

連続波を用いた超音波音速測定における電源インピーダンスの影響
Influence of source impedance in the ultrasonic velocity measurement
using continuous wave

○ 佐々木 大三 今野 和彦 井上 浩

Daizo Sasaki, Kazuhiko Imano and Hiroshi Inoue

秋田大学 大学院鉱山学研究科 電気電子工学専攻

Department of Electrical and Electronic Engineering,

Faculty of Engineering and Resource Science, Akita University

キーワード：音速(sound velocity), 連続波(continuous wave), 圧電振動子(piezo-transducer),
電源インピーダンス(source impedance)

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
今野和彦, Tel.: (018)889-2490, Fax.: (018)837-0406, E-mail: imano@ipc.akita-u.ac.jp

1. はじめに

超音波は、基礎物性研究から産業、工業、あるいは医療における応用計測にいたるまで、広く利用されている¹⁾。超音波を用いた距離や形状の計測では、媒質中の音速が重要なパラメータであり、また物性研究など広い分野でも重要な情報を与える。

音速の測定法としては、超音波をパルス波的に送受して用いる方法と連続波で用いる方法とに大別される²⁾。連続波による方法はパルス法と比べ、振幅と位相情報を容易に計測でき得ること、帯域が狭いため S/N が高いことなどの利点が考えられる³⁾。

さらに、連続波を用いた音速測定の場合、反射法と透過法が考えられる。反射法には、連続波の周波数を固定し反射体を移動させ試料の長さを変える「可変路長法」と、反射体

を固定し周波数を変化させて測定する「固定路長法」がある⁴⁾。両者とも試料中に定在波を周期的に発生させる方法である。この周期を超音波振動子の電気端子で観測し間接的に音速を求めることが出来る。

この測定では変換器と試料境界での反射の際の音波の位相のずれ(位相シフトと呼ぶ)が誤差の1つの要因であることが指摘され、その補正法について検討がなされている⁵⁾。位相シフトは、圧電振動子が有限長であるため生じる音響インピーダンスの不整合のために音響放射面において反射波の位相がずれる現象であるが、圧電振動子にはさらに電源が接続されているため、この位相シフトが電氣的条件すなわち電源インピーダンスによっても影響を受けることが考えられる。

本報告では固定路長法について、位相シフ

トと振動子を駆動する電源のインピーダンスとの関係を伝送線路モデルを用いて解析を行い、電源インピーダンスが音速測定に与える影響についての検討、すなわち測定誤差の推定をおこなった。

2. 音速測定系と測定のシミュレーション

2. 1 音速測定系とモデル化

図1に圧電振動子、試料及び反射体からなる音速測定系の構成模式図を示す。図2は圧電振動子及び試料を分布定数線路で表した等価回路図である²⁾。圧電振動子の音響放射面から試料側をみた音響特性インピーダンス Z_0 は、式(1)で表される³⁾。

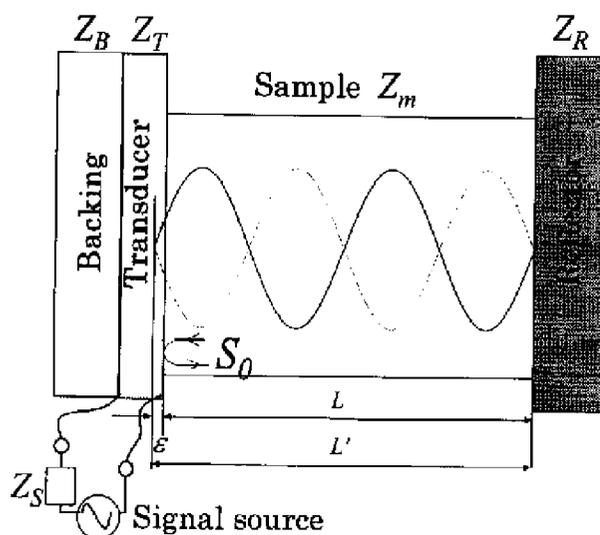


図1 音速測定系

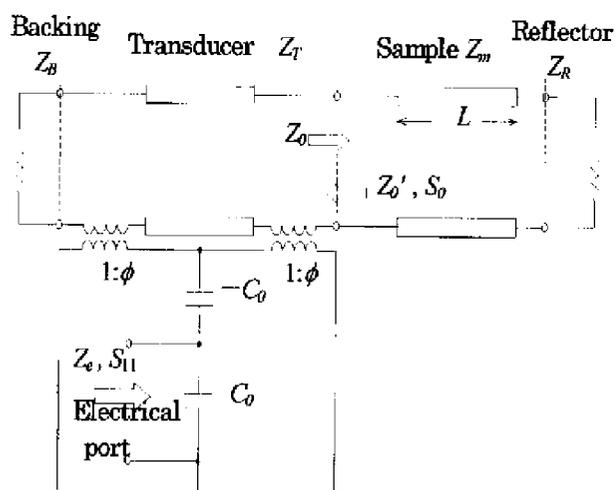


図2 分布定数線路モデル

$$Z_0 = Z_m \frac{\frac{Z_R}{Z_m} + \tanh\left(j \frac{2\pi \cdot f \cdot L}{v} + \alpha \cdot f^n \cdot L\right)}{1 + \frac{Z_R}{Z_m} \cdot \tanh\left(j \frac{2\pi \cdot f \cdot L}{v} + \alpha \cdot f^n \cdot L\right)} \quad (1)$$

ここで、

Z_m : 試料の音響特性インピーダンス [$\text{N} \cdot \text{s}/\text{m}^3$], Z_R : 反射体の音響特性インピーダンス [$\text{N} \cdot \text{s}/\text{m}^3$], v : 試料中の音速 [m/s], f : 周波数 [Hz], α : 試料中の音波の減衰 [dB/m], ϕ : 力係数, L : 試料の長さ(圧電振動子の音響放射面-反射体間の距離) [m], n : 減衰の周波数依存性を表す指数(水の場合 $n=2$)である。

本報告で取り上げた「固定路長法」では図1において、試料の長さ L を一定とし、音波の周波数 f を変化させ、超音波の半波長($\lambda/2$)の整数倍と試料の長さ L が等しくなるごとに、試料中に定在波のピークが生じその周波数間隔 Δf を測定する。 Z_0 の変化の周期 Δf と試料の音速 v との関係は式(2)になる²⁾。

$$v = 2L \cdot \Delta f \quad (2)$$

従って、試料長 L を既知として Z_0 の変化の周期 Δf を観測することにより試料の音速 v が求められる。

実際の測定では Z_0 を直接測定することはできず、図2に示す圧電振動子の電気端子からみたインピーダンス Z_e 又は反射係数 S_{11} の変化の周期として間接的に測定される。 Z_e は式(3)で求められる³⁾。

$$Z_e = \frac{1}{j\omega C_0} \left[1 - \frac{k_t^2}{j\pi \frac{f}{f_0}} \left\{ \frac{a \sin \pi \frac{f}{f_0} + 2j \left(1 - \cos \pi \frac{f}{f_0} \right)}{(b+1) \sin \pi \frac{f}{f_0} - ja \cos \pi \frac{f}{f_0}} \right\} \right] \quad (3)$$

上の式で、 $a = \frac{Z_0}{Z_T} + \frac{Z_B}{Z_T}$, $b = \frac{Z_0}{Z_T} \cdot \frac{Z_B}{Z_T}$,

C_0 :制動容量[F], k_t :電気機械結合係数,
 f_0 :圧電振動子の反共振周波数[Hz],
 Z_B :バックリング材の音響特性インピーダンス
 $[N \cdot s/m^3]$, Z_T :圧電振動子を構成する圧
電体の音響特性インピーダンス $[N \cdot s/m^3]$
である.

一方, 圧電振動子の電気端子での反射係数 S_{11}
は式(4)になる.

$$S_{11} = \frac{Z_e - Z_S}{Z_e + Z_S} = \Gamma_x + j\Gamma_y \quad (4)$$

ここで, Z_S : 圧電振動子の電気端子に接続す
る電源インピーダンス $[\Omega]$ である.

2. 2 数値計算例

上述の, 式(1), (3), (4) から Z_0
と S_{11} の周波数特性を計算し, Δf を求めた.
計算には, 後述の実験にあわせて, 以下のよ
うな値を設定した.

$Z_T=34.5 \times 10^6 [N \cdot s/m^3]$, $Z_m=1.5 \times 10^6 [N \cdot s/m^3]$,
 $Z_R=17.3 \times 10^6 [N \cdot s/m^3]$, $v=1482.383 [m/s]$,
 $\alpha=22.1 \times 10^{-19} [dB/m]$, $f_0=3.4 \times 10^6 [Hz]$,
 $k_t=0.509$, $C_0=155 [pF]$, $Z_B/Z_T=0.05$, $L=14 [mm]$

また, 試料に $20^\circ C$ の水 (試料長 $14mm$),
圧電振動子に $PbTiO_3$ 製で共振周波数 $3MHz$
を想定し, 周波数範囲は $3MHz$ を中心に
 $2MHz$ とした.

上記の数値から反射係数 S_{11} の計算結果を
図3に示した. 反射係数 S_{11} は電気端子より
得るため, 電気側の影響を受けるため電源イ
ンピーダンス値により特性が変化する. S_{11}
の周波数特性に周期的に現れるピーク又はデ
ィップの間隔が Δf となる.

同様に Z_0 の周波数特性を求め, Z_0 と S_{11}
の Δf の周波数特性の計算結果を図4に示し
た. 図4における S_{11} の Δf は, ピーク間隔を
示している. Z_0 から求められる Δf は
 $52.94kHz$ で一定であるから音速 v は $2\Delta f L$ より
 $1482.383m/s$ と求められ設定値 (文献値⁴⁾

に等しい. 一方, S_{11} から求めた Δf は一定と
はならず反共振点付近で Δf が極小となる.

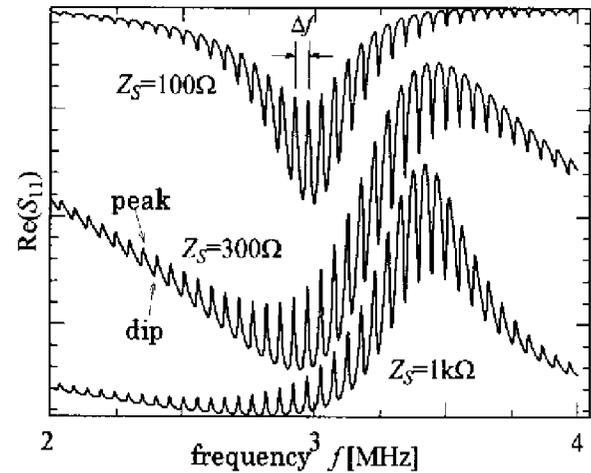


図3 反射係数 S_{11} の周波数特性
(数値計算, 水, $Z_B/Z_T=0.05$)

電源インピーダンス Z_S を $100, 300, 1k\Omega$ と
変化させることにより Δf も変化するものが
わかる. また, 数値計算において $k_t=0$ とし圧
電振動子の電気側の影響が全い状態に設定し
た場合, 周波数に対して Δf がほぼ一定であ
る.

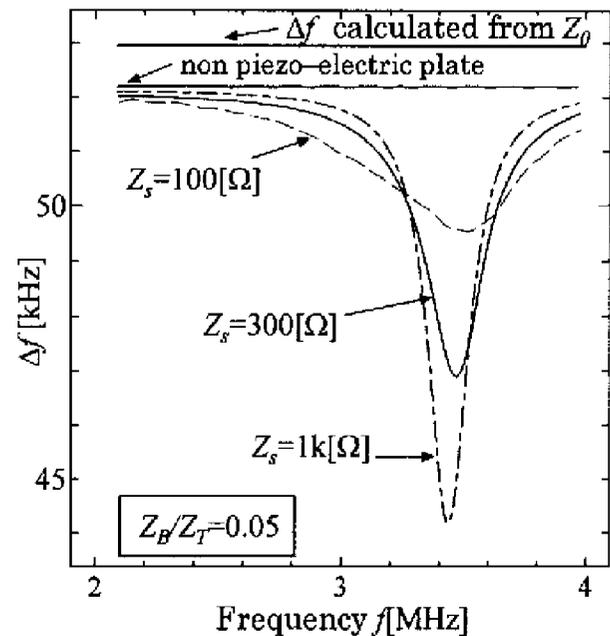


図4 Δf の周波数特性 (数値計算)

Δf が変化するパラメータは, 式(2) より
音速 v 又は試料長 L であるが, v や L は, 周
波数で変化しない. 式(2) は試料両端で定
在波の腹又は節が現れているのが前提となっ

ている。つまり、周波数を掃引することにより、この条件が満たされないことが考えられる。

試料両端で定在波の腹や節が現れないことは、反射の際に位相がずれることと等価である。圧電振動子が有限長($\lambda/2$)であるため振動子内部に多重反射が生じ、試料から圧電振動子に入射して反射された音波は、圧電振動子の音響放射面での反射波と圧電振動子の背面で反射した音波とが合成され、位相がずれる。つまり、 S_{11} の Δf が一定とならない原因は、圧電振動子と試料境界面での音波の位相のずれ、すなわち位相シフトが挙げられる³⁾。図1には試料中に生じる定在波と位相シフトによって節が距離 ε だけ移動しているときの概念図を示してある。 ε が周波数によって変化する場合、定在波周期 Δf はずれると考えられる。

圧電振動子が有限長であり、また電気的な特性を持つため位相シフトが生じ周波数変化し、在波周期 Δf はずれる。

ここで、上記の反射に伴う位相シフトを計算するために試料から圧電振動子の音響放射面をみた音波の反射係数 S_0 を考える。 S_0 は式(5)で表される。

$$S_0 = \frac{Z_0' - Z_m}{Z_0' + Z_m} \quad (5)$$

Z_0' は、圧電振動子の音響放射面から振動子側を見た音響インピーダンスであり式(6)で示される。

$$Z_0' = \frac{(Z_r^2 + \alpha Z_B) \sin(\pi f / f_0) + j Z_T [2X - (2X + Z_B) \cos(\pi f / f_0)]}{(X + z_B) \sin(\pi f / f_0) - j Z_T \cos(\pi f / f_0)} \quad (6)$$

ただし、
$$X = Z_T \frac{-k_t^2}{j \pi \frac{f}{f_0} (1 + j \omega C_0 Z_T)}$$

図5に S_0 のベクトル軌跡を示す。点(1, 0)は位相シフトが無く全反射することを示して

おり、点(-1, 0)では位相が反転し反射することを意味している。

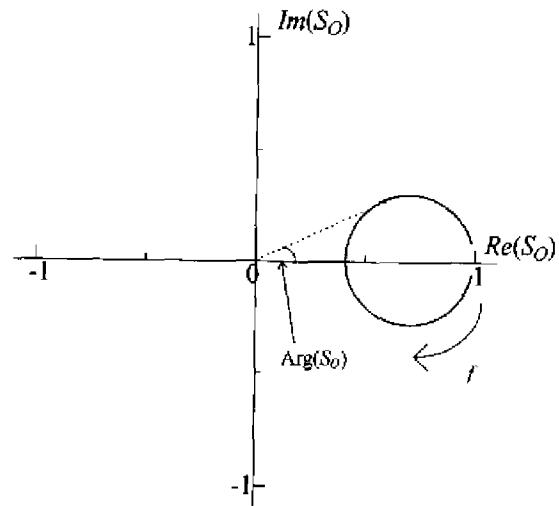


図5 圧電振動子の音響放射面における反射係数 S_0 のベクトル軌跡 (数値計算, 2~4MHz, $Z_S=50\Omega$, $Z_B/Z_T=0.05$)

また、振動子が半無限に長く、電源インピーダンス Z_S が大きければ、この軌跡全体が(0.9, 0)に収束し周波数に対して S_0 は一定となる。

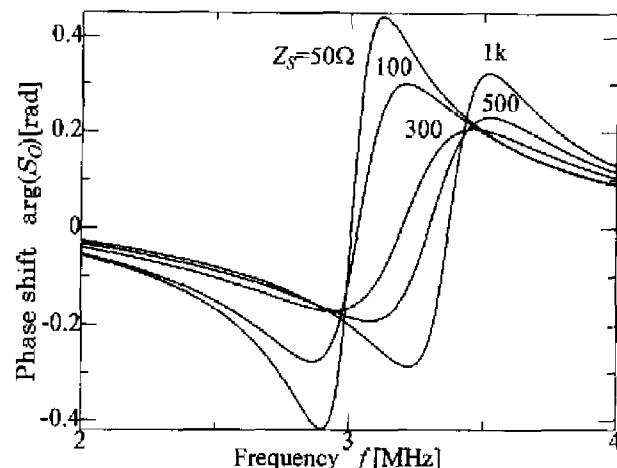


図6 $\arg(S_0)$ の周波数特性 (数値計算, $Z_B/Z_T=0.05$)

S_0 の位相シフト量 $\arg(S_0)$ の周波数特性を計算すると図6になる。図6において電源インピーダンス Z_S をパラメータとして計算すれば、 $\arg(S_0)$ も変化することがわかる。振動子背面に取り付けるバッキングと振動子の特性インピーダンスの比 Z_B/Z_T をパラメータとし

である。

Z_S に対する $\arg(S_0)$ の最大値を数値計算によって求めた。図 7 はその計算結果を示す。横軸は Z_S を圧電振動子の共振時の制動容量のリアクタンス ($1/2\pi f_0 C_0$) で正規化してある。図 7 からわかるように、 $Z_B/Z_T=1$ のとき、すなわち電源インピーダンスを大きくし電気端子が開放状態に近い状態に設定した場合、試料側からみた圧電振動子が半無限長となり、電気側の影響を受けなくなるため位相シフトは Z_S の増加とともに 0 に近づく。

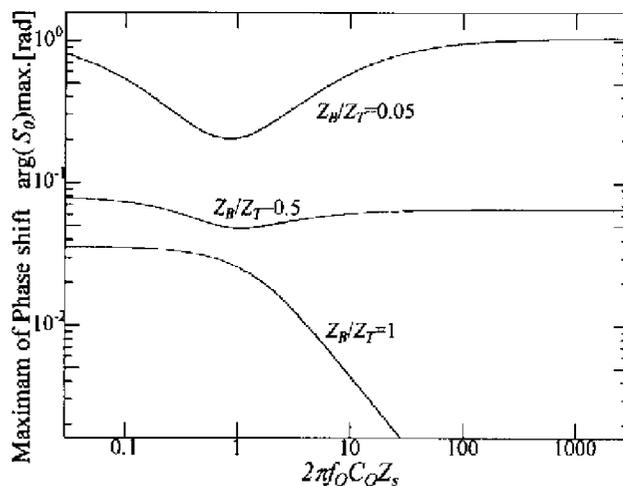


図 7 正規化電源インピーダンスに対する位相シフト量の最大値 (数値計算)

また、圧電振動子 Z_T と振動子の背面に取り付けたバッキング Z_B の特性インピーダンスの比 Z_B/Z_T が 1 より小さい場合、電源インピーダンスと振動子の制動容量の比 $Z_S/(1/2\pi f_0 C_0)$ ($=2\pi f_0 C_0 Z_S$) が 1 付近で位相シフト量が最小をとる。

この結果から、 Z_B の条件によっては電源インピーダンスに対して、位相シフトによる Δf の測定誤差は極小を持たせることが可能であることがわかる。

2. 3 音速測定シミュレーション

音速測定シミュレーションを次の手順で行った。

①図 2 に示した音速測定系の分布定数線路モ

デルより数値計算を行い試料長 L 時の反射係数 S_{11} の周波数特性を求める

②求めた S_{11} の周波数特性に前処理を行い、複素 FFT 処理を行う。

③FFT 処理によって得られたスペクトルのピーク位置より伝搬時間 (Δt) を求め、 Δf を求める。

④式 (2) より音速 v を求める

⑤求められた v に対して設定値と比較を行う。

S_{11} の周波数特性には、音波の定在波周期の情報以外にも振動子固有の周波数特性も含まれているため、そのまま FFT 処理を行うと振動子固有の周波数特性成分を含むことになる。②の前処理では S_{11} 波形に移動平均処理を行い S_{11} の原波形から移動平均処理を行った波形を引き算し振動子の特性を除去することにより、定在波周期のみを含んだ波形を得る事が出来る⁹⁾。これに複素 FFT 処理を行い伝搬時間スペクトルのピーク位置より Δf を求める。③で得られるスペクトルのピーク位置は離散値であるので、より精度の高いピーク位置を求めるにあたってピーク近傍 3 点をラグランジュ補間を用いピーク位置を推定した。

正規化電源インピーダンス $2\pi f_0 C_0 Z_S$ を 0.15~3.3 まで変化させ、 $Z_B/Z_T=0.05$ としてそれぞれ伝搬時間 (Δt) を求め音速を算出した。

図 8 に電源インピーダンスを変化させたときの算出される音速の設定値に対する差相対差を示した。

定在波周期 Δf には、2.2 節で述べた通り、図 7 の結果で示されている位相シフト量が直接反映する。そのため、図 8 に示す音速差でも図 7 における $Z_B/Z_T=0.05$ の場合と傾向が等しく、 $2\pi f_0 C_0 Z_S=1$ 付近で音速差が最小となる。

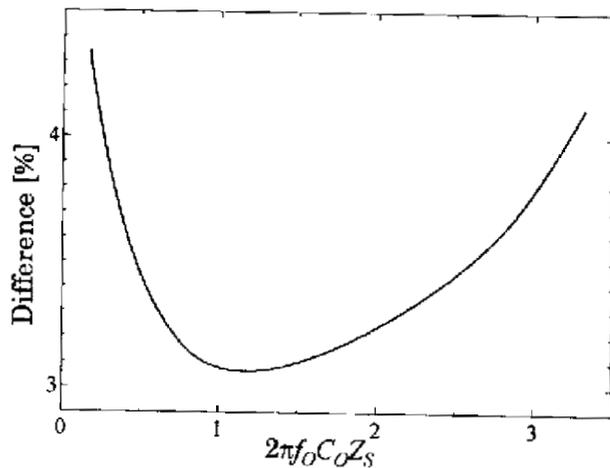


図8 正規化電源インピーダンスに対する音速値と設定値の相対差 (数値計算, 水 20°C, $Z_0/Z_T=0.05$)

3. 音速測定の実験と結果

音響系とSパラメータ測定系からなる音速測定システムの構成を図9に示す。音響系は、試料セル中の振動子、反射体で構成されている。試料の温度を一定にするために、試料セルの周囲に恒温水を安定度 $\pm 0.01^\circ\text{C}$ で循環させている。

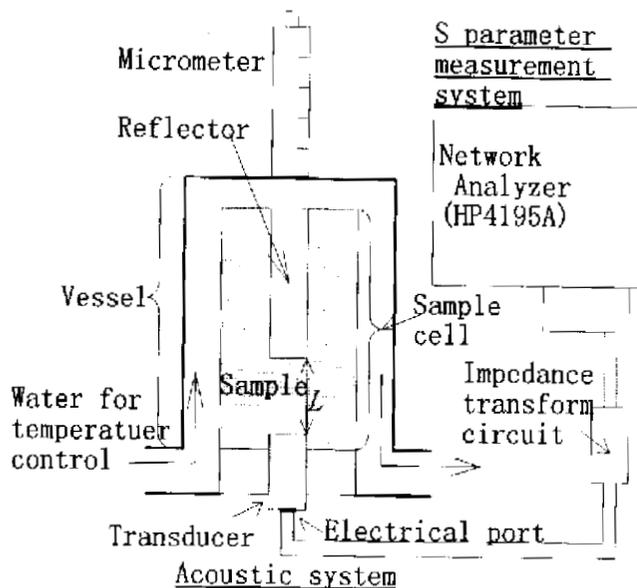


図9 音速測定システム

使用した振動子は、 PbTiO_3 製で、直径10mm、共振周波数は3MHz、反共振周波数は3.4MHzである。バッキングはエポキシ樹脂が接着されており、 Z_0/Z_T は0.05である。試料セルの上部には、振動子と対向させて反射体が設置されている。反射体は、マイクロ

メータヘッドに取り付けられ、 μm オーダで移動でき、試料長を変える事ができる。

反射係数 S_{11} の測定は、複素Sパラメータを測定できるネットワークアナライザ(HP4195A)を用いて行った。ネットワークアナライザと圧電振動子とは、図10に示すインピーダンス変換器を介して接続されている。インピーダンス変換器は、固定抵抗(R_2)と可変抵抗器(R_1)により構成され電源インピーダンスを50Ωから1kΩまで変化させることができるようにした。

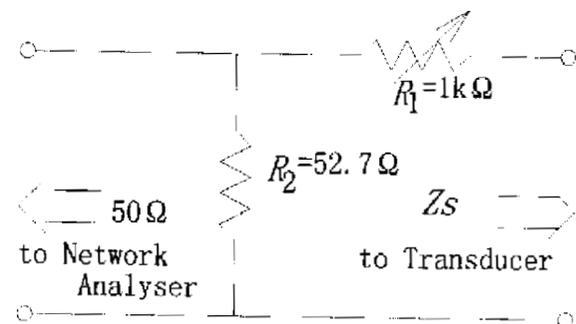


図10 インピーダンス変換器

水(20°C)を試料として、 Z_0 を50, 300, 1kΩに設定し S_{11} の実部の周波数特性を測定した結果、図11に示す。

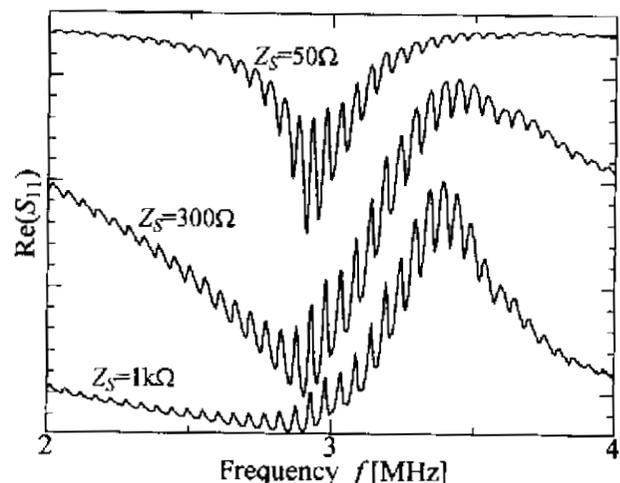


図11 反射係数 S_{11} の周波数特性 (実験, 水 20°C)

振動子の共振周波数(3MHz)を中心に、周波数測定幅を2MHzとした。ネットワークアナライザの周波数分解能 df は5kHzである。使

用したネットワークアナライザでは得られるデータ点が401点(周波数掃引幅(2MHz)/ Δf (5kHz))であり Δf の算出には、伝搬時間のスペクトルのピーク位置の分解能を上げるため零点を付加し全体で $2^{16}=65,535$ 点として複素フーリエ変換を行い、更に得られる伝搬時間スペクトルのピークより求めた。

規格化電源インピーダンス $2\pi f_0 C_0 Z_s$ に対する音速値と文献値⁴⁾との差を図12に示す。図12の音速差は、 $2\pi C_0 f_0 Z_s=1$ 付近で極小となることがわかる。いずれも図8から推定できる結果であった。

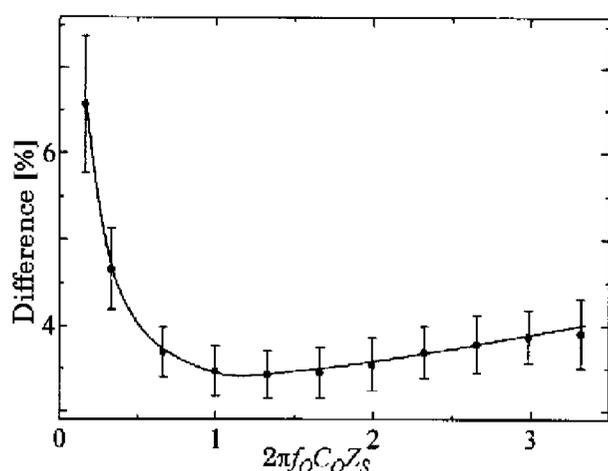


図12 正規化インピーダンスに対する音速差(実験, 水 20°C)

4. 検討

圧電振動子が有限長であるために生じる位相シフトは、圧電振動子の電気的特性が影響するために駆動周波数に対して変化する。全体の位相シフト量も、圧電振動子に接続する電源のインピーダンスによって変化することが2.2節の計算結果より分かる。

2.3節において、分布定数線路モデルよ反射係数 S_{11} を数値計算し、音速値を求めるシミュレーションでも、電源インピーダンスが位相シフトに与える影響と同様に音速値へも影響を与え、 $2\pi C_0 f_0 Z_s=1$ 付近で設定値に最も近い値となる結果が得られた。

同様に3章において、実験での音速測定を

行いシミュレーションと同様に、電源インピーダンスに対し $2\pi C_0 f_0 Z_s=1$ 付近で音速の文献値との差が極小を持つことを確認した。

$Z_B/Z_T=0.05$ の条件では、バックキングの特性インピーダンスが小さく、圧電振動子の内部で多重反射が生じやすい。多重反射は、圧電振動子の電気的特性による影響を受け、電源インピーダンスが共振時のリアクタンスと等しくなる値すなわち $2\pi C_0 f_0 Z_s=1$ 付近で最も小さくなる。 $Z_B/Z_T=0.05$ の条件で、電源インピーダンスが $2\pi C_0 f_0 Z_s=1$ と設定することにより測定において最適条件が得られる。

なお、シミュレーション結果より $Z_B/Z_T=1$ が実現できるなら、振動子の電気端子が開放状態に近くなるほど位相シフトによる測定される音速差が小さくなることが予想される。しかし、 $Z_B/Z_T=1$ の実現が容易でなく、電源インピーダンスを高くすることにより、送受信信号のS/Nが低下する問題が生じる。S/Nの向上のために平均操作を行うなどの対策を考えたい。

5. まとめ

これまで、圧電振動子を連続波で駆動し、試料の音速を測定する方法に関して、電源インピーダンスの影響について述べた。

位相シフトは数値計算により振動子の共振時のリアクタンス値と等しい電源インピーダンス値のときに位相シフト量が極小となることを述べた。この数値計算の結果をもとにし、音速測定のシミュレーションと実験を行った。その結果、電源インピーダンスが振動子の共振時のリアクタンス値に近い条件で文献値との差が3.5%以内と極小となった。

今後は、整合層を振動子の音響放射面に接着した場合における電源インピーダンスの影響を確かめる予定である。

参考文献

- 1) 根岸勝雄, 高木堅志郎: "超音波技術," pp.109 - 135, 東京大学出版会, (1984)
- 2) K.Imano and H.Inoue,"A measurement method of ultrasonic velocity in liquids and solid using continuous wave signal", *Jpn.J.Appl.Phys.*,34,Pt.1,No.5B ,pp.2774 -2777,(1995).
- 3) 今野和彦, 榊田 中, 井上 浩: "連続波を用いた音速測定における超音波変換器—試料境界の位相シフトに関する一考察", *日本音響学会誌*, 54, 1, pp.31-39, (1998)
- 4) W.Kroebel and K.H.Mahrt,"Recent results of absolute sound velocity measurements in pure water and sea water at atmospheric pressure", *Acustica* ,35,pp.154-166 ,(1976).
- 5) 榊田 中, 今野和彦, 井上 浩, "電源端子からみた S パラメータの周波数特性を用いた液体の音速測定法," *信学技報 US* 95-38,pp.25-32(199