

淡江大學電機工程學系碩士班（積體電路與計算機組）

碩士論文

指導教授： 施鴻源 博士

深次微米互補式金氧半製程之超低功耗接收器前端電路設計

Design of a Ultra-Low Power Receiver
Front-end in a Sub-micro CMOS Process

研究生：張育銓 撰

中華民國 101 年 6 月

誌謝

首先要感謝我的指導教授施鴻源 博士，感謝他不遺餘力的教導我有關電路設計的方法，也在這兩年來的教誨使我明白做研究時應有的態度與責任，並且在我遇到瓶頸時給予鼓勵與引領方向，因此本論文才能夠順利完成。

在下來要感謝的是從我進實驗室就醫直照顧我的吉雄學長，在我研究遇到困難的時候從旁給予協助。

我的糧友謝吉芳，是他帶我融入 AMOS 這個大家庭並使我在實驗室的負擔越來越重；還有宗模、朝正、允中、均毅、助銓學長讓我知道做研究不是苦悶的，將輕鬆、愉悅的研究氣氛導入實驗室。還有與我一同打拼奮鬥的同學義哲、景燦、靖亞、政壹、翔雄、浩維、文志，以及學弟俊帆、盛凱、易霆、銘皓、開智、信廷感謝你們曾經給予的幫助。

最後我想要感謝的是我的家人，因為有你們的支持，讓我能夠專心扮演著學生的角色而無後顧之憂，謝謝你們。

論文名稱：深次微米互補式金氧半製程之超低功耗

頁數：46

接收器前端電路設計

校系(所)組別：淡江大學電機工程學系(研究所)積體電路與計算機組

畢業時間及提要別：100 學年度第 2 學期 碩士 學位論文提要

研究生：張育銓

指導教授：施鴻源 博士

論文提要內容：

隨著生醫電子應用的快速發展，將晶片穿戴或植入人體用以偵測各種生理訊號或是進行藥物釋放成達到居家照護的目的將成為趨勢。由於此類晶片的電源來源為電池、體熱發電或是無線電能量收集電路，因此在其傳輸介面電路設計上最重要的要求為超低功率消耗，以達到延長使用壽命的目的。由於接收器必須長時間維持開啟狀態，因此接收器的功率消耗佔了整體功率消耗的一半以上，因此實現一超低功耗接收器可大幅延長使用時間。

在超低功耗電路設計方面，無論類比或數位電路近年來皆利用將電晶體操作在次臨界區達到降低功率消耗的目的。在類比與射頻電路設計上，Christian C. Enz 進一步的將次臨界區分為弱反轉區與中反轉區。並由其研究顯示當操作速度小於 100MHz 時，將電晶體操作在弱反轉區時可以達到超低功率消耗之目的，電晶體亦具有提供 20dB 本質增益之能力。

在此我們實現了一個以人體為傳輸介質應用於穿戴式或植入式生理訊號感測器之超低功耗接收器前端電路。由於以人體為傳輸介質，因此傳輸的路徑損耗會比空氣中小許多，大幅降低對接收器前端電路靈敏度之要求。電路中電晶體皆操作在深弱反轉區，在無輸入訊號下，電路之靜態電流消耗僅 35.4uA，此時操作電壓為 1.8V，亦靜態功率消耗僅 68.4uW。當操作在 400MHz 輸入訊號下，在僅消耗 86.4uW 下達到 24.1dB 之電壓增益表現、大於 18dB 之訊號、三階失真比與大於 200KHz 之輸出頻寬。

Title of Thesis: Design of a Ultra-Low Power Receiver
Front-end in a Deep Sub-micro CMOS Process

Total pages: 46

Key word: Ultra-Low Power, Weak Inversion, Receiver Front-end

Name of Institute: Department of Electrical Engineering,
Tamkang University

Graduate date: June, 2012

Degree conferred: Master

Name of student: Yu-Chuan Chang
張育銓

Advisor: Dr. Horng-Yuan Shih
施鴻源 博士

Abstract:

As age advances, the electronic applications in the biomedical develops rapidly. It is the trend that people carry chips or implant chips into their body in order to detect a variety of physiological signals. Also, they use chips to release medicines to achieve the purpose of home care. As those chip's power source used for the battery, the power generation of body heat or radio energy harvested circuit, therefore the most important requirements in transmission interface circuit design for ultra-low power consumption to extend the service life of purpose. Since the receiver must remain turn on for a long time, the receiver's power consumption accounted for more than half of the overall power consumption, therefore to achieve an ultra-low power receiver can significantly extend the used time.

In ultra-low power circuit design, whether analog or digital circuits are using transistors operating in subthreshold to reduce power consumption in recent years. In analog and RF circuit design, Christian C. Enz further divided sub-threshold into the weak inversion and the moderate-inversion. His studies shows that when the operating speed less than 100MHz, people operated the transistor in weak inversion in order to achieve the purpose of the ultra-low power. Transistors also provide 20dB intrinsic gain.

We have accomplished an intra-body communication in wearable or implantable type of physiological signal sensor on ultra-low power receiver front-end circuit. Because transmission medium is human body, the path lose is smaller than in the air. It substantially reduced the requirements on the sensitivity of receiver front-end. All transistors are operating on deep weak inversion. Without input of the RF signal, the receiver front-end consumes a static current of 35.4 μ A under a supply voltage of 1.8 V, also static power consumption is only 68.4 μ W. When input signal is 400 MHz, the power consumption is only 86.4 μ W, the voltage gain has 24.1 dB, IIP3 has greater than 18 dB, and bandwidth is 200 KHz.

目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
內文目錄.....	III
圖表目錄.....	VI
第一章 緒論	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究動機.....	1
1.3 論文架構.....	2
第二章 電晶體在弱反轉區特性	3
2.1 電晶體操作區定義	3
2.2 金氧半導體電容之電荷分析	7
2.2.1 不考慮汲源極的電荷分析.....	7
2.2.2 考慮汲源極的電荷分析	10
2.3 弱反轉與強反轉的表面電位	11
2.3.1 κ 值的定義	11
2.3.2 弱反轉與強反轉的表面電位	12
2.3.3 考慮基體效應的表面電位.....	13

2.4 電晶體通道電流公式推導	13
2.4.1 弱反轉電流公式推導	13
2.4.2 強反轉電流公式推導	15
2.5 探討與比較	17
第三章 人體內訊號傳輸之傳播特性	19
3.1 人體內訊號傳輸之應用	21
3.2 觀察以身體為介質的傳輸特性之實驗設置	19
3.3 實驗結果與探討	23
第四章 接收器前端之架構與所提出之架構的模擬與電路佈局	25
4.1 接收器前端架構探討	25
4.2 電路設計	30
4.3 電路佈局與模擬	32
4.3.1 電路模擬	32
4.3.2 電路佈局	35
第五章 晶片量測	37
5.1 量測方式	37
5.2 量測結果	39

第六章 結論 43

參考文獻..... 44



圖目錄

圖 2.1(a)理論上 I_D - V_{DS} 特性曲線(b)模擬所得 I_D - V_{DS} 特性曲線	4
圖 2.2 電晶體之 I_D - V_{GS} 特性曲線(a)在弱反轉成指數關係(b)在強反轉成平方根 關係	4
圖 2.3 直觀的金氧半導體電晶體模型	6
圖 2.4 金氧半導體電容之電荷分佈	7
圖 2.5 汲極源的金氧半導體電容之分佈	10
圖 3.1 應用於盲人的 IBC 系統裝置	20
圖 3.2 量測系統示意圖	20
圖 3.3 量測方式(a)站立測試(b)坐下測試.....	23
圖 4.1 使用類比混頻器與延遲電路達到解調目的之架構圖(擷錄自參考文獻 [14]).....	26
圖 4.2DLL/PLL-based 解調法之架構圖(擷錄自參考文獻[15]).....	27
圖 4.3 使用數位電路進行解調之示意圖(擷錄自參考文獻[16]).....	27
圖 4.4 使用注入鎖定除頻器技術達成頻率轉振幅之目的以進行解調(擷錄自參 考文獻[17]).....	28
圖 4.5 使用注入鎖定技術達成頻率轉相位之目的進行解調(擷錄自參考文獻 [18]).....	28
圖 4.6 深次微米互補式金氧半製程之超低功耗接收器前端電路設計	31
圖 4.7 輸入功率與增益變化之模擬結果	33
圖 4.8 輸入 1dB 壓縮點之模擬結果.....	34
圖 4.9 輸入三階交越點之模擬結果	34
圖 4.10 電路佈局	36
圖 5.1 輸入訊號匹配之量測示意圖	37
圖 5.2 輸入 1dB 壓縮點之量測示意圖.....	38
圖 5.3 輸入三階交越點之量測示意圖	38

圖 5.4 晶片微影照相	39
圖 5.5 PCB 照相.....	40
圖 5.6 電路之電流消耗	40
圖 5.7 輸入功率對增益與電流消耗之量測結果	41
圖 5.8 輸入 1dB 壓縮點與輸入三階交越點之量測.....	42



表目錄

表 2.1 次臨限與超臨限之比較	6
表 2.2 弱反轉與強反轉的通道電流之比較	18
表 3.1 主要量測參數	21
表 4.1 超低功耗接收器效能比較表	30
表 4.2 預計規格表	32
表 4.3 輸出規格表	35
表 5.1 量測結果	42



第一章 緒論

1.1 研究背景

近年來電子產業蓬勃發展，製程日益進步各種微型化的產品因應而生，像是電腦。第一代電腦 ENIAC 既龐大又耗電到現在的平板電腦只有 10 吋不到的大小卻擁有驚人的性能。生醫電子產品也是如此，對應種種個人健康資訊的管理系統一一問世。

無線個人式健康監控系統需要長時間控管健康資訊，如何提升使用時間將是重要課題。一般而言，系統中之發射器電路會較接收器電路耗電。但是，相較於發射器電路僅會在傳輸相關之生理資料時才會被開啟，接收器電路必須保持開啟狀態用以不間斷的接收控制訊號。因此。降低系統中之接收器電路之功耗，即可大幅延長系統的使用時間。

1.2 研究動機

近幾年來超低功耗(Ultra-Low Power)無線傳輸接收器(receiver)或接收發射器(transceiver)被廣泛的應用在各種穿戴式或植入式的生醫系統中。為了在超低功耗情形下達到提供足夠增益之目的，在接收器前端的設計上有使用高品質因子的表面聲波濾波器作為接收器輸入

端阻抗匹配電路，用以提供一高阻抗匹配電壓增益[1]。此外，近年來基於 OOK(On-Off keying)調變訊號，可以透過使用超再生(super regenerative)架構來達到實現超低功耗接收器的目的[2]-[6]。本論文是藉由將電晶體操作在弱反轉區來達到實現一超低功耗接收器前端電路(receiver front-end)的目的，所提出之電路不需要使用任何電感，因此可大幅減少晶片面積，此外可用於各種調變之中(如 ASK、FSK 與 PSK)且有不錯的增益與線性度表現。

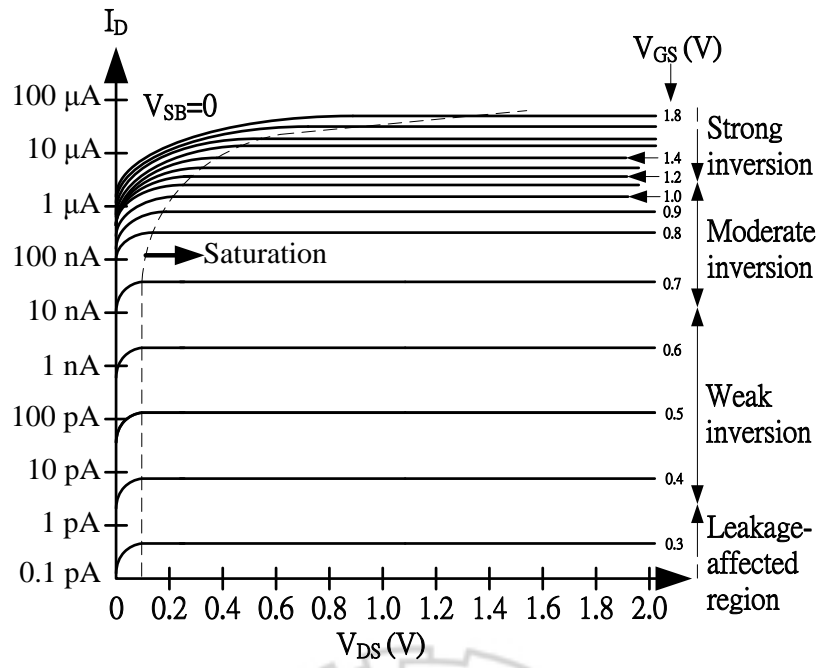
1.3 論文架構

本論文共分為六個章節，第一章為相關研究背景與應用。第二章為電晶體操作在弱反轉區的特性。第三章為人體內訊號傳輸之應用。第四章為接收器前端電路架構與所提出電路架構的模擬和佈局。第五章為晶片的量測。第六章為結論。

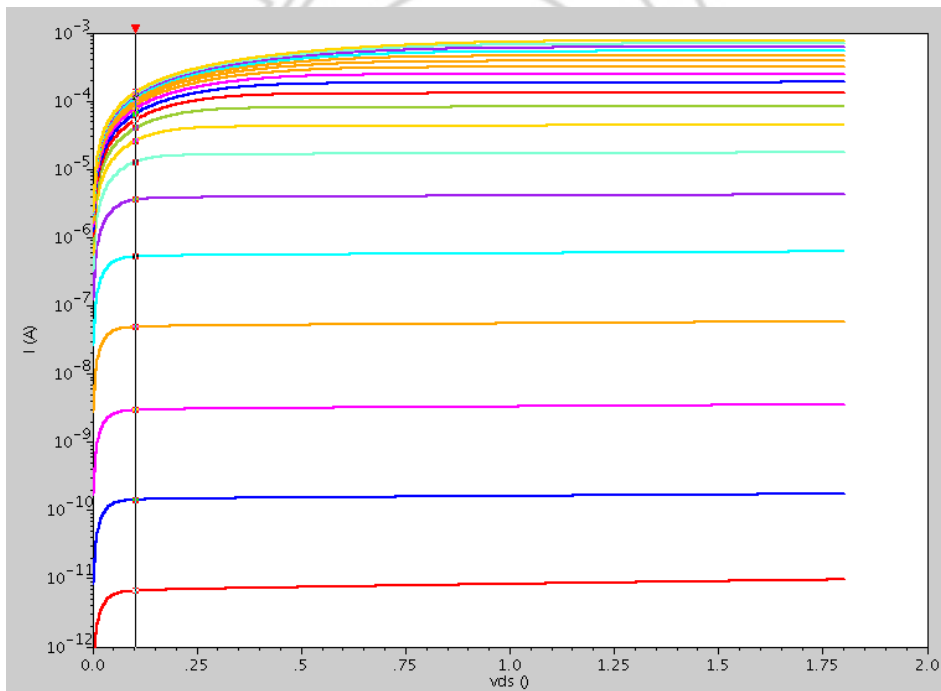
第二章 電晶體在弱反轉區特性

2.1 電晶體操作區定義

如圖 2.1(a)所示，電晶體的操作主要取決於 V_{DS} 與 V_{GS} ，並與圖 2.1(b)模擬的結果近似。當 V_{GS} 接近電晶體的臨界電壓(V_{th})時如圖 2.2 所示， I_{DS} 與 V_{GS} 成指數關係稱此區為次臨限(subthreshold inversion)或弱反轉(weak inversion)，此時 $V_{DS,SAT}$ 大約為 100 mV 為一定值；當 V_{GS} 大於電晶體的臨界電壓(V_{th})時， I_{DS} 與 V_{GS} 成平方關係則稱此區為超臨限(above-threshold)或強反轉區(strong inversion)，此時 $V_{DS,SAT}$ 與 V_{GS} 成線性關係[7]。表 2.1 說明了電晶體操作在次臨限與超臨限之特性比較。以下就電晶體操作在弱反轉區與強反轉區之電氣特性進行推導與分析。

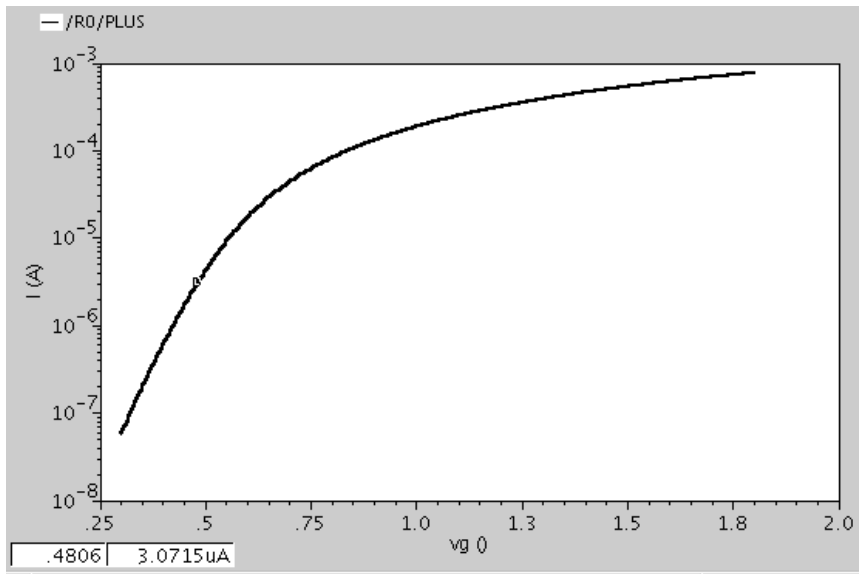


(a)

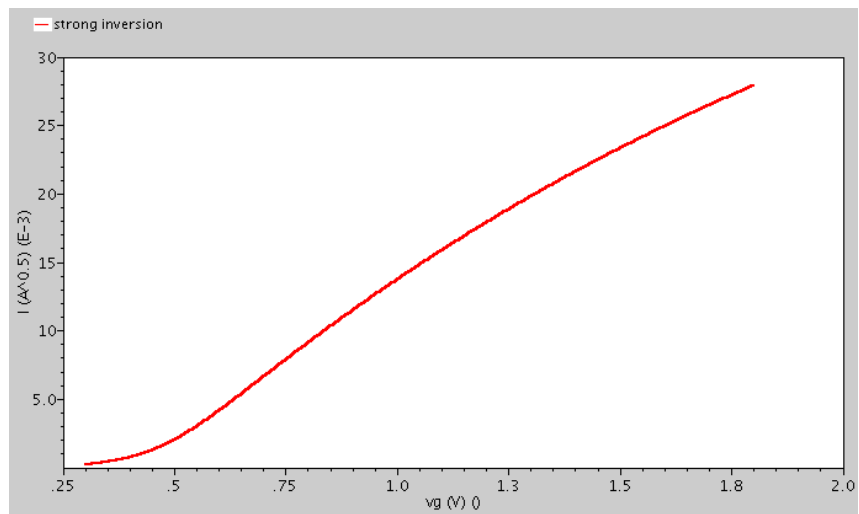


(b)

圖 2.1(a)理論上 I_D - V_{DS} 特性曲線(b)模擬所得 I_D - V_{DS} 特性曲線



(a)



(b)

圖 2.2 電晶體之 I_D - V_{GS} 特性曲線(a)在弱反轉區成指數關係(b)在強反轉區成平方根關係

表 2-1 次臨限與超臨限之比較

次臨限	超臨限
飽和電流與 V_{GS} 成指數關係	飽和電流與 V_{GS} 成平方關係
$V_{DS.SAT}$ 為常數約 100mV	$V_{DS.SAT}$ 與 V_{GS} 為線性關係
電流成分主要為擴散電流	電流成分主要為漂移電流
電荷濃度小	電荷濃度大
適用於超低功耗電路	適用於剛功耗電路
電流效率對電流為常數	電流效率較小、低當電流較大
雜訊與偏移較高	雜訊與偏移較低
可用於低供應電壓電路	需要較高的供應電壓
線性度較難到達	線性度較易到達
適合速度慢與並聯形式的電路	適合速度快與串連行式的電路
在未來將越來越重要	過去傳統使用的 MOSFET

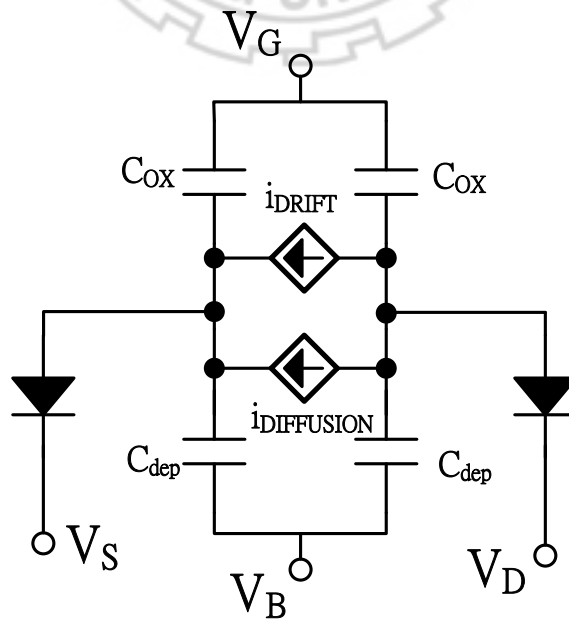


圖 2.3 直觀的金氧半導體電晶體模型

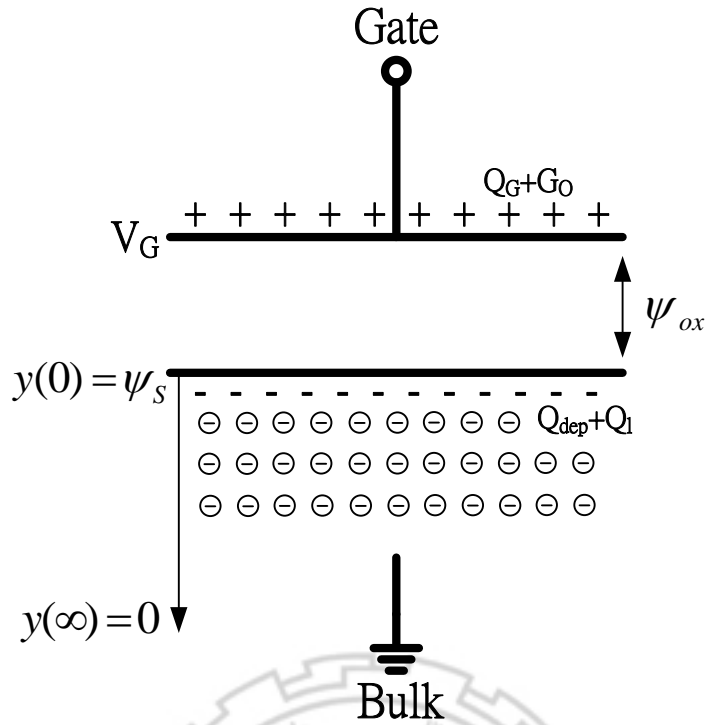


圖 2.4 金氧半導體電容之電荷分布

2.2 金氧半導體電容之電荷分析

2.2.1 不考慮汲源極的電荷分析

圖 2.3 直觀的金氧半導體電晶體模型，在汲源極與基極接地的情況下(也就是不考慮極源極的影響)的金氧半導體電容(MOSCAP)的平衡電荷分布圖為圖 2.4， Q_G 為金氧半界面形成電位差累積的電荷 $Q_G = C_{ox}\psi_{ox}$ ， ψ_{ox} 是 V_G 無外加偏壓時氧化層電位的壓降， Q_0 為固定氧化電荷， Q_{DEP} 為空乏區電荷， Q_i 為移動離子電荷。在金氧半導體電容中平行板上下累積的電荷為平衡，故

$$C_{ox}\psi_{ox} + Q_0 + (Q_i + Q_{DEP}) = 0 \quad (2.1)$$

由克希荷夫定律可導出

$$V_G = \psi_s + \psi_{OX} + \phi_{MS} \quad (2.2)$$

由(2.1)和(2.2)可得到

$$C_{OX}(V_G - \psi_s - \phi_{MS}) + Q_0 = -(Q_I + Q_{DEP})$$

$$C_{OX} \left(V_G - \psi_s - \left(\phi_{MS} - \frac{Q_0}{C_{OX}} \right) \right) = -(Q_I + Q_{DEP}) \quad (2.3)$$

$$C_{OX}(V_G - \psi_s - V_{FB}) = -(Q_I + Q_{DEP})$$

$$V_{FB} = \phi_{MS} - \frac{Q_0}{C_{OX}} \text{ 為平帶電壓}$$

根據質量作用定律:

$$\phi_F = \phi_i \ln \left(\frac{N_A}{n_i} \right) \quad (2.4)$$

ϕ_F 為費米能階與本質費米能階的差， ϕ_i 為熱電壓， N_A 為參雜離子濃度， n_i 為本質濃度。

將質量作用定律代入波松-波茲曼方程式可解出

$$\frac{d^2\psi(y)}{dy^2} = - \frac{q(p_0(y) - n_0(y) - N_A)}{\epsilon_{si}}$$

$$p_0(y) = N_A e^{-\psi(y)/\phi_i} \quad (2.5)$$

$$p_0(y)n_0(y) = n_i^2$$

$$n_0(y) = \frac{n_i^2}{p_0(y)} = N_A e^{-2\phi_F/\phi_i} e^{+\psi(y)/\phi_i}$$

邊界條件為:

$$\begin{aligned}
\psi(0) &= \psi_S \\
-\left. \frac{d\psi}{dy} \right|_{y=0} &= E(0) = -\frac{(Q_I + Q_{DEP})}{\epsilon_{si}} \\
\psi(\infty) &= 0 \\
-\left. \frac{d\psi}{dy} \right|_{y=\infty} &= E(\infty) = 0
\end{aligned} \tag{2.6}$$

由(2.5)和(2.6)解出

$$(Q_I + Q_{DEP}) = -\gamma C_{OX} \sqrt{\psi_S + \phi_i e^{(\psi_S - 2\phi_F)/\phi_i}} \tag{2.7}$$

γ 為基體效應係數， $\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_A}}{C_{OX}}$

我們假設半導體均勻參雜且電荷均勻分布在表面其濃度與半導體深度成指數關係，在這情況下 Q_{DEP} 可以用標準的空乏電容近似，MOSCAP 表面電荷為 ψ_S 底部電壓為零。

$$\begin{aligned}
Q_{DEP} &= -\gamma C_{OX} \sqrt{\psi_S} \\
C_{DEP} &= -\frac{dQ_{DEP}}{d\psi_S} = \frac{\gamma C_{OX}}{2\sqrt{\psi_S}}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

由(2.7)與(2.8)得到

$$Q_I = -\gamma C_{OX} (\sqrt{\psi_S + \phi_i e^{(\psi_S - 2\phi_F)/\phi_i}} - \sqrt{\psi_S}) \tag{2.9}$$

由(2.9)可以定義當 $\psi_S \leq 2\phi_F$ 時為弱反轉區或次臨限區， $\psi_S > 2\phi_F$ 則為超臨限或強反轉區。

由(2.3)與(2.7)得到

$$V_G = V_{FB} + \psi_S + \gamma \sqrt{\psi_S + \phi_i e^{(\psi_S - 2\phi_F)/\phi_i}} \tag{2.10}$$

2.2.2 考慮汲源極的電荷分析

如圖 2.4 所示當汲源極逆偏時會有空乏電荷產生，會多出 $e^{(v_{SB})/\phi_t}$ 與 $e^{(v_{DB})/\phi_t}$ 的電荷量在源極與汲極。

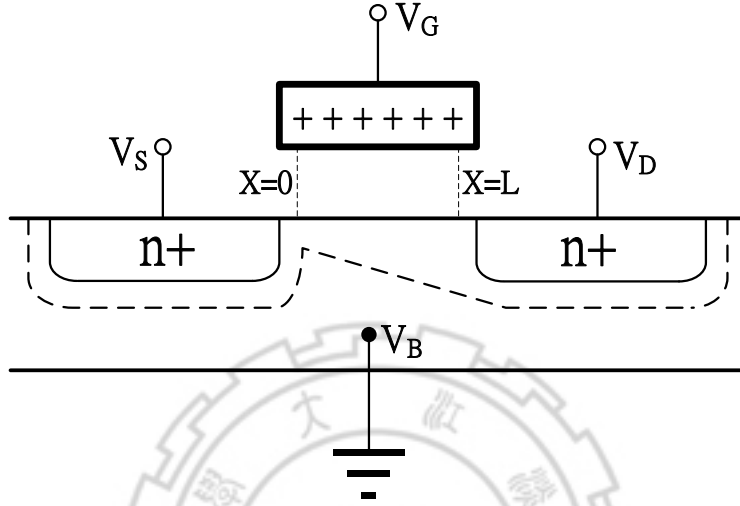


圖 2.5 含汲源極的金氧半導體電容之電荷分布

將此電荷量加入到(2.5)和(2.6)進而可將(2.10)改寫為

$$V_G = V_{FB} + \psi_{S0} + \gamma \sqrt{\psi_S} + \phi_t e^{(\psi_{S0} - (2\phi_F + V_{SB}))/\phi_t} \quad (2.11)$$

$$V_G = V_{FB} + \psi_{SL} + \gamma \sqrt{\psi_S} + \phi_t e^{(\psi_{SL} - (2\phi_F + V_{DB}))/\phi_t}$$

由此平行電板近似可得知汲極與源極的移動電荷為 Q_D 與 Q_S

$$Q_D = -C_{OX}(V_G - V_{FB} - \psi_{SL} - \gamma \sqrt{\psi_{SL}}) \quad (2.12)$$

$$Q_S = -C_{OX}(V_G - V_{FB} - \psi_{S0} - \gamma \sqrt{\psi_{S0}})$$

電流 I_{DS} 在通道中的組成成分為擴散電流與漂移電流，擴散電流為通道內兩點因為載子濃度不同而產生的電流現象，漂移電流則是因兩點電位不同所產生的電流現象。固 I_{DS} 可寫成

$$I_{DS} = W \left[-\mu Q_I \frac{d\psi_S(x)}{dx} + D \frac{dQ_I}{dx} \right] \quad (2.13)$$

$$I_{DS} = W \left[-\mu Q_I \frac{d\psi_S(x)}{dx} + \mu \phi_t \frac{dQ_I}{dx} \right]$$

D 為擴散係數，由愛因斯坦關係式得知 $D = \mu \phi_t$ ， μ 為漂移率

$$\int_0^L I_{DS} dx = W \left[\int_{\psi_{S0}}^{\psi_{SL}} -\mu Q_I d\psi_S(x) + \int_{Q_{I0}}^{Q_{IL}} \mu \phi_t dQ_I \right] \quad (2.14)$$

$$I_{DS} = \frac{\mu W}{L} \left[\int_{\psi_{S0}}^{\psi_{SL}} -Q_I d\psi_S(x) + \phi_t \int_{Q_{I0}}^{Q_{IL}} dQ_I \right]$$

2.3 弱反轉與強反轉的表面電位

2.3.1 κ 值的定義

首先我們先定義閘極電壓與表面電位的比例 κ

$$\kappa = \frac{\partial \psi_S}{\partial V_G} \quad (2.15)$$

在弱反轉區時，汲極與源極的電壓對表面電位的影響不大，所以

可將(2.11)表示為

$$V_G = V_{FB} + \psi_{sa} + \gamma \sqrt{\psi_{sa}} \quad (2.16)$$

代回到(2.15)得到

$$\kappa = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_{sa}}}} \quad (2.17)$$

或者可由電容分壓法得到

$$\kappa = \frac{C_{OX}}{C_{OX} + C_{DEP}} \quad (2.18)$$

2.3.2 弱反轉與強反轉的表面電位

當 $V_G = V_{GB}$ 、 $V_{SB} = 0$ ，在弱反轉區邊緣時，源極在 $\psi_{sa} = \phi_0^w = 2\phi_F$ 開始導通，定義弱反轉區的臨限電壓

$$V_{T0}^w = V_{FB} + \phi_0^w + \gamma\sqrt{\phi_0^w} \quad (2.19)$$

現在，假設 v_G 略小於 V_{T0}^w 但還操作在弱反轉區，用泰勒級數得到

$$\psi_{sa} \approx \phi_0^w + k_0^w (V_G - V_{T0}^w) \quad (2.20)$$

$$k_0^w = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_0^w}}} \quad (2.21)$$

在強反轉區時 $V_G = V_{GB}$ 、 $\psi_s = \phi_0^s$ ，推測 V_{T0}^s 為

$$V_{T0}^s = V_{FB} + \phi_0^s + \gamma\sqrt{\phi_0^s} \quad (2.22)$$

同樣定義 k_0^s 是 $\psi_s = \phi_0^s$ 的 C_{DEP} 與 C_{OX} 的電容比

$$k_0^s = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_0^s}}} \quad (2.23)$$

同理在強反轉區時

$$\psi_{sa} \approx \phi_0^s + k_0^s (V_G - V_{T0}^s) \quad (2.24)$$

電晶體操作從弱反轉區轉到強反轉區時，需要較大的電壓，大約多加 $6\phi_i$ 就會轉態，進而得知 C_{DEP} 會略有不同，在弱反轉區有最大值 ($\phi_0^w = 2\phi_F$)，強反轉區有最小值 ($\phi_0^s = 2\phi_F + 6\phi_i$)。

2.3.3 考慮基體效應時的表面電位

當 $V_{SB} \neq 0$ 、 $V_{GB} = V_T'$ ，則 $V_{GS} = V_T' - V_{SB}$ 此時的表面電位變為

$\psi_{sa} = \phi_0 + V_{SB}$ ，則可以將(2.16)改寫為

$$\begin{aligned} V_T' &= V_{FB} + (\phi_0 + V_{SB}) + \gamma\sqrt{(\phi_0 + V_{SB})} \\ V_{TS} &= V_T' - V_{SB} = V_{FB} + \phi_0 + \gamma\sqrt{(\phi_0 + V_{SB})} \\ V_{TS} &= (V_{FB} + \phi_0 + \gamma\sqrt{\phi_0}) + \gamma(\sqrt{(\phi_0 + V_{SB})} - \sqrt{\phi_0}) \\ V_{TS} &= V_{T0} + \gamma(\sqrt{(\phi_0 + V_{SB})} - \sqrt{\phi_0}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

當 V_{SB} 不大的時候，將(2.25)用泰勒級數近似成平方根的簡單代數

解

$$V_{TS} = V_{T0} + V_{SB} \left(\frac{1}{k_0} - 1 \right) \quad (2.26)$$

此時的表面電位可以表示為

$$\psi_{sa} \approx (\phi_0 + V_{SB}) + k_s (V_{GS} - V_{TS}) \quad (2.27)$$

$$k_s = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_0 + V_{SB}}}} \quad (2.28)$$

2.4 電晶體通道電流公式推導

2.4.1 弱反轉電流公式推導

$$Q_I(x) = -C_{OX}(V_G - V_{FB} - \psi_s(x) - \gamma\psi_s(x)) \quad (2.29)$$

$$\frac{dQ_I}{d\psi_s} = C_{OX} \left(1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_s}} \right) = \frac{C_{OX}}{k_\psi} \quad (2.30)$$

將(2.29)代入(2.14)可進一步得到

$$\begin{aligned}
I_{DS} &= \frac{\mu W}{L} \left[\int_{\psi_{s0}}^{\psi_{sL}} -Q_I d\psi_S(x) + \phi_t \int_{Q_{I0}}^{Q_{IL}} dQ_I \right] \\
I_{DS} &= \frac{\mu W}{L} \left[\int_{\psi_{s0}}^{\psi_{sL}} -Q_I \frac{dQ_I}{(C_{OX}/k)} + \phi_t \int_{Q_{I0}}^{Q_{IL}} dQ_I \right] \\
I_{DS} &= \frac{k\mu W}{2L C_{OX}} (Q_{I0}^2 - Q_{IL}^2) + \mu\phi_t \frac{W}{L} (Q_{I0} - Q_{IL})
\end{aligned} \tag{2.31}$$

弱反轉區源汲極的移動電荷為下式

$$\begin{aligned}
Q_{I0} &= -\gamma C_{OX} (\sqrt{\psi_{sa} + \phi_t e^{(\psi_{sa} - 2\phi_F + V_{SB})/\phi_t}}) \\
Q_{IL} &= -\gamma C_{OX} (\sqrt{\psi_{sa} + \phi_t e^{(\psi_{sa} - 2\phi_F + V_{DB})/\phi_t}})
\end{aligned} \tag{2.32}$$

在弱反轉時電流主成分為擴散電流，並以泰勒級數的平方跟來近

似

$$I_{DS} = \mu\phi_t \frac{W}{L} (Q_{I0} - Q_{IL}) = \mu\phi_t^2 \frac{W}{L} \frac{\gamma C_{OX}}{2\sqrt{\psi_{sa}}} e^{(\psi_{sa} - 2\phi_F)/\phi_t} (e^{-V_{SB}/\phi_t} - e^{-V_{DB}/\phi_t}) \tag{2.33}$$

將(2.22)(2.22)代入

$$I_{DS} = \left[\mu C_{OX} \phi_t^2 \frac{W}{L} \left(\frac{1 - k_{sa}}{k_{sa}} \right) e^{(\phi_0^W - 2\phi_F)/\phi_t} e^{-k_0^W V_{T0}^W/\phi_t} \right] e^{k_0^W V_{GB}^W/\phi_t} (e^{-V_{SB}/\phi_t} - e^{-V_{DB}/\phi_t}) \tag{2.34}$$

或寫成

$$I_{DS} = I_0 e^{k_0^W V_{GB}^W/\phi_t} (e^{-V_{SB}/\phi_t} - e^{-V_{DB}/\phi_t}) \tag{2.35}$$

其中

$$I_0 = \mu C_{OX} \phi_t^2 \frac{W}{L} \left(\frac{1 - k_{sa}}{k_{sa}} \right) e^{-k_0^W V_{T0}^W/\phi_t} \tag{2.36}$$

且 $\phi_0^W = 2\phi_F$ 、 $k_{sa} \approx k_0^W$ 。當 V_{SB} 約有幾百毫伏特時，(2.35)與(2.36)將

有些誤差。所以我們將使用(2.27)(2.28)的 ψ_{sa} 來代入(2.23)

$$I_{DS} = I_{0S} e^{k_s^W V_{GS}^W/\phi_t} (1 - e^{-V_{DB}/\phi_t}) \tag{2.37}$$

$$I_{0S} = \mu C_{OX} \phi_t^2 \frac{W}{L} \left(\frac{1 - k_{sa}}{k_{sa}} \right) e^{-k_s^W V_{TS}^W/\phi_t} \tag{2.38}$$

2.4.2 強反轉電流公式推導

當電晶體從弱反轉進入強反轉的時候此時表面電位為

$$\psi_{sa} = \phi_0 + V_P \quad (2.39)$$

V_P 是夾止電壓，是汲極或源極逐漸增加到使反轉區厚度為零的電壓， ϕ_0 為單端的表面電位最小值。(2.24)代入可得到

$$V_P = \psi_{sa} - \phi_0 \approx k_0(V_G - V_{T0}) \quad (2.40)$$

當考慮基體效應

$$V_P = V_{SB} + k_s(V_{GS} - V_{TS}) \quad (2.41)$$

強反轉區的移動電荷在汲極($V_{CB} = V_{DB}$)或在源極($V_{CB} = V_{SB}$)可定義為

$$Q_I = -C_{OX}(V_G - V_{FB} - (\phi_0 + V_{CB}) - \gamma\sqrt{\phi_0 + V_{CB}}) \quad (2.42)$$

$$\frac{dQ_I}{dV_{CB}} = C_{OX}\left(1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_0 + V_{CB}}}\right) = \frac{C_{OX}}{k_C} \quad (2.43)$$

由泰勒級數來近似(2.43)

$$Q_I = -\frac{C_{OX}}{k_C}(V_P - V_{CB}), \quad 0 < V_{CB} < V_P \quad (2.44)$$

強反轉區的電流成分為漂移電流，固

$$I_{DS} = \frac{k\mu W}{2L C_{OX}}(Q_{I0}^2 - Q_{IL}^2) \quad (2.45)$$

(2.40)(2.44)中 $k_C = k_0$ 、在源極 $V_{CB} = V_{SB}$ 、在基極 $V_{CB} = V_{DB}$ 可以得到

$$\begin{aligned} Q_{I0} &= -\frac{C_{OX}}{k_0}[k_0(V_{GB} - V_{T0}) - V_{SB}] \\ Q_{IL} &= -\frac{C_{OX}}{k_0}[k_0(V_{GB} - V_{T0}) - V_{DB}] \end{aligned} \quad (2.46)$$

在 $V_{SB} = 0$ 時，(2.45)(2.46)可解出一代數解

$$I_{DS} = \frac{\mu k_0 C_{OX}}{2} \frac{W}{L} \left[(V_{GB} - V_{T0} - \frac{V_{SB}}{k_0})^2 - (V_{GB} - V_{T0} - \frac{V_{DB}}{k_0})^2 \right] \quad (2.47)$$

(2.47)汲極與源極電壓並不對稱，當汲極充電時，即(2.38)第二項為零，電晶體已經飽和。在不考慮基體效應時， $V_{DB} = V_{DS}$

$$V_{DS.SAT} = k_0(V_{GB} - V_{T0}) \quad (2.48)$$

其飽和電流為(2.47)式中 $V_{SB} = 0$ 且第二項為零

$$I_{DS.SAT} = \frac{\mu k_0 C_{OX}}{2} \frac{W}{L} (V_{GB} - V_{T0})^2 \quad (2.49)$$

考慮基體效應時，(2.41)與(2.44)整理後可得漂移電荷，其中

$k = k_C = k_S$ 在源極 $V_{CB} = V_{SB}$ 、在基極 $V_{CB} = V_{DB}$

$$\begin{aligned} Q_{I0} &= -\frac{C_{OX}}{k_S} [V_{SB} + k_S(V_{GS} - V_{TS}) - V_{SB}] \\ Q_{IL} &= -\frac{C_{OX}}{k_S} [V_{SB} + k_S(V_{GS} - V_{TS}) - V_{DB}] \end{aligned} \quad (2.50)$$

或是

$$\begin{aligned} Q_{I0} &= -C_{OX}(V_{GS} - V_{TS}) \\ Q_{IL} &= -C_{OX}(V_{GS} - V_{TS} - \frac{V_{DS}}{k_S}) \end{aligned} \quad (2.51)$$

代入(2.45)

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_S C_{OX} \mu}{2} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TS})^2 - (V_{GS} - V_{TS} - \frac{V_{DS}}{k_S})^2 \right] \\ I_{DS} &= C_{OX} \mu \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TS}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2k_S} \right] \end{aligned} \quad (2.52)$$

當電晶體進入飽和區時，汲極的移動電荷為零、二次項為零，此時的 $V_{DS} = V_{DS.SAT}$

$$V_{DS.SAT} = k_S(V_{GS} - V_{TS}) \quad (2.53)$$

飽和電流為

$$I_{DS.SAT} = \frac{k_s C_{OX} \mu W}{2 L} (V_{GS} - V_{TS})^2 \quad (2.54)$$

2.5 探討與比較

表 2.2 為電晶體操作在弱反轉與強反轉的通道電流之比較。由表 2.2 中可以得知當電晶體操作在弱反轉區時，電流(I_D)與 V_{GS} 呈現指數關係。當電晶體操作在強反轉區，電流(I_D)與 V_{GS} 呈現平方關係。因此電晶體操作在弱反轉區時其小訊號轉導(g_m)會和電流成正比。電晶體操作在強反轉區，小訊號轉導(g_m)會和電流之平方根成正比。將電晶體操作在弱反轉區其消耗電流轉換成小訊號轉導之效益較將電晶體操作在強反轉區來的高。因此電晶體操作在弱反轉區可以得到高電流效益之優點，進而達到省電之目的。

表 2.2 弱反轉與強反轉的通道電流之比較

	弱反轉	強反轉
$k_x \equiv 1/n_x$	$I_{DS} = \mu\phi_t \frac{W}{L} (Q_{I0} - Q_{IL})$	$I_{DS} = \frac{k\mu W}{2} \frac{1}{C_{OX}} (Q_{I0}^2 - Q_{IL}^2)$
$V_{SB} = 0$	$I_{DS} = I_0 e^{k_0 V_{GB}/\phi_t} (e^{-V_{SB}/\phi_t} - e^{-V_{DB}/\phi_t})$ $I_0 = \mu C_{OX} \phi_t^2 \frac{W}{L} \left(\frac{1 - k_{sa}}{k_{sa}} \right) e^{-k_0 V_{T0}/\phi_t}$ $V_{T0} = V_{FB} + \phi_0 + \gamma \sqrt{\phi_0}, \quad \phi_0 = 2\phi_F$ $k_{sa} = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_s}}}, \quad k_0 = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_0}}} = \frac{1}{n_0}$ $\psi_{sa} = \left(-\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + (V_G - V_{FB})} \right)^2$	$I_{DS} = \frac{\mu k_0 C_{OX} W}{2} \frac{1}{L} \left[(V_{GB} - V_{T0} - \frac{V_{SB}}{k_0})^2 - (V_{GB} - V_{T0} - \frac{V_{DB}}{k_0})^2 \right]$ $V_{T0} = V_{FB} + \phi_0 + \gamma \sqrt{\phi_0}, \quad \phi_0 = 2\phi_F + 6\phi_t$ $V_{DS.SAT} = k_0 (V_{GB} - V_{T0})$ $I_{DS.SAT} = \frac{\mu k_0 C_{OX} W}{2} \frac{1}{L} (V_{GB} - V_{T0})^2$
$V_{SB} \neq 0$	$I_{DS} = I_{0S} e^{k_s^w V_{GS}/\phi_t} (1 - e^{-V_{DB}/\phi_t})$ $I_{0S} = \mu C_{OX} \phi_t^2 \frac{W}{L} \left(\frac{1 - k_{sa}}{k_{sa}} \right) e^{-k_s^w V_{TS}^w/\phi_t}$ $I_{DS} = I_{DS.SAT} (1 - e^{-V_{DS}/\phi_t}), \quad V_{DS.SAT} \approx 4\phi_t$ $V_{TS} = V_{T0} + \gamma (\sqrt{(\phi_0 + V_{SB})} - \sqrt{\phi_0})$	$I_{DS} = C_{OX} \mu \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TS}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2k_s} \right]$ $V_{TS} = V_{T0} + \gamma (\sqrt{(\phi_0 + V_{SB})} - \sqrt{\phi_0})$ $V_{DS.SAT} = k_s (V_{GS} - V_{TS})$ $I_{DS.SAT} = \frac{k_s C_{OX} \mu W}{2} \frac{1}{L} (V_{GS} - V_{TS})^2$

第三章 人體內訊號傳輸之傳播特性

3.1 人體內訊號傳輸之應用

人體內訊號傳輸(Intra-body communications, IBC)是一種以的人體為傳輸介質的小範圍訊號傳輸機制[8]。對於 IBC 有兩種主要的實現方式：電場式或近場電磁式。前者是身體上的設備與附近放置的設備之間數據傳輸使用附近的電場來傳輸。後者則是將人體視為射頻訊號的傳播導體。

IBC 的應用可造福大多數的殘障朋友們。例如可應用於盲胞的導航上，如圖 3.1 將感應器植入或接觸於腳底，將被動式的訊號發送器置於人行道上(例如 RFID)。當感應器收到人行道上發送器的訊息時，訊號透過身體傳送到位於頭部的耳機可清楚的讓他知道自身位置與附近的建築物、景點等資訊。使用人體訊號傳輸比有線傳輸來的自在，不會被線所限制了自身的行動；也比透過空氣傳輸的訊號路徑損失來的小。接下來我們將介紹以身體為介質的傳輸特性隨著頻率變高或發射器與接收器距離變遠之變化。

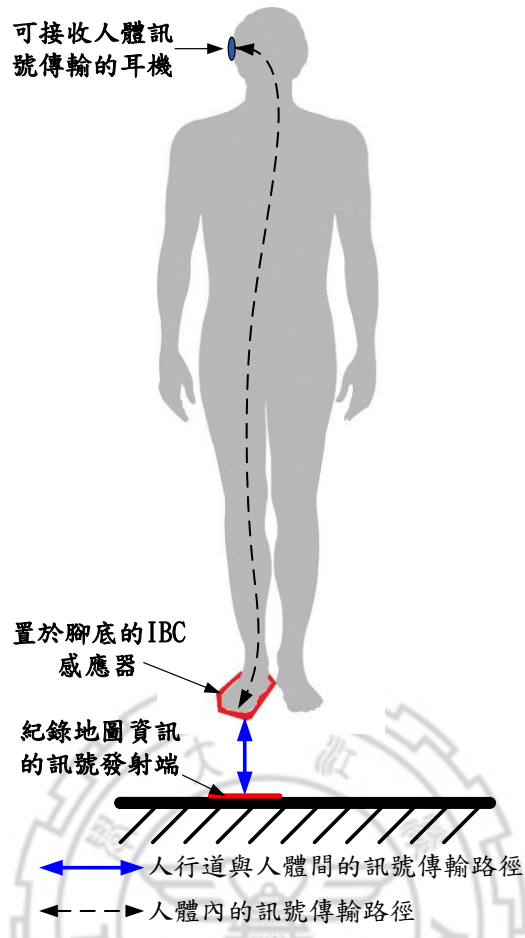


圖 3.1 應用於盲人的 IBC 系統裝置

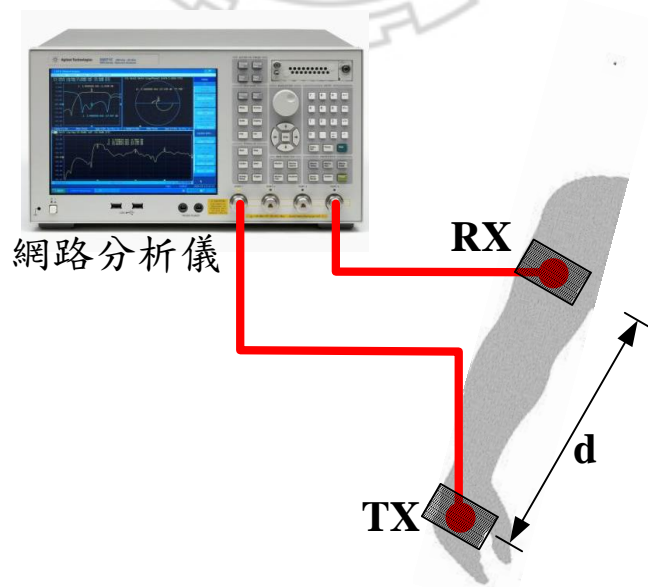


圖 3.2 量測系統示意圖

3.2 觀察以身體為介質的傳輸特性之實驗設置

實驗場地設置在室內[8]，頻域響應的測量是使用網路分析儀。如圖 3.2 所示，射頻訊號由網路分析儀產生，訊號從 TX 端進入沿著手臂傳輸在 RX 端被接收，接著訊號在網路分析儀中被觀察。表 3.1 中記載著主要的量測參數。輸入訊號的強度是參考[9]人類曝曬於電磁場中對人體無害的範圍所決定。在該篇研究中建議人體曝曬的基礎限制是每公斤 0.08 瓦特，考慮到人類的平均體重為 65 公斤，故最大的傳輸訊號能量不得大於 37 dBm。保險起見在此是採取較低的輸入能量只用了 15 dBm 實驗中受測試者共六名(三男三女)選取不同年紀(從 24 歲到 32 歲)與生理資訊(身高從 150 公分到 180 公分，體重由 45 公斤到 80 公斤)。TX 與 RX 使用訊號電極與接地平面。

表 3.1 主要量測參數

參數	數值
頻率[MHz]	1~3000
頻率點[個]	1201
發送的能量[dBm]	15
發送端與接收端距離[cm]	20~155
測試人數	6

訊號電極是使用圓形銅盤使其接觸在皮膚上。在[10]的研究中比較了七種金屬(鋁、銅、青銅、黃銅、不鏽鋼、鎳)做為電極與人體接

觸阻抗的分析，結果告訴我們選擇何種金屬材質皆不影響接觸阻抗。在此選擇同為電極材料是因為銅有良好的導電率。在有無接地電極的情況下接觸皮膚、改變訊號與接地電極的面積(採用直徑 1 cm、2 cm、3 cm)、改變接地電路板的尺寸(10 cm* 5 cm、5 cm* 5 cm、2 cm* 2 cm)、訊號電極與電路板的距離在 0.7 cm 到 2.1 cm 的情況下考慮 TX 與 RX 的最佳組合。基於[11]與之後量測的一些因素，TX 與 RX 的最佳組合在考慮最低路徑損失時為只有直徑為 2 cm 的訊號電極接觸皮膚，10 cm* 5 cm 的電路板放置在距離訊號電極 1.4 cm 處。

圖 3.3 定義了兩種的量測方式:站立(standing mode)與坐下(sitting mode)測試。在站立測試時將設定成與之前盲胞的例子一樣，受測者站著並將 TX 上置於腳底，則 RX 將置於腰與耳朵處；做下測試時受測者坐在椅子上，TX 被固定在桌上已受測者的手掌觸之，RX 則是置於受測者的手臂上。

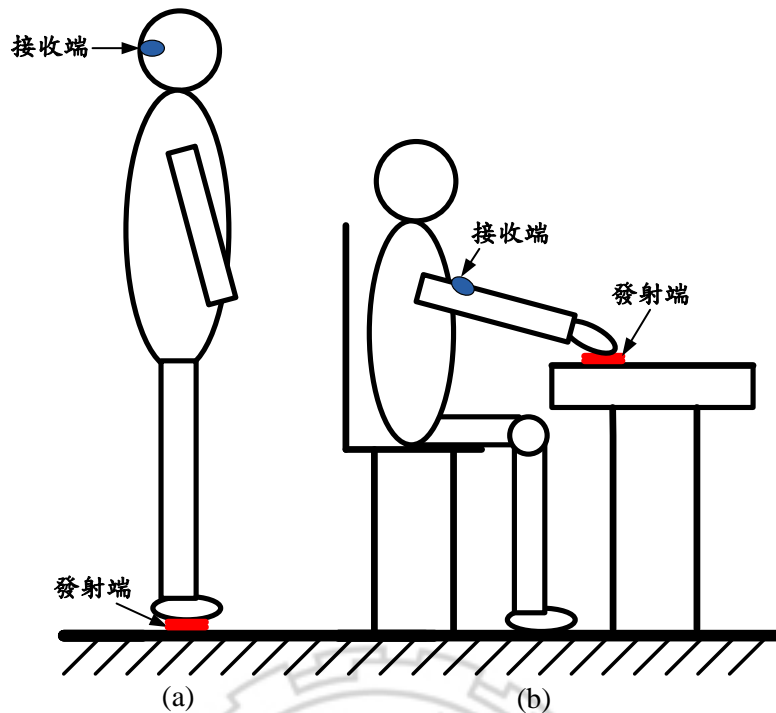


圖 3.3 量測方式(a)站立測試(b)坐下測試

3.3 實驗結果與討論

從頻域分析來了解人體訊號傳輸的傳播特性，將人體訊號傳輸與以空氣為介質作為比較。在[8]的實驗中，坐下測試 (sitting mode):當 TX 與 RX 距離分別為 20 cm 與 55 cm 以身體為介質的傳輸方式在小於 600 MHz 的頻段其路徑損失介於 10 dB~20 dB。在相同的傳輸距來下，以空氣為介質的傳輸方式的路徑損失介於 40 dB~70 dB。站立測試 (standing mode):當 TX 置於腳 RX 置於耳朵或腰時，以身體為介質的傳輸方式在小於 600 MHz 的頻段其路徑損失介於 10 dB~40 dB。在相同的傳輸距來下，以空氣為介質的傳輸方式的路徑損失介於 50

dB~70 dB。

觀察在 400 MHz MICS (medical implant communications service) band 頻段，無論 standing mode 或 sitting mode，以身體為介質的傳輸方式的路徑損失均會較在相同的傳輸距離下，以空氣為介質的傳輸方式小 40 dB 左右。因此在 400 MHz MICS band 以身體為介質的傳輸方式可大幅降低接收器之靈敏度要求，進而大幅降低接收器之功率消耗，達到延長使用時間之目的。



第四章 接收器前端之架構與所提出之架構的模擬與電路佈局

4.1 接收器前端架構探討

近年來，每年均有最新的超低功率消耗接收器電路發表在 ISSCC 研討會上。如[1]使用高品質因子的表面聲波濾波器做為輸入阻抗匹配電路與高品質因子之 off-chip 電感元件，用以降低功率消耗，當操作在 2.4 GHz 時，在 1.8 mW 的功率消耗下此接收機前端電路可提供 12 dB 的電壓增益。此外，用超再生(super-regenerative)架構實現 OOK(ASK)解調接收器分別在 400 μ W (1.7 GHz) [12]、390 μ W (2.4 GHz) [13] 可分別達到 5 Kb/s 與 100 Kb/s 的資料傳輸速度。

相較於 OOK(ASK)調變，FSK 調變具抗干擾能力強的特性，固 FSK 調變適合用於人體內訊號傳輸上。這是因為以人體為介質來傳遞訊號時，人體可視為一天線會接收外界游離訊號，使得調變方式的選擇上需要具抗干擾能力強的特性。

FSK 訊號的解調方式有三種，第一種為使用類比混頻器與延遲電路達到解調的目的[14]。第二種為使用 DLL/PLL-based 的解調法[15]。第三種為使用數位電路進行解調[16]。如圖 4.1 所示為使用類比混頻器與延遲電路達到解調的目的之架構圖。其利用延遲電路會對於

不同頻率訊號會產生不同之相位旋轉的原理，在將經由延遲電路路徑之訊號與原始訊號相互混頻進一步解得直流訊號，直流訊號之正負即分別代表資料 1 與資料 0。文獻[14]使用此方法達到 1 Mb/s 之資料傳輸速度。此架構具有高資料傳輸速度之特性，不過，其中之延遲電路傳統上是使用一全通濾波器來實現，當資料傳輸速度越高，全通濾波器之設計困難度與其耗電量會隨之快速增加。

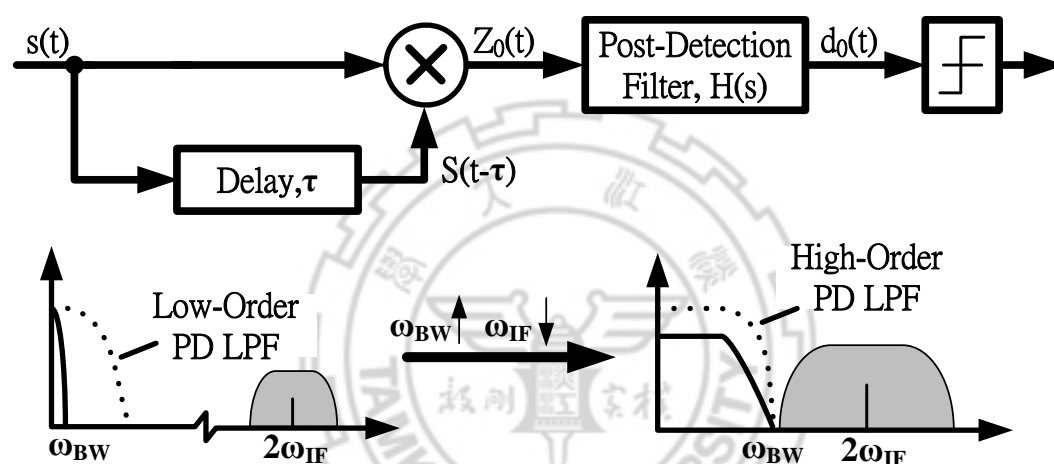


圖 4.1 使用類比混頻器與延遲電路達到解調目的之架構圖(擷錄自參考文獻[14])

如圖 4.2 所示為使用 DLL/PLL-based 的解調法之架構圖[15]。由於 FSK 訊號會先被接收機降至一中頻，因此中頻之 FSK 訊號之頻率分別為 $f_{IF} + \Delta f$ 與 $f_{IF} - \Delta f$ 。使用一 DLL 產生中頻週期($1/f_{IF}$)的延遲。將輸入訊號 delay 一個中頻之週期後，以此為取樣訊號對輸入訊號進行取樣。因此，此種方法僅適用於低中頻(Low-IF)接收機，而不適用於直接降頻(direct-conversion，或稱零中頻 Zero-IF)接收機上。由於使

用 DLL，因此資料傳輸速度會受限於中頻時脈訊號之 jitter，並且 DLL 具有諧波鎖定之風險。文獻[15]所達到的資料傳輸速度為 3Mb/s。

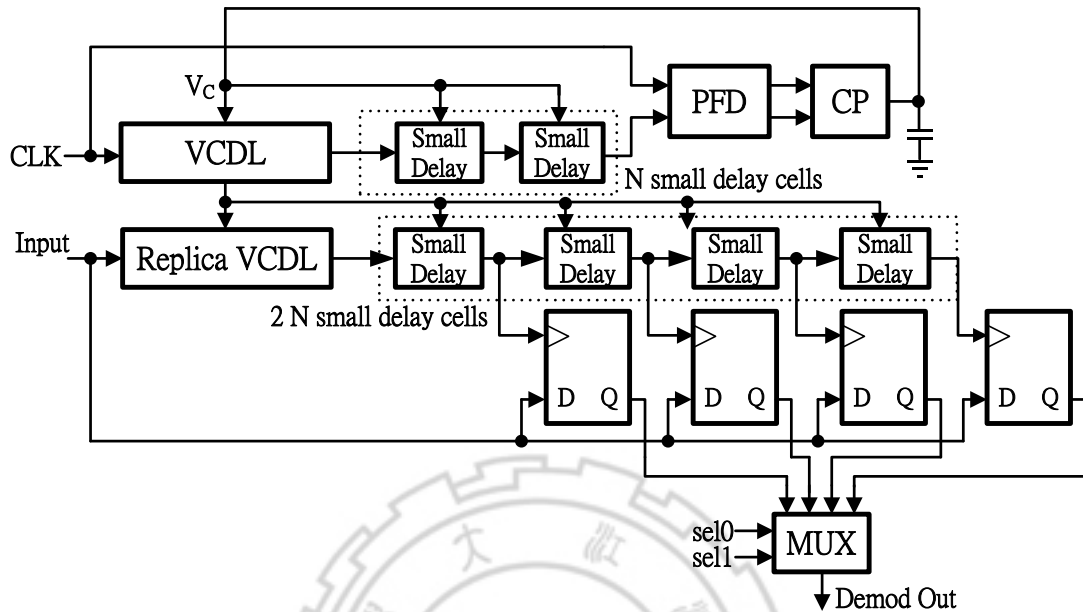


圖 4.2 DLL/PLL-based 解調法之架構圖(擷錄自參考文獻[15])

如圖 4.3 所示為使用數位電路進行解調[16]，其使用數位電路達到 10 Mb/s 的資料傳輸速度僅消耗 60 μ W，但是由於其需要一 N 倍於資料傳輸速度之時脈訊號才能進行解調(在此設計中 $N=10$)，因此大幅限制最高之資料傳輸速度。近來注入鎖定(injection Locked)的技術被廣泛的使用於 On-Off Keying (OOK)或 Amplitude Shift Keying (ASK)的超低功耗接收機上，文獻[17],[18]亦將注入鎖定的技術應用於 FSK 接收機。如圖 4.4 所示，文獻[17]利用注入鎖定除頻器(Injection Locked Frequency Divider, ILFD)輸出產生不同的相位旋轉時會造成不同的振幅大小以達到解調之目的，實現 5Mb/s 的資料傳輸速度。

文獻[18]更將此原理應用於 60 GHz 超寬頻(Ultra-wideband, UWB)系統上。如圖 4.5 所示，由於輸入注入鎖定震盪器(Injection Locked Oscillator, ILO)訊號頻率的不同，會使震盪器輸出產生不同的相位旋轉用以達到解調之目的，實現 2.5 Gb/s 的資料傳輸速度。不過，由於注入鎖定除頻器或震盪器的 free-run 頻率會隨電壓、製程變異與溫度而有劇烈之改變，因此使用此一方法會造成解調錯誤的可能。

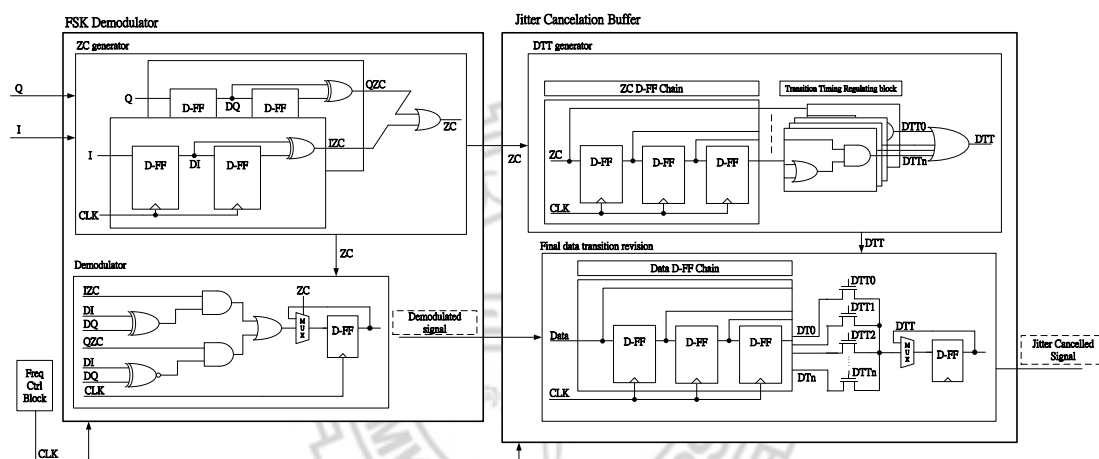


圖 4.3 使用數位電路進行解調之示意圖(擷錄自參考文獻[16])

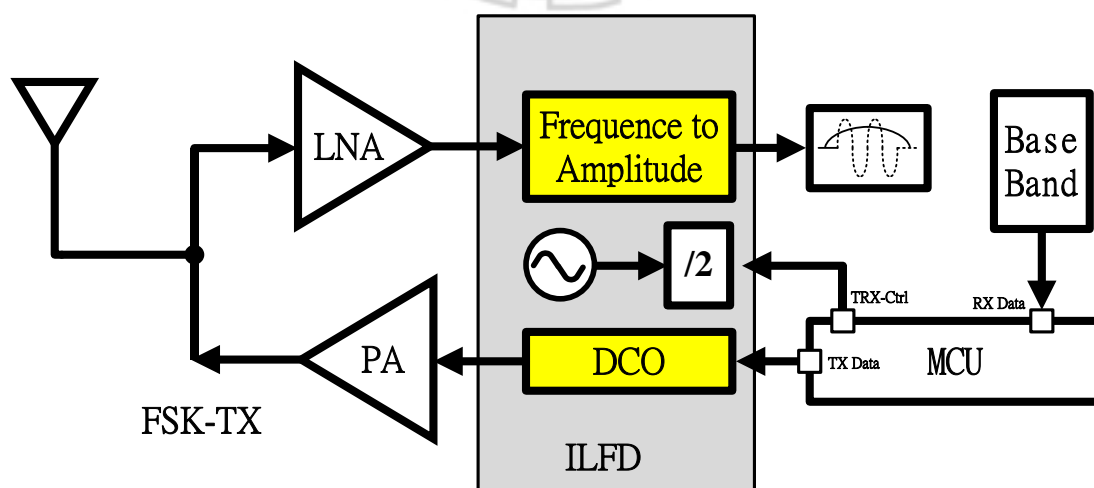


圖 4.4 使用注入鎖定除頻器技術達成頻率轉振幅之目的以進行解調

(擷錄自參考文獻[17])

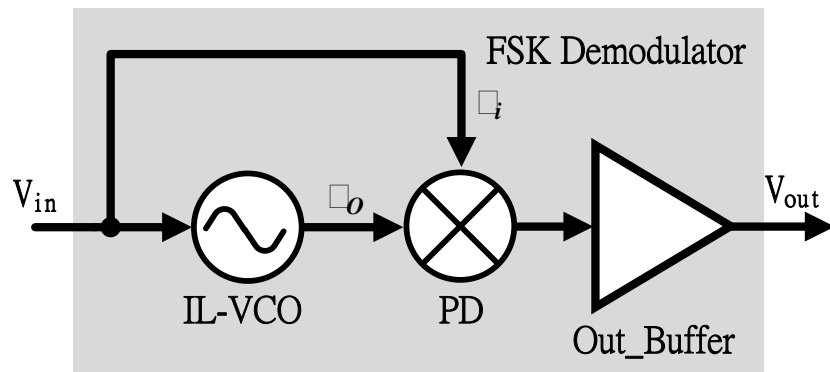


圖 4.5 使用注入鎖定技術達成頻率轉相位之目的以進行解調(擷錄自
參考文獻[18])

表 4.1 為綜觀近年來超低功耗接收器設計所達到之效能整理。由表 4.1 中可得知，在應用於 Wireless Sensor Network (WSN)與 Wireless Body Sensor Network (WBSN)的超低功耗接收機發展上，調變方式逐漸由 OOK(ASK)發展到 FSK，由於 FSK 具有較 OOK 更高的干擾抵抗能力，因此 FSK 能夠在高資料傳輸上提供穩定可靠的資料傳輸品質。並且使用 FSK 調變可大幅降低每單位接收位元之功率消耗，如文獻[14] 在達到 5Mb/s 的高資料傳輸速度下，單位接收位元之能量消耗可降低到 84 pJ/b，大幅度增加其能源效益(energy efficiency)。

表 4.1 超低功耗接收器效能比較表

	[19] JSSC'06	[20] JSSC'07	[21] RFIC'11	This work
Process	0.13 μm	0.18 μm	90nm	0.18 μm
Supply Voltage (V)	0.4	1	0.75	1.8
Modulator	FSK	FSK	FSK	FSK
Frequency	2.4 GHz	2.4 GHz	850MHz	400MHz
Gain (dB)	17	30.5	N/A	24.1
IP1dB (dBm)	N/A	-31	-30	-15
IIP3 (dBm)	-7.5	N/A	-21	0
Power consumption (μW)	330	500	126	86.4

4.2 電路設計

本設計應用於身體訊號傳輸，因為其路徑損失小故靈敏度要求將大幅降低。舉例來說，在 400 MHz、發射功率為 15 dBm 時坐下測試與站立測試的路徑損失分別為 20 dB 與 30 dB，可以得到 -5 dBm 與 -15 dBm 的接收訊號強度。然而人體本身可以視為一天線，會接收外在的強干擾訊號，所以系統需要較好的線性度。

圖 4.6 為深次微米互補式金氧半製成之超低功耗接收器前端電路設計，本設計中沒有使用任何的高品質因子的元件(包含附載也沒有使用電感)，並將所有電晶體操作在弱反轉區來達到超低功耗之目

的。圖中 M1 與 M2 提供轉導、M3 與 M4 為串疊級可以減低輸入級的米勒效應(Miller effect)，M5 到 M8 為串疊式電流源用來增加阻抗。由於是操作在弱反轉區電流小轉導也小，但是與強反轉區相較之下弱反轉區的增益與電流成線性關係(強反轉則成平方根關係)，所以有較佳的轉換效率，而且電晶體操作在弱反轉區時 $v_{DS,SAT}$ 約 100 mV，所以在這裡使用串疊來提升增益。M9 到 M12 為一個摺疊組態的混頻器。M15 與 M16 為差動的共閘極組態，將混頻後的訊號轉換成基頻的電流訊號。M17 到 M20 提供一個寬擺幅的負載將基頻的電流訊號轉成具有大動態範圍的電壓訊號。表 4.2 為預計規格表。

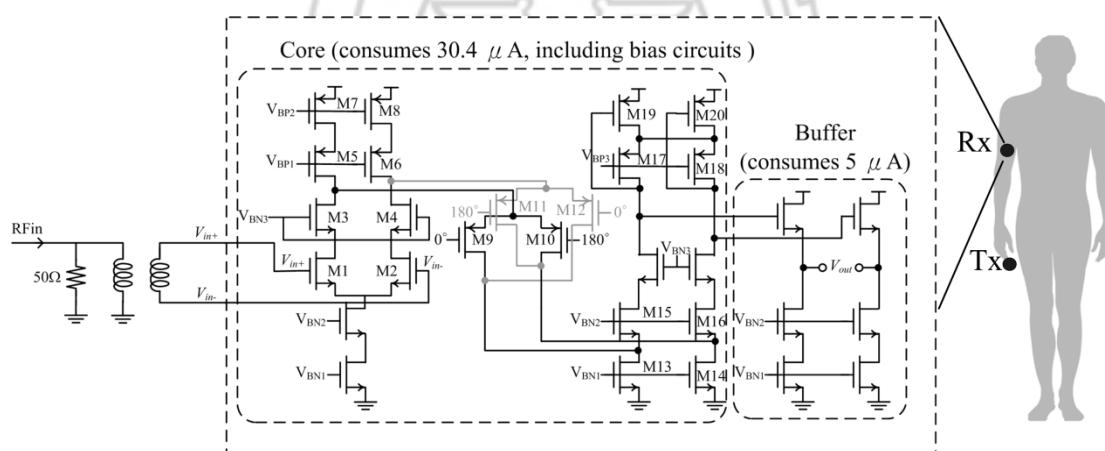


圖 4.6 深次微米互補式金氧半製成之超低功耗接收器前端電路設計

表 4.2 預計規格表

供應電壓(V)	1.8
總電流(μA)	50
功率消耗(μW)	90
增益(dB)	25
Input P1dB(dBm)	-15.9
Input IP3(dBm)	0.120
晶片面積(不含 Pad)(mm^2)	0.167 x 0.115

4.3 電路模擬與佈局

4.3.1 電路模擬

將所設計之超低功耗接收器前端電路操作 $88.2 \mu\text{W}$ 的功耗下，進而分析此電路之電氣特性表。超低功耗接收器前端電路之電壓轉換增益(voltage conversion gain)模擬結果如圖 4.7 所示。在 $88.2 \mu\text{W}$ 的功耗下，接收器前端電路之電壓轉換增益可達 27 dB。

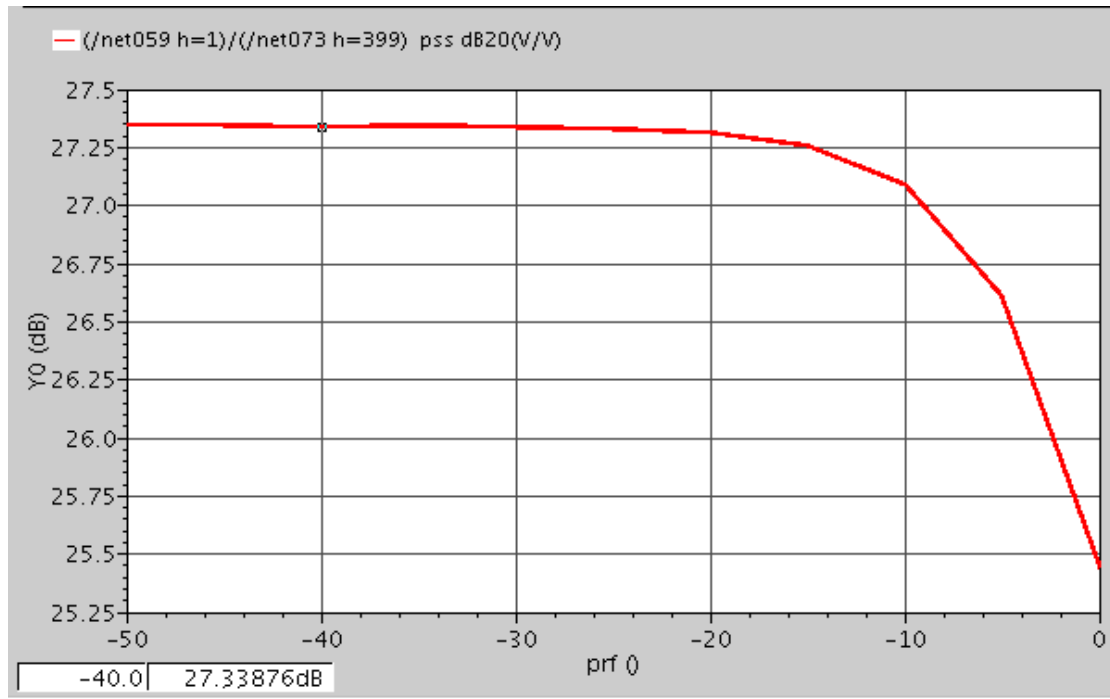


圖 4.7 輸入功率與增益變化之模擬結果

此外，電路之線性度表現決定了其可容許的最大輸入訊號強度與其抵抗干擾訊號強度的能力，可別透過模擬電路之輸入端 1 dB 壓縮點(Input 1 dB compression point)與輸入端之三階交越點(IIP3)來分析。由圖 4.8 所示，此超低功耗接收器前端電路模擬之輸入端 1 dB 壓縮點可達-15.9 dBm。

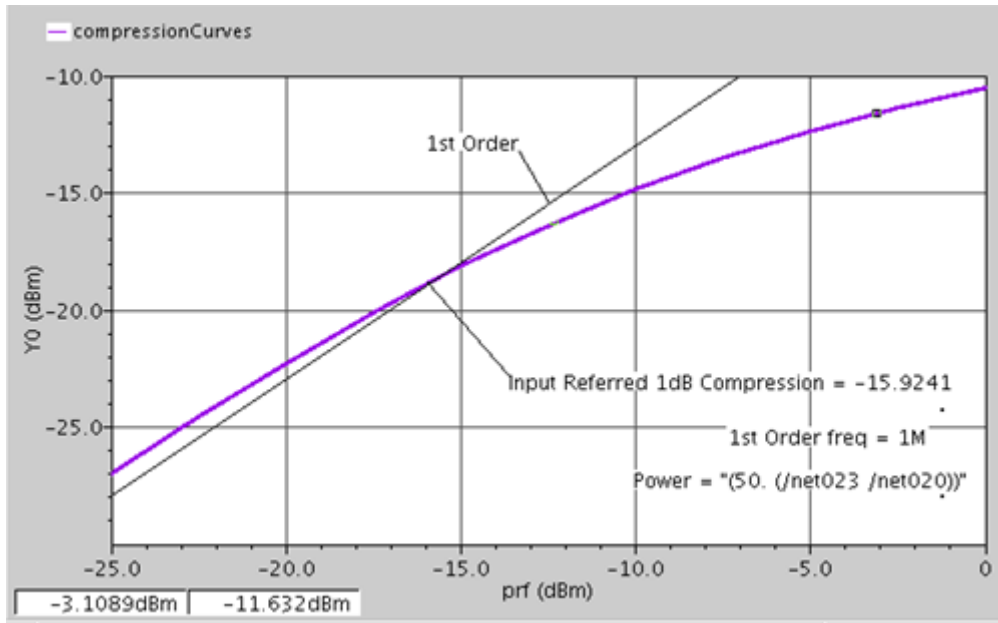


圖 4.8 輸入 1dB 壓縮點之模擬結果。

輸入三階交越點(IIP3)是因為失真所產生的差頻與原本輸入頻率非常接近，足以對源輸入訊號造成干擾。圖 4.9 中本論文所實現之電路的 IIP3 接近 0 dBm。

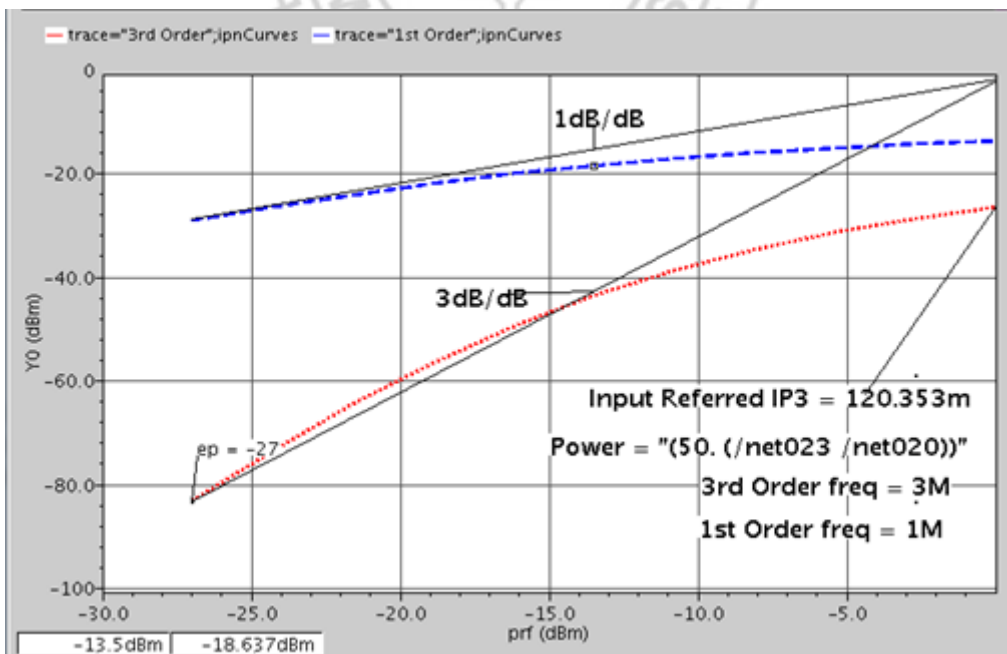


圖 4.9 輸入三階交越點之模擬結果

整體超低功耗接收器前端電路之模擬結果如下表所示:

表 4.3 輸出規格表

供應電壓(V)	1.8
總電流(μ A)	49
功率消耗(μ W)	88.2
增益(dB)	27
Input P1dB(dBm)	-15.9
Input IP3(dBm)	0.120
晶片面積(不含 Pad)(mm ²)	0.167 x 0.115

4.3.2 電路佈局

在佈局方面，電路的設計採用差動結構，所以對閘極使用交互排列提升對稱性，並且在每個子電路外圍以保護環(guard ring)圍繞避免系統內雜訊互相干擾。最後為了防止靜電對電路的影響，有使用國家晶片中心所提供的靜電防護電路，考量到靜電防護電路具有較大的寄生電容效應，故輸入與輸出端並沒有使用近靜電防護電路。圖 4.10 為本設計之晶片佈局。

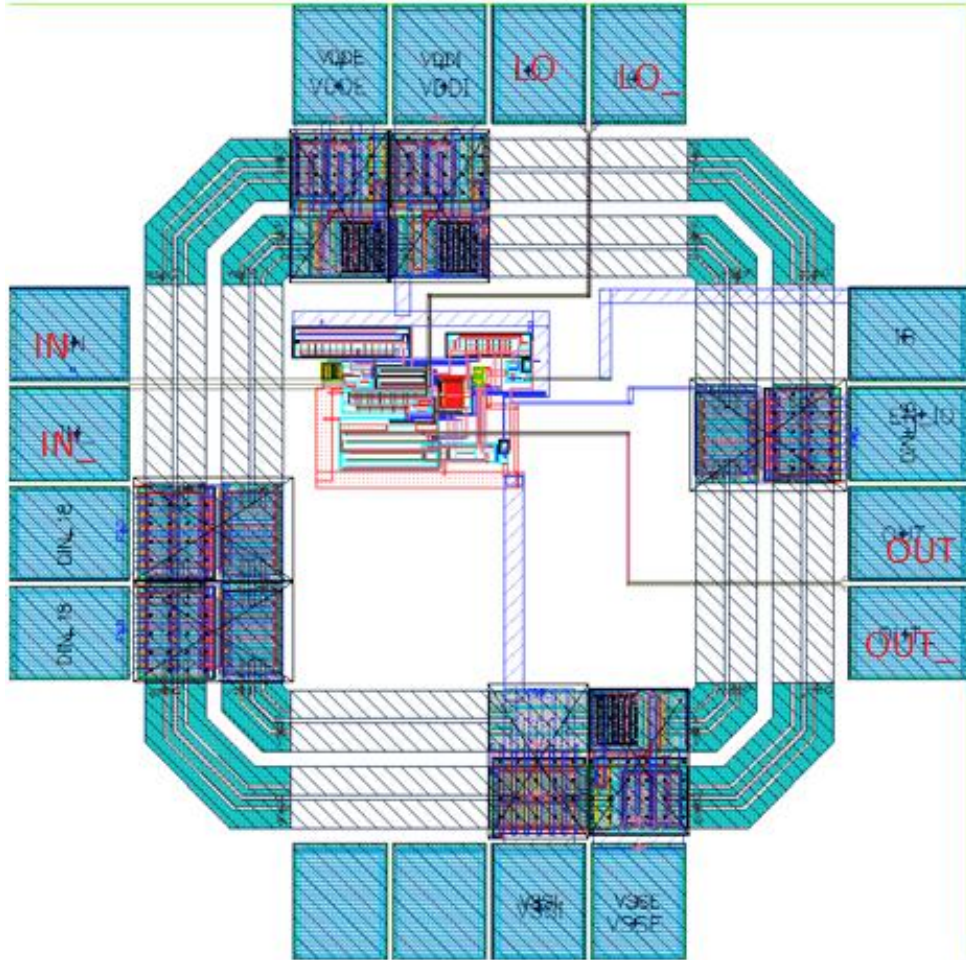


圖 4.10 電路佈局

第五章 晶片量測

5.1 量測方式

為了使輸入阻抗匹配，我們使用網路分析儀來量測 PCB 板上的輸入阻抗，經過計算之後，在 PCB 焊上被動元件使阻抗點回到網路分析儀的中心也就是 50 歐姆處。

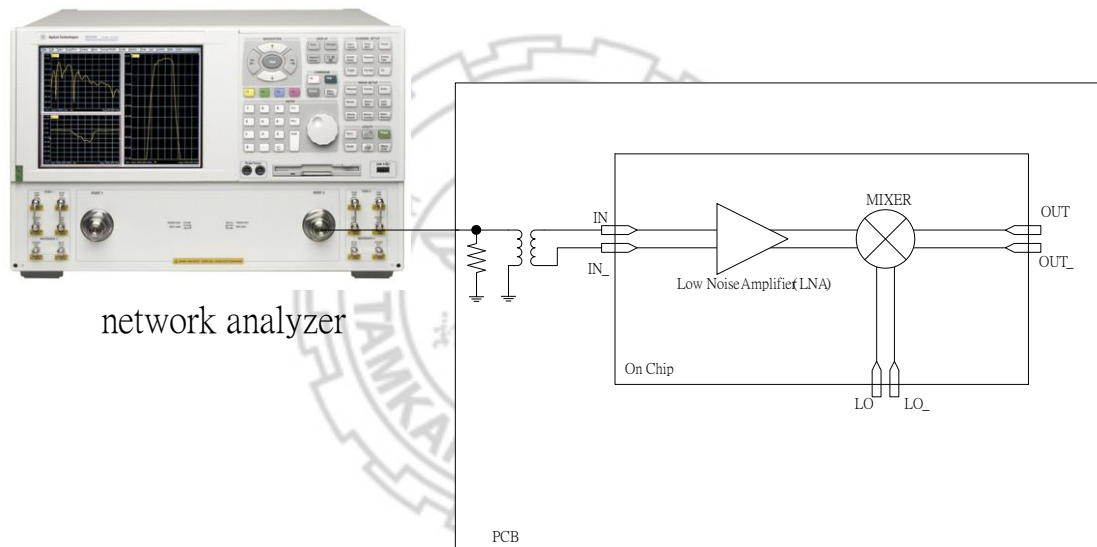


圖 5.1 輸入訊號匹之配量測示意圖

量測 1dB 壓縮點時，需要兩台訊號產生器與一台頻譜分析儀，並以圖 5.2 的方式來布置，在輸入端與本地震盪訊到端灌入 399 MHz 與 400 MHz 的訊號，並藉由改並輸入功率來找到輸入 1dB 壓縮點。

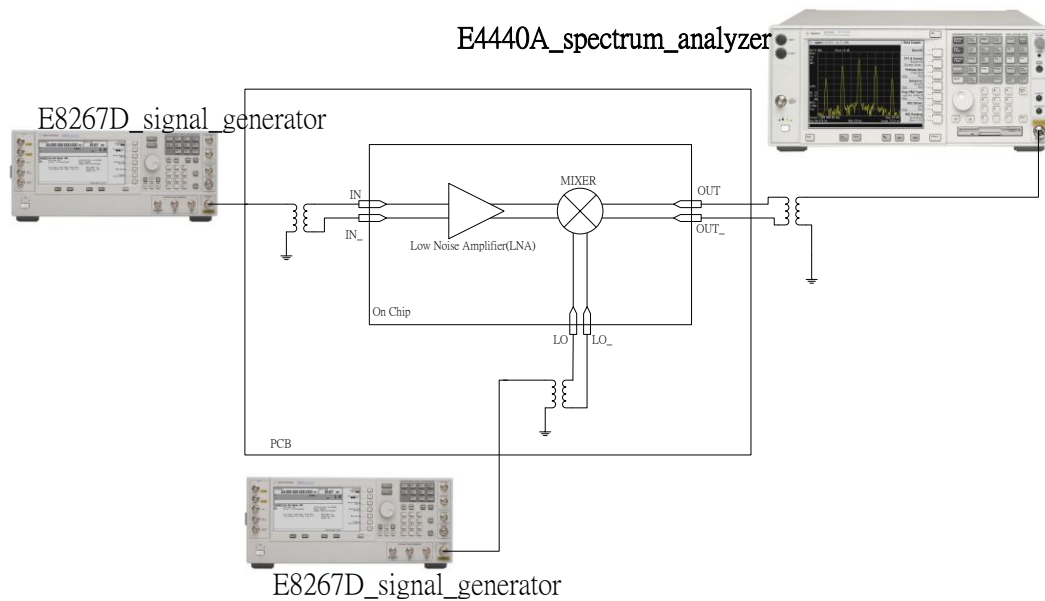


圖 5.2 輸入 1dB 壓縮點之量測示意圖

輸入三階交越點需要有諧波的干擾，所以輸入訊號需要多一台訊號產生器，其產生頻率分別為 399 MHz 與 398MHz，就可以在頻譜分析儀上得到三階諧波的曲線，進而得知輸入三階交越點。下圖為實驗設置之示意圖。

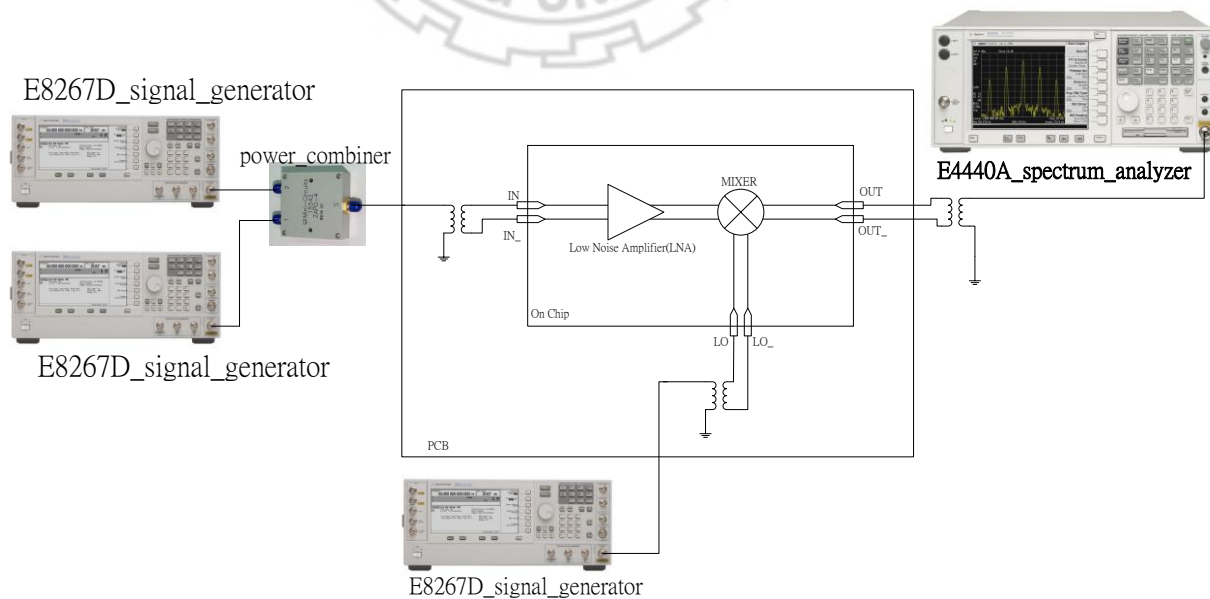


圖 5.3 輸入三階交越點之量測示意圖

5.2 量測結果

將此超低功耗接收器前端電路以 TSMC 0.18 μm 製成實現，晶片之微影照相如圖 5.4 所示，PCB 照相如圖 5.5。如圖 5.6 所示，將電路偏壓在整體電流消耗為 35.4 μA 進行電路電氣特性之量測。電路之電壓轉換增益(voltage conversion gain)與功耗隨輸入訊號強度變化之量測結果如圖 5.6 所示。因為電晶體全部偏壓在深弱反轉區， v_{GS} 會遠小於 v_{DS} 電晶體皆在飽和區。隨輸入功率漸漸變大時，電晶體由深弱反轉區進入弱反轉區甚至到中反轉區，因此增益也會逐漸變大，直到輸入功率至 -14 dBm 時電晶體由於閘極(圖 4.1 之 M1 與 M2)輸入過大的電壓，導致其進入三極體區因此增益不再增加。

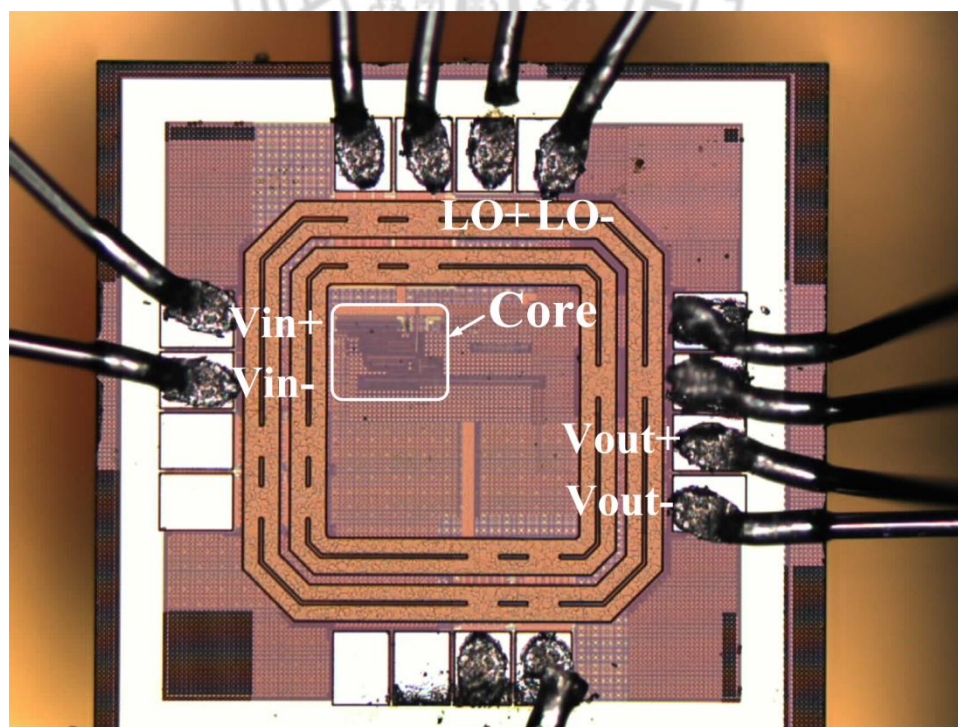


圖 5.4 晶片微影照相

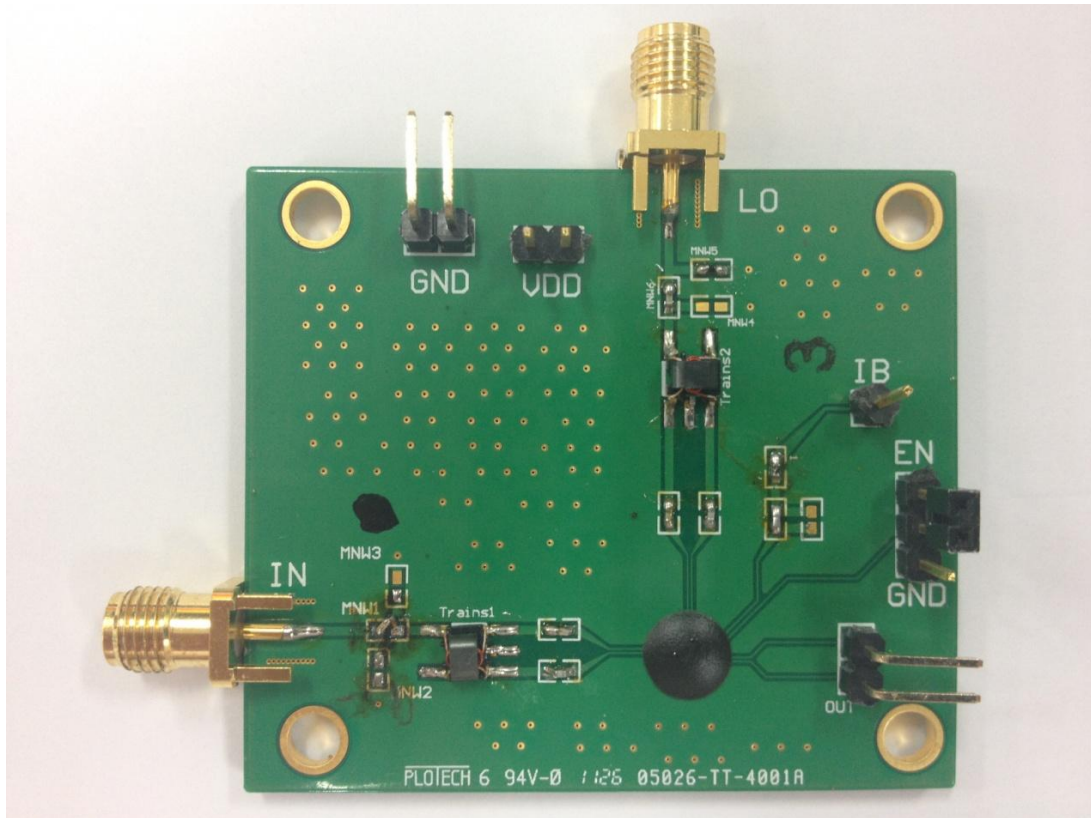


圖 5.5 PCB 照相



圖 5.6 電路之電流消耗

另一方面隨著輸入功率之增加，流經 M1 與 M2 的電流也隨之增加，是因為在差動結構時其共源極點將會呈現輸入訊號的負緣會變成正緣的二倍頻現象，故共源極點電壓上升。此點電壓又為電路下方電流源汲極的電壓，在通道長度調變的影響下電流會增加。但是上方電流源所提供的電流量是固定的，所以流向混頻器的電流將會減少，故混頻器的增益會隨著輸入功率的上升而減少。

圖 5.7 中之增益為系統的總增益，在-14 dBm 之前，前級放大器的增益的增加遠大於混頻器增益的減少量，故總增益上升。但是輸入功率在大於-14 dBm 後，由於前級放大器的增益不再上升，所以總增益有開始下降的趨勢。

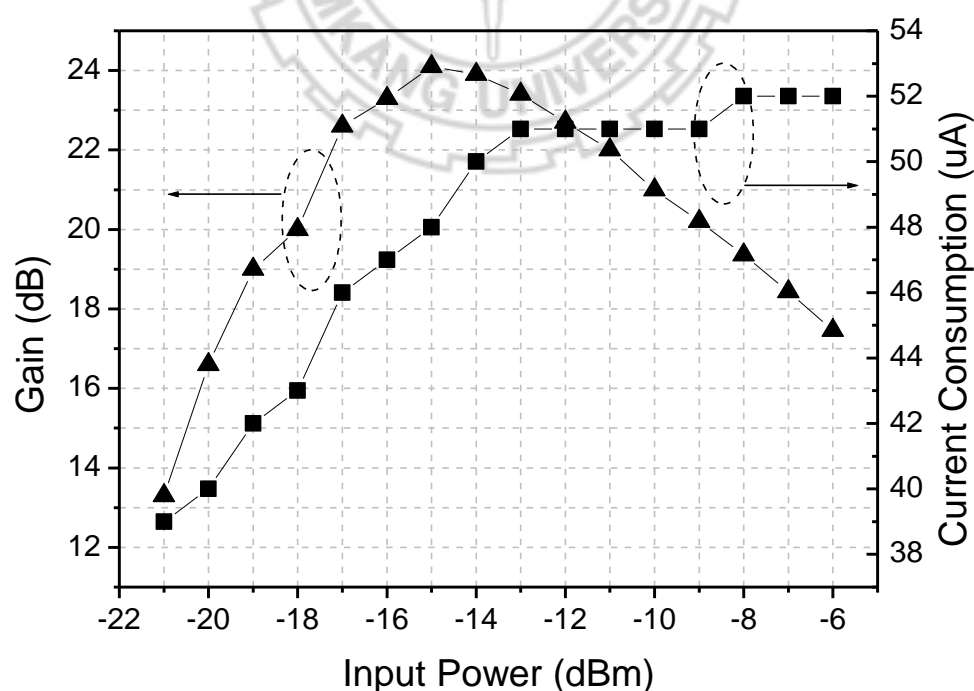


圖 5.7 輸入功率對增益與電流消耗之量測結果

電路之線性度量測結果如圖 5.8 所示。所量測到的輸入 1dB 壓縮點為-15 dBm，輸入三階交越點則約為 0 dBm。

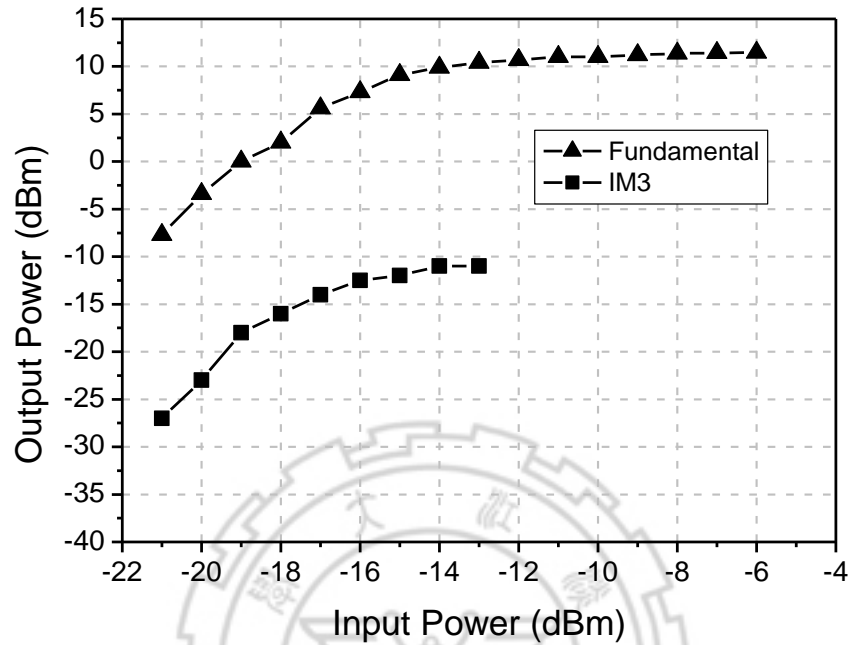


圖 5.8 輸入 1dB 壓縮點與輸入三階交越點之量測

整體超低功耗接收器前端電路之量測結果整理如表 5.1 所示：

表 5.1 量測結果

供應電壓(V)	1.8
靜態功率消耗(μ A)	68.4
最大功率消耗(μ W)	86.4
增益(dB)	24.1
Input P1dB(dBm)	-15
Input IP3(dBm)	0
晶片面積(不含 Pad)(mm^2)	0.167 x 0.115

第六章 結論

本論文提出一個藉由將電晶體操作在深層弱反轉區使功率消耗不到 $100\ \mu\text{W}$ ，並且有著 24dB 的增益與不錯的線性度，由此可得知本架構十分適合用在人體訊號傳輸上。

在未來的研究上，將設計改為直接降頻之接收器前端並結合解調電路，實現一完整之超低功耗接收器。由於操作在弱反轉區時電路的雜訊較大，故在解調變方式上需要考慮抗雜訊能力佳者。目前首選為二進制頻率鍵移解調來實現一單晶片之完整接收器架構。



參考文獻(References)

- [1] J. Chabloz, C. Müller, F. Pengg, A. Pezous, C. Enz, and M.-A. Dubois, “A Low-Power 2.4GHz CMOS Receiver Front-End Using BAW Resonators,” *IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers.*, pp.1244-1253, 6-9 Feb. 2006.
- [2] A. Vouilloz, M. Declercq, and C. Dehollain, “A Low-Power CMOS Super-Regenerative Receiver at 1GHz,” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 36, no. 3, pp. 440–451, Mar, 2001.
- [3] B. Otis, Y.H. Chee and J. Rabaey, “A 400 μ W-RX, 1.6mW-TX super-regenerative transceiver for wireless sensor networks,” *IEEE International Digest of Technical Papers*, pp. 396-606, Feb, 2005.
- [4] J.Y. Chen, M.P. Flynn and J.P. Hayes, “A Fully Integrated Auto-Calibrated SuperRegenerative Receiver,” *IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers*, pp. 1490-1499, Feb, 2006.
- [5] J.L. Bohorquez, J.L. Dawson and A.P. Chandrakasan, “A 350 μ W CMOS MSK transmitter and 400 μ W OOK super-regenerative receiver for Medical Implant Communications,” *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 32-33, Jun, 2008.
- [6] Y.H. Liu, H.H. Liu and T.H. Lin, “A super-regenerative ASK receiver with $\Delta\Sigma$ pulse-width digitizer and SAR-based fast frequency calibration for MICS applications,” *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 38-39, Jun, 2009.
- [7] R. Sarpeshkar, “Ultra Low Power Bioelectronics-Fundamentals, Biomedical Applications, and Bio-Inspired Systems”. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2010.
- [8] J. A. Ruiz, J. Xu and S. Shimamoto, "Propagation characteristics of intra-body

- communications for body area networks," *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, vol. 1, pp. 509-513, 2006.
- [9] World Health Organization, "Electromagnetic Fields (300MHz to 300GHz)," 1993, www.inchem.org/documents/ehc/ehc137.htm
- [10] K. Hachisuka, A. Nakata, T. Takeda, Y. Terauchi, K. Shiba, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Itao, "Development and Performance Analysis of an Intra-body Communication Device," *TRANSDUCERS, International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems*, vol. 2, pp. 1722-1725, June 2003.
- [11] J. A. Ruiz and S. Shimamoto, "A Study on the Transmission Characteristics of the Human Body Towards Broadband Intra-body Communications", *IEEE International Symposium on Consumer Electronics*, pp.99-104 June 2005.
- [12] J. Rabaey et al., "A 400 μ W-RX, 1.6mW-TX Super-Regenerative Transceiver for Wireless Sensor Networks," *IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers*, pp. 396-397, Feb., 2005.
- [13] M. Vidojkovic, X. Huang, P. Harpe, S. Rampu, C. Zhou, L. Huang, K. Imamura, B. Busze, F. Bouwens, M. Konijnenburg, J. Santana, A. Breeschoten, J. Huisken, G. Dolmans, and H. de Groot, "A 2.4GHz ULP OOK Single-Chip Transceiver for Healthcare Applications," *IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers*, pp. 458-459, Feb. 2011.
- [14] K.H. Huang and C.K. Wang, "A Cost Effective Binary FSK Demodulator For Low-IF Radios," *International Symposium on VLSI Technology, Systems, and Applications*, pp. 133-136, 2001.
- [15] Y.C. Chen, Y.C. Wu, and P.C. Huang, "A 1.2-V CMOS Limiter / RSSI / Demodulator for Low-IF FSK Receiver," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pp. 217-220, 2007.

- [16]H. Lee, T. Roh, J. Bae, and H.J. Yoo, "A 60 μ W 10Mb/s fully digital FSK demodulator for power-jitter efficient medical BAN," *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS)*, pp. 504-507, 2010.
- [17]J. Bae, L.Yan and H.J. Yoo, "A Low Energy Injection-Locked FSK Transceiver With Frequency-to-Amplitude Conversion for Body Sensor Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no.4, pp. 928-937, April, 2011.
- [18]C.S. Wang, K.D. Chu, and C.K Wang, "A 0.13 μ m CMOS 2.5Gb/s FSK Demodulator Using Injection-Locked Technique", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 563-566, June 2009.
- [19]B. W. Cook, A. Berny, A. Molnar, S. Lanzisera, and K. S. J. Pister, "Low-power 2.4 GHz transceiver with passive RX front-end and 400 mV supply," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2757–2766, Dec. 2006.
- [20]T. Song, H.S. Oh, E. Yoon, and S. Hong, " A Low-Power 2.4-GHz Current-Reused Receiver Front-End and Frequency Source for Wireless Sensor Network," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.42, no.5, pp.1012-1022, May. 2007.
- [21]M. Lont, D. Milosevic, A.H.M. van Roermund, G. Dolmans, " Ultra -Low Power FSK Wake-up Receiver Front-End for Body Area Networks," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp.1-4, June. 2011.