

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

具通信功能之車用功率系統晶片--總計畫(3/3) 研究成果報告(完整版)

計畫類別：整合型
計畫編號：NSC 99-2220-E-009-022-
執行期間：99年08月01日至100年07月31日
執行單位：國立交通大學電機與控制工程學系(所)

計畫主持人：蘇朝琴
共同主持人：洪浩喬、蕭得聖
計畫參與人員：碩士班研究生-兼任助理人員：黃順煜
碩士班研究生-兼任助理人員：楊澤勝
碩士班研究生-兼任助理人員：李佳容

公開資訊：本計畫涉及專利或其他智慧財產權，2年後可公開查詢

中華民國 100 年 10 月 31 日

中文摘要： 近幾年由於汽車電子技術已有長足的發展，各種電子週邊設備也成爲了汽車的基本功能，這樣的條件下也表示著汽車內部有超過數百條以上長短不一的導線。隨著能源政策及環保意識的推動，全電動方式的電動車已是未來趨勢，而電子設備的使用更達 80% 以上，使得導線總長度更可能超過 1000 公尺以上，從這些問題可發現汽車內部通訊的整合能減少複雜度且降低成本。

本子計劃提出一個使用於汽車上之泛用型功率驅動電路，經由電力線通訊系統傳輸，它可以根據子計畫二的指令提供多樣化的電壓或電流的驅動曲線(Voltage/Current Driving Profile)。主要的目的與挑戰在於以單一電壓(12V)提供多樣化汽車電器所需之驅動功率且利用汽車唯一電力線來達到通訊的功能。本計劃預計採用 0.25um 高壓製程進行電路的設計、製作、與量測。初步以提供 2A 的電流爲目標驗證可行性。

電力線通信系統及可程式功率積體電路是本計畫的二個特點。其工作機制在於利用汽車內部必定具備的電力線傳送訊號到一個可程式的功率積體電路，根據所接受的指令，產生所需要的驅動信號，來驅動被控制的元件。舉凡車用燈具所需的閃爍頻率或亮暗程度、馬達驅動的電流大小與驅動曲線、或電子組件的直流電壓，均可以由此電路提供。如此則能大大的簡化所需之零件、減少線路複雜度並降低所需零件的成本，達到環保與節能的功效。

我們於計劃中使用 LIN 協議的主從架構。並透過直接序列擴頻 (DSSS) 調製技術的收發器設計來防止噪聲對控制信號的影響。其編碼是由可用於 802.11 無線擴頻序列信號控制數據的 11 位巴克碼組成。而具有 3 個時脈的時脈資料恢復電路 (CDR)，包含三個階段，它將跟踪發射機 (TX) 和接收器 (RX) 之間的頻率錯誤。最後由 32 位的串列信號至後端控制電路，控制 PWM 的執行情況。全系統以實現一個原型車電力線通訊網絡包含本計畫電路和 FPGA 進行電路驗證。

本計劃所產出的可程式功率驅動積體電路預計可以達到以下之輸出，一、電壓可程式的直流電源以提供電子組件電源，二、頻率、電壓可程式的交流信號以控制燈具的閃爍與亮度，三、功率曲線可程式之馬達驅動電流以驅動馬達。俱備了以上三種功能，多數的汽車電器裝備將可以由此一積體電路驅動。

英文摘要： Development of Automotive electronics technology in recent years. The electronic devices has become the basic of car. With the internal path more than several hundred of the wires. Today, the energy policy and promote environmental is very important. The new one like BEV or HEV car use more than 80% of the electronic devices, making the total length more then 1,000 meters. A combination of power line and communication decrease the

complexity of the communication network and make cost down.

This project proposes an universal power driving circuit for automobile applications. It can produce the desired voltage or current driving profile, according to the command. The main purpose is to provide multiple driving needs from a single DC power source. This project will use 0.25um technology to design, manufacture, and measure the chip. The tentative goal is to provide 2A of driving current for the feasibility study purposes.

The distinguishing feature is the programmability and power line communication. According to the command by the power line network, it can produce the driving signal to driver the driven devices. Not only the flickering frequency and brightness of the light but also the motor driving power profile can be provided by the circuit. As a result, the cost of the device can be reduced significantly.

Our concern is to use LIN protocol architecture of master and slave. The transceiver design with Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) modulation technology be used to prevent the influence of noise on control signal. With encode the signal of control data by 11-bit Barker code, which also can be used to 802.11 wireless spread spectrum sequence. The early and late phase of the clock data recovery circuit which has three phases, that it will tracking frequency error between the transmitter (TX) and receiver (RX). By the 32-bit serial signal and back-end control circuit, implementation of transmission and PWM control. A prototype vehicle power line communication network realized and verified by FPGA and the proposed circuit.

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫 成果報告
 期中進度報告

具通信功能之車用功率系統晶片

計畫類別： 個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC 97-2220-E-009 -047 -

執行期間：97 年 8 月 1 日 至 100 年 7 月 31 日

執行機構及系所：交通大學電控所

計畫主持人：蘇朝琴

共同主持人：洪浩喬、蕭得聖

計畫參與人員：楊澤勝、黃順煜、李佳容

成果報告類型(依經費核定清單規定繳交)： 精簡報告 完整報告

本計畫除繳交成果報告外，另須繳交以下出國心得報告：

赴國外出差或研習心得報告

赴大陸地區出差或研習心得報告

出席國際學術會議心得報告

國際合作研究計畫國外研究報告

處理方式：除列管計畫及下列情形者外，得立即公開查詢

涉及專利或其他智慧財產權， 一年 二年後可公開查詢

中 華 民 國 100 年 10 月 28 日

目錄

目錄.....	i
研究計畫中文摘要.....	ii
研究計畫英文摘要.....	iii
一、前言.....	1
二、研究目的.....	2
三、文獻探討.....	4
四、研究方法.....	9
(一)子計畫一：車用電源線通訊系統之類比前端積體電路設計(洪浩喬).....	9
(二)子計畫二：具有即時路況適應能力與最小耗能之輪內馬達驅動控制(蕭得聖).....	23
(三)子計畫四：多功能車用功率積體電路(蘇朝琴).....	28
五、結果與討論.....	44
參考文獻.....	48
國科會補助專題研究計畫成果報告自評表.....	51
國科會補助計畫衍生研發成果推廣資料表.....	52

研究計畫中文摘要

具通信功能之車用功率系統晶片

近幾年由於汽車電子技術已有長足的發展，各種電子週邊設備也成為了汽車的基本功能，這樣的條件下也表示著汽車內部有超過數百條以上長短不一的導線。隨著能源政策及環保意識的推動，全電動方式的電動車已是未來趨勢，而電子設備的使用更達 80% 以上，使得導線總長度更可能超過 1000 公尺以上，從這些問題可發現汽車內部通訊的整合能減少複雜度且降低成本。

本子計劃提出一個使用於汽車上之泛用型功率驅動電路，經由電力線通訊系統傳輸，它可以根據子計畫二的指令提供多樣化的電壓或電流的驅動曲線(Voltage/Current Driving Profile)。主要的目的與挑戰在於以單一電壓(12V)提供多樣化汽車電器所需之驅動功率且利用汽車唯一電力線來達到通訊的功能。本計劃預計採用 0.25um 高壓製程進行電路的設計、製作、與量測。初步以提供 2A 的電流為目標驗證可行性。

電力線通信系統及可程式功率積體電路是本計畫的二個特點。其工作機制在於利用汽車內部必定具備的電力線傳送訊號到一個可程式的功率積體電路，根據所接受的指令，產生所需要的驅動信號，來驅動被控制的元件。舉凡車用燈具所需的閃爍頻率或亮暗程度、馬達驅動的電流大小與驅動曲線、或電子組件的直流電壓，均可以由此電路提供。如此則能大大的簡化所需之零件、減少線路複雜度並降低所需零件的成本，達到環保與節能的功效。

我們於計劃中使用 LIN 協議的主從架構。並透過直接序列擴頻 (DSSS) 調製技術的收發器設計來防止噪聲對控制信號的影響。其編碼是由可用於 802.11 無線擴頻序列信號控制數據的 11 位巴克碼組成。而具有 3 個時脈的時脈資料恢復電路 (CDR)，包含三個階段，它將跟踪發射機 (TX) 和接收器 (RX) 之間的頻率錯誤。最後由 32 位的串列信號至後端控制電路，控制 PWM 的執行情況。全系統以實現一個原型車電力線通訊網絡包含本計畫電路和 FPGA 進行電路驗證。

本計劃所產出的可程式功率驅動積體電路預計可以達到以下之輸出，一、電壓可程式的直流電源以提供電子組件電源，二、頻率、電壓可程式的交流信號以控制燈具的閃爍與亮度，三、功率曲線可程式之馬達驅動電流以驅動馬達。俱備了以上三種功能，多數的汽車電器裝備將可以由此一積體電路驅動。

關鍵詞：功率積體電路、系統晶片、車用電子、馬達驅動、直流電壓轉換

研究計畫英文摘要

Automobile Power System IC With Communication

Development of Automotive electronics technology in recent years. The electronic devices has become the basic of car. With the internal path more than several hundred of the wires. Today, the energy policy and promote environmental is very important. The new one like BEV or HEV car use more than 80% of the electronic devices, making the total length more then 1,000 meters. A combination of power line and communication decrease the complexity of the communication network and make cost down.

This project proposes an universal power driving circuit for automobile applications. It can produce the desired voltage or current driving profile, according to the command. The main purpose is to provide multiple driving needs from a single DC power source. This project will use 0.25um technology to design, manufacture, and measure the chip. The tentative goal is to provide 2A of driving current for the feasibility study purposes.

The distinguishing feature is the programmability and power line communication. According to the command by the power line network, it can produce the driving signal to driver the driven devices. Not only the flickering frequency and brightness of the light but also the motor driving power profile can be provided by the circuit. As a result, the cost of the device can be reduced significantly.

Our concern is to use LIN protocol architecture of master and slave. The transceiver design with Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) modulation technology be used to prevent the influence of noise on control signal. With encode the signal of control data by 11-bit Barker code, which also can be used to 802.11 wireless spread spectrum sequence. The early and late phase of the clock data recovery circuit which has three phases, that it will tracking frequency error between the transmitter (TX) and receiver (RX). By the 32-bit serial signal and back-end control circuit, implementation of transmission and PWM control. A prototype vehicle power line communication network realized and verified by FPGA and the proposed circuit.

The proposed programmable power driving circuit is able to produce the following outputs. The first one is the voltage programmable DC power source for electronic equipment, The second one is frequency and voltage programmable for light control. The third one is the power driving profile programmable motor driver. With the above three functions, the majority of the electrical parts in automobile can be driven by this circuitry.

Key Words: Power IC, SoC, Automobile Electronics, Motor Driver, DC Converter

一、前言

由於科技的進步，汽車的結構日益複雜，越來越多的電子產品被使用在汽車上面。複雜的如 DVD 影像播放器、GPS 導航系統、汽車前後防撞雷達、恆溫獨立空調等等，簡單的如 LED 尾燈、迎賓車門燈、電動天窗、電動窗、電動座椅等等，都可以看到電的影子。平價的車子，電子所佔的汽車成本比重約為 15~25%，而高級車可以佔到超過 50% 的汽車成本。這顯示汽車電子的重要性逐年攀升。

更有甚之全球的石油供給量越來越吃緊，預估在 2050 年將耗盡所有的石油，能源危機的不僅不會疏解，反而會越來越重。油電混合車只是過渡時期的產品，氫燃料車又還不成熟，未來的車可能還是比較可能採用全電動方式。如之前在美國加州發表的 Tesla 就是一台全電動的跑車，售價十萬美元，其中的馬達與電源總成由台灣製作。到了電動車的年代，電器設備的使用就會更高，將會達 80% 以上。相較於週邊設備，還有一個重大問題就是保障行車安全，避免在惡劣環境下，例如濕滑的路面等，造成車輛打滑失控，主動式車輛安全系統亦日漸受到重視，相關的技術如防鎖死剎車系統(Antilock Braking System, ABS)、牽引力控制系統(Traction Control System, TCS)、電子穩定控制(Electronic Stability Control, ESC)等均已實現於現有車輛上。由於電動車驅動方式的更新，除了帶來節能效益之外，亦使得車輛安全系統有嶄新的設計方式。

下圖所示為一個電相關的基本系統，每一個開關、燈具、驅動點，都有一條特定的導線或匯流排，將指令由開關處傳送至儀表板，然後再將動作指令傳到受驅動點。據統計汽車的總共有超過 300 條以上長短不一的導線，複雜的高級轎車甚至有超過 500 條的導線，總長度超過 1000 公尺。以電動窗為例，它就有一條線拉到電動窗的開關處，將開關的指令傳至儀表板後方，再把指令由另一條專線傳至該電動窗，方向燈與車頭燈亦有相同的機制。這些來來回回的線路，使得汽車的繞線非常的複雜。不僅造成維修的困難，也是可靠度一個非常大的威脅。

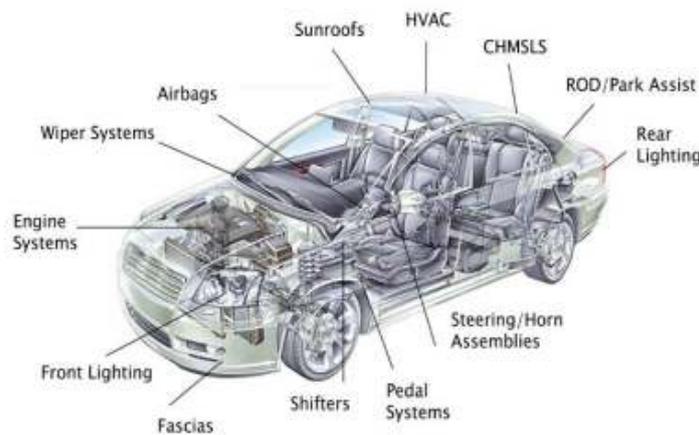


圖1. 汽車電系統示意圖

下圖所示為汽車電路線的示意圖，實際的複雜度遠超過此一圖示。複雜的繞線，除了提高生產成本與增加維修困難外，也嚴重的影響汽車的可靠度。統計資料顯示，多數的汽車故障與電路系統相關。此一觀察引發了本計畫的構想。

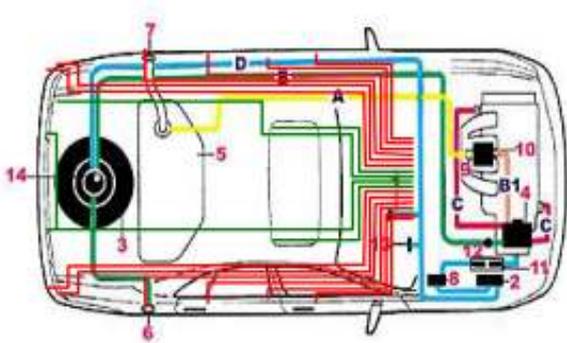


圖2. 汽車電路導線佈局示意圖

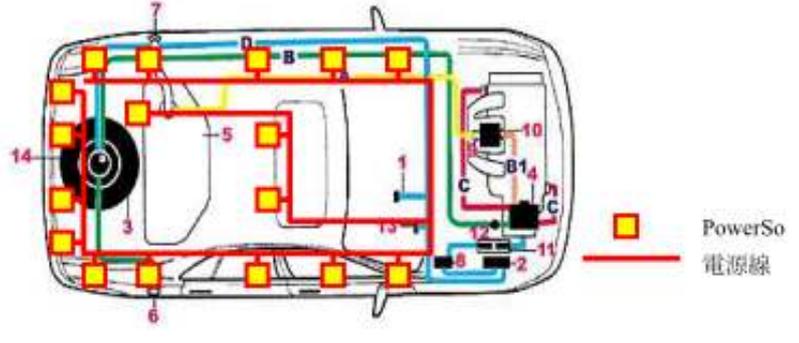


圖3. 本計畫之汽車電路導線佈局示意圖

本計畫提出一個汽車專用的電源線通訊技術，並結合可程式的功率積體電路，根據所接受的指令，產生所需要的驅動信號，來驅動被控制的元件。以燈具控制而言，方向燈、煞車燈、車內燈、倒車燈、緊急燈等，均有不同亮度與閃爍頻率的需求，LED 與傳統燈泡亦有不同之驅動電壓與模式。以馬達驅動而言，自動車窗馬達、電動座椅、天窗馬達、天線馬達、甚至汽車驅動馬達等，亦有不同的驅動能力與模式。本計畫提出的汽車功率 SoC，能夠經由電源線來傳送指令，並且根據所接收到的指令，調整輸出的電壓電流大小、閃爍頻率、甚至到馬達驅動的電壓電流曲線 (Voltage/Current Profile)。如此，多數的車上電器裝備，都可使用此一晶片進行驅動，而汽車也只會有一條電源線，更有甚之，此電源線為單一條串聯線，不需要向傳統的平行佈線方式。如此則能大大的減少佈線的使用，也能夠提昇汽車的可靠度，降低汽車的生產成本。下圖所示為一個利用本技術所產出的汽車佈線示意圖。

二、研究目的

(一)子計畫一：車用電源線通訊系統之類比前端積體電路設計(洪浩喬)

本計畫提出一個汽車專用的電源線通訊技術，並結合可程式的功率積體電路，根據所接受的指令，產生所需要的驅動信號，來驅動被控制的元件。以燈具控制而言，方向燈、煞車燈、車內燈、倒車燈、緊急燈等，均有不同亮度與閃爍頻率的需求，LED 與傳統燈泡亦有不同之驅動電壓與模式。以馬達驅動而言，自動車窗馬達、電動座椅、天窗馬達、天線馬達、甚至汽車驅動馬達等，亦有不同的驅動能力與模式。本計畫提出的汽車功率 SoC，能夠經由電源線來傳送指令，並且根據所接收到的指令，調整輸出的電壓電流大小、閃爍頻率、甚至到馬達驅動的電壓電流曲線 (Voltage/Current Profile)。如此，多數的車上電器裝備，都可使用此一晶片進行驅動，而汽車也只會有一條電源線，更有甚之，此電源線為單一條串聯線，不需要向傳統的平行佈線方式。如此則能大大的減少佈線的使用，也能夠提昇汽車的可靠度，降低汽車的生產成本。

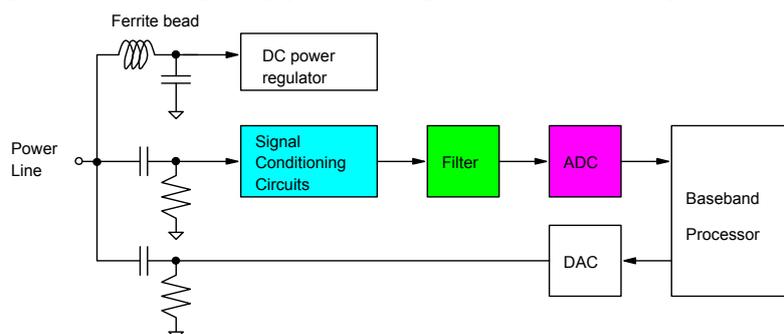


圖4. 提出之應用於車用電源線通訊系統之 transceiver 的基本架構

圖 4 顯示本子計畫所提出之應用於車用電源線通訊系統之 transceiver 的基本架構。其包含一 signal conditioning circuits、an anti-aliasing filter、一個類比數位轉換器(ADC)、與一個數位類比轉換器(DAC)。對發射端(transmitter end)而言,通訊訊號經由基頻處理器(baseband processor)處理後,送至 DAC 轉成類比訊號,再藉由 AC coupling 電容耦合至 DC power line 上。對接收端(receiver end)而言,先藉由 AC coupling 電容將電源線上之通訊訊號的共模訊號調整至適當位準後,再經 signal conditioning circuits 與 anti-aliasing filter 處理,將訊號調整至適當位準並將雜訊作初步濾除,最後將輸出送至 ADC 轉成數位訊號後,再交由基頻處理器處理。

經初步估算,ADC 的規格需具備 10 位元解析度與 10MS/s 的取樣率。對於如此的規格而言可能的 ADC 架構包含管線式(pipelined)類比數位轉換器與循序逼近式(successive approximation, SA)類比數位轉換器。然而,受限於電池的有限容量,我們必須儘可能降低各元件的功耗。管線式類比數位轉換器與積分式調變器皆需要運算放大器作為基本元件所以其耗能較高。另一方面,循序逼近式類比數位轉換器不需要高效能的運算放大器,因此可以大幅降低類比數位轉換器的功耗。要同時達到低耗能與高精準度對傳統的循序漸近式 SAR ADC 設計來說是非常困難的,這是由於傳統設計使用了二進位加權電容陣列來實現所需的 DAC,所以 ADC 的整體效能會被 DAC 的線性度給限制住了。為解決 DAC 中電容由於製程的不精準度所造成整體 ADC 的效能下降,我們提出一嶄新的前景校正方法,藉由所提出的校正演算法可發現各個電容之間的比例誤差並且加以數位量化,並在最終轉換後依所的數位誤差碼修正輸出碼,如此便可提升 SAR ADC 的精準度,又可同時達到超低耗能的要求。所需的額外硬體皆為數位電路,因此具備高良率的特性。

(二)子計畫二：具有即時路況適應能力與最小耗能之輪內馬達驅動控制(蕭得聖)

本研究之目的有二：利用輪內馬達之力矩與轉速資訊,發展即時輪胎摩擦力估測法則,可作為回授控制或車輛安全監控使用。其次,利用最佳化演算法將車輛前進與轉向所需之力量合理的分配至每個輪胎,藉由輪胎力量之估測值,設計控制法則操控輪內馬達力矩與輪胎轉向角,產生所分配的輪胎摩擦力,從而增進車輛駕駛之安全性與操控性。

(三)子計畫四：多功能車用功率積體電路(蘇朝琴)

基本上汽車上的電源有三大用途：

- A. 提供燈具照明電源：包含頭燈、車內燈、方向燈、剎車燈等。此一電源可以是穩定的直流電源,或者是不同閃爍頻率或不同亮度的電源信號。
- B. 提供馬達驅動電源：包括電動窗、電動天線、後視鏡、電動座椅等馬達驅動電源,其各有不同的驅動能力與驅動模式。
- C. 提供電器設備直流電源：包括 AM/FM、CD/DVD、GPS、或是車用的其他電氣設備如眾多的感測元件與微處理器,它們通常透過 DC/DC 轉換器提供穩定的直流電源 3V/5V/9V。

燈具照明可以依不同的用途與時機,會有不同的亮度與閃爍的頻率。以閃爍頻率而言,方向燈、臨時停車、與緊急信號的閃爍頻率會有所不同。以亮度而言,白天、晚上的燈光亮度亦必須有所調整,以適應當時的整體環境。目前的作法都是以多個單一功能的燈具,來實現多重功能。例如煞車燈、尾燈、方向燈、倒車燈等都是獨立的燈具,雖然可能放在同一個盒箱內。

馬達驅動的使用隨著汽車配備的增加也越來越多,從早期的電動窗、天窗,天線,到現在的電動座椅、車門、行李箱門、加油孔的開啟甚至關閉都已經透過馬達為之。到了油電混合甚至全

電動車，連車輪都由馬達帶動。傳統上，馬達的驅動都有各自的驅動電路，以因應各自的驅動模式與驅動能力。如此造成相當多的重複配置。

電器設備的直流電源供應多數由一顆 DC-DC Converter 將 12V 降壓至 3V/5V/9V，提供電子設備所需之電源，由於汽車上使用的感測元件與控制點越來越多，先進汽車可能有 50 個以上的控制點，所需要的功率電子元件也成比例的增多。由於電子產品所需的電源電壓會因年代與技術有所差異，因此功率電子的使用也相當的多樣化。

結合 Power IC 與 Power Line Communication (PLC) 的系統晶片，以提供汽車所需的電源管理、功率驅動與相關周邊的資料傳輸。透過電源線整合所有資料傳輸與功率驅動。可大幅簡化汽車內部設計的複雜度並降低製作成本，是必要且合適的技術。因此本整合型計劃的主要目的在提出一種可靠的通信技術，使用車輛上的電池電源線傳輸控制信號，並整合各式電子控制系統，成為具有智慧型功能的單一晶片，藉以控制車輛內部的各式設備的操作，包括馬達電動窗、車座椅、Air Bag、ABS 系統、自動偵測系統、各式燈具、音響等設備，減少車輛不必要的配線，節省成本，降低耗能及系統面積，達到環保節能的要求。

三、文獻探討

(一)子計畫一：

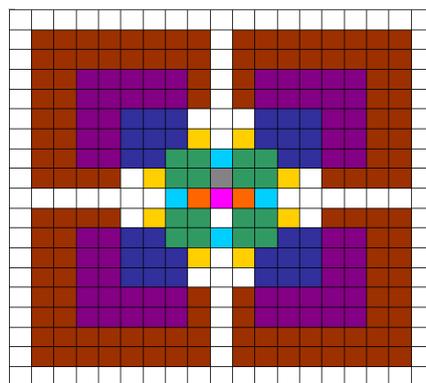
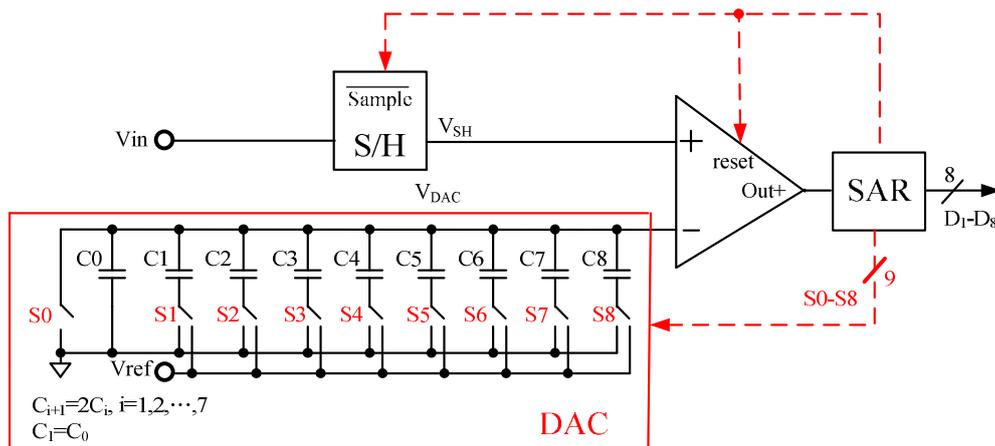


圖5. 傳統八位元循序漸近式類比數位轉換器與其對稱中心電容佈局架構

傳統的 SAR ADC 架構如圖 5，我們以八位元之 SAR ADC 舉例，為了解決電容之間不匹配的效應，所以通常採用中心對稱式的佈局，以期望能使誤差作常態分布，把電容的影響最小化，ADC

之精準度最大化。

但是此種佈局方式僅能解決 2-D 的不對稱問題，但是實際晶片完成後的電容不匹配效應是無法被解決的。所以我們利用不同的切換方式找出電容之間的誤差量，而且我們只需要一個參考電壓就可以將電容過大／過小所造成的誤差量給數位化，之後儲存在暫存器中，每次轉換過程中分別補償所使用到的電容所造成的電容誤差偏移量，最後得到準確的轉換結果。

使用全差動式的電路架構，能夠使類比電路之共模(common-mode)雜訊降低，因此，若能在全差動式類比數位轉換器中加入此演算法，相信一定能大大提升此類比數位轉換器的效能。在先進製程的發展下，SAR ADC 也可以在高速的取樣頻率下操作，速度接近 pipelined ADC 架構。並且在相同準確度的要求下，SAR ADC 具有低耗能的優勢。

另一方面，transceiver 所需之 DAC 至少要具備 10 位元解析度與 10MS/s 的取樣率方能提供所需的通訊頻寬。一般常見的數位類比轉換器包括了電阻式、電容式與電流導向式，然而，前兩種使用運算放大器之電阻式和電容式數位類比轉換器很難推動低電阻負載，故我們預計採用電流重新導向式(current-steering, CS)的數位類比轉換器架構來實作，其偏壓電流只有一種流向：流向負載。可知其電流轉換效益為 100%，可以產生足夠大的電流去推動高負載。因此，在高速的應用中使用電流導向式數位類比轉換器是一個很好的實現方式。

(二)子計畫二：

1. 輪胎摩擦力估測之相關研究

Muller et al[32]的研究中，大致上把摩擦力的估測分成兩大部分，第一大部分就是研究造成摩擦力改變的因素，進而推得摩擦力，這種估測方式稱為基於原因(Cause Based)的估測。Bachmann[33]的研究中就使用了胎壓感測器加上分析輪胎的材質與溝痕形狀來進行估測，而 Eichhorn and Roth[34]使用了特別的光學與薄膜感測器來觀察輪胎與路面接觸時的胎面耗損變化，再利用系統鑑別的技术來建立車胎的摩擦力模型，而在 Breuer et al[35]的研究中，在車胎附近裝上一光學感測器，此光學感測器是用來分析車輛行經路面的路面狀況，再利用路面狀況與輪胎的特性來做摩擦力的估測，這些研究中都有一個共通點，就是研究者會利用各種不同的感測器來測量一些較難得到的輪胎特性，這些感測器取得不易，一些化學上的分析也不利於即時的摩擦力估測。

另外一種估測方式就是研究摩擦力造成的影響，此類方式稱為基於影響(Effect based)的估測，此方法中又可以細分成三大子類，前面兩大子類為分析摩擦力造成的輪胎形變和分析車胎與路面間摩擦力造成的雜音，Hollingum[36]的研究中就使用音訊的感測器來分析車輛行駛時車胎的雜音，Bekker et al[37]也研發出了可以放置於輪胎內，測量輪胎形變量的感測器，利用此感測器所提供的形變資訊，就可以求得欲得知的摩擦力。

基於影響的估測方式的第三個子類別，稱為基於滑動(slip based)的摩擦力估測方式，主要是在分析滑動(slip)與摩擦力之間的關係。所謂的滑動可以分成縱向的滑動與側向的滑動，在縱向的滑動上為輪胎前進速度與車輛質心前進速的差值作正規化(normalize)，此物理量稱為滑動比(Slip ratio)，如(1)式；

$$\lambda = \frac{V - r\omega}{\max(V, r\omega)} \quad (1)$$

其中 V 為車速，r 為輪胎半徑， ω 為輪胎轉速。

另外一種側向上的滑動為車輛轉向時，車胎胎面朝向與速度朝向間的角度差，稱為側滑角(Slip angle)，如圖 6。滑動比與縱向力，側滑角與側向力間之關係為非線性，在一開始的線性區時，當

滑動越來越大，摩擦力也就越來越大，但是滑動比到一個極值時，摩擦力也會跟著達到最大上限，而後隨著滑動的增加，摩擦力會慢慢遞減，而通常摩擦力極值會隨著車輛負載與行經路面的摩擦係數(μ)的不同而有所改變，摩擦係數是表示路面材質不同的參數，通常越粗糙或越乾燥的表面摩擦係數越大，越光滑或越濕潤的表面摩擦係數越小，一般柏油路面的摩擦係數大概為 0.85，而下雨天時的柏油路面大概為 0.65，當車輛負載與路面摩擦係數越大時極值越大，反之則越小，輪胎摩擦力對滑動比與側滑角之關係如圖 7 所示。

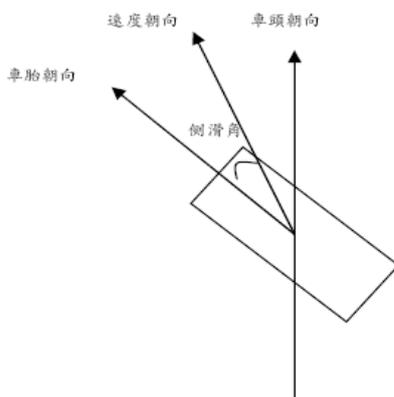


圖6. 側滑角示意圖

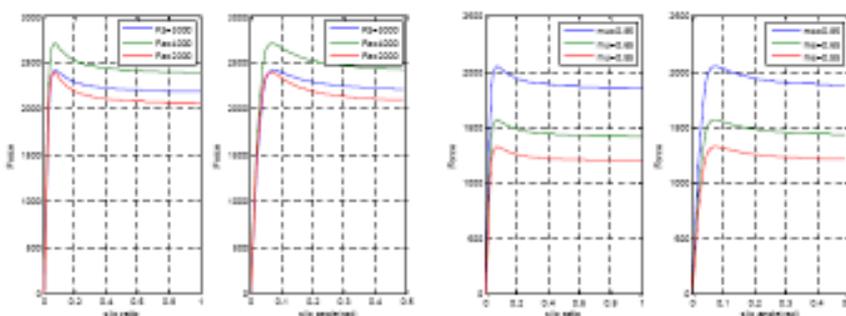


圖7. 從左至右：縱向摩擦力與車輛負載關係、側向摩擦力與車輛負載關係、縱向摩擦力與路面摩擦係數關係、側向摩擦力與路面摩擦係數關係

滑動比與側滑角被視為車體的動態，是因為摩擦力造成車輛行駛狀況改變時，滑動比與側滑角也會跟著改變，所以如果可以求得滑動比或是側滑角，則可以利用滑動比和側滑角與摩擦力曲線來獲得摩擦力資訊，在 Dieckmann[38]的研究中，就是利用已知的摩擦力曲線參數搭配滑動比或側滑角的估測來求得摩擦力，Gustafsson[39]與 Hwang and Song[40]分別是研究車輛加速與緊急煞車時的摩擦力估測，Hwang and Song [40]也進一步利用了摩擦力曲線中摩擦極值的估測來確保煞車系統能提供的最大煞車力道。另外在 Hanh[41]的研究中，為了求得準確的滑動比與側滑角，使用了全球定位系統(GPS)與差分式全球定位系統(DGPS)來取得車輛位置與速度的精確資訊，再利用高階摩擦力曲線來求得摩擦力。

Ray[42]建立了一個各種摩擦係數的路面下，車輛行駛狀況的資料庫，之後再進行即時估測時比對行駛狀態與資料庫的內容相符程度來決定目前車輛所行駛的路面摩擦係數。Tsunashima et al[43]與 Ray[42]方法類似，也是將資料庫與行駛狀況利用多模型逼近(Multi- Model Approach)的方

式來比對屬於哪一個路面摩擦係數情況的機率較大。Ray et al[44]提出了使用車輛動態方程式作估測依據，Ray et al[44]認為摩擦力是一動態方程式中的狀態，並且假設摩擦力的二次微分為高斯雜訊，再利用觀察器(Observer)來做估測。而 Baffet[45]是將摩擦力視為輪胎剛度與滑動比的乘積，當摩擦力曲線在線性區時，輪胎剛度不變，而曲線離開線性區後就視為輪胎剛度的改變，Baffet[45]也是將輪胎剛度視為車輛動態方程式裡的狀態，且一次微分為高斯雜訊，再利用順滑模式觀測器(Sliding Model Observer)來做估測。

Canudus et al[46]的論文中，直接建立了輪胎的動態方程式，此動態方程式稱為 LuGre Model，其動態方程式為形變量的一次微分與形變量、車速、滑動比、側滑角、輪胎剛度間的微分方程式，再利用型變量與車輛負載來求出摩擦力。

上述的研究中，基於原因的摩擦力估測方式大多會使用很多化學分析來分析輪胎的特性，但是化學分析只是分析特定的輪胎，當車輛換上其他輪胎便不再適用，所以利用化學分析的摩擦力估測方式並不強健，也不利於即時的分析。而在基於影響的方法利用特殊的感測器來測量輪胎的形變或是胎壓的變化，但是這些感測器的價位很高，一般也不容易取得，所以不利於廣泛運用。另外在基於滑動的摩擦力估測中大多會建立摩擦力對滑動比或側滑角的模型，再來估測滑動比與側滑角來推算摩擦力，但是想要得知此模型大多還是靠著物理或是化學的分析得知模型的參數，或是利用系統鑑別的方式建立此模型，上述這些輪胎模型建立的摩擦力分析方式，也只試用在已分析過的輪胎上，因此當行駛中輪胎特性發生了改變，建立出來的輪胎模型也失去了正確性。本研究將提出一個可以即時估測摩擦力的方法，此方法不需要得知輪胎的模型，只需利用感測器所提供的資訊搭配上車體的動力學方程式來就可求得摩擦力，使用的感測器也是一般市面上容易取得的感測器。在[44][45]的研究中雖然未利用輪胎模型來求得摩擦力，但是使用的車輛模型是簡化過的腳踏車模型(Bicycle model)，此模型只考慮左右輪的合力，所以在這些方法中無法求得車輛每顆輪胎個別的摩擦力，若可以得知各輪胎所受之摩擦力，就可以針對個別輪胎當下的路面狀況做不同的控制，所以在本研究中利用了車輛輪胎本身的摩擦力圓的特性，就可以得知每顆輪胎所受的摩擦力大小。另外車輛本身的參數也會有不確定的情況，像是車輛在行使時會有乘載數的問題，乘載數的不同，全車的重量也會改變，進而影響到摩擦力的估測，或是車輛本身的轉動慣量、車長與車寬也會隨著每輛車的不同而有所改變，所以本研究也會針對車輛的參數做估測來確保摩擦力估測的穩健性。

2. 車輛側向控制系統之相關研究

有關車輛側向控制的相關研究相當豐富，在此僅介紹四輪轉向(Four-wheel steering, 4WS)控制與直接橫擺力矩控制(Direct Yaw Control, DYC)法。Furukawa et al.[47]將 4WS 控制策略大略分成兩種：前饋(Feed-forward)補償與回饋(Feedback)補償；且提到 4WS 減小質心側滑角的控制器設計，利用比例控制器使得車輛穩態質心側滑角為零。Ackermann[48]提出一去除橫擺角速度(Yaw rate)對前輪側滑角影響的解耦合控制策略。此控制策略設計使駕駛者只需控制車輛前輪軸側向加速度 a_f ， a_f 對後輪轉向變為不可控(Uncontrollable)。V.Nikzad. S. and M. Naraghi 在[49]中提到兩種 4WS 控制架構：單轉向控制(Single Steering Control)與雙轉向控制(Dual Steering Control)。單轉向控制前輪轉角由駕駛者控制，只有後輪轉角是由控制器控制，所以控制器只能選擇控制車輛橫擺角速度或側向速度其中之一的狀態，不過好處就是控制器的實現與設計較為容易；雙轉向控制則是控制器可以控制前、後輪轉角，故可以同時控制車輛橫擺角速度與側向速度。

直接橫擺力矩控制是靠車輛左右兩側輪胎縱向力差來產生橫擺力矩達到控制之目的，大致被分為兩種控制型式：質心側滑角型式(Side-slip type)、橫擺角速度型式(Yaw rate type)。Shibahata et

al.[50]提出”β-Method”，探討質心側滑角對由前、後輪側向力產生的橫擺力矩改變之影響。指出當車輛維持一同心圓轉向時，橫擺力矩若由不平衡的輪胎側向力產生會造成車輛縱向加速或減速。Masato Abe 在[51]提出設計順滑模態控制器來跟隨 2DOF 線性車輛模型的質心側滑角響應，從順滑條件以及車輛動態方程式，設計出橫擺力矩控制輸入，其控制輸入，設計會和前、後輪側向力及其對輪胎側滑角偏微之斜率有關，故有假設一非線性輪胎模型用來計算。Raksincharoens et al.[52]利用 DYC 控制策略控制車輛跟隨其設計所需的橫擺角速度，橫擺力矩控制輸入是由後輪左、右側縱向力的差產生。所需的橫擺力矩是由橫擺角速度參考值透過橫擺角速度對橫擺力矩的反轉移函數計算而得。Esmazadeh et al.[53]提出分析線性二次最佳化問題(LQ problem)求解 DYC 控制輸入，跟隨所需的橫擺角速度。Mirzaei [54]為了維持車輛的動態，跟隨所需的橫擺角速度與質心側滑角，設計一線性二次最佳化問題，求解最小之橫擺力矩控制輸入以達到控制目的。

(三)子計畫四：

電器設備的直流電源供應多數由一顆 DC-DC Converter 將 12V 降壓至 3V/5V/9V, 提供電子設備所需之電源，由於汽車上使用的感測元件與控制點越來越多，先進汽車可能有 50 個以上的控制點，所需要的功率電子元件也成比例的增多。由於電子產品所需的電源電壓會因年代與技術有所差異，因此功率電子的使用也相當的多樣化。

基本上，利用 PWM 為基礎的 DC/DC Converter 基本電路，可以分為下面幾種類型：

- Buck Converter
- Boost Converter
- Buck-Boost Converter
- CUK Converter
- Fly Back Converter
- Forward Converter

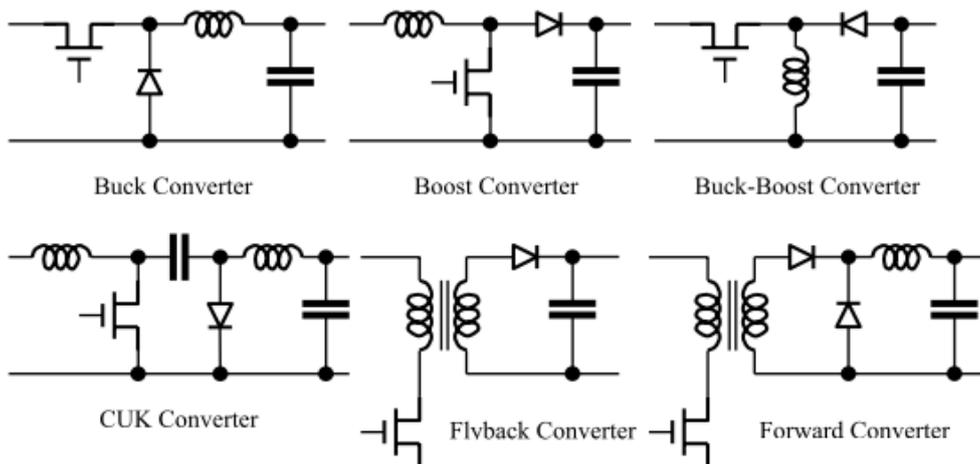


圖8. DC/DC Converter 分類

其中以 Buck Converter 為最基本的形式，其 Voltage Ratio 亦最為線性。Boost Converter 提供大於 1 的 Voltage Ratio，Buck-Boost Converter 則結合 Buck 與 Boost 的兩種特性，提供所有可能的 Voltage Ratio，他的缺點則在於非線性的 Voltage Ratio。Voltage Ratio 為 PWM Duty Cycle 與輸出電壓的關係。以 Buck Converter 為例，VoltageRatio = DutyCycle*V_S，因此為線性的關係。

CUT Converter 與 Buck-Boost 相似，可以提供大於一與小於一的 Voltage Ratio。但是在轉換的時候沒有脈衝電流，減少功耗也降低電路的耐壓需求。Flyback 與 Forward Converter 則提供隔離的電源，可以有效隔離來自電源端的雜訊。

若就汽車環境而言，多數的電壓屬於降壓模式，亦即 Voltage Ratio 小於一，而地線往往利用車輛的金屬車架。因此，Buck Converter 是比較適用的一種 Converter。

而馬達控制部份，下圖所示為三種基本型式，最簡的基本型如右圖所示，它有馬達驅動所會產生的所有問題與缺點。第二種形式展現於中間，當 PWM 信號處於 OFF 的階段，可以利用切換下面的開關，達到 Power Regeneration 的功能，回收電能達到節能的目的。第三種形式展現於右邊，是目前較常使用的驅動電路，除了 Power Regeneration 外，他還能夠作 Soft Switching，消除單一開關切換所會帶來的 Pulse Current (類似 CMOS Inverter 的 Short Circuit Current)。除了節能外，並有降低元件的損耗，減少電磁干擾等等的優點。

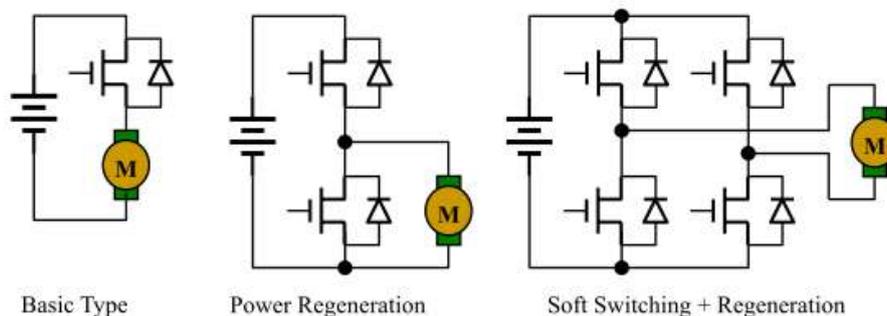


圖9. 多功能汽車功率驅動電路示意圖

四、研究方法

(一)子計畫一：車用電源線通訊系統之類比前端積體電路設計(洪浩喬)

基於上述討論，本計劃實現一個具備 12 位元解析度與 10MS/s 的取樣率的低耗能循序逼近式類比數位轉換器，以及一個具備 14 位元精確度與 100 MS/s 的取樣率的高速電流導向式數位類比轉換器，作為本子計畫所提出之應用於車用電源線通訊系統之 transceiver 的元件。以下將分別討論此 SAR ADC 和 CS DAC 的設計原理及電路實現。

1. SAR ADC 的設計與實現

由於要實現低耗能的類比數位轉換器，從各種類比數位轉換器架構上的分析，發現在中解析度(8~12 bits)的設計採用循序漸近式類比數位轉換器是最省電的架構，於是我們使用循序漸近式類比數位轉換器的架構來完成我們的類比數位轉換器。

全差動循序漸近式類比數位轉換器主要的構成元件為一個比較器，兩組具有多位元輸入能力的數位類比轉換器(DAC)，以及數位循序漸近暫存器(SAR)，而若解析度高時，通常比較器前會加上一前置放大器，圖 10 為傳統的循序漸近式類比數位轉換器架構。此架構的轉換原理主要是使用二進位搜尋演算法(binary search algorithm)的觀念，其操作方式主要分成兩個部分，分別是取樣模式及電荷重新分佈模式。

但是此架構有兩個缺點，第一點若要實現 12 位元的解析度，一組 DAC 就需要 4096 個單位

電容，面積實在太大；第二點若使用 MiM 來實現電容，製程後電容約有 0.1% 的誤差量，最小電容值假設為 C ，如要完成 12 位元，其最大的電容為 $2^{11} * C$ 其值在加上製成之後有 $\pm 0.1\%$ 的誤差，假設以誤差最大值來考慮 (-0.1%)，其最小值為 $2^{11} * C * 0.999$ ，假設其它電容為理想，其理想上 $1/2V_{ref}$ (V_{ref} 假設為 1v) 應該分到 0.5 之壓降，但因為不匹配的影響，所以只分到 0.4995，這個值和理想上的差值就為其不匹配所造成之錯誤，而這個錯誤為 0.5m-V，其值大於 $1/2LSB$ ($1LSB$ 等於 0.24m-V)。

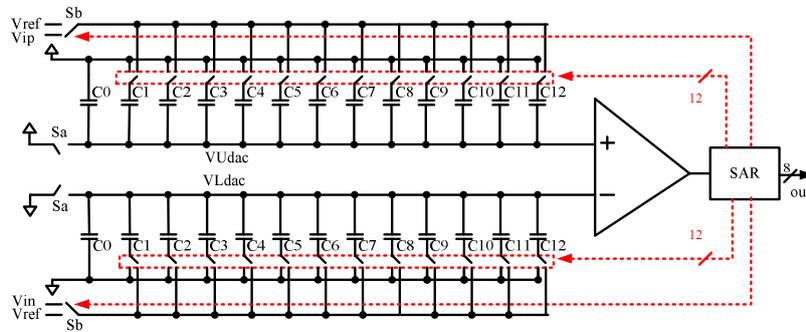


圖 10. 傳統的全差動循序近似式類比數位轉換器

因此，我們改採 split DAC 的方式來實現，電路如圖 11 所示：

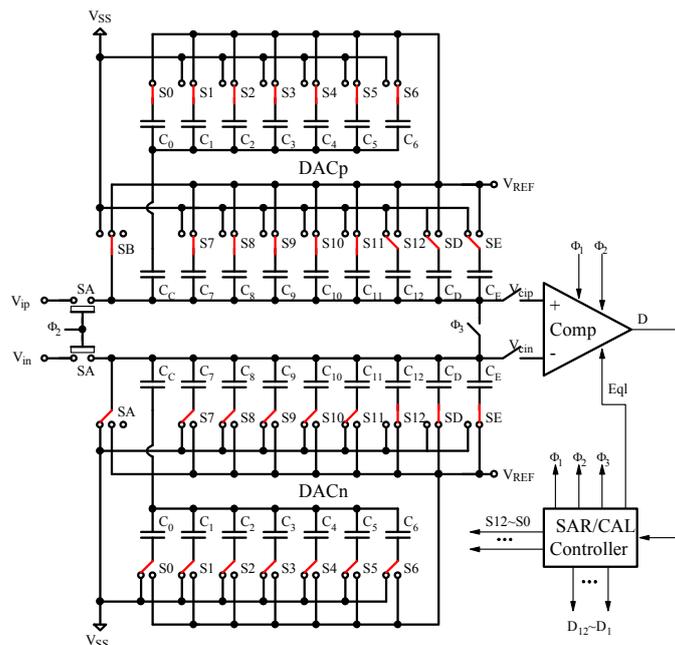


圖 11. 所提出的可校正 SAR ADC 電路

以下將對電路各個部份做詳盡介紹。

A. 取樣保持電路 (S/H)

在開關 S_N 使用 bootstrapping 的技巧，為了追求更高的線性度，故我們使用 Constant V_{gs} 的方式來提高 S/H 之線性度。

圖 12 為我們的取樣保持電路，主要的架構由一 Bootstrapping 電路將電晶體 N3 的閘極電位提升至 $2V_{DD} - \Delta V$ ，而電晶體 N10 為主要的輸入輸出開關，其當電晶體 N10 開關 ON 時，利用 N9、P1 和 C3 將 N10 的 V_{gs} 固定在 V_{DD} ，當電晶體 N10 開關 OFF 時，利用 N3、N6 和 C3 充電至 V_{DD} 。

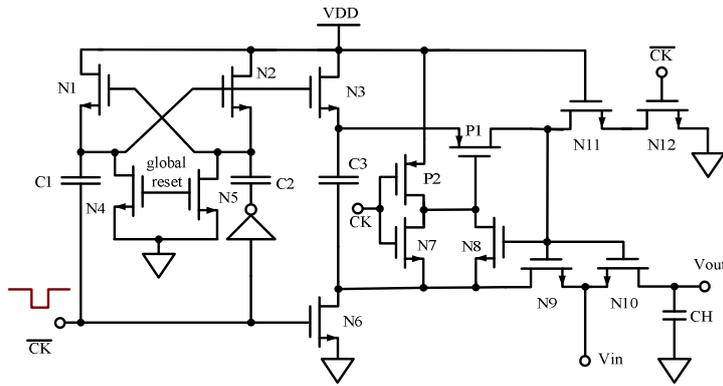


圖12. 取樣保持電路

B. 數位類比轉換器(DAC)

加權二進位電容的部分，必須去決定單位電容值，依據熱雜訊(thermal noise)的分析及製程因素所決定，而藉由我們分析熱雜訊的結果，我們發現最小的電容值只需大於 1.1f 法拉即可，但因為此值太小，受限於製程 design rules 並無法實現。因此我們依據佈局(layout)的因素來決定 C 值，最後所決定的 C 值約為 47fF。

位於前置放大器正負輸入端的兩個數位類比轉換器(DAC)，相當於一個全差動數位類比轉換器(DAC)，此 DAC 工作原理是藉由使用加權二進位電容(binary-weighted capacitor)，再藉由循序漸近暫存器所發出的一些控制信號使比較器兩端互相逼近，即是使用電荷重新分佈(charge redistribution)原理來產生 V_{Udac} 、 V_{Ldac} 電壓，藉此互相比較來決定一些控制訊號的值去產生新的 V_{Udac} 、 V_{Ldac} 。

要實現高解析度的連續漸近式的類比數位轉換器，我們使用所提出的前景(foreground)校正演算法來消除電路不匹配的影響。一開機時，電路會先進行一小段時間的電容誤差估測，以求出每一待測電容的數位誤差量。求出誤差後進入正常轉換模式，在此模式中原始的數位輸出碼中的誤差將會以數位模式消除，以得到正確的數位輸出碼。為方便說明以下以 single-ended 結構為例。我們所提出的校正方式係利用電容互相比較的關係，找出其之間相對於彼此的比例誤差，其校正切換法如下圖所示，如此便可得到一組由於 MSB 電容減少導致的誤差，我們以校正 MSB 電容之步驟為範例舉例說明之：

- 步驟一：預充 MSB 電容

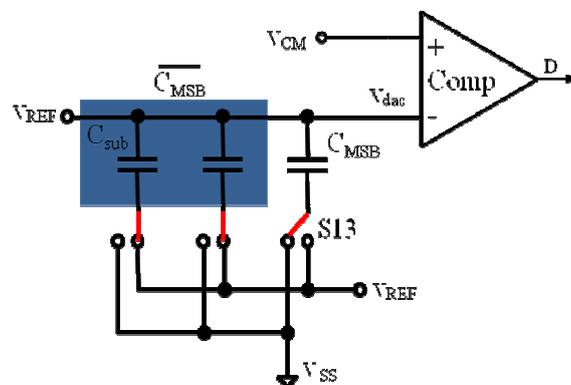


圖13. 估測因為 MSB 電容值減少引起之誤差的方法步驟一：預充 MSB 電容

此處定義：

$$\overline{C_{MSB}} + C_{MSB} \equiv C_T$$

$$\overline{C_{MSB}} = C_T - C_{MSB} = C_{MSB-1} + C_{MSB-2} + \dots + C_{sub}$$

$$C_{MSB} = \frac{C_T}{2} - \Delta C_{MSB}$$

- 步驟二：電荷重新分佈

利用控制開關將預充電荷重新分佈產生一電壓。此電壓之理想值為 $V_{REF}/2$ 。但由於 MSB 電容誤差造成此電壓不等於 $V_{REF}/2$ 。

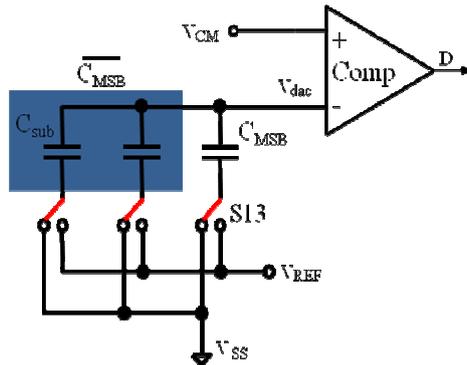


圖14. 估測因為 MSB 電容值減少引起之誤差的方法步驟二：電荷重新分佈

- 步驟三: Bit-cycling

藉由 SAR 本身的類比數位轉換能力我們可將此電壓轉換為一數位碼，此數位碼帶有 MSB 電容誤差資訊。

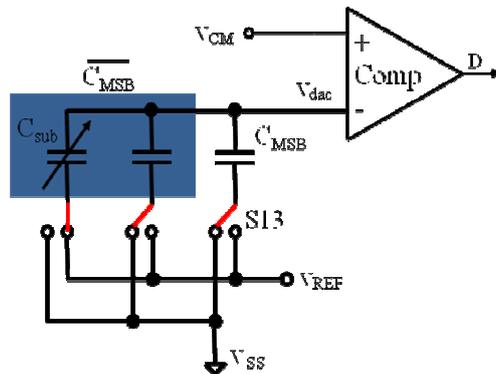


圖15. 估測因為 MSB 電容值減少引起之誤差的方法步驟三：Bit-cycling

以數學方式推導可得：

$$\frac{V_{dac}}{V_{REF}} = \frac{C_{MSB} + \Delta C_{sub}}{C_T} \rightarrow \frac{1}{2}$$

$$\frac{\Delta C_{MSB}}{C_T} = \frac{\Delta C_{sub}}{C_T} = D_E$$

因此，我們就可以得知 MSB 電容誤差量的大小。

同理，若 MSB 電容較設計值為大時我們亦可以利用類似技巧求得 MSB 電容誤差資訊。

- 步驟一：預充 MSB 電容

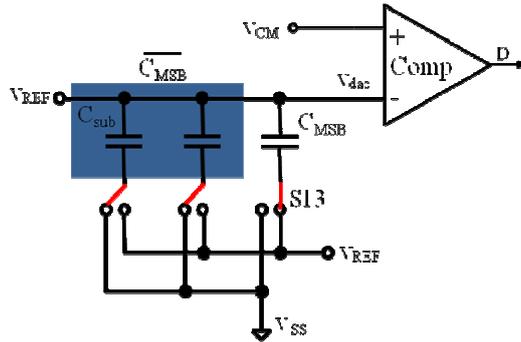


圖16. 估測因為 MSB 電容值增加引起之誤差的方法步驟一：預充 MSB 電容

- 步驟二：電荷重新分佈

利用控制開關將預充電荷重新分佈產生一電壓。此電壓之理想值為 $V_{REF}/2$ 。但由於 MSB 電容誤差造成此電壓不等於 $V_{REF}/2$ 。

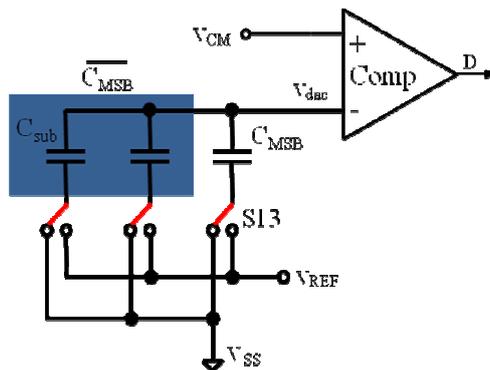


圖17. 估測因為 MSB 電容值增加引起之誤差的方法步驟二：電荷重新分佈

- 步驟三: Bit-cycling

藉由 SAR 本身的類比數位轉換能力我們可將此電壓轉換為一數位碼，此數位碼帶有 MSB 電容誤差資訊。

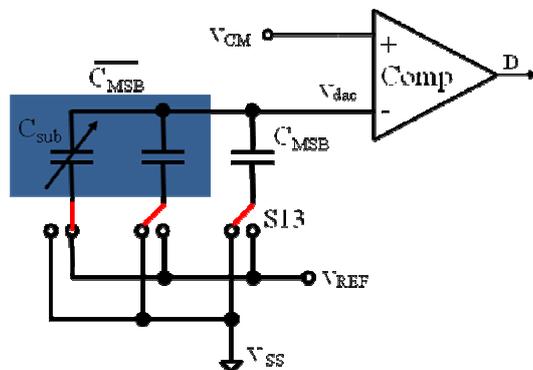


圖18. 估測因為 MSB 電容值增加引起之誤差的方法步驟三：Bit-cycling

以數學方式推導可得：

$$\frac{V_{dac}}{V_{REF}} \rightarrow \frac{1}{2} = \frac{1}{2} - \frac{\Delta C_{MSB}}{C_T} + \frac{\Delta C_{sub}}{C_T}$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta C_{MSB}}{C_T} = D_E$$

而估測其他電容的誤差方式與 MSB 類似。同時也可以利用本法估測偏移量並加以消除。最後是整體電路的校正與轉換流程圖如下：

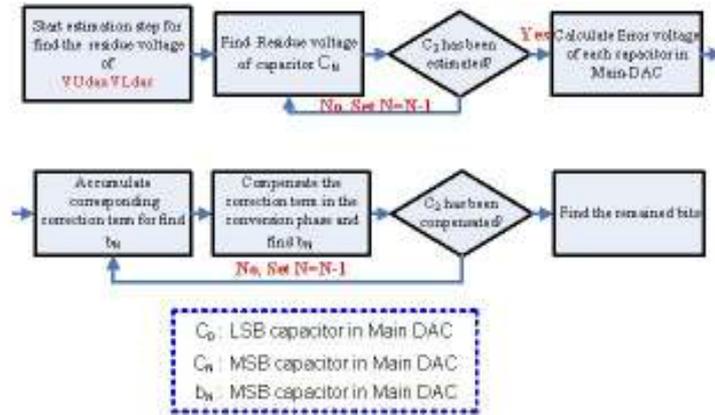


圖19. 電路校正功能流程圖

C. 比較器(Comparator)

我們的比較器架構如下圖 20，由於我們的校正演算法可以將比較器的 offset 扣除，因此我們使用最簡單的比較器設計以加快速度與降低功耗。以下將對此架構各部份做更詳細的描述。

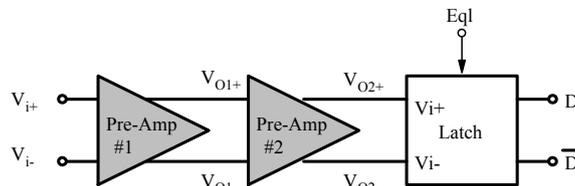


圖20. 比較器級

前置放大器電路如下：

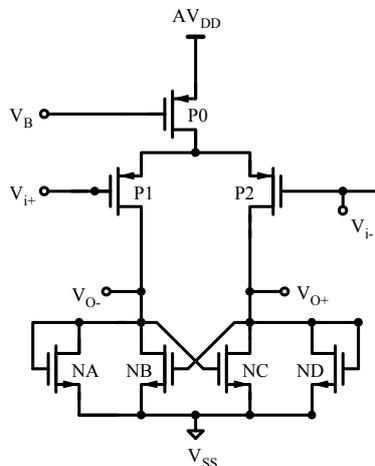


圖21. 前置放大器

Latch 為我們比較器之最後一級，以一個 regenerative resettable latch 電路來實現，而最後再加一反向器將訊號拉至數位訊號位準，其架構如圖 22 所示。

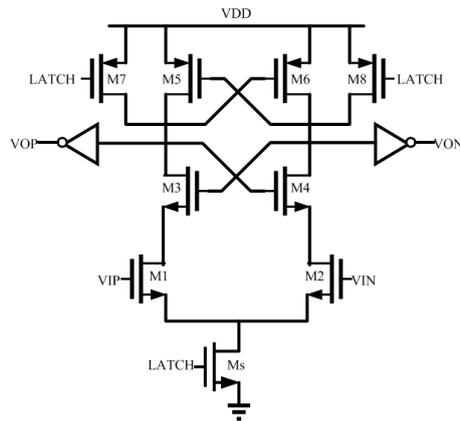


圖22. 比較器

D. 數位電路

數位電路包括了循序漸近暫存器以及校正電容所使用到的運算、控制部分。由於 TSMC 不提供 digital cell library 的 netlist 造成無法驗證電路功能，因此，此部分以本實驗室自行開發之 digital cell library 合成。

此 ADC 使用 CIC 90nm 製程製作完成，測試晶片照如圖 23 所示。

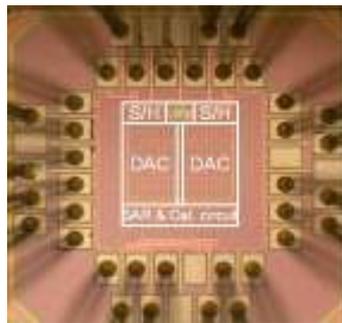


圖23. SAR ADC 晶片照

以下測試結果在取樣頻率為 9MS/s 與 1.2V 的測試環境下測得。

靜態參數(DNL & INL) 量測結果：

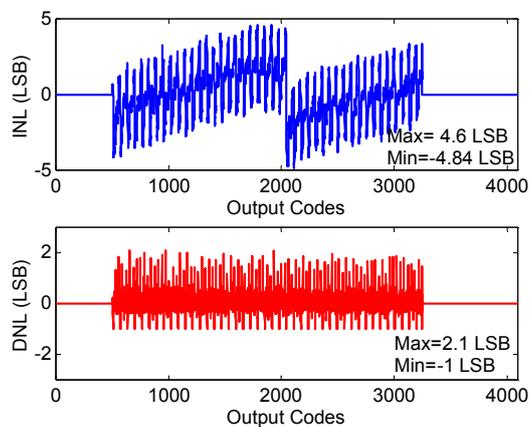


圖24. 校正前的靜態參數

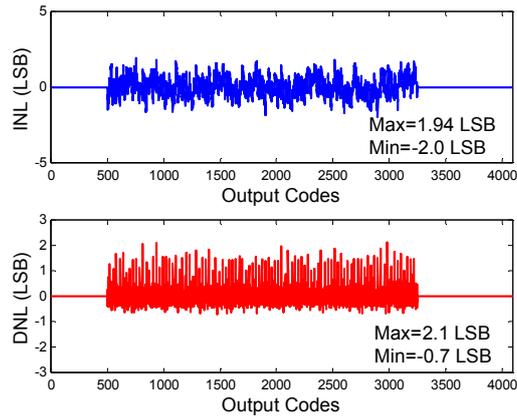


圖25. 校正後的靜態參數

由圖 24 和 25 可以觀察出，校正前和校正後 INL&DNL 有明顯的提升，INL 從 -4.84 LSB 至 4.6 LSB 改善到 -2 LSB 至 1.94 LSB。DNL 則從 -2.0 LSB 至 1.94 LSB 改善到 -0.7 LSB 至 2.1 LSB，亦即未校正前有 missing codes，校正之後則無 missing code。校正前和校正後 INL&DNL 有明顯的提升證實所提校正方法是有效的。

動態參數(SNDR)量測結果：

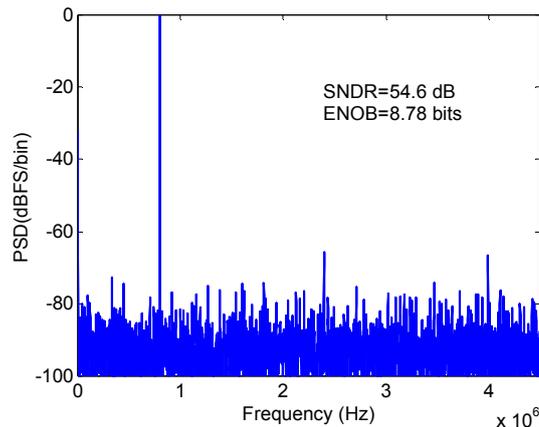


圖26. 校正前的輸出頻譜

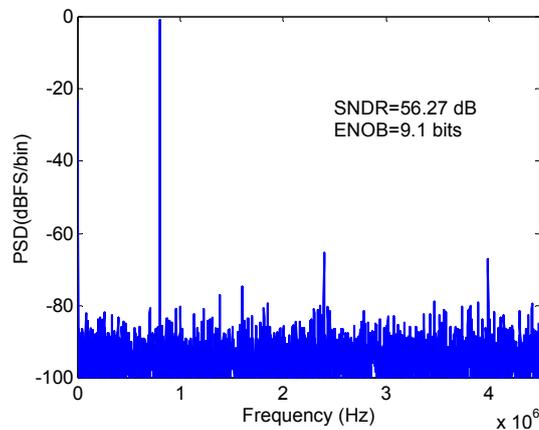


圖27. 後的輸出頻譜

比較圖 26 和 27 可以觀察出，校正後 noise floor 有明顯的下降，大部分的諧波也被有效的降低，而校正前和校正後的三階與五階諧波則幾乎相同，造成 SNDR 的改善幅度有限。推測可能的原因為測試訊號源的品質不佳所致。

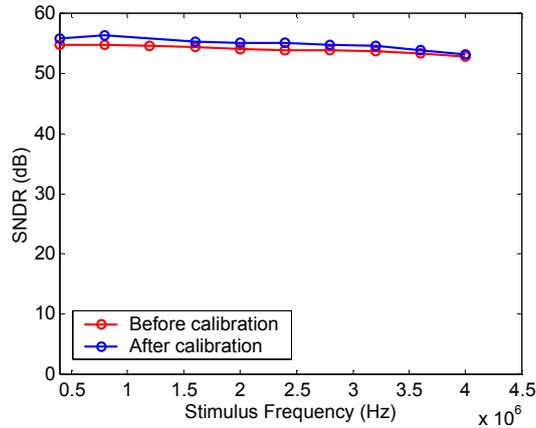


圖28. 校正前後的 f_{in} vs. SNDR

由圖 28 可以觀察出，校正前和校正後的有效頻寬皆可達 Nyquist bandwidth。且所提出之校正方法對高頻輸入亦可提升其 SNDR。

2. CS DAC 的設計與實現

圖 29 是所提出的可校正 CS DAC 的電路架構圖，我們使用電流比較器與數位控制電路進行前景式校正，減少製程參數變異對電路產生的影響。為了避免增加額外輔助校正電流源並減少電路面積，我們對 14 位元進行了切割，切割為 3 位元 MMSB、3 位元 MLSB 與 8 位元 LSB，並將 MMSB 與 MLSB 部份以溫度計碼實現，LSB 部份以二進位權重碼實現，其中 LSB 的 8 位元經過適當的元件大小選取與設計後，其線性度可視為理想，因此，我們以此 8 位元 LSB 為基準對高位元電流源進行權重估算與校正，令 $I_0 = I_{LSB1}$ 為單位電流。

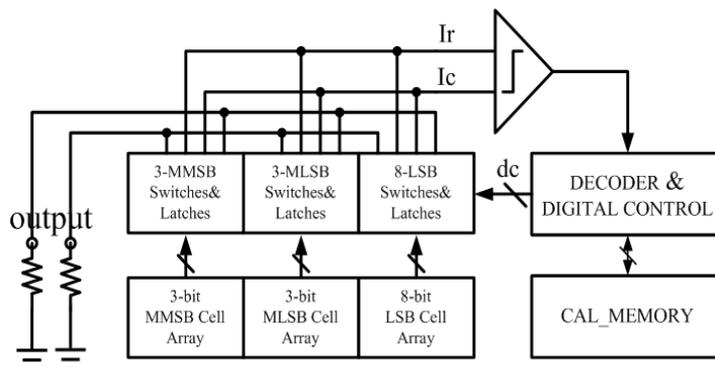


圖29. 14 位元 DAC 的電路架構圖

為了避免與昔知校正技術相同，增加太多額外類比電路與電流源，我們將 MMSB 和 MLSB 切割為大小相同的兩個電流源，為較小待校單元 (I_{CM}, I_{CL})， $I_{CM} = 2^{10} I_0$ 、 $I_{CL} = 2^7 I_0$ ，我們可以以下式表示：

$$I_{CL} = \frac{1}{2}I_9 \leq \sum_{j=1}^8 I_j + I_0 = I_9$$

$$I_{CM} = \frac{1}{2}I_{12} \leq \sum_{j=1}^{11} I_j + I_0 = I_{12}$$
(1)

其中 I_i 表示以二進位權重式表示之第 i 位元的理想電流 ($I_{1\sim 8} = I_{LSB1\sim 8}$)，如此我們可以發現 I_{CL} 相當於 LSB 電流總和加上單位電流值的一半大小，即使誤差量產生，也都小於 LSB 電流總和加上單位電流的值，所以我們可以使用循序近似式(SA)的方示利用一個電流比較器(圖 30)與數位控制電路對 I_{CM} 與 I_{CL} 進行權重估算。

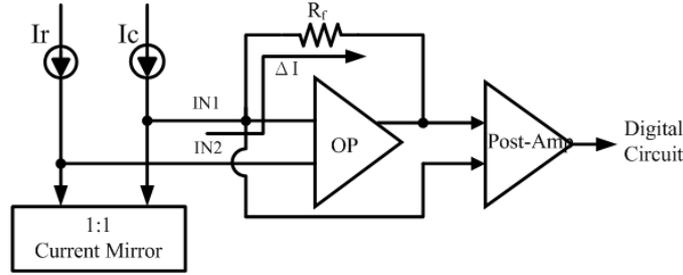


圖30. 電流比較器架構

對 I_{CL} 而言我們利用 8 位元 LSB 對其進行權重估算，因此經過 8 個時脈週期(cycle)後我們可以得到 I_{CL} 相對於理想 8 位元 LSB 的權重值，同理，我們利用 I_{CL} 與 LSB 對 I_{CM} 進行估算，經過 11 個 Cycle 後可以得到權重值，以同樣的方式各操作 14 次後可以得到所有 I_{CM} 與 I_{CL} 的權重值，如下式(2)所示， W_{CL_m} 與 W_{CM_n} 分別代表電流源 I_{CL_m} 和 I_{CM_n} 對理想 8 位元 LSB 的權重。

$$I_{CL_m} + \Delta I_{CL_m} = \sum_{j=1}^8 w_j I_{LSB_j} + I_0$$

$$= W_{CL_m} \cdot I_0$$
(2)

$$I_{CM_n} + \Delta I_{CM_n} = \sum_{i=1}^{14} w_i I_{CL_i} + \sum_{j=1}^8 w_j I_{LSB_j} + I_0$$

$$= W_{CM_n} \cdot I_0$$

在權重估算結束後，每個待校電流源對於單位電流 I_0 的真實權重比例 (W_{CM_n} , W_{CL_m}) 皆儲存於記憶體中，因此，我們可以利用這些資訊對輸入訊號進行適當的校正，得到相對應的開關訊號 ($u_{1\sim 14}$, $t_{1\sim 14}$, $s_{1\sim 8}$) 輸入電流源陣列中，以獲得正確的輸出電壓， $u_{1\sim 14}$ 表示控制 14 個 I_{CM} 輸出的開關訊號， $t_{1\sim 14}$ 表示控制 14 個 I_{CL} 輸出的開關訊號， $s_{1\sim 8}$ 則表示控制 I_{LSB} 輸出的開關訊號，其輸出校正的流程圖如下圖 31 所示。

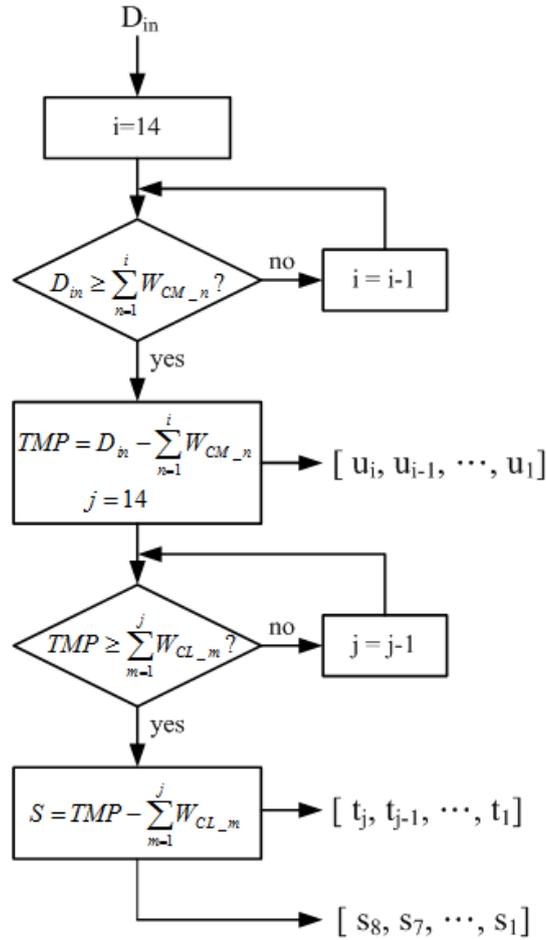


圖31. 輸出校正流程

將數位輸入訊號(D_{in})依序與 I_{CM} 的權重總合進行比較，取最接近值與其相減，即可獲得所需的 I_{CM} 開關資訊，同樣的，將餘下的數值與 I_{CM} 的權重總合再進行比較，取最接近值與其相減，即可獲得所需的 I_{CL} 開關資訊，而相減結果便為 I_{LSB} 輸出的開關訊號，我們以下式表示：

$$\sum_{i=1}^{14} d_i 2^{i-1} = \sum_{i=1}^{14} u_i W_{CM_i} + \sum_{j=1}^{14} t_j W_{CL_j} + \sum_{k=1}^8 s_k 2^{k-1} \quad (3)$$

此 CS DAC 的電路結構包含了電流源陣列，一個比較器以及一個數位邏輯電路。在我們的設計中，我們使用了四個開關的電流源單元(圖 32)，當操作於權重估算時將待較電流源電流導向 I_c 方向，而參考電流源單元電流導向 I_r 方向，利用電流鏡與比較器(圖 33)以 SA 的方式進行權重估算，其餘未參與權重估算的電流源則將電流導向 V_{O+} 與 V_{O-} 。

正常操作時，關閉 I_c 、 I_r 方向開關，待數位電路對輸入訊號進行校正後，將電流導向 V_{O+} 與 V_{O-} 得到期望輸出電壓。數位電路部份，我們利用標準元件設計，使用 Verilog 設計數位控制訊號，經過電路合成與繞線實現，再將數位與類比電路一起進行佈局繞線。

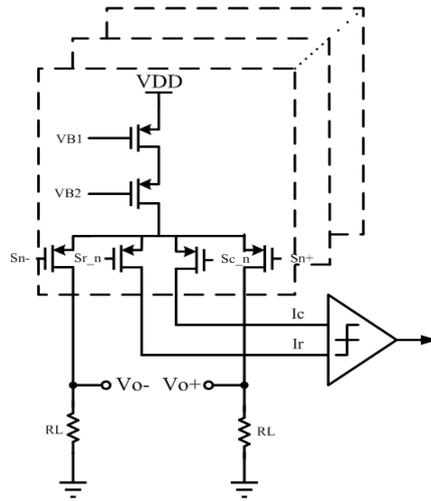


圖32. 電流源單元

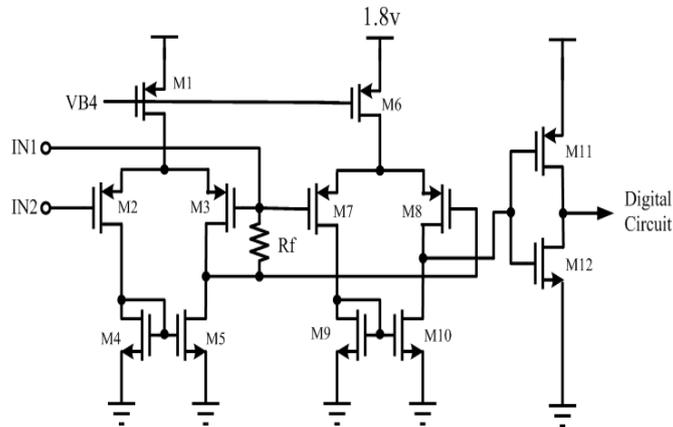


圖33. 比較器電路

我們使用 TSMC 0.18um 1P6M CMOS process 實現此 DAC，圖 34 為此 CS DAC 的晶片照，晶片大小為 1.17 mm x 1.41 mm，其中 core 的面積是 0.66 mm x 0.75 mm。

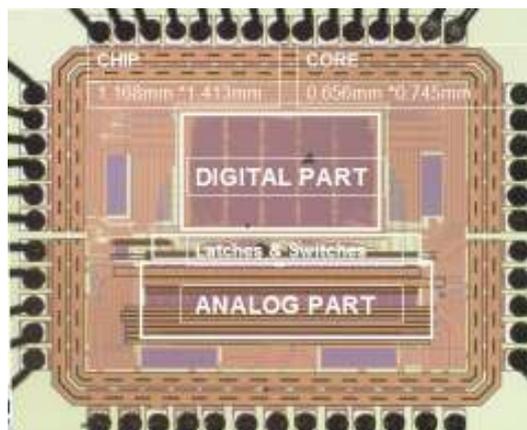


圖34. CS DAC 的晶片照

靜態參數(DNL & INL) 量測結果：

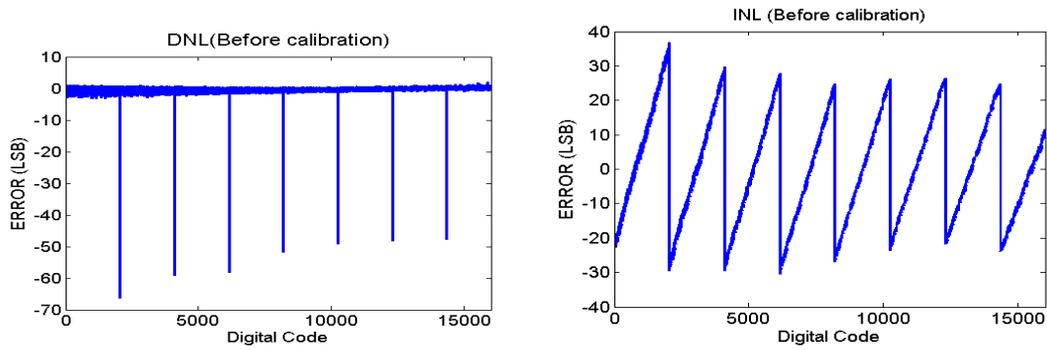


圖35. 校正前的靜態參數

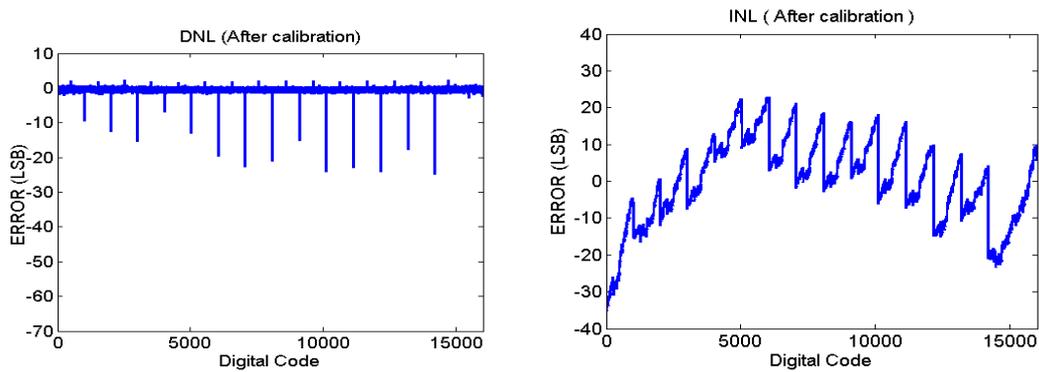
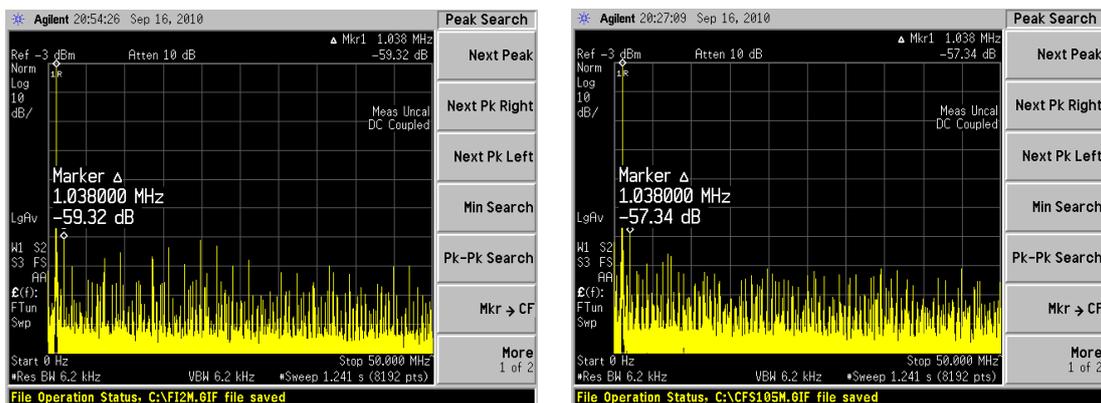


圖36. 校正後的靜態參數

由圖 35 和 36 可以觀察出，校正前和校正後 INL&DNL 有明顯的提升證實所提校正方法是有效的。

動態參數(SFDR)量測結果：



(a) (b)
圖37. $F_{in}=1\text{MHz}$ 、 $F_s=100\text{MHz}$ (a)校正前 (b)校正後

圖 37 顯示出當輸入訊號頻率為 1MHz 而取樣頻率為 100MHz 時，校正前與校正後 SFDR 的差異。

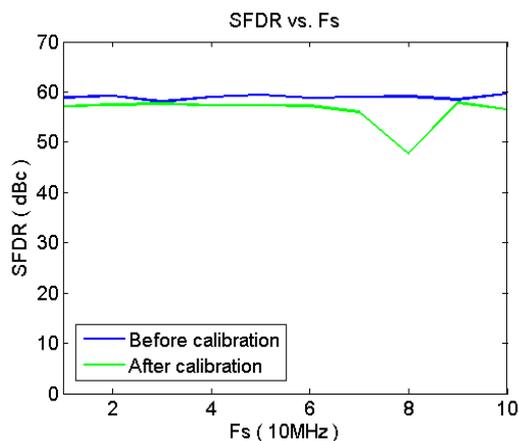


圖38. SFDR 與取樣頻率的關係

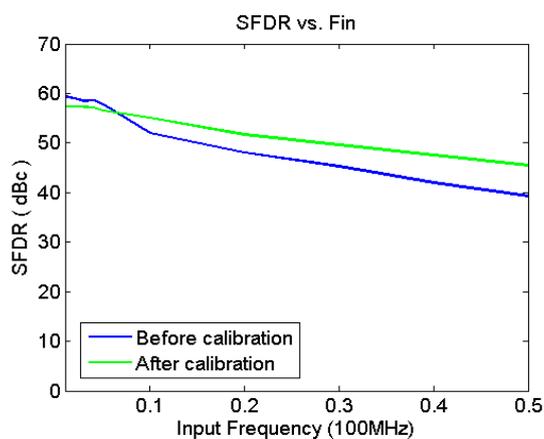


圖39. SFDR 對輸入頻率的關係

Technology	TSMC 1P6M 0.18 μ m CMOS
Area	0.49 mm ²
Supply Voltage	1.8 V / 3.3 V
Resolution	14 bits
Sampling rate	100 MS/s
DNL	25 LSB
INL	34LSB
SFDR@ Fin=1MHz	57.3 dBc

表1. CS DAC performance summary

圖 38 是量測的 SFDR 在輸入頻率為二十分之一取樣頻率時，對不同的取樣頻率所作的圖，圖 39 是量測的 SFDR 在取樣頻率為 100MHz 時，對不同的輸入頻率所作的圖。當輸入頻率到奈奎斯頻率時，SFDR 並沒有顯著的下降。

(二)子計畫二：具有即時路況適應能力與最小耗能之輪內馬達驅動控制(蕭得聖)

1.即時輪胎摩擦力估測法

A.縱向力估測

由輪胎轉動時的力矩平衡方程式可得

$$I_w \dot{\omega}_i = (T_m - T_b) - r_{ei} F_{ai} \quad (2)$$

其中 T_m 為加速力矩， T_b 為煞車力矩， I_w 為輪胎轉動慣量， ω_i 、 F_{ai} 與 r_{ei} 分別為第 i 個輪胎的轉動速度、縱向力與等效半徑。假設煞車力矩、加速力矩、輪胎轉動速度都可以得知，將(2)式移項整理後，並將等效輪胎半徑用未形變前的輪胎半徑代入，轉動加速度項，可以透過速度項差分得知。 ω_i^+ 為此刻時間點的輪胎轉動速度， ω_i^- 為上一刻時間點的輪胎轉動速度， Δt 為取樣時間。就可以得到縱向力估測方程式，如(3)式：

$$\hat{F}_{ai} = \frac{(T_m - T_b) - I_{wi} (\omega_i^+ - \omega_i^-)}{r_i}, \quad i=1,2,3,4 \quad (3)$$

B.側向力估測

側向力的估測會與車輛懸吊質量(sprung mass)的動態有關，首先建立描述車輛運動的四輪車輛模型，此四輪模型忽略了車輛的俯仰跟側傾，只考慮車輛 X-Y 平面的運動，四輪車輛模型自由體圖如圖 40。

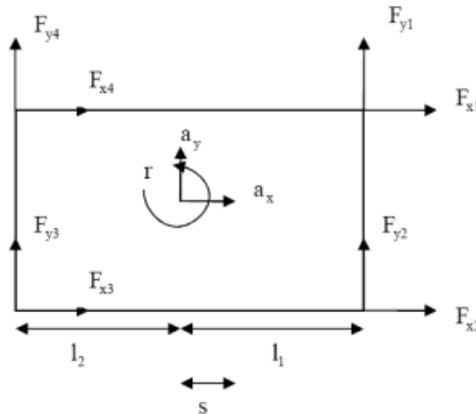


圖40. 四輪車輛自由體圖

利用三軸加速規，可以很容易的得知三個方向的加速度，而陀螺儀可以量測橫擺角速度，也可以使用全球定位系統(GPS)來判斷質心的位置與移動速度，以下將這些感測器可提供的資訊當成已知。

根據牛頓第二運動定律可以推得 X 方向與 Y 方向的直線運動方程式與橫擺的部份的力矩平衡，可得(4)式：

$$\begin{aligned} ma_x &= F_{a1} \cos(\delta_1) - F_{b1} \sin(\delta_1) + F_{a2} \cos(\delta_2) - F_{b2} \sin(\delta_2) + F_{a3} + F_{a4} \\ ma_y &= F_{a1} \sin(\delta_1) + F_{b1} \cos(\delta_1) + F_{a2} \sin(\delta_2) + F_{b2} \cos(\delta_2) + F_{b3} + F_{b4} \\ I_z \dot{\kappa} &= (F_{y1} + F_{y2})(l_1 - s) - (F_{y3} + F_{y4})(l_2 + s) + (F_{x2} - F_{x1}) \frac{sb_1}{2} + (F_{x3} - F_{x4}) \frac{sb_2}{2} \end{aligned} \quad (4)$$

其中 δ_i 為第*i*個輪子的轉向角，*s*代表當車輛參數有不確定性(uncertainty)時，車輛質心往前輪軸的偏移量。

將(4)式移項整理後，可得一線性方程式，如(5)式：

$$\mathbf{A}\mathbf{F}_b = \mathbf{b} \quad (5)$$

$$\text{其中 } \mathbf{F}_b = [F_{b1} \ F_{b2} \ F_{b3} + F_{b4}]^T,$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\sin(\delta_1) & -\sin(\delta_2) & 0 \\ \cos(\delta_1) & \cos(\delta_2) & 1 \\ \cos(\delta_1)(l_1 - s) + \sin(\delta_1)\frac{sb_1}{2} & \cos(\delta_2)(l_1 - s) - \sin(\delta_2)\frac{sb_2}{2} & -(l_2 + s) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} ma_x - \hat{F}_{a1} \cos(\delta_1) - \hat{F}_{a2} \cos(\delta_2) - \hat{F}_{a3} - \hat{F}_{a4} \\ ma_y - \hat{F}_{a1} \sin(\delta_1) - \hat{F}_{a2} \sin(\delta_2) \\ I_z \& (\hat{F}_{a1} \sin(\delta_1) + \hat{F}_{a2} \sin(\delta_2))(-l_1 + s) - \frac{sb_1}{2}(\hat{F}_{a2} \cos(\delta_2) - \hat{F}_{a1} \cos(\delta_1)) - \frac{sb_2}{2}(\hat{F}_{a3} - \hat{F}_{a4}) \end{bmatrix}$$

在(5)中，只要同乘 \mathbf{A} 的反矩陣，就可以得 $\mathbf{F}_{b,org} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$ ，但 \mathbf{A} 矩陣裡的元素跟車輛的轉向角有關，

當轉向角很小時， \mathbf{A} 矩陣中的第一行與第二行會變的非常相近或相等，此時 \mathbf{A} 矩陣成為一奇異矩陣，造成(5)所解出的側向力不正確，所以在小角度時要分開討論。

當 $\delta_1 \cong \delta_2$ 時， \mathbf{A} 矩陣的條件數(condition number)很大，也就表示 \mathbf{A} 矩陣近似一個奇異矩陣，(5)在小角度時可以寫成(6)式：

$$\mathcal{A}\mathcal{F}_b = \mathcal{b} \quad (6)$$

$$\text{其中 } \mathcal{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ (l_1 - s) & -(l_2 + s) \end{bmatrix}, \quad \mathcal{b} = \begin{bmatrix} ma_y \\ I_z \& \end{bmatrix}, \quad \mathcal{F}_b = [F_{b1} + F_{b2} \ F_{b3} + F_{b4}]^T.$$

(6)左右同乘 \mathcal{A} 的反矩陣可得 \mathcal{F}_b ，通常左右輪的側向力會不同主要是側滑角與承受負載的不同所造成的影響，但是車輛在小角度轉向時，車輛側傾與俯仰運動並不明顯，所以左右輪所承受的負載與側滑角相近，所以在此假設小角度時左右輪所受側向力相同，如(7)式。

$$\mathbf{F}_{b,bicy} = \left[\frac{F_{b1} + F_{b2}}{2}, \frac{F_{b1} + F_{b2}}{2}, F_{b3} + F_{b4} \right]^T \quad (7)$$

模型切換的條件可以利用 \mathbf{A} 矩陣的條件數作為切換依據，當 \mathbf{A} 矩陣的條件數大時，比較相信(6)式的解，而當 \mathbf{A} 矩陣的條件數較小時，比較相信(7)式的解。如(8)式：

$$\hat{\mathbf{F}}_b = \mathbf{g}_1' \mathbf{F}_{b,org} + \mathbf{g}_2' \mathbf{F}_{b,bicy} \quad (8)$$

C. 摩擦力圓

上述兩種車輛模型皆無法解出後輪輪胎的個別的側向力，所以在此引入輪胎本身具有的特性之一，也就是摩擦力圓的概念，此摩擦力圓就是在描述輪胎在轉向時，縱向力與側向力間的關係，此特性可以用來求解輪胎個別的摩擦力。

依照摩擦力的定理，任何作用在輪胎上的側向力與縱向力都必定滿足摩擦力圓的限制，如(9)式，亦即輪胎的側向力與縱向力是互相牽制的，換句話說就是輪胎與地面間接觸的水平方向合力，都只會落在摩擦力圓內。

$$\left(\frac{F_a}{\bar{F}_a}\right)^2 + \left(\frac{F_b}{\bar{F}_b}\right)^2 = 1 \quad (9)$$

其中 \bar{F}_a 與 \bar{F}_b 為輪胎能提供的最大最縱向與側向摩擦力，就是指輪胎只進行完全直線的移動或是完全側向的移動時，地面能提供給輪胎最大的摩擦力。最大縱向力會與負載、滑動比、地面摩擦係數有關，而最大側向力會與負載、側滑角、地面摩擦係有關。首先假設車輛的四個輪胎都是同時進入相同的路面，所以接觸到的地面摩擦係數 μ 皆相同，也就是說最大縱向力與最大側向力可以忽略 μ 的影響。根據正向力與側滑角，與正向力與滑動比的關係，可以發現在線性區時，正向力的影響並不大，所以正向力的比值可以利用相似三角形的概念，利用側滑角與滑動率的比值來近似，如圖 41：

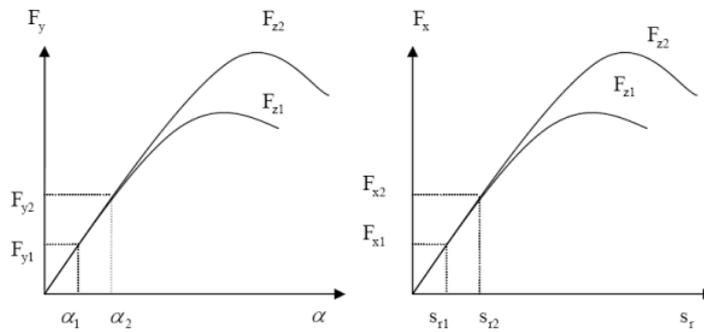


圖41. (左)側滑角與最大側向力與正向力之關係圖、(右)滑動比與最大縱向力與正向力之關係圖

根據以上的假設，可以將每個車輛輪胎的最大縱向力與側向力之比列出，如(10)式：

$$\begin{aligned} \bar{F}_{a2} &= p_1 \bar{F}_{a1} & \bar{F}_{a3} &= p_2 \bar{F}_{a4} \\ \bar{F}_{b2} &= p_3 \bar{F}_{b1} & \bar{F}_{b3} &= p_4 \bar{F}_{b4} \\ \bar{F}_{a2} &= \bar{F}_{a3} & \bar{F}_{a1} &= \bar{F}_{a4} \end{aligned} \quad (10)$$

其中 p_1 為前輪左右輪的滑動比的比值， p_2 為後輪左右輪的滑動比的比值， p_3 為前側左右輪的側滑角比值， p_4 為後側左右輪的側滑角比值。將(10)的假設代入(8)就可解得後輪個別的側向力。如(11)式：

$$F_{b4} = \frac{F_{rear}}{\left(1 + p_3 \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{F_{a3}}{p_1 F_{a1}}\right)^2}}{\sqrt{1 - \left(\frac{F_{a4}}{F_{a1}}\right)^2}}\right)^2} \quad (11)$$

其中 $F_{rear} = F_{b4} + F_{b3}$ ， $F_{b3} = F_{rear} - F_{b4}$ 。

2.最佳化輪胎力量分配控制系統

在估測出輪胎摩擦力後，本研究利用此估測值回授，發展出最佳化輪胎力量分配控制系統。此系統分成上層與下層控制系統。上層控制系統計算出車輛所需的縱向力、側向力與橫擺力矩，使車輛跟隨給定之參考軌跡。接著利用最佳化輪胎分配演算法將上層控制系統所需的力量與力矩合理地分配至每個輪胎，並利用下層控制器驅動輪內馬達轉矩與輪胎轉向角，使輪胎產生所需的縱向力與側向力。

A.上層控制系統

上層控制器使用了順滑模態控制理論，設計了三個順滑平面(Sliding surface)，計算控制車輛跟隨參考車輛模型的響應所需的縱向、側向合力與橫擺角轉動力矩總和。順滑平面如下：

$$S_X = V_x - V_{xref} \quad S_Y = \beta - \beta_{ref} \quad S_M = r - r_{ref}$$

其中 V_x 、 β 與 r 分別為車輛之縱向速度、車身側滑角與橫擺角速度，其參考訊號分別記做 V_{xref} 、 β_{ref} 與 r_{ref} 。

設計控制輸入 X 、 Y 、 M 為

$$\begin{aligned} X &= m(-rV_y + \dot{V}_{xref}) - k_1 \text{sign}(S_X) \\ Y &= mV_x(r + \dot{\beta}_{ref}) - k_2 \text{sign}(S_Y) \\ M &= I_z \dot{r}_{ref} - k_3 \text{sign}(S_M) \end{aligned}$$

其中 $k_1 > \Delta X_{max}$ 、 $k_2 > \Delta Y_{max}$ 、 $k_3 > \Delta M_{max}$ 。而 ΔX_{max} 、 ΔY_{max} 與 ΔM_{max} 分別代表在車輛縱向、測向與橫擺方向的不確定之最大值。

B.最佳化輪胎與路面間摩擦力分配

最佳化輪胎與路面間摩擦力分配的成本函數(Cost function)之設計與選擇是使用輪胎摩擦力圓的概念設計。輪胎與路面間縱向摩擦力與側向摩擦力之間有摩擦力圓關係存在，會受到路面摩擦力係數 μ 乘以輪胎正向力 F_z 影響其限制範圍，故會希望最佳化分配出的輪胎摩擦力能夠在摩擦力圓限制內，且能夠是最小的控制輸入。因此，設計成本函數如(12)式。

$$J = \sum_{i=1}^4 C_i \frac{F_{xi}^2 + F_{yi}^2}{(\mu F_{zi})^2} \quad (12)$$

其中 $F_{x1\sim4}$ 和 $F_{y1\sim4}$ 即為所要分配的八個變數，四個輪胎平行車身與垂直車身之摩擦力； $F_{z01\sim4}$ 為車輛等速直線行駛時四個輪胎的正向力； $C_{1\sim4}$ 為權重參數(Weighting coefficient)，適當的選定調整可以提高車輛控制的表現。

分配出輪胎摩擦力必須滿足上層控制器的需求，亦即須滿足以下限制條件：

$$\begin{aligned} F_{x1} + F_{x2} + F_{x3} + F_{x4} &= X \\ F_{y1} + F_{y2} + F_{y3} + F_{y4} &= Y \\ \frac{sb1}{2}(F_{x2} - F_{x1}) + \frac{sb2}{2}(F_{x4} - F_{x3}) + l_f(F_{y1} + F_{y2}) - l_r(F_{y3} + F_{y4}) &= M \end{aligned}$$

此外，每個輪胎所受之摩擦力也必須要滿足摩擦力圓的限制，表示如下：

$$\begin{aligned} F_{x1}^2 + F_{y1}^2 &\leq (\mu F_{z1})^2 \\ F_{x2}^2 + F_{y2}^2 &\leq (\mu F_{z2})^2 \\ F_{x3}^2 + F_{y3}^2 &\leq (\mu F_{z3})^2 \\ F_{x4}^2 + F_{y4}^2 &\leq (\mu F_{z4})^2 \end{aligned}$$

上述總共三條線性等式限制與四條非線性不等式限制，可利用卡羅需—庫恩—塔克條件(KKT condition)求出最佳解。

C. 下層控制系統

下層控制器內則是假設另一非線性輪胎模型：Dugoff's 輪胎模型[55]如下，做為控制器內名義輪胎模型(Nominal tire model)。

$$\begin{aligned} F'_a &= C'_x \frac{\lambda}{1 - |\lambda|} f(\kappa) \\ F'_b &= C'_y \frac{\tan(\alpha)}{1 - |\lambda|} f(\kappa) \\ f(\kappa) &= \begin{cases} 1 & , \kappa \geq 1 \\ \kappa(2 - \kappa) & , \kappa < 1 \end{cases} \\ \kappa &= \frac{\mu F_z (1 - |\lambda|)}{2 \sqrt{C'_x{}^2 \lambda^2 + C'_y{}^2 \tan^2 \alpha}} \end{aligned}$$

控制器中假設實際的輪胎模型縱向摩擦力為：Dugoff's 輪胎模型(F'_a)加上一未知項(F_a^* : Uncertainty term)。設計一順滑平面如下。

$$S_a = F_a - F_{ad}$$

將先前假設實際的輪胎模型縱向摩擦力對時間 t 做一次微分表示為(13)式。

$$\dot{F}_a = (g'_\lambda + g_a^*)\dot{\lambda} + g'_0 \quad (13)$$

其中 $\kappa \geq 1$ 時， $g'_\lambda = \frac{C'_x}{(1-|\lambda|)^2}$ ， $g'_0 = 0$ 。 $\kappa < 1$ 時， $g'_\lambda = \frac{C'_x}{1-|\lambda|} \left[\kappa \left[\frac{2-\kappa}{1-|\lambda|} - \frac{2(1-\kappa)|\lambda|}{1-|\lambda|} - \frac{2C'_x{}^2(1-\kappa)\lambda^2}{C'_x{}^2\lambda^2 + C'_y{}^2\tan^2\alpha} \right] \right]$ ，

$$g'_0 = 2C'_x \frac{\lambda}{1-|\lambda|} \kappa(1-\kappa) \left(\frac{\dot{F}_z}{F_z} - \frac{C'_y{}^2 \tan \alpha \sec^2 \alpha \dot{\alpha}}{C'_x{}^2 \lambda^2 + C'_y{}^2 \tan^2 \alpha} \right)。$$

滑動比對時間微分為：

$$\dot{\lambda}_i = \frac{(1-\lambda_i)}{I_w \omega_i} T_{mi} - \frac{r_i(1-\lambda_i)}{I_w \omega_i} F_{ai} - \frac{\dot{v}_{ai}}{r_i \omega_i} \quad (\lambda > 0)$$

$$\dot{\lambda}_i = \frac{r_i}{I_w v_{ai}} T_{mi} - \frac{r_i^2}{I_w v_{ai}} F_{ai} - \frac{(1+\lambda_i)\dot{v}_{ai}}{v_{ai}} \quad (\lambda < 0)$$

其中 v_{ai} 為輪胎前進速度之平行胎面分量。

若假設 $g_a^* \geq (-1+\theta)g'_\lambda$ ， $0 < \theta \leq 0.5$ 及輪胎初始滑動比落於輪胎線性區域： $\lambda(0) \in [-\lambda^*, \lambda^*]$ ， $F_a(\lambda^*) = \mu F_z$ ，則設計控制輸入 T_{mi} 為：

$$T_{mi} = r_i F_{ad} + \frac{I_w \dot{v}_{ai}}{r_i(1-\lambda_i)} + \frac{1}{g_\lambda} \frac{I_w \omega_i}{(1-\lambda_i)} (-g'_0 + \dot{F}_{ad}) - \rho \frac{I_w \omega_i}{(1-\lambda_i)} \text{sign}(S_a) \quad (\lambda > 0)$$

$$T_{mi} = r_i F_{ad} + \frac{I_w(1+\lambda_i)\dot{v}_{ai}}{r_i} + \frac{1}{g_\lambda} \frac{I_w v_{ai}}{r_i} (-g'_0 + \dot{F}_{ad}) - \rho \frac{I_w v_{ai}}{r_i} \text{sign}(S_a) \quad (\lambda < 0)$$

其中 $\rho = \frac{1}{g_\lambda} \left(\frac{1-\theta}{\theta} |(-g'_0 + \dot{F}_{ad})| + k_4 \right)$, $k_4 > 0$ 。則可證明 S_a 收斂至零。

接著討論輪胎側向力的控制。假設一個只考慮側向力之 Dugoff's 反輪胎模型，如(14)式。上層分配之側向力經由此反輪胎模型計算出對應的輪胎側滑角值，並設計順滑模態控制器控制車輪轉角，使輪胎側滑角跟隨反輪胎模型計算之值。

$$\alpha_d = \begin{cases} \tan^{-1} \left(\frac{F_{bd}}{C_y} \right) & , \kappa \geq 1 \\ \tan^{-1} \left[\frac{(\mu F_z)^2}{4C_y (\text{sign}(F_{bd}) \mu F_z - F_{bd})} \right] & , \kappa < 1 \end{cases} \quad (14)$$

其中 F_{bd} 為上層分配之側向力。

設計一順滑平面如下：

$$S_b = \alpha - \alpha_d$$

設計控制輸入 $u = \dot{\alpha}$ 如下：

$$u = \frac{1}{1 + \left(\frac{v_{yi}}{v_{xi}} \right)^2} \left(\frac{v_{xi} \dot{v}_{yi} - v_{yi} \dot{v}_{xi}}{v_{xi}^2} \right) + \dot{\alpha}_d + k_5 \text{sign}(S_b)$$

其中 $k_5 < 0$ ，怎可證明 S_b 收斂至零。

(三)子計畫四：多功能車用功率積體電路(蘇朝琴)

1.車用功率積體電路設計

在這邊可以看到電源線上面會有許多的驅動晶片，而每顆驅動晶片內部的方塊圖如下圖 42 所示包含了解碼、拴鎖，以及控制電路。車用電子電源線通訊顧名思義則是訊號是由電源上傳遞，在這邊傳送的訊號為每次 32 位元。每顆晶片在電源線上都它有自己的位址，所以每次收到資料時都必須做一次解碼的動作，觀察是否要動作。圖中可看到驅動晶片的輸出有四組訊號，每一組訊號分別給 P 及 N 型的功率電晶體來推動馬達，LED 或降壓電路如圖 44 所示。

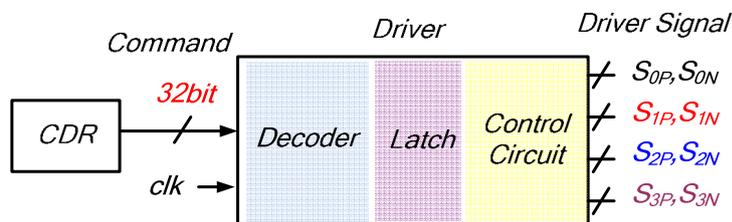


圖42. 可程式化車用功率積體電路示意圖

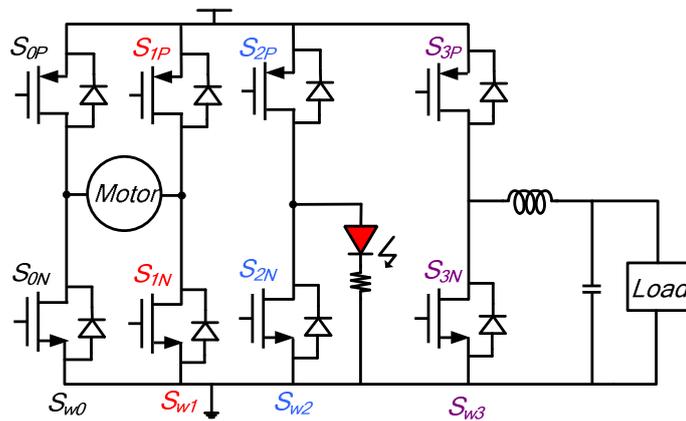


圖43. 四組開關推動馬達、LED 及降壓電路

如圖 43 所示這邊定義每一組開關由 P 及 N 型功率電晶體所組成，共有四組的開關。在可程式化車用功率積體電路晶片有 32 位元的輸入、一時脈以及四組的輸出訊號，而每組的輸出訊號分別給一組開關，也就是 P 及 N 型的功率電晶體。在整個計畫裡面我們希望能藉由 32 位元的輸入指令，使得每一組的輸出訊號可以達到控制馬達、LED 及降壓電路。表 2 所示為驅動晶片的輸入指令共 32 位元，這邊分別來解釋這 32 位元的功能

Command	Number of Bit	Symbol	Function
Address	b24~b31	a0~a7	select chip
Reset	b23	r	reset switch
Mode	b22	m	close or open loop
Switch	b20~b21	s0~s1	select switch
PMOS	b18~b19	P0~P1	00=off, 01=on, 10=control, 11=control_bar
NMOS	b16~b17	N0~N1	00=off, 01=on, 10=control, 11=control_bar
Frequency	b13~b15	f0~f2	000=24kHz, 001=190Hz 010=6hz, 011=3Hz 100=1.5Hz, 101=0.75Hz
On_time	b8~b12	t0~t4	on time control
Data	b0~b7	d0~d7	PWM control

表2. 32位元控制指令及功能說明

每一顆驅動晶片上面會有四組的輸出訊號，每一組輸出訊號皆可控制馬達、LED 及降壓電路 [56, 57]如下圖 44 所示。在這邊可觀察到馬達、LED 及降壓電路它們都是經由脈波寬度調變來調整轉速、亮度及輸出電壓大小。在此計劃中採用是 $\Sigma\Delta$ 數位脈波寬度調變電路如圖 45 所示來當作可程式車用功率積體電路裡面的數位脈波寬度調變的電路，在此系統應用當中有幾個優點，第一它是由多位元的 $\Sigma\Delta$ 調變電路加上一低解析度的數位脈波寬度調變的電路，故具有高速及低功率及的優點。第二則是可以使馬達、LED 及降壓電路共同使用。

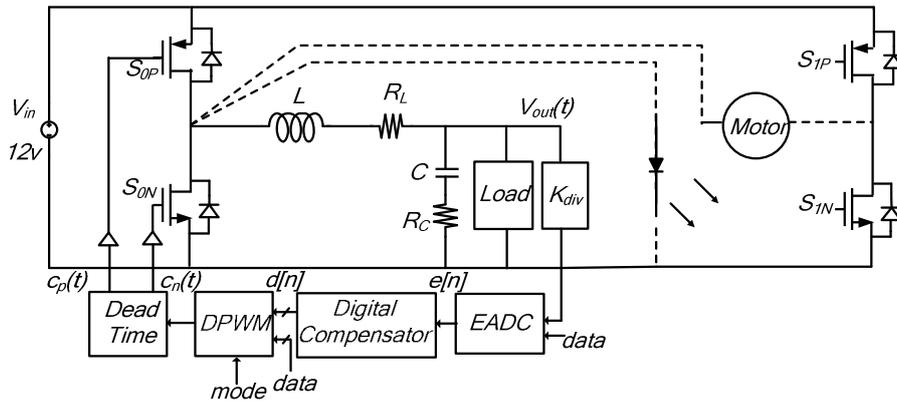


圖44. 整合馬達、LED 及降壓電路

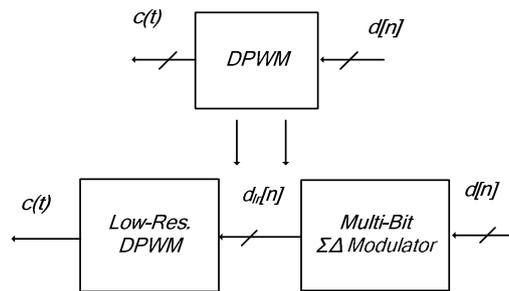


圖45. 數位脈波寬度調變電路採用 $\Sigma\Delta$ 調變

A. 數位直流-直流降壓電路設計

整個數位降壓電路如圖 46 所示，它是由功率區塊、誤差類比數位轉換器、數位補償器、 $\Sigma\Delta$ 數位脈波寬度調變電路及死區時間(Dead Time)所組成。我們先制定整個數位降壓電路的規格如表 3 所示，在車用電子裡面所蓄電池提供的電壓為 12V，故輸入 V_{in} 為 12V，而輸出電壓 $V_{out}(t)$ 為較常用到的 1.5~9V，抽載的電流定在 0~2A。在車用電子裡面系統切換頻率大概為 100~500kHz，配合 FPGA 板子所提供的最高時脈除頻下來，其切換頻率 FSW 為 390.625kHz。這邊輸出的漣波大小設計在小於 1.5 V 的 6%，故 ΔV_o 大約為 100mV。式子(15)所示，故誤差類比數位轉換器的 ΔV_q 經由編碼為 58.6 mV， ΔV_q 則是類比數位轉換器的最低位元解析度， K_{div} 則是輸出的衰減器， ΔV_{out} 則是輸出上能容忍的漣波大小。接下來則是決定數位脈波寬度調變的解析度，為了避免輸出有 LCO，由式子(16)可以知道，通常設計都小於 3~6 倍， Δd 為數位脈波寬度調變的解析度，故這邊設計數位脈波寬度調變的解析度為 9 位元。

$$\Delta V_q \geq K_{div} g \Delta V_{vout} \quad (15)$$

$$\Delta d g_{in} g_{div} < \Delta V_q \quad (16)$$

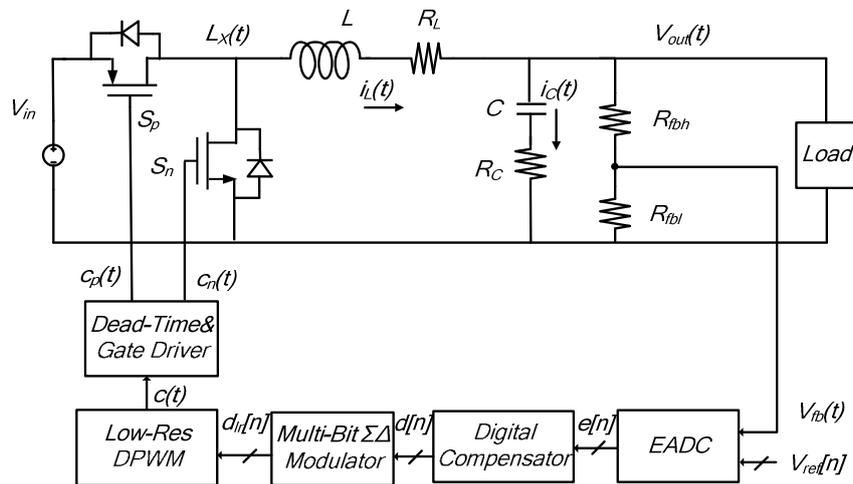


圖46. 直流-直流降壓電路系統方塊圖

Parameter	Symbol	Value	Units
Input voltage	V_{in}	12	V
Output voltage	V_{out}	1.5~9	V
Load current	I_{load}	0~2	A
Switch frequency	F_{sw}	390.625	kHz
Output voltage ripple	ΔV_o	100	mV
EADC quantization step	ΔV_q	58.6	mV
DPWM resolution	N_{DPWM}	9	bits
Inductor	L	22	μH
Capacitor	C	22	μH
ESR	R_C	200	$m\Omega$
DCR	R_L	180	$m\Omega$
Zero frequency	f_{ESR}	36	kHz
Double pole frequency	f_o	7.234	kHz
Attenuation	f_{div}	1/2.4	

表3. 數位降壓電路的規格如表所示

B. 誤差類比數位轉換器

在此計畫中，誤差類比數位轉換器基於窗型類比數位轉換器(Window ADC)[60]的概念，在數位直流-直流降壓電路有三個很大的優點，第一優點由於它的作法如下圖 47 (a)所示誤差值 $e[n]$ 經由編碼過後將會限制在 $-4 \sim +4$ 之間故後一級的數位補償器可以減少很大的面積成本及計算的功率消耗。第二優點則是在數位直流-直流降壓電路可以省去緩啟動電路，窗型類比數位轉換器在電路剛啟動時誤差量 $e[n]$ 為 $+4$ 經由數位補償器之後所產生的脈波寬度則是慢慢增大其功能等效於緩啟動。第三優點則是可以減少切換頻率雜訊對系統的影響，在這邊將每一誤差的量化 ΔV_q 設計不等距離如下圖 47(b)及表所示，當取樣到有切換頻率雜訊時，誤差可以由之前的非常大到現在的 -1 或 $+1$ ，在數位補償器來說對雜訊的敏感度降低了。

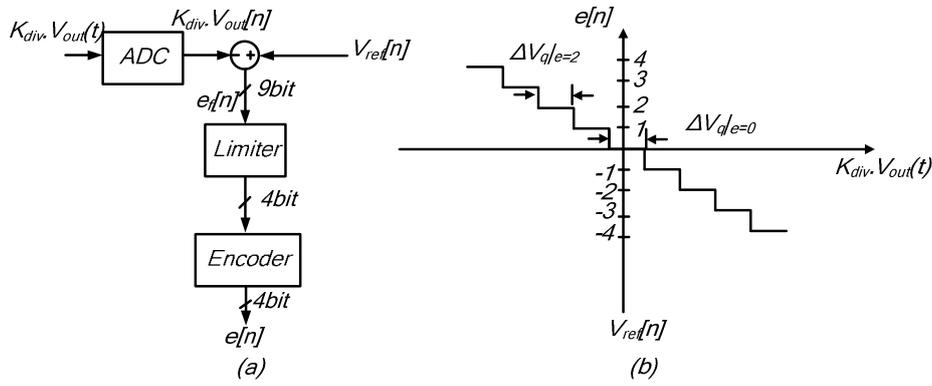


圖47. (a) 誤差類比數位轉換器編碼 (b) 誤差類比數位轉換器輸入與輸出對應圖

C. 數位正比積分微分補償器

設計數位正比積分微分補償器[64]上，可知數位降壓電路系統裡之數位補償器在整體系統裡的功能等同於類比的補償器。圖 48 為降壓電路各個區塊的轉移函式。下式(17)所示 $T(s)$ 為降壓電路系統的開迴路轉移函式， K_{div} 為衰減器的增益， K_{ead} 為類比數位轉換器的增益， K_{dpwm} 為數位脈波寬度調變器的增益， $G_{vc}(s)$ 為功率區塊得轉移函式。一開始設計先將各個區塊連續時間的轉移函式導出來，接下來加入連續時間補償器電路設計，最後再將連續時間的補償器電路 $G_c(s)$ 經由 s 平面轉到 z 平面上得到離散時間的補償器電路 $G_c(z)$ 。

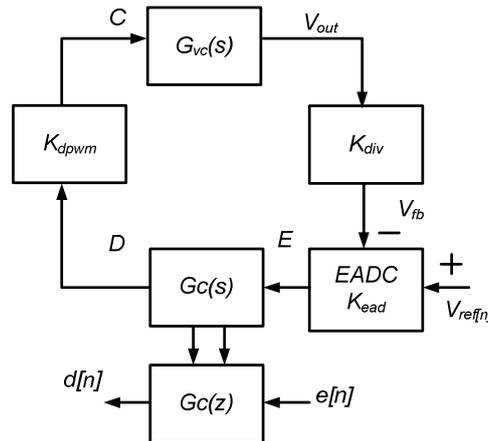


圖48. 降壓電路系統轉移函式圖

$$T(s) = G_{vc}(s) \cdot K_{div} \cdot K_{ead} \cdot G_c(s) \cdot K_{dpwm} \quad (17)$$

$$G_{vc}(s) = V_{in} \frac{1 + sCR_c}{1 + s[CR_{Load}(R_L + R_C) + L] / R_{Load} + s^2 LC} \quad (18)$$

$$G_c(s) = \frac{D(s)}{E(s)} = k_c \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{s} \quad (19)$$

當連續的補償轉移函式 $G_c(s)$ 設計出來之後，接下來將 s 平面映射到 z 平面上。在數位的控制系統或數位訊號處理的書上提到可以使用雙線性轉移(Bilinear Transform)及尤拉規則(Eular's Rule)達到 z 平面上轉移函式。這邊使用雙線性轉移如下式(20)所示為 s 平面映射到 z 平面上， T_d 為取樣時間，在 z 平面的單位圓內等同於是 s 平面的左半平面。接下來將式子(20)帶入 $G_c(s)$ 得到 $G_c(z)$ 如下式(21)所示，最後將 $G_c(z)$ 反 z 轉換得到式子(22)。

$$s = \frac{2}{T_d} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (20)$$

為電流控制的元件，當流過電流越大 LED 的亮度則會越亮，故可使用脈波寬度調變達到亮度、閃爍頻率及亮度時間控制。圖 51 (a)及圖 51 (b)分別為使用 P 及 N 功率晶體來驅動 LED，這本計畫當中採用圖 51 (c)，我們可以經由控制指令達到圖 51 (a)及圖 51 (b)的效果。

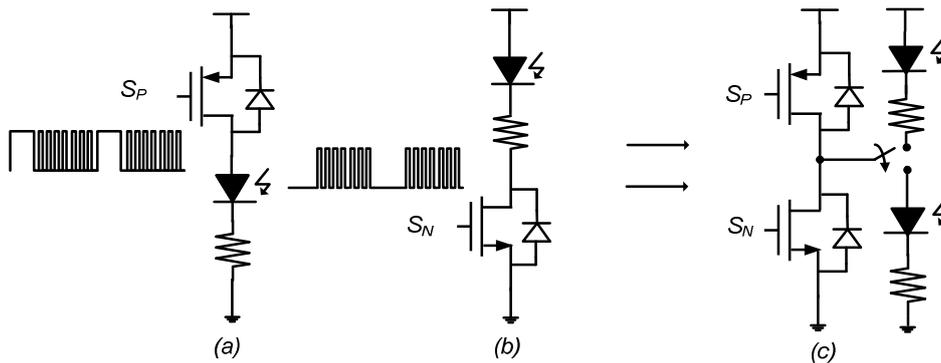


圖 51. LED 操作電路圖

驅動馬達[68]的轉速是取決於它上面的跨壓大小。我們可以使用 H 橋模式下圖 52 所示來達到正反轉及停止，由於馬達是電壓控制，我們亦可使用脈波寬度調變來調整馬達上的跨壓，進而達到轉速的控制。

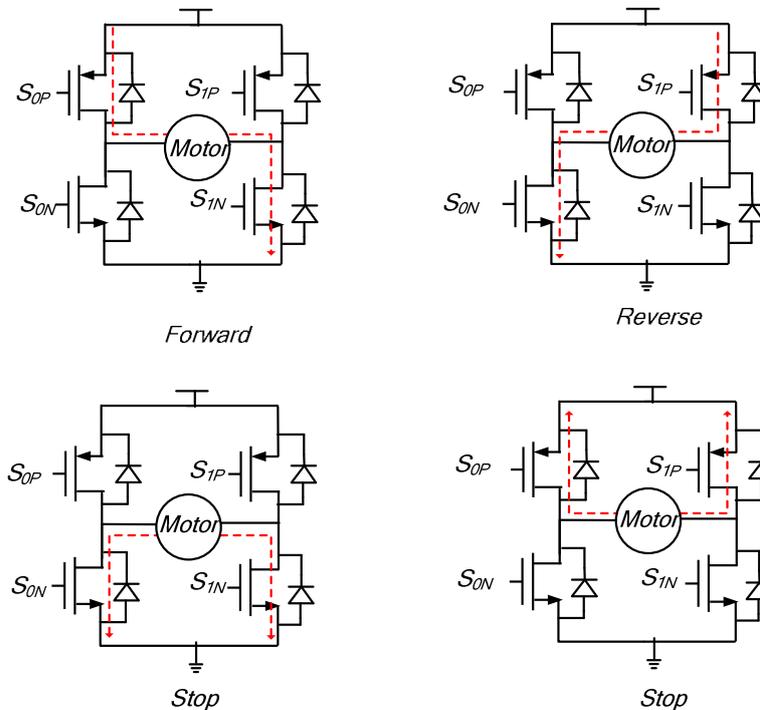
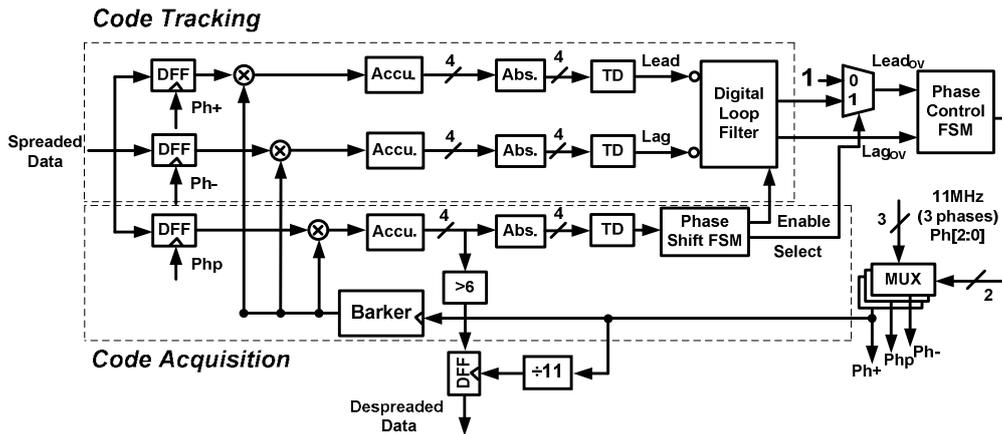


圖 52. H 橋驅動馬達

F. 電力線通訊系統設計

圖 53 所示為本系統中 CDR 電路之方塊圖，CDR 架構主要包含 code acquisition loop 及 code tracking loop 這 2 個部分。系統中使用 punctual phase (php)的時脈訊號來對輸入資料取樣，其中 punctual phase 是 1 組 3 個相位的時脈產生器。取樣資料則是將累加器和 Barker 碼做 XOR 所得到的結果和轉出每個 bit 的時間，而所有的計算都是 unsigned 運算累加器只是計算次數的一個過程，圖 53(b)則為所有累加出來的結果。對於完美對齊的 barker 碼和取樣資料，其結果為 11 或 0 將其當成 data bit 1 或 0，而對於有偏移或不對齊部分，其結果為 5 or 6，而根據這些資訊來作為設定閾值依據，以判斷取樣資料和 barker 碼是否對齊，此外必需能容忍取樣錯誤造成的 jitter 或 noise

並還原出原始的數據。但首先必需先設定閾值使其能和 data bit 1 和 0 在相同基準做比較。



1:	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0:	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Transform:	11	9	7	5	3	1	-1	-3	-5	-7	-9	-11
Abs.:	11	9	7	5	3	1	1	3	5	7	9	11

圖 53. (a)本計劃 CDR 架構; (b)累加和 absolute 之結果

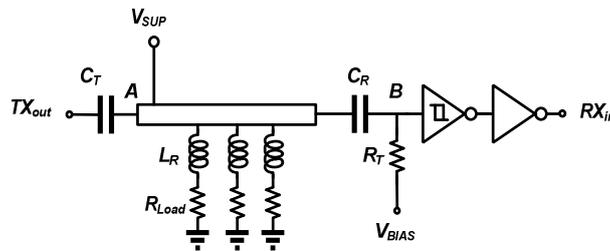


圖 54. 電力線與耦合電路之架構

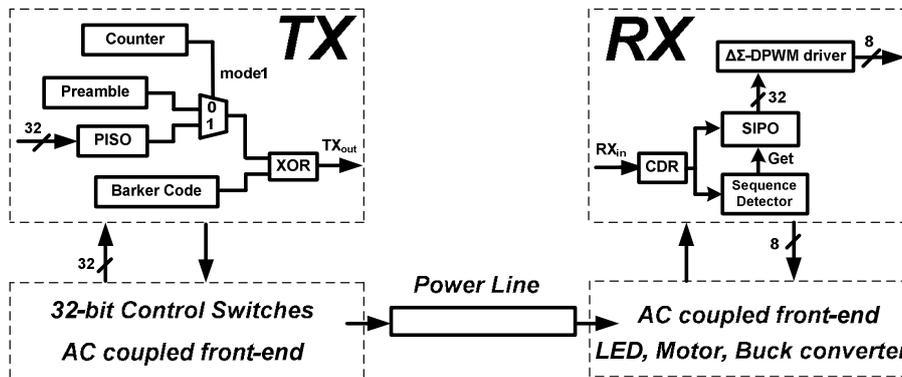


圖 55. 系統架構圖

由於電源線是用來提供電力給汽車內部各設備，為了確保電源和數據能在相同的電纜線上傳輸，如圖 54 所示，我們應用了電感和電容元件，利用電容耦合來傳遞訊號，以隔離 FPGA 的輸出防止其與電纜上的高壓直接連結，固其兩端可以是不同的共模準位。圖 55 為整體架構之方塊圖，使用 delta-sigma 數位脈波寬度調變器($\Delta\Sigma$ -DPWM)來產生 PWM 訊號，控制 Power MOS 開關，來決定馬達、LED、降壓電路的動作。其中馬達和 LED 是開迴路控制，buck 電路是閉迴路控制，這 3 組元件都有各自的操作頻率，而對操作頻率的選擇能以改變其導通時間、馬達的 PWM 訊號或是 LED 的快慢、間隔比例及亮度等。後端控制訊號為 32-bit，數據傳輸方式是透過汽車之電力

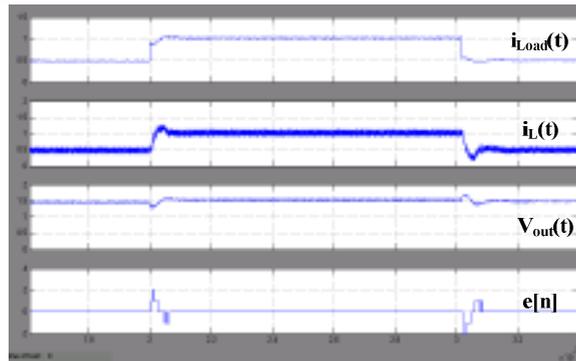
線來傳輸資料，而為了減少雜訊的影響，採用 DSSS 調變來延展所傳送的資料頻寬，這在傳送器或接收器上都是必要的，為此我們建立了一組使用 FPGA 和印刷電路板的其他離散元件來實現。

2. 模擬結果

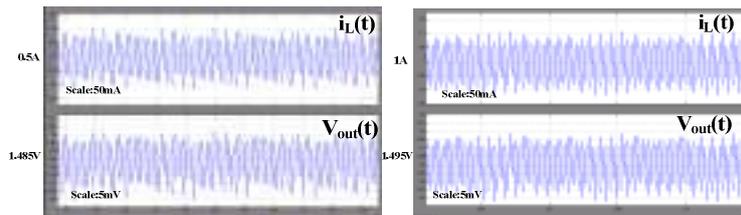
本計劃中使用 Matlab 裡面的 Simulink[69, 70]來建立數位降壓電路的模型並且模擬系統鎖定動作。模擬驗證數位降壓電路在二階的 $\Sigma\Delta$ 雜訊整形迴路數位脈波寬度調變輸入 V_{in} 為 12V，觀察負載變化之下的輸出鎖定電壓以及輸出電壓峰對峰值的大小。如表 4 所示為二階 $\Sigma\Delta$ 雜訊整形迴路數位脈波寬度調變數位降壓電路輸出電壓鎖定在 1.5V~9V 性能表現，模擬如圖 17~20 所示。表格的參數模擬值包含有輸出的漣波大小 ΔV_{out} 、負載由 500mA 到 1A 抽載時所造成輸出過衝電壓 V_{over} 、過衝回復時間 T_{over_r} 、負載由 1A 到 500mA 抽載時所造成輸出下衝電壓 V_{under} 、下衝回復時間 T_{under_r} 。

表4. 二階 $\Sigma\Delta$ 降壓電路負載變化下輸出電壓性能表現

Parameter	symbol	1.5V	3V	5V	9V
Output voltage	ΔV_{out}	45mV	60mV	80mV	60mV
Overshoot voltage	V_{over}	160mV	180mV	200mV	200mV
Overshoot recovery time	T_{over_r}	80 μ s	100 μ s	120 μ s	130 μ s
Undershoot voltage	V_{under}	180mV	180mV	200mV	200mV
Undershoot recovery time	T_{under_r}	70 μ s	70 μ s	100 μ s	140 μ s



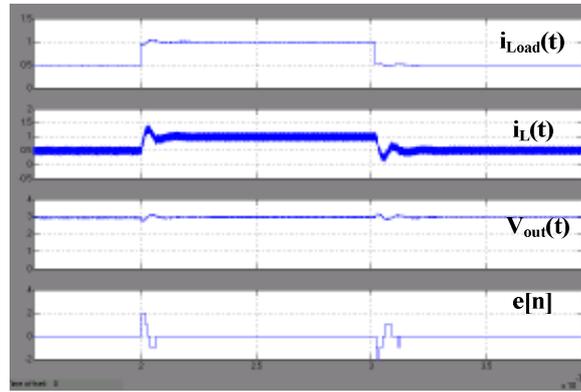
(a)



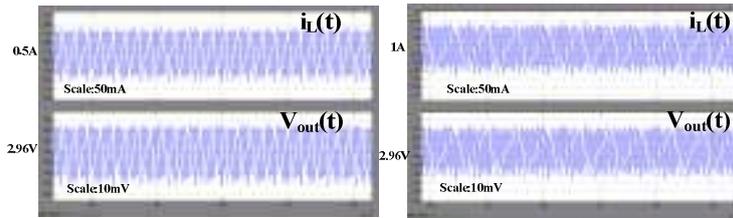
(b)

(c)

圖56. 二階 $\Sigma\Delta$ 負載抽載輸出電壓 1.5V 模擬圖 (a)輸出負載 $i_{load}(t)$ 、電感電流 $i_L(t)$ 、輸出電壓 $V_{out}(t)$ 及誤差值 $e[n]$ (b)負載 500mA 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$ (c)負載 1A 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$



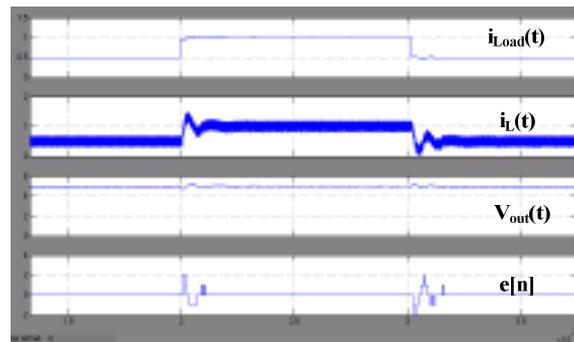
(a)



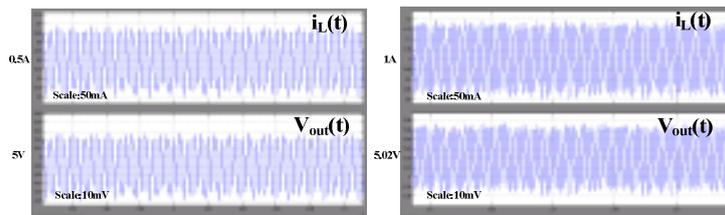
(b)

(c)

圖57. 二階 $\Sigma\Delta$ 負載抽載輸出電壓 3V 模擬圖 (a)輸出負載 $i_{load}(t)$ 、電感電流 $i_L(t)$ 、輸出電壓 $V_{out}(t)$ 及誤差值 $e[n]$ (b)負載 500mA 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$ (c)負載 1A 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$



(a)



(b)

(c)

圖58. 二階 $\Sigma\Delta$ 負載抽載輸出電壓 5V 模擬圖 (a)輸出負載 $i_{load}(t)$ 、電感電流 $i_L(t)$ 、輸出電壓 $V_{out}(t)$ 及誤差值 $e[n]$ (b)負載 500mA 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$ (c)負載 1A 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$

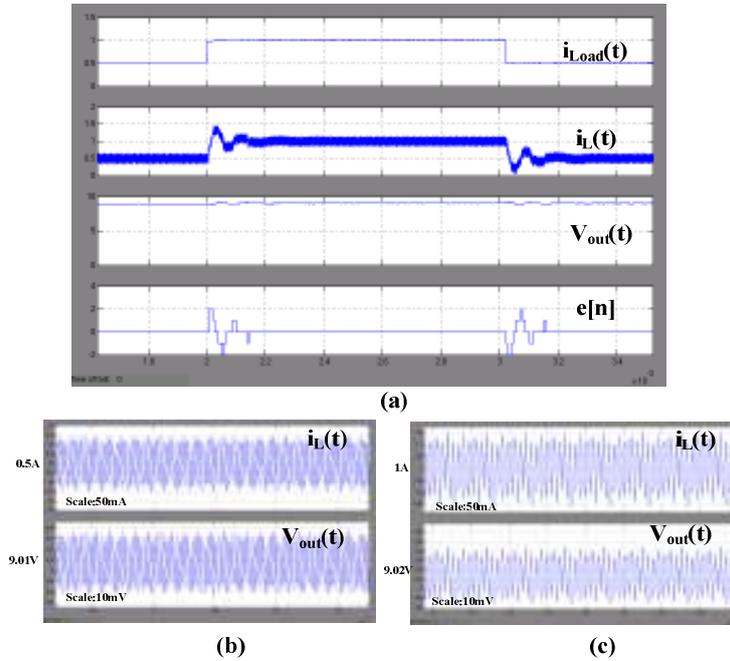


圖59. 二階 $\Sigma\Delta$ 負載抽載輸出電壓 9V 模擬圖 (a)輸出負載 $i_{load}(t)$ 、電感電流 $i_L(t)$ 、輸出電壓 $V_{out}(t)$ 及誤差值 $e[n]$ (b)負載 500mA 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$ (c)負載 1A 時 $i_L(t)$ 及 $V_{out}(t)$

3.FPGA 驗證結果

整體車用電子的測試環境及硬體方塊圖如下圖 60 所示由控制開關、傳輸端(TX)、車用電源線、接收端 (RX)、可程式車用功率積體電路、馬達、LED 及直流-直流降壓電路，實際測試環境及硬體架構圖如圖 61 所示。在這邊的可程式車用功率積體電路及接收端 (RX) 的電路是寫入在 FPGA Spartan 3E 裡面，傳輸端(TX)的電路則是在 FPGA Spartan 3A 裡面，電源線上的電源則是 12V，訊號經由電源線由傳輸端傳送到接收端。為了方便測試電路，原本控制指令為 32 位元，這邊我們利用控制開關其中的 5 位元配合查表法列出 32 種狀態來測試電路如表 5 所示。

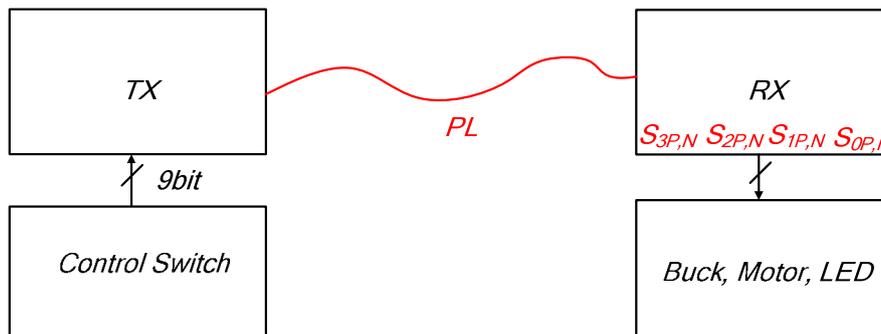


圖60. 車用電子電源線通訊及可程式車用功率積體電路示意圖

實際測試環境及硬體架構圖如圖 61 所示。在這邊的可程式車用功率積體電路及接收端的電路是寫入在 FPGA Spartan 3E 裡面，傳輸端的電路則是在 FPGA Spartan 3A 裡面，電源線上的電源則是 12V，訊號經由電源線由傳輸端傳送到接收端。

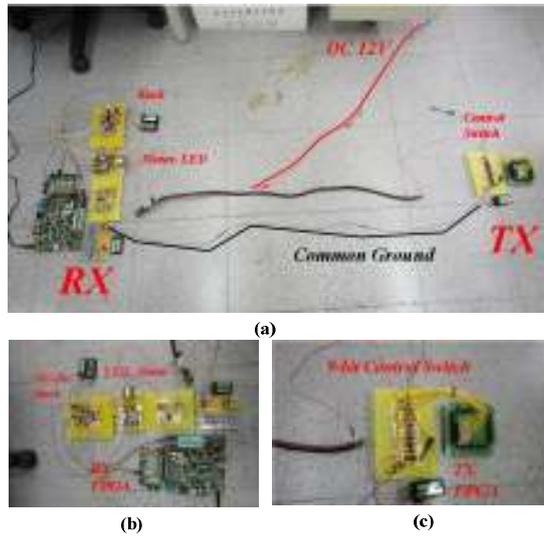


圖61. 實際測試環境及硬體架構圖

如下圖 62 所示為直流-直流降壓電路圖，FPGA 所輸出的訊號為 3V 脈波寬度調變經由電壓準位移器 ICL7667(Level Shifter)升為 12V 來推動 P 型的功率晶體 IRF9Z34N 及 N 型的功率晶體 IRFZ34N，在功率區塊的電感採用的是功率電感 SCD0504 可承受 1A 的電流，直流電阻(DCR)為 180 m 歐姆。輸出電容採用的是 Vishay Sprague 的鉭值電容，輸出電容的等效串聯電容(ESR)大約為 200m 歐姆。經由每一週期充放電輸出電壓經由衰減器和一單位增益緩衝器 AD711 到類比數位轉換器 ADC0820CCN，最後類比數位轉換器輸出再接回 FPGA 的輸入。下圖 63(a)為直流-直流降壓電路的硬體部分，圖 63(b)為馬達及 LED 的硬體。

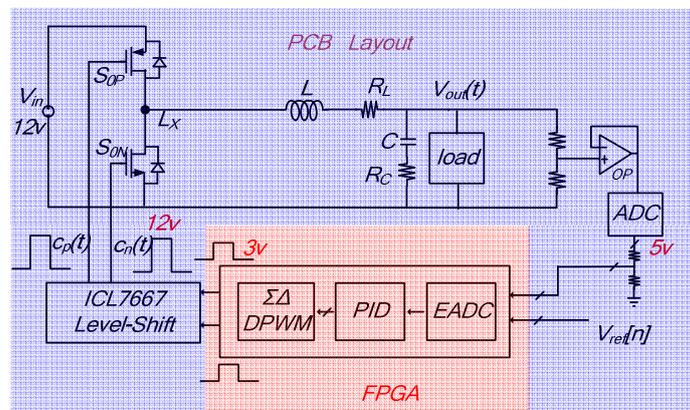


圖62. 直流-直流降壓印刷電路板子元件佈局圖



圖63. (a)直流-直流降壓印刷電路板子實際圖(b)馬達及 LED 印刷電路板子實際圖

表 5 所示為輸入電壓 12V，輸出電壓在不同的負載下所觀察的性能表現。圖 64 所示為無負載輸出電壓鎖在 1.5~9V，圖 65 所示為負載狀態下輸出電壓鎖在 1.5~9V。

表5. 輸出電壓在不同的負載的性能表現

V_{out}	1.5V	3V	5V	9V
ΔV_{out} (no load)	48mV	65mV	80mV	65mV
ΔV_{out} (load)	48mV (500mA)	65mV (600mA)	80mV (500mA)	65mV (600mA)

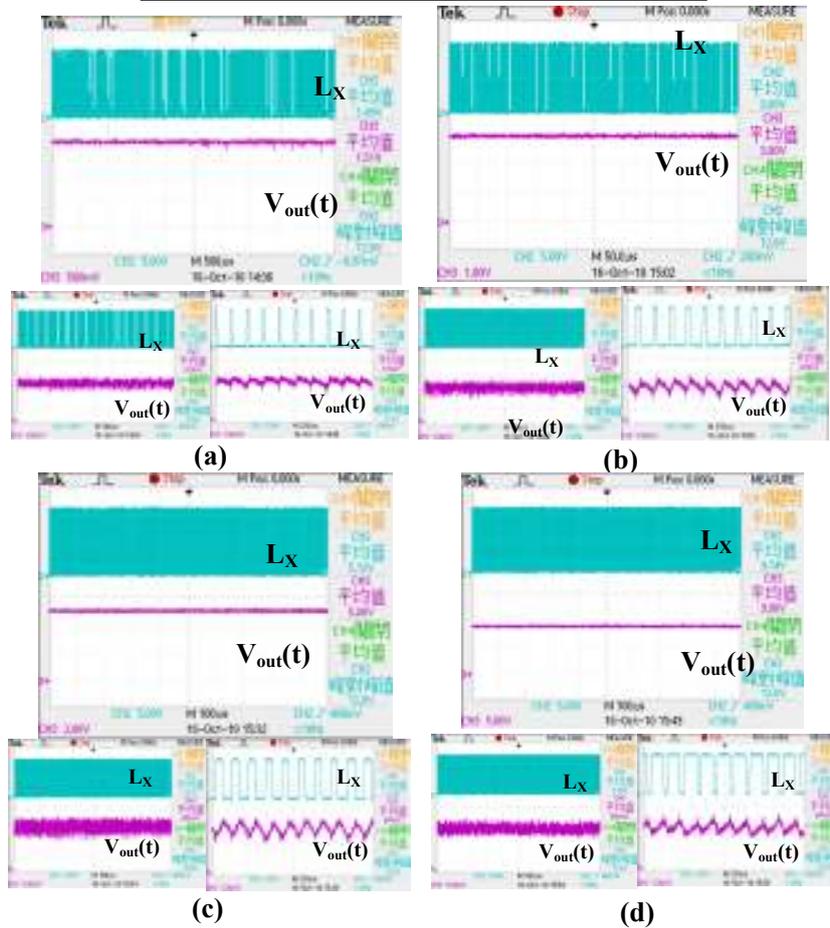


圖64. 無負載輸出(a)1.5V (b)3V (c) 5V (d)9V

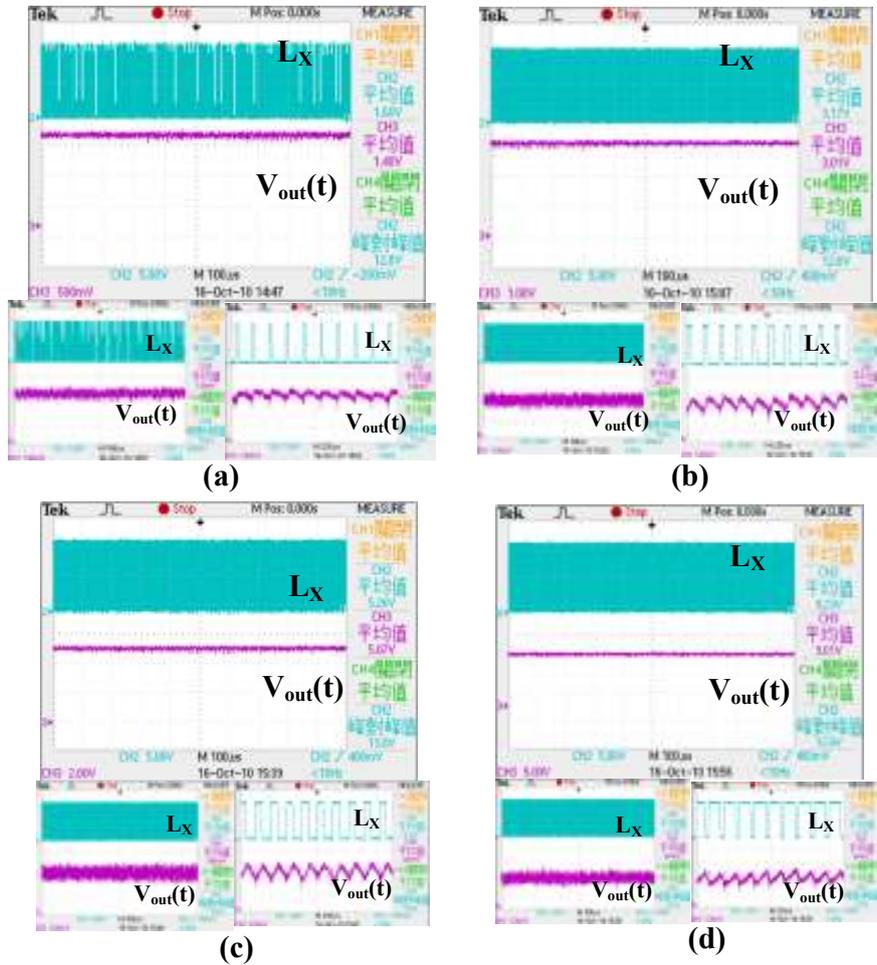


圖65. 負載狀態下輸出(a)1.5V (b)3V (c) 5V (d)9V

如下圖 66 所示為馬達轉速的驗證，我們利用表給控制訊號，馬達操作頻率為 24kHz，由於電壓準位移器為反向，下圖所測的波形為 FPGA 的輸出訊號還沒經過電壓準位移器，因此可看到 S_{2P} 為低電壓， S_{2N} 為脈波調變。圖 66(a)為轉速 20%，(b)為轉速 50%，(c)為轉速 80%。

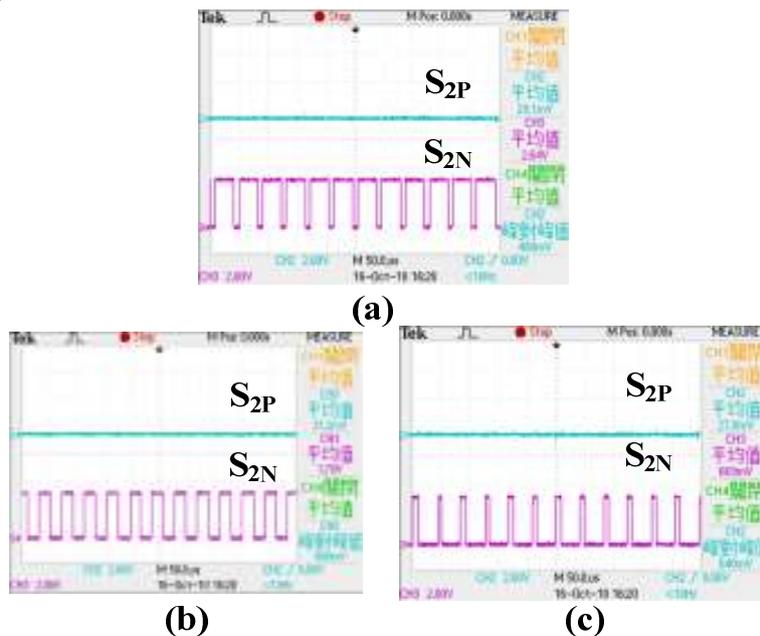


圖66. 馬達轉速

圖 67 所示為 LED 亮度時間的調控，這邊設定頻率為 0.75Hz，亮度為 50%，圖 67(a)為亮度時間 20%， (b)為亮度時間 50%， (c)為亮度時間 80%。

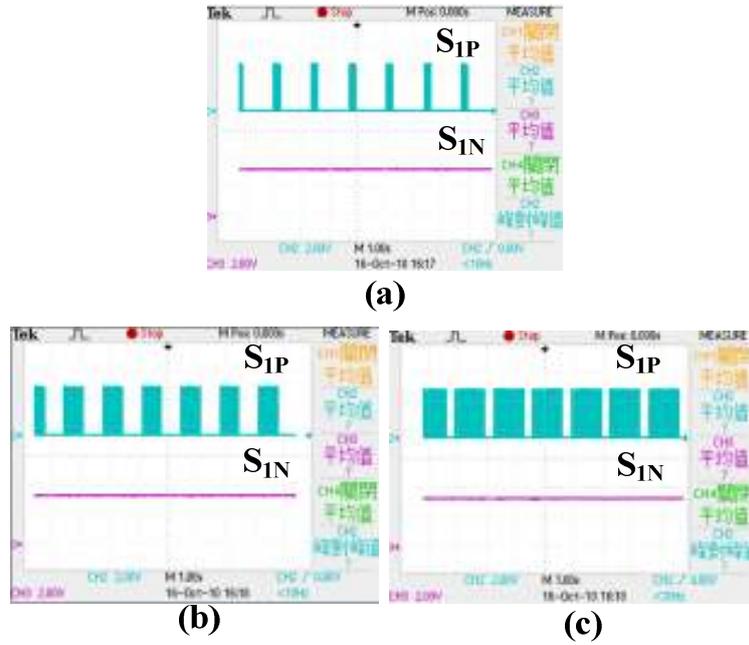


圖67. LED 亮度時間的調控

實際測試環境及硬體架構圖如圖 68 所示。在此所使用的可程式車用功率積體電路及接收端的電路寫入在 FPGA Spartan 3E 裡，傳輸端的電路則是在 FPGA Spartan 3A，電源線上的電源為 12V，訊號經由傳輸端傳送到接收端。圖 69~71 為驗證測試平台及操作情形。

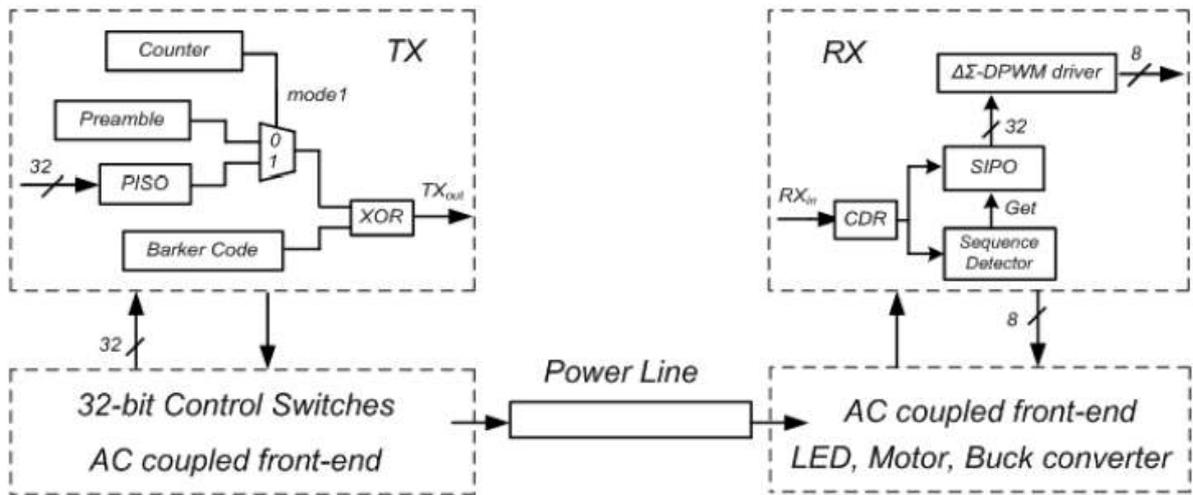


圖68. 系統架構圖

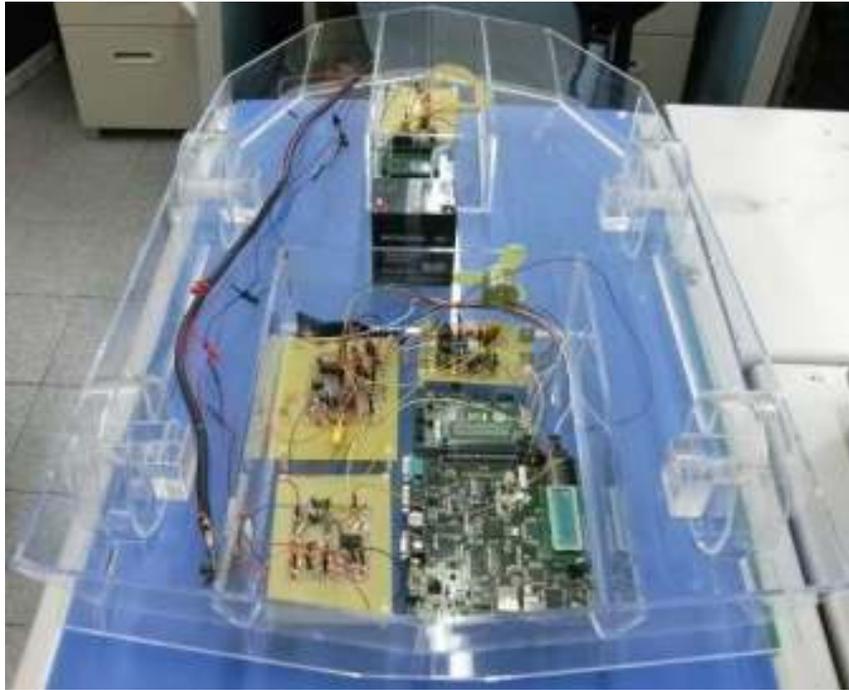


圖69. 最終整體測試環境俯視圖



圖70. LED 動作模式控制



圖71. buck converter 之輸出電壓

五、結果與討論

(一)子計畫一：

從上述的量測結果可以看出，校正後 SAR ADC 的效能有明顯的提升，而校正後性能雖有提升但不如預期明顯的原因相信是訊號源品質不佳的原因。目前正進行採購零件設備以進行更精準地量測。

而 CS DAC 的部分，其有效位元只能達到 10 bits，主要原因是製程因素造成的不匹配，雖然經過我們的校正，但因電流鏡的非線性與比較器後級放大器偏移電壓的影響，造成權重估算出現錯誤，導致校正結果無法得到理想輸出，這部份已經過分析並已著手開始進行電路架構修改。

(二)子計畫二：

1.輪胎摩擦力估測結果

轉向角與路面狀況如圖 5，進行 20 秒的模擬，轉向角在 7~8 秒時轉到 0.1rad 後保持固定轉角，而路面摩擦係數在 0~7 秒時為 0.85，7~12 秒時為 0.65，12~20 秒時為 0.45。在不確定參數部份，原始的質量是 1740kg，原始的轉動慣量是 2961kgm²，原始質心位置向前偏移 0.15m，變更後的質量為 1940kg，轉動慣量為 3480kg-m²，質心偏移為 0。

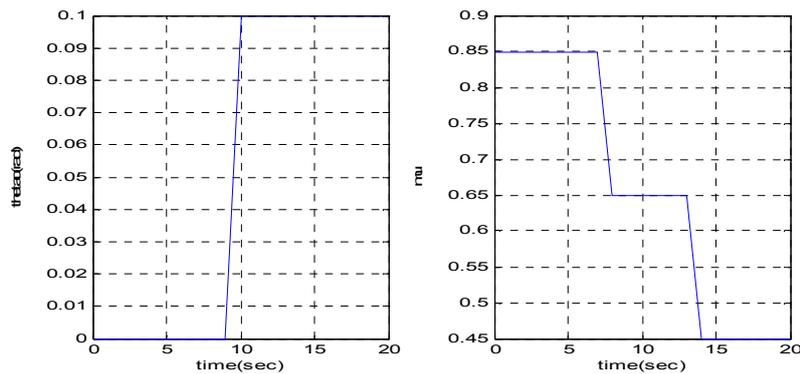


圖 5：(左)輪胎轉向角(右)路面摩擦係數

縱向力估測如圖 6，側向力估測如圖 7：

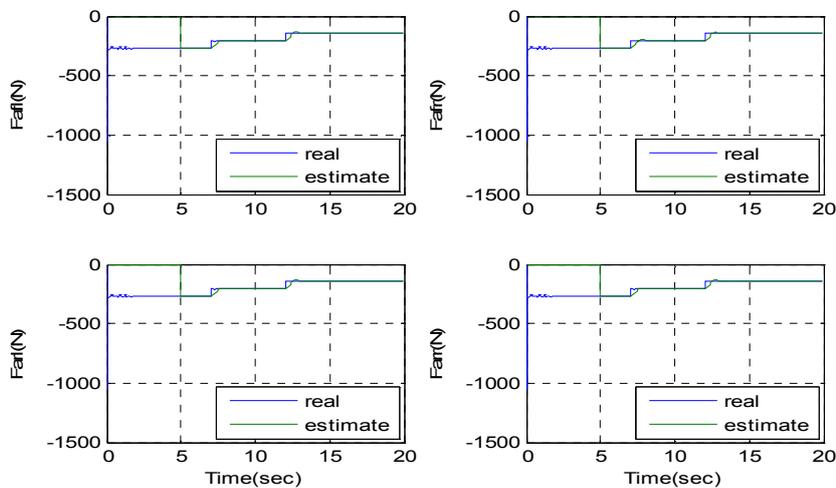


圖 6：縱向力估測結果(藍)實際值(綠)估測值(左上)左前輪(右上)右前輪(左下)右後輪(右下)左後輪

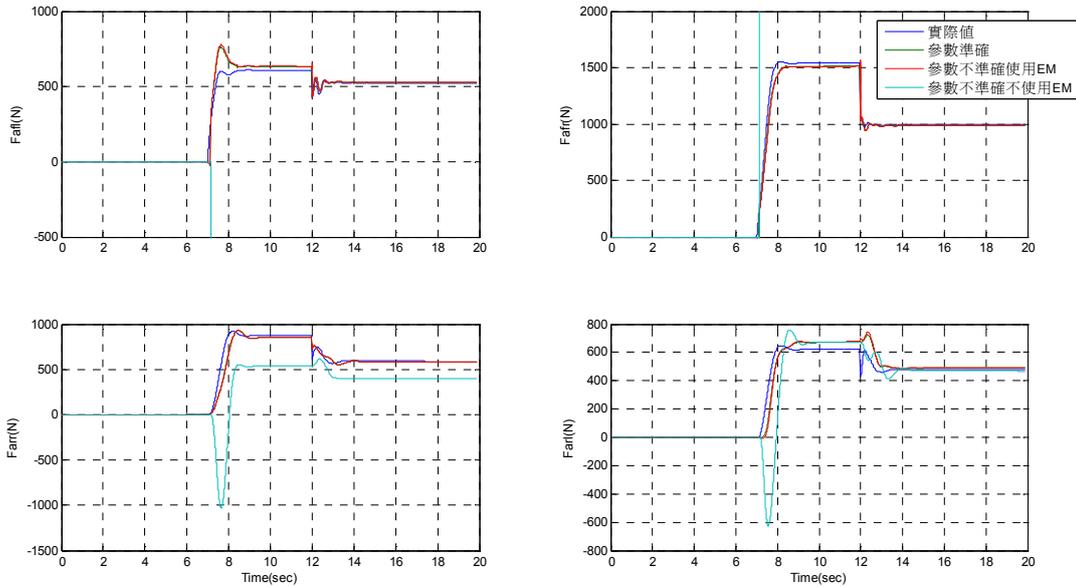


圖 7：側向力估測結果(藍)實際值(綠)參數準確(紅)參數不準確使用 EM(青)參數不準確不使用 EM(左上)左前輪(右上)右前輪(左下)右後輪(右下)左後輪

2.最佳化輪胎力量分配控制結果

車輛以初速 $V_{x} = 15.3\text{m/s}$ 直線前進，2 秒時駕駛者下達進行車輪轉向角為 10 度的 J-turn 命令，且 V_{x} 維持等速，路面狀況模擬在一般柏油路 ($\mu = 0.85$)。在此比較本研究提之控制法則與 Ackermann[48]所提出的四輪轉向控制策略和 Mirzaei[54]提出的直接橫擺力矩控制。

圖 8 表示控制車輛橫擺角速度比較，可以明顯地發現四輪轉向控制橫擺角速度已經不再受到控制器控制，而質心側滑角型式 DYC 控制也可看出控制結果不甚理想，橫擺角速度型式 DYC 控制則有些許的誤差，但隨著維持轉向行駛，誤差也因為車輛側向動態沒控制好的緣而增加。圖 9 為控制車輛質心側滑角比較，四輪轉向已無法維持側向運動的穩定，質心側滑角型式 DYC 控制一開始跟隨誤差很小，不過最後也受到橫擺角速度控制誤差影響變大，橫擺角速度型式 DYC 控制質心側滑角一開始即與參考值反向產生側滑。圖 10 車輛行駛路徑即可看出控制車輛與參考路徑跟隨的誤差，本研究使用的控制器在橫擺角速度最大限制下，仍能夠跟隨參考路徑。

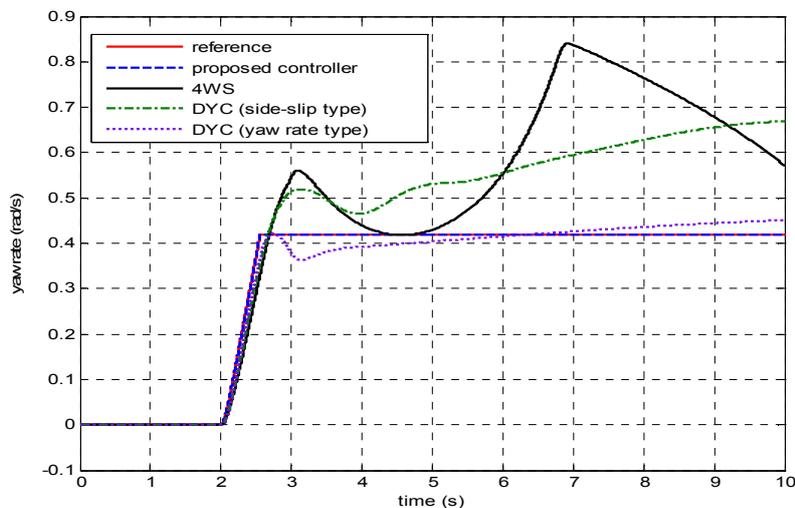


圖 8 車輛橫擺角速度比較圖

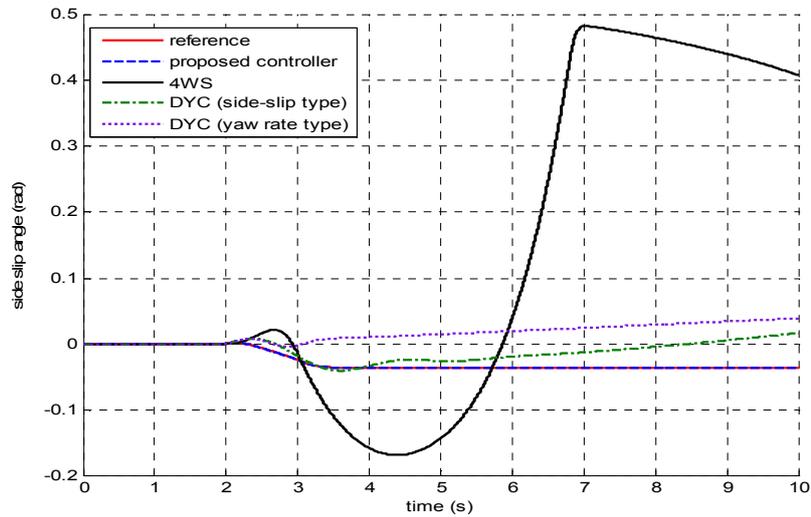


圖 9 車輛質心側滑角比較圖

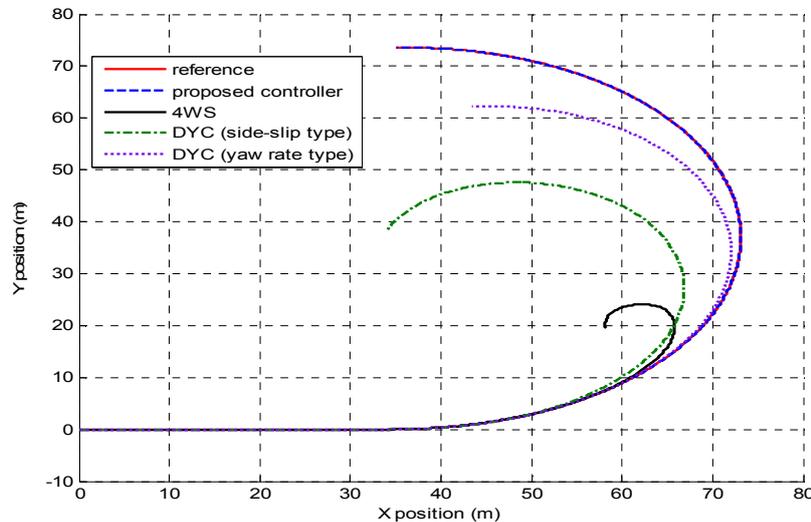


圖 10 車輛於地表座標上所行駛路徑比較圖

(三)子計畫四：

在本計畫中提出了可程式車用功率積體電路，晶片的控制訊號經由電源線傳送共有 32 位元，裡面包含了有晶片位址、清除開關訊號、系統開閉迴路選擇、開關選擇、PN 功率晶體動作、頻率、亮度時間、控制馬達轉速、LED 亮度及降壓電路的控制。由於功率驅動晶片共有 4 組的輸出控制訊號，每一組分別為控制 P 功率晶體及 N 功率晶體。這邊希望每一組的控制訊號皆能控制馬達、LED 及降壓電路，在分別控制馬達、LED 及降壓電路可了解到它們有共通的電路則是數位脈波寬度調變。在此採用的則是二階的 $\Sigma\Delta$ 雜訊整形迴路數位脈波寬度調變電路，其具有低功率消耗、可操作在高速、在這邊最主要是能將馬達、LED 及降壓電路結合在一起，節省多餘的面積及功率消耗等優點。

最後我們使用 FPGA 來驗證整體系統的可行性，Spartan 3A 及 Spartan 3E 來當作車用電子電源線通訊的接收端及傳輸端，電源線則是傳送指令進而達到降壓電路輸出電壓鎖定、控制馬達的

轉速控制及 LED 的亮度調控、閃爍頻率及亮度時間的調控。

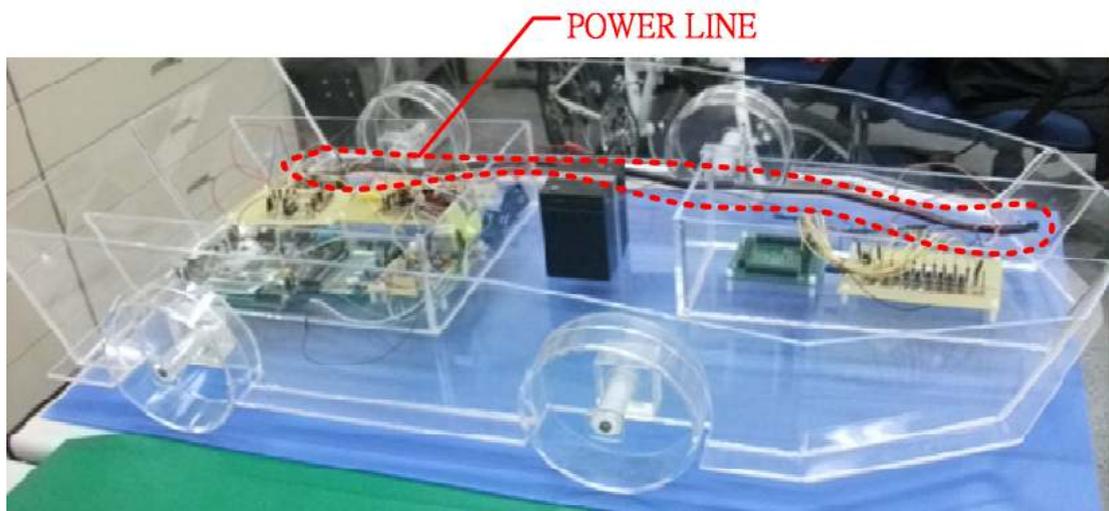


圖72. 最終整體測試環境側面圖

參考文獻

- [1] M.D. Scott, B.E. Boser, K.S.J. Pister, "An Ultra-Low Power ADC for Distributed Sensor Networks," in IEEE ESSCIRC proceedings, September 24-26 2002, Firenze, Italy.
- [2] R. Gregorian and G. Temes, "Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing," John Wiley & Sons, Inc., 1986.
- [3] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits. New York: McGraw-Hill Companies, Inc. 2001
- [4] A. Acharya, P.J. Hurst, and S.H. Lewis, "Thermal Noise from Switches in a Switched-Capacitor Gain Stage," Proc. of the Southwest Symp. on Mixed-Signal Design, pp. 121-126, Las Vegas, Feb. 2003.
- [5] J. Sauerbrey, D. Schmitt-Landsiedel and R. Thewes, "A 0.5-V 1- μ W successive approximation ADC," IEEE J. Solid-State Circuits 38(7), 1261- 1265, 2003.
- [6] P. E. Allen, and D. R. Holberg, "CMOS Analog Circuit Design," New York Oxford, Second Edition, 2002
- [7] D. A. Johns, and K. Martin, "Analog Integrated Circuit Design," John Wiley & Sons, Inc., 1997
- [8] A. S. Sedra and K. C. Smith, Microelectronic Circuits, 4th Ed., Oxford University Press, 1998
- [9] T. Yoshida, M. Akagi, M. Sasaki, and A. Iwata, "A 1V supply successive approximation ADC with rail-to-rail input voltage range," IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Vol. 1, pp. 192-195, May 2005
- [10] J. Crols and M. Steyaert, "Switched-opamp: An approach to realize full CMOS switched-capacitor filters at very low power supply," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, pp. 936-942, Aug. 1994.
- [11] A. Baschiroto and R. Castello, "A 1-V 1.8-MHz CMOS switched-opamp SC filter with rail-to-rail output swing," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 1979-1986, Dec. 1997.
- [12] T. Cho and P. R. Gray, "A 10 b, 20 Msamples/s, 35 mW pipeline A/D converter," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 30, no. 3, pp. 166-172, Mar. 1995.
- [13] S. Rabbii and B. A. Wooley, "A 1.8-V digital-audio sigma-delta modulator in 0.8- μ m CMOS," J. of Solid-State Circuits, Vol.32, No.6, pp.783-796, June 1997.
- [14] N. Verma and A. P. Chandrakasan, "A 25 μ W 100KS/s 12b ADC for wireless micro-Sensor applications," in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Digest of Technical Papers, 2006, pp. 822-831.
- [15] C. J. B. Fayomi, G. W. Roberts, and M. Sawan, "A 1-V, 10-bit rail-to-rail successive approximation Analog-to-Digital converter in standard 0.18 μ m CMOS technology," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS), 2001, pp. 460-463.
- [16] F. Kuttner, "A 1.2V 10b 20MSample/s non-binary successive approximation ADC in 0.13 μ m CMOS," in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Digest of Technical Papers, Feb. 2002, pp. 136-137.
- [17] H. Neubauer, T. Desel, and H. Hauer, "A successive approximation A/D converter with 16bit 200ks/s in 0.6 μ m CMOS using self calibration and low power techniques," in Proc. the 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Sep. 2001, pp. 859-862.
- [18] H.-S. Lee, D. A. Hodges, P. R. Gray, "Self-Calibrating 15 Bit CMOS A/D Converter," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 19, No. 6, Dec., 1984.
- [19] K.-S. Tan, "ON BOARD SELF-CALIBRATION OF ANALOG-TO-DIGITAL AND DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTERS," United States Patent 4399426, Aug. 16, 1983
- [20] H.-C. Hong, and G.-M. Lee, "A 65-fJ/Conversion-Step 0.9-V 200-kS/s Rail-to-Rail 8-bit Successive Approximation ADC," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 10, Oct., 2007
- [21] G. Promitzer, "12-bit Low-Power Fully Differential Switched Capacitor Noncalibrating Successive Approximation ADC with 1 MS/s," IEEE J. Solid-State Circuits, vol 36, no. 7, Jul. 1995.
- [22] G.-Y. Huang, C.-C. Liu, Y.-Z. Lin, S.-J. Chang, J. J. Kang, and M. P. Flynn, "A 12b 11MS/s Successive Approximation ADC with two comparators in 0.13 μ m CMOS," IEEE Symposim on VLSI Circuits, 2009, pp. 240-241
- [23] W. Liu, P. Huang and Y. Chiu, "A 12b 22.5/45MS/s 3.0mW 0.059mm² CMOS SAR ADC achieving over 90dB SFDR," in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Digest of Technical Papers, Feb. 2010, pp. 380-381.
- [24] Y. Cong and R. Geiger, "A 1.5-V 14-b 100MS/s Self-Calibrated DAC," Proc. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, no. 12, pp. 2051-2059, Dec. 2003.
- [25] A. Bugeja and B. S. Song, "A Self-Trimming 14-b 100-MS/s CMOS DAC," Proc. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, no. 12, pp. 1841-1851, Dec. 2000.
- [26] H. Chen, J. Lee, J. Weiner, and J. Chen "A 14-bit 150-MS/s CMOS DAC with Digital Background Calibration," Symp. VLSI Circuits Dig. Tech. Papers, paper 6-4, June 2006.

- [27] M. Tiilikainen, "A 14-bit 1.8-V 20-mW 1-mm² CMOS DAC," Proc. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 36, no. 7, pp. 1144-1147, July 2001.
- [28] Y. Ikeda, M. Frey, and A. Matsuzawa, "A 14-bit 100-MS/s Digitally Calibrated Binary-Weighted Current-Steering CMOS DAC without Calibration ADC," IEEE Asian Solid-State Circuits Conference Nov. 2007.
- [29] D.-H. Lee, T.-H. Kuo, and K.-L. Wen, "Low-Cost 14-Bit Current-Steering DAC With a Randomized Thermometer-Coding Method," Proc. IEEE Transactions on circuits and systems—II: Express Briefs, vol. 56, no. 2, pp. 137-141, Feb. 2009.
- [30] D.-H. Lee, Y.-H. Lin, and T.-H. Kuo, "Nyquist-rate current-steering digital-to-analog converters with random multiple data-weighted averaging technique and QN rotated walk switching scheme," Proc. IEEE Trans. Circuits and System— II, Exp. Briefs, vol. 53, no. 11, pp. 1264–1268, Nov. 2006.
- [31] Tao Chen, and G. G. E. Gielen, "A 14-bit 200-MHz Current-Steering DAC With Switching-Sequence Post-Adjustment Calibration," Proc. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 42, no. 11, pp. 347-350, Nov. 2007.
- [32] S. Muller, M. Uchanski, and K. Hedrick, "Estimation of the maximum tire-road friction coefficient," Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-Transactions of the ASME, vol. 125, no. 4, pp. 607-617, Dec, 2003.
- [33] Bachmann, Th., "The Importance of the Integration of Road, Tyre, and Vehicle Technologies," FISITA XXth World Congress, Montreal, Canada, September, 1995
- [34] Eichhorn, U., and Roth, J., "Prediction and Monitoring of Tyre/Road Friction," XXIV FISITA Congress, London, GB, 2:67–74, June 7–11. "Safety, the Vehicle, and the Road." , 1992
- [35] Breuer, B., Bartz, M., Karlheinz, B., Gruber, S., Semsch, M., Strothjohann, Th., and Xie, C., "The Mechatronic Vehicle Corner of Darmstadt University of Technology-Interaction and Cooperation of a Sensor Tire, New Low-Energy Disc Brake and Smart Wheel Suspension," Proceedings of FISITA 2000, Seoul, Korea, June 12–15 , 2000
- [36] Hollingum, J., "Autonomous Radio Sensor Points to New Applications," Sensor Review, 21~2!, 104–106 , 2001
- [37] Bakker, E., Pacejka, H. B., and Lidner, L., "A New Tire Model With an Application in Vehicle Dynamics Studies," SAE Transactions, Journal of Passenger Cars, 98~SAE 890087!, 101–113 , 1989
- [38] Dieckmann, Th., "Assessment of Road Grip by Way of Measured Wheel Variables," Proceedings of FISITA '92 Congress, London, GB, 2:75–81, June 7–11. "Safety the Vehicle and the Road." , 1992
- [39] F. Gustafsson, "Slip-based tire road friction estimation," Automatica, vol. 33, no. 6, pp. 1087-1099, Jun, 1997
- [40] Hwang, W., and Song, B., 2000, "Road Condition Monitoring System Using Tire-Road Friction Estimation," Proceedings of AVEC 2000, Ann Arbor, Michigan, pp. 437–442, August 22–24.
- [41] J. O. Hahn, R. Rajamani, and L. Alexander, "GPS-based real-time identification of tire-road friction coefficient," Ieee Transactions on Control Systems Technology, vol. 10, no. 3, pp. 331-343, May, 2002.
- [42] L. R. Ray, "Nonlinear tire force estimation and road friction identification: Simulation and experiments," Automatica, vol. 33, no. 10, pp. 1819-1833, Oct, 1997.
- [43] H. Tsunashima, M. Murakami, and J. Miyata, "Vehicle and road state estimation using interacting multiple model approach." pp. 750-758.
- [44] L. R. Ray, A. Ramasubramanian, and J. Townsend, "Adaptive friction compensation using extended Kalman-Bucy filter friction estimation," Control Engineering Practice, vol. 9, no. 2, pp. 169-179, Feb, 2001
- [45] L. R. Ray, A. Ramasubramanian, and J. Townsend, "Adaptive friction compensation using extended Kalman-Bucy filter friction estimation," Control Engineering Practice, vol. 9, no. 2, pp. 169-179, Feb, 2001
- [46] C. Canudas-De-Wit, P. Tsiotras, E. Velenis et al., "Dynamic friction models for road/tire longitudinal interaction," Vehicle System Dynamics, vol. 39, no. 3, pp. 189-226, Mar, 2003.
- [47] Y. Furukawa, N. Yuhara, S. Sano, H. Takeda and Y. Matsushita, "A Review of Four-Wheel Steering Studies from the Viewpoint of Vehicle Dynamics and Control," Vehicle System Dynamics, 18, pp. 151-186, 1989.
- [48] J. Ackermann, "Robust Decoupling, Ideal Steering Dynamics and Yaw Stabilization of 4WS Cars," Automatica, vol. 30, no. 11, pp.1761-1768, 1994.
- [49] V.Nikzad. S. and M. Naraghi, "Model Reference Tracking Control of A 4WS Vehicle Using Single and Dual Steering Strategies," SAE 2002 Transactions, Journal of Passenger Cars : Mechanical Systems, no. 2002-01-1590, pp.1841-1851.
- [50] Y. Shibahata, K. Shimada and T. Tomari, "Improvement of Vehicle Maneuverability by Direct Yaw Moment Control," Vehicle System Dynamics, vol. 22, pp. 456-481, 1993.
- [51] M. abe, "Vehicle dynamics and control for improving handling and active safety: from four-wheel steering to direct yaw moment control," Proc. Insn. Mech. Engrs., vol. 213, Part K, pp. 87-101, June 1999.

- [52] P. Raksincharoensak, M. Nagai and M. Shino, "Lane keeping control strategy with direct yaw moment control input by considering dynamics of electric vehicle," *Vehicle System Dynamics*, vol. 44, pp. 192-201, 2006.
- [53] E. Esmailzadeh, A. Goodarzi, G.R. Vossoughi, "Optimal yaw moment control law for improved vehicle handling," *Mechatronics*, vol. 13, pp. 659-675, 2003.
- [54] M. Mirzaei, "A new strategy for minimum usage of external yaw moment in vehicle dynamic control system," *Transportation Research Part C*, vol. 18, pp. 213-224, 2010.
- [55] R. Rajamani, *Vehicle Dynamics and Control*, New York: Springer-Verlag, 2006
- [56] C. Basso, *Switch-mode power supplies*, 2008.
- [57] D. M. R.W.Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed.: Kluwer Academic, Inc, 2001.
- [58] P.-K. Leong, "Design of Sigma-Delta DPWM Controller for 1MHz DC-DC Switch-Mode Power Supplies," NCKU, Taiwan, 2009-01-10
- [59] Z. Lukic, et al., "Multi-bit sigma-delta PWM Digital Controller IC for DC-DC Converters Operating at Switching Frequencies Beyond 10 MHz," *IEEE Transactions on Power Electronics*, , vol. 22, pp. 1693-1707, 2007.
- [60] B. J. Patella, et al., "High-frequency digital PWM controller IC for DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*,, vol. 18, pp. 438-446, 2003.
- [61] R. Dorf, *Modern control systems*, 1998.
- [62] A. Oppenheim, *Discrete-time signal processing*, 2010.
- [63] C. Phillips, *Digital control system analysis and design*, 1990.
- [64] A. Prodic and D. Maksimovic, "Design of a digital PID regulator based on look-up tables for control of high-frequency DC-DC converters," in *IEEE on Power Electronics*,, 2002, pp. 18-22.
- [65] D. K. Johns, Martin, *Analog integrated circuit design*, 1997.
- [66] R. Schreier, *Understanding delta-sigma data converters*, 2005.
- [67] W. Chou and R. M. Gray, "Dithering and its effects on sigma-delta and multistage sigma-delta modulation," *IEEE Transactions on Information Theory*,, vol. 37, pp. 500-513, 1991.
- [68] N. Mohan, *Power electronics: converters, applications, and design*, third edition, 2003.
- [69] L. Chi-Wai, et al., "An integrated GUI design tool for digitally controlled switching DC-DC converter," in *ICCCAS 2008. International Conference on Communications, Circuits and Systems*,, 2008, pp. 1324-1327.
- [70] A. Prodic and D. Maksimovic, "Mixed-signal simulation of digitally controlled switching converters," in *IEEE Computers in Power Electronics*, , 2002, pp. 100-105.

國科會補助專題研究計畫成果報告自評表

請就研究內容與原計畫相符程度、達成預期目標情況、研究成果之學術或應用價值（簡要敘述成果所代表之意義、價值、影響或進一步發展之可能性）、是否適合在學術期刊發表或申請專利、主要發現或其他有關價值等，作一綜合評估。

1. 請就研究內容與原計畫相符程度、達成預期目標情況作一綜合評估

- 達成目標
 未達成目標（請說明，以 100 字為限）
 實驗失敗
 因故實驗中斷
 其他原因

說明：成果驗證符合預期目標

2. 研究成果在學術期刊發表或申請專利等情形：

論文：已發表 未發表之文稿 撰寫中 無

專利：已獲得 申請中 撰寫中 無

技轉：已技轉 洽談中 無

其他：（以 100 字為限）

3. 請依學術成就、技術創新、社會影響等方面，評估研究成果之學術或應用價值（簡要敘述成果所代表之意義、價值、影響或進一步發展之可能性）（以 500 字為限）

單端循序漸近式類比數位轉換器之校正方法：提升該轉換器的有效位元數與良率

全差動循序漸近式類比數位轉換器之校正方法：誤差值更為精確，校正後之有效位元更高

車輛 PLC 通訊及可程式驅動控制系統：實現車輛通信電子設備驅動晶片低面積、低功率、低電壓、低價格、高可靠度及環保節能省碳的目的

五個以上的專利申請：協助國內晶片設計業、電子業及車輛製造業轉型

SOC 系統晶片設計技術：全系統消耗功率低於數個微瓦，達到環保減碳之要求

車輛電源線傳送控制信號：取代了傳統舊式使用配電盤連接控制電纜線技術，大量的減少廢電線、廢電纜的生產製造，直接降低對空氣及環境對地球所造成的污染

車用電子控制技術：未來的汽車在維修檢測上更便利、省時，縮短工作時效

國科會補助計畫衍生研發成果推廣資料表

日期：100年10月28日

國科會補助計畫	計畫名稱：具通信功能之車用功率系統晶片 計畫主持人：蘇朝琴 計畫編號：NSC 99-2220-E-009-047- 領域：車用電子		
研發成果名稱	(中文) 具通信功能之車用功率系統 (英文) Automobile Power System With Communication		
成果歸屬機構	國立交通大學	發明人 (創作人)	學生:林庭佑、曾煜輝 教授:蘇朝琴 教授
技術說明	<p>我們於計劃中使用 LIN 協議的主從架構。並透過直接序列擴頻(DSSS)調製技術的收發器設計來防止噪聲對控制信號的影響。其編碼是由可用於802.11無線擴頻序列信號控制數據的11位巴克碼組成。而具有3個時脈的時脈資料恢復電路(CDR)，包含三個階段，它將跟踪發射機(TX)和接收器(RX)之間的頻率錯誤。最後由32位的串列信號至後端控制電路，控制PWM的執行情況。全系統實現一個原型車電力線通訊網絡包含本計畫電路和FPGA進行電路驗證。</p> <p>Our concern is to use LIN protocol architecture of master and slave. The transceiver design with Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) modulation technology be used to prevent the influence of noise on control signal. With encode the signal of control data by 11-bit Barker code, which also can be used to 802.11 wireless spread spectrum sequence. The early and late phase of the clock data recovery circuit which has three phases, that it will tracking frequency error between the transmitter (TX) and receiver (RX). By the 32-bit serial signal and back-end control circuit, implementation of transmission and PWM control. A prototype vehicle power line communication network realized and verified by FPGA and the proposed circuit.</p>		
產業別	車用電子		
技術/產品應用範圍	車用電子		
技術移轉可行性及預期效益	<p>SOC系統晶片設計技術：全系統消耗功率低於數個微瓦，達到環保減碳之要求</p> <p>車輛電源線傳送控制信號：取代了傳統舊式使用配電盤連接控制電纜線技術，大量的減少廢電線、廢電纜的生產製造，直接降低對空氣及環境對地球所造成的污染</p> <p>車用電子控制技術：維修檢測上更便利、省時，縮短工作時效</p>		

註：本項研發成果若尚未申請專利，請勿揭露可申請專利之主要內容。

國科會補助計畫衍生研發成果推廣資料表

日期:2011/10/28

國科會補助計畫	計畫名稱: 總計畫(3/3)
	計畫主持人: 蘇朝琴
	計畫編號: 99-2220-E-009-022- 學門領域: 晶片科技計畫--整合型學術研究計畫
無研發成果推廣資料	

99 年度專題研究計畫研究成果彙整表

計畫主持人：蘇朝琴		計畫編號：99-2220-E-009-022-					
計畫名稱：具通信功能之車用功率系統晶片--總計畫(3/3)							
成果項目		量化			單位	備註（質化說明：如數個計畫共同成果、成果列為該期刊之封面故事...等）	
		實際已達成數（被接受或已發表）	預期總達成數(含實際已達成數)	本計畫實際貢獻百分比			
國內	論文著作	期刊論文	0	0	100%	篇	
		研究報告/技術報告	0	0	100%		
		研討會論文	0	0	100%		
		專書	0	0	100%		
	專利	申請中件數	0	2	100%	件	
		已獲得件數	2	2	100%		
	技術移轉	件數	0	0	100%	件	
		權利金	0	0	100%	千元	
	參與計畫人力 (本國籍)	碩士生	3	3	100%	人次	
		博士生	0	0	100%		
博士後研究員		0	0	100%			
專任助理		0	0	100%			
國外	論文著作	期刊論文	4	4	100%	篇	
		研究報告/技術報告	0	0	100%		
		研討會論文	10	11	90%		
		專書	0	0	100%	章/本	
	專利	申請中件數	0	0	100%	件	
		已獲得件數	0	0	100%		
	技術移轉	件數	0	0	100%	件	
		權利金	0	0	100%	千元	
	參與計畫人力 (外國籍)	碩士生	0	0	100%	人次	
		博士生	0	0	100%		
博士後研究員		0	0	100%			
專任助理		0	0	100%			

<p>其他成果 (無法以量化表達之成果如辦理學術活動、獲得獎項、重要國際合作、研究成果國際影響力及其他協助產業技術發展之具體效益事項等，請以文字敘述填列。)</p>	<p>無</p>
----------------------------------------------------------------------------------------	----------

	成果項目	量化	名稱或內容性質簡述
科 教 處 計 畫 加 填 項 目	測驗工具(含質性與量性)	0	
	課程/模組	0	
	電腦及網路系統或工具	0	
	教材	0	
	舉辦之活動/競賽	0	
	研討會/工作坊	0	
	電子報、網站	0	
	計畫成果推廣之參與(閱聽)人數	0	

國科會補助專題研究計畫成果報告自評表

請就研究內容與原計畫相符程度、達成預期目標情況、研究成果之學術或應用價值（簡要敘述成果所代表之意義、價值、影響或進一步發展之可能性）、是否適合在學術期刊發表或申請專利、主要發現或其他有關價值等，作一綜合評估。

1. 請就研究內容與原計畫相符程度、達成預期目標情況作一綜合評估

達成目標

未達成目標（請說明，以 100 字為限）

實驗失敗

因故實驗中斷

其他原因

說明：

2. 研究成果在學術期刊發表或申請專利等情形：

論文： 已發表 未發表之文稿 撰寫中 無

專利： 已獲得 申請中 無

技轉： 已技轉 洽談中 無

其他：（以 100 字為限）

本案目前有二項專利撰寫中

3. 請依學術成就、技術創新、社會影響等方面，評估研究成果之學術或應用價值（簡要敘述成果所代表之意義、價值、影響或進一步發展之可能性）（以 500 字為限）

單端循序漸近式類比數位轉換器之校正方法：提升該轉換器的有效位元數與良率。

全差動循序漸近式類比數位轉換器之校正方法：誤差值更為精確，校正後之有效位元更高。

車輛 PLC 通訊及可程式驅動控制系統：實現車輛通信電子設備驅動晶片低面積、低功率、低電壓、低價格、高可靠度及環保節能省碳的目的。

協助國內晶片設計業、電子業及車輛製造業轉型。

SOC 系統晶片設計技術：全系統消耗功率低於數個微瓦，達到環保減碳之要求。

車輛電源線傳送控制信號：取代了傳統舊式使用配電盤連接控制電纜線技術，大量的減少廢電線、廢電纜的生產製造，直接降低對空氣及環境對地球所造成的污染。

車用電子控制技術：未來的汽車在維修檢測上更便利、省時，縮短工作時效。