

ひずみ測定ブリッジ回路の寄生容量影響の除去手法

須永 浩誌¹⁾ * 光野 正志¹⁾ 田浦 哲也¹⁾ 木村 圭吾¹⁾ 森村 正直²⁾
 岡野 晴樹³⁾ 岩崎 正美³⁾ 宅野 弘行³⁾ 鈴木 正光³⁾ 小林 春夫¹⁾

1) 群馬大学工学部 電気電子工学科 〒 376-8515 群馬県桐生市天神町 1-5-1

Phone: 0277-30-1788 Fax: 0277-30-1707 e-mail:k.haruo@el.gunma-u.ac.jp

2) 202-570 18th St. West Vancouver, B.C. V7V 3V7 Canada

3) (株) 東京測器研究所 〒 376-0011 群馬県桐生市相生町 4-247

High-Precision Strain Measurement Bridge Circuit With On-line Calibration of Parasitic Capacitance Effects

Hiroshi SUNAGA¹⁾ Masashi KONO¹⁾ Tetsuya TAURA¹⁾ Keigo KIMURA¹⁾ Masanao MORIMURA²⁾
 Haruki OKANO³⁾ Masami IWASAKI³⁾ Hiroyuki TAKUNO³⁾ Masamitsu SUZUKI³⁾ Haruo KOBAYASHI¹⁾

1) Electronic Engineering Department, Faculty of Engineering, Gunma University

1-5-1 Tenjin-cho Kiryu Gunma Japan 376-8515

2) Consultant 202-570 18th St. West Vancouver, B.C. V7V 3V7 Canada

3) Tokyo Sokki Kenkyujo Co., Ltd 4-247 Aioi-cho Kiryu Gunma Japan 376-0011

Abstract - This paper describes high-precision dynamic strain measurement bridge circuits with on-line calibration of parasitic capacitance effects. The proposed calibration system is very reliable and robust against temperature change because most of the calibration is done in digital domain.

キーワード : ひずみ測定, ひずみゲージ, ブリッジ回路, 校正

Keywords: Strain Measurement, Strain Gauge, Bridge Circuit, Calibration

要約- 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。しかしさらなる高精度測定を実現しようとするとブリッジ回路内のリード線等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ブリッジ内の寄生容量の影響を解析し、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、高精度動ひずみ測定を実現する回路システムを提案する。

I. 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]-[15]。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だけでなく、各種のひずみゲージ式変換器の静的信号も入力可能である。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と交流電圧を与える交流型（搬送波型）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。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。(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のドリフトとなってしまう。

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。

II. ひずみ測定の原理

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。

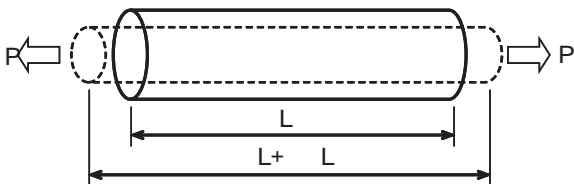


図 1: 材料の変形によるひずみの説明。

Fig.1: Explanation of "Strain".

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 1)。この時の (L) と (ΔL) の割合をひずみといい、式 (1) で表される。

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

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。この時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 2 に示す。

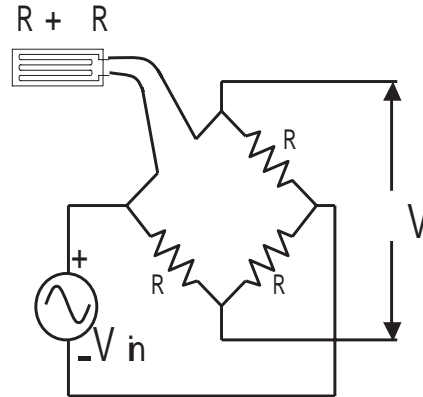


図 2: ひずみゲージとホイートストンブリッジ回路 (1 ゲージ 2 線法の場合)。

Fig.2: Strain gauge and Wheatstone bridge circuit.

入力電圧 V_{in} を印加したときに回路が平衡状態であれば出力電圧 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

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

となり、 $k = 2$ 、 $\Delta V \ll 1[V]$ 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 2 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う。この問題を解決するためには 1 ゲージ 3 線法、2 ゲージ、4 ゲージ法等が用いられる。

III. 静ひずみ測定器と動ひずみ測定器

A. 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。最近ではデータロガーを用いたものが主流であり、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。この時積分型の 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持つので、低周波ノイズの影響を除去し高精度を実現出来る。また、熱起電力は A/D 変換器の方式により除去できる。

B. 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。

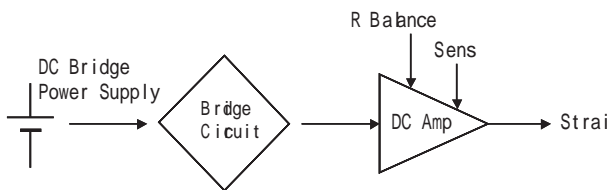


図 3: 直流型動ひずみ測定器のブロック図。

Fig.3: DC-type dynamic strain measurement system.

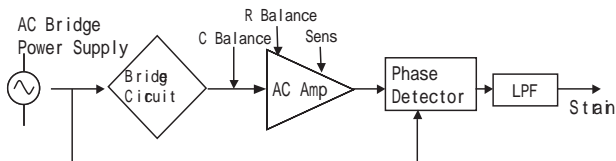


図 4: 交流型動ひずみ測定器のブロック図。

Fig.4: AC-type dynamic strain measurement system.

図 3 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。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。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。しかし（寄生）容量による測定精度への影響はない。図 4 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っている。

IV. 交流型動ひずみ測定での寄生容量の影響

A. 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。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。

B. 寄生容量の影響の解析

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 の寄生容量をもったブリッジ回路の伝達関数 $H(j\omega) (= V_{out}(j\omega)/V_{in}(j\omega))$ を解析的に求める。

$$H(j\omega) = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (4)$$

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \quad (5)$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} \quad (6)$$

式 (5),(6) を式 (4) に代入し、 $T_1 = R_1 C_1, T_2 = R_2 C_2$ とおくと次式が得られる。

$$H(j\omega) = \frac{H_N(j\omega)}{H_D(j\omega)} \quad (7)$$

$$H_N = R_2^2 - R_1^2 + \omega^2(T_1^2 R_2^2 - T_2^2 R_1^2) + 2j\omega R_1 R_2 (T_1 - T_2),$$

$$H_D = (R_2 + R_1)^2 + \omega^2(T_1 R_2 + T_2 R_1)^2.$$

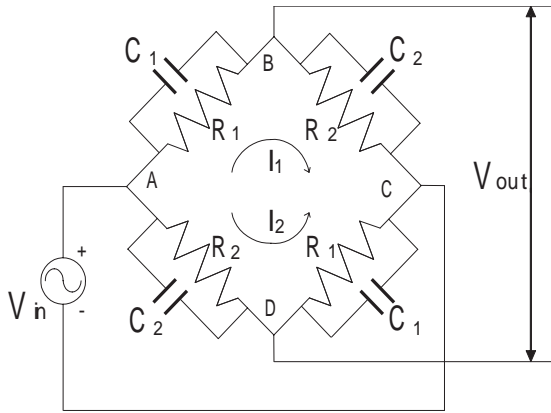


図 5: 寄生容量を考慮したブリッジ回路。

Fig.5: Bridge circuit with parasitic capacitances.

この解析式のチェックのためシミュレーションを行った。ブリッジ回路の入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_{out} の SPICE シミュレーション結果と (7) 式による計算結果は一致した。 $R_1 = 350$, $R_2 = 353$, $C_1 = 4000pF$, $C_2 = 3500pF$, $f = 20kHz$, $V_{in} = 2V$ のときの図 5 のブリッジ回路の SPICE シミュレーションの入出力波形を図 6 に示す。

ここで ε を求めたいひずみ値, k をゲージ率, σ をポアソン比 (縦横のひずみ率比, 物質によって決まる定数) とし, $R_1 = R(1 + k\varepsilon)$, $R_2 = R(1 - L\varepsilon)$, $L = k\sigma$ とおくと次式が得られる。

$$\begin{aligned} H_N(j\omega) &= k\varepsilon(\sigma + 1)\{k\varepsilon(\sigma - 1) + 2\} \\ &+ \omega^2\{T_1^2(1 - k\sigma\varepsilon)^2 - T_2^2(1 + k\varepsilon)^2\} \\ &+ 2j\omega(T_1 - T_2)(1 + k\varepsilon)(1 - k\sigma\varepsilon), \\ H_D(j\omega) &= \{2 + k\varepsilon(1 - \sigma)\}^2 \\ &+ \omega^2\{T_1 + T_2 + k(T_2 - \sigma T_1)\}^2. \end{aligned}$$

こ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, $H(j\omega)(= H_N(j\omega)/H_D(j\omega))$ の実数部, 虚数部の両方とも時定数 T_1, T_2 (抵抗成分と容量成分) の項を含んでいることがわかる。すなわち実数部も容量の影響を受けている (図 7)。

交流型動ひずみ測定では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が, この寄生容量の影響が測定精度に影響を与えることを解析的に示すことができた。

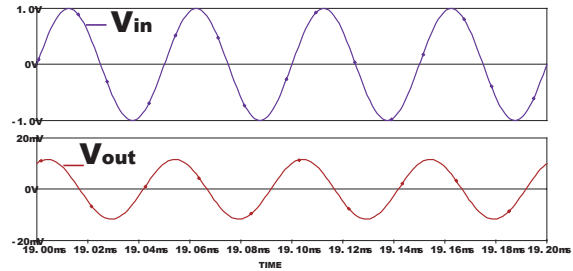


図 6: 寄生容量を考慮したブリッジ回路の SPICE シミュレーション入出力波形。

Fig.6: SPICE simulation result of input and output waveforms in the bridge circuit with parasitic capacitances.

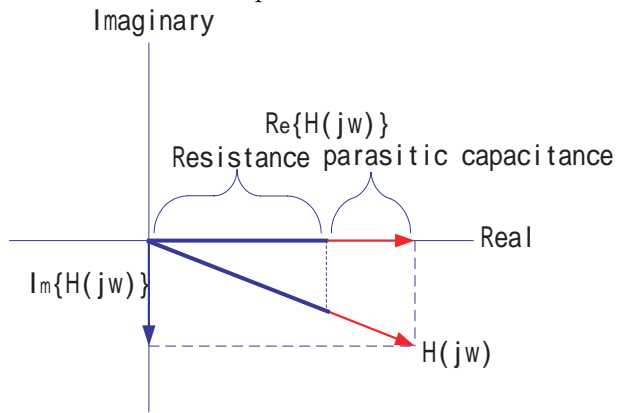


図 7: ブリッジ回路伝達関数 $H(j\omega)$ 実数部への寄生容量の影響の説明。

Fig.7: Explanation of parasitic capacitances effects to the real part of $H(j\omega)$.

V. 動ひずみ測定での寄生容量の影響除去方式の提案 (i) 提案方式の概要

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, 以下の特徴をもつ方式を提案する (図 8)。

(a) 従来法は周波数伝達関数 $H(j\omega)$ で入力周波数 ω_1 に対する実数部 $Re\{H(j\omega_1)\}$ のみの情報を利用していたが, 提案構成では直交位相検波を行い虚数部 $Im\{H(j\omega_1)\}$ の情報も利用する。

(b) 異なる入力周波数 ω_2 に対する実数部 $Re\{H(j\omega_2)\}$ の情報も利用する。

(c) $Re\{H(j\omega_1)\}$, $Im\{H(j\omega_1)\}$, $Re\{H(j\omega_2)\}$ の 3 つの情報から, 時定数 T_1, T_2 を消去しひずみ量 ε を得る。

(d) ブリッジの入力信号, 出力信号を AD 変換し, 入力信号の 90 度位相シフト, 直交位相検波, ひずみ量の計算は全てデジタルで行う. 以下提案方式の詳細を説明する.

(ii) 提案方式の構成 (図 8)

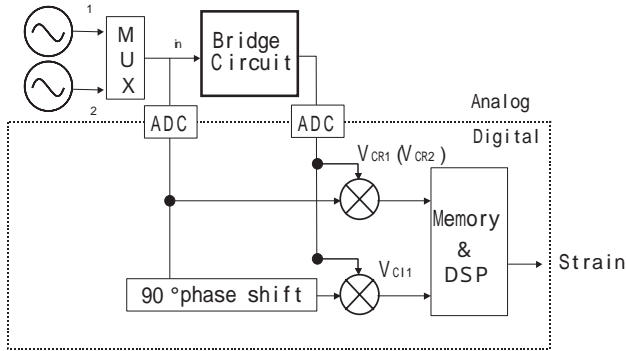


図 8: 提案する動ひずみ測定回路のブロック図.

Fig.8: Proposed dynamic strain measurement system.

搬送波用交流電源の周波数を 2 種類 ω_1, ω_2 入力し, マルチプレクサーでブリッジへ入力する周波数を選択する. $\omega_1/(2\pi) = 20kHz$ で, ω_2 はたとえば ω_1 を 2 分周して生成する. ブリッジ入出力信号を 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. また ω_2 の同相成分に対しても同様に位相検波を行う. 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. この 3 つの検波情報から, デジタル演算処理によって, 時定数 T_1, T_2 をキャンセルしひずみ量 ε を得ることが出来る. こうすることによって, 精度劣化の大きな影響となる寄生容量を検出し, キャンセルすることで, ひずみ測定の精度を向上させることが出来る. また, 乗算器の後段に AD 変換器を設けることで, それら検出信号をデジタル的に扱うことができ, 小規模で実現出来る.

(iii) 寄生容量キャンセルアルゴリズム

寄生容量付き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

$$H(j\omega_1) = Re\{H(j\omega_1)\} + j \cdot Im\{H(j\omega_1)\}$$

$$H(j\omega_2) = Re\{H(j\omega_2)\} + j \cdot Im\{H(j\omega_2)\}$$

と求まり, このとき次のように表すことができる.

$$Re\{H(j\omega_1)\} = N_R(\omega_1)/D(\omega_1) \quad (8)$$

$$Im\{H(j\omega_1)\} = N_I(\omega_1)/D(\omega_1) \quad (9)$$

$$Re\{H(j\omega_2)\} = N_R(\omega_2)/D(\omega_2). \quad (10)$$

ここで N_R, N_I, D は次のように定義される.

$$N_R(\omega) = k\varepsilon(\sigma + 1)\{k\varepsilon(\sigma - 1) + 2\} + \omega^2\{T_1^2(1 - k\sigma\varepsilon)^2 - T_2^2(1 + k\varepsilon)^2\} \quad (11)$$

$$N_I(\omega) = 2\omega(T_1 - T_2)(1 + k\varepsilon)(1 - k\sigma\varepsilon) \quad (12)$$

$$D(\omega) = \{2 + k\varepsilon(1 - \sigma)\}^2 + \omega^2\{T_1 + T_2 + k(T_2 - \sigma T_1)\varepsilon\}^2. \quad (13)$$

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

$$Re\{H(j\omega_1)\} = \frac{a_1}{2} \quad (14)$$

の方程式を得る. 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

$$Im\{H(j\omega_1)\} = \frac{b_1}{2} \quad (15)$$

が得られ, $\cos(\omega_2 t)$ と $V_{out}(t) = a_2 \cos(\omega_2 t) + b_2 \sin(\omega_2 t)$ を掛け合わせて DC 成分を取り出すと

$$Re\{H(j\omega_2)\} = \frac{a_2}{2} \quad (16)$$

の式が得られる. ひずみ ε と時定数 T_1, T_2 に関する 3 つの方程式が「式 (8), (11), (13), (14)」, 「式 (9), (12), (13), (15)」および「式 (10), (11), (13), (16)」から得られる. 未知数 3 つに対して 3 つの方程式が得られるのでひずみ ε を求めることができる.

これらの3つの式から、たとえば $k = 2.0$, $\sigma = 0.3$, $\omega_1/(2\pi) = 20kHz$, $\omega_2/(2\pi) = 10kHz$, $a_1/2 = 0.0049V$, $b_1/2 = 0.0036V$, $a_2/2 = 0.0044V$ のとき、 $\varepsilon = 3.5 \times 10^{-3}$ (すなわち 3500 マイクロストレイン) と現実的な値が算出できる (金属のひずみ値は 1000 から 6000 マイクロストレイン程度である)。

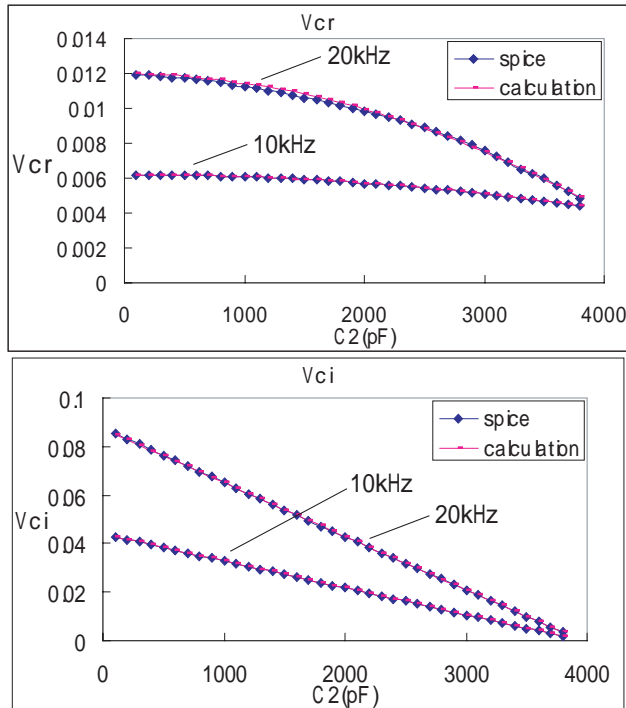


図 9: 図 8 における提案システムでの導出式に基づく計算結果と SPICE によるシミュレーション結果。
(V_{CR} , V_{CI} , ω_{in} , C_1 は図 8 参照。また $\omega_{in}/(2\pi) = 10kHz$, $20kHz$, $C_1 = 4000pF$.)

Fig.9: Calculation based on the derived equations and SPICE simulation results for the proposed system.

(iv) 提案方式の利点

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。たと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および低域通過フィルタリングもデジタルで行う。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。また、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。

VI. 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。今後は提案システムを実現して実際のひずみ測定でその有効性を検証していく。

参考文献

- [1] <http://www.tokyosokki.co.jp/>
- [2] “新しいひずみの測定方法 - Comet -”, 東京測器研究所 (2001 年).
- [3] “ひずみゲージ入門”, (株) 東京測器研究所 (1990 年).
- [4] “STRAIN GAUGE USERS'S”, (株) 東京測器研究所 (1997 年).
- [5] “共和技報 第 229 号, 第 250 号”, (株) 共和電業 (1977, 1978 年).
- [6] 高橋賞, 河合正安, “ひずみ測定入門”, (株) 大成社 (1990 年).
- [7] 渡辺理, “ひずみゲージとその応用”, 日刊工業新聞社 (1968 年).
- [8] “ひずみ測定 A”, (社) 日本非破壊検査協会 (1969 年).
- [9] “ひずみ測定 I,II,III”, (社) 日本非破壊検査協会 (1988,1989, 1990 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誌, 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] 大森豊明 (監修), 普及版センサ技術, (株) フジ・テクノシステム (1998 年).