

運算放大器 讓光電子應用閃耀新光芒

■作者：Glen Brisebois

凌力爾特 (現隸屬 Analog Devices 公司)

110 年前，愛因斯坦發表了影響深遠的光電效應論文，從本質上創造了光子學這個學科。有人可能會認為，這麼多年過去了，圍繞光子學的科學和工程學一定已經完全成熟了。但實際上並非如此。光電二極體、雪崩光電二極體、光電倍增管等光感測器不斷實現驚人的大動態範圍，使得電子學的探索日益深入到光子世界中。

光感測器通常將光子流轉換成電子流，之後由一個跨阻抗功能電路將此電流轉換成電壓。跨阻抗功能電路可以是一個簡單的電阻器，或者，也可以為了提供更大的頻寬，而可以是一個運算放大器的求和節點，在這種情況下，這個運算放大器稱為跨阻抗放大器 (TIA)。傳統上，TIA 的大敵是電壓雜訊、電流雜訊、輸入電容、偏置電流和有限的頻寬。為解決這些問題，凌力爾特推出了新 LTC 6268-10，該元件具備 $4.25\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 電壓雜訊、 $0.005\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 電流雜訊、非常低的 0.45pF 輸入電容、 3fA 偏置電流和 4GHz 增益頻寬。

瞭解電壓雜訊和電流雜訊對 TIA 的影響

TIA 中的輸出雜訊是輸入電壓雜訊和輸入電流雜訊所綜合產生的結果。二者合起來的作用常常統一規定為以輸入為參考的電流雜訊，其本質就是輸出電壓雜訊除以單位為歐姆

的增益，但實際上，輸出電壓雜訊是由兩種輸入雜訊源引起的。事實上，導致輸出雜訊的主導原因通常是輸入電壓雜訊 (圖 1)。

依靠回授，反相輸入端固定在虛地上，因此電流雜訊 i_n 直接通過 R_F ，以 1 為倍數構成總電流雜訊。仍然依靠回授，電壓雜訊 e_n 與輸入電容 C_{IN} 並聯放置，引起電流雜訊 $e_n/Z(C_{IN})$ 。電容的阻抗為 $1/2\pi fC$ ，因此由輸入電壓雜訊和電容導致的有效電流雜訊為 $2\pi fC_{IN}e_n$ 。那麼總運放雜訊 (忽略 R_F 熱雜訊) 為：

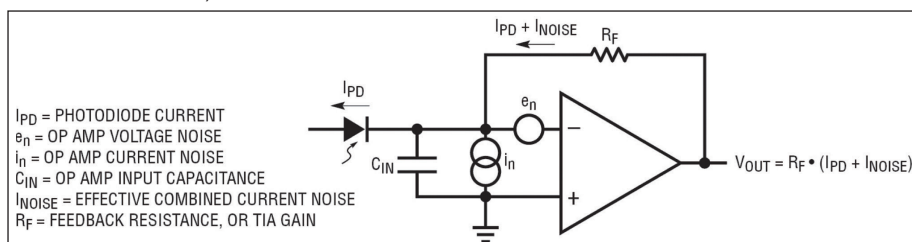
$$I_{NOISE} = \sqrt{(2\pi fC_{IN}e_n)^2 + (i_n)^2}$$

此雜訊有時稱為 CV + I 雜訊，為運放提供了一個極其適合的衡量指標，因為這個雜訊僅考慮了運放的特性，忽略了電路的外部因素，例如光感測器電容和 R_F 熱雜訊。本質上這是運放所能達到的最佳效果。

LTC6268-10 與同類產品 OPA657 的計算和比較實例

就運放的比較而言，CV + I 雜訊是一種有用的

圖 1：具雜訊源和輸入電容的運放。總運放雜訊 (忽略 R_F 熱雜訊) 為 $I_{NOISE} = i_n + 2\pi fC_{IN}e_n$ (與均方根有關的項相加)。



衡量指標，但是這種雜訊確實依賴於頻率。我們可以進行一個深入的比較，即最初在一個特定的頻率上進行比較，然後在 CV + I 雜訊隨不可避免會出現的頻率而變化之曲線中，觀察出現哪些不同。例如，透過在 1MHz 時開始計算，比較 LTC6268-10 和同類產品 OPA657。

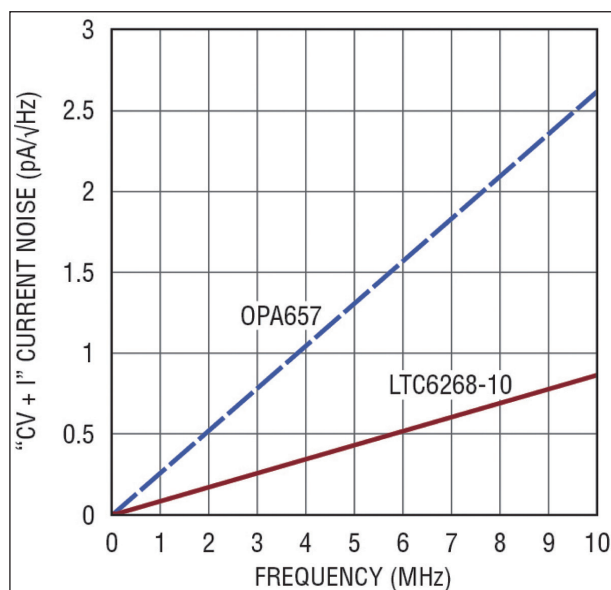
LTC6268-10 的資料表中提供了電流雜訊隨頻率變化的曲線，曲線顯示，在 1MHz 時電流雜訊為 $0.05\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，也提供了電壓雜訊隨頻率變化的曲線，曲線顯示，在 1MHz 時電壓雜訊為 $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。採用 0.55pF (0.45pF CCM 加上 0.1pF CDM) 輸入電容時，1MHz 時總的 CV 雜訊可以計算如下：

$$\begin{aligned}\text{CV NOISE} &= 2\pi \bullet 1\text{MHz} \bullet 0.55\text{pF} \bullet 4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \\ &= 0.014\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}\end{aligned}$$

求取這個與均方根有關的項與 $0.05\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 原生 I 雜訊之和，我們得到 1MHz 時總的 CV + I 雜訊為 $0.052\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

對於同類產品 OPA657，也可以進行相同的計算。該產品規定 $4.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 電壓雜訊、 5.2pF 輸入電容 (4.5pF CCM 加上 0.7pF CDM)，以及 $1.3\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 電流雜訊。計算 OPA657 總 CV + I 雜訊，得出 1MHz 時為 $0.156\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，大約是

圖 2：LTC6268-10 和 OPA657 的 CV + I 電流雜訊隨頻率變化的曲線。相較之下，LTC6268-10 的雜訊相當低。



LTC6268-10 的 3 倍。

圖 2 顯示了 LTC6268-10 和 OPA657 的 CV + I 雜訊隨頻率變化的曲線。LTC6268-10 的雜訊性能好於 OPA657 的原因是，LTC6268-10 電壓雜訊較低，而且輸入電容小得多。因為 LTC6268-10 的電壓雜訊較低，所以隨著感測器電容增加和增大，LTC6268-10 的雜訊性能持續好於 OPA657。此外，LTC6268-10 提供軌對軌輸出，可用單一 5V 電源運行，消耗的功率僅為 OPA657 的一半。

增益頻寬，以及在高阻抗時實現大頻寬

LTC6268-10 的另一個優勢是其相當大的 4GHz 增益頻寬積。實際上，你會發現，LTC6268-10 能夠找到和使用微小寄生電容，而其他運放則做不到這一點。在一般的情況下，阻值很大的電阻由於其端到端電容的存在，在高頻時其淨阻抗開始降低。充分利用具較高增益 TIA 的 LTC6268-10 之 4GHz 增益頻寬的關鍵是最大限度減小主回饋電阻器周圍的回饋電容。儘管得到了最大限度的降低，LTC6268-10 還是可以利用微小的剩餘回饋電容來補償回饋迴路，從而將電阻器的頻寬擴大到幾 MHz。以下為 402k 時的設計實例。

要從 TIA 電路獲得最佳效果，良好的佈局方法是必不可少的。以下兩個例子顯示，從一個採用 402k TIA 的 LTC6268-10 (圖 3) 得到了兩種顯著不同的結果。第一個例子採用一個 0805 電阻器和基本電路佈局。在這種簡單佈局中，沒有付出大量努力來降低回饋電容，所實現的上升時間大約 88ns (圖 4)，這意味著頻寬為 4MHz ($\text{BW} = 0.35/t_r$)。在這種情況下，TIA 的頻寬沒有受到 LTC6268-10 的 GBW 限制，而是受到了回饋電容降低了 TIA 的實際回饋阻抗 (TIA 增益本身) 這一事實的限制。從根本上來說，這是一種電阻器頻寬限制。402k 阻抗在高頻時被其自己的寄生電容降低了。從 4MHz 頻寬和 402k 低頻增益，我們可以估計出總的回饋電容為：

$$C_F = \frac{1}{2\pi \bullet 4\text{MHz} \bullet 402\text{k}} = 0.1\text{pF}$$

這已經相當低了，但是還可以更低，也許可以低得多。

透過採用一些額外的佈局方法來降低回饋電

容，可以增大頻寬。請注意，我們在增大 402k 電阻

圖 3：LTC6268-10 和 402kΩ TIA 中的小電容光電二極體

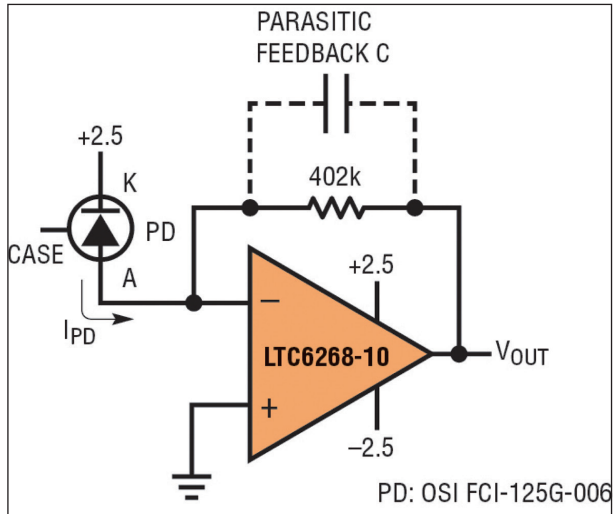


圖 4：沒有付出額外努力以降低回饋電容時，402kΩ TIA 的時域響應。上升時間為 88ns，BW 為 4MHz。

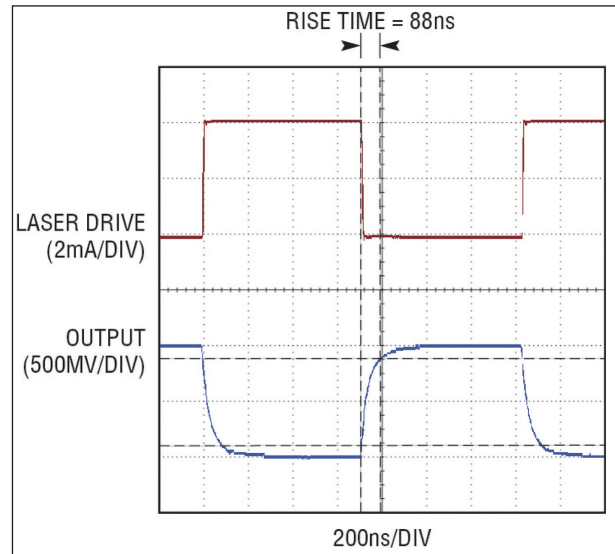
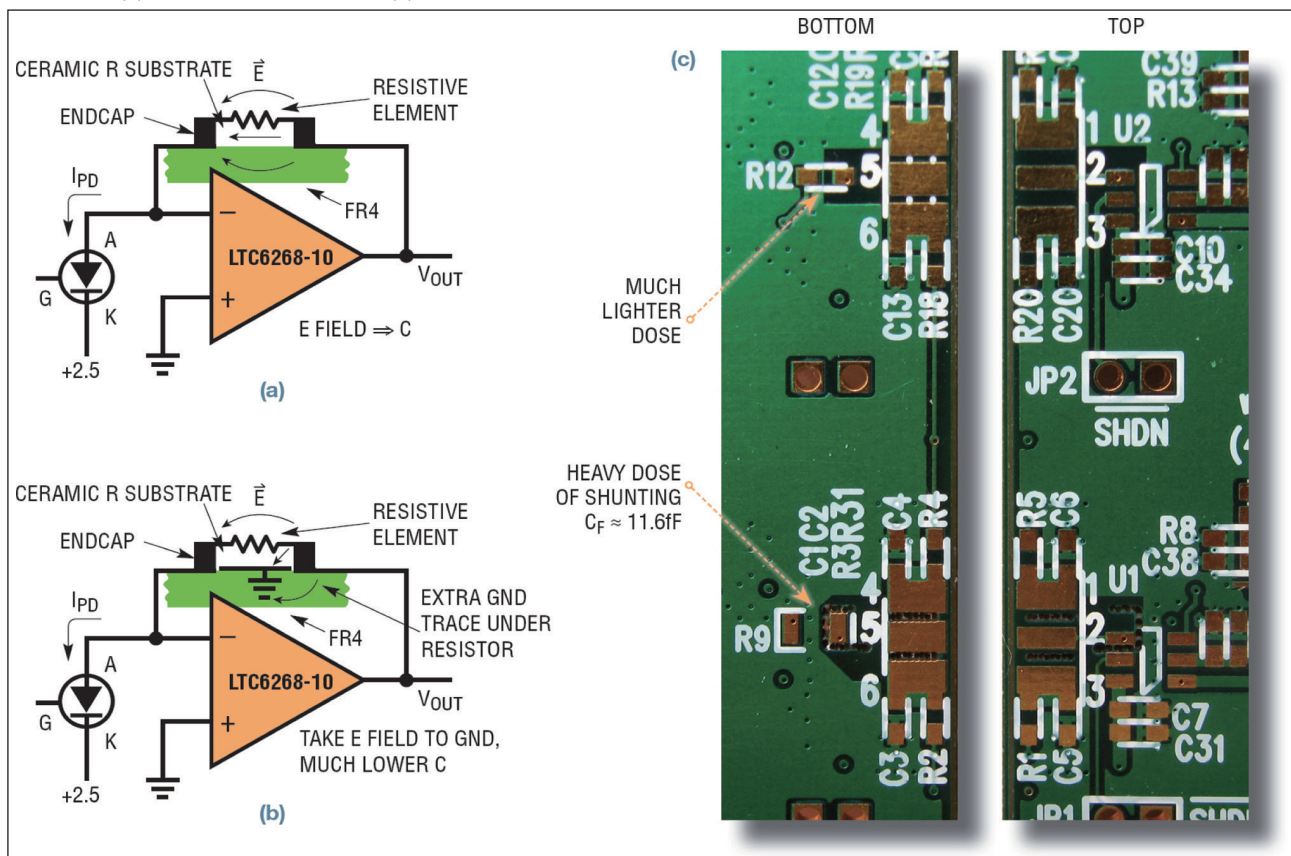


圖 5：一個通常的佈局 (a) 和一個場分流佈局 (b)。在 (c) 的電路板顯示了實際佈局，在 R9 處有額外的分流，R12 處分流較少。簡單地在回饋電阻器下面增加一條接地佈線發揮了很大的作用，可以將場從回饋側分走，引入地中。請注意，FR4 和陶瓷的介電常數典型值為 5，因此，大多數電容都在固體內，沒有穿過空氣。這樣一來，場分流方法將回饋電容從圖 4 中的大約 100fF 降低到至圖 6 中的 11.6fF。也請注意，回饋走線在 (c) 的上面是裸露的，但是在 (c) 的下面則完全是遮罩的。

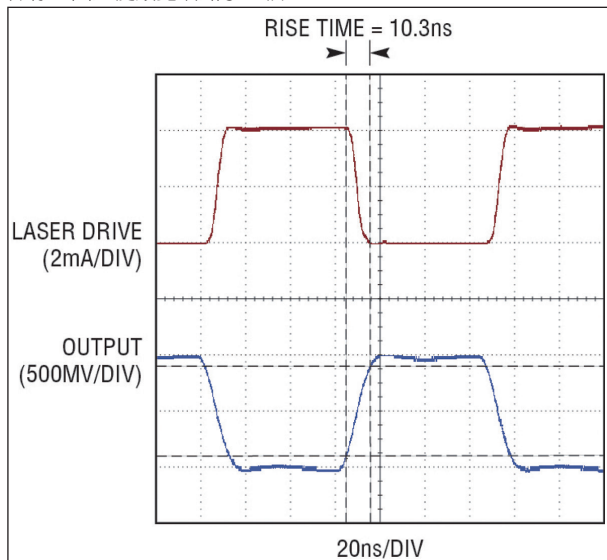


的有效“頻寬”。一種降低回饋電容的非常強大方法是，遮罩產生該電容的 E 場通路。在這種情況下採用的方法是，在電阻器焊盤之間放置接地佈線。這樣一條接地佈線遮罩輸出場，防止其達到電阻的求和節點端，從而有效地將輸出場分流到地。該走線輕微地增大了輸出負載電容。參見圖 5a 和 5b 的圖片，圖 5c 為一佈局實例。

圖 6 顯示，僅透過仔細注意圍繞回饋電阻降低電容的方法，頻寬就可顯著增大。頻寬和上升時間從 4MHz(88ns) 變成 34MHz(10.3ns)，增大了 8 倍。用於 LTC6268-10 的接地遮罩佈線比用於 LTC6268 (參見 LTC6268 資料表) 高速情況下的接地遮罩佈線寬得多，延伸在整個電阻器絕緣體下麵。假定所有頻寬限制都是由回饋電容引起的 (實際上不是這樣的)，我們可以計算 CF 的上限：

$$C_F = \frac{1}{2\pi \cdot 34\text{MHz} \cdot 402\text{k}} = 11.6\text{fF}$$

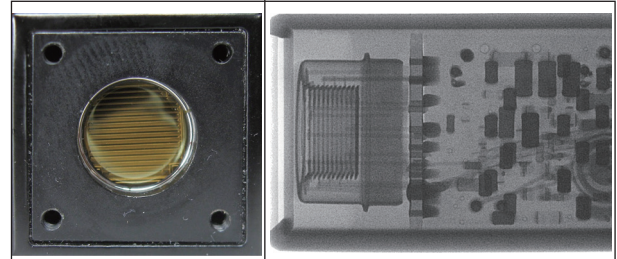
圖 6：在一個 402kΩ TIA 中採用了 LTC6268-10，透過額外的佈局嘗試以減小回饋電容，可實現 10.3ns 的總系統上升時間，即 34MHz 的總系統頻寬。由於在合適的位置上佈設了一小段接地佈線，因此使頻寬增加了 8 倍。



較低阻抗時的光電倍增管 (PMT)

光電倍增管 (照片和 x 光片示於圖 7) 可產生高於 100 萬的光電增益，因而無愧於其相當高的成本。鑒於其固有的高增益，可以降低 TIA 增益，並把頻

圖 7：日本濱松 (Hamamatsu) 光電倍增管的照片和 x 光片。在右側圖中可看見的電子元件是灌封的高電壓電源。(不要用 x 光檢查您的 PMT，除非它已經無法使用。)



寬擴展到單光子事件可被隔離的程度。PMT 一個方便的特性是自激勵，從局部宇宙輻射或其自己的熱電子發射 (當板極電壓很高時) 吸取能量，從而在輸出板極上產生一種類狄拉克 δ (Dirac-delta-like) 函數的隨機電子聲脈衝。

不過，當在低增益條件下使用 LTC6268-10 時，必須謹慎地確保其數值為 10 的增益穩定性要求得到滿足，否則就存在產生振盪的風險。Hamamatsu PMT 不具備一個規定的輸出板極電容，但是 HP4192 阻抗分析儀在其 13MHz 最大測試頻率下測得的數值為 10pF。有鑒於此，1pF 的回饋電容對於確保一個數值為 11 的視在雜訊增益應該是足夠的。

然而，PMT 上的針腳長約 3/4 英寸 (圖 8)，而當 LTC6268-10 以 1.82k 的增益連接至它時，一個 1.05GHz 的持續振盪變得明顯，同時伴隨著針對暗電流聲脈衝的預期響應 (圖 9)。在 LTC6268-10 的周圍嘗試使用數值介於 0.2pF 和 1pF 之間的多種回饋電容器並無幫助。結論是：短的傳輸線在高頻下

圖 8：把 LTC6268-10 連接至 PMT 輸出板極的首次嘗試。請注意由 PMT 板極針腳構成長約 3/4 英寸的傳輸線。在 300MHz 頻率條件下其遠低於 $1/4 \lambda$ 。哪些環節可能出錯呢？見圖 9。

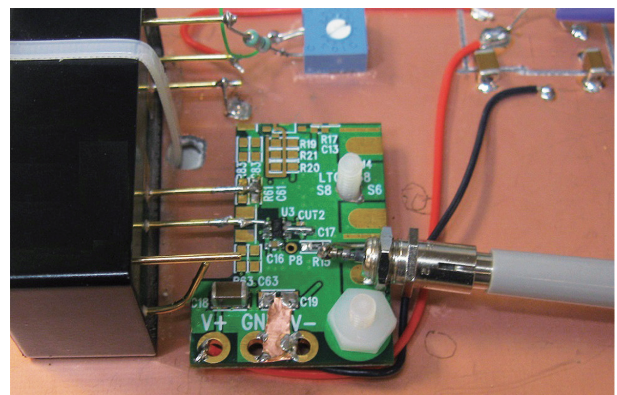
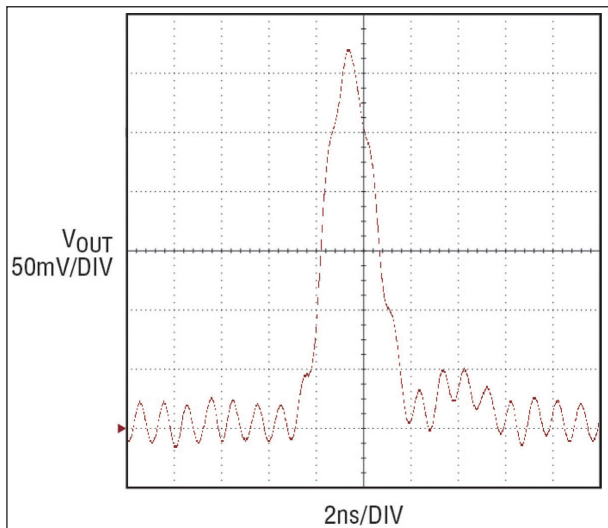


圖 9：傳輸線與 300MHz 評估相比雖然較短，但是當與真正的可用頻寬相比時則夠長，因而會成為一個問題。



改變了 10pF 極板的外觀，因而將不能滿足數值為 10 的增益要求。

當在一塊新的電路板上把 LTC6268-10 放置在更靠近 PMT 本體的地方時 (圖 10)，振盪得到了抑制，並且實現了響應性能的大幅改善 (圖 11)。安裝的元件回授電容為 0.8pF (Murata GJM1555C1HR80)。電路板上的另一個變化是把回饋電阻器移到正面，從而免除了兩個過孔。

圖 10：專用電路板上的設計緊密得多。LTC6268-10 現在與 PMT 本體的距離近了很多，因此也更靠近 PMT 輸出板極電容。傳輸線仍然存在，但是它懸在半空且並不“擋道礙事”。

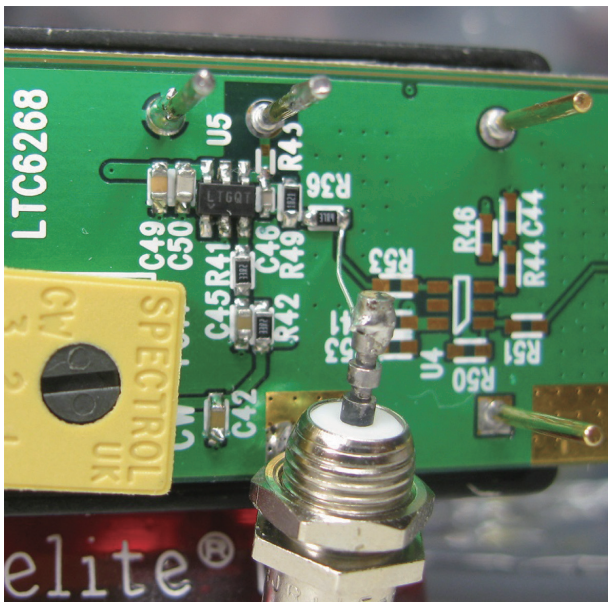
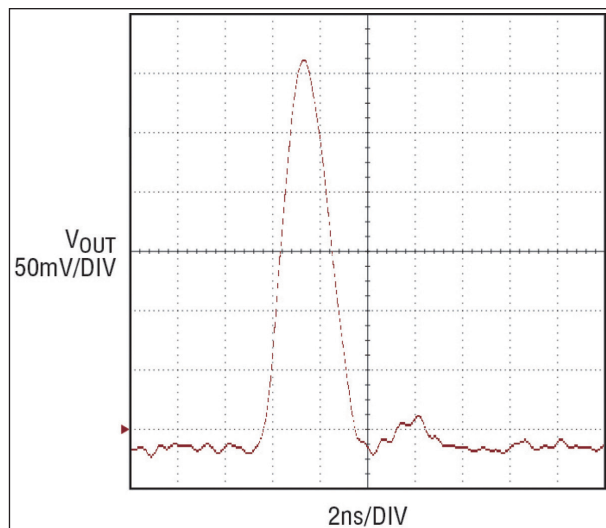


圖 11：縮減傳輸線長度是實現良好結果的關鍵。輸出脈衝半幅寬為 2.2ns。精準的 -3dB 頻寬不像乾淨的時域響應之關係重大。



測量毫微微安培電流

與凌力爾特之前的任何放大器相比，LTC6268 的偏置電流都要小兩個量級左右，這就需要準確地測量毫微微安培電流，而測量微微安培電流都足夠具有挑戰性了。在生產測試中，速度是最重要的，因此採用了電容開關方法。在我們於試驗台上進行的測試中，速度不是問題，感測電阻器是需要優先考慮的問題。

假定允許 1mV 運放偏移 (實際上最大為 0.7mV)，所希望的解析度為 1fA，那麼所需要的感測電阻就是 $1\text{mV}/1\text{fA} = 1\text{T}\Omega$ 。幸運的是，Ohmite 公司製造了一種 1T 電阻，採用長型的藍色 MOX1125 封裝。為了測量在各種不同的輸入共模電壓值時 DUT (被測試設備) 的輸入偏置電流，採用了圖 12 所示的電路。

透過移開電路板消除了電路板效應。即：把位於 LTC6268 同相輸入下方的電路板移開並採用晶須連接方式通過空氣把其連接至 1TΩ 電阻。如在圖 13 (正面) 和圖 14 (反面) 中所見，這只把運放針腳、電阻及其封裝材料留在原位 (懸於半空中)。

圖 15 示出了時域響應，可在 2.2 秒時間裡很好地實現穩定。過沖其實並不是傳統意義上的過沖，而是改變總輸入 C 所必需的電荷，實際上看似一個短期偏置電流。過沖的電壓增量約為 190mV，延伸

圖 12：在各種不同的共模電壓時，用來測量 LTC6268 (LTC6268-10 的單位增益可穩定版本) 毫微微安培偏置電流的電路以及所測得的結果。

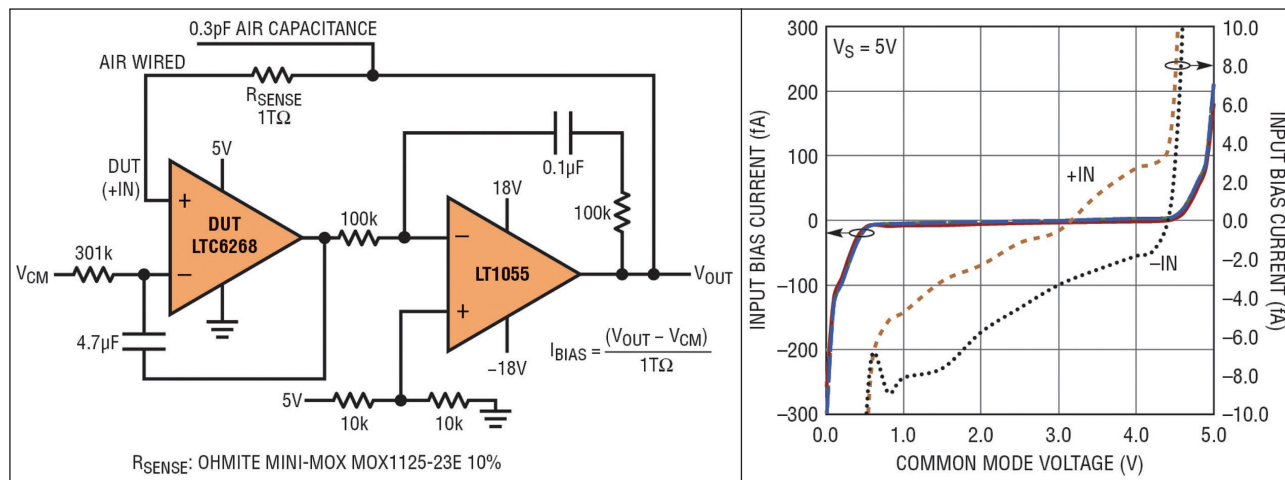


圖 13：毫微微安測量板的實際電路板實施方案。請注意長藍色電阻器的放置。至待測物 (DUT) 輸入針腳的回授電容僅穿過空氣。

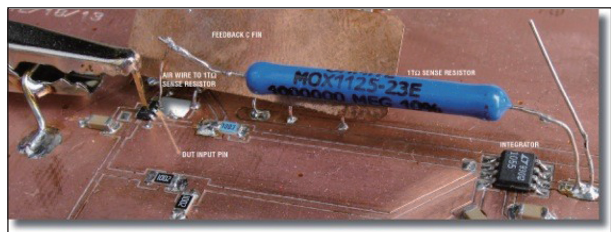
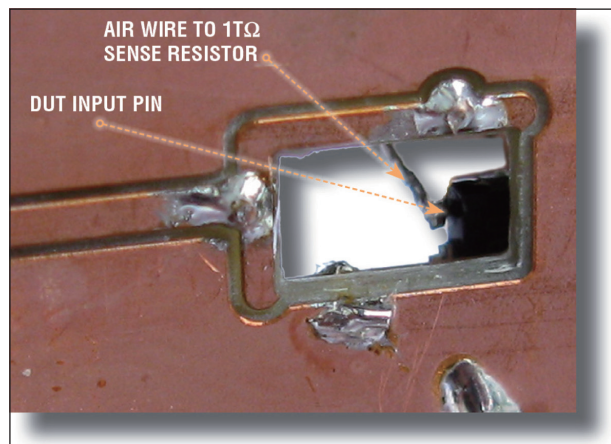


圖 14：電路板的反面，顯示 DUT 輸入針腳懸在半空。



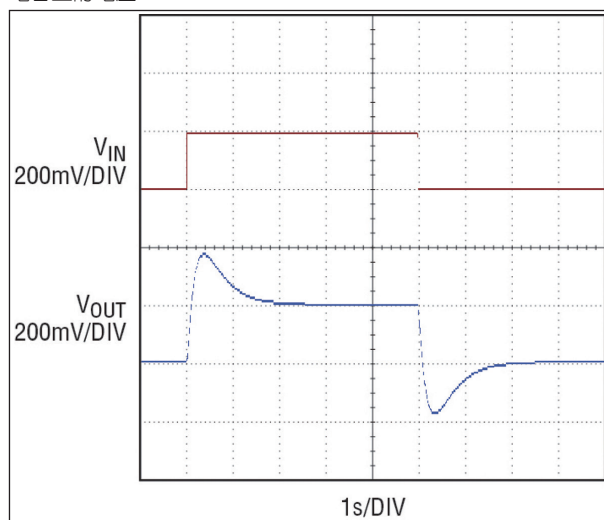
的寬度大約為 1.25 秒。

總電荷可透過計算由圖 15 中的電壓過沖所形成的三角形之面積來估測：

$$\text{TOTAL CHARGE} = \frac{1}{2} \cdot 190\text{mV} \cdot 1.25\text{s} = 0.12\text{pC}$$

對於 $Q = CV$ 和一個 200mV 階躍，總輸入 C 可計算為 $Q/V = 0.6\text{pF}$ 。一種粗略的分配方案將是

圖 15：時域響應。對於 200mV 的共模電壓變化可在 2.2 秒時間裡實現穩定。過沖是真實的，因為 $1\text{T}\Omega$ 電阻改變了 0.6pF 總輸入電容上的電壓。



0.45pF 用於 LTC6268 輸入 CDM，而另外的 0.15pF 則用於晶須和電阻引線。輸出雜訊的測量值略低於 1mVP-P，這與 1fA 的解析度目標相一致。

結論

LTC6268-10 大幅減輕了 TIA 的傳統問題：電壓雜訊、電流雜訊、輸入電容和偏置電流。該元件具極低的 4.25nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 電壓雜訊、0.005pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 電流雜訊、非常低的 0.43pF 輸入電容、3fA 偏置電流和 4GHz 增益頻寬。CTA