

EDN 電子技術設計

EDN-Taiwan

2018年7月

讓數位式電源的設計 變得更容易

產品、工具、軟體和參考設計



Microchip 的數位式電源設計套件包括數位補償設計工具 (DCDT)、MPLAB® 程式碼配置器 (MCC)、Microchip 補償器程式庫和設計範例。

數位式電源設計套件裡的四個組件為開發一個完整的數位式電源設計提供了工具和必要的指導。一旦設計的初始的模擬模型準備就緒，即可使用 DCDT 分析設計和回饋傳輸函數，並產生補償器的係數。可以藉助於 MCC 產生元件初始化程式碼；並且可以透過程式碼範例以 MCC 和 DCDT 產生的程式及係數建立最終韌體。

主要功能

- 用於分析設計的數位補償設計工具
- 用於快速開始開發的程式庫和設計範例
- 功能豐富的 dsPIC33EP “GS” 系列 DSC



聯繫信息

Microchip 台灣分公司
電郵：rtc.taipei@microchip.com
技術支援專線：0800-717-718

聯絡電話：

- 新竹 (03) 577-8366
- 高雄 (07) 213-7830
- 台北 (02) 2508-8600

www.microchip.com/DDSMCU16

microchip
DIRECT
www.microchipdirect.com

 **MICROCHIP**

EDN 電子技術設計

EDN-Taiwan

2018年7月

112G PAM4 正在雲端資料 中心崛起

對「自動駕駛」的觀察與詮釋

新創公司致力在2020年之前
量產納離子電池

關於 Σ - Δ 轉換設計一點心得

運算放大器回饋是電壓或
電流回饋區分法則



www.edntaiwan.com

電子技術設計

和工程師
一起改變
世界！



ISSN 2309-4311



9 1772309 431007

足不出戶，與技術 大咖互動交流！

不受時空束縛，線上！行動！

www.edntaiwan.com/webinars



掃碼登入參與線上研討會！



線上研討會精彩重播

相機和感測器介面的最新創新 — 設計師可以從中獲得什麼？

設計人員需要一個具有低延遲和低功耗的特點，且能夠在 SoC 和影像感測器之間傳輸高解析度影像資料的介面。MIPI CSI-2 規範已經成為行動、工業、消費性和汽車等應用的首選介面。

SYNOPSYS®

適用於高絕緣電壓應用的寬爬電距離光耦

在工業控制應用中，近來的趨勢需要具有更高絕緣電壓、高瞬態電壓、寬爬電距離和電氣間隙的光電耦合器，以滿足更高電壓系統和安全管理標準的要求。

BROADCOM®
connecting everything.™

用測試解決方案解決 SoC 中的功能性安全問題

由於汽車集成更多的電子設備來控制安全關鍵部件，系統內的 SoC 必須例行地進行現場自我測試，以檢測由於老化而導致的結構缺陷，並符合 ISO 26262 的要求。

SYNOPSYS®

物聯網設備的可靠連接

討論關鍵的無線電性能規格，確保電池供電物聯網設備實現可靠的無線連接。這些設備在全球通用的 ISM 頻段內工作，產生某些可能導致通信鏈路不可靠的 RF 挑戰。

ANALOG
DEVICES

在您的 SoC 中加速數據融合的技術：高性能感測器，語音和音頻處理

展示使用具有預先驗證的硬體和軟體的集成 IP 子系統的技術，使設計人員能夠整合並有效處理來自低功耗系統中日益廣泛的融合元素的資料。

SYNOPSYS®

讓數位式電源設計變得更輕鬆

當今的電源設計人員必須設計出可提供高效率、高功率密度、高可靠性、高階通訊功能和高階控制功能的電源轉換產品，並且需要以較低的成本、快速地將這些產品開發出來、推向市場。Microchip 提供一套完整的電源解決方案來幫助設計人員因應這些挑戰。

MICROCHIP

目錄Contents

10 封面特寫

112G PAM4正在
雲端資料中心崛起

在56GHz和短距離銅鏈路上，NRZ(亦稱為PAM2)仍然合適並且有用。但是在56Gbps和112Gbps，PAM4的四電平脈衝寬度調變將具有絕對優勢...



04 EDN評論

對「自動駕駛」的觀察與詮釋

06 技術脈動

- 新創公司致力在2020年之前量產納離子電池
- 用手指敲敲就能為IoT節點無線充電
- 3D列印如何徹底改變生產和設計
- 嵌入式開發人員要準備擁抱AI

相關報導

透過X光辨識假冒元件的 10個技巧

元件缺貨總是一波未平一波又起，這給造假者提供了可乘之機。電子產業因假冒元件而導致的損失每年估計超過50億美元，高額利潤更讓造假者們趨之若鶩。打假迫在眉睫，X光便是一種行之有效的技術，本文介紹10種方法，可協助OEM用X光辨識假冒元件。

<https://goo.gl/4R3mC4>



2年後沒這兩項功能的車 賣不掉...

「自動停車」、「高低速自動跟車」——這兩個功能現在還只出現在高階車款中，但近日中國大陸深圳市逸行智慧駕駛科技CEO簡國棟在一次分享中指出，2020年的汽車如果沒有這兩個功能肯定賣不掉！

<https://goo.gl/Bb1r7f>



目錄Contents

16 技術縱橫

- 關於 Σ - Δ 轉換設計一點心得
- 智慧LED：照亮未來

18 設計實例

- 運算放大器回饋是電壓或電流回饋區分法則
- FemtoAmp提供極高增益範圍和隔離度
- 自製吸錫線夾具測量旁路電容特徵參數
- 利用前饋路徑縮短穩定時間
- 如何在電壓控制電路中使用FET
- 抑制縫隙天線效應以減少輻射EMI
- 估算一次側調整恆流反馳式轉換器輸出電流容限
- 量測射頻功率與回波損耗

40 新品櫥窗

- 全球首款延展實境平台亮相

發行人

Yorbe Zhang

副發行人

Grace Wu

grace.wu@aspencore.com

內容查詢

台北：

Judith Cheng

judith.cheng@aspencore.com

香港特別行政區：Yorbe Zhang

yorbe.zhang@aspencore.com

Worldwide Sales Contacts

China & Asia

Beijing Tel: +86-10-5913 3198

Hong Kong Tel: +852-2253 3972

Shanghai Tel: +86-21-5368 1223

Shenzhen Tel: +86-755-3324 8199

Taipei & Singapore Tel: +886-2-2759 1366 ext. 300

Rest of Asia Tel: +886-2-2759 1366 ext. 102

Americas

Tel: +1-510-757 3953

Tel: +1-803-236 2667

Europe

Tel: +49-8092-24774-11

Tel: +49-911-939764-42

EDN-Taiwan

(ISSN 2309-4311) is published monthly by eMedia Asia Ltd. All publishing rights and copyrights ©2018 are held by eMedia Asia Ltd. The magazine is distributed free to a limited number of qualified readers. Paid subscriptions are available for non-qualified readers. Please send subscription requests and change of addresses to emediasupport@aspencore.com. Although every care will be taken, the Publisher accepts no responsibility for damage to or loss of photographs, transparencies, or other materials submitted for publication. Printed by C & C Offset Printing Co. Ltd, 1-9/F C&C Building, 36 Ting Lai Road, Tai Po, New Territories, Hong Kong.

ASPENCORE

www.edntaiwan.com



LAP-C+DSO
混合信號量測超能力



ZEROPLUS 混合信號示波器模組 (MSO)

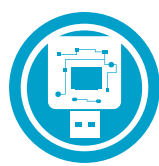
即時數位&類比混合信號測量 & 封包解碼 三合一

數位訊號的興起帶動了電子產品新趨勢，但在完整的系統中仍然存在類比信號部分，為能夠提高工作效率，MSO (Mixed Signal Oscilloscope) 便呼應而出，此款示波器模組 (DSO Module) 搭配在 LAP-C系列，就能夠擁有數位類比混合信號測量能力，並可同時查看封包資料保有PC BASED的小巧輕便特性，是一款十分實用的產品。



混合信號

數位+類比+封包資料
同時顯示



USB PD 3.0量測

支援最新版
USB PD的量測



時序觀測好幫手

最佳時序觀測工具



輕鬆升級無負擔

搭配DSO模組，讓LAP-C
如虎添翼，具有混合信號
量測超能力

【LAP-C專用DSO模組 正式上市】

立即將LAP-C升級成為MSO，小小金額大大方便，輕便好攜帶，FAE最佳好幫手 快來體驗市面上最佳時序量測方案



DSO模組
詳細介紹



DSO模組
使用範例影片

現在立即購買孕龍LAP-C系列產品，我們免費幫您升級MSO

購買LAP-C贈送DSO活動至2018/8/31截止



台北業務部: 新北市中和區建八路123號2樓

新竹業務部: 新竹市舊社里9鄰滿雅街242之1號2樓

電話: (02) 6620-2225 #200

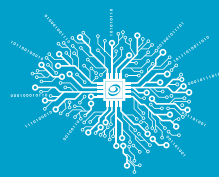
電話: (03) 542-6637 #87

傳真: (02) 2223-4362

傳真: (03) 542-4917

sales@zeroplus.com.tw

www.zeroplus.com.tw



Logic Club

孕龍邏輯分析儀實作應用課程熱烈報名中



對「自動駕駛」的觀察與詮釋

作者：Brian Dipert

對於剛剛起步的自動駕駛汽車產業來說，過去這幾個月可謂道曲折。3月中旬，一輛Uber測試車撞擊並致死一名正推著自行車穿過馬路的女子；僅隔數日，一輛設置為自動駕駛(Autopilot)模式的特斯拉(Tesla)Model X在美國加州101號公路山景城(Mountain View)路段撞上高速公路分隔島上的安全屏障，導致駕駛死亡(圖1)；5月初，一輛Waymo自動駕駛汽車在亞利桑那州錢德勒市(Chandler, AZ)也捲入一場交通事故——一輛轎車為了避開另一輛車的碰撞而突然轉向Waymo——不過從最初的報告來看，還不清楚自動駕駛是否有過失。

你對於自動駕駛出現的這些事故有何想法？我有一些思考及想法，以下和大家分享。

自動駕駛技術目前有點過分被炒作

之前曾經說過，現在也要說，我想將來也會繼續這樣說：雖然特斯拉的Autopilot可能是一個聰明的行銷代名詞，但它也是功能現實的一個嚴重過度表達。沒有任何「時刻關注和準備接管車輛控制」的法律措辭，可以為相關公司對其命名背後的不負責任進行開脫。這也從根本上解釋了，為什麼有些白癡，感覺有權放縱自己去拿達爾文獎(Darwin Awards)的衝動，例如，曾經有個白癡，他在英國M1高速公路上飛速行駛時，產生了這樣一個念頭：決定把他的特斯拉切換到Autopilot模式，然後自己滑到乘客座位上。可悲的是，他的舉動被一位駕駛看到並舉報，他隨後



圖1：這輛處於Autopilot模式的特斯拉Model X撞毀在加州山景城境內的101號公路上。

被逮捕，事後，他竟然聲稱自己只是「不幸被逮到罷了」。

ADAS就在這裡

明確地說，我現在懂了。半導體、子系統和軟體供應商都急切地想向汽車製造商兜售更多更昂貴的元件技術和產品；汽車製造商也都迫切地想向消費者兜售更昂貴的新轎車和卡車；新進汽車製造商也迫不及待地想利用自動駕駛和其他創新來區別於更保守的老競爭對手。

但是，利用所謂的先進駕駛輔助系統(ADAS)功能——包括前後碰撞被動警告和主動避讓、盲區監控、車道偏離警告、駕駛困倦檢測等(圖2)——現在已經有很多的差異化(和銷售)潛力，而且具有更安全的實現方式。跟自動駕駛一樣，ADAS這些功能也為駕駛和乘客帶來了明顯的價值，但它們只是提供輔助，而不是替代，這樣就不會鼓勵車輛駕駛放縱自己的愚蠢行為。

自動駕駛事故也被過度渲染

嚴格地說，在5月初的特斯拉財報營收電話會議中，伊隆·馬斯克(Elon

Musk)對分析師說的大部分內容都不明智(更不用提據說馬斯克最近掛斷了與美國國家運輸安全委員會主席的通話)。但我完全同意他說的這一點：「大體上每年有100多萬人死於汽車交通事故——我想確切的數字應該是120萬。這可從媒體上看到多少？基本上都沒有。但是，如果這是一起自動駕駛的交通事故，那它肯定是頭條新聞...這就是事實，雖然電動車(對不起，是自動駕駛車)的安全性要比普通車輛高出10倍。如果都是自動駕駛車的話，那麼每年死亡人數就不是100萬人，而是10萬人。」

由於人類的不完美，自動駕駛終將可能拯救生命

我贊同美國科技部落格媒體Ars Technica的觀點：無論特斯拉如何反覆吹噓連美國國家高速公路交通安全管理局(NHTSA，這些統計資料的原始資料來源)都無法支援的統計資料，目前還沒有足夠大的資料量可確定自動駕駛車輛(以及配備有ADAS的車輛)是否可預防事故的發生(以及如果是，又能達到何種程度的事故預防)，並減少由此造成的乘客和行人的傷亡。畢竟，自動駕駛還處於早期階段，但是我們仍會感覺「是」和「顯著」就是定論，不是嗎？

駕駛在開車時會感到無聊、發暈、分心，有時甚至會有意分散注意力，而自動駕駛系統不會有這些行為表現。那起Uber自動駕駛車事故的視訊片段顯示，在與行人相撞之前，那位充當後備的真人操縱者還短暫地往下

看了一眼。恕我直言，許多不公正媒體的焦點矛頭都指向了這位駕駛，儘管有點不尊重死者及其家人和朋友…這就是人類有時會做的事情，甚至認為坐在車中的人如果當時抬頭看，應該能夠看到後面更多資訊，並且可以快速做出反應。

另一個例子是安全系統。由於人的不可靠性，電腦視覺正在迅速取代基於人眼的系統——這一技術始於軍事、機場、工業和其他高階設備場合，現在正在擴展到零售和消費類設備上。期待保全人員目不轉睛地盯著一排監視器，並以100%的可靠性辨別入侵者是不實際的，即使事後透過整理歸檔視訊來辨識入侵者，若沒有自主系統的協助，也是非常耗時。

不要使用人類感官侷限判斷車輛事故結果

當我看到關於Uber事故的初步報告時，差點從椅子上滑下來——亞利桑那州坦佩市警察局長Sylvia Moir聲稱：「很明顯，鑒於她(那位行人)突然從陰影處闖入道路的情形，在任何模式(無論自動駕駛還是真人駕駛模式)下都很難避免這種碰撞。」

儘管隨後的分析對於聲稱的道路照明條件很差提出了異議，但對於人類來說這也確實可能難以辨別，但對於自動駕駛系統來說，這就不是特別真實了。例如，特斯拉的自動駕駛就利用雷達和超聲波感測器系統彌補了(人類)可見光攝影鏡頭的不足——專門用來在低光照、惡劣天氣和其他環境下提高傳統攝影鏡頭難以達到的辨識性能。Uber和Waymo的自動駕駛試驗車都進一步擴展了感測器陣列，包含了更高精準度的雷射雷達。

事實上，在我撰寫這篇文章時，報告就已經宣佈Uber的自動駕駛系統確實看到了那個行人，但不幸的是，它選擇不做回應——沒有轉向或剎車，

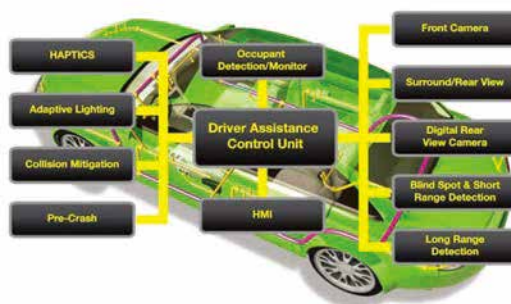


圖2：ADAS系統一覽。

這就證實了我最後的觀點。

仍需要進行廣泛測試以涵蓋極端情況

基於深度學習的開發方法與經典的演算法開發相比，一個主要好處是其本身不涉及編碼。只須為訓練工具集提供(通常是大規模)資料集，它就會反覆地「學習」，去做希望它隨後對「即時」資料執行的操作。與小孩一樣，訓練過程是持續而非一次性的(如果是按照這種方式設計的話)，因此學習模型(至少理論上)會隨著時間和經驗的增加而提高「但與小孩不同的是，訓練結果可以透過「雲端」與其他邊緣用戶端共用。想像一下，如果一個孩子無意中將他的手放在熱爐子上而燙傷，隨後所有其他孩子都自動知道「不應該這樣做」，或者從一出生就知道如何騎自行車，或者……情況會是怎樣(你懂的)。

如上所述，Uber現在認為，他們的實驗車在3月事件發生時確實檢測到了行人，但該公司其中一位高階主管提到：「Uber的軟體決定不需要馬上做出反應——這是軟體設計的結果。與其他自動駕駛車系統一樣，Uber的軟體有能力忽略「誤報」，或者說在道路上出現的物體，其實際上不會對車輛造成影響，比如漂浮在道路上的塑膠袋。在這種情況下，Uber管理層認為，該公司系統調整為對這些物體

不做過多回應，但是調整太過了，導致這輛車反應不夠快。」

這是一把雙刃劍。一方面，車輛不必對有些東西不斷地做出反應，但另一方面，你也不希望它忽略應該注意的事物(就像2016年5月那位發生事故的特斯拉司機所遇到的問題，自動駕駛似乎難以分辨高速公路上的障礙物)。希望Uber的自動駕駛車隊能夠從這種經歷當中有所學習，將來不會再忽視推著自行車的行人了(訓練資料在自動駕駛競爭者之間共用現在還不可能)。但是，還有很多類似的其他「極端情況」，訓練結果必須足夠可靠才能實現大規模部署，而事實告訴我們，訓練過程將永遠不會真正結束。

好東西要耐心等待

再次，請不要誤會我的意思。兩年前，我在「未來60年的消費電子(next 60 years in consumer electronics)」系列文章的自動駕駛交通類目中指出，自動駕駛技術的廣泛實現只是時間問題，而不是是否會實現的問題，但是，與ADAS不同，它還沒有準備好。我記得當時我寫道：「我猜想，完全自動駕駛首先會在規劃完善的城市環境下投入使用，而不是農村地區，而且會率先在貨櫃卡車、計程車等營運交通車輛上使用(還記得先前關於就業機會被替代的評論?)，以及公共交通(包括巴士、飛機、輪船…)，而不是私家車輛。」 EDN

新創公司致力在2020年之前量產鈉離子電池

作者：Jean-Jacques DeLisle

鈉這種比鋰更穩定的元素，即將進入電池應用階段。

鈉在能量的儲存和處理方面具有無限潛力，與鋰相比有許多明顯優勢，包括鈉離子電池應該更便宜且充電速度比鋰電池快指數倍。最近成立的法國初創公司Tiamat的目的是生產出實用、具工業標準的鈉離子電池，且在2020年前在市場上銷售。

在電池中使用鈉離子的想法並不新奇，事實上，自20世紀80年代以來就一直在嘗試。2015年，由法國國家科學研究中心(CNRS)建立的法國研究網路RS2E，任務就是研製這種鈉離子電池，兩年後，他們的研究人員和科學家端出了第一款原型。更令人印象深刻的是，在發現鈉離子能量分佈特性並著手開發僅6個月後，CNRS的研究人員就組裝出鈉離子電池功能原型。

鈉離子電池不僅可能價格低廉，而且具有極高的儲能潛力。預計其壽命約為10年，而鋰離子電池的預期



Tiamat的鈉離子電池。(圖片來源：CNRS)

壽命是3~4年，這是個巨大飛躍。研究表示，鈉離子電池不僅續航能力更長，而且充電速度可以快10倍，放電速度可以慢10倍。這些都是重大進展，可以預期會對整個能源領域產生長期影響。

儘管鈉離子電池優點眾多，但鋰離子電池目前是首選，尤其是可攜式應用，因為鈉離子電池通常比同等容量的鋰離子電池重。然而，鈉的豐富儲量和可獲得性會使人們相信，在不久的將來，鋰離子電池最終會被淘汰。鈉佔整個地殼含量的2.6%，而鋰僅佔0.06%，目前僅有三個國家發

現蘊藏鋰元素，而鈉則遍佈全球各地。不僅如此，鈉存在於每個國家的水域和陸地，甚至在其地表深處還有鈉礦。

Tiamat稱，大規模生產鈉離子電池可能最早會在2020年開始。然而，Tiamat的目的不是廢棄鋰電池而使鈉電池成為新的主導技術，即使鈉由於其可用性要便宜得多且更實用。相反，鈉離子電池的目標應用是：長期能量儲存，以及充電能力比重量更重要的應用，例如，可以使用鈉離子電池打造充電比現在快10倍的電動汽車，它們也可用於長期儲存太陽能或風能。儘管能源生產有季節性波動，綠色能源的長期儲存將使電網保持穩定，這種儲能能力可望變得越來越有用。

隨著世界繼續轉向綠色能源，長期儲能成為越來越重要的訴求。這種新型電池配置會使鈉離子置身詭譎多變的技術角力漩渦中，且同時還解決全球大部分的能源問題。 EDN

用手指敲敲就能為IoT節點無線充電

作者：Aalyia Shaukat

美國克萊姆森(Clemson)大學奈米材料研究所(CNI)的科學家和學生研究團隊最近開發出了一種無線充電技術，可以將機械能轉化為電場，為3公尺(m)範圍內的電池或電容充電。

最近在《Advanced Energy

Materials(先進能源材料)》上發表的一篇文章《A Wireless Triboelectric Nanogenerator(一種無線摩擦奈米發電機)》揭示了一種利用摩擦生電效應的元件——摩擦生電是指一種材料在摩擦接觸另一種不同材料時變得帶電

的現象。當受到持續的機械運動(如手指敲擊)激勵時，這種無線摩擦奈米發電機(W-TENG)就可以產生高達2,000V的輸出電壓，峰值功率達到70mW，這足夠為現代物聯網(IoT)應用中的大多數無線感測器節點供電。



超越一切可能™

突破性的相位陣列 技術簡化系統設計

ADI 全新的整合式相位陣列技術助您創造更小、更輕的雷達及通訊系統。從 CMOS 至 GaN、從獨立功能到整合方案，我們領導業界的射頻及微波零組件產品提供了系統設計彈性，讓您的創新以前所未有的速度具體實現。

更小、更輕、更快

全新相位陣列



關注 ADI 台灣 Facebook



瀏覽官網瞭解相位陣列

讓 ANALOG DEVICES 為您的創新添翼
analog.com/PHASEDARRAY

免付費電話：886-2-2650-2888

電子郵件：cic.asia@analog.com

摩擦奈米發電機(TENG)的演進

摩擦生電並不是什麼新鮮事——日常生活中都會經歷到某種形式的摩擦生電，比如梳頭髮會產生靜電，在地毯上摩擦鞋子，甚至在頭上摩擦氣球也會產生靜電。這種現象早在18世紀就有文獻記載——瑞典物理學家Johan Carl Wilcke在1757年發表了第一篇關於摩擦生電的論文。

然而直到最近，業界才開始進行大量研究，在無線感測器網路(WSN)中利用TENG實現能量採集。

這項技術有可能採集環境中耗用的免費能量——例如人們行走時的振動、手壓和機械振動等——並將其轉化為可持續的微型電源，為不斷激增的數百萬計的感測器節點供電。

功耗和電池壽命是無線感測器節點大量部署的主要難題，這就是LPWAN技術如此受歡迎的原因——它具有長達10年的電池壽命，而且能夠遠距離

傳輸資料。但是，若能夠在其使用壽命期間始終持續保持電池充電，那就更加理想，因為這樣就可以大大降低電池充電和更換的成本。能量採集對於感測和傳輸設備不能離線的應用場合特別有用，例如在醫療體域網(MBAN)應用中，需要對心臟重症加護病房(CCU)的患者進行無線心臟監測。

W-TENG

W-TENG可對本地儲能設備進行無線充電，甚至直接進行簡單的電能傳輸，這將具有更廣泛的應用前景。該大學發佈的視訊展示一名學生研究人員利用敲擊W-TENG元件為智慧鏡子遠端供電。

從事這項研究的博士生Sai Sunil Mallineni說：「它不僅可以提供電能，還可以將電場作為啟動遙控器使用，例如，可以敲擊W-TENG，將其電場用作打開車庫門的『按鈕』，或者可以啟動一個安全系統，這些全部無需電

池，都是被動和無線的。」

W-TENG基於CNI的超簡單摩擦奈米發電機(U-TENG)——它由塗覆錫氧化物的聚對苯二甲酸乙二醇酯(PET)和Kapton電極構成，這些材料都可以從市場上購買到。W-TENG的底部電極不是由塑膠構成，而是由石墨烯和聚乳酸(PLA)的碳複合材料構成。3D印刷電極上覆蓋了一層鐵氟龍(Teflon)，用來產生摩擦生電效應。

TENG有一個明顯的缺點：對於標稱功率，伴隨著高輸出電壓的是低輸出電流。利用縮小元件尺寸並將多個元件封裝在一起，以在輸出端降低電壓並提高輸出電流，這樣有可能解決這一問題。當然，電源管理電路對於為電池或電容充電是必需的。儘管如此，該技術仍將是無線感測器網路中各種能量採集技術——例如熱電發電機(TEG)、壓電材料，以及太陽光電池等的強有力補充。 EDN

3D列印如何徹底改變生產和設計

作者：Warren Miller

不久前，3D列印主要被建模人員用來創建原型結構，然後他們再使用較傳統的方法打造產品。然而，現在3D列印的零件已包羅萬象——從機器人到跑鞋，甚至美國太空總署(NASA)即將送進太空的下一架太空梭上，也會有數十個3D列印零件。3D列印將成為製造的未來嗎？也許吧，但首先要克服一些障礙。

在介紹其侷限之前，先談談3D列印的許多優點。最初的3D印表機產品是難以運輸的傻大個，這使它們難以用於實驗室之外，不過最近幾年，3D印表機在樣式和範圍上進行了創新，而使其可用於各領域的研究和商業用途。

該技術已經發展到，3D印表機已能複製人體的骨骼、肌肉和軟骨等組織。

過去，3D印表機的高昂成本也是導致其應用範圍受限的因素之一，但最近這一情況也已開始改變。目前在市場上花10,000~20,000美元，就可買到一款低階的3D生物印表機，而美國卡內基梅隆大學(Carnegie Mellon University)的研究人員最近開發了一種基於注射器的生物印表機制，其可以不到500美元的成本，被整合進幾乎任何一款3D印表機。

然而，還有幾座小山要爬。由於3D列印的物體是透過多次往復逐層列印，因此層與層交會的地方可能是其結構中的內在弱點。例如，確保塑膠結構配置



3D生物印表機。(圖片來源：卡內基梅隆大學)

最牢固的最佳方法，仍是將塑膠倒進模具使它固化，儘管如此，研究人員正在試驗不同的原料和增強3D列印物體的方法來縮小這種差距。發表在《ACS Applied Materials and Interfaces》期刊上的論文《Enhanced Impact Resistance of Three-Dimensional-

Printed Parts with Structured Filaments(具有結構化長絲的3D列印零件提高抗衝擊性)》中稱，科學家使用聚合物長絲作為「外骨骼」，以為3D列印結構提供更高強度。

對新材料和加工技術的進一步研究勢必將對3D列印產生重大改進。也許將列印和同時處理相結合可以帶來諸

多好處，例如將列印和雷射處理同時進行，可使材料在非常高的溫度下發生結合或形變。列印過程中是否可包含只能透過雷射啟動的微觀催化劑，而能提供額外的附著力或強度呢？

鑒於該技術在過去幾年的飛速發展，可順理成章地認為，在不久的將來，從汽車到盆栽植物上形形色色的

物體，將有部分或是全部都是由3D印表機製造。雖然在強度和抵抗力，以及熱和衝擊等衰減因素等方面仍然存在一些障礙需要克服，但該技術已經取得了重大進展。現在，人們正在用3D列印零件建造太空梭，畢竟，如果它被NASA相中，那也就應該足以滿足其他人的要求。 EDN

嵌入式開發人員要準備擁抱AI

作者：Richard Quinnell

最近業界一直在大力推動將人工智慧(AI)嵌入到嵌入式系統中。其中一些是用於基於雲端的AI，如亞馬遜(Amazon)的Alexa語音服務，但越來越多的導入集中在基於硬體的AI上。許多供應商已經發佈了處理器和輔助處理器，在其上提供加速或專用卷積計算(dedicated convolutional computation)硬體支援邊緣運作類神經網路(neural-network)軟體。這樣，嵌入式系統就能夠在無需雲端連接的情況下開始執行AI演算法。

越來越多的處理器提供AI說明，嵌入式系統的程式設計方式正在發生根本轉變。這與45年前微處理器的問世一樣，又是一場意義重大的模式轉變。

在我剛上大學那時，英特爾(Intel)推出了第一款商用微處理器4004，而在我當工程師的第一年，看到處理器時脈速率飆升到1MHz。在微處理器到來之前，複雜系統的控制需要透過使用電晶體和簡單的邏輯閘，設計不靈活的梯形邏輯和狀態機實現。但使用4004，開發人員開發的硬體設計，只需要更改記憶體元件的內容，即可對其進行配置和改變用途。突然間，硬體設計簡化了，系統設計也同步加速了，甚至可以確實實現更快、更複雜的行為；用軟體程式碼取代專用邏輯，成為嵌入式系統設計

的核心方法。

AI有可能對當今的嵌入式系統設計人員產生相同影響。系統操作變得愈加苛刻，系統行為也變得愈加複雜，這使得處理器程式設計的簡易性變得比其性能特徵更為重要。同時，人們對複雜系統行為的需求一直在增加，對開發人員編寫可靠程式碼形成考驗。

這就成為了AI的切入點。開發人員可以使用AI來「教」嵌入式系統完成任務，而不是試圖設計演算法實現所需任務。如果使用傳統的嵌入式程式設計技術，為相機系統編寫程式碼，讓其可以可靠檢測視野中的所有臉，是頂艱鉅且容易出錯的任務。然而，借助AI系統，利用訓練託管的AI來完成任務，然後在加裝AI的處理器上實現由此得到的神經網路，可以快速取得驚人成果。

更何況開發人員只需知道如何使用AI工具，瞭解何時應用何種方法來實現其設計目標即可。但這要求開發人員去獲得新的技能並拓展新的思維方式。他們需要學習卷積神經網路(CNN)、機器學習(ML)、AI訓練方法，以及如何將系統行為劃分為AI和演算法領域等課題。當系統的關鍵操作特性是衍生得到且未定義，且其中間操作是隱蔽的，以至不能用傳統軟體去分析系統時，還需要

知道如何測試、除錯(debug)和驗證系統行為。

AI系統工作是透過設置神經網路的權重來實現期望的結果，同時其可能含有隱藏層。由於這兩個屬性，很難用傳統方法對其進行分析和除錯。

此外，情況會繼續變得複雜。目前，嵌入式AI將主要是針對早期訓練階段定義相對固定的網路進行實現，但隨著AI邊緣處理的性能不斷提高和成本下降，未來的嵌入式AI系統會越來越多地被設計為自我訓練。因此，嵌入式開發人員設計的系統最初將相對簡單且沒有什麼差異，但隨著時間的推移，其將沿著具體安裝所特有的路徑演進，同時也仍需要母公司進行維護、除錯和升級。

AI將引發嵌入式系統設計方式的大規模轉變，開發人員現在就應該著手準備。這種轉變不會一蹴可幾，它也不會以同樣的方式影響所有的嵌入式系統，因此產業有時間適應。但這種轉變似乎不可避免，並且可能會長期影響幾乎所有的應用領域，就像過去40年來從邏輯設計朝向處理器程式設計的轉變一樣。那些希望自己的設計項項都可圈可點的人，需要開始學習如何嵌入AI了。 EDN

(因篇幅有限，完整圖文請參閱EDN Taiwan網站)

封面故事

112G PAM4正在 雲端資料中心崛起

作者：Steve Tarapovich

量測廠商Teledyne LeCroy的David Maliniak在2016年寫了一篇很好的文章，解釋了PAM4的基本原理。Maliniak在文章中提到，我們想要更多的資料，而且希望資料傳輸速度更快。

在即將來臨的5G時代，NRZ編碼對相關業者來說還不夠快，而NRZ編碼也不能滿足這些需求。筆者的同事Martin Rowe評論說，NRZ已死，但根據DesignCon 2018會議上一個專題為「眼圖關閉案例(The Case of the Closed Eye)」座談的專家觀點，NRZ仍有用武之地。

當然，在56GHz和短距離銅鏈路上，NRZ(亦稱為PAM2)仍然合適並且有用。但在其他場合，特別是在56Gbps和112Gbps，PAM4的四電平脈衝寬度調變將具有絕對優勢。

博通(Broadcom)在PAM4、PAM8和PAM16上都進行了試驗，發現PAM8和PAM16的眼圖太小，於是PAM4在56Gbps上被突顯出來。Rowe在DesignCon 2018之後提出了另一個觀點：112是新的56Gbps。

其他討論小組成員也有評論，比如前向糾錯(FEC)將使PAM4成為可能；DSP處理將會實現112Gbps等。本文稍後會討論這個問題。

高速電纜/連接器的重要性

有時我們會忘記，電纜和連接器可能是高速通道中最薄弱的環節。Samtec和Credo兩家公司今年在美國光纖通訊展覽會及研討會(OFC 2018)上展出了一個採用Samtec Flyover系統的產品。其採用Credo的時脈和資料恢復(CDR)晶片，設置了兩個112Gbps PAM4資料埠。訊號透過射頻跳線傳送到Samtec的FQSFP-DD連接器的訊號完整性(SI)表徵卡(characterization card)，然後，訊號再透過12英吋的Samtec超低偏斜雙軸電纜，到達Samtec加速高速電纜元件SI表徵卡。

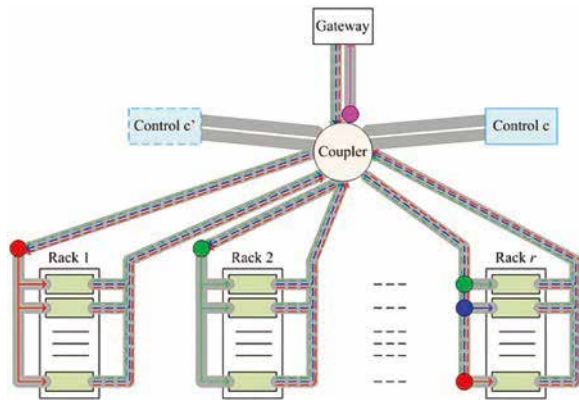


圖1：在POPI架構中，機架1和2中的伺服器共用所有的波長(紅色/綠色)；機架r的伺服器則使用不同的波長。

訊號通路最終透過第二組RF跳線到第二個Credo CDR，最後在GUI上看到通道輸出，它顯示112Gbps PAM4資料以31位元的偽隨機序列運作，誤碼率為 $2e^{-7}$ (可以去Samtec網站上觀看視訊)。瞧！我們對在一根相當長的電纜上傳輸高速訊號有了概念證明。

挑戰和機遇

人們對頻寬(BW)的需求一直以令人眩目的速度增長，IC、系統和光纖產業正試圖達到一種新的訊號傳輸速率，以滿足對頻寬的需求。IEEE 802.3正在為100GBASE-DR1開發100G訊令(signaling)，而400GBASE-DR4和OIF PLL工作小組也開始了CEI-112G-PAM4-VSR的相關工作。MACOM早已預見到了這種趨勢，並且已在實驗室中研究這種技術一年多。

資料中心

對於資料中心內的通訊，特別是在112Gbps的速率下，光封包交換提供了一種高效節能的方式。業界已經使用PAM4和PAM8進行預失真分析，並查看了三種光接收器。使用PAM8及一個半導體光放大器(SOA)-PIN和62.5GHz閘格，單級系統可連接48台伺服器。若

使用兩級配置，可連接的伺服器數量激增到1,488個。可連接的伺服器數量受兩個參數的限制：(1)光功率預算，它取決於光介面的類型；(2)波長通道的數量，其可針對所用雷射的調諧頻帶、調諧機制的解析度，以及通道頻譜佔用率來解決。

內部DC互連網路佔資料中心總功耗的23%；大多數網路使用電封包交換機(EPS)，它們利用光學連接，速度高達10Gbps，但是，現在可以實現40~100+Gbps的位元速率。性能/成本比在這裡很重要；目前的系統多使用 4×25 Gbps，或 10×10 Gbps等平行鏈路，有的甚至採用基於強度調製和直接檢測(IM-DD)的多電平格式。

筆者很高興地看到，使用低功耗類比(電路或分組級)光交換降低了功率消耗，而數位(bit級)光交換則成了「數位呆子(digital dweeb)」。

另外，光交換應該有助於降低由DC連接內部引入的延遲。

《Dimensioning of 112G Optical-Packet-Switching-Based Interconnects for Energy-Efficient Data Centers(用於高能效資料中心的112G光封包交換互連的尺寸確定)》一文的作者選擇使用光封包交換(OPS)來廢止資料中心連接中的EPS。被動光

pod互連(POPI)具有一個簡單的使用光學星形耦合器的被動基礎架構，根據所需的傳輸容量，POPI可用於連接機架和伺服器(圖1)。

特別是在都會區網路(MAN)應用中，業界目前在研究依賴於可對波長快速調諧的雷射器的技術，如時隙波長交織網路(TWIN)。這類技術正受到設計工程師的重視，因為與其他方案相比，它們可以降低功耗和縮短延遲時間，這對伺服器系統至關重要。將互連位元速率提高到112Gbps，可以實現快速的伺服器遷移，並且可以根據可用的電力和工作負載來關閉一些伺服器。

長距離

Inphi在2015年針對雲端互連開發出了首款千兆乙太網PAM4 IC晶片。由於100G資料中心到目前為止是採用四根25Gbps光纖/波長，這種100GHz光學PAM4調製方案透過在相同串列傳輸速率下將bit/符號數加倍，可減少光纖數量。採用PAM4編碼、即時DSP和前向糾錯技術，可以將複雜功能轉換到CMOS中。與目前使用的NRZ解決方案相比，這種方法可以更低的本成本提高頻寬。

《First demonstration of PAM4 transmissions for record reach and high-capacity SWDM links over MMF using 40G/100G PAM4 IC chipset with real-time DSP(使用具即時DSP的40G/100G PAM4 IC晶片組在多模光纖(MMF)上使用PAM4傳輸實現創記錄的距離和大容量短波長分波多工(SWDM)鏈路的首次演示)》一文中使用了新的PAM4晶片組，針對標準的OM4和寬頻多模光纖(WBMMF)對採用即時DSP的鏈路性能，以及由此帶來的更小的晶片尺寸進行了研究，從而獲得40/50Gbps和100/200Gbps的速度升級。PAM4傳輸透過使用Ge/Si雪崩光電二極體(APD)，能夠達到

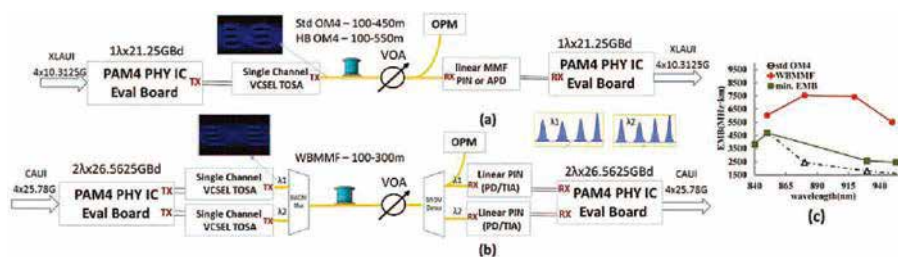


圖2：此處顯示的PAM4測試架構用到：(a)1λ 40/50Gbps垂直腔面發射雷射(VCSEL)，(b)2λ (或更大)100/200Gbps VCSEL，並在圖中顯示了850nm Tx光學眼圖和Rx DSP恢復長條圖，(c)圖中顯示傳統OM4和WBMMF的有效模式頻寬(EMB)與波長的關係。

550m的比例紀錄，並利用即時的DSP處理，在WBMMF上實現212.5Gbps的彙總速率記錄(圖2)。

該測試顯示在1,310nm波長下、在長達40km距離內可實現無誤差傳輸，且在KP4 FEC閾值下具有極佳的裕量。該解決方案可實現CFP4和QSFP28等小尺寸模組，與現有設計相比，可實現小得多的尺寸和更高的性能。

短距離

上世紀90年代後期，筆者曾是Burr-Brown的北電(Nortel)客戶經理/應用工程師，看到了北電開發的業界第一款同調光轉發器(coherent transponder)以40Gbps的速度運行。那時電信產業對於40G還沒有做好準備，因為電信營運商認為，地下已經鋪設太多「暗」光纖，他們希望在投資更快的系統之前先將這些資料管道填補好。

在過去10年左右，開發人員用正交振幅調變(QAM)嘗試各種不同的串列傳輸速率。最近的研究工作主要集中在具DSP處理的相關QAM系統，以便在更高位元速率下達到更長的傳輸距離。

上述系統中可以看到色散(CD)和偏振模式色散(PMD)問題——根據《Volterra and Wiener Equalizers for Short-Reach 100G PAM4 Applications(沃特拉和維納等化器在短距離100G PAM4上的應用)》一文，它們可分別由固定和自我調整的線性

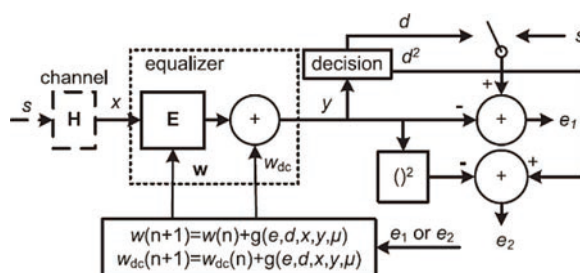


圖3：自我調整等化器框架圖。

等化器校正(圖3)。

自我調整濾波器通常用於實現雜訊和回聲消除、正弦抑制、均衡，以及其他更多應用。

在圖3中，符號s透過具有傳遞函數H的通道發送出去。均衡濾波器可具有不同的結構，它帶有係數向量w和輸入樣本向量x，其中M是表示符碼間干擾(ISI)傳播的濾波器跨度(M個採樣週期)。在這種情況下，本文假定M是奇數 $=2K+1$ ， w_{dc} 是直流分量。

沃特拉和維納等化器濾波器

維納濾波器將沃特拉濾波器作為它的一個子集。在本文中，筆者使用了基於離散非線性維納模型的隨機梯度自我調整演算法。

作為維納濾波器的一個子集，沃特拉等化器濾波器擅長於半導體雷射二極體失真、單模濾波器的傳遞函數和多模干涉耦合器內的非線性傳播等的建模。在沃特拉系統中使用的最小均方(LMS)演算法是一種隨機最陡下降演算法，其中真實梯度向量透過直接

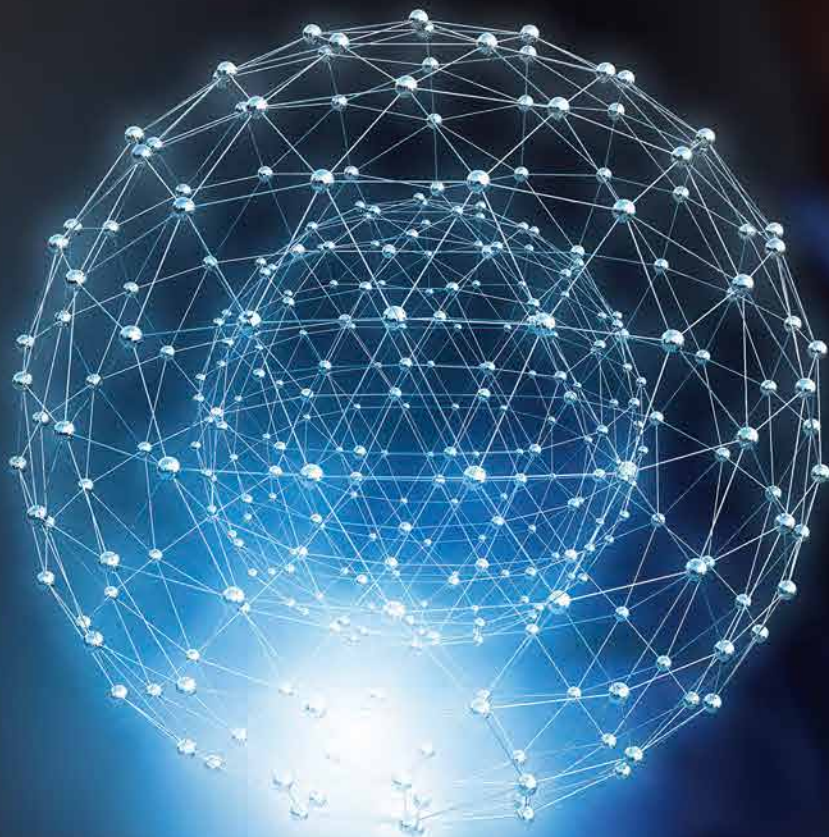
從輸入和輸出訊號獲得的估計值來近似，而且非常簡單，但是，當自相關矩陣特徵值具有很大的散佈範圍時，收斂慢是不可避免的。使用離散傅立葉轉換(DFT)或格拉姆-施密特(Gram-Schmidt)正交化(orthogonalization)可獲得更好的正交性。本文確定受限制的沃特拉濾波器最適合頻寬有限的系統，頻寬有限的系統需要雙二進位PAM4等化器濾波器，而正交化在這裡是不可能的。

在最後的分析中，本文中的所有測試案例都確定三階沃特拉濾波器足夠用於實現都會區網路和資料中心網路市場中的低成本112Gbps PAM4接收器。

112G看起來正在成長茁壯，這一天也早該來了，因為雲端資料中心正在全球範圍內成倍增長。在OFC 2018展會上，Credo展示了他們的112G PAM4產品。

高速度和低功耗將是這一領域的主導動力，相信未來幾年在這兩方面都能看到更多創新的技術出現。 EDN

智慧中國 — 全球科技



DOUBLE 
SUMMITS
全球双峰会

2018.11.8-9 中國·深圳

ASPENCORE 全球雙峰会

- 全球 CEO 峰会
- 全球分銷與供應鏈領袖峰会

同期舉辦：

- 全球電子成就獎
- 全球電子元件分銷商卓越表現獎
- 展覽及技術應用課程

主辦方：

ASPENCORE

大會媒體：

EET  EDN  ESM  EDN  EBN  EE Times 

贊助商：



領袖雲集，共話未來

誠邀參加 11 月 8-9 日在中國深圳舉行的電子業頂級盛會——**全球 CEO 峰會及全球分銷與供應鏈領袖峰會**，共議影響世界的新技術及其帶來的機遇。來自世界各地的電子產業鏈上下游領袖共聚一堂，期待您參與這次全球對話！



魏少軍
CSIA IC 設計分會理事長



Jean-Marc Chery
意法半導體 CEO



Tyson Tuttle
Silicon Labs CEO



戴偉民
芯原 CEO



José Franca
葡萄牙前教育國務卿



盧超群
鈺創董事長及TSIA理事長



Lars Reger
恩智浦汽車業務部門 CTO



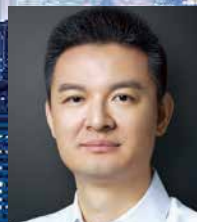
Victor Peng
賽靈思公司全球總裁及CEO



Paul Boudre
Soitec CEO



Luca Verre
Prophesee CEO



夏磊
拍明芯城 CEO



楊林傑
立創商城 CEO

立即報名

活動贊助或諮詢，請聯繫 Michael Sun Email: Michael.Sun@aspencore.com

更多活動詳情，請登錄活動官網：www.doublesummits.com/cn



關於 Σ - Δ 轉換設計一點心得

作者：John Dunn

Delta-Sigma(Σ - Δ)類比數位轉換會產生一個位流，其平均值隨類比輸入平均值的變化而改變(圖1)。

D型觸發器在特定頻率下是由時脈控制。觸發器的Q輸出經過低通濾波後被發送回比較器的反相輸入端，非反相輸入來自訊號輸入端。如果訊號輸入高於LPF #1的輸出，則觸發器的D輸入為高電平，下一個時脈脈衝到達時Q輸出將變為高電平。這將使LPF #1輸出端的電壓上升到輸入電平之上，此時比較器將D輸入變為低電平，Q輸出也將變為低電平。

在Q輸出狀態從高到低的反覆變換中，LPF #1的平均輸出與訊號輸入趨於相等。雖然從來沒有真正相等，但確實有這個趨向。

與此同時，Q輸出的高低起伏形成一個數位位元流，可以在相當一段距離內輕鬆發送，而另一個與LPF #1相同的濾波器LPF #2可以獲取該位流，並重建原始訊號輸入。

圖2的SPICE模擬忽略電平轉換的所有具體細節，顯示了其工作原理。

由於D型觸發器U1的邏輯電平保持原樣，因此需要使用V2來使一切相容。圖2中上方三條跡線是分別使用

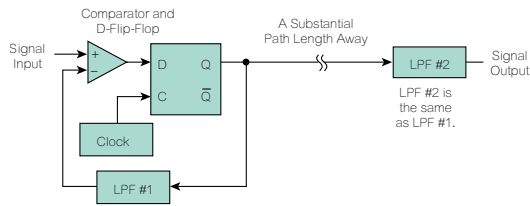


圖1： Σ - Δ 轉換。

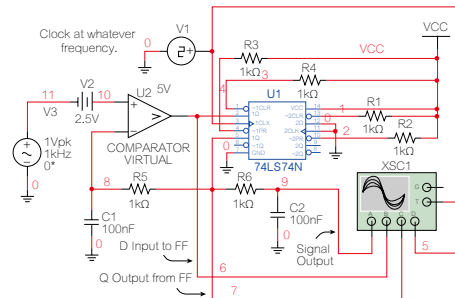
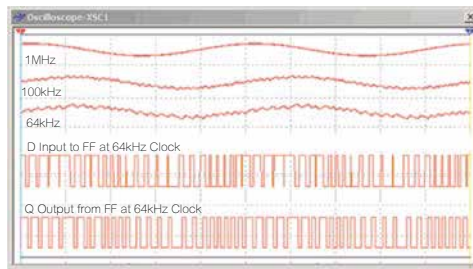


圖2： Σ - Δ 轉換模擬。

1MHz、100kHz和64kHz時脈頻率重建1kHz輸入後產生的訊號輸出，圖中顯示的邏輯波形只是64kHz的情況。

我曾經聽過一個 Σ - Δ 音訊輸出，

它有一個奇怪的音色，比較貼切的形容是「沙沙的(sandy)」，至少我的一位同事是這樣描述。我想不到更好的詞了，那就用它吧。EDN

智慧LED：照亮未來

作者：Tom Pannell/Silicon Labs物聯網產品高級總監

2008年美國能源部(DOE)舉辦了照明設備製造商競賽，以推動發光二極體

(LED)技術相關的創新——LED技術是照明領域自愛迪生(Edison)發明專利以

來最大的進步。當時，市場上只有少數LED燈泡可

替代白熾燈泡，亟需重大技術改革才能加快照明市場上LED的普及。DOE競賽的宗旨是製造商需要促進和推動LED產品進步，自2008年以來，LED燈泡的成本已經下降了85%，如今Frost & Sullivan預計，到2020年LED的市場佔有率將超過80%。

LED的快速應用只是未來幾年在家用、商務和日常生活中人們將會看到的巨大照明變化之一。實際上，可連網的LED照明系統即將徹底改變人們的整體室內體驗。

據美國環境保護署(U.S. Environmental Protection Agency)統計，如今美國人幾乎有90%的時間待在室內，也就是說人們大部分時間都在人造光下。自電氣照明問世以來的前140年間，人們並未對燈具過於苛求，當需要時，才將其打開，僅此而已。

智慧LED作為燈具開啟了另一段歷程。當然，能效和較長的使用壽命是LED的明顯優勢，也在其市場接受度中發揮了很大作用。但燈具是極為先進的照明裝置，包括LED和整合射頻(RF)接收器的微控制器(MCU)。無線元件將燈彼此連接，形成一個更大的網路，提供除節能外更多的優勢。

隨著可連網照明系統的出現，過量的燈具將很快成為過去。人們將不再需要燈罩、壁燈及其他家用固定裝置去散射不必要的光線。LED尺寸小，可以利用不易察覺、不顯眼的方式將燈具整合到周圍的環境中——當燈熄滅時，幾乎都看不到它。

例如，床頭櫃表面發光，而不是使用檯燈。由於LED配備有無線連接技術和感測器，因此實際上如同在家安裝了個小型電腦網路。想像一下，半夜從床上下來喝杯水，無需稀裡嘩啦、睡眼惺忪地去打開床頭燈，走廊的燈會逐漸亮起，照亮道路。走進廚房時，走廊燈變暗而廚房燈漸漸亮起，提前照亮道路，使用者無需在黑暗中摸索開關。



LED照明可以透過各種方式使室內農業受益。

家居體驗顯然從LED照明中受益匪淺。當然LED還帶來其他便捷之處，例如下班回家時燈自動亮起，或度假時燈按週期性打開和關閉。住宅使用者還可以從簡單的語音控制和分區自動化中獲益，例如，使用者可以對著燈泡講話，將Alexa的可用性擴展至每個房間。

或許居家連網照明最大的一個好處就是讓人好好睡一覺。可連網LED可在白天不斷調整以複製自然路徑，按照太陽的規律來調節色溫。當體內的生物時鐘能夠習慣模仿明暗/晝夜節律的自然光照訊號時，身體就可以根據一天中的時間進行調整。研究表明，在適當的時間得到適量的光線可使每晚的睡眠增加45分鐘，且較少受到干擾。無需設置鬧鐘，可以利用程式指令讓臥室燈在指定的喚醒時間臨近時逐漸變亮，燈光將開始抑制褪黑激素並準時將使用者喚醒。暴露於自然光會促進睡眠、提高生產率和改善情緒，自然光應用於醫療時，甚至會對病人恢復產生積極影響。在家中安裝合適的照明系統可防止對晝夜節律週期造成破壞，而這對人的整體健康也有著巨大的影響。

除了家居應用，許多產業也從可連網照明系統中獲益良多。室內種植是已經從連網照明系統中受益的新興產業，其收入是傳統戶外種植的4,000倍。透過為生產的特殊要求進行照明方案程式

設計，種植人員可實現最大化產量且最小化能耗。LED不像傳統燈具產生那麼多熱量，所以可將其放置在靠近植物的地方以均勻覆蓋，室內農場所用的水電也比傳統農場少，且最大限度降低了除草劑、殺蟲劑或防腐劑的使用，因而越來越受到青睞。另一個優勢是能夠在離市場很近的地方建造室內種植設施，這樣可使產品運輸距離縮短，不僅可節約燃料且可提供更新鮮的產品。

在零售和商業環境中，由於整合了分析工具和雲端服務，定位服務和個性化信標能夠被實現。樓宇和零售環境中的高階燈具包括溫度和光感測器，其能夠動態調節驅動電流，並控制整個壽命週期中點亮燈所耗的能量，這一特性確保始終如一的亮度並保持了品質認知度，同時延長LED的壽命。外部或內部光感測器提供了透過採樣和測量環境光去收集日光的方式，這樣就產生了可變暗且可全天進行動態調整的日常照明，除了節能，模仿自然光迴圈還有益於提供舒適的體驗。

隨著越來越多的智慧LED部署到人們生活和工作的地方，這些新的大規模連網照明平台將極大地改善室內生活。LED照明技術具有節能、農業收益和重要的健康保障，以及其他眾多待開發的優勢，勢必會改變人們的室內體驗。 EDN

運算放大器回饋是電壓或電流回饋區分法則

作者：Christopher Paul

應該如何描述和稱呼某些類型的回饋 (feedback)，這個問題一直困擾著我。這不僅僅只是一種無聊的空想，我知道至少有一次公開的「戰火」，其引發的原因我認為就是從這些回饋特徵中導出了錯誤的推論。

那麼，回饋到底是什麼？一種答案是回饋指一種過程，即檢測想要影響的某種訊號，並將其一部分回饋到電路中前面的某個點，從而可以施加某種控制。圖1顯示路由兩種訊號的四種經典電路：放大器的回饋和激勵 (excitation)。我們說回饋源要不是並聯匯出 (負載兩端的電壓)，或者就是串聯匯出 (通過負載的電流，表現為與負載串聯阻抗兩端的電壓)。

我們還談到串聯和並聯回饋，其中的訊號與激勵訊號串聯或並聯。在「並聯」情況下，兩個訊號在反相輸入端會合，非反相輸入端接地；在「串聯」情況下，激勵施加到非反相輸入端並回饋到反相輸入端。請注意我繪製和指定激勵訊號源 S_p 和 S_m 的方式有些模糊，這是故意這麼做的，因為它們本來都是不理想的。我的意思是，它們可以被認為是與阻抗串聯的理想電壓源，或與阻抗並聯的理想電流源。

現在來看圖2。選擇適當的阻抗值 Z_i 和 Z_o ，以及源訊號電平 S_p 和 S_m ，可以實現圖1中四個電路的任意一個。現在使用圖2中更通用的電路。

接下來要看的第一種情況是串聯應用 (與匯出類型無關)。源 S_p 具有非零輸出，而 S_m 是零輸出，因此， S_m 只是一個通過其固有阻抗 Z_m 到地的連接，

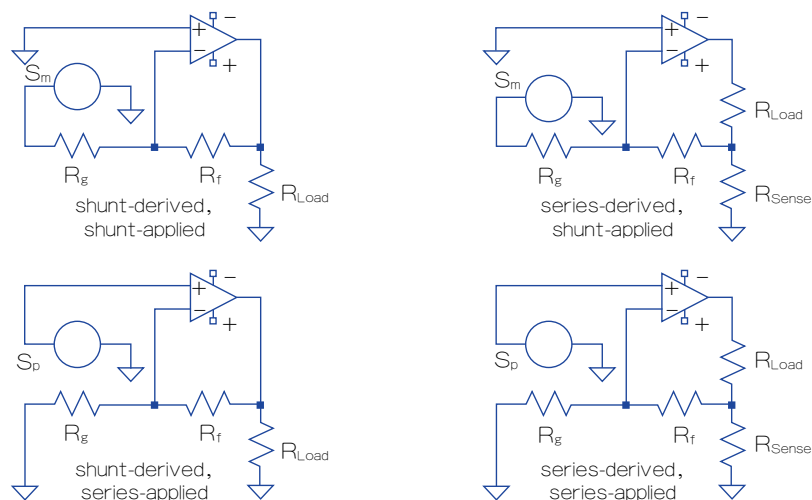


圖1：路由兩種訊號的四種經典電路。

放大器輸出透過 R_f - R_g - Z_m 網路發送電流。真實的運算放大器，比如老牌的 TL072，可以接受輸入電流幾乎為零的情況，與所有運算放大器一樣，其輸入級的訊號輸出是最終控制其輸出電壓的電流。在這種情況下，電流來自運算放大器本身，並受兩個 (激勵和回饋) 輸入電壓之間的壓差控制。傳統上，這顯然是電壓回饋，一個電壓訊號被回饋到反相輸入端，並在那裡進行控制，在這個控制點，進入放大器的電流可以忽略不計。

現在來看並聯回饋。讓我們翻轉訊號源，即 S_m 現在具有非零輸出，而 S_p 被歸零。回想一下，並聯應用是被稱為電流回饋，現在我問你：只要改變訊號源的幅度，就能改變電路中的回饋類型嗎？假設兩個訊號源都有非零

輸出，那麼還有電壓和電流回饋嗎？假設兩個都是零，還有沒有回饋？(當然如果運算放大器的輸出穩定在 0V 左右會有力地反擊這個結論。)

這是電流回饋嗎？

我們繼續。這個電流回饋(?) 將放大器輸入 (流入的電流可以忽略，對嗎?) 旁路，並在訊號源 S_m 終止。如果網路與 S_m 阻抗的比值很大，那麼它產生的任何影響都可以忽略不計。這還是電流回饋嗎？我認為不是。相反，它是電壓回饋，其運算放大器輸入電壓現在處於零電平和接近零電平的狀態，但只要 S_m 電平接近 S_p 電平，它們的壓差基本保持一致 (這對該運算放大器來說很重要)。

如果這還不夠有說服力，那麼可

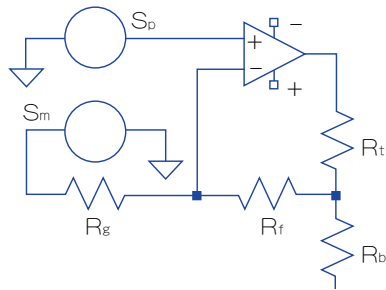


圖2：使用更通用的電路。

以將 R_f 、 R_g 和 S_m 的阻抗加倍。剛剛將流過這些元件的電流減半，因此，設想的電流回饋也必須減半，然而電路的輸出還沒有實質性的變化，因此，它不會受電流回饋的影響。

那麼，電流回饋確實發生過嗎？當然。用一個不同的運算放大器代替 TL082，其輸入級的(訊號電流)輸出通過其反相輸入、來自運算放大器外部的某一點，對於訊號的回饋部分，該點是運算放大器的輸出。幾乎將一個或多個發射器連接到該輸入端的任何元件都符合要求(SSM2019是一種選擇，業內稱之為CFA的電流回饋放大器是另一種選擇)，幾乎所有進入發射器的元件都會在運算放大器內部的某一點退出其關聯的集電器，構成該輸入級的輸出並決定放大器的輸出。採用並聯應用配置，放大器仍然透過網路驅動電流，並在源 S_m 終止(多數情況下)，但是這一次，電流的一小部分被「剝去」並回饋到運算放大器的反相輸入端，從而對元件的輸出施加所需的控制。當然，這是電流回饋，因為它符合並聯應用的一貫要求。

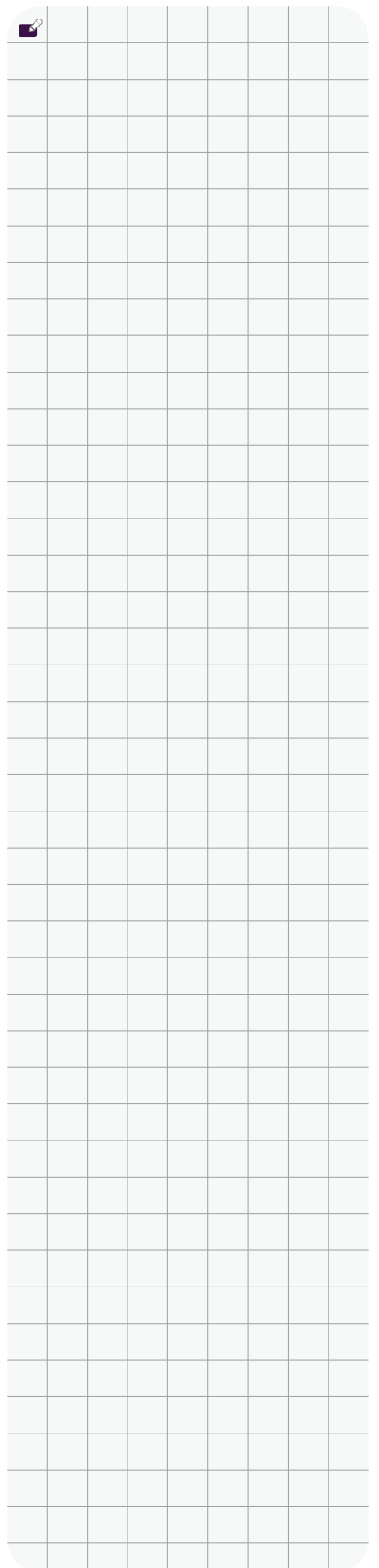
最後，回到串聯應用的情況，運算放大器的工作當然還是不變。實際上，輸入級輸出的訊號電流仍然來自放大器外部——僅來自運算放大器的輸出。為了看得更清楚，將反相輸入端看到的電路替換為戴維寧等效電路

(Thevenin equivalent circuit)：利用一個阻值為 $R_f \cdot R_g / (R_g + R_f)$ 的電阻饋入電壓 $V_{out} \cdot R_g / (R_g + R_f)$ 的訊號源。我認為這仍然是電流回饋——放大器輸入級的輸出電流源於運算放大器透過單個電阻的衰減輸出。

你可能會爭辯說，SSM2019/CFA型放大器對差分輸入電壓仍然很敏感，因此仍然是電壓回饋元件(唯一不可能的方式是，如果其低反相輸入阻抗為零，在這種情況下不會出現輸入電壓差)。但是如果同意這個論點，那麼也必須承認TL082的輸入端之間有一個非常大但仍然有限的阻抗，這意味著在這些輸入之間會產生電流，因此TL082是電流回饋元件。

這種推理是站不住腳的。相反，建議按照回饋類型對電路進行分類的方法，對來自放大器輸入級的電流源進行分析。如果電流源是在運算放大器內，則實際上沒有電流從輸出端回饋回來，運算放大器和電路必然以電壓回饋工作；如果電流源來自運算放大器外部的反相輸入端，就可認為這是電流回饋。

由於以上提到的種種原因，應糾正「串聯應用始終是電壓回饋，並聯應用始終是電流回饋」這樣的觀點。是電壓回饋還是電流回饋，應取決於電路的放大器，而不是訊號路由拓撲。 EDN



FemtoAmp提供極高增益範圍和隔離度

作者：Stephen Woodward

微微安培(FemtoAmp，又稱飛安培)訊號電流的放大一直都有設計難度，尤其當放大器的增益調整跨度為幾十dB時。完成這一設計任務的直接方法通常要用到電位計和兆歐姆(tera ohm)回饋電阻，這些電阻的外形尺寸不容易縮小，溫度穩定性也不好。本文介紹的設計實例採用不同的方法，利用雙極電晶體、二極體接面方程式(diode junction equation)，以及溫度追蹤偏置電流源，提供160dB(100,000,000 : 1)、具溫度補償的、線性dB增益調節範圍，而且還利用低電平訊號提供良好共模抑制比(CMR)所需的線性光學隔離特性。

該設計的核心是以電流控制對Q1和Q2為中心的U2-C的回饋網路。增益調整VR1在電晶體之間建立一個偏置差分 V_b (0~500mV)，然後根據常用的二極體方程式得出其發射極電流之

間的比：

$$I_2/I_1 = 10^{V_b/(2E \cdot T_a)} \quad (1)$$

其中 T_a =環境溫度(單位K)。

因此，對於 $T_a=300K$ (即27℃)，可透過調節微調電位器VR1來獲得0~166dB的增益範圍(從典型的電晶體公式可知，300K時60mV的差分等於10倍電流。因此，500mV增益控制電壓可調性轉變為 $10^{500/60}$ 的增益範圍)。

同時，溫度補償由電流源U1的PTAT(與絕對溫度成比例)輸出(300K時為10μA)提供。U1、Q1和Q2應該是熱相關，一起遮罩可能就足夠，但實際的綁定更好，因為電晶體之間的每1度溫差可能造成大約5%的增益變化。

Q2的輸出電流由U2-D、依R6/R5指定的1,000 : 1(60dB)比例進一步放大，並由LED/光電電晶體對U3-D耦合。將U3-B置於U2-D的回饋環路

內，並在類似的偏置電壓和電流水準下操作兩個耦合光電對，即可提供良好的線性度，以及時間和溫度的校準穩定性。

FemtoAmp最初設計用於高性能檢測儀器，檢測由空氣中氫(222Rn)元素放射性衰變產生的 1.6×10^{-15} 庫侖脈衝(coulomb pulses)。大多數氫探測器不能直接檢測及並對主要 R_n 衰變計數，而只能依靠主要衰變的「子核原子(daughter atom，亦稱子系原子)」副產物的靜電沉澱。由於子核原子「生長」緩慢，由它們所決定的測定需要數小時才能產生準確的氫濃度測量值，相反，基於本設計實例的儀器包括對檢測脈衝率的採集歷史進行後處理...

$$R_n = P_n - D_{n-1} R_{n-1} - D_{n-2} R_{n-2} - \dots \quad (2)$$

...其中D_n陣列包含由氫子體同位素

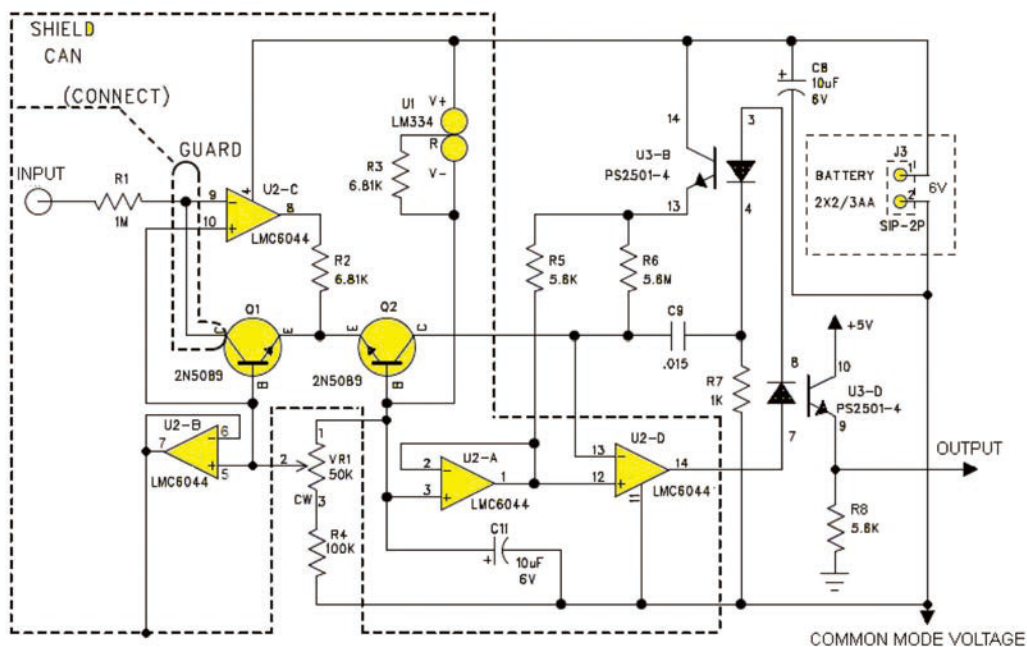


圖1：FemtoAmp的增益範圍為80多dB。

的衰變速率計算得出的常數，可以計算去卷積，並除去子核原子的影響，從而在幾分鐘內而不是數小時內產生精確的氫活性測定。 **EDN**

自製吸錫線夾具測量旁路電容特徵參數

作者：Istvan Novak/Oracle資深首席工程師

旁路電容在電力配電網路中用得很多。現在大多數供應商不僅提供旁路電容的典型特徵參數，還提供各種模擬模型。儘管如此，工程師需要能夠自己測量這些元件的特徵參數，本文介紹了如何自製簡單的夾具來測量電容的特徵參數。

旁路電容的阻抗可以在相當寬的頻率範圍內測量，可以由此瞭解該零件的小訊號等效行為。透過對複阻抗進行後處理，可以得到作為頻率函數的電容、有效串聯電感(ESL)和有效串聯電阻(ESR)。如果需要，也可以將DC和AC偏置電壓相關參數和溫度

添加到輸入參數組中，這些在早期出版的書刊中都有詳細描述，用於同樣目的的儀器和測量設置也早已確定。為了測量具有高電容和低ESR旁路電容的阻抗，在雙埠並聯連接中要選擇合適的向量網路分析儀(VNA)。

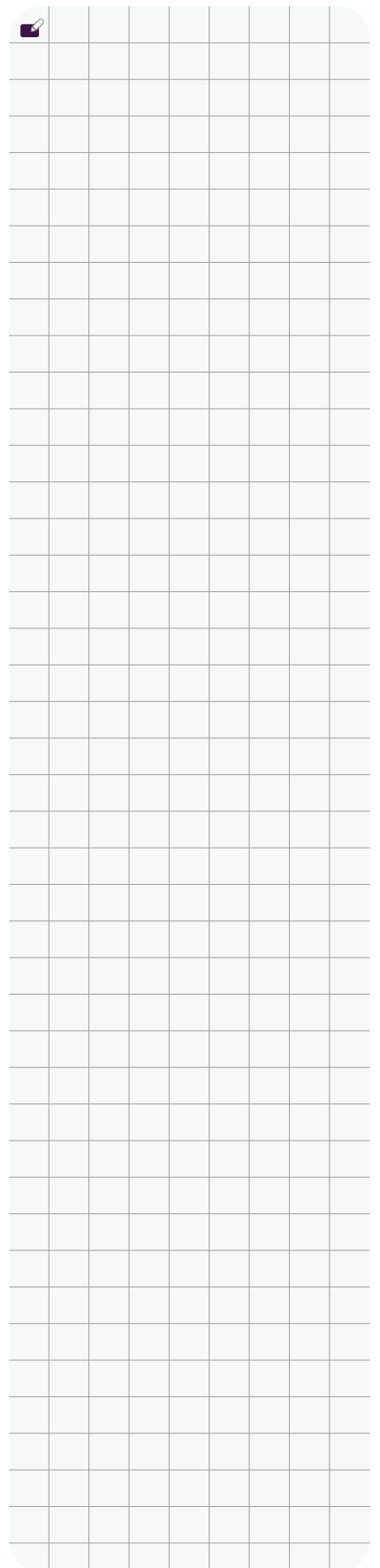
一旦準備好測量儀器，接下來的挑戰就是如何將電容連接到儀器上。對於快速和簡單的測量，自製的夾具就足以應對。

吸錫線(solder wick)夾具

這個夾具雖然簡單又原始，但在低頻率下工作得非常好。可以用兩根又薄



圖1：夾具的吸錫線(上圖)和D號電容(下圖)。



設計實例

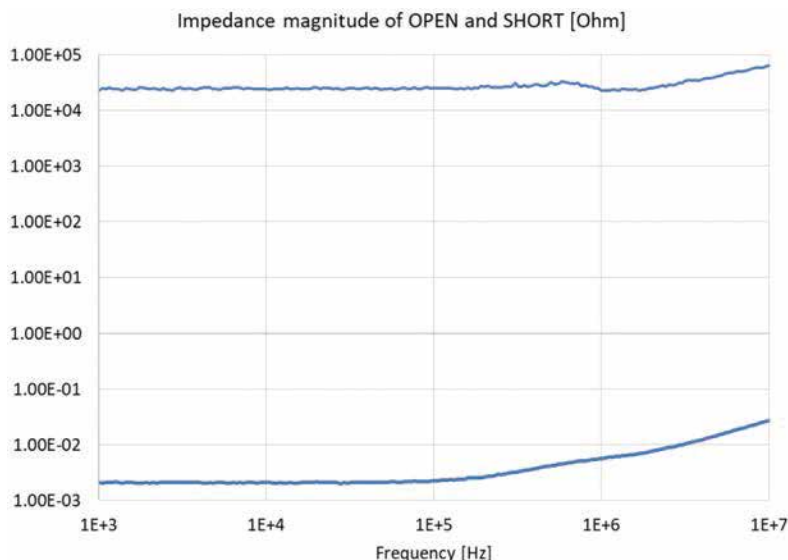


圖2：開路和短路情況下的阻抗大小。

又軟的同軸電纜線，一端帶有連接器，另一端帶有麻花辮，使用一個RG-178 SMA電纜跳線並在中間切斷，可以得到兩根相同長度的電纜。低頻時，連接器類型無關緊要，而SMA連接器相對較小，成本低且易於從市面上買到，切割後，電纜線長度要夠長，以便連接網路分析儀和夾具，並放置在前面的工作台上(如果可以的話，應該選擇儘量短的電纜，只要可以連接就行)。

剝開開口端的塑膠護套，解開約1/4英寸線辮，並用辮子的方法連接起來。接下來，切割兩個1英寸的吸錫線，在熱縮短管上滑動，以串聯方式焊接兩根同軸電纜，將熱縮管滑動到位，最後用熱風槍吹熱縮管使之收縮，這樣就製作好了一個靈活的夾具，如圖1所示。需要標記清楚，哪個是連接中心線，哪個是連接同軸電纜線辮，或者可以使用彩色熱縮管，也可以像圖1那樣，用較長的熱縮管標識同軸電纜的返回(線辮側)。

電容可以放置在兩個裸露的吸錫線導體之間，構成一個雙埠分路測量

方案。在圖1的下方，夾具中是一個D號(7.3×4.3mm)電容，這種夾具最適合利用安裝壓力產生連接(pressure-mount connection)，不適用於焊接，其好處是，透過壓力產生接觸，可以避免元件產生熱應力，還可以快速更換測量元件。壓力安裝連接可以利用裝有彈簧的塑膠或木夾來實現，甚至可以用手指擠壓夾具使測量元件就位。如果擔心身體阻抗會引起誤差，可以在沒有放置電容時用手指抓住焊芯電極，然後讀取阻抗值，只要讀數遠高於電容的阻抗，就可以忽略這個誤差。

如果使用短電纜並將頻率限制在10MHz以下，透過VNA進行簡單的回應直通校準(response-through calibration)就足夠了。請注意，校準和測量是在不改變/斷開電纜的情況下完成，這可以提高測量的一致性。

還應該進行額外的參考測量，必須在沒有待測物(DUT)的情況下(開路)測量夾具，然後再測量有DUT的情況。圖2顯示這些參考案例的阻抗讀數，本文所用的短路裝置如圖3所示。額外的

電容被拿走，元件底部的接線端子用一條吸錫線短路。

請注意，短路參考元件的阻抗不完全為零，它具有有限的電阻和電感。為了測量真正的低阻抗，需要對短路元件進行特徵描述，並進行更複雜的校準。

在這個非常原始的夾具中，兩個VNA埠之間透過線辮直接連接，形成了一條「隱蔽路徑」。結果，對於短路讀數(以及其他所有讀數)，得到的是如下參數的混合：

1. DUT的實際阻抗；
2. 一些接觸電阻；
3. 由這條「隱蔽路徑」產生的殘餘誤差。

開路讀數和短路讀數提供了一個阻抗範圍，在這個範圍內可以信任只透過回應直通校準的夾具所測得的資料：DUT阻抗至少應是上限值的3~5倍(最好是10倍或以上)。在低頻時，對應於開路和短路的跡線阻抗分別為20kΩ和2mΩ，短路阻抗跡線的上升尾部是由它的電感造成，另外還要注意儀器雜訊設置的測量下限低於0.1mΩ。

圖4顯示了使用該夾具測量的10個DUT的阻抗大小。這些資料是透過用手將焊芯按壓在電容端子上收集得來。

頻率讀數接近1kHz，顯示所測量的470μF電容具有嚴格的容差。當頻率超過10kHz，曲線開始分散，在1MHz的串聯諧振頻率附近發散度達



圖3：D號短路參考元件。

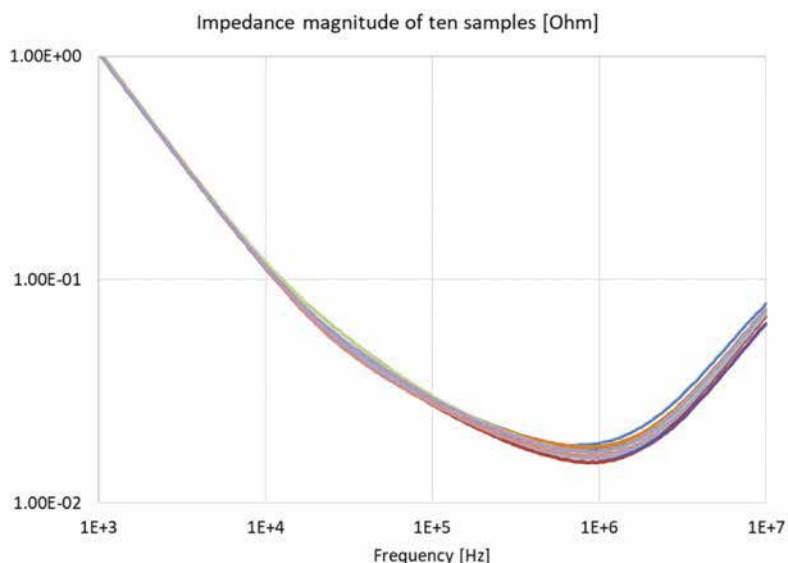


圖4：10個被測電容的阻抗大小。

到最大。對於大容量電容，資料表僅保證ESR的最大值(不是典型值或最小值)，本文這裡看到的發散是典型的。

當然，對於這種簡單的夾具，還需要考慮接觸電阻的擴展和一致性。在串聯諧振頻率之上，擴展會繼續，從1MHz~10MHz的上升表示電感效應，電感與電流路徑的形狀有關。由於這些電容的大小和形狀非常一致，電感擴展的可能原因也許是將夾具按壓到DUT時，焊芯連接線圈的尺寸變了。

我們總是可以重新測量異常的元

件，這樣就能知道資料是否需要更新，或一些元件是否異常。記住需要定期清潔錫芯條表面以去除污漬，同時還必須確保元件端子的清潔。

總之，這種簡單的夾具可能確實有一些缺點：「隱蔽路徑」會引起誤差，焊芯軟連接使電纜之間的連接更加不穩定，而且接觸電阻可能變化。但是，對於頻率低於10MHz、阻抗高於幾毫歐姆的測量，這種夾具結構簡單、連接簡便、校準容易，其所帶來的好處遠遠超過其缺點。 **EDN**

利用前饋路徑縮短穩定時間

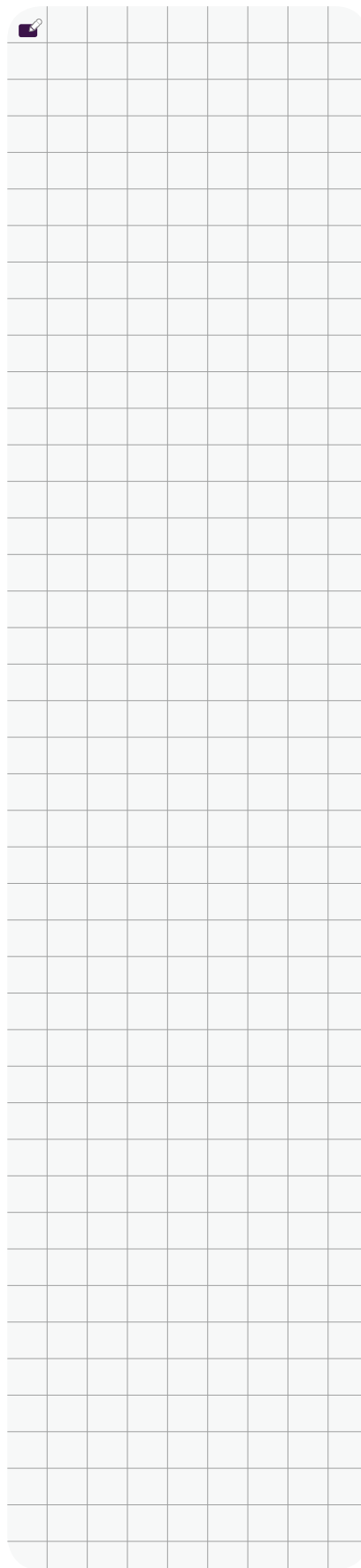
作者：John Dunn

設想一個圖1所示的系統，它有一條從「A」到「B」的前向訊號路徑，其中通過該路徑的訊號延遲太長。

有時候，我們可以添加一條從「A」到「B」的輔助訊號路徑來施加影響，提升訊號速度，如圖2所示。

前向饋送有助於加快訊號的傳送速度，可以把這種方法叫做「前饋(feed forward)」。

如果做得正確，快速前饋路徑幾乎可以立即使「B」相當接近穩定，而慢速路徑要花費較長的時間才使「B」穩



設計實例

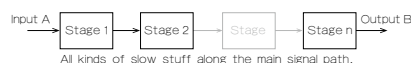


圖1：一條慢的訊號路徑。

定。這樣一來，即可受益於更快的系統穩定時間。

考慮到這點，現在來看一個簡單的降壓開關穩壓器(圖3)。

假設效率為100%，輸出電壓等於輸入線電壓乘以使用脈衝寬度調變(PWM)控制的開關元件開/關工作週期。因此，對於5V輸出和28V輸入來說，開關工作週期將為 17.857% ，可得到 $28V \times 0.17857\% = 4.99996\% = 5V$ 。

PWM功能是透過將誤差放大器的輸出電壓與斜坡電壓波形進行比較來實現，如圖4所示，其中誤差放大器輸出必須根據需要上下調節，以得到PWM所需的脈衝寬度。輸入線電壓的變化引起誤差放大器輸出電壓的變化，這又導致PWM工作週期的變化。

這很有效，但誤差放大器輸出可能需要很長時間才能從一種需要的電平轉換到另一種。我們有慢路徑，其輸入線電壓是「A」，PWM比較器輸出工作週期是「B」，幸運的是，可添加前饋路徑來顯著縮短穩壓器的穩定時間。

訣竅是使用一個可變的斜坡波形，而不是穩定不變的斜坡。如圖5所示，較高的輸入線電壓會升高斜坡，立即使PWM脈衝變窄，此時不得等待通過誤差放大器的回應。與之相似，較低的輸入線電壓會降低斜坡，立即加寬PWM脈衝，而不必等待。現在可以採用快速方法。

立即使PWM脈衝變窄或加寬的結果也是誤差放大器最終會得到的，並且誤差放大器一定要這樣的結果來滿足所需的輸出電壓精準度，但是使用前饋縮短了最終的穩定時間。如果做得好，當輸入線電壓變化時，只需讓誤差放大器

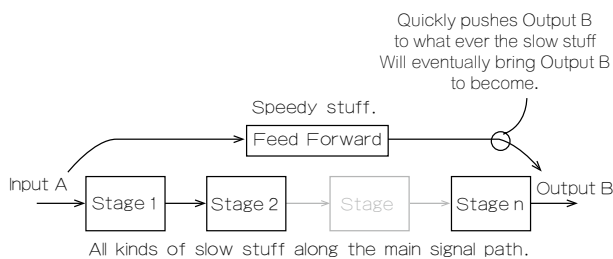


圖2：為一條慢訊號路徑增加前饋來提升速度。

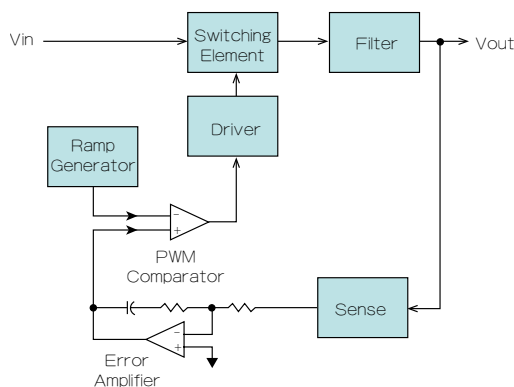


圖3：一個簡單的降壓開關穩壓器。

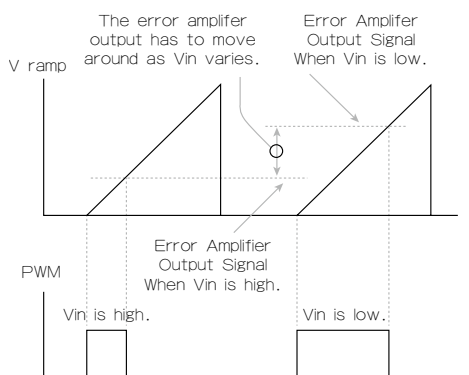


圖4：PWM工作週期控制。

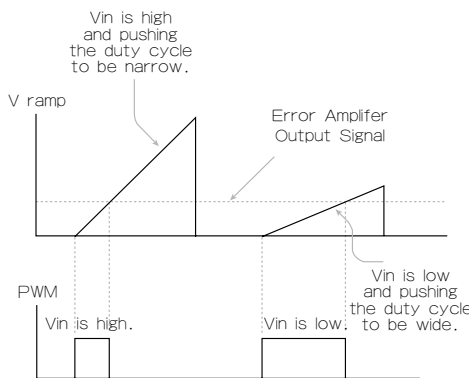
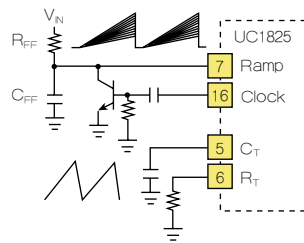


圖5：使用前饋實現PWM工作週期控制。



Forward Technique for Off-Line Voltage Mode Application

圖6：前饋工作電路。

輸出稍微變動一點，甚或可能根本不用變動，如圖5所示。

前饋實在很大程度上是一種平衡行為，它力求在輸入線電壓變化時誤差放大器變動很小，以便輸入線電壓變化時反饋回路可以更快地建立。

德州儀器(TI)在其聲名卓著的1825型PWM控制器UC1825-SP中，採用了這種前饋概念。

在圖6所示的德州儀器的圖解中， R_{FF} 和 C_{FF} 被選擇用來最佳化前饋均衡。EDN

如何在電壓控制電路中使用FET

作者：Ron Quan

Linear Integrated Systems(LIS)生產各種場效應電晶體(FET)，特別值得一提的是他們有各種匹配雙元件產品，這種匹配元件封裝有其獨特優勢。例如，如果在設計一個雙聲道身歷聲音訊產品，那麼在同一個封裝中包含兩個或四個元件就可以使兩個音訊通道匹配更加緊密。

本文將探討如何在電壓控制電路中使用FET，重點介紹幾種FET的使用方法：

1. FET用作壓控電阻；
2. FET用作電壓控制放大器和主動混頻器；
3. FET用作壓控移相器來處理音樂；
4. FET用作壓控帶通濾波器。

本文還將探討減少非線性或失真並

自動偏置FET的方法。

FET電壓控制電阻

圖1顯示了一個N通道FET的典型電流-電壓關係。

FET一般有兩個區域：

飽和區包括曲線的水準部分，這時FET用作電壓控制電流源；另一個區域包括傾斜的「彎曲部分」，稱為三極管(triode)或歐姆區(ohmic region)，此時FET用作壓控電阻。如果仔細觀察，會注意到圖1中的三極管區域顯示了非負的漏源電壓(VDS)。

請注意，FET中的三極管或歐姆區有時稱為線性區。FET作為壓控電阻(VCR)工作在這個區域。理想情況下，VCR模式下的FET漏極和源極端子間不存在DC電壓。

設計實例

如果將針對特定閘-源電壓的VDS電壓範圍擴大，使其略包含負電壓，可看到仍然存在電阻效應(圖2)。

斜率定義為：

$$\text{斜率} = \Delta I_D / \Delta V_{DS} = g_{ds} = \text{漏極和源極間的電導。}$$

並且漏極和源極之間的電阻是電導的倒數， $R_{ds} = 1/g_{ds} = \Delta V_{DS} / \Delta I_D$

來看看表示 g_{ds} 的兩個斜率S1和S2，會發現它們大致相同，但是如果看仔細一點，就會看出它們實際上有一點不同，S2的斜率比S1的斜率更陡一些。斜率越陡，電導率越高、電阻越低。例如，S2或-VDS1的高斜率區域附近的電阻低於S1或+VDS1附近的電阻，電阻從+VDS1到-VDS1逐漸變化會導致失真，幸好失真可以減到很小。

例如，當漏極和源極兩端的小AC訊號小於500mV峰-峰值得時，諧波失真可以保持在「合理的」低水準。如果漏極和源極之間的交流訊號電壓在-250mV~+250mV之間，那麼諧波失真將會「很小」，通常小於3%。

這時你也許會問，有沒有FET只用作電壓控制電阻？答案是肯定的(比如VCR11)。事實上，任何其他FET(比如JFET和MOSFET)都可用作電壓控制電阻。

基本的壓控電阻電路

電壓控制電阻最簡單的一種用途是電子控制衰減器或「音量控制」。如圖3、圖4、圖5和圖6所示，基本電路構成一個分壓器。

在每一個電路中，FET(Q1/Q2/Q3/Q4)的漏極和源極端子提供電壓控制電阻。當頻率大於20Hz時，C1的阻抗可被視為AC短路。

在圖3中，將Q1的閘極電壓設置為0V或接地可實現最大衰減。R2將為Q1的漏極建立直流接地路徑。如果用導線代替C1，並且輸入訊號源沒有明顯的DC失調電壓(即小於10mV DC)，同時輸入訊號源有一個直流接地路徑，它就可以被忽略。

當Q1閘極處的負電壓導致Q1處於切斷狀態(即當閘極電壓 $\rightarrow V_p$ 時的夾斷電壓)時，發生最小衰減(即「貫通」)。

衰減器的傳遞函數是：

$$V_{out}/V_{in} = [R_{ds} \parallel R2] / [R1 + (R_{ds} \parallel R2)]$$

請注意， R_{ds} 是給定閘源電壓的漏源電阻。

如果 $R_{ds} \ll R2$ ，那麼：

$$V_{out}/V_{in} = [R_{ds}] / [R1 + R_{ds}]$$

例如，如果 $R_{ds} = 10k\Omega$ ，那麼：

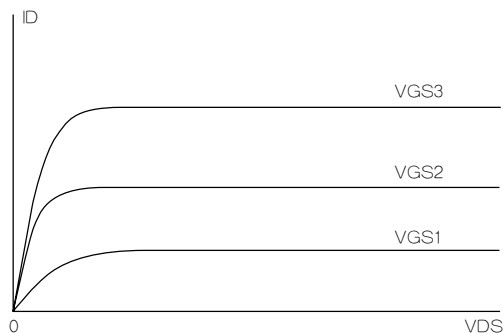


圖1：在不同的閘極至源極電壓VGS1/VGS2/VGS3下，典型的N通道FET的I/V曲線。

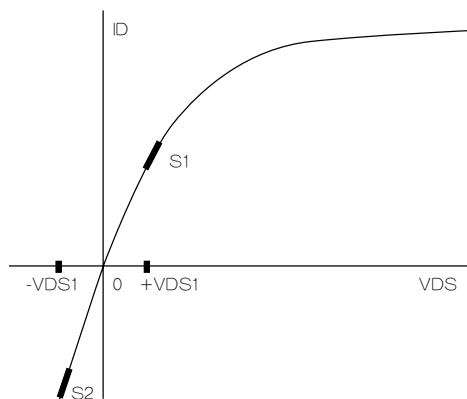


圖2：FET的三極管區擴展到負VDS電壓，-VDS1仍然表現出電阻效應。

$$V_{out}/V_{in} = [10k\Omega] / [47k\Omega + 10k\Omega] = 10k\Omega / 57k\Omega = 10/57 = 0.1754$$

「耗盡型」N通道JFET的漏極電流由Sedra和Smith撰寫的「微電子電路(Microelectronic Circuits)」一文提出：

$$I_d = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right) \left(\frac{V_{ds}}{-V_p} \right) - \left(\frac{V_{ds}}{V_p} \right) \left(\frac{V_{ds}}{V_p} \right) \right] \quad (1)$$

其中， I_{DSS} 是 $V_{gs} = 0$ 時的漏極電流。這一「最大」漏極電流在產品規格表中提供；

V_{gs} 是N通道元件的閘極到源極電壓，是非正電壓；

V_p 是夾斷電壓或切斷電壓，這是施加到閘極和源極以提供零漏極電流的電壓。產品規格表中給出了N通道JFET的夾斷電壓 $V_p \leq 0$ ，而且，當 $V_{gs} = V_p$ 時，漏極到源極電阻是無限的，因為沒有電流流入FET的漏極；

V_{ds} 是漏源電壓。這可以是漏極和源極之間的交流電壓，如圖3、圖4、圖5和圖6中的 V_{out} 。

對於歐姆、三極管或線性區的N通道JFET，公式(1)至(5)僅在 $V_p \leq V_{gs} \leq 0V$ 時有效。

電導 g_{ds} 是透過求 I_d 關於 V_{ds} 的導數得到。

$$g_{ds} = \frac{d}{dv_{ds}} I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p} \right) \left(\frac{v_{ds}}{-V_p} \right) - \left(\frac{v_{ds}}{V_p} \right) \left(\frac{v_{ds}}{V_p} \right) \right] \quad (2)$$

$$g_{ds} = I_{DSS} \left[-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p} \right) - 2 \left(\frac{v_{ds}}{V_p} \right) \left(\frac{1}{V_p} \right) \right] \quad (3)$$

電阻 R_{ds} 是電導 g_{ds} 的倒數：

$$R_{ds} = 1/g_{ds} = 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p} \right) - 2 \left(\frac{v_{ds}}{V_p} \right) \left(\frac{1}{V_p} \right)]\} \quad (4)$$

公式(4)顯示 R_{ds} 是基於固定參數 I_{DSS} 、 V_p 和固定閘源電壓 V_{gs} 的非線性電阻，與漏極和源極兩端的(AC訊號)電壓 V_{ds} 有關。

對漏極和源極兩端小訊號初步近似，當 $V_{ds} \rightarrow 0$ 時：

$$\text{team: } -2 \left(\frac{v_{ds}}{V_p} \right) \left(\frac{1}{V_p} \right) \rightarrow 0$$

$$\text{得到: } R_{ds} = 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p} \right)]\}$$

公式(5)則是固定參數 I_{DSS} 、 V_p 和固定閘源電壓 V_{gs} 的函數。電壓控制的「線性」電阻可由 V_{gs} 電壓設置。

例如，如果 $V_p = -1.5V$ ， $V_{gs} = -1.0V$ ，且 $I_{DSS} = 0.005A = 5mA$ ，則：

$$R_{ds} = 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p} \right)]\}$$

$$= 1/\{0.005A [-2 \left(\frac{1}{-1.5V} \right) \left(1 - \frac{-1.0V}{-1.5V} \right)]\} = 450\Omega = R_{ds}$$

根據公式(5)，如果設定 $V_{gs} = V_p$ ，那麼漏源電阻將無窮大(即開路)：

$$R_{ds} = 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p} \right)]\}$$

$$R_{ds} \rightarrow 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{V_p}{V_p} \right)]\} \rightarrow 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) (1-1)]\}$$

$$R_{ds} \rightarrow 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) (0)]\} \rightarrow (1/0)\Omega \rightarrow R_{ds} \text{ 無窮大}$$

$$R_{ds} \rightarrow v_{gs} = v_p, R_{ds} \text{ 無窮大}$$

對於N通道JFET，若想透過設置 $V_{gs} = 0V$ 來得到最小電阻值，會發生什麼呢？

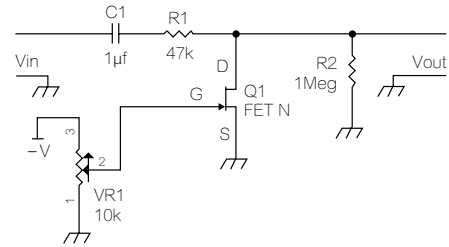


圖3：N通道JFET衰減器電路。

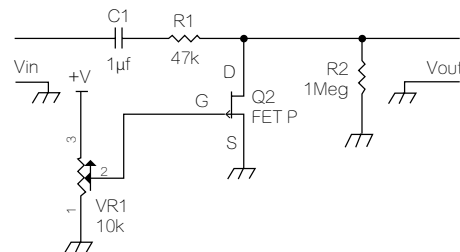


圖4：P通道FET衰減器電路。

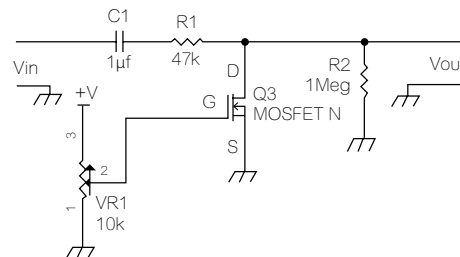


圖5：N通道MOSFET衰減器電路。

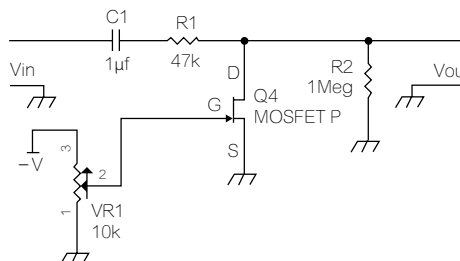


圖6：P通道MOSFET衰減器電路。

$$R_{ds} = 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p} \right)]\}$$

$$= R_{ds} 1/\{I_{DSS} [-2 \left(\frac{1}{V_p} \right) \left(1 - \frac{0V}{V_p} \right)]\}$$

設計實例

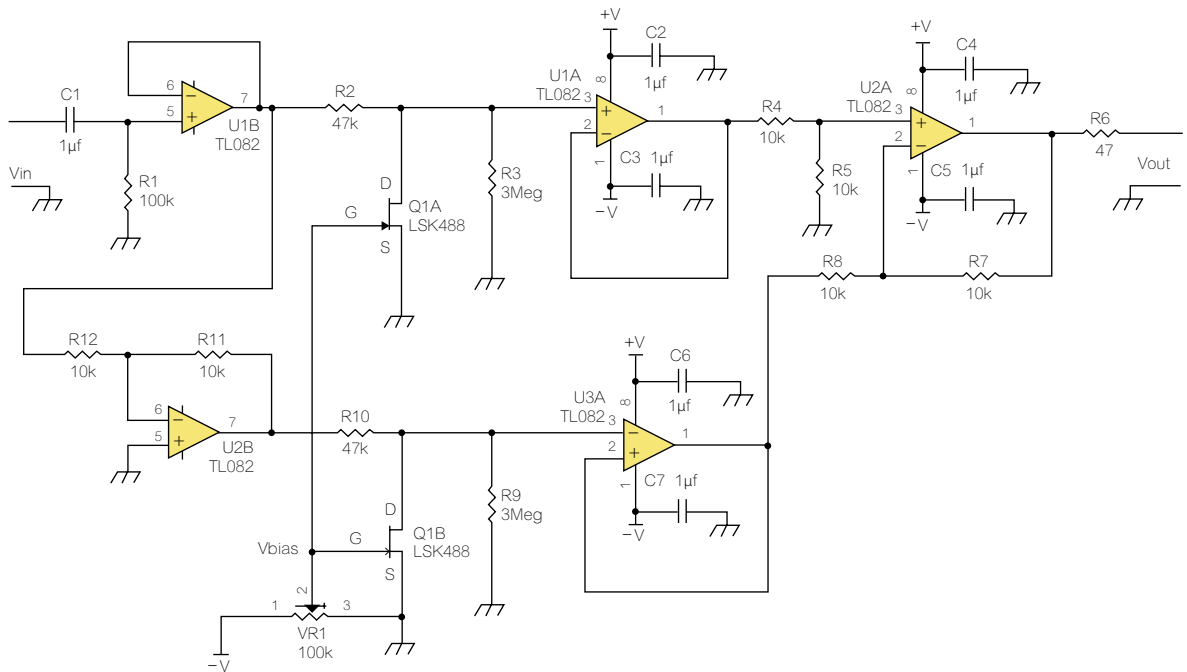


圖7：一個N通道平衡配置示例，使用雙對FET LSK489的Q1A和Q1B來降低失真。

$$R_{ds} = 1/[I_{DSS}[-2(\frac{1}{V_p})(1-0)]]$$

$$R_{ds} = 1/[I_{DSS}[-2(\frac{1}{V_p})(1)]]$$

$$R_{ds} = 1/[I_{DSS}[-2(\frac{1}{V_p})]]$$

若 $V_{gs} = 0V$ ，公式便簡化為：

$$R_{ds} = V_p/[-2I_{DSS}]$$

例如，如果 $V_p = -1.5V$ ， $I_{DSS} = 0.005A = 5mA$ ，且 $V_{gs} = 0V$ ，那麼：

$$R_{ds} = -1.5V/[-2(0.005A)] = -1.5V/[-0.01A] = 1.5V/0.01A = 150\Omega$$

$$R_{ds} = 150\Omega$$

圖4顯示一個P通道FET衰減器電路。它的工作方式與圖3相似，只是閘極的控制電壓為正值，以切斷Q2獲得最小衰減。同樣，當閘極電壓為零或接地時，得到最大衰減。

MOSFET用作電壓控制電阻

MOSFET也可被用作電壓控制電阻，如圖5所示。目前大多數MOSFET都是「增強型」，這意味著開通漏極電流以降低其 R_{ds} 所需的閘極偏置電壓為正電壓，因此，如果閘極電壓為 $0V$ ，則MOSFET關斷。

採用N通道增強型元件Q3，在 $0V$ 電壓時，衰減器將輸入訊號以最小衰減傳遞至 V_{out} 。如果將VR1設置為大於閾值電壓 V_{th} 的正電壓，那麼Q3的漏源電阻將開始下降。請注意，對於N通道MOSFET，閾值電壓 $V_{th} > 0V$ 。

根據Gray和Meyer所寫的「模擬積體電路的分析和設計 (Analysis and Design of Analog Integrated Circuits)」一文，N通道MOSFET的漏極電流由公式(6)表示：

$$I_d = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} [2(V_{gs} - V_{th})V_{ds} - (V_{ds})^2] \quad (6)$$

其中：

$$k' = \mu_n C_{ox}$$

$$C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$$

W = MOS元件的寬度；

L = MOS元件的通道長度。

應該注意的是，大多數分立MOSFET產品規格表不會列出 $k' = \mu_n C_{ox}$ ， $C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$ ， W 和 L ，而只是提供典型的IV曲線和閾值電壓範圍圖。

N通道JFET的公式(1)跟公式(6)非常相似。請注意，它們都包含「 $-(V_{ds})(V_{ds})$ 」，這會導致非線性電阻。

重申一下，N通道JFET的公式是：

$$I_d = I_{DSS} [2(1 - \frac{V_{gs}}{V_p})(\frac{V_{ds}}{-V_p}) - (\frac{V_{ds}}{V_p})(\frac{V_{ds}}{V_p})] \quad (1)$$

圖6顯示一個P通道MOSFET電壓控制電阻電路。

對於P通道增強模式元件Q4，在零電壓時，衰減器將輸入訊號以最小衰減傳遞至 V_{out} 。如果VR1設置為比閾值電壓 V_{in} 更負的電壓，那麼Q4的漏源電阻將開始下降。請注意，P通道MOSFET的閾值電壓是負電壓($V_{in} < 0V$)。

一般來說，圖5和圖6所示的衰減器電路允許小訊號有適當的諧波失真， V_{out} 的峰-峰電壓小於500mV。如果有失真，主要就是二階諧波失真。

平衡或推挽(push-pull)VCR電路

可以利用圖7所示的推挽電路進一步線性化或顯著減少二次失真。特別是雙配對FET(比如VCR11N、LSK489和LSK389等)，可以消除偶次失真。

推挽或平衡VCR衰減器電路可以消除或減少二次失真。在圖7中，U1B緩衝輸入訊號 V_{in} ，並用Q1A(雙FET封裝的一半)驅動第一個電壓控制衰減器電路。 V_{bias} 是可變DC負電壓，可以改變Q1A的漏源電阻，透過串聯電阻R2提供電壓控制分壓電路，電壓跟隨放大器U1A緩衝Q1A漏極端子的電壓控制衰減訊號。請注意，FET輸入運算放大器(如TL082、TL062、LF353和AD712等)通常與高阻抗輸入電阻器(如R3和R9)一起使用。

運算放大器電路R12、R11和U2B構成一個反相放大器，透過R10發送一個反相訊號到第二個壓控衰減器電路。Q1B的閘極有相同的 V_{bias} 訊號，允許Q1A和Q1B的漏極和源極具有匹配的衰減特性。電壓跟隨器U3A利用Q1B的漏極對電壓控制的衰減反相訊號進行緩衝，由U2A、R4、R5、R7和R8組成的差分放大器從U1A和U3A中減掉輸出，透過 V_{out} 消除二次失真。

至此，同相的Q1A和Q1B的漏極都有二次失真，二次失真意味著一個 x^2 函數。

應注意的是，平方負訊號和平方正訊號得到相同的結果，即：

$$(-x)^2 = (+x)^2$$

輸出訊號可表示如下：

a_1 =線性分壓係數；

a_2 =二次失真係數。

對於非反相訊號：

$$U1A \text{ pin } 1 = a_1 V_{in} + a_2 (V_{in})^2$$

對於反相訊號：

$$U3A \text{ pin } 1 = a_1 (-V_{in}) + a_2 (-V_{in})^2$$

請注意： $(V_{in})^2 = (-V_{in})^2$

所以，對反相訊號可得到：

$$U3A \text{ pin } 1 = -a_1 V_{in} + a_2 (V_{in})^2$$

差分放大器U2A從U1A接腳1和U3A接腳1中減去同相和反相訊號後，得到：

$$a_1 V_{in} + a_2 (V_{in})^2 - [-a_1 V_{in} + a_2 (V_{in})^2] = a_1 V_{in} + a_2 (V_{in})^2 + a_1 V_{in} - a_2 (V_{in})^2 = a_1 V_{in} + a_1 V_{in} + a_2 (V_{in})^2 - a_2 (V_{in})^2 = 2a_1 V_{in} + 0(V_{in})^2 = 2a_1 V_{in}$$

請注意， $a_2 (V_{in})^2 - a_2 (V_{in})^2 = 0$

因此，差分放大器電路U2A接腳1的輸出 $= 2a_1 V_{in}$ ，並注意不存在二次失真。這意味著得到一個放大了2倍的電壓控制衰減訊號，並且沒有二次失真。

請注意，圖7顯示一個N通道JFET的例子，但推挽或平衡操作的基本原理可以應用於圖4、圖5和圖6中所示的P通道JFET、N通道MOSFET和P通道MOSFET電壓控制衰減器電路。

或者，可以向基本的電壓控制電阻電路施加回饋來消除二次失真。當應用這個回饋時，輸出訊號會對稱地失真，這是由奇次失真引起。 EDN

抑制縫隙天線效應以減少輻射EMI

作者：John Dunn

很久以前我曾講過一個冒失的工程經理如何搞砸一個專案。他命令手下的工程師只用四顆螺釘固定微波元件的鋁外殼，蓋板的四個角每個角只用一顆螺釘固定，而不是每邊用多顆螺釘。沿底殼和蓋板之間每條接縫形成的縫隙天線(slot

antenna)產生的輻射如同除暴安良的俠客射出的子彈源源不斷，且殼內的電路完全失效。

最近我也遇到了類似的情況，一個电路板的時脈頻率接近1GHz。

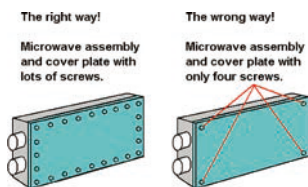


圖1：用螺釘固定微波元件鋁外殼的正確和錯誤方式。

該電路板因為從電路板邊緣發出輻射引起了電磁干擾(EMI)。由於外表面有上下兩個接地層，電路板的訊號箔有效地形成了一個不想要的縫隙天線，對電路板的補救措施非常類似於微波元件外殼採取的方法。

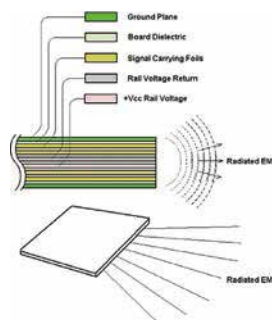


圖2：電路板的縫隙天線效應。

在圖3中，主動訊號箔位於由上、下兩個接地平面層之間的許多導電過孔形成的廂內。接地平面層之間的多個過孔類似於多顆螺釘。

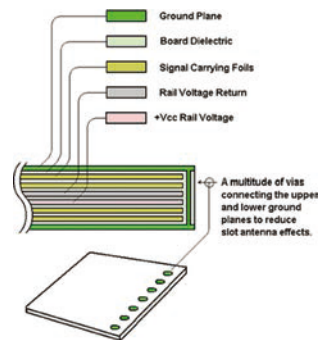


圖3：縫隙天線抑制措施。

其結果是抑制了縫隙天線效應，從而減少了EMI輻射。 EDN

估算一次側調整恆流返馳式轉換器輸出電流容限

作者：Stéphanie Cannenterre/安森美半導體(ON Semiconductor)應用工程師

一次側調整(primary-side regulated, PSR)返馳式轉換器(flyback converter)廣泛應用於LED驅動市場，以及針對旅行轉接頭的可攜式電子市場。一次側調整包括透過觀察轉換器一次側的波形來調節返馳的輸出電流或輸出電壓，因此，透過去除光耦合器、TL431或感測輸出電壓的運算放大器，這種技術有助於減少電源材料清單，此外，它也無需感測輸出電流所需的電阻。眾所皆知，透過觀察輔助繞組(auxiliary winding)可獲得輸出電壓的影像。輸出電流可透過感測一次側MOSFET的電流來估算，但是，透過這種技術，預期受控參數的精準度能達到多少呢？

在給定的輸入電壓下，LED驅動器製造商通常以 $\pm 5\%$ 為目標。透過採用最差情況下的電路分析技術，本

文將詳細介紹如何估算返馳式輸出電流的精準度，並將所得結果與 $\pm 5\%$ 目標值進行比對。

本文將介紹一次側恆流返馳式控制的分析模型。另外，也將著重於轉換器輸出電流的蒙特卡羅分析(Monte Carlo Analysis)。

一次側調整返馳

「建立一次側調整返馳轉換器的平均模型(Building an Average Model For Primary-Side Regulated Flyback Converters)」一文描述了返馳式轉換器的二次側調整和一次側調整之間的差異。

圖1顯示了實現二次側恆流(CC)和恆壓(CV)調節的返馳式轉換器原理圖。二次側物料清單非常重要：一個具有與其相關的補償網路運算跨

導放大器(OTA)感測輸出電壓，而另一個感測輸出電流。吸收最多電流的OTA「戰勝」另一個，並透過光電耦合器施加其調節設定點，輸出電流感測需要一個電阻，根據輸出電流值，其功耗可以降低電源的能效。

另一方面，一次側調整返馳實現了如圖2所示的更少的二次側物料清單。

一次側恆流/恆壓轉換器通常在邊界導通模式(Borderline Conduction Mode, BCM)或非連續導通模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)下運行。輸出電壓透過感測輔助繞組電壓來進行調節，事實上，輔助繞組能夠在功率MOSFET的關斷期間提供輸出電壓的影像。透過對輔助電壓拐點(代表核心去磁結束)進行採樣，控制器能夠精確控制輸出電壓，恆流

調節與恆壓技術的不同之處在於，在一次側沒有輸出電流的直接影像。輸出電流是透過測量核心去磁時間和電源開關內部的電流來進行估算，將在下一段中講到。

輸出電流分析運算式

為估算輸出電流精準度，需要一次側調整恆流—電流返馳模型。

圖3呈現了在邊界導通模式中運行的返馳式轉換器的一次側和二次側電流。當MOSFET導通時，電流上升的斜率約等於輸入電壓 V_{in} 除以一次電感 L_p ，直到達到控制器施加的設定值 $I_{L,pk}$ 。當MOSFET關斷時，漏電感電流從磁化電流中褪去，並使輸出電流的增加延遲，結果，二次峰值電流減少：

$$I_{D,pk} < \frac{I_{L,pk}}{N_{sp}} \quad (1)$$

在公式(1)中，

$I_{D,pk}$ 為二次整流器峰值電流；

N_{sp} 為返馳式變壓器的匝數比，等於二次繞組匝數除以一次繞組匝數 ($N_{sp} = N_s/N_p$)。

輸出電流是在一個開關週期 T_{sw} 內的波形 $i_{sec}(t)$ 均值，或者簡單地說就是圖1中藍色三角形的面積。輸出電流運算式可透過公式(1)得出：

$$I_{out} = \langle i_{sec}(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{I_{L,pk}}{2N_{sp}} \frac{t_{demag} - t_{leak}}{T_{sw}} \quad (2)$$

在公式(2)中，

t_{demag} 為變壓器的去磁時間；

t_{leak} 為重置漏電感所需的時間。

看一下這一輸出電流運算式，可見匝數比 N_{sp} 為常數。因此，為使輸出電流恆定， $I_{L,pk} \frac{t_{demag} - t_{leak}}{T_{sw}}$ 這一項必須是恆定，這就是通常電流模式下的恆流控制。大多數情況下，人們常會忽略漏電感對輸出電流的影響，而只是簡單地監控去磁時間來控制輸出電流：

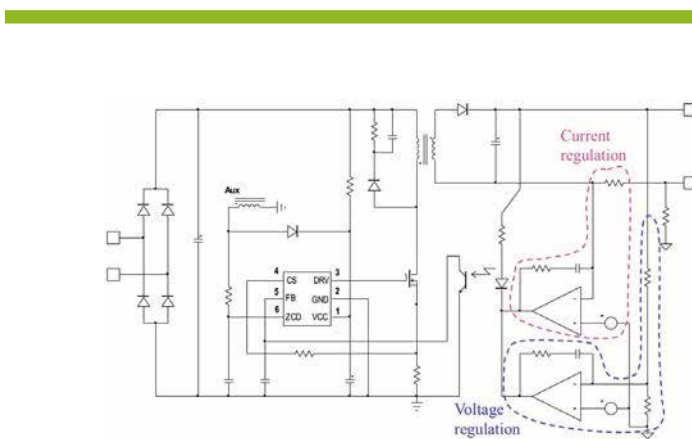


圖1：具有二次側恆壓和恆流調節的簡化的返馳式轉換器。

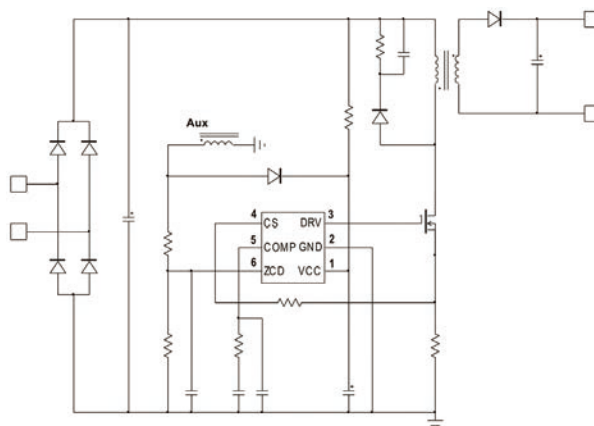


圖2：一次側調整返馳的簡化原理圖。

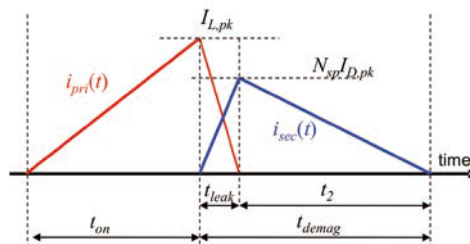


圖3：在邊界導通模式中運行的返馳式轉換器的一次和二次電流波形。

$$I_{out} \approx \frac{I_{L,pk}}{2N_{sp}} \frac{t_{demag}}{T_{sw}} \quad (3)$$

最後，一次側調整控制器實施一種控制峰值電流的演算法，如下所示：

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag}} \quad (4)$$

或：

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak}} \quad (5)$$

在上述運算式中，

V_{CS} 為控制器的電流感測電壓；

R_{sense} 為感測MOSFET電流的電阻；

V_{REF} 是由控制器內部提供的精確的電壓基準；

T_{sw} 是開關週期。

設計實例

將公式(4)中所定義的峰值電流帶入公式(3)，就可得到輸出電流的最終運算式：

$$I_{out} = \frac{V_{REF}}{2N_{sp}R_{sense}} \quad (6)$$

乍看公式(6)，似乎輸出電流是獨立於磁化電感(magnetizing inductance)。而且，由於 N_{sp} 代表變壓器匝數比且為常數，所以 I_{out} 精確度僅僅取決於 V_{REF} 和 R_{sense} 精確度。

實際上，由於控制器和電源開關驅動固有的傳播延遲(t_{prop})，峰值電流會略微增加，這取決於 L_p 和 V_{in} 。公式(4)即可更新如下：

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} \quad (7)$$

為補償由傳播延遲帶來的峰值電流增加，一次側調整控制器採用了一種方式來根據輸入電壓，降低峰值電流設定值，這通常稱為線路前饋(line feedforward)。一個簡單的解決方案包括與線路電壓成比的電流感測電壓添加一個偏移量，因此，隨著 V_{in} 增加，峰值電流減小。例如，圖4顯示了應用於NCL30082一次側調整控制器內部的線路前饋電路。

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} = \frac{V_{CS(offset)}}{R_{sense}} \quad (8)$$

公式(8)中，

$V_{CS(offset)}$ 是一次側調整控制器的線路前饋電路產生的電壓偏移。

$$V_{CS(offset)} = I_{RLFF} R_{LFF} \quad (9)$$

$$I_{RLFF} = V_{in} K_{LFF} \frac{R_{BOL}}{R_{BOU} + R_{BOL}} - I_{CCS} \quad (10)$$

公式(9)和(10)的 I_{RLFF} 是流經 R_{LFF} 內部的電流， I_{CCS} 是在接通時間內偏移電流 I_{offset} 應用於在CS接腳時，CS接腳電容的充電電流。

峰值電流設定值有賴於控制器對

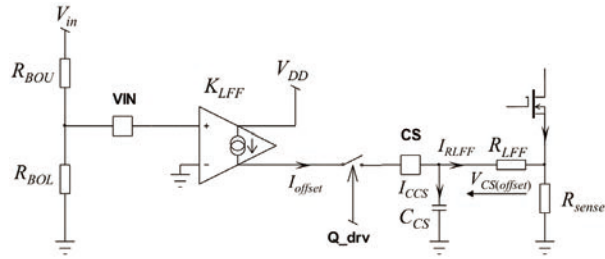


圖4：應用於NCL30082內部的線路前饋電路。

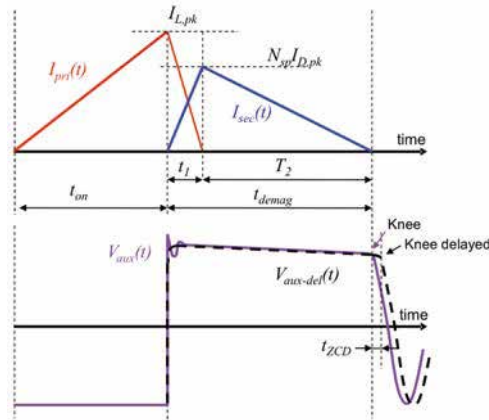


圖5：輔助繞組波形。

變壓器去磁時間 t_{demag} 的正確測量，該去磁時間透過在關斷時間內檢測輔助繞組電壓 V_{aux} 拐點進行測量(圖5)。輔助繞組受控制器的ZCD接腳監控(圖1)，R-C網路連接在ZCD接腳上，使 V_{aux} 訊號略微延遲，以便在汲源電壓處於最小值時導通MOSFET，該汲源電壓最小值通常稱為谷值。R-C網路能夠延遲拐點檢測，從而人為增加控制器測量的去磁時間 t_{demag} ，如果該網路的時間常數很高，則可能對輸出電流產生很大影響，因此，模型中需要考量這一點。如果把 t_{ZCD} 稱為R-C網路引入的延遲，則公式(8)中所示的峰值電流可更新為：

$$I_{L,pk} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak} + t_{ZCD}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} - \frac{V_{CS(offset)}}{R_{sense}} \quad (11)$$

作為第一個近似值，可認為延遲 t_{ZCD} 等於ZCD接腳R-C網路的時間

常數：

$$t_{ZCD} \approx R_{ZCD} C_{ZCD} \quad (12)$$

公式(12)中，

R_{ZCD} 為控制器的ZCD接腳的等效電阻；

C_{ZCD} 為連接於控制器的CZD接腳和GND接腳之間的電容值。

對於設計無誤的一次側調整恆流返馳， t_{ZCD} 的值應該在20ns~300ns的範圍內。

為建立轉換器的分析模型，需要找到公式(11)中漏電感重整時間 t_{leak} 的運算式。「開關模式電源(Switch Mode Power Supplies)」提供了根據變壓器的漏電感進行RCD鉗位設計的詳細說明。

圖5中，RCD鉗位限制了當MOSFET關斷時由漏電感 L_{leak} 引起的汲極電壓增加。漏電感認為重整電壓

Design Note

適於 SoC 和微處理器應用的高效率 20A 單晶 Silent Switcher® 2 穩壓器

Zhongming Ye

對於工業和汽車系統中使用的先進 SoC (系統單晶片) 解決方案而言, 功率預算正持續地攀升。接連推出的每一代 SoC 都增添了高功耗元件並提升了資料處理速度。這些元件需要可靠的電源, 包括用於核心的 0.8V、用於 DDR3 和 LPDDR4 的 1.2V 和 1.1V, 以及用於周邊和輔助元件的 5V、3.3V 和 1.8V。此外, 先進 SoC 的性能要求高於傳統 PWM 控制器和 MOSFET 所能提供的水準, 因此, 所需的解決方案必須更精小、具有較高的電流能力、較高的效率, 而且更重要的是, 必須擁有卓越的 EMI 性能。而這正是 Power by Linear™ 單晶 Silent Switcher 2 降壓型穩壓器的優勢, 此類元件能夠滿足先進 SoC 的功率預算, 同時符合 SoC 的尺寸和熱限制條件。

採用 20V 輸入的 20A 解決方案適用於 SoC

LTC®7150S 拉抬了“高性能”在工業和汽車電源中的門檻。該元件具有高效率、小外形尺寸和低 EMI。整合高性能 MOSFET 和熱管理功能電路使其可在沒有散熱或冷卻氣流的情況下依靠高達 20V 的輸入電壓可靠和連續地輸送高至 20A 的電流, 因而使其非常適合工業、交通運輸和汽車應用中的 SoC、FPGA、DSP、GPU 和微處理器 (µP)。

圖 1 顯示一款用於 SoC 和 CPU 電源的 1.2V/20A 輸出解決方案, 其採用了切換頻率為 1MHz 的 LTC7150S。該電路可簡易地修改以因應其他輸出組合, 包括 3.3V、1.8V、1.1V 和 0.6V, 使其能利用 LTC7150S 的寬廣輸入範圍。LTC7150S 擁有作為第一級 5V 電源的輸出電流能力, 在其後可佈設一些位於不同輸出的下游第二級切換式穩壓器或 LDO 穩壓器。

具卓越 EMI 性能的 Silent Switcher 2

在高電流條件下, 欲通過 EMI 規則條例通常需要克服精細複雜的設計和測試難題, 包括在解決方案尺寸、效率、可靠性和複雜性等諸多因素之間的大量權衡折衷。傳統方法是透過減慢 MOSFET 切換邊緣速率和/或降低切換頻率來控制 EMI。這兩種策略均涉及權衡取舍, 例如: 效率下降、最小導通和關斷時間增加、以及解決方案尺寸增大等。諸如採用複雜龐大的 EMI 濾波器或金屬遮罩等其他 EMI 抑制方法, 則會在電路板空間、元件和封裝方面增加大幅成本, 同時使得熱管理和測試工作複雜化。

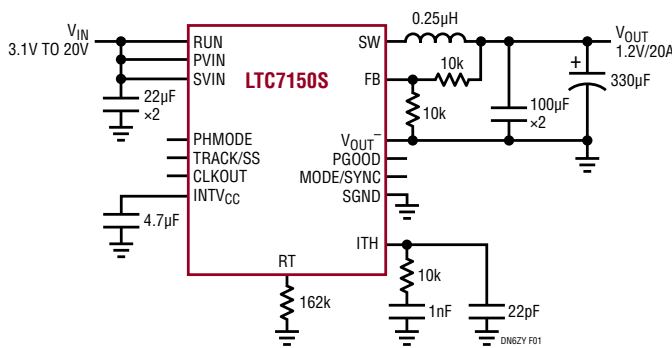
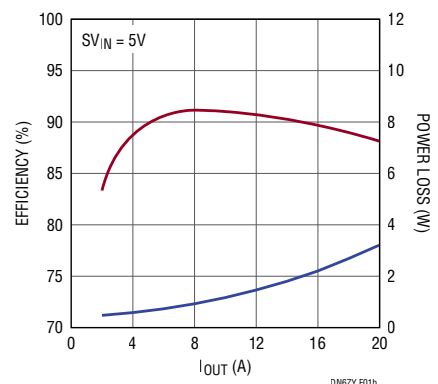


圖 1: 降壓型轉換器的電原理圖和效率: 12VIN 至 1.2VOUT/20A

圖 1 所示電路的效率與功率損失的關係曲線



Analog Devices 專有的 Silent Switcher 2 架構可透過整合式熱迴路電容器自我抵消 EMI，從而最大限度減小雜訊天線尺寸。這與內建的 MOSFET 相結合，可顯著減少了切換節點振鈴和儲存在熱迴路中的關聯能量，即使在開關邊緣速率非常快的情況下也不例外。結果是獲得傑出 EMI 性能，同時最大限度降低了 AC 切換損耗。LTC7150S 運用 Silent Switcher 2 來儘量降低 EMI 和實現高效率，從而極大地簡化了 EMI 濾波器設計和佈局，非常適合針對雜訊敏感環境之應用。僅在前面佈設一個簡單的 EMI 濾波器，LTC7150S 即可通過 CISPR22/32 傳導和輻射 EMI 峰值限制要求。圖 2b 所示為輻射 EMI CISPR22 測試結果。

高頻、高效率適合狹窄的空間

整合式 MOSFET、整合式熱迴路去耦電容器、內建補償電路，所有這些特性使系統擺脫了設計複雜性的困擾，並利用電路簡單性和 Silent Switcher 架構最大限度縮減總解決方案尺寸。由於可進行高性能的電源轉換，

因此 LTC7150S 不需要增設額外的散熱片或冷卻氣流便能提供高電流。與大多數解決方案不同的是，低 EMI 和高效率皆可在高頻操作情況下實現，因而確保了小型的被動元件尺寸。圖 3 所示為一款 2MHz 解決方案，其在因應 FPGA 和 μP 應用且外形非常扁平的解決方案中採用了一個 72nH 小電感器和全陶瓷電容器。

結論

在工業和汽車環境中，對於智慧化、自動化和感測能力不斷成長的需求，導致對於電源性能要求越來越高的電子系統急速增加。除了解決方案尺寸、高效率、熱效率、堅固性和易用性之外，低 EMI 也已經從事後考慮的事項升格為重要的電源要求之一。LTC7150S 透過運用 Silent Switcher 2 技術在精小的占板面積內滿足了嚴苛的 EMI 要求。整合式 MOSFET 和熱管理功能允許採用高達 20V 的輸入範圍和高至 3MHz 的頻率範圍，以強固和可靠的方式連續地提供高達 20A 的電流。

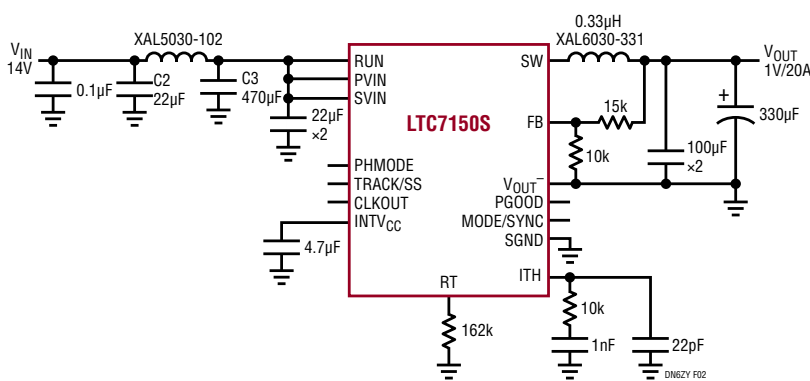


圖 2a : $V_{IN} = 14V$, $V_{OUT} = 1V/20A$, $f_{SW} = 400kHz$

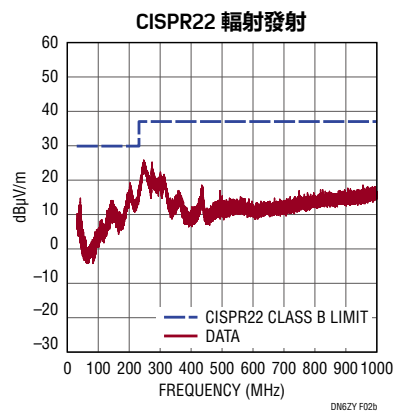


圖 2b : 圖 2a 所示電路的輻射 EMI 性能

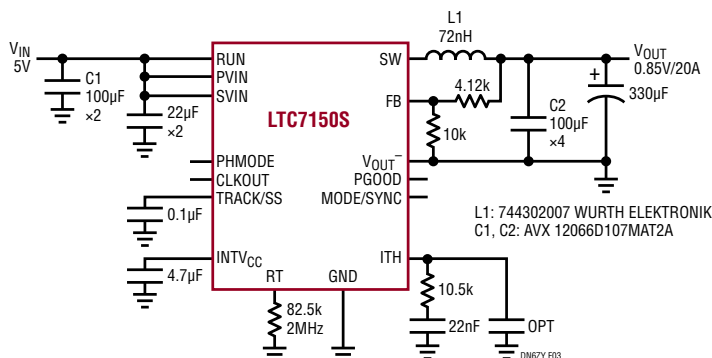
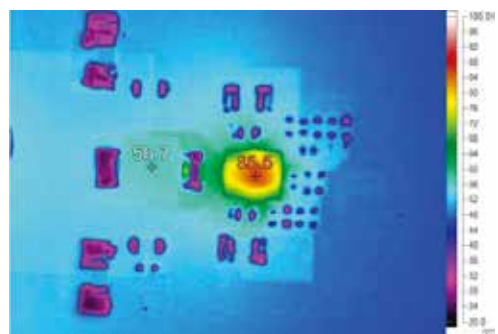


圖 3 : LTC7150S 電原理圖和熱像圖 (5V 輸入至 0.85V/20A 輸出, $f_{SW} = 2MHz$)



產品手冊下載

www.analog.com/LTC7150S

如需文件資料或應用的協助
請電洽 02-2650 2888

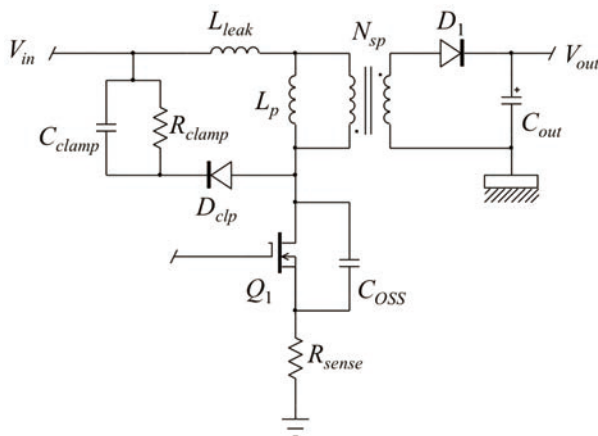


圖6：返馳式轉換器及其鉗位網路。

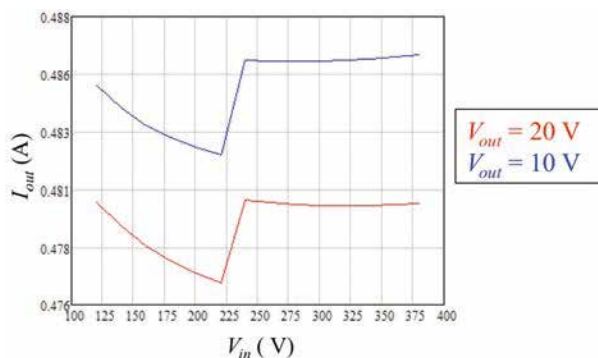


圖7：輸出電流變化與輸入電壓的關係。

V_{reset} 等於RCD鉗位的鉗位電壓(V_{clamp}) 減去返馳式轉換器的反射電壓。

因此，漏電感電流以 S_{Leak} 的斜率下降：

$$S_{Leak} = \frac{V_{reset}}{L_{leak}} = \left(V_{clamp} - \frac{V_{out} + V_f}{N_{sp}} \right) \frac{1}{L_{leak}} = \left(V_{clamp} - \frac{V_{out} + V_f}{N_{sp}} \right) \frac{1}{k_{leak} L_p} \quad (13)$$

公式(13)中， L_{leak} 即一次電感的百分比，透過 k_{leak} 係數表示。

$$L_{Leak} = k_{leak} L_p \quad (14)$$

可以推導出 t_{leak} 的運算式：

$$t_{leak} = \frac{I_{Lpk}}{S_{Leak}} = \frac{N_{sp} k_{leak} L_p I_{Lpk}}{N_{sp} V_{clamp} - (V_{out} + V_f)} \quad (15)$$

根據「開關模式電源(Switch Mode Power Supplies)」這篇文章，準共振(quasi-resonant)變換器的 t_{demag} 和 T_{sw} 的數學運算式近似下列運算式：

$$T_{sw} = L_p I_{Lpk} \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \right) + (2n_v - 1) t_v \quad (16)$$

$$t_{demag} = L_p I_{Lpk} \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \quad (17)$$

在公式(16)及(17)中，

n_v 為運算谷值： $n_v=1$ 即為第一次波谷運算， $n_v=2$ 即為第二次波谷運算，...

t_v 為自由震盪半週期。

$$t_v = \pi \sqrt{L_p (k_{leak} + 1) C_{lump}} \quad (18)$$

在公式(18)中， C_{lump} 表示汲極節點處的總電容，包括MOSFET汲極電源電容和變壓器，以及分佈於繞組和一次電感之間各種電容； V_f 為二次整流器正向壓降。

將公式(15)、(16)和(17)帶入公式(11)，最終得出峰值電流如下：

設計實例

$$I_{L,pk} = \frac{V_{EEF}}{R_{sense}} \frac{L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \right) + (2n_s - 1) t_s}{N_{sp} L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{out} + V_f} - \frac{k_{rsk}}{N_{sp} V_{clamp} - (V_{out} + V_f)} \right) + I_{L,CD}} \quad (19)$$

$$+ I_{mp} \frac{V_{in} - V_{C(switch)}}{L_p R_{sense}}$$

從公式(19)，可以看到轉換器給出的峰值電流設定值取決於一次電感、傳播延遲和鉗位電壓。因此這些參數也影響輸出電流，與公式(6)所表示的情況相反。

為建立一次側調整的分析模型，還需要一個鉗位電壓公式。「開關模式電源(Switch Mode Power Supplies)」一文正好提供了答案：

$$2V_{clamp} \left(V_{clamp} - \frac{V_{out} + V_f}{N_{sp}} \right) = R_{clamp} k_{rsk} L_p I_{L,pk}^2 F_{sw} \quad (20)$$

在公式(20)中，可以看到 V_{clamp} 也是峰值電流的函數。此外，公式(19)和(20)都是二階方程式，且試圖手動提取 $I_{L,pk}$ 和 V_{clamp} 的符號運算式會導致有(可能)錯誤的高熵(high-entropy)結果。獲得這些參數值的最簡單方法是使用Mathcad等數學解答器，並用其解出由兩個方程式組成的系統。一旦計算出 $I_{L,pk}$ 和 V_{clamp} ，就能夠推導出輸出電流的值：

$$I_{out} = \frac{1}{2} I_{L,pk} \frac{L_p I_{L,pk} \left(\frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} - \frac{k_{rsk}}{N_{sp} V_{clamp} - (V_{out} + V_f)} \right)}{L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \right) + (2n_s - 1) t_s} \quad (21)$$

總之，一次側調整返馳式變換器的分析模型包括求解公式(19)、(20)和(21)三個方程式。為透過公式(21)得出輸出電流值，需要首先用公式(19)計算峰值電流 $I_{L,pk}$ ，然後透過公式(20)得到鉗位電壓 V_{clamp} ，它對應於由輸入電壓和輸出負載(LED串設置輸出電壓)施加的操作設定值。

在圖7中，用Mathcad繪製了當輸入電壓從120V_{dc}變化到375V_{dc}時，分析模型獲得的輸出電流。輸出電流繪製為2種不同的輸出負載：

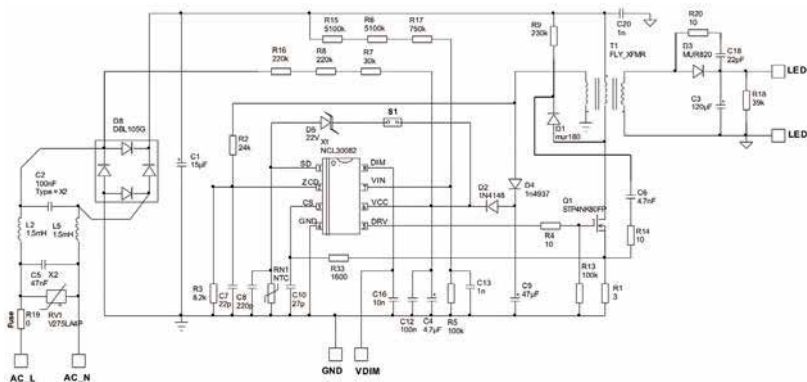


圖8：NCL30082評估板原理圖。

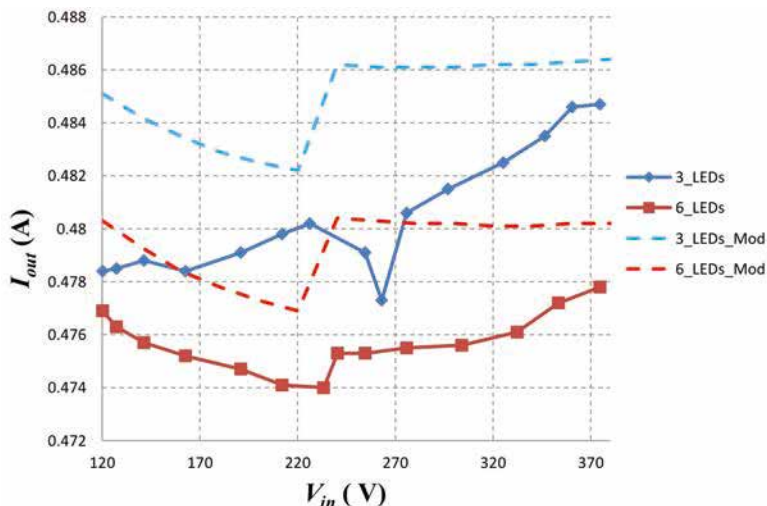


圖9：比較分析模型與測量。

$V_{out}=20V$ 代表6個LED串聯；
 $V_{out}=10V$ 代表3個LED串聯。

為確保模型的準確性，對NCL30082控制的10W LED驅動器進行測量。圖8描繪10W LED驅動器的原理圖，電路板輸入採用了從120V~375V不等的直流電壓，輸出負載從6個LED($V_{out}=20V$)到3個LED($V_{out}=10V$)不等。圖9描繪使用分析模型獲得的輸出電流變化，以及從LED驅動器獲得的測量結果，可以看到，對這一類本的輸出電流變化能夠很好地進行預測，模型預測的平均

電流和測量值之間存在大約1%的偏移，但在模型中僅輸入了典型值。實際上，電路板上所有元件的值都有初始容限，此外，該模型沒有考慮二次整流器反向恢復時間的影響，這會導致輸出電流設定值下降。

本文已推導出一次側恆流返馳的分析模型，並透過將模型預測的輸出電流與實際一次側調整返馳式轉換器的測量進行對比，查驗其有效性。現在我們對該模型已經有了一定的信心，接下來將在後續部分中，應用全範圍電路值預測最壞情況下轉換器的容限。 EDN

量測射頻功率與回波損耗

作者：Eamon Nash、Eberhard Brunner /作者依序為亞德諾(ADI)應用工程總監、資深設計工程師

定向耦合器被廣泛運用在各種應用中，主要可用來偵測射頻功率，它們可能出現在訊號鏈的多個位置。本文將探討ADI的ADL5920偵測器，其結合了寬頻定向橋式耦合器，內含兩個rms響應感測器，這款元件提供許多大幅超越傳統分立式定向耦合器的優勢，傳統元件必須在尺寸與頻寬之間做取捨，特別是頻率低於1GHz的元件。

In-line射頻功率與回波損耗的量測通常採用定向耦合器與射頻功率偵測器進行建置。

如圖1所示，無線電或測試與量測應用中，採用雙向耦合器來監視發送與反射的射頻功率。有時候還必須在電路中嵌入射頻功率監視元件，像是必須在兩個或更多來源之間切換，然後連到發送通道(使用射頻開關或外部線路)。

偵測器在導向性方面具有寶貴的特性，也就是有能力分辨入射與反射的射頻功率。入射射頻訊號會經過前向通道耦合器傳遞到負載線路(如圖2所示)，小部分的射頻功率(通常比入射訊號強度低10dB~20dB)經耦合後脫離並驅動射頻偵測器。偵測到前向與反射功率之後，再使用和前向通道耦合器相反方向的第二個耦合器，兩個偵測器的輸出電壓訊號會分別和前向與反向射頻功率的位準成正比。

表面黏著封裝的定向耦合器必須在頻寬與尺寸兩者之間作取捨。擁有一個倍頻程(octave)頻率覆蓋率的雙向式定向耦合器(即 F_{MAX} 等於兩倍 F_{MIN})通常封裝可作到6mm²的小尺寸，而寬頻連接器化(connectorized)定向耦合器則擁有多倍頻程(multi-octave)的頻率覆蓋率，但其體積則遠大於表面黏著封裝的定向耦合器。

圖3顯示偵測器的評估板，一個新

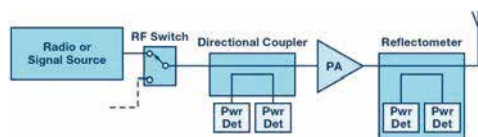


圖1：在射頻訊號鏈中量測前向與反射功率。

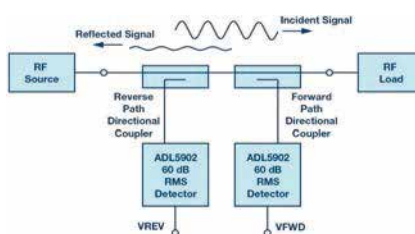


圖2：典型射頻功率量測系統使用定向式耦合器與射頻偵測器。



圖3：連結器化定向耦合器、表面黏著定向耦合器，以及內含定向橋與雙rms偵測器的定向耦合器整合式IC。

射頻功率偵測子系統，具備60dB偵測範圍，採用5mm×5mm的MLF封裝(定向耦合器IC位於兩側接頭之間)。圖4顯示偵測器的方塊圖表。

不同於使用定向耦合器感測順向與反射訊號，ADI新偵測器採用一種專利式導向橋技術，以達成寬頻傳輸及精巧的晶片內部訊號耦合。為了瞭解定向橋如何運作，首先必須退回一步來看看惠斯登電橋(Wheatstone bridge)。

惠斯登電橋

定向橋的概念是基於惠斯登電橋(如圖5所示)，在平衡時產生的差動電壓為

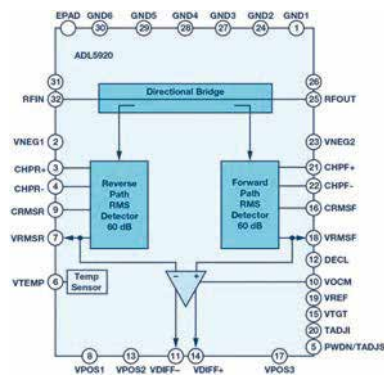


圖4：偵測器方塊圖表。

零。在一個惠斯登電橋中，底部兩個電阻其中一個是可變電阻(R2)，另外兩個(R1與R3)則是固定電阻。電橋中

設計實例

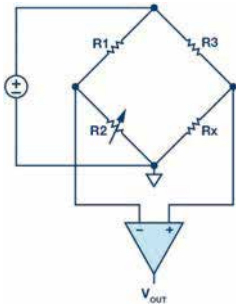


圖5：惠斯登電橋。

總共有4個電阻，包括R1、R2、R3，以及Rx，其中Rx的電阻未知。如果R1=R3，那麼R2就等於Rx，輸出電壓 $V_{OUT}=0$ 伏特。電橋平衡的條件是當可變電阻調至正確的數值，使得電橋左側與右側的電壓比值相同，而產生 V_{OUT} 的差分感測節點之間則會產生零伏特的差分訊號。

單向電橋

圖6是單向電橋的示意圖，它解釋了這類元件的基本運作模式。首先要提的是定向電橋必須針對特定 Z_0 進行設計，另外其插入損耗已降至最低，如果 $R_S=R_L=R=50$ 歐姆，電橋的感測電阻為5歐姆，這在插入損耗(小於1dB)與訊號感測之間是很大的折衷。回到負載計算 R_{OUT} 求得50歐姆的埠阻抗，而計算 R_{IN} 則得到50.8歐姆的埠阻抗($|\Gamma|=0.008$ ， $R_L=-42$ dB， $VSWR=1.016$)。如果訊號施於RFIP，那麼由於 $R_{IN}\sim 50$ 歐姆，RFIP的電壓約為訊號源電壓的一半。如果假設RFIP的電壓等於1伏特，那麼RFOP的電壓就會約為0.902伏特。

這個電壓會進一步減弱到 $10/11=0.909$ ，差分放大器的負輸入為0.82伏特，產生的差分電壓 $1-0.82=0.18$ 伏特。這個電橋的有效順向耦合因數(Cpl)為：

$$Cpl = 20 \log_{10} \left(\frac{0.18V}{1V} \right) = 15dB \quad (1)$$

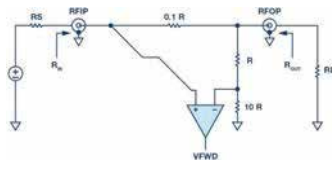


圖6：單向電橋簡圖。

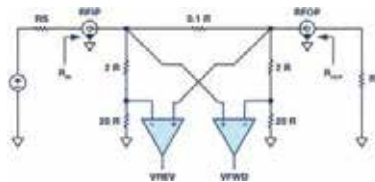


圖7：雙向電橋簡圖。

電橋的平衡意謂當訊號施予逆向(RFOP往RFIP)，VFWD偵測器(或Cpl埠)理想狀態下會看到零差分電壓，但如果訊號施於順向方向(RFIP往RFOP)則會看到最大訊號。想要在這種結構中獲得最大的導向性，最重要的就屬精準電阻，因此整合這類元件能發揮顯著功效。

在一個雙向橋中，為了計算回波損耗而須判斷隔離效果，需要翻倒元件，把輸入訊號施予RFOP。在這種狀況，電橋達到平衡，差分放大器的增性與減性輸入兩者相等，比值都是 $0.909 = (10R/(10R+R) = (R/(R+0.1R))$ ，造成差分電壓 $(V+ \text{ minus } V-) = 0$ 伏特。

雙向電橋

圖7是一個雙向電橋的簡圖，其與ADL5920偵測器使用的電橋很類似。在50歐姆環境中，R的單位電阻等於50歐姆。因此電橋的感測電阻值為5歐姆，而兩個分流器網路(shunt-networks)電阻約為1.1kΩ。

由於這是一個對稱式網路，因此輸入與輸出電阻 R_{IN} 和 R_{OUT} 相同，都接近50歐姆，而 R_S 與 R_L 也都等於50歐姆。

當訊號源與負載阻抗都是50歐姆，內部網路的歐姆分析顯示VFWD遠大於VREV。在現實應用中，這對應到訊號源到負載的最大功率傳輸，結果會使反射功率極小，進而產生極小的VREV。

接著考慮如果 R_L 無限大(開路)或零(短路負載)。在兩種情況中，如果重複進行歐姆分析，會發現VFWD與VREV大約相等。對應到真實世界系統，一個開路或短路負載會導致順向與反射功率相同。以下針對這些情況做細部的分析。

電壓駐波比(VSWR)與反射係數

網路分析中的全面錯誤分析，不僅過於複雜而且超出本文的探討範圍，但本文簡單歸納幾點基本概念。這方面有個很好的資源，就是Marki Microwave所撰寫的應用指南「導向性與電壓駐波比之量測」。

要描述傳輸線中的電壓與電流，行進波(Traveling waves)是相當重要的觀念，因為它們是位置與時間的函數。傳輸線路的電壓與電流包含順向行進波與逆向行進波，這些行進波是距離x的函數。

$$V(x) = V+(x) + V-(x) \quad (2)$$

$$I(x) = \frac{V+(x)}{Z_0} - \frac{V-(x)}{Z_0} \quad (3)$$

在公式(2)與公式(3)中， $V+(x)$ 代表傳向負載的電壓波，而 $V-(x)$ 則代表因阻抗不匹配而從負載反射回來的電壓波， Z_0 是傳輸線的特性阻抗。在無損耗的傳輸線中， Z_0 的計算公式為：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4)$$

傳輸線最常見的 Z_0 為50歐姆。如果傳輸線以特性阻抗作為終端機制(terminated)，對於50歐姆訊號源而言就像是一條無限長的傳輸線，因為任何電壓波經過傳輸線時都不會產生任何反

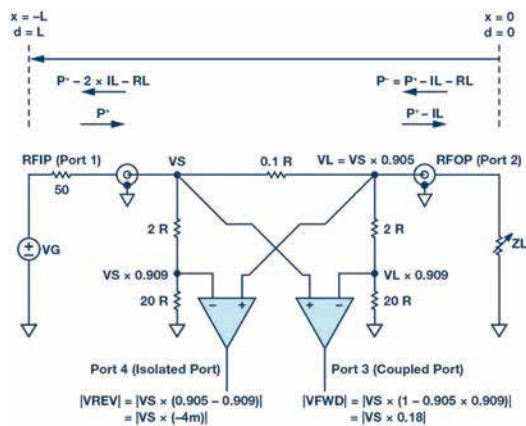


圖8：雙向電橋有訊號時的簡圖。

射，一般這類反射都會在訊號源或傳輸線上的任何一點偵測到。然而，如果負載不是剛好50歐姆，在傳輸線各處就會產生駐波然後被偵測到，這種駐波的強度由電壓駐波比決定。

反射係數的定義為：

$$\Gamma(x) = \Gamma_0 e^{-2\gamma x} \quad (5)$$

這裡的 Γ_0 是負載反射係數，而 γ 則是傳輸線的傳播常數。

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (7)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (8)$$

R、L、G、C 分別代表單位長度傳輸線的電阻、電感、電導，以及電容。回波損耗(RL)是反射係數(Γ)的負值，單位為dB。這裡要特別提出來，因為很多人經常會搞混反射係數和回波損耗，甚至相反誤用。

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma_0| = 10 \log_{10} \frac{1}{|\Gamma_0|^2} \quad (9)$$

除了上述負載不匹配之外，另一項回波損耗的重要定義就是在阻抗不連續處的入射與反射功率。計算公式如下：

$$RL = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{incident}}{P_{reflected}} \right) \quad (10)$$

這個公式經常運用在天線設計。VSWR、RL，以及 Γ_0 的關係如下：

$$|\Gamma_0| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (11)$$

$$VSWR = \frac{V(x)_{max}}{V(x)_{min}} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|} + \frac{1 + 10^{-\frac{RL}{20}}}{1 - 10^{-\frac{RL}{20}}} \quad (12)$$

$$RL = -20 \log_{10} \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right) \quad (13)$$

公式(14)與公式(15)分別代表駐波電壓的最大值與最小值。VSWR的定義為訊號波最大電壓與最小電壓的比值。傳輸線上的尖峰與最小電壓為：

$$|V(x)_{max}| = |A|(1 + |\Gamma_0|) \quad (14)$$

$$|V(x)_{min}| = |A|(1 - |\Gamma_0|) \quad (15)$$

舉例來說，在一條50歐姆的傳輸線中，如果順向行進波電壓訊號的尖峰振幅A=1，線路和完美負載匹配，而 $|\Gamma_0|=0$ ，如此就不會有駐波(VSWR=1.00)，線路上的尖峰電壓A=1。然而，如果 R_{LOAD} 為100歐姆或25歐姆，那麼 $|\Gamma_0|=0.333$ ，RL=9.542 dB，而VSWR=2.00，進一步可推算出 $|V(x)|_{max}=1.333$ ，而 $|V(x)|_{min}=0.666$ 。

圖8是圖7的複製品，但圖中顯示的訊號是預設的順向組態，其行進功

設計實例

率波反映出參考層(reference plane)位於負載。在低頻率時，相比物理結構與電壓而言波長偏長，而電流則是同相位(in phase)，可以根據歐姆定律來分析電路。

圖8中的連結埠為RFIP的輸入埠 (Port 1)、RFOP的輸出埠 (Port 2)、 V_{FWD} 的耦合埠，以及VREV的隔離埠 (Port 4)。由於結構有對稱性，因此當訊號在 Z_L 出現反射或施以到RFOP，這些連結埠就會翻轉(reversed)。

在匹配負載狀況中，產生電壓連結到Port 1(RFIP)， $Z_S=Z_L=Z_0=R=50$ 歐姆。

$$V_L = V_{S^+} \left[\frac{Z_{OUT}}{Z_{OUT} + 0.1R} \right] \quad (16)$$

$$= V_{S^+} \times 0.905 = V_{S^+} \times |S21|$$

$$Z_{OUT} = Z_L \parallel (2R + 20R) = R \parallel 22R = \left(\frac{22}{23}\right) R \quad (17)$$

而 V_L/V_{S^+} 為插入損耗， L_i 或 IL 其單位為dB。

$$IL = -20 \log_{10} |S21| = -20 \log_{10} L_i = 0.87 \text{ dB} \quad (18)$$

主線路電阻 $0.1 \times R$ 兩側上兩個分流器腳(shunt legs)的衰減因數為：

$$\alpha = \frac{20R}{(20R + 2R)} = \frac{20}{22} = 0.909 \quad (19)$$

圖8所示 $|VREV|$ 與 $|VFWD|$ 數值的公式顯示這些電壓的數值，這些電壓在順向方向傳送一個訊號。在簡化示意圖中，這些公式反映出由於在33dB的隔離埠出現非理想拒斥，這些公式呈現導向性的根本性極限。

$$D = 20 \log_{10} \left(\frac{|V_{CPL}|}{|V_{ISO}|} \right) = \quad (20)$$

$$= 20 \log_{10} \left(\frac{|0.18|}{|-0.004|} \right) = 33 \text{ dB}$$

從圖8中可看到雙向電橋在線性域(linear domain)的導向性其公式為：

$$D_L = \left(\frac{1 - L_i \times \alpha}{L_i - \alpha} \right) \quad (21)$$

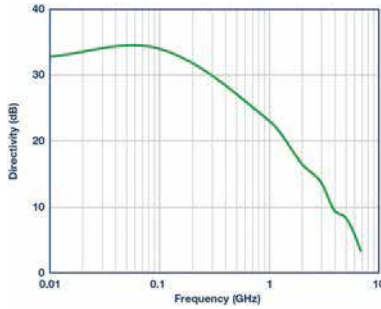


圖9：偵測器導向性對比頻率。輸出位準為20dBm。

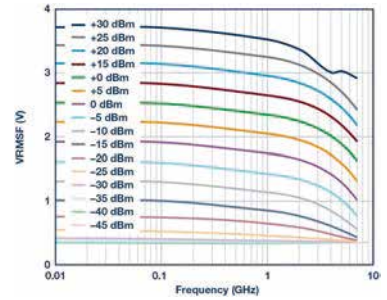


圖10：順向通道偵測器在多個輸入功率位準上的典型輸出電壓對比頻率。

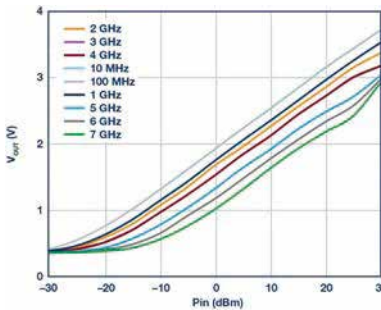


圖11：順向通道偵測器在多個頻率上的典型輸出電壓對比輸入功率。

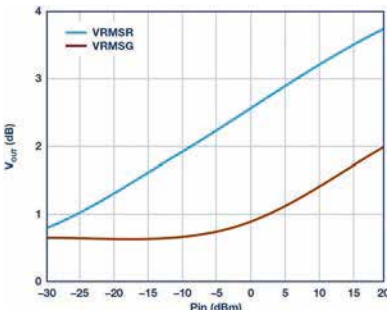


圖12：VRMSF與VRMSR輸出電壓對比在500MHz的輸入功率，在500MHz時橋接元件是由以50歐姆阻抗傳送的RFIN與RFOUT所驅動。

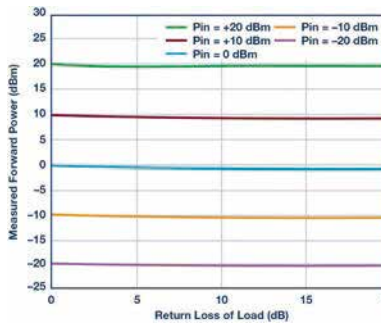


圖13：量測到的順向功率對比施予功率，以及負載的回波損耗，在1GHz進行量測。

公式顯示要提高導向性， α 必須等於插入損耗 L_i 。

在晶片方面，尖峰導向性通常優於簡圖中所顯示(圖9)。若 Z_L 不等於 Z_0 ，如同一般狀況，耦合與隔離埠電壓的複雜公式如下：

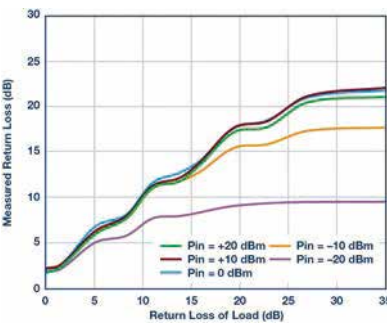


圖14：量測到的回波損耗對比施予的回波損耗，以及射頻功率，在1GHz進行量測。

$$V_{CPL} = V_{S^+} [1 - L_i \times \alpha] + V_{L^-} [L_i - \alpha] \quad (22)$$

$$V_{ISO} = V_{L^-} [1 - L_i \times \alpha] + V_{S^+} [L_i - \alpha] \quad (23)$$

這裡的 V_{S^+} 是Port 1(節點 V_{S^+})的順向電壓，而 V_{L^-} 則是從Port 2(節點 V_L)反射回來的電壓， θ 為反射訊號的未知相位。

$$V_{L-} = V_{St} \times L_1 \times |r_0| e^{j\theta} \quad (24)$$

在公式(24)中，把 V_{L-} 替換成公式(22)與(23)，然後用公式(21)簡化結果，再加上，

$$V_{FWD} = V_{St} [1 - L_1 \times \alpha] \quad (25)$$

結果就是複雜的輸出電壓：

$$V_{CPL} = V_{FWD} \left\{ + 1 \frac{L_1 \times |r_0| e^{j\theta}}{D_L} \right\} \quad (26)$$

$$V_{ISO} = V_{FWD} \left\{ L_1 \times |r_0| e^{j\theta} + \frac{1}{D_L} \right\} \quad (27)$$

從公式(26)與公式(27)，可觀察到 $D_L \gg 1$ 。

$$\left| \frac{V_{ISO}}{V_{CPL}} \right|_{\max} = \frac{1 + 2 \left(\frac{L_1 \times |r_0|}{D_L} + (L_1 \times |r_0|)^2 \right)}{1 + 2 \left(\frac{L_1 \times |r_0|}{D_L} + \left(\frac{L_1 \times |r_0|}{D_L} \right)^2 \right)} \rightarrow L_1 \times |r_0| \quad (28)$$

在ADL5920偵測器裡，VREV與VFW的電壓透過兩個60dB範圍的線性增益(linear-in-dB)rms偵測器，對應到電壓VRMSR與VRMSF，兩者數值分別為 (V_{ISO}/V_{SLP}) 與 (V_{CPL}/V_{SLP}) ，其單位為dB。因此元件 V_{DIFF} 的差分輸出以dB為單位的數值則為：

$$\frac{V_{DIFF}}{V_{SLP}} = \frac{VRMSR - VRMSF}{V_{SLP}} = \frac{V_{L-} \times V_{r_0}}{V_{SLP}} \quad (29)$$

在 V_{SLP} ，偵測器斜率約為60mV/dB。

在公式(28)中使用公式(29)的電壓對dB對映：

$$20 \log_{10} \left(\frac{VRMSR}{V_{SLP}} \right) - 20 \log_{10} \left(\frac{VRMSF}{V_{SLP}} \right) = 20 \log_{10} (L_1) + 20 \log_{10} |r_0| \quad (30)$$

在公式(30)中套用公式(9)可得到：

$$P_{REV} - P_{FWD} = -IL - RL \quad (31)$$

$$RL = P_{FWD} - P_{REV} - IL \quad (32)$$

圖10顯示在偵測器朝順向方向



圖15：偵測器評估板選項。

驅動時，順向功率感測rms偵測器的響應，每個軌跡對應到施以特定功率位準的輸出電壓對比頻率。圖9在10MHz截止，運作頻率最低到9kHz。在圖11中，相同的資料表示成輸出電壓對比輸入功率，每個軌跡代表一個不同頻率。

當新偵測器的RF_{OUT}接腳用一個50歐姆電阻做好終端機制，就不會有反射訊號，因此，逆向通道偵測器不會記錄到任何偵測逆向功率。但由於電路的導向性是非理想狀況，加上滾降(roll off)對比頻率的關係，因此在逆向通道上會偵測到一些訊號。圖12顯示在順向通道與逆向通道上，於500MHz量測到的電壓，這裡的RF_{IN}為掃頻(swept)，而RF_{OUT}則是以50歐姆電阻做好終端機制，這些線路的垂直向隔離，直接對應到電橋的導向性。

圖13顯示在量測順向功率時改變負載所產生的效應。定義功率位準施予RF_{IN}輸入，而RF_{OUT}上負載的回波損耗就從0dB變成20dB。一如預期，當回波損耗在10dB~20dB的範圍，功率量測的精準度都相當好，但當回波損耗降至10dB以下，功率量測的誤差就會開始增高。這裡要注意的是0dB的回波損耗，誤差仍維持在1dB的範圍。

在圖14中，偵測器用來量測負載的回波損耗，也是在1GHz量測。一個已知的回波損耗施予RF_{OUT}埠。量測出VRMSF與VRMSR之後，再倒退測算(back calculated)回波損耗。

圖14中有幾點要提。第一，可以看到偵測器有能力量測回波損耗，反映出回波損耗改善的程度，這是因為裝置的導向性。第二，注意到量測精準度會隨著驅動功率下降而衰退，這是因為偵測器內建rms偵測器其有限度的偵測範圍，以及靈敏度。第三點則是線路顯著的漣波效應，這是因為每次量測都是在一個回波損耗相位上進行。如果在所有回波損耗相位上重複進行量測，從得到的一系列曲線就能看出何者的垂直寬度大約等於漣波的垂直寬度。

應用

由於能夠量測In-line射頻功率與回波損耗，偵測器在許多應用中都相當實用。其小尺寸意謂著它能直接置入許多電路，對空間不會產生太多衝擊。常見的應用包括電路內射頻功率監視，其射頻功率位準最高可達到30dBm，在這類應用中插入損耗並不嚴重。

回波損耗的量測功能通常用在必須監視射頻負載的應用，一般會用一個簡單電路來檢查天線沒有受損或折斷(災難性失效)。另外，偵測器還能用來在材料分析應用中量測純量回波損耗，這方面最適合用在頻率低於2.5GHz的場合，其導向性(及量測精準度)通常大於15dB。

如圖15所示，偵測器提供兩種用來評測的形式。圖左顯示傳統評估板，偵測器輸出電壓會傳至晶片接腳及SMA接頭。另外，這款評估板還內含一個校正通道，能用來校正FR4板卡的插入損耗。

圖15右顯示另一塊評估板，內含一個4通道12位元ADC轉換器(AD7091R-4)。這款評估板插入到ADI的SDP-S USB介面板，所附的PC軟體能用來計算射頻功率與回波損耗，並內含基本功率校正常式。 EDN

全球首款延展實境平台亮相

高通(Qualcomm)子公司高通技術於增強現實世界博覽會(Augmented World Expo, AWE)前推出首款延展實境(XR)專用平台——Snapdragon XR1。

XR1是提供主流用戶提供高品質XR體驗、同時支援OEM開發主流終端裝置的下一代平台。XR1平台還針對擴增實境(AR)體驗進行了特殊最佳化，透過人工智慧(AI)功能提供更佳的互動性、功耗表現和散熱效率。

高通技術還宣佈，Meta、Vive、Vuzix和Pico等OEM已開始針對首款專用XR1平台的商品進行開發。

XR1整合高通技術的異質運算架構，包括基於Arm的多核CPU、向量處理器、圖形處理器(GPU)和人工智慧引擎(AI Engine)。其他關鍵特性包括先進XR軟體服務層、機器學習、Snapdragon XR軟體開發工具套件(SDK)，以及高通技術的連接與安全技術。

高通

www.qualcomm.com

Cypress USB-C控制器獲CPU參考設計認證

賽普拉斯半導體(Cypress)支援PD協定的EZ-PD CCG雙埠可程式設計USB-C控制器獲得Intel Thunderbolt 3主機和外設設計認證；同時，支援PD協定的EZ-PD CCG4雙埠USB-C控制器則通過AMD用於筆記型電腦和桌上型電腦Raven Ridge處理器的認證。

這兩款產品都具備了EZ-PD系列所獨有的可程式設計特性，能夠緊跟不斷發展的產業標準進行更新，並為Intel和AMD的參考設計提供強大的USB連接

和快速充電功能，從而縮短個人電腦、擴展埠、硬碟驅動器和其他周邊產品的上市時間。

Cypress EZ-PD CCG5控制器是業界首款支援Thunderbolt 3的雙埠USB-C控制器，不僅可以支援一台筆記型電腦同時驅動多個4K顯示器，還能藉由同一埠為筆記型電腦充電。

EZ-PD CCG4控制器提供了高度整合和高可靠性的解決方案，可透過I²C控制處理器內建的USB顯示埠(USB-DisplayPort)多工器，以及在USB-C埠上切換USB 3.1 Gen.2訊號和顯示埠訊號。

Cypress

www.cypress.com

新升級VDI虛擬桌面方案實現多重情境使用

戴爾科技(Dell)推出全新Dell Wyse 5070精簡型電腦，為所有產品系列中最具多樣性與可擴展性的精簡型電腦平台，允許企業依據員工需求選擇適合的配置。

同時，戴爾科技宣佈搭配VMware Horizon的Dell EMC VDI完整解決方案，支援Dell EMC第14代PowerEdge伺服器基礎架構，以及高效工作負載所需的虛擬化顯卡選項。此兩個全新解決方案大幅降低VDI的採用門檻，讓企業能夠較以往更輕易地在IT環境中規劃、部署以及執行桌面與應用程式虛擬化。

Wyse 5070為Dell所有精簡型電腦平台系列中最具多樣性的產品，提供多達1,600種出廠配置選項，讓客戶得以依據其員工工作型態選購適合的解決方案，並可從處理器、顯示卡，以及記憶

體選項中選擇適合的核心元件，並搭配最多六台顯示器的專用選項。

戴爾科技

www.delltechnologies.com

CIPOS Mini IPM提高低功率馬達效率

全球能源效率標準通常禁止製造商進口或銷售未符合標準的產品。為了滿足特定的基本要求，必須使用最新技術減少能源損耗。

英飛凌科技(Infineon)CIPOS Mini系列新增IM512及IM513產品，這是首款整合CoolMOS MOSFET的高效率智慧型電源模組(IPM)，提供出色的電子元件效能。全新IM51x IPM適用於家電的壓縮機、幫浦或風扇等應用中，協助實現最佳化的電源效率。

相較於傳統的IGBT IPM，整合CoolMOS的CIPOS Mini IPM可大幅減少導通及切換損耗。IM51x系列的設計可驅動高達600W馬達，特別適合經常在輕載條件下運作的系統。客戶經由減少總耗電量，同時維持整體效率情況下，可降低材料成本，進而節省系統成本。

本系列產品可供應全橋(IM512)或三相(IM513)變頻器組態。內建UL認證的NTC熱敏電阻具備溫度監控、欠壓鎖定(UVLO)及過電流保護功能(OCP)，進一步提升系統可靠性。IM51x系列也整合靴帶式二極體以簡化PCB配置。CIPOS Mini CoolMOS系列可用於最高150°C的最大操作接面溫度，隔離電壓最高可達2,000Vrms/min。

英飛凌科技

www.infineon.com

還在分享同事 的雜誌嗎？



您也可以免費訂閱！



立即掃描訂閱

如果您已訂閱，
請儘快續訂以確保繼續收到雜誌。

只需發郵件至：
eMedia.Support@AspenCore.com，
註明「雜誌續訂」及您的讀者編號。

備註：僅符合條件的業內人士可獲得免費贈閱，出版方保留最終決定權。

零

LTC2063 1.4 μ A、零漂移運算 放大器

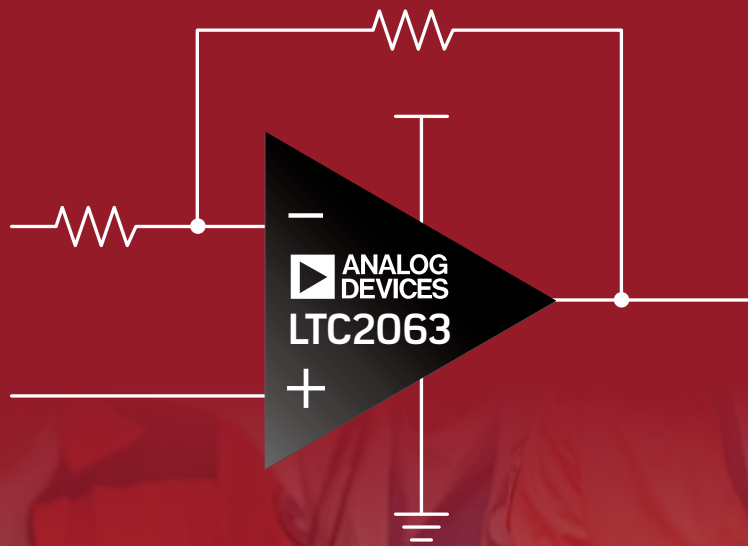
失調
5 μ V

• 漂移
0.02 μ V/ $^{\circ}$ C •

功率
1.4 μ A •

I_{BIAS}
0.5pA

- ▶ 低電源電流：
1.4 μ A (典型值)
- ▶ 偏移電壓：5 μ V (最大值)
- ▶ 偏移電壓漂移：
0.02 μ V/ $^{\circ}$ C (最大值)
- ▶ 輸入偏置電流：
30pA 最大值 (-40 $^{\circ}$ C 至 85 $^{\circ}$ C)
100pA 最大值 (-40 $^{\circ}$ C 至 125 $^{\circ}$ C)
- ▶ 整合 EMI 濾波器
(在 1.8GHz 的抑制性能為 114dB)
- ▶ 2mm x 2mm SC70 封裝



專題影片
www.analog.com/LTC2063-video



免費樣品：
www.analog.com/LTC2063

