

國立清華大學 電機工程學系

實作專題研究成果摘要

基於射頻量測之少數電子雙量子點電荷偵測

RF-Based Charge Sensing in Few-electron Double  
Quantum Dots

專題領域：電子領域

組別：B535

指導教授：張鑑元教授 (Chang, Chien-Yuan)

組員姓名：陳永承 (Chen, Yung-Cheng)

研究期間：114 年 2 月 17 日至 114 年 11 月 24 日止，共 10 個月

# 目錄 Contents

Abstract.....	i
摘要.....	ii
1. 背景與動機 Background / motivation.....	1
2. 研究目的 Purpose.....	1
3. 研究方法 Methodology.....	1
3.1. 裝置與量測鏈.....	1
3.2. 校準與前置作業.....	3
3.3. 量測流程與數據分析.....	6
4. 研究結果 Result.....	8
4.1. 裝置通道確認與初測.....	8
4.2. RF 共振點選擇與讀出設定.....	8
4.3. DC transport 建立 DQD.....	8
4.4. DC-SET 與 RF-SET 穩定圖對比.....	9
4.5. 三種 RF 掃描模式與速度比較.....	9
4.6. 00→01 transition : SSRO、SNR、Charge sensitivity 與 Fidelity.....	10
4.7. 02→11 interdot 擬合：跨點耦合 $T_C$ 與電子溫度 $T_e$ .....	10
5. 總結 Conclusion.....	11
6. 參考文獻 Reference.....	12
7. 心得感想 Review and Reflections.....	12

## Abstract

This study focuses on charge-state readout of a RIKEN GaAs quantum well double quantum dot (DQD) semiconductor device, employing RF reflectometry to achieve single-shot readout (SSRO). Build an end-to-end measurement and data storage system using Python QCoDeS, first we use DC transport measurements to establish the DQD and map out the characteristic honeycomb diagram. However, due to the limited visibility of the lowest charge states in DC measurements, we switch to RF techniques to enable rapid readout before decoherence occurs.

At the  $00 \rightarrow 01$  charge transition line, I perform 50000 SSRO to extract key performance metrics such as charge sensitivity, charge-state readout fidelity, and SNR after I form a stability diagram of DQD. In parallel, DC Coulomb diamonds is used to determine parameters including the lever arm, charging energy, and capacitance. Finally, we test the electron temperature extracted from RF measurements at the  $02 \rightarrow 11$  interdot transition line.

## 摘要

本研究聚焦 RIKEN GaAs quantum well double quantum dot (DQD) 半導體元件的電荷態讀出，採用 RF-reflectometry 實現 single-shot readout (SSRO)。透過 Python QCoDeS 建立一套完整的測量與資料儲存系統，先以 DC transport 建立 DQD 與繪製蜂巢圖；惟 DC 對最低電荷態之可見度有限，因此切換至 RF 以在退相干前完成快速讀出。

調整出穩定圖後，於  $00 \rightarrow 01$  charge transition line 進行 50000 次 SSRO 拿到 charge sensitivity / charge state readout fidelity / SNR 等參數。同時以 DC 的 Coulomb diamond 擷取 lever arm / charge energy / capacitance 等參數。最後於  $02 \rightarrow 11$  interdot transition line 使用 RF 測量電子溫度。

## 1. 背景與動機 Background / motivation

近年量子運算從理論走向可擴展實作，其中半導體自旋量子位元因與 CMOS 相容、可望在 300 mm 晶圓製程量產而受矚目。國際上（如 IBM、IMEC、Quantum Motion 等企業）正推動矽自旋量子晶片與工業化。就讀出技術而言，RF-reflectometry 已成量子點電荷與自旋讀出的主流方式[1]：相較 DC 量測（優點是直觀，缺點是頻寬低、需較大導通電流、易受加熱與  $1/f$  雜訊），RF 讀出以共振反射與 IQ 解調可在奈/微秒等級完成 single-shot readout (SSRO)，更能在退相干前進行判讀。

台灣優勢在於 TSMC 主導的先進製程、封裝與低溫電子生態，以及  $^{28}\text{Si}$  材料取得，使矽自旋量子晶片具備工業擴產潛力。基於此，本研究將重點放在：以 RF 進行讀出並系統性比較 DC；同時比較 RF 雙 SET 與單邊 SET 架構，分別量化 lever arm、SNR、charge sensitivity 等關鍵指標。為降低風險與累積可移植方法學，我們先在 GaAs QW DQD 平台完成 RF 量測系統與資料處理流程，日後平移至純化  $^{28}\text{Si}$  元件，結合台灣的製程與封裝技術，驗證可擴充的自旋量子位元讀出路線。

## 2. 研究目的 Purpose

本專題研究的主要目標為：

- 詳細了解 GaAs QW DQD 的調參流程與物理意義：建立蜂巢圖與 Coulomb diamond，解析 interdot line、charging energy、lever arm、跨閘耦合與 virtual-gate 矩陣等。
- 驗證 RF-reflectometry 於本 GaAs 元件的可行性：在不同 RF 模式與單 SET/雙 SET 架構下，各自取得 RF 穩定圖，就穩定圖品質（線條清晰度、交錯/扭曲、定位一致性）進行比較；以單 SET 測量沿 02→11 interdot 線以擬合方法估測電子溫度，並以 DC transport 所得之穩定圖作為對照，比較可見度與參數抽取一致性。
- 在相同 00→01 轉換線上執行 SSRO，量測 signal-to-noise ratio SNR( $\tau$ )、charge state readout fidelity  $F(\tau)$  與 charge sensitivity  $\delta q$ 。
- 建立一套完整的 RF charge-state 調參與讀出系統，並建立 SOP 與程式庫。未來可直接套用至  $^{28}\text{Si}$  量子點/自旋元件，評估在矽平台上的 SNR、 $\delta q$ 、 $F(\tau)$  與參數擬合表現，作為擴展至不同材料的半導體量子平台整合的基礎。

## 3. 研究方法 Methodology

### 3.1. 裝置與量測鏈

本研究的樣品為 GaAs QW DQD。晶片上設計一個全域 Top gate (TG) 以累積 2DEG 並設定整體載子密度；其餘 10 個主要局部閘負責形成與調控量子點與屏障，包含上排的 L、C、R 與下排的 TL、T、TR，用以控制左/中/右三個穿

隧屏障及點形狀。左右兩側各配置一組感測器量子點 (SET/QPC)，左側由 QLU、QLL 兩閘構成，右側由 QRU、QRL 兩閘構成。晶片並設置 6 個 Ohmic contact (O1~O6) 分佈於左右與中央區域，提供 DQD 與感測器的源汲與量測端口。左、右 RF 入口分別經由  $1\mu\text{H}$  與  $1.2\mu\text{H}$  電感耦合至各自的感測器閘，形成兩條可獨立操作的 RF 讀出通道。

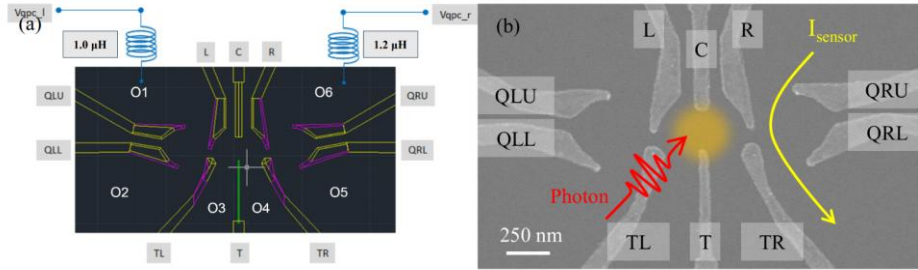


Fig.1 : (a) 晶片布局與閘極命名示意：中央為雙量子點控制閘 L、C、R，下方為 TL、T、TR 形成障壁與點形；左右感測器分別由左側 QLU、QLL 與右側 QRU、QRL 構成；六個歐姆接觸 O1~O6 分佈於周邊。兩組 RF 入口各經由螺旋電感形成獨立的反射式讀出通道。(b) 元件 SEM 影像，顯示實際閘線與量子點相對位置[2]。

RF 反射量測鏈路採用諧振讀出與 IQ 解調架構。室溫端的 RF 訊號經衰減、濾波後送入低溫樣品，透過電感與總電容形成讀出諧振器。其共振頻率  $f_0$  約為：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

量測埠是 50 歐姆傳輸線，其負載由電感 L 串聯感測器並聯支路（感測器量子點等效電阻  $R_{sd}$  與寄生電容 C 並聯）組成，元件端看到的等效阻抗為：

$$Z(f) = j2\pi fL + \left( \frac{1}{R_{sd}} + j2\pi fC \right)^{-1} \quad (2)$$

與 50 歐姆的阻抗失配會在量測埠形成反射，反射係數  $\Gamma$  為：

$$\Gamma(f) = \frac{Z(f) - Z_0}{Z(f) + Z_0}, \quad Z_0 = 50\Omega \quad (3)$$

在式(1)給出的共振頻率  $f_0$  附近，電抗互相抵銷， $|\Gamma|$  對  $R_{sd}$  的微小變化最敏感；當 DQD 電荷態改變使  $R_{sd}$  位移，將引起  $\Gamma$  的幅相改變[3]。反射訊號通過 4K LNA 放大器再回到室溫放大，送入 IQ 數位解調器並以數位化後的時間  $\tau$  做積分取得 IQ 訊號並計算單路讀出量  $V_{int}$ ：

$$V_{int} = \frac{1}{\tau} \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (4)$$

若只要觀察 DQD 變化，則能以  $V_{int}$  透過以下式子近似於  $\Gamma$ ：

$$V_{int}(f) \approx K|\Gamma(f)| + V_{offset} \quad (5)$$

其中  $K$  為訊號總增益， $V_{offset}$  為微小的常數訊號偏移。

也就是說，量到的  $V_{int}$  dip/peak 正是  $|\Gamma|$  的映射；我們據此用 Lorentz 形狀去擬合  $V_{int}(f)$  以萃取  $f_0$  與帶寬 HWHM，並在  $f_0$  一帶運作以獲得對  $R_{sd}$ （進而對 charge state）最大的靈敏度。SET 的操作點則以掃左/右 SET 閘獲得最大斜率處，以提高電荷靈敏度。

量測模式包含單 SET 與雙 SET 兩種：前者擷取單一路徑以獲得穩定圖與電子溫度；後者同步擷取左右兩路，分別生成穩定圖與電子溫度作比對。作為對比的 DC 對照鏈進行電壓偏壓與閘壓掃描，用於繪製蜂巢穩定圖與 Coulomb diamond，並萃取 lever arm、charging energy 與各等效電容，以作為 RF 量測之能量標定與一致性檢驗。

### 3.2. 校準與前置作業

**硬體環境：**本實驗採用 量子晶片 PCB、稀釋致冷機、與 RF 反射式量測電路。量子晶片 PCB 依電荷感測與量子位元量測需求設計，透過 wire bonding 將晶片電極與 PCB 量測線路連接。為達成超低溫量測，PCB 先固定於 bottom loader，再安裝至陳正中教授實驗室之 Bluefors LD 稀釋致冷機進行量測。RF 反射式槽路與濾波、衰減配置按層級佈署於致冷機各級溫段。

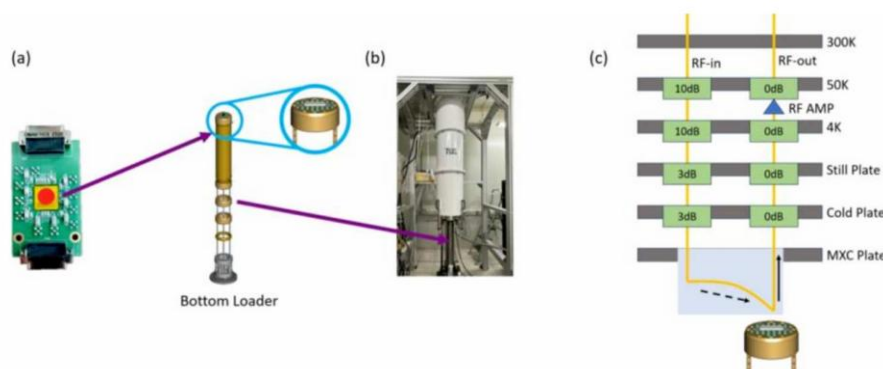


Fig.2 : (a) 量子晶片 PCB，支援 RF 反射量測與電荷/量子位元讀出，先行 wire-bonding 後裝配。(b) 低溫量測系統：Bluefors LD 稀釋致冷機 (bottom-loader)，提供極低溫環境。(c) RF 反射式量測鏈：自室溫到 MXC 的六級熱隔離路徑，含 10 dB/3 dB 衰減器與低溫 LNA 放大器。

**儀器就緒：**啟用 Qblox QCM/QRM (AWG、RF 讀出；QRM 模組以 NCO 做數位解調)，Keithley 2450 作 DC transport。RF 室溫端由 QRM 產生讀出頻率，訊號經低溫鏈路進入樣品，回波訊號經 LNA 放大後送回 QRM 做 NCO 解調與數位化。整體線路包含同軸線、衰減器/隔離器與必要濾波，確保讀出穩定與雜訊受控；DC 由 Keithley 2450 供應/量測。多閘掃描與偏壓由 QDevil DAC II 提供；為加速穩定圖掃描，R/L gate (PCB 上之 Fast gate) 可由

QCM/AWG 直接送入預處理後的階梯波（經衰減/隔離器/濾波後進入低溫鏈路），與 QDAC 同步掃描。

接下來將進行實驗校準：

### 3.2.1. Gate 漏電測試

逐一以 1mV 掃各閘壓，量與其他閘/Ohmic 的漏電流，確認無漏電，作為後續高阻操作的安全條件。

### 3.2.2. QPC pinch off 測試

以相鄰 gate 夾緊通道測 O1~O6 是否可完全 pinch off（結果：可閉合），確保能形成獨立量子點與感測器。

### 3.2.3. RF time of flight 測試

由於 RF 訊號經低溫鏈路進入樣品，回波訊號經 LNA 放大後送回 QRM 處理，這過程需要時間。故可先發出訊號，檢查 QRM 在發出訊號後的幾奈秒後收到訊號完成 time of flight 校準。

### 3.2.4. 初始偏壓形成 DQD

先使用 DC transport，供給 O4 固定電壓使得電流得以由 O4 流到 O3。固定 TG（設定 2DEG 密度），T/C 置偏負抬高中央勢壘；逐步夾緊 R/TR 與 L/TL 形成 DQD 並掃出穩定圖或偏壓三角形。在 (R, L) 電壓平面上，取與兩條轉換線平分、連結兩三角形底邊的方向為 detuning 軸。接著由 DC 供給到 O4 的電壓  $V_{O4}$  與偏壓三角形底邊長度  $\Delta x$  求出 detuning lever arm  $\alpha_e$  (eV/V)：

$$\alpha_e = \frac{e|V_{O4}|}{\Delta x} \quad (6)$$

其中 e 為電子能量(eV)。

### 3.2.5. DC Coulomb Diamond 求參數

以 R/L 閘極電壓  $V_g$  對  $V_{O4}$  量 Coulomb diamond 並作圖，可從圖中算出 lever arm  $\alpha$ 、charging energy  $E_C$ 、gate capacitance  $C_g$ 、source capacitance  $C_s$ 、drain capacitance  $C_d$  與 total capacitance  $C_\Sigma$ ：[4]

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{1}{m_+} - \frac{1}{m_-}}, \quad E_C = \alpha \Delta V_g \quad (7)$$

$$C_g = \alpha C_\Sigma, \quad C_s = C_g m_+, \quad C_d = -C_g m_- \quad (8)$$

$$C_\Sigma = C_g + C_s + C_d = \frac{e^2}{E_C} \quad (9)$$

其中  $m_+$ 、 $m_-$  分別為 Coulomb diamond 的邊界斜率， $\Delta V_g$  為 Coulomb diamond 的寬度。

### 3.2.6. RF 諧振點與讀出設定

以一個不致加熱量子點的低功率掃頻，以 QRM 的 NCO 解調得到 I、Q 訊號，並計算  $V_{int}$ 。於共振附近以單峰 Lorentz 模型擬合：

$$V_{int}(f) = y_0 + \frac{A\omega^2}{(f - f_0)^2 + \omega^2} \quad (10)$$

其中  $f$  為掃描頻率、 $f_0$  為共振中心、 $\omega$  為半高半寬 (HWHM)、 $y_0$  為基線偏置、 $A$  為振幅參數。HWHM 可表示該讀出諧振點的品質，而谷點位置則代表共振頻率。

### 3.2.7. IQ 解調與積分量校準

以 QRM 模組的 NCO 做正交解調後，低通得到 IQ 訊號[1]：

$$\begin{cases} I = \frac{A}{2} \cos\varphi + \frac{B}{2} \\ Q = \frac{A}{2} \sin\varphi \end{cases} \quad (11)$$

其中  $A$  為從元件反射回的載波信號幅度、 $\varphi$  為相位， $B$  代表與 LO 同頻同相的洩漏/自混的直流偏置。代回式(4)可得出：

$$V_{int}(f) = \frac{1}{2\tau} \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB\cos(\varphi(f))} \quad (12)$$

其中  $\varphi$  會因為樣品—電纜—放大器鏈而隨著頻率改變，故需要消除  $2AB\cos(\varphi(f))$  項或是降低  $B$  值進行校準。透過改變輸入解調訊號的增益與 AWG 輸出的功率，可以降低  $\beta = B/A$  的比值。

當  $\beta$  足夠小時，式(12)能近似為：

$$V_{int} \cong \frac{A(1 + \beta\cos\varphi)}{2\tau} \cong \frac{A}{2\tau} \quad (13)$$

以消除頻率對  $V_{int}$  作圖的餘弦起伏。

### 3.2.8. 快速掃描與階梯波校準

除了能使用 QDAC 改變 gate 電壓外(DC/DC)，為提升掃描效率，生成穩定圖時可採(i) R\_gate 走 DC、L\_gate 走 AWG 階梯波(DC/AC)，或(ii) R/L 兩軸皆由 AWG 階梯波(AC/AC)。本元件連接 PCB 處僅 R/L gate 具 Fast gate 入口，可將 DC 與 RF 分開注入，其他 gate 只能進行 DC 掃描。

由於 RF 訊號經過的 RC 電路 time constant 是 10ms，在使用 AWG 階梯波進行掃描時，當每階的停留時間或是總階數越多時，訊號就會出現衰減。為此，我們在 AWG 端施加預加重階梯波，預加重後的階梯值：

$$S_j = S_0 + d_s j + (1 - \beta)d_s \frac{j(j-1)}{2} \quad (14)$$

$$\beta = \exp\left(\frac{-t_s}{\tau}\right) \quad (15)$$

其中  $j$  為階梯索引， $S_j$  為每階預加重後電壓， $S_0$  為初始電壓， $d_s$  為基本步階電壓幅度， $\beta$  為前一級保留係數， $t_s$  為每階時長， $\tau$  為 RC 電路 time constant。上式的  $j$  二次項相當於對每一步再疊加一個逐步遞增的補償脈衝，以抵銷 RC 造成的累積未達幅度。

但是當每階時長超過  $\tau$  時，上式所計算需要的預加重後電壓會遠大於 QCM AWG 的電壓供給上限，為了抵銷 RC 造成的電壓位移，我們使用另外一種方式，反階梯波形：

$$S_j^{anti} = \frac{d_s}{2} j \cos(j\pi) \quad (16)$$

$S_j^{anti}$  為反階梯波每階電壓，此項在相鄰兩步間交替加/減一小段斜坡，等效於對 RC 慢漂移做差分抵銷。在實驗中以 DC/AC 方式掃描時，使用式(14)的預加重處理波形；而當以 AC/AC 方式掃描時，一軸使用式(14)的預加重處理波形，另一軸則使用式(16)的反階梯波形。

最後由於不確定 RF 訊號經由減益器，施加在 gate 上真正的電壓為多少，我必須進行校準：先於使用 RF DC DC SET 量測的穩定圖中尋找 transition line 或是 SET Coulomb peak 當作參考基準，以一軸 R\_DC/L\_DC，另一軸 R\_RF/L\_RF 進行掃描，調整 R\_RF/L\_RF 的增益使得圖中當作參考基準的 transition line 或是 SET Coulomb peak 斜率為 -1，即完成校準。

### 3.3. 量測流程與數據分析

#### 3.3.1. 流程與模式定義

量測自 DC transport 開始：先將  $V_{O4}=150\mu\text{V}$ ，由高佔據區緩步降至能清楚辨識的最後一顆電子，同步量測蜂巢穩定圖並以 bias triangles 決定 detuning 軸與後續掃描視窗。完成 DC 對照後切換至 RF 讀出；由 QRM 的 NCO 解調，並以

$V_{int}$  作為統一的讀出量。

依速度與穩定度需求，我們使用三種掃描模式：其一是 RF-DC/DC，兩個掃描軸皆由 QDAC II 緩慢掃描，基線最平穩；其二為 RF-DC/AC，將 R 或 L 其中一軸改由 QCM AWG 輸入預處理的階梯波，另一軸維持 QDAC 掃描，可明顯縮短量測時間；其三為 RF-AC/AC，兩軸皆以 AWG 階梯波做快速掃描，並在較慢的那一軸加入反階梯序列以抵銷前端 RC 濾波造成的漂移。實務上，僅憑 DC 所見的最後一顆電子往往仍與真正的 (0,0) 有距離，再加上本次量測的 RF 雜訊偏高，單邊 SET 對遠側轉換線的可見度不足；因此我們採用雙邊 SET 同步讀出[5]，可同時呈現左右轉換線，迅速而可靠地定位 (0,0)，其後再於目標轉換線上進行 SSRO 與後

續參數擬合。

### 3.3.2.00→01 transition：不同模式穩定圖與參數擬合

首先以 DC SET 取得穩定圖，已可隱約辨識 00→01 的 transition line 與；接著切換 RF 讀出(設定整合時間  $\tau = 60000$  ns)並比較三種掃描模式。定位轉換線後，把感測器調在最大斜率，對同一掃描點執行 SSRO 讀出 50000 次。在  $\tau = 60000$  ns 的整合時間下，對  $V_{\text{int}}$  的雙高斯擬合得到：

$$SNR = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}} \quad (17)$$

其中  $\mu$  為平均值， $\sigma$  為標準差[6]。隨後將  $\tau$  由 1000→60000 ns 掃描並 SSRO 重複 50000 次取得 SNR- $\tau$  曲線：

$$SNR(\tau) = a\sqrt{t_0 + \tau} \quad (18)$$

Charge sensitivity 的估計使用以下公式[1]：

$$\delta q = \frac{\sqrt{S_{VV}}}{\frac{e^{-\Delta V_{SET}}}{C_g}}, (e/\sqrt{\text{Hz}}) \quad (19)$$

其中  $\Delta V_{SET}$  為 SET 在工作點的梯度， $C_g$  為先前 DC 測量得到的閘電容。雜訊譜密度  $\sqrt{S_{VV}}$  按照下述頻譜流程自  $V_{\text{int}}$  的時間序列估算：以取樣間隔  $dt$ (對應取樣率  $f_s = 1/dt$ ) 對時間序列做 Welch 功率譜密度估計，得到  $S_{VV}(f)$  與其平方根  $ASD(f) = \sqrt{S_{VV}(f)}$ 。選擇白雜訊頻帶  $[f_{\min}, f_{\max}]$ ，其中  $f_{\min} = 1\text{kHz}$ ， $f_{\max} = f_s/2.5$ ；在該頻帶取  $ASD(f)$  的中位數作為白雜訊：

$$\sqrt{S_{VV}} \approx \text{median}\{ASD(f)\}_{f \in [f_{\min}, f_{\max}]} \quad (20)$$

算完後帶入上式，即得 00→01 線附近的 Charge sensitivity。此外，在同一組 SSRO 資料下，我們進一步以 SSRO 的錯誤機率定義 Charge-state readout fidelity  $F$ ：

$$F = \frac{1}{2} \left( 1 + \text{erf} \left( \frac{SNR}{2\sqrt{2}} \right) \right) \quad (21)$$

其中  $\text{erf}(x)$  為互補誤差函數。說明當 SNR 提升時，Charge-state readout fidelity 會快速趨近 1 [1]；因此提升 SSRO 的 SNR 是優化 Charge-state readout fidelity 的關鍵。

### 3.3.3.02→11 interdot：單/雙 SET 穩定圖與參數擬合

在 02→11 的 interdot 區域，為使掃描過程 SET 感測器始終處於最大斜率，我們以 SET gate 與 R/L gate 的線性組合建立 virtual-R / virtual-L 座標 [7]；單/雙 SET 皆可取得穩定圖，用以比較清晰度。接下來調整 MXC 的

溫度，在不同溫度下沿 detuning 軸  $x$  的讀出電壓以  $V_{int}$  擬合下列模型 [8]：

$$V_{int}(x) = (A_0 + A_1x) + \Delta V \frac{\varepsilon}{\Omega} \tanh\left(\frac{\Omega}{2k_B T_e}\right) \quad (22)$$

$$\varepsilon = \alpha_\varepsilon e(x - x_0), \quad \Omega = \sqrt{\varepsilon^2 + (2T_c)^2} \quad (23)$$

其中  $A_0$ 、 $A_1$  描述掃描過程中的平緩背景。模型的核心非線性項由  $\Delta V$ 、 $\varepsilon$ 、 $\Omega$  與  $\tanh$  組成： $\Delta V$  是感測器對電荷極化變化的等效轉換增益，決定訊號對比； $\varepsilon$  將 detuning 軸的電壓位移轉成能量， $\alpha_\varepsilon$  為 detuning 軸的 lever arm（由 bias-triangle 校準）， $x_0$  是  $\tanh$  反交叉中心的位置； $\Omega$  為雙量子點兩能階的能隙，其中  $T_c$  是 interdot 耦合能量尺度（能隙最小值為  $2T_c$ ，並對應轉換頻率  $f_{01}=2T_c/h$ ）。 $\tanh(\Omega/(2k_B T_e))$  代表在熱平衡下兩能階的佔據差； $T_e$  是電子溫度。當  $T_e$  提高時，曲線的熱展寬會變大、對比會降低。擬合流程分兩步：先選擇浴溫最高的那條 trace（此時熱展寬主導、形狀最平滑）來估計  $T_c$ ；接著把  $T_c$  固定，對所有溫度資料用同一個模型擬合出  $T_e$ ，並同時回報  $A_0$ 、 $A_1$ 、 $\Delta V$ 、 $x_0$ 。讓 02→11 interdot 轉換線的熱展寬擬合更穩定。

## 4. 研究結果 Result

### 4.1. 裝置通道確認與初測

逐先量測確認各 gate 與 ohmic 之間無異常漏電 (ohmic 可以導電)，於低溫下逐一掃描 QPC/SET 夾閉曲線，六個 ohmic (O1~O6) 均可被相鄰 gate 關閉，證明通道可控、接線正確。接著量測 RF 回傳的 time-of-flight，得到從室溫到樣品再回 QRM 的往返解調後延遲約 244 ns。此結果用於設定 NCO 相位與序列時間窗，確保解調落在穩定區間。

### 4.2. RF 共振點選擇與讀出設定

以低功率掃 NCO 頻率， $V_{int}$  對頻率出現單一 Lorentz 形狀的 dip；擬合可得右感測器  $f_0 \approx 130.67$  MHz、HWHM  $\approx 1.40$  MHz，左感測器  $f_0 \approx 142.05$  MHz、HWHM  $\approx 3.54$  MHz。HWHM 對應讀出帶寬，據此選定工作頻點與功率，使帶寬/靈敏度與加熱效應取得平衡。此處的共振起源可以用並聯路  $Z(f)$  與反射係數  $\Gamma$  說明：當  $R_{sd}$  隨電荷狀態改變時， $Z(f) \rightarrow \Gamma$  亦改變，最終在解調後反映為  $V_{int}$  的改變。

### 4.3. DC transport 建立 DQD

以 DC 模式建立蜂巢與 bias triangles，據三邊斜率決定 detuning 軸方向，再由已知  $V_{O4}$  換算 detuning lever arm  $\alpha_\varepsilon = 0.0407$ 。之後測左右點 Coulomb diamond，

由於左點的 Coulomb diamond 結果不甚理想，故只計算右點 (Fig.3a) 的參數得到  $E_{c\_R} = 1.831 \text{ meV}$ ；並換算 gate lever arms  $\alpha_R = 0.0613$  與  $C_{s\_R} = 17.376 \text{ aF}$ 、 $C_{d\_R} = 64.783 \text{ aF}$ 、 $C_{g\_R} = 5.364 \text{ aF}$ 、 $C_{\Sigma\_R} = 87.523 \text{ aF}$ 。這些量後續用於 RF 讀出中的能量刻度與 charge sensitivity 計算。

#### 4.4. DC-SET 與 RF-SET 穩定圖對比

在相同掃描視窗與解析度下，RF-SET 的轉換線明顯比 DC-SET 銳利、筆直，背景雜訊較少、對比更高，這在肉眼比較 Fig.3(b) (DC-SET) 與 Fig.3(c) (RF-SET) 可清楚看出。此差異反映 RF 讀出對雜訊較不敏感，後續在 SSRO 與高速掃描上更具優勢。

#### 4.5. 三種 RF 掃描模式與速度比較

對同一掃描視窗與同一點數  $91 \times 91$  下，DC 掃描在設定儀器  $NPLC=1$  情況下需要約 30 分鐘、RF-DC/DC 需要約 3 分鐘、RF-DC/AC 約 18 秒、RF-AC/AC 約 0.6 秒，三者皆能清楚顯示 charge transition line，其中 RF-AC/AC 於速度與對比上最佳，但是在圖的邊角處會產生明顯的偏移。綜合下來個人認為使用 RF-DC/AC 為最佳的選擇。

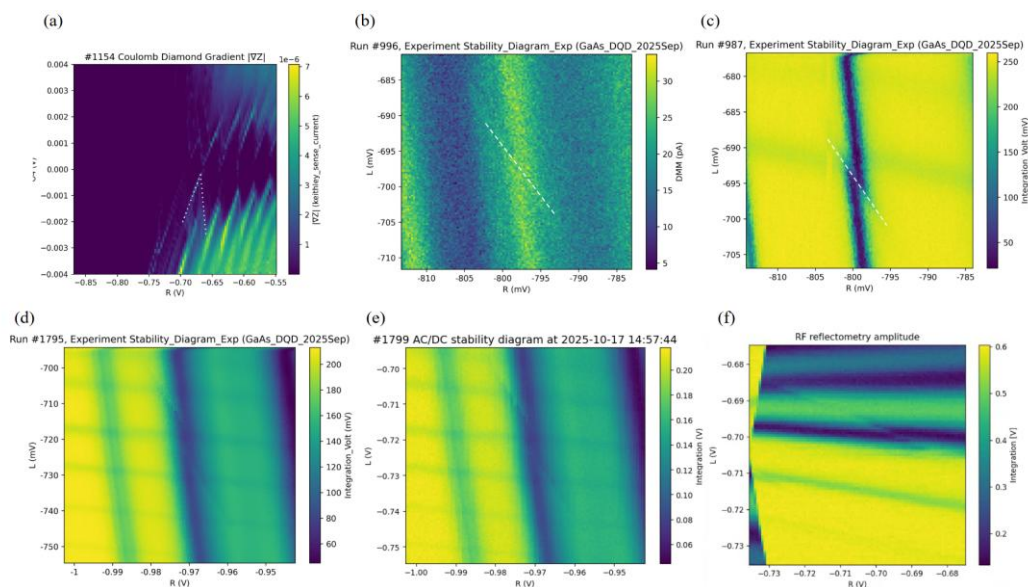


Fig.3：(a) 使用 DC 測量右點的 Coulomb diamond 電流梯度圖，取得  $E_c$ 、lever arm 與電容等參數。(b) 為 DC-SET 穩定圖，(c) 為 RF-SET 穩定圖。同視窗下，RF-SET 的轉換線更銳利、對比更高，肉眼可見優於 DC-SET。(d) RF-DC/DC、(e) RF-DC/AC、(f) RF-AC/AC 的穩定圖對比；展示在相同網格下的圖形準確度掃描速度差異。

#### 4.6. 00→01 transition : SSRO、SNR、Charge sensitivity 與 Fidelity

在 00→01 轉換線、將 SET 工作點調在最大斜率後，進行 50000 次 SSRO。以直方圖與雙高斯疊圖 (Fig.4b) 可見兩態分佈分離度良好；在整合時間  $\tau=60000$  ns 時得到  $\text{SNR} \approx 5.47$ ，Charge-state readout fidelity  $\approx 99.688\%$ 。將  $\tau$  從 1000 ns 掃到 60000 ns，SNR 隨  $\tau$  單調上升，約在  $\tau \approx 1000$  ns 即達到  $\text{SNR} \approx 1$  (Fig.4c)，顯示本系統在微秒尺度即可出現可辨識訊號。

雜訊方面，於工作點與非工作點各量一段  $V_{\text{int}}$ ，用 Welch 方法估計頻譜密度；在白雜訊帶取得  $\text{sqrt}(S_{\text{VV}}) \approx 38.512 \mu\text{V}/\text{sqrt}(\text{Hz})$ 。配合同一轉換線的 SET 工作點斜率  $130 \text{ mV}/\text{mV}$  與 gate 電容  $C_g \approx 5.364 \text{ aF}$  (由 DC 標定)，換算 charge sensitivity  $\delta q \approx 5.05 \mu\text{e} / \text{sqrt}(\text{Hz})$ 。

為提升遠端轉換線對比，除單 SET 外，我們亦以左右 SET 同步讀出；同時將 R/L gate 與 SET gate 做線性組合定義 virtual-R、virtual-L，使掃描 detuning 時 SET 維持在最大斜率附近。雙 SET 可以同時觀察左右邊界，電子 (0,0) 位置與 interdot 線定位更快速。

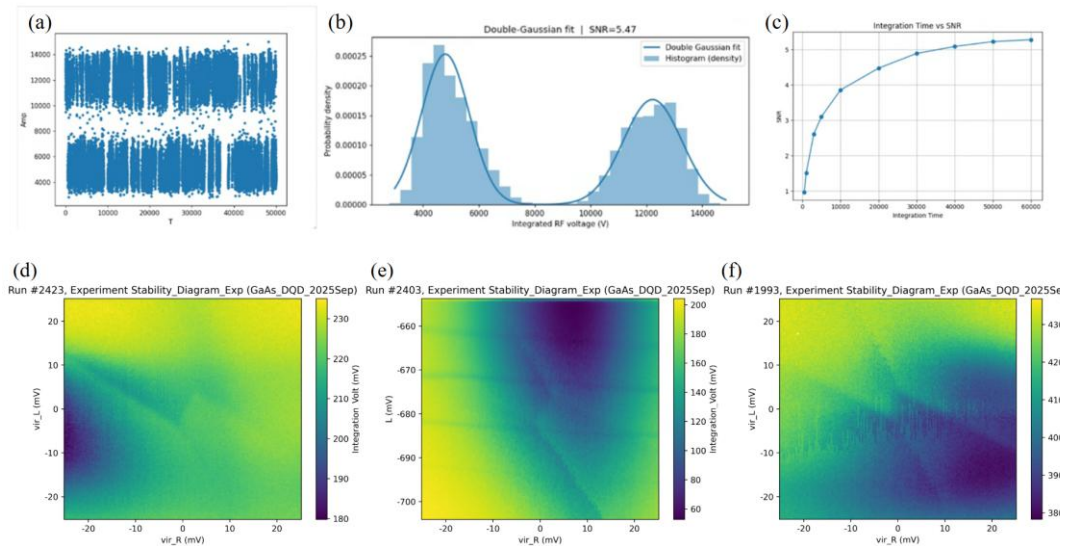


Fig.4 : (a) 50000 次 SSRO 得到  $V_{\text{int}}$  單點紀錄；(b) 直方圖雙高斯分離度顯示 SNR；(c) SNR 隨  $\tau$  上升之趨勢，可看到在  $\tau$  為 1000 ns 時 SNR 約為 1。 (d)(e) 單 SET apply virtual-gate 穩定圖；(f) 雙 SET apply virtual-gate 穩定圖顯示兩側轉換線，同步可見度更佳。

#### 4.7. 02→11 interdot 擬合：跨點耦合 $T_C$ 與電子溫度 $T_e$

沿 detuning 軸擷取 9 條  $V_{\text{int}}(x)$  線切，先選浴溫最高的一條估得  $T_C \approx 31.12 \mu\text{eV}$  (等效  $f_{01} \approx 15.05 \text{ GHz}$ )。在此  $T_C$  下，對不同浴溫資料擬出電子溫度  $T_e$  (Fig.5)。整體擬合殘差平滑、無系統偏差；以多溫度疊圖可見模型能同時描

述線形背景與轉換處的 S 形熱展寬。

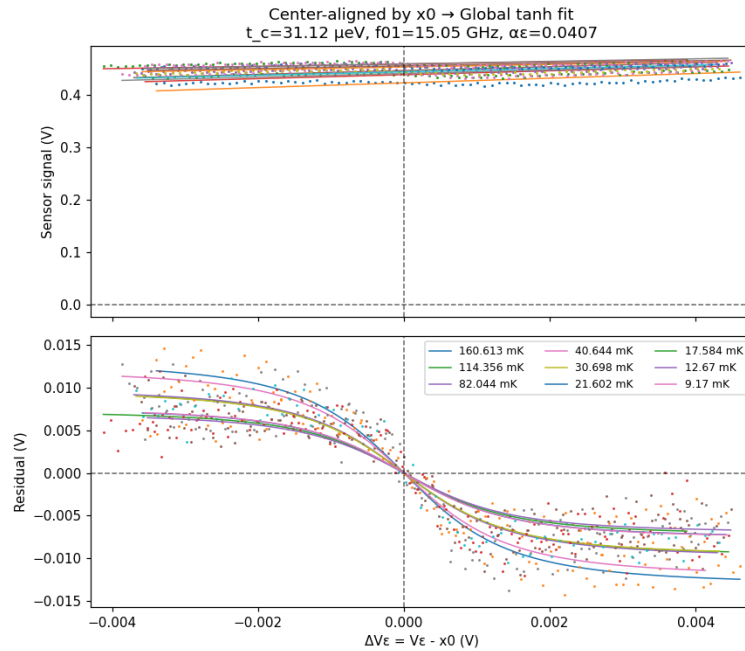


Fig.5：多溫度  $V_{\text{int}}(x)$  疊圖與擬合，圖上已以各自斜率去趨勢並以  $x_0$  對齊中心。擬合使用 ( $T_C \approx 31.12 \mu\text{eV}$ 、 $f_{01} \approx 15.05 \text{ GHz}$ 、 $\alpha_\epsilon \approx 0.0407$ )，各溫度單獨回歸  $x_0$ 、 $\Delta V$  與  $T_e$ 。上圖為處理後的感測器訊號，下圖為扣除線性背景後的殘差；顯示模型能同時捕捉轉換處的 S 形熱展寬。

## 5. 總結 Conclusion

本研究完成從裝置到讀出的整體流程：建立 GaAs QW DQD 之 DC 調參與蜂巢圖/diamond，串接 QCM/QRM 與低溫鏈路的 RF 反射式讀出，並以 Python 自動化掃描與資料儲存。量測中以 DC 與 RF 兩路互為對照，逐步驗證與擷取參數。其關鍵成果與觀察如下：

**RF-SET 的影像品質與速度優勢：**在相同視窗下，RF-SET 的轉換線較 DC-SET 銳利、對比更高，掃描時間亦大幅縮短；以  $91 \times 91$  點為例，RF-AC/AC 約 0.6 s、RF-DC/AC 約 18 s、RF-DC/DC 約 3 min (DC 約 30 min)，展現 RF 於快速調參上的效益。

**00→01 單點 SSRO 與 SNR：**將 SET 調在最大斜率、對同一點執行 50000 次 SSRO，在整合時間  $\tau=60000 \text{ ns}$  時得到  $\text{SNR} \approx 5.47$ ； $\text{SNR}-\tau$  呈單調上升，約在  $\tau \approx 1 \mu\text{s}$  即達  $\text{SNR} \approx 1$ ，顯示微秒級即可判讀。

**雜訊與電荷靈敏度：**以 Welch 法由  $V_{\text{int}}$  時域資料估計白雜訊帶之  $\text{sqrt}(S_{VV}) \approx 38.5 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，配合同一轉換線的 SET 斜率與 DC 標定的  $C_g$ ，得到代表性電荷靈敏度  $\delta q \approx 5.05 \mu\text{e}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

需要說明的是，本次量測鏈存在 100~200 MHz 之寬頻干擾峰，雖經關閉噪聲源與更

換元件後略有改善，但仍限制了 SSRO 與  $\delta q$  的最佳表現。

**02→11 interdot 熱展寬擬合：**以 virtual-gate 將感測器鎖定在最大斜率，對多溫度的  $V_{\text{int}}(X)$  採單一模型做全域擬合；先由最高浴溫的數據取得耦合尺度  $T_C$ ，之後固定  $T_C$  回推各溫度的  $T_e$ 。鑑於  $T_e$  估計受雜訊與基線飄移影響、可信區間仍偏大，相關結論尚待進一步驗證；本研究僅呈現較為穩健的  $T_C$  結果。

**總結：**RF-reflectometry 在本 GaAs DQD 上已驗證可行，並在影像品質、掃描效率與單點讀出上都優於 DC。雖然室溫端與鏈路噪聲仍偏高，但已建立完整 SOP 與分析流程，為後續移植至純化  $^{28}\text{Si}$  平台與進一步最佳化（改善射頻屏蔽/接地、調整匹配與電感  $Q$  值、降低回傳路徑雜訊）奠定基礎。

## 6. 參考文獻 Reference

- [1] Colless, J. I., Mahoney, A. C., Hornibrook, J. M., Doherty, A. C., Lu, H., Gossard, A. C., & Reilly, D. J. (2013). Probing quantum devices with radio-frequency reflectometry. *Physical Review Letters*, 110(4), 046805.
- [2] K. Kuroyama, M. Larsson, S. Matsuo, T. Fujita, S. R. Valentin, A. Ludwig, A. D. Wieck, A. Oiwa, and S. Tarucha, “Single electron-photon pair creation from a single polarization-entangled photon pair,” *Scientific Reports*, vol. 7, Art. no. 16968, Dec. 2017.
- [3] Y.-Y. Liu, S. G. J. Philips, L. A. Orona, N. Samkharadze, T. McJunkin, E. R. MacQuarrie, M. A. Eriksson, L. M. K. Vandersypen, and A. Yacoby, “Radio-Frequency Reflectometry in Silicon-Based Quantum Dots,” *Phys. Rev. Applied*, vol. 16, no. 1, p. 014057, Jul. 2021.
- [4] House, M. G., et al. (2015). High-sensitivity charge detection with a radio-frequency quantum point contact using a cryogenic HEMT amplifier. *Physical Review Applied*, 6(4), 044016.
- [5] S. Serrano et al., “Improved Single-Shot Qubit Readout Using Twin RF-SET Charge Correlations,” *PRX Quantum*, vol. 5, p. 010301, 2024.
- [6] A. Noiri, K. Takeda, J. Yoneda, T. Nakajima, T. Kodera, and S. Tarucha, “Radio-Frequency-Detected Fast Charge Sensing in Undoped Silicon Quantum Dots,” *Nano Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 947–952, Feb. 2020.
- [7] A. R. Mills, D. M. Zajac, M. J. Gullans, F. J. Schupp, T. M. Hazard, and J. R. Petta, “Shuttling a single charge across a one-dimensional array of silicon quantum dots,” *Nature Communications*, vol. 10, article 1063, Mar. 2019.
- [8] Petersson, K. D., Petta, J. R., Lu, H., & Gossard, A. C. (2010). Differential charge sensing and charge delocalization in a tunable double quantum dot. *Physical Review Letters*, 105(24), 246804.

## 7. 心得感想 Review and Reflections

這次專題是在陳正中教授的稀釋致冷機上進行。因為設備共用、檔期緊，實驗常要在可用時段內一口氣做完，而且冰箱內的走線與組件無法隨意更動，只能在既有條件下完成匹配、濾波與讀出設計。這種限制逼得我把前置規劃做得更細：量測程式

腳本、掃描參數、備援流程、以及故障排除步驟都要提早想好，才能把每一小時的冷機時間最大化。

連續量測期間，我幾乎每天進行測量 12~15 小時，從調參、抓諧振、到跑穩定圖與 SSRO，再回去清理與分析資料，身體上確實很累。尤其遇到室溫端與回傳路徑的雜訊，因為不能改冰箱內線路，只能改走線、接地與儀控參數，反覆驗證也難免挫折。不過當看到 RF-SET 的穩定圖明顯比 DC 清楚、掃描速度大幅縮短，以及 00→01 單點讀出有可用的 SNR，所有投入都變得值得。

回顧這次實驗，最大的收穫是學會在時間以及設備限制下完成工作：把硬體限制轉為軟體與流程的優化（多種掃描模式、資料自動化、SOP 化），用系統化的噪聲排查取代「憑感覺」的調參。未來若能在可更動的量測鏈上再做降噪與匹配優化，我有信心把本次流程無縫移植到純化  $^{28}\text{Si}$  元件，讓讀出對比與靈敏度再往上一階。