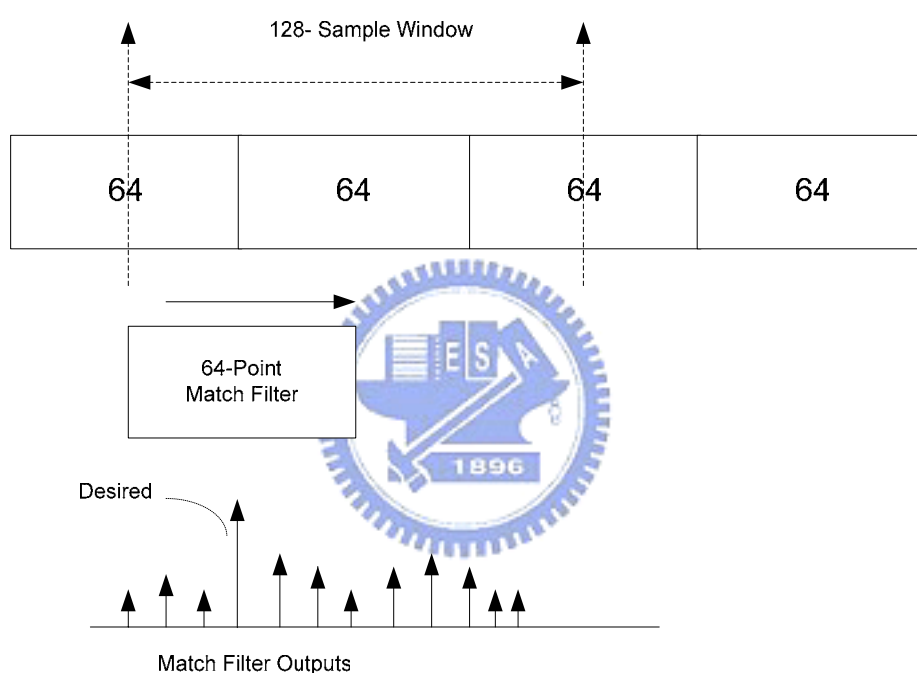


圖 8.3.1 估算短訓練符元的邊界

Match Filter coefficients: $h_{short}(n) = s(63 - n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, 63$, $s(n)$: Short Training Symbol

$$\text{Match Filter Output: } X_{MF}(n) = \left| \sum_{m=0}^{63} x(n+m) \cdot h_{short}^*(m) \right|$$

(3)尋找短訓練序列與長訓練序列的邊界:當短訓練符元的邊界已知時，由此邊界使用與偵測前導信號類似的相關性偵測電路，找尋短訓練序列與長訓練序列的邊界。其原理是短訓練序列與長訓練序列兩者相關性很低，因此藉由相關性偵測電路輸出，可找出兩者的邊界。其方法是，當前導訊號已被偵測到時，偵

測電路輸出 m_p 除 2, 當成判斷接收訊號已進入長訓練序列的門檻, 由短訓練符元邊界開始的 64 個取樣點, 與下一個 64 點的區塊作相關性偵測, 當偵測電路輸出 m_F 大於 $m_p/2$, 表示下一個 64 點的區塊依然是短訓練符元, 然後再跳 64 點, 進行同樣的偵測, 直到偵測電路輸出 m_F 小於 $m_p/2$, 此時表示已進入短訓練序列與長訓練序列的邊界, 偵測電路如圖 8.3.2 所示。

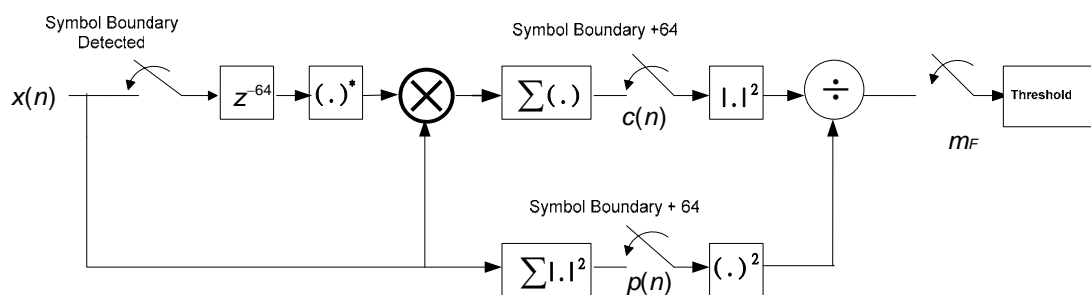


圖 8.3.2 估算長短訓練序列邊界電路

(4)前置循環信號(CP)長度的估算:找出長、短訓練序列的交界後,將接收機所接收的訊號,輸入匹配濾波器,匹配濾波器的係數由一個長訓練符元週期內的信號所組成,找出匹配濾波器輸出最大的3個峰值,如圖 8.3.3。假設匹配濾波器輸出最大的3個峰值,其中有一個峰值與估算出的長、短訓練序列交界,是同一個到達路徑。計算這3個峰值與短訓練序列邊界的位移,IEEE 802.16a CP的長度有 8、16、32、64,然後將3個求出的位移 d_1 , d_2 , d_3 , 分別與這4個不同的 CP 長度比較,找出最接近的一組,即為所估算的 CP 長度,如圖 8.3.4 所示,以下舉一個例子來說明:

$$d_1 = 22, d_2 = 32, d_3 = 44$$

$$6 = \min(|8 - 22|, |16 - 22|, |32 - 22|, |64 - 22|)$$

$$0 = \min(|8 - 32|, |16 - 32|, |32 - 32|, |64 - 32|)$$

$$12 = \min(|8 - 44|, |16 - 44|, |32 - 44|, |64 - 44|)$$

比較這3個結果,0為最小值,此最小值由 d_2 與 32 所產生,所以所估算的 CP 長度為 32。

(5) 利用長訓練符元做碼框同步點的微調:將步驟 4 匹配濾波器輸出的最大峰值乘上一個係數，當成找尋多重路徑中第一個到達路徑的門檻。由最大峰值所在的位置，往前搜尋是否有大於門檻的匹配濾波器輸出，如果發現匹配濾波器輸出大於所設定的門檻，且所在位置最遠離最大峰值，此位置即為長訓練符元起始點。如果未發現有大於門檻的輸出值，最大峰值所在的位置，即為長訓練符元起始點，如圖 8.3.5 所示。但是在有頻率偏移的影響下，如同 8.3 節所述，相位旋轉造成的誤差，將使得信號失真，導致匹配濾波器無法找出正確的長訓練符元起始點，因此在進行此步驟前必須先做頻率偏移的補償，以減少接收信號之失真，正確找出同步點。

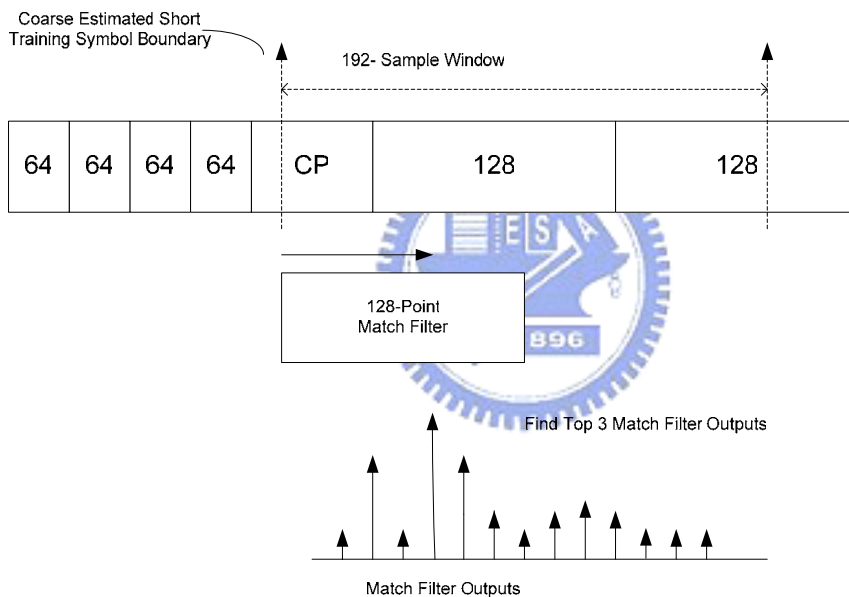


圖 8.3.3 匹配濾波器在長訓練序列區間的輸出示意圖

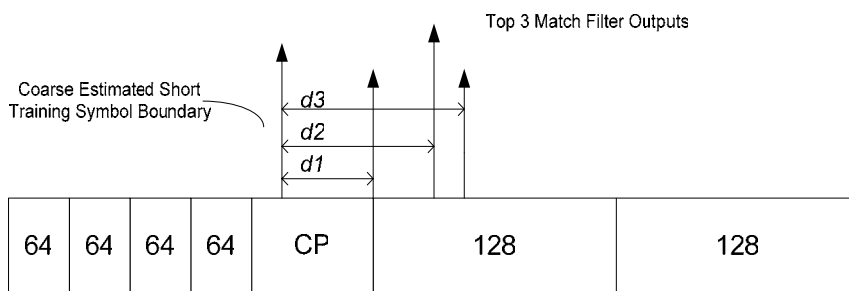


圖 8.3.4 CP 長度估算示意圖

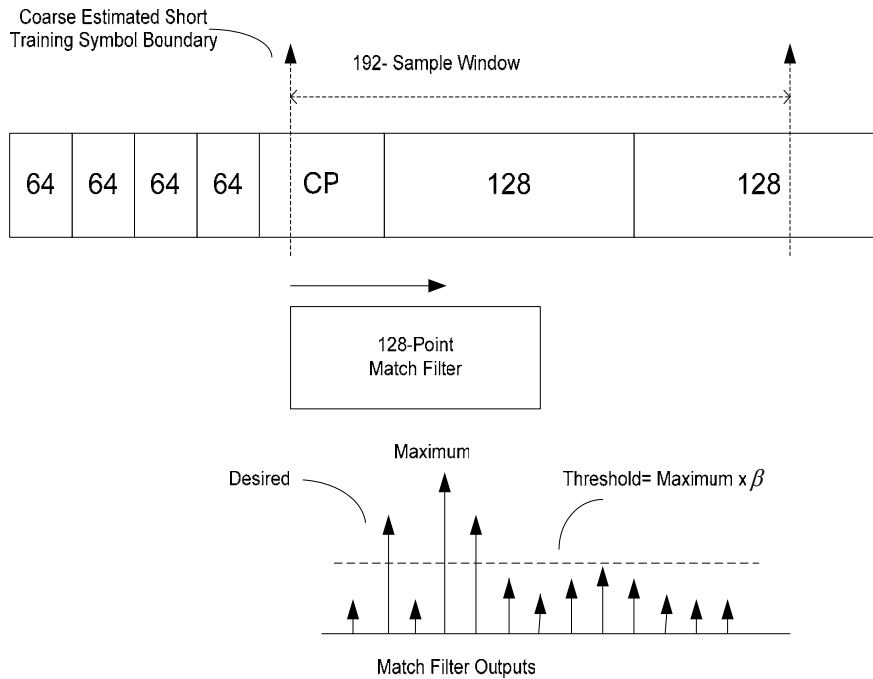


圖 8.3.5 選擇同步點的示意圖

8.4 碼框同步與載波頻率偏移估算的微調

碼框同步完成後，即可確認長訓練符元的位置。由於長訓練符元的週期較長，通常可用來微調載波頻率的偏移，利用式 7.3.2，可估算經過短訓練符元頻率補償後頻率的偏移，估算方法如下

$$\hat{\varepsilon} = -\frac{N}{2\pi D} \angle \gamma$$

$$\gamma = \sum_{n=0}^{127} x^*(n)x(n+128) = |\gamma| \angle \gamma$$

然而，由於多重路徑的影響，碼框同步所估算的同步點，有可能不是第一個到達的路徑，造成取出的第二個 128 點的長訓練符元後面幾點會包含一些資料的成分，造成載波頻率細調上的誤差，如圖 8.4.1 所示。為了改善此誤差，估算的同步點固定往前跳保護區間長度的 1/2 點，如圖 8.4.2 所示，可使載波頻率細調的區間內不含資料，使得頻率微調更精準。

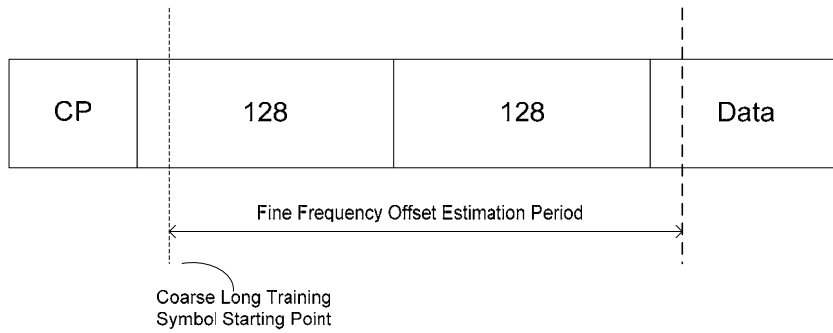


圖 8.4.1 非完美同步點造成載波頻率微調的誤差

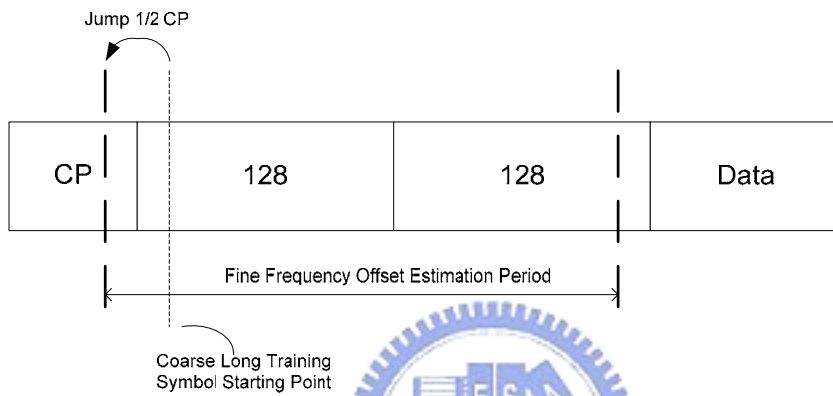


圖 8.4.2 非完美同步點的調整

8.5 效能指標:

在碼框同步中，同步點應以能夠收集到最大的通道功率增益為選擇。在多重路徑衰落通道長度小於守護區間時，同步點的位置可能是第一個到達路徑的起點，同步點經過 CP 的長度後取一個 FFT 區間，由於所有通道的路徑都落在守護區間內，同步點的選擇並不會造成符際干擾，如圖 8.5.1 所示。在此圖中，同步點的選擇可收集到百分之百通道的功率增益比例。

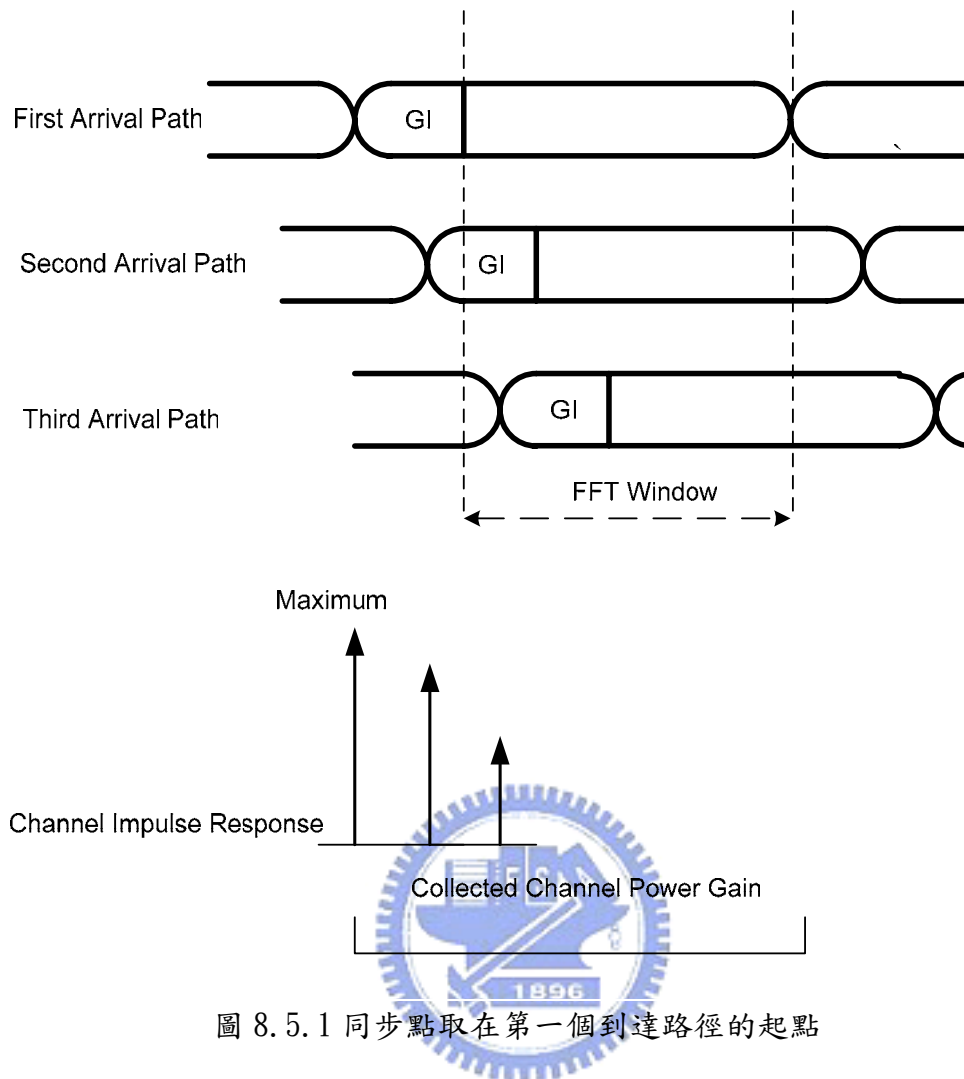


圖 8.5.1 同步點取在第一個到達路徑的起點

但是在通道的影響及雜訊的干擾下，同步點的位置可能選到第二個到達的路徑的起點，如圖 8.5.2 所示，同步點經過 CP 的長度後取一個 FFT 區間，由於第一個到達的路徑不落在保護區間內，於是在沒有收集到百分之百的通道總功率比例時，經由第一個路徑到達接收端的封包造成了符際干擾。

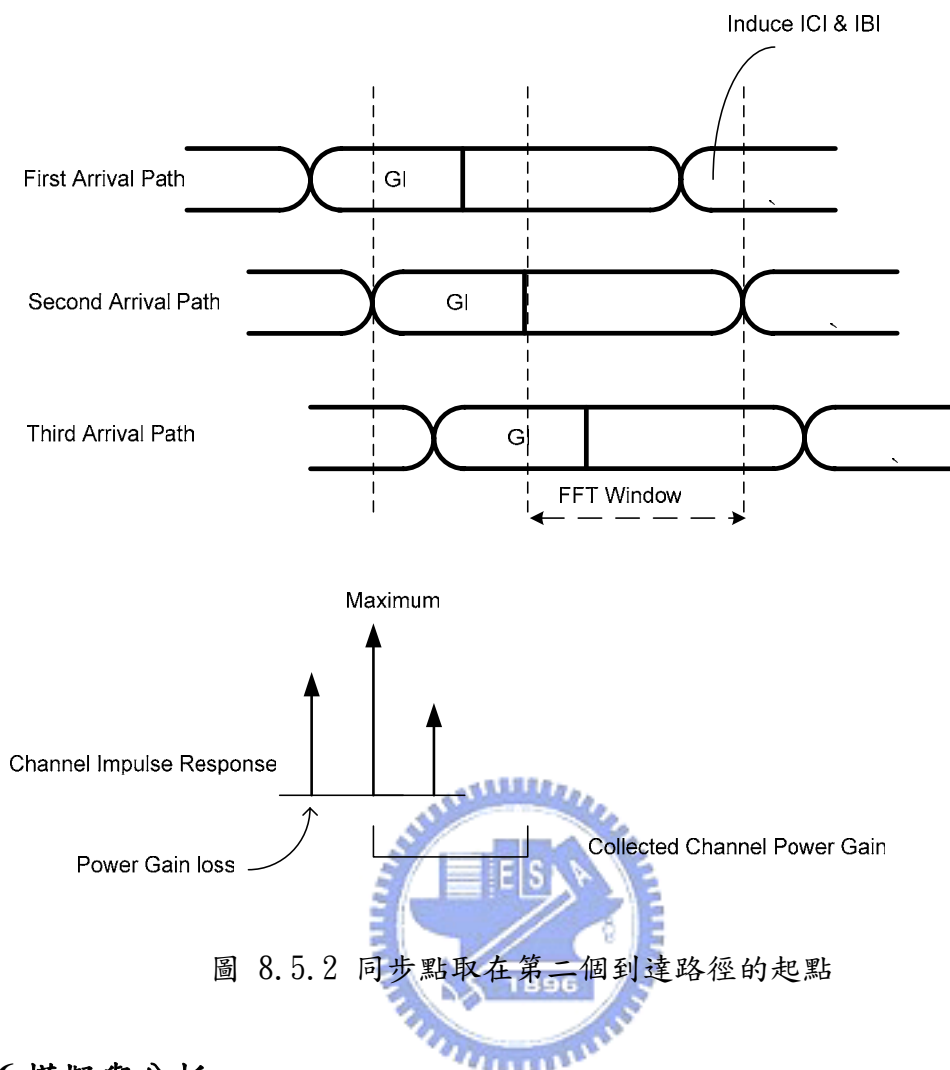


圖 8.5.2 同步點取在第二個到達路徑的起點

8.6 模擬與分析:

利用匹配濾波器輸出的峰值，可以找出符元之間的邊界，但是在有頻率偏移的影響下，相位旋轉造成的誤差，使得匹配濾波器和原本的週期性信號不再那麼相像時，將減低碼框同步的效能。

由圖 8.6.2 及 8.6.4 可知，頻率偏移在 IEEE 802.11a 碼框同步方法 1 及方法 2 中，對效能的影響有極大的差異。利用匹配濾波器找出短訓練符元之間的邊界，在此觀察區間內接收信號受相位旋轉的影響不大，因此可由匹配濾波器輸出的峰值，找出由符元之間的邊界。尋找短訓練序列與長訓練序列的邊界，是利用相關性偵測來完成，由於相關性偵測電路沒有相位的資訊，因此不受頻率偏移的影響。方法一尋找同步點時，是假設接收信號的能量，集中在前幾個到達的接收路徑上，因此利用相關性偵測找出短訓練序列與長訓練序列的邊界，直接往前跳

幾點，當成是同步點，因此受頻率偏移影響不大。然而，方法 2 是企圖找出第一個到達路徑短訓練序列與長訓練序列的邊界，此時觀察區間內的接收信號，由於隨著時間的增加，受相位旋轉造成的誤差越大，使得接收的週期信號與匹配濾波器係數越不相像，造成無法由匹配濾波器輸出找出同步點，所以使用方法 2 時，如果沒有做頻率偏移的補償，其同步效能極差，因此找出同步點之前，必須利用短訓練序列所粗估的頻率偏移做頻率補償，以減低頻率偏移的影響。如果使用方法 2，找出同步點之前，對於頻率偏移有適當地給予頻率補償，其效能較方法 1 好，因為方法 2，利用匹配濾波器輸出峰值，找出第一個到達路徑的短訓練序列與長訓練序列的邊界，如果可以正確找到第一個到達路徑的邊界，就能夠收集到全部的通道功率增益。而方法 1 是使用相關性偵測電路找到短訓練序列與長訓練序列的邊界後，固定往前跳幾點當成是同步點，如果接收到的信號能量，不是集中在前幾個到達的接收路徑上，即使往前跳幾點，也不能收集到全部通道功率增益，造成 IBI 與 ICI 的效應。

IEEE 802.16a 碼框同步的方法是採用 IEEE 802.11a 碼框同步方法 2，而不使用方法 1，原因是在多重路徑通道的戶外環境，每個不同時間到達的接收路徑，其到達的時間差異有可能很大，再加上前置循環信號長度是根據通道的特性隨時做調整，所以 IEEE 802.11a 碼框同步方法 1 並不適用。

IEEE 802.16a 前置循環信號長度的估算，如果在找尋短訓練符元邊界時，除了找出匹配濾波器輸出最大峰值，同時也取出第二大的峰值，使得短訓練序列與長訓練序列粗估的邊界有兩個，利用這兩個邊界來估算 CP 的長度，找出最接近的 CP 長度，方法如 8.3 節所述，由圖 8.6.6 可知效能比使用一個邊界點估算的方法來的好。

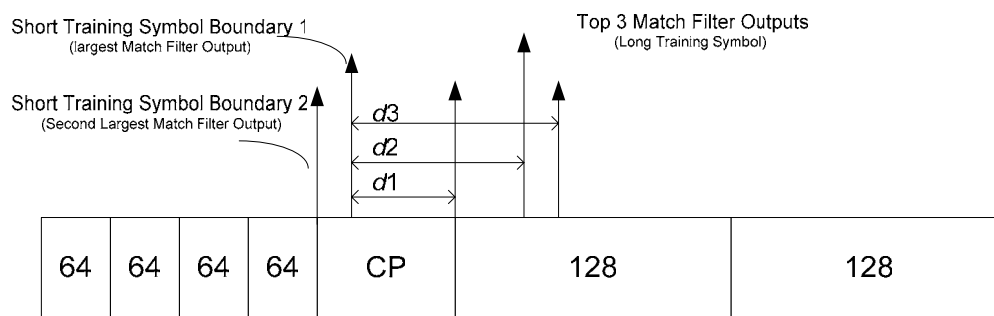
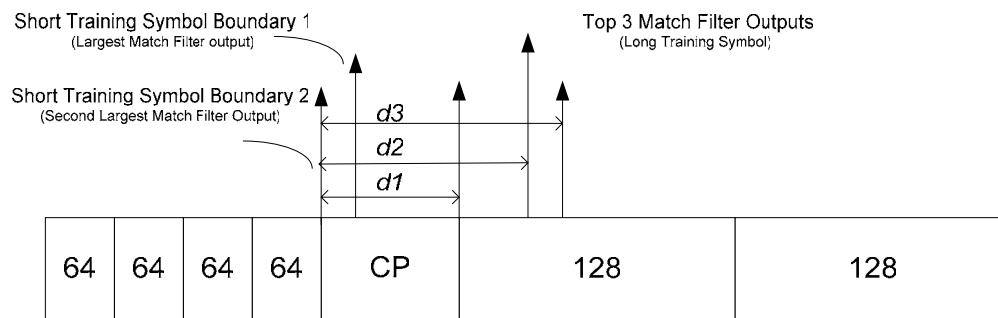


圖 8.6.1 CP 長度估算示意圖(使用兩個邊界點)

以下在多重路徑衰退通道模擬中，IEEE 802.11a 的 T_{RMS} 為 50ns，IEEE 802.16a 為使用無指向性天線、K-factor 等於 0 的 SUI4 通道模型。

IEEE802.11a

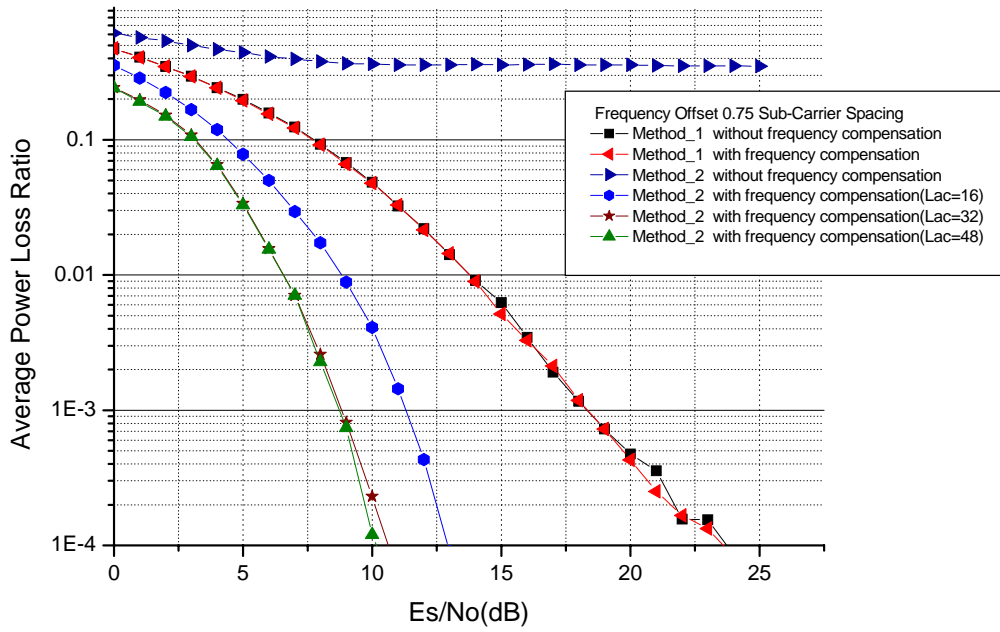


圖 8.6.2 AWGN 通道下碼框同步方法效能的比較

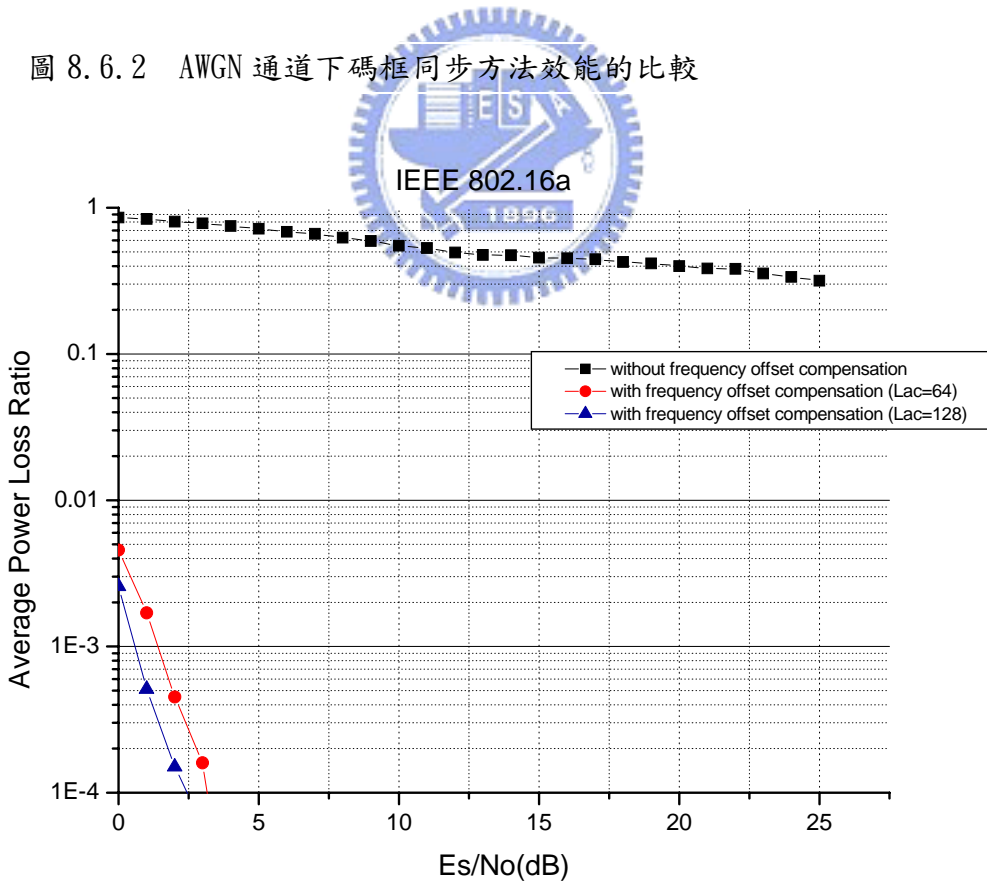


圖 8.6.3 AWGN 通道下碼框同步方法效能的比較

IEEE 802.11a

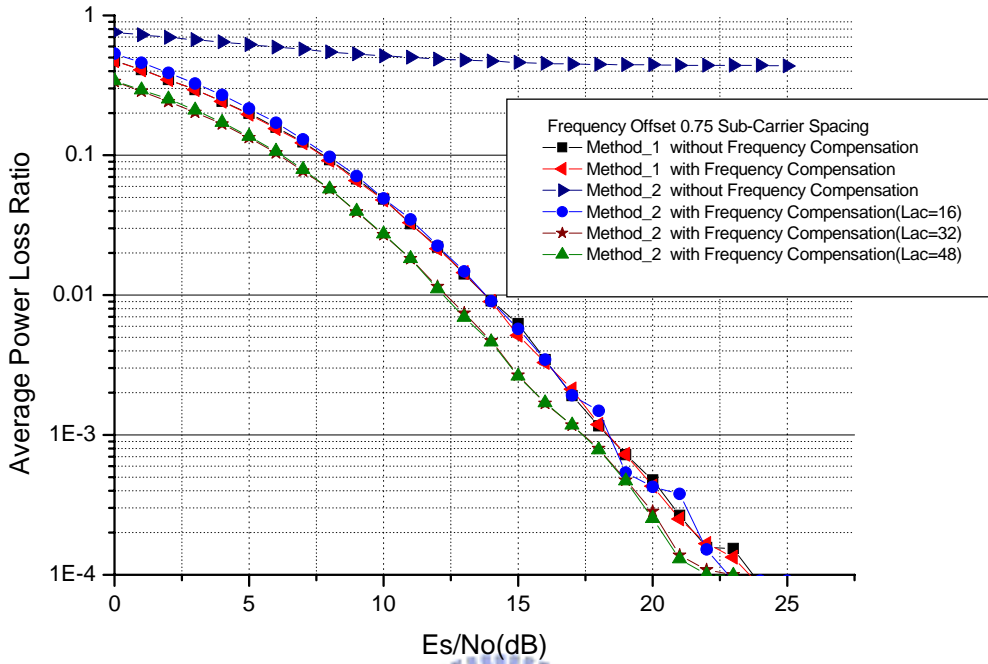


圖 8.6.4 多重路徑衰退通道下碼框同步方法效能的比較

IEEE 802.16a

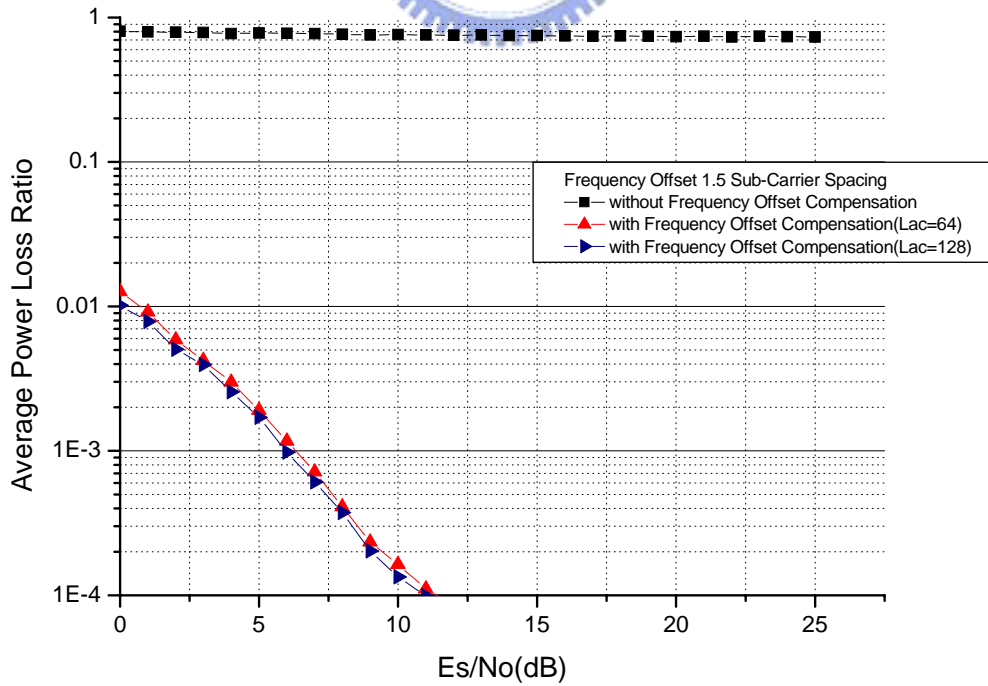


圖 8.6.5 多重路徑衰退通道下碼框同步方法效能的比較

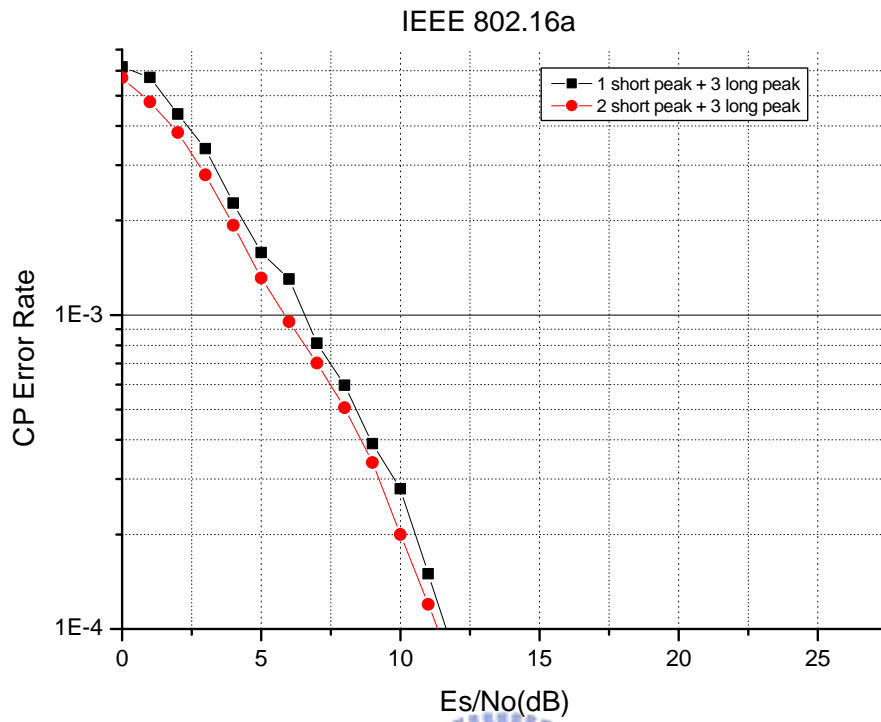


圖 8.6.6 多重路徑衰退通道下前置循環信號估算效能的比較

