

窄頻匹配高速 RF ADC 的新穎方法

Rob Reeder

Application Engineer
High-speed data converters

針對不需要寬頻取樣（1GHz 至 2GHz 或以上）的應用，若想採用平衡不平衡轉換器或變壓器前端電路為類比轉數位轉換器 (ADC) 設計窄頻 (NB) 匹配（僅需數百萬赫），可能會極具挑戰性。這一挑戰在現代通訊或雷達系統中更顯突出，在此類系統中，高中間頻率訊號經數位化以在數位領域中執行訊號處理。

在本文中，我將說明一個將 ADC 效能最大化的簡單程序，且無需耗費過多模擬停機時間。只要此程序位於 ADC 自身的額定頻寬內，即可透過幾個簡單步驟，在任何基頻或中間頻率位置解析數百萬赫的頻寬 (BW)。

選擇 ADC 與平衡不平衡轉換器

在選擇合適的 ADC 類型並最終確定前端開發方法時，事理解應用需求至關重要。假定存在已定義的取樣率、通道數量、數位輸出介面類型以及您可使用或應用所需的實用內部數位功能。在這個窄頻前端範例中，我將全程採用 ADC3669 轉換器。

首先，應先了解所選 ADC 的類比輸入特性。如果您在任何轉換器的產品規格表中向下捲動頁面，找到類比輸入參數區段，您應會在規格表中看到指定的並聯 $R||C$ 值。如果沒有，請檢查是否有簡化版的類比輸入模型。如果上述選項都不可行，最後的選項是使用 ADC 的 S 參數，這些參數通常列在產品網頁上。例如，ADC3669 的產品規格表列出了一個模型輸入，其中包含一個電阻器 (R) = 100Ω，以及一個電容器 (C) = 約 1.85pF（彙總）的差動阻抗項。請參閱圖 1。

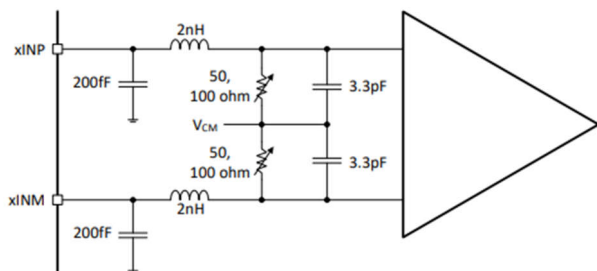


圖 1. ADC3669 產品規格表中的類比輸入模型

下一步是為 ADC 選擇適當的變壓器或平衡不平衡轉換器，其中需要比較不同廠商產品的以下規格參數：回路損耗 (RL)、插入損耗，以及相位與幅度不平衡度。如果產品規格表中未標明這些參數，請諮詢廠商，或使用向量網路分析儀 (VNA) 自行測量。

根據 BW 需求選擇標準通量耦合變壓器或平衡不平衡轉換器。標準變壓器通常 <1GHz，而平衡不平衡轉換器則可實現更高的 BW。參考資料 [1] 詳細說明了變壓器和平衡不平衡轉換器的參數規格和 ADC 需求。

針對 NB 匹配，此範例採用了電抗性電阻器-電容器-電感器 (RCL) 匹配，其中，最後一個元件位於分流路徑；有關匹配網路和拓撲結構的資訊，請參閱圖 2 與參考資料 [2] 和 [3]。收集並了解應用需求，將有助於您選用適當的前端 BW 和平衡不平衡轉換器。在此範例中，我選擇了 Mini-Circuits 的 TCM2-33WX+ 平衡不平衡轉換器，該平衡不平衡轉換器具有 1:2 的阻抗比和 3GHz 的 BW。而我是在測量並瞭解了此平衡不平衡轉換器在 ADC3669 評估模組 (EVM) 上的先前使用案例中所展現的性能後才作此選擇的。TCM2-33WX+ 提供相對較低的輸入驅動，以達到 ADC 的全刻度輸入範圍。

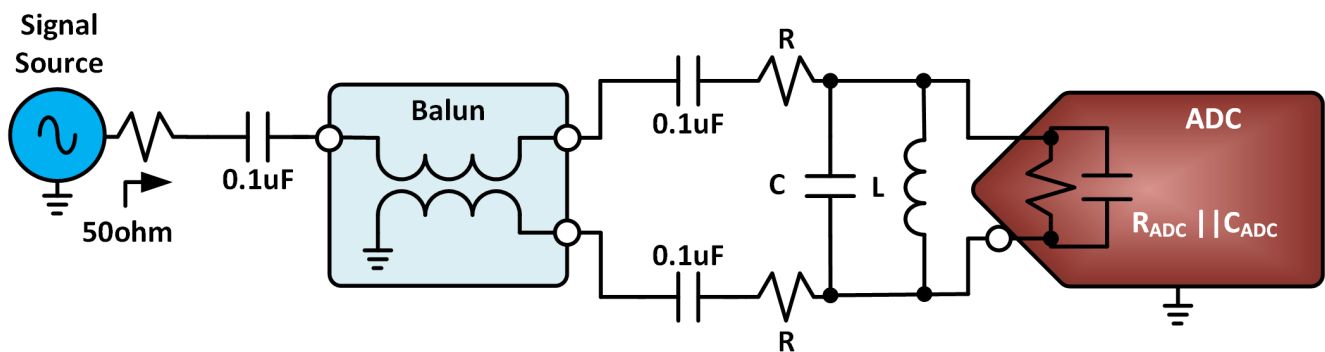


圖 2. 前端介面與元件佈置

求解 R

要進行 RCL 反應匹配，首先要確定前端的 R 值。您可將終端分佈於平衡不平衡轉換器的一次側和二次側間，但在此範例中，我們只會對平衡不平衡轉換器的二次側進行端接，以盡量減少所需元件數量。根據應用場景與訊號鏈配置，有時將終端分裂給平衡不平衡轉換器的一次側和二次側可能會更為合理。

如下所示，計算過程展現了如何求解 R 值，該值可完成平衡不平衡轉換器二次側所需的差動終端。設定二次差動終端的良好起點是使用理想案例 100Ω，因為此平衡不平衡轉換器具有 1:2 的阻抗比。平衡不平衡轉換器確實存在會隨頻率改變的損耗和寄生效應。因此，若要開始計算並取得更合適的 R 值終端，請使用平衡不平衡轉換器在指定中心頻率（此範例中為 940MHz）下的 RL 數值，來計算平衡不平衡轉換器需要正確匹配的特性阻抗 (Z_o)，如此方能將最佳化的訊號功率傳至負載端。

此範例說明如何計算所選平衡不平衡轉換器的二次終端阻抗。TCM2-33WX+ 產品規格表在 940MHz 時指定為 -16.3dB。使用此值，可解出從平衡不平衡轉換器二次側反射的特性阻抗（方程式 1）：

$$RL = -16.3\text{dB at } 940\text{MHz} = 20\log\left(\frac{50-Z_o}{50+Z_o}\right) = 10\left(\frac{-16.3}{20}\right) = \left(\frac{50-Z_o}{50+Z_o}\right) \quad (1)$$

因此可得， $Z_o = 36.72\Omega$ （一次側阻抗）。

在理想的 1:2 阻抗平衡不平衡轉換器中，二次側的 100Ω 應等於一次側的 50Ω；請參閱圖 3。然而，如計算所示，實際情況並非如此。若要判斷反射回一次側的實際阻抗，

請使用上一步中求得的 Z_o 值，並透過反向計算得出二次側的正確終端阻抗（方程式 2）：

$$\frac{Z(\text{Primary Reflected})}{Z(\text{Secondary Ideal})} = \frac{Z(\text{Primary Ideal})}{Z(\text{Secondary Reflected})} \quad (2)$$

可得， $\left(\frac{36.72}{100}\right) = \left(\frac{50}{X}\right)$ ，其中解得 $X = 136.1\Omega$ 。

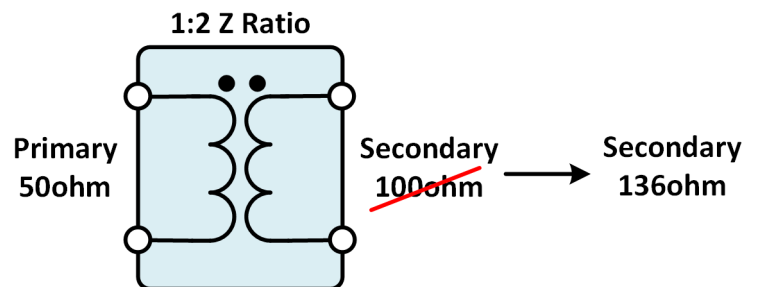


圖 3. 1:2 阻抗平衡不平衡轉換器或變壓器

由於平衡不平衡轉換器在此頻率下會有一些未計入的損耗，因此 136Ω 的二次終端有助於補償這些損耗，並在二次終端提供更佳的初始終端值，從而在此特定中心頻率上將正確阻抗反射回平衡不平衡轉換器的一次側。適當的阻抗匹配將使一次側更接近 50Ω 匹配，從而實現訊號源傳輸的最大訊號功率。

136Ω 的二次終端是一種彙總式端終端。由於 ADC 本身內部已具有 100Ω 的差動終端電阻，因此請在二次側兩側各串聯一個 33Ω 電阻器。再次查看圖 2。您現在已求得所需的 R 值。

940MHz 頻率下 -16dB 的 RL 可能允許您採用更小的電阻值，甚至完全省去電阻。不過，我依然建議在設計中保留電阻器，因為 ADC 的內部差動阻抗會因製程變異產生 ±10% 的容差範圍；平衡不平衡轉換器的 RL 也同樣存在容差。添加少量的額外電阻，有助於讓整體阻抗更為準確，您在仔細檢視 940MHz 下 ADC 的 S 參數值時便也會注意到這一點。

求解 L

下一步是「諧振消除」ADC 的內部 C，以確定用於匹配的等效分流電感器或 L 值。要選擇此值，請先透過以下兩種方法之一找出 ADC 的內部 C 值：

- 使用產品規格表中提供的 ADC 模型（圖 1），判斷總寄生內部前端電容或 C 值（估計約為 1.85pF）。
- 使用 ADC3669 網頁上的 S 參數。請參閱參考 [4]。

第二種方法可在目標頻率下提供更精確的電容值，因為與第一種方法相比，在 940MHz 時測得的電容值將更為絕對——這一模型中的 C 值涵蓋了 ADC 輸入 BW 的完整範圍。我們重新回顧這兩種方法，以理解其中的取捨。

這兩種方法的核心思想，就是直接讓兩個反應元素保持相等（方程式 3）：

$$X_C = \frac{1}{(2\pi \times f \times C)} \text{ and } X_L = 2\pi \times f \times L \quad (3)$$

接下來，將 f 設定為 NB 應用的諧振中心頻率。在此範例中，我將使用 940MHz。

在第一種方法中，如果 f = 940MHz，

$$\frac{1}{(2\pi \times 940M \times 1.85p)} = 2\pi \times 940M \times L \quad (4)$$

那麼可解得 L = 15.5nH。

在第二種方法中，您需要使用 S 參數並在模擬器中繪製圖表，以確定 940MHz 下的 C 值；請參閱圖 4。

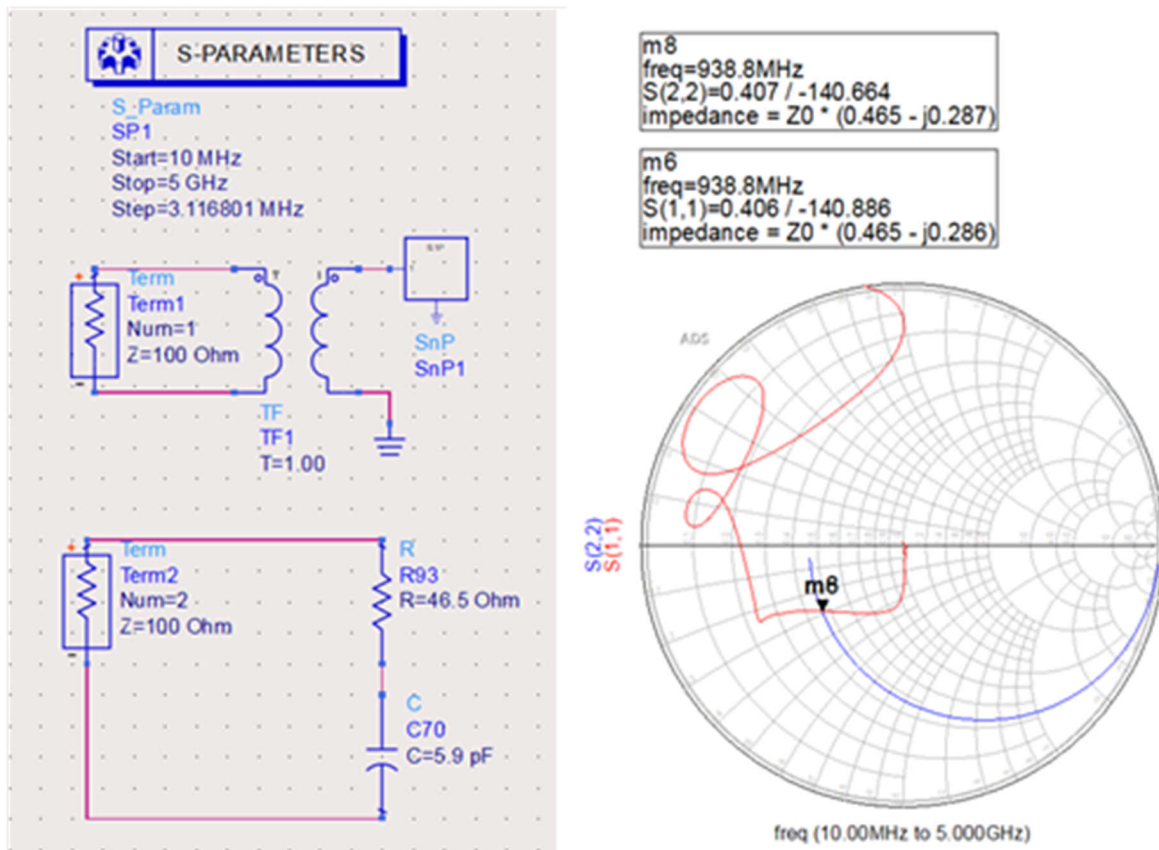


圖 4. ADC3669 類比輸入在 940MHz 下的史密斯圖

第二種方法會要更複雜一些；史密斯圖會要繪製串聯 $R + jX_C$ 配置中的 S 參數。 $R + jX_C$ 需要進行並行轉換，以便 R 和 X_C 呈並聯狀態，即 $R || X_C$ 。請參閱圖 5 和方程式 4：

$$\text{Impedance} = Z_o \times (R + jX_C) \text{ or } 100 \times (0.465 - j0.287) = 46.5 - j28.7 \quad (5)$$

使用方程式 5 求出並行轉換：

$$R_p = \left(\frac{46.5^2 + (-28.7)^2}{46.5} \right) = 64.2 \Omega \quad (6)$$

回想一下上節中用於設定 R 值的兩個膨脹式 33Ω 電阻器，將平衡不平衡轉換器看到的總電阻終端值轉為 130.2Ω ，這更接近平衡不平衡轉換器在理想狀態下應見到的 100Ω 差動阻抗——該狀態下 R 值應當更小或者完全不存在。

接下來，求解 940MHz 時的並聯電容器，請參閱方程式 6：

$$C_p = \frac{\frac{-28.7}{(46.5^2 + (-28.7)^2)}}{\frac{2}{\pi(-28.7 \times 10^6)}} = 1.62 \text{ pF} \quad (7)$$

現在請使用與上述相同的方程式，找出合適的分流 L 值。如果 $f = 940 \text{ MHz}$ ， $C = 1.62 \text{ pF}$ ，則

$$\frac{1}{(2\pi \times 940 \text{ M} \times 1.62 \text{ p})} = 2\pi \times 940 \text{ M} \times L \quad \text{。解得 } L = 18.1 \text{ nH} \circ$$

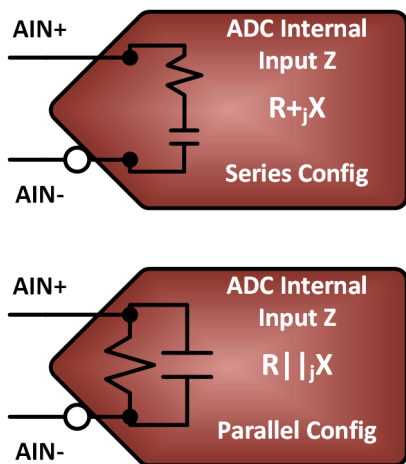


圖 5. ADC 內部 R 和 C 之串聯轉並聯表示法

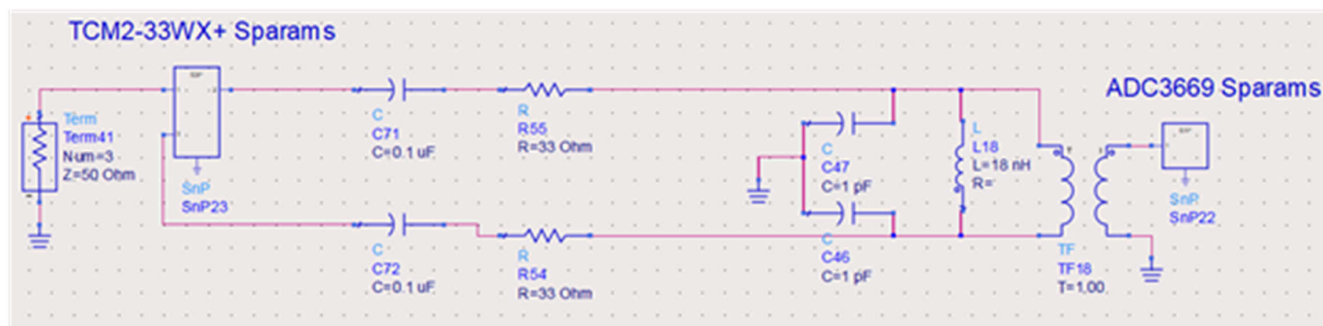


圖 6. 具 18nH 分流匹配的 ADS 模擬前端模型

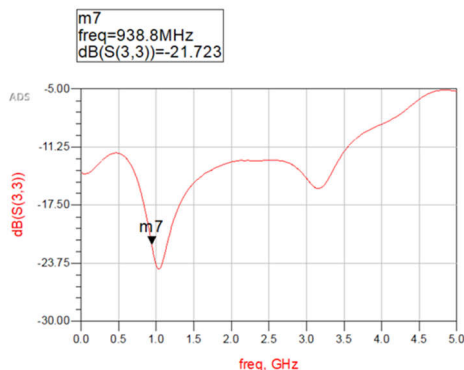


圖 7. 18nH 分流匹配反應的模擬 RL (S11) 圖

接下來，讓我們將模擬結果與實驗室中的部分測量資料進行比較。圖 8 說明如何使用 ADC3669 EVM 實現前端匹配，以測量通帶平坦度反應。諧振點居於中心位置，但匹配帶寬比預期值略接近寬頻。這正是模擬可能有所不足的地方。3D 電磁模擬解算器或許可取得所有電路板寄生效應，從而使模擬結果和實驗室測量資料更趨近於 1:1 的精準匹配。然而，仍有幾處二級和三級微妙差異有待發掘。

上述兩種方法中獲得的這兩個 C 值（例如：1.85pF 和 1.62pF）的幅度大致相同，因此您需要根據佈局考量內部電感 L 的寄生效應，以及外部 L 所引入的寄生效應。

您也可透過 ADS 模擬器套件模擬整個前端系統，如圖 6 所示，該模擬器使用 TCM2-33WX+ 平衡不平衡轉換器與 ADC3669 的 S 參數。圖 7 所示的模擬結果顯示極佳的 RL (<-15 dB)，表明 18nH 在 940MHz 下具有良好的匹配特性。

接下來，我們將添加一個分流 C ，以完成 RCL 無功匹配，使實驗室測量的結果如預期般更窄。

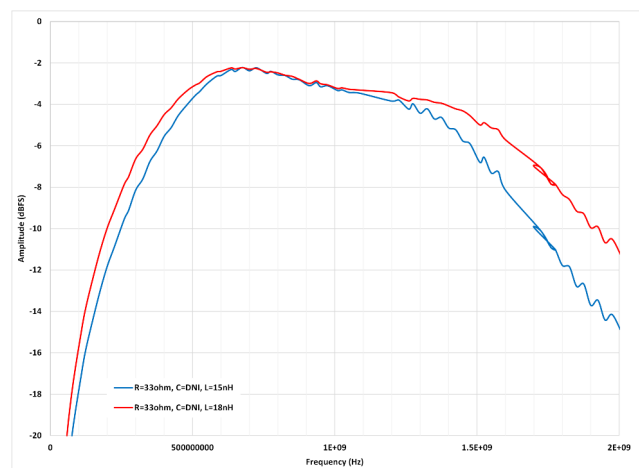


圖 8. 安裝 L 值後的通帶平坦度掃描

求解 C

為進一步改善窄頻帶寬匹配（換言之，使其更窄），請在圖 2 中的 RCL 無功匹配電路中添加最後一個元件。將 C

端子與電感器並聯，形成 LC 諧振電路。在放置 18nH 電感器以抵消 ADC 的內部電容後，再將電容重新加入前端匹配似乎有違直覺，但此舉能夠強化濾波器匹配的效果。為了解出並聯 C 值以完成 LC 諧振電路，請使用方程式 7：

$$f_o = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{LC})} \text{ or } 940\text{MHz} = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{18\text{nH} \times C})} \quad (8)$$

解得 $C = 1.6\text{pF}$ 。

讓我們將此值（1.6pF 電容器或最接近的標準值）置於前端設計中，並重新執行通帶 BW 掃頻；請參見圖 9。

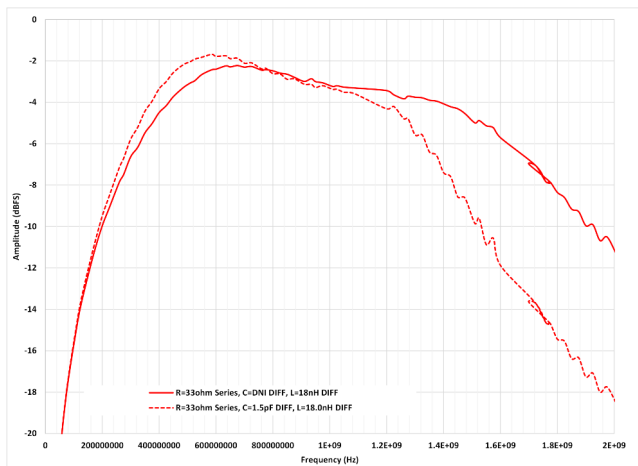


圖 9. 安裝 L 和 C 值後的通帶平坦度掃描

如圖所示，將額外的 1.5pF 電容器與 18nH 電感器並聯以構成該 LC 諧振電路，並未真正改善或收窄匹配範圍（見短虛線曲線）。

LC 諧振電路法是可行的，但需要考量若干事項。透過解出外部 L 值 (18nH) 來消除內部 C，雖有助益，但未必能作為最終的解決方案。為了準確實現此效果，您需要使用更大的 C 值，才能完全消除任何內部與殘餘外部 C 寄生效應。您面臨的對手包括平衡不平衡轉換器和導線產生的寄生效應以及 ADC 的內部取樣電容器——由於取樣開關快速切換，這些電容器具有動態特性。

讓我們選擇較高的 C 值，例如 9.1pF，然後再次使用方程式 7 重新求解 L 值：

$$f_o = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{LC})} \text{ or } 940\text{MHz} = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{L \times 9.1\text{pF}})} \quad (9)$$

解得 $L = 3\text{nH}$ 。

採用上述參數進行前端設計之後，圖 10 展示了重新執行通帶 BW 掃頻後的結果。

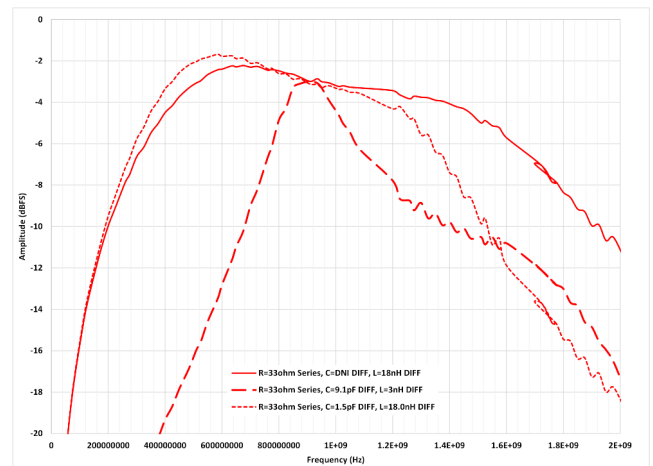


圖 10. 安裝新 L 和 C 值後的通帶平坦度掃描

如您所見，當透過增加外部 C，將寬頻匹配收窄到 350MHz（粗虛線曲線）時會有顯著改善，從而進一步改善 NB 匹配反應。通常，以彙總 ADC 內部取樣網路為基礎，將至少兩倍於 C 的值做為良好的起點為佳。在外部添加此項只會進一步提高所選頻帶內的 RL。

然後，您可以調整 L 值、C 值或兩者同時調整，以擴展、收窄或偏移所需的 BW，使其滿足您的應用需求。您需要記住這些值以用於佈局、平衡不平衡轉換器和 ADC 輸入模型；由於無法模擬所有寄生效應的細微差異，可能需要一些經驗積累才能幫助您準確計量匹配程度。

圖 11 展示了在 NB 應用範例中收集的訊號雜訊比 (SNR) 以及二階與三階諧波 (HD2 和 HD3)，以進一步驗證 ADC 在 940MHz 頻帶內的性能表現。

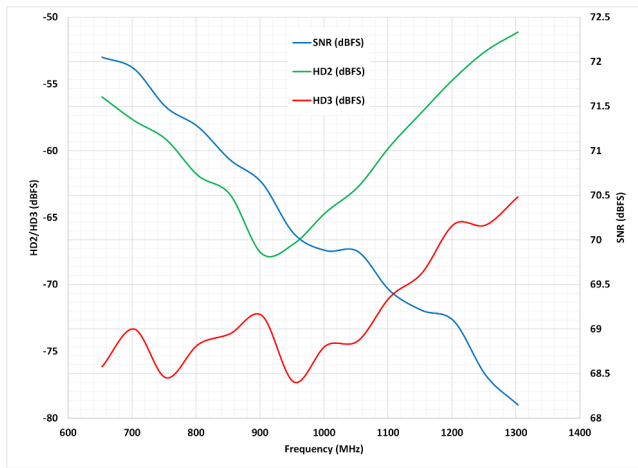


圖 11. SNR、HD2 與 HD3 之 AC 性能表現與 NB 匹配頻率範圍的對比

類比輸入中心頻率為 940MHz，略微超出 ADC 產品規格表的量測規格。所有採集的測量結果（SNR、HD2 與 HD3）都確實符合預期的趨勢，然而對於這個特定的 ADC，隨著 RL 在 >940MHz 時劣化，性能將持續發生劣化。

結論

在為特定的高速 RF 取樣 ADC 開發窄頻匹配應用時，您不必成為模擬器的專家。此 NB 匹配方法可用於強化 RF 訊號鏈中的任何上游濾波。首先，針對 NB 匹配中的阻抗部分，可使用所選平衡不平衡轉換器產品規格表中的回波損耗值解決問題，藉此改善輸入前端網路的回波損耗表現。接下來，請以 ADC 提供的 S 參數、產品規格表輸入模型或規格表中的集總元件 R||C 值作為起點，針對您的目標頻帶進行 NB 匹配。敬請謹記，平衡不平衡轉換器和 PCB 佈局共同構成了完成阻抗匹配所需的被動元件。務必將這些因素納入考量範圍，也務必將這些因素作為一個起始點。

透過簡單的模擬提供方向指引，在輔以一些基礎的數學運算，您就能加速推進下一個高速 RF 轉換器的設計。

參考資料

1. Rob Reeder。〈主動與被動式高速/RF A/D 轉換器前端之比較〉。德州儀器應用說明，文獻編號 SLAAET1，2025 年 3 月。
2. Rob Reeder。〈第三個 dB：為何有損衰減網路能與 RF ADC 良好配合〉。德州儀器應用說明，文獻編號 SLVAG01，2025 年 2 月。
3. Reeder、Rob 與 Luke Allen。〈被動匹配高速 A/D 轉換器類比輸入前端的藝術〉。德州儀器應用說明，文獻編號 SBAA665，2024 年 12 月。
4. Texas Instruments. n.d. [ADC3669 評估模組](#)。存取日期：2025 年 9 月 23 日。
5. 〈[ADC3668、ADC3669 雙通道 16 位元 250MSPS 和 500MSPS 類比數位轉換器](#)〉。德州儀器產品規格表，文獻編號 SBASAL3B，2024 年 9 月，2025 年 6 月修訂。
6. 〈[TCM2-33WX+ 表面安裝式 RF 變壓器](#)〉。Mini-Circuits 產品規格表，文獻編號 ECO-013812。
7. Keysight Technologies. n.d. [高級設計系統 \(ADS\) 市場領先的電路設計與模擬軟體](#)。存取日期：2025 年 9 月 23 日

重要聲明與免責聲明

TI 以「現狀」及所含一切錯誤提供技術與可靠數據 (包含產品規格書)、設計資源 (包含參考設計)、應用或其他設計建議、網頁工具、安全資訊和其他資源，且不承擔所有明示或默示保證，包括但不限於適銷性或用於特定用途之適用性的任何默示保證，或不侵害第三方智慧財產的任何默示保證。

所述資源可供專業開發人員應用 TI 產品進行設計使用。您應自行負責 (1) 選擇適合您應用的 TI 產品，(2) 設計、驗證與測試您的應用，與 (3) 確保應用符合適用標準，以及任何其他安全、安保、法規或其他要求。

這些資源得進行修改且無需通知。TI 對您使用所述資源的授權僅限於開發資源所涉及 TI 產品的相關應用。除此之外不得複製或展示所述資源，也不提供其它 TI 或任何第三方的智慧財產權授權許可。如因使用所述資源而產生任何索賠、賠償、成本、損失及債務等，TI 對此概不負責，並且您須賠償由此對 TI 及其代表造成的損害。

TI 的產品均受 [TI 的銷售條款](#)、[TI 的通用品質指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他適用條款，或連同這類 TI 產品提供之適用條款所約束。TI 提供此等資源並不會擴大或以其他方式改變 TI 對於 TI 產品的適用保證或保證免責聲明。除非 TI 明確將某產品指定為自訂或客戶指定型號，否則 TI 產品均為標準、類比、通用裝置。

TI 反對並拒絕您可能提出的任何附加或不同條款。

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

上次更新 10/2025

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATASHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you fully indemnify TI and its representatives against any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#), [TI's General Quality Guidelines](#), or other applicable terms available either on [ti.com](#) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products. Unless TI explicitly designates a product as custom or customer-specified, TI products are standard, catalog, general purpose devices.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may propose.

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

Last updated 10/2025