

## 長大構造物健康監視用圧電素子組み込み インピーダンス計測システムの開発\*

森崎 哲也\*<sup>1</sup>, 江 鐘 偉\*<sup>2</sup>, 張 志 文\*<sup>3</sup>

### Development of Piezoceramic Embedded Impedance Measuring System for Large Scale Structural Health Monitoring

Tetsuya MORISAKI, Zhongwei JIANG\*<sup>4</sup> and Zhiwen ZHANG

\*<sup>1</sup> Department of Mechanical Engineering, Yamaguchi University,  
2-16-1 Tokiwadai, Ube-shi, Yamaguchi, 755-8611 Japan

This paper is concerned with the development of Piezoceramic Embedded Impedance Measuring System for large truss type structures, such as the bridges or steel reinforced structures. The system consists of a sine wave generator, AD converter and computer (or microcomputer). The wave generator supplies the alternating voltage to the piezocells for generating an elastic stationary wave on the structure. The stationary wave change, due to the torque applied to the bolt which is used to joint the beams of a truss structures, is then measured by the same piezocells' electric impedance change. The proposed PEIMS is verified by comparing with the commercially available impedance analyzer. The experiment results show that the impedance change due to the damage can be evaluated at the same high accuracy as the commercial impedance analyzer does, by a new proposed template shift distance  $\Delta S$ .

**Key Words:** Piezo-Element, Structural Health Monitoring, Truss Structure, Piezoelectric Impedance Response, Joint Fastening Condition Diagnostics, Pattern Recognition

#### 1. 緒言

高層ビル, 長大橋, トンネル, 高速道路等, 社会基盤の多くが戦後の高度成長期に整備され, そのほとんどが既に建設後30年以上を経過している。これらの社会基盤は設計当初に想定していた以上の負荷や, 構造物の経年劣化, 気候の変化, さらに予期しない災害等の理由により劣化しているため, 多額の費用と時間をかけて各地で大規模なメンテナンスあるいは建替え工事が行われている。その過程の中で, 鋼材またはコンクリートのひび割れや腐食, ボルトの緩みや脱落などの損傷が発見されている。こういった損傷は塗装に隠れていたり, コンクリート内部の鉄筋で損傷が進展していたりするだけでなく, 当初では予想されていない箇所での損傷も含まれていたため早期発見が難しいのが現状である。さらに, 一般にこれらの社会基盤は人々の日常生活と密接に関係しているため, 通常の定期診断による機能停止でさえ多大な影響を与えることが多く, 長大橋やトンネルなど建替えができない構造物もある。

このような背景から, 近年, 構造物中に蓄積された損傷の状態を検出してその健全性を自動的に診断するヘルスマonitoring技術に関心が高まっている<sup>(1-6)</sup>。へ

ルスモニタリング技術に要求される性能としては, 損傷をリアルタイムに検出できること, 微小な初期損傷であっても検出できること, センサまたはアクチュエータの設置が容易であることなどが挙げられる。圧電素子はアクチュエータとセンサの両方の機能を持ち, 安価で, 試験対象物へ容易に設置でき, 高周波数域においても高感度であるため, この分野の測定デバイスとして幅広く用いられ, 伝達関数法, モード解析, パルスエコー法等様々な損傷検知手法が提案された。構造物の機械的インピーダンス変化を利用する方法もその中の一つであり, 本研究においてもこれまでに, 損傷による微小な構造変化がもたらす機械的インピーダンス変化を電気的インピーダンス変化として高感度に捉え, 健康状態を診断する方法を提案し, 高品質のインピーダンスアナライザを用いた基礎実験においてその有効性を確認した<sup>(6)</sup>。しかしながら, 本手法を長大構造物のヘルスマonitoringに適用することを考えると, 圧電素子によって出力される振動を利用していることから, 圧電素子をこの振動の伝わる間隔で設置していく必要がある。その一方で, 測定装置を構造物中にネットワーク状に複数の箇所を設置すると, その配線などを含む設置やコストなどにかかわる問題が多く存在する。例えば配線が長くなると, 環境因子の影響により配線自身のインピーダンス変化が問題となる場合も考えられる。本研究で目指しているインピーダンス測定システムは, 図1に示すように, 圧電素子と制

\* 原稿受付 2004年11月1日。

<sup>1</sup> 正員, 山口大学大学院理工学研究科(☎755-0031 宇部市常盤台1-4-6)。

<sup>2</sup> 正員, 山口大学工学部。

<sup>3</sup> 山口大学大学院理工学研究科。

E-mail: jiang@yamaguchi-u.ac.jp

御装置を一体化したものを構造物に直接取り付け、無線により構造物のインピーダンス測定を行い、その測定結果から算出された評価指数等により構造物の健康状態を診断するものである。そのため、インピーダンス測定システムの小型化と低コスト化は実用化に向けて重要な課題である。

以上の点に鑑み、本研究では高品質のインピーダンスアナライザと同程度の計測精度を持ちながら、長大構造物への取り付けが可能となる小型で低コストの制御計測装置の開発を目指して、計測誤差を低減させるためのインピーダンス測定法と損傷評価指数を提案する。さらに、トラス構造物のはり支持するジョイント部におけるボルトの締め付け状態をモニタリングすることを例に取ってその検証実験を行い、提案したヘルスマニタリングシステムならびに損傷評価方法の有効性を確認する。

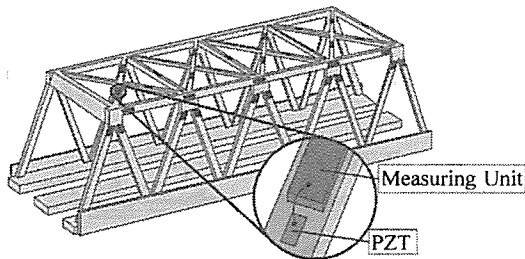


Fig. 1. Proposed structural health monitoring system.

2. 圧電素子組み込みインピーダンス測定システム

一般に構造物の動特性は Mass-Spring-Damper System としてモデル化でき、構造物に何らかの要因で損傷が発生するとその剛性、減衰比等が変化するため、損傷の状態を機械的インピーダンスの変化として表すことができる。一方、構造物に貼り付けられた圧電素子に一定振幅の交流電圧を印加すると、逆圧電効果によって構造物に定常振動が励起される。この振動形態は構造物の機械的インピーダンスに依存し、さらには圧電効果によって圧電素子の電気的インピーダンスに影響を及ぼす。この原理を利用して圧電素子の電気的インピーダンスから、簡単に構造物の機械的インピーダンスを評価することが可能となり、構造物の健康時に測定しておいた電気的インピーダンスと、検査時の電気的インピーダンスを比較して損傷の発生、または、進展を監視することができる。本研究で提案する圧電素子組み込みインピーダンス測定システムは基本的に、電圧を出力する正弦波発生回路、圧電素子に生じた電流計測回路、圧電アナログ信号をコンピュータに入力するための AD

変換回路、インピーダンス値を計算するコンピュータから構成される。本システムにおけるインピーダンスの計測精度と掃引可能な周波数領域は、正弦波発生回路と AD 変換回路、さらにインピーダンスの算出方法などに依存する。本論文の目的は、実際の計測システムを構築するためのパラメータの決定方法、測定誤差を抑えるインピーダンス値の算出方法とそれを用いた損傷評価指数の算出方法を提示することである。実用システムの設計構築を目指して、本研究で使用した実験検証システムの概略を図 2 に示す。

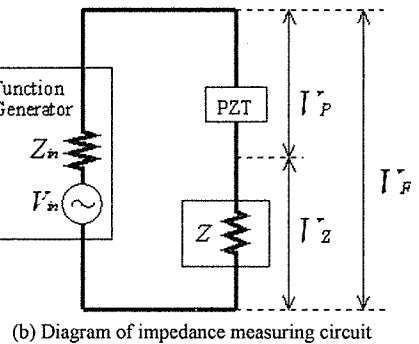
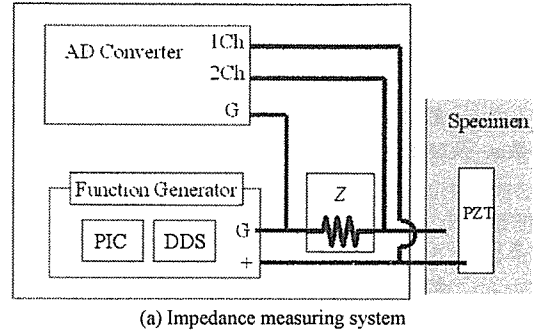


Fig. 2. Proposed piezoceramic embedded impedance measuring system.

本システムでは、正弦波電圧発生回路としてダイレクトデジタルシンセサイザ IC (Wellpine 社製 TC170C030AF) を使い、マイコン (Microchip 社製 PIC87316F) で制御することによって掃引周波数ステップ 1[Hz] で振幅 0.5[V] の正弦波電圧を出力できる。AD 変換器には実験・検証の便宜上、サンプリング周波数を自由に調節できる Interface 社製の PCI-3525 ボードを採用した。本 AD 変換器の量子化は ±5V の範囲を 12 ビットで行うよう設定し、離散化誤差は最大で約 1.2mV となる。また、電流測定のためにインピーダンス Z を圧電素子に直列接続してある。図中の  $V_m$  は正弦波電圧発生回路への設定電圧振幅、 $Z_m$  はその内部インピーダンスである。 $V_F$ 、 $V_Z$  は正弦波電圧発生回路か

らの出力電圧と、インピーダンス  $Z$  の両端にかかる電圧を示しており、AD 変換回路によって測定する。

### 3. 圧電インピーダンスの計算法

圧電素子のインピーダンス値を計算する際、電圧信号の振幅と位相が重要な情報となり、その計測精度がインピーダンス値の精度に直接影響する。この精度を悪化させる要因としては、AD 変換に伴う離散化誤差や回路から発生するノイズの他にも、構造物の振動等による外的要因が圧電素子によって電圧信号に変換されるノイズが考えられる。そのため本研究では、電圧信号の離散化データから正弦波へ復元するために最小二乗法を用いることにより、誤差を低減させることとした。一般に正弦波電圧  $v(t)$  は振幅  $V_a$ 、位相  $\theta$ 、角周波数  $\omega$ 、及びオフセット電圧  $V_{off}$  を用いて次式で表せる。

$$v(t) = V_a \sin(\omega t + \theta) + V_{off} \quad (1)$$

さらに、

$$\begin{aligned} A &= V_a \cos(\theta), \quad B = V_a \sin(\theta), \quad C = V_{off} \\ x &= \sin(\omega t), \quad y = \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (2)$$

とおくと、式(1)は

$$v(t) = Ax + By + C \quad (3)$$

と線形化できる。また、 $v(t)$  を  $X$  点サンプリングして得られた離散データとして、 $v(n)$   $n=1,2,3,\dots,X$  と表記すると、

$$v(n) = Ax_n + By_n + C \quad (n=1,2,3,\dots,X) \quad (4)$$

となる。上式の  $x_n, y_n$  は  $\omega$  とサンプリング周期から算出できる。この式に最小二乗法を適用することで  $A, B, C$  の最確値  $A_0, B_0, C_0$  が得られ、振幅  $V_a$  は  $A_0, B_0$  を用いて次式のように表せる。

$$V_a = \sqrt{A_0^2 + B_0^2} \quad (5)$$

上記手法を AD 変換器によって得られる離散データ  $V_F(n), V_Z(n)$  及び、PZT の両端にかかる  $V_P(n) = V_F(n) - V_Z(n)$ ,  $n=1,2,3,\dots,X$  に適用して振幅値  $V_{Fa}, V_{Za}, V_{Pa}$  が求められる。ただし、このときの  $\omega$  はファンクションジェネレータの出力周波数を角周波数に直したものである。次に、これらの振幅値を用いて PZT のインピーダンス値の実部  $Re(\mathbf{Z}_p)$  を算出する方法を考える。図 3 に示すように電圧信号  $V_F, V_Z, V_P$  および回路に流れる電流を  $\mathbf{V}_F, \mathbf{V}_Z, \mathbf{V}_P, \mathbf{I}$  とベクトルで表記し、位相角  $\beta$  と  $\mathbf{V}_P$  を用いて  $Re(\mathbf{V}_p)$  を求めると、

$$Re(\mathbf{V}_p) = V_{Pa} \cos \beta \quad (6)$$

となる。図 2(b) に示す回路の付加インピーダンス  $Z$  を

抵抗  $R[\Omega]$  とすると、 $\mathbf{I}$  の実部  $Re(\mathbf{I})$  は、

$$Re(\mathbf{I}) = \frac{Re(\mathbf{V}_Z)}{R} = \frac{V_{Za}}{R} \quad (7)$$

であり、PZT のインピーダンス実部  $Re(\mathbf{Z}_p)$  は

$$Re(\mathbf{Z}_p) = \frac{Re(\mathbf{V}_p)}{Re(\mathbf{I})} \quad (8)$$

となる。これに式(6)、式(7)を代入して

$$Re(\mathbf{Z}_p) = \frac{V_{Pa} \cos \beta}{V_{Za}} R \quad (9)$$

となる。さらに図 3 の関係から得られる

$$\cos(\beta) = \frac{V_{Fa}^2 - V_{Za}^2 - V_{Pa}^2}{2V_{Pa}V_{Za}} \quad (10)$$

を、式(9)に代入すると圧電素子インピーダンス実部  $Re(\mathbf{Z}_p)$  は次式のように求まる。

$$Re(\mathbf{Z}_p) = \frac{V_{Fa}^2 - V_{Za}^2 - V_{Pa}^2}{2V_{Za}^2} R \quad (11)$$

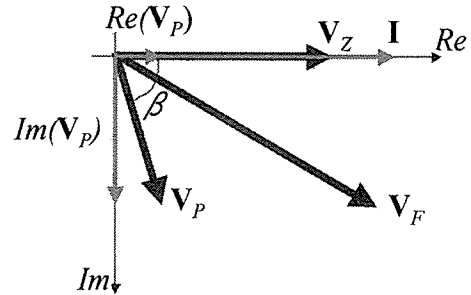


Fig. 3. Relationship of voltage vectors  $V_F, V_Z$  and  $V_P$

### 4. 検証対象物と測定方法

図 4 に検証実験で使用したトラス型構造物を示す。本構造物はアルミニウムはりとジョイント部からなり、大きさは縦×横×高さ：1100×550×1000(mm)である。トラス構造物の健康状態は、トルクレンチによってはりを支持するボルトの締め付けトルクが、一様に 5.0Nm となるようにトラスへ取り付けられた状態とする。構造物中央はりには圧電素子をはりの裏表対称位置に貼り付けてある。これらの圧電素子に同時に交流電圧をかけることにより縦弾性波を発生させることができ、曲げ振動モードやねじれモードの発生を軽減する工夫が施してある。アルミニウムと圧電素子の物性値を表 1 に示す。

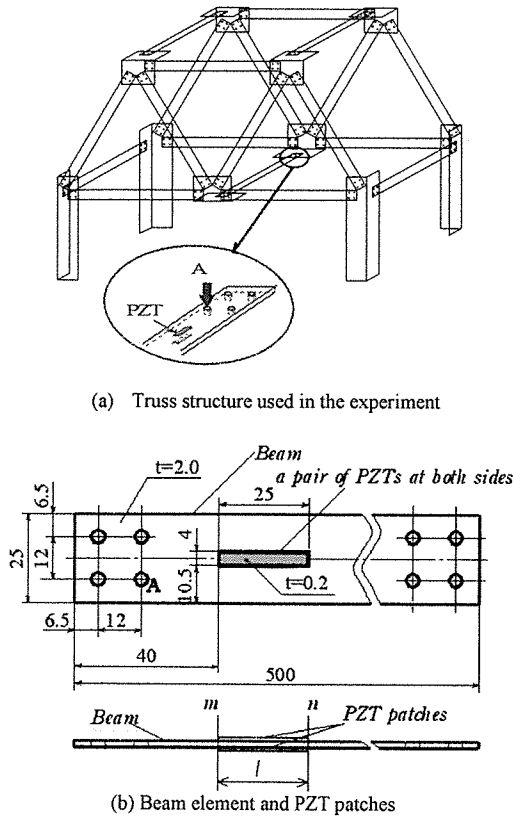


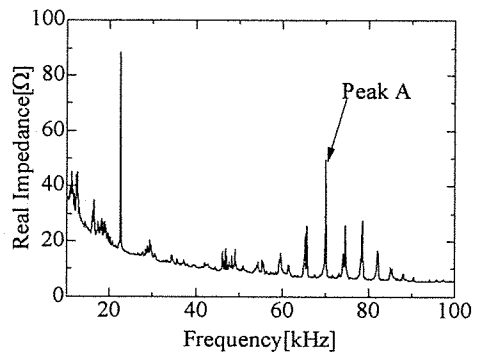
Fig. 4. Schematic of the truss structure and its beam element with a pair of PZT patches.

Table 1. Material properties of the beam and the PZT patch.

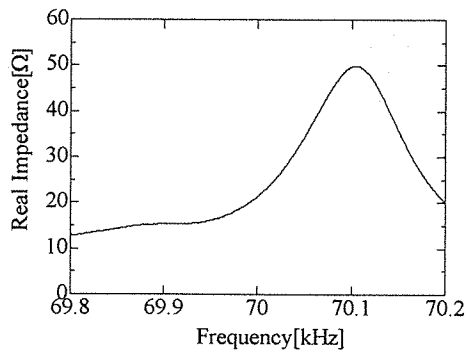
Aluminum beam	
Density $\rho_s$ ( $\times 10^3 \text{kg/m}^3$ )	2.7
Young's modulus $E_s$ ( $\times 10^{10} \text{N/m}^2$ )	7.06
Piezo-electric element (C-6)	
Density $\rho_p$ ( $\times 10^3 \text{kg/m}^3$ )	7.4
Relative dielectric constant $\epsilon_{33}^r$	$2000 \pm 300$
Equivalent piezo-electricity constant $d_{31}$ ( $\times 10^{-12} \text{m/V}$ )	-195
Young's modulus $Y_{11}^E$ ( $\times 10^{10} \text{N/m}^2$ )	5.8
Induced loss $\tan \delta$	2.1
Frequency constant $N_{31}$ (Hz · m)	1400

前述のように、インピーダンス測定による損傷評価法はインピーダンスピークの変化から損傷を推定する方法である。そのため観測するインピーダンス波形に対する周波数領域は損傷による影響を受けやすい周波数領域に選定する必要がある。図4に示す圧電素子で挟まれた部分(m-n)についてその長さ(l)方

向に伝播する縦弾性波を考えると、圧電素子の感度の高い周波数帯はmとnの両断面の境界条件とその長さ(l)に依存する。また、m-nの断面における境界条件が両端自由または両端固定で最も高く、一端固定一端自由の場合は最も低いと予想される。文献[6]と同様にして圧電素子部の共振周波数を算出したところ、両端固定の場合 44.36 [kHz]、一端固定一端自由の場合 88.69[kHz]であった。つまり実際の構造物を考えた場合、周波数領域 44~88[kHz]において圧電素子の感度が高くインピーダンス波形の変化が大きいことが想像できる。この結果を検証するために市販のインピーダンスアナライザ(Hewlett-Packard社製 HP4192A)を用いてトラス構造物のほりを測定した結果を図5に示す。図より、60~85[kHz]の周波数領域においてピークが一定の周波数間隔で現れていることが確認できる。このピークの現れている周波数間隔は、縦弾性波伝播原理を用いてはりの長さから算出された文献[6]の周波数間隔にはほぼ一致する。また、図5(a)で示したうちインピーダンス値の高いピークである Peak A 周辺についてさらに詳しく測定した結果を図5(b)に示す。



(a) Real part impedance response of the beam element



(b) Close-up of Peak A

Fig. 5. Real part of impedance response measured by HP4192A.

以上のように、縦弾性波の伝播原理を利用することによって、インピーダンスピークの現れる周波数を見積もることができ、そのピークを選定するのも容易となっている。以下では図 5(b)で示した Peak A を対象とし、実験とシステムの検証を行う。

### 5. 測定システムパラメータの決定

本章では提案したシステムの各種測定パラメータを決定するための実験を行い、各パラメータの設定とその影響を調べる。ここでの測定パラメータとはサンプリング点数  $S_N$ 、波形数  $S_M$ 、付加インピーダンス  $Z$  の抵抗値  $R$ 、補正係数  $\lambda$  である。サンプリング点数  $S_N$  とは正弦波信号を一周分サンプリングしたときの点数であり、その離散データは  $V_r(n)$ ,  $V_z(n)$   $n=1,2,3,\dots,S_N$  と表せる。4 章で述べたように、本研究ではこの離散化データに最小二乗法を適用して圧電素子のインピーダンス値を求める。波形数  $S_M$  は 1 周期を 1 波形としたとき、測定した波形の数である。すなわち、サンプリングからインピーダンス値を計算するまでの処理回数であり、離散化誤差、外乱に起因するインピーダンス測定結果のばらつきを抑えるために、その平均値を最終的なインピーダンス値として採用する。また、付加インピーダンス  $Z$  の抵抗値  $R$  の大きさによって測定された圧電素子のインピーダンスがその影響を受ける。さらに、この影響を補正するために係数  $\lambda$  を導入する。

#### (1) サンプリング点数 $S_N$

4 章で述べた最小二乗法の解を一意に定めるために必要なサンプリング点数  $S_N$  は 3 以上である。サンプリング点数  $S_N$  を増やすことで、最小二乗法における近似精度を高めることが可能であると考えられるが、その分 AD 変換器の負担が大きくなり、コストが上昇する。そこでインピーダンス値を求める上で適切な  $S_N$  を実験により調べる。測定する周波数域は、損傷評価対象とした Peak A 周辺の 69.95~70.15[kHz] とする。実験ではこの周波数域において周波数を 1[Hz] ステップで変化させ、そのインピーダンス値の標準偏差を求めた。まず、 $S_N=3$  になるようサンプリング周波数を 210 [kHz] に設定し、十分大きいと考えられる 10000 回の測定データから標準偏差  $\sigma_3$  を算出する。以降、 $S_N=4, 6, 8$  とするようサンプリング周波数を設定し、同様に標準偏差  $\sigma_4, \sigma_6, \sigma_8$  を算出する。本実験での付加インピーダンス  $Z$  には公称 500[Ω] の抵抗を用いた。それぞれの  $S_N$  に対して得られた標準偏差の結果を図 6 に示す。図から  $S_N$  を大きくすると標準偏差が小さくなり、結果として測定結果のばらつきは抑えられるようになるが、

$S_N=4$  以上にしてもその効果は顕著でないことが分かる。従って、本システムにおいてはそのサンプリング点数  $S_N=4$  で十分であると判断できる。また、実験によって得られた 69.95~70.15[kHz] において標準偏差  $\sigma_4$  の平均値は 3.191 であった。ここでの結果を基に、以降の実験はすべて  $S_N=4$  に設定して行う。さらに、今回の実験で得られた 10000 回のインピーダンス測定値の分布状態を調べた結果、正規分布に従うことがわかった。

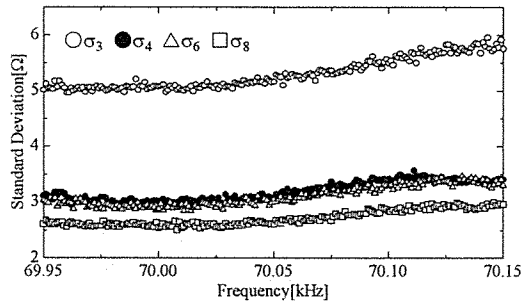


Fig. 6. Standard Deviation corresponding to  $S_N$

#### (2) 波形数 $S_M$

前述の標準偏差をさらに小さく抑えるために必要な加算平均回数  $S_M$  を見積もることを考える。なお、本項の実験では、 $R=500[\Omega]$ 、 $S_N=4$  に設定した。本システムによるインピーダンスの測定結果は正規分布に従うので、信頼度 95% とした場合インピーダンスの算出誤差の変動を標準偏差  $\sigma_4$  の  $\delta$  倍以内に抑えようとすると必要な  $S_M$  は式(12)によって推定できる<sup>7)</sup>。また、 $\delta$  と  $S_M$  の関係例を表 2 に示す。

$$S_M = \left( 1.96 \frac{\sigma}{\delta} \right)^2 \quad (12)$$

Table 2. Error factor  $\delta$  to the number of samples  $S_M$ .

$\delta$	0.01	0.025	0.05	0.1	0.25	0.5
$S_M$	38416	6147	1537	385	62	16

さらに  $S_M$  の効果を示すため、 $S_M=30, 500$  として求めたインピーダンス測定結果を図 7 に示す。

図 7 より  $S_M=30$  の場合はインピーダンス波形に小刻みな変動が見られる。一方、 $S_M=500$  の場合はその結果が図 5(b)で示した市販のインピーダンスアナライザで測定した結果と波形的によく一致しているが、全体的に約 35[Ω]ほど上へシフトしている。その補正方法については補正係数  $\lambda$  の項にて詳しく述べる。以上より市販のシステムと同様のインピーダンス波形を得るには  $S_M$  が 500 以上であればよいことがわかる。

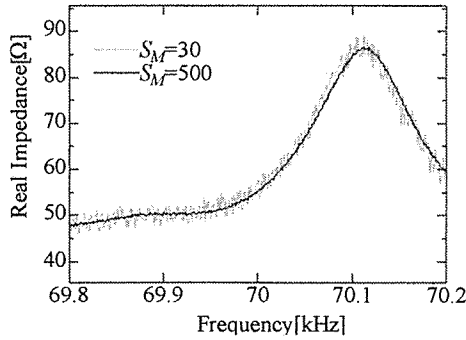


Fig. 7. Real part impedance response measured by proposed system with  $S_M=30$  and 500.

(3) 付加インピーダンス  $Z$  の抵抗値  $R$

図 2 に示す付加インピーダンス  $Z$  の抵抗値  $R$  と  $V_{Za}$  及び  $V_{Pa}$  の関係を実験により明らかにし、測定に適した付加インピーダンス  $Z$  の決定を行う。実験では測定対象周波数を 68.80 [kHz],  $S_N=4$ ,  $S_M=1000$  とし、さらに回路への入力電圧振幅  $V_m$  による影響も調べるためにダイレクトデジタルシンセサイザの代わりに出力電圧を設定可能なファンクションジェネレータ (HIOKI 社製 7075 Function Generator) を用いた。図 2 に示す付加インピーダンス  $Z$  の抵抗値  $R$  を変化させながら、周波数 68.8[kHz]において得られた  $V_m$ ,  $V_{Za}$  及び  $V_{Pa}$  の関係を図 8 に示す。

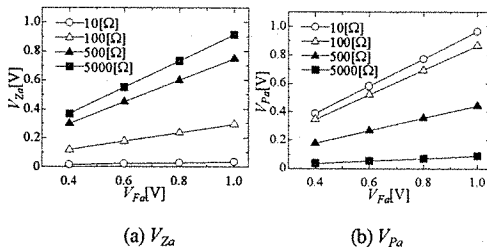


Fig. 8. Output voltage  $V_m$  corresponding to  $V_{Za}$  and  $V_{Pa}$  with variation of the resistor  $R$ .

図 8 より抵抗  $Z$  の値  $R$  が大きくなると  $V_{Pa}$  が小さくなることと、逆に  $R$  が小さくなると  $V_{Za}$  が小さくなるのが分かる。 $V_{Za}$  または  $V_{Pa}$  いずれかの電圧振幅が小さいと AD 変換時の量子化誤差あるいは、外乱によるノイズの占める割合が大きくなり、結果としてインピーダンス計測精度の低下をもたらすことになる。インピーダンス計測精度向上のためには  $V_{Za}$  と  $V_{Pa}$  の両方が十分な電圧値を得られるように  $R$  を選定する必要がある。図 8 では抵抗値が 500[Ω] のとき、 $V_{Za}$ ,  $V_{Pa}$  とも

に  $V_{Pa}$  に対して約 40%以上の電圧値が得られている。以上の点を鑑み、 $Z$  の抵抗は 500[Ω]を採用した。

(4) 補正係数  $\lambda$

前述のように圧電素子のインピーダンス波形は抵抗  $Z$  の影響を受け全体的に上下シフトする。本項では、抵抗  $Z$  が圧電素子のインピーダンス変化に与える影響を実験により調べ、それを補正するための係数を決定する。実験においては前項と同様に測定対象周波数を 68.80 [kHz],  $S_N=4$ ,  $S_M=1000$  とし、HIOKI 社製 7075 Function Generator を用いた。抵抗値  $R=500, 1000, 5000[\Omega]$ , 入力電圧  $V_m=0.5, 1.0, 5.0[V]$ と変化させて圧電素子のインピーダンスを測定した結果を図 9 に示す。図よりインピーダンスの測定結果は入力電圧に関係なく、抵抗値  $R$  の増加に比例することがわかる。従って、この抵抗の影響は補正係数  $\lambda$  を導入することで式(13)により補正することができる。

$$Re(Z_p) = \left( \frac{V_{Pa}^2 - V_{Za}^2 - V_{Pa}^2}{2V_{Za}^2} - \lambda \right) R \quad (13)$$

なお、式中の補正係数  $\lambda$  は図 9 で得られた結果を最小二乗法で近似して 0.0720 と決定した。

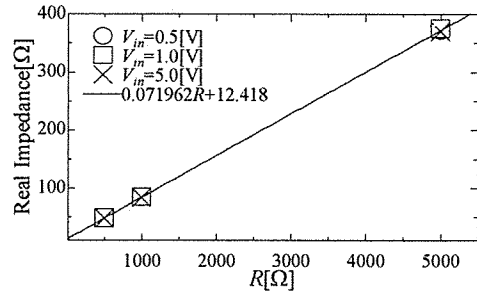


Fig. 9. Influence of the impedance to the added resistor  $R$ .

6. 損傷状態評価と検証

提案したインピーダンス測定システムを用いてトラス構造物の損傷状態を評価する。トラス構造物の健康状態は図 4 に示すボルト A を含む全てのボルトをトルクレンチで 5.0[Nm]に締め付けた状態とし、損傷状態はボルト A のみを健康状態から 0.5[Nm]刻みで 2.0[Nm]までボルトを緩めていった状態を例に取る。実験では、観測する周波数を Peak A 周辺 69.95 ~ 70.15[kHz]とし、掃引周波数ステップを  $f_T=1[Hz]$ とする。また、システムの測定パラメータは 5 章で得られた結果をもとに表 3 のように決定した。検証実験は以下の手順で行う。始めに健康状態(5.0[Nm])において、本システムと市販のインピーダンスアナライザ

HP4192A を用いてそれぞれインピーダンス測定を行う。次に、ボルト A の締め付けトルクを 0.5[Nm] ずつ 2.0[Nm] まで緩め、一連の測定を繰り返す。図 10 に本システムと HP4192A によって測定した結果を示す。図 10 ではいずれの計測結果においても、緩めたトルク ( $\tau$ ) が大きくなる、すなわち、損傷の増大に伴ってピーク周波数が低周波領域へシフトしていることが確認できる。

Table 3. Selected System parameters

Number of Sampling Point $S_M$	4
Sampling Frequency[kHz]	280
Number of Sample $S_M$	500
Correction Coefficient $\lambda$	0.0720
Additional Impedance $R[\Omega]$	500

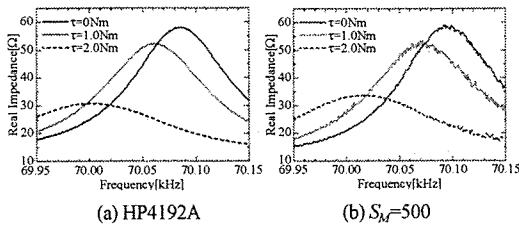


Fig. 10. Results of the impedance responses to the loosening torque on Bolt A

このようなインピーダンス変化から損傷量を推定する指数として、文献[6]ではピーク周波数シフト量  $\Delta F$  が提案されており、健康状態及び損傷状態インピーダンス波形のピーク周波数をそれぞれ  $f_{pH}, f_{pD}$  としたとき、次式で定義されている。

$$\Delta F = f_{pH} - f_{pD} \quad (14)$$

この  $\Delta F$  と損傷量 (今回の場合はボルトの締め付けトルク低下量) の間に相関関係があれば、 $\Delta F$  から損傷量を推定することが可能となる。これを確認するため、図 11 に 16 回の実験から得られた  $\Delta F$  の平均値と標準偏差をまとめた結果を示す。図 11(a) は HP4192A を用いて得られた結果であり、図 11(b) は本システムによる結果である。各図の横軸  $\tau$  は緩めたトルクを示す。HP4192A によって得られた  $\Delta F$  は、ボルトの締め付けトルク低下に伴い増大する傾向を確認でき、トルク低下量の推定に有効であるといえる。一方、本システムを用いて得られた  $\Delta F$  も、HP4192A の結果とほぼ一致し、同等の効果が期待できる。さらに、この二つのシステムによって得られた  $\Delta F$  の標準偏差を、詳細に比較した結果を図 12 に示す。

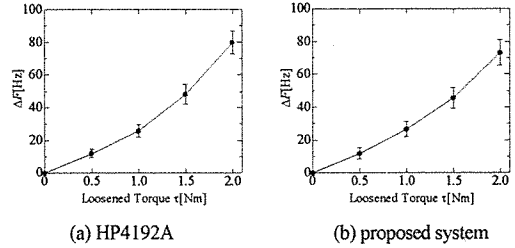
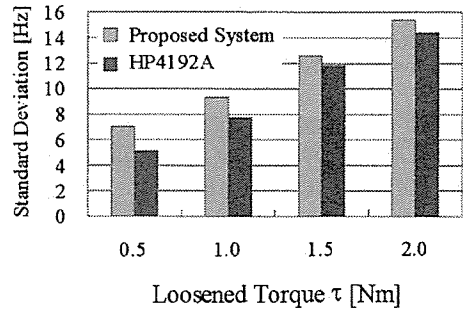
Fig. 11. Variation of Peak Frequency Shift  $\Delta F$ Fig. 12. Standard deviation of  $\Delta F$  obtained by the proposed system and HP4192A.

図 12 から提案したシステムによる  $\Delta F$  の標準偏差は、HP4192A による  $\Delta F$  の標準偏差より、若干、大き目の値となっていることが分かる。この標準偏差が大きいと、実際に損傷量を推定したときの推定値にばらつきを生じることになり推定誤差の要因となる。本システムにおいて標準偏差をさらに小さく抑えるには、 $S_M$  値を大きく設定する方法がある。しかし、 $S_M$  値を大きくするとそれだけ測定時間が長くなるだけでなく、多くのメモリを要することも考えられる。そこで本研究では、ノイズの影響を低減する新たな評価指数として、波形周波数シフト量  $\Delta S$  を提案する。 $\Delta F$  が健康状態波形のピーク一点を参照していたのに対して、波形周波数シフト量  $\Delta S$  は健康状態のインピーダンスピーク周辺波形をテンプレートとして損傷状態の波形とパターンマッチングを行い、最もマッチングした周波数とテンプレート周波数との差をパラメータとする評価方法である。以下その算出方法について述べる。

図 13(a) のように健康状態のピーク周波数  $f_{pH}$  の振幅を  $A_{pH}$  と決定し、次に  $A_{pH}$  の  $1/\sqrt{2}$  の高さに対応する周波数  $f_{dL}, f_{dH}$  を求める。 $\Delta S$  の算出ではこの周波数域  $[f_{dL}, f_{dH}]$  のインピーダンス波形  $L(i) \ i=1,2,3,\dots,M$  をテンプレート波形と定義する。このテンプレートとマッチング対象波形となる損傷状態の波形  $D(j) \ j=1,2,3,\dots,N$  の間で図 13(b) のように差分パターンマッチングを行う。パ

ターンマッチングを式で表すと式(15)のようになる。

$$P(k) = \sum_{i=1}^{n=M} \sqrt{(L(i) - D(k+i))^2} \quad k=0,1,2,\dots,N-M \quad (15)$$

ここで、 $P(k)$ はテンプレートとのずれの大きさを表すパラメータであり、次式のように集合 $\{P(k)\}$ の最小値となる $k$ を $k_{fit}$ とする。

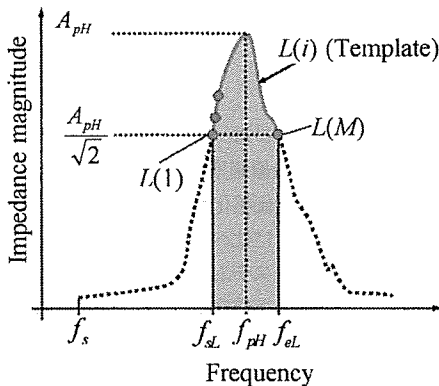
$$d. P(k_{fit}) = \min\{P(k)\} \quad (16)$$

$k_{fit}$ に対応する周波数 $f_{fit}$ は周波数分解能 $f_T (=1[\text{Hz}])$ と測定開始周波数 $f_s (=69.95[\text{kHz}])$ から

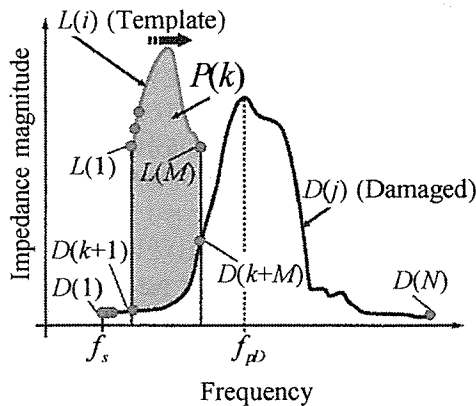
$$f_{fit} = f_s + f_T \cdot k_{fit} \quad (17)$$

と算出できる。これとテンプレート波形 $L(i)$ の開始周波数 $f_{sl}$ を用いて $\Delta S$ を次式のように定義する。

$$\Delta S = f_{sl} - f_{fit} \quad (18)$$



(a) Definition of template  $L(i)$  from a healthy waveform.



(b) Template shifting and the area difference  $P(k)$

Fig. 13. Concept of impedance waveform matching method.

図 11(b)で示した $\Delta F$ の算出に用いたインピーダンス波形に対し、 $\Delta S$ の平均値と標準偏差を同様に算出したところ、 $\Delta S$ の平均値は $\Delta F$ のそれとほぼ同じ値であった。このことから、 $\Delta S$ は $\Delta F$ と同様に損傷の推定が可能であるといえる。また、本システムで得られたデータから求めた $\Delta F$ と $\Delta S$ の標準偏差を図 14 に示す。図より、 $\Delta S$ の標準偏差は全ての緩みトルクにおいて低く抑えられており、新たに提案した評価指数 $\Delta S$ は信号ノイズの低減と推定精度の向上に有効であることが確認できる。

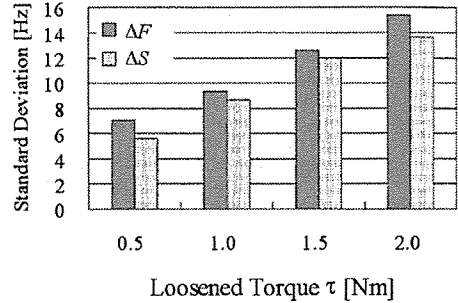


Fig. 14. Comparison of standard deviations of Peak Frequency Shift  $\Delta F$  and Template Shift Distance  $\Delta S$ .

### 7. 結言

本研究では、低コストと小型化可能な、構造物ヘルスマonitoring用インピーダンス測定システムを提案し、その設計パラメータについて詳細に検討した。また、ヘルスマonitoringのための新たな損傷評価指数として波形周波数シフト量 $\Delta S$ を提案し、その有効性を確認した。その結果、従来のピーク周波数シフト量 $\Delta F$ に比べ、より高い精度の損傷推定を行えることを示した。今回得られた結果を基に今後、システムの小型化と実用化についてさらに検討を行い、本システムを構造物中の複数危険箇所に設置し、その健康状態を診断する構造物ヘルスマonitoringシステムを開発する。

### 参考文献

- (1) A.D.Dimarogonas, "Vibration of cracked structures: a state of the art review", *Engineering Fracture Mechanics*, 55-5(1996), 831-857.
- (2) Kevin L. Rens, Terry J. Wipf and F. Wayne Klaiber, "Review of Nondestructive Evaluation Techniques of Civil Infrastructure", *Journal of Performance Constructed Facilities* (1997), 152-160.
- (3) Grzegorz Kawiecki, "Piezogenerated Elastic Waves for Structural Health Monitoring", *Smart Structures*(1999), 133-142.
- (4) 堀辺 忠志, 浅野 直輝, 岡村 弘之, "き裂を有する変断面はりの固有振動およびき裂同定", *機論*, Vol.67-657, C(2001), 148-154.
- (5) 江 鐘偉, 西村 浩一, 長南 征二, "圧電素子を用いた縦弾性波計測による構造物の損傷監視と位置同定", *機論*, 67-660, C(2001), 2580-2586.
- (6) 江 鐘偉, 竹内 保隆, "圧電素子を用いたトラス型構造物のヘルスマonitoring技術", *機論*, 69-679, C (2003), 30-37.
- (7) 田代 嘉宏等, "確率と統計要論(森北出版)", 1979