

動ひずみ測定ブリッジ回路の高精度化

光野 正志^{†a)} 田浦 哲也[†] 鈴木 孝秀[†] 須永 浩誌[†]
 山田 佳央[†] 木村 圭吾[†] 森村 正直^{††} 岡野 晴樹^{†††}
 岩崎 正美^{†††} 宅野 弘行^{†††} 鈴木 光正^{†††} 篠田 幸雄^{†††}
 小林 春夫^{†b)}

High-Precision Strain Measurement Bridge Circuit with On-Line Compensation for Parasitic Capacitance Effects

Masashi KONO^{†a)}, Tetsuya TAURA[†], Takahide SUZUKI[†], Hiroshi SUNAGA[†], Yoshihisa YAMADA[†], Keigo KIMURA[†], Masanao MORIMURA^{††}, Haruki OKANO^{†††}, Masami IWASAKI^{†††}, Hiroyuki TAKUNO^{†††}, Mitsumasa SUZUKI^{†††}, Yukio SHINODA^{†††}, and Haruo KOBAYASHI^{†b)}

あらまし ひずみゲージ測定は自動車・土木・建築等のアプリケーションで広く用いられているが、近年より高分解能・高精度化が求められている。この論文では、時間とともに値が変化するひずみ量（動ひずみ量）の測定システムにおいて、より高精度測定を実現する方式を提案する。動ひずみ測定法は直流型と交流型測定法に大別される。直流型測定法はブリッジ回路に直流電圧を与える方式で構成は比較的簡単であるが、熱起電力・低周波ノイズの影響により高精度測定が難しい。一方、交流型測定法は交流信号を用いるので熱起電力・低周波ノイズの影響を受けず高精度測定が可能である。しかしブリッジ回路を用いた計測器をひずみゲージ（測定対象）から離れたところに置かなければならない近年のアプリケーションではゲージとひずみ計測器間のケーブルの寄生容量が問題になる。そこでこの論文では交流型動ひずみ測定法での寄生容量の影響を解析した。次にそれをキャンセルする寄生容量キャンセルアルゴリズムとそれを実現する回路システムを提案する。提案手法は近年の A-D 変換器・DSP 技術の進展をもとに、デジタルでオンラインキャリブレーションを行うので、ドリフト・温度変化・経時変化の影響が軽減できる。提案手法の有効性をシミュレーションと実測データにより検証した。

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

1. ま え が き

情報化社会の進展・ユビキタス化に伴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。静ひずみの測定に対してはデータロガーと呼ばれる計測器がある。データロガーは静ひずみの測定だけでなく、各種のひずみゲージ式変換器の静的信号の入力も可能である。一方、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（図 1）と交流電圧を与える交流型（搬送波型）（図 2）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

[†] 群馬大学大学院工学研究科電気電子工学専攻, 桐生市
 Dept. of Electronic Engineering, Graduate School of Engineering, Gunma University, 1-5-1 Tenjin-cho, Kiryu-shi, 376-8515 Japan

^{††} コンサルタント, カナダ
 Consultant, 202-570 18th St. West Vancouver, B.C. V7V 3V7 Canada

^{†††} (株) 東京測器研究所, 桐生市
 Tokyo Sokki Kenkyujo Co., Ltd., 4-247 Aioi-cho Kiryu-shi, 376-0011 Japan

a) E-mail: kono@el.gunma-u.ac.jp

b) E-mail: k_haruo@el.gunma-u.ac.jp

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。

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から測定対象まで長い距離がある場合のアプリケーションでは、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(図3)。現在の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に影響を与える。

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. ひずみ測定の原理

ひずみとは、物体がもと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)または、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、 $L + \Delta L$ (または $L - \Delta L$)に変形する(図4)。

このときの(L)と(ΔL)の割合をひずみといい、式(1)で表される。

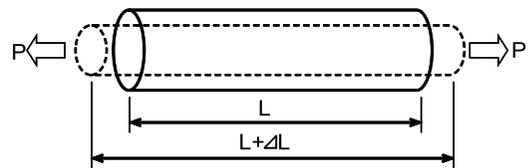


図4 材料の変形によるひずみの説明
Fig.4 Explanation of "Strain."

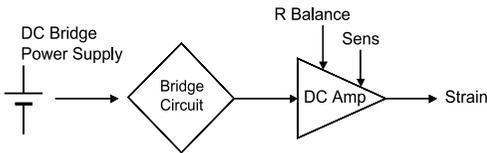


図1 直流型動ひずみ測定器のブロック図
Fig.1 DC-type dynamic strain measurement system.

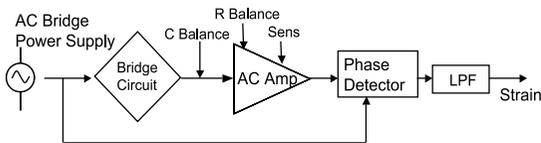


図2 交流型動ひずみ測定器のブロック図
Fig.2 AC-type dynamic strain measurement system.

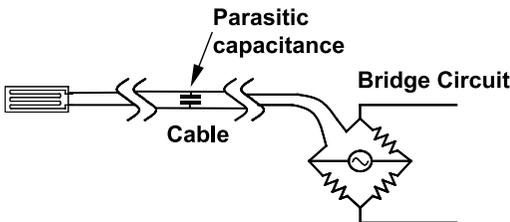


図3 ゲージとブリッジ回路が離れておりケーブルで接続している場合
Fig.3 Strain gauge is located far from the bridge circuit, and they are connected by a cable.

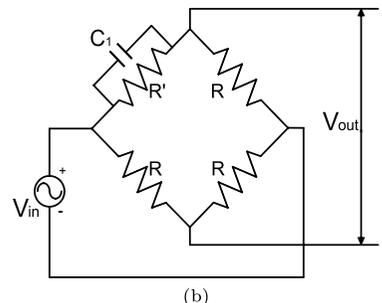
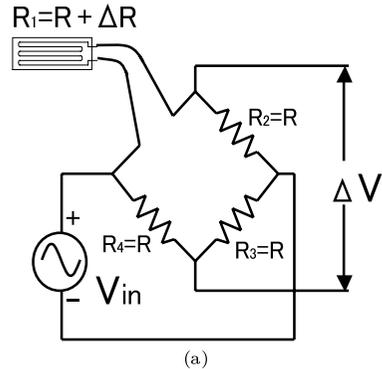
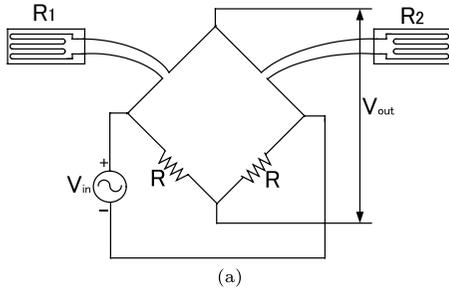
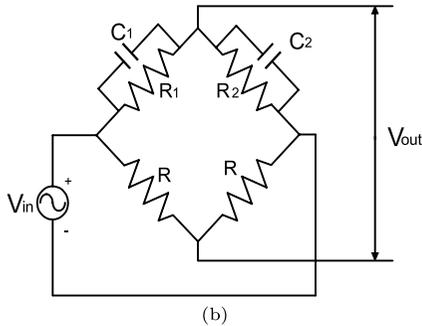


図5 (a) ひずみゲージとホイートストンブリッジ回路(1ゲージ2線法)(b) 寄生容量を考慮したブリッジ回路の等価回路

Fig.5 (a) Strain gauge and Wheatstone bridge circuit (quarter bridge 2-wire system). (b) Bridge circuit with parasitic capacitance.



(a)



(b)

図 6 (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. 6 (a) Strain gauges and Wheatstone bridge circuit (Half bridge system). (b) Bridge circuit with parasitic capacitance.

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L} \quad (1)$$

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。このときのひずみの抵抗変化の関係は式 (2) のようになる。

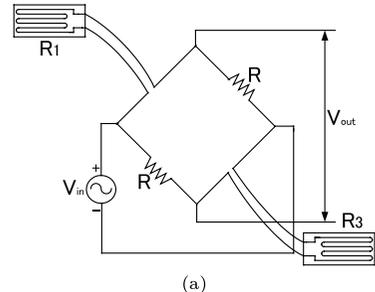
$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{k} \cdot \frac{\Delta R}{R} \quad (2)$$

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 5(a) に示す。

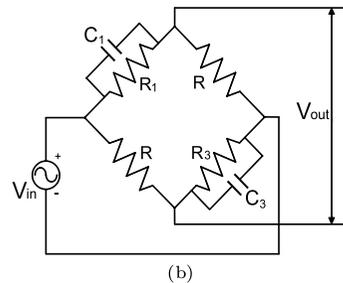
入力電圧 V_{in} を印加したときに回路が平衡状態にあれば出力電圧 ΔV はゼロとなる。ひずみゲージがひずみ ε を受けて、ゲージの抵抗が R から $R + \Delta R$ に変化したとき、ホイートストンブリッジの出力電圧 ΔV は、一般式

$$\Delta V = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot V_{in}$$

より



(a)



(b)

図 7 (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. 7 Bridge circuit with parasitic capacitance (half bridge system).

$$\Delta V = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta R}{2R + \Delta R} \cdot V_{in} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{\Delta R}{R}}{2 + \frac{\Delta R}{R}} \cdot V_{in}$$

となる。また式 (2) により

$$\varepsilon = \frac{2}{k} \cdot \frac{2\Delta V}{V_{in} - 2\Delta V} = \frac{2}{k} \cdot \frac{\frac{2\Delta V}{V_{in}}}{1 - \frac{2\Delta V}{V_{in}}}$$

となり、 $k = 2$, $V_{in} = 2[V]$, $\Delta V \ll 1[V]$ のとき

$$\varepsilon \approx \Delta V \text{ (ストレイン)} \quad (3)$$

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 5(a) の 1 ゲージ二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現れ誤差となってしまう。この問題を解決するためには 1 ゲージ三線法、2 ゲージ法 (図 6(a), 図 7(a)), 4 ゲージ法等が用いられる。

3. 静ひずみ測定器と動ひずみ測定器

3.1 静ひずみ測定器

時間的にひずみ量が変化しないか、変化しないとみなせる変動の場合を静ひずみと呼び、これを測定するものを静ひずみ測定器という。静ひずみ測定器として、最近ではデータロガーが主流である。データロガーではブリッジ回路の出力信号は増幅器で増幅されて A-D 変換器でデジタル値に変換される。このとき積分型の A-D 変換器を用いれば、それがノイズとして入ってくる交流信号に対して強いフィルタ効果をもつので、低周波ノイズの影響を除去し高精度を実現できる。また、熱起電力は A-D 変換器の方式により除去できる。

3.2 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び、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 に直流型ひずみ測定器のブロック図を示す。ブリッジ電源には一般に発熱を考慮して 2[V] の直流電源が使われる。また、自動抵抗バランスによりブリッジ抵抗の初期不平衡を補正し、高利得、高安定、高精度の直流増幅器を使用する。問題点として電源周波数のノイズが入りやすく、熱起電力・低周波ノイズの影響を受けてしまうが（寄生）容量による測定精度への影響はない。

図 2 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 5~30 kHz 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及び低域通過フィルタ（LPF）で出力振幅の大きさを取り出しひずみ量を得る。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 3）。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現れてくる。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

4.2.1 1 ゲージ法の場合（図 5）

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 5 (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 5 (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。

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

ここで

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

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

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

4.2.2 2 ゲージ法の場合（図 6, 図 7）

1 ゲージの場合にはひずみが検出されたときに、そのひずみが「引張」によるものか、「曲げ」によるものか、その両方によるものかの判別は不可能である。しかし二つのひずみゲージを使用すると、検出されたひずみが「引張」によるものか、「曲げ」によるものかの判別が可能になる。2 ゲージ法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 6 のように、ホイートストンブリッジの隣り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 7 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、一つのひずみゲージを測定物に接着し、もう一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。そのほかに図 8 のように測定物の片面

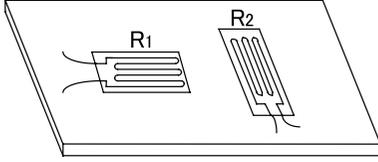


図 8 ひずみゲージを測定物の片面に縦横に接着した場合
Fig. 8 One strain gauge is attached to the specimen vertically, and the other is attached horizontally.

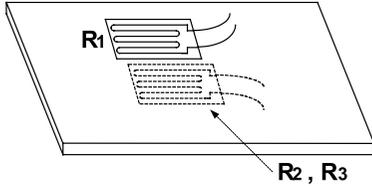


図 9 ひずみゲージを測定物の両面に接着した場合
Fig. 9 One strain gauge is attached to the top of the specimen, and the other is attached to its bottom.

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、図 9 のように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 ゲージ法における二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ようになる．

(i) 隣辺 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．

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

ここで

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

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

$$D(\omega) = (2 + x_1 + x_2)^2 + \omega^2 R^2 (1 + x_1)^2 (1 + x_2)^2 (C_1 + C_2)^2. \quad (11)$$

$$R_1 = R + \Delta R_1, \quad x_1 = \frac{\Delta R_1}{R}. \quad (12)$$

$$R_2 = R + \Delta R_2, \quad x_2 = \frac{\Delta R_2}{R}. \quad (13)$$

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

$$x_1 = x, \quad x_2 = 0. \quad (14)$$

- 隣辺 2 アクティブ片面接着法の場合（図 8）

$$x_1 = x, \quad x_2 = \nu x. \quad (15)$$

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（図 9）

$$x_1 = x, \quad x_2 = -x. \quad (16)$$

いずれの場合も未知変数は x, C_1, C_2 の三つである．

(ii) 対辺 2 ゲージ法

構成図を図 7 (a) に、寄生容量の等価回路モデルを図 7 (b) に示す．その伝達関数 $H(j\omega)$ を次のように導出した．

$$H(j\omega) = H_{RE}(\omega) + jH_{IM}(\omega). \quad (17)$$

ここで

$$H_{RE}(\omega) = \frac{1}{D(\omega)} \cdot \left((2 + x_1)(2 + x_3)(x_1 + x_3 + x_1 x_3) - \omega^2 R^2 \{ (1 + x_1)^2 (2 + x_3) C_1^2 + (1 + x_3)^2 (2 + x_1) C_3^2 + \omega^2 R^2 (1 + x_1)^2 (1 + x_3)^2 C_1^2 C_3^2 \} \right). \quad (18)$$

$$H_{IM}(\omega) = \frac{-\omega R}{D(\omega)} \cdot \left((1 + x_1)^2 (2 + x_3)^2 C_1 + (1 + x_3)^2 (2 + x_1)^2 C_3 + \omega^2 R^2 (1 + x_1)^2 (1 + x_3)^2 \times C_1 C_3 (C_1 + C_3) \right). \quad (19)$$

$$D(\omega) = \{ (2 + x_3)^2 + \omega^2 R^2 C_3^2 (1 + x_3)^2 \} \times \{ (2 + x_1)^2 + \omega^2 R^2 C_1^2 (1 + x_1)^2 \}. \quad (20)$$

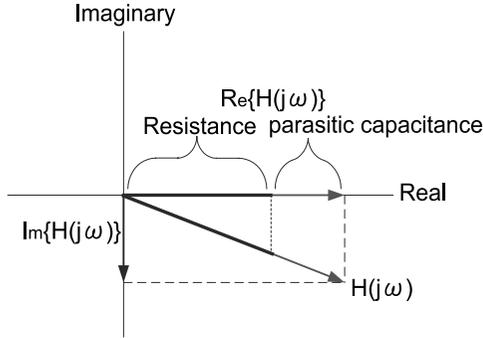


図 10 ブリッジ回路伝達関数 $H(j\omega)$ 実数部への寄生容量の影響の説明

Fig. 10 Explanation of parasitic capacitances effects to the apparent real part of $H(j\omega)$.

$$R_1 = R + \Delta R_1, \quad x_1 = \frac{\Delta R_1}{R}. \quad (21)$$

$$R_3 = R + \Delta R_3, \quad x_3 = \frac{\Delta R_3}{R}. \quad (22)$$

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。

- 対辺 2 アクティブ両面接着法の場合 (図 9)

$$x_1 = x, \quad x_3 = x. \quad (23)$$

この場合も未知変数は x, C_1, C_3 の三つである。

4.3 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合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分かる (図 10)。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. アナログ回路による寄生容量キャンセル法 (容量バランス回路)

ここでは 1 ゲージ法で図 5 (b) に示す寄生容量 C_1 をキャンセルする従来のアナログ回路による手法の一例について記述する [4]。図 11 に示すように, 補償用容量 C_c , オペアンプ, 抵抗 r_1, r_2 を設ける。補償用容

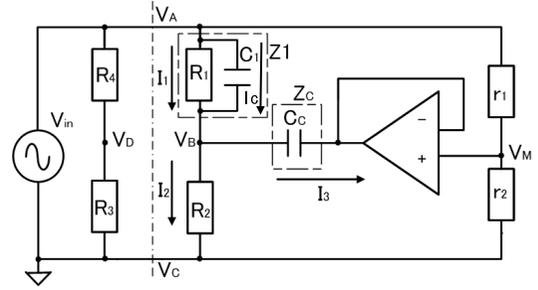


図 11 ブリッジ回路での容量バランス法

Fig. 11 An analog method for parasitic capacitances C_1 compensation.

量 C_c に I_3 が寄生容量 C_1 を流れる電流 I_c に等しくなるように r_2 と r_1 を比を調整することで, ブリッジ回路での寄生容量 C_1 の影響をキャンセルする。このとき R_2 を流れる電流 I_2 は R_1 を流れる電流が I_1 と等しくなり容量 C_1 の影響がなくなることが分かる。電流 I_1, I_2, I_3 と電圧 V_B, V_M は次のように表される。

$$I_1 = I_2 + I_3, \\ I_1 = \frac{V_{in} - V_B}{Z_1},$$

$$I_2 = \frac{V_B}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{V_B - V_M}{Z_c},$$

$$V_M = \frac{r_2}{r_1 + r_2} V_{in}.$$

$$V_B = \frac{R_2 + j\omega R_1 R_2 (C_1 + \alpha C_c)}{R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 (C_1 + C_c)} V_{in}.$$

ここで α を次のように定義する。

$$\alpha = r_2 / (r_1 + r_2).$$

これらより寄生容量 C_1 を流れる電流 I_c は次のようになる。

$$I_c = j\omega C_1 \frac{R_1 + j\omega R_1 R_2 C_c (1 - \alpha)}{R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 (C_1 + C_c)} V_{in}.$$

また補償用容量 C_c に流れる電流 I_3 は次のようになる。

$$I_3 = j\omega C_c \cdot \frac{-\alpha R_1 + R_2 (1 - \alpha) + j\omega R_1 R_2 C_c (1 - \alpha)}{R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 (C_1 + C_c)} V_{in}.$$

したがって $I_c = I_3$ となる条件は次のように導出できる。

$$\frac{r_2}{r_1} = \frac{C_c R_2 - C_1 R_1}{R_1 (C_c + C_1)}.$$

この条件が成り立つように r_1, r_2 の比を調整することで寄生容量 C_1 の影響をキャンセルする。しかしながら C_1 の正確な値は未知の場合が多く、また温度や経時変化による変動のため一定ではない。それゆえここでのアナログ的な手法だけでは完全なキャンセルは難しい。

6. 動ひずみ測定での寄生容量の影響除去方式の提案

この章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。

6.1 1ゲージ法の場合の提案方式

6.1.1 概要

1ゲージ法(図5)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12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A-D変換する。

- その二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、ひずみ量の計算はすべてデジタルで行う。

6.1.2 構成

以下提案方式の詳細を説明する(図12(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A-D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A-D変換しデジタル化する。このA-D変換器は搬送波交流電源周波数、及び寄生容量によるブリッジ出力信号の大きさから帯域30kHz程度、分解能17~18bit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できる。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12(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]。

この二つの検波情報から、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 を得ることができる。

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できる。

6.1.3 寄生容量キャンセルアルゴリズム

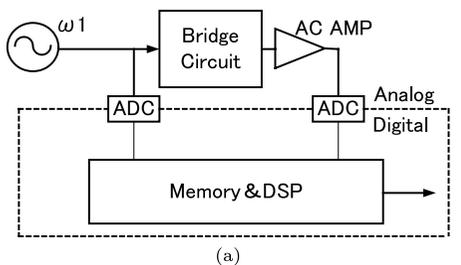
図5(b)の寄生容量 C_1 をもった1ゲージ・ブリッジ回路を周波数領域で解析するとブリッジ出力伝達関数 $H(j\omega)$ を用いて式(4)~(7)のように求めることができる。

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。

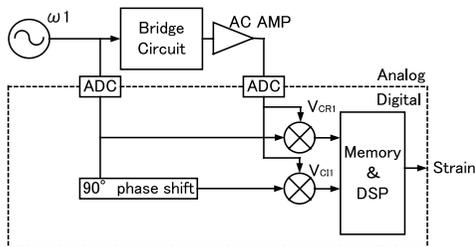
$$V_{in}(t) = \cos(\omega_1 t),$$

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

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



(a)



(b)

図12 (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. 12 (a) Proposed dynamic strain measurement system for a quarter bridge system. (b) Quadrature phase detection in digital domain.

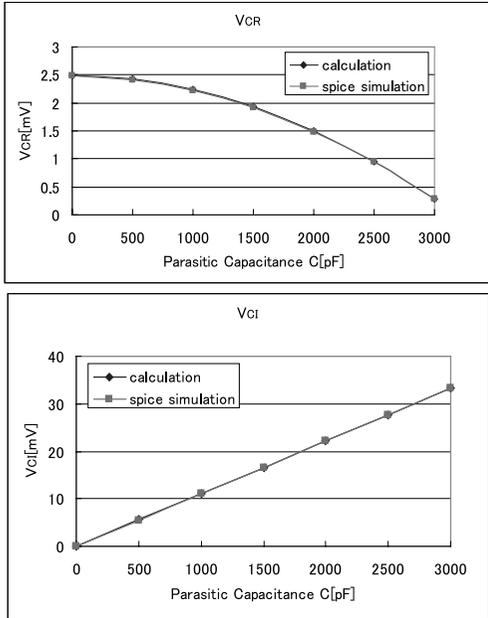


図 13 図 12 の提案システムでの導出式に基づく計算結果と SPICE によるシミュレーション結果の比較 (V_{CR} , V_{CI} , ω_{in} , $C = C_1$ は図 5, 図 12 参照. $\omega_{in}/(2\pi) = 10$ kHz, 20 kHz)

Fig. 13 Calculation based on the derived equations and SPICE simulation results for the proposed system (Figs.5, 12).

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

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。

$$H_{RE}(\omega_1) = \frac{a_1}{2}. \quad (24)$$

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。

$$H_{IM}(\omega_1) = \frac{b_1}{2}. \quad (25)$$

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。

未知数二つ (C_1, x) に対して二つの方程式 (24), (25) 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

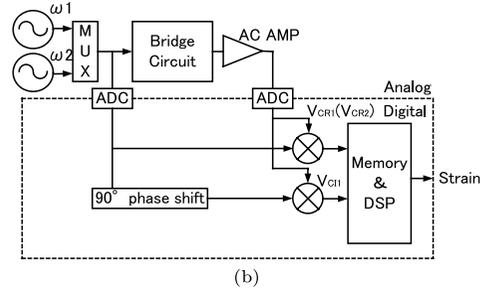
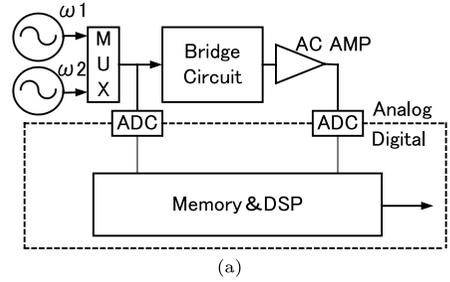


図 14 (a) 提案する動ひずみ測定回路のブロック図 (2 ゲージ法) (b) 直交検波をデジタル的に行う

Fig. 14 (a) Proposed dynamic strain measurement system for a half bridge system. (b) Quadrature phase detection in digital domain.

x の三次方程式であるが、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た (図 13)。これにより、伝達関数の計算が正しいことが確認できた。

6.2 2 ゲージ法の場合の提案方式

6.2.1 概要

2 ゲージ法 (図 6, または図 7) において寄生容量 C_1, C_2 (または C_1, C_3) 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 14 において、周波数 ω_1 及び ω_2 のそれぞれで、ブリッジの「入力信号」及び「出力信号を AC アンプで増幅した信号」を A-D 変換する。

- その周波数 ω_1, ω_2 それぞれ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 (8) ~ (16) (または式 (17) ~ (23)) 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 $\text{Im}\{H(j\omega_1)\}$ 及び ω_2 に対する実数部 $\text{Re}\{H(j\omega_2)\}$ の情報を利用する。

- これらの情報を利用し寄生容量 C_1, C_2 (または C_1, C_3) をキャンセルして x を計算し, 式 (2) からひずみ量 ε を求める。

- 直交位相検波, ひずみ量の計算はすべてデジタルで行う。

6.2.2 構成

以下提案方式の詳細を説明する (図 14 (a)). 搬送波用交流電源の周波数を 2 種類 ω_1, ω_2 入力し, マルチプレクサでブリッジへ入力する周波数を選択する. $\omega_1/(2\pi), \omega_2/(2\pi)$ は実用的な 5~30kHz 内の二つの周波数を使用する. 各々の周波数入力信号に対して, ブリッジ入出力信号を A-D 変換しデジタル化する.

周波数 ω_1, ω_2 に対してそれぞれ入力搬送波と, 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できる. 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 14 (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].

この四つの検波情報 (ω_1 に対する実数部, 虚数部, ω_2 に対する実数部, 虚数部の情報) のうち三つを使用して, デジタル演算処理によって, 寄生容量成分 C_1, C_2 (または C_1, C_3) 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 を得ることができる.

6.2.3 寄生容量キャンセルアルゴリズム

(i) 隣辺 2 ゲージの場合

図 6 (b) の寄生容量 C_1, C_2 をもった 2 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 (8)~(13) のように求めることができる。

次に 1 ゲージ法と同じよう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。

$$H_{RE}(\omega_1) = \frac{a_1}{2}. \quad (26)$$

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。

$$H_{IM}(\omega_1) = \frac{b_1}{2}. \quad (27)$$

次に, ブリッジ入力信号 $V_{in}(t)$ を周波数 ω_2 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。

$$V_{in}(t) = \cos(\omega_2 t),$$

$$V_{out}(t) = a_2 \cos(\omega_2 t) + b_2 \sin(\omega_2 t).$$

同様にして位相検波回路で $\cos(\omega_2 t)$ と $V_{out}(t)$ を掛け合わせると

$$\frac{a_2}{2} + \frac{a_2}{2} \cos(2\omega_2 t) + \frac{b_2}{2} \sin(2\omega_2 t)$$

となる. 低域通過フィルタで DC 成分のみを取り出すと $a_2/2$ の値が得られる. この値は $H(j\omega_2)$ の実数部と等しいので次の式を得る。

$$H_{RE}(\omega_2) = \frac{a_2}{2}. \quad (28)$$

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, a_2, b_1 の値を求めることができる [20].

ここで $H_{RE}(\omega_1), H_{RE}(\omega_2), H_{IM}(\omega_1)$ はそれぞれ式 (9), (11) で定義された $H_{RE}(\omega)$ の ω に ω_1 と ω_2 の値を, 式 (10), (11) で定義された $H_{IM}(\omega)$ の ω に ω_1 の値を代入したものである。

未知数三つ (C_1, C_2, x) に対して三つの方程式 (26), (27), (28) が得られるので C_1, C_2 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。

(ii) 対辺 2 ゲージの場合

また, 図 7 (b) の寄生容量 C_1, C_3 をもった 2 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 (17)~(22) のように求めることができる。

隣辺 2 ゲージの場合と同様にして, 未知数三つ (C_1, C_3, x) に対して式 (18), (19), (20) より $H_{RE}(\omega_1), H_{RE}(\omega_2), H_{IM}(\omega_1)$ が得られる. これらの式と後述の正弦波フィッティングアルゴリズムを用いて得られる a_1, a_2, b_1 から三つの方程式が得られる。

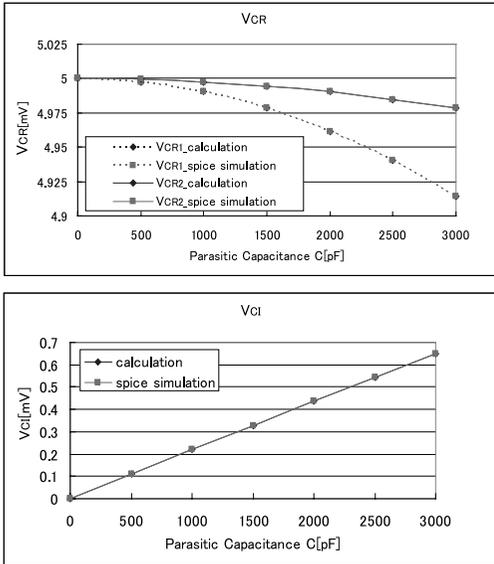


図 15 図 14 の提案システム (隣辺 2 ゲージブリッジ回路) での導出式に基づく計算結果と SPICE によるシミュレーション結果の比較 (V_{CR} , V_{CI} , ω_{in} , C_1 , C_2 は図 6, 図 14 参照. $\omega_{in}/(2\pi) = 10$ kHz, 20 kHz, $C = C_1 = C_2$)

Fig. 15 Calculation based on the derived equations and SPICE simulation results for the proposed system (Figs.6, 14).

これらの三つの方程式から C_1 , C_3 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。

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_{CR1} , V_{CR2} , 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た (図 15, 図 16)。これにより、伝達関数の計算が正しいことが確認できた。

6.3 提案方式の考察

ブリッジ回路の入出力信号を A-D 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。例えば直交位相検波のため入力余弦波から正弦波をデジタル的に構成すればアナログの 90 度位相シフト回路の非理想特性の問題を回避できる。直交位相検波のときの乗算及び低域通過フィルタリングもデジタルで行う。また、直交検波と等価なことを次章で説明する正弦波フィッティングアルゴリ

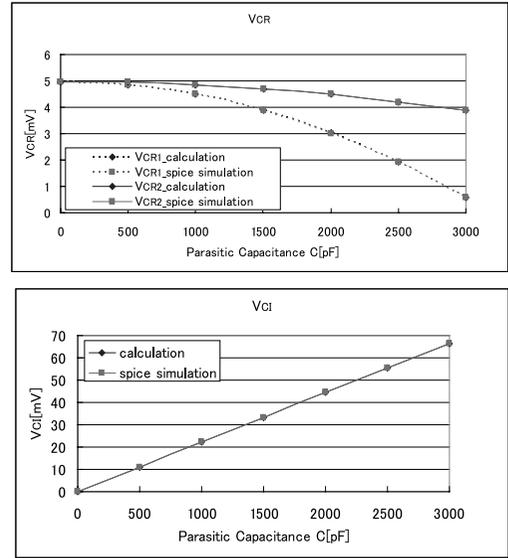


図 16 図 14 における提案システム (対辺 2 ゲージブリッジ回路) での導出式に基づく計算結果と SPICE によるシミュレーション結果 (V_{CR} , V_{CI} , ω_{in} , C_1 , C_3 は図 7, 図 14 参照. また $\omega_{in}/(2\pi) = 10$ kHz, 20 kHz, $C = C_1 = C_3$)

Fig. 16 Calculation based on the derived equations and SPICE simulation results for the proposed system (Figs.7, 14).

ズムを用いてデジタル的に計算することもできる。このような提案構成で、寄生容量値が未知でまた温度とともに値が変化しても精度の高い動ひずみ測定が可能となる。提案手法は近年の A-D 変換器と DSP 技術の著しい進展により、性能的・コスト的に可能となることが期待できる。

なお寄生容量の値が大ききときは、5. に示したような容量バランス (アナログ) 回路で寄生容量をほぼキャンセルしておき、温度変化・ドリフトによる寄生容量値の変動を提案デジタル手法でオンラインでキャンセルする (寄生容量大のときは容量バランス回路がなければひずみがゼロのときの回路の動作点が大きくずれてしまう)。

7. 実測データを用いた提案アルゴリズムの検証

1 ゲージ二線式 (図 5) 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。ここでの留意点として、ブリッジ入出力信号の A-D 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

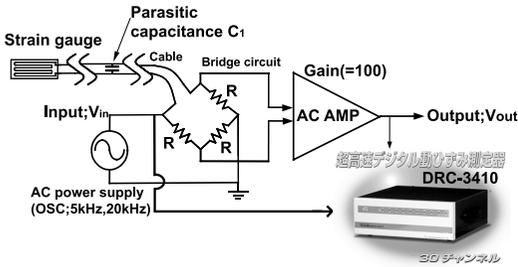


図 17 実測データでの提案アルゴリズム評価システム。ブリッジ抵抗 $R = 350 \Omega$ ，寄生容量 $C_1 = 1000 \text{ pF}$ ， 3000 pF ，発振器 OSC：振幅 1.5 V 正弦波（周波数 5 kHz ， 20 kHz ），AC アンプ（インスツルメンテーションアンプ）：DC-97A（利得=100），動ひずみ測定器：DRC-3410（東京測器研究所）

Fig. 17 System for evaluating the proposed algorithm.

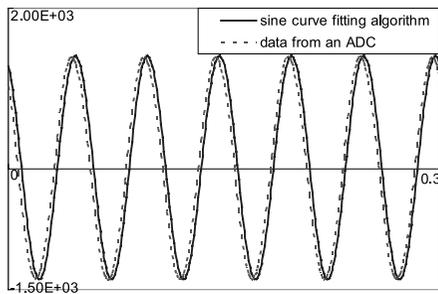


図 18 正弦波フィッティングアルゴリズムの説明。点線は ADC 出力正弦波データ，実線は最小二乗誤差推定した正弦波を表す

Fig. 18 The dotted line shows ADC output of sinusoidal field data, and the solid line shows the actual sine wave estimated using a curve-fitting algorithm.

ソフトウェアによる計算で提案手法の効果を確かめることができる。

(i) ブリッジ回路 ($R = 350 \Omega$) の入力交流電源周波数 ($\omega_1/(2\pi)$) は一般のひずみ測定器に使われている 5 kHz (または 20 kHz)，振幅 1.5 V とし，ひずみゲージに付く寄生容量 C_1 は $1,000 \text{ pF}$ (または $3,000 \text{ pF}$) とした。またブリッジ回路の微小出力信号は後段の AC アンプ (インスツルメンテーションアンプ；DC-94A，利得 100) で増幅し，東京測器研究所レコーダ DRC-3410 でデータを収録した (図 17)。

(ii) ブリッジ回路への入力データとひずみ測定器を用いて得られた AC アンプの出力データを A-D 変換しそのデジタルデータをメモリに蓄えた (図 12(a))。

(iii) 正弦波フィッティングアルゴリズム (図 18)[20] を C 言語プログラムで実現し，実際の入出力正弦波の

表 1 実測データを用いた計算結果

Table 1 Accuracy comparison of strain measurement between proposed and conventional algorithms using field data.

寄生容量 [pF]	周波数 [kHz]	ひずみ [$\mu\epsilon$]	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

振幅と位相を推定し，伝達関数の実部と虚部の値を求めた。この際 (別途 5 kHz ， 20 kHz で測定した) AC アンプの位相遅れも補償した計算を行った。

(iv) 測定値と提案アルゴリズムを用いてひずみ値と寄生容量の値を計算した。

(v) 提案手法と比較するために，従来アルゴリズム (実数部のみを利用し，ひずみを導出する計算式に寄生容量の影響を無視する) を用いてひずみ値を計算した。

(vi) 提案手法と従来手法のアルゴリズムによって得られたひずみ値を比較し，提案アルゴリズムの効果を確かめた。

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 5 kHz の場合，寄生容量が $3,000 \text{ pF}$ のとき， 1.4% から 0.5% ，入力周波数 20 kHz の場合，寄生容量が $3,000 \text{ pF}$ のとき， 49% から 3.4% まで誤差を減少できることを確かめた。

8. む す び

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，更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 計算処理時間等の更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 貴重な御意見を頂きました東大名誉教授山崎弘郎先生，田澤勇夫氏，及び本研究を御支援して頂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。

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.
- [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, pp.323–328, April 2006.
- [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, pp.329–334, April 2006.
- [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.
- [5] ひずみゲージ ユーザーズガイド, 東京測器研究所, 1997.
- [6] 新しいひずみの測定方法—Comet, 東京測器研究所, 2001.
- [7] ひずみゲージ入門, 東京測器研究所, 1990.
- [8] 共和技報, 第 229 号, 第 250 号, 共和電業, 1977, 1978.
- [9] 渡辺 理, ひずみゲージとその応用, 日刊工業新聞社, 1968.
- [10] 泉 良和, 電気抵抗ひずみ計によるひずみ測定, 日本非破壊検査協会, 1972.
- [11] 松島 洋, 第 23 回塑性加工学講座, 日本塑性加工学会, 1980.
- [12] 菅野 昭, 高橋 賞, 吉野利男, 応力ひずみ解析, 朝倉書店, 1986.
- [13] T. ボトマ, ひずみゲージ—理論と応用, 共立出版, 1976.
- [14] アナログ デバイセス (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, vol.2, CQ 出版, 2005.
- [15] D.A. Kerth and D.S. Piasecki, “An oversampling converter for strain gauge transducers,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.27, no.12, pp.1689–1696, Dec. 1992.
- [16] B. Liptak, Instrument Engineer's Handbook, Process Measurement and Analysis, CRC Press LLC, 1995.
- [17] Omegadyne Pressure, Force, Load, Torque Data-book, Omegadyne, 1996.
- [18] M. Kono, T. Taura, H. Sunaga, K. Kimura, T. Suzuki, M. Morimura, H. Okano, M. Iwasaki, H. Takuno, M. Suzuki, and H. Kobayashi, “A high-precision AC Wheatstone bridge strain gauge,” 2006 IEEE 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, and 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, April 2007.
- [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,” 信学論 (C), vol.J86-C, no.2, pp.186–196, Feb. 2003.

(平成 19 年 6 月 12 日受付, 9 月 15 日再受付)



光野 正志 (学生員)

2003 群馬大・工・電気電子卒。2005 同大大学院修士課程了。現在, 同大学院博士課程在学中。アナログ集積回路, スイッチング電源, MEMS 技術, 計測制御技術に関心をもつ。電気学会, エレクトロニクス実装学会, IEEE 各学生員。2003 電気学会学術奨励賞受賞。



田浦 哲也

2006 群馬大・工・電気電子卒。現在同大大学院修士課程在学中。アナログ集積回路, スイッチング電源, MEMS 技術, 計測制御技術に関心をもつ。



鈴木 孝秀

2007 群馬大・工・電気電子卒。現在同大大学院修士課程在学中。アナログ集積回路, MEMS 技術, 計測制御技術に関心をもつ。



須永 浩誌

2006 群馬大・工・電気電子卒。同年三洋 LSI デザイン・システムソフト入社。電源 IC の設計に従事。



山田 佳央

2005 群馬大・工・電気電子卒。2007 同大大学院修士課程了。同年ミツバ入社。輸送用機器関連事業の自動車, 二輪, 応用機器におけるモータを中心とした製品の開発・製造に従事。



木村 圭吾

2005 群馬大・工・電気電子卒。2007 同大大学院修士課程了。同年本田技研工業入社。本田技術研究所四輪開発センターにて四輪車の研究・開発に従事。2005 電気学会学術奨励賞受賞。



森村 正直

1952 東大・工・計測卒。同年島津製作所入社。1956 通商産業省中央計量検定所(後に計量研究所と改称)入所。計測の基礎研究に従事。主な著書:『超を測る』(産業図書)、「科学・技術研究の未来」(丸善),『センサ工学』(朝倉書店)。1996 カナダ移住。工博(東大)。



小林 春夫 (正員)

1980 東大・工・計数卒。1982 同大学院修士課程了。同年横河電機製作所入社。1989 米国カルフォルニア大学ロサンゼルス校(UCLA)電気工学科修士課程了。1997 群馬大学助教授,2002 同教授。2007 同大学院教授。ミックスド・シグナル集積回路設計,信号処理アルゴリズムに関心をもつ。IEEE 会員。工博(早大)。



岡野 晴樹

1968 茨城下館工高卒。1969 東京測器研究所入社。1980 同第二製造部課長。1993 同次長。1998 同部長。2002 同取締役桐生工場長。ひずみゲージ及びその関連機器の開発・製造に従事。1983『新三重積分法』,1997『新しいひずみの測定方法(コメット法)』の開発。2002 平成14年度文部科学大臣賞科学技術振興功績者賞受賞。



岩崎 正美

1988 群馬工短大卒。同年東京測器研究所入社。1993 同品質保証室主任。ひずみゲージ及びその関連機器の開発・製造に従事。



宅野 弘行

1978 九工大・工・開発土木卒。同年東京測器研究所入社。2005 同 MI 開発室技術主任。ひずみゲージ及びその関連機器の開発・製造に従事。



鈴木 光正

1971 日本電子工学院・電子卒。1972 東京測器研究所入社。1995 同特注課課長。2006 同品質保証室検査課課長。ひずみゲージ及びその関連機器の開発・製造に従事。



篠田 幸雄

1976 日工大・工・建築卒。1980 東京測器研究所入社。計測技術部勤務。ひずみ応力振動などの計測業務に従事。2004 同品質保証室勤務。ひずみゲージ及びその関連機器の開発・製造に従事。