

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

使用穿戴式紡織感測器量測呼吸訊號之一新電

路設計



A New Circuit for Respiratory Signal Measurement

Using Wearable Textile Sensors

研究生：陳建男

指導教授：鄭木火 博士

中華民國九十八年六月

使用穿戴式紡織感測器量測呼吸訊號之一新電
路設計

**A New Circuit for Respiratory Signal Measurement
Using Wearable Textile Sensors**

研究生：陳建男
指導教授：鄭木火 博士

Student : Chien-Nan Chen
Advisor : Dr. Mu-Huo Cheng

國立交通大學

電機與控制工程學系



Submitted to department of Electrical and Control Engineering
College of Electrical Engineering
National Chiao Tung University
in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Science
in
Electrical and Control Engineering
April 2009
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年六月

使用穿戴式紡織感測器量測呼吸訊號之一新電 路設計

研究生：陳建男

指導教授：鄭木火博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘要

本論文提出一新的電路設計以使用穿戴式紡織電極(Wearable Sensor)設計一量測呼吸訊號電路。基本觀念是呼吸時會造成胸部的起伏而這胸腔起伏的變化，就造成感測器與身體之間的電容變化，所以只要設計電路量測到電容的變化，即可量測到呼吸訊號。傳統的量測方法是基於 AM(Amplitude Modulation)的觀念設計電路，即使用振幅的變化去對應呼吸的變化。本論文提出一新的設計是使用 FM(Frequency Modulation)的觀念去設計電路，即使用頻率的變化去對應呼吸的變化。

本論文在實現上，我們使用了 IC 555 振盪電路，其振盪頻率隨兩個感測器電極與身體之間的電容變化而變，然後利用 PLL 鎖相迴路去判斷頻率的變化。最後，全部的電路將以數位的方式呈現，因此很容易實現。更值得注意的是，測量呼吸信號可以很容易地進一步用於測量呼吸頻率。

關鍵字：可穿戴式紡織電極、PLL 鎖像迴路、呼吸率

A New Circuit for Respiratory Signal Measurement Using Wearable Textile Sensors

Student : Chien-Nan Chen

Advisor : Dr. Mu-Huo Cheng

Institute of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University

Abstract

This thesis presents a new circuit design for measuring the respiratory signal via wearable textile sensor electrodes. The basic idea is that the capacitance value between two sensor electrodes varies in corresponding with the respiratory signals because breathing causes the ups and downs of the thorax. Hence, a circuit which can measure capacitance variations can indirectly measure the respiratory signals. Conventional respiratory circuit design is based on the concept of AM (Amplitude Modulation) such that the amplitude varies in corresponding with the breathing. This thesis presents a new design which is based on the concept of FM (Frequency Modulation) such that the frequency varies in corresponding with the breathing.

For realization, in this thesis, we use an IC 555's oscillator circuit whose oscillation frequency varies with the capacitor between two sensor electrodes. Then a PLL (phase-locked loop) circuit is designed to estimate the frequency variations. The whole circuits are operated in a digital manner and hence it is simple for implementation. Note that the measured respiratory signals can be easily further used for measuring the respiratory rate.

Keywords: Wearable sensor 、 PLL 、 Respiratory rate

誌謝

在短短兩年的碩士班研究生涯中，我要特別感謝我的指導教授鄭木火老師在學術研究與待人處事上的教導，由於老師的不厭其煩的教誨，指引了我進行研究時應有的態度與方法，故在本論文付梓之際，對於辛勤傳道並耐心授業的老師致上最誠摯的謝意。在口試期間，承蒙口試委員廖德誠教授、徐保羅教授以及楊章民醫師撥冗指導並提供許多寶貴的意見，使此論文得以更臻完善，在此也誠摯地感謝您們的辛勞。

感謝實驗室溫宏揚學長、洪英哲學長在我研究過程中對我不厭其煩的指導與建議，感謝實驗室的夥伴啟仁、明華陪我一同作研究，沒有你們實驗室將會缺少活力與歡樂，一起買便當、一起熬夜寫報告的生活，讓我體會了作為一個研究生的點滴滋味，由於你們的耐心陪伴、鼓勵打氣，讓我能在辛苦的研究生活中，依然可以心情愉悅。

最後，我要感謝我的家人，溫暖和諧的家庭讓我可以無後顧之憂的汲取知識，專心致力於研究之上，因為你們長久以來的支持鼓勵和包容體諒，使我能順利完成學業，並做好面對下一個人生階段挑戰的準備。最後再次謝謝，週遭關心我的師長、家人及朋友，願將這份喜悅與你們分享。



目錄

摘要.....	i
Abstract	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
表格目錄.....	viii
1. 簡介.....	1
1.1. 動機.....	1
1.2. 論文架構.....	1
2. 感測器電路模式.....	3
2.1. 呼吸系統.....	3
2.2. 感測電極.....	4
2.3. 電極-皮膚介面.....	5
2.4. 電極與皮膚之間的等效模組.....	6
2.5. 修改後的電極-皮膚介面.....	9
3. 傳統量測呼吸方法.....	11
3.1. AM 觀念.....	11
3.2. 呼吸阻抗計.....	12
3.3. 驗證與結果.....	17
4. 量測呼吸訊號新電路設計.....	19
4.1. FM 觀念.....	19

4.2.	呼吸電路概要.....	19
4.3.	振盪器.....	20
4.3.1.	555 計時器的內部結構.....	20
4.3.2.	555 應用.....	23
4.3.3.	電路模擬.....	24
4.3.4.	結論.....	26
4.4.	正反器.....	26
4.4.1.	簡介.....	26
4.4.2.	SR 正反器.....	26
4.4.3.	JK 正反器.....	28
4.4.4.	JK 正反器應用.....	30
4.4.5.	模擬結果.....	30
4.5.	鎖相迴路.....	32
4.5.1.	鎖相迴路基本觀念.....	32
4.5.2.	鎖相迴路線性模型.....	33
4.5.3.	設計 PLL 頻率合成器.....	33
5.	實驗與結論.....	39
	參考文獻.....	42

圖目錄

圖 2.1 呼吸系統.....	4
圖 2.2 傳統電極.....	5
圖 2.3 可穿戴式的紡織電極.....	5
圖 2.4 皮膚構造圖.....	5
圖 2.5 皮膚與電極之間的等效電路.....	6
圖 2.6 介於感測器與皮膚之間的等效模型.....	7
圖 2.7 感測電極接於身體兩側的等效電路.....	8
圖 2.8 一個典型的電容.....	9
圖 2.9 等效電路：當感測器與身體接觸緊貼時.....	10
圖 2.10 等效電路：當感測器與身體接觸鬆馳時.....	10
圖 3.1 可變電容外加交流電電路圖.....	11
圖 3.2 跨壓在電容二端的電壓變化圖.....	12
圖 3.3 經 AM 解調後的波形.....	12
圖 3.4 呼吸阻抗計訊號流程圖.....	12
圖 3.5 韋恩振盪電路.....	13
圖 3.6 產生固定電流電路.....	13
圖 3.7 差動放大器電路.....	14
圖 3.8 40KHZ 帶通濾波器.....	14
圖 3.9 40KHZ 濾波器頻率響應圖.....	15
圖 3.10 全波整波及保持電路.....	15
圖 3.11 交流轉直流流程示意圖.....	15
圖 3.12 去除身體直流準位電路.....	16
圖 3.13 輸出的呼吸波形.....	16
圖 3.14 傳統呼吸阻抗計電路.....	17
圖 3.15 傳統吸呼阻抗計呼吸波形.....	18
圖 4.1 原始訊號波形圖.....	19
圖 4.2 經由 FM 解調後的波形.....	19
圖 4.3 呼吸電路的設計流程圖.....	20
圖 4.4 555 內部結構的簡化圖.....	21
圖 4.5 無穩態多諧振盪電路.....	22
圖 4.6 V_{cl} 與 V_o	22

圖 4.7 無穩態多諧振盪器將 C1 替換為感測器.....	24
圖 4.8 555 計時器模擬接線圖.....	24
圖 4.9 C1=1nF 時 555 計時器輸出結果.....	25
圖 4.10 C1=1uF 時 555 計時器輸出結果.....	25
圖 4.11 雙穩態電路.....	26
圖 4.12 NAND 組成的 SR 正反器.....	27
圖 4.13 NOR 組成的 SR 正反器.....	27
圖 4.14 JK 正反器.....	28
圖 4.15 主僕式 JK 正反器.....	29
圖 4.16 使用 JK 正反器得到方波.....	30
圖 4.17 555 與 JK 正反器模擬電路.....	31
圖 4.18 C1=1nF 時，555 及 JK 正反器輸出結果.....	31
圖 4.19 C1=1uF 時，555 及 JK 正反器輸出結果.....	32
圖 4.20 基本的鎖相迴路方塊圖.....	33
圖 4.21 鎖相迴路線性模型.....	33
圖 4.22 74HC4046 內部結構圖.....	34
圖 4.23 相位檢測器 PC2 輸入輸出圖.....	35
圖 4.24 迴路濾波器電路圖.....	35
圖 4.25 PLL 二階步階頻率響應.....	37
圖 5.1 實驗電路.....	39
圖 5.2 可穿戴式感測器.....	40
圖 5.3 實驗輸出結果.....	40

表格目錄

表 4.1 NAND 組成的 SR 正反器真值表.....	27
表 4.2 NOR 組成的 SR 正反器真值表.....	28
表 4.3 JK 正反器真值器.....	29
表 4.4 頻率合作器參數表.....	36



第一章

1. 簡介

1.1. 動機

據統計，民國 83 年在台灣 65 歲以上人口佔全國人口的百分之七，符合聯合國正式進入老齡化社會的標準，並估計民國 109 年在台灣的老年人口將達到百分之十四的人口總數[1]。人口迅速老化將導致新的醫療問題，如大幅度增加慢性疾病的保健、長期護理的需求和家庭護理系，以後將成為衛生保健重要的一環。台灣社會普遍是雙收入家庭，不論是男是女都出去工作，老年人在家無人照顧，一般都是被送到養老院。然而，大多數的老人或病人都不想離開家庭一個人單獨生活。但是如果不送去養老院，一個人獨自在家生活，當他們平日獨自在家發生緊急危難而沒人發現，例如：心臟病患者的心室顫動，呼吸困難[2]，醫務人員錯失搶救的黃金時刻，往往導致遺憾。一個在家的生理監測系統，不僅可以分擔醫療費用的人力和資源，使這些患者可以和一般人一樣在家裡生活，又可與醫療機構保持聯繫和隨時和病人進行訪談。一個手提式或穿戴生理監測系統可針對長期可持續性的健康監測信息進一步檢測病患的生理跡象，除了提供病人一個優良的生活品質，同時也可提供慢性病參考的依據，對於預防醫學有很大的幫助。

1.2. 論文架構

第一章主要說明研究的動機，並且說明這一篇論文的架構。第二章為感測器電路模型，說明人體呼吸系統，並將人體與感測器之間的相互關係，以電路等效。第三章說明傳統呼吸阻抗計，使用AM (Amplitude Modulation)的觀念，利用人體呼吸時會造成胸腔阻抗的變化將其大小對應於呼吸的變化，。第四章為設計一新

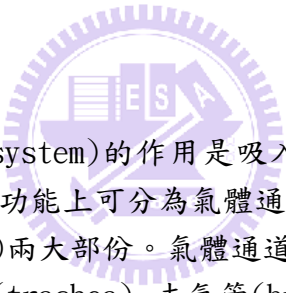
的呼吸電路，使用FM (Frequency Modulation)的觀念，利用人體呼吸時，感測器與人體之間電容的變化，對應於頻率的變化，再解調為呼吸的變化。第五章為實驗與結論，驗證吸呼電路的正確性，以示波器顯示出呼吸的波形，及討論傳統呼吸阻抗計方法與新設計電路的優缺點並討論未來研究方向。



第二章

2. 感測器電路模型

2.1. 呼吸系統



呼吸系統(Respiratory system)的作用是吸入氧氣，排出二氧化碳。系統(respiratory system)根據其功能上可分為氣體通道(conducting portion)與氣體交換(respiratory portion)兩大部份。氣體通道包括鼻腔(nasal cavity)、咽(pharynx)、喉(larynx)、氣管(trachea)、支氣管(bronchus)、細支氣管(terminal bronchiole)至終端細支氣管(terminal bronchiole)等，主要提供在呼吸過程中將新鮮空氣自外界引入到達氣體交換部位，及將氣體交換完畢之廢氣呼出體外。而氣體交換部分則包括呼吸性細支氣管(respiratory bronchiole)、肺泡囊(alveolar sac)(包括肺泡管(alveolar duct)及肺泡(alveoli))等構造，在這些區段中藉由拆散方式在微血管及肺泡腔間達成氣體交換。

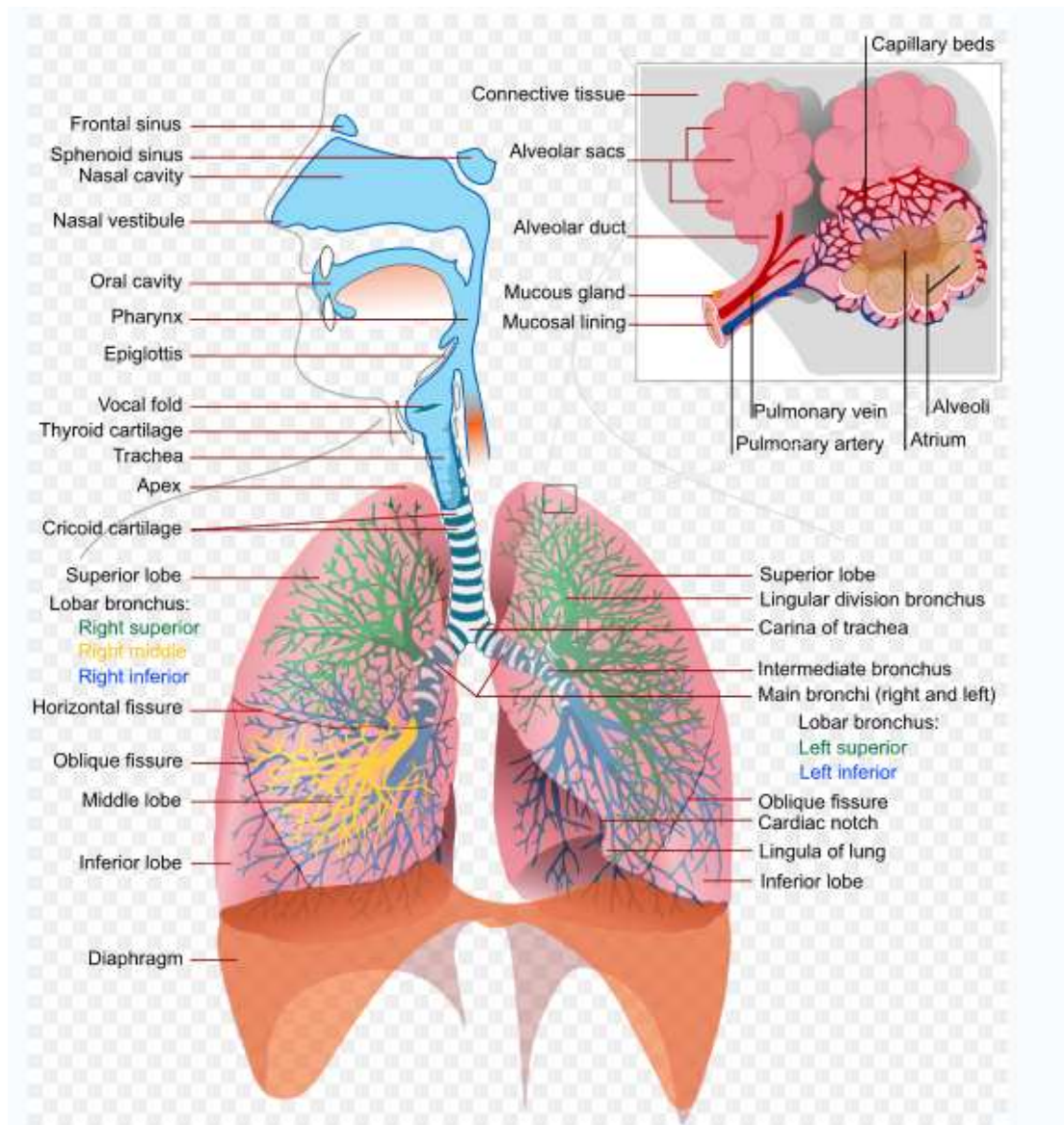


圖 2.1 呼吸系統

2.2. 感測電極

目前可穿戴式紡織電極感測器已經變得越來越普遍[3]，例如使用監視呼吸與 ECG 訊號[4]的醫療衣服，遠距家庭護理[5]神經修復[6]都已經被提出。對於開發的延伸研究可穿戴式的醫療設備在世界上也已經被採用了，例如在美國的生命衣 (LifeShirt)[7]。由於傳統式電極(SMD 類型，圖 2.2)是使用化工材料(氯化鐵)，佩帶長時間將導致皮膚過敏，並且只能使用一次，不節合環保概念。因此，這篇論文採用的是可穿戴式的紡織電極，如圖 2.3 所示，此電極是採用軟的鋼線與細

密的特殊裁縫方法鑲嵌在衣物上，可改善上述的所有問題。



圖 2.2 傳統電極



圖 2.3 可穿戴式的紡織電極

2.3. 電極-皮膚介面

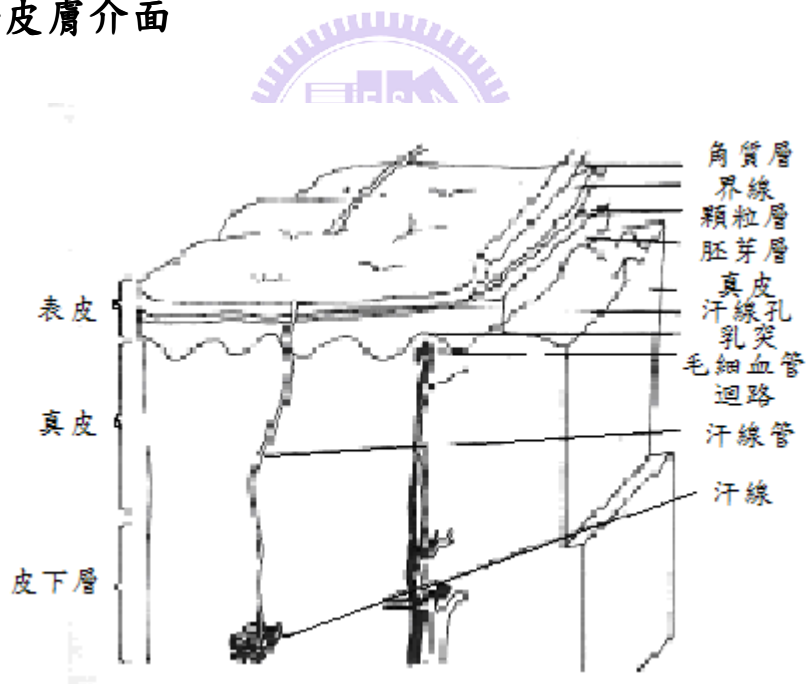


圖 2.4 皮膚構造圖

皮膚分為三層，圖 2.4 顯示了皮膚的橫切面圖[9]。最外層或稱為表皮層，其扮演最重要的作用在電極與皮膚的介面。這一層，它包括三個子層，第一個子層是老舊的表皮，其不斷自我更新；第二個子層為細胞分裂層，進行細胞分裂進而形成第一子層的表皮；第三層為生長層，開始生成皮膚表皮細胞。第三子層表皮細胞生成後，當他們通過第二子層細胞分裂層，就開始死亡，喪失其核心物質，

當表皮細胞繼續向外走向第三子層，他們將進一步退化成扁平形式的死亡物質或稱角質層成為皮膚的表面，最外層(第三子層)會不斷消失，一直取而代之新的表皮細胞。表皮是一個不斷變化的一層皮膚，其外部表面所構成的，具有不同的電氣特性與活組織。深層皮膚(真皮層及皮下層)含有血管和神經組成部分的皮膚，以及汗腺，汗腺導管和毛囊。

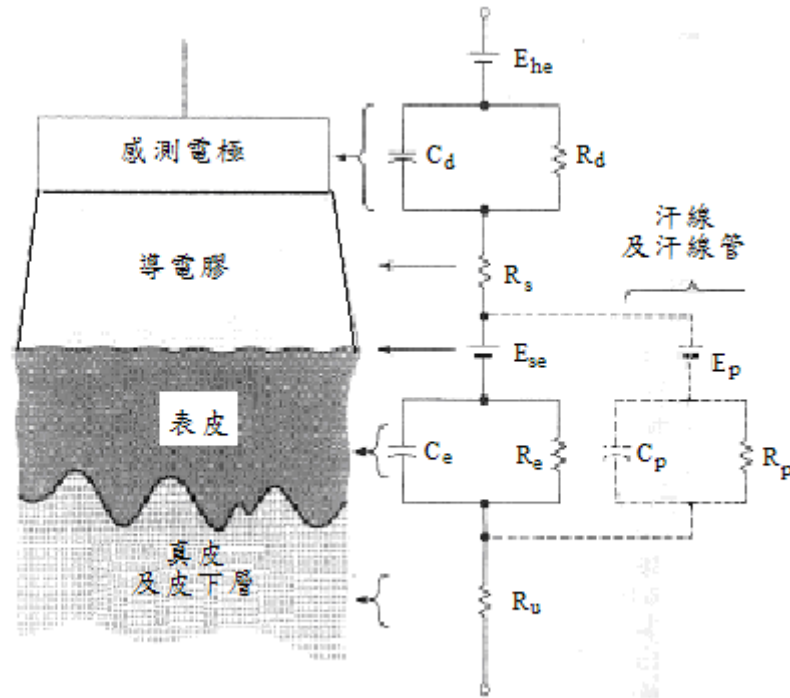


圖 2.5 皮膚與電極之間的等效電路

感測器與皮膚之間的電效電路顯示於圖2.5，其中包括了感測器本身的等效電路、導電膠所產生的阻抗與皮膚的等效電路。 R_s 為介於感測器與皮膚之間由導電膠所產生的等效電阻，一般很小可以忽略。表皮層可被等效為一個由 C_e 與 R_e 並聯的RC電路。真皮和皮下組織層下可視作純電阻 R_u 。

2.4. 電極與皮膚之間的等效模型

由章節2.3與文獻 [10]-[13]，我們建立感測器與皮膚之間的模組，如圖2.6所示。我們將感測器的電阻與皮膚之間的電阻等效為 R_m ，感測器的電容與皮膚之間的電容等效為 C_m ， R_m 會隨著皮膚乾燥潮溼的狀態而改變， C_m 將會隨著感測器與皮膚間接觸面積與輸入電流的頻率的變化而改變。 C_m 為跨接在電極與皮膚接觸面充放電的電容，而並聯電阻 R_m 為跨接在電極與皮膚接觸面的電阻，一般量測的阻抗在面積為 1 cm^2 中頻率為1Hz，量測出阻抗為 $200\text{ K}\Omega$ ，面積為 1 cm^2 中頻率為

1MHz，量測出阻抗為 200Ω [8]。內部阻抗為 R_u 。

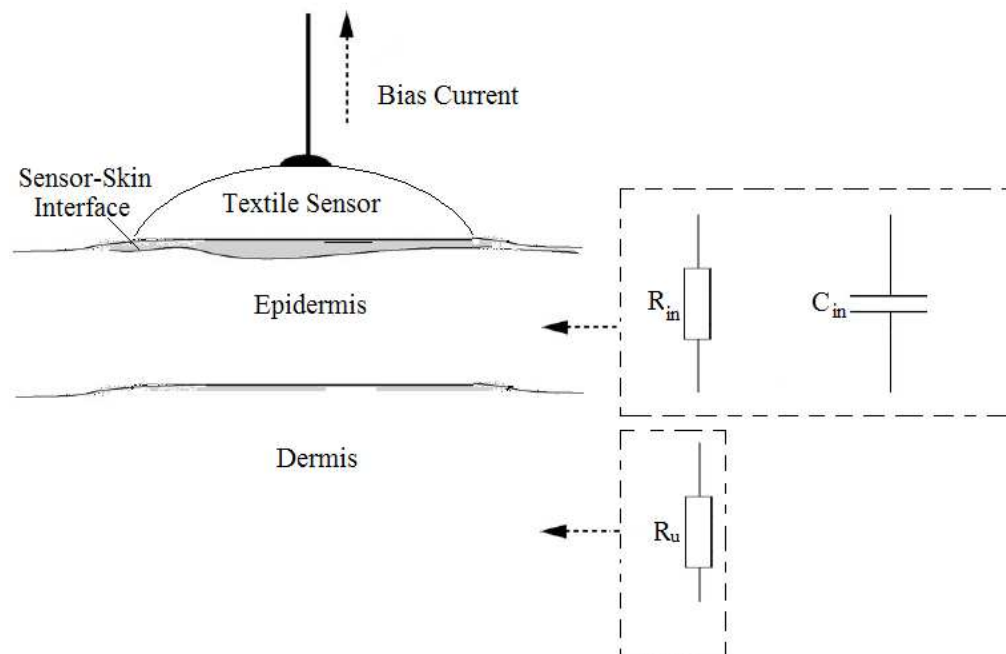


圖 2.6 介於感測器與皮膚之間的等效模型

其中

R_{in} ：在感測器與皮膚之間的等效電阻

C_{in} ：在感測器與皮膚之間的等效電容

R_u ：身體內部阻抗

因為感測電極在身體兩側，所以等效電路為圖 2.7。

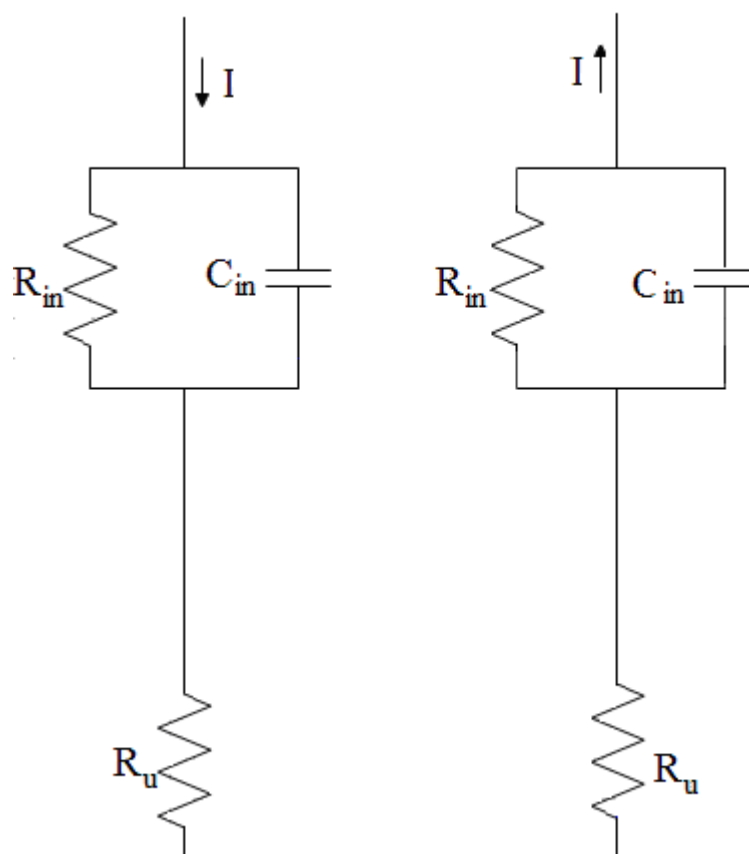


圖 2.7 感測電極接於身體兩側的等效電路

針對二塊平行的極板電容器，如圖2.8，其電容為：

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad (2.1)$$

其中， A 是每塊極板的表面積， d 是二塊極板之間的距離，而 ε 介於兩塊極板之間的介電常數。由方程式2.1，我們可以得知三個決定因素來決定電容值的大小：

1. 電容的大小與平行板的表面積成正比。
2. 電容的大小與二塊平行板的距離成反比。
3. 電容的大小與平行板材料的介電常數成正比。

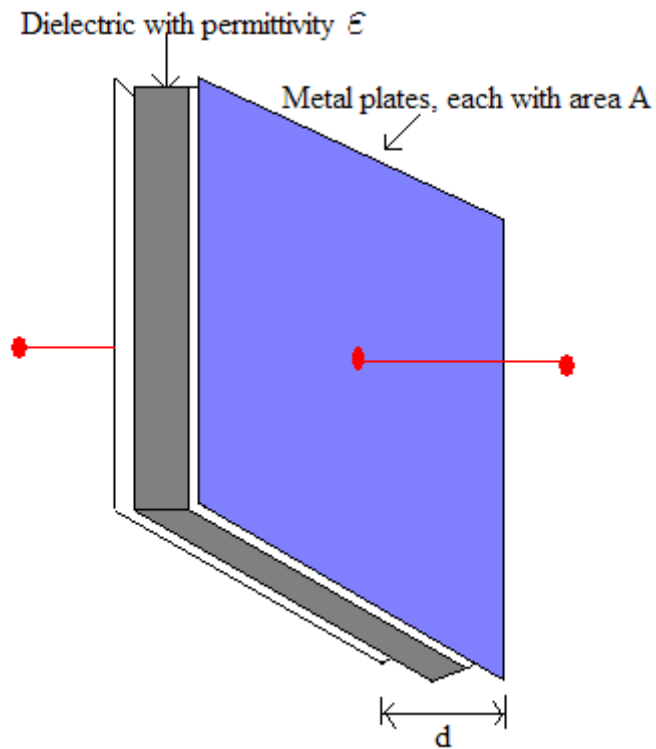


圖 2.8 一個典型的電容

2.5. 修改後的電極-皮膚介面

皮膚的最外層是表皮，包括角質層，其中有汗腺孔，下面是真皮及皮下組織，其中有大量血管。角質層相當於一層很薄的絕緣膜，類似於電容器的中間介質，真皮和電極片類似於電容器的兩個極板。當感測器與身體接觸緊貼，電容值很小可以忽略，只需考慮電阻，其等效電路如圖2.9所示。當感測器與身體接觸鬆弛，電容值很大，電阻可忽略，其等效電路如圖2.10所示。

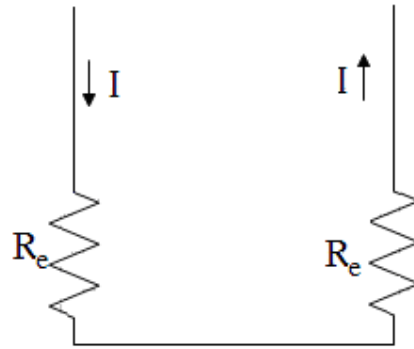


圖 2.9 等效電路：當感測器與身體接觸緊貼時

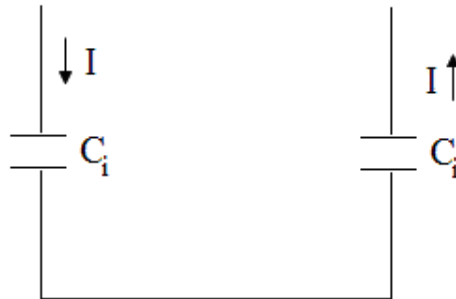


圖 2.10 等效電路：當感測器與身體接觸鬆弛時

第三章

3. 傳統量測呼吸方法

3.1. AM 觀念

AM 調幅調變的基本觀念即是利用振幅的大小去對應電容的變化。假設一電路如圖 3.1 所示，一個電容外加一個交流電源，利用簡單的歐姆定律

$$V = IZ \quad (3.1)$$

其中 $Z = \frac{1}{j\omega C}$ ， $I = A \sin \omega t$

當 C 電容大小改變，則 Z 的大小改變，跨壓在電容二端的電壓跟著變，如圖 3.2 所示，最後將最高電壓取出，如圖 3.3 所示，即為 AM。



圖 3.1 可變電容外加交流電路圖

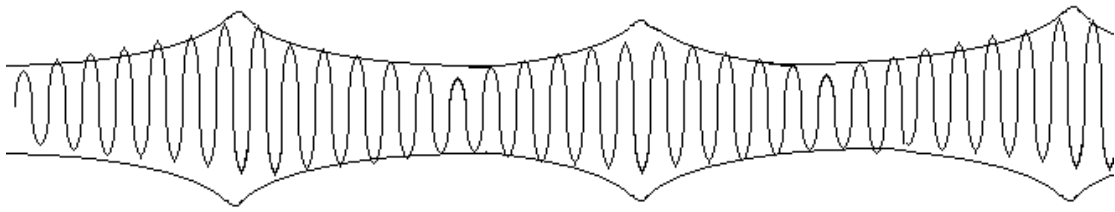


圖 3.2 跨壓在電容二端的電壓變化圖



圖 3.3 經 AM 解調後的波形

3.2. 呼吸阻抗計

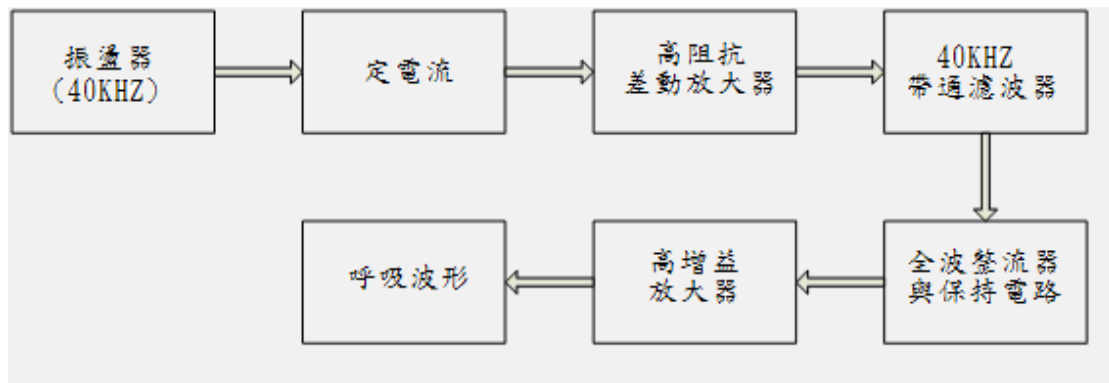


圖 3.4 呼吸阻抗計訊號流程圖

在文獻中[18]，我們研究了傳統量測呼吸的方法，即呼吸阻抗計，圖 3.4 顯示了傳統呼吸阻抗計訊號流程圖。在傳統呼吸阻抗計方面，首先利用韋恩振盪器產生 40KHZ 的正弦波，如圖 3.5 所示。再加入微小的電流，利用 40KHZ 的正弦波將電流載到高频工作，借由高阻抗差動放大器，將身體呼吸上所產生的阻抗變化作放大的動作，最後通過 40KHZ 濾波器、全波整流與保持電路和高增益放大器將呼吸時身體所產生的阻抗變化轉換為電壓形式的變化。

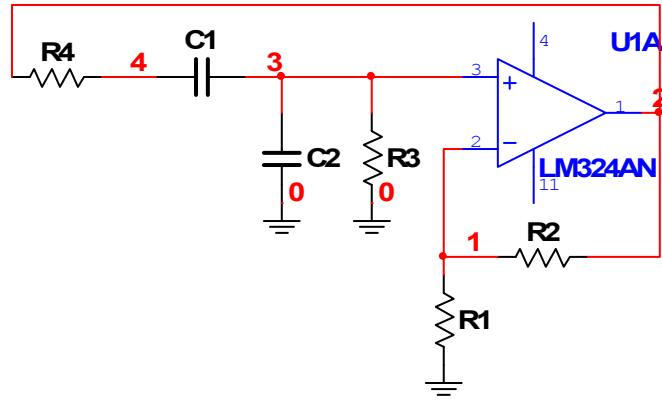


圖 3.5 韋恩振盪電路

在產生固定電流方面，我們使用非反向放大器，借由公式

$$I_{\text{constant}} = \frac{V_{in}}{R_3} \quad (3.2)$$

我們可以得到一固定電流。因為電流流經人體不能太大，所以我們必須設計一固定電流，才不會讓受測者有任何危險性，一般設計在 10uA 附近。輸出連接齊納二極體以限制輸出電壓不要飽和電路設計如圖 3.3 所示。

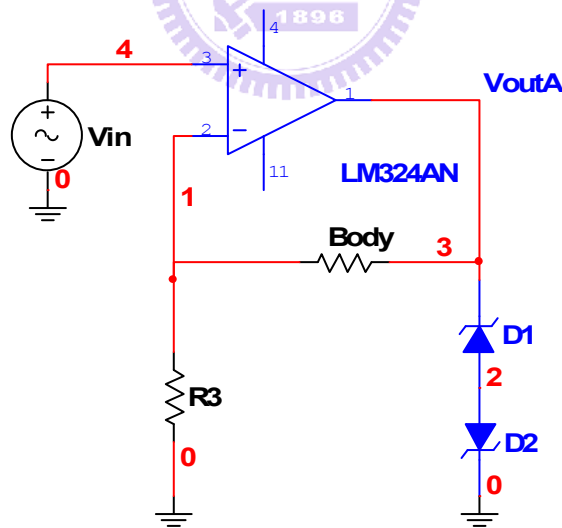


圖 3.6 產生固定電流電路

由於呼吸時，人身體的阻抗會發生變化，這個變化可對應相對的電壓變化(ΔV)，由於這個電壓的變化很小，所以我們必須用一個差動放大器去放大，其差動放大器的電路圖如圖 3.4 所示。

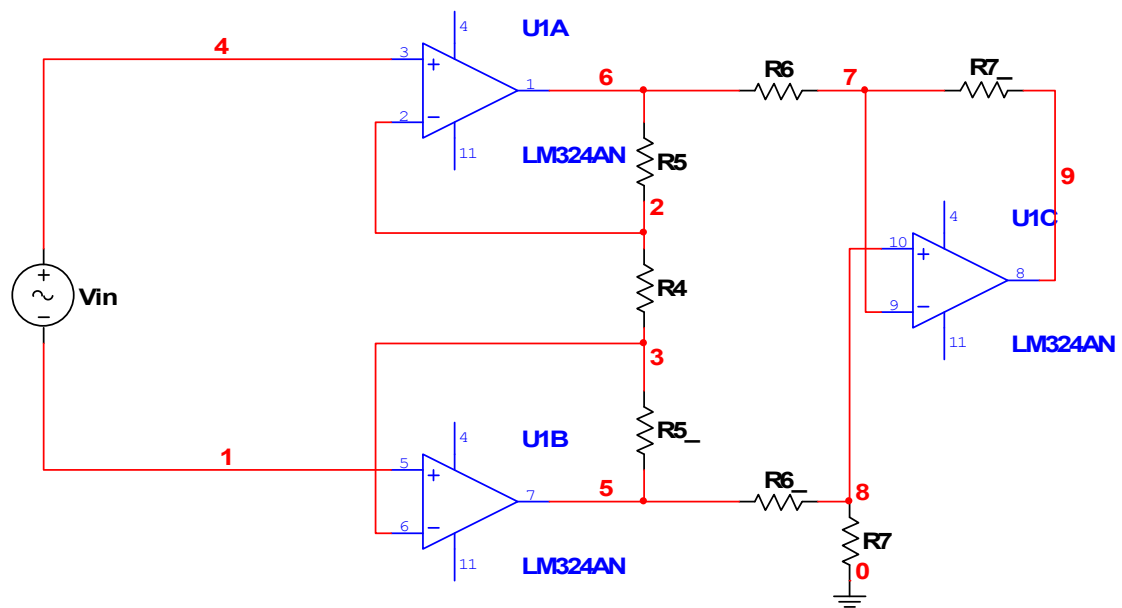


圖 3.7 差動放大器電路

為了濾除雜訊及得到 40KHZ 的訊號，我們設計四階帶通濾波器。其電路與頻率應圖如圖 3.8 及圖 3.9 所示。

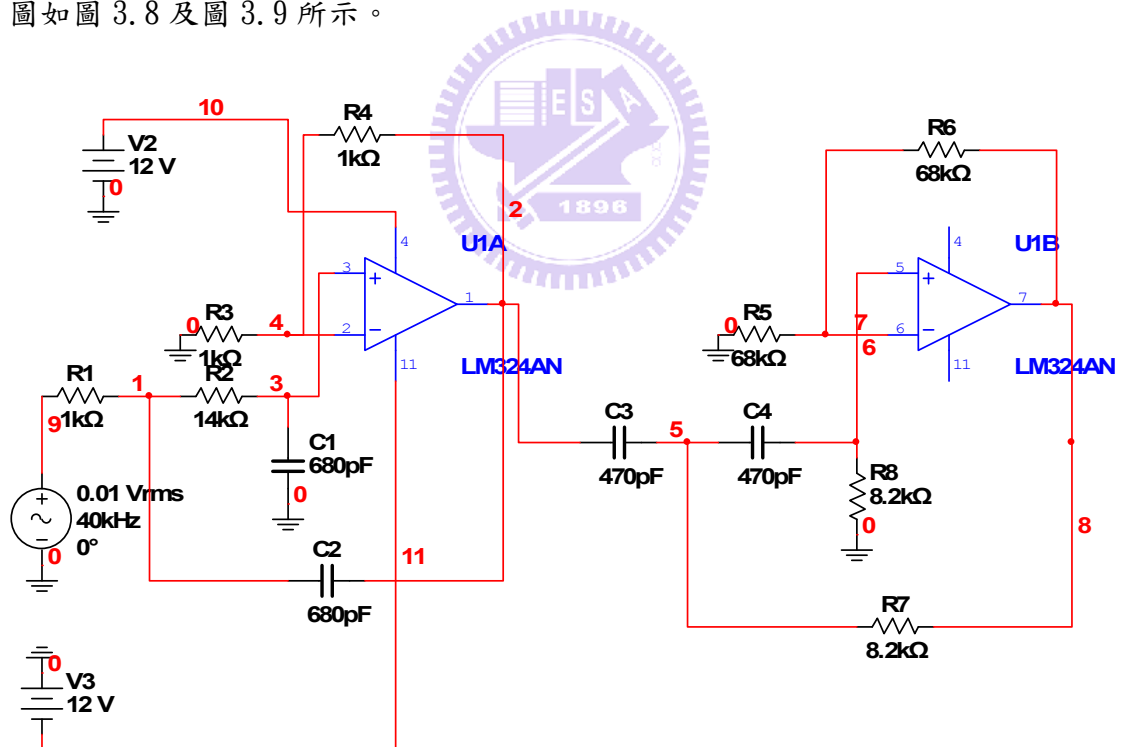


圖 3.8 40KHZ 帶通濾波器

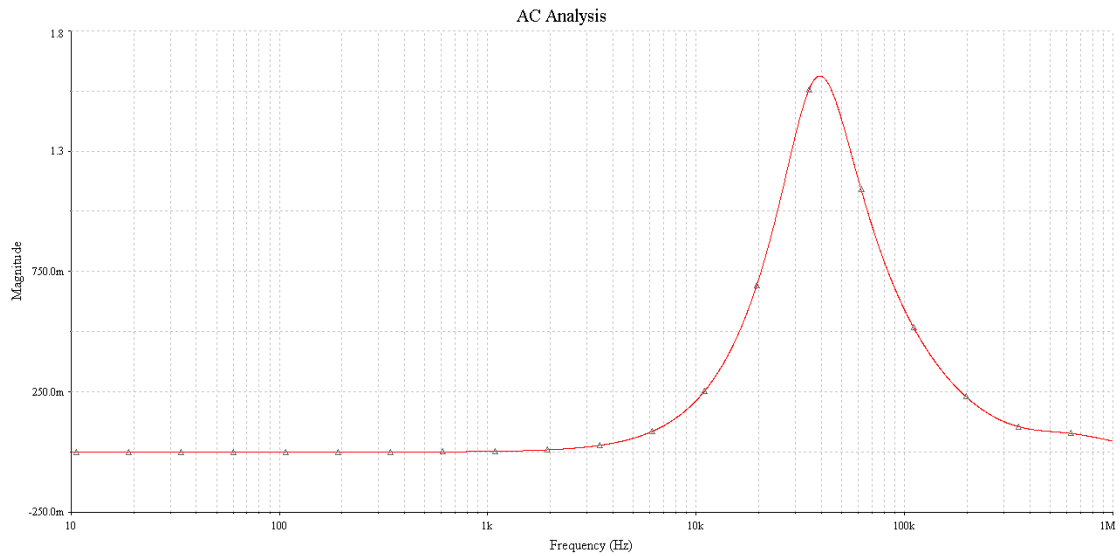


圖 3.9 40KHZ 濾波器頻率響應圖

在雜訊濾除後，接下來要處理訊號，我們使用一全波整流及保持電路，將呼吸時所產生的阻抗變化，對應於電壓變化，其電路圖如圖 3.7 所示。由於訊號為 40KHZ 的交流，所以我們必須將其轉為直流電壓，才可以從電壓大小的變化去得知呼吸時所產生的阻抗變化，從而由電壓變化波形去得知一個人呼吸，其交流轉換為直流電壓的示意流程圖，如圖 3.11 所示。

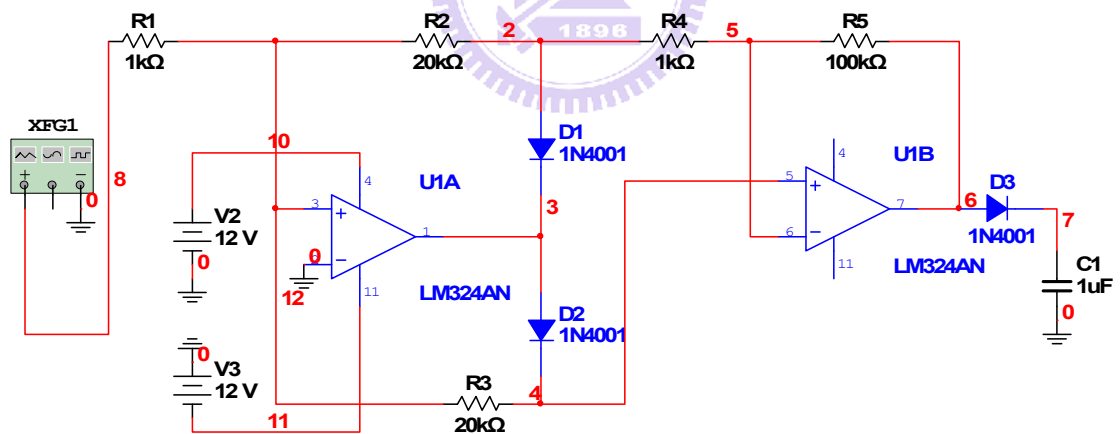


圖 3.10 全波整波及保持電路

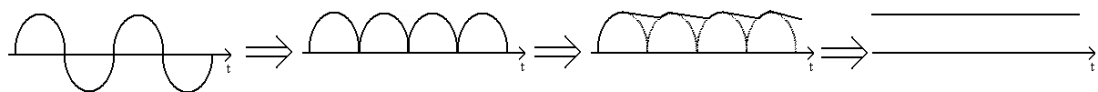


圖 3.11 交流轉直流流程示意圖

輸出的電壓代表二種訊號，一種是身體本身阻抗，另一種是呼吸所造成的阻

抗變化。因為呼吸時所造成的阻抗變化很小，所以一個非常大的放大器是必須的，然而，代表身體阻抗的直流電壓的那個部分也會被放大，而這個部分是足夠導致放大器飽和，為了解決這個問題，需要增加一個直流準位電路去除身體本阻抗所產生的電壓。因為台電送出的電壓為 60HZ 的交流電，為了使 60HZ 的交流電不影響電路，這裡使用電容 C11 負回授電路消除任何雜散高頻成分超過 50HZ，其電路如圖 3.12 所示。因此，呼吸時能更清楚看到人體呼吸阻抗變化引起的電壓變化波形，輸出將類似於低頻正弦波的電壓的變化，如圖 3.13 。

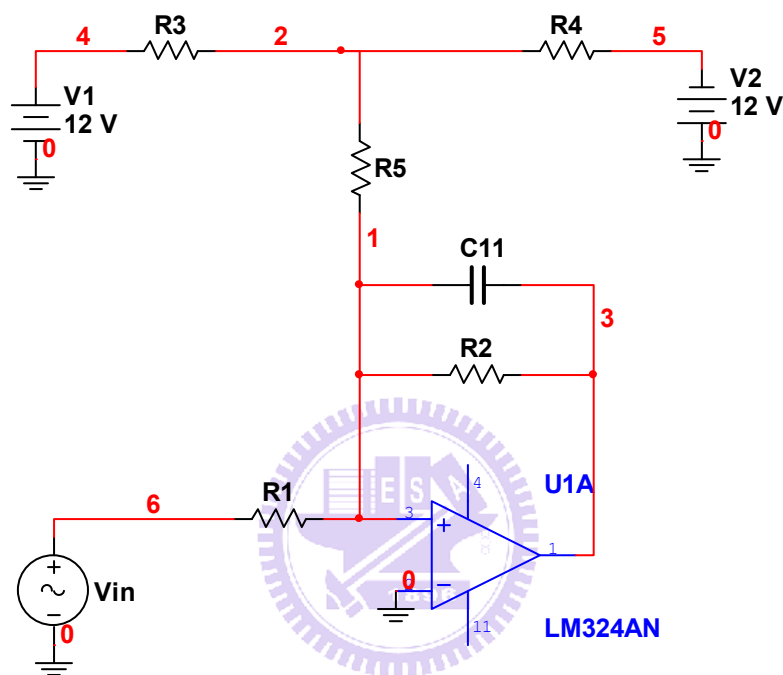


圖 3.12 去除身體直流準位電路



圖 3.13 輸出的呼吸波形

呼吸率

$$F_{resp} = \frac{1}{T} \quad (3.3)$$

3.3. 驗證與結果

由 3.2 節中說明了設計呼吸阻抗計的理論與方法，我們將其實現並驗證，如圖 3.14 所示。並且由顯示器得到量測者的呼吸波形，如圖 3.15 所示。

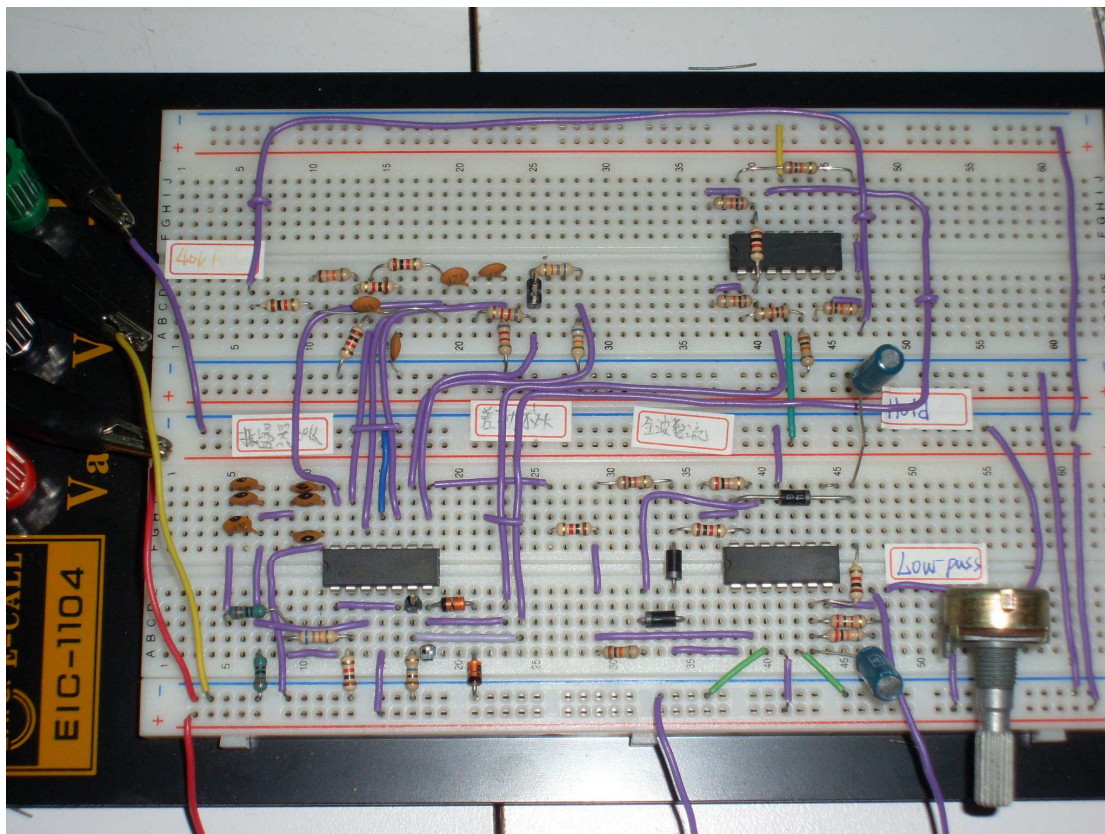


圖 3.14 傳統呼吸阻抗計電路

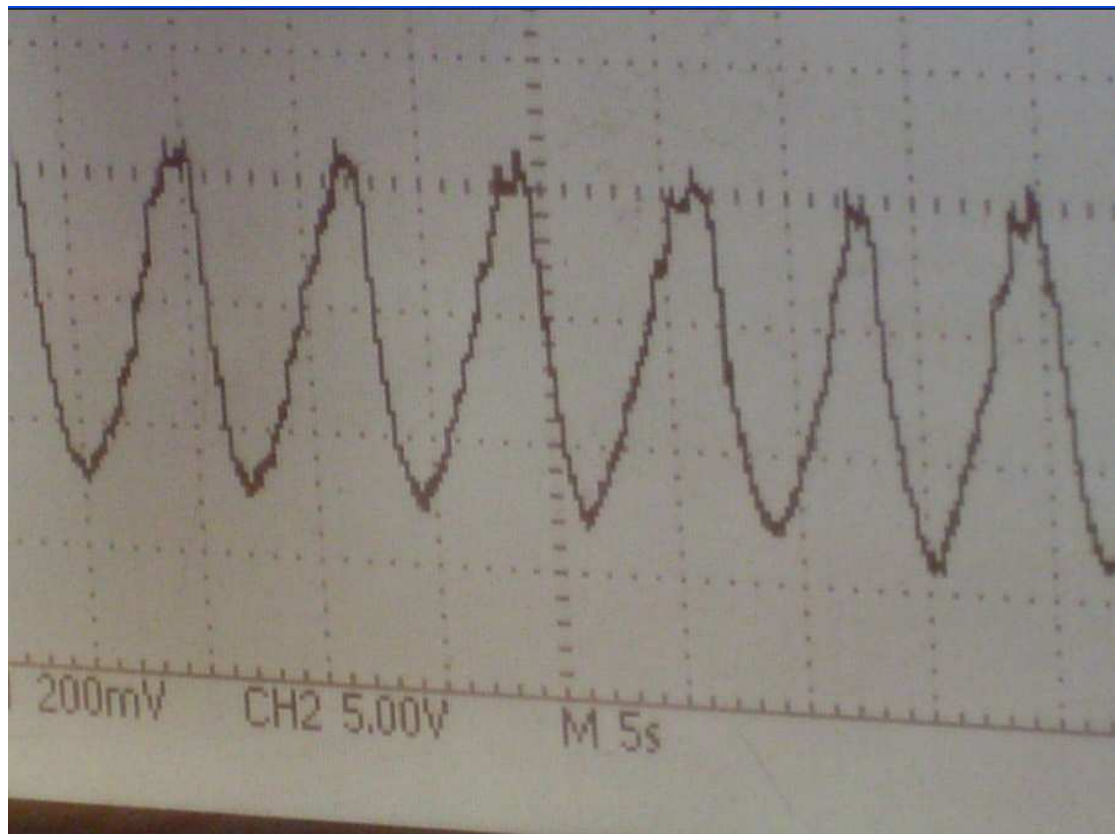


圖 3.15 傳統吸呼阻抗計呼吸波形

第四章

4. 量測呼吸訊號新電路設計

4.1. FM 觀念

FM 頻率調變的基本觀念即是利用頻率的快慢去對應電容的變化。當頻率快時對應較高的電壓值，反之，當頻率慢時對應該較低的電壓值。由原始訊號如圖 4.1 解調後對應頻率的快慢如圖 4.2 所示。



圖 4.1 原始訊號波形圖



圖 4.2 經由 FM 解調後的波形

4.2. 呼吸電路概要

首先使用振盪器，將身體呼吸所產生的電容變化振盪出相對的頻率，再利用 JK 正反器將振盪出的頻率變為方波，最後使用鎖象迴路(PLL)將頻率鎖住，並輸出對應頻率的電壓大小，並將其顯示於示波器上。呼吸電路的設計流程圖，如圖 4.3 所示。

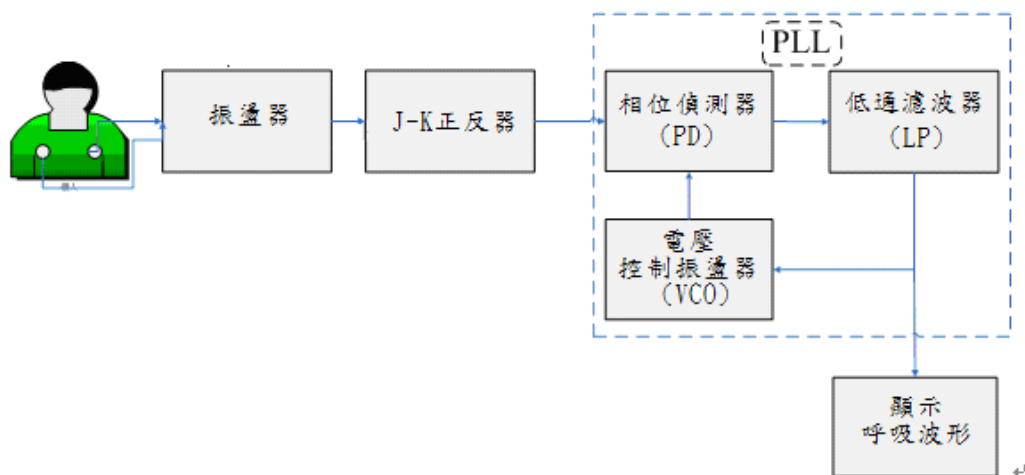


圖 4.3 呼吸電路的設計流程圖

4.3. 振盪器

4.3.1. 555 計時器的內部結構

振盪器方面，我們使用 555 計時器，555 是 Signetics 公司在 1972 年製作的第一個 timer 專用 IC，具有八隻腳，由於 555 市面上容易取得、動作原理簡單且價廉物美。555 內部是由一大塊電晶體、二極體及電阻所組成，但欲應用積體電路並不需浪費精神去詳究其內部電路之動作原理，只需瞭解其如何應用即可。其 555 內部結構的簡化圖如圖 4.4 所示[19]。

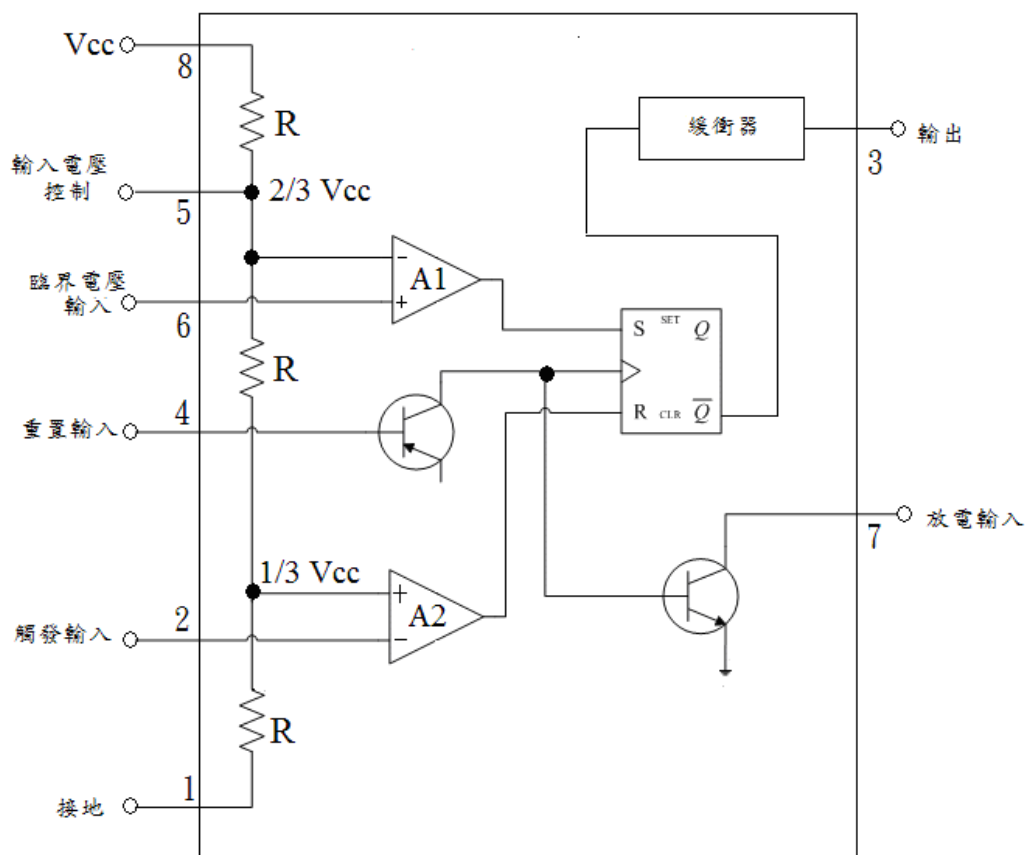


圖 4.4 555 內部結構的簡化圖

在這一篇論文，我們將使用 555 去產生一個無穩態多諧振盪器電路，其接法如圖 4.5 所示，外部電路由 R_1 、 R_2 、 C_1 及消除雜訊的旁路電容 C_2 。電源初切上時，電容器 C_1 並沒有充電，此時 555 的第 3 腳輸出為高電壓，電容 C_1 經 R_1 、 R_2 充電，當充電到 $2/3V_{cc}$ 時，555 的第 6 腳被觸發動作，使得輸出腳第 3 腳轉成低電位(0V)，此時電容 C_1 勢必經 R_2 放電(因第 3 腳輸出為”L”可視之為接地)，當 C_1 放電到 $1/3V_{cc}$ 時，第 2 腳被觸發使輸出腳第 3 腳又再轉態成高電位，如此週而復始的振盪。其中 C_2 為旁路電容，對控制而言是不太必要的，其作用是免除外界雜訊從此腳輸入至 555 造成 555 發生錯誤，其 C_1 充放電過程及對應的輸出，由圖 4.6 所示。

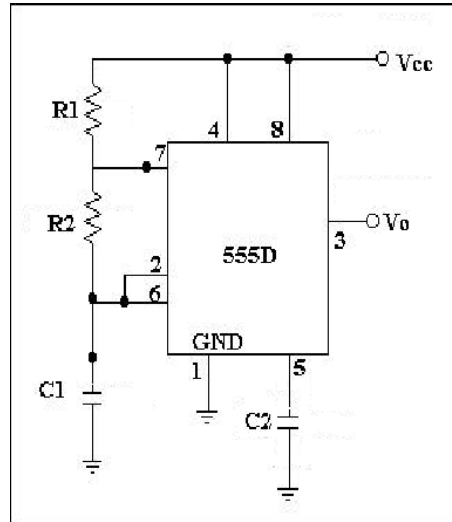


圖 4.5 無穩態多諧振盪電路

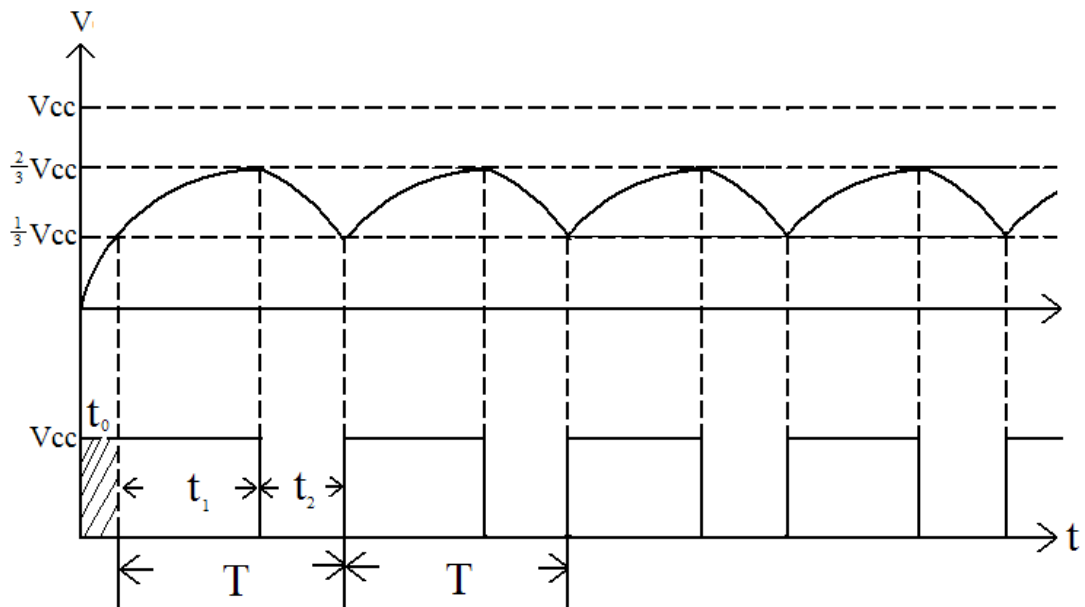


圖 4.6 V_{c1} 與 V_o

由上面對多諧振盪過程的分析中，我們可得輸出充放電的時間，
充電的時間 t_1 為

$$t_1 = \frac{(R_1 + R_2)C_1}{1.443} \quad (4.1)$$

放電的時間 t_2 為

$$t_2 = \frac{R_2 C_1}{1.443} \quad (4.2)$$

振盪週期T為

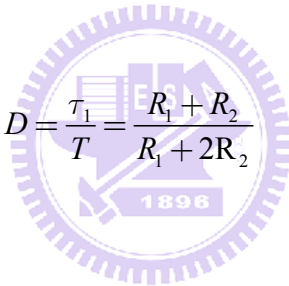
$$T = t_1 + t_2 = \frac{(R_1 + 2R_2)C_1}{1.443} \quad (4.3)$$

其振盪頻率f為

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.443}{(R_1 + 2R_2)C_1} \quad (4.4)$$

工作週期D為

$$D = \frac{\tau_1}{T} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (4.5)$$



4.3.2. 555 應用

由於人體皮膚與感測器之間的變化就是一個電容性變化，因此，我們運用這個特性，替換無穩態諧電路中的 C_1 。因為可穿戴紡織式電極感測器與身體的皮膚接觸面積的變化，可等效於一個可變電容 C_v 。此可變電容經由無穩態諧電路，並帶入式(4.1-4.5)可得不同的頻率及 Duty cycle，而這個變化的頻率即為我們所求。，替換後如圖 4.7

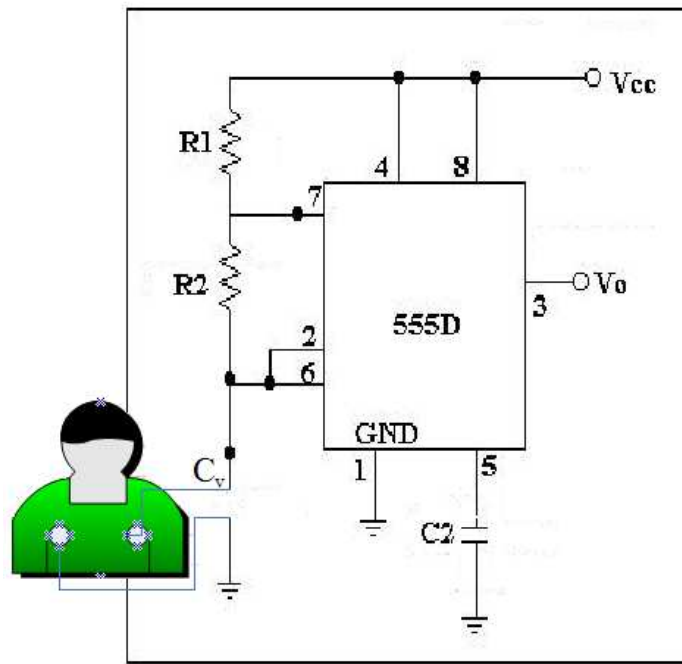


圖 4.7 無穩態多諧振盪器將 C1 替換為感測器

4.3.3. 電路模擬

本次模擬採用的是美商國家儀器公司(National Instruments, NI)所發展的模擬軟體 Multisim Analog Devices dition 10.0。模擬接線圖如圖 4.8 所示。本次模擬將針對電容 C1 的變化。

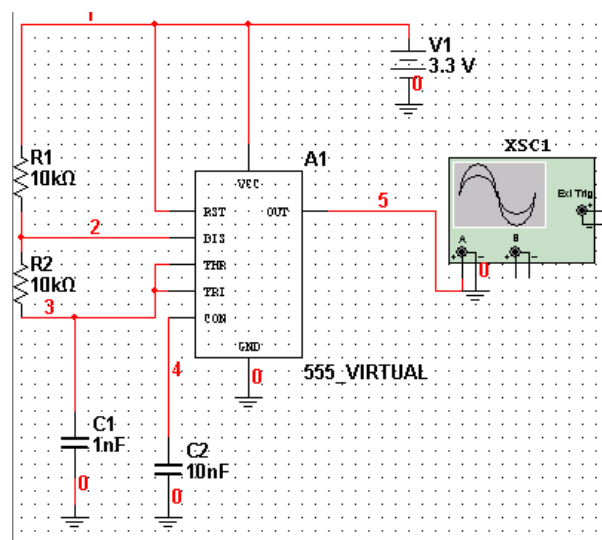


圖 4.8 555 計時器模擬接線圖

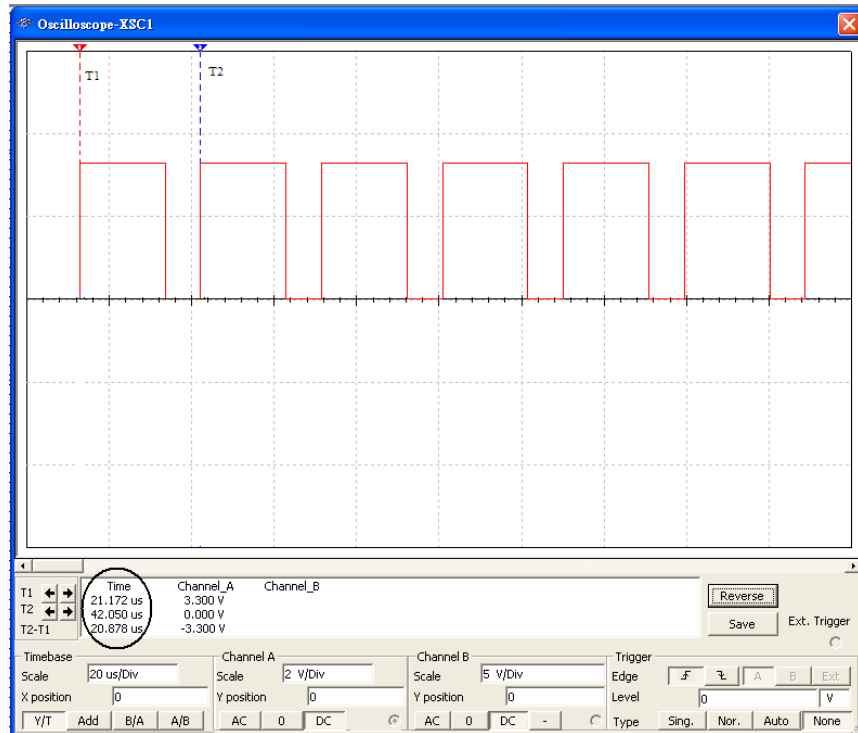


圖 4.9 $C1=1nF$ 時 555 計時器輸出結果

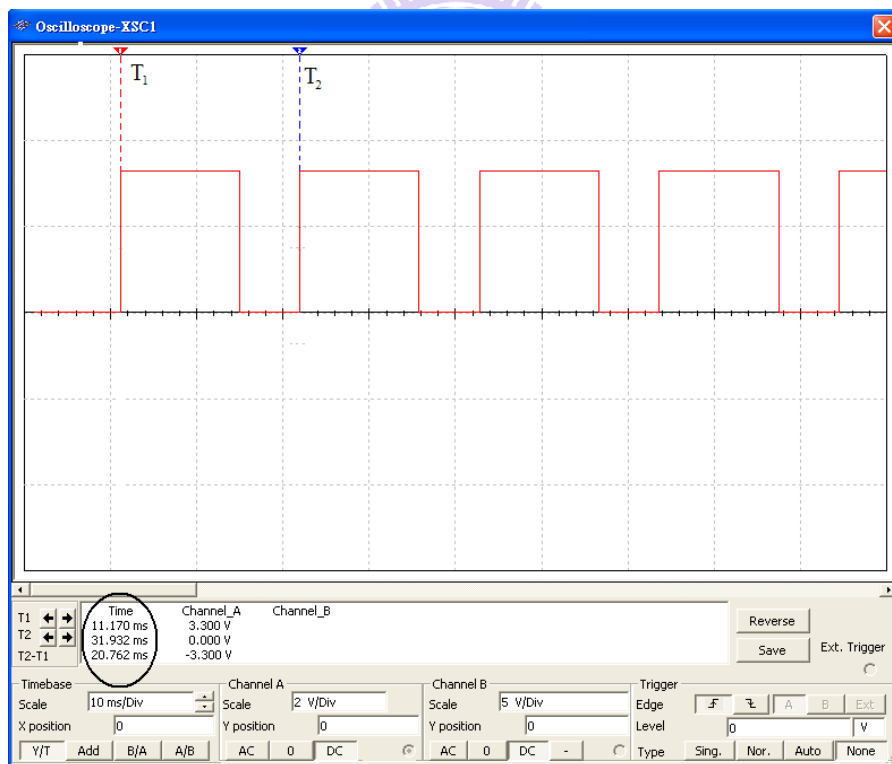


圖 4.10 $C1=1uF$ 時 555 計時器輸出結果

4.3.4. 結論

由圖(4.9)及圖(4.10)，我們可知，由於不一樣的電容值 $C1$ ，可產生不一樣的頻率。所以，在往後的處理過程，我們只需要將所對應頻率鎖住，並予以解調為對應的電壓大小。但是，在鎖象迴路(Phase Loop Lock, PLL)中，輸入訊號必須為方波，因此，我們必須將 555 計時器振盪出的頻率波形轉換為方波，在這篇論文中我們所採用的方法為使用一個 JK 正反器，其使用方法將由下一節介紹。

4.4. 正反器

4.4.1. 簡介

正反器為單一位元之儲存元件，可將一個”0”或”1”穩定地存於其中，欲達成此功能，則此元件必須具有雙穩態之特性，亦即其操作為二元性，不論其處於”0”態或”1”態，皆可達成穩定，其內部構造如圖 4.11 所示。

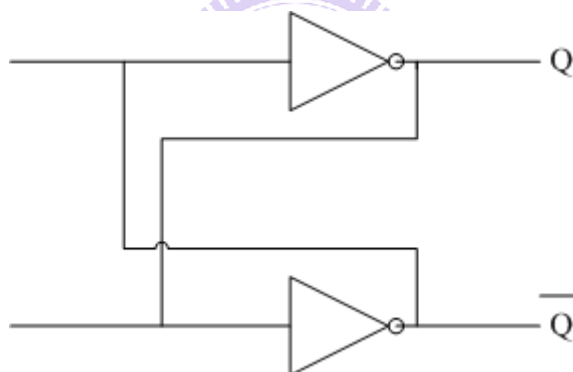


圖 4.11 雙穩態電路

4.4.2. SR 正反器

正反器可由兩個 NAND 閘或兩個 NOR 閘所組成，如圖 4.12 及 4.13 所示，其對應真值表如表 4.2 及 4.3 所示。反及閘 R-S 門栓與反或閘 R-S 門栓的不同點有兩個，一個是當門栓需要保持原有之輸出狀態時，S 及 R 均必須為 1，另一個不同是 S 及 R 均為 0 的狀態會造成 $Q=Q'=1$ 不合乎邏輯定義的輸出。

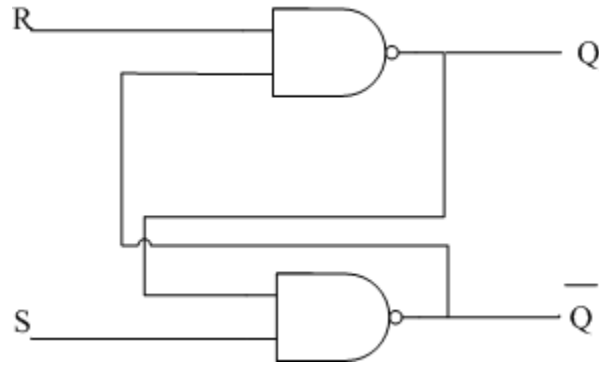


圖 4.12 NAND 組成的 SR 正反器

表 4.1 NAND 組成的 SR 正反器真值表

S	R	Q	$\bar{Q}$
0	0	1	1
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	Q	$\bar{Q}$

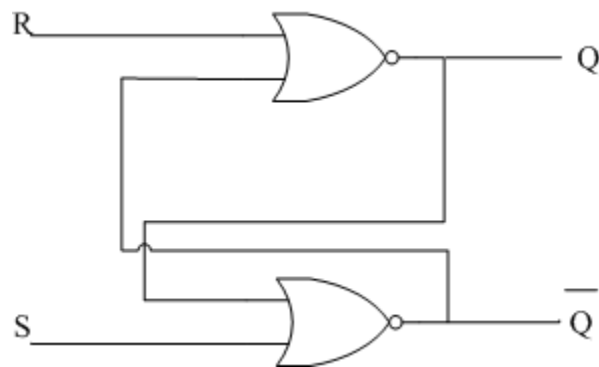


圖 4.13 NOR 組成的 SR 正反器

表 4.2 NOR 組成的 SR 正反器真值表

S	R	Q	$\bar{Q}$
0	0	Q	$\bar{Q}$
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

由表 4.1 及表 4.2 我們可知 NAND 型 SR 正反器與 NOR 型 SR 正反器均有一個狀態不符合邏輯，即 S、R 均為 1 時 $Q=Q'=0$ 或 S、R 均為 0 時 $Q=Q'=1$ 。於是使用 JK 正反器來改善此點。

4.4.3. JK 正反器

由於 SR 正反器在 $SR=11$ 時 Q 的不確定性，使其應用上大受限制，為改善此點，於是將 SR 正反器多加兩條反饋線路而形成 JK 正反器，如圖 4.14 所示，真值表如 Table4.3 所示。

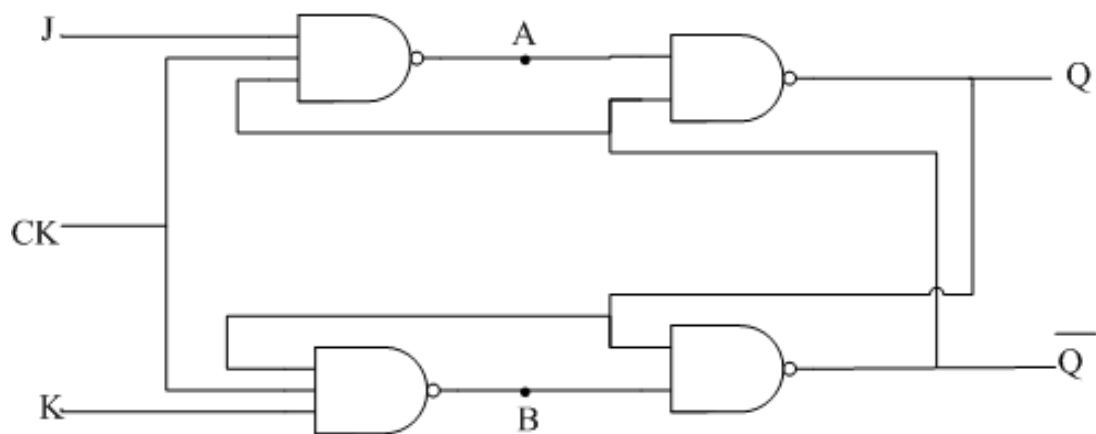


圖 4.14 JK 正反器

表 4.3 JK 正反器真值器

Input		Output
J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

當JK=00、01、10時，其動作與SR正反器相同，當JK=11時，則考慮Q原來的狀態，若Q原為0，則A=0，B=1，Q轉變為1；若Q原為1，則A=1，B=0，Q轉變為0。綜合上述可得結論為：當JK=11時，Q恰與原始資料互補，如表4.3中的第四列所示。但此時電路卻產生了競賽(race)的問題，亦即若CK未消失，則變數的動作將一直發生，即Q在0與1之間持續振盪($Q=0 \leftrightarrow 1$)，因而Q仍為不確定。為改善這個問題，所以我們使用了兩個SR型串級形成的主僕(Master-Slave)式正反器結構如圖4.15所示，其中左側為主反器，右側為僕正反器，其反饋線則從僕正反器之輸出送至主正反器之輸入，且兩者之加一反相器，其操作要點可歸納為：

- (1) 當CK=1時，主正反器動作，僕正反器不動作；反之，當CK=0時，主正反器不動作，僕正反器動作。
- (2) 當CK=1時，主正反器根據J、K輸入將資料存於P及 $\bar{P}$ ，此時由於僕正反器不動作，故Q不變。當CK=0時，P及 $\bar{P}$ 的新資料方傳至Q及 $\bar{Q}$ ，此時由於主正反器已不動作，故P及 $\bar{P}$ 的資料可保持穩定

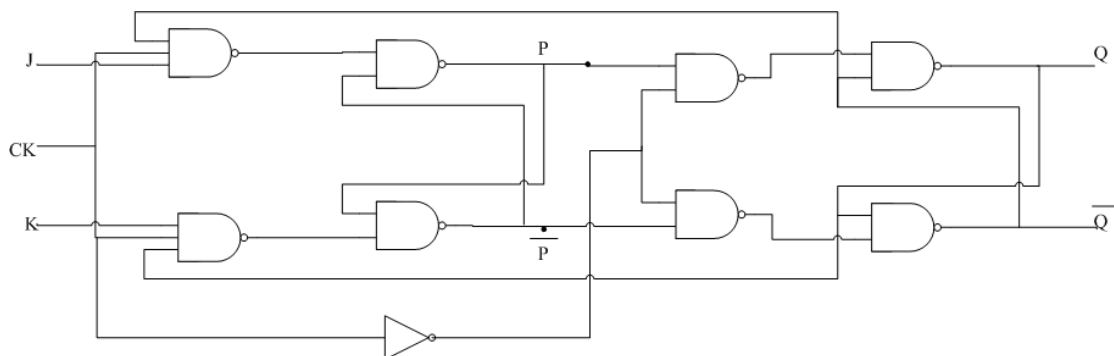


圖 4.15 主僕式 JK 正反器

4.4.4. JK 正反器應用

因為 555 計時器輸出的波形不為方波，為了解決這個問題，於是我們採用 JK 正反器。雖然 555 充放電的時間 t_1 、 t_2 會隨著電容值的變化而變化，但是週期 T 不變 ($T = t_1 + t_2$)，因此我們可以得到一固定的周期 T 並利用主僕式 JK 正反器得到方波。其方法如圖 4.16 所示。令 555 計時器輸出的週期為 T_{555} ，JK 正反器輸出的週期為 T_{JK} ，JK 正反器輸出的頻率為 f_{JK} ，則

$$T_{JK} = 2T_{555} \quad (4.6)$$

頻率為

$$f_{JK} = \frac{1}{2} f_{555} \quad (4.7)$$

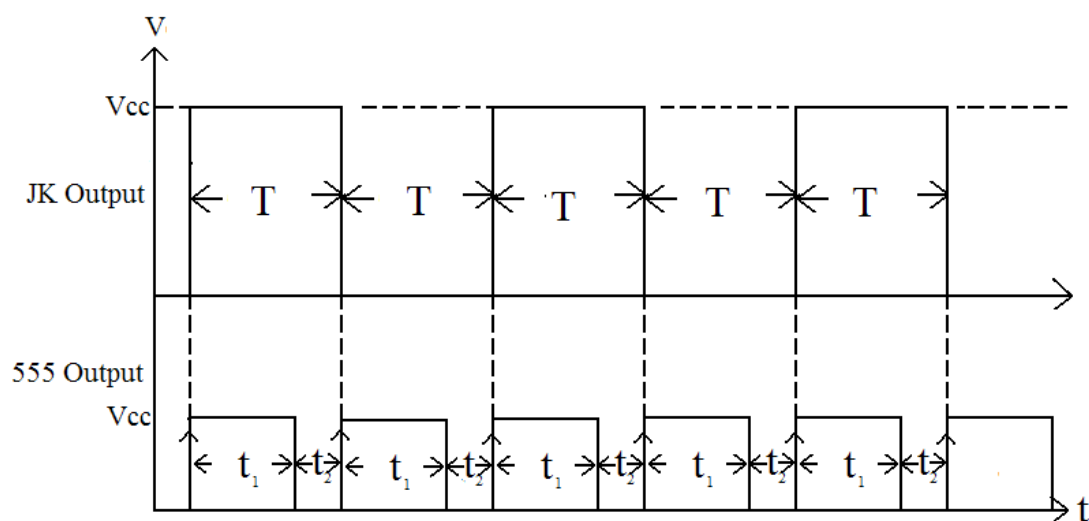


圖 4.16 使用 JK 正反器得到方波

4.4.5. 模擬結果

將 555 電路與 JK 正反器電路組合起來，其電路接法是將 J 與 K 接到 V_{cc} ，555 的輸出接到 CLK，如圖 4.17 所示。

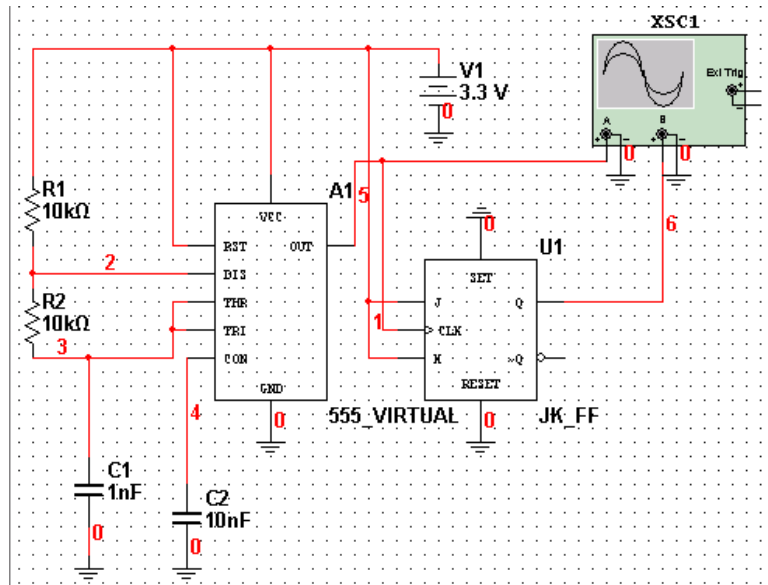


圖 4.17 555 與 JK 正反器模擬電路

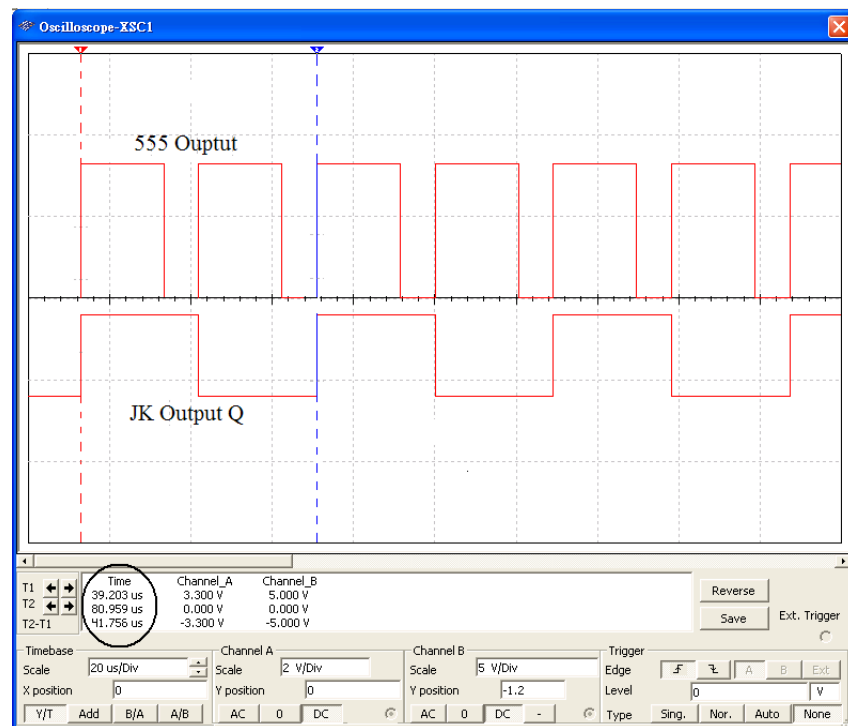


圖 4.18 C1=1nF 時，555 及 JK 正反器輸出結果

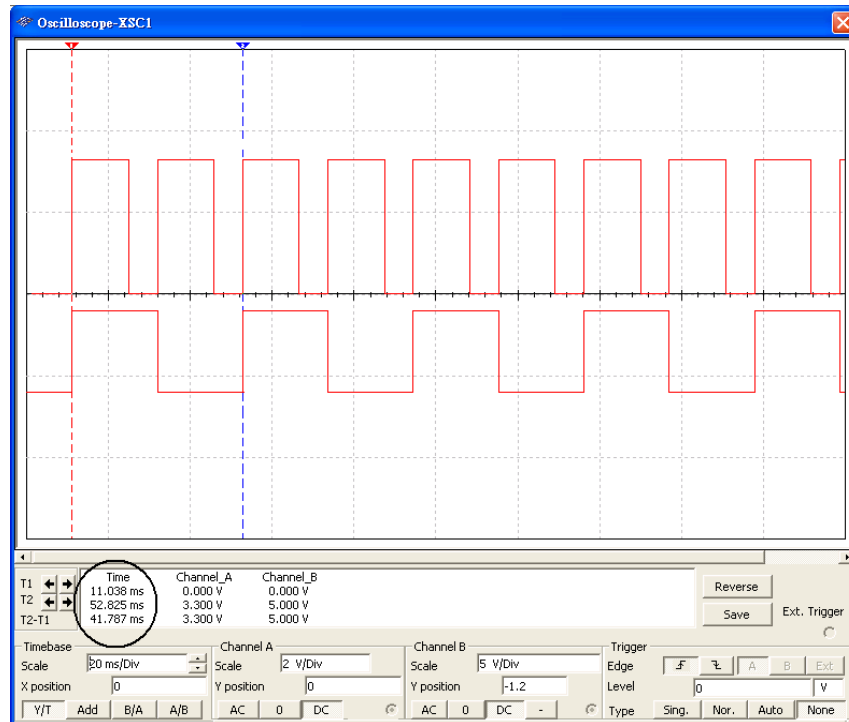


圖 4.19 $C1=1\mu F$ 時，555 及 JK 正反器輸出結果

由以上二個模擬結果得知，當電容變化時，雖然時間 t_1 及 t_2 在改變，但是週期 T 不變，JK 正反器可以滿足將任何不是方波的波形整為方波，且 555 輸出頻率為 JK 輸出的頻率 2 倍。

4.5. 鎖相迴路

4.5.1. 鎖相迴路基本觀念

鎖相迴路(phase locked loop)由一個回授電路組成，主要包含了三個基本功能：(1)相位檢測器(Phase Detector, PD)，(2)迴路濾波器(Loop Filter, LF)，(3)電壓控制振盪器(Voltage Control Oscillator, VCO)，其方塊圖如圖 4.20 所示。鎖相迴路主要功能是要控制電壓控制振盪器(VCO)，使電壓控制振盪器輸出訊號的振盪頻率 f_{out} 與相位能夠追隨輸入電壓控制振盪器訊號 f_{in} 的變化，一開始相位檢測器產生輸入訊號及 VCO 輸出訊號的相位差 θ_e ，經過迴路濾波器後，產生控制訊號 V_c 用來控制 VCO 輸出振盪頻率。由於系統為一負迴授，所以 VCO 輸出訊號與系統輸入訊號的相位差會逐漸縮小，直到穩定狀態(steady state)。當 VCO 輸出訊號與系統輸入訊號之頻率相同，而二者之相位差維持穩態值時，稱為鎖定(Locked)狀態；也就是 VCO 輸出訊號之頻率及相位皆鎖定系統輸入訊號的頻率及相位。

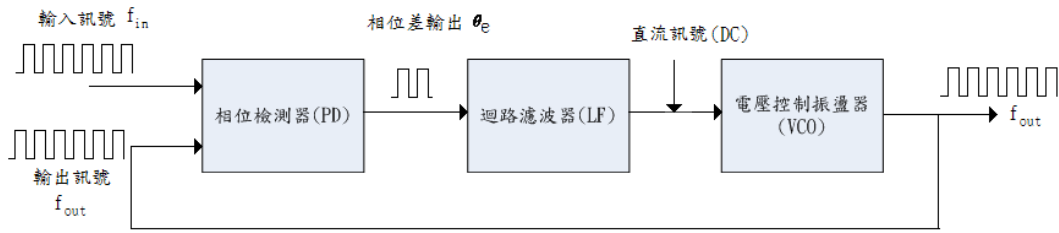


圖 4.20 基本的鎖相迴路方塊圖

4.5.2. 鎖相迴路線性模型

鎖相迴路是利用相位檢測器量測輸入訊號與回授訊號的相對相位差異，此相位差異經過迴路濾波器之後產生一電壓加到電壓控制振盪器。電壓控制振盪器的頻率隨輸入電壓而變，減少輸入訊號與回授訊號的相對相位差異。當迴授訊號與輸入訊號的頻率相同，且二者之相位差維持穩態值時，我們稱迴路達到鎖定 (Lock-in)。由於相位檢測器的特性為非線性，因此鎖相迴路為一非線性系統。但是，當迴路處於鎖定时，可以用一個線性模型來分析，因此我們可將鎖相迴路以一簡單的線性模型建立，如圖 4.21 所示。

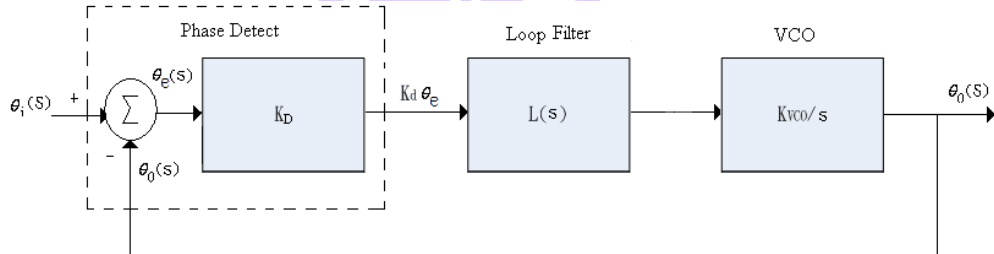


圖 4.21 鎖相迴路線性模型

其中， $L(s)$ 為迴路濾波器的轉移函數，是一低通濾波器。從圖 4.21 的模型中我們可以得到相位轉移函數 $T(s)$ 為

$$T(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_D K_{VCO} L(s)}{s + K_D K_{VCO} L(s)} \quad (4.8)$$

4.5.3. 設計 PLL 頻率合成器

在 PLL IC 選用上，我們選用 74HC4046 這顆 IC 其架構如圖 4.22 所示。它由一個 VCO 和三種檢相器構成。因此，只要在外部增設迴路濾波器就可以構成 PLL 頻率合成器。

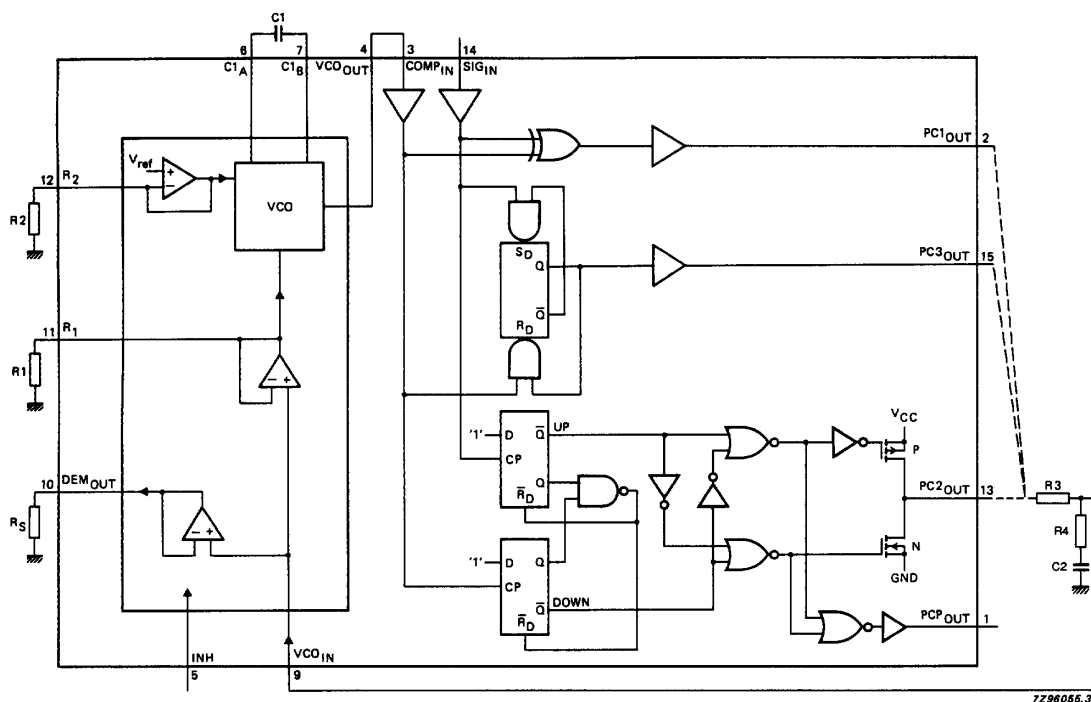


圖 4.22 74HC4046 內部結構圖

三種相位檢測器中，最常用的是 PC2。PC1 和 PC3 不能進行頻率比較，鎖相範圍較窄，而 PC2 可以進行頻率比較，在 VCO 振盪頻率的全部範圍內都能進行鎖相。另外，輸入相位差為 0 時，PC2 相位檢測器的輸出為高阻抗狀態，由圖 4.23 所示，相位檢測器無輸出脈衝，由此，即使迴路濾波器在頻率高端衰減量少而時間常數小時，在 VCO 輸出波形中也很少出現比較頻率的寄生成分，與其他相位檢測器相比，可以提高鎖相速度。

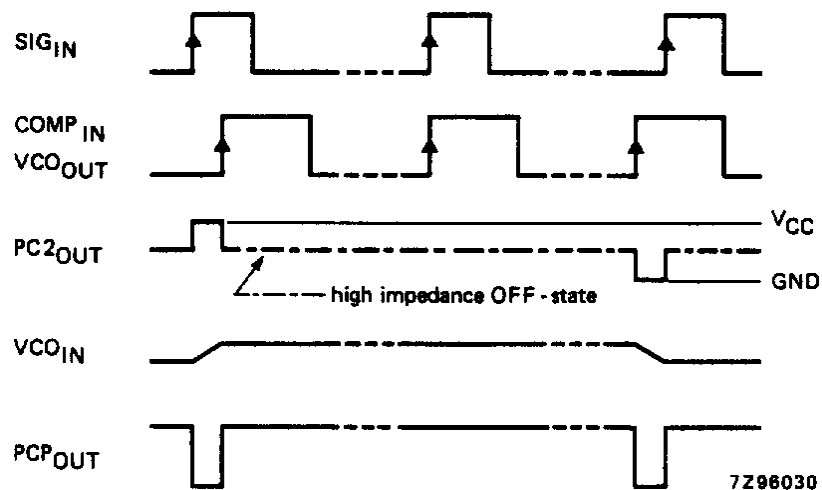


圖 4.23 相位檢測器 PC2 輸入輸出圖

PC2 相位檢測器的增益 K_D :

$$K_D = \frac{V_{cc}}{4\pi} (V/r) \quad (4.9)$$

VCO 的增益 K_{VCO}

$$K_{VCO} = \frac{4\pi f_L}{1.8 - V_{cc}} \quad (4.10)$$

迴路濾波器由外接 R_3 、 R_4 、 C_2 電路組成，接線如圖 4.22 所示。

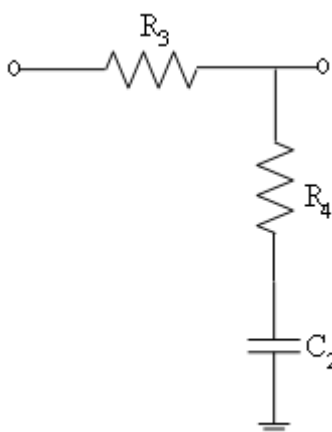


圖 4.24 迴路濾波器電路圖

迴路濾波器的轉移函數 $L(s)$:

$$L(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_1 + \tau_2)s} \quad (4.11)$$

其中 $\tau_1 = R_3 C_2$ 、 $\tau_2 = R_4 C_2$

我們將欲鎖定頻率的範圍及鎖定的安定時間及超越量參數，建立如表。

表 4.4 頻率合成器參數表

參數	範圍
鎖住頻率	10 KHz to 15 KHz
頻率間隔	0.5 kHz
安定時間	1 ms
超越量	< 20%

開迴路增益 $G(s)$ ：

$$G(s) = K_D K_{VCO} L(s) \quad (4.12)$$

由表 4.4，我們設計電壓控制振盪器 VCO 的中心點頻率 f_{VCO} ：

$$f_{VCO} = 12.5 \text{ KHz} \quad (4.13)$$

由表 4.4 中得 $f_L = 10 \text{ KHz}$ ，代入(4.10)式可得 VCO 增益 K_{VCO} ：

$$K_{VCO} = \frac{4\pi f_L}{1.8 - V_{cc}} = 20.9 \times 10^3 \text{ rad/V} \quad (4.14)$$

外部電源 $V_{cc} = 3.3 \text{ V}$ ，代入(4.9)式可得相位檢測器 K_D ：

$$K_D = \frac{V_{cc}}{4 \times \pi} = 0.26 \text{ V/r} \quad (4.15)$$

特徵轉移函數為：

$$s^2 + \frac{1 + K_D K_{VCO} \tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)} s + \frac{K_D K_{VCO}}{(\tau_1 + \tau_2)} = 0 \quad (4.16)$$

自然無阻尼頻率 ω_n 為：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_D K_{VCO}}{(\tau_1 + \tau_2)}} \quad (4.17)$$

阻尼比 ζ 為：

$$\zeta = \frac{1 + K_D K_{VCO} \tau_2}{2\omega_n (\tau_1 + \tau_2)} \quad (4.18)$$

我們設計超越量小於30%，安定時間為10ms。由步階頻率響應圖，如圖4.25所示。 $\zeta=0.45$ 時可符合超越量小於30%，此時 $\omega_n t=5$ ，則自然無阻尼頻率為：

$$\omega_n = \frac{5}{t} = \frac{5}{0.01} = 5 \times 10^2 \text{ r/s} \quad (4.19)$$

將(4.19)式代入(4.17)式，可得

$$(\tau_1 + \tau_2) = \frac{K_D K_{VCO}}{\omega_n^2} = \frac{0.26 \times 20.9 \times 10^3}{500^2} = 21.736 \times 10^{-3} \quad (4.20)$$

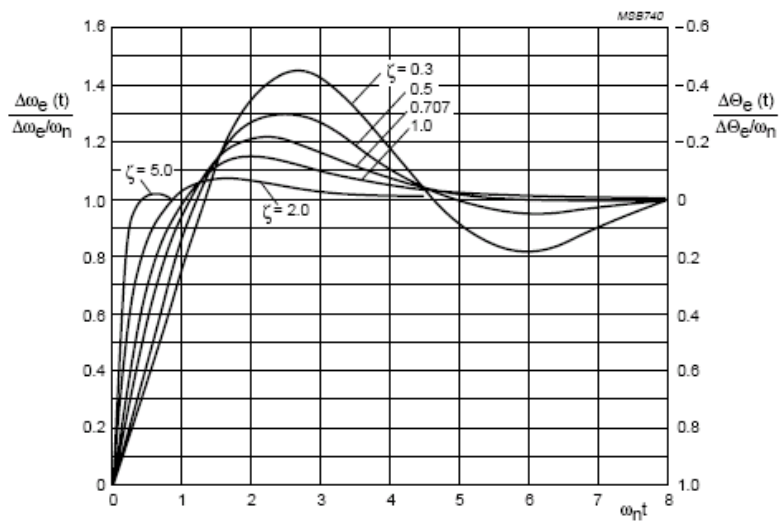


圖 4.25 PLL 二階步階頻率響應

計設迴路濾波器中電容 $C_2 = 1\mu F$ 時

$$R_4 = \frac{2\omega_n \zeta (\tau_1 + \tau_2) - 1}{K_D K_{VCO} C_2} = 1.616 K\Omega \quad (4.21)$$

由 R_4 ，我們可得 τ_1 及 τ_2 ：

$$\tau_2 = R_4 C_2 = 1.616 ms \quad (4.22)$$

$$\tau_1 = 2.2 \times 10^{-2} - 1.616 \times 10^{-3} = 20.384 ms \quad (4.23)$$

電阻 R_3 為：

$$R_3 = \frac{\tau_1}{C_2} = 20.384 K\Omega \quad (4.24)$$



第五章

5. 實驗與結論

經由第四章我們介紹了本研究之重點部分，即是無穩多諧波振盪電路、主僕式JK正反器及鎖象迴路。本章將實驗電路接線如圖5.1所示。使用合作廠商民揚生醫公司所提供的可穿戴式感測器，如圖5.2所示。555我們採用的是HA17555 IC，主僕式JK正反器我們採用的是CD4027 IC，PLL我們使用CD74HC4046AE IC，實際電路及結果如圖5.3所示。

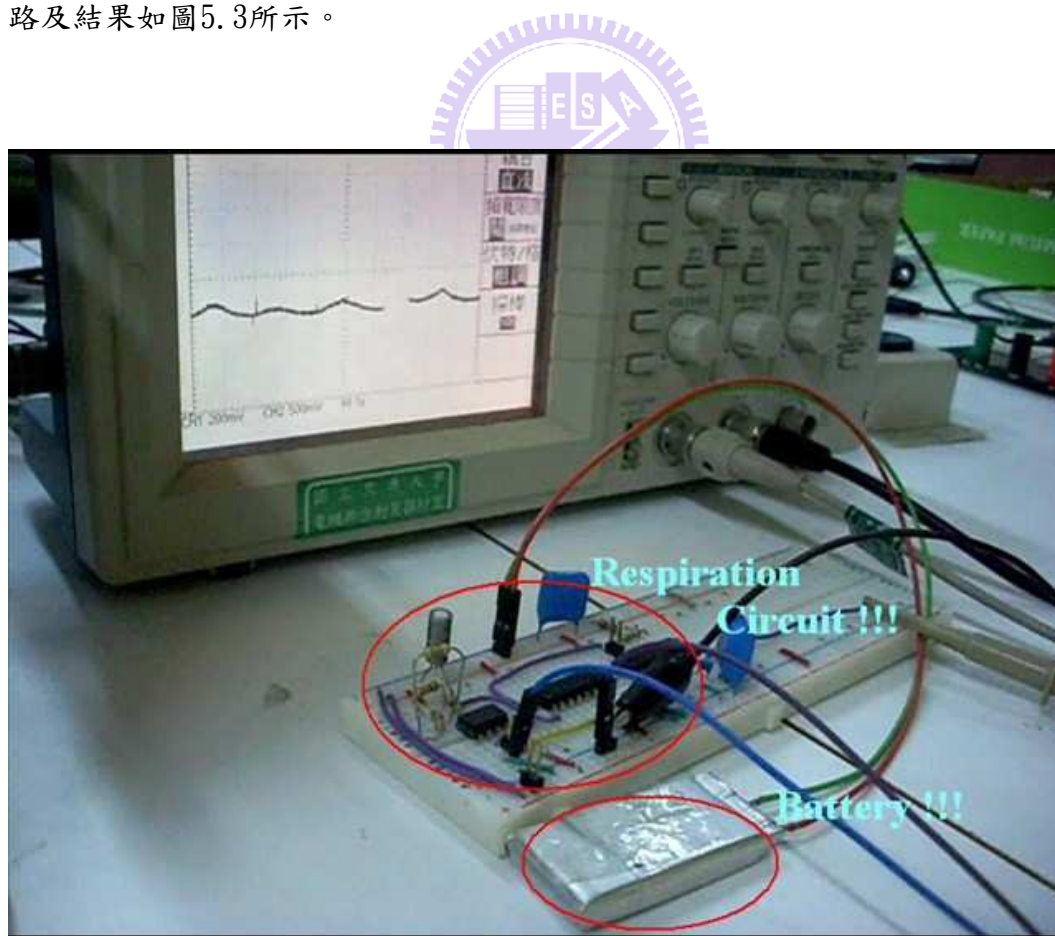


圖 5.1 實驗電路

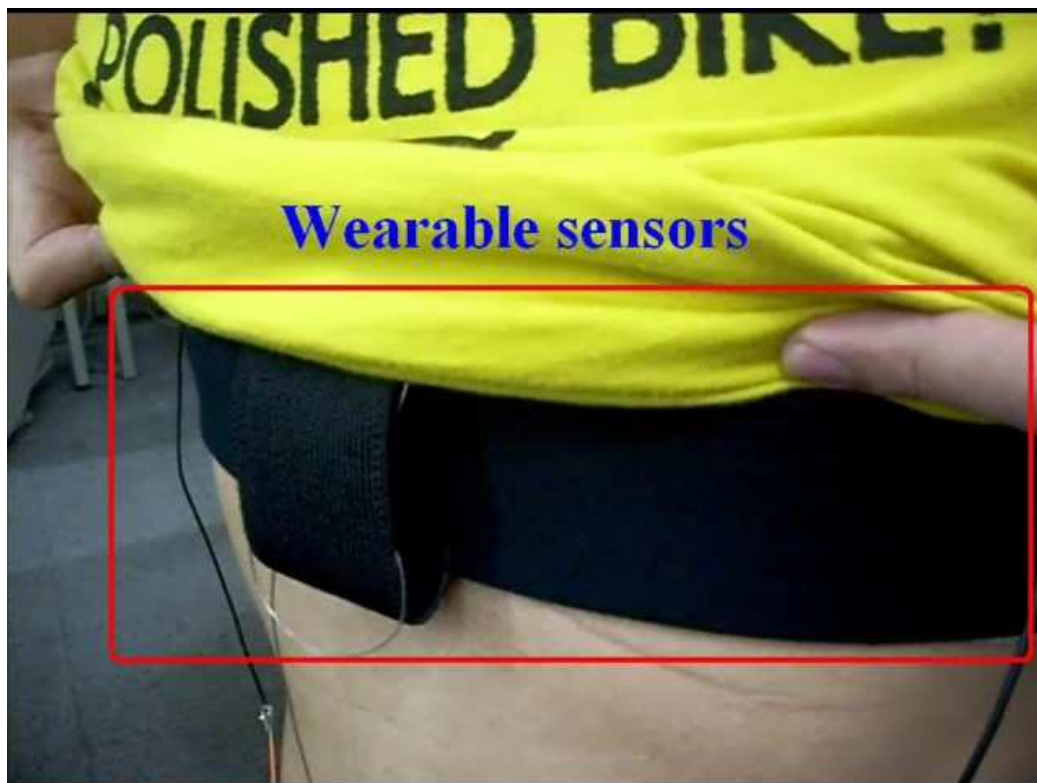


圖 5.2 可穿戴式感測器



圖 5.3 實驗輸出結果

由圖5.3中，我們可得呼吸率，方法是利用兩個波形的波峰(R-R)，計算R-R之間所花的時間 t ，呼吸率 F_{rep} 為時間 t 的倒數：

$$F_{rep} = \frac{1}{T_{rep}} \quad (5.1)$$

由實驗中，我們觀察555振盪輸出頻率並配合公式(4.4)，計算人體與感測器之間呼吸時的電容變化介於1nF~0.7nF。

在這篇論文中，我們使用不同的測量方法來呼吸，並達成較傳統方法較好的性能。我們將提出的方法和傳統方法相比，可具有以下優點：

1. 只需單電源供應。
2. 使用紡織式電極，量測可以更舒適。
3. 使用較少的電阻電容元件，減少面積。
4. 不會因受測者的不同去調可變電阻改變直流準位便可量測呼吸。

在這一篇論文，我們使用了不同以往的方法量測呼吸，並且達到了不錯的性能。在未來，我們期望使用軟體，直接從呼吸波形算出呼吸率，並加上GPS定位功能(室外)與藍芽無線模組(室內)，讓量測呼吸可以不受地形地物的阻礙更加延伸應用於各個生醫領域。



參考文獻

- [1] 內政部網站, <http://www.moi.gov.tw/home/>
- [2] 預防醫學保網, <http://www.nattokinase.com.tw>
- [3] S. Park and S. Jayaraman, “Enhancing the Quality of Life through Wearable Technology IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, pp. 41-48, May/June 2003.
- [4] R. Paradiso, A. Gemignani, E. P. Scilingo, and E. De Rossi, “Knitted Bioclothes for Cardiopulmonary Monitoring,” Proc. of 25th Int. Conf. IEEE EMBS, pp. 3720-3723, Sept. 2003.
- [5] K. Hung, Y. T. Zhang, and B. Tai, “Wearable Medical Devices for Tele-Home Healthcare,” Proc. of 26th Int. Conf. IEEE EMBS, San Francisco, pp. 5384-5387, Sept. 2004.
- [6] T. Giorgino, F. Lorussi, D. De Rossi, and S. Quaglini, “Posture Classification via Wearable Strain Sensors for Neurological Rehabilitation,” Proc. of 28th Int. Conf. IEEE EMBS, New York, pp. 6273-6276, 2006.
- [7] F. Axisa, P. M. Schmitt, C. Gehin, G. Delhomme, E. McAdams, and A. Dittmar, “Flexible Technologies and Smart Clothing for CitizenMedicine, Home Healthcare, and Disease Prevention,” IEEE Trans. Information Technology in Biomedicine, vol.9, no. 3, pp. 25-33, Sept. 2005.
- [8] J. Rosell, J. Colominas, P. Riu, R. Pallas-Areny, and J. G. Webster, “Skin impedance from 1Hz to 1 MHz,” IEEE Trans. Biomed. Eng., 1988, 35, 649-651.
- [9] Tam, H. W., and J. G. Webster, “Minimizing electrode motion artifact by skin abrasion.” IEEE Trans Biomed. Eng., 1977, BME-24, 134-139.
- [10] J.G. Webster, “Medical Instrumentation-Application and Design”, third ed. John Wiley & Sons, Inc, ch5, 1988.

- [11] L. A. Geddes, *Electrodes and the Measurement of Bioelectric Events*, New York: Wiley, 1972.
- [12] R. S. C. Cobbold, , *Transducers for Biomedical Measurements: Principles and Applications*. New York: Wiley, 1974.
- [13] C. D. Ferris, *Introduction to Bioelectrodes*, New York: Plenum, 1974.
- [14] H. P. Schwan, "Determination of biological impedances," in W. L. Nastuk (ed), *Physical Techniques in Biological Research*, New York: Academic, 1963, pp. 323-407.
- [15] K. Charles, Alexander and Matthew N.O. Sadiku, *Fundamentals of Electric Circuits*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2007.
- [16] W. J. Yi, K. S. Park, "Derivation of Respiration from ECG Measured Without Subject's Awareness Using Wavelet Transform", *Proceedings of the Second Joint EMBS/BMES Conference*, October 23-26, 2002.
- [17] A. P. Rocha, S. Gouveia, A. Leite, P. Lago, O. Costa, F. Freitas, M. Carvalho. "A Study on the Estimation of the Respiratory Signal in 12-lead holter recordings", *Departamento Matemática Aplicada*, Univ. do Porto, Porto, Portugal.
- [18] Kyle L. Howell. "Respiration monitor", US patent 3802419, 1974.
- [19] <http://www.national.com/pf/LM/LM555.html>
- [20] [http:// www.jaycar.com.au/images_uploaded/CD4027BC.PDF](http://www.jaycar.com.au/images_uploaded/CD4027BC.PDF)
- [21] http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/7/4/H/C/74HC4046.shtml
- [22] <http://www.national.com/pf/LM/LM324.html>
- [23] 遠坂俊昭, *PLL 電路設計及應用*, 全華科技圖書, pp.4-5, 2006.
- [24] 林家弘, *全數位式紅外線傳收系統之設計與FPGA實現*, 交大電機與控制工程研究所碩士論文, 2003.