

數位可調諧濾波器 如何支援寬頻接收器應用

如今的多通道寬頻多倍頻程調諧 RF 接收器，通常需要消除不必要的阻塞訊號，進而保持相關訊號的保真度。濾波器在減少這些不必要的訊號上發揮了重要作用，特別是在這些系統的接收器 RF 前端和本振 (LO) 部分。本文將探討 RF 訊號鏈中的濾波器，討論阻塞訊號的概念，回顧傳統的濾波技術，並介紹用於優化訊號鏈性能的新產品解決方案。

■文：Brad Hall / ADI 系統應用工程經理
David Mailloux / ADI 產品應用工程師

為了不斷精減尺寸、重量、功率和成本，同時提升或保持性能，RF 系統設計人員有必要評估訊號鏈中的每個元件，並尋找創新機會。由於通常濾波器會佔用大量的電路板空間，因此這是考慮減小尺寸時尋求突破的重點領域。

同時，接收器的架構也在不斷發展，類比數位轉換器 (ADC) 能夠以更高的輸入頻率採樣。隨著 ADC 輸入頻率的提高，訊號鏈中對濾波器的限制也發生了變化。一般來說，此種趨勢表示對濾波器的抑制要求有所放寬，這為進一步優化尺寸和調諧性能提供了機會。

在開始探索之前，本文首先將概述射頻訊號鏈和各項定義，以便說明需要使用濾波器的位置及其原因。此外，回顧傳統技術也有助於洞察現狀。然後，

圖 1: 2 GHz 至 18 GHz 接收器框圖。

透過比較這些傳統技術和最新的產品解決方案，可以清楚地看到系統設計人員如何輕鬆實現他們的目標。

RF 訊號鏈概述

圖 1 顯示了覆蓋 2 GHz 至 18 GHz 的典型寬頻訊號鏈。該訊號鏈的基本工作原理如下。天線接收的頻率範圍很廣。將頻率轉換為 ADC 能夠進行數位化處理的中頻訊號之前，需要進行一系列放大、濾波和衰減控制 (射頻前端)。此框圖中的濾波功能可分為四大類：

- 預選器亞倍頻程濾波
- 鏡像 / 中頻訊號抑制
- LO 諧波
- 抗混疊

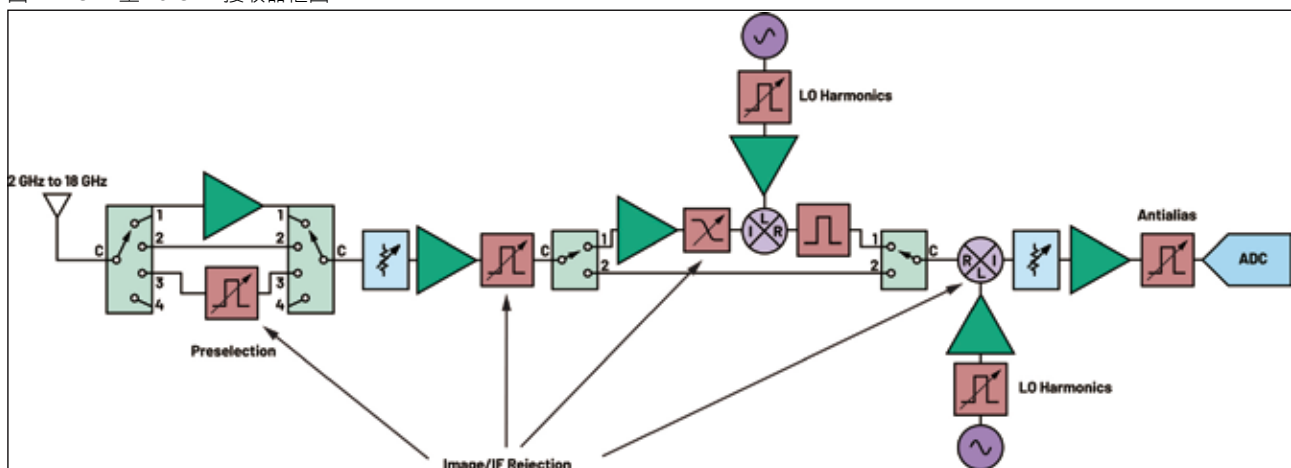


圖 2: (a) 亞倍頻程預選可減輕 IMD2 問題；(b) 濾波器頻段隨著頻率的增加而變寬。

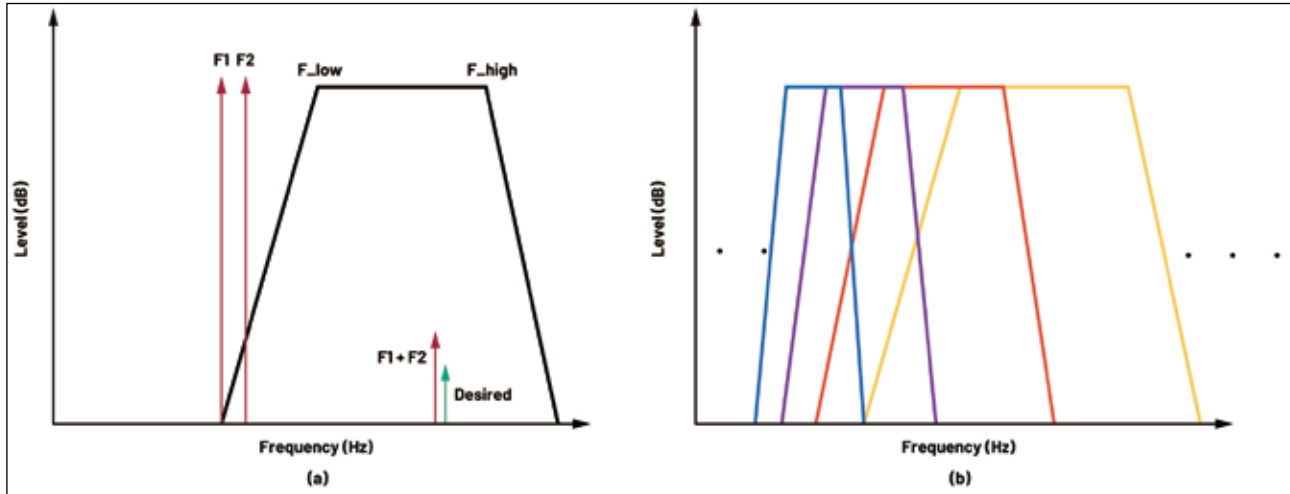
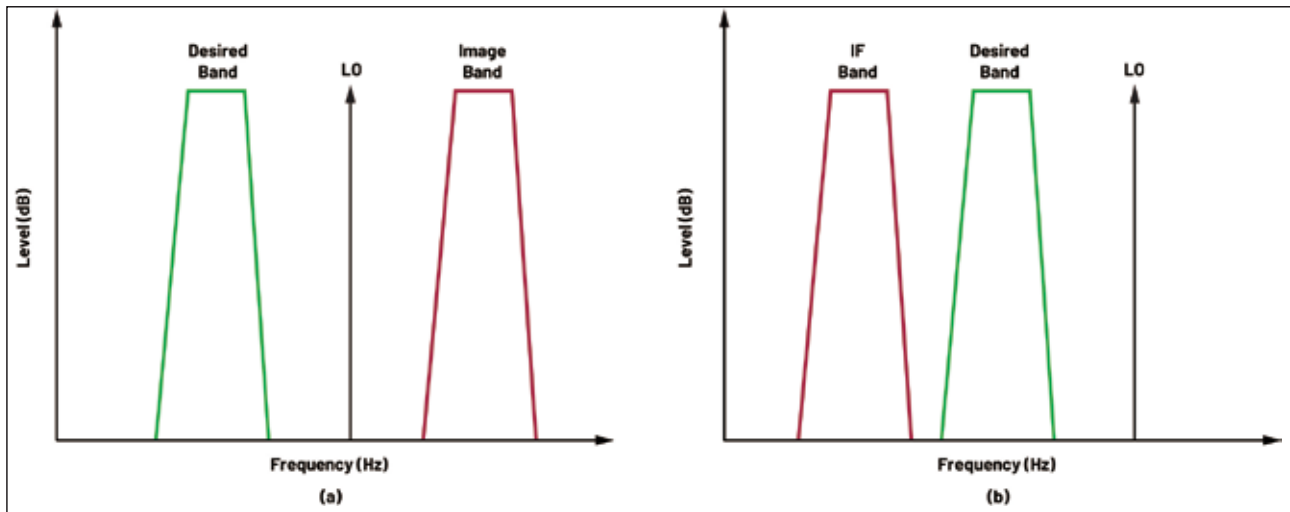


圖 3: (a) 必須在混頻器之前抑制的鏡像頻段和 (b) 中頻頻段。

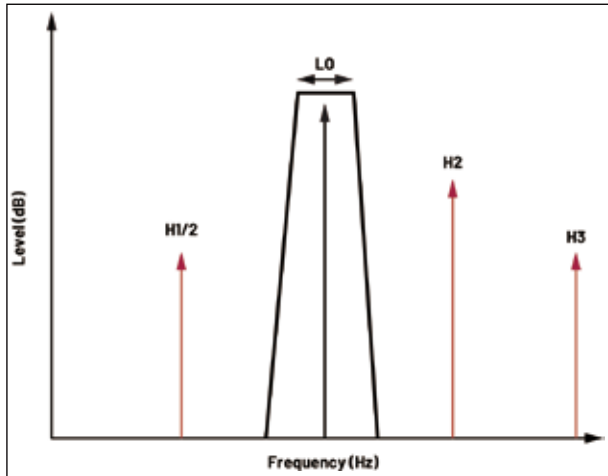


預選器亞倍頻程濾波需要靠近訊號鏈的起點，用於解決二階交調失真 (IMD2) 雜散問題，此類問題在有干擾訊號 (也稱為阻斷訊號) 的情況下會出現。當兩個頻外 (OOB) 雜散相加或相減並形成一個頻內雜散時，就會發生此種情況，這可能會掩蓋目標訊號。亞倍頻程濾波器可以在這些干擾訊號到達訊號鏈的非線性元件 (如放大器或混頻器) 之前將其去除。通常，亞倍頻程濾波器的絕對頻寬要求會隨著中心頻率的降低而變得更窄。例如，2 GHz 至 18 GHz 訊號鏈的第一頻段可能僅覆蓋 2 GHz 至 3 GHz，並且需要在 1.5 GHz 的低壓側 ($F_{high}/2$) 和 4 GHz 的高壓側 ($F_{low} \times 2$) 具有良好的抑制，而訊號鏈的最高頻段可能覆蓋 12 GHz 至 18 GHz，在 9

GHz 的低壓側和 24 GHz 的高壓側具有良好的抑制。這些差異表示需要更多的濾波器來覆蓋低頻段，而不是高頻段。預選器濾波的頻譜示例如圖 2 所示。

鏡像 / 中頻抑制濾波通常是在訊號鏈的下游，在 LNA 和混頻器之間。其用於抑制鏡像頻率和不需要の中頻頻率。鏡像是一個頻段，當其出現在混頻器輸入端時，將產生與混頻器輸出端目標訊號振幅相同的訊號。鏡像抑制可以透過訊號鏈中的幾個元件來實現，如預選濾波器、專用鏡像抑制濾波器和來自於單邊頻 (SSB) 混頻器的鏡像抑制能力。中頻訊號抑制需要在混頻器之前降低中頻頻率的頻譜，避免其直接洩漏到混頻器上並顯示為不需要的雜散。圖 3 顯示了一個不需要的鏡像和中頻頻段的頻

圖 4: LO 諧波濾波。

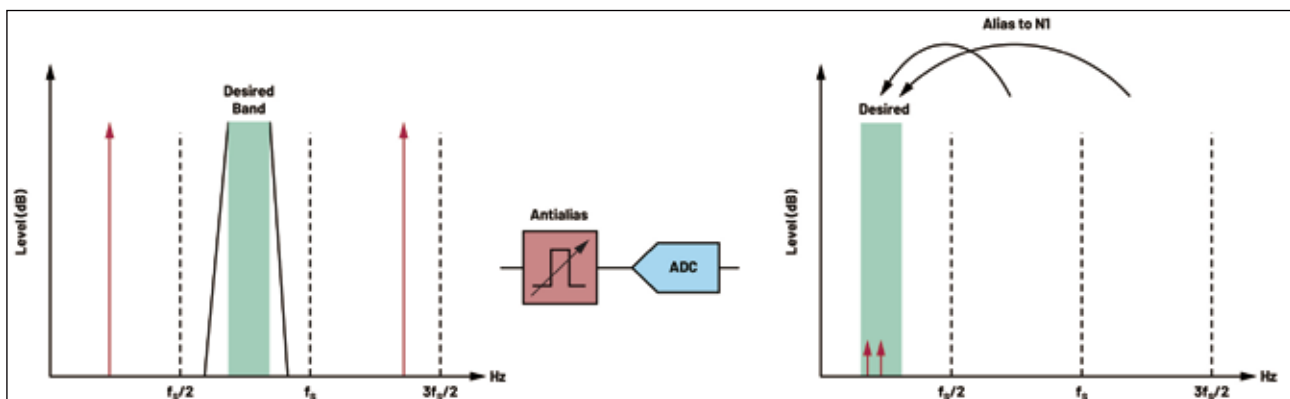


譜示例。

根據 LO 產生電路的不同，訊號鏈中的這一點對濾波的要求可能會有所不同。輸入混頻器 LO 埠的目標訊號是乾淨的正弦波或方波。通常，LO 電路會產生所需 LO 訊號的次諧波和諧波。這些不需要的訊號（見圖 4）需要在到達混頻器之前進行抑制，避免產生不需要的 $M \times N$ 雜散產物。如果 LO 訊號處於單一頻率，那麼一個固定帶通濾波器就已足夠，並且可以優化為僅通過目標訊號。在寬頻訊號鏈中，通常要實現可調諧的 LO 訊號，因此需要一組開關濾波器或一個可調諧濾波器。

使用 ADC 採樣時，系統設計人員需選擇要進行數位化處理的奈奎斯特區。第一個奈奎斯特區的範圍從 DC 到 $f_s/2$ （其中 f_s 是 ADC 的取樣速率）。第二個奈奎斯特區是從 $f_s/2$ 到 f_s ，以此類推。抗混疊濾波器用於抑制與目標奈奎斯特區相鄰的奈奎斯

圖 5: 如果沒有足夠的抑制，ADC 中的混疊會導致干擾訊號出現在某個頻段。

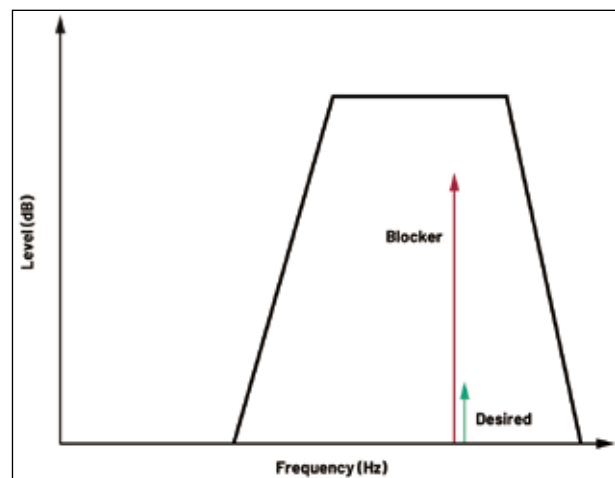


特區中的干擾訊號。訊號鏈中這個位置的干擾訊號可能來自不同的來源，例如混頻器中產生的 $M \times N$ 雜散、與目標訊號相鄰的下變頻訊號，或是來自中頻訊號鏈中產生的諧波。在進行數位化處理時，輸入 ADC 的任何干擾訊號都將混疊到第一奈奎斯特區。不需要的混疊訊號的頻譜示例如圖 5 所示。

阻塞訊號

在射頻通訊系統中，阻塞訊號是一種接收到的干擾輸入訊號，其會降低目標訊號雜訊失真比 (SINAD)。阻塞訊號可能會直接掩蓋目標訊號，也可能會產生掩蓋目標訊號的雜散產物。這些不需要的訊號可能是無意或有意干擾的結果。前一種情況中，其來自相鄰頻譜中運行的另一個射頻通訊系統。後一種情況中，其來自惡意電子戰系統，目的是故意干擾射頻通訊或雷達系統。圖 6 顯示了阻塞訊號和

圖 6: 目標訊號和阻塞訊號。



目標訊號的頻譜示例。

很多射頻元件會表現出弱非線性無記憶行為。表示其可以用低階多項式來近似表示。例如，寬頻頻率放大器可由僅包括一階項和三階項的奇數階多項式建模：

$$y(t) \approx a_1 x(t) + a_3 x^3(t) \quad (1)$$

當在工作頻率範圍內，放大器的輸入端存在兩個入射訊號時，就像目標訊號 ω_1 和阻斷訊號 ω_2 的情況，輸入訊號可描述為：

$$x(t) = A \cos(\omega_1 t) + B \cos(\omega_2 t) \quad (2)$$

將輸入等式代入奇數階多項式可得到以下輸出結果：

$$y(t) \approx \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A^2 + \frac{3}{2} a_3 B^2 \right) A \cos(\omega_1 t) + \dots \quad (3)$$

當目標訊號的振幅遠小於阻塞器訊號時， $A \ll B$ ，則等式 3 中的多項式進一步簡化為：

$$y(t) \approx \left(a_1 + \frac{3}{2} a_3 B^2 \right) A \cos(\omega_1 t) + \dots \quad (4)$$

根據簡化得到的等式 4，現在目標訊號振幅與阻塞訊號振幅 B 密切相關。由於大多數目標射頻分量是壓縮的， a 係數必須是相反的符號¹，使得 $a_1 a_3 < 0$ 。上述兩種說法的結果是必然的，因為對於較大的阻塞訊號振幅來說，目標訊號的增益趨於零。

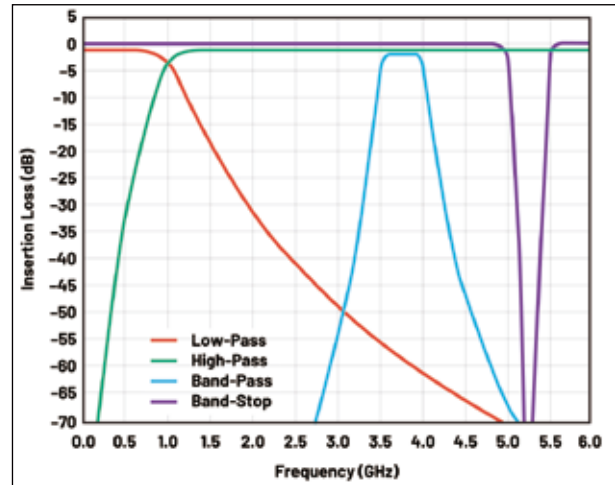
濾波器定義

為了解決 RF 通訊系統中干擾訊號的問題，工程師們依靠濾波器來減少這些訊號並保留目標訊號。簡單地說，濾波器是一種允許在通帶內傳輸頻率和在阻帶內抑制頻率的元件。²

通常，濾波器的插入損耗 (dB) 可描述為低通、高通、帶通或帶阻 (陷波)。這個術語指的是所繪製的容許通帶頻率響應與增加的頻率之間的關係。濾波器可以根據其頻率響應波形進一步分類，例如通帶濾波、阻帶濾波，以及其相對於頻率的滾降速度。為了便於說明，圖 7 顯示了四種主要的濾波器類型。

除了插入損耗外，濾波器的另一個重要特性是

圖 7: 按類型劃分的濾波器波形。



群延遲。群延遲是指傳輸相位相對於頻率的變化率。群延遲的單位是時間 (秒)，因此這個指標可視為特定訊號通過濾波器的傳輸時間。單一頻率的傳輸時間本身通常影響不大，但當寬頻調變訊號通過濾波器時，群延遲的平坦性就變得很重要，因為其可以在接收訊號中引入不同的時間延遲，使訊號失真。公式 5 提供了群延遲，其中 θ 是相位， f 是頻率：

$$\text{Group Delay (s)} = gd = - \frac{d\theta}{df} \times \frac{1}{360} \quad (5)$$

具有明顯插入損耗和群延遲特性的典型濾波器類型有 Butterworth、Chebyshev、橢圓和 Bessel。每個類型通常由一個階數來定義，其描述了濾波器中有多少個無功元件。階數越高，頻率滾降就越快。

在考慮類似階數的濾波器時，Butterworth 濾波器可提供儘可能平坦的通帶響應，但會犧牲頻率滾降，而 Chebyshev 濾波器則具有很好的頻率滾降，但存在一些通帶漣波。橢圓濾波器 (有時稱為 Causer-Chebyshev) 比 Chebyshev 濾波器有更多的頻率滾降，但也因此會在通帶和阻帶中產生漣波。Bessel 濾波器的頻率和群延遲回應最為平坦，但其頻率滾降性能最差。為了便於說明，圖 8 顯示了一個五階低通濾波器的理想插入損耗和群延遲，其 3 dB 頻率 ($f_{3\text{dB}}$) 為 2 GHz，允許的通帶漣波為 1 dB，阻帶漣波為 50 dB。

對於在整個頻率範圍內保持恆定相位很重要

的系統，如雷達系統，相關頻段的群延遲平坦度對於避免接收到的脈衝出現意外相位偏差來說非常重要。假設接收訊號範圍可以覆蓋 1 GHz 或更多，則應儘量減少寬頻帶的群延遲平坦度。根據經驗法則，應將群延遲平坦度保持在 <1 ns，但這要取決於系統對相位偏差的容限。圖 9 顯示了群延遲平坦度分別為 2.24 ns 和 0.8 ns 的濾波器示例。觀察這些波形可以發現，對於更平坦的群延遲來說，整個頻率範圍的相位變化更加一致。

最後，用於設計濾波器的被動元件的品質因數 (Q 因數) 是影響性能的一個重要屬性。品質因數定義為特定電路元件的無功阻抗與串聯損耗電阻之比。其與技術製程和用於實現的物理區域密切相關。

圖 8: 五階低通濾波器的插入損耗和群延遲。

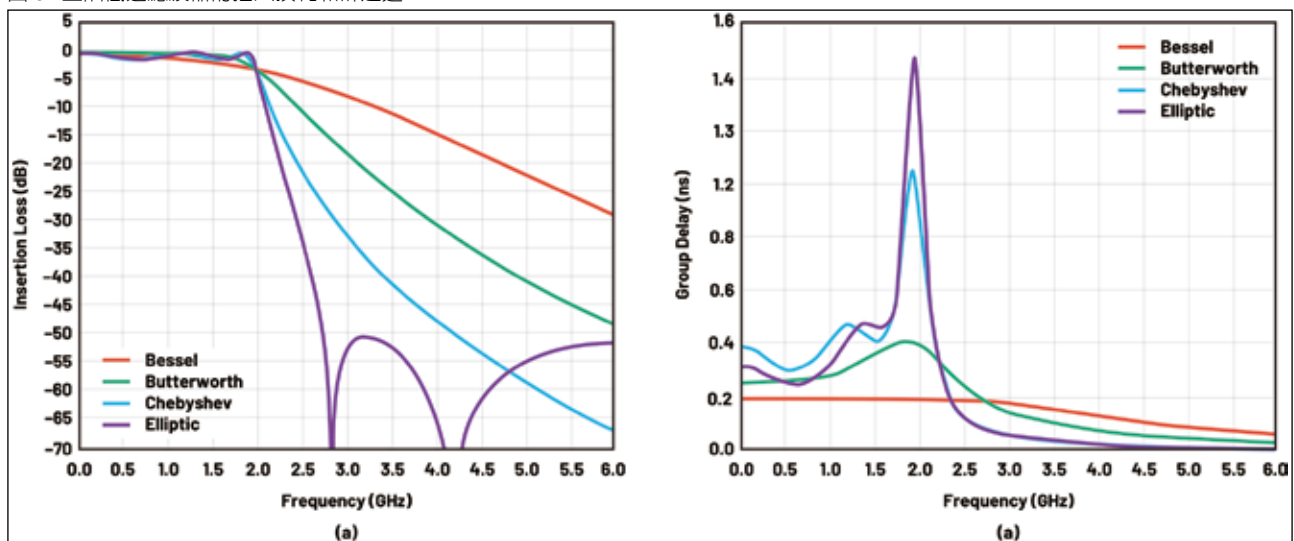
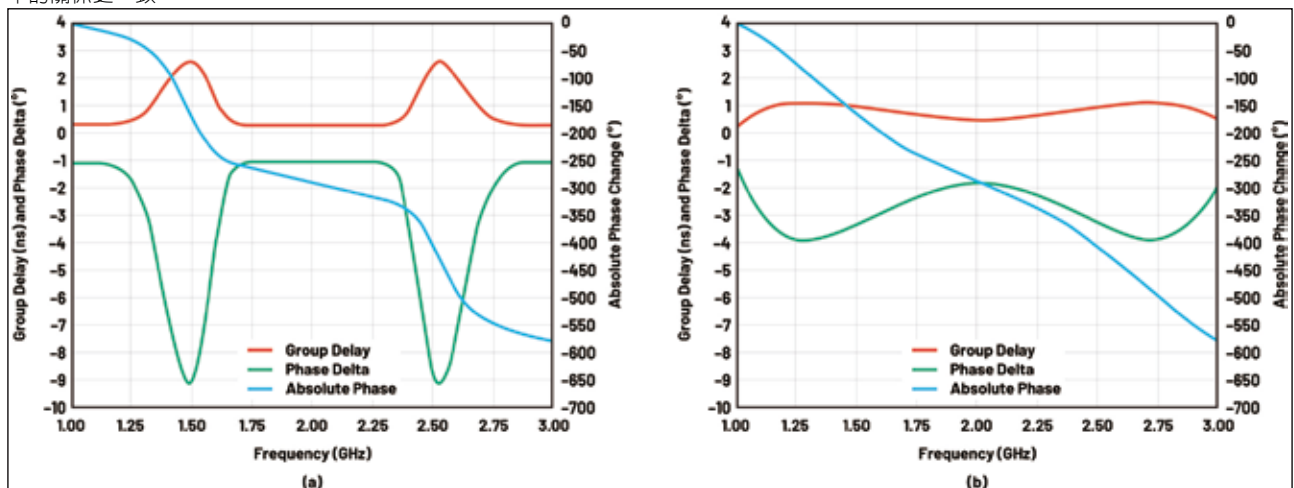


圖 9: 群延遲平坦度影響與線性相位的偏差: (a) 顯示 2.24 ns 的群延遲平坦度 (b) 顯示 0.8 ns 的平坦度，兩者對比可看出，相位變化與頻率的關係更一致。



品質係數越高，頻率響應越快，插入損耗越小。

RF 通訊的傳統濾波技術

為射頻通訊系統設計濾波器時，有多種技術可用於實現經典型濾波器。傳統上，射頻工程師依靠的是具有表面黏著元件的分立式集總元件實現，或者是包含印在 PCB 材料上的傳輸線的分散式元件濾波器。然而，近年來，濾波器基於半導體製程設計，允許使用精準的溫度穩定無功元件，品質係數得到了改善。此外，半導體製程支援使用開關和可調諧無功元件，這在分立式集總元件實現中可能更具挑戰性。還有體聲波 (BAW)、表面聲波 (SAW)、低溫共燒陶瓷

(LTCC)、腔體濾波器或陶瓷諧振器等其它技術。

每種方法和技術都存在權衡取捨：

集總 LC 濾波器由 PCB 上的表面黏著電感器和電容器來實現。如此做法的好處是便於組裝，然後透過調整數值來改變濾波器的性能。

分散式濾波器設計為在電介質上實現的傳輸線的諧振片 (可以整合到 PCB 中，也可以獨立在一個單獨的電介質上)，並定向為在某些頻率範圍內充當準電感器或準電容器。其表現出週期性特徵。在某些情況下，會增加集總元件來改善 / 小型化分散式濾波器。

陶瓷諧振器濾波器使用多個陶瓷諧振器 (這是一個分散式元件)，透過集總元件進行耦合。耦合元

件通常是一個電容，但有時也會使用電感。此種類型的濾波器是分散式和集總元件的混合體。

腔體濾波器由封裝在導電盒內的分散式元件 (棒) 來實現。其以能夠處理高功率而幾乎沒有損耗而聞名，但要以尺寸和成本為代價。

BAW 和 SAW 技術可以提供卓越的性能，但其往往在頻率選擇方面有要求，不適合寬頻應用。

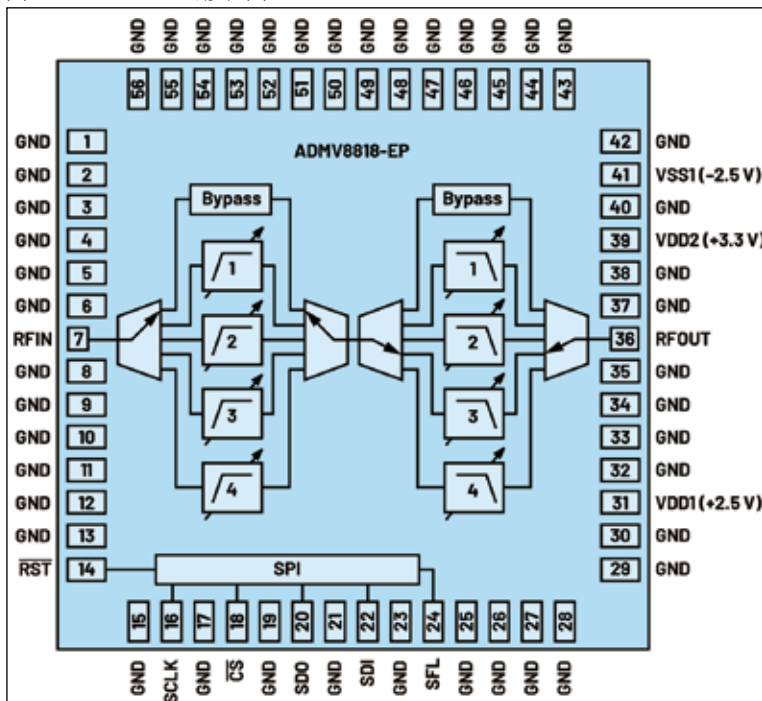
LTCC 濾波器透過將多層分散式傳輸線組合在一個陶瓷封裝中來實現，該陶瓷封裝類似於分散式濾波器，可用於多種應用，但是固定的。由於其為 3D 堆疊式，所以最終在 PCB 上佔用的空間很小。

最後，隨著最近半導體性能的提升，整合到半導體中的濾波器支援的頻率範圍也更加寬泛。如果能夠將數位控制元件輕鬆整合到這些元件中，將有助於軟體定義收發器的採用。總體而言，性能和整合度之間的權衡取捨為寬頻系統的設計人員提供了實用的價值。

表 1: 濾波器類型比較

	頻率範圍	可調諧性	尺寸	成本	Q 因數
集總 LC	<6 GHz	難以實現	中	\$	中
分散式	<50 GHz	固定	中	\$\$	中 / 高
陶瓷諧振器	<6 GHz	固定	大	\$\$	中
腔體	<40 GHz	固定	大	\$\$\$	高
SAW/BAW	<6 GHz	固定	小	\$	高
LTCC	<40 GHz	固定	小	\$	中
半導體	<50 GHz	整合數位調諧	小	\$\$	中

圖 10: ADMV8818 功能框圖。



最新的濾波器解決方案

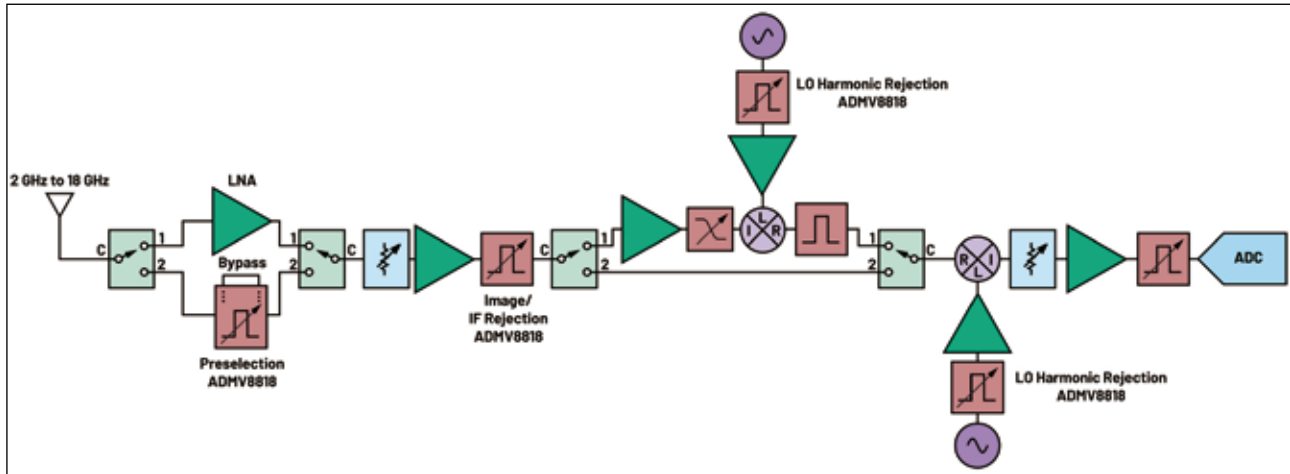
ADI 開發了一系列新數位調諧濾波器產品，所運用的是增強型半導體製程和工業友好型封裝技

術。此項技術成就了小型、高抑制濾波器，可以緩解接收機中出現的阻塞問題。這些濾波器透過標準串列至平行介面 (SPI) 通訊進行高度配置，具有快速的 RF 開關速度。此外，ADI 在每個晶片內加入了一個 128 種狀態的查詢表，以便快速改變濾波器狀態，實現快速跳頻應用。高抑制快速調諧與寬頻率覆蓋的結合，使下一代接收器應用能夠在不利的頻譜環境中運行。

使用這項技術推出的最新產品為 ADMV8818 和 ADMV8913。前者有四個高通濾波器和四個低通濾波器，工作頻率為 2 GHz 至 18 GHz；後者有一個高通濾波器和低通濾波器，工作頻率為 8 GHz 至 12 GHz。

ADMV8818 為一款高度彈性的濾波器，採用 9 mm×9 mm 封裝，可在 2 GHz

圖 11: 使用 ADMV8818 作為預選器和鏡像濾波器的 2 GHz 至 18 GHz 接收器的方框圖。

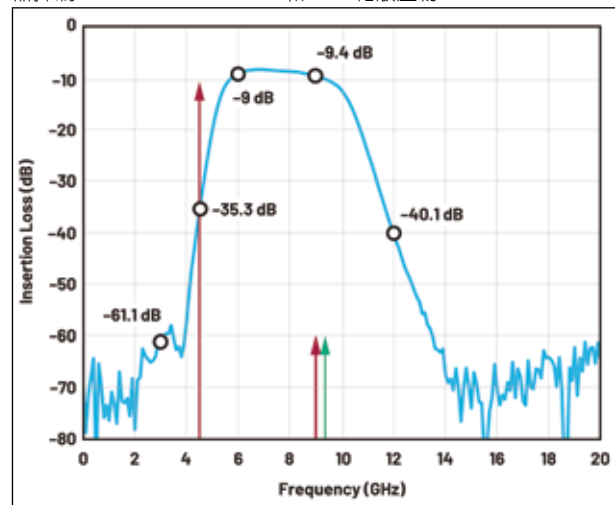


和 18 GHz 之間實現可調諧的帶通、高通、低通或旁路回應。該晶片由兩部分組成：輸入部分和輸出部分。輸入部分有四個高通濾波器和一個可選旁路，旁路可透過兩個 RF_{IN} 開關進行選擇。同樣，輸出部分有四個低通濾波器和一個可選旁路，旁路可透過兩個 RF_{OUT} 開關進行選擇。每個高通和低通濾波器都可以用 16 種狀態 (4 個控制位元) 進行調諧，以調整 3 dB 頻率 ($f_{3\text{ dB}}$)。圖 10 所示為 ADMV8818 的功能框圖。

憑藉可快速重新配置的彈性結構和較小的外型尺寸，ADMV8818 可在 2 GHz 至 18 GHz 頻段上提供全覆蓋，沒有任何死區。ADMV8818 可配置為亞倍頻程預選濾波器、鏡像或中頻濾波器。當在圖 11 所示的訊號鏈中進行配置時，接收器可以保持高靈敏度，並且可在存在較大的 OOB 訊號時改用 ADMV8818 作為預選器。

例如，如果在 9 GHz 頻段附近接收到目標訊號，但在 4.5 GHz 頻段存在一個強大的 OOB 阻塞訊號，那麼該阻塞訊號會導致諧波出現在 9 GHz 目標訊號附近，進而妨礙操作。將 ADMV8818 配置為一個 6 GHz 至 9 GHz 的帶通濾波器，可允許寬頻訊號通過，同時在訊號鏈的非線性元件中引起諧波問題之前，適當降低阻塞訊號的位準。為此種情況配置的 ADMV8818 的 S 參數掃描可覆蓋阻塞訊號，如圖 12 所示。

典型的 2 GHz 到 18 GHz 預選濾波器模組的尺

圖 12: ADMV8818 配置為 6 GHz 至 9 GHz 帶通濾波器。該濾波器抑制 F_2-F_1 、 F_1+F_2 、 $F/2$ 和 $F \times 2$ 雜散產物。

寸比較如圖 13 所示。其中開關固定濾波器預選器組是在陶瓷基板上採用分散式濾波技術實現的。尺寸根據市面上的濾波器產品估算。估算時包含了八擲開關，用來比較等效功能。圖中所示的可調諧 BPF 是 ADMV8818，其覆蓋的頻率範圍相同，並且調諧彈性也比開關式濾波器組更全面。與開關式濾波器組相比，ADMV8818 的佔用面積節省超過 75%。接收器訊號鏈中的預選器功能通常在系統的整體尺寸中佔有相當大的比例，因此在尺寸有限的電子戰系統中，此種佔用面積節省非常重要，這些系統可以彈性在尺寸與性能之間進行權衡取捨。

ADMV8913 是高通和低通濾波器的組合，採用 6 mm × 3 mm 封裝，專門設計工作於 8 GHz 至 12

GHz 的頻率範圍 (X 波段)，插入損耗低至 5 dB。高通和低通濾波器都可以透過 16 種狀態 (4 個控制位元) 進行調諧，以調整 3 dB 頻率 ($f_{3\text{dB}}$)。此外，ADMV8913 整合了一個平行邏輯介面，可以在不需要 SPI 通訊的情況下設定濾波器狀態。此種平行邏輯介面對於需要快速濾波器回應時間的系統來說相當有用，因為其消除了 SPI 處理所需的時間。圖 14 所示為 ADMV8913 的功能框圖。

現代 X 頻段雷達系統，無論是採用機械轉向天線還是高通道數相位陣列波束，通常都依賴於尺寸精巧、插入損耗低且易於配置的濾波解決方案。由

於插入損耗低、尺寸小、數位介面選項 (SPI 或並行控制) 彈性，使得 ADMV8913 非常適合此種應用。這些功能特點使其能夠靠近這些系統的前端，確保卓越的性能，同時降低整合的複雜性。

結論

設計寬頻接收器的射頻前端時需考慮諸多因素。前端的設計必須能夠處理難以預測的阻塞情況，同時還能檢測低位準訊號。能夠動態調整前端濾波性能，以處理這些阻塞訊號，這是射頻前端的一個關鍵特性。ADI 新推出的數位控制可調諧濾波器 IC

產品具備卓越的性能，並且數位功能也更為強化，可滿足眾多前端應用的需要。此兩款新產品只是數位可調諧濾波器產品組合中眾多新開發產品中最先推出的兩款。歡迎瀏覽數位可調諧濾波器產品頁面，查看最新的資料表，或與您的所在地銷售業務聯繫討論具體的終端應用。

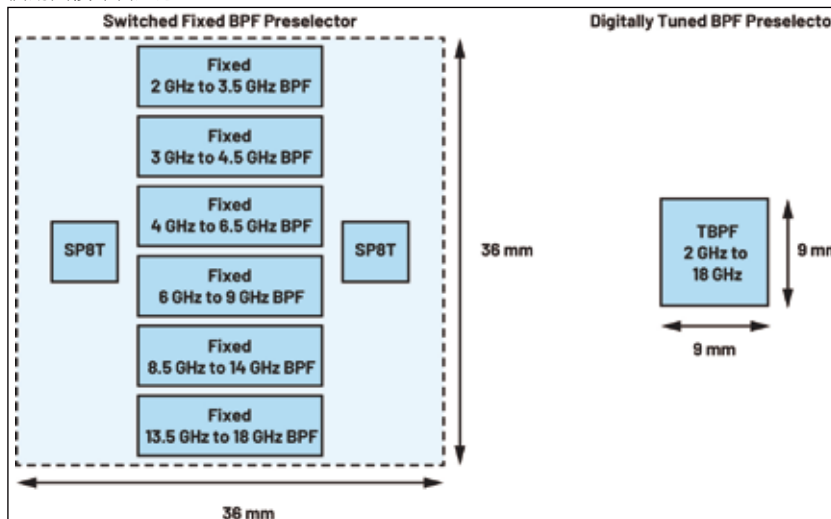
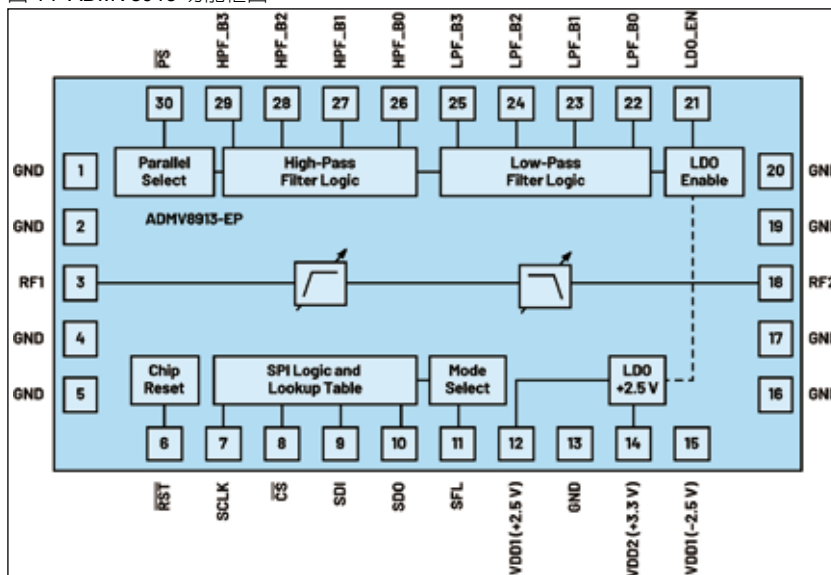


圖 14: ADMV8913 功能框圖



參考電路

¹ Bezhad Razavi. RF Microelectronics. Pearson Education, Inc., 2012。

² David Pozar. 《微波工程》，第 3 版，John Wiley & Sons, 2005。

■ Annino, Benjamin. 「多倍頻程寬頻數位接收器的 SFDR 考量」。《類比對話》，第 55 卷第 1 期，2021 年 1 月。

■ Bowick, Chris. 《RF 電路設計》，第 2 版。Elsevier, Inc., 2008。

■ Delos, Peter, 「寬頻 RF 接收器架構選項綜述」。ADI, 2017 年 2 月。

■ Egan, William F. 《實用射頻系統設計》。John Wiley & Sons, 2003。

■ Tsui, James. 《微波接收器和相關元件》。Peninsula, 1985。

■ Tsui, James 和 Chi-Hao Cheng. 《寬頻接收器的數位技術》。SciTech, 2015 年。GTA