

# 114 年公務人員特種考試法務部調查局調查人員考試試題

考試別：調查人員

等 別：三等考試

類 科：電子科學組

科 目：通信與系統

伍霖老師解題

一、請計算 16QAM 傳輸系統在同調接收器 (Coherent Receiver) 下的平均位元錯誤率 (Bit Error Rate, BER)，假設在 AWGN 通道下，符號 '1' 與 '0' 發送機率相同，採用正交坐標 QAM 星座圖。

(一)請推導並寫出同調 16QAM 系統在 AWGN 通道下的位元錯誤率 (BER)。(10 分)

請將位元錯誤率 (BER) 以  $Q$  函數形式與  $E_b / N_0$  表示。 $E_b / N_0$  是每比特 (bit) 能量與雜訊功率密度比

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$$

(二) 16QAM 廣泛應用於現代無線與有線通訊系統中，請列舉三個 16QAM 的通訊系統應用，並請詳述使用情境與選用原因。(5 分)

## 【解題關鍵】

1. 《考題難易》★★★★：普通

2. 《破題關鍵》

(1) QAM 的調變與解調變

(2) QAM 系統在 AWGN 通道下的位元錯誤率 (BER) 推導

3. 《使用法條》or《使用學說》

QAM 的解調器架構,系統性能與應用

4. 《命中特區》

伍霖通訊系統教材 chap 7, §4 混合型調變

## 【擬答】

(一) QAM 信號形式

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} (A_i \cos(2\pi f_c t) + B_i \sin(2\pi f_c t)); i = 1, \dots, M, 0 \leq t \leq T_s = T_b \log_2 M \quad (1)$$

定義 2 維正規基底函數為

$$\begin{cases} \phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \\ \phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \end{cases}$$

則(1)式可簡化為

$$s_i(t) = A_i \phi_1(t) + B_i \phi_2(t) \quad (2)$$

假設  $A_i, B_i = \pm \frac{d}{2}, \pm \frac{3d}{2}, \dots, \pm \left(\frac{\sqrt{M}-1}{2}\right)d$

以 16QAM 為例，我們可將 16QAM 視為兩組正交的 4ASK，如圖 1 所示。

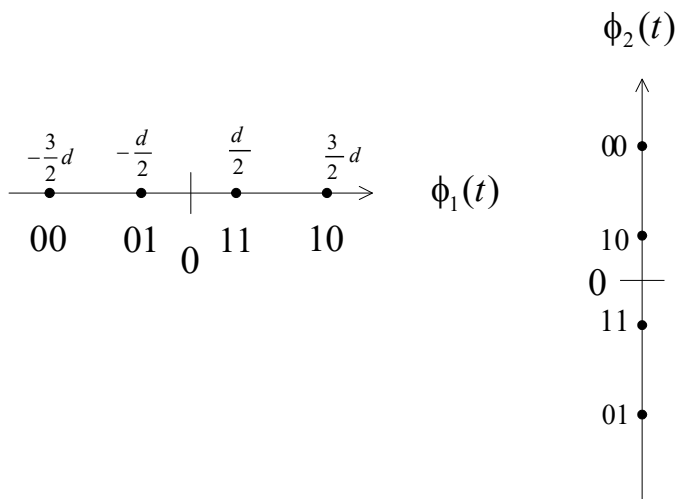


圖 1

故其信號空間圖如圖 2 所示

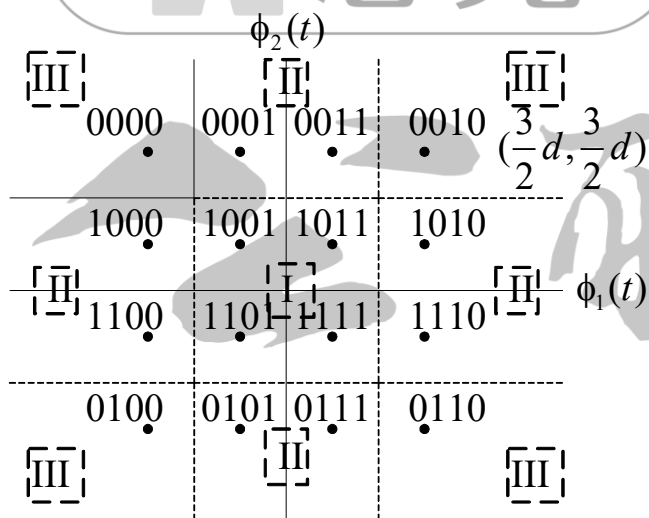


圖 2: 16QAM 信號空間圖

以圖 2 之 16QAM 為例，信號空間圖由內到外分成 3 個半徑不等的圓。

A. 第 I 區 4 個信號能量相同，均為： $\left(\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 = \frac{1}{2}d^2$

B. 第 II 區 8 個信號能量相同，均為： $\left(\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{3d}{2}\right)^2 = \frac{5}{2}d^2$

C. 第 III 區 4 個信號能量相同，均為： $\left(\frac{3d}{2}\right)^2 + \left(\frac{3d}{2}\right)^2 = \frac{9}{2}d^2$

故平均之 symbol 能量為：

$$E_s = \frac{1}{16} \left( 4 \times \frac{d^2}{2} + 8 \times \frac{5}{2} d^2 + 4 \times \frac{9}{2} d^2 \right) = \frac{5}{2} d^2 \quad (3)$$

$T_s = 4T_b$ , 16QAM 之調變與解調變器分別如圖 3, 4.

顯然的，若  $s_i(t)$  被送出則有

$$\begin{aligned} r_1 &= \int_0^{T_s} (s_i(t) + n(t)) \phi_1(t) dt = \int_0^{T_s} (A_i \phi_1(t) + B_i \phi_2(t) + n(t)) \phi_1(t) dt = A_i + n_1 \\ r_2 &= \int_0^{T_s} (s_i(t) + n(t)) \phi_2(t) dt = \int_0^{T_s} (A_i \phi_1(t) + B_i \phi_2(t) + n(t)) \phi_2(t) dt = B_i + n_2 \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} n_1 &= \int_0^{T_s} n(t) \phi_1(t) dt \sim N\left(0, \frac{N_0}{2}\right) \\ n_2 &= \int_0^{T_s} n(t) \phi_2(t) dt \sim N\left(0, \frac{N_0}{2}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

因此  $(r_1, r_2) = (A_i + n_1, B_i + n_2)$

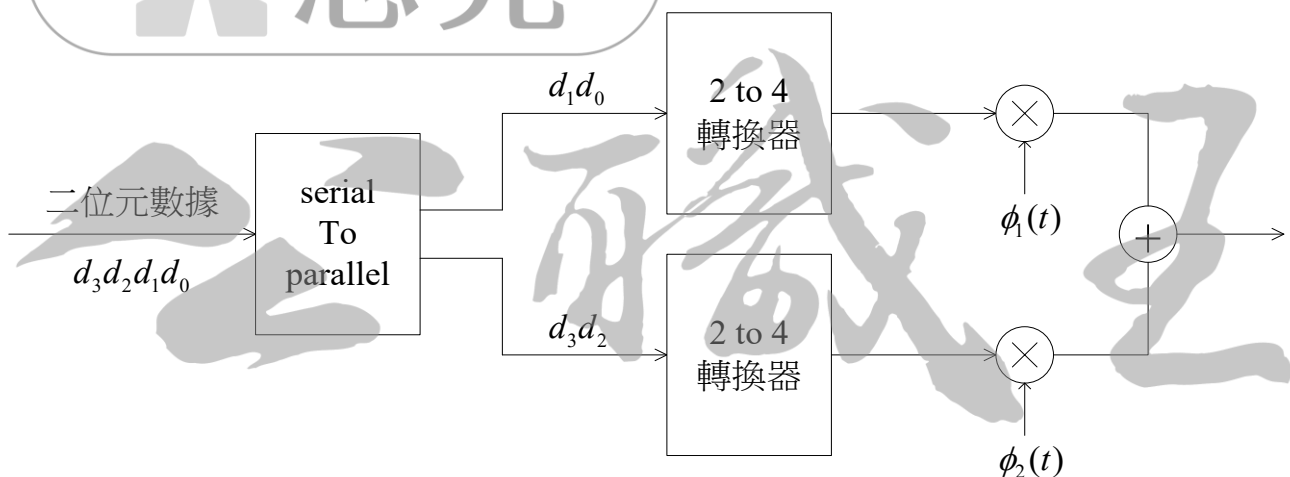


圖 3:16QAM 調變器

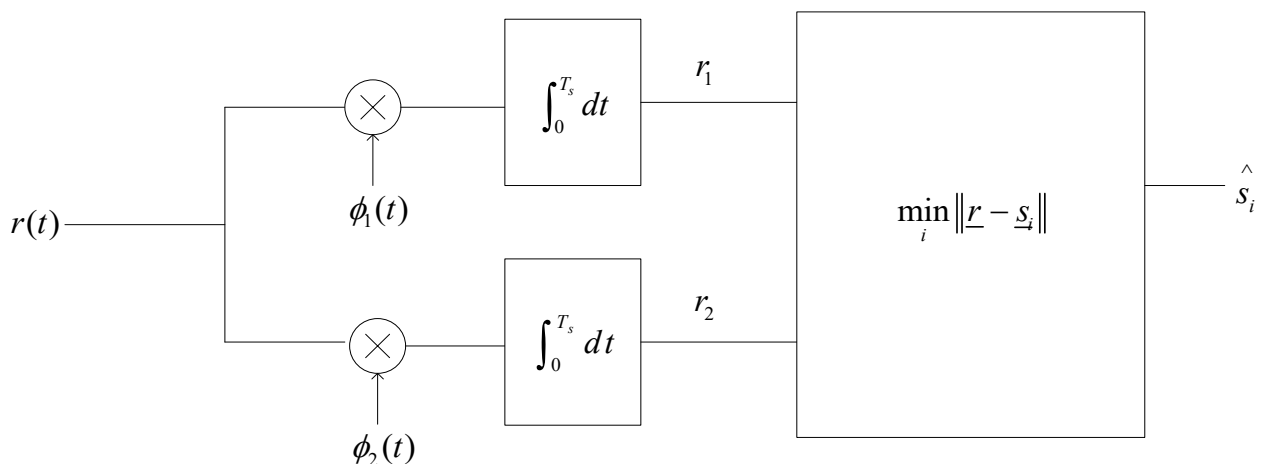


圖 4: 16QAM 解調變器

考慮 AWGN 且事前機率相同，則有  $P(s_i) = \frac{1}{16}, \forall i=1, \dots, 16$ 。

(1) 在傳送第 I 區的 4 個信號之條件下，正確判斷之機率為：雜訊  $n_1, n_2$  滿足

$$\begin{aligned}
 P(C|I) &= P\left(-\frac{d}{2} < n_1 < \frac{d}{2}, -\frac{d}{2} < n_2 < \frac{d}{2}\right) \\
 &= P\left(-\frac{d}{2} < n_1 < \frac{d}{2}\right) P\left(-\frac{d}{2} < n_2 < \frac{d}{2}\right) \\
 &= \left(P\left(-\frac{d}{2} < n_1 < \frac{d}{2}\right)\right)^2 \\
 &= \left[1 - 2Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right)\right]^2
 \end{aligned} \tag{6}$$

(2) 在傳送第 II 區 8 個信號之條件下，正確判斷之機率為：雜訊  $n_1, n_2$  滿足

$$\begin{aligned}
 P(C|II) &= P\left(-\frac{d}{2} < n_1 < \frac{d}{2}, n_2 > -\frac{d}{2}\right) \\
 &= P\left(-\frac{d}{2} < n_1 < \frac{d}{2}\right) P\left(n_2 > -\frac{d}{2}\right) \\
 &= \left[1 - 2Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right)\right] \left[1 - Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right)\right]
 \end{aligned} \tag{7}$$

(3) 在傳送第 III 區 4 個信號之條件下，正確判斷之機率為：雜訊  $n_1, n_2$  滿足

$$\begin{aligned}
 P(C|III) &= P\left(-\frac{d}{2} < n_1, -\frac{d}{2} < n_2\right) = P\left(-\frac{d}{2} < n_1\right) P\left(-\frac{d}{2} < n_2\right) \\
 &= \left(P\left(-\frac{d}{2} < n_1\right)\right)^2 \\
 &= \left[1 - Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right)\right]^2
 \end{aligned} \tag{8}$$

故平均之 symbol error rate 為：  $P(error) = 1 - P(correct)$

令  $Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right) = p$  則有

$$\begin{aligned}
 P_{16QAM}(d) &= 1 - P(correct) = 1 - \frac{1}{16}[4P(C|I) + 8P(C|II) + 4P(C|III)] \\
 &= 3p\left(1 - \frac{3}{4}p\right)
 \end{aligned} \tag{9}$$

由 (3) 可得  $d = \sqrt{\frac{2E_s}{5}}$ ，代入 (9) 可得

$$\begin{aligned}
 P_{16QAM} &\approx 3p = 3Q \left( \frac{d}{\sqrt{2N_0}} \right) \\
 &= 3Q \left( \sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) = 3Q \left( \sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

(二) 16QAM 憑藉其高頻譜效率(spectral efficiency)和適中的抗雜訊能力，被廣泛應用於對資料傳輸速率和頻寬利用率要求較高的通信系統中。以下結合具體場景和技術特性，詳細分析三個典型應用：

### 1. 數位電視廣播系統 (DVB-T2)

在城市或郊區等信號覆蓋良好的區域，數位電視廣播系統（如 DVB-T2 標準）需要在有限的頻段內傳輸多路高清（HD）視頻流。

**選用原因：**

- (1) **頻譜效率優勢：**16QAM 每個符號可傳輸 4 bits 資料，相較於 QPSK（2 bits/symbol），在相同頻寬下可提升一倍的資料輸送量。
- (2) **抗干擾能力：**DVB-T2 通過 LDPC（低密度同位碼）和多層編碼技術增強糾錯能力，即使在城市 multipath 環境下，16QAM 仍能保持較低的誤碼率。
- (3) **靈活的調變模式：**DVB-T2 支援動態調整調變方式，當通道品質下降時可自動切換至 QPSK，而在信號良好時啟用 16QAM，最大化頻譜資源利用率。

### 2. 無線局域網 (IEEE 802.11n/ac)

在辦公室、家庭或公共場所的 Wi-Fi 網路中，使用者需要同時支援多人高清視訊會議、4K 流媒體播放和大檔案傳輸。

**選用原因：**

- (1) **高輸送量支援：**16QAM 與 MIMO 技術結合可顯著提升速率。
- (2) **動態調變適配：**Wi-Fi 設備通過通道狀態資訊 (CSI) 即時調整調變方式。例如，當用戶靠近 AP 時，優先採用 16QAM 或更高階的 64QAM；當信號衰減時，自動降級為 QPSK 以保證鏈路穩定性。
- (3) **頻寬效率優化：**在 5GHz 頻段，16QAM 的頻譜效率（4bit/s/Hz）比 QPSK（2bit/s/Hz）高一倍，有效緩解頻段擁擠問題，支援更多設備併發接入。

### 3. 蜂窩移動通信系統

在城市密集區域或郊區，當 UE（使用者設備）與基站距離較近且信號品質良好時，LTE 或 5G 網路需要提供中高速資料服務，如高清視頻通話、雲遊戲等。此時，基站通過自我調整調變編碼（AMC）動態選擇調變方式。

**選用原因：**

- (1) **速率與可靠性平衡：**16QAM 在中等 SNR 條件下表現優異。
- (2) **資源配置靈活性：**在 LTE 的共用通道（如 PDSCH）中，16QAM 可與不同的傳輸塊大小（TBS）和 MIMO 層數組合，適應動態業務需求。

綜上，16QAM 通過在頻譜效率、抗干擾能力和系統複雜度之間的優化平衡，成為數位電視、無線局域網和蜂窩網路等場景的核心調變技術之一。其應用邏輯始終圍繞“在可接受的誤碼率下最大化資料傳輸效率”展開，體現了現代通信系統對頻寬資源精細化利用的追求。

保成·志光·學儒  
錄取NO.1

司法三等.調查局

專業課程規劃 完備上榜能力 依類科提供專屬規劃

|                                          |                                         |                                           |
|------------------------------------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------|
| <b>基礎課</b><br>正規班前導課,提早進入學習氛圍、銜接正規課程     | <b>正規班</b><br>名師領軍,專業講授國考重點<br>奠定厚實上榜根基 | <b>題庫班</b><br>歷屆試題及考題趨勢為大綱<br>傳授解題要訣,命中核心 |
| <b>申論加強</b><br>掌握關鍵字技巧<br>快速學會審題、破題與高分解題 | <b>專題講座</b><br>修法實務、法學文章、憲判字號三大主題隨時補充   | <b>總複習</b><br>各章節重點掃描,補足修法時事快速重溫考試重點      |
| <b>奪榜特訓班</b><br>考前高強度訓練,讓你快速進步超有感        | <b>體測強化</b><br>準備技巧說明,並至戶外進行實戰演練、確保二試成果 | <b>口試課程</b><br>準備方向、評分重點、書審備查等提要,快速掌握口試關鍵 |

二、(一)請計算下列函數  $h(t)$  的傅立葉轉換？(5 分)

$$h(t) = -\frac{j}{\pi t}$$

(二)這個形式是那種轉換 (Transform) 的核函數 (kernel)？(5 分)

(三)  $h(t)$  具有非常特殊的意義，請列舉三種在信號處理和通訊理論中應用價值？(5 分)

【解題關鍵】

1. 《考題難易》★★★：普通

2. 《破題關鍵》

Hilbert transform

3. 《使用法條》or《使用學說》

Hilbert transform 原理與應用。

4. 《命中特區》

伍霖通訊系統教材 chap 2, §4 希爾伯特轉換(Hilbert Transform)

【擬答】

$$(-) \mathfrak{F}\{e^{-\alpha|t|} \operatorname{sgn}(t)\} = j \frac{-4\pi f}{\alpha^2 + (2\pi f)^2} \Rightarrow \mathfrak{F}\{\operatorname{sgn}(t)\} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{-j4\pi f}{\alpha^2 + (2\pi f)^2} = \frac{1}{j\pi f}$$

利用對偶性質可得：

$$\mathfrak{F}\left\{\frac{1}{j\pi t}\right\} = \operatorname{sgn}(-f)$$

(二) Hilbert transform

(三) Hilbert 變換是一種重要的線性濾波工具，其核心作用是對實信號構造對應的解析信號，從而提取信號的包絡、瞬時頻率等關鍵特徵。在信號處理和通訊領域，它的應用價值主要體現在以下三個方面：

1. 調變與解調變技術中的信號分析與處理

在類比通訊系統(analog communication system)中，調變技術是實現信號高效傳輸的核心手

段，而 Hilbert 變換為調變信號的分析和解調變提供了關鍵工具：

- (1) **包絡檢波(Envelop detection)**：對於 AM 信號，其調變信息蘊含在信號的包絡中。通過 Hilbert 變換構造解析信號後，解析信號的模值(modulus)即為原信號的包絡，可直接用於提取調變信息（例如傳統廣播中的 AM 解調器）。
- (2) **單邊帶調變 (SSB)**：SSB 調變通過濾除載波和一個邊帶來節省頻帶資源。Hilbert 變換可用於生成與原信號正交的「Hilbert 變換信號」，兩者疊加後可抑制一個邊帶，實現 SSB 調變。

## 2. 瞬時頻率與相位估計

許多實際信號（如雷達回波、聲納信號、語音信號）的頻率和相位是隨時間變化的，Hilbert 變換是提取這些瞬時特徵的有效方法：

- (1) **解析信號構造**：對實信號  $x(t)$  做 Hilbert 變換得到  $\hat{x}(t)$ ，則解析信號定義為

$$z(t)=x(t)+j\hat{x}(t)。解析信號的相位 \phi(t)=\tan^{-1}\left(\frac{\hat{x}(t)}{x(t)}\right) 的導數即為瞬時頻率 f(t)=\frac{1}{2\pi}\frac{d\phi(t)}{dt}，可用$$

於分析信號的頻率變化規律（如語音信號的基頻估計、雷達目標的 Doppler shift 檢測）。

## 3. 濾波與信號增強

Hilbert 變換的正交特性使其在濾波設計和干擾抑制中發揮作用：

- (1) **正交濾波器組**：Hilbert 變換可視為一個  $90^\circ$  移相濾波器，與原信號構成正交信號對。這種正交特性常用於構建 OFDM 系統中的子載波，或設計正交調變的濾波器組，減少子通道間的干擾。
- (2) **窄帶信號提取**：對於被 noise 污染的窄帶信號，利用 Hilbert 變換構造解析信號後，通過包絡檢波可提取窄帶信號的幅度變化，再結合濾波演算法實現信號增強（例如在聲納信號處理中提取水下目標的回波信號）。

三、(一)RAKE 接收機的工作原理是什麼？（5 分）

(二)請詳細說明其在無線通訊中的作用與運作方式。（5 分）

(三)請畫出一個完整的 RAKE 接收機系統方塊圖，請詳述並標註各個模組的功能。（5 分）

### 【解題關鍵】

1. 《考題難易》★★★★：困難

2. 《破題關鍵》

(1) 直序展頻系統

(2) PN 序列

3. 《使用法條》or《使用學說》

理想的 PN 序列其自相關函數要能近似脈衝函數，其原因為：

(1) 易於同步

(2) 可抵抗多重路徑干擾

4. 《命中特區》

伍霖通訊系統教材 chap9”展頻通信”

### 【擬答】

(一)RAKE 接收機是一種專為展頻通信系統 (Spread spectrum communication) 設計的抗多徑衰落技術，其核心思想是“利用多徑(multipath)而非對抗多徑”。它通過分離、跟蹤和合併多個路徑的信號能量，提升接收信號的信噪比，從而改善通信品質。

1. 背景：多徑傳播與通信挑戰

在無線通訊中，信號從發射端到接收端的傳播路徑往往不是單一的，會經過反射（如建築物、地面）、折射（如大氣層）或散射（如障礙物）等，形成**多徑傳播**。多徑信號具有以下特點：

- (1)到達接收端的時間不同（存在時延差）；
- (2)信號強度和相位存在差異；
- (3)多徑信號疊加後可能導致**頻率選擇性衰落**（部分頻率分量被削弱），嚴重時會造成信號失真或誤碼。

傳統接收機將多徑視為干擾，但 RAKE 接收機通過特殊設計，將多徑信號轉化為“有用能量”。

## 2. RAKE 接收機的核心原理

RAKE 接收機的結構類似“耙子（Rake）”，多個 Finger 分別對應不同的多徑信號，通過以下步驟實現信號增強：

- (1)**分離多徑信號**：利用 PN 碼的自相關性，區分不同時延的多徑分量；
- (2)**跟蹤多徑信號**：每個耙指單獨跟蹤一路多徑信號，補償其時延和相位差異；
- (3)**合併多徑能量**：將所有耙指接收的信號能量按權重合併，最大化輸出信噪比。

## 3. 關鍵組成與工作步驟

RAKE 接收機的結構主要包括**多個相關器（Finger）**和**信號合併器**，具體工作流程如下：

### (1) 多徑信號跟蹤與解調

①**每個 Finger 對應一條多徑信號**：Finger 數量通常等於需要合併的多徑數量（如 3-6 個），數量越多，可利用的多徑能量越多，但複雜度也越高。

#### ② 工作過程：

- ①對每條多徑信號進行**時延補償**（對齊時間）和**相位補償**（統一相位）；
- ②通過 despreading（用本地擴頻碼與接收信號相關運算）和**解調**，提取該路徑的信號能量；

將多個 Finger 輸出的信號按最優策略合併，最大化總能量。常見的合併方式有兩種：

| 合併方式               | 原理                               | 特點                          |
|--------------------|----------------------------------|-----------------------------|
| <b>最大比合併 (MRC)</b> | 按各路徑信號的信噪比（或強度）分配權重，信噪比越高的路徑權重越大 | 性能最優，可最大化輸出信噪比，但需即時估計各路徑信噪比 |
| <b>等增益合併 (EGC)</b> | 所有路徑信號權重相同，直接疊加                  | 複雜度低，性能接近 MRC（信噪比高時）        |

實際系統中（如 CDMA），通常採用**最大比合併（MRC）**，以充分利用多徑能量。

## 4. 總結

RAKE 接收機通過“分路跟蹤、能量合併”的思路，將無線通訊中的多徑干擾轉化為有用信號能量，是展頻系統對抗多徑衰落的關鍵技術。其核心是利用 PN 碼的相關性分離多徑，通過多個 Finger 跟蹤不同路徑，並通過最優合併策略最大化接收信號品質，為現代無線通訊的可靠性提供了重要支撐。

(二)RAKE 接收機是無線通訊中對抗多徑衰落的核心技術，尤其在 CDMA 系統中發揮關鍵作用。

以下從作用與運作方式兩方面展開詳細說明：

### 1. 核心作用：化多徑干擾為分集增益

RAKE 接收機的核心突破在於將多徑視為可利用的分集資源，而非單純干擾：

- (1) 多徑信號捕獲：通過多個並行處理單元 (Fingers) 分離不同時延的路徑信號。例如，在 CDMA 系統中，PN 碼的自相關特性允許接收機通過匹配濾波器識別時延超過碼片間隔的路徑。
- (2) 分集合併增益：將分離後的多徑信號按最優權重合並，顯著提升信噪比 (SNR)。

### 2. 運作機制：關鍵流程解析

#### (1) 多徑信號分離與同步

- ① Fingers 結構：每個 Finger 包含一個匹配濾波器，用於捕獲特定時延的信號。
- ② 碼片同步：通過滑動相關器搜索 PN 碼相位，確保本地碼與接收信號的碼片對齊。
- ③ 時延估計：利用導頻信號的自相關峰位置，確定各路徑的時延偏移。

#### (2) 通道狀態估計與補償

- ① 導頻輔助估計：發射端插入已知導頻符號，接收端估計通道 impulse response。
- ② 幅度與相位補償：根據通道估計結果，對每個 Finger 的信號進行幅度加權和相位旋轉，消除路徑衰減和相位偏移的影響。

- (3) 分集合併策略：最大比合併 (MRC)：權重與路徑增益成正比，可最大化輸出 SNR。

### 3. 典型應用於 CDMA 系統 (WCDMA/cdma2000)

- (1) 多徑分集核心：RAKE 接收機是 CDMA 系統的標配技術。
- (2) PN 碼同步：利用 Gold 序列的良好自相關特性，通過相關峰檢測實現多徑分離。

RAKE 接收機通過多徑分離、通道估計、最優合併三大核心機制，將無線通訊的“天敵”多徑效應轉化為性能提升的“利器”。其核心思想始終是利用多徑而非規避多徑。

### (三) RAKE 接收機系統方框圖及模組功能詳解

RAKE 接收機是展頻通信系統中對抗多徑衰落的核心技術，其核心思想是將多徑傳播的“干擾信號”轉化為“有用信號”，通過分離、解調多徑分量併合並輸出，提升接收性能。以下是完整的系統方框圖及各模組功能說明：

#### 各模組功能詳述

#### 1. 多徑搜索與跟蹤模組 (Multipath Search & Tracking Module)

- (1) 核心功能：檢測輸入信號中的多徑分量，確定各多徑的關鍵參數並即時跟蹤。
  - ① 多徑檢測：通過滑動相關或匹配濾波方法，識別能量較強的多徑分量（通常選取 3~5 條主要多徑，對應 RAKE 的“Finger”數量）。
  - ② 延遲跟蹤：測量各多徑相對於直射波的時間延遲 (chip level)。

- (2) 輸出：為每個 despreader 提供精確的延遲參數，確保 despreader 對準對應多徑的信號。

#### 2. Despreader

- (1) 數量：與多徑數量對應（如 N 條多徑對應 N 個 despreader，即“N 個 Finger”）。
- (2) 功能：對射頻前端輸出的數位信號進行 despreading，恢復窄帶信號。
  - ① 原理：使用與發射端同步的 PN 碼對接收信號進行相關運算，將寬頻信號壓縮為窄帶信號。
  - ② 關鍵：每個 Despreader 的擴頻碼相位由多徑搜索模組提供的延遲參數控制，確保僅對目標多徑分量有效解擴。

#### 3. 通道估計器 (Channel Estimator)

功能：估計每個多徑分量經歷的通道衰減和相位偏移，獲取通道狀態資訊 (CSI)。

#### 4. 加權係數計算器 (Weight Coefficient Calculator)

功能：根據通道估計結果計算各多徑分量的合併權重，優化合併性能。

#### 5. 最大比合併器 (MRC)

功能：將各解擴支路的解調信號按加權係數進行線性疊加，輸出合併後的信號。

- ①原理：通過加權疊加抵消多徑間的相位差異，使有用信號能量累加，雜訊能量隨機抵消，提升輸出信號品質。
- ②作用：讓信噪比高的多徑分量獲得更大權重，信噪比低的多徑分量獲得較小權重，最大化合併後信號的信噪比。

#### 6. 解調器 (Demodulator)

功能：對解擴後的信號進行解調 (如 BPSK、QPSK 解調)

四、請詳述說明 OFDM 系統中 ISI (符號間干擾) 與 ICI (子載波間干擾) 產生的原因及其解決方法。請畫出一個完整的 OFDM 系統方塊圖 (包含發射器和接收器)，請標註並詳述各個模組的功能。(20 分)

##### 【解題關鍵】

1. 《考題難易》★★★★：困難

2. 《破題關鍵》

OFDM 主要的優點是可以應用離散富立葉轉換 (Discrete Fourier Transform, 簡稱為 DFT) 或快速富立葉轉換 (Fast Fourier Transform, 簡稱為 FFT) 來實現

3. 《使用法條》or 《使用學說》

正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 傳輸技術

4. 《命中特區》

伍霖通訊系統教材§1-4

##### 【擬答】

(一) 在 OFDM 系統中，符號間干擾 (ISI) 和子載波間干擾 (ICI) 是影響系統性能的主要因素。以下從產生原因和解決方法兩方面進行詳細分析：

##### 1. ISI (符號間干擾)

###### 產生原因

- (1) 多徑傳播：信號在傳輸過程中經多條路徑到達接收端，不同路徑的時延差異導致前一個符號的尾部與後一個符號的頭部重疊。
- (2) 保護間隔不足：若保護間隔 (cyclic prefix, CP) 長度小於最大多徑時延，多徑信號的尾部會進入有效符號區間，引發 ISI。

###### 解決方法

##### (1) 保護間隔 (CP)

- ①原理：將 OFDM 符號的尾部複製到頭部作為保護間隔。只要 CP 長度大於最大多徑時延，多徑信號的殘留部分會被 CP 吸收，避免干擾有效符號。
- ②優勢：CP 不僅消除 ISI，還能通過迴圈擴展將線性卷積 (linear convolution) 轉化為迴圈卷積 (circular convolution)，簡化頻域均衡 (frequency domain equalization, FDE) 處理。
- ③參數設計：CP 長度需根據通道最大時延擴展確定。

##### (2) 頻域均衡 (FDE)

- ①原理：在頻域對每個子載波進行增益調整，補償通道失真。由於 OFDM 的頻域特性，FDE 複雜度低於時域均衡，且能有效對抗頻率選擇性衰落。
- ②實現：通過導頻符號估計通道頻率回應，計算均衡係數，對接收信號進行頻域濾波。

(3)自我調整調變與編碼

原理：根據通道品質動態調整調變方式（如 QPSK、16QAM）和編碼速率，降低 ISI 對高靈敏度調變方式的影響。

2. ICI（子載波間干擾）

產生原因

(1)頻率偏移：

①都普勒效應：高速移動場景中，收發端相對運動導致載波頻率偏移，破壞子載波正交性。

②本地振盪器誤差：收發兩端的振盪器頻率不一致，引入公共頻偏（CFO）。

(2)時間同步誤差：符號定時不準確導致採樣點偏離正交區間，相鄰子載波的積分結果非零。

(3)多徑時延：多徑信號的時延差異使子載波間的相位關係變化，正交性被破壞。

解決方法

(1)頻偏估計與補償

①導頻輔助估計：在特定子載波插入導頻符號，通過對比發送與接收導頻計算頻偏，採用相位旋轉補償。

②最大似然估計（MLE）：利用 OFDM 符號的迴圈特性，通過似然函數(likelihood function)估計頻偏，適用於低信噪比場景。

(2)時間同步技術

①前導序列檢測：發送已知序列，接收端通過相關運算確定符號起始位置，減少定時誤差。

②基於迴圈首碼的同步：利用 CP 的週期性進行定時粗同步，結合導頻進行精同步。

(3)ICI 自消除演算法

並行干擾消除（PIC）：將信號分為兩路處理，一路經常規 OFDM 調變，另一路經 FFT 變換後合併，抑制都普勒擴展引起的 ICI。

(4)多用戶資源管理

①子載波分配：在 OFDMA 系統中，為不同使用者分配正交子載波，避免用戶間干擾。

② Beamforming：通過多天線形成定向波束，減少多徑和用戶間的空間干擾。

(二) OFDM 系統完整方框圖及模組功能詳述

OFDM 是一種多載波調變技術，通過將高速串列資料分配到多個並行的低速子載波上傳輸，有效對抗多徑衰落和符號間干擾（ISI）。以下是 OFDM 系統發射器和接收器的完整方框圖及各模組功能詳解。

1. OFDM 發射器方框圖及模組功能

發射器的核心是將數位信號通過多載波調變轉換為適合通道傳輸的類比信號，流程如下：

信源 → 調製映射 → 串並轉換 → 插入導頻/訓練序列 → IFFT → 加迴圈首碼（CP） → 並串轉換 → DAC → 射頻前端（上變頻/功率放大） → 通道

(1)調變映射

①功能：將位元流映射為頻域星座點（複數符號），實現數位信號到符號的轉換。

②常用調變方式：根據通道品質動態選擇，如 BPSK（2 進制）、QPSK（4 進制）、16QAM（16 進制）、64QAM（64 進制）等。

③示例：QPSK 將 2 個比特映射為一個星座點（如“00”→ $1+j$ ，“01”→ $-1+j$ 等）。

(2)串並轉換（S/P）

①功能：將高速串列符號流轉換為  $N$  路低速並行符號流 ( $N$  為子載波數量)，每路對應一個子載波。

②作用：降低單路符號速率，延長符號週期，減少多徑衰落導致的符號間干擾 (ISI)。

### (3)插入導頻 / 訓練序列

①功能：在並行符號流中插入已知的導頻符號或訓練序列，用於接收端的同步 (載波同步、定時同步) 和通道估計。

②導頻特性：通常在頻域或時域中週期性插入，幅度和相位已知，便於接收端提取通道資訊。

### (4)逆快速傅裡葉變換 (IFFT)

①功能：將頻域的  $N$  路子載波符號轉換為時域信號，實現多載波調製的核心步驟。

②原理：OFDM 通過 IFFT 產生正交子載波 (子載波頻率間隔為  $1/T$ ,  $T$  為符號週期)，保證子載波間無干擾 (ICI)。

③輸出：時域信號為  $N$  個正交子載波的疊加。

### (5)加迴圈首碼 (CP)

①功能：將 IFFT 輸出時域信號的尾部 (長度為  $L$ ) 複製到信號前端，形成迴圈首碼。

②作用：

①對抗多徑效應：使多徑信號的延遲不超過 CP 長度，消除符號間干擾 (ISI)。

②維持子載波正交性：確保接收端 FFT 處理時子載波仍滿足正交條件，減少子載波間干擾 (ICI)。

### (6)並串轉換 (P/S)

功能：將加 CP 後的並行時域信號轉換為串列信號，便於後續 digital to analog conversion (DAC) 和傳輸。

(7)DAC：將數位時域信號轉換為類比信號，使其可通過射頻通道傳輸。

### (8)射頻前端

①功能：

① Up conversion：將基帶類比信號轉換到射頻載波頻率 (如移動通信中的 GHz 頻段)。

②功率放大：增強信號功率，滿足無線傳輸距離要求。

②輸出：射頻信號通過天線發射到通道。

## 2. OFDM 接收器方框圖及模組功能

接收器與發射器對稱，核心是從受干擾的接收信號中恢復原始資料，流程如下：

通道 → 射頻前端 (低雜訊放大/下變頻) → ADC → 串並轉換 → 去迴圈首碼 (CP) → FFT → 通道估計與均衡 → 提取導頻 → 並串轉換 → 解調映射 → 信宿

### (1)射頻前端

①功能：

①低雜訊放大 (LNA)：放大接收的微弱射頻信號，同時降低雜訊引入。

②下變頻(down conversion)：將射頻信號解調至基帶頻率，便於後續數位信號處理。

(2) ADC：將類比基帶信號轉換為數位信號。

(3)串並轉換 (S/P)：將串列數位信號轉換為並行信號，對應發射端的並串轉換，恢復  $N$  路子載波的時域資料。

(4)去迴圈首碼 (CP)：去除發射端添加的迴圈首碼，保留原始 IFFT 輸出長度的時域信號，

為 FFT 處理做準備。

(5)快速傅裡葉變換 (FFT)

①功能：將時域信號轉換回頻域，恢復各子載波上的符號，對應發射端的 IFFT。

②原理：利用 FFT 的正交性，分離不同子載波的信號，消除子載波間干擾。

(6)通道估計與均衡

①功能：

①通道估計：利用發射端插入的導頻符號，估計通道的 frequency response (如衰減、相位偏移)。

②均衡：根據通道估計結果，對每個子載波的頻域符號進行補償，消除通道失真的影響。

(7)提取導頻：去除頻域信號中的導頻符號，保留資料符號，為後續解調做準備。

(8)並串轉換 (P/S)：將並行的頻域資料符號轉換為串列符號流，對應發射端的串並轉換。

(9)解調映射

①功能：將頻域符號 (星座點) 轉換回位元流，反向映射發射端的調製過程。

②示例：QPSK 符號 “1+j” 對應比特 “00”，“-1+j” 對應比特 “01” 等。

(10)信宿：資料的接收端，如揚聲器、顯示器、存放裝置等，輸出最終恢復的原始資訊。

3. OFDM 系統核心優勢總結

(1)抗多徑能力強：通過 CP 和低速平行傳輸，有效消除 ISI 和 ICI。

(2)頻譜利用率高：子載波正交重疊，頻譜效率高於傳統 FDM。

(3)靈活性高：可通過動態子載波調變 (adaptive modulation) 適配不同通道條件。

113司法三等/調查局

 **稱霸業界** 超強考取 NO.1

 **113調查局 前十菁英 亮眼好成績**

|                                     |                                     |                                     |                                                                                       |
|-------------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>全國狀元</b> 陳○均<br>113調查局三等 調工組(英文) | <b>全國狀元</b> 蘇○霖<br>113調查局三等 調工組(俄文) | <b>全國榜眼</b> 楊○騏<br>113調查局三等 調工組(日文) | <b>全國榜眼</b> 王○雅<br>113調查局三等 調工組(英文)                                                   |
| <b>全國榜眼</b> 林○汝<br>113調查局三等 法律實務組   | <b>全國探花</b> 劉○寬<br>113調查局三等 調工組(英文) | <b>全國第四</b> 白○媿<br>113調查局三等 法律實務組   | <b>全國第四</b> 李○倫<br>113調查局三等 調工組(英文)                                                   |
| <b>全國第四</b> 蔡○生<br>113調查局三等 電子科學組   | <b>全國第五</b> 紀○臻<br>113調查局三等 調工組(英文) | <b>全國第六</b> 周○安<br>113調查局三等 調工組(英文) | <b>全國第六</b> 范○瑒<br>113調查局三等 財經實務組                                                     |
| <b>全國第七</b> 黃○鈞<br>113調查局三等 調工組(英文) | <b>全國第八</b> 郭○臻<br>113調查局三等 調工組(英文) | <b>全國第九</b> 劉○誠<br>113調查局三等 調工組(英文) |  |

**超強！調查局連續17年勇奪狀元 展現業界最強實力**

五、因應 5G 通訊系統的高速與低延遲需求，3GPP 在 Release 15 中制定新的通道編碼方案：控制通道使用 Turbo Code，數據通道使用 LDPC Code：

- (一)請詳述錯誤更正碼 LDPC (Low density parity check) 和 Turbo Code 之優劣比較。(LDPC 碼的主要優勢與劣勢分別列兩項) (10 分)
- (二)請詳述在適用大封包 (>1000 bits) 場景中效能選用那一種碼 (LDPC or Turbo Code) 並說明理由。(5 分)
- (三)請詳述在適用短封包、低延遲、快速解碼場景中效能選用那一種碼 (LDPC or Turbo Code) 並說明理由。(5 分)

【解題關鍵】

- 1. 《考題難易》★★★★★：非常困難
- 2. 《破題關鍵》  
LDPC 碼與 Turbo 碼的特性。
- 3. 《使用法條》or 《使用學說》  
Forward error correction

【擬答】

(一)LDPC 碼與 Turbo 碼的優劣比較

1. LDPC 碼的主要優勢

(1)長碼下的優異誤碼率性能

LDPC 碼在碼長較長時 (如 8000 比特以上) 誤碼率 (BER) 性能顯著優於 Turbo 碼。這一優勢源於其稀疏校驗矩陣的設計，通過並行反覆運算解碼 (如和積演算法 SPA) 實現高效糾錯。

(2)低解碼複雜度與硬體實現優勢

LDPC 的並行解碼結構可降低計算複雜度，且硬體實現時輸送量高、時延低。其校驗矩陣的稀疏性使得存儲需求小，且並行處理能力適合高速率、大檔包的傳輸。

2. LDPC 碼的主要劣勢

(1)短碼長時性能受限

當碼長較短 (如幾百比特) 時，LDPC 的性能可能不如 Turbo 碼。這是因為 LDPC 的校驗矩陣設計在短碼長時難以避免短環 (Short Cycle)，導致解碼性能下降。

(2)校驗矩陣設計複雜度高

LDPC 的性能高度依賴校驗矩陣的稀疏性。例如，若校驗矩陣存在短環，會導致反覆運算解碼收斂速度變慢，誤碼率上升。相比之下，Turbo 碼的結構 (並行級聯卷積碼) 更易於實現，無需複雜的矩陣設計。

3. Turbo 碼的優勢：

(1)短碼長與低信噪比下的性能優勢

Turbo 碼在短碼長 (如幾百比特) 和低信噪比 (SNR) 環境中表現優異。其核心在於交織器打破錯誤相關性，通過反覆運算解碼逐步逼近最大似然解。

(2)成熟的應用與靈活性

Turbo 碼在 3G/4G 中廣泛應用，編碼結構靈活，支援碼率相容和自我調整調整。例如，其並行級聯結構允許通過調整交織器和分量編碼器參數優化性能，適合動態通道條件。

4. Turbo 碼的劣勢：

(1)高解碼時延與硬體複雜度

Turbo 碼的反覆運算解碼需多次交換外部資訊，導致解碼時延大。其連續處理特性也限制

了硬體並行化能力，輸送量較低。

## (2) 錯誤平層問題

在高信噪比下，Turbo 碼的誤碼率下降速度顯著減緩，形成“錯誤平層”。這是由於小碼重碼字的存在，導致反覆運算解碼難以進一步糾錯。而 LDPC 的錯誤平層更低，尤其在高信噪比下仍能保持性能優勢。

## 5. 總結

LDPC 碼在長碼、高輸送量場景中表現優異，適合 5G、衛星通信等需要低時延、高可靠性的應用；而 Turbo 碼在短碼長、低信噪比環境下更具優勢。兩者的選擇需權衡碼長、信噪比、硬體資源和應用場景需求。

(二) 在大封包 (>1000 bits) 場景中，LDPC 通常是更優選擇，理由如下：

### 1. 性能與可靠性：LDPC 的抗突發錯誤能力更強

大封包傳輸中，突發錯誤（如多徑干擾或信號衰落）的影響更顯著。LDPC 的稀疏校驗矩陣設計可將突發錯誤分散到多個校驗方程中，通過並行反覆運算解碼快速糾正。相比之下，Turbo 碼的交織器雖然也能分散錯誤，但其基於卷積碼的結構在長碼長時交織延遲增加，且反覆運算解碼複雜度隨碼長呈指數增長。

### 2. 複雜度與輸送量：LDPC 的硬體友好性

#### (1) 低複雜度並行解碼架構

LDPC 的稀疏校驗矩陣允許硬體實現高度並行化。例如，5G 中採用的准迴圈 LDPC (QC-LDPC) 可通過迴圈移位矩陣快速生成校驗矩陣，解碼器可同時處理多個校驗節點和變數節點，輸送量可達數十 Gbps。而 Turbo 碼的反覆運算解碼需反復交換兩個分量解碼器的軟資訊，導致長碼時解碼複雜度呈指數級上升，進一步限制其輸送量且硬體實現複雜度高。

#### (2) 低延遲與高輸送量的平衡

在即時通信（如高清視頻流）中，LDPC 的解碼延遲比 Turbo 碼低。這一優勢使得 LDPC 在 5G 的增強移動寬頻 (eMBB) 場景中被選為資料通道的唯一編碼方案。

(三) 在短封包、低延遲、快速解碼的場景中，LDPC 是更優選擇，其核心優勢體現在以下幾個方面：

### 1. 解碼架構與硬體實現效率

LDPC 的校驗矩陣具有稀疏性，這使得其解碼演算法天然適合並行處理。通過硬體流水線設計，LDPC 解碼器可同時處理多個校驗節點和變數節點的消息更新，顯著降低單幀處理時間。相比之下，Turbo 碼的反覆運算解碼依賴串列交織器和遞迴卷積結構，即使採用全並行外資訊交換技術，其硬體複雜度仍較高，尤其在短包時難以充分發揮並行優勢。

### 2. 短包場景下的誤碼性能與延遲平衡

Turbo 碼在短包場景中，其誤碼率 (BER) 高於 LDPC。此外，LDPC 的解碼收斂速度更快：在短包情況下，LDPC 通常只需 3-5 次反覆運算即可達到穩定性能，而 Turbo 碼需 8-12 次反覆運算，這直接導致 Turbo 碼的解碼延遲增加。

### 3. 標準應用與場景適配性

現代通信標準的選擇進一步驗證了 LDPC 的場景優勢：

(1) **5G NR**：LDPC 被用於資料通道 (PDSCH/PUSCH)，其靈活的碼長配置（支援 16-6144 比特）和低延遲特性滿足 URLLC（超可靠低延遲通信）需求。

(2) **Wi-Fi**：IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6) 採用 LDPC 處理短幀（如 64-1500 位元組），結合快速重傳機制，在突發干擾環境下仍能保持高輸送量。

(3)存儲系統：LDPC 在 SSD 糾錯中的應用證明其在短塊資料（如 4KB 頁）處理中的可靠性，而 Turbo 碼因編碼複雜度高未被廣泛採用。

#### 4.與 Turbo 碼的關鍵對比

| 維度   | LDPC               | Turbo 碼           |
|------|--------------------|-------------------|
| 解碼延遲 | 低（微秒級），硬體並行性高      | 高（毫秒級），依賴反覆運算次數   |
| 短包性能 | 誤碼平臺低，收斂快          | 誤碼率較高，需更多冗餘校驗     |
| 硬體資源 | 低（ASIC/FPGA 實現面積小） | 高（需大容量記憶體存儲交織資訊）  |
| 標準適配 | 5G、Wi-Fi、衛星通信等主流場景 | 3G/4G 控制通道、長包視頻傳輸 |

#### 5.結論

LDPC 憑藉其疏鬆陣列特性、硬體並行優勢及標準化適配能力，在短封包、低延遲場景中展現出顯著的綜合性能優勢。而 Turbo 碼因依賴長交織器和高反覆運算次數，更適合對延遲不敏感的長包傳輸（如高清視頻流）。

六、(一)請詳述 HTTP/2 和 HTTP/3 在資料流控制上的主要差異是什麼？（10 分）

(二)請詳述 HTTP/3 在那些場景之網路環境下（請列舉三種場景）展現出顯著的效能優勢。（5 分）

#### 【解題關鍵】

1.《考題難易》★★★★★：非常困難

2.《破題關鍵》

Computer network protocol

3.《使用法條》or《使用學說》

James F. Kurose and Keith W. Ross, *Computer Networking*, Addison Wesley, 2003.

#### 【擬答】

(一) HTTP/2 和 HTTP/3 在資料流程控制上的核心差異主要體現在傳輸層協議、流量控制機制、阻塞處理以及優先順序管理等方面。以下是具體分析：

#### 1.傳輸層協議與基礎架構差異

(1) HTTP/2：基於 TCP 協議，依賴 TCP 的可靠性傳輸和擁塞控制機制。TCP 的有序傳輸特性導致 Head-of-Line Blocking 問題，即單個資料包丟失會阻塞整個連接上的所有資料流程。

(2) HTTP/3：基於 QUIC 協議，QUIC 通過流級獨立確認機制解決了 Head-of-Line Blocking。每個資料 Stream 的資料包丟失僅影響該 Stream，其他 Stream 仍可繼續傳輸。

#### 2.流量控制機制的實現方式

(1)流量控制層級與演算法

##### ① HTTP/2：

①雙層流量控制：同時存在連接級和流級流量控制視窗。接收方通過發送 WINDOW\_UPDATE 幀動態調整視窗大小，限制發送方的資料發送量。

②視窗機制：發送方需根據接收方的視窗回饋調整發送速率，若視窗耗盡則暫停發送。

例如，若連接級視窗為 120 位元組，流 1 佔用 80 位元組後，剩餘 40 位元組會限制後續所有流的發送。

③ **TCP 擁塞控制影響**：TCP 的擁塞控制演算法會影響整個連接的輸送量，可能導致所有資料 Stream 的傳輸效率下降。

② **HTTP/3**：

① **分層流量控制**：QUIC 在流級和連接級分別設置流量控制視窗，但實現方式更靈活。接收方通過絕對位元組偏移管理視窗，發送方需確保不超過接收方聲明的最大偏移量。

② **基於確認的機制**：QUIC 的流量控制與擁塞控制分離。例如，接收方通過 WINDOW\_UPDATE 幀擴展視窗，而擁塞控制獨立優化傳輸效率，避免 TCP 式的全域阻塞。

③ **記憶體保護機制**：QUIC 設置最大流接收視窗和最大連接接收視窗，防止惡意或意外的記憶體耗盡攻擊。

(2) **視窗更新與動態調整**

① **HTTP/2**：接收方通過 WINDOW\_UPDATE 幀通知發送方視窗變化，發送方需嚴格遵守視窗限制。若視窗耗盡，發送方必須等待更新才能繼續發送。

② **HTTP/3**：QUIC 的視窗更新同樣基於幀（如 WINDOW\_UPDATE），但視窗管理更精細。例如，接收方可通過 BLOCKED 幀通知發送方當前無法接收資料，同時保留未來擴展視窗的可能。

3. **阻塞的徹底消除**

(1) **HTTP/2**：雖然應用層通過多工實現了並行請求，但 TCP 層的 Head-of-Line Blocking 依然存在。例如，若某個 TCP 資料包丟失，後續所有資料流程需等待重傳，導致延遲增加。

(2) **HTTP/3**：QUIC 的每個資料流程獨立確認和重傳，單個流的丟包不會影響其他流。例如，瀏覽器可同時載入多個資源，即使某個圖片流受阻，CSS 或 JS 流仍能正常傳輸。

4. **優先順序管理與資源配置**

(1) **HTTP/2**：通過 PRIORITY 幀聲明流的優先順序（權重和依賴關係），但優先順序僅作為伺服器調度的參考，實際頻寬分配仍受 TCP 擁塞控制和流量視窗限制。例如，高優先順序流可能因 TCP 視窗耗盡而無法優先傳輸。

(2) **HTTP/3**：

① **更靈活的優先順序機制**：基於 RFC 9218 定義的可擴展優先順序方案，通過 PRIORITY 頭欄位或 PRIORITY\_UPDATE 幀動態調整優先順序。伺服器可根據網路條件和資源類型（如首屏資源）優化調度。

② **動態資源配置**：QUIC 的優先順序與流量控制協同工作，高優先順序流可優先獲得可用頻寬。例如，通過強化學習（RL）實現細微性優先順序調度，減少關鍵資源的載入時間。

5. **連接遷移與持續傳輸**

(1) **HTTP/2**：基於 TCP 連接，若用戶端切換網路（如從 Wi-Fi 到移動網路），需重新建立 TCP 連接和 TLS 握手，導致流量控制狀態重置，傳輸中斷。

(2) **HTTP/3**：QUIC 的連接遷移特性允許在 IP 或埠變化時保持連接 ID 不變，流量控制狀態和優先順序資訊持續有效。例如，移動設備切換網路時，無需重新協商視窗大小，可快速恢復傳輸。

6. **加密與性能優化**

(1) **HTTP/2** : TLS 加密在應用層實現，可能增加傳輸延遲。TCP 握手和 TLS 協商需 2-3 個 RTT (往返時間)，初始連接建立較慢。

(2) **HTTP/3** :

①**集成加密** : QUIC 將 TLS 1.3 集成到傳輸層，首次連接僅需 1 個 RTT，重複連接可實現 0-RTT 恢復，減少加密對流量控制的影響。

②**高效頭部壓縮** : 使用 QPACK 演算法替代 HTTP/2 的 HPACK，QPACK 支持無序傳輸和獨立流上下文，避免因頭部壓縮依賴導致的阻塞。

**總結** : HTTP/3 通過 QUIC 協議在流量控制的靈活性、抗阻塞能力和動態優化上顯著優於 HTTP/2，尤其在弱網環境 (如移動網路) 和高併發場景下表現更優。

(二) HTTP/3 在以下三種網路環境中相較於 HTTP/2 展現出顯著的效能優勢，這些優勢源於其底層 QUIC 協定對 TCP 局限性的突破性改進：

### 1. 高丟包率網路 (如公共 Wi-Fi、移動弱信號區域)

HTTP/2 基於 TCP 的可靠傳輸機制在丟包時會導致全鏈路阻塞，例如當某個資料包丟失時，即使其他資料已到達，所有後續請求仍需等待重傳完成。而 HTTP/3 通過 QUIC 協議實現**獨立流傳輸**，每個資料流程擁有獨立的序號空間和擁塞視窗，單個流的丟包不會影響其他流的傳輸。

典型場景包括：

(1)**地鐵通勤場景** : 移動設備在隧道中頻繁切換基站，網路信號波動導致高丟包率。

(2)**公共 Wi-Fi 熱點** : 多人共用網路時，HTTP/3 的弱網輸送量比 HTTP/2 提升。

### 2. 高延遲網路 (如跨國傳輸、衛星通信)

HTTP/2 的 TCP+TLS 握手需要 2-3 次 RTT，而 HTTP/3 通過**合併加密與傳輸層握手**，首次連接僅需 1-RTT，後續訪問可實現 **0-RTT 恢復** (直接複用之前的加密金鑰)。對於跨國訪問，QUIC 的動態擁塞控制演算法 (如 BBR) 能更精準地適應長距離傳輸的延遲變化，避免 TCP 因誤判擁塞而降低傳輸速率。

典型場景包括：

(1)**跨洲電商網站訪問**。

(2)**衛星通信鏈路**。

### 3. 大量併發請求場景 (如視頻流、即時通信)

HTTP/2 的多工雖允許平行傳輸多個請求，但所有流共用 TCP 的序號空間，一旦某個流的資料包亂序或丟失，會導致全域 Head-of-Line Blocking。而 HTTP/3 的 QUIC 協議為每個流分配獨立的傳輸通道，實現真正的**無阻塞多流並行**。

典型場景包括：

(1)**4K/8K 視頻直播**。

(2)**線上遊戲即時同步**。

### 技術實現的關鍵差異

1. **傳輸層革新** : QUIC 基於 UDP 實現，通過連接 ID (Connection ID) 標識會話，支援網路切換時無縫遷移 (如 Wi-Fi 轉蜂窩網路)，而 HTTP/2 的 TCP 連接會因 IP 變化中斷。

2. **加密優化** : HTTP/3 強制使用 TLS 1.3，加密握手與資料傳輸合併，減少 RTT 消耗。例如，支付場景中 HTTP/3 的成功率比 HTTP/2 提升 (減少超時)。

3. **頭部壓縮改進** : HTTP/3 的 QPACK 演算法支援亂序傳輸頭部資訊，相比 HTTP/2 的 HPACK 進一步降低延遲，尤其在傳輸包含大量自訂頭部的 API 請求時效果顯著。