

計装アンプ回路でRFI整流誤差を低減する方法

Charles Kitchin、Lew Counts、Moshe Gerstenhaber 共著

はじめに

リアルワールド・アプリケーションでは、増加する一方の無線周波数干渉 (RFI) に対処する必要があります。中でも特に懸念されるのは、信号伝送線が長く、信号強度が低い場合で、こうしたアプリケーションには昔から計装アンプが使われています。というのは、計装アンプは本来的に優れた同相ノイズ除去性能を備えているので、強度の高い同相ノイズおよび干渉に乗った微弱な差動信号を取り出すことができるからです。

しかし、見落としがちな1つの問題として、計装アンプ内部の無線周波数整流の問題があります。強力なRF干渉が存在すると、これはICによって整流され、その後でDC出力オフセット誤差として現れます。計装アンプの入力に入り込む同相信号は、一般的にアンプの同相ノイズ除去特性で大幅に低減されます。

しかし残念ながら、周波数が20kHzを超えると、最高性能の計装アンプでも同相ノイズ除去性能が実質的に失われてしまうので、RF整流が発生します。強力なRF信号はアンプの入力段によって整流され、その後でDCオフセット誤差として現れます。一度整流が行われると、計装アンプの出力でいくらローパス・フィルタ処理を行っても、誤差は除去されません。RF干渉が断続的な場合には、検出されない計測誤差が発生する可能性があります。

実用的なRFIフィルタの設計

この問題を解決する最良の方法は、差動ローパス・フィルタを用いて、計装アンプの**前段**でRF減衰を行うことです。フィルタは3つの動作を実行する必要があります。すなわち、入力ラインから可能な限り多くのRFエネルギーを除去し、各ラインとグラウンド(コモン)との間でAC信号の平衡を保持し、信号源の負荷を回避するために計測帯域幅で十分に高い入力インピーダンスを維持することです。

図1は、多くの差動RFIフィルタに適用される基本的なビルディング・ブロックを示しています。図に示す部品の数値は、1MHz (typ) の-3dB帯域幅と $7nV/\sqrt{Hz}$ (typ) の電圧ノイズ・レベルを備えたAD8221用に選択しました。R1aとR1bの各抵抗が計装アンプの入力回路を外部の信号源から効果的に絶縁するので、このフィルタはRFIを低減するだけでなく入力部の過負荷からも保護します。

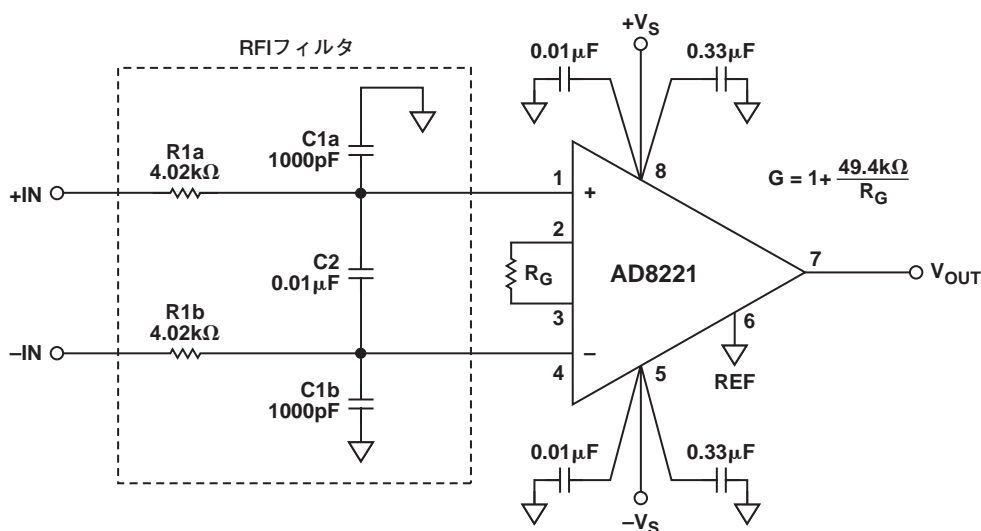


図1. RFI整流誤差を防止するためのLPフィルタ回路

AN-671

図2は、RFI回路の簡略図です。図から、フィルタがブリッジ回路を形成し、その出力が計装アンプの入力ピンに入ることがわかります。このため、C1a/R1aとC1b/R1bの時定数の間にミスマッチがあるとブリッジが不平衡状態になり、高周波数同相ノイズ除去性能が劣化します。したがって、R1aとR1bの抵抗、C1aとC1bのコンデンサの値は、常に等しくすることが必要です。

図に示すように、C2はブリッジ出力の間に接続されているので、実質的に直列接続のC1aおよびC1bと並列になります。この接続によりC2は、ミスマッチによるAC同相ノイズ誤差をすべて非常に効果的に低減します。たとえば、C2の容量をC1より10倍大きくすると、C1a/C1bのミスマッチで発生するCMR誤差を20倍も低減できます。なお、このフィルタはDC CMRには効果がありません。

RFIフィルタには、差動と同相の2つの異なる帯域幅があります。差動帯域幅は、回路の2つの入力、+INおよび-INの間に差動入力信号が加えられたときのフィルタの周波数応答性を定義します。このRC時定数は、2個の等価入力抵抗 (R1a、R1b) の合計と差動容量によって設定されます。差動容量は、直列接続のC1aおよびC1bと並列のC2です。

このフィルタの-3dB差動帯域幅は、以下の式から求められます。

$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C2 + C1)}$$

同相帯域幅は、相互に接続された2つの入力とグラウンドとの間で形成されるフィルタによって定義されます。コンデンサC2は、2つの入力の間に接続されているので (2つの入力を同じRF信号レベルに維持するのに貢献)、同相のRF信号の帯域幅にまったく作用しない点を確認することが重要です。したがって、同相帯域幅はグラウンド間に接続される2つのRCネットワーク (R1a/C1aおよびR1b/C1b) の並列インピーダンスによって設定されます。

-3dB同相帯域幅は、以下の式から求められます。

$$BW_{CM} = \frac{1}{2\pi R1C1}$$

図1の回路を使用すると、図に示すようにC2の容量が0.01 μFのとき、-3dB差動信号帯域幅は約1900Hzです。ゲイン=5の動作時、10Hz~20MHzの周波数範囲におけるこの回路のDCオフセット・シフトの測定値は6 μV RTI以下でした。ユニティ・ゲイン時には、DCオフセット・シフトはまったく測定されませんでした。

RFIフィルタは、両面にグラウンド・プレーンを備えたPCボードを使用して構成することが必要です。部品のリード線はすべて、可能な限り短くしてください。抵抗R1aとR1bは、同等の1%金属被膜タイプとします。ただし、3個のコンデンサはすべて十分に高いQ特性を備えた、低損失の部品にすることが必要です。C1aとC1bのコンデンサは、回路の同相ノイズ除去の劣化を回避するため、許容誤差が±5%の部品を使用する必要があります。従来型の5%シルバー・マイカ、小型サイズのマイカ、または新しいPanasonic ±2%のPPSフィルム・コンデンサ (Digi-key部品番号PS1H102G-ND) を推奨します。

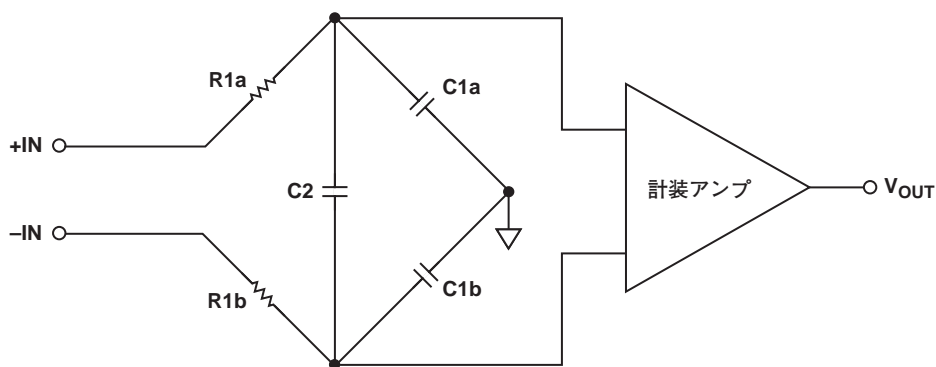


図2. コンデンサC2はC1a/C1bをシャントし、部品のミスマッチによるAC同相ノイズ誤差を効果的に低減

RFI入力フィルタ部品値の選択手順

下記の一般的なルールを適用すると、RC入力フィルタの設計が非常に容易になります。

- 最初に2個の直列抵抗の値を決定し、前の回路がこのインピーダンスを十分に駆動できることを確認します。通常は2~10kΩですが、その場合に、抵抗のノイズが計装アンプ自体のノイズを上回ることがあってはいけません。2kΩの抵抗ペアを使用すると、8nV/√Hzのジョンソン・ノイズが追加されます。ジョンソン・ノイズは、4kΩの抵抗ペアでは11nV/√Hz、10kΩの抵抗ペアでは18nV/√Hzに増加します。
- 次に、フィルタの差動(信号)帯域幅を設定するコンデンサC2の適切な容量を選択します。入力信号を減衰せずに、可能な限り低い容量を設定するのが最良の方法です。通常は、最高信号周波数の10倍の差動帯域幅が適切です。
- 続いて、同相帯域幅を設定するコンデンサC1aとC1bの容量を選択します。普通レベルのAC CMRでは、C2の容量の10%以下としてください。同相帯域幅は常に、ユニティ・ゲイン時の計装アンプの帯域幅の10%以下に抑える必要があります。

具体的な設計例

1. AD620シリーズ計装アンプのRFI回路

図3に、AD8221よりもノイズ・レベルが高く(12nV/√Hz)、帯域幅が低いAD620シリーズなどの汎用の計装アンプに対応する回路を示します。したがって、同じ入力抵抗を使用していますが、十分なRF減衰を行うためコンデンサC2の容量は約5倍の0.047μFに増加しました。図の数値の部品を使用すると、この回路の-3dB帯域幅は約400Hzです。抵抗R1aとR1bの値を2.2kΩまで下げると、この帯域幅は760Hzに増加します。この帯域幅の増加には注意が必要です。より低いインピーダンス負荷を駆動する回路が計装アンプの前段に必要となるため、入力過負荷に対する保護性能が多少劣化します。

2. マイクロパワー計装アンプのRFI回路

一部の計装アンプは他のタイプよりもRF整流が発生しやすく、もっと高度なフィルタが必要になる場合があります。AD627などの、入力段の動作電流が低いマイクロパワー計装アンプが、その良い例です。2つの入力抵抗R1a/R1bの値とコンデンサC2の容量の両方、または一方の値を大きくする単純な手法によって、RF減衰量は増加しますが、反面、信号帯域幅が低下します。

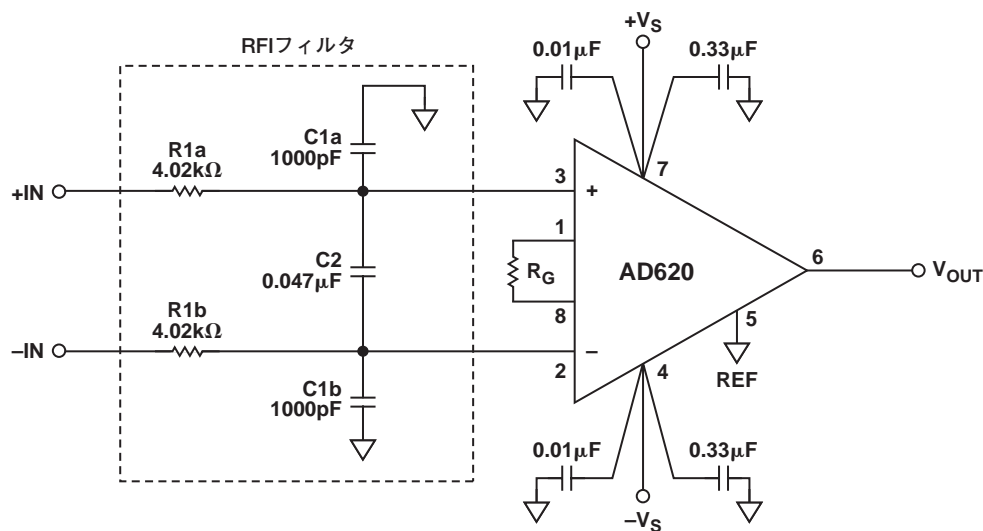


図3. AD620シリーズ計装アンプのRFI回路

AN-671

計装アンプAD627は、AD620シリーズなどの汎用ICよりもノイズが高い(38nV/√Hz)ので、回路のノイズ性能を大幅に劣化させることなく、もっと値の大きい入力抵抗を使用できます。図1の基本的なRC RFI回路をもっと値の大きい入力抵抗を使用するように修正した回路を、図4に示します。

フィルタの帯域幅は約200Hzです。ゲイン=100では、1Vp-pの入力が加えられたときの1Hz~20MHzの入力範囲における最大DCオフセット・シフトは約400μV RTIです。同じゲイン時に、この回路のRF信号除去(出力をRFレベルとし、RF信号を入力に印加)は61dB以上になります。

3. AD623計装アンプのRFIフィルタ

図5に、AD623計装アンプとの使用を推奨するRFI回路を示します。AD623はAD627よりもRFIの発生量が低い傾向にあるので、入力抵抗の値を20kΩから10kΩに下げることができます。これによって回路の信号帯域幅が増加し、抵抗からのノイズ量が小さくなります。しかも、10kΩの抵抗は非常に効果的な入力保護を維持します。図の数値の部品を使用すると、このフィルタの帯域幅は約400Hzです。ゲイン=100の動作時、1Vp-pの入力が加えられたときの最大DCオフセット・シフトは1μV RTIよりも低く抑えられます。同じゲイン時に、この回路のRF信号除去は74dB以上です。

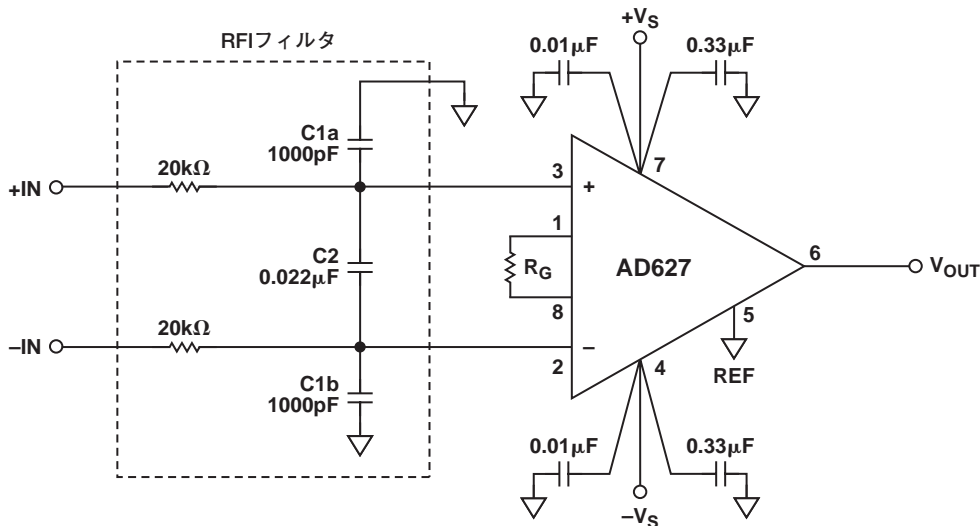


図4. AD627用のRFI抑制回路

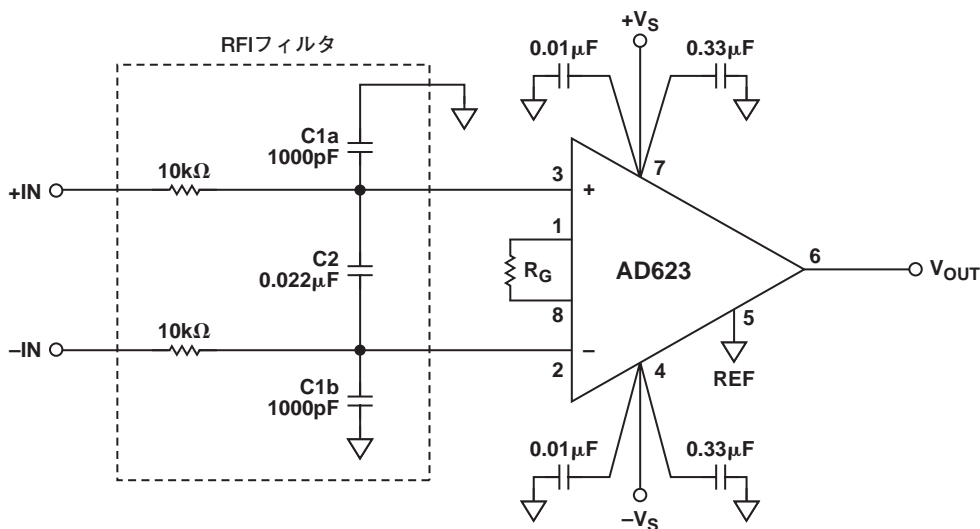


図5. AD623用のRFI抑制回路

4. AD8225のRFIフィルタ回路

図6には、この計装アンプ用の推奨RFIフィルタを示します。AD8225計装アンプはゲインが5に固定されており、AD8221より多少RFIの影響を受けやすいデバイスです。RFIフィルタを使用しなければ、2Vp-p、10Hz～19MHzの正弦波信号の入力時に、AD8225のDCオフセット測定値は約16mV RTIになります。4kΩの代わりに10kΩという大きい抵抗のフィルタを使用しているため、AD8221の回路よりRF減衰量が増加します。これは、AD8225のノイズ・レベルのほうが高いので、可能になります。このフィルタを使用すると、DCオフセット誤差はまったく測定されませんでした。

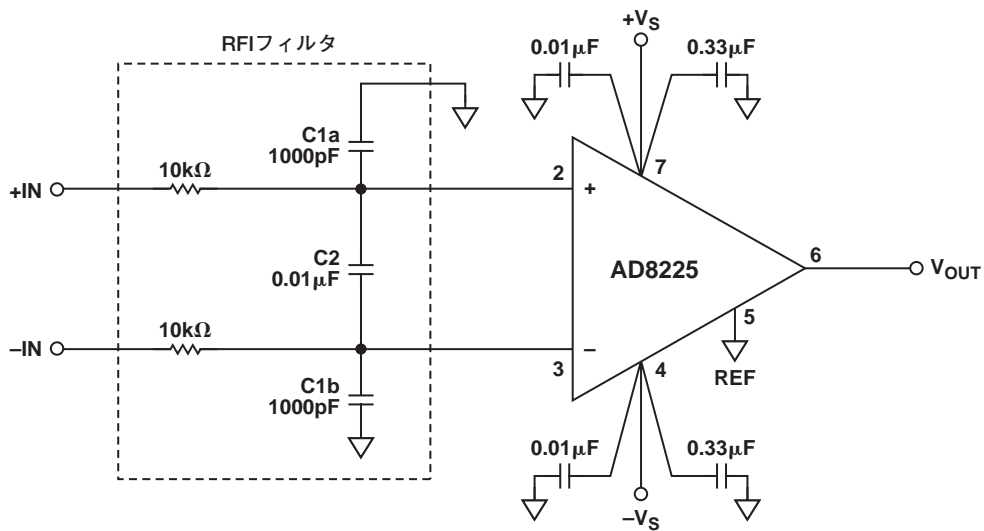


図6. AD8225用のRFIフィルタ回路

AN-671

5. 計装アンプのRFフィルタの代わりにコモン・モードRFチョークを使用する方法

RC入力フィルタを使用する代わりに、図7に示すように市販のコモン・モードRFチョークを計装アンプの前段に接続することが可能です。コモン・モード・チョークは、1個のコアを共有する2巻線のRFチョークです。両方の入力に同相のRF信号がすべて、チョークで減衰されます。コモン・モード・チョークは最少の部品数でRFIを低減する簡易な手段であり、信号通過帯域も高いのですが、効果は実際に使用するコモン・モード・チョークの品質によって左右されます。内部マッチングの優れたチョークを選んでください。チョークを使用する際のもう1つの問題は、RC RFIフィルタを使用した時に得られる入力部の保護がまったく得られないということです。

AD620計装アンプと指定のRFチョークを使用し、ゲインを1000に設定して、1Vp-pの同相の正弦波信号を入力に加えると、図7の回路はDCオフセット・シフトを $4.5\mu\text{V RTI}$ より低く抑えます。表Iに示すように、高周波数同相ノイズ除去比も大きく低減しています。

表I. 図7の回路使用時のAC CMR対周波数

周波数	CMRR
100kHz	100dB
333kHz	83dB
350kHz	79dB
500kHz	88dB
1MHz	96dB

一部の計装アンプは他のタイプよりもRFIの影響を受けやすいので、コモン・モード・チョークの使用が不適切な場合があります。このようなケースでは、RC入力フィルタを選択してください。

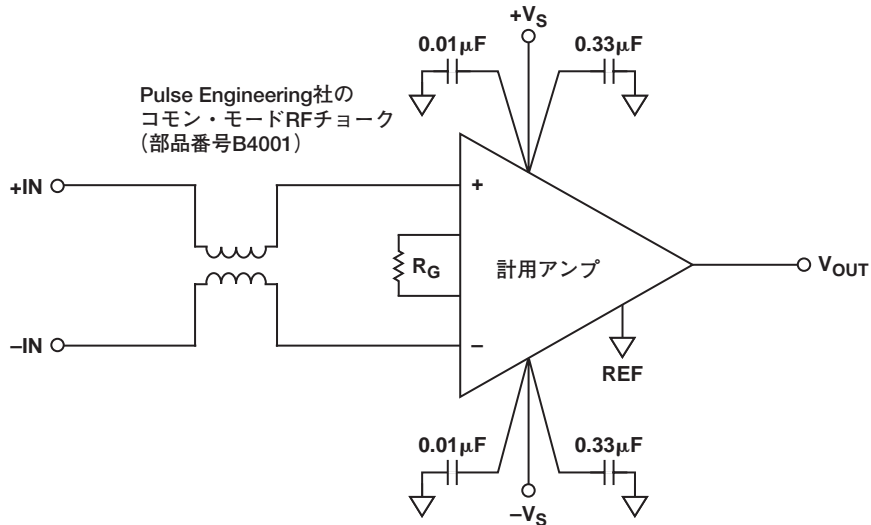


図7. 市販のコモン・モードRFチョークを使用してRFIを低減する回路

6. RFIテスト

図8は、RFI除去測定用の代表的なセットアップを示しています。これらの回路のRFI低減をテストする場合、短いリード線で2本の入力端子間を接続します。良好な品質の正弦波発生器を、50Ωの終端ケーブルを介して、この入力に接続します。

オシロスコープを使用し、ケーブルの発生器接続側で1Vp-pが出力されるように発生器を調整します。計装アンプを高いゲイン（ゲイン=100など）で動作するように設定します。DCオフセット・シフトは、DVMを使用して直接、計装アンプの出力で読み取れます。

高周波数CMRを測定する場合には、計装アンプの出力に補償済みのプローブを備えたオシロスコープを接続し、入力周波数に対するピークtoピーク出力電圧（すなわち、フィードスルー）を測定します。CMRR対周波数の計算では、計装アンプの入力終端電圧（ $V_{IN}/2$ ）とゲインを考慮に入れる点を忘れないでください。

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{\frac{V_{IN}}{2}}{\frac{V_{OUT}}{Gain}} \right)$$

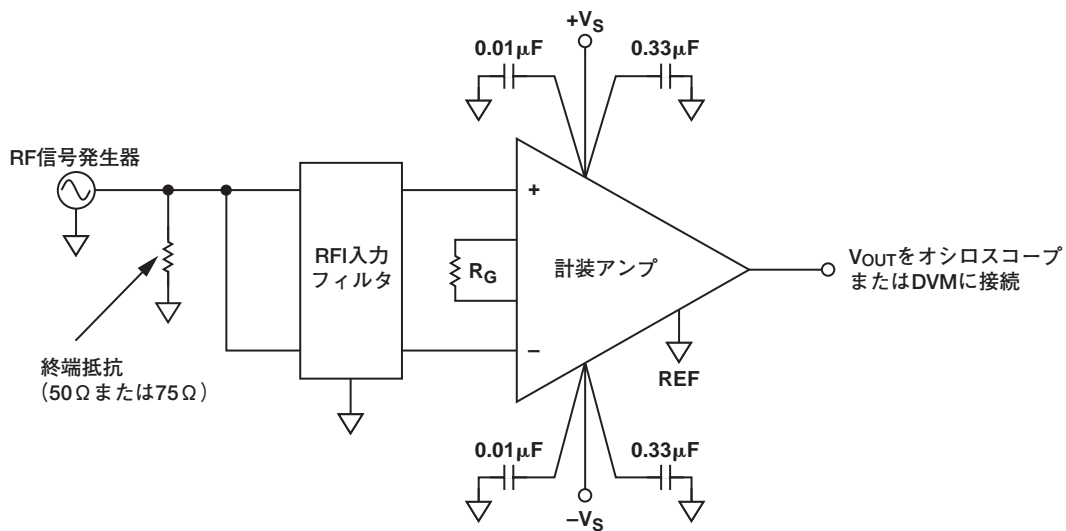


図8. 計装アンプのRFI除去測定の代表的なテスト・セットアップ

