

具有過溫管理功能的 USB 供電 433.92 MHz RF 放大器

■作者：ADI

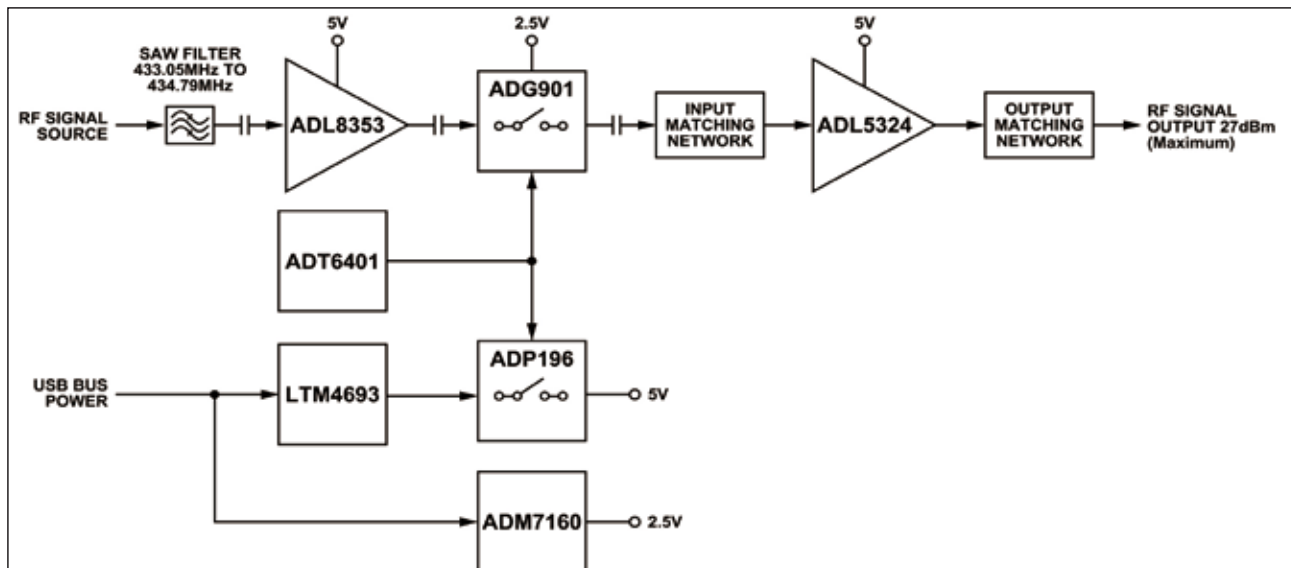
電路功能與優勢

國際電信聯盟 (ITU) 將 433.92 MHz 工業、科學和醫學 (ISM) 頻段分配給 Region 1 使用，該區域在地理上由歐洲、非洲、俄羅斯、蒙古和阿拉伯半島組成。儘管最初目的在於無線電通訊之外的應用，但多年來無線技術和標準的進步，使得 ISM 頻段在短距離無線通訊系統中頗受歡迎。

ITU Region 1 的營運業者無需為使用 433.92 MHz 頻段獲得許可，常見應用包括軟體定義無線電、醫療設備和重型機械的工業無線電控制系統。在美國，433.92 MHz 頻段由獲得許可的業餘無線電台使用。

任何無線電傳輸應用都需要高增益放大器來驅動天線。根據應用要求，這可以透過一個或多個級別實現；輸出功率值越高，RF 傳輸距離越長。為了實現最佳頻率響應，設計中必須考慮幾個因素，例

圖 1: CN0551 簡化功能框圖



如適當的阻抗匹配、濾波和熱管理。

圖 1 所示電路是一個雙級 RF 放大器模組，針對工作在 433.92 MHz ISM 頻段的發射訊號鏈進行了優化。在中心頻率，電路產生大約 +35.8 dB 的增益。RF 輸入和輸出埠採用 50 Ω 阻抗匹配設計，支援電路與標準 50 Ω 系統之間的直接連接。

為防止過熱，當達到使用者定義的溫度跳變點時，溫度監視開關電路會禁用 RF 放大器。當溫度降至滯回設定點以下時，該開關電路也會自動使能放大器。

電路描述

工作在 433.92 MHz ISM 頻段

CN0551 RF 訊號首先通過聲表面波 (SAW) 濾波器，然後通過增益級，這有助於消除不需要的頻

段外放大。選擇濾波器時，必須在頻段平坦度和頻段外抑制之間取得平衡。SAW 濾波器也是一個插入損耗源，其會降低訊號鏈的整體增益，選擇時需要仔細考慮。

該參考設計所用的 SAW 濾波器的典型最大插入損耗為 2 dB，端接阻抗為 50Ω。

放大器級

CN0551 RF 訊號路徑中使用兩個放大器級。第一級是 AD8353 RF 增益塊放大器，其在 433.92 MHz ISM 頻段提供 19.6 dB (典型值) 的固定增益。AD8353 工作頻率範圍為 1 MHz 至 2.7 GHz，在整個頻率範圍內的回波損耗大於 10 dB。

AD8353 RF 接腳內部匹配 50 Ω，因此其能直接整合到標準 RF 訊號路徑中，而無需外部匹配網路。如圖 2 所示，只需要 RF 接腳上有隔直電容且電源接腳上有旁路電容，AD8353 便能正常工作。表 1 列出了這些電容的推薦值。

功能 / 元件	元件值
交流耦合電容	
C _{IN}	1000 pF
C _{OUT}	1000 pF
旁路電容	
C _{BYP1}	100 pF
C _{BYP2}	0.47 μF

ADL5324 RF 驅動放大器用於設計的第二級。該元件的工作頻率範圍為 400 MHz 至 4 GHz，典型增益為 18.2 dB，典型雜訊係數為 6.8 dB，從 433.05 MHz 到 434.79 MHz 的典型輸出三階交調截

圖 2: AD8353 連接圖

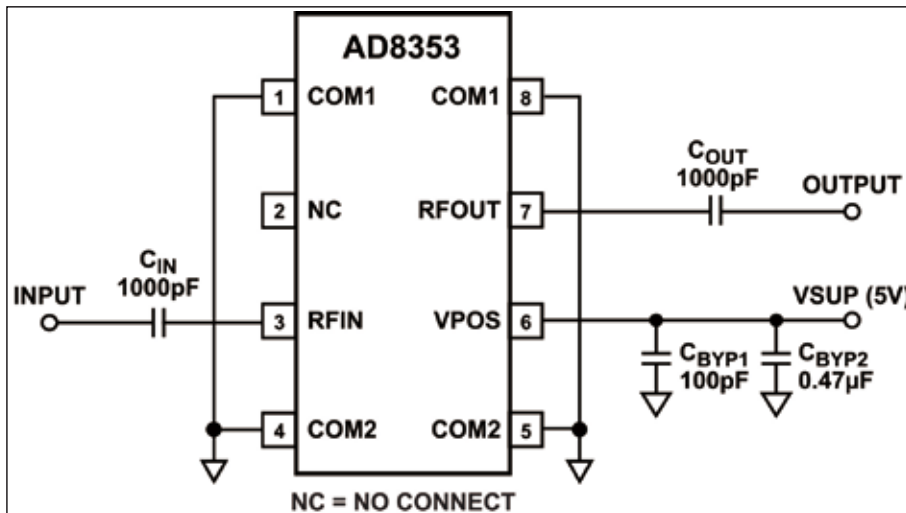
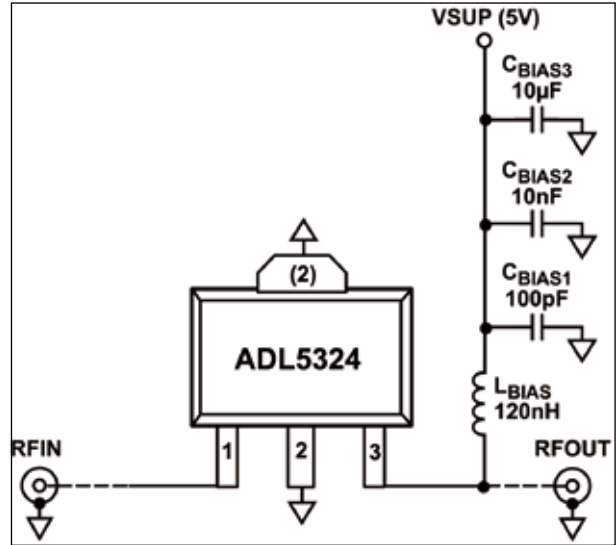


圖 3: 顯示了 RF 輸出級上偏置電感和電容的正確配置。



點 (OIP3) 為 38.4 dBm。

只需通過 RF 扼流圈向 RFOUT 接腳施加 +5 V 電壓，即可設定 ADL5324 的偏置點。建議使用 120 nH 的電感，因為這也會為 433.92 MHz ISM 頻段提供一定的輸出匹配。為了濾除電源線上的 RF 訊號和高頻雜訊，ADL5324 輸出級別偏置需要三個解耦電容。

ADL5324 的阻抗匹配

為實現最優性能，ADL5324 需要外部匹配網路，以便針對所需頻段調諧阻抗。輸入匹配網路包括電感 (L_{IN}) 和電阻 (R_{IN})，其與 RFIN 接腳和分流電容 (C_{IN}) 串聯放置。同樣，輸出匹配網路也使用串聯電感 (L_{OUT}) 和分流電容 (C_{OUT})。RFIN 和 RFOUT 接腳也需要外部隔直電容。圖 4 展示了 ADL5324 的完整阻抗匹配網路。

對於 ADL5324 產品手冊中列出的 420 MHz 至 494 MHz 調諧頻段，CN0551 參考設計使用類似的元件值。推薦值請參閱表 2。

這些元件的正確佈局對

圖 4: ADL5324 外部匹配網路

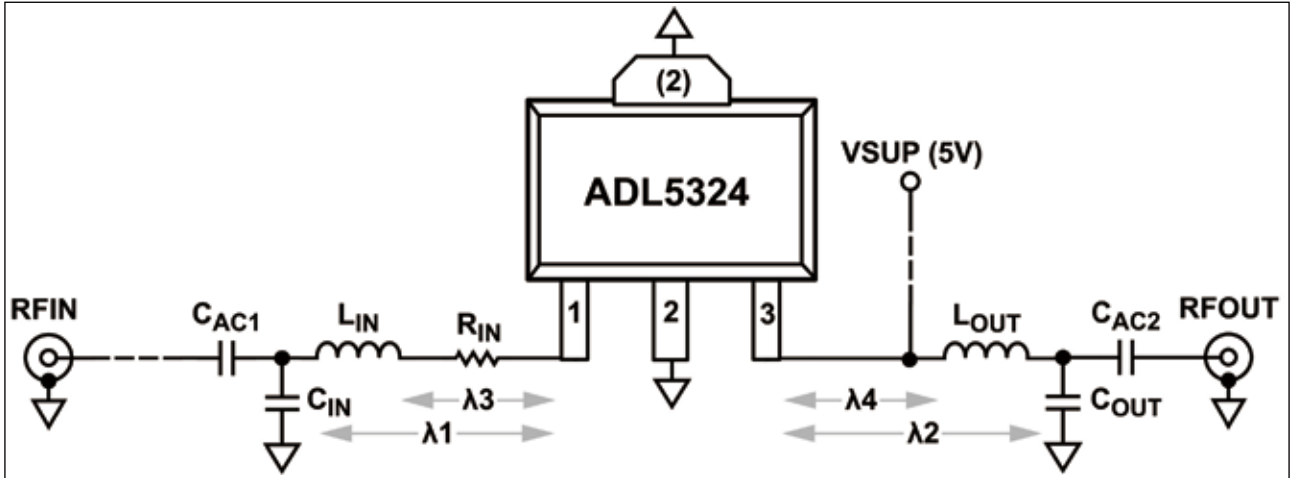


表 2: ADL5324 外部阻抗匹配網路元件值

功能 / 元件	元件值
交流耦合電容	
C_{AC1}	10 pF
C_{AC2}	20 pF
調諧電容	
C_{IN}	20 pF
C_{OUT}	6.2 pF
調諧電感	
L_{IN}	1.6 nH
L_{OUT}	5.6 nH
跳線	
R_{IN}	2 Ω
元件間距	
λ_1	419 mils
λ_2	438 mils
λ_3	248 mils
λ_4	311 mils

於匹配也很重要。因此，CN0551 遵循 ADL5324 產品手冊中針對 420 MHz 至 433.92 MHz 調諧頻段的推薦值。

這些值是從元件中心測量到放大器的邊緣。

RF 性能

CN0551 產生的 S 參數、相位雜訊測量結果和穩定性指標如圖 5、圖 6 和圖 7 所示。

在 433.92 MHz 的中心頻率，CN0551 實現了 35.8 dB 的增益。該系統的相位雜訊很低，在 10 kHz 和 100 kHz 的頻率偏移時，相位雜訊值約為 -145 dBc/Hz；在 1 MHz 的頻率偏移時，相位雜訊值為 -130 dBc/Hz。當頻率偏移高於 1 MHz 時，相位雜訊值保持在 -130 dBc/Hz 以下。

系統在整個 433.92 MHz ISM 頻段保持穩定，Rollet 穩定性因數 (k) 高於 1，輔助穩定性指標 (B1) 高於 0。

圖 8 顯示了 CN0551 的輸出功率 (P_{OUT}) 與輸入功率 (P_{IN}) 的關係圖。使用 CN0551 上安裝的默認

圖 5: S 參數與頻率的關係

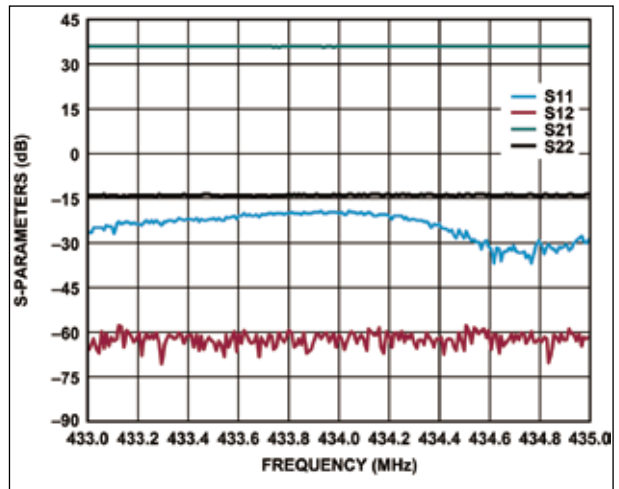
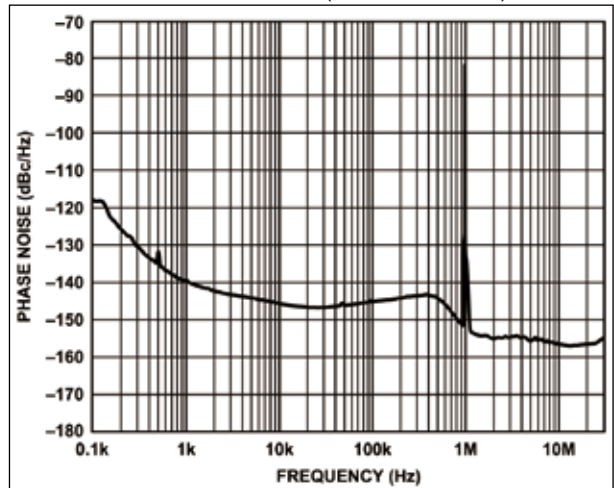
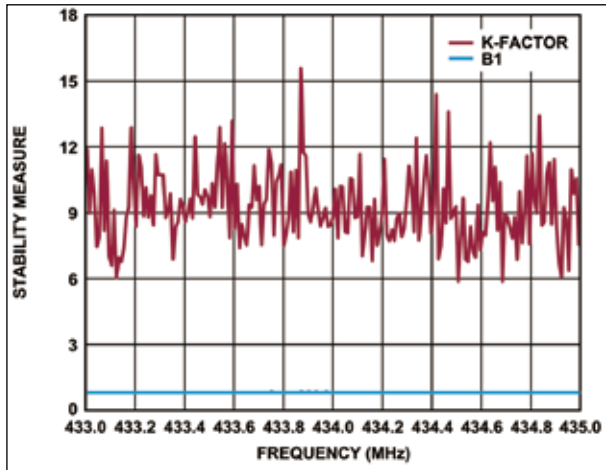


圖 6: 相位雜訊與頻率偏移的關係 (433.92 MHz 輸入)



SAW 濾波器，-3 dBm 輸入產生最大 1/2 W 的輸出功率。絕對最大輸入功率為 +10 dBm。不建議在高於

圖 7: 穩定性測量與頻率的關係



此輸入位準的情況下操作電路，以免造成損壞。

過溫管理

CN0551 上實現了過溫管理特性，當電路板溫度達到預設閾值時，放大器電路會自動禁用。一旦溫度降至滯回設定點以下，CN0551 放大器就會自動致能。該特性透過 ADT6401 溫度開關的開漏輸出 (TOVER/TUNDER) 實現，其會監視 ADL5324 附近的溫度並將其與接腳可編程跳變點進行比較。

接腳 S0、S1 和 S2 的狀態選擇 ADT6401 的溫度跳變點和滯回。表 3 列出了 CN0551 上可用的溫度跳變點和滯回設定。

預設情況下，CN0551 參考設計使用 +95°C 跳變點和 +10 °C 滯回設定。

ADL5324 沒有可由 ADT6401 輸出直接控制的內

表 3: 選擇 ADT6401 跳變點和滯回

S0	S1	溫度跳變點	滯回
0	0	+65 °C	10 °C
1	0	+75 °C	10 °C
浮空	0	+85 °C	10 °C
0	1	+95 °C	10 °C
1	1	+105 °C	10 °C
浮空	1	+115 °C	10 °C
0	浮空	+5 °C	2 °C
1	浮空	-5 °C	2 °C
浮空	浮空	-15 °C	2 °C

圖 9: CN0551 過溫管理電路

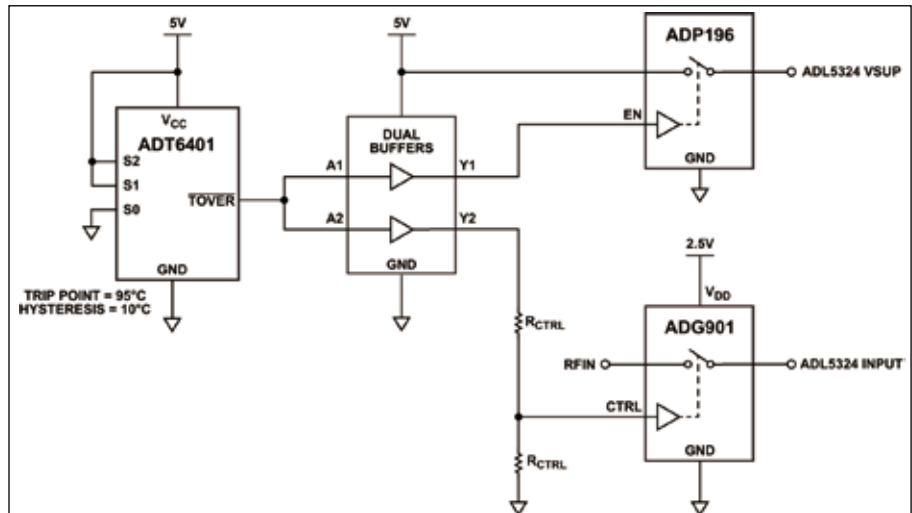
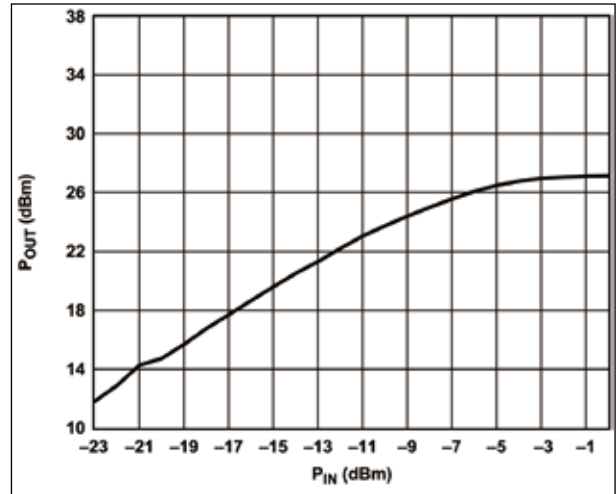


圖 8: P_{OUT} 與 P_{IN} 的關係 (433.92 MHz 輸入)



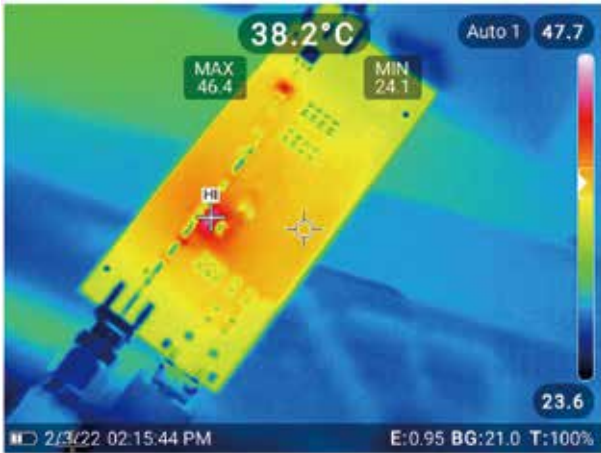
部關斷特性，因此該功能必須透過開關電路在外部實現。在 CN0551 中，這是透過 ADG901 RF 開關和 ADP196 功率開關完成的，這兩個開關可以斷開 ADL5324 的 RF 輸入和直流偏置。利用 ADT6401 輸出可以同時接通或斷開這兩個元件，如圖 9 所示。對於 ADG901，使用一個 1:1 電阻分壓器來滿足 CTRL 接腳的 2.5 V 位準要求。

為了獲得最佳性能，必須使 ADT6401 的 GND 接腳和熱源的 GND 接腳的熱阻最小。因此，將 ADT6401 盡量靠近 ADL5324 放置很重要。

佈局考量

功率放大器在使用時會產生大量熱量；因此，

圖 10: CN0551 熱性能 (RF 輸入功率 = -10 dBm)



必須特別注意散熱。為了解決功耗問題，EVAL-CN0551-EBZ 使用 3 層厚的接地層，並在 ADL5324 周圍和下方佈置了多個熱通孔。

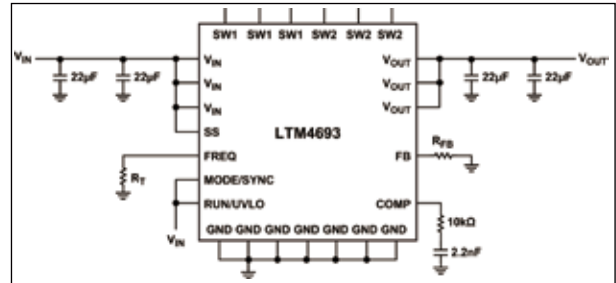
使用熱像儀觀察 EVAL-CN0551-EBZ 可以發現，在 RF 輸入為 -10 dBm 的情況下，ADL5324 周圍的峰值電路板溫度約為 46°C，如圖 10 所示。將佈局中的散熱技術與過熱監控電路相結合，可防止 ADL5324 達到其最高結溫。

USB 電源管理

CN0551 透過 micro-USB 埠獲得電源，並由 LTM4693μModule 調節至 +5 V。此款超薄、獨立的降壓 - 升壓 DC/DC 轉換器簡化了穩壓器電路設計，因為其已經包括了開關模式控制器和用於低雜訊放大器電源的功率元件。CN0551 中的 +5 V 元件在正常工作期間消耗大約 175 mA 電流，這主要來自 ADL5324 和 AD8353 的消耗。兩個放大器級在較高溫度下還會消耗額外的電源電流 (如其各自的產品手冊所述)。憑藉 2A 的最大連續輸出電流，LTM4693 足以滿足 CN0551 電流要求。

LTM4693 正常運作只需要幾個旁路電容、一個回饋電阻和一個 RC 補償電路。如圖 11 所示，CN0551 遵循 LTM4693 產品手冊中針對旁路電容和 RC 補償電路的推薦值。SS 和 MODE/SYNC 接腳連接到 CN0551 上的 VIN，將元件配置為低雜訊、恆定頻率脈寬調變 (PWM) 工作模式，預設軟啟動週

圖 11: LTM4693 連接圖



期為 2 ms。

LTM4693 輸出電壓由 V_{OUT}^+ 和 FB 接腳之間連接的外部回饋電阻 (R_{FB}) 設定；其值透過公式 1 計算。

$$V_{OUT} = 1.0 V \left(\frac{60.4 \text{ k}\Omega + R_{FB}}{R_{FB}} \right) \quad (1)$$

其中：

V_{OUT} 是所需輸出電壓，單位為 V。

R_{FB} 回饋電阻，單位為 k Ω 。

對於所需的 +5 V 輸出電壓，該公式得出 R_{FB} 值為 15.1 k Ω 。這在設計中實現為 15 k Ω 電阻。

預設情況下，LTM4693 的開關頻率為 1 MHz。然而，在 FREQ 接腳和 GND 上連接一個外部電阻 (R_T) 可以提高此頻率；其值透過公式 2 計算。

$$R_T = \frac{110}{f_{sw} - 1} \quad (2)$$

其中：

f_{sw} 是所需的開關頻率，單位為 MHz。

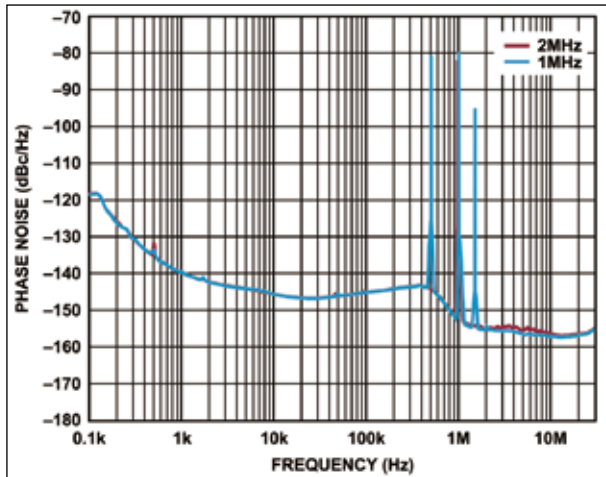
R_T 是外部電阻，單位為 k Ω 。

使用更高開關頻率會降低電源效率，但這也會降低輸出電壓漣波，從而為放大器提供更穩定的電源電壓。如圖 12 所示，更高頻率還有助於減少近載波相位雜訊。對於 CN0551，開關頻率設定為 2 MHz；使用此值和公式 2 得出 R_T 為 110 k Ω 。

ADM7160 低壓差 (LDO) 穩壓器產生 ADG901 RF 開關所需的 +2.5 V 電源電壓。該元件具有 2.3 V 至 6.5 V 的輸入電壓範圍和一個固定輸出電壓，可提供最大 200 mA 電流。

為確保 LDO 的穩定性，必須使用有效電容 (C_{EFF}) 大於 0.7 μ F 的優質電容 (例如 X5R 或 X7R)。這還需要考慮溫度和直流偏置效應。公式 3 可用於根據所選電容的規格來計算 C_{EFF} 。

圖 12: LTM4693 不同開關頻率 (1 MHz 和 2 MHz) 下 CN0551 的相位雜訊



$$C_{EFF} = C_{BIAS} (1 - TEMPCO) (1 - TOL) \quad (3)$$

其中：

C_{EFF} 是最壞情況下的電容，單位為 μF 。

C_{BIAS} 是工作電壓下的有效電容，單位為 μF 。

TEMPCO 是最壞情況下的電容溫度係數。

TOL 是最壞情況下的電容容差。

在 CN0551 中，配合 ADM7160 使用的電容的額定電容值為 $4.7 \mu\text{F}$ ，最壞情況溫度係數為 0.15，最壞情況容差為 0.20。根據電容與偏置電壓的關係圖，輸入旁路電容 (+5 V 偏置) 和輸出旁路電容 (+2.5 V) 的有效電容分別約為 $2.13 \mu\text{F}$ 和 $3.60 \mu\text{F}$ 。在式 3 中使用這些值可得出 $1.45 \mu\text{F}$ 和 $2.45 \mu\text{F}$ 的最壞情況電容值，二者均高於 $0.7 \mu\text{F}$ 的最低要求。

常見變化

如果不需要 0.5 W 的功率水準，可以改用 ADL5320 作為 433.92 MHz ISM 頻段的驅動放大器。相較於 ADL5324，該元件提供略高的增益和較低的雜訊係數，但代價是 OIP3 更低。ADL5320 的飽和輸出位準僅為 250 mW 左右。

ADT6402 也可用於溫度開關；該元件與 ADT6401 接腳相容，並具有與後者相同的規格，但輸出為低位準有效。使用 ADT6402 時需要一個反相緩衝器。

ADI 並提供類似用於在 915 MHz 和 2.45 GHz

ISM 頻段中進行傳輸的放大器設計。欲瞭解更多資訊，請參閱 CN0522 和 CN0417 電路筆記。

電路評估與測試

本節介紹用於測試 CN0551 的 S 參數和相位雜訊的設定和步驟。如需完整的詳細資訊，請參閱 EVAL-CN0551-EBZ 使用者指南。

設備要求

以下設備用於進行測試：

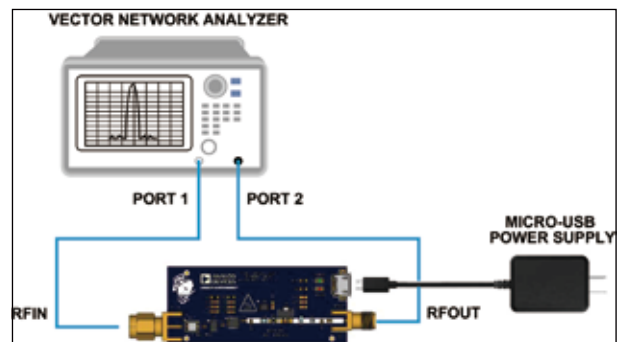
- CN0551 電路評估板 (EVAL-CN0551-EBZ)
- Keysight E5061B 向量網路分析儀
- Rohde & Schwarz SMA100A 訊號產生器
- Rohde & Schwarz FSUP 訊號分析儀
- 20 dB 衰減器 (選配)，用於訊號分析儀的輸入保護
- 5 V； $\geq 0.5 \text{ A}$ 交流 / 直流電源轉接器，具有 microUSB 電纜
- SMA 電纜

設定和測試

圖 13 顯示了 CN0551 與向量網路分析儀的正確埠連接。要測量 S 參數，請遵循以下程序：

1. 配置向量網路分析儀的掃描範圍和頻率步進值。起始和停止頻率應分別設定為 433 MHz 至 435 MHz 。掃描的頻率步進值應設定為 10 kHz 。
2. 使用校準套件對向量網路分析儀執行完整的 2 埠校準。請注意，EVAL-CN0551-EBZ 的 RF 輸入可以直接連到測試埠，因此測試設定僅需要一根

圖 13: S 參數測量設定

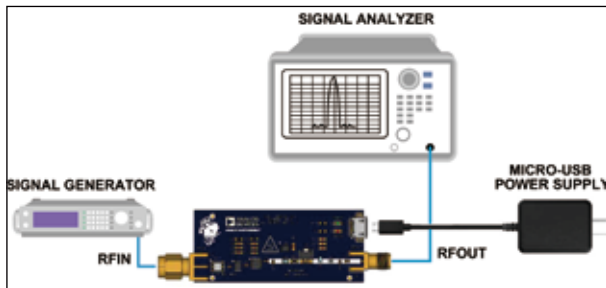


測量電纜。


3. 使用 5 V 電源轉接器和 micro USB 電纜為 EVAL-CN0551-EBZ 供電。
4. 使用校準的測試設定將 EVAL-CN0551-EBZ 連接到向量網路分析儀的測試埠上。
5. 設定網路分析儀以顯示各個 S 參數的跡線。
6. 在向量網路分析儀上執行自動縮放功能。如果需要，隨後可調整比例。

圖 14 顯示了執行相位雜訊測試時 CN0551 與訊號源分析儀和訊號產生器的正確連接。要測量相

圖 14: 相位雜訊測量設定



位雜訊，請遵循以下程式：

1. 設定訊號源分析儀測量相位雜訊並配置其測量範圍。起始和停止偏移應分別設定為 1 kHz 和 30 MHz。
2. 將訊號產生器的輸出設定為 433.92 MHz 的頻率和 -10 dBm 的位準。
3. 如果設備可以處理放大器輸出 (-10 dBm 輸入時約為 25.85 dBm)，請參考訊號源分析儀產品手冊上的最大輸入位準。如有必要，將衰減器連接到訊號源分析儀的輸入。
4. 使用 5 V 電源轉接器轉接器和 micro USB 電纜為 EVAL-CN0551-EBZ 供電。
5. 將訊號產生器輸出連接到 EVAL-CN0551-EBZ 的 RF 輸入。
6. 將 EVAL-CN0551-EBZ 的 RF 輸出連接到訊號源分析儀。
7. 在訊號源分析儀上啟動新的測量運作 

ADI 宣佈投資 6.3 億歐元於愛爾蘭利默里克建造下一代半導體研發與製造設施

Analog Devices, Inc. (ADI) 宣佈將針對位於愛爾蘭利默里克 Raheen 商業園的歐洲區域總部投資 6.3 億歐元，計畫新建一座佔地 4.5 萬平方英尺的先進研發與製造設施。

新設施將支援 ADI 開發下一代訊號處理創新技術，旨在加速工業、汽車、醫療和其他產業的數位化轉型。此舉預計將使 ADI 歐洲晶圓產能達到現有的三倍，以協助公司實現內部製造能力翻倍之目標，藉以增強全球供應鏈彈性，滿足客戶需求。該投資預計將為 ADI 在愛爾蘭中西部地區帶來 600 個新就業機會。目前 ADI 在愛爾蘭擁有 1,500 名員工，在整個歐洲擁有 3,100 名員工。

本次投資專案一年前，ADI 即曾宣佈投資 1 億歐元在愛爾蘭利默里克園區建設 10 萬平方英尺的創新合作基地 ADI Catalyst。愛爾蘭也是 ADI 歐洲研發中心的主要所在地，該中心自成立以來已獲得 1000 多項專利，並在西班牙、義大利、英國、羅馬尼亞和德國等歐洲國家設立了 ADI 研發機構。

ADI 董事會主席暨執行長 Vincent Roche 表示：「自 1976 年以來，愛爾蘭一直是 ADI 的重要創新中心，這歸功於其強大的學術和研究組織、商業生態系統，以及積極的政府領導。下一代半導體製造設施和擴建後的研發團隊將進一步擴大 ADI 利默里克基地在全球影響力。」

本次投資是歐盟歐洲共同利益重點專案之微電子和通訊技術 (IPCEI ME/CT) 倡議合作的一部分，並將支援跨境合作研究。作為愛爾蘭自歐洲共同利益重點專案 (IPCEI) 啟動以來的首次申請，ADI IPCEI 申請由愛爾蘭政府透過愛爾蘭投資發展局 (IDA Ireland) 提供支援，目前待歐盟委員會最終批准。