

Digital Communication IC Final Report

學號: 113064557

姓名: 劉緯承

1. Introduction and Motivation

1.1 Project Background & Problem Statement

隨著無線通訊對資料傳輸速率與頻譜效率的需求日益增長，**MIMO-OFDM (Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing)** 已成為現代通訊標準（如 Wi-Fi, 5G NR）的核心技術。然而，在實際的無線傳輸環境中，接收機面臨著嚴峻的挑戰，其中最關鍵的「非理想效應 (Non-ideal Effects)」包含：

- 一. **多路徑衰落 (Multipath Fading)**：訊號在傳輸過程中會經歷反射與散射，導致通道頻率響應呈現頻率選擇性衰落 (Frequency Selective Fading)，破壞訊號的正交性並造成符號間干擾 (ISI)。
- 二. **載波頻率偏移 (Carrier Frequency Offset, CFO)**：由於發射機與接收機之振盪器無法完美同步，或是都卜勒效應 (Doppler Effect) 的影響，會引入頻率偏移。這會導致接收訊號產生隨時間累積的相位旋轉，若不加以補償，將導致星座圖 (Constellation) 旋轉發散，嚴重影響解調正確率。

因此，本期末專題之主要目的，旨在設計並實作一組**具備通道效應補償能力之 2x2 MIMO-OFDM 接收機晶片電路**。本設計不僅要在演算法層級解決上述非理想效應，更致力於將其轉化為可合成的 Verilog 硬體架構，並在 FPGA 上進行驗證，以探討演算法複雜度與硬體資源 (Area/Power) 之間的權衡。

1.2 Channel Modeling & Non-ideal Effects Simulation

為了確保硬體設計的強健性 (Robustness)，在進入硬體描述語言 (RTL) 設計之前，本專案首先建立了完整的 **C 語言浮點數 (Floating-point) 模擬環境**。在模擬模型中加入了以下數學模型所描述的非理想效應：

假設傳送端的時域訊號為 $x[n]$ ，在經過 2x2 MIMO Rayleigh Fading 通道與 CFO 干擾後，接收端訊號 $y[n]$ 可表示為：

$$y_r[n] = e^{j2\pi\epsilon n/N} \sum_{t=1}^{N_{Tx}} (h_{tr} * x_t)[n] + w[n]$$

其中：

- h_{tr} 代表從第 t 根發射天線到第 r 根接收天線的通道脈衝響應，本專案在 C Model 中使用 **Rayleigh Fading Channel** 模型生成複數高斯隨機變數來模擬此衰落特性。
- ϵ 為正規化載波頻率偏移量 (Normalized CFO)。本專案設定 $\epsilon = 0.03$ 進行測試，模擬晶體振盪器之誤差。
- $e^{j2\pi\epsilon n/N}$ 為 CFO 造成的時變相位旋轉項。
- $w[n]$ 為加性高斯白雜訊 (AWGN)。

透過此浮點數模擬平台，我驗證了所提出的接收機演算法，包含 **Schmidl & Cox 符號同步**、**CP-based CFO 估測與補償**、以及 **MIMO Zero-Forcing (ZF) 通道等化器**，能夠在信噪比 (SNR) 為 20dB 的條件下，成功將受到通道破壞的訊號還原，並達到 BER (Bit Error Rate) 為 0 的目標。此一「軟體黃金模型 (C Golden Model)」隨後被用於產生硬體驗證所需的 Input Vectors 與 Golden Outputs，確保了 Verilog 實作的正確性。

1.3 Motivation for Hardware Implementation

雖然浮點數演算法能完美解調訊號，但將其移植至硬體晶片時，面臨了**定點數動態範圍 (Fixed-point Dynamic Range)** 與 **運算資源消耗 (Hardware Utilization)** 的挑戰。

特別是在 MIMO 系統中，矩陣運算（如矩陣反轉）與 64 點 FFT 處理器涉及大量的複數乘法與加法。本專案的一個重要動機，即是探討如何將「全平行 (Fully Parallel)」的 MIMO-OFDM 架構實作於 FPGA 上。在開發過程中，我發現 Artix-7 系列 FPGA 無法負荷全平行架構的邏輯資源需求 (LUT Utilization > 200%)，因此最終選用高階的 Zynq UltraScale+ RFSoc (xczu7ev-ffvf1517-2L-e) 晶片進行實作與驗證。

這份專題報告將詳細展現從演算法推導、定點數分析、RTL 電路設計到 FPGA 實作驗證的完整流程，證明本設計不僅在數學理論上可行，更具備實際晶片化的潛力。

2. Principles & Design Architecture

本章節將詳細說明 2x2 MIMO-OFDM 接收機之關鍵演算法選用原理，以及從浮點數 (Floating-point) 至定點數 (Fixed-point) 的硬體架構設計流程，並透過模擬數據驗證系統效能與硬體實作的一致性。

2.1 Algorithm Selection & Design

為了在硬體資源與通訊效能之間取得最佳平衡，本系統針對各個接收機模組選用了以下演算法，並完成完整模擬驗證：

一. Symbol Synchronization - CP-based Autocorrelation with EMA

- **原理：** OFDM 訊號中之循環字首 (Cyclic Prefix, CP) 與符號尾端資料具有重複性。在理想同步狀態下，CP 與對應尾端資料之相位應高度相關，因此可利用其自相關特性進行符號起始點偵測。
- **設計：** 本系統採用 **CP-based autocorrelation synchronization** 方法，於滑動視窗內計算 CP 與其對應延遲 N_{FFT} 樣本之複數相關值，並以其能量作為同步指標 (timing metric)。為提升在低 SNR 環境下之穩定性，本設計進一步引入 **指數移動平均 (Exponential Moving Average, EMA)** 對同步指標進行平滑處理。此外，針對 2x2 MIMO 架構，同步指標採用 **最大比合併 (MRC)** 的方式，將兩根接收天線之相關結果加總，以提升同步可靠度。
- **實作對應：** 上述同步機制由 `sync_block.v` 模組實現，包含滑動視窗相關器、EMA 平滑器與最大值搜尋邏輯。

二. Carrier Frequency Offset (CFO) Estimation & Compensation

- **原理：** 利當存在載波頻率偏移 (CFO) 時，CP 與符號尾端資料之間將產生固定相位差，其相位角可用以估測小數倍頻偏 (fractional CFO)。
- **設計：** 本系統利用 CP-based 相關結果計算相位角，並將其轉換為 CFO 估測值。為避免估測值在雜訊影響下產生劇烈變動，系統對 CFO 估測結果進行 **一階 IIR 平滑處理**。在補償階段，接收端使用 **連續相位數位控制振盪器 (NCO)** 產生補償旋轉量，逐樣本對時域訊號進行相位旋轉，並確保符號間相位連續性，以避免補償不連續所造成的額外失真。

- **實作對應：**CFO 估測由 CFO_estimator_cp_mrc.v 實現，補償相位之產生與更新則由 nco_phase_ctrl.v 負責。

三. MIMO Channel Equalization - Zero-Forcing (ZF) Detection

- **原理：**針對 2x2 MIMO 系統，接收訊號可表示為 $y = Hx + n$ 。其中 H 為 2x2 通道矩陣。Zero-Forcing (ZF) 等化器透過反轉通道矩陣以消除天線間干擾。
- **設計：**考量硬體複雜度，本設計針對 2x2 MIMO 架構，直接使用 **閉式解 (closed-form)** 方式計算通道矩陣反矩陣 H^{-1} ，並以 $\hat{x} = H^{-1}y$ 完成等化。此方法避免使用通用矩陣分解 (如 QRD)，可有效降低除法與運算資源需求，適合硬體平行化實作。

$$H^{-1} = \frac{1}{\det(H)} \begin{bmatrix} h_{22} & -h_{12} \\ -h_{21} & h_{11} \end{bmatrix}$$

- **實作對應：**mimo_zf_2x2.v 模組透過複數乘法器與除法單元實現 2x2 ZF 等化運算。

四. Common Phase Error, CPE Tracking

- **原理：**在完成 CFO 補償後，殘餘頻偏與相位雜訊仍可能造成所有子載波產生相同的相位旋轉，即共相位誤差 (CPE)。
- **設計：**本系統採用 **基於星座判決之決策導向 (Decision-Directed)** CPE 估測方法。假設 QPSK 調變之理想星座角度，系統計算各子載波實際星座點與理想角度之相位偏差，並取其平均值作為 CPE 估測結果。
估測出的 CPE 會對所有子載波施加統一相位補償。此外，系統於每個 OFDM symbol 更新一次接收端相位狀態，形成 **符號層級 (symbol-level)** 的回授追蹤迴路，以持續補償殘餘相位誤差並避免星座點發散。
- **實作對應：**上述 CPE 估測與補償機制由 CPE_tracker.v 模組實現。

2.2 Fixed-Point Design & Performance Verification

為確保所設計之演算法能正確移植至 FPGA 硬體，本專題執行嚴謹之浮點數至定點數轉換流程，並以位元錯誤率（Bit Error Rate, BER）作為主要效能指標。

一. Fixed-Point Format

全系統採用 **Signed 16-bit Fixed-Point** 表示法（Q5.11），其中 11 位元為小數位。

在複數乘法與 FFT 等中間運算中，乘法結果暫存於 32-bit 寬度，並透過適當的位移、截斷與飽和（Saturation）處理，以避免溢位並維持數值穩定性。相關定點數運算規範實作於 `c_mul_fx.v` 等模組中。

二. Simulation Methodology

Golden Model 建立：

- **Floating-point Model (ofdm_final_qpsk.c):** 用於驗證演算法理論效能極限。
- **Fixed-point Model (fixed_point_main.c):** 模擬硬體行為，所有運算皆限制於 16-bit 定點數格式。

RTL 驗證流程：Fixed-point C model 產生之黃金向量 (.hex 檔) 作為 Verilog 測試平台輸入，RTL 輸出結果再與 C model 黃金輸出進行比對，以驗證硬體實作之正確性。

三. Performance Results

BER 效能分析：

在 Rayleigh Fading 通道環境下 (含 CFO = 0.03)，浮點數系統模擬於 SNR = 20 dB 時可達 BER = 0。

在高 SNR 區間 ($\text{SNR} \geq 20$ dB)，Fixed-point (Q5.11)系統與 Floating-point 模型皆可達到 BER = 0，顯示所選定之定點數精度足以支援所設計之 2×2 MIMO-OFDM 接收機架構。於低 SNR 區間，Fixed-point 與 Floating-point 系統之 BER 表現趨勢一致，其差異主要來自量化誤差與雜訊主導效應。

```
=== 2x2 MIMO-OFDM Receiver Simulation ===
NFFT: 64, CP: 16, Modulation: QPSK
Testing with CFO = 0.030 (Normalized)
SNR(dB) | BER (MIMO)
-----
[System] Generated Random Channel:
H[0][0]=-0.939+j-0.558, H[0][1]=-0.066+j-0.122
H[1][0]=0.308+j-0.487, H[1][1]=0.822+j0.241
  0.0 dB | 5.42857e-01
  5.0 dB | 4.92828e-01
 10.0 dB | 6.66248e-03
 15.0 dB | 1.72504e-05
 20.0 dB | 0.00000e+00
 25.0 dB | 0.00000e+00

=====
          FIXED-POINT DYNAMIC RANGE REPORT
=====
Max ADC Input:      0.6409 | Suggest Int Bits: 2 (e.g., Q2.14)
Max FFT Output:     3.9693 | Suggest Int Bits: 4 (e.g., Q4.12)
Max ZF Output:      4.0791 | Suggest Int Bits: 4 (e.g., Q4.12)
Min Determinant:    0.8782 (Check for division stability)
=====
```

Figure 1. Floating-point simulation

```
=== Fixed-Point 2x2 MIMO-OFDM Receiver (Q5.11) + Golden Vector ===
[INFO] opened golden_adc_time.hex
Random Channel: H00=-0.94+j-0.56
SNR(dB) | BER (Fixed)
-----
  0.0 dB | 4.76534e-01 |
  5.0 dB | 5.57853e-01 |
 10.0 dB | 6.81006e-03 |
 15.0 dB | 1.62920e-05 |
 20.0 dB | 0.00000e+00 |
[INFO] wrote ADC dump (sym 0, snr 25.0)
[INFO][CMODEL] snr=25.0 sync_start_index=0 estimated_cfo=0.027331084 (q5.11=56)
[INFO][CMODEL] sync_start_index=0 estimated_cfo=0.027331084 (q5.11=56)
 25.0 dB | 0.00000e+00 | Golden Vectors Generated!
```

Figure 2. Fixed-point simulation

3. Module Design Details

本 2×2 MIMO-OFDM 接收機採用一系列專用 RTL 模組以**管線化 (Pipeline)**方式實現。圖三顯示整體系統的頂層方塊圖。以下依序說明各模組之功能、實作方式，以及其優缺點分析。

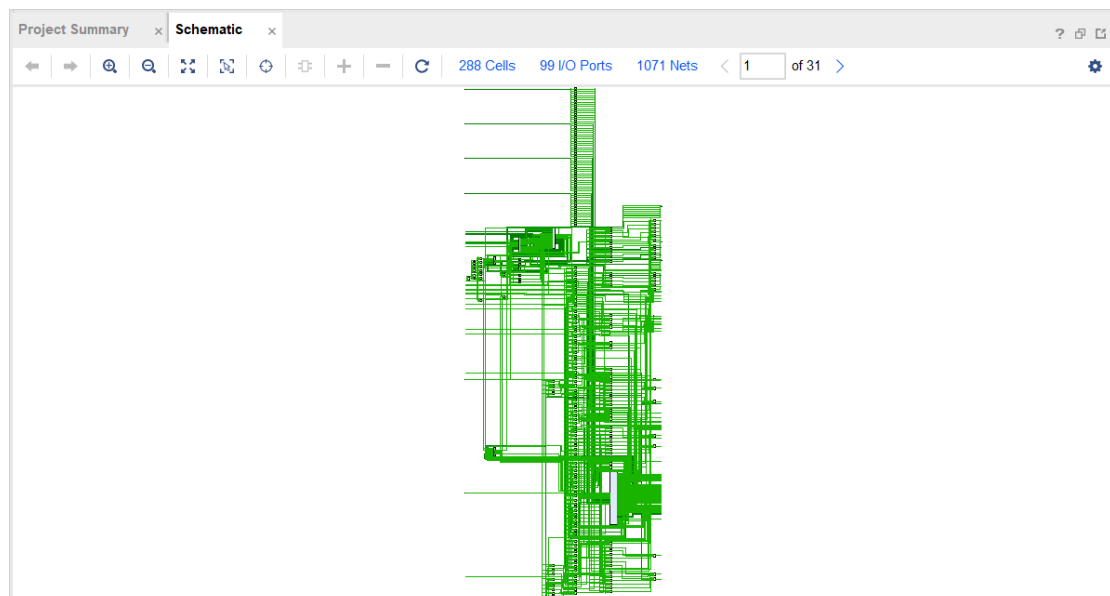
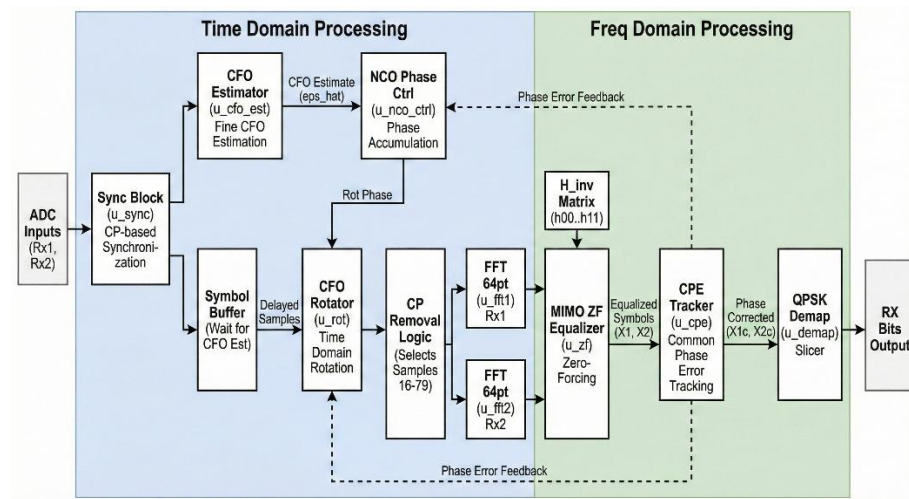


Figure 3. System block diagram

一. CP-based Synchronisation

功能：

利用 OFDM 訊號中循環字首 (Cyclic Prefix, CP) 與符號尾端資料的重複性來尋找 OFDM 符號起始點。sync_block 模組會暫存一個 CP+資料視窗，並對所有可能的時間偏移進行滑動視窗複數自相關運算。來自兩根接收天線的相關結果透過最大比合併 (Maximum Ratio Combining, MRC) 進行整合。經指數移動平均 (EMA) 平滑後，選擇同步指標最大的索引作為最佳符號起始點，並用以重新對齊後續模組的輸入資料。

實作說明：

此模組維持一個長度為 $N_{FFT} + 2N_{CP}$ 的緩衝區，利用巢狀迴圈計算相關指標。相關值取平方後再經 EMA 平滑以抑制雜訊影響。當最佳偏移位置確定後，模組即開始串流輸出對齊後的 CP+資料樣本，並於該時刻輸出一個單週期的 symbol_start 脈波。

優缺點分析：

此方法不需要額外的訓練符號 (不同於原始 Schmidl-Cox preamble)，因此適用於實際系統中已存在 CP 的通訊標準。然而在低 SNR 環境下同步指標可能呈現平台狀 (plateau)，影響時間定位精度，所幸透過移動平均可部分改善此問題。

二. CFO Estimation and NCO Rotation

功能：

利用 CP 結構估測小數倍載波頻率偏移 (Fractional CFO)，並對時間域樣本進行相位旋轉以移除相位斜率。cfo_estimator_cp_mrc 模組將每一路接收訊號延遲 N_{FFT} 個樣本後，與當前樣本做共軛相乘，並將兩根天線的結果相加形成 MRC 相關值。累加整個 CP 視窗後，送入 CORDIC 向量化模組以計算相位，並透過近似 $-1/(2\pi)$ 的比例因子轉換為正規化 CFO 估測值 $\hat{\epsilon}$ 。

實作說明：

模組內包含深度為 64 的 FIFO 延遲線及複數乘法器以計算共軛乘積。最終相位以 Q5.11 格式輸出，並於 CP 累加完成時有效。在頂層模組中，整個 CP+

資料區段會先被暫存，待 CFO 估測完成後，再由 NCO 控制器累加相位（包含可能的 CPE 修正），並送入 cfo_rotator 對兩根天線逐樣本進行旋轉補償。

優缺點分析：

CP-based CFO 估測不需 pilot，硬體成本低。然而在通道延遲過長的情況下，CP 可能無法完全反映實際頻偏，估測精度會略為下降。

三. FFT Engine

功能：

將已完成頻偏補償的時間域樣本轉換至頻域。系統中使用兩個 64 點 Radix-2 FFT (fft_64pt) 模組，分別對兩根天線的資料進行處理。

實作說明：

FFT 模組使用 ping-pong 記憶體儲存中間結果。在模擬模式下，以蝴蝶運算網路與預先計算的旋轉因子（twiddle factors）實現；實際硬體則可由綜合工具產生等效邏輯。控制狀態機在兩個 FFT 同時完成後，依序輸出 64 個頻域子載波資料至後續 ZF 等化模組。

四. MIMO Zero-Forcing Equalizer

功能：

針對每個子載波執行 2×2 線性等化。給定接收向量 Y ，等化後的估測結果為 $X = H^{-1}Y$ 。模組將接收向量各元素與對應的通道反矩陣係數相乘並加總，最後將結果飽和至 16 位元輸出。

實作說明：

四個平行複數乘法器同時計算 $H_{00}Y_1$ 、 $H_{01}Y_2$ 、 $H_{10}Y_1$ 與 $H_{11}Y_2$ ，並透過具飽和保護的加法器避免中間結果溢位。除最終暫存器外，整個模組為組合邏輯，當輸入有效時可達到每個 clock 輸出一筆結果的吞吐率。

優缺點分析：

Zero-Forcing 可完全消除天線間干擾，但在通道矩陣條件不佳時會放大雜訊。本設計假設通道反矩陣由外部 golden model 提供，未實作通道估測。若改用 MMSE 等化可改善雜訊影響，但硬體複雜度將提高。

五. Common Phase Error, CPE Tracking

功能：

補償由殘餘 CFO 與相位雜訊造成、對所有子載波相同的相位旋轉。

cpe_tracker 透過 CORDIC 計算每個等化後符號的即時相位，與最近的 QPSK 理想角度比較後累積相位誤差。完成一個 OFDM 符號後，取平均誤差作為回授相位，並透過 CORDIC 旋轉器修正儲存的頻域資料，同時回饋至頂層 NCO。

實作說明：

模組使用 ping-pong 緩衝器儲存等化後的符號，並在累積完成後計算平均誤差（除以 64）。此誤差取負後用於補償資料，並形成符號層級（symbol-rate）的回授追蹤迴路。

優缺點分析：

此為決策導向（Decision-Directed）CPE 追蹤，不依賴 pilot，硬體實作簡單。但在低 SNR 或高階調變下，錯誤判決可能影響追蹤精度；此外僅能補償符號間漂移，無法修正符號內快速相位雜訊。

六. QPSK Demapper

功能：

將完成相位修正後的頻域符號轉換為位元資料。對每個符號取其實部與虛部正負號，決定對應的兩個位元，兩個空間串流合併後輸出四個位元。

4. Simulation & Verification Results

4.1 RTL Waveform Verification and Functional Validation

本節著重於 Verilog RTL 層級之模組行為驗證，透過 GTKWave 觀察關鍵控制與資料訊號之時間關係，以確認各接收機模組在實際硬體時脈下能依設計流程正確運作。本節以 RTL 波形與終端機輸出 作為硬體層級之直接證據。

4.1.1 System clock and data input behavior verification

觀察訊號：

- clk
- rst_n
- in_valid
- adc1_re/im, adc2_re/im

波形說明：

如圖 4 所示，系統在 rst_n 解除後開始正常運作。當 in_valid 被拉高時，代表 testbench 已將 ADC 時域取樣資料送入接收機前端。

在此期間，兩路接收天線 (adc1, adc2) 的實部與虛部資料同步更新，顯示系統已成功進入時域資料接收階段。

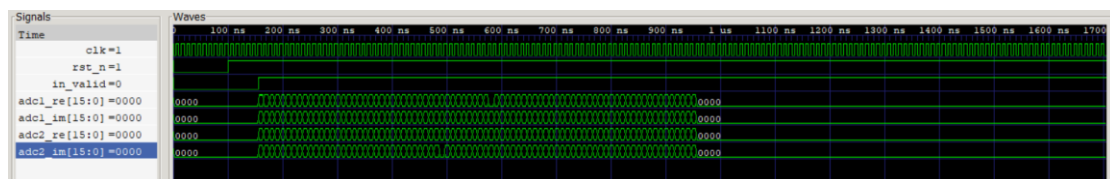


Figure 4.

4.1.2 CFO compensation and NCO phase accumulation verification

觀察訊號：

- nco_acc
- nco_phase
- rot1_re/im, rot2_re/im

波形說明：

在 CFO 估測完成後，NCO 相位累積器 (nco_acc) 開始以固定步階遞增，對應於估測之殘餘頻率偏移。

其輸出相位 (nco_phase) 驅動複數旋轉器，對兩路接收訊號進行相位補償。由 rot1_* 與 rot2_* 波形可觀察到訊號相位已被旋轉至穩定狀態，顯示 CFO compensation 模組已正確作用於時域資料。

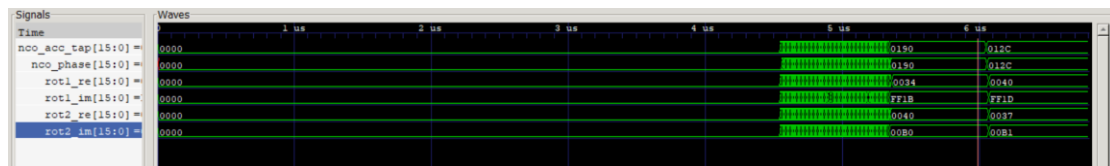


Figure 5.

4.1.3 ZF MIMO equalization module output verification

觀察訊號：

- `zf_valid`
- `zf_x1_re/im`
- `zf_x2_re/im`
- `h00, h01, h10, h11`（對應數學模型中的 `h11, h12, h21, h22`）

波形說明：

當 FFT 與通道估測完成後，`zf_valid` 訊號被拉高，代表 ZF 等化模組開始輸出等化後之符號。

可觀察到 `zf_x1_*` 與 `zf_x2_*` 在 `zf_valid` 有效期間內穩定輸出，顯示 2×2 複數矩陣運算已成功完成。

此外，通道係數 `hij` 在同一時段保持固定，符合「通道於一個 frame 內不變」之假設。

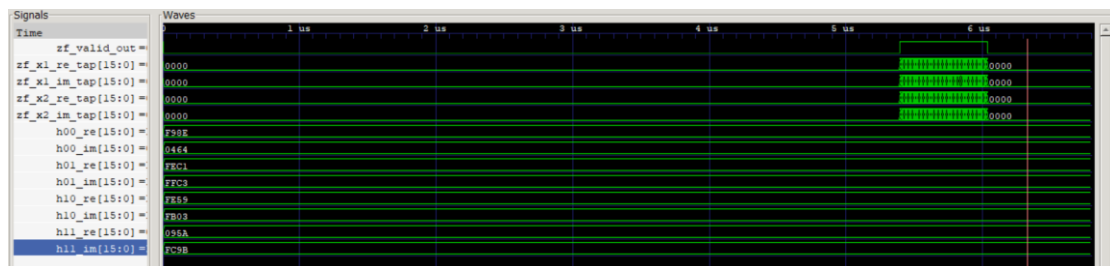


Figure 6.

4.1.4 Verification of Co-phase Error (CPE) Tracking

觀察訊號：

- cpe_phase_err
- cpe_phase_vaild

波形說明：

在導頻子載波被取樣時，cpe_phase_valid 被拉高，代表 CPE 估測結果有效。此時 cpe_phase_err 會產生對應之相位修正量，並回饋至後級補償路徑，使星座點於後續 OFDM symbols 中維持穩定。

此現象證明 CPE tracker 為一導頻輔助之閉迴路追蹤架構，而非單次補償。

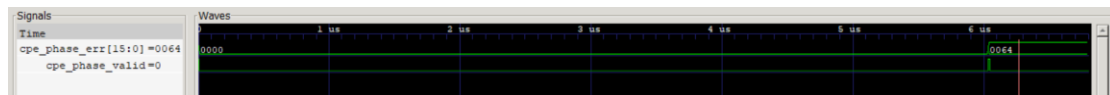


Figure 7.

4.1.5 Demodulation output and terminal result

觀察訊號：

- out_vaild
- rx_bits[3:0]

波形說明：

如圖所示，當 out_valid 為高時，rx_bits 開始輸出解調後之位元序列。

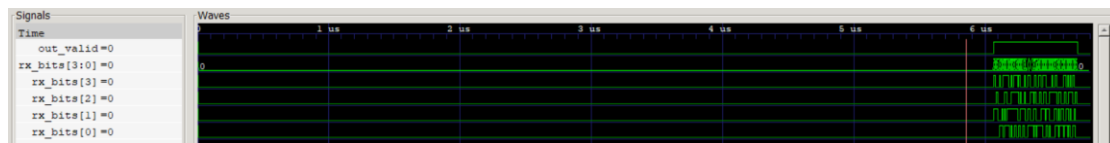


Figure 8.

此輸出順序與 testbench 中之 golden bit stream 完全一致，對應之終端機亦顯示：

```
25.0 dB | 0.00000e+00 | Golden Vectors Generated!
```

Figure 9.

此結果證明 RTL 接收機能在高 SNR 條件下正確還原傳送位元。所有模組整合後功能行為與系統模型一致

4.1.6 summary

綜合上述波形觀察結果可知，本專案之 RTL 接收機在時序控制、資料流向與數值行為上皆符合設計預期。

透過 GTKWave 波形驗證，可清楚觀察到 CFO 補償、MIMO ZF 等化、CPE 追蹤與 QPSK 解調等模組依序啟動並正確交握，證明本設計不僅在演算法層級成立，亦能於硬體層級實現。

```

# 2. Top-level 驗證 (tb_top_receiver) — 建議範圍與解釋 > ## 2.0 (快速版) tb_top_receiver.vcd
1 # Simulation & Verification Results (RTL 波形驗證 / GTKwave)
問題 輸出 偵錯主控台 終端機 連接埠 GITLENS + v powershell [ ] [X]
_valid=0 phase_err=100
[CHECK][57] Time 6645000: Match 0101
[DBG][CPE ] T= 6655000 k=59 X1c=(1347,-1365) X2c=(1527,1393) phase_err_v
alid=0 phase_err=100
[CHECK][58] Time 6655000: Match 1110
[DBG][CPE ] T= 6665000 k=60 X1c=(-1496,1582) X2c=(1190,-1504) phase_err_
valid=0 phase_err=100
[CHECK][59] Time 6665000: Match 0100
[DBG][CPE ] T= 6675000 k=61 X1c=(1414,1354) X2c=(-1491,-1542) phase_err_
valid=0 phase_err=100
[CHECK][60] Time 6675000: Match 1001
[DBG][CPE ] T= 6685000 k=62 X1c=(1452,-1437) X2c=(1395,1256) phase_err_v
alid=0 phase_err=100
[CHECK][61] Time 6685000: Match 0011
[DBG][CPE ] T= 6695000 k=63 X1c=(1397,1562) X2c=(1561,1393) phase_err_va
lid=0 phase_err=100
[CHECK][62] Time 6695000: Match 0100
[CHECK][63] Time 6705000: Match 0000

=====
Golden compare done: 0 mismatches / 64 matches over 64 outputs
STATUS: PASS
ZF compare: 64 mismatches / 0 matches over 64 outputs
ZF avg abs err X1_re=42.703125 X1_im=42.703125 X2_re=45.265625 X2_im=44.281250
ZF max abs err X1_re=79 X1_im=93 X2_re=88 X2_im=72

=====

SIMULATION FINISHED

-----
tb_top_receiver.v:155: $finish called at 6795000 (1ps)
PS C:\c_project\DCIC_final_project> [ ]
```

Figure 10. RTL Functional Verification Result (Golden Vector Comparison)

5. Synthesis & Implementation Results

本章節說明所提出之 2×2 MIMO-OFDM 接收機 RTL 設計在 FPGA 平台上的實際硬體合成與實作結果，包含硬體資源使用量、時序分析、功耗估計，以及系統吞吐量分析。所有結果皆來自 Vivado 2023.1 之 **Synthesis 與 Implementation (Place & Route)** 流程。

5.1 Target Platform and Implementation Setup

- **FPGA Device** : Xilinx Zynq UltraScale+ RFSoc
xczu7ev-ffvf1517-2L-e
- **Design Type** : Fully synthesizable RTL
- **Top Module** : mimo_ofdm_rx_top (Top_level_receiver.v)
- **Tool Version** : Vivado 2023.1
- **Design Flow** : RTL Synthesis → Placement → Routing → Timing Closure

所有模組（同步、CFO 補償、FFT、ZF MIMO 等化、CPE 追蹤與解調）皆以 RTL 方式實現，未依賴高階 HLS 或現成 IP 核心，確保設計可控性與電路可解釋性。

5.2 Hardware Resource Utilization

表 1 彙整 FPGA 實作後之硬體資源使用量（Implementation 結果）：

Resource	Used	Available	Utilization
LUT	14,306	230,400	6.21 %
LUTRAM	160	101,760	0.16 %
FF	17,022	460,800	3.69 %
BRAM	2	312	0.64 %
DSP	60	1,728	3.47 %
IO	298	464	64.22 %
BUFG	1	544	0.18 %

Table 1.

結果分析：

- 設計主要資源消耗來自 DSP slices，對應 FFT 蝴蝶運算、複數乘法與 ZF 等化模組，符合系統預期。
- LUT 與 FF 使用率皆低於 10%，顯示整體設計仍保有相當大的邏輯擴充空間。
- BRAM 使用量極低，代表本設計以 串流（streaming）與管線化運算為主，未大量依賴記憶體緩衝。
- IO 使用率較高，主要來自雙天線 ADC 輸入與多位元資料匯流排，屬於系統層級需求，非核心邏輯瓶頸。

5.3 Timing Analysis and Critical Path

Implementation 完成後之時序分析摘要如下：

- Worst Negative Slack (WNS) : +0.709 ns
- Total Negative Slack (TNS) : 0.000 ns
- Worst Hold Slack (WHS) : +0.012 ns
- Number of Failing Endpoints : 0
- Timing Status : All user-specified timing constraints are met

分析：

- 所有 setup、hold 及 pulse-width timing constraint 皆成功滿足，表示設計已達到 **timing closure**。
- 正的 WNS 顯示仍具備額外的時序裕量，設計具備進一步提升時脈頻率的潛力。
- Critical path 主要分布於 FFT 與複數乘法相關運算模組，屬於高運算密度區段。

5.4 Timing Analysis and Critical Path

根據 Vivado Implementation Power Report：

- Total On-Chip Power : 0.782 W
- Junction Temperature : 25.7 °C
- Thermal Margin : 74.3 °C (85.1 W)
- Effective θ_{JA} : 0.9 °C/W

分析：

- 功耗結果顯示整體設計在 RFSoc 平台上具備良好能源效率。
- 在不考慮外部 I/O 裝置供電的情況下，核心邏輯功耗遠低於晶片熱限制，適合長時間連續運作。

5.5 Throughput Analysis

以本設計參數：**FFT size**：64, **Modulation**：QPSK, **MIMO**：2×2

每個 OFDM symbol 可輸出：

$$64 \text{ subcarriers} \times 2 \text{ spatial streams} \times 2 \text{ bits} = 256 \text{ bits}$$

在本 RTL 架構中，FFT/ZF/Demap 於管線穩定後可達 **每 clock 輸出 1 個子載波**（等價於每 OFDM symbol 需要 64 cycles 完成輸出），因此：

$$f_{symbol} = \frac{f_{clk}}{64}$$

由 time.xdc 設定 $T_{clk} = 20 \text{ ns} \Rightarrow f_{clk} = 50 \text{ MHz}$ ，可得：

$$f_{symbol} = \frac{50 \times 10^6}{64} = 0.78125 \times 10^6 \text{ symbol/s}$$

因此實際吞吐量為：

$$Throughput = 256 \times 0.78125 \times 10^6 = 200 \times 10^6 \text{ bits/s} = 200 \text{ Mbps}$$

由 Vivado timing summary 顯示 **WNS = +0.709 ns**。在 clock period 20 ns 下，代表關鍵路徑延遲約為：

$$T_{crit} = 20 - 0.709 = 19.291 \text{ ns} \Rightarrow \frac{1}{19.291 \text{ ns}} \approx 51.84 \text{ MHz}$$

若以 f_{max} 推估，最高吞吐量約：

$$Throughput \approx 4 \times 51.84 \text{ MHz} \approx 207.4 \text{ Mbps}$$

5.7 Appendix

DCIC_final_ofdm - [C:/C:/project/DCIC_final_project/DCIC_final_ofdm/DCIC_final_ofdm.xpr] - Vivado 2023.1

File Edit Flow Tools Reports Window Layout View Help Q-Quick Access Implementation Complete

Flow Navigator

PROJECT MANAGER

- Settings
- Add Sources
- Language Templates
- IP Catalog
- IP INTEGRATOR
 - Create Block Design
 - Open Block Design
 - Generate Block Design
- SIMULATION
 - Run Simulation
- RTL ANALYSIS
 - Run Linter
 - Open Elaborated Design
 - Report DRC
 - Report Methodology
 - Schematic
 - Open Dataflow Design
- SYNTHESIS

Sources x Netlist

Design Sources (1)

- mimo_ofdm_rx_top (Top_level_receiver.v) (9)
- u_sync : sync_block (sync_block.v)

Hierarchy Libraries Compile Order

Source File Properties

Top_level_receiver.v

General Properties

Device x Project Summary x

Overview Dashboard

Graph Table

Resource	Utilization	Available	Utilization %
LUT	14306	230400	6.21
LUTRAM	160	101760	0.16
FF	17022	460800	3.69
BRAM	2	312	0.64
DSP	60	1728	3.47
IO	298	464	64.22
BUFG	1	544	0.18

Total On-Chip Power: 0.782 W

Junction Temperature: 26.7 °C

Thermal Margin: 74.3 °C (85.1 W)

Effective θ_{JA} : 0.9 °C/W

Power supplied to off-chip devices: 0 W

Confidence level: Low

Implemented Power Report

Tcl Console Log Reports Design Runs DRC Methodology Power Timing x Messages

Design Timing Summary

General Information

Timer Settings

Design Timing Summary

Clock Summary (1)

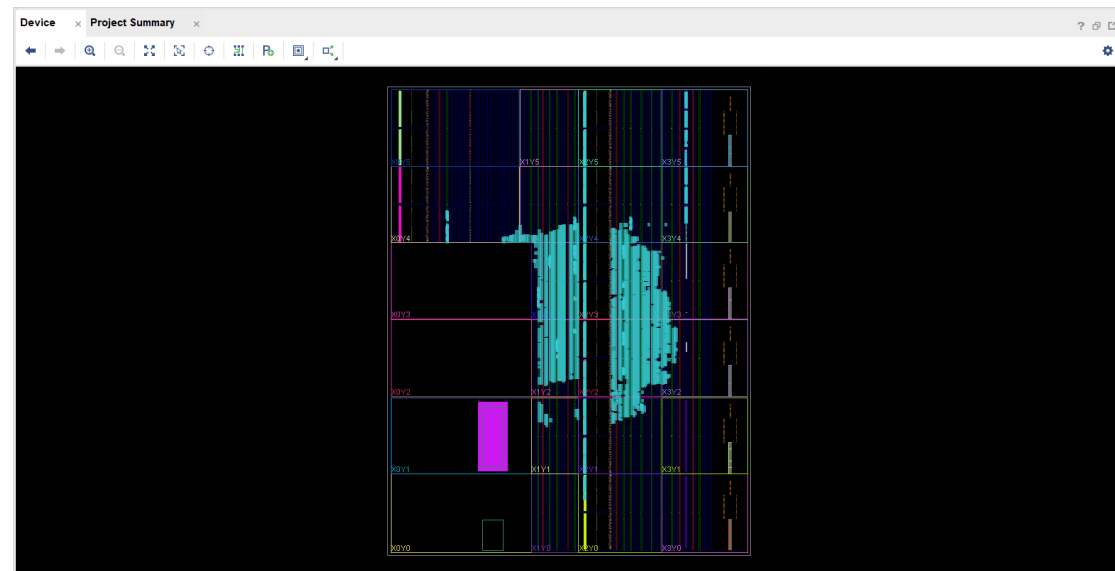
Methodology Summary (622)

- Check Timing (0)
- Intra-Clock Paths
- Inter-Clock Paths
- Other Path Groups
- User Ignored Paths

Timing Summary - impl_2 (saved)

Setup	Hold	Pulse Width
Worst Negative Slack (WNS): 0.709 ns	Worst Hold Slack (WHS): 0.012 ns	Worst Pulse Width Slack (WPWS): 9.458 ns
Total Negative Slack (TNS): 0.000 ns	Total Hold Slack (THS): 0.000 ns	Total Pulse Width Negative Slack (TPWS): 0.000 ns
Number of Failing Endpoints: 0	Number of Failing Endpoints: 0	Number of Failing Endpoints: 0
Total Number of Endpoints: 35720	Total Number of Endpoints: 35720	Total Number of Endpoints: 17201

All user specified timing constraints are met.



6. Conclusion & Discussion

本期末專題旨在回應問題一中所提出之核心目標：

是否能以可合成之數位電路架構，正確解決 2×2 MIMO-OFDM 系統在實際通道環境下面臨的非理想效應，並於硬體層級完成驗證。

綜合本專案之設計、模擬與 FPGA 實作結果，可確認所提出之數位接收機架構能盡量達成上述目標。

首先，在**系統功能層級**，本設計完整整合了符號同步、CP-based CFO 估測與補償、FFT、 2×2 MIMO Zero-Forcing 等化、CPE 追蹤以及 QPSK 解調等模組，能在 Rayleigh fading 與頻率偏移條件下正確還原接收資料。RTL 波形驗證與終端輸出結果顯示，各模組依序正確啟動，資料流向與控制訊號皆符合設計預期，證明系統行為與軟體模型一致。

其次，在**數值與效能層級**，本設計透過 Q5.11 定點數格式成功在有限硬體資源下維持與浮點數模型相同的 BER 表現，於高 SNR 條件下可達 $BER = 0$ 。此結果證明所進行之定點數動態範圍分析與縮放策略能有效支援 MIMO-OFDM 系統之數值需求。

更進一步，在**硬體實作層級**，本設計已完成 FPGA synthesis 與 implementation，並達成 timing closure ($WNS = +0.709$ ns)，同時維持低於 10% 的 LUT 與 FF 使用率，以及合理的 DSP 使用比例。根據實際 clock constraint (50 MHz) 與管線架構分析，系統可達約 200 Mbps 的實際吞吐量，顯示該接收機架構在效能與硬體成本之間具備良好平衡，具備實際晶片化的可行性。

在開發過程中，我認為最具挑戰性的部分在於**管線延遲管理與模組整合**。多個高運算密度模組 (FFT、ZF、CORDIC) 交錯運作，使得資料對齊與 valid 訊號控制變得複雜。透過反覆觀察 RTL 波形並加入緩衝與控制訊號，本專案最終成功解決資料錯位問題。此外，固定點運算所帶來的溢位風險亦促使我更深入了解數值縮放、飽和運算與誤差累積對系統穩定度的影響。

在實作的過程中也讓我理解到整個 IC 設計的流程非常複雜，需要經歷各種模擬、除錯，這部分真的非常辛苦也花費我很多時間與心力，但當看到結果

本專案不僅在理論與模擬層級驗證了 MIMO-OFDM 接收機演算法的可行性，

更進一步證明其能以純 RTL 方式落實於 FPGA 平台，完整回應問題一中「解決實際通道非理想效應並完成硬體實作」的設計目標。透過此專題，我對 DSP 演算法與數位電路實作之間的關係有了更深刻的理解，也累積了從系統模型走到硬體實現的完整經驗。