

# 以二極體為基礎的整合型 RF 偵測器全面探究

■作者：Eamon Nash/ADI 亞德諾半導體 RF 偵測器應用總監

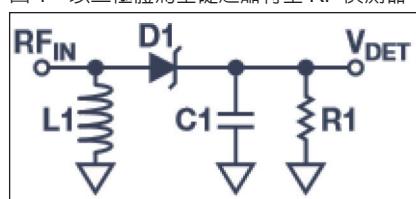
由於二極體所具備的基本整流特性，使得它們一直被使用於生成與 ac(交流) 和 RF 信號位準成正比的直流電壓，只要有二極體存在。本文將會以整合型電路替代方案比較以二極體為基礎的 RF 與微波的性能差異。其中的主題也將包含轉換函數線性度、溫度穩定性以及 ADC 的介接。

## 以二極體為基礎的離散式 RF 偵測器

圖 1 中所示為常見以二極體為基礎的 RF 偵測器電路的架構。此可以被視為是一個具有輸出濾波功能的簡單半波整流器。輸入信號的正半週期將偏壓推送至蕭特基二極體，接下來則會對電容器進行充電。而在負半週期部份，二極體會將偏壓逆轉，進而維持住電容器中的電壓並產生與輸入信號成正比的直流輸出。要讓此電壓在輸入信號減少或是關閉時下降，使用一組與電容器並聯的電阻就可以提供放電的路徑。

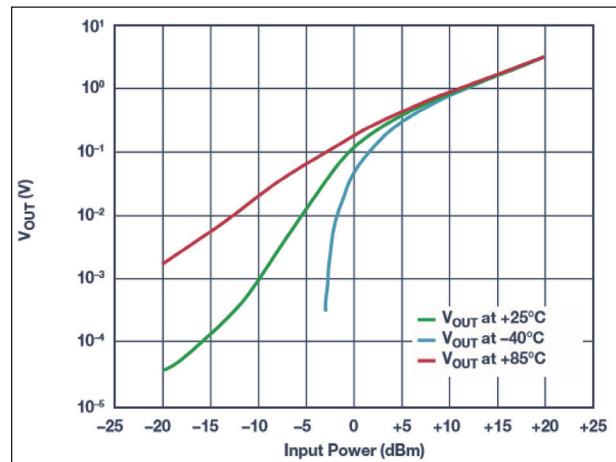
圖 2 中所示為此電路的轉換函數。輸入功率是以 dB 為計算單位，而輸出電壓則採用對數垂直刻度。注意到  $25^{\circ}\text{C}$  的轉換函數，在其曲線中有兩組不同的作業區域。所謂的線性區域是從輸入範圍 (大約 15 dBm) 頂端向下延伸至大約 0 dBm 處。線性區域

圖 1：以二極體為基礎之蕭特基 RF 偵測器



這個名詞是由於在此區域中的輸出電壓大約會與輸入電

圖 2：以二極體為基礎的蕭特基 RF 偵測器轉換函數



壓成正比而獲其名。

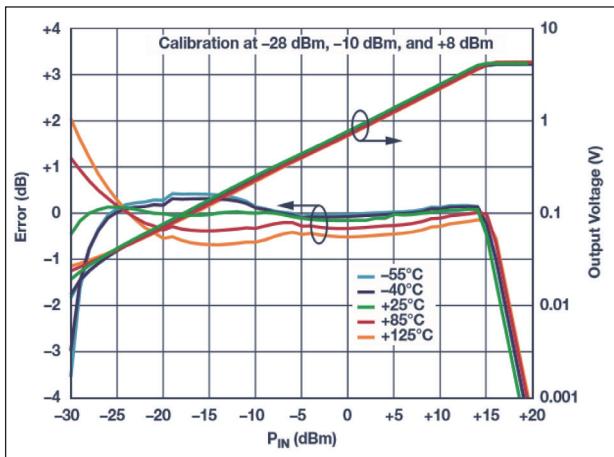
在 0 dBm 以下，所謂的平方律區域由此展開。在此區域當中，輸出電壓大約會與輸入電壓的平方成正比。此將會在圖表上形成更大的斜率。

圖 2 中也展示了該電路在  $-40^{\circ}\text{C}$  與  $+85^{\circ}\text{C}$  溫度下的輸出電壓 vs. 輸入電壓轉換函數。其中也顯示出在低於 0 dBm 之功率位準以下的明顯偏差。這將會使元件無法在溫度會產生顯著變量的應用派上用場。

現有的技術可以在一定程度上用來減少這種溫度漂移。它們包括了導入第二參考二極體做為電路的一部分或是具有其自身輸出的獨立電路。此參考二極體的溫度漂移會與主要二極體相互匹配。透過減法的處理 (依據電路的結構而在類比域或是在數位域) 可以實現某種程度的漂移消除。

圖 3 中所示為 ADL6010 ~ 以二極體為基礎之

圖 3：整合型蕭特基二極體偵測器在 25 GHz 下的輸出電壓 vs. 輸入功率與線性度誤差。



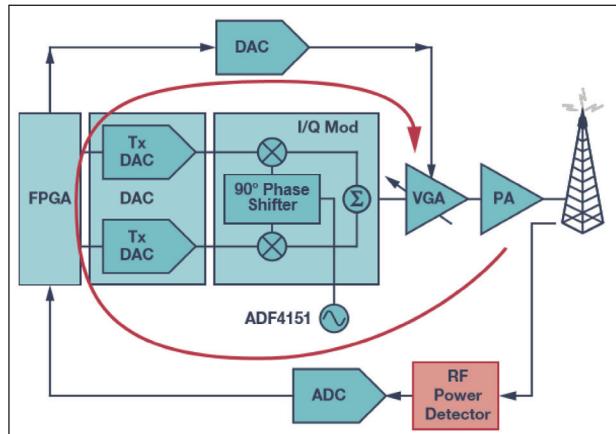
整合型蕭特基偵測器，具有許多新穎的特點～在 25 GHz 下的轉換函數。做為信號處理的一部分，只有在信號低於特定功率位準以下時，輸入信號才會通過執行平方根函數的電路。其轉變點乃是故意設定在相當於二極體從平方律區域轉變至線性區域的功率位準上。基於此原因，二極體的平方律影響會被去除掉，而且不會有如圖 1 如此明顯的雙區域轉換函數的徵象。

圖 3 也包括了在不同溫度下（從  $-55^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$ ）轉換函數的圖表。轉換函數的變異 vs. 溫度也有相關的圖表。使用  $25^{\circ}\text{C}$  轉換函數的線性回歸做為參考值，每組溫度的誤差都以 dB 為單位繪製圖表。由於整合型溫度補償電路以及平方律消除電路的關係，我們可以觀察到因為線性度與溫度漂移所造成相對於主要輸入範圍大約  $\pm 0.5 \text{ dB}$  的誤差。

## ADC 的介接

雖然 RF 與微波偵測器有時候會使用於類比功率控制迴路當中，但是更為常見的是建立如圖 4 中所示的數位功率控制迴路。在這些應用當中，功率偵測器的輸出會透過類比數位轉換器加以數位化。在數位域當中，功率位準的計算是利用來自於 ADC 的編碼而進行的。一旦獲知了功率位準，系統就會調整發射功率來做為響應。

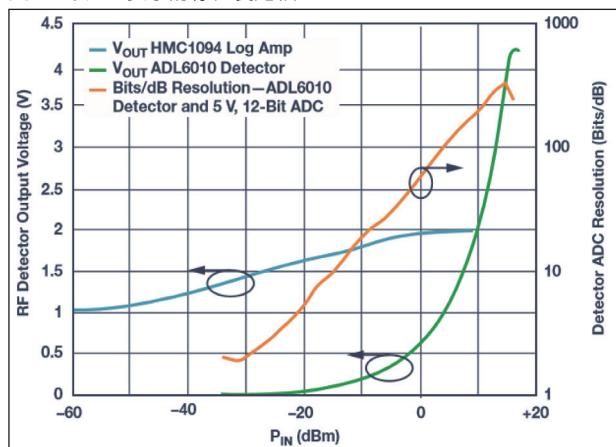
圖 4：典型的數位化控制 RF 功率控制迴路



雖然此迴路的響應時間會少量程度上依據偵測器的響應時間而定，但是 ADC 的取樣速率以及功率控制演算法則的速度仍然具有較大的影響力。

該迴路所用以量測與精密設定 RF 功率位準的能力會受到許多因素的衝擊，這些因素包括有 RF 偵測器的轉換函數以及 ADC 的解析度等。為了要更進一步的了解這點，我們要更進一步的來檢視偵測器的響應。圖 5 中比較了以二極體為基礎的 ADL6010 偵測器在 20 GHz 下以及微波對數放大器 HMC1094 的響應。對數放大器具有以 dB 表示之線性度的轉換函數，只要有 1 dB 的輸入功率變化就會導致在輸出端上相同的電壓變化（相對於大約  $-50 \text{ dBm}$  至  $0 \text{ dBm}$  的線性輸入範圍）。相對於此，當水平軸採用 dB 標度，而線性垂直軸則使用於輸出電壓時，像

圖 5：以 dB 表示的線性度比較



ADL6010 這類以二極體為基礎的偵測器會具有呈現指數性的轉換函數。

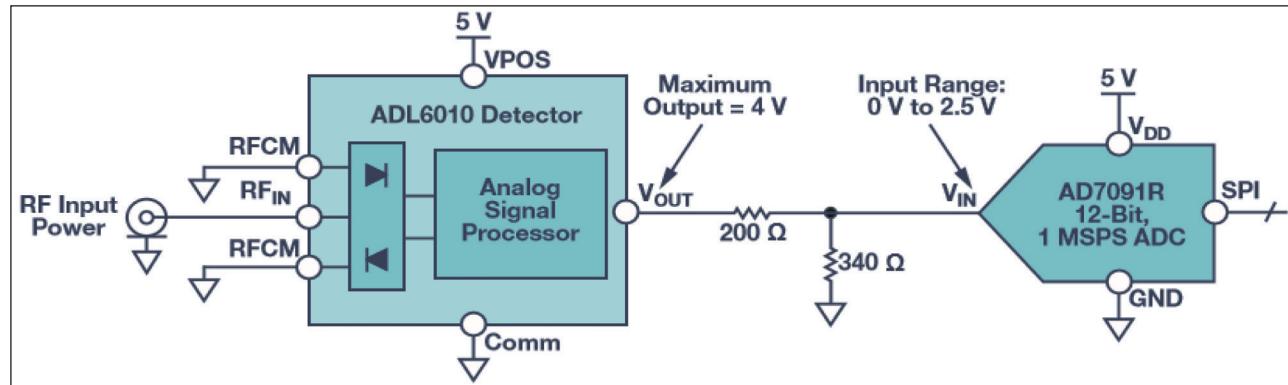
由於類比數位轉換器具有以位元 / 電壓為標度的轉換函數，因此這意味著以每位元 dB 計算的系統解析度會隨著輸入功率的下降而持續的降低。圖 5 中的圖表也顯示出在 ADL6010 以 5V 全標度電壓驅動 12 位元 ADC 的狀態下所能夠達成的每 dB 位元的解析度 (此圖是以對數二次軸標示以易於檢視)。在該元件功率範圍的低端一大約 -25 dBm，增量斜率大約是每 dB 2 位元，進而獲得大約 0.5 dB/bit 的解析度。此意味著 12 位元 ADC 很適合用來精確的解析 ADL6010 在其全範圍上的輸出。

隨著 RF 輸入功率的增加，增量斜率在 15 dBm 的最大輸入功率下會以 bits/dB 穩定的增加到大約 300 bits/dB 左右。當系統處於其最大功率狀態時，對於精確度極為重要的 RF 功率控制應用而言，此特性相當的具有價值。在 RF 偵測器被用來量測與控制高功率放大器 (HPA) 功率的應用當中，這是一個非常典型的狀況。而在常常需要控制功率以避免 HPA 過熱的應用當中，在最大功率下的高解析度功率量測是具有相當高價值的。

相對來說，圖 5 當中的 HMC1094 對數放大器的轉換函數也顯示其在相對於線性作業範圍時具有恆定的斜率。此意味著較低解析度的 ADC(10 位元或甚至 8 位元)都很適用用來實現遠低於 1 dB 的解析度。

圖 6 所示為 ADL6010 介接至 AD7091 的應用

圖 6：將整合型微波功率偵測器連結至精密 ADC



電路，電路上用的一顆 12 位元精密 ADC 能夠以高達 1 MSPS 進行取樣。ADC 具有一組 2.5 V 內部參考器，可以設定全標度輸入電壓。由於 ADL6010 偵測器能夠達到接近 4.25 V 的最大電壓，因此要利用簡單的電阻分壓器來將此電壓縮小，使其永遠不會超過 2.5 V。此種調整的執行不需要透過運算放大器緩衝。在輸入功率範圍之底端能夠以每位元 dB 實現的解析度與上述的內容大致相同 (也就是說，接近每位元 0.5 dB)。

相較於分離式實現方案，整合型 RF 與微波偵測器提供了許多的優點。整合型溫度補償電路提供了在廣大溫度範圍中大約  $\pm 0.5$  dB 以內的穩定立即可用輸出電壓。使用內部的平方根函數可以有效的消除在低輸入功率位準的平方律特性。此將會造成單一線性轉換函數，使得元件的校正更為容易。整合型偵測器的緩衝輸出可以直接驅動 ADC，而不需要考慮會影響運算精確度的負載。一定要謹慎的挑選與測量 ADC，如此才能夠實現在低輸入功率下的適當 bits/dB。

## 參考資料

- 1.CN-0050 Circuit Note. Stable, Closed-Loop Automatic Power Control for RF Applications. Analog Devices, Inc., 2010.
- 2.CN-0366 Circuit Note. A 40 GHz Microwave Power Meter with a Range from -30 dBm to +15 dBm. Analog Devices, Inc., 2014. CTA