

### 特長

シングル・チップ構成、内部発振器と電圧リファレンスを内蔵

### 調整不要

- トランスデューサの電源電圧の影響なし
- 一次巻線から二次巻線への位相シフトの影響なし
- 位置に比例した直流出力
- 20Hz～20kHzの周波数範囲
- 単一またはデュアル電源動作
- ユニポーラまたはバイポーラ出力
- 100m先のLVDTの駆動が可能
- 300mまでのケーブルを駆動できる位置出力
- RVDTとのインターフェースも可能

### 優れた性能

- 直線性：フルスケールの0.05% max
- 出力電圧：±11V min
- ゲイン・ドリフト：フルスケールの50ppm/°C max
- オフセット・ドリフト：フルスケールの50ppm/°C max

### 製品概要

AD598は、差動トランス (LVDT) 用のモノリシック・シグナル・コンディショナ・サブシステムです。このデバイスはLVDTと共に使用され、トランスデューサの機械的な測定位置を、高精度で再現性のよいユニポーラやバイポーラの直流電圧に変換します。すべての回路機能は単一のチップ上に集積されており、周波数とゲインを設定するための数個の受動素子を追加するだけで、AD598はLVDTの二次出力を直接的にスケールに応じた直流信号に変換します。このデバイスはRVDTトランスデューサにも使用できます。

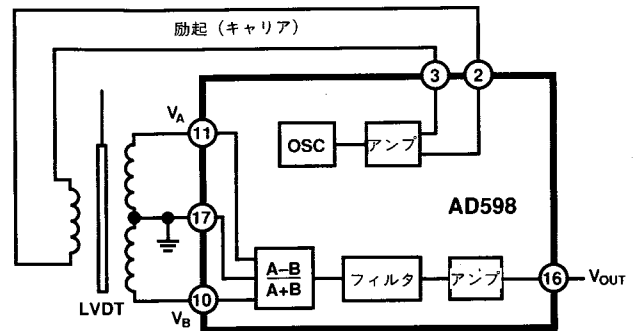
AD598はLVDTの一次巻線を駆動するための低歪みの正弦波発振器を内蔵しています。LVDTの二次巻線出力は2つの正弦波から構成されており、この出力が直接AD598を駆動します。AD598はこれら2つの信号に基づいて動作しており、2つの信号の差をこれらの和で割ることにより、スケールに応じたユニポーラまたはバイポーラの直流出力を生成します。

AD598は、従来のLVDTインターフェースの持ついくつかの欠点を除いた、独特のレシオメトリック方式を用いています。この新しい回路の利点は以下のようなものです。無調整であること、トランスの電源電圧と一次巻線から二次巻線への位相シフトがシステムの精度に影響を及ぼさないこと、温度に対する安定度が改善されたこと、そしてトランスデューサの互換性が向上したことです。

AD598には2種類の性能別グレードが用意されています。

グレード	温度範囲	パッケージ
AD598JR	0～+70°C	20ピンSOIC
AD598AD	-40～+85°C	20ピン・セラミックDIP

-55～+125°Cの軍用温度範囲品を必要とする場合、MIL-STD-883B準拠製品も可能です。



機能ブロック図

### 製品ハイライト

1. AD598はLVDTおよびRVDTのシグナル・コンディショナの問題を単一チップで解決します。機械的な測定位置を直流電圧に変換するためには数個の受動部品を付け加えるだけで調整は不要です。
2. AD598の回路は広い範囲の入出力電圧および周波数に適應できるため、型の異なる数多くのLVDTと共に使用できます。AD598はLVDTの一次巻線を最大24V rmsの振幅まで駆動可能であり、二次巻線信号レベルは最低100mV rmsまで入力できます。
3. 1つの外付けコンデンサにより、20Hz～20kHzのLVDT励起周波数が決定されます。AD598の入力信号はLVDTの一次巻線の駆動源と同期している必要はありません。これは、航空機の400Hz電源のような外部励起源も使用できることを意味しています。
4. AD598はレシオメトリック・デコード方式を用いているため、一次巻線から二次巻線への位相シフトやトランスデューサの電源電圧は、回路の総合性能に全く影響を与えません。
5. 消費電力の制限を越えない限り、単一のAD598によって複数の直列あるいは並列のLVDTを駆動可能です。励起出力は熱的に保護されています。
6. AD598は、遠隔計測への応用や厳しい環境下のような、インターフェース回路がLVDTから離れている状況においても用いることができます。回路が位相シフトや信号の大きさによる影響を受けないため、AD598は長さ100mまでのケーブル先端のLVDTを駆動することができます。位置出力は300mまでのケーブルを駆動することができます。
7. AD598は簡単な電気機械的なサーボ・ループ回路の中にループ積分器として使用できます。

# 仕様

(特に指定のない限り、+25°C、±15Vdc、C1 = 0.015μF、R2 = 80kΩ、RL = 2kΩにおける代表値。(図7参照))

モデル	AD598J			AD598A			単位
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
伝達関数 <sup>1</sup>	$V_{OUT} = \frac{V_A - V_B}{V_A + V_B} \times 500\mu A \times R_2$						V
総合誤差 <sup>2</sup> T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub>	0.6	2.35		0.6	1.65		% FS
信号出力特性							
出力電圧範囲 (T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub> )	±11			±11			V
出力電流 (T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub> )	8			6			mA
短絡電流	20			20			mA
非直線性 <sup>3</sup> (T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub> )	75 ±500			75 ±500			ppm FS
ゲイン誤差 <sup>4</sup>	0.4 ±1			0.4 ±1			% FS
ゲイン・ドリフト	20 ±100			20 ±50			ppm/°C FS
オフセット <sup>5</sup>	0.3 ±1			0.3 ±1			% FS
オフセット・ドリフト	7 ±200			7 ±50			ppm/°C FS
励起電圧除去比 <sup>6</sup>	100			100			ppm/dB
電源変動除去比 (±12V ~ ±18V)							
PSRRゲイン (T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub> )	300 100			400 100			ppm/V
PSRRオフセット (T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub> )	100 15			200 15			ppm/V
同相除去比 (±3V)							
CMRRゲイン (T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub> )	100 25			200 25			ppm/V
CMRRオフセット (T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub> )	100 6			200 6			ppm/V
出力リップル <sup>7</sup>	4			4			mV rms
励起出力特性 (@2.5kHz)							
励起電圧範囲	2.1 24			2.1 24			V rms
励起電圧							
(R1=オープン) <sup>8</sup>	1.2 2.1			1.2 2.1			V rms
(R1=12.7kΩ) <sup>8</sup>	2.6 4.1			2.6 4.1			V rms
(R1=487Ω) <sup>8</sup>	14 20			14 20			V rms
励起電圧TC <sup>9</sup>	600			600			ppm/°C
出力電流	30			30			mA rms
T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub>	12			12			mA rms
短絡電流	60			60			mA
DCオフセット電圧 (差動, R1=12.7kΩ)							
T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub>	30 ±100			30 ±100			mV
周波数	20 20k			20 20k			Hz
周波数TC, (R1=12.7kΩ)	200			200			ppm/°C
全高調波歪み	-50			-50			dB
信号入力特性							
信号電圧	0.1 3.5			0.1 3.5			V rms
入力インピーダンス	200			200			kΩ
入力バイアス電流 (AINとBIN)	1 5			1 5			μA
信号リファレンス・バイアス電流	2 10			2 10			μA
励起周波数	0 20			0 20			kHz
電源							
動作範囲	13 36			13 36			V
デュアル電源動作 (±10V出力)	±13			±13			V
単一電源動作							
0 ~ +10V出力	17.5			17.5			V
0 ~ -10V出力	17.5			17.5			V
電流 (信号と励起出力は無負荷)	12 15			12 15			mA
T <sub>min</sub> ~ T <sub>max</sub>	16			18			mA
温度範囲							
JR (SOIC)	0 70						°C
AD (DIP)				-40 +85			°C
パッケージ・オプション							
SOIC (R)	AD598JR			AD598AD			
サイドブレイズDIP (D)							

注

- $V_A$  と  $V_B$  は検出された正弦波の平均偏差中項 (MAD) を表わします。この直線性に関与する伝達関数は正の符号を持ち、LVDTの  $V_A$  と  $V_B$  の和は変位の長さに対して一定の値を保っていなければならないことに注意して下さい。動作原理の章を参照下さい。また、R2 に関しては図7、12を参照下さい。
- AD598単体に起因する  $T_{min}$  から  $T_{max}$  までの総合誤差は、ゲイン誤差、ゲイン・ドリフト、そしてオフセット・ドリフトの3つをまとめたものによって決まります。例えばAD598の  $T_{min}$  から  $T_{max}$  までの総合誤差の最悪値は以下のように算出されます。  
 総合誤差 = +25°C 時のゲイン誤差 (±1%フルスケール) + (-40~+25°C) のゲイン・ドリフト (フルスケールの50ppm/°C × 65°C) + (-40~+25°C) のオフセット・ドリフト (フルスケールの50ppm/°C × 65°C) = フルスケールの ±1.65%。  
 フルスケールの1000ppmは、フルスケールの0.1%に等しいことに注意して下さい。フルスケールは出力の正負の最大値の差の電圧として定義されます。
- AD598単体の非直線性の単位はフルスケールのppmです。非直線性はAD598で測定された出力電圧の直線からの最大の偏差として定義されます。この直線は、出力された負のフルスケール電圧と正のフルスケール電圧との間を結んだものとして定義されます。
- 伝達関数を参照下さい。
- このオフセットは、±1のフルスケール範囲における  $(V_A - V_B) / (V_A + V_B)$  入力への換算値です。[  $(V_A - V_B) / (V_A + V_B)$  が +1 に等しい場合には、 $V_B$  は 0V に等しくなければなりません。また、反対に  $(V_A - V_B) / (V_A + V_B)$  が -1 に等しいときには  $V_A$  は 0V と等しくなければなりません。オフセット誤差のため、正確なゼロ振幅入力を扱うことはできません。実際の入力は100mV rmsに制限されています。] ±1のスペンは入力に対するオフセットを定義するための便利な基準点です。例えば、この入力スペンでは、 $R2 = 20k\Omega$  の値が  $V_{OUT}$  のスペンとして ±10V を与えます。大多数のLVDTは通常  $(V_A - V_B) / (V_A + V_B)$  より小さな入力スペンの励起をするため、±10Vの出力スペンを得るためにはより大きな  $R2$  の値を必要とすることに注意して下さい。この場合には出力オフセット電圧の出力換算値は、これに対応して大きくなります。例えば、Schaevits E100 LVDTでは±10.69Vの出力スペンを得るためには  $R2$  として80.2kΩの抵抗が必要であり、 $(V_A - V_B) / (V_A + V_B)$  は0.27です。この比は図18のグラフから、 $(V_A - V_B) / (V_A + V_B) = (1.71V \text{ rms} - 0.99V \text{ rms}) / (1.71V \text{ rms} + 0.99V \text{ rms})$  となります。±10.69Vの出力に対するオフセットの最大値は、データシートに示されている最大値を乗算することによって決定されます (フルスケールの ±1% × 1/0.27 = 最大 ±3.7%)。同様に、±10.69V出力に対応するオフセット・ドリフト、オフセットCMRR、及びPSRRの最大値を決めるには、これらのデータシートの値をそれぞれ1/0.27倍する必要があります。この例では、±10.69Vの出力に対応するAD598ADのオフセット・ドリフト、オフセットのPSRR及びCMRRは、それぞれフルスケールの185 ppm/°C、741ppm/V、741ppm/Vとなります。
- 例えば、一次巻線への励起電圧が1dB変化するとシステムのゲインは100ppm typ変化します。
- 出力リップルはC2、C3、そしてC4によって決まるAD598の帯域幅の関数です。図16、17を参照下さい。
- R1は図7と12に示されています。
- AD598はレシオメトリック動作のため、励起電圧のドリフトの仕様は重要ではありません。

仕様は予告なしに変更することがあります。

太字で示された仕様は最終の電気特性試験で全数試験されています。これらの試験結果は出荷品質レベルを得るために使用されています。すべての最小および最大規格は保証されていますが、太字で示された仕様のみが全数試験されています。

熱特性

	$\theta_{JC}$	$\theta_{JA}$
SOICパッケージ	22°C/W	80°C/W
サイドブレード・パッケージ	25°C/W	85°C/W

絶対最大定格

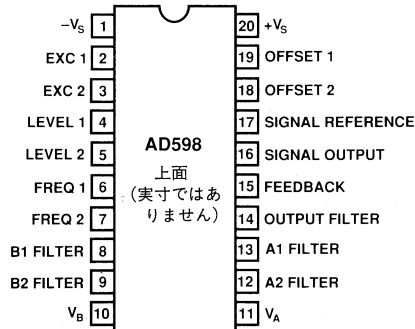
電源電圧 $+V_S \sim -V_S$	36V
保管温度	
Rパッケージ	-65 ~ +150°C
Dパッケージ	-65 ~ +150°C
動作温度	
AD598JR	0 ~ +70°C
AD598AD	-40 ~ +85°C
リード温度範囲 (ハンダ付け60秒間)	+300°C
+65°C までの消費電力	1.2W
+65°C 以上でのディレーティング	12mW/°C

ピン配置

プラスチックSOIC (R) パッケージ

および

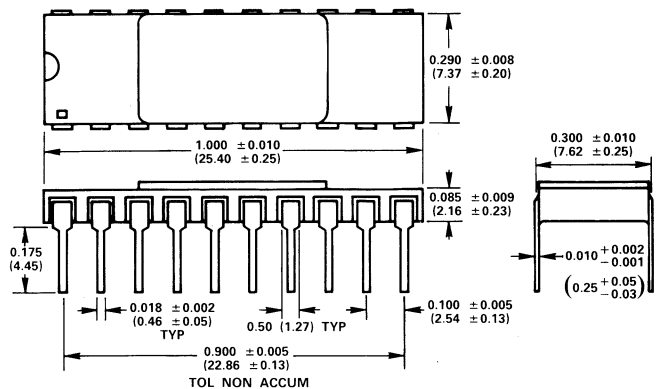
サイド・ブレード・セラミックDIP (D) パッケージ



外形サイズ

サイズはインチと(mm)で示しています。

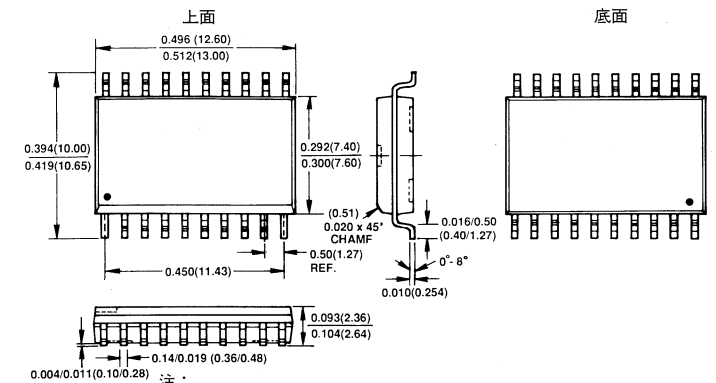
20ピン・サイド・ブレード・セラミックDIP



注:

- 1番ピンは点またはノッチによって示します。
- ピンはMIL-M-38510に従って金またはスズ・メッキされています。

20ピン・ワイド・ボディ・プラスチックSOIC (R) パッケージ



注:

- サイズはインチと(mm)で示しています。
- パッケージのサイズはJEDEC規格MS-013-AAに適合します。
- (-/-)として示すサイズは最小値/最大値です。

# 代表的特性 (特に指定のない限り、+25°C、±15V)

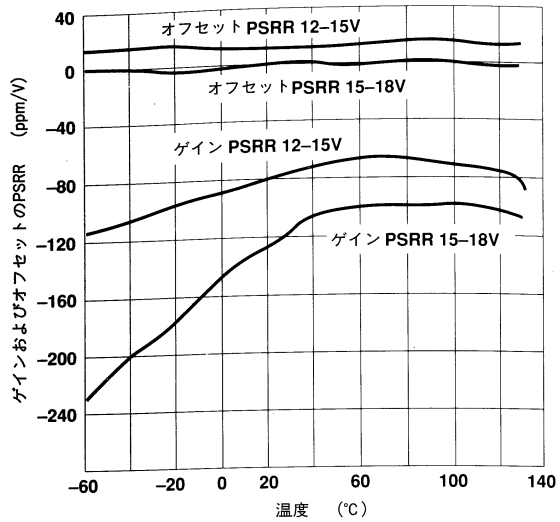


図 1. ゲインおよびオフセット PSRR の温度特性

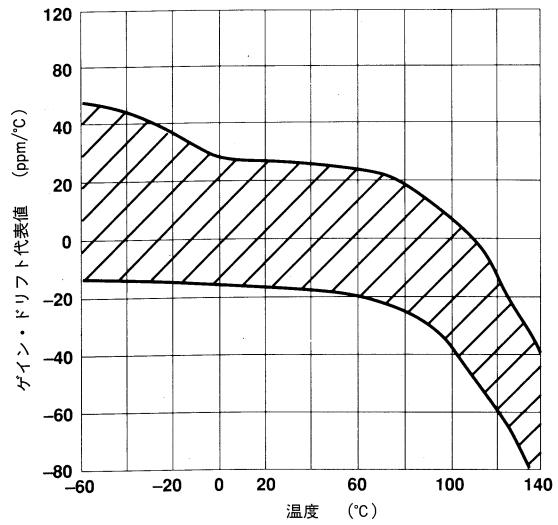


図 2. ゲイン・ドリフトの代表値の温度特性

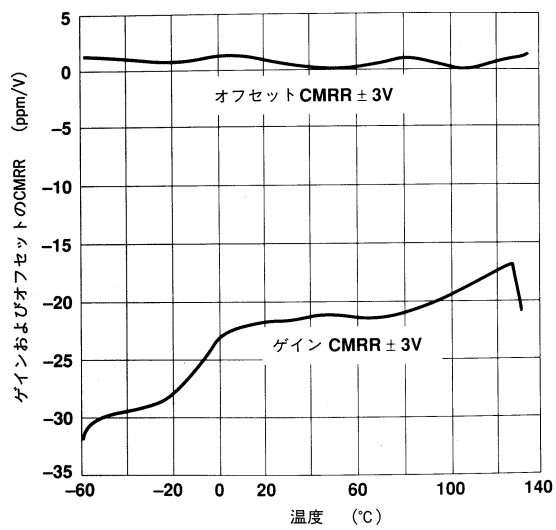


図 3. ゲインおよびオフセット CMRR の温度特性

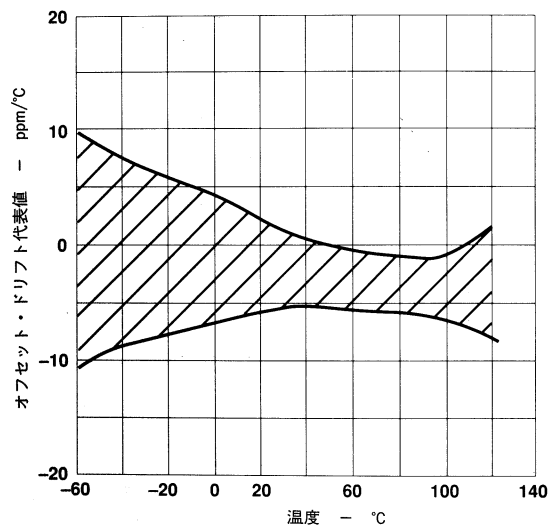


図 4. オフセット・ドリフトの代表値の温度特性

## 動作原理

LVDT（差動トランス）を入力に接続したAD598のブロック図を図5に示します。LVDTはコアの機械的な変位を入力とし、コアの位置に比例した2つの交流電圧を出力する電気機械的なトランスデューサです。このトランスデューサは外部からの正弦波のリファレンス源によって励磁される一次巻線と、互いに直列に接続された2つの二次巻線、そして一次巻線と二次巻線との間の磁力線を結合する可動コアから構成されています。

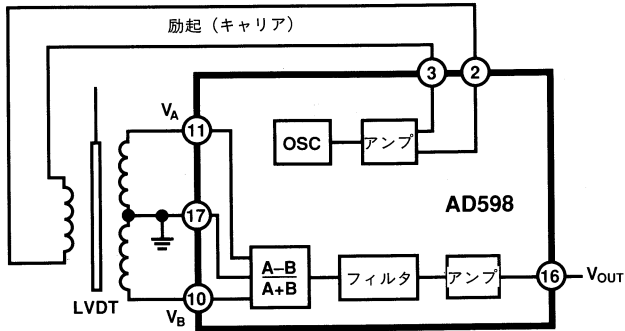


図5. AD598の機能ブロック図

AD598は正弦波発振器、一次巻線を駆動する電力増幅器、LVDTの二次電圧間の差をそれらの和で割ることによって比を求めるデコーダ、フィルタ、そして出力増幅器から構成されています。

発振器は三角波を発生するマルチバイブレータで構成されています。この三角波は、単一のコンデンサによって周波数の決まる低歪みの正弦波を発生する正弦波発生器を駆動します。出力周波数は20Hz～20kHz、振幅は2～24Vrmsの範囲で動作可能です。全高調波歪みは-50dB typです。

LVDTの二次巻線からの出力は、振幅の差 ( $V_A - V_B$ ) がコアの位置に比例する一組の正弦波で構成されます。これまでのLVDTコンディショナはこの振幅差を同期をとって検出し、位置に比例する絶対値に変換していました。その方式は、一次巻線の励起電圧を出力電圧の極性を決めるための位相基準信号として用いています。この

方式には次のような問題点があります。(1)一定の振幅と周波数の励起信号を発生すること、(2)LVDTの一次巻線から二次巻線への位相シフトを補償すること、(3)これらのシフトを温度と周波数の関数として補償すること、などです。

AD598は、これらの問題点の全てを解決しています。AD598はLVDT出力信号の差と和の比によって動作するため、一定の振幅を必要としません。入力を整流し正弦波のキャリアの大きさだけが処理されるため、信号の周波数が一定である必要がありません。同期検出を用いていないため、一次巻線の励起信号とLVDT出力との間の位相シフトには無関係です。AD598が用いているレシオメトリック方法では、LVDTの二次電圧の和がLVDTの変位の長さに対して一定であることが必要です。LVDTの製造メーカーは通常、 $V_A + V_B$ と長さ変位の関係について規定していませんが、いくつかのLVDTはこの必要性を満足していないことがわかっています。このような場合には、結果として非直線となります。しかしながら、入手可能な大多数のLVDTはこの要求に実際上適合しています。

AD598は特別のデコーダ回路を使用しています。ブロック図および図6では、アナログの計算ループが使用されています。AおよびB信号は検波の後で、それぞれdおよび(1-d)という相補的なデューティ・サイクル信号によって乗算されます。これらの処理された信号の差は積分され、コンパレータによってサンプリングされます。このコンパレータの出力によって、元のデューティ・サイクルdが決定され、乗算器にフィードバックされます。

図6に示すように、積分器への入力は  $[(A+B)d] - B$  です。積分器の入力は強制的に0にされるため、デューティ・サイクル  $d = B / (A+B)$  となります。

$d = B / (A+B)$  を生成する出力コンパレータは、リファレンス電流によって駆動される出力増幅器も制御します。図6に示すように、デューティ・サイクル信号dおよび(1-d)は合成されたリファレンス電流をそれぞれ変調します。出力の合成された電流は  $I_{REF} \times (1 - 2d)$  です。  $d = B / (A+B)$  であるため、出力電流は置換すると  $I_{REF} \times (A - B) / (A + B)$  となります。この出力電流はフィルタされ、スケール抵抗  $R_2$  に流されることによって以下のように電圧に変換されます。

$$V_{OUT} = I_{REF} \times (A - B) / (A + B) \times R_2$$

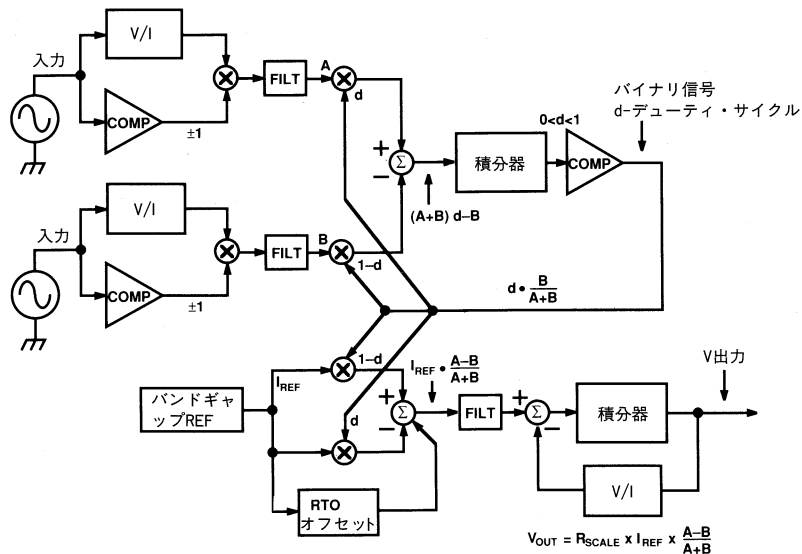


図6. デコーダのブロック図

## AD598のピン接続

図7と図12に示すように、AD598はデュアル電源または単一電源動作として、簡単に結線することができます。外付部品の定数を決定する方法、AD598の入出力基準に合致するLVDTを使用する方法を、以下の一般的な設計手順において説明します。

外付けの受動部品によって決まるパラメータは、励起周波数、振幅、AD598のシステム帯域幅、そしてスケール・ファクタ（V/インチ）です。さらに、外付部品を取り付けることによって可能になるオフセットのゼロ調整、フィルタ、信号の積分など、付加的な機能もあります。

## 設計手順

### デュアル電源動作の場合

図7に、±15Vデュアル電源とSchaevitz E100 LVDTを用いた結線方法を示します。この設計手順によって、他のLVDT用の部品の値を選定することも可能です。設計手順は以下の1～10のステップにまとめています。

1. LVDTの位置測定サブシステムのための機械的な帯域幅  $f_{\text{SUBSYSTEM}}$  を決めます。この例では  $f_{\text{SUBSYSTEM}} = 250\text{Hz}$  とします。
2. LVDTの最小の励起周波数を、およそ  $10 \times f_{\text{SUBSYSTEM}}$  とします。したがって励起周波数は  $2.5\text{kHz}$  となります。
3.  $2.5\text{kHz}$  の励起周波数で動作する適当なLVDTを決めます。例えばSchaevitz E100 LVDTは  $50\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$  の周波数範囲で動作し、この例での適当な候補です。
4. LVDTの二次電圧  $V_A$  および  $V_B$  の和を決めます。LVDTの製造メーカーのデータシートに記載されている定格励起レベル  $V_{\text{PRI}}$  でLVDTを駆動します（E100では  $3\text{V rms}$  となっています）。コアの位置を、 $V_A = V_B$  となる中央の位置に合わせます。これらの

値を測定し、 $V_A + V_B$  を計算します。E100では、 $V_A + V_B = 2.70\text{V rms}$  です。この計算値は、後でAD598の出力電圧を決定するのに使用します。

5. LVDTの最適な励起電圧  $V_{\text{EXC}}$  を決めます。LVDTを定格駆動レベル  $V_{\text{PRI}}$  で駆動しコアを機械的なフルスケールの位置に置き、二次巻線の出力のうち最大の信号の  $V_{\text{SEC}}$  を測定します。LVDT電圧の変圧比  $V_{\text{TR}}$  を計算します。

$$V_{\text{TR}} = V_{\text{PRI}} / V_{\text{SEC}}$$

E100では、 $V_{\text{PRI}} = 3\text{V rms}$  のとき  $V_{\text{SEC}} = 1.71\text{V rms}$ 、 $V_{\text{TR}} = 1.75$  となります。

最高の直線性とノイズに対する最低の感度を得るためには、AD598の入力信号 ( $V_{\text{SEC}}$ ) の範囲は  $1 \sim 3.5\text{V rms}$  である必要があります。  $V_{\text{SEC}} = 3\text{V rms}$  とします。したがってLVDTの励起電圧  $V_{\text{EXC}}$  は、

$$V_{\text{EXC}} = V_{\text{SEC}} \times V_{\text{TR}} = 3 \times 1.75 = 5.25\text{V rms}$$

となります。電源電圧  $+V_s$  および  $-V_s$  電圧が  $V_A$  と  $V_B$  のピーク値よりも少なくとも  $2.5\text{V}$  大きいことを確認して下さい。

6. 図7を参照し  $V_s = \pm 15\text{V}$  のために、図8に示された曲線から振幅を決定する抵抗  $R_1$  を選びます。
7. 励起周波数を決定するコンデンサ  $C_1$  を決定します。

$$C_1 = 35\mu\text{F Hz} / f_{\text{EXCITATION}}$$

8.  $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  の値はAD598の位置測定サブシステムの任意の帯域幅の関数です。これらは通常、等しい値とします。

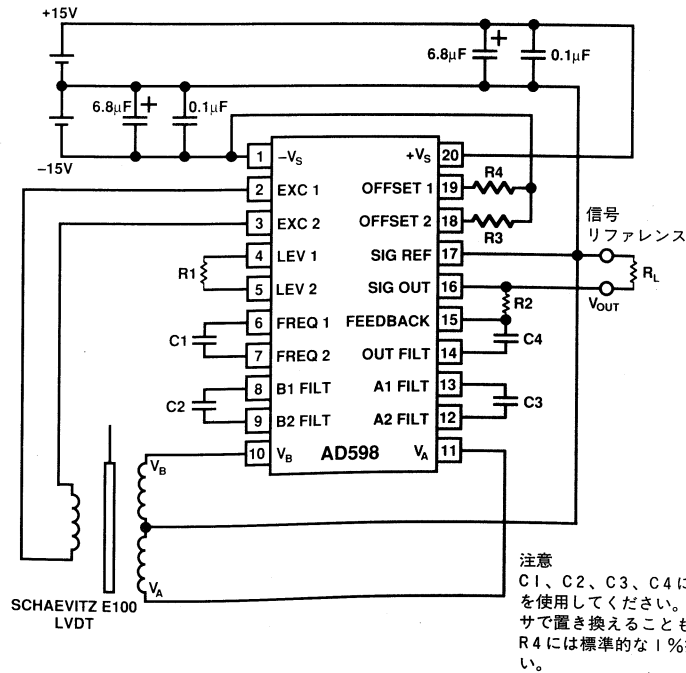


図7. デュアル電源動作結線図

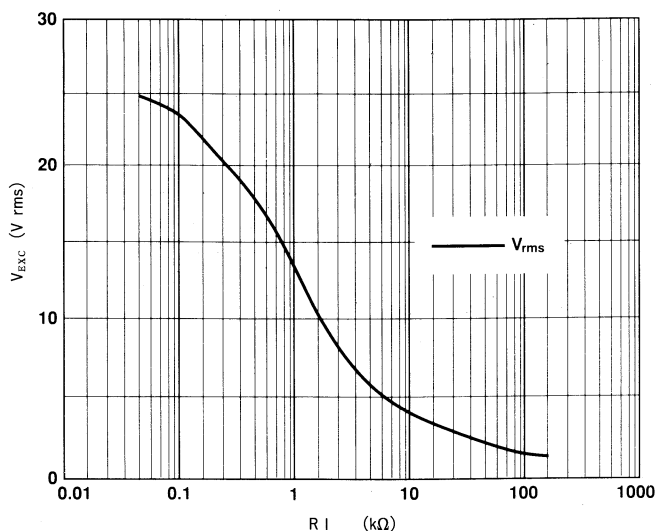


図 8. R1 と励起電圧  $V_{Exc}$  の関係

$$C2 = C3 = C4 = 0.0001 \text{ Farad Hz} / f_{SUBSYSTEM} \text{ (Hz)}$$

もし必要なシステム帯域幅が 250Hz ならば、

$$C2 = C3 = C4 = 0.0001 \text{ Farad Hz} / 250 \text{ Hz} = 0.4 \mu\text{F}$$

となります。

AD598 の帯域幅と位相特性の詳細については図 13、14 および 15 を参照下さい。

9. AD598 のゲインやフルスケール出力範囲の値を設定する  $R2$  の値を計算するためには、下記のいくつかの情報が必要です。

- LVDT 感度、 $S$
- フルスケールのコアの位置、 $d$
4. で計算した、製造メーカーが推奨する一次励起レベル  $V_{PRI}$  と  $(V_A + V_B)$  との比

LVDT の感度はミリボルト出力対電圧入力対インチ距離の単位で、LVDT の製造メーカーのカatalog に掲載されています。E100 の感度は  $2.4 \text{ mV/V/mil}$  です。製造メーカーから LVDT の感度が示されていない場合には、計算によって求めることができます。LVDT の感度決定の章を参照下さい。

$d$  インチのフルスケールの位置に対応する AD598 の電圧出力は、以下のように計算できます。

$$V_{OUT} = S \times \left[ \frac{V_{PRI}}{(V_A + V_B)} \right] \times 500 \mu\text{A} \times R2 \times d$$

$V_{OUT}$  は図 7 の 17 番ピンに示された信号リファレンスに対して測定できます。

$R2$  のために式を変形すると以下ようになります。

$$R2 = \frac{V_{OUT} \times (V_A + V_B)}{S \times V_{PRI} \times 500 \mu\text{A} \times d} \quad (1)$$

$V_{PRI}$  は、ステップ 4 で  $(V_A + V_B)$  を決定するのに用いたものと同じ信号レベルであることに注意下さい。

$V_{OUT} = 20 \text{ V}$  フルスケール範囲 ( $\pm 10 \text{ V}$ )、 $d = 0.2$  インチ・フルスケール位置 ( $\pm 0.1$  インチ) とするためには、 $R2$  は以下のように求めます。

$$R2 = \frac{20 \text{ V} \times 2.70 \text{ V}}{2.4 \times 3 \times 500 \mu\text{A} \times 0.2} = 75.3 \text{ k}\Omega$$

この例の位置の関数としての  $V_{OUT}$  を図 9 に示します。

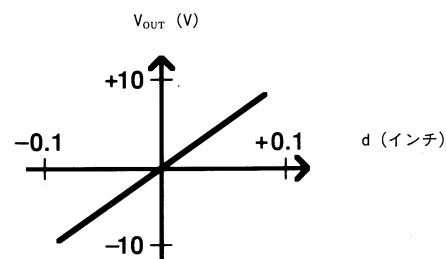


図 10. コア位置 ( $\pm 0.1$  インチ) と  $V_{OUT}$  ( $\pm 10 \text{ V}$  フルスケール) の関係

10. 出力電圧の正負オフセット調整のための  $R3$  および  $R4$  を選びます。

$$V_{os} = 1.2 \text{ V} \times R2 \times \left( \frac{1}{R3 + 5 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{R4 + 5 \text{ k}\Omega} \right) \quad (2)$$

\* これらの値の許容範囲は  $\pm 20\%$  です。

オフセット調整を行わない場合には、 $R3$  と  $R4$  はオープンとします。

$\pm 0.1$  インチの位置に対し、 $0 \sim +10 \text{ V}$  の出力を生成する回路を設計するためには、 $V_{OUT}$  を  $+10 \text{ V}$ 、 $d = 0.2$  インチとして (1) 式から  $R2$  を求めます。

$$R2 = 37.6 \text{ k}\Omega$$

この値から、図 10 に示す応答を得ます。

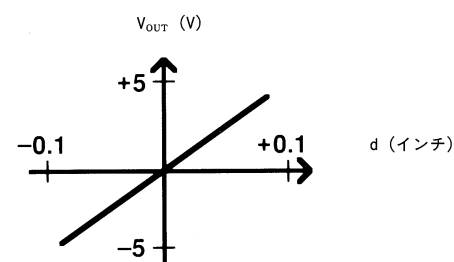


図 9. コア位置 ( $\pm 0.1$  インチ) と  $V_{OUT}$  ( $\pm 5 \text{ V}$  フルスケール) の関係

(2) 式より、 $V_{os} = 5 \text{ V}$  の場合の  $R3$  および  $R4$  を求めます。正のオフセットが必要であるため、 $R4$  をオープンとします。(2) 式を変形し、 $R3$  を求めます。

$$R3 = \frac{1.2 \times R2}{V_{os}} - 5 \text{ k}\Omega = 4.02 \text{ k}\Omega$$

図 11 に、必要な応答特性を示します。

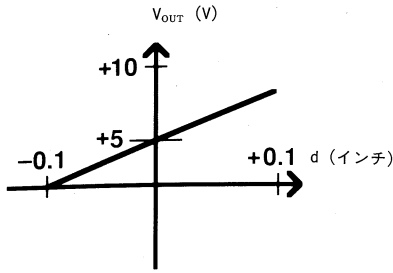


図11. コア位置 (±0.1インチ) と  $V_{OUT}$  (0~10Vフルスケール) の関係

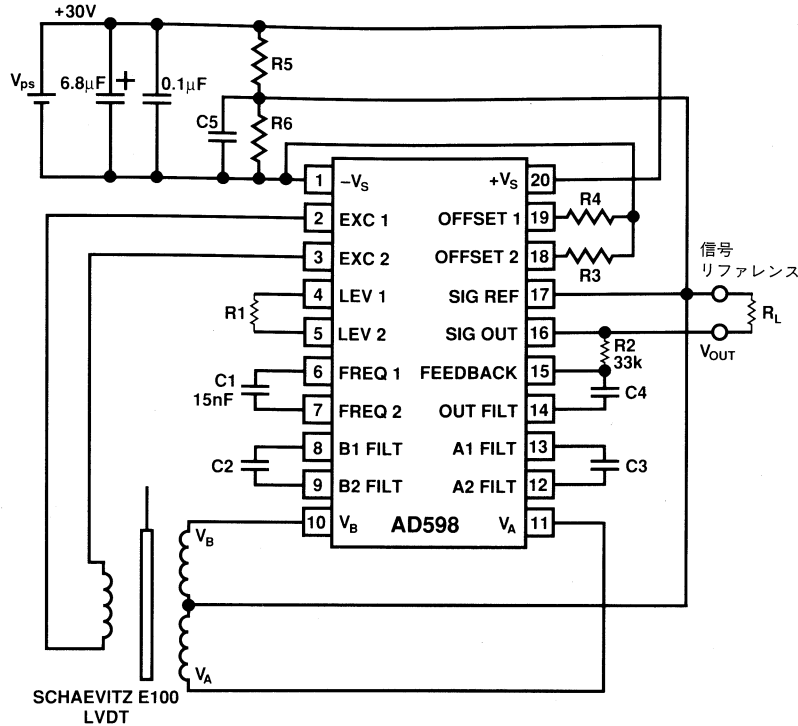


図12. 単一電源動作用結線図

### 設計手順

#### 単一電源動作の場合

図12に単一電源動作接続の方法を示します。

単一電源動作では、まずデュアル電源動作の1~10までの設計手順を繰り返す、さらに以下の11~14までの手順を行ないます。外付のR5、R6およびC5が、ここで定数が決定される追加部品です。 $V_{OUT}$ は信号リファレンスに対して測定されます。

11. R5とR6の最大値を以下の関係から計算します。

$$R5 + R6 \leq V_{PS}/100\mu A$$

12. R5による電圧降下は以下の値より大きいことが必要です。

$$2 + 10k\Omega * \left( \frac{1.2V}{R4 + 5k\Omega} + 250\mu A + \frac{V_{OUT}}{4 * R2} \right) V$$

したがって、

$$R5 \geq \frac{2 + 10k\Omega * \left( \frac{1.2V}{R4 + 5k\Omega} + 250\mu A + \frac{V_{OUT}}{4 * R2} \right)}{100\mu A} \Omega$$

\*これらの値の許容範囲は±20%です。

R5 + R6に対する制約条件(手順11)とR5(手順12)に従って、R6の暫定値を決めます。

13.  $R_L$ を流れる負荷電流は、R5とR6の接続点に戻り $V_{PS}$ へ流れ込みます。最大負荷条件ではR5による電圧降下が手順12で決めた値と合致していることを確認して下さい。

電源電圧への最終確認では、 $V_A$ と $V_B$ のピーク値が $+V_S$ と $-V_S$ の電圧よりも少なくとも2.5V以下であることを確認して下さい。

14. C5は0.1~1 $\mu$ Fのバイパス・コンデンサです。

#### ゲイン位相特性

LVDTをクローズ・ループ機械サーボへの応用に用いる場合には、トランスデューサとインタフェース素子のダイナミック特性を知ることが必要です。トランスデューサ自体は、コアが動きさえすれば非常に素早く応答します。ダイナミック特性は主にインタフェース回路に依存します。図13、図14、図15にAD598 LVDTシグナル・コンディショナの周波数応答を示します。図14と15は基本的には同じであることに注意して下さい。異なる点は、扱っている周波数範囲です。図14は、より広範囲の機械的入力周波数(精度は低下)を示しています。図15は、より高い精度(周波数範囲は狭くなる)を表示しています。

これらの図は正弦波で変化する機械的位置に相当する入力とAD598の出力電圧の間の関係を示します。伝達関数の単位はV/インチです。



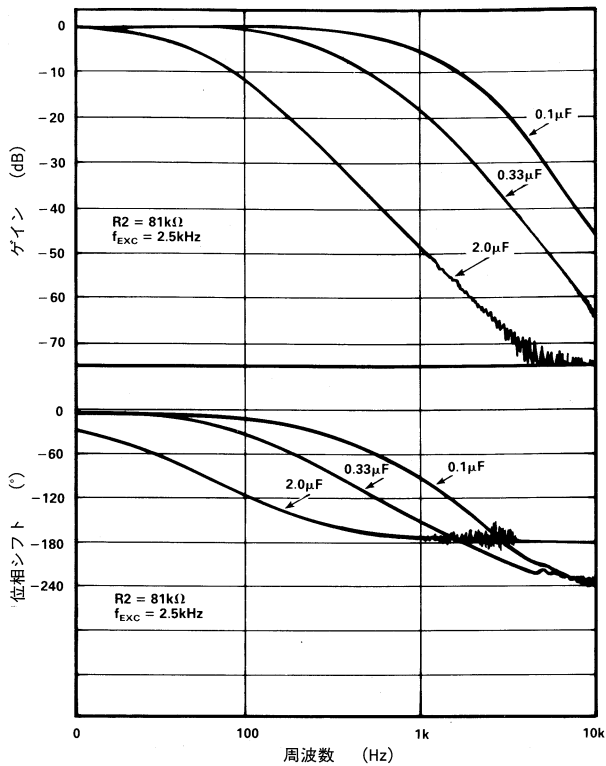


図13. 周波数 (0~10kHz) とゲインおよび位相特性の関係

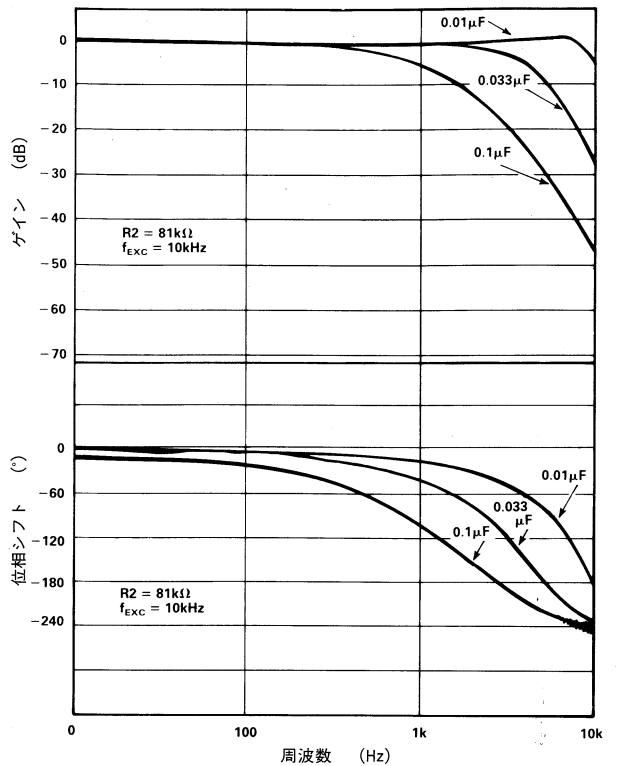


図15. 周波数 (0~10kHz) とゲインおよび位相特性の関係

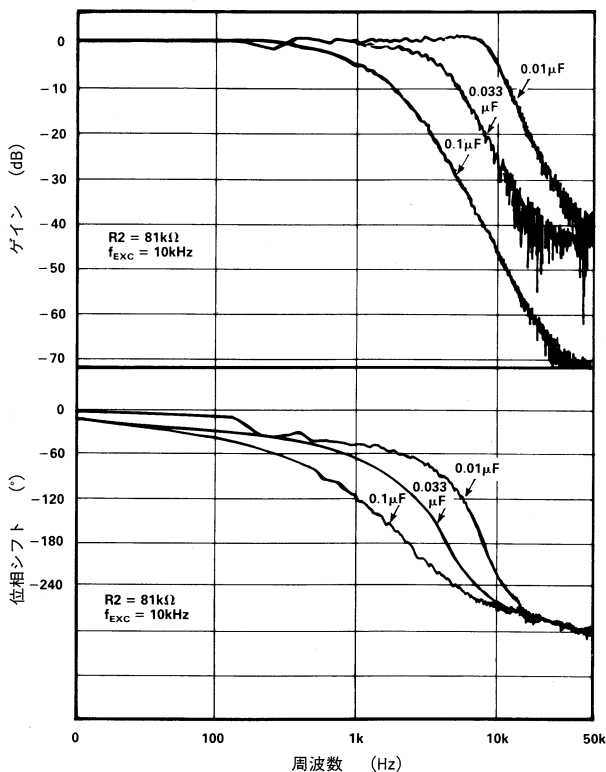


図14. 周波数 (0~50kHz) とゲインおよび位相特性の関係

図7のC2、C3、C4は同じ値で、図中のパラメータとして示されています。応答はおよそ2つの実在する極のものです。しかし、高い周波数ではやや過剰な位相シフトが生じています。R2の両端にシャント・コンデンサを接続することで、フィルタによって追加される極が得られ、これも位相のずれを増加させます(図7参照)。システムの帯域幅を設定するC2、C3、C4の値を選ぶときにはトレードオフが含まれます。直流の位置出力にはリップルが含まれ、その大きさはフィルタ・コンデンサによって決まります。一般的には小さい値のコンデンサは高いシステム帯域幅と大きなリップルを与えます。図16と17にリップルの大きさを互いに等しいC2、C3、C4の値の関数として示します。パラメータとして示されているR2のシャント・コンデンサ(図7参照)に注意下さい。Schaevitz E100 LVDTに使用されたR2の値は81kΩです。

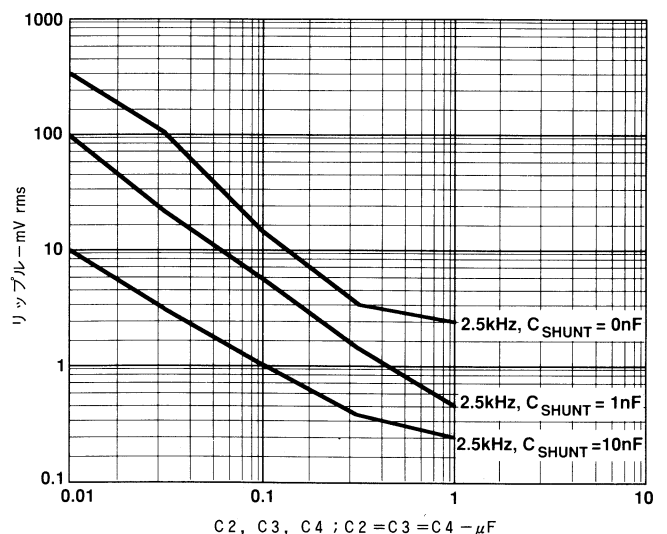


図16. フィルタ・コンデンサと出力電圧リップルの関係

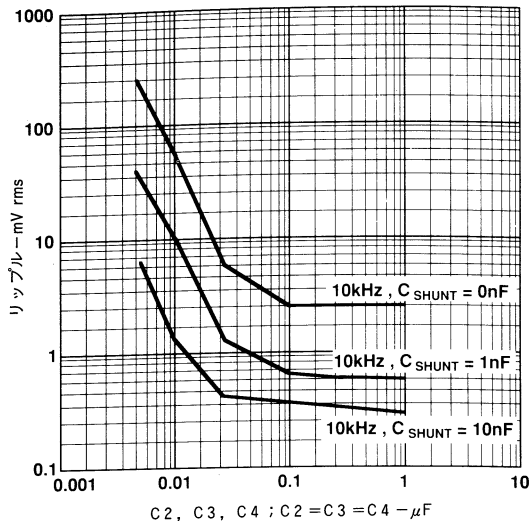


図17. フィルタ・コンデンサと出力電圧リップルの関係

### LVDT感度の決定

LVDTの感度は、LVDTの二次電圧を一次駆動電圧とコアの位置の関数として測定し、簡単な計算を行なうことで決定できます。LVDTを推奨される駆動レベル $V_{PRI}$  (E100では3 V rms) で駆動します。コアを $V_A = V_B$ となる中央の位置に置きます。コアの位置を機械的なフルスケール位置に置き、二次電圧 $V_A$ および $V_B$ を測定します。

$$\text{感度} = \frac{V_A(\text{フルスケール時}) - V_B(\text{フルスケール時})}{V_{PRI} \times d}$$

図18により、

$$\text{感度} = \frac{1.71 - 0.99}{3 \times 100 \text{mils}} = 2.4 \text{mV/V/mil}$$

### 応用

#### プロービング・リング重量計

図20に、非常に小さな負荷を測定するための手段を得るための、弾力のある部材 (鉄製のプロービング・リング) とLVDTの組合せを示します。図19に電気回路の詳細を示します。

プロービング・リングとLVDTを組み合わせたことの利点は、LVDTのコアとコイルの間に摩擦がないことです。このことは、摩擦力による誤差なしに重量を測定できることを意味します。これは、非常に小さなフルスケール重量を持つ応用では特に重要です。

このような測定システムは、非常に小さな重量の測定に応用することが最良であると知られていますが、この回路ではMorehouse Instruments 5BT型のプロービング・リングを使用し、500ポンドの重量に対し10Vのフルスケール出力を与えます。LVDTはSchaevitz HR050 (フルスケール $\pm 50 \text{mil}$ ) です。このLVDTは $\pm 50 \text{mil}$ のフルスケールを与えますが、 $d = \pm 30 \text{mil}$ および $V_{OUT} = 10 \text{V}$ の値から、R2の値が設計手順9によって計算されます。

となります。

### 熱シャットダウンと負荷の考慮

AD598は熱過負荷回路によって保護されています。チップの温度が $165^\circ\text{C}$ に達すると正弦波の励起振幅は段階的に減少し、内部電力消費と温度を低下させます。

デコーダ回路のレシオメトリック動作のため、励起振幅の減少によって小さな誤差しか発生しません。この状態でもAD598の信号処理部分は引き続きその出力仕様に合致します。

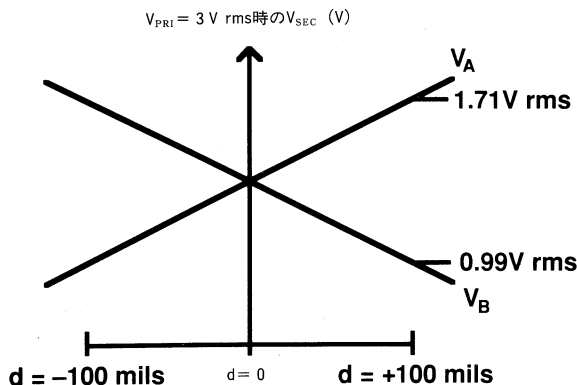


図18. コア位置とLVDT二次電圧の関係

熱負荷は負荷に与えられる電圧と電流、そして電源の電位に依存します。LVDTの一次巻線は正弦波の励起に対して誘導負荷となります。複雑な熱計算のためには、励起電圧と電流の間の位相角度に関して考慮しなければなりません。

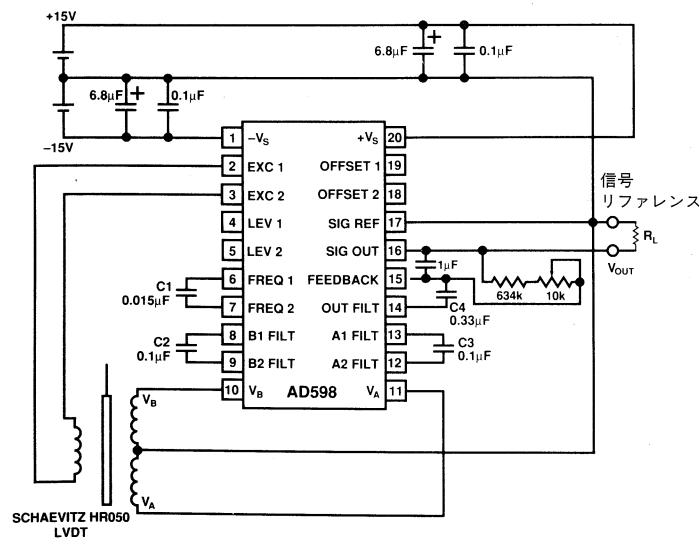


図19. プロービング・リング重量計

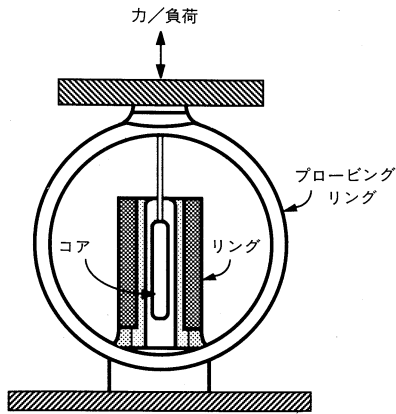


図20. プロービング・リング重量計断面図

1  $\mu$ Fのコンデンサによってフィルタを追加することにより、機械的振動によるノイズを低減します。他の回路定数の値は設計手順の中で使われている通常の手段で計算されます。

この重量計は、R3とR4（図7および図12に示されています）の両方を選びオフセット電圧を付け加えることで、風袋重量を簡単に測定するように設計できます。風袋重量は正味重量を得るために総重量から差し引かれる容器の重量です。

R3とR4は、異なる2つの方法のうちの1つで計算できます。まず、ポテンシオメータをAD598のピン18とピン19の間に、摺動子を $-V_{SUPPLY}$ に接続します。このことにより、両極性の小さなオフセットを与えます。またオフセットの値は設計手順10によって計算できます。一方向への大きなオフセットを得るためには、R3とR4の両方をポテンシオメータに交換し、それらの摺動子を $-V_{SUPPLY}$ に接続します。

この重量計の分解能は、100グラムの重りを乗せ、AD598の出力信号の振れをオシロスコープで観測して試験します。振れは4.8mVでした。

オシロスコープによって測定できる最小の信号の振れは、10グラム

の重量に対応する450 $\mu$ Vの値でした。この450 $\mu$ Vの信号はLVDTの位置における1.32マイクロインチに対応し、この値は青色光の波長の1/10にあたります。

この回路に使用されたプロービング・リングの温度係数は、鉄のヤング率により、250ppm/ $^{\circ}$ Cです。R2に温度係数を持った抵抗を使うことで、この重量計の温度補償が可能です。プロービング・リングの材質の鉄は高い温度でより柔らかくなり、力に対する振れが大きくなるため、負の温度係数を持った抵抗が必要です。

### 複数のLVDTの同期動作

複数のゲージ測定など多くの応用では、たくさんのLVDTが物理的に接近して使用されています。もしこれらのLVDTが同じようなキャリア周波数で動作すると、浮遊磁気結合がビートを生じさせる可能性があります。このビートはこのような環境で行なわれる測定の精度に影響を与えます。この状態を避けるにはすべてのLVDTを同期して動作させます。

図21に、1個のマスタ発振器と、任意の数のスレーブを示します。マスタのAD598の発振器の周波数と振幅は、設計手順6および7により、R1とC2によって通常の方法でプログラムされます。スレーブのAD598は、内部の発振器を禁止するためにすべてピン6とピン7を接続します。個々のスレーブのピン4とピン5はスレーブの振幅をマスタの振幅と同じにするため、マスタのピン2とピン3に15k $\Omega$ の抵抗を通して接続します。もし異なる振幅が必要な場合には15k $\Omega$ の抵抗値を変えなければなりません。振幅の大きさが抵抗の値によって直線的に変化することに注意して下さい。内部回路の抵抗の公称値に対し合致するため15k $\Omega$ が選ばれました。スレーブの振幅は、内部の抵抗値との差により20%の許容範囲を持ちますが、これは回路の動作に影響を与えません。

個々のLVDTの一次巻線は、それぞれ専用の電力増幅器によって駆動されるため、各AD598の熱負荷は等しくなります。個々のスレーブはマスタのAD598の電力増幅器に対し30k $\Omega$ の負荷となるため実際のスレーブの数には制限はありません。非常に多くの数（例えば100個以上）のスレーブを使用するためにはマスタのAD598の電力増幅器から流れ出す最大の出力電流について考慮が必要です。

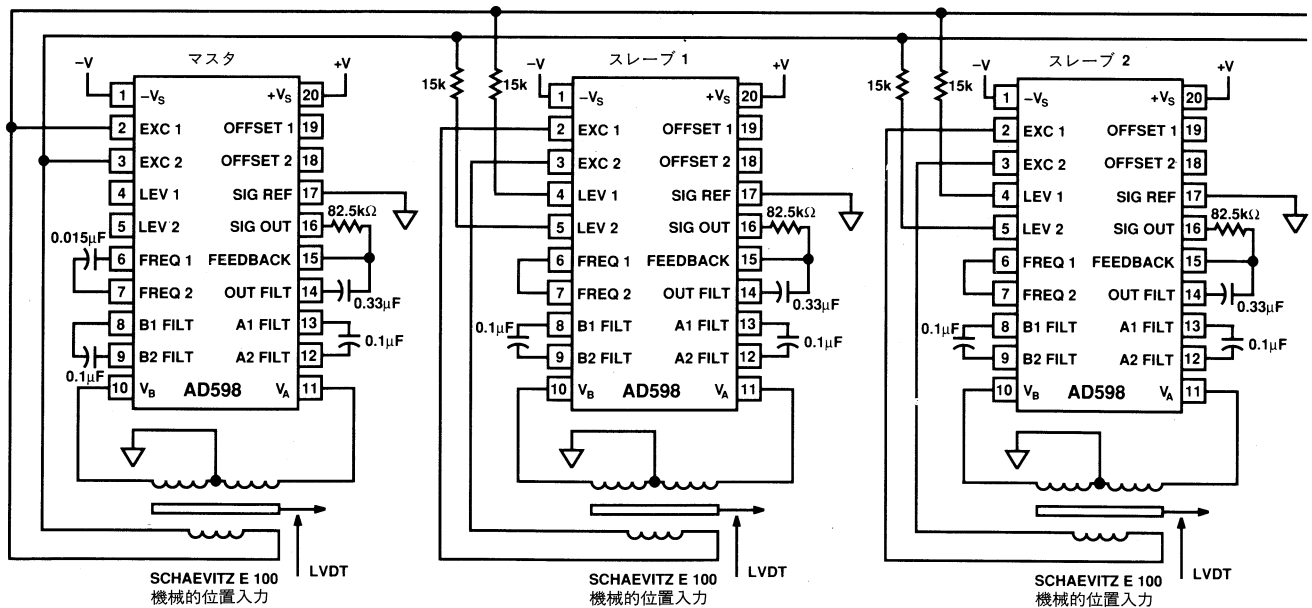


図21. 複数のLVDTの同期動作

### 高分解能位置一周波数変換回路

図22に示す回路は、AD598とAD652電圧一周波数 (V/F) コンバータの組合せにより高分解能の測定が可能な、有効で簡単なデータコンバータの構成を示しています。

この回路はLVDTからの信号をV/Fコンバータへ電流の形で送るため、V/Fコンバータのオフセット電圧によって通常発生する誤差を取り除くことができます。このような回路では、V/Fコンバータのオフセット電圧は最大の誤差源となります。AD652へのアナログ入力信号は簡単なデジタル機器でカウント可能なデジタル周波数出力パルスに変換されます。この回路は、測定される場所に大きな機械的振動 (ハム) があるときには特に便利です。このハムは、

ハムの周期の整数倍に等しいゲート時間 (固定された期間) だけデジタル周波数パルスをカウントすることによってほぼ完全に排除することができます。ハムは周期的な信号であればその影響を完全に排除することができます。

V/Fコンバータは、ここではユニポーラ動作に設定されています。AD652のデータシートには、バイポーラ動作の設定も説明されています。LVDTのコアが中央にあるときには出力周波数はゼロとなりますことに注意して下さい。LVDTのコアが中央からずれ、片方の端にあるときには出力周波数はフルスケール値まで増加します。この回路でバイポーラ動作を行なうためには、設計手順10で示すようにLVDTでオフセットする必要があります。

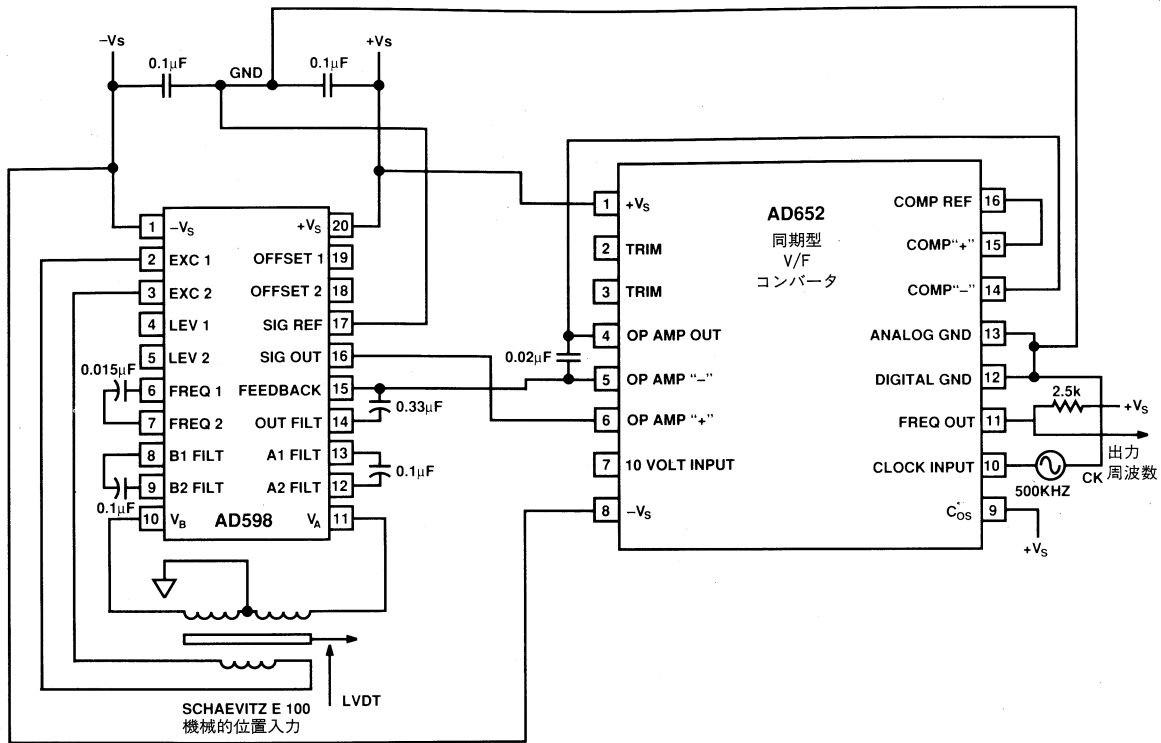


図22. 高分解能位置一周波数コンバータ

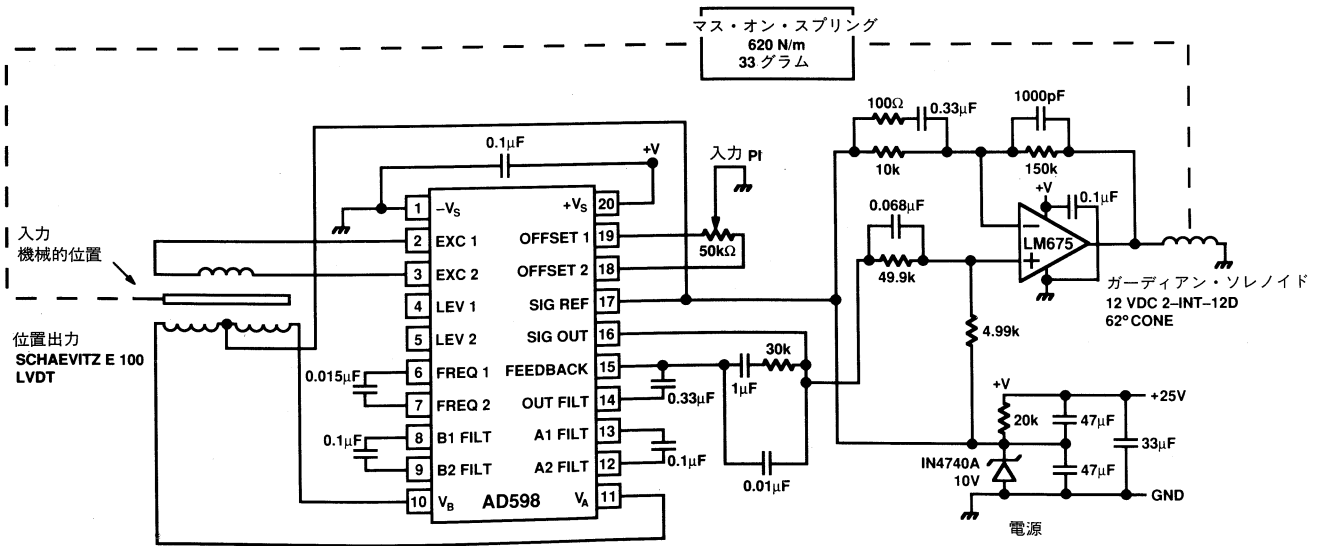


図23. 低価格セット・ポイント・コントローラ

低価格セット・ポイント・コントローラ

図23に示す回路によって、低価格のセット・ポイント・コントローラを構成することができます。このような回路は自動車の燃料制御システムに使用することができます。ポテンショメータP1はアクセル・ペダルに取り付けられ、LVDTは燃料噴射システムやキャブレットのバタフライ・バルブに接続されます。バタフライ・バルブの位置はアクセル・ペダルの位置によって、機械的な接続なしに電子的に制御されます。

この回路は2個のICによる簡単なクローズ・ループのサーボ・コントローラです。LVDTの回路がループ積分器の機能を果たすため、この回路は簡単になっています。帰還経路(通常R2)にコンデンサを付加することでAD598からの出力信号はLVDTによって測定された位置の時間積分値に対応します。LVDTの位置信号はポテンショメータP1によって導かれるオフセット信号と合成されます。この合成された信号は積分されるのでオフセット信号はゼロに調整しなければなりません。これによってLVDTの位置は入力ポテンショメータP1の値に追従します。AD598からの出力信号はLM675電力増幅器を駆動し、さらにこれがソレノイドを駆動します。

この回路は低価格、高精度という2つの利点を持っています。高精度であることから、通常はLVDT信号を電圧に変換し、続いてその電圧を積分することによって生じるオフセット誤差の発生を避けることができます。

機械結合サーボ・ループ

図24に、2個のSchaevitz E100 LVDTと2個のAD598を機械結合サーボ・ループの中にどのように組み合わせているかを示します。片方のLVDTは機械的な位置入力信号を与え、他方のLVDTは動きに追従します。

電圧オフセット誤差を避けるため、入力位置回路からの信号は電流として出力されます。この電流信号は出力位置のLVDTからの信号と合成されます。この合成信号は出力位置が入力位置と等しくなるように積分されます。この回路では、わずか3個のICのみで機械的サーボ・ループを構成可能です。

この回路は図23の回路と1つの例外を除き同じものです。図23では、入力位置信号を得るためにLVDTの代わりにポテンショメータを使用していました。ポテンショメータの代わりにLVDTを用いることには、2つの利点があります。まず、位置入力センサが有害な環境にある場合に、より高い信頼性を持ち頑丈なLVDTを利用できることです。次に、個々のLVDTのスケール・ファクタに合致する範囲内で入出力の機械的な動きが同一であることが保証されるということです。これらの特別な利点によって、この回路は水力アクチュエータ制御装置の応用として理想的です。

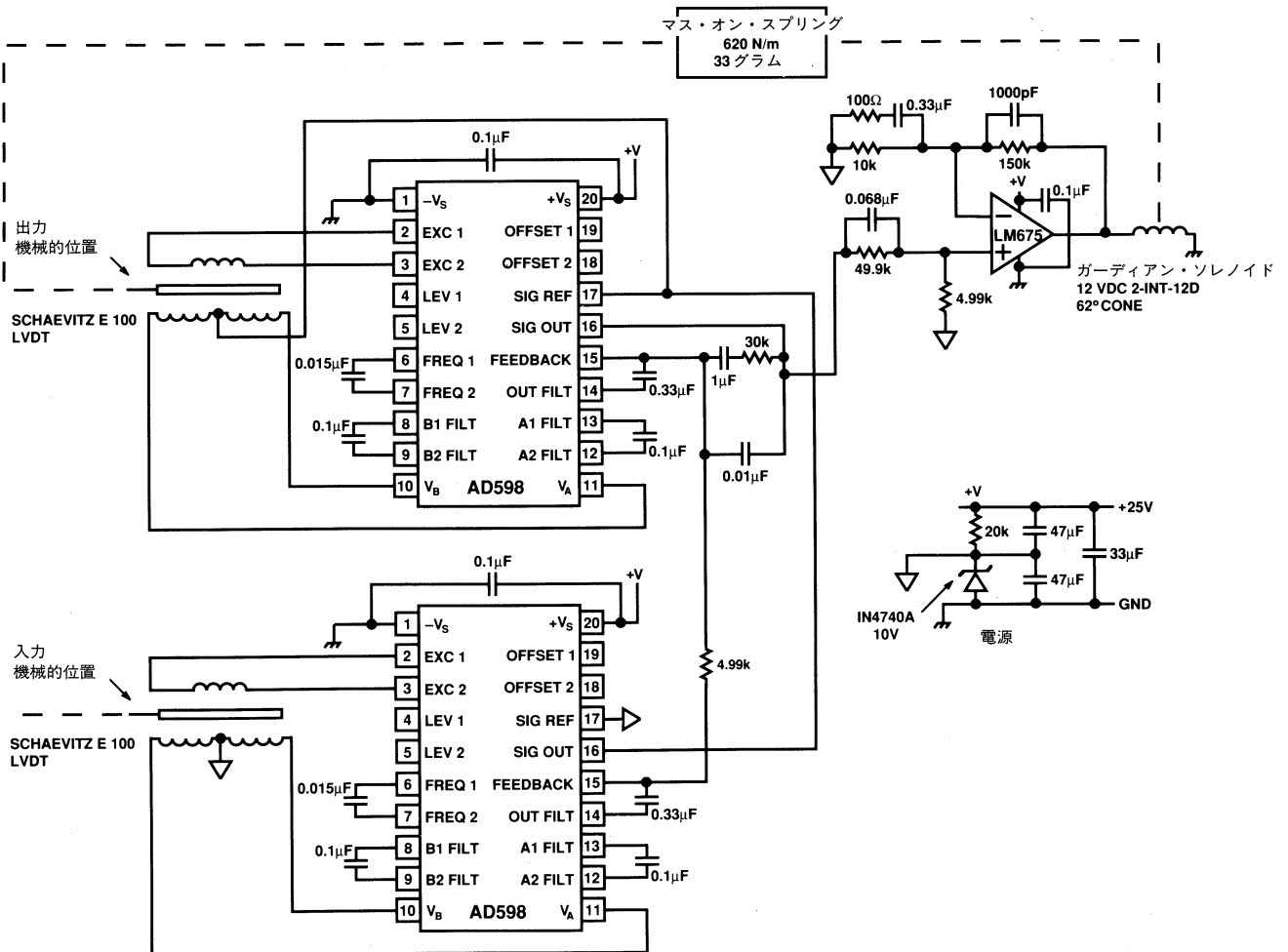


図24. 機械結合サーボ・ループ

### 差動ゲージ

LVDTは、おもにゲージ測定システムで使用されます。2つのLVDTを用いることにより、試料の厚みやテーパーを測定することができます。厚みを測定するためには測定する測定対象の両側にLVDTを設置します。LVDTはその動作範囲内であらかじめ分かっている最大距離に置きます。

この回路は簡単で安価です。2個のLVDTが一つのAD598によって駆動されているという利点がある反面、個々のLVDTのスケール・ファクタが正確には一致していないという欠点もあります。こ

れによって、試料の厚みの測定は差動ゲージ・ヘッドの絶対位置に依存します。

この回路は個々のLVDTからの2つの独立した±5V振幅を合成して±10Vの振幅信号出力を作り出すように設計されています。出力電圧振幅は80.9kΩの抵抗によって設定されます。この回路における出力電圧 $V_{OUT}$ は以下の式で求められます。

$$V_{OUT} = \left[ \frac{(V_A - V_B)}{(V_A + V_B)} + \frac{(V_C - V_D)}{(V_C + V_D)} \right] \times 500\mu A \times R_2$$

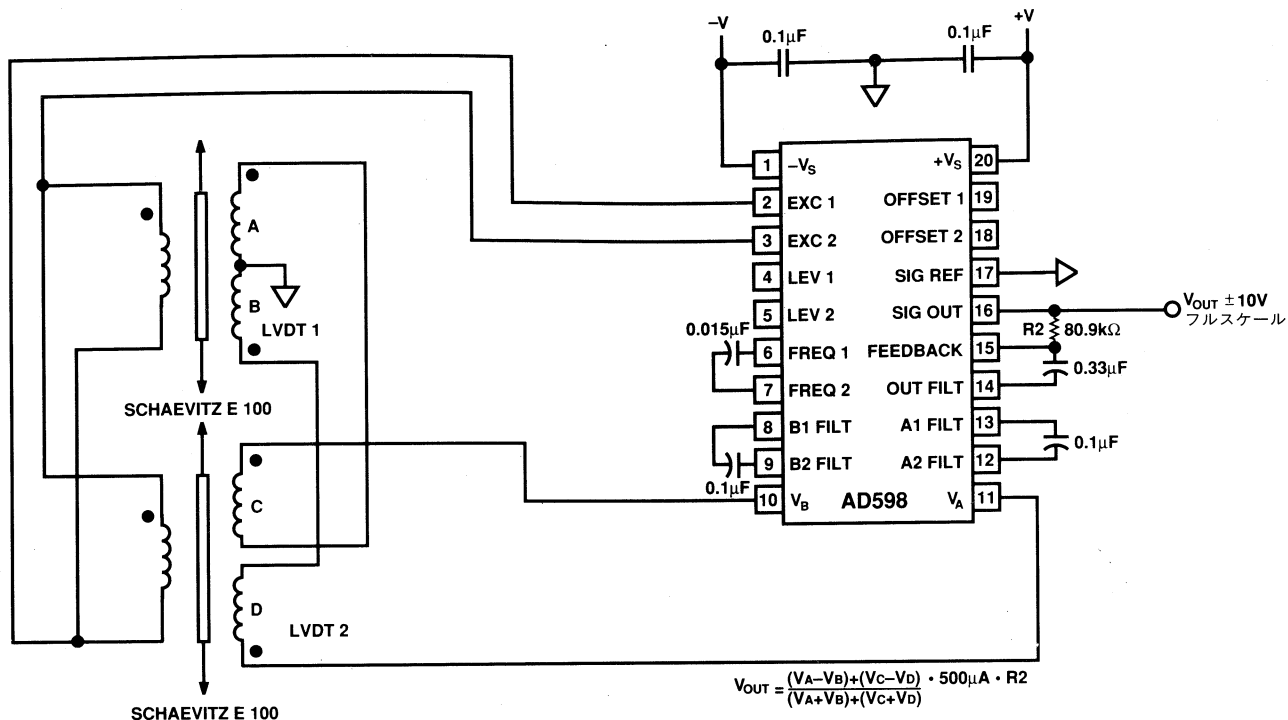


図25. 差動ゲージ

### 高精度差動ゲージ

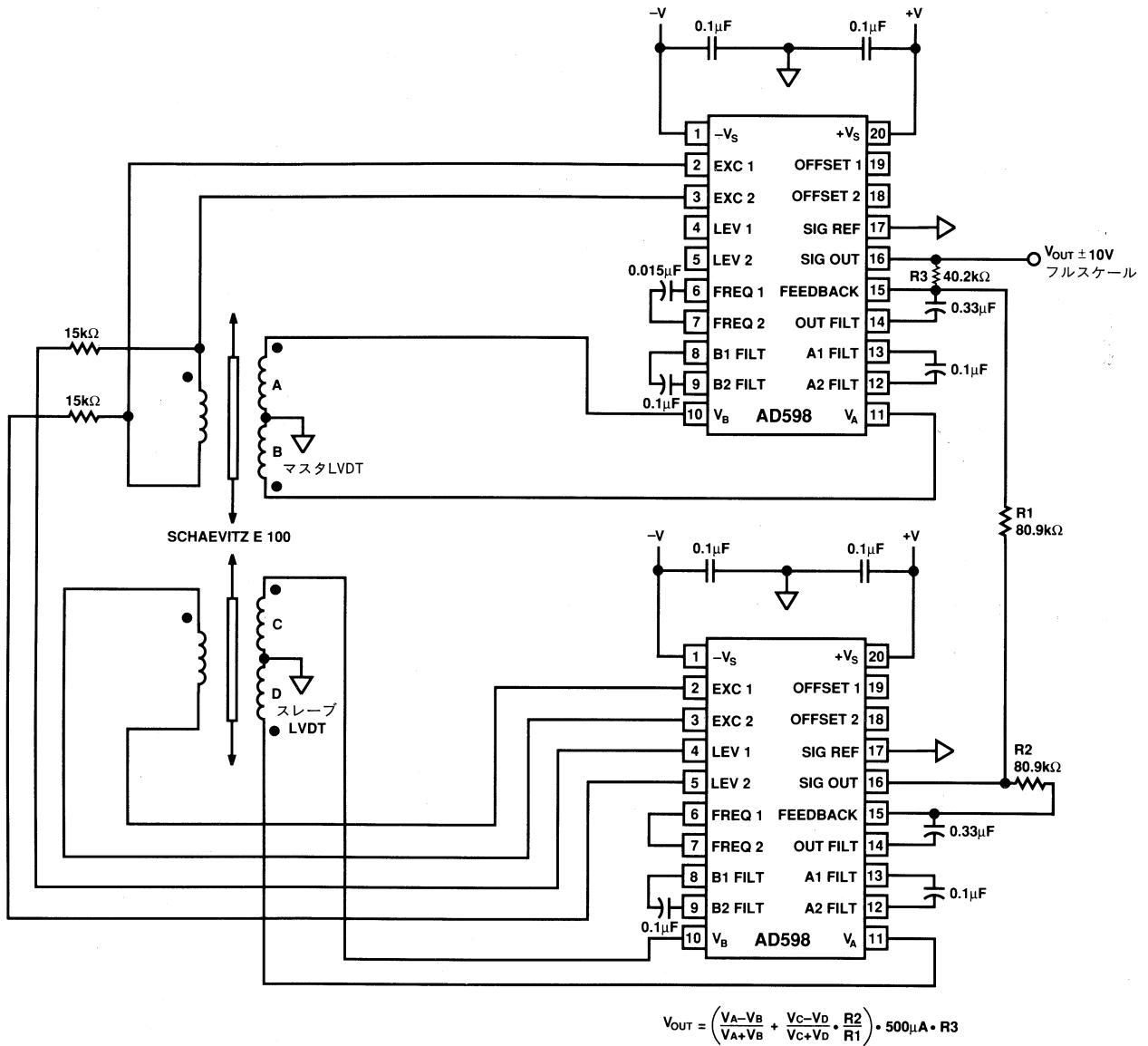
図26に示す回路は、機能的には図25に示した差動ゲージと同様です。図25と対照的に、この回路では2つのLVDTのスケール・ファクタが一致するように、個々のLVDTのスケール・ファクタを独立して調整できるようになっています。

2つのLVDTはマスタースレーブ結線で駆動され、スレーブのLVDTからの出力信号はマスターのLVDTからの出力信号と合成されています。スレーブLVDT単独のスケール・ファクタは、R1とR2によって調整されます。マスターLVDTとスレーブLVDTの合成

されたスケール・ファクタはR3によって調整されます。

R1およびR2の設定値は、Schaevitz E100 LVDTのための±10Vのフルスケール出力信号を与えるために、80.9kΩに設定されています。R3の設定値は、2つのE100 LVDT出力信号が合成されたときに±10Vの出力信号を得られるように40.2kΩとなっています。この回路の出力電圧は以下の式で求められます。

$$V_{OUT} = \left[ \frac{(V_A - V_B)}{(V_A + V_B)} + \frac{(V_C - V_D)}{(V_C + V_D)} \times \frac{R_2}{R_1} \right] \times 500\mu A \times R_3$$



$$V_{OUT} = \left( \frac{V_A - V_B}{V_A + V_B} + \frac{V_C - V_D}{V_C + V_D} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot 500\mu A \cdot R_3$$

図26. 高精度差動ゲージ

ハーフ・ブリッジ・トランスデューサでの動作

AD598は、ハーフ・ブリッジ・トランスデューサと共に動作するようには設計されていませんが、性能を落とすことによって使用することができます。

ハーフ・ブリッジ型のトランスデューサはポピュラなトランスデューサです。このトランスデューサは、可動コアの周囲に2つのコイルが巻かれており、個々のコイルのインダクタンスはコアの位置の関数となっており、LVDTと同様の動作をします。

図27に示す回路では、 $V_A$ および $V_B$ 入力電圧は2つの抵抗-インダクタ分割器から発生します。インダクタの値が等しい（例えばコアが中央のとき）場合には、AD598への $V_A$ および $V_B$ 入力電圧は等しく、出力電圧 $V_{OUT}$ はゼロとなります。コアが中央からずれた場合には、インダクタは不等となり出力電圧 $V_{OUT}$ が発生します。

この回路の直線性は、抵抗-インダクタ分割器の抵抗の値に依存します。最適の抵抗値はトランスデューサに依存するため、試行錯誤によって決定する必要があります。この回路では、 $300\Omega$ の抵抗に

よって伝達関数の非直線性を1%の数十分の1まで最適化しています。この回路ではSangamo AGH1ハーフ・ブリッジ・トランスデューサを使用しています。 $1\mu F$ のコンデンサによって励起出力信号の直流オフセットをブロックします。トランスデューサ励起出力は $4nF$ のコンデンサによって製造メーカーの推奨値である $10kHz$ に設定します。

もう一つのハーフ・ブリッジ・トランスデューサ回路

この回路は、前の回路と同様な精度の問題を持っています。この回路ではAD598の $V_A$ 入力信号はコアの位置に対し真に直線の関数となっており、入力信号 $V_B$ は励起電圧の半分のレベルです。しかし、非直線性は $A-B/A+B$ 伝達関数によって導かれます。

この回路では、 $V_A$ および $V_B$ 入力からの直流バイアス電流に起因する誤差を最低にするため、 $500\Omega$ の抵抗を使用しました。前の回路では、これらのバイアス電流は非常に低い値の巻線抵抗によるグラウンドへの経路を流れることに注意して下さい。

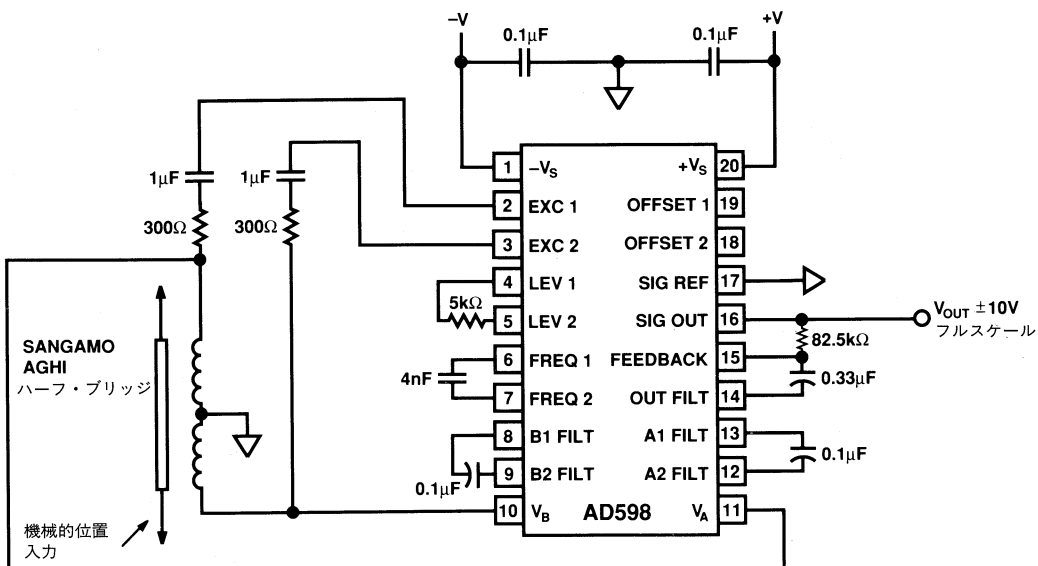


図27. ハーフ・ブリッジ動作回路

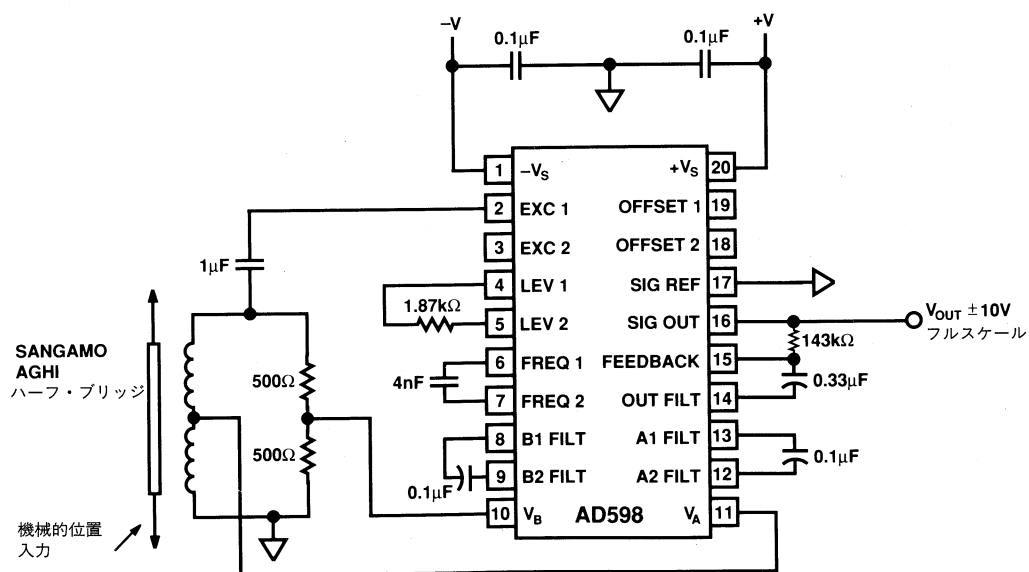


図28. 同様のハーフ・ブリッジ動作回路