

動ひずみ測定回路の自動校正高精度化の実測検証

鈴木 孝秀*, 光野 正志, 田浦 哲也, 須永 浩誌, 山田 佳央,
木村 圭吾, 小林 春夫 (群馬大学大学院),
森村 正直 (コンサルタント), 岡野 晴樹, 岩崎 正美,
宅野 弘行, 鈴木 光正, 篠田 幸雄 ((株)東京測器研究所)

High-Precision Strain Measurement Bridge Circuit
With On-line Compensation for Parasitic Capacitance Effects
Takahide SUZUKI*, Masashi KONO, Tetsuya TAURA, Hiroshi SUNAGA,
Yoshihisa YAMADA, Keigo KIMURA, Haruo KOBAYASHI (Gunma University),
Masanao MORIMURA (Consultant)
Haruki OKANO, Masami IWASAKI, Hiroyuki TAKUNO,
Mitsumasa SUZUKI, Yukio SHINODA (Tokyo Sokki Kenkyujo Co., Ltd)

Abstract

This paper describes a high-precision strain measurement system using modern ADC and digital technology to provide real-time compensation for parasitic capacitance effects. In recent applications, strain gauges used for strain measurement often have to be located far from strain measuring instruments, requiring long connecting cables with associated parasitic capacitance; in such cases the parasitic capacitance degrades measurement accuracy significantly, and parasitic capacitance variation can cause measurement drift. The proposed algorithm can reliably and accurately compensate for parasitic capacitance in the digital domain. We have demonstrated its effectiveness by both simulation and experiments using field data.

キーワード：ひずみ測定, ひずみゲージ, ブリッジ回路, 自動校正, A/D 変換器, DSP
(Strain Measurement, Strain Gauge, Bridge Circuit, On-line Calibration, A/D, DSP)

1. 研究背景

情報化社会の進展・ユビキタス化にともないセンサの需要が増加し、センサ、センサ回路、センサネットワーク、センサフュージョンの技術が大きな関心を集めている。その中でひずみの計測は、ひずみゲージセンサの抵抗変化をホイートストンブリッジ回路を用いて電気信号に変換してひずみ量を得るものである⁽¹⁾⁻⁽¹⁹⁾。この原理を用いたひずみ測定器は自動車、機械、建設・土木産業等で広く使用されている。このひずみ測定法は静ひずみ測定法と動ひずみ測定法に大別される。また、動ひずみ測定法にはブリッジ回路の電源に直流電圧を与える直流型と交流電圧を与える交流型（搬送波型）(図1)の2種類がある。直流型は応答周波数を高くでき、ひずみゲージとブリッジ回路を結ぶケーブルの容量の影響を受けないが、熱起電力や低周波ノイズの影響を受ける。

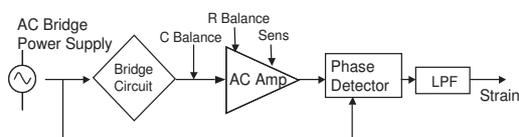


図1 交流型動ひずみ測定器のブロック図。

Fig.1. AC-type dynamic strain measurement system.

それに対し交流型は熱起電力や低周波ノイズの影響を受けないので広く用いられている。しかしながら最近のひずみ計測器と測定対象まで長い距離がある場合のアプリケーション(図2)では、ケーブルで計測器とひずみゲージを接続しなければならず、長いケーブルの電気抵抗・寄生容量を考慮しなければならない。交流型ではこのケーブルの容量の影響を完全に除去できず、このような際の高精度ひずみ計測の障害になる。(なお、電気抵抗の影響は三線式ブリッジ回路で除去可能である。)寄生容量を最初に計測しキャリブ

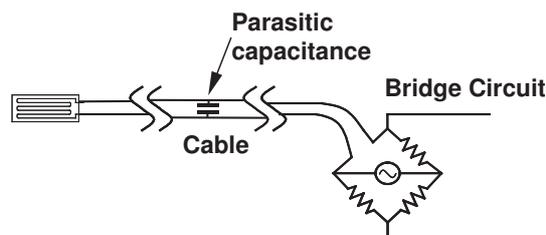


図2 ゲージとブリッジ回路が離れておりケーブルで接続している場合。

Fig.2. Strain gauge is located far from the bridge circuit, and they are connected by a cable.

レーションを行っても、寄生容量が温度依存性をもつので、大きな温度変化がある厳しい測定現場環境ではそれが計測精度のドリフトとなってしまふ。

そこでこの論文では、最初に交流型動ひずみ測定において寄生容量の測定精度への影響を解析する。次にその解析結果に基づきこの影響をキャンセルするシステムを提案する。

2. ひずみ測定の実理

ひずみとは、物体が元の長さに対してどれだけ伸びたか、または縮んだか、という割合を示す量である。材料に引張力（P）又は、圧縮力が加わった場合、それに対応する応力が材料内部に発生する。この応力に比例した引張ひずみ（圧縮ひずみ）が発生し、長さ（L）の材料は、 $L + \Delta L$ （又は $L - \Delta L$ ）に変形する（図3）。

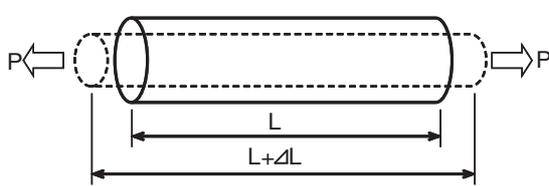


図3 材料の変形によるひずみの説明。
Fig. 3. Explanation of "Strain".

この時の（L）と（ ΔL ）の割合をひずみといい、式（1）で表される。

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L} \dots \dots \dots (1)$$

ひずみゲージは、材料などの測定対象物に貼り付け、ひずみを受けた材料の寸法変化を抵抗変化に変換するひずみセンサである。この時のひずみの抵抗変化の関係は式（2）のようになる。

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{k} \cdot \frac{\Delta R}{R} \dots \dots \dots (2)$$

ここでkはゲージ率（物質によって決まる定数）である。ひずみゲージによりひずみ量を抵抗値に変換した値を検出するセンサ回路（ブリッジ回路）構成を図4(a)に示す。

入力電圧 V_{in} を印加したときに回路が平衡状態にあれば出力電圧 ΔV はゼロとなる。 $V_{in} = 2[V]$ のとき、ひずみゲージがひずみ ϵ を受けて、ゲージの抵抗がRから $R + \Delta R$ に変化したとき、ホイートストンブリッジの出力電圧 ΔV は

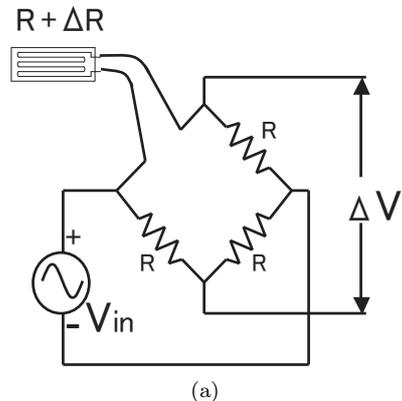
$$\Delta V = \frac{\Delta R}{2R + \Delta R} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{2 + \frac{\Delta R}{R}} [V]$$

となる。また式（2）により

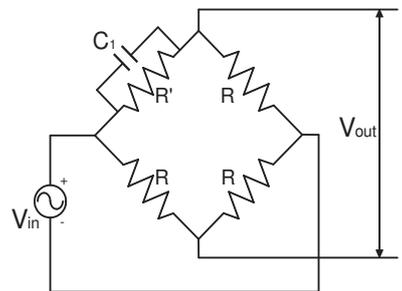
$$\Delta V = \frac{k \cdot \epsilon}{2 + k \cdot \epsilon} [V], \quad \epsilon = \frac{2}{k} \cdot \frac{\Delta V}{1 - \Delta V}$$

となり、 $k = 2$ 、 $\Delta V \ll 1[V]$ のとき

$$\epsilon \approx \Delta V \text{ (ストレイン)} \dots \dots \dots (3)$$



(a)



(b)

図4 (a) ひずみゲージとホイートストンブリッジ回路（1ゲージ2線法）。(b) 寄生容量を考慮したブリッジ回路の等価回路。

Fig. 4. (a) Strain gauge and Wheatstone bridge circuit (quarter bridge 2-wire system). (b) Bridge circuit with parasitic capacitance.

となる。式（3）より、ブリッジの出力 ΔV からひずみ値を求めることができる。ひずみゲージの出力は非常に小さく、一般にはブリッジ回路の出力 ΔV を増幅器を用いて増幅する必要がある。ひずみ測定器は、ゲージ、その抵抗変化を電圧に変換するブリッジ回路とその電源、増幅器などから構成される。

この図4(a)の1ゲージ2線法は簡単な構成でひずみを測定できるが、温度によるリード線の電気抵抗の変化がそのまま見かけひずみとして表れ誤差となってしまふ。この問題を解決するためには1ゲージ3線法、2ゲージ法（図5(a),6(a)）、4ゲージ法等が用いられる。

3. 動ひずみ測定器

ひずみ量が時間的に変化する場合は動ひずみと呼ぶ。ブリッジに供給する電源の種類により直流型ひずみ測定器と交流型（搬送波型）ひずみ測定器の2種類がある。

図1に交流型ひずみ測定器のブロック図を示す。ブリッジ電源には5~30kHz程度の交流電源が使われる。振幅変調されたブリッジ出力波形を交流増幅器で増幅し位相検波器および低域通過フィルタ（LPF）で出力振幅の大きさをとりだしひずみ量を得る。この方式は測定精度が低周波ノイズの影響を受けず、安定性に優れている。しかし後述のよ

うに寄生容量の影響が高精度計測の場合に問題になり、この分野で長い間未解決の問題である。

4. 交流型動ひずみ測定での寄生容量の影響

4.1 寄生容量の影響

近年のひずみ測定のアプリケーションではひずみゲージセンサをブリッジ回路から非常に離れた距離に配置しなければならない場合が増えてきている(図2)。この際ひずみゲージとブリッジ回路を接続するリード線の寄生容量が交流型動ひずみ測定の精度に影響する。リード線の寄生容量は使用リード線の仕様、被覆材の種類等により異なり、交流型ひずみ測定器においてはひずみゲージの抵抗値が一定であっても、使用したリード線の容量により初期不平衡値が発生する。また、温度変化によりリード線の寄生容量が変化しそれがゼロドリフトとなって表れてくる。すなわちひずみ測定器電源投入時に校正を行うだけではこの寄生容量の影響に対処できない。

4.2 寄生容量の影響の解析 (1 ゲージ法の場合)

交流型動ひずみ測定での寄生容量の影響の対策を検討するために、最初に図4(a)の1ゲージ法の場合の寄生容量をもったブリッジ回路を図4(b)のようにモデル化する。その伝達関数 $H(j\omega) (= V_{out}(j\omega)/V_{in}(j\omega))$ を解析的に求めると次のようになる。

$$H(j\omega) = H_{RE}(\omega) + jH_{IM}(\omega). \dots\dots\dots (4)$$

ここで

$$H_{RE}(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{x(2+x) - \omega^2 R^2 C^2 (1+x)^2}{(2+x)^2 + \omega^2 R^2 C^2 (1+x)^2} \dots\dots\dots (5)$$

$$H_{IM}(\omega) = \frac{-\omega RC(1+x)^2}{(2+x)^2 + \omega^2 R^2 C^2 (1+x)^2} \dots\dots\dots (6)$$

$$R' = R + \Delta R, \quad x = \frac{\Delta R}{R} \dots\dots\dots (7)$$

4.3 寄生容量の影響の解析 (2 ゲージ法の場合)

2ゲージにはホイートストンブリッジへの組み方により、いくつかの構成方法がある⁽⁴⁾⁽⁵⁾。組み方としては、例えば図5のように、ホイートストンブリッジの隣合う辺の抵抗をひずみゲージに置き換えた場合(この論文では隣辺2ゲージ法と呼ぶことにする)と図6のように、ホイートストンブリッジの対辺の抵抗をひずみゲージに置き換えた場合(対辺2ゲージ法と呼ばれる)の2種類がある。また測定物へのひずみゲージの接着の方法として、1つのひずみゲージを測定物に接着し、もう1つのひずみゲージは測定物のダミーに接着する場合がある。これは1アクティブ1ダミー法と呼ばれる。この方式では温度補償、ひずみゲージのケーブル抵抗などの補正が可能となる。その他に測定物の片面にひずみゲージを接着した場合(この論文では片面接着法と呼ぶことにする)や、測定物の両面にひずみゲージを接着した場合(この論文では両面接着法と呼ぶことにする)がある。2ゲージにおける2つの回路構成における寄生容量を考慮した出力電圧式から求めた伝達関数は下記のようなになる。

(i) 隣辺2ゲージ法： 構成図を図5(a)に、寄生容量の等価回路モデルを図5(b)に示す。その伝達関数 $H(j\omega)$ を次

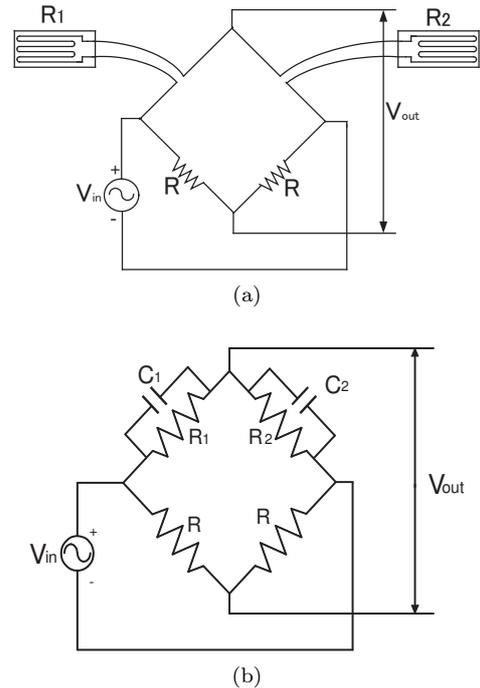


図5 (a) 2ゲージとホイートストンブリッジ回路 (隣辺2ゲージ法). (b) 寄生容量を考慮したブリッジ回路の等価回路。

Fig. 5. (a) Strain gauges and Wheatstone bridge circuit (Half bridge system). (b) Bridge circuit with parasitic capacitance.

のように導出した。

$$H(j\omega) = H_{RE}(\omega) + jH_{IM}(\omega). \dots\dots\dots (8)$$

ここで

$$H_{RE}(\omega) = \frac{1}{2D(\omega)} \cdot \left((2+x_1+x_2)(x_1-x_2) + \omega^2 R^2 (1+x_1)^2 (1+x_2)^2 \times (C_2+C_1)(C_2-C_1) \right) \dots\dots\dots (9)$$

$$H_{IM}(\omega) = \frac{\omega R(1+x_1)(1+x_2)}{D(\omega)} \times \{C_2(1+x_2) - C_1(1+x_1)\} \dots\dots\dots (10)$$

$$D(\omega) = (2+x_1+x_2)^2 + \omega^2 R^2 (1+x_1)^2 (1+x_2)^2 (C_1+C_2)^2 \dots\dots\dots (12)$$

$$R_1 = R + \Delta R_1, \quad x_1 = \frac{\Delta R_1}{R} \dots\dots\dots (13)$$

$$R_2 = R + \Delta R_2, \quad x_2 = \frac{\Delta R_2}{R} \dots\dots\dots (14)$$

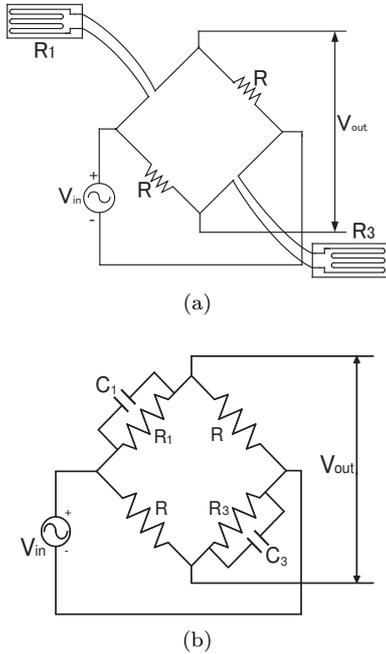


図6 (a) 2ゲージとホイートストンブリッジ回路(対辺2ゲージ法). (b) 寄生容量を考慮したブリッジ回路の等価回路.

Fig. 6. Bridge circuit with parasitic capacitance (half bridge system)

ひずみゲージのホイートストンブリッジへの組み方により x_1, x_2 は次のようになる.

- 隣辺1アクティブ1ダミー法の場合

$$x_1 = x, \quad x_2 = 0 \dots \dots \dots (15)$$

- 隣辺2アクティブ片面接着法の場合

$$x_1 = x, \quad x_2 = \nu x \dots \dots \dots (16)$$

ここで ν はポアソン比(多くの場合 値が 0.3 程度の定数)である.

- 隣辺2アクティブ両面接着法の場合

$$x_1 = x, \quad x_2 = -x \dots \dots \dots (17)$$

いずれの場合も未知変数は x, C_1, C_2 の3つである.

(ii) 対辺2ゲージ法: 構成図を図6(a)に, 寄生容量の等価回路モデルを図6(b)に示す. その伝達関数 $H(j\omega)$ を次のように導出した.

$$H(j\omega) = H_{RE}(\omega) + jH_{IM}(\omega) \dots \dots \dots (18)$$

ここで

$$H_{RE}(\omega) = \frac{1}{D(\omega)} \cdot \left((2+x_1)(2+x_3)(x_1+x_3+x_1x_3) - \omega^2 R^2 \{ (1+x_1)^2(2+x_3)C_1^2 + (1+x_3)^2(2+x_1)C_3^2 + \omega^2 R^2(1+x_1)^2(1+x_3)^2 C_1^2 C_3^2 \} \right) \dots \dots (19)$$

$$H_{IM}(\omega) = \frac{-\omega R}{D(\omega)} \cdot \left((1+x_1)^2(2+x_3)^2 C_1 + (1+x_3)^2(2+x_1)^2 C_3 + \omega^2 R^2(1+x_1)^2(1+x_3)^2 \times C_1 C_3 (C_1 + C_3) \right) \dots \dots \dots (20)$$

$$D(\omega) = \{ (2+x_3)^2 + \omega^2 R^2 C_3^2 (1+x_3)^2 \} \times \{ (2+x_1)^2 + \omega^2 R^2 C_1^2 (1+x_1)^2 \} \dots \dots \dots (21)$$

$$R_1 = R + \Delta R_1, \quad x_1 = \frac{\Delta R_1}{R} \dots \dots \dots (22)$$

$$R_3 = R + \Delta R_3, \quad x_3 = \frac{\Delta R_3}{R} \dots \dots \dots (23)$$

ひずみゲージのホイートストンブリッジへの組み方により x_1, x_3 は次のようになる.

- 対辺2アクティブ両面接着法の場合

$$x_1 = x, \quad x_3 = x \dots \dots \dots (24)$$

この場合も未知変数は x, C_1, C_3 の3つである.

4.4 寄生容量の影響の考察 前節で1ゲージ法, 2ゲージ法システムにおいてリード線やケーブルの寄生容量を考慮し, 回路構成と接着方法による組み合わせでのそれぞれの伝達関数を導出した. これらの式はブリッジ出力電圧のひずみ依存性を表しているが, 1ゲージ法, 2ゲージ法とも伝達関数 $H(j\omega)$ の実数部, 虚数部の両方とも容量成分の項を含んでいることがわかる. 従来の交流型動ひずみ測定ではアナログ回路による位相検波によりブリッジ出力電圧の実数部を測定してひずみを算出している. したがって導出した伝達関数は, 寄生容量によりその測定精度が影響を受けてしまうということを解析的に示している.

5. 動ひずみ測定での寄生容量の影響除去方式の提案 この節では交流型動ひずみ測定で寄生容量の影響を除去し高精度を達成する, 方式を提案する.

5.1 1ゲージ法の場合の提案方式

5.1.1 概要 1ゲージ法(図4)において寄生容量 C_1 の影響を受けずに入力 $V_{in}(t)$ と出力 $V_{out}(t)$ から $x = \Delta R/R$ の値を得ることを考える.

- 図7において, 周波数 ω_1 のブリッジの「入力信号」と「出力信号をACアンプで増幅した信号」をAD変換する.
- その2つのデジタルデータを用いて直交位相検波を行う. すなわち式(4)-(7)に基づき, 周波数伝達関数 $H(j\omega)$ で入力周波数 ω_1 に対する実数部 $\text{Re}\{H(j\omega_1)\}$ と虚数部 $\text{Im}\{H(j\omega_1)\}$ の両方の情報を利用する.(従来法は実数部 $\text{Re}\{H(j\omega_1)\}$ のみの情報を利用している.)
- 実数部と虚数部の情報を用いて寄生容量 C_1 をキャンセルして x を計算し, ひずみ量 ε ((式(2)に示すように x に比例) を求める.
- 直交位相検波, ひずみ量の計算は全てデジタルで行う.

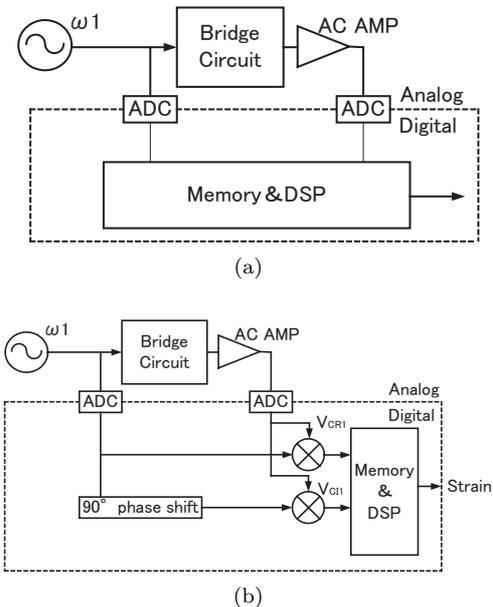


図 7 (a) 提案する動ひずみ測定回路のブロック図 (1 ゲージ法). (b) 直交検波をデジタル的に行う.
 Fig. 7. (a) Proposed dynamic strain measurement system for a quarter bridge system. (b) Quadrature phase detection in digital domain.

5・1・2 構成 以下提案方式の詳細を説明する (図 7(a)). 搬送波用交流電源 (周波数 ω_1) をブリッジ回路へ入力する. ブリッジ入力信号を AD 変換しデジタル化する. またブリッジ出力信号を AC アンプで受けて増幅してその出力を AD 変換しデジタル化する. この AD 変換器は帯域 30kHz 程度, 分解能 16-18bit が必要であるが市販の $\Delta\Sigma$ 型 ADC でこの性能を満たすことができる.

入力搬送波 (ω_1) と, ブリッジ出力電圧との位相検波を行うことで出力電圧の同相成分 (実数部) を, 入力電圧を 90 度移相させたものとの位相検波で直交成分 (虚数部) をそれぞれ得ることが出来る. 入力信号の 90 度位相シフト, 検波のための乗算と DC 成分抽出 (低域通過フィルタリング) はデジタル的に行う (図 7(b)). また, 正弦波フィッティングアルゴリズムを用いて同相成分と直交成分を得ることもできる⁽²⁰⁾.

この 2 つの検波情報から, デジタル演算処理によって, 寄生容量成分 C_1 をキャンセルし x を計算し, その値と式 (2) からひずみ量 ε を得ることが出来る.

このようにすることで精度劣化の大きな影響となる寄生容量を検出しキャンセルして, ひずみ測定の精度を向上させることが出来る.

5・1・3 寄生容量キャンセルアルゴリズム 図 4(b) の寄生容量 C_1 をもった 1 ゲージ・ブリッジ回路を周波数領域で解析するとブリッジ出力伝達関数 $H(j\omega)$ を用いて式 (4)-(7) のように求めることができる.

次に時間領域で解析する. ブリッジ入力信号 $V_{in}(t)$ を周

波数 ω_1 の余弦波とすると出力信号 $V_{out}(t)$ も同じ周波数の余弦波となる.

$$V_{in}(t) = \cos(\omega_1 t),$$

$$V_{out}(t) = a_1 \cos(\omega_1 t) + b_1 \sin(\omega_1 t).$$

位相検波回路で $\cos(\omega_1 t)$ と $V_{out}(t)$ を掛け合わせると

$$\frac{a_1}{2} + \frac{a_1}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{b_1}{2} \sin(2\omega_1 t)$$

となる. 低域通過フィルタで DC 成分のみを取り出すと $a_1/2$ の値が得られる. この値は $H(j\omega_1)$ の実数部と等しいので次の式を得る.

$$H_{RE}(\omega_1) = \frac{a_1}{2} \dots \dots \dots (25)$$

同様に $\sin(\omega_1 t)$ と $V_{out}(t)$ を掛け合わせて DC 成分を取り出すと次の式を得る.

$$H_{IM}(\omega_1) = \frac{b_1}{2} \dots \dots \dots (26)$$

後述のように正弦波フィッティングアルゴリズムを用いても a_1, b_1 の値を求めることができる⁽²⁰⁾. ここで $H_{RE}(\omega_1), H_{IM}(\omega_1)$ はそれぞれ式 (5), (6) で定義された $H_{RE}(\omega), H_{IM}(\omega)$ の ω に ω_1 の値を代入したものである.

未知数 2 つ (C_1, x) に対して 2 つの方程式 (25),(26) が得られるので C_1 をキャンセルして x を求めることができ, その値から式 (2) を用いてひずみ量 ε が得られる. なお, 厳密には C_1 をキャンセルした x の式は x の 3 次方程式であるが, デジタルで計算するので数値計算により解を求めることができる. この導出したアルゴリズムのチェックのためシミュレーションを行ない, ブリッジ回路の入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_{out} を直交検波して得られる伝達関数 V_{CR}, V_{CI} の SPICE シミュレーション結果と式による計算結果は一致することを確認している.

また, この提案手法は, 拡張することで 2 ゲージ法の場合にも適用可能である.

5・2 提案方式の考察 ブリッジ回路の入出力信号を AD 変換器を用いてデジタルに変換しこれをデジタル演算することでアナログ演算の場合のノイズ, ドリフト, 非線形性の影響を除去できる. また, 2 ゲージ法では入力には 2 つの周波数 (ω_1, ω_2) の AC ブリッジ電源が必要であるが 2 分周回路を用いれば比較的簡単な回路構成で ω_1 の AC ブリッジ電源から $\omega_2 = \omega_1/2$ の AC ブリッジ電源を作ることができる. 近年の A/D 変換器と DSP 技術の著しい進展により, 提案手法が性能的・コスト的に可能なることが期待できる.

6. 実測データを用いた提案アルゴリズムの検証

1 ゲージ 2 線式 (図 4) の実測データを用いて提案アルゴリズムの有効性の検証を行った (図 8). ここでの留意点として, ブリッジ入出力信号の AD 変換後のデジタルデータを用いることで, 評価するためのデジタル演算部のハードウェアを実装する必要はなく, ソフトウェアによる計算

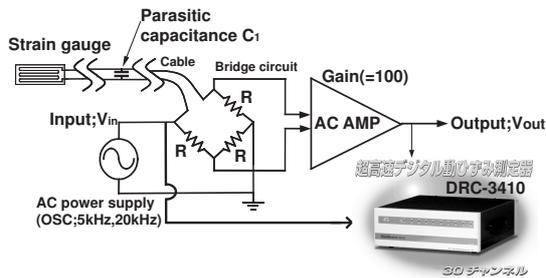


図 8 実測データでの提案アルゴリズム評価システム。ブリッジ抵抗 $R = 350\Omega$, 寄生容量 $C_1 = 1000pF, 3000pF$, 発振器 OSC: 振幅 1.5V 正弦波 (周波数 5kHz, 20kHz), AC アンプ (インストゥルメンテーションアンプ): DC-97A (利得 = 100), 動ひずみ測定器: DRC-3410 (東京測器研究所).
Fig. 8. System for evaluating the proposed algorithm.

表 1 実測データを用いた計算結果

寄生容量 [pF]	周波数 [kHz]	ひずみ [μ]	従来手法 誤差 [%]	提案手法 誤差 [%]
1,000	5	10,000	1.5	0.8
3,000	5	10,000	1.4	0.5
1,000	20	10,000	5.0	0.6
3,000	20	10,000	49.5	3.4

で提案手法の効果を確認することが出来る。

表 1 に実測データを用いた計算結果と実際のひずみ値 (10,000 $\mu\epsilon$) との誤差を示す。

提案アルゴリズムを用いることで入力周波数 5kHz の場合, 寄生容量が 3,000pF の時, 1.4% から 0.5%, 入力周波数 20kHz の場合, 寄生容量が 3,000pF の時, 49% から 3.4% まで誤差を減少出来ることを確認した。

7. まとめと今後の課題

ひずみゲージセンサとホイートストンブリッジ回路を用いた交流型動ひずみ測定器で, より高精度なひずみ測定を実現するために, 問題点であるブリッジ内の寄生容量の影響のひずみ測定への影響の解析を行った。その結果をもとに寄生容量の測定精度への影響をキャンセルする方式を提案しその原理を示した。提案アルゴリズムの正当性をシミュレーションで確認し, さらにその有効性も実測データを用いて一部検証した。

今後は提案システムを実現して, ブリッジ出力ケーブルと接地間の寄生容量, DSP 計算処理時間等のさらなる問題の抽出と解決を行いながら, 高精度動ひずみ測定システムを実現していく。

謝辞 貴重なご意見をいただきました東大名誉教授 山崎弘郎先生, 田澤勇夫氏, および本研究をご支援していただいている北関東産官学研究会, 電子回路技術振興財団に謝意を表します。

参考文献

- (1) 山崎弘郎, 電気電子計測の基礎 - 誤差から不確かさへ -, 電気学会大学講座, 電気学会 (2005 年).
- (2) 熊谷常雄, “ひずみゲージとブリッジ回路,” 計測と制御, vol.45, no.4, (2006 年 4 月).
- (3) 島田好昭, “ひずみゲージを用いたセンサ,” 計測と制御, vol.45, no.4, (2006 年 4 月).
- (4) 高橋賞, 河合正安, 改訂新版 ひずみゲージによるひずみ測定入門 - 歴史から測定まで -, 大成社 (2005 年).
- (5) ひずみゲージ ユーザーズガイド, 東京測器研究所 (1997 年).
- (6) 新しいひずみの測定方法 - Comet -, 東京測器研究所 (2001 年).
- (7) ひずみゲージ入門, 東京測器研究所 (1990 年).
- (8) 共和技報 第 229 号, 第 250 号, 共和電業 (1977, 1978 年).
- (9) 渡辺理, ひずみゲージとその応用, 日刊工業新聞社 (1968 年).
- (10) 泉良和, 電気抵抗ひずみ計によるひずみ測定, (社) 日本非破壊検査協会 (1972 年).
- (11) 松島洋, 第 23 回塑性加工学講座, (社) 日本塑性加工学会 (1980 年).
- (12) 菅野昭, 高橋賞, 吉野利男, 応力ひずみ解析, 朝倉書店 (1986 年).
- (13) T. ポトマ, ひずみゲージ-理論と応用-, 共立出版株式会社 (1976 年).
- (14) アナログ・デバイス著, 電子回路技術研究会訳, OP アンプによる信号処理の応用技術, OP アンプ大全第 2 巻, CQ 出版社 (2005 年).
- (15) D. A. Kerth, D. S. Piasecki, “An Oversampling Converter for Strain Gauge Transducers,” *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol.27, no.12, pp.1,689-1,696 (Dec. 1992).
- (16) B. Liptak, *Instrument Engineer's Handbook, Process Measurement and Analysis* CRC Press LLC (1995).
- (17) Omegadyne Pressure, Force, Load, Torque Databook, Omegadyne Inc. (1996).
- (18) M. Kono, T. Taura, H. Sunaga, K. Kimura, T. Suzuki, M. Morimura, H. Okano, M. Iwasaki, H. Takuno, M. Suzuki, H. Kobayashi, “A High-Precision AC Wheatstone Bridge Strain Gauge”, 2006 IEEJ International Analog VLSI Workshop, Hangzhou, China (Nov. 2006).
- (19) M. Kono, T. Taura, T. Suzuki, H. Sunaga, Y. Yamada, K. Kimura, M. Morimura, H. Okano, M. Iwasaki, H. Takuno, M. Suzuki, Y. Shinoda, H. Kobayashi, “A High-Precision Strain-Measurement Bridge Circuit System with On-line Digital Calibration”, 電子情報通信学会 第 20 回 回路とシステム (軽井沢) ワークショップ (2007 年 4 月).
- (20) 本木義人, 菅原秀武, 小林春夫, 小室貴紀, 酒寄寛, “通信用 AD 変換器テスト評価のためのマルチトーン・カーブ・フィッティング・アルゴリズム”, 電子情報通信学会和文誌 C, vol.J86-C, no.2, pp.186-196 (2003 年 2 月).