

40 kHz の空中超音波を用いたサブ μm の変位検出法

A method for detecting sub-micrometer displacement using 40 kHz air-coupled ultrasonic wave

佐々木克浩* , 西平守正* , 今野和彦*

Katsuhiko Sasaki* , Morimasa Nishihira* , Kazuhiko Imano*

*秋田大学 工学資源学部

*Faculty of Engineering and Resource Science, Akita University

キーワード : 空中超音波 (air-coupled ultrasonic wave) , 位相検出 (phase detection) ,
最大感度領域 (maximum-sensitive region) , 参照波 (reference waves) ,
変位検出 (displacement detection)

連絡先 : 〒010-8502 秋田市手形学園町 1-1 秋田大学 工学資源学部 電気電子工学科
佐々木克浩 , Tel. : (018)889-2494 , Fax : (018)837-0406 , E-mail : katsu-s22@imano-lab.ee.akita-u.ac.jp

1. はじめに

近年の精密制御および微細加工技術の進展に伴い、半導体産業や精密機器などの分野において nm 領域の変位測定が重要性を増している。現在この領域の測定では、光学式や静電容量式が主流となっている。その中でも光学式は、高い測定精度と広い測定範囲を有するが、システムが大型で高価となる場合が多い。

一方、超音波を用いた変位測定は、小型で安価にシステムを構成できるため、変位測定の一方法として有効であると考えられる。超音波を用いた測定では、超音波の送受波効率の関係から、伝搬媒質を水とする場合が多い。一方、精密機器などの分野に

おいては空気中で動作する装置の変位を測定する状況が多いため、伝搬媒質は空気であることが望ましい。しかしながら、空気を伝搬媒質とした場合、空気の音響インピーダンスが水のそれに比べて極端に低いいため、トランスデューサとの音響インピーダンス整合が極端に悪くなる。それに加えて、周波数に依存する超音波の伝搬減衰、すなわち減衰係数が水に比べて大きいことも影響する。このような空気の音響的特性から、空中超音波の実用されている周波数は水などの場合(MHz 帯)に比べて低周波数となり、40 kHz 程度がよく用いられている¹⁾。超音波を用いた変位測定の分解能は、主として超音波の波長によって決まるため、分解能の向上には高周波数の利用が要求される。

しかしながら，前述の理由から数百 kHz 以上の高周波帯の空中超音波はほとんど実用されていない¹⁾．このような状況から，空中超音波を用いた微小変位測定は困難となり，これまでは比較的大きな変位の測定である距離計測^{2,3)}などに応用が限られていた．

距離計測においては，超音波の伝搬時間差から距離を求める方法を用いる場合が多く，その分解能は超音波の波長 λ (40 kHz で数 mm) 程度に制限される．波長以下の分解能を得る一方法として，超音波の位相情報の利用が挙げられる．特に位相検波法に基づいて位相を検出することで，高い分解能が得られる．その分解能はシステムの S/N に依存し，これまで μm 領域の変位測定が実現されている⁴⁻⁶⁾．しかしながら，これ以下の変位を測定した報告は少ない⁷⁾．したがって，超音波の位相検出精度を向上させる方法が必要であると考えられる．

筆者らは先に，超音波の位相を精度良く検出するため，複数の参照波を導入するシステムを開発している^{8,9)}．このシステムでは，40 kHz の空中超音波を用いた変位測定において $1 \mu\text{m}$ の分解能が得られている⁹⁾．このシステムにおける主要な誤差要因の一つとして，電圧測定の分解能が挙げられる．

そこで本研究では，システムの電圧分解能の影響を改善する位相検出方法を検討することで，空中超音波を用いたサブ μm の変位検出を試みる．以下，本研究の位相検出法の原理を示し，40 kHz の空中用音波を用いた変位検出実験を行うことで，本手法の有効性を検討する．

2. 原理

2.1 超音波の送受信信号の関係

透過法による超音波の送受信信号の位相差から変位を検出する方法の原理を Fig.1

に示す．同図のように送波トランスデューサから距離 z だけ離れた位置に配置された受波トランスデューサの変位 Δz を検出する場合を考える．このとき，送波トランスデューサから送波される信号は次式のように表される．

$$s(t) = A_s \sin(\omega_s t - \delta_s) \quad (1)$$

ここで， A_s は送波信号の振幅， $\omega_s = 2\pi f_s$ は送波信号の角周波数 (f_s : 送波信号の周波数)， δ_s は送波信号の固定位相， t は時間である．(1)式の送波信号に対して受信信号は距離 z だけ空気中を伝搬するので，受信信号は伝搬時間 τ だけ遅れて観測される．伝搬時間 τ は，空気の音速 c を用いて次式で与えられる．

$$\tau = \frac{z}{c} \quad (2)$$

よって，Fig.1 に示される受信信号は次式で表される．

$$\begin{aligned} r(t) &= A_r \sin(\omega_s(t - \tau) - \delta_s) \\ &= A_r \sin(\omega_s t - \delta_s - \phi(z)) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで， A_r は受信信号の振幅， $\phi(z) = z\omega_s/c$ は送波信号と受信信号の位相差である．

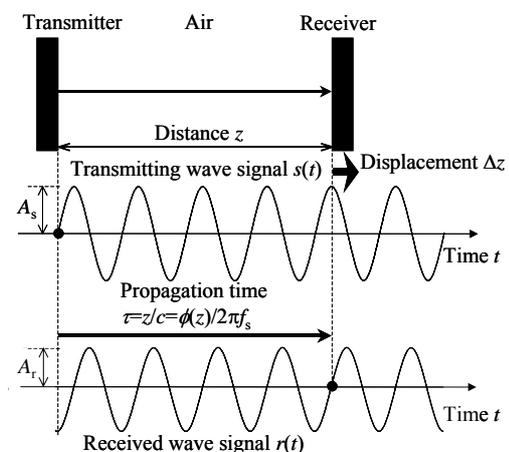


Fig.1 Principle of displacement measurement in the transmission mode.

2.2 複数の参照波を導入した位相検出法

先に筆者らが提案した位相検出方法^{8,9)}においては、送受波信号の位相差 $\phi(z)$ を精度良く検出するため、送波信号に対して位相が異なる複数の参照波 $u_i(t)$ が導入される。

$$u_i(t) = A_u \sin(\omega_s t - \delta_{u_i}) \quad (i=0, 1, \dots, N-1) \quad (4)$$

ここで、 A_u は参照波の振幅、 δ_{u_i} は参照波の固定位相である。これら参照波と受波信号を乗算し、ローパスフィルタにより交流成分を除去すると、送波信号と参照波との位相差 $\delta_i = \delta_{u_i} - \delta_s$ および送受波信号間の位相差 $\phi(z)$ を関数として正弦的に変化する直流出力が得られる。この出力が位相検出出力 P_i であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{A_r A_u}{2} \cos(\delta_i - \phi(z)) \\ &= \frac{A_r A_u}{2} (\cos \delta_i \cos \phi(z) + \sin \delta_i \sin \phi(z)) \\ &= a_1 \cos \delta_i + a_2 \sin \delta_i \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、送波信号の位相 δ_s を基準とすると δ_i は参照波の位相、 $\phi(z)$ は受波信号の位相として考えることができるため、以後このように称する。受波信号の位相 $\phi(z)$ は、 a_1, a_2 を用いて次式で与えられる。

$$\phi(z) = \tan^{-1} \left(\frac{a_2}{a_1} \right) + n\pi \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (6)$$

ここで、 P_i の測定値を P_i' とすると、それらの差の二乗和は次式で表される。

$$\begin{aligned} E &= \sum_{i=0}^{N-1} (P_i - P_i')^2 \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} (a_1 \cos \delta_i + a_2 \sin \delta_i - P_i')^2 \end{aligned} \quad (7)$$

(7)式が最小となるようにするため、最小二乗法を適用して a_1, a_2 を決定する。すなわち、 E を a_1, a_2 で微分したものを0とおくと、次式のような行列式が得られる。

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \cos^2 \delta_i & \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \cos \delta_i \sin \delta_i \\ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \cos \delta_i \sin \delta_i & \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sin^2 \delta_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} P_i \cos \delta_i \\ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} P_i \sin \delta_i \end{pmatrix} \quad (8)$$

(8)式の行列式を解くことで、 a_1, a_2 が決定される。各参照波の位相 δ_i における位相検出出力 P_i を測定した後、(8)式から a_1, a_2 を求め、(6)式に代入することで位相 $\phi(z)$ を算出できる。

超音波の伝搬距離 z が $z + \Delta z$ に変化した場合、位相差 $\Delta \phi = \phi(z + \Delta z) - \phi(z)$ および超音波の波長 $\lambda = c/f_s$ を用いて、変位 Δz は次式より算出できる。

$$\Delta z = (\lambda / 2\pi) \cdot \Delta \phi \quad (9)$$

2.3 参照波の位相の設定方法

筆者らは従来、(8)式の行列式が容易に解けるため、各参照波の位相 δ_i を $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ と設定していた⁸⁾。この設定方法は、光学干渉計などの分野における位相シフト法としてよく知られている。ここで、微小な位相変化 $\Delta \phi \cong 0$ を検出する場合を考える。この場合、従来の位相シフト法においては、参照波の位相 δ_i の設定値によって位相感度が異なる。参照波の位相 δ_i と位相感度の関係を示すため、(5)式を ϕ で微分すると次式のようになる。

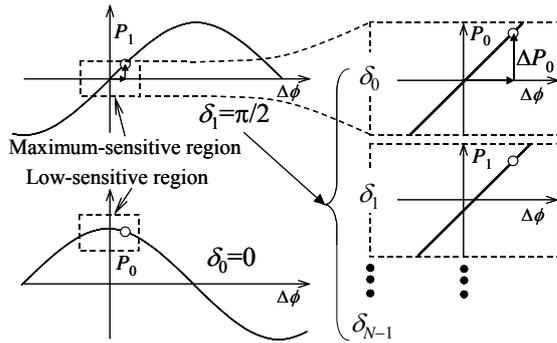


Fig. 2 Phases of the multi-reference-wave fixed around the maximum-sensitive region.

$$\frac{\partial P_i}{\partial \phi} = \frac{A_r A_u}{2} \sin(\delta_i - \Delta\phi) \quad (\Delta\phi \neq 0) \quad (10)$$

(10)式より $\delta_0=0$ および $\delta_2=\pi$ においては位相感度 $\partial P_i / \partial \phi \cong 0$ となる．一方， $\delta_1=\pi/2$ および $\delta_3=3\pi/2$ の場合は，(10)式が最大値をとり，すなわち位相感度 $\partial P_i / \partial \phi$ は最大となる．これにより， P_1 および P_3 において最大位相感度が得られるが， $\Delta\phi$ が微小であるため，位相検波出力の変化 ΔP_1 および ΔP_3 が非常に微小となる．したがって，位相検波出力の電圧振幅値を測定する際の電圧分解能の影響が問題となる．すなわち， ΔP_1 および ΔP_3 がシステムの電圧分解能 ΔV より小さくなるとき，位相検出分解能は ΔV によって制限される．

この制限を改善するため，Fig.2 に示す位相感度が常時最も高い領域 ($\delta_1=\pi/2$ 付近) に着目して参照波の位相 δ_i を新たに設定する．これにより，参照波の位相 δ_i に対応する各位相検出点において常に最大位相感度が得られる．また，最大感度領域の位相検波出力 P_i を拡大して測定することができる．したがって， ΔP_i をシステムの電圧分解能 ΔV よりも大きくすることができ，位相検出分解能を向上できると考えられる．

3. 変位検出システム

本手法を評価するために，Fig.3 に示す変位検出システムを用いて，精密ステージの変位を検出する．システム構成は従来⁹⁾とほぼ同様である．送波発振器 (Agilent Technologies 社製 33250A Waveform Generator) から 40 kHz の連続正弦波を発振し，送波トランスデューサに印加する．空中超音波の送受波は，共振周波数 40 kHz (実験時の空気の温度 20 °C において波長 $\lambda=8.5$ mm) の圧電セラミックトランスデューサ (日本セラミック社製，T/R40-16) を用いて，透過法により行う．位置決め精度 ± 10 nm を有する精密ステージ (シグマ光機社製，SGSP80-20ZF) を用いて，受波トランスデューサに変位を与える．送波信号を基準とした場合における参照波の位相 δ_i の設定は，両信号の発振器のフェーズロック機能 (分解能 0.001 deg.) を用いて行うことができる．位相検波出力 P_i を得るため，参照波発振器 (Hewlett-Packard 社製，HP33120A) から発振される参照波と受波信号を乗算した後，ローパスフィルタ (LPF) に通す．LPF からの直流出力を増幅した信号を電圧分解能 12 bit を有するデジタルオシロスコープ (Agilent Technologies 社製，54845A) を用いて測定する．位相検波出力の

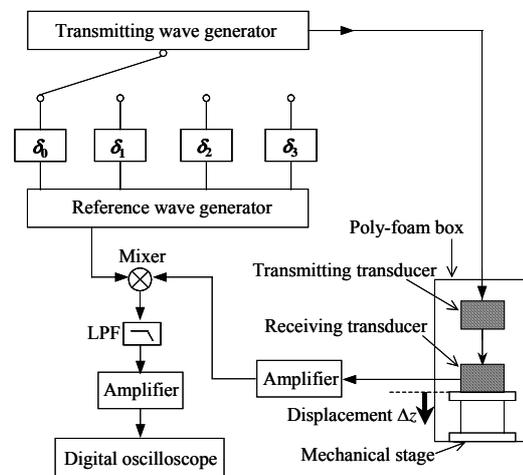


Fig. 3 Experimental set up.

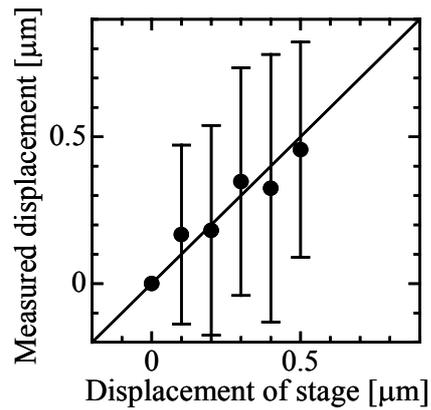
変化 ΔP_i が電圧分解能より大きくなるように P_i を拡大するため、デジタルオシロスコープの電圧レンジおよびミキサー前の増幅器の増幅率を調整する。

従来法では参照波の位相 δ_i の設定個数 N を4としており、本実験ではこの方法との比較のため同様に $N=4$ とした。また、位相 δ_i を90deg.付近で0.1 deg.間隔に設定し、最大感度領域において、位相検波出力 P_i を測定した。測定値を(8)式に代入することで a_1 、 a_2 を決定し、(6)式から位相 $\phi(z)$ を、(9)式から変位 Δz を算出した。

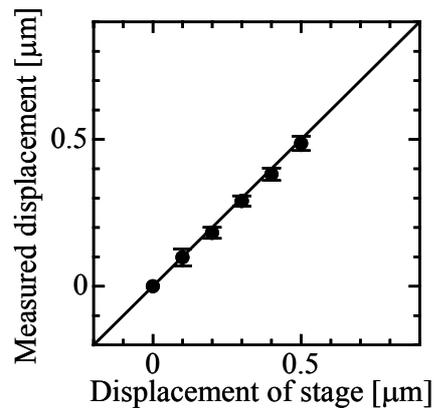
4. 結果および考察

0.1 μm 間隔の精密ステージの変位を測定した結果を Fig.4 に示す。図中の黒丸は20回の測定の平均値、エラーバーは標準偏差を示している。Fig.4(a)の従来法における標準偏差は0.4 μm 程度であることがわかる。この場合の電圧分解能による誤差は、変位に換算すると0.7 μm 程度に相当するため、従来法における標準偏差は電圧分解能に起因するものと考えられる。これに対して本手法は、標準偏差が1/10以下に低減されており、電圧分解能の影響を改善できたと考えられる。本手法は位相検出分解能が従来法に対して10倍以上向上しており、この場合の変位検出分解能は60 nm ($\lambda/130,000$)程度となる。

本手法を用いた変位検出におけるシステムの誤差要因を Fig.5 に示す。最も大きい誤差要因は、システムのS/Nに起因する電気系の雑音である。本手法のように位相検波出力 P_i を拡大して測定する場合、電気系の雑音も拡大されるため、これよりも小さな位相変化は検出できないことになる。したがって、さらに分解能を向上させるためには、システムのS/Nの向上が要求される。



(a) Our previous method



(b) Our method

Fig. 4 Experimental results for evaluating our method.

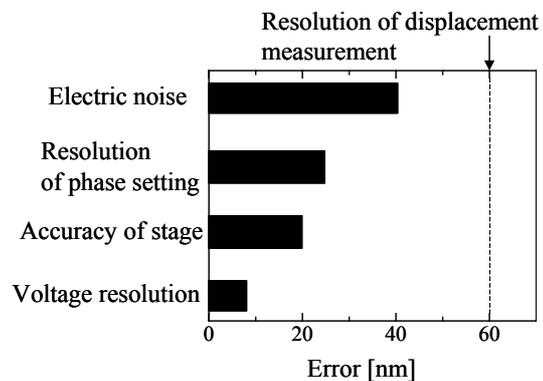


Fig. 5 Error factors in our system.

他の誤差要因としては、参照波の位相 δ_i の設定分解能とステージの設定精度が挙げられる。位相 δ_i の設定分解能の影響は、本手法のように位相 δ_i を4点設定し、最小二乗法を用いていることで緩和されていると考えられる。また、ステージの設定精度が本手法の分解能に接近しているため、さらな

る精密な手法評価のためには，より精密な位置決め精度が要求される．なお，電圧分解能の影響は，本手法の効果により 6 nm 程度に低減されている．

上記のようなシステムを構成する実験装置に依存した誤差の他に，測定環境の変化による誤差が考えられる．超音波の位相は，微小な空気の温度変化による音速変化に大きな影響を受ける．温度変化 10^{-3} が生じたとすると 70 nm 程度の誤差に相当するため，大きな誤差要因になり得ると考えられる．本実験で用いた温度計(村山電機製作所製，精密温度計 DPS-2001)の分解能は 0.01 であるため，温度変化に関する詳細な検討のためには，さらに分解能の高い温度計を本システムに導入する必要がある．また，空気の温度変化の制御あるいは補正方法に関する検討が要求される．

5. おわりに

位相検出の感度が最も高い領域に着目して参照波の位相を設定することで，システムの電圧分解能の影響を改善する方法を示した．本手法を用いた位相検出分解能は従来法に対して 10 倍以上向上し，60 nm ($\lambda/130,000$)程度の変位計測を可能にした．

今回は静的変位の測定であったが，応用範囲拡大のため，今後は動的変位の測定に関する検討が必要となる．また，本手法は参照波の位相設定を限定していることから，位相検出範囲が制限されるという原理的な制約を生じる．今後は，この制約を改善する方法を検討する予定である．

参考文献

1) 堀内正一：超高分解能空气中非接触超音波計測システム，オートメーション，**45**，30/38 (2000)

2) H. Elmer , H. Schweinzer : High resolution ultrasonic distance measurement in air using coded signals , IEEE Instrum. Meas. Tech. Conference , **21-23** , 1565/1569 (2002)

3) M. Parrilla , J. J. Anaya and C. Frisch : Digital signal processing techniques for high accuracy ultrasonic range measurement , IEEE Trans. Instrum. Meas. , **40** , 759/763 (1991)

4) C. F. Huang , M. S. Young and Y. C. Li : Multiple-frequency continuous wave ultrasonic system for accurate distance measurement , Rev. Sci. Instrum. , **70** , 1452/1458 (1999)

5) T. Kimura ,S. Wadaka ,K. Misu ,T. Nagatsuka , T. Tajime and M. Koike : A high resolution ultrasonic range measurement method using double frequencies and phase detection , Proc. IEEE Ultrason. Symp. , **1** , 737/741 (1995)

6) A. A. Sabbagh , P. A. Gaydecki : A non-contacting ultrasonic phase sensitive displacement measurement system , Meas. Sci. Technol. , **6** , 1068/1071 (1995)

7) Z. Kojiro , T. J. Kim , G. Lippold , T. Gudra and W. Grill : Distance resolution of the scanning acoustic air microscope , Ultrason. , **35** , 563/567 (1998)

8) K. Imano and H. Inoue : Measurement of micrometer order displacement using phase-shift type ultrasonic correlation system in MHz range, Jpn. J. Appl. Phys. , **35-5B** , 3177/3179 (1996)

9) K. Sasaki , M. Nishihira and K. Imano : Sub-micrometer order displacement measurements using an air-coupled ultrasonic transducer at frequencies of 40 and 400kHz , Jpn. J. Appl. Phys. , **43-5B** , 3071/3075 (2004)