



研究論文

適用於長期心臟照護之全無線型多導極心電系統

曾宇聖¹ 黃裕隆² 柯俊先¹ 趙禧綠² *伍紹勳¹

¹ 國立交通大學 電機工程學系

² 國立交通大學 資訊工程學系

摘要

根據美國國家衛生統計中心統計，心臟病名列美國十大死因之首。世界衛生組織在 2005 年進行的一項調查中顯示，只有 27% 的人知道心臟病所有主要症狀並且在病發時撥打 119 求救，同時，大約 50% 因心臟病發作而猝死的人，在到院接受治療前死亡。然而，如果患者可以在心臟病發作後盡快接受治療，存活率可達 90%，可以大幅減低心臟病致死的案例。因此發掘心臟病發作的徵兆和症狀並加以預警是非常重要的，特別是對於需居家照護的銀髮族或心臟病高風險病患而言。臨床上用來輔助判定各種心臟疾病最為廣泛使用的工具即為十二導極心電圖儀，需十條導線用來連接到分佈在受測者身上的四肢和胸前的十個導極，提供醫生在身體表面不同位置上的心電訊號，進行空間與時間上的綜合診斷，然而，線材的限制也造成了受測者行動上極大的不便，不適合用做長時間的監控。除了標準十二導極心電圖儀之外，目前市面上其他替代性產品包括：少導極運動心電圖儀，像是 Holter 系統，單導極的無線心電圖儀，或者提供無線資料傳輸功能的攜帶式心電圖儀。在上述無線心電圖儀中，仍需要以有線方式擷取不同導極間的訊號，受限於線材的連接，無法提供便利的心電訊號量測，因此無線心電圖目前可應用範圍仍受限。考慮到需長期接受心臟監測的心臟疾病如心肌梗塞、心肌纖維顫震等疾病，或是，遠距醫療與銀髮照護的應用情境，無線心電圖儀仍需做極大之改進。第一、對於所量測的心電訊號，必須發展一套演算法濾除動作假影(motion artifact)以及肌電訊號(electromyography)等雜訊的干擾，提供在運動以及居家生活情境下高品質的訊號擷取。第二、低功率的無線近身網路(wireless body area network)提供長時間的心電訊號紀錄，增進使用者配戴時的便利性。第三、同步的心電訊號擷取，藉由取得同一時間下，不同位置所量測的心電訊號，我們可以還原出標準十二導極的心電訊號表現，用以提供醫生作為病徵判讀之參考。基於全無線型多導極心電監測與病症預判系統對於心臟病高風險患者長期照護之重要性，我們設計了一套基於低功率藍牙(Bluetooth Low Energy)為基礎的心電訊號感測網路，重新設計心電訊號擷取、濾波、還原以及訊號還原等工作，希望提供遠距醫療與銀髮照護，一個便利、低功耗且準確的全無線心電訊號系統。

關鍵詞：無線心電圖、低功率藍牙、無線近身網路、肌電訊號抑制

1. 研究背景與動機

根據美國國家衛生統計中心統計，心臟病名列美國十大死因之首。世界衛生組織在 2005 年進行的一項調查中顯示，只有 27% 的人知道心臟病所有主要症狀並且在病發時撥打 119 求救，同時，大約 50% 因心臟病發作而猝死的人，在到院接受治療前死亡。然而，如果患者可以在心臟病發作後盡快接受治療，存活率可達 90%，可以大幅減低心臟病致死的案例。因此發掘心臟病發作的徵兆和症狀並加以預警是非常重要的，特別是對於需居家照護的銀髮族或心臟病高風險病患而言。

臨床上用來判定各種心臟疾病最為廣泛使用的工具即為十二導極心電圖，十二導極心電圖利用十條導線用來連接到分佈在受測者身上的四肢和胸前的十個導極，提供醫生在身體表面不同位置上的心電訊號。這些在不同身體表面所擷取的心電訊號，將根據不同方位上的電氣訊號在時間和電位上的變化，提供醫生對於心臟電氣傳導的判斷資訊。在臨床上，十二導極心電圖可用來判定各種心臟病症狀，包括：心室肥厚(ventricular hypertrophy)、心房擴大(atrial enlargement)、傳導阻斷 (conduction blocks)、過早激發症候群(preexcitation syndromes) 以及心肌梗塞(myocardial infarctions) 等。

雖然十二導極心電圖應用範圍廣，然而需於受測者胸前及四肢安置高達 10 個導極的感測貼片與導線作量測，並不適於作長時居家照護之用，同時，十二導極心電圖並不適用於一些陣發型心臟疾病以及需要長期量測的心臟疾病，例如：偶發的心房震顫(atrial fibrillation)或是心律不整(arrhythmias)。目前最被廣泛用於作長時間心臟檢測的儀器是 Holter 心電圖系統(Enseleit and Duru, 2006)，可同時量測 3 到 12 個導極的心電訊號，並且持續 24 個小時到 48 個小時之久。此類之系統一般泛稱為運動心電圖(ambulatory electrocardiogram)，或稱為可移動式心電圖。然而，無論是一般十二導極心電圖或少導極(reduced-lead) 的運動心電圖，主要的缺點是配戴不便，導線纏身，無法長時或外出休閒運動時配戴，以及價格過高等問題。同時，考慮運動心電圖的使用情境，必須濾除移動時產生的動作假影與肌電訊號干擾，才能夠提供可靠的心電訊號作為心臟病症之徵兆與發作檢測。考慮到必須分析心電訊號在不同方向的表現，不同導極間必須同步的擷取心電訊號，還原出標準十二導極的訊號表現，以符合現有臨床醫學的判斷準則。因此，要發展一套能應用於銀髮族或心臟病高風險病患的居家照護系統，有賴於設計一個可以配戴方便、舒適、功能完整、價格低廉，並且能持有效抑制動作假影與肌電訊號干擾，持續且同步進行監測的全無線型心電圖系統，同時搭配雲端服務來完成資料的儲存以及心電圖訊號的分析，給予有效的分析結果及預警。要設計一個功能完整的全無線型心電圖系統，又要能配戴方便、舒適，穩定，且價格低廉，本身就是一大挑戰。雖然市面上已經有各式單導極的無線心電圖，但功能過於簡化，通常僅可提供一個導極的訊號，雖可作為休閒運動時的心律量測或用以進行心律變異量分析，但應用有限。要能夠以無線的方式來量測多導極心電訊號，主要得克服不同導極要能精準地同步測量、以及不同電極之間需要同一個參考電位的問題。其中，前者需要設計一個同步演算法使得不同的感測器能夠藉由資料交換來達到同步量測的功能；且考量到功耗問題，這個同步演算法必須簡單且易於實現。

而後者目前並無普遍適用的方法可以解決，但藉由重新設計心電圖的導極系統與量測方式，也許能夠避免這個問題。

為了完成上述目標，我們基於低功率藍牙的傳輸協定(Bluetooth Special Interest Group, 2014) 以及差動導極量測的概念，設計並實作了全無線型心電圖系統。在所設計的全無線型心電圖系統中，包含多個無線差動量測導極，而每一個單一的量測導極即為一個獨立運作的無線量測模組，可以量測單導極的無線心電訊號，將所擷取的心電訊號傳送至手機或是物聯網節點(IoT Gateway)進行訊號的儲存與分析。在此低功率藍牙網路中，我們也設計了無線差動量測導極間的不同步機制，對於不同的病徵需求，多個無線差動量測導極可以同步量測身體表面不同位置的心電訊號，並藉由所提出的演算法還原成標準十二導極的心電訊號(Hsu & Wu, 2014)，以供不同心臟疾病進行判斷與分析。在這一篇論文中，我們將在接下來的第二節介紹全無線心電訊號系統的設計與實作，第三節介紹低功率藍牙網路的同步機制與系統效能分析，以及第四章介紹心電訊號中雜訊的分類與抑制機制，最後則是本論文的結論。

2. 全無線心電訊號系統的設計與實作

為了提供一全無線且長時間量測的心電圖系統，我們結合了無線的量測方式與少導極系統的概念，設計一個全新的無線心電圖訊號擷取與處理方式。我們所提出的擷取方式利用了數個無線差動量測導極擷取心電訊號。這些量測導極被安置在身體表面適當的位置，以同步的方式量測訊號，並且個別以無線的方式將訊號傳送到手機或是物聯網節點，避免量測導極間之有線連接。這些同步量測的訊號，能夠使用特別設計的 Kalman Filter 演算法合成標準的十二導極訊號，並在靜態時，和標準十二導極的訊號有高達 95% 的相關性(Hsu & Wu, 2014)。

基於以上之訊號擷取與處理方法，我們實作一個無線心電圖量測裝置，稱為無線差動量測導極，如圖 1 所示。此裝置在醫療應用上可取代傳統移動式有線的少導極心電圖裝置，如 Holter 系統，供醫生對患者進行數日至一周之連續心電圖量測。無線差動量測導極是獨立擷取每一個導極上兩點間的肌電位差，其間距約為 10~15 公分，方便使用者自行黏貼。另外，為了提供長時間配戴的量測裝置，我們使用由德州儀器(Texas Instruments) 所提出的低功率藍牙通訊模組(CC2640)作為無線通訊以及前端訊號處理。CC2640 藍牙通訊模組能夠支援低功率藍牙(BLE)的通訊規範，並同時整合 ARM 架構下的低功率處理器，以及感測控制元件，大幅降低收取感測訊號所消耗的功率。在前端訊號處理部分，我們採用德州儀器的數位訊號處理單元(MSP 430)作為心電訊號擷取單元，除了提供高解析度的心電訊號外，也進行心電訊號初步的濾波與雜訊抑制。除了低功率藍牙通訊模組和前端訊號處理外，無線差動量測導極還包含一個加速度感測器(NXP MMA8452Q)，用來感測使用者的移動，作為心電訊號濾除雜訊的輸入或是遠端照護的資訊。

在量測心電訊號時，訊號擷取單元將量測到的類比訊號轉換成 16 位元的數位訊號，並在收集數個心電訊號後，透過 UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) 介面，傳送給低功率藍牙通訊模組，進行進一步的訊號處理以即無線訊號傳輸。考慮到無線傳輸的功率消耗，低功率藍

牙通訊模組會先暫存所接收到的心電訊號，直到所指定的傳輸時間時，才會以 120 個樣本(240 bytes) 為一個封包的形式傳送到低功率藍牙網路的主控節點(master node)上。

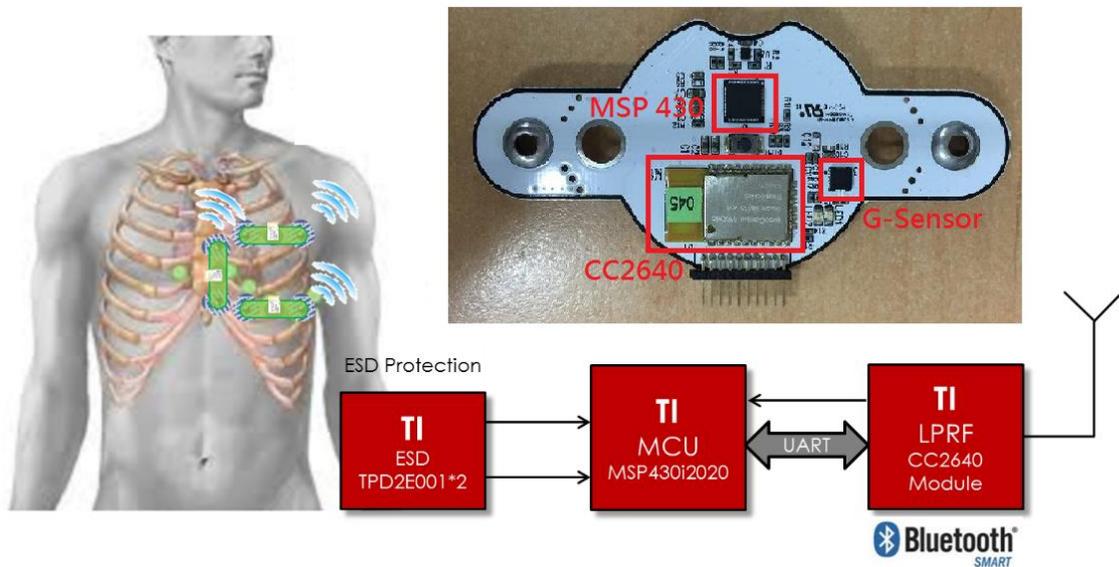


圖 1. 無線差動量測導極的系統架構圖，包含低功率藍牙通訊模組、心電訊號擷取單元和加速度感測器。每一導極只需搭配鈕扣電池即可獨立運作，並可以整合成多導極組無線心電圖系統

在系統中，我們使用三塊無線差動量測導極，一起協同量測心電訊號。對於低功率藍牙通訊而言，無線差動量測導極擔任網路中的從屬節點(slave node)，將其暫存的量測資料傳送給主控節點；而我們使用德州儀器的低功率藍牙開發平台(CC2650DK) 作為蒐集資料的為主控節點，並透過 UART 的介面，將蒐集的心電資料傳輸至電腦，進行之後的繪圖與資料分析。為了將所蒐集的無線心電訊號還原成十二導極的心電訊號，我們在無線三導極心電圖系統亦實作時間同步的功能，主控節點每隔一段固定時間就會跟三個無線差動量測導極同步系統時間，作為取樣心電訊號的同步依據。

為了避免其他低功率藍牙裝置的干擾，我們設計一套無線近身網路形成機制，使無線差動量測導極和主控節點（如手機）之間建立專屬的無線通道，其中建立之流程如下圖 2 所示。藉由無線差動量測導極和主控節點交換 MAC 位址資訊，讓其他低功率藍牙網路中的主控節點或從屬節點無法加入已經建立完成的無線近身網路，避免連線錯誤的情況發生。

當無線差動量測導極和主控節點之間建立無線近身網路後，主控節點將分配資源給所管理的無線差動量測導極，並同步無線差動量測導極的時間。三個無線差動量測導極會持續量測人體的心電訊號，將資料暫存一段時間直到主控節點分配傳輸時間，無線差動量測導極才能將資料傳送到主控節點。主控節點會依序和每一個擔任從屬節點的無線差動量測導極建立連線進行資料交換。當傳輸完成後它們會中斷連線，讓無線差動量測導極處於等候狀態，並重新週期性發送廣播封包，等待下次和手機建立連線，此方法可以減少主控節點和無線差動量測導極為了維持連線狀態而交

換的封包數量，大幅降低消耗功率。在第三節中，我們將介紹所設計的同步機制，並分析此網路的傳輸效能。

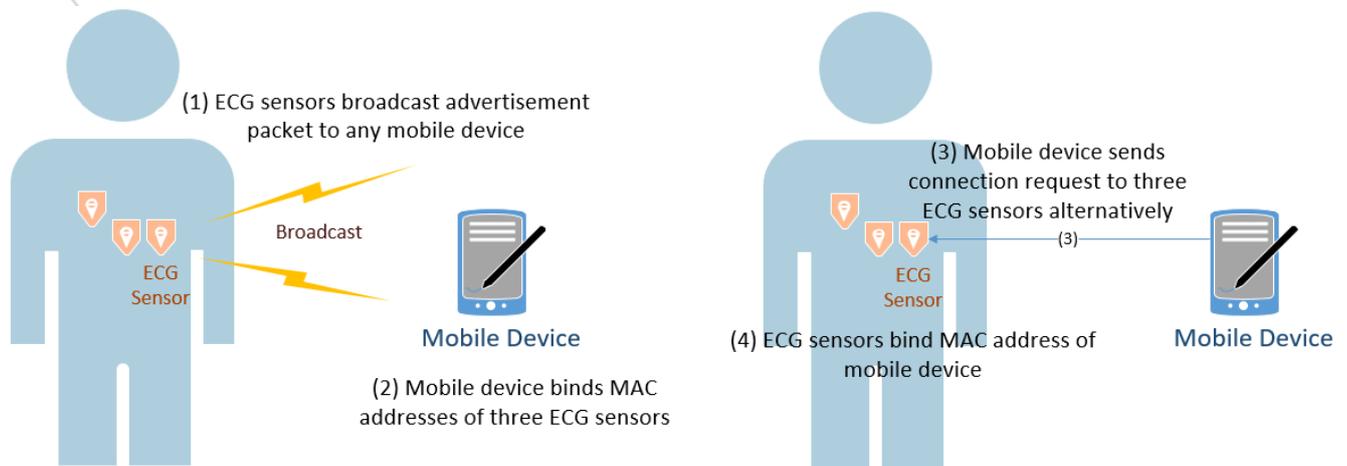


圖 2. 無線近身網路建立之流程。量測導極發出廣播封包後，主控節點會記錄其 MAC 位址，並確保只和相同無線近身網路底下的裝置建立連線。建立連線後，主控節點與量測導極互相綁定對方的 MAC 位址後，即形成了專屬的無線近身網路

3. 低功率藍牙網路的同步機制與系統效能分析

3.1 低功率藍牙網路的同步機制

由於無線三導極訊號還原成 12 導極心電訊號的演算法的限制，必須讓不同無線差動量測導極在相同時間內所量測的心電訊號按照量測時間對齊，才有辦法準確地重建該量測時間的 12 導極心電訊號。為了讓無線差動量測導極可以很準確地和手機的系統時間同步，我們設計了一套同步演算法，同步各無線差動量測導極的時間。由於此演算法基於低功率藍牙的傳送機制所設計，因此在介紹所設計的同步演算法之前，我們先介紹低功率藍牙通訊協定的特性。

在低功率藍牙的架構中，時間由連線週期(Connection Interval, CI)組成，此連線週期時間長度可以透過設定改變(Bluetooth Special Interest Group, 2014)。在每一個連線週期中，都是由主控節點先傳送封包給從屬節點，當從屬節點成功收到主控節點傳過來的封包後，從屬節點會使用 piggyback 的方式回傳夾帶資料的 ACK 封包給主控節點。接著，主控節點和從屬節點就會再次進行封包交換直到兩方都沒有資料要傳送為止。也就是說在一個連線週期中，主控節點和從屬節點至少交換一次封包來確認連線是否穩定，若某一方持續一段時間沒有傳送封包，則視為連線中斷。

基於低功率藍牙的連線週期機制，我們設計一套同步演算法用以同步各無線差動量測導極之系統時間，如圖 3 所示。其中，手機裝置扮演主控節點，而無線差動量測導極則為從屬節點。建

立連線後，主控節點紀錄 CI_N 開始的時間點 $T_{N,m}$ ，接著傳送包含 $T_{N,m}$ 的資料封包給從屬節點；同時，從屬節點也會紀錄 CI_N 開始的時間 $T_{N,s}$ 。到了 CI_{N+1} 時，主控節點記錄 CI_{N+1} 開始的時間點 $T_{N+1,m}$ ，並檢查 $T_{N,m}$ 和 $T_{N+1,m}$ 是否相差一個連線週期的時間，確定自己紀錄的時間是正確的，若是正確，則傳送包含 $T_{N+1,m}$ 的資料封包給從屬節點；此時，從屬節點也會紀錄 CI_{N+1} 開始的時間點 $T_{N+1,s}$ ，並檢查 $T_{N,s}$ 和 $T_{N+1,s}$ 是否相差一個連線週期的時間，並確定自己紀錄的時間是正確的。當從屬節點收到兩個時間封包後，首先會檢查這兩個封包的時間差是否為一個連線週期的時間長度，確保第二個時間封包是在 CI_{N+1} 時被收到。最後，從屬節點將 $T_{N+1,m}$ 減掉 $T_{N+1,s}$ 就可以算出順時差 Δ 值，再把 Δ 值加到自己的系統時間，即完成同步。

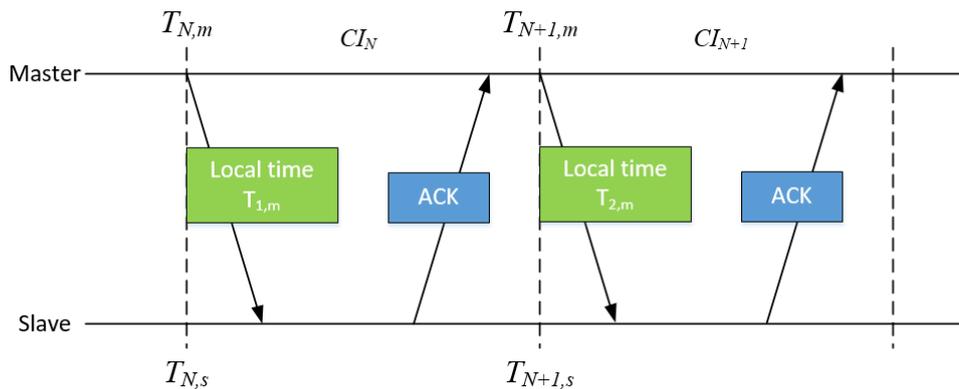


圖 3. 同步演算法封包交換之示意圖

在測試同步誤差的實驗中，我們使用德州儀器的 CC2650DK 做為主控節點和從屬節點，便於我們於示波器中記錄同步誤差的實驗結果，經過同步資訊交換後，主控節點和從屬節點在預先設定好的時間發出特定訊號，並透過外部示波器觀察訊號的瞬時差。經過多次實驗測量後，主控節點和從屬節點的平均同步誤差為 110 微秒。

3.2 低功率藍牙網路的系統效能分析

由於無線差動量測導極是被動等待手機建立連線才回報資料，因此無線差動量測導極必須將所收到的心電訊號暫存後回傳給手機，圖 4 為基於低功率藍牙所設計的傳輸機制。首先，無線差動量測導極和手機會在連線中設定最大傳送單元(Maximum Transmission Unit, MTU)，使得手機和無線差動量測導極可以在應用層傳送大容量的封包给对方。雖然大容量封包被送到 L2CAP 層(Logical Link Control and Adaptation Protocol)之後會被分段(fragment)成許多 27 個位元組的預設封包，但是卻可以減少封包標頭的數量(header size)。完成最大傳送單元設定後，無線差動量測導極會於之後的連線週期中傳送之前所暫存的資料給手機，利用 Notification 的形式，無線差動量測導極能在同一個連線週期中傳送許多封包，有效增加傳輸速率。當無線差動量測導極從應用層傳送完所有資料後，會於下一個連線週期送出中斷連線封包，主動跟手機中斷連線，提早結束回報資料的區間，減少用以維持連線的空封包交換，增進能源使用效率。

圖 5 為 MAC 訊框(frame)的架構，每個 MAC 訊框的開始與結束都是由主控節點所決定。每個訊框可以分成同步階段(synchronization phase)、輪詢階段(polling phase)。如前所述，同步階段用以提供無線差動量測導極和手機同步系統時間。手機在輪詢階段中會依序發出輪詢訊息(polling message)給每個無線差動量測導極，收到輪詢訊息的無線差動量測導極會依序將感測資料回報給手機。為延長無線差動量測導極電池的使用時間，無線差動量測導極僅在排定的時間與手機建立連線，其餘時間只進行心電訊號的量測。

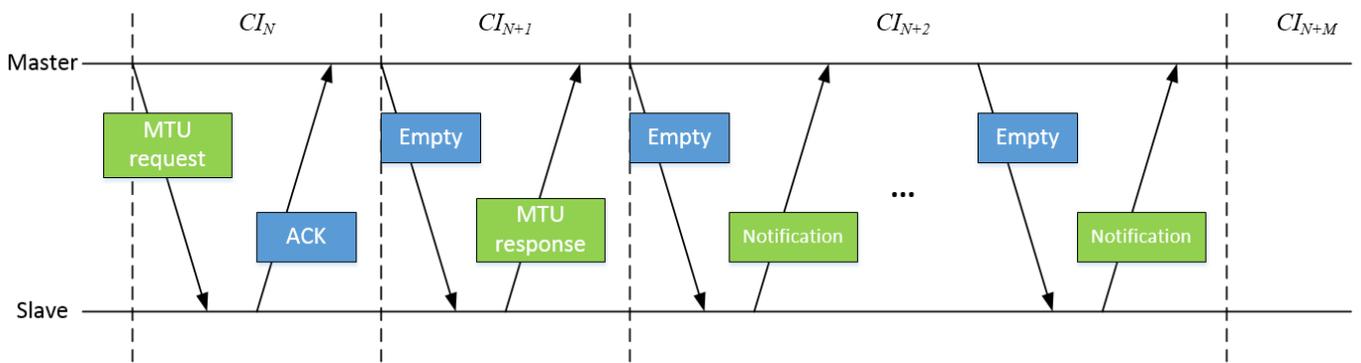


圖 4. 封包交換示意圖。首先手機會於 CI_N 送出最大傳送單元的請求，接著無線差動量測導極會於 CI_{N+1} 回傳可接收之封包最大容量。之後，雙方藉由 Notification 的形式交換心電資料資訊

在我們設計的無線近身網路中，MAC 訊框的長度受限於兩個因素：無線差動量測導極能夠暫存的資料量以及同步誤差最大容忍度。考慮到一台手機需服務三個無線差動量測導極的使用情境，每個無線差動量測導極因為其晶片限制，可以使用的儲存容量為 2140 byte，連線週期的時間長度為 30 毫秒，於 MSP430 上心電訊號的取樣速率為 125 Hz，每次取樣會產生 16 bits 的資料。換句話說，每一個無線差動量測導極最多能暫存 8.56 秒的資料量。

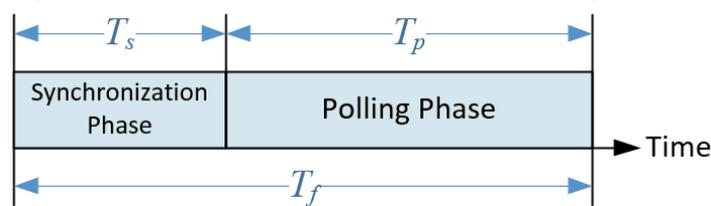


圖 5. MAC 訊框的架構。包含同步階段和輪詢階段兩部分，在各階段中，再以分時多工方式輪詢低功率藍牙網路中的無線差動量測導極

接著，我們考慮同步誤差最大容忍度對於 MAC 訊框的要求，為了維持還原出的十二導極訊號之準確程度，每個取樣點的同步誤差必須控制在 10% 以內，也就是說進行完時間同步後，手機和無線差動量測導極的系統時間之差值必須小於 800 微秒。由於 CC2640 的時間飄移量(Clock Drift)之最大值為 40 微秒，所以無線差動量測導極需要在 20 秒內進行一次同步，以維持同步準確度。20 秒的要求大於 8.56 秒的資料量限制，因此，我們可以知道 MAC 訊框的長度最多為 8.56 秒。考慮到執行同步演算法需配置 5 個連線週期，此外，經由實驗量測得到手機與無線差動量測導極建

立連線所需的平均時間為 60 毫秒，我們可以算出每一個無線差動量測導極進行時間同步的時間為 210 毫秒，所以，同步階段約為 0.63 秒，而輪詢階段最長為 7.93 秒。

為了實測低功率藍牙網路的系統效能，我們以德州儀器的 CC2650DK 作為主控節點接收無線差動量測導極的資料，記錄各項量測數值。實驗將設定不同的輪詢階段區間(T_p)來測試有效傳輸效率(Throughput)，並藉此測試我們所設計的 MAC 機制之傳輸能力。在我們的設定中，主控節點配置 8 個連線週期用以回報資料，配置 5 個連線週期用以執行同步演算法。無線差動量測導極的有效傳輸效率定義為基於我們設計的 MAC 機制下，傳送的心電訊號資料大小除以建立連線到結束連線的這段時間。表 1 為本次實驗環境之所有相關參數設定。

表 1. 實驗中的參數設定

Parameter	Value
Number of lead	3
Connection interval (t_c)	30 ms
Connection setup time (t_{con})	60 ms
Number of CI allocated to data exchange ($N_{polling}$)	8
Number of CI allocated to synchronization (N_{syn})	5
Sample rate (R)	250 samples/sec
Sample size (B)	16 bits/sample
Buffer size (S)	2140 byte

圖 6 為無線差動量測導極的有效傳輸效率。從圖 6 可以看出，只要封包沒有遺失，無線差動量測導極的有效傳輸效率會隨著輪詢階段區間增長而增加，這是因為隨著輪詢階段區間增加，累積的暫存資料也越多，導致在短時間內送出的資料量越多。但是在輪詢階段區間大於 5 秒時，由於主控節點的處理能力負荷不了如此大量的封包傳輸，因此部分封包遺失，造成有效傳輸效率無法上升。

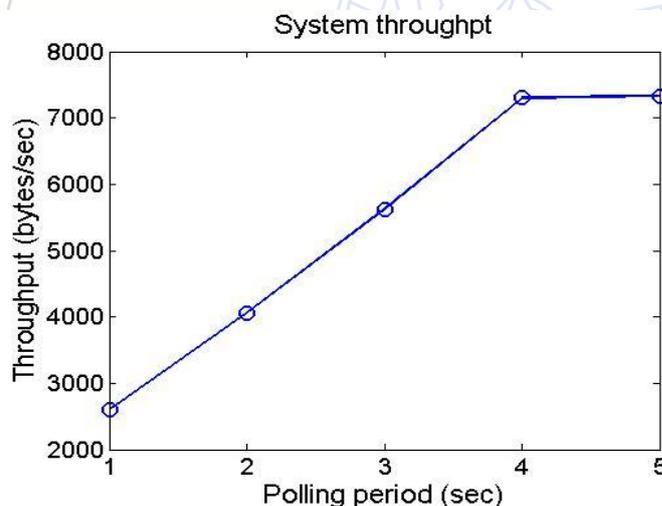


圖 6. 無線差動量測導極的有效傳輸效率

4. 心電訊號雜訊的抑制

4.1 心電訊號中的雜訊簡介與相關文獻探討

心電訊號是醫生用來判斷心臟疾病的重要依據，但在量測的過程中可能會產生很多雜訊，根據 MIT-BIH Noise Stress Test Database 的分類，我們可以把常見的雜訊分成以下三類：基線飄移 (baseline wandering)、肌電訊號 (electromyography) 干擾及動作假影 (motion artifact)。這些雜訊依據其頻譜特性，大致上可以分為兩類，其中基線漂移雜訊的頻譜響應多數在 1Hz 以下，屬於窄頻帶雜訊；而肌電訊號和動作假影的頻譜響應和心電訊號重疊，屬於寬頻帶雜訊。

其中固定頻帶的雜訊可以用一般典型的有限脈衝響應 (Finite Impulse Response, FIR) 濾波器來濾除，但寬頻雜訊，如肌電訊號的頻帶是介於 0.1~100Hz 範圍之間，和心電訊號的頻帶有許多重疊部分，因此若使用一般的 FIR 濾波器會將心電訊號的重要資訊濾除造成訊號失真。為了避免心電訊號的失真，對於寬頻雜訊，之前研究中有些研究者使用適應性濾波器 (adaptive filter) 來處理 (Thakor, 1991; Laguna et al., 1992)，或是使用小波轉換 (wavelet transform) 進行轉換並濾除相對應的雜訊項 (Donoho, 1995; Kestler et al., 1998; Nikolaev & Gotchev, 2000)。考慮到對於心電訊號的即時處理以及雜訊濾除的效果，我們採用 Extended Kalman Filter 進行寬頻雜訊抑制的架構 (Sameni et al., 2007)，並使用 McSharry 基於心電訊號建立的動態模型 (McSharry et al., 2003)，利用高斯函式建立心電訊號的圖形特徵，並以此特徵作為狀態方程式，估計原始訊號，達成訊號濾波的效果。

4.2 心電訊號中窄頻帶雜訊的抑制

窄頻帶雜訊包括基線漂移雜訊與交流電所造成的電源線干擾，其特色在於雜訊所在的頻域響應固定，因此，我們可以藉由設計的高通濾波器或是帶通濾波器將雜訊濾除。在窄頻雜訊中，電源線干擾是指一般電力線 50Hz 或是 60Hz 的干擾，此雜訊不會出現於無線量測的心電訊號中，基線漂移雜訊是由汗水造成導極阻抗改變或是由呼吸造成，通常其頻譜響應落在 0.5 Hz 以下 (Sornmo, 1993)，我們可以簡單的設計一個 FIR 高通濾波器濾除此雜訊。

考慮到在硬體上即時訊號處理的複雜度，我們實作一個循序 FIR 高通濾波器 (sequential FIR high-pass filter) 進行訊號處理，該濾波器的訊號區塊長度為 16，濾波階數為 16 階。實作上，我們使用 32 點 FFT 及 IFFT 來完成濾波器的捲積 (convolution) 運算。其中，FIR 高通濾波器的設計方法皆為最小平方方法 (least square method)，目標的通過頻帶 (pass band) 為 1Hz，而停止頻帶 (stop band) 為 1.5Hz，並給予通過頻帶和停止頻帶相同的權重。圖 7 為所設計的 16 階高通 FIR 濾波器頻率響應，由於運算量造成的階數限制可以看得出來效果並沒有非常的理想，但從其濾波結果 (顯示於圖 8) 我們可以發現，該濾波器對於基線漂移雜訊有一定的濾波效果。

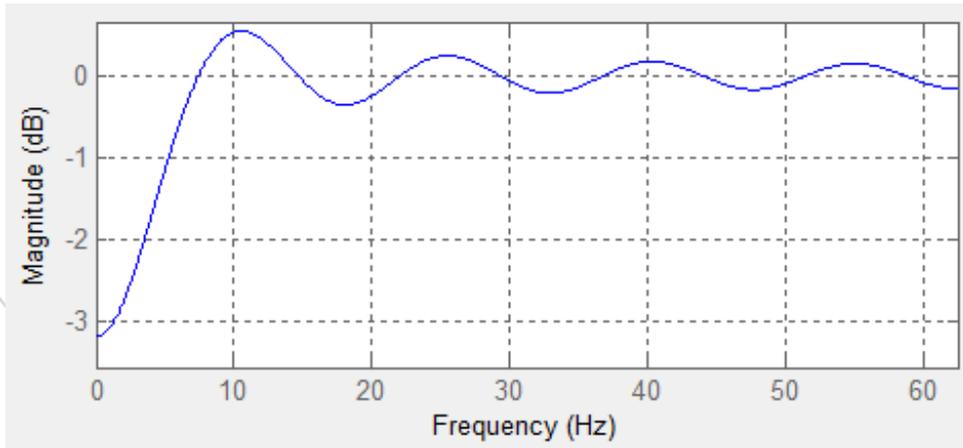


圖 7. 所設計的 16 階高通 FIR 頻率響應，其中通過頻帶為 1Hz

圖 8 是窄頻帶雜訊濾除的實驗結果。其中，第一張圖是原始含有基線漂移雜訊的訊號，第二張圖是在 MSP430 上做完 16 階 FIR 濾波的訊號，從縱軸可以看出原始訊號的基線隨著時間有很大的飄移量，在經過高通濾波器後，明顯地濾除基線漂移雜訊並改善訊號品質。

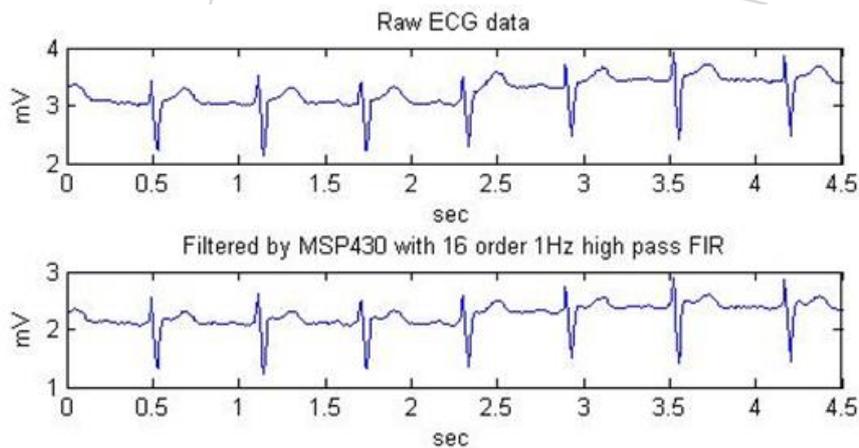


圖 8. 窄頻帶雜訊濾除的實驗結果

4.3 心電訊號中寬頻帶雜訊的抑制

不同於窄頻帶的雜訊，由肌電訊號與動作假影產生的雜訊，頻率響應範圍和心電訊號相重疊，因此無法以簡單的濾波器濾除。為了濾除此類雜訊，我們參考 McSharry 提出的方法建立心電訊號動態模型，並使用 Extended Kalman Filter，進行心電訊號濾波的效果 (Sameni et al., 2007)。其中，Extended Kalman Filter 是 Kalman Filter 的延伸，用以處理非線性的動態模型。由於 Extended Kalman Filter 方法是一個基於模型 (model-based) 的估計方法，所以必須引入心電訊號動態模型才能夠執行。在此章節中，我們將依序介紹基於心電訊號動態模型以及 Extended Kalman Filter，最後將展示基於 Extended Kalman Filter 對於雜訊抑制的結果。

心電訊號動態模型

考慮到心電訊號週期性隨著時間變化，若是直接按照時間建立模型，將導致不同心電訊號間因為周期不一致而產生的模型誤差。為了克服心電訊號週期不一致的問題，在所假設的心電訊號動態模型假設中(McSharry et al., 2003)，將一個心電訊號週期對應到 0 至 2π 的範圍，並以高斯函數進行逼近，利用 5 個高斯函數描述心電訊號的模型。

心電訊號的波形，大致上可以分成五個部分，分別表示為：P、Q、R、S、T 波，其中，在 R 波是最為明顯的心電訊號，表示心室肌肉的收縮所產生的電訊號，也是一般用以表示心搏的訊號。Q 波和 S 波分別是 R 波前後低於基準線的波型。P 波是在 R 波前上升的波段，表示心房肌肉的收縮，而 T 波是在 R 波後上升的波段，表示心室肌肉的舒張。

為了將一個心電訊號週期對應到 0 至 2π 的範圍，我們必須事先知道心電訊號中每一個心跳的周期，在這裡，心跳週期以兩個 R 波的區間(RR Interval)表示。為了偵測心電訊號中的 R 波，我們參考 1997 年 So 和 Chan 提出的 R 波偵測演算法(So & Chan, 1997)，利用時間訊號上相鄰兩點斜率的變化，找到心電訊號相對應的 R 波位置。我們利用所實作的無線差動量測導極收集 20 秒約 35 個心搏的靜態心電訊號，在經過 R 波偵測演算法後，對應到 0 至 2π 的範圍，畫出相對應的訊號強度於圖 9，並使用非線性最小平方方法(Nonlinear Least Square)的方式，使用 5 個高斯函數分別對量測數據周期中每個 P、Q、R、S、T 所疊加出來的圖形進行逼近，學習到高斯函數所對應的中心位置、放大倍率以及標準差大小，所得到的模型顯示於圖 9 的紅線。

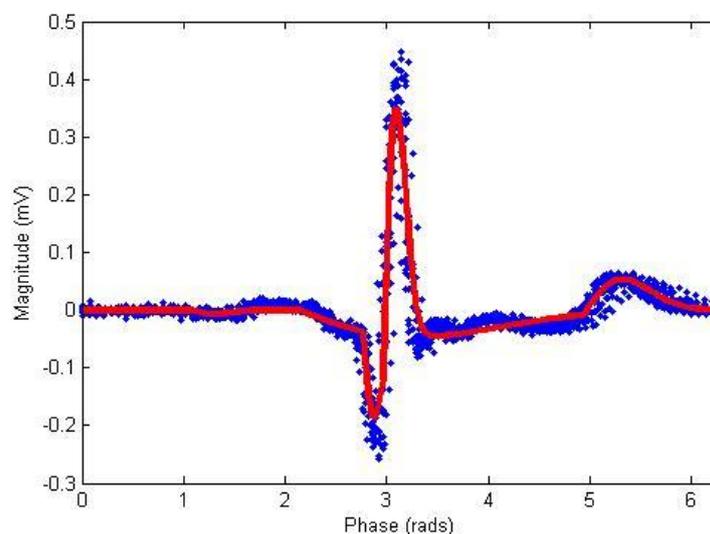


圖 9. ECG 訊號波型與動態模型。藍色點為 35 個心搏區間共 2500 個樣本，紅色線為建立出來的心電訊號動態模型，橫軸為相位 (rads) 範圍從 0 ~ 2π ，縱軸為電位差(mV)

Extended Kalman Filter 演算法

在給定了心電訊號模型後，我們可以將此模型引入 Extended Kalman Filter 的架構中。我們假設 $f(X_k, W_{k+1})$ 為非線性的狀態模型函數，也就是所建立的心電訊號模型，用以描述兩個相鄰時間點 X_{k+1} 和 X_k 關係，其中 X_k 表示上一個時間點的狀態， X_k 代表第 k 個時間點相位及大小的狀態， W_{k+1} 為狀態函數的誤差。 $g(X_{k+1}, V_{k+1})$ 為非線性的觀察模型函數，其輸出為 y_{k+1} ，也就是所觀測到的心電訊號， y_{k+1} 代表第 $k+1$ 個時間點相位及大小的觀察值， V_{k+1} 則用以描述觀察雜訊，其中， X_k 、 X_{k+1} 、 W_{k+1} 、 V_{k+1} 和 y_{k+1} 皆以向量形式表示。我們可以把上述假設寫成以下的形式：

$$\begin{cases} X_{k+1} = f(X_k, W_{k+1}) \\ y_{k+1} = g(X_{k+1}, V_{k+1}) \end{cases}$$

在原本 Kalman Filter 的模型假設中，假設的狀態模型函數和觀察模型函數皆為線性函數。為了符合非線性的模型函數，Extended Kalman Filter 把非線性的模型根據上一次估測的結果，做一次項泰勒展開，我們可以把展開結果表示如下：

$$\begin{aligned} X_{k+1} &\approx f(\hat{X}_{k|k}, \bar{W}_{k+1}) + A_k(X_k - \hat{X}_k) + F_{k+1}(W_{k+1} - \bar{W}_{k+1}) \\ y_{k+1} &\approx g(\hat{X}_{k+1|k}, \bar{V}_{k+1}) + C_{k+1}(X_{k+1} - \hat{X}_{k+1}) + G_{k+1}(V_{k+1} - \bar{V}_{k+1}) \end{aligned}$$

其中， A_k 和 F_{k+1} 分別是狀態模型函數對 X_k 和 W_{k+1} 微分展開後的係數， C_{k+1} 和 G_{k+1} 是狀態模型函數對 X_{k+1} 和 V_{k+1} 微分展開後的係數。由於狀態誤差及觀察雜訊被假設為獨立常態分佈的隨機變數，因此我們在這些隨機變數的平均值做為泰勒展開的參考點， $\bar{W}_{k+1} = E\{W_{k+1}\}$ ， $\bar{V}_{k+1} = E\{V_{k+1}\}$ 。

$$\begin{aligned} A_k &= \left. \frac{\partial f(X_k, \bar{W}_{k+1})}{\partial X_k} \right|_{X_k = \hat{X}_{k|k}}, F_{k+1} = \left. \frac{\partial f(\hat{X}_k, W_{k+1})}{\partial W_{k+1}} \right|_{W_{k+1} = \bar{W}_{k+1}} \\ C_{k+1} &= \left. \frac{\partial g(X_{k+1}, \bar{V}_{k+1})}{\partial X_{k+1}} \right|_{X_{k+1} = \hat{X}_{k+1|k}}, G_{k+1} = \left. \frac{\partial g(\hat{X}_{k+1}, V_{k+1})}{\partial V_{k+1}} \right|_{V_{k+1} = \bar{V}_{k+1}} \end{aligned}$$

根據狀態模型函數和觀察模型函數，我們可以將 Extended Kalman Filter 演算法表示為以下五個步驟。第一步先從建立出來的心電訊號動態模型估計新的狀態 $(\hat{X}_{k+1|k})$ 。接著，由上一個時間點估計結果的均方誤差 (Mean Square Error) 算出這個時間點預測出來狀態和動態模型的預測均方誤差 $(P_{k+1|k})$ ，在此過程中，除了需要上一次迭代的 $P_{k|k}$ 之外，還需要狀態誤差 (W_{k+1}) 的共變異數矩陣 (Covariance Matrix)，表示為 Q_{k+1} 。第三步算出 Kalman Gain，用以代表對於動態模型的預測和觀察值的信賴度，其中 R_{k+1} 為觀察雜訊 (V_{k+1}) 的共變異數矩陣。第四步藉由 Kalman Gain 來決定最後估計的結果中所估計的狀態 $(\hat{X}_{k+1|k+1})$ ，此數值表示為預測狀態 $(\hat{X}_{k+1|k})$ 和觀察模型 $(g(\hat{X}_{k+1|k}, \bar{V}_{k+1}))$ 的比例。最後，更新此次估計結果的均方誤差 $(P_{k+1|k+1})$ ，以便下一次疊代時用來預測均方誤差。我們可以將上述步驟列成以下數學式：

a. Step1: Prediction

$$\hat{X}_{k+1|k} = f(\hat{X}_{k|k}, \bar{W}_{k+1})$$

b. Step2: Minimum prediction MSE matrix

$$P_{k+1|k} = A_k P_{k|k} A_k^T + F_{k+1} Q_{k+1} F_{k+1}^T$$

c. Step3: Kalman gain

$$K_{k+1} = P_{k+1|k} C_{k+1}^T (C_{k+1} P_{k+1|k} C_{k+1}^T + G_{k+1} R_{k+1} G_{k+1}^T)^{-1}$$

d. Step4: Correction

$$\hat{X}_{k+1|k+1} = \hat{X}_{k+1|k} + K_{k+1} \{y_{k+1} - g(\hat{X}_{k+1|k}, \bar{V}_{k+1})\}$$

e. Step5: Minimum MSE matrix

$$P_{k+1|k+1} = (I - K_{k+1} C_{k+1}) P_{k+1|k}$$

為了實際量測 Extended Kalman Filter 演算法的效果，我們利用所實作的無線差動量測導極，實際在人體上擷取單導極心電訊號。實驗中，取樣頻率為 125 Hz，總共測量時間為 20 秒，取得 2500 個樣本，經過 R 波偵測演算法分析後，我們可以得到 35 個心跳區間。為了取得乾淨的 ECG 訊號源，受測者在進行模型建立時是完全靜止不動的狀態，波型顯示如圖 10 第一張圖。我們經過 R 波偵測演算法分析後，將每一個心跳週期線性對應到 $0 \sim 2\pi$ 的範圍，並利用非線性最小平方法建立心電訊號動態模型。為了模擬肌肉收縮時造成心電訊號的不準確性，我們將 MIT-BIH Noise Stress Test Database 中肌電訊號雜訊重新取樣至 125 Hz，並加入原始乾淨訊號中，作為 Extended Kalman Filter 的輸入，顯示於圖 10 第二張圖，最後使用 Extended Kalman Filter 方法濾除肌電訊號的干擾，得到圖 10 第三張圖的結果。

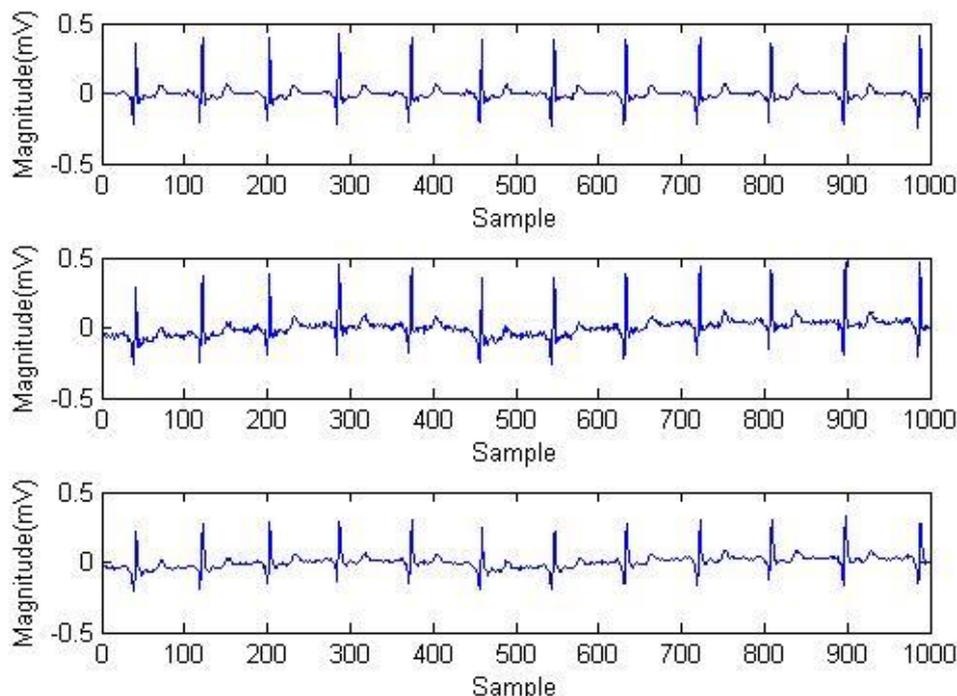


圖 10. Extended Kalman Filter 濾波實驗結果

從第二張圖和第三張圖的比較，可以看到我們加入的肌電訊號明顯被 Extended Kalman Filter 抑制，而得到較接近原始心電訊號的結果。雖然在實驗中 Extended Kalman Filter 能夠有效的抑制肌電訊號的干擾，但是在實際應用上 Extended Kalman Filter 仍然面臨許多挑戰，舉例來說，為了消除心搏間隔不固定的問題，我們將心搏間隔對應到 $0\sim 2\pi$ 的區間中。這樣的對應機制在心博變化不大的情況下沒有問題，但若考慮運動時的劇烈變化，將導致不同心搏在 $0\sim 2\pi$ 的區間中，P、Q、R、S、T 對應的弧度(rads)不同，而導致模型的不準確性。

另一方面，在 Extended Kalman Filter 演算法中，必須預先決定觀察雜訊(V_{k+1})的大小。然而，在實際情況中，我們並不知道觀察雜訊的變異量大小。根據實驗，若所設定的觀察雜訊太小，則濾波完之後雜訊還會存在，但所設定的觀察雜訊若太大，則很有可能影響到心電訊號造成訊號失真。觀察雜訊必須設定為適當的大小，才能夠在濾波品質及訊號不失真中取得平衡。這些不論是演算法或是實際應用環境所會面臨的問題，都有待我們進一步克服，提供一套心電訊號訊抑制機制。

5. 結論

心臟疾病為國人的健康與生命帶來許多威脅，許多心臟疾病患者由於未即時診斷出心臟疾病，而導致死亡。然而，最普及的心臟疾病診斷依賴十二導極的心電圖儀，無法提供便利且長時間的心電訊號量測，更不用說心臟疾病的偵測與預警。為了提供便利且長效的心電訊號量測，我們設計了一套以低功率藍牙為基礎的多導極全無線的心電訊號量測系統，並且重新設計在每一個無線差動量測導極上的心電訊號接取以及濾波機制。此量測導極輕巧、低功耗、適合長時配戴，能夠和手機等移動裝置，或是物聯網節點結合，應用於遠距醫療與銀髮照護情境，同時處理並照顧許多病患的資訊，提供便利且不間斷的心電訊號擷取、收集，提供多導極的心電訊號量測，作為心臟疾病偵測與預警的依據。我們將多個無線差動量測導極利用低功率藍牙的通訊協定連結，形成近身感測網路，進行多導極協同的心電訊號量測。為了在此無線近身網路下提供穩定的資料連線與同步量測，我們研讀並分析在低功率藍牙通訊協定下系統能夠承載的資料量、能夠支援的裝置數量以及同步精確度，並且基於德州儀器的低功率藍牙開發平台，設計無線差動量測導極和主控節點的連線機制以及資料傳輸機制，精確地同步網路中各節點所量測的心電訊號，使得這些訊號可以反映心電訊號在身體表面各處的特徵，作為重建標準十二導極心電訊號之用。

為了更進一步淨化所蒐集心電訊號，對於所擷取的心電訊號，我們也在無線差動量測導極上，針對臨床上對於心電訊號的不同雜訊特性，設計了不同的濾除機制。針對窄頻響應的雜訊，如基線飄移，我們在量測導極的數位訊號處理單元上，實作一個即時高通濾波器，濾除基線飄移雜訊；針對寬頻響應的雜訊，如肌電訊號的干擾與動作假影，我們參考 Sameni 等人提出的 Extended Kalman Filter 演算法，建立了心電訊號的動態訊號模型，並根據即時的心電訊號量測濾除肌電訊號與動作假影的干擾。然而，該演算法目前只適用於穩定狀態下的心電訊號模型，為了將應用延伸

至運動情境下，未來我們將進一步收集更多實驗數據，改進 Extended Kalman Filter 演算法，以符合遠距醫療與銀髮照護的應用情境。

考量到遠距照護的應用情境，必須同時處理並照顧許多病患，如何結合多導極的心電訊號量測系統提供巨量心電訊號擷取、收集、心電訊號串流資料的繪圖環境，以及即時的心電訊號分析，甚至是病徵診斷，是遠距醫療與銀髮照護的另一個重要問題。在以目前所發展的多導極全無線的心電訊號量測系統為基礎，我們將進一步設計後端的資料處理與分析平台，希望結合雲端對於巨量資料處理的能力以及動態資源配置的技術，提供即時且連續的心電訊號顯示、以網頁為基礎的使用者介面以及標準 12 導極心電訊號轉換等服務，提供使用者即時資料處理與回饋，並在未來結合既有標準 12 導極心電訊號的判斷準則，提供遠距醫療與銀髮照護完整而有效的心臟疾病預警，提升遠距醫療與銀髮照護的品質。

參考文獻

1. Bluetooth Special Interest Group (2004). Bluetooth core specification version 4.2.
2. Hsu, C. H., & Wu, S. H. (2014). Robust signal synthesis of the 12-lead ECG using 3-Lead wireless ECG systems. In 2014 IEEE International Conference on Communications (ICC).
3. Donoho, D. L. (1995). De-noising by soft-thresholding. *IEEE transactions on information theory*, 41(3), 613-627.
4. Enseleit, F., & Duru, F. (2006). Long-term continuous external electrocardiographic recording: a review. *Europace*, 8(4), 255-266.
5. Kestler, H. A., Haschka, M., Kratz, W., Schwenker, F., Palm, G., Hombach, V., & Hoher, M. (1998, September). De-noising of high-resolution ECG signals by combining the discrete wavelet transform with the Wiener filter. In *Computers in Cardiology 1998*.
6. Sörnmo, L. (1993). Time-varying digital filtering of ECG baseline wander. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 31(5), 503-508.
7. MIT-BIH Noise stress test database (June 20, 2016). Retrieved from <https://physionet.org/physiobank/database/nstadb/>
8. Nikolaev, N., & Gotchev, A. (2000, September). ECG signal denoising using wavelet domain Wiener filtering. In *Signal Processing Conference, 2000 10th European* (pp. 1-4). IEEE.
9. Thakor, N. V., & Zhu, Y. S. (1991). Applications of adaptive filtering to ECG analysis: noise cancellation and arrhythmia detection. *IEEE transactions on biomedical engineering*, 38(8), 785-794.
10. McSharry, P. E., Clifford, G. D., Tarassenko, L., & Smith, L. A. (2003). A dynamical model for generating synthetic electrocardiogram signals. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 50(3), 289-294.
11. Laguna, P., Jane, R., Meste, O., Poon, P. W., Caminal, P., Rix, H., & Thakor, N. V. (1992). Adaptive filter for event-related bioelectric signals using an impulse correlated reference input: comparison with signal averaging techniques. *IEEE transactions on biomedical engineering*, 39(10), 1032-1044.
12. Sameni, R., Shamsollahi, M. B., Jutten, C., & Clifford, G. D. (2007). A nonlinear Bayesian filtering framework for ECG denoising. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 54(12), 2172-2185.

13. So, H. H., & Chan, K. L. (1997, October). Development of QRS detection method for real-time ambulatory cardiac monitor. In Engineering in Medicine and Biology Society, 1997. Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE (Vol. 1, pp. 289-292). IEEE.
14. Tong, D. A., Bartels, K. A., & Honeyager, K. S. (2002). Adaptive reduction of motion artifact in the electrocardiogram. In Engineering in Medicine and Biology, 2002. 24th Annual Conference and the Annual Fall Meeting of the Biomedical Engineering Society EMBS/BMES Conference, 2002. Proceedings of the Second Joint (Vol. 2, pp. 1403-1404). IEEE.

A Fully Functional Wireless ECG System for Telecardiology Service

Tseng, Y.-S.¹, Huang, Y.-L.², Ko, C.-H.¹, Chao, H.-L.², *Wu, S.-H.¹

¹Electrical and Computer Engineering, National Chiao Tung University

²Department of Computer Science, National Chiao Tung University

Abstract

Electrocardiography (ECG) has been widely used for measuring electro-cardiac signals and can help diagnose and evaluate various types of heart conditions. The most widely used equipment for clinical ECG measurement is a 12-lead ECG system in which twelve signals are extracted from measurements collected from ten electrodes attached to the limbs and the chest of a person. The wires that connect the ECG electrodes to the human body inevitably constrain bodily movements, making the ECG unsuitable for long-term cardiac telemetry. In the past decades, wireless communications and chip-manufacturing technologies have seen remarkable technological advances and market growth. Motivated by the convenience of wireless communications and the importance of ECG in health monitoring, wireless ECG has also attracted significant attention recently, either for recreational activities or medical services. Despite the popularity of wireless ECG, only single-lead wireless ECG or multiple-lead wired ECG with wireless access to a remote host are available on the market. This greatly constrains the application of ECG for diagnosing life-threatening heart diseases. To truly apply wireless ECGs to patients under risk of heart diseases, numerous technical challenges need to be conquered before such an idea can be brought to the general public. In view of the importance of such a fully functional wireless ECG, we prototyped a 3-lead wireless ECG system based on Bluetooth Low Power (BLE) technology. The functions of our new prototype include: 1) ECG signal acquisition and synchronization, 2) ECG data transmissions in BLE-based body area network, and 3) Electromyocardiogram (EMG) suppression. Together with a cloud platform to real-time synthesize the 12-lead ECG signals out of the wireless ECG signals, our prototype has a great potential to be used for telecardiology service in daily life.

Keywords: wireless electrocardiograph (ECG), holter system, bluetooth low power (BLE), body area network, electromyography (EMG)