

英文アプリケーション・ノート AN-268 に間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。

この正誤表は、2010 年 3 月 12 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。

なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日：2010 年 3 月 12 日

アプリケーション・ノート：AN-268

訂正箇所：

P.10

英文アプリケーション・ノートの AD736 Single-Supply circuit with Output Scaling の部分で、less than 1 of reading error と記述があります。このうち“1”と“of”の間に“%”が抜けています。正しくは less than 1% of reading error となります。

本件は明らかな間違いですので、日本語アプリケーション・ノートの当該部分 (P.10) 「出力スケール機能のある AD736 単電源回路」では、不要な混乱を生じさせないためにも「1%以下の読取り誤差」と修正しております。

P. 11

英文アプリケーション・ノートの AD736 Single-Supply circuit with Output Scaling の部分で、divider at Pin 4 of the AD694 using R5 and R9 と記述があります。このうち“R9”はタイプミスにより混入してしまっているもので、正しくは divider at Pin 4 of the AD694 using R5 and R8 となります。

本件は明らかな間違いですので、日本語アプリケーション・ノートの当該部分 (P.10) 「出力スケール機能のある AD736 単電源回路」では、不要な混乱を生じさせないためにも「それは R5 と R8 を用いて、AD694 の 4 番ピンに」と修正しております。

## 測定を容易にする RMS/DC コンバータ

RMS/DC コンバータは、どんな波形の信号でも真の RMS 値を出力します。  
またさまざまな測定回路で積木のように使用できます。

著者 : Bob Clarke, Mark Fazio, Dave Scott

### はじめに

RMS/DC コンバータは、AC 入力あるいは変動する DC 入力の RMS 値に等しい DC 信号を出力します。アナログ・デバイセズには AD536A、AD636、AD637、AD736、AD737 の 5 つの RMS/DC コンバータがあります。AD536A、AD636、AD637 の原理とアプリケーションについては、『RMS-to-DC Conversion Application Guide, Second Edition』に詳しい説明があります。

新しい RMS/DC コンバータである AD736 と AD737 は、上記のガイドに記載されていません。このアプリケーション・ノートでは、上記のアプリケーション・ガイドを補完し、AD736 と AD737 の原理とアプリケーションを説明します。また、AD637 の精度を高め、セトリング時間を短縮する方法についてもご紹介します。

このアプリケーション・ノートは、「RMS/DC コンバータの動作原理」、「RMS/DC コンバータを選択する方法」、「AD736 と AD737 の原理」、「AD736 と AD737 のアプリケーション」、「AD637 のアプリケーション」の 5 つの大きなセクションで構成されています。その他の RMS/DC コンバータに関する参考文献としては、『RMS-to-DC Conversion Application Guide, Second Edition』、『Nonlinear Circuits Handbook, Second Edition』、AD536A、AD636、AD637、AD736、AD737 の各データシートなどがあります。いずれもアナログ・デバイセズから入手できます。

### RMS/DC コンバータを使用する理由

初期のマルチメータは、簡単な整流器と平均化回路を使用して AC 測定を行いました。その後、RMS 値を読み取ることができるように修正されたものの、常にサイン波という 1 種類の波形のみを対象とするものでした。それら平均化回路と違い、真の RMS/DC コンバータはどんな形の波形でも入力信号の RMS 値を測定します。

それぞれの波形はクレスト・ファクタが違います。クレスト・ファクタは、ピーク信号振幅と RMS 振幅の比として定義されています。つまり、クレスト・ファクタ =  $V_{PEAK}/V_{RMS}$  です。サイン波や三角波など、一般的な波形の多くでは、クレスト・ファクタは比較的小さい値です ( $\leq 2$ )。それに対し低デューティサイクルのパルス列や SCR 波形などでは、クレスト・ファクタが高くなります。

平均化回路を用いて正確な結果を得るには、前もって波形の情報を取得し、補正係数で補正する必要があります。RMS/DC コンバータは、さまざまなクレスト・ファクタをもつ波形の信号に対して高精度の出力が得られます。AD637 は、クレスト・ファクタ 10 という大きな値の波形の信号を誤差増 1% 以下で処理します。AD736 と AD737 は、クレスト・ファクタ 5 まで対応します。表 I は、各種波形について真の RMS 値と平均値回路で生じる測定誤差を比較したものです。

### RMS/DC コンバータの動作原理

ここでご紹介する RMS/DC コンバータは、電圧の RMS 値について陰方程式を解いています。以下では、RMS 電圧の定義から陰方程式までの変換の過程を説明します。続いて、この陰方程式をどのようにモノリシック RMS/DC コンバータに実現したかについて解説します。

電圧の RMS 値は、次のように定義されます。

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [V(t)^2] dt} \quad (1)$$

ここで、 $V_{RMS}$  は RMS 値、 $T$  は測定時間です。 $V(t)$  は瞬時電圧であり、時間の関数ですが、必ずしも周期的ではありません。

この式の両辺を 2 乗すると、次の式が得られます。

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t)^2] dt \quad (2)$$

積分は、移動平均として近似できます。

$$Avg[V(t)]^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t)^2] dt \quad (3)$$

したがって、式 2 を次のように簡単にすることができます。

$$V_{RMS}^2 = Avg[V(t)^2] \quad (4)$$

表 1. 一般的な波形の測定時に平均値応答型回路によって発生する誤差

波形タイプ、1V のピーク 振幅	クレスト・ ファクタ ( $V_{PEAK}/V_{RMS}$ )	真の RMS 値	サイン波の RMS 読み値 で調整された 平均値回路の 読み取り電圧	平均値回路の読み 取り誤差%*
歪みのないサイン波	1.414 ( $\sqrt{2}$ )	0.707 V	0.707 V	0%
振幅対称型の矩形波	1.00 (完全一致)	1.00 V	1.11 V	+11.0%
三角波	1.732 ( $\sqrt{3}$ )	0.577 V	0.555 V	-4%
ガウス・ノイズ (ピークの 98% < 1V)	3	0.333	0.266	-20.2%
ユニポーラ パルス列の一例	2 10	0.5 V 0.1 V	0.25 V 0.01 V	-50% -90%
SCR 波形 50% デューティサイクル 25% デューティサイクル	2 4.7	0.495 V 0.212 V	0.354 V 0.150 V	-28% -30%

$$\text{読み取り誤差\%} = \frac{\text{平均値} - \text{真の RMS 値}}{\text{真の RMS 値}} \times 100\%$$

両辺を  $V_{RMS}$  で割ると、次の式が得られます。

$$V_{RMS} = \frac{\text{Avg}[V(t)^2]}{V_{RMS}} \quad (5)$$

この式が  $V_{RMS}$  の陰解法のもとになっており、アナログ・デバイセズのモノリシック RMS/DC コンバータ製品群はこの技術を使用しています。

なお、式 4 の両辺の平方根をとると、次式が得られます。

$$V_{RMS} = \sqrt{\text{Avg}[V(t)^2]} \quad (6)$$

これは、関数の RMS (実効) 値を表すもうひとつの方法になります。

RMS 計算という陰解法は、優れたダイナミック・レンジが得られるという実用的な理由から陽解法 (入力信号を順に 2 乗、平均、平方根の計算を行う) よりも優れています。陽解法を使用すると、2 乗回路の出力は 100:1 (0.1~10V) の入力信号に対して、10,000:1 のダイナミック・レンジ (1mV~10V) で変動します。陽解法で使用する入力 2 乗回路の誤差は 1mV を超えるため、この誤差は信

号の大きさに大きく依存することになり、結果として全体のダイナミック・レンジは 100:1 以下になります。

図 1 は、RMS/DC 変換の陰解法を示しています。この回路は、基本的に式 5 を解くアナログ・コンピュータです。アナログ・デバイセズの AD536A、AD636、AD637、AD736、AD737 は、いずれもこの方式をもとに応用した回路です。

入力段はユニティゲイン・バッファで、AD536A、AD636、AD637 では汎用、AD736 と AD737 では専用となっています。ここで「汎用」というのは、入力側と出力側のどちらにでも接続可能であることを意味しています；このバッファをコンバータの高インピーダンス入力として使用したり、RMS/DC コンバータ内蔵の平均化フィルタの後段のアクティブ・フィルタを形成するのに使用したり、単に未接続にしておくことができます。

入力バッファの後は、絶対値回路 (つまり、高精度の全波整流器) が続きます。絶対値回路の出力は 2 乗/除算回路を駆動します。2 乗/除算回路は、入力信号を 2 乗し、それを出力信号で割算するので、結果は 2 乗回路の平均化された出力になります。割算回路の周りを閉ループにすることにより、式 5 を連続的に解きます。

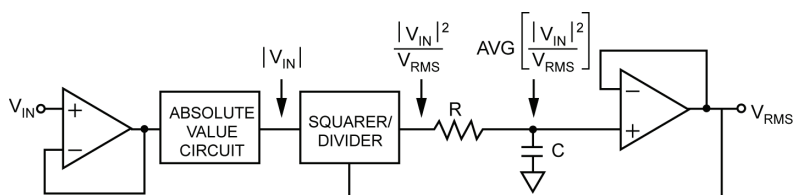


図 1. AD536A、AD636、AD637、AD736、AD737 で使用されている RMS/DC 変換の陰解法

## RMS/DCコンバータを選択する方法

RMS/DC コンバータを選ぶということは、アプリケーションの条件に最も適した特性を持った製品を選ぶわけです。残念ながら1個のコンバータですべてを満足できないため、精度、帯域幅、消費電力、入力信号振幅、クレスト・ファクタ、セトリング時間の中で重要なパラメータに応じてデバイスを選択する必要があります。AD637 は、7Vrms という高い電圧の入力が可能で、さらにアナログ・デバイズの最も高精度で広帯域幅の RMS/DC コンバータです。-3dB 帯域幅は、1Vrms 入力で 8MHz です。また 60dB の範囲で入力信号の対数に比例する dB 出力もあり、また静止電流を 3mA から 450 $\mu$ A に低減するパワーダウン機能を備えています。

AD736 と AD737 は、ポータブル計測器用に最適化されており、消費する静止電流は 200 $\mu$ A 以下で、入力信号範囲は 0 ~ 200mVrms です。後述するように、外付け減衰器を追加することで、もっと広い信号範囲に対応することもできます。AD737 にはパワーダウン入力があり、携帯型アプリケーションでは静止電流を 160 $\mu$ A から 40 $\mu$ A に低減することができます。表IIは、AD637、AD736、AD737 のこれらの仕様をまとめたものです。AD637 は、精度、ダ

イナミック・レンジ、クレスト・ファクタ、セトリング時間などが優れてるオールラウンドの製品です。表IIIに示すように、帯域幅も最も広がっています。

信号レベルが急激に大きく変動するのに、高精度で迅速に応答しなければならないようなアプリケーションの場合は、AD637 を選択する必要があります。AD637 のセトリング時間は信号レベルと無関係ですが、AD736 と AD737 では、ある決まった値の平均化コンデンサに対してセトリング時間は信号振幅レベルに依存し、小振幅の信号では長くなり、大振幅の信号では短くなります。

AD736 と AD737 は、帯域幅は狭いが、小振幅の信号 (<10mV) では AD637 よりも高性能であり、消費電力も少なくなります。(外付けプリアンプを用いれば、小振幅 (<20mV) の信号に対しても AD637 の性能を改善することができますが、その方法については、このアプリケーション・ノートで後述します。またこれらの製品は平均化コンバータや高精度整流器として、オペアンプ回路に代わる、汎用デバイスとしても使用できます。AD737 と AD637 には、パワーダウン機能もあります。

表 II. RMS/DC コンバータ・セクション・ガイド

モデル	変換精度、 $\pm mV \pm \%$ 読取り値	最大消費電力	連続入力 ( $V_{RMS}$ )	誤差増 1% までの クレスト・ファクタ	セトリング 時間の比較	備考
AD637J	$\pm 1 mV \pm 0.5\%$	3 mA @ $\pm 15 V$	7 @ $V_S = \pm 15$	$\leq 10$	高速	最高の精度
AD637K	$\pm 0.5 mV \pm 0.2\%$	3 mA @ $\pm 15 V$	7 @ $V_S = \pm 15$	$\leq 10$		最高の帯域幅 高精度アプリケーション
AD736A/J	$\pm 0.5 mV \pm 0.5\%$	0.2 mA @ $\pm 5 V$	1 @ $V_S = \pm 5$	$\leq 3$	低速	低価格
AD736B/K	$\pm 0.3 mV \pm 0.3\%$	0.2 mA @ $\pm 5 V$	1 @ $V_S = \pm 5$	$\leq 3$		低消費電力 出力バッファ
AD737A/J	$\pm 0.4 mV \pm 0.5\%$	0.16 mA @ $\pm 5 V$	1 @ $V_S = \pm 5$	$\leq 3$	低速	低価格
AD737B/K	$\pm 0.2 mV \pm 0.3\%$	0.16 mA @ $\pm 5 V$	1 @ $V_S = \pm 5$	$\leq 3$		最小の消費電力 出力バッファなし

表 III. RMS/DC コンバータの帯域幅 対 精度

下記入力信号に対する 誤差増 1% までの 帯域幅 (kHz)	AD637	AD736		AD737	
		1 番ピン	2 番ピン	1 番ピン	2 番ピン
$V_{IN} = 1 mV$	NA	1 kHz	1 kHz	1 kHz	1 kHz
$V_{IN} = 10 mV$	NA	6 kHz	6 kHz	6 kHz	6 kHz
$V_{IN} = 20 mV$	11 kHz	NA	NA	NA	NA
$V_{IN} = 200 mV$	66 kHz	90 kHz	33 kHz	90 kHz	33 kHz
下記入力信号に対する 3 dB 帯域幅 (kHz)					
	$V_{IN} = 1 mV$	NA	5 kHz	5 kHz	5 kHz
	$V_{IN} = 10 mV$	NA	55 kHz	55 kHz	55 kHz
	$V_{IN} = 20 mV$	150 kHz	NA	NA	NA
$V_{IN} = 200 mV$	1000 kHz	460 kHz	190 kHz	460 kHz	190 kHz

## AD736とAD737の原理

AD736 の動作をもっとよく理解するために、簡略ブロック図を考えてみます。まず図2はAD736のデータシートに載っているブロック図です。そして次に、図3は信号の流れをわかりやすくするために書き直したものです。また図3で平均化コンデンサ ( $C_{AV}$ ) とフィルタ・コンデンサ ( $C_F$ ) も追加しました。

AD736 と AD737 への入力は、ユニティゲイン・バッファとして接続された FET 入力オペアンプからです。このアンプには高インピーダンスのバッファ入力 (2 番ピン) と広いダイナミック・レンジをとることのできる低インピーダンス入力 (1 番ピン) があります。この高インピーダンス入力は、入力バイアス電流が低いため、高インピーダンス入力減衰器とともに使用するのに最適です。

バッファ出力は全波整流器／絶対値回路を駆動し、その全波整流器／絶対値回路は 2 乗／割算回路を駆動します。2 乗／割算回路の出力は、I/V コンバータとして接続された反転オペアンプの加算点を駆動します。3 番ピンを使い  $8k\Omega$  の帰還抵抗と並列にフィルタ用コンデンサを接続して、1 極ローパス・フィルタを形成できます。

AD737 (図4と図5) は、設計と機能の面ではAD736と似ていますが、消費電力を低減するために出力バッファがなく、さらに消費電力を低くするためのパワーダウン機能があります。AD737 の出力段は、 $8k\Omega$  負荷抵抗が接続された簡単なオープン・コレクタ NPN トランジスタです。

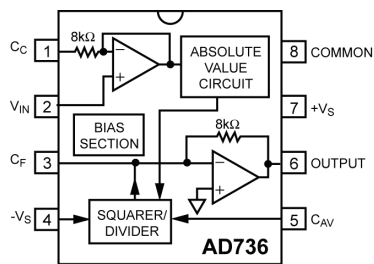


図 2. AD736 の簡略化したブロック図

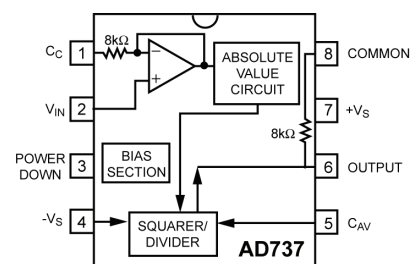


図 4. AD737 の簡略化したブロック図

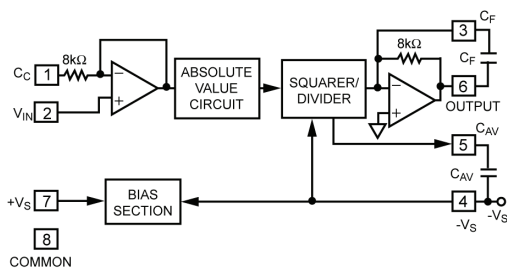


図 3. 書き直した AD736 の簡略化したブロック図

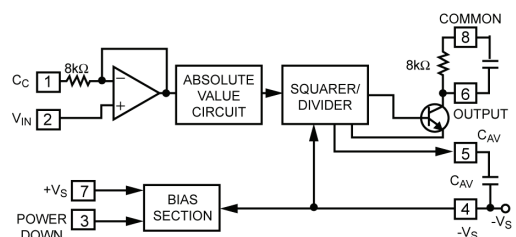


図 5. 書き直した AD737 の簡略化したブロック図

出力電圧は、この抵抗に電流が流れることによって発生します。AD736 と AD737 の外付け平均化コンデンサ ( $C_{AV}$ ) は、4 番ピン ( $-V_S$ ) と 5 番ピン ( $C_{AV}$ ) の間に接続されますが、これによって RMS コア内のトランジスタのベースエミッタ接合部両端に接続されることになります。つまり、平均化コンデンサと並列な抵抗はダイオードの抵抗であり、信号の大きさに影響します。結果として得られる時定数は、RMS 値に反比例します。

外付け平均化コンデンサ ( $C_{AV}$ ) は、RMS を計算する間、整流された入力信号を「保持」するため、その値が測定精度に直接影響します。特に低周波数では影響が大きくなります。(  $C_{AV}$  の値が大きいほど、誤差は低くなります。) また、平均化コンデンサは、信号の大きさによって抵抗が変化する 2 乗／割算回路内のベースエミッタ接合部の両端に接続されているため、平均化時定数は入力信号が減少するにつれて直線的に増加します。

その結果、入力信号が小さくなるにつれて理想的な平均化からのずれに起因する誤差は減少しますが、回路が新しい RMS 値にセトリングするまでの時間は増加します。したがって、入力信号が小さくなると回路の特性は改善されますが (平均化処理時間が増加するため)、コンデンサの放電に時間がかかるため、測定と測定の間の待ち時間が長くなります。したがって、計算精度とセトリング時間との間のトレードオフになります。この問題は、『RMS-to-DC Conversion Application Guide, Second Edition』で詳しく論じられています。

## DC誤差、出力リップル、平均化誤差

図 6 はサイン波信号を入力したときの AD736 と AD737 の代表的な出力波形です。  $V_{OUT} = \text{rms}(V_{IN})$  という理想的な出力が得られることはなく、出力には必ず DC 誤差と AC リップル成分が含まれます。

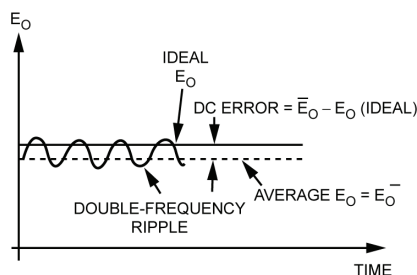


図 6. サイン波入力電圧に対する AD736 と AD737 の出力波形

DC 誤差は、出力信号の平均（出力のリップルをフィルタ処理で除去したもの）と理想的な DC 出力との差です。したがって、DC 誤差成分は、使用する平均化コンデンサの値によってのみ決まり、いくら後段でフィルタをかけても（つまり、非常に大きい  $C_F$  を使用しても）この誤差は小さくなりません。ただし、大きい値の  $C_F$  を用いればリップルは除去できるかもしれません。

多くの場合、 $C_{AV}$  コンデンサと  $C_F$  コンデンサの値を選択する際には、DC 誤差成分と AC 誤差成分を総合した値を考慮する必要があります。この総合誤差は測定の最大不確定性を表しており、「平

均化誤差」と呼ばれ、出力リップルのピーク値と DC 誤差の和に等しくなります。

入力周波数が高くなると、DC 誤差成分と AC 誤差成分は急速に減少します；入力周波数が 2 倍になると、DC 誤差は元の値の 1/2 に、リップルは 1/4 に減少するため、たちまち小さな値になります。表 IV に、いくつかの一般的なアプリケーションについて  $C_{AV}$  と  $C_F$  の実用的な値を示します。図 7 は、さまざまな  $C_{AV}$  値における AD736 と AD737 のクレスト・ファクタと誤差増の関係を示します。

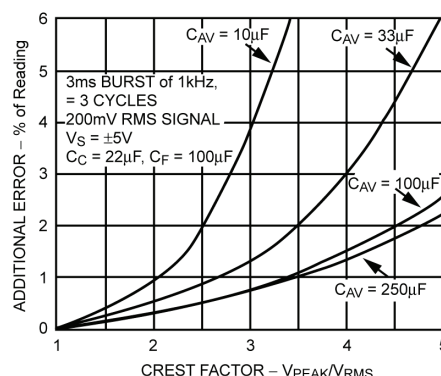


図 7. さまざまな  $C_{AV}$  値における AD736 と AD737 の誤差増とクレスト・ファクタの関係

表 IV. AD736 と AD737 のための現実的な  $C_{AV}$  と  $C_F$  の値

アプリケーション	RMS 入力電圧	低周波カットオフ (-3dB)	最大クレスト・ファクタ	$C_{AV}$	$C_F$	1%までのセトリング時間*
汎用 RMS 計算	0 V – 1 V	20 Hz	5	150 $\mu$ F	10 $\mu$ F	360 ms
		200 Hz	5	15 $\mu$ F	1 $\mu$ F	36 ms
	0 – 200 mV	20 Hz	5	33 $\mu$ F	10 $\mu$ F	360 ms
		200 Hz	5	3.3 $\mu$ F	1 $\mu$ F	36 ms
汎用平均値回路	0 V – 1 V	20 Hz		なし	33 $\mu$ F	1.2 sec
		200 Hz		なし	3.3 $\mu$ F	120 ms
	0 mV – 200 mV	20 Hz		なし	33 $\mu$ F	1.2 sec
		200 Hz		なし	3.3 $\mu$ F	120 ms
SCR 波形測定	0 mV – 200 mV	50 Hz	5	100 $\mu$ F	33 $\mu$ F	1.2 sec
		60 Hz	5	82 $\mu$ F	27 $\mu$ F	1.0 sec
	0 mV – 100 mV	50 Hz	5	50 $\mu$ F	33 $\mu$ F	1.2 sec
		60 Hz	5	47 $\mu$ F	27 $\mu$ F	1.0 sec
オーディオ・アプリケーション						
スピーチ	0 mV – 200 mV	300 Hz	3	1.5 $\mu$ F	0.5 $\mu$ F	18 ms
音楽	0 mV – 100 mV	20 Hz	10	100 $\mu$ F	68 $\mu$ F	2.4 sec

\* セトリング時間は入力信号がゼロから増加して上述した RMS 入力電圧になるものとして規定されています。小さい値の入力信号ほどセトリング時間が長くなります。

## AD737 のセトリング時間の計算

AD736 または AD737 の入力信号振幅が小さくなったときに出力が安定するまでの時間を近似的に求めるのに 図 8 のグラフが使えるでしょう。RMS コンバータの出力が安定するまでの合計時間は、グラフから求められる 2 つのセトリング時間の時間差 (初期セトリング時間から最終セトリング時間を引いた値) になります。

一例として、平均化コンデンサ =  $33\mu\text{F}$ 、初期 RMS 入力信号振幅 =  $100\text{mV}$ 、最終 (減少後) 入力信号振幅 =  $1\text{mV}$  の条件を考えてみましょう。図 8 から、初期セトリング時間 ( $100\text{mV}$  の直線と  $33\mu\text{F}$  の直線の交点) として約  $80\text{ms}$  が得られます。新しい、つまり最終的な入力信号振幅である  $1\text{mV}$  に対応するセトリング時間は、約  $8$  秒になります。したがって、回路が新しい値に安定するために要する正味の時間は、主に最終セトリング時間になります。

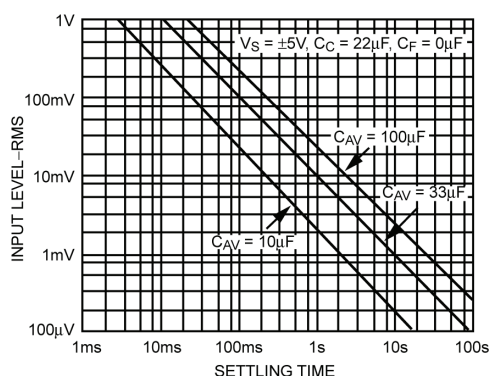


図 8. いくつかの  $C_{AV}$  値における AD736 と AD737 のセトリング時間対 RMS 入力信号振幅の関係

## AD736 と AD737 のアプリケーション

### 高精度整流器としての AD736

高精度整流器を作成するには、2 個のオペアンプ、2 個のダイオード、そしていくつかのマッチング抵抗が必要です。RMS/DC コンバータを使用すれば、これらの部品がすべていらなくなり、基板面積が小さくなります。RMS/DC コンバータを使って高精度整流器を作成するには単に平均化コンデンサを無くし、帰還を切れば実現できます；この場合コンバータ内部の高精度整流器 (図 9) のみを使用することになりますが、整流器はモノリシックなので、本質的にマッチングしています。

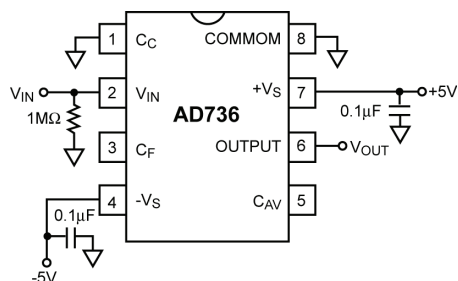


図 9. 高精度整流器として接続した AD736

高精度整流器について、ひとつ注意することがあります：入力波形がゼロを通るとき、オペアンプが即座に一方のダイオードをオンに、他方のダイオードをオフにスイッチする必要があります。

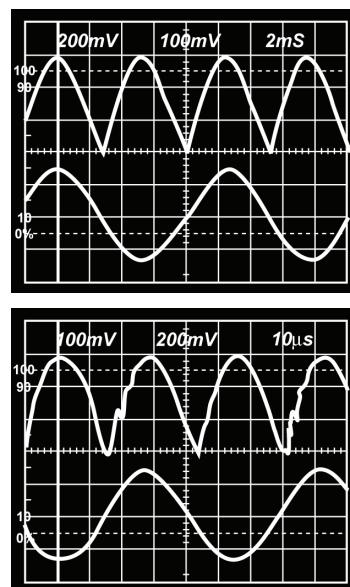


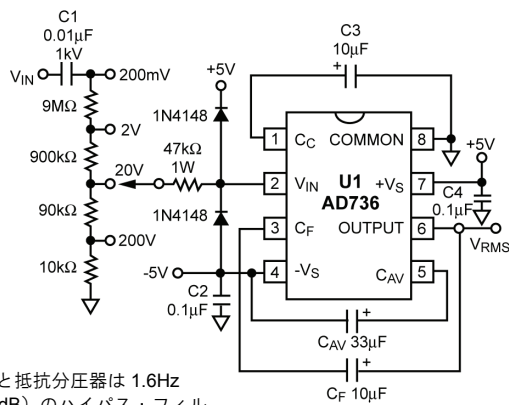
図 10. AD736 高精度整流器の性能：1kHz (上の写真) と 19kHz (下の写真)

このため、高精度整流器の帯域幅は、オペアンプのゲイン帯域幅積、オープンループ・ゲイン、スルーレートをもとに予想した値に比べて常にはるかに小さい値になります。RMS/DC コンバータの中のモノリシック高精度整流器は、図 10 に示す高精度整流器としての AD736 の性能からわかるように、モノリシックであるという点でディスクリートの高精度整流器に比べてはるかに優れた特性を示します。

### AD736 と AD737 のフルスケール入力範囲の拡張

AD736 と AD737 は高インピーダンス入力 (2 番ピン) なので、簡単な抵抗減衰器 (図 11) を接続することにより入力範囲を拡張できます。ちなみに AD736 と AD737 は、入力に減衰器を接続しなくてもクレスト・ファクタが 1~3 で  $200\text{mV}_{\text{rms}}$  という大きな入力信号を正確に測定できます。

外付け減衰器により簡単に、フルスケール入力信号を AD736 または AD737 に入力する時点で  $200\text{mV}_{\text{rms}}$  の入力範囲になるように狭めることができます。たとえば最大  $7\text{V}_{\text{rms}}$  の入力 ( $10\text{V}$  ピーク) 信号の場合、減衰器は 35:1 (7/0.2) の分圧器になります。RMS/DC コンバータの読取り値は、使用する外付け減衰器の分圧率に応じて倍率を変える必要があります。図 13 に示すように、外付け減衰器はコンバータの低インピーダンス入力 (1 番ピン) とともに使用することもできます。



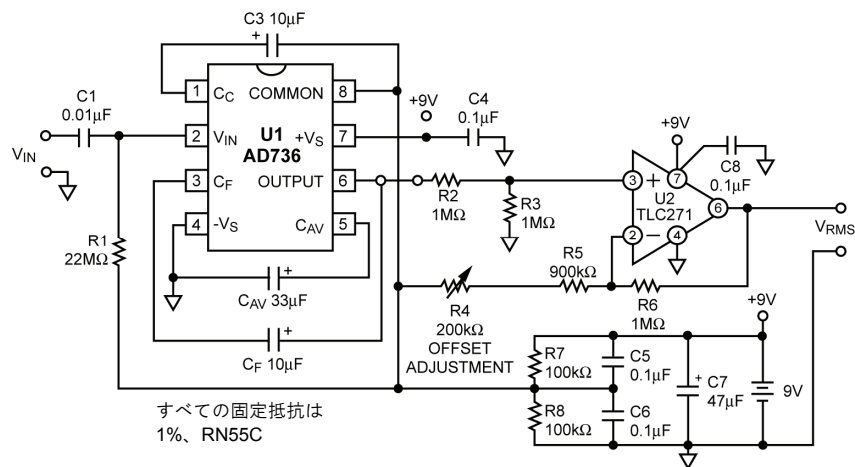
注：  
C1 と抵抗分圧器は 1.6Hz  
(-3dB) のハイパス・フィル  
タを形成します。

図 11. 外付け入力減衰器を用いて AD736 と AD737 の測定範囲を拡張  
できます。図では AD736 を使用していますが、この方法は  
AD737 にも有効です。

## AD736 の単電源動作

両電源動作では、AD736 の出力 (6 番ピン) は上下電源電圧の中間になる 0V になります。単電源動作では、出力は  $1/2V_{CC}$  になります。しかし、AD736 の出力に差動アンプとして単電源オペアンプを追加接続することで、出力をグラウンド基準にすることができ真の「0V 入力、0V 出力」単電源回路を作成できます (図 12)。この回路では、 $V_{IN}=0$  のとき  $V_{RMS}=0$ 、 $V_{IN}=200\text{mV}_{rms}$  のとき  $V_{RMS}=200\text{mV}$  DC です。

この回路では、AD736 は +9V 単電源で駆動します。抵抗 R7 と R8 によって形成される分圧器で 9V 電源電圧が 2 当分され、 $1/2V_{CC}$  (つまり 4.5V) で局所的な「グラウンド」点を確立します。AD736 の COMMON ピン、その  $22\text{M}\Omega$  の入力バイアス抵抗、および後段オペアンプ U2 の (R4 と R5 を介した) 反転入力をすべてこの局所的なグラウンドに接続します。AD736 の無入力時出力電圧は、COMMON ピンを基準としており 4.5V です。



すべての固定抵抗は  
1%、RN55C

図 12. 単電源オペアンプを用いて AD736 の出力をレベル・シフトすれば、0V 入力 で 0V 出力の真の単電源回路を作成できます。

単電源オペアンプ (U2) は、ユニティゲインの差動アンプとして接続されています。4.5V 点の負荷をできるだけ軽くするために、大きな値の入力抵抗 ( $R2 \sim R5$ ) を使用します。U2 は、4.5V の局所的なグラウンドと AD736 の出力 ( $0\text{V}_{rms}$  入力でもやはり 4.5V です) の間の差を増幅します。AD736 への RMS 入力 が  $0\text{mV}$  から  $200\text{mV}$  に増加するにつれて、AD736 の出力は 4.5V から 4.7V に増加します。U2 の出力は、AD736 の出力と 4.5V の差、つまり  $0\text{mV} \sim 200\text{mV}$  DC になります。

回路の他の部分は、次のように機能します。AD736 の入力は AC 結合されます。R1 が、BiFET オペアンプの入力バイアス電流 (一般に  $1\text{pA}$ ) を流す経路になります。バイアス電流が R1 の  $22\text{M}\Omega$  抵抗を流れることによって、オフセット電圧は無視できる値になります。U1 (AD736) の 1 番ピンと 8 番ピンの間に接続された C3 ( $10\mu\text{F}$ ) により、カットオフ周波数は 2Hz の低周波に設定されます。次式を使用すれば、ほかのカットオフ値を選択できます。

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7)$$

ここで、 $f$  は Hz 単位の -3dB 周波数、 $C$  の単位はファラッド、 $\pi$  は 3.1416、 $R$  は AD736 によって  $8\text{k}\Omega \pm 20\%$  に固定されています。

平均化コンデンサ ( $C_{AV}$ ) は  $33\mu\text{F}$  であり、U1 の 4 番ピンと 5 番ピンの間に接続されています。出力バッファの両端に  $8\text{k}\Omega$  帰還抵抗と並列に接続されたオプションの  $10\mu\text{F}$  フィルタ・コンデンサ ( $C_F$ ) で、カットオフ周波数 2Hz の 1 極ローパス・フィルタを形成します。

$C_F$  の値は次式で計算できます。

$$f = \frac{1}{2\pi RC_F} \quad (8)$$

ここで、 $f$  は Hz 単位の -3dB 周波数、 $C_F$  の単位はファラッド、 $\pi$  は 3.1416、 $R$  は AD736 によって  $8\text{k}\Omega \pm 20\%$  に固定されています。あるいは、 $R$  が固定されているため、次式が得られます。

$$f = \frac{20\text{Hz}}{C_F(\mu\text{F})} \quad (9)$$



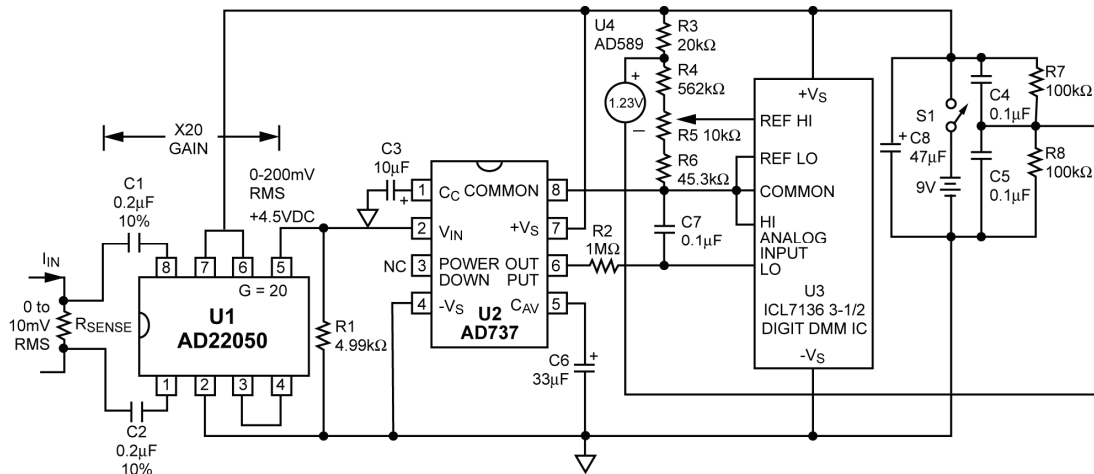


図 14. AD737 RMS/DC コンバータ、AD22050 ディファレンス・アンプ、ICL7136 シングルチップ DMM を用いて、真の RMS 低消費電力デジタル・パネル・メータを作成できます。

ここで、20 は U1 のゲイン、 $I_{IN}$  はアンペア単位の入力電流、 $R_{SENSE}$  は  $\Omega$  単位の検出抵抗の値、200mV は ICL7136 のフルスケール読取り値です。 $R_{SENSE}$  両端の 10mV に対して 100mV のフルスケール読取りに変更したい場合は、下記の式を使うと便利です。

$$R_{SENSE} = \frac{5 \text{ mV}}{I_{IN}} \quad (13)$$

たとえば、100mV のフルスケール読取り値で 100mA のフルスケール電流を測定する場合は、次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{5 \text{ mV}}{100 \text{ mA}} = 50 \text{ m}\Omega \quad (14)$$

次に回路の機能を示します。入力電流は  $R_{SENSE}$  によって電圧に変換されます。入力アンプ U1 (AD22050) は、入力信号を 20 倍に増幅する単電源差動アンプです。AD22050 のゲインを変更するには、次のページに示すように外部抵抗を追加します。AD22050 の -3dB 帯域幅は 100kHz、スルーレートは 0.1V/ $\mu$ s です。なお、C1 と C2 の間にミスマッチがあると、この回路の CMRR が悪化します。

AD22050 の 7 番ピンを +V 電源に接続すると、5 番ピン出力の電圧がゼロから +9V 電源の半分 (つまり 4.5V) に上がります。抵抗 R7 と R8 は、AD737 の電源電圧を分割します。AD737 の 6 番ピンと 8 番ピンの間の差動出力は 3 1/2 桁の DMM IC (ICL7136) の COMMON 入力と LO 入力に供給されます。(わかりやすくするために 3 1/2 桁のディスプレイとその接続は省略しています) R2 と C7 は簡単な RC フィルタを構成します。U3 は高入力インピーダンスなので、C7 を小さい値にすることが出来ます。U4 (AD589) は、U3 を調整を行うためには、R5 を調整して、ICL7136 の REF HI 入力と REF LO 入力の間に 100mV の基準電圧を得ます。

## AD22050 の入力ゲインの変更

AD22050 は、入力プリアンプと出力バッファとの 2 段で構成されています。AD22050 プリアンプのゲインは、入力 1 番ピンと 8 番ピンからその出力の 3 番ピンまでの間が  $\times 10$  であり、出力バッファのゲインが  $\times 2$  であるので、全ゲインが  $\times 20$  になります。多くのアプリケーションでは、ゲインは  $\times 20$  より大きい小さい値が要

求されます。いずれの場合も外部抵抗を 1 本追加することで、簡単に対応することが出来ます。これは入力バッファの出力抵抗 (A1 ピン) が、注意深く  $100\text{k}\Omega \pm 1\%$  に調整されているためです。ゲインを上げるには、図 15 に示すように、バッファ・アンプの出力 (5 番ピン) からその非反転入力 (4 番ピン) までを抵抗で接続します。これでゲインは  $R/(R-100)$  倍になります。ここで、R は  $\text{k}\Omega$  単位です。たとえば、 $R = 200\text{k}\Omega$  でゲインは 2 倍になります。こうすれば、全ゲイン 160 まで簡単に得られます。ただし、高ゲインほど、抵抗値の精度に大きく左右されるようになるので注意が必要です。

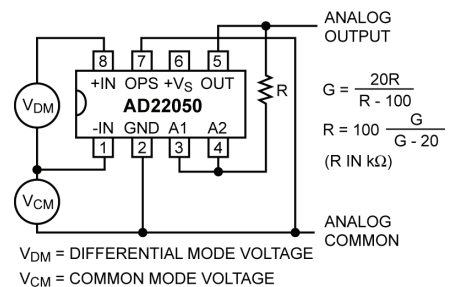
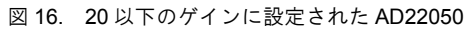


図 15. 20 を超えるゲイン用に設定された AD22050

AD22050 プリアンプの出力には  $100\text{k}\Omega (\pm 1\%)$  の出力抵抗が接続されているので、4 番ピンからグラウンドの間に外部抵抗を接続することにより (図 16)、ゲインを  $R/(100+R)$  の比率で下げることが出来ます。(この場合も R は  $\text{k}\Omega$  単位) ただし AD22050 を低ゲインに設定するときは、プリアンプの出力ドライブ能力を超えないように注意してください。なぜならば、上記のように 4 番ピン・グラウンド間に抵抗を接続し 10 倍ゲインにした場合、プリアンプは、AD22050 のバッファ出力段が飽和するより前に飽和する可能性があるためです。

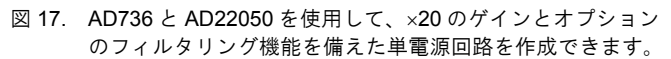
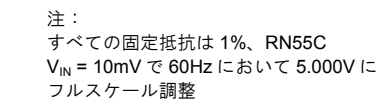


0V 入力、0V 出力の回路は、差動アンプ AD22050 を AD736 とともに使っても、実現できます。この回路を図 17 に示します。AD22050 は、COMMON と  $V_{OUT}$  の差を  $\times 20$  の固定ゲインで増幅し、0~200mV の入力範囲を 0~4V に変換します。AD22050 の出力はグラウンドから約 20mV の範囲まで可能であるため、1%の読取り精度でこの回路の有効範囲は、100mV~4V の DC 出力に対して 10mV~200mV の AC RMS 入力です。1%以下の読取り誤差でこの回路の帯域幅は、10mVrms 入力で 40Hz~6kHz であり、200mVrms 入力で 36kHz になります。

出力ローパス・フィルタを追加するには、AD22050 の 3 番ピンと 4 番ピンの接合部からグラウンド間にコンデンサを接続します。このフィルタの-3dB カットオフ周波数は次式で表すことができます。

ここで、Cの単位はファラッドです。あるいは、 $1\mu\text{F}$ につき  $f=1.59\text{Hz}$  になります。

交流電流を測定し、その結果を 4~20mA の電流出力で送信することもできます。図 18 は、プロセス制御回路で使用する 0~10mV AC RMS 入力、4~20mA 出力の電流測定サブシステムを構成する



AD22050、AD736、AD694（4～20mA トランスミッタ）です。

この回路は、これまでの回路で紹介した技術をもとにしています。たとえば、AD22050 は、差動入力、シングルエンド出力の電流センサーになります。ここで AD22050 は、これまでのように×20 のゲインで動作し、AD736 の低インピーダンス入力 (8kΩ、1 番ピン) を駆動します。

AD22050 と AD736 は低消費電力であるため、AD694 の 7 番ピン (リファレンス出力) から供給される 10V を電源として使用できます。AD694 は +24V 単電源で動作します。この回路は単電源で動作するため、AD694 の 10V 出力の半分 (つまり 5V) で AD736 の COMMON (8 番ピン) 入力をバイアスする必要があります。それは R5 と (AD694 の内部 10kΩ 抵抗と並列に接続される) R8 を用いて、AD694 の 4 番ピンに分圧器を作ることにより可能です。

AD694 のバッファ・アンプは、AD736 の 6 番ピンの出力とこの

COMMON 電圧 5V との差を増幅します。この差は、0~10mVrms 入力に対して 0~200mV DC の範囲に及び、AD694 から 4~20mA の電流出力を生成します。

R2 はゲイン調整に使用します。R5 と R7 は、AD694 のアンプ A1 のゲインを  $\times 10$  に設定します。A1 の入力バイアス電流によるオフセットを防止するため、R7 が R5 とマッチングします。この回路の精度は、20~40Hz で 1.2% の読取り誤差、40Hz~1kHz で 1% になります。-3dB 帯域幅は 33kHz です。

## AD637 のアプリケーション

このアプリケーション・ノートの最後に、AD637 RMS/DC コンバータを使用して低振幅信号 (<100mV<sub>RMS</sub>) の測定の精度を改善し、セトリング時間を短縮する方法を紹介しましょう。

### 低振幅信号の測定における精度の向上

一般的に RMS/DC コンバータを使用するにあたり問題になるのは、非常に小さい振幅の信号の測定です。この問題は、バイポーラ入力信号からユニポーラ信号への変換に使われる内蔵の高精度整流器（あるいは絶対値回路）のスルーレートの制限により起こります。

この制限を回避するひとつの方法は、固定ゲイン段で入力信号を増幅して入力信号のダイナミック・レンジをシフトすることです。図 19 の回路は、AD744 BiFET オペアンプを使った、固定ゲイン 10 倍アンプです。AD744 を選択したのは、低価格、13MHz のゲイン帯域幅積 ( $G=2$ )、75V/ $\mu$ s のスルーレートであるからです。AD744 はスルーレートが 75V/ $\mu$ s あるので、周波数が 1.2MHz で、振幅が 10V ピークまたは 7Vrms の信号をスルーレートの制限なしに増幅することができます。

このアンプはゲイン 10 倍です。1M $\Omega$  の入力抵抗によって最大 100pA の入力バイアス電流が得られます。ゲインが 10 倍あり、出力が AD637 に DC 結合されるので、外付けオフセット調整を使用します。ゲイン誤差を最小にするために、R4 と R5 の値を選び、U1 のゲインを  $G = 1 + (R4 + R5)/R6 = 10$  に設定しました。

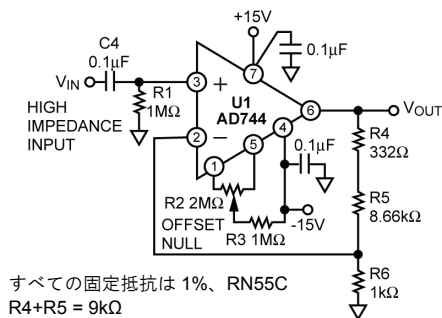
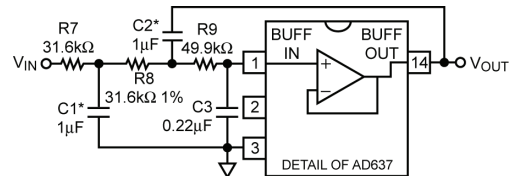


図 19. 外部プリアンプを追加すると、低振幅入力信号での AD637 回路の精度が向上します。ここでは、AD744 BiFET オペアンプをゲイン 10 のアンプとして使用しています。

### AD637 用の 3 極リップル・フィルタ

RMS 回路の設計で通常トレードオフの関係になるのは、セトリング時間に対する精度および最小出力リップルです。セトリング時間を短くするひとつの方法は、可能な限り小さい値の  $C_{AV}$  を使用するとともに、多極出力フィルタを使って残留リップルを低減することです。図 20 は、AD637 内蔵のバッファを使用して位相が一定の 5Hz の 3 極ベッセル・フィルタを作成する方法を示しています。図 21 と図 22 には、フィルタのシミュレーション結果を示します。



注：

\*C1 と C2 は、並列に配置された許容誤差 10% の 0.33 $\mu$ F と 0.68 $\mu$ F のコンデンサで構成されています。  
 すべての固定抵抗は 1%、RN55C。

図 20. AD637 内蔵バッファを使用して 3 極ベッセル・フィルタを構成することができます。

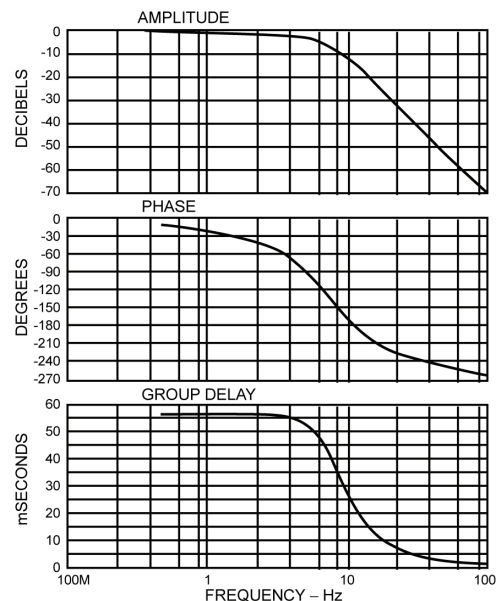


図 21. これらのシミュレーション結果は、AD637 後段リップル・フィルタの振幅、位相、遅延を示します。

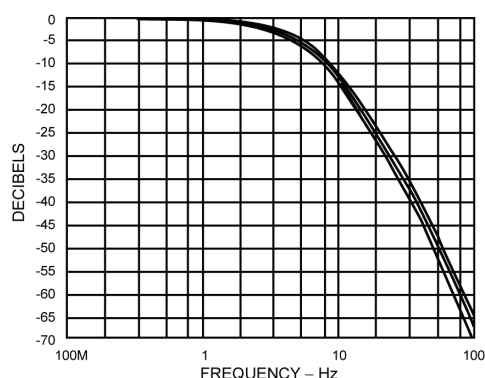


図 22. 使用部品の変えて測定した  
AD637 後段リップル・フィルタ結果

## 低振幅信号 (<100mVrms) 測定のための高精度 AD637 回路

図 23 は、AD637 の精度を高めるために、プリアンプ、後段の 3 極リップル除去フィルタをどのように使うかを示しています。プリアンプを利用しオフセットを 1kHz、 $V_{IN} = 10\text{mV}$  でゼロに調整すると、40Hz~20kHz の周波数および 5~500mVrms の入力に対して、回路の誤差は読取りの 0.5% 以下になります。AD744 プリアンプ自信の 1% 帯域幅は (Fluke 931B RMS 差動電圧計を使用して測定)、10mV 入力信号に対して 81kHz です。

## 参考文献

Charles Kitchin, Lew Counts, 『RMS-to-DC Conversion Application Guide, Second Edition』、Analog Devices, Inc., Norwood, MA, 1986

Daniel H. Sheingold, Editor, 『Nonlinear Circuits Handbook, Second Edition』、Analog Devices, Inc., Norwood, MA, 1976

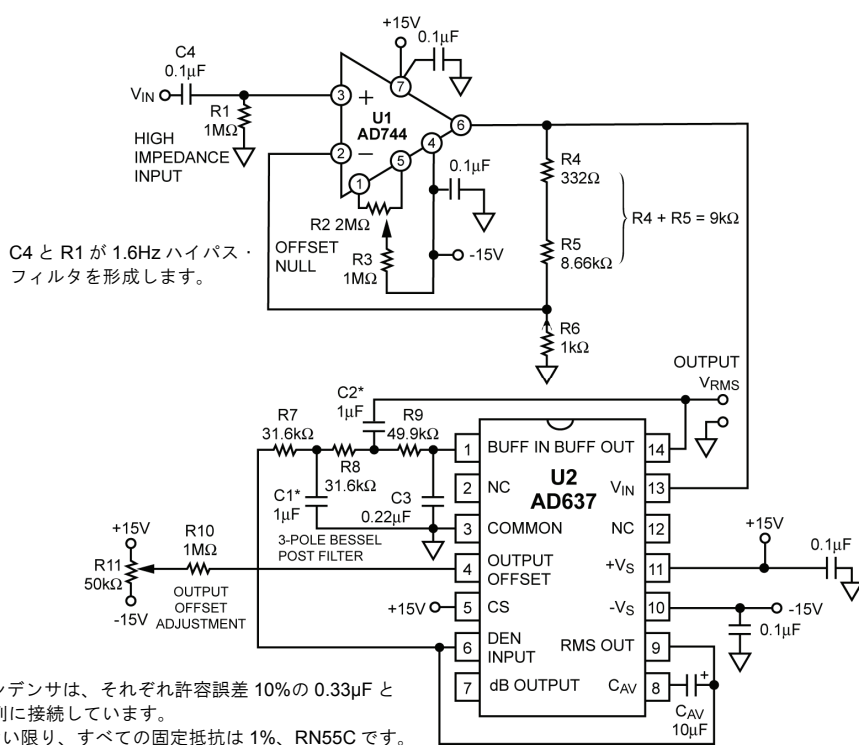


図 23. プリアンプと後段 3 極フィルタを組み合わせることで、低レベルの信号を高精度で測定し、ステップ入力に対して短時間で安定する AD637 回路を作成できます。