

各図を参照して、 V_2' の周波数特性は V_2 のそれとは大きく異なる様相を成しており、同軸ケーブルの受信端において同軸ケーブルと負荷(振動子と配線基板が並列に接続された物)との間のインピーダンス不整合によって信号の反射が発生していることが窺い知れる。従って、前にも述べたように、今後実験を行う際には、インピーダンス不整合による反射波が起きないように、同軸ケーブルの受信端側において振動子の直前に整合回路を設ける必要があると考える。

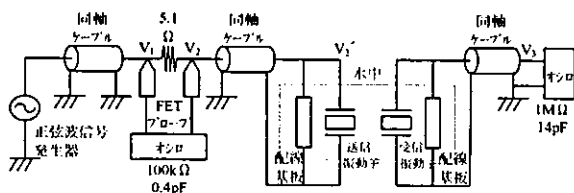


図 B-13 超音波伝搬実験系

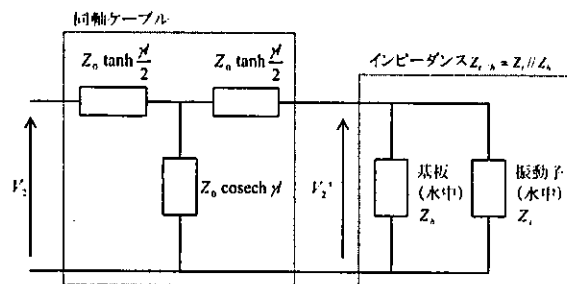


図 B-14 V_2' を計算するための送信側の等価回路

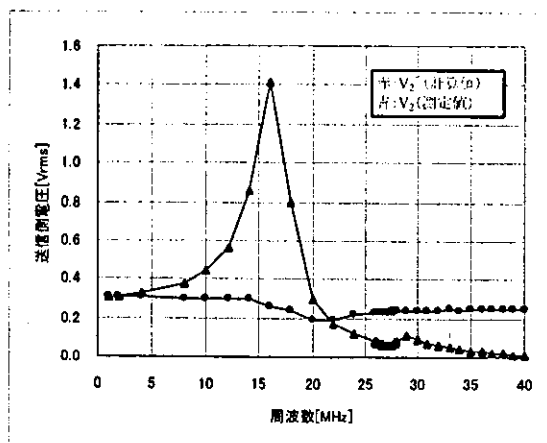


図 B-15 0.121mm 厚振動子の V_2' の計算結果

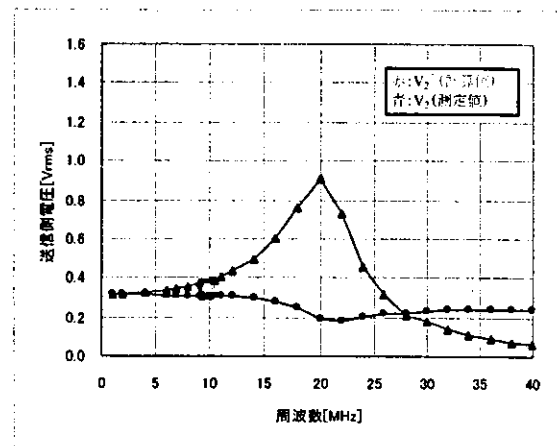


図 B-16 0.362mm 厚振動子の V_2' の計算結果

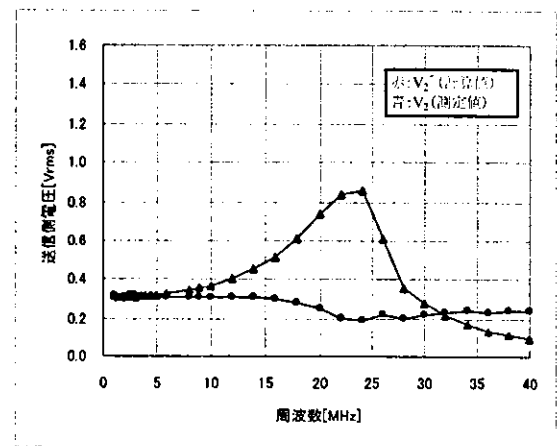


図 B-17 1.207mm 厚振動子の V_2' の計算結果

B-1-3-3. 受信側電圧 V_3 の補正

次に、B-1-2 章で示した送受信間の電流伝搬による信号伝達分を、測定した受信側電圧 V_3 から計算によって除去し、受信側振動子が超音波を受信していることによって発電している真に観測すべき電圧 V_3' を求める。

初めに、電流伝送系によってオシロスコープに伝達している信号の電圧 V_{31}' を算出する。ここで、図 B-8 を参照して、 V_{31}' を計算するに当たってはオシロスコープで観測されている電圧 V_3 をそのまま使うことはできない。何故ならば V_3 には超音波伝送系によって伝達されてくる信号の電圧 V_{32} が含まれているからである。 V_{31}' を求めるには、超音波伝送系を分離し、電流伝送系単独の信号伝達分を観測する必要がある。そこで、B-1-2 章の電流伝搬の検証

で測定した V_{31} を利用する。B-1-2 章の検証では受信側の振動子を取り外した状態で受信信号をオシロスコープで観測しているため V_{31} には超音波による信号伝達分は全く含まれていない。但し、受信側の振動子がないため、本来の実験系とは電気的なインピーダンスが異なるので $V_{31} \neq V_{31}'$ である。

図 B-9 を参照して、 V_1 を起点とした実験系全体にわたる電流伝搬経路の等価回路を構築すると図 B-18 のようになる。必然的に、B-1-2 章の受信側の振動子を取り外した状態での等価回路は図 B-19 のように表すことができる。

まず、図 B-19 の等価回路で水中の配線基板に流れる電流 I と、水のインピーダンスに相当する Z_w を求める。オシロスコープで観測されている電圧 V_{31} は B-1-2 章の測定で既知であるから

$$Z_1 = Z_0 \tanh \frac{\gamma l}{2} \quad [\Omega] \quad \text{数式 B-5}$$

$$Z_2 = Z_0 \operatorname{cosech} \gamma l \quad [\Omega] \quad \text{数式 B-6}$$

において、等価回路を解くと以下の式が得られる。

$$\therefore I = \frac{Z_1 + 2Z_2 + Z_{os}}{Z_{os}(Z_1 + 2Z_2 + Z_b)} V_{31} \quad [\text{A}] \quad \text{数式 B-7}$$

$$Z_w = \frac{Z_1 Z_{os}}{2\{Z_1 + Z_2 + Z_{os}\} V_{31} - I Z_2 Z_{os}} \left[\frac{1}{2} \left\{ \frac{3Z_1 + 4Z_2 + 4Z_{os}}{Z_{os}} V_{31} + I(Z_1 + 4Z_2) \right\} - \frac{Z_1(Z_1 + 2Z_{os})}{(Z_1 + 2Z_{os})(2R + Z_1 + 2Z_2) + (2R + Z_1)(Z_1 + 2Z_2)} V_1 \right] \\ - \frac{Z_1 \{Z_1 + 2Z_{os}\} (4R + 3Z_1 + 4Z_2) + (2R + Z_1)(Z_1 + 4Z_2)}{2\{2Z_1(Z_1 + 2Z_2 + Z_{os}) + (Z_1 + 2Z_{os})(2R + Z_1 + 2Z_2) + (2R + Z_1)(Z_1 + 2Z_2)\}} \quad [\Omega] \quad \text{数式 B-8}$$

ここで、図 B-19 の等価回路において、受信側で水中にある配線基板に並列に振動子が接続され、インピーダンスが Z_b から $Z_{i/b}$ に変化したと仮定して、電気回路の補償の定理¹を適用した等価回路を示すと、図 B-20 のようになる。補償の定理を適用した回路によって、受信側にも振動子が存在する場合、図 B-19 の等価回路の各部の電圧、電流がどのよう

に変化するかを表すことが可能となる。図 B-20 の等価回路を解いて、受信側にも振動子がある場合のオシロスコープの観測電圧の V_{31} からの変化分 ΔV_{31} を求めると、

$$\Delta V_{31} = -I \frac{A}{B} \quad [\text{V}] \quad \text{数式 B-9}$$

但し、

$$A = Z_{os}(Z_{i/b} - Z_b) \{2Z_1 Z_2 (2R + Z_1)(Z_1 + 4Z_2) + (Z_1 + 2Z_{i/b})(4R + 3Z_1 + 4Z_2)\} \\ + \{2Z_1(Z_1 + 2Z_2 + Z_{i/b}) + (2R + Z_1)(Z_1 + 2Z_2) + (Z_1 + 2Z_{i/b})(2R + Z_1 + 2Z_2)\} \\ \times \{Z_1(Z_1 + 4Z_2) + 4Z_2 Z_w\}$$

$$B = 2Z_1 \{Z_1 + Z_2 + Z_{os}\} (Z_1 + 2Z_2 + Z_{i/b}) - Z_2(Z_1 + 2Z_2 + Z_{os}) \\ \times \{2R + Z_1)(Z_1 + 4Z_2) + (Z_1 + 2Z_{i/b})(4R + 3Z_1 + 4Z_2)\} \\ + \{2Z_1(Z_1 + 2Z_2 + Z_{i/b}) + (2R + Z_1)(Z_1 + 2Z_2) + (Z_1 + 2Z_{i/b})(2R + Z_1 + 2Z_2)\} \\ \times \{Z_1 \{Z_1 + Z_2 + Z_{os}\} (Z_1 + 2Z_2 + 2Z_{i/b}) + (Z_1 + 2Z_2 + 2Z_{os})(Z_1 + 2Z_2 + Z_{i/b}) \\ - Z_2(3Z_1 + 6Z_2 + 2Z_{os})\} \\ + 2Z_w \{Z_1(Z_1 + 2Z_2 + Z_{os}) + (Z_1 + Z_2 + Z_{os})(Z_1 + 2Z_2 + 2Z_{i/b}) - Z_2(Z_1 + 2Z_2)\}$$

数式 B-10

となる。

図 B-18 の受信側にも振動子が存在するときのオシロスコープの観測電圧 V_{31}' は、

$$V_{31}' = V_{31} + \Delta V_{31} \quad [\text{V}] \quad \text{数式 B-11}$$

と表すことができ、更に、図 B-8 を参照して、超音波伝送系によってオシロスコープに伝達されている信号の電圧 V_{32} は、

$$V_{32} = V_3 - V_{31}' \quad [\text{V}] \quad \text{数式 B-12}$$

として得ることができる。

超音波伝送系の受信側の等価回路を図 B-21 に示す。受信側振動子が超音波を受信して発電している真に観測すべき電圧 V_3' はこの等価回路から、

$$V_3' = \frac{1}{Z_{os}} \left\{ Z_0 \tanh \frac{\gamma l}{2} \left(2 + \frac{Z_0 \tanh \frac{\gamma l}{2} + Z_{os}}{Z_0 \operatorname{cosech} \gamma l} \right) + Z_{os} \right\} V_{32}$$

[V] 数式 B-13

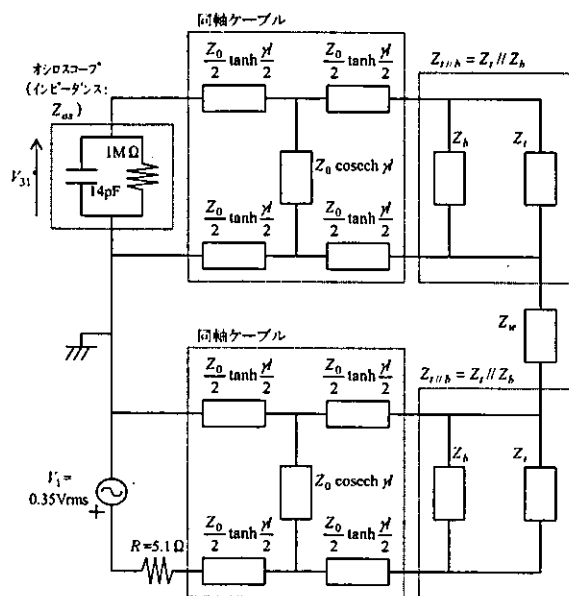
となる。

以上の式を使って V_3' の実効値を計算した結果を図 B-22～図 B-24 に示す。尚、水中での配線基板のインピーダンス Z_b と、水中で振動子と配線基板が並列に接続された状態でのインピーダンス $Z_{i/b}$ はネットワークアナライザで実測した値を使った。また、各図には比較のため測定値である V_3 の値も併せて

¹ 「線形回路中の一枝路のインピーダンス Z に電流 I が流れているとき、そのインピーダンスを ΔZ だけ変化させたときの回路各部の電流の変化分は、回路に含まれる全ての電源を取り除き、 ΔZ と共に補償起電力 $I\Delta Z$ を I と反対方向に挿入したときに流れる電流に等しい。」[B-1]

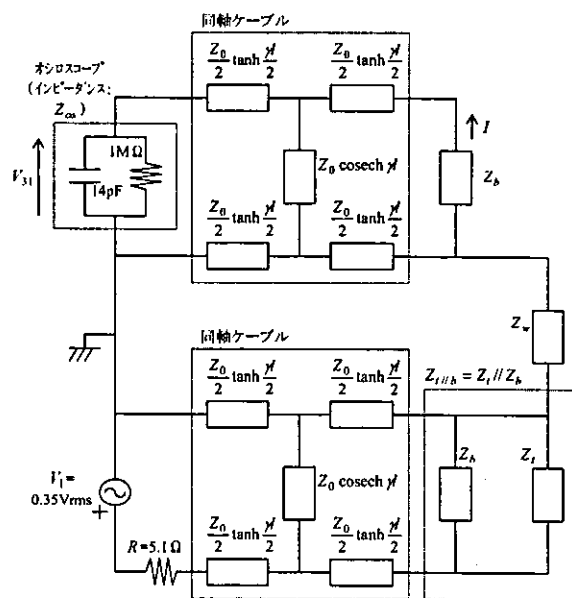
示した。

図 B-22～図 B-24 を参照して、各振動子の共振周波数近傍で受信電圧の補正值にピークが生じていることが確認できる。



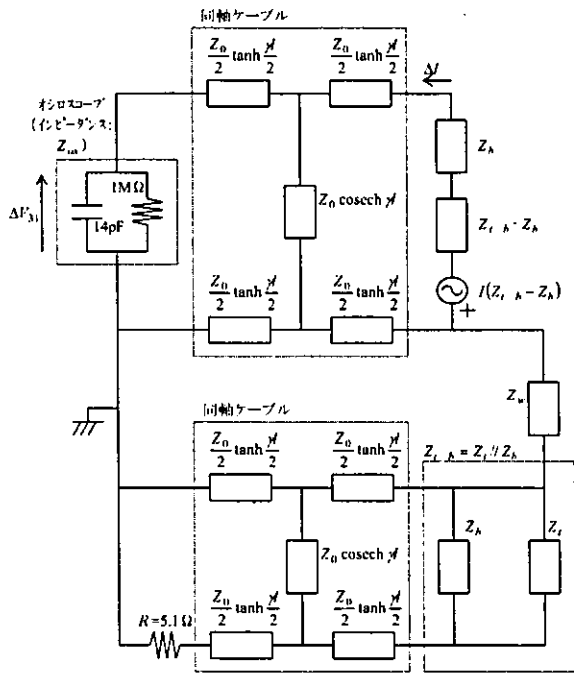
- Z_i : 水中での振動子のインピーダンス
- Z_h : 水中での配線基板のインピーダンス
- $Z_{i//h}$: 水中で振動子と配線基板が並列に接続された状態でのインピーダンス
- Z_w : 水のインピーダンス

図 B-18 実験系全体にわたる電流伝搬経路の等価回路



- Z_i : 水中での振動子のインピーダンス
- Z_h : 水中での配線基板のインピーダンス
- $Z_{i//h}$: 水中で振動子と配線基板が並列に接続された状態でのインピーダンス
- Z_w : 水のインピーダンス

図 B-19 受信側の振動子を取り外した状態での等価回路



- Z_L : 水中での振動子のインピーダンス
- Z_A : 水中での配線基板のインピーダンス
- $Z_{L,A}$: 水中で振動子と配線基板が並列に接続された状態でのインピーダンス
- Z_w : 水のインピーダンス

図 B-20 補償の定理を用いて受信側に振動子をつけたときの変化分を表す等価回路

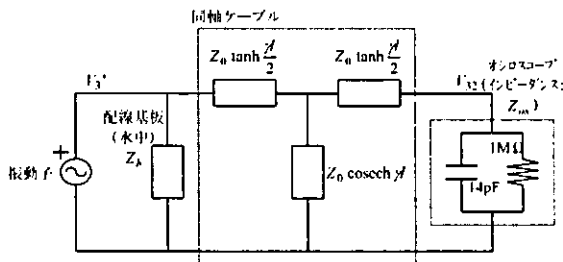


図 B-21 超音波伝送系の受信側の等価回路

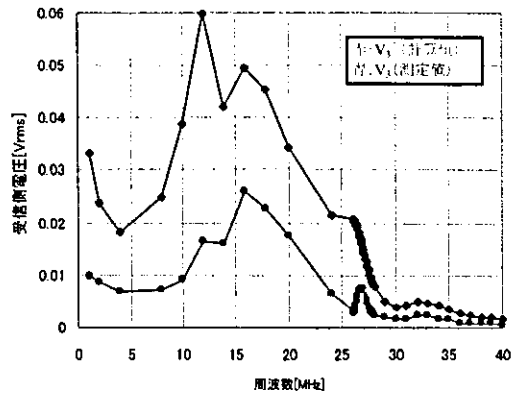


図 B-22 0.121mm 厚振動子の V_3 の計算結果

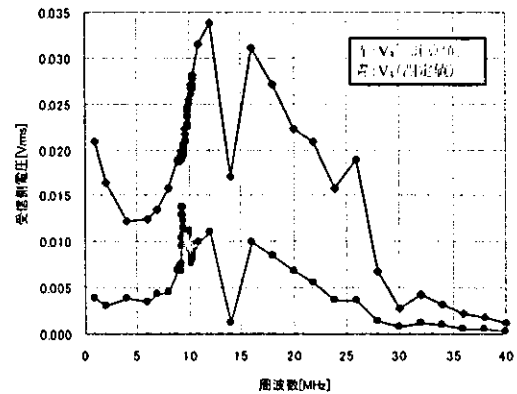


図 B-23 0.362mm 厚振動子の V_3 の計算結果

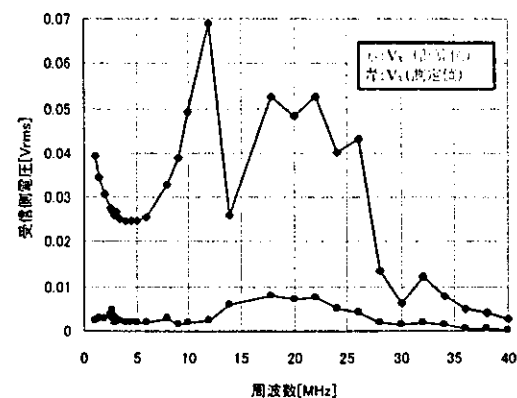


図 B-24 1.207mm 厚振動子の V_3 の計算結果

B-1-3-4. 伝送効率 V_3/V_2 の補正

B-1-3-2 章で計算した V_2 と B-1-3-3 章で計算した V_3 を使って、真の超音波伝送効率 (V_3/V_2) を求

めた結果を図 B-25～図 B-27 に示す。尚、各図には比較のため測定値である V_3/V_2 の値も併せて示した。

前章と同様に、図 B-25～図 B-27 を参照して、各振動子の共振周波数近傍で伝送効率の補正值にピークが生じていることが確認できる。

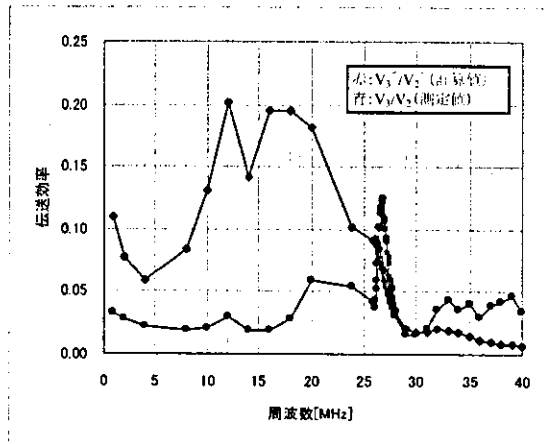


図 B-25 0.121mm 厚振動子の V_3/V_2 の計算結果

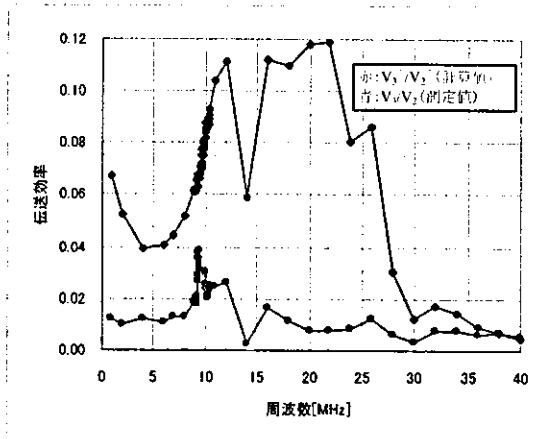


図 B-26 0.362mm 厚振動子の V_3/V_2 の計算結果

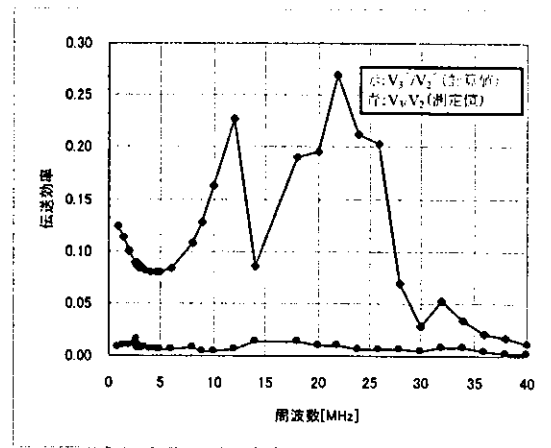


図 B-27 1.207mm 厚振動子の V_3/V_2 の計算結果

B-2. 補正結果の検証

B-1-3-4 章で得た伝送効率の補正結果(V_3/V_2)の妥当性を示すために、振動子の等価回路を用いて伝送効率を理論計算し、両者を対比させる。

B-2-1. 振動子の等価回路

振動子の等価回路としては一般的に認知されている Mason の等価回路を使用する[B-2]。送信側の等価回路表現を図 B-28 に、受信側の等価回路表現を図 B-29 に示す。実験条件と同様に振動子の両面は水に浸った状態とする。

図 B-28 で V_m は振動子に印加される電圧、 F_{out} は振動子から水に伝達される力を表し、図 B-29 で F_m は水から振動子に伝達される力、 V_{out} は振動子の発電電圧を表す。

また、図 B-28、図 B-29 共に、

$$\text{クランプド容量: } C_0 = \varepsilon^S_{33} \varepsilon_0 \frac{A}{t} \quad [\text{F}] \quad \text{数式 B-14}$$

$$\text{変成比: } n = C_0 \frac{e_{33}}{\varepsilon^S_{33} \varepsilon_0} \quad [\text{C/m}] \quad \text{数式 B-15}$$

$$\text{伝搬定数: } \beta = \frac{2\pi f}{v_n} \quad [1/\text{m}] \quad \text{数式 B-16}$$

$$\text{振動子の音響インピーダンス: } Z_0' = A \sqrt{\rho_n c^D_{33}} \quad [\text{kg/s}] \quad \text{数式 B-17}$$

$$\text{振動子内の縦波速度: } v_n^D = \sqrt{\frac{c^E_{33}}{\rho_n} (1+k^2)} \quad [\text{m/s}] \quad \text{数式 B-18}$$

弾性定数: $c^D_{33} = c^E_{33} + \frac{e_{33}^2}{\epsilon^S_{33}\epsilon_0}$ [N/m²]

数式 B-19

水の音響インピーダンス: $Z_w' = A\rho_w v_w$ [kg/s]

数式 B-20

但し、

ϵ^S_{33} (=27.9): 振動子材料であるニオブ酸リチウム (Z カット) の比誘電率

ϵ_0 (=8.854 × 10⁻¹²) [F/m]: 真空の誘電率

A (=10 × 10⁻³ × 10 × 10⁻³) [m²]: 振動子の断面積

t [m]: 振動子の厚さ

c^E_{33} (=2.424 × 10¹¹ [N/m²]): ニオブ酸リチウム (Z カット) の弾性定数

e_{33} (=1.33 [C/m²]): ニオブ酸リチウム (Z カット) の圧電定数

ρ_n (=4.64 × 10³) [kg/m³]: ニオブ酸リチウムの密度

k (=0.17): ニオブ酸リチウム (Z カット) の電気機械結合係数

ρ_w (=0.9982 × 10³) [kg/m³]: 水の密度 (@1[atm]、20[°C])

v_w (=1483) [m/s]: 水中の音速度 (@20[°C])

であり、 Z_{bw} は水中での配線基板のインピーダンスである。

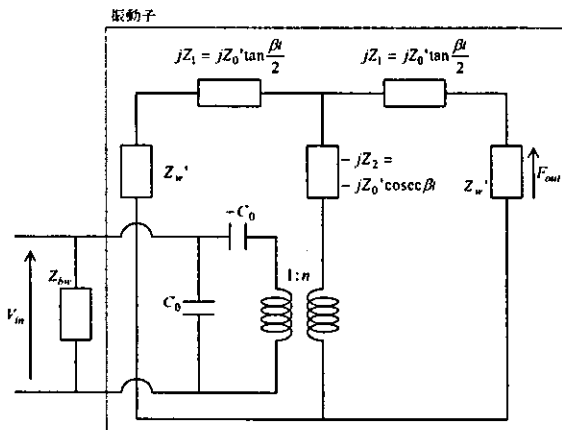


図 B-28 送信側振動子の等価回路

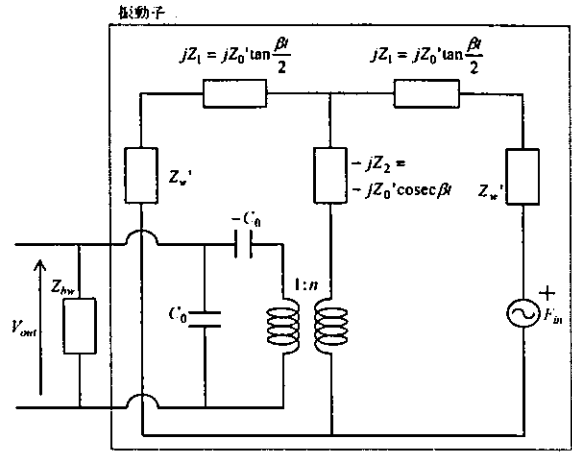


図 B-29 受信側振動子の等価回路

図 B-28 の等価回路を解いて振動子単体の送信効率を求めると、

$$\frac{F_{out}}{V_{in}} = \frac{nZ_w'(Z_w' + jZ_1)}{\{Z_w'^2 + Z_1(-Z_1 + 2Z_2)\} + j2Z_w'(Z_1 - Z_2)} \times \frac{\pi f C_0 (-Z_1 + 2Z_2 + jZ_w')}{-n^2 - \pi f C_0 (Z_1 - 2Z_2) + j\pi f C_0 Z_w'} \quad [\text{N/V}]$$

数式 B-21

となり、図 B-29 の等価回路を解いて振動子単体の受信効率を求めると、

$$\frac{V_{out}}{F_{in}} = \frac{n(-Z_1 + jZ_w')}{-2Z_w'(Z_1 - Z_2) + j\{Z_w'^2 + Z_1(-Z_1 + 2Z_2)\}} \times \frac{Z_{bw}}{1 + j2\pi f C_0 Z_{bw}} \quad [\text{V/N}]$$

数式 B-22

となる。

従って、送信側振動子と受信側振動子の間の伝搬路を無視し、送信側で振動子から水に伝達される力と受信側で水から振動子に伝達される力が等しい(つまり、 $F_{out} = F_{in}$)と仮定した場合、振動子単体での伝送効率 V_{out}/V_{in} の理論式は、

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{F_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{V_{out}}{F_{in}} = \frac{n^2 Z_w' (Z_w' + jZ_1)^2}{\{Z_w'^2 + Z_1(-Z_1 + 2Z_2)\} + j2Z_w'(Z_1 - Z_2)} \times \frac{\pi f C_0 (-Z_1 + 2Z_2 + jZ_w')}{-n^2 - \pi f C_0 (Z_1 - 2Z_2) + j\pi f C_0 Z_w'} \cdot \frac{Z_{bw}}{1 + j2\pi f C_0 Z_{bw}}$$

数式 B-23

として与えられる。

数式 B-23 に諸量を代入して振動子単体の伝送

効率 $|V_{out}/V_{in}|$ を算出すると、図 B-30～図 B-32 の結果が得られる。尚、水中での配線基板のインピーダンス Z_{hw} はネットワークアナライザで実測した値を使った。

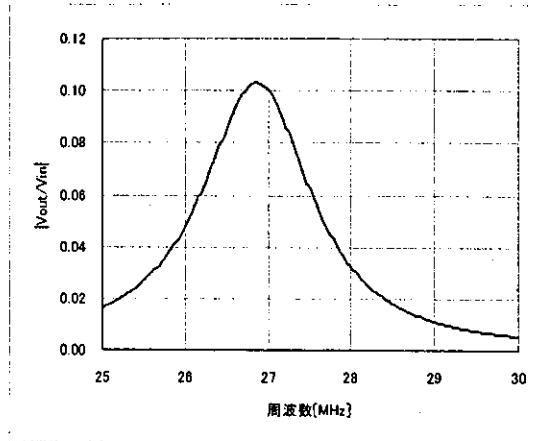


図 B-30 振動子単体での伝送効率の理論値 (0.121mm 厚振動子の場合)

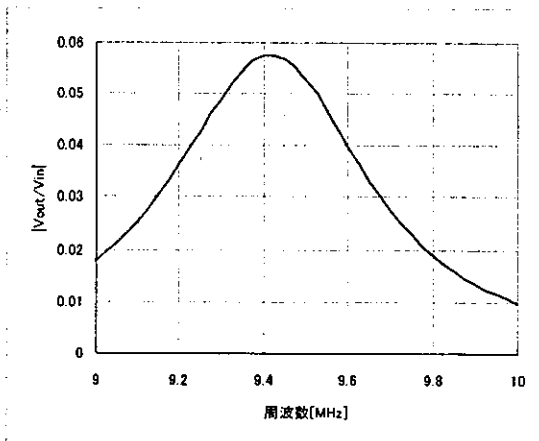


図 B-31 振動子単体での伝送効率の理論値 (0.362mm 厚振動子の場合)

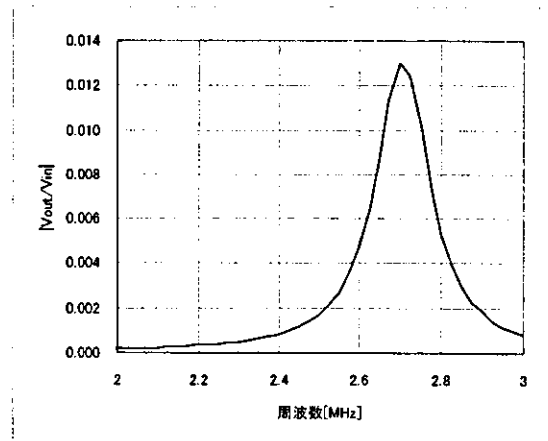


図 B-32 振動子単体での伝送効率の理論値 (1.207mm 厚振動子の場合)

B-2-2. 伝搬路での減衰

伝搬路での超音波の減衰に関しては、2 つの物理現象を考慮する必要がある。以下にそれぞれを示す。

B-2-2-1. 水の粘性抵抗による減衰

超音波が水中を伝搬する際、水の粘性抵抗によってエネルギーの一部が熱に変換され、減衰が生じる。これを吸収減衰という。

吸収減衰による超音波の水中伝搬効率は dB 単位では次式で表記される(平成 14 年度の報告書に記載)。

$$L_w = -\frac{160\pi^2 \mu_w f^2}{3v_w^3 \rho_w} x \log_{10} e \quad [\text{dB}] \quad \text{数式 B-24}$$

$\mu_w (=1 \times 10^{-3})[\text{Pa} \cdot \text{s}]$: 水の粘性係数(@1[atm]、20[°C])

f [Hz]: 超音波の周波数

$v_w (=1483)[\text{m/s}]$: 水中での音速度(@20[°C])

$\rho_w (=0.9982 \times 10^3)[\text{kg/m}^3]$: 水の体積密度(@1[atm]、20[°C])

x [m]: 伝搬距離

真値で表すと

$$E_a = 10^{\frac{L_w}{20}} \quad \text{数式 B-25}$$

となる。

B-2-2-2. 拡散減衰の影響

超音波は振動子から放射された直後は平面波として媒体中を進行していくが、伝搬距離が長くなるにつれて球面波状に変化して拡散していく。その結果、エネルギーが分散し、受信側振動子に入射される超音波の量が減少する。この現象によって生じる減衰を拡散減衰という(図 B-33 参照)。

B-2-2-1 章で述べた吸収減衰を考えない場合の平面波の音圧 p は、

$$p = p_m \sin(2\pi ft - kx) \quad \text{数式 B-26}$$

但し、 $k = \frac{2\pi f}{v}$

p_m : 振幅

t : 時間

v : 音速

で表され、どこまで伝搬しても減衰は発生しない。

一方で、球面波の場合の音圧 p は

$$p = \frac{p_m \sin(\omega t - kx)}{x} \quad \text{数式 B-27}$$

で表され、伝搬距離の増加に伴う減衰(拡散減衰)が生じ、伝送効率は $\frac{1}{x}$ に比例する。

超音波が振動子から放射され、平面波から球面波に移行するまでの距離 r の目安は次式で与えられる[B-3]。

$$r = \frac{D^2 f}{v} \quad \text{[m]} \quad \text{数式 B-28}$$

D [m]: 振動子の超音波放射面の一辺の長さ

数式 B-28 から振動子の断面が小さくなるか、周波数が低くなることによって、平面波領域と球面波領域の境界が送信振動子側に近づき、受信振動子が球面波領域に存在する可能性が大きくなる。

図 B-33 に示すように、平面波領域では吸収減衰のみが生じ、球面波領域では吸収減衰と拡散減衰の両者が同時に生じる。数式 B-28 に実験条件を代入して纏めると表 B-2 のようになる。どの振動子も一様に $D = 10 \times 10^{-3} \text{m}$ であり、水中での音速は $v = 1483 \text{m/s}$ である。表から、伝搬距離 $x = 4 \text{cm}$ の実

験では振動子が全て平面波領域に置かれた状態であり、吸収減衰のみで拡散減衰は生じていないことが推察される。

表 B-2 実験条件での波の種別

振動子	f	r	4cm 地点
0.121mm 厚	30MHz	2.02m	平面波領域
0.362mm 厚	10MHz	0.674m	平面波領域
1.207mm 厚	3MHz	0.202m	平面波領域

拡散減衰による伝送効率は次式で与えられる。

$$E_s = \frac{r}{r+A} = \frac{\frac{D^2 f}{v}}{\frac{D^2 f}{v} + A} = \frac{D^2 f}{D^2 f + Av} \quad \text{数式 B-29}$$

A [m]: 平面波領域と球面波領域の境界から受信側振動子までの距離

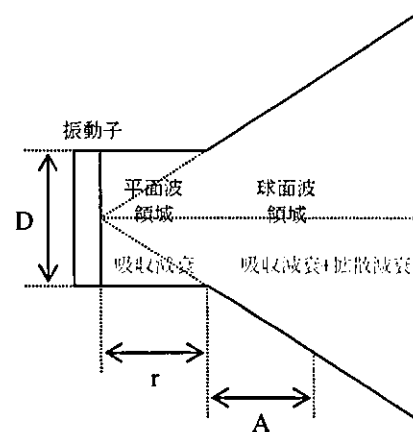


図 B-33 平面波領域と球面波領域

B-2-3. 理論検討から導かれる超音波の伝送効率

以上の検討から、実験環境での送信側振動子入力から受信側振動子出力までの伝搬路での減衰も考慮したトータルの超音波伝送効率を理論式 V_{out}'/V_{in}' で表すと次式のようなになる。

$$\frac{V_{out}'}{V_{in}'} = \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| \cdot E_a \quad \text{数式 B-30}$$

数式 B-30 に諸量を代入して得られた伝送効率 $|V_{out}'/V_{in}'|$ の結果を図 B-34~図 B-36 に示す。各図には確認のために、B-1-3-4 章で得られた伝送効率

の補正結果(V_3/V_2)も併せて示す。

各図の共振周波数近辺を観察すると、理論値と実験結果の補正値は微妙な違いはあるものの、B-1-3-4 章で得た実験結果の補正値が妥当な値であることを示していると判断して良い程度の差異と考える。両者の微妙な違いは受信側において微小な電圧を測定しているために発生している測定誤差の影響と思われる。

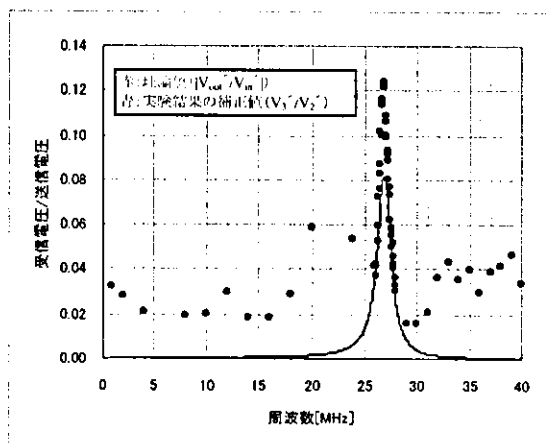


図 B-34 伝送効率の理論値 (0.121mm 厚振動子の場合)

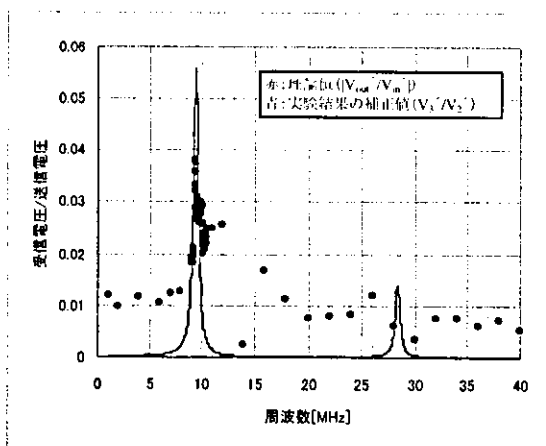


図 B-35 伝送効率の理論値 (0.362mm 厚振動子の場合)

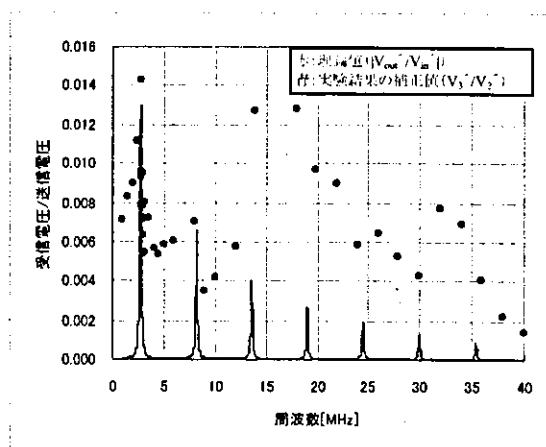


図 B-36 伝送効率の理論値 (1.207mm 厚振動子の場合)

B-3. 伝送効率の改善検討

B-2-1 章の図 B-30～図 B-32 から、振動子単体で既に大きな伝送効率の損失が発生していることが見て取れる。この原因を考察すると、次の 2 つが考えられる。

- ① 送信側で振動子の両面の音響負荷が同じであるため、振動子の両面から超音波が放射されており効率が低下している。
- ② 受信側で配線基板と水によってリーク電流が発生しているために受信電圧が低下している(図 B-37 参照)。

上記①の対策としては、一般的には超音波を放射させたくない側の面に振動子の音響インピーダンスとは大きく異なる音響インピーダンスを有する物質を配置させ、音響インピーダンスの不整合を起こし、与えられた電界によって生じる超音波の大部分を片方の放射面に集中させる手段が講じられる。音響インピーダンスの不整合を起こすための物質としては通常、空気が用いられる。

上記②の対策としては、実験系から配線基板を除去すると共に、振動子の信号電極面とグラウンド電極面が電氣的に結合しないようにする。

以上の対策を講じた場合の Mason の等価回路を図 B-38(送信側)と図 B-39(受信側)に示す。

図 B-38、図 B-39 共に、

空気の音響インピーダンス: $Z_a' = A\rho_a v_a$ [kg/s]

数式 B-31

$\rho_a (=1.205[\text{kg/m}^3])$: 空気の密度 (20[°C], 1[atm])

$v_a (=343.5[\text{m/s}])$: 空気中の音速度 (20[°C])

である。他のパラメータは B-2-1 章と同じである。

B-2-1 章と同様に、等価回路を解いて振動子単体での伝送効率 V_{out}/V_{in} を理論的に求めると次式が得られる。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n^2 Z_w' (Z_a' + jZ_1)^2}{\left[Z_a' Z_w' - Z_1 (Z_1 - 2Z_2)^2 \right] + j(Z_a' + Z_w')(Z_1 - Z_2)^2 - [X_1 - Z_2 Y_1] + j(Z_a' + Z_w')(Z_a' Z_w' + Z_1^2) - 2jC_0(Z_a' + Z_w')(Z_a' Z_w' + Z_1^2) + j\{2\pi C_0 Z_2 - n^2\} Y_1 - 2\pi C_0 X_1}$$

数式 B-32

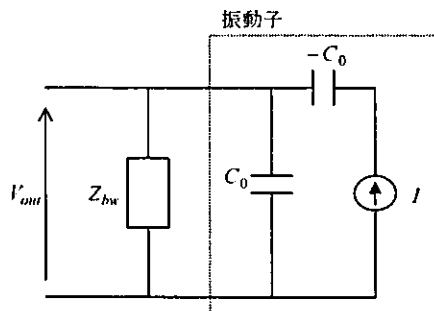
但し、

$$X_1 = Z_1 (2Z_1^2 + Z_a'^2 + Z_w'^2)$$

数式 B-33

$$Y_1 = \{Z_a' + Z_w'\}^2 + 4Z_1^2$$

数式 B-32 に諸量を代入して振動子単体の伝送効率 $|V_{out}/V_{in}|$ の理論値を算出すると、図 B-40～図 B-42 の結果が得られる。これらのグラフと B-2-1 章の図 B-30～図 B-32 の理論計算値のグラフとを比較して、上記の①、②の問題に関する対策を実施することによって、振動子単体での伝送効率が大幅に改善され、尚且つ、本来は、振動子単体での伝送ピークの大きさは振動子の厚さに依らないことが分かる。また、上記②の問題は受信側振動子の出力を高インピーダンスで受けなければならないことを示唆している。



I : 受信側振動子の起電流

Z_{hw} : 水に浸った状態の配線基板のインピーダンス

図 B-37 受信側の等価回路

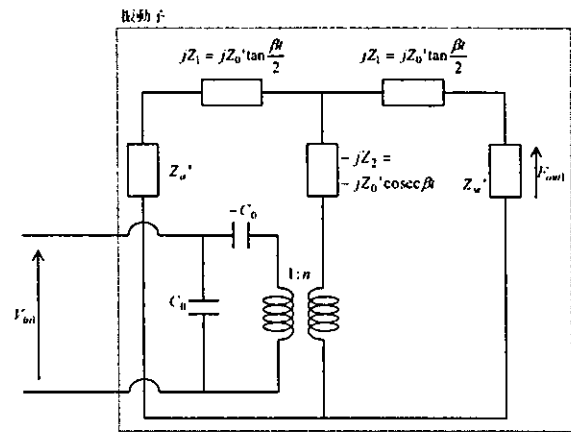


図 B-38 実験系を改良した場合の送信側振動子の等価回路

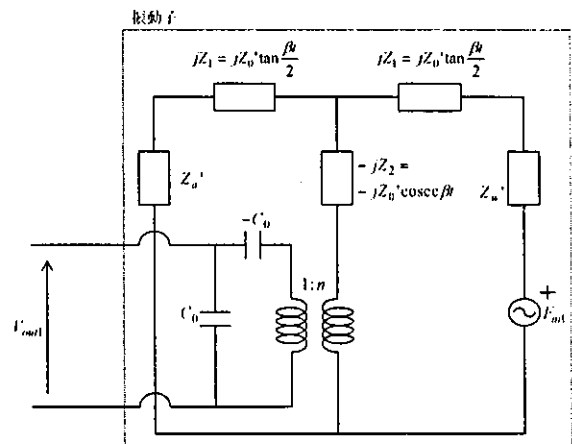


図 B-39 実験系を改良した場合の受信側振動子の等価回路

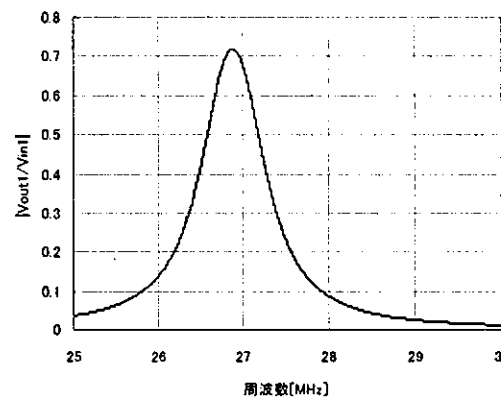


図 B-40 改良後の振動子単体での伝送効率の理論値 (0.121mm 厚振動子の場合)

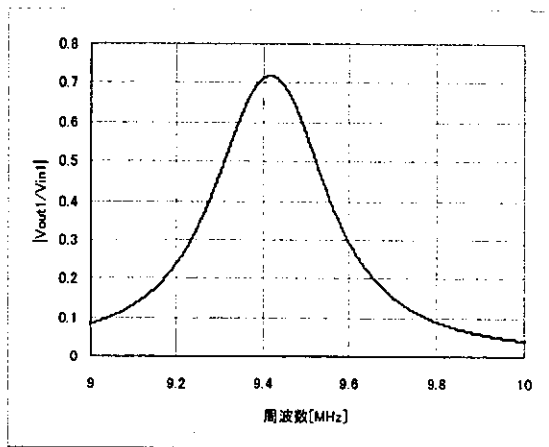


図 B-41 改良後の振動子単体での伝送効率の理論値(0.362mm 厚振動子の場合)

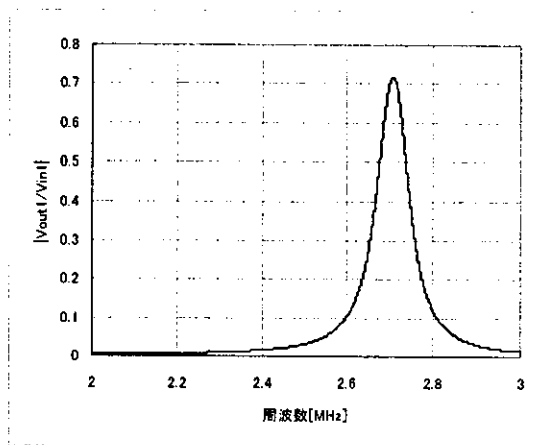


図 B-42 改良後の振動子単体での伝送効率の理論値(1.207mm 厚振動子の場合)

B-4. 超音波通信実験用試作機の改良

前章までの検討結果を踏まえて、平成 15 年度に開発した試作機を改良した。詳細を以下に示す。

B-4-1. 振動子のパッケージングケース

B-3 章で、超音波を放射させない側の面で音響インピーダンスの不整合を大きくし送信効率を向上させると共に、振動子の信号電極面とグラウンド電極面を電氣的に分離することによって、受信効率を向上させることができることを示した。これらを実現するための具体策として振動子をパッケージングケースに設置する方法を採用することにする。

振動子を装着した状態のパッケージングケースの

外観を図 B-43(正面図)と図 B-44(側面図)に示す。また、パッケージングケースの内部の様子を図 B-45 に示す。

パッケージングケースは外面をシリコン樹脂コーティングした銅とポリエチレンで構成される。内部は空気で満たされ密閉した状態とする。振動子は片面の電極が筐体の銅と接触した状態で接着剤により固定される。同軸ケーブルのグラウンド線は筐体の銅に接続され、振動子の電極にグラウンド電位を与える。パッケージングケースの小型化の要求から、今回は断面が 5mm 角の振動子を使用する。図に示されるように超音波を放射/受波する開口面は 3mm 角である。パッケージングケースの質量は約 2.85g である。

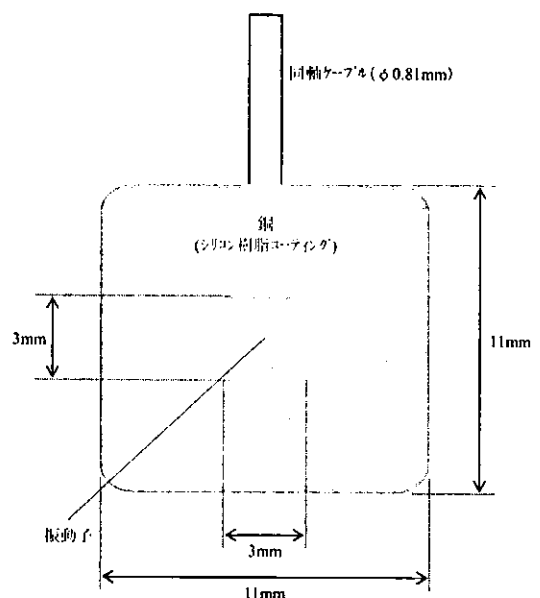


図 B-43 振動子を装着した状態のパッケージングケースの外観(正面図)

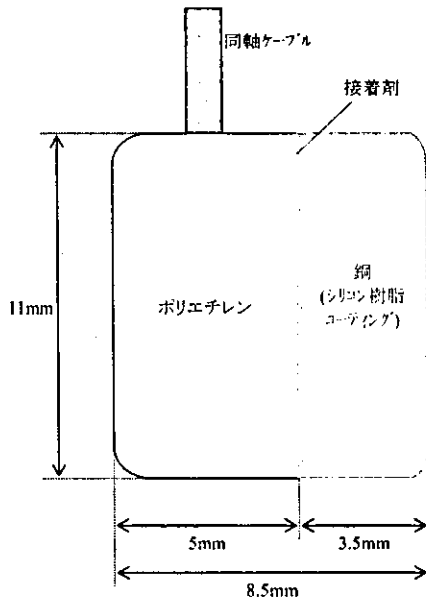


図 B-44 振動子を装着した状態のパッケージケースの外観(側面図)

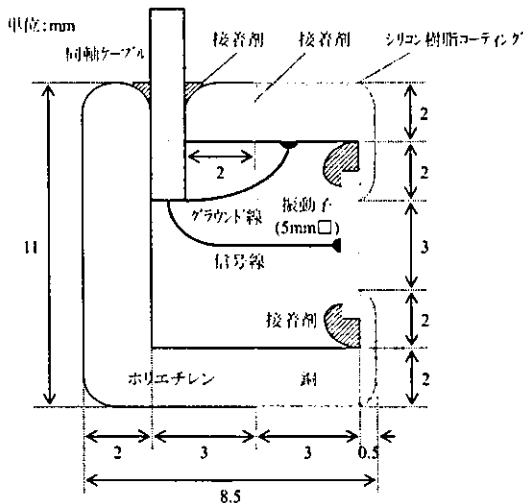


図 B-45 パッケージケース内部の様子

B-4-2. 実験装置の全体構成

図 B-46 に実験装置の全体構成を示す。送信側、受信側共に、PC→USB ボード→CPU ボード→アナログ基板の経路でアナログ基板内の実験パラメータを変更できるようになっている。送信側では、通信データは PC→USB ボード→CPU ボード→アナログ基板の経路で伝達され、アナログ基板にて変調されて振動子に伝達される。受信側では振動子で受波した信号をアナログ基板で復調し、アナログ基板→CPU ボード→USB ボード→PC の経路で通信デ

ータが伝達される。

B-1-2 章で記述したように、送信側と受信側の電気的な結合を切断するために、送信側と受信側の電子回路はそれぞれ別の電池で駆動される。CPU ボード、USB ボードは既製品を使用する。

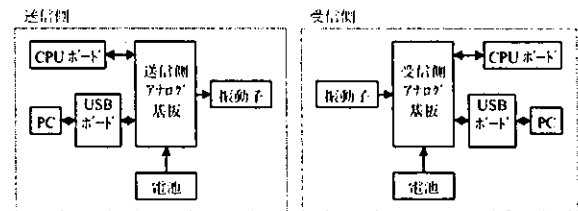


図 B-46 実験装置の全体構成

B-4-3. 変調/復調方式について

通信性能の良好性を重視する場合、復調方式としては通常、同期検波方式が採用されるが、本報告の通信装置は体内に埋め込んだ状態で使用されるため、小型化、低消費電力化の要求が大きい。そのため、小型、低消費電力化が容易な非同期検波方式を採用する。変調方式には非同期検波(遅延検波を採用)を行っても比較的通信性能の劣化が少ない FSK 方式を採用する。

FSK 信号の非同期検波(遅延検波)の原理の詳細については後の章で記述する。

B-4-4. 送信側アナログ基板の構成

送信側アナログ基板の構成を図 B-47 に示す。送信側アナログ基板の信号処理部は主に、TCXO (温度補償型水晶発信器)、DDS (ダイレクト・デジタル・シンセサイザ)、スムージングフィルタ、可変ゲインアンプ、DAC (Digital to Analog 変換器) で構成される。

TCXO は DDS へ基準クロックを供給する。DDS は通信データを FSK 変調し、288MHz サンプリング、12ビット精度振幅の内蔵 DAC から正弦波を出力する。スムージングフィルタは DDS が出力した 12ビット精度の階段状波形の不要周波数成分を除去し滑らかな正弦波を生成する。可変ゲインアンプはスムージングフィルタが出力した正弦波の振幅を所望

の値(最大値±3V)に変換して振動子に印加する。
DACは可変ゲインアンプのゲインを設定する。

送信側アナログ基板の信号処理部の特徴は、
PCからの制御によって、DDSが出力するFSK変調
信号の周波数を 10^{-6} Hz精度で調整できることと、可
変ゲインアンプのゲインを-11dBから+31dBの範囲
で0.0488dB刻みでリニアに制御できることである。

また、DDSは内部が288MHzのシステムクロック
で動作しているため、実験周波数帯である40MHz
程度までの正弦波を出力する十分な能力を有して
いる。

PC画面でDDSの出力周波数を制御することによ
って、今までの実験で行っていたような伝送効率
の周波数特性の測定も可能である。

巻末図B-1に設計した送信側アナログ基板の信
号処理部の回路図を記載し、巻末表B-1にその主
要部品の部品表を記載する。また、巻末図B-3に
送信側PCの制御画面を示す。

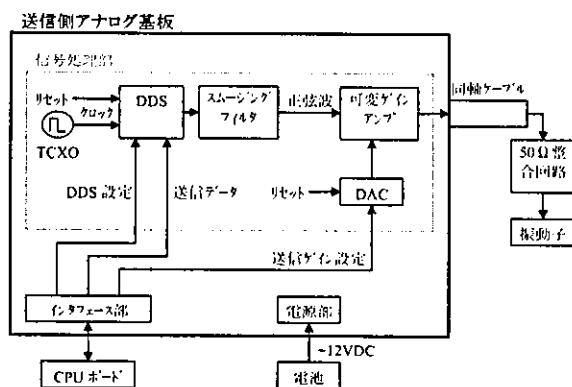


図 B-47 送信側アナログ基板の構成

B-4-5. 受信側アナログ基板の構成

受信側アナログ基板の構成を図B-48に示す。受
信側アナログ基板の信号処理部は主に、3種類の
BPF(帯域通過フィルタ)、LNA(Low Noise Amp)、
DAC(Digital to Analog 変換器)、ゼロクロスコンパ
レータ、遅延線、Ex-NOR(反転型排他的論理和ロ
ジック)、LPF(低域通過フィルタ)、ヒステリシスコン
パレータで構成される。

BPFは振動子が受信した信号から不要ノイズを

除去するものであり、3MHz帯用、10MHz帯用、
30MHz帯用を個別に用意しておき、試験帯域に応
じて使用するフィルタをジャンパ線で切り替える。
BPFを通さないパスも設けておく。LNAは微弱な受
信信号を増幅する。DACはLNAのゲインを設定す
る。ゼロクロスコンパレータ、遅延線、Ex-NOR、LPF、
ヒステリシスコンパレータでFSK信号の遅延検波器
が構成される。ゼロクロスコンパレータは受信した正
弦波を方形波に変換する。遅延線は方形波に変換
された受信信号を所望の時間だけ遅らせて出力す
る。Ex-NORは遅延させた方形波と遅延させていな
い方形波を1ビット乗算する。LPFは乗算結果から
通信データを抽出する。ヒステリシスコンパレータは
LPFが出力する信号を波形整形して最終的なデジ
タルの受信データとする。

ゼロクロスコンパレータを用いて受信した正弦波
を方形波に変換する意図は、検波器の構成を簡易
にして小型、低消費電力化を図るためである。

受信側アナログ基板の信号処理部の特徴は、
PCからの制御によって、LNAのゲインを-11dBから
+31dBの範囲で0.0488dB刻みでリニアに制御でき
ること、遅延線の遅延時間を0~27.015μsの範
囲で1ns刻みで調整できることである。

巻末図B-2に設計した受信側アナログ基板の信
号処理部の回路図を記載し、巻末表B-2にその主
要部品の部品表を記載する。また、巻末図B-4に
受信側PCの制御画面を示す。

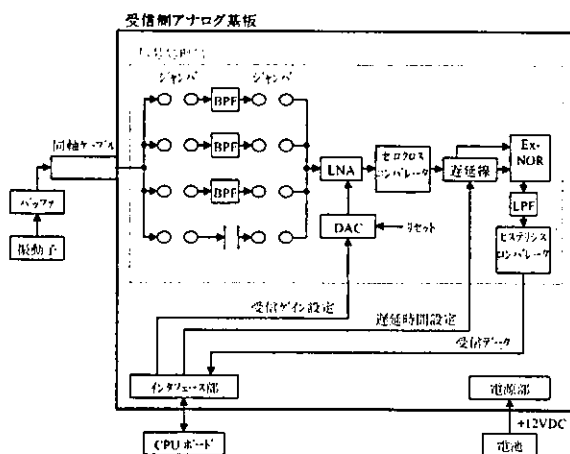


図 B-48 受信側アナログ基板の構成

B-4-6. 送信側の同軸ケーブル整合回路

同軸ケーブルの特性インピーダンスは 50Ω であるが、振動子は通常、 50Ω とは大きく異なったインピーダンスを有している。従って、B-1-3-2 章で述べたように、インピーダンス不整合による反射波の影響を排除し、送信側振動子に意図する電圧を印加するためには、図 B-47 に示すように同軸ケーブルと振動子の間に整合回路を挿入する必要がある。

検討している整合回路の構成を図 B-49 に示す。整合回路は FSK 変調信号の中心周波数で設計するため、使用する振動子によって回路パラメータ (R_m , L_m) の値は異なる。動作原理は FSK 変調信号の中心周波数で整合回路の L_m と振動子の C_i' が共振するように L_m の値を選択して、両者が打消し合うようにする。このとき Z の値は整合回路の R_m と振動子の R_i' が並列接続されただけの値となる。従って、 $Z=R_m/R_i'=50\Omega$ となるように R_m の値を選択する。

整合回路のパラメータを決定するためには、B-4-1 章で記述したパッケージングケースに振動子を設置して伝搬物体に浸した状態でインピーダンスを測定する必要があり、カットアンドトライ的な要素も含むため、現状ではこれらのパラメータの大まかな値は予想しているが確定するには至っていない。

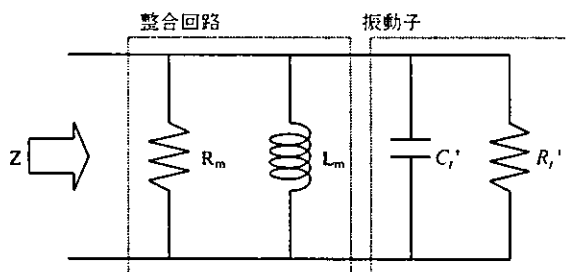


図 B-49 整合回路の構成

B-4-7. 受信側の振動子バッファ回路

B-3 章で、受信側振動子の出力を高インピーダンスで受ける必要があることを述べた。これを実現するために図 B-48 に示すように、受信側の振動子と同軸ケーブルの間にバッファアンプを挿入する。バッファアンプの構成を図 B-50 に示す。バッファア

ンプ自体は N チャネル MOS FET と P チャネル MOS FET をコンプリメンタリ接続したものを $\pm 5V$ 電源で駆動するというものである。出力の 49.9Ω 抵抗は同軸ケーブルの特性インピーダンス 50Ω に整合するために付けている。

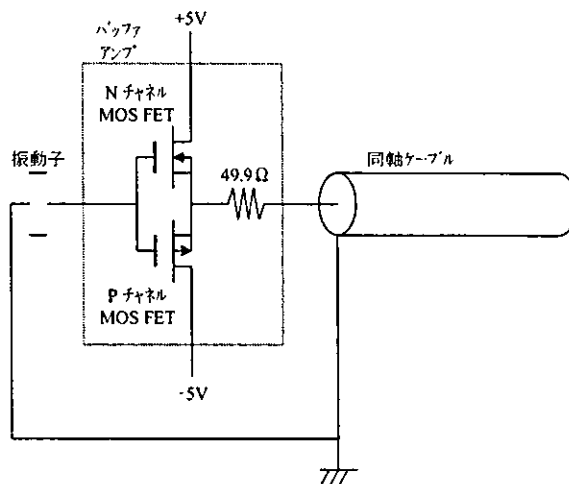


図 B-50 バッファアンプの構成

B-4-8. 伝送効率の理論値の再計算

今回、試作機を改良するに当たり、使用する振動子を断面が $5\text{mm}\square$ のものに変え、振動子をパッケージングケースに設置する際の具体的な方法まで考えた。B-3 章の理論計算では振動子の全断面で超音波の放射/受波をするとして解析を行ったが、実際には振動子を固定するために振動子の一部を筐体に固定せざるを得ない。そのため、超音波放射/受波のための開口面は $3\text{mm}\square$ に制限されてしまう。これによって、振動子単体での伝送効率の理論値が B-3 章で示した値とは異なるようになる可能性がある。また、振動子が超音波を放射する断面が $10\text{mm}\square$ から $3\text{mm}\square$ に変わるため、B-2-2-2 章で述べたように、平面波領域と球面波領域の境界が送信振動子側に近づく。このため、 $10\text{mm}\square$ の振動子を使い、伝搬距離 4cm で考えていたときには無視できた拡散減衰の影響も考慮する必要があるかもしれない。これらの事柄を理論的に解析する。

B-4-8-1. 振動子単体での伝送効率の理論値の再考

解析は B-3 章と同様に Mason の等価回路を用いて行う。振動子をパッケージングケースに設置する場合に考慮すべきことは、電気的には 5mm□の振動子が接続されているが、実際に超音波を放射／受波する開口面は 3mm□になっているということである。このため、B-2-1 章で初めて Mason の等価回路を扱ったときとはパラメータの設定方法が異なる。電気的なパラメータは 5mm□で定義する必要があるが、音響的なパラメータは 3mm□で定義する必要がある。

以上の事柄を加味した Mason の等価回路を図 B-51 (送信側) と図 B-52 (受信側) に示す。また、等価回路のパラメータを以下に示す。

$$\text{電気的なクランプド容量: } C_{01} = \varepsilon^S_{33} \varepsilon_0 \frac{A_1}{t} \quad [\text{F}] \quad \text{数式 B-34}$$

$$\text{音響的なクランプド容量: } C_{02} = \varepsilon^S_{33} \varepsilon_0 \frac{A_2}{t} \quad [\text{F}] \quad \text{数式 B-35}$$

$$\text{変成比: } n = C_{02} \frac{e_{33}}{\varepsilon^S_{33} \varepsilon_0} \quad [\text{C/m}] \quad \text{数式 B-36}$$

$$\text{伝搬定数: } \beta = \frac{2\pi f}{v_n^D} \quad [1/\text{m}] \quad \text{数式 B-37}$$

$$\text{振動子の音響インピーダンス: } Z_0' = A_2 \sqrt{\rho_n c^D_{33}} \quad [\text{kg/s}] \quad \text{数式 B-38}$$

$$\text{振動子内の縦波速度: } v_n^D = \sqrt{\frac{c^E_{33}}{\rho_n} (1+k^2)} \quad [\text{m/s}] \quad \text{数式 B-39}$$

$$\text{弾性定数: } c^D_{33} = c^E_{33} + \frac{e_{33}^2}{\varepsilon^S_{33} \varepsilon_0} \quad [\text{N/m}^2] \quad \text{数式 B-40}$$

$$\text{水の音響インピーダンス: } Z_w' = A_2 \rho_w v_w \quad [\text{kg/s}] \quad \text{数式 B-41}$$

$$\text{空気の音響インピーダンス: } Z_a' = A_2 \rho_a v_a \quad [\text{kg/s}] \quad \text{数式 B-42}$$

但し、

$$\varepsilon^S_{33} (=27.9): \text{振動子材料であるニオブ酸リチウム (Z カット) の比誘電率}$$

$$\varepsilon_0 (=8.854 \times 10^{-12}) [\text{F/m}]: \text{真空の誘電率}$$

$$A_1 (=5 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-3}) [\text{m}^2]: \text{電気的な振動子の断面積}$$

$$A_2 (=3 \times 10^{-3} \times 3 \times 10^{-3}) [\text{m}^2]: \text{音響的な振動子の断面積}$$

$$t [\text{m}]: \text{振動子の厚さ}$$

$$c^E_{33} (=2.424 \times 10^{11}) [\text{N/m}^2]: \text{ニオブ酸リチウム (Z カット) の弾性定数}$$

$$e_{33} (=1.33 [\text{C/m}^2]): \text{ニオブ酸リチウム (Z カット) の圧電定数}$$

$$\rho_n (=4.64 \times 10^3) [\text{kg/m}^3]: \text{ニオブ酸リチウムの密度}$$

$$k (=0.17): \text{ニオブ酸リチウム (Z カット) の電気機械結合係数}$$

$$\rho_w (=0.9982 \times 10^3) [\text{kg/m}^3]: \text{水の密度 (@1[atm], 20[°C])}$$

$$v_w (=1483) [\text{m/s}]: \text{水中の音速度 (@20[°C])}$$

$$\rho_a (=1.205) [\text{kg/m}^3]: \text{空気の密度 (20[°C], 1[atm])}$$

$$v_a (=343.5) [\text{m/s}]: \text{空気中の音速度 (20[°C])}$$

である。

B-3 章と同様に、上記パラメータを用いて図 B-51 と図 B-52 の等価回路を解くと次式が得られる。

$$\frac{V_{out2}}{V_{in2}} = \frac{n^2 Z_w' (Z_a' + jZ_1)^2}{\left[Z_a' Z_w' - Z_1 (Z_1 - 2Z_2)^2 \right] + j(Z_a' + Z_w') (Z_1 - Z_2)^2 - [X_1 - Z_2 Y_1] + j(Z_a' + Z_w') (Z_a' Z_w' + Z_1^2) - 2\pi C_{01} (Z_a' + Z_w') (Z_a' Z_w' + Z_1^2) + j \{ 2\pi C_{01} Z_2 - n^2 \} Y_1 - 2\pi C_{01} X_1} \quad \text{数式 B-43}$$

但し、

$$X_1 = Z_1 (2Z_1^2 + Z_a'^2 + Z_w'^2) \quad \text{数式 B-44}$$

$$Y_1 = \left\{ (Z_a' + Z_w')^2 + 4Z_1^2 \right\}$$

数式 B-43 を使って、改良試作機における振動子単体での伝送効率 $|V_{out2}/V_{in2}|$ の理論値を計算すると図 B-53～図 B-55 の結果が得られる。

図 B-53～図 B-55 のグラフと B-3 章の図 B-40～図 B-42 のグラフを比較して、振動子をパッケージングケースに設置する具体的方法まで考慮して解析した今回の伝送効率の理論値は、振動子の実装の影響を加味していなかった B-3 章の解析値に比べて低下していることが分かる。これは、上述したように電気的には 5mm□の振動子が接続されている

にも関わらず、実際に超音波を放射／受波する開口面が 3mm 角であるために、振動子内部で伝送エネルギーの損失が発生しているためと推察される。しかし、このような損失が生じるとしても、今までの実験のように振動子をパッケージングせずに媒体中に浸した状態での伝送効率 (B-2-4 章の図 B-34～図 B-36 参照) と本解析結果とを比較すると、その差は明らかであり、パッケージングケースの使用は不可欠であると考えられる。

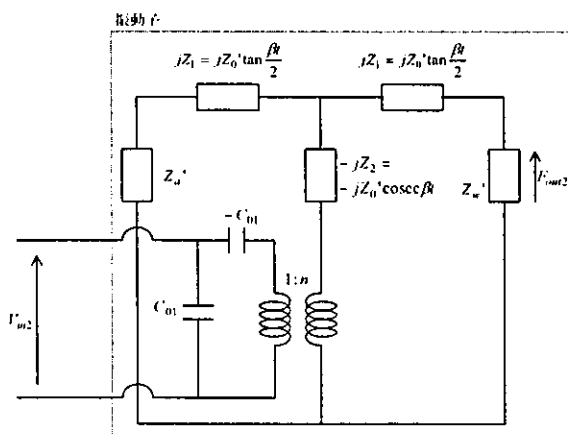


図 B-51 改良試作機での送信側振動子の等価回路

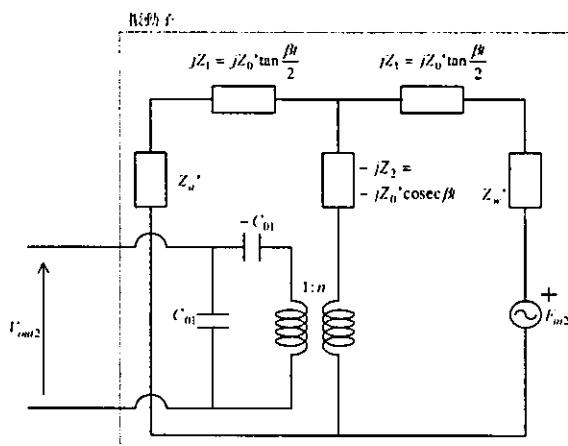


図 B-52 改良試作機での受信側振動子の等価回路

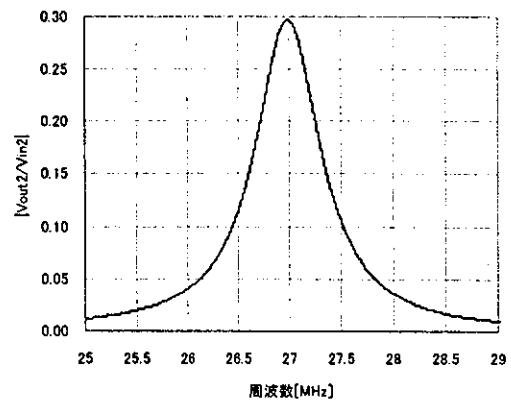


図 B-53 改良試作機での振動子単体の伝送効率の理論値 (0.121mm 厚振動子の場合)

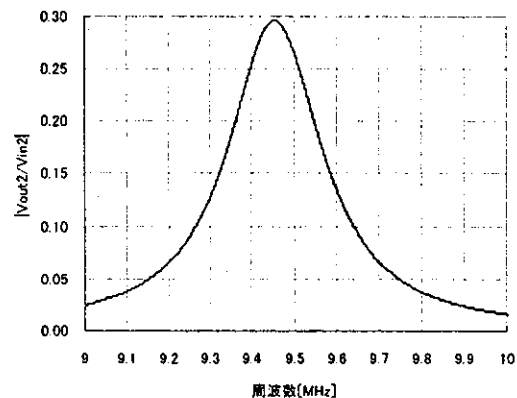


図 B-54 改良試作機での振動子単体の伝送効率の理論値 (0.362mm 厚振動子の場合)

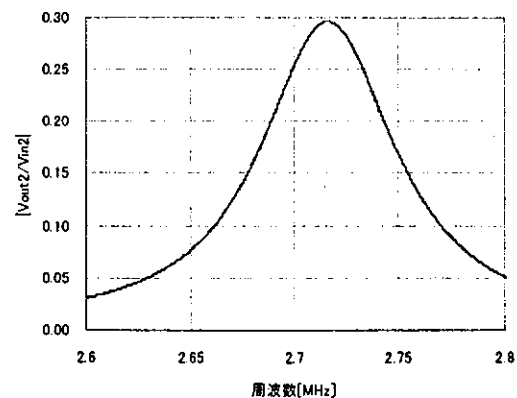


図 B-55 改良試作機での振動子単体の伝送効率の理論値 (1.207mm 厚振動子の場合)

B-4-8-2. 拡散減衰の影響の再考

数式 B-28 に $D=3 \times 10^{-3}\text{m}$ (振動子面の一边の長さ)、 $v=1483\text{m/s}$ (水中での音速) を代入して、各振動子の平面波領域と球面波領域の境界までの距離 r を計算して纏めると、表 B-3 の結果が得られる。

表 B-3 から、0.121mm 厚振動子を使用した実験では、送信側振動子と受信側振動子の距離が 4cm の場合も 10cm の場合も受信側振動子は平面波領域に存在するので、伝搬路での減衰は吸収減衰のみを考慮すれば良い。0.362mm 厚振動子を使用した実験では、送信側振動子と受信側振動子の距離が 4cm の場合は受信側振動子は平面波領域に存在するので伝搬路での減衰は吸収減衰のみを考慮すれば良いが、10cm の場合は受信側振動子は球面波領域に存在するので伝搬路での減衰は吸収減衰と拡散減衰の両方を考慮する必要がある。1.207mm 厚振動子を使用した実験では、送信側振動子と受信側振動子の距離が 4cm の場合も 10cm の場合も受信側振動子は球面波領域に存在するので、伝搬路での減衰は吸収減衰と拡散減衰の両方を考慮する必要がある。

表 B-3 改良試作機での波の種別

振動子	f	r	4cm 地点	10cm 地点
0.121mm 厚	30MHz	18.2cm	平面波領域	平面波領域
0.362mm 厚	10MHz	6.07cm	平面波領域	球面波領域
1.207mm 厚	3MHz	1.82cm	球面波領域	球面波領域

B-4-8-3. 改良試作機での伝送効率の理論値

以上の検討に基づいて、各実験条件での送信側振動子入力から受信側振動子出力までの伝搬路での減衰も考慮したトータルの超音波伝送効率の理論値 V_{out}''/V_{in}'' は次のように定義される。

(1) 0.121mm 厚振動子、伝搬距離 4cm の場合

$$\frac{V_{out}''}{V_{in}''} = \left| \frac{V_{out2}}{V_{in2}} \right| \cdot E_a \quad \text{数式 B-45}$$

(2) 0.121mm 厚振動子、伝搬距離 10cm の場合

$$\frac{V_{out}''}{V_{in}''} = \left| \frac{V_{out2}}{V_{in2}} \right| \cdot E_a \quad \text{数式 B-46}$$

(3) 0.362mm 厚振動子、伝搬距離 4cm の場合

$$\frac{V_{out}''}{V_{in}''} = \left| \frac{V_{out2}}{V_{in2}} \right| \cdot E_a \quad \text{数式 B-47}$$

(4) 0.362mm 厚振動子、伝搬距離 10cm の場合

$$\frac{V_{out}''}{V_{in}''} = \left| \frac{V_{out2}}{V_{in2}} \right| \cdot E_a \cdot E_s \quad \text{数式 B-48}$$

(5) 1.207mm 厚振動子、伝搬距離 4cm の場合

$$\frac{V_{out}''}{V_{in}''} = \left| \frac{V_{out2}}{V_{in2}} \right| \cdot E_a \cdot E_s \quad \text{数式 B-49}$$

(6) 1.207mm 厚振動子、伝搬距離 10cm の場合

$$\frac{V_{out}''}{V_{in}''} = \left| \frac{V_{out2}}{V_{in2}} \right| \cdot E_a \cdot E_s \quad \text{数式 B-50}$$

上記の式で E_a は数式 B-25 に示され、 E_s は数式 B-29 に示されている。式中で $D=3 \times 10^{-3}\text{m}$ である。

以上から導かれる改良試作機での送信側振動子入力から受信側振動子出力までのトータルの超音波伝送効率の理論値は図 B-56～図 B-58 のようになる。各図を参照して、拡散減衰が伝送効率を低下させる要因として大きいことが分かる。

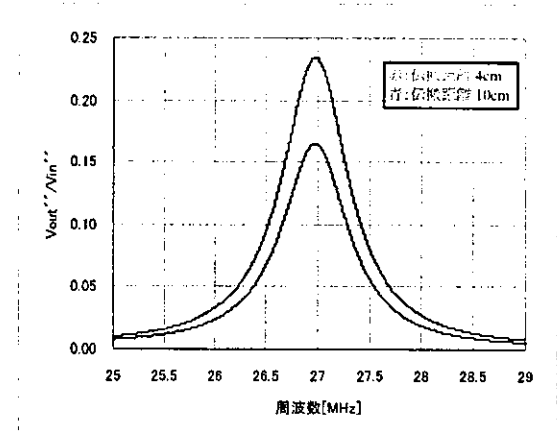


図 B-56 改良試作機での伝送効率の理論値 (0.121mm 厚振動子の場合)

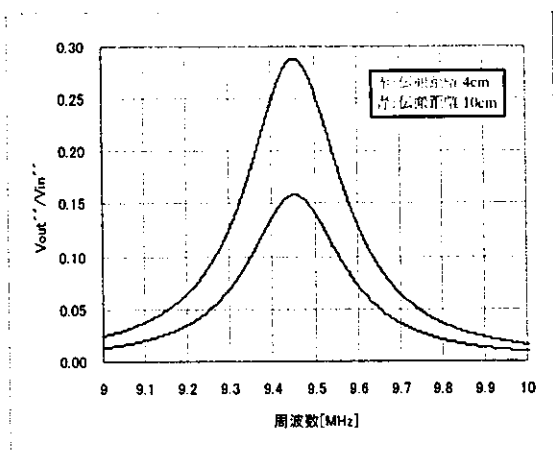


図 B-57 改良試作機での伝送効率の理論値 (0.362mm 厚振動子の場合)

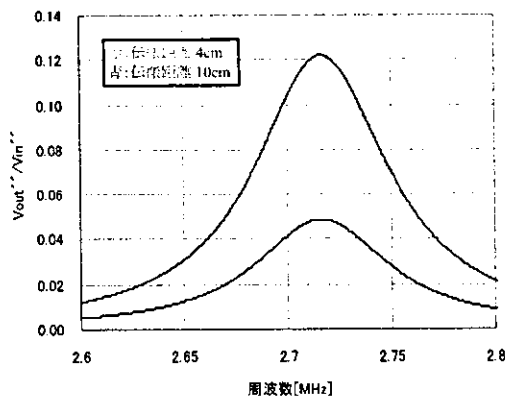


図 B-58 改良試作機での伝送効率の理論値 (1.207mm 厚振動子の場合)

B-4-9. FSK 信号の遅延検波の原理

FSK 信号の遅延検波器の構成を図 B-59 に示す。

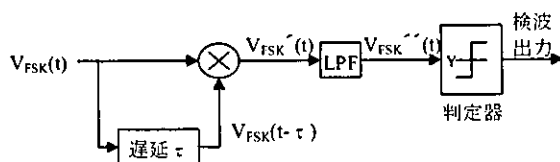


図 B-59 FSK 信号の検波器の構成

FSK 信号の遅延検波は原理的には以下の手順で実施される。

FSK 変調された信号 $V_{FSK}(t)$ は次のように表される。通信データが 0 の場合 $a_i = -1$ 、通信データが 1 の場合 $a_i = 1$ とする。つまり、通信データが 0 のときは周波数 $f_c - \Delta f_c$ [Hz] の正弦波が送信され、通信データが 1 のときは周波数 $f_c + \Delta f_c$ [Hz] の正弦波が送信される。

$$V_{FSK}(t) = A \cos\{2\pi(f_c + a_i \Delta f_c)t + \theta\} \quad a_i = -1 \text{ or } 1$$

数式 B-51

A: 振幅

f_c : 中心周波数

Δf_c : 周波数偏移量

t: 時間

θ : 任意の位相角

数式 B-51 と、この式を時間 τ だけ遅らせた信号を掛け算する。掛け算器の出力は次のようになる。

$$\begin{aligned} V_{FSK}'(t) &= V_{FSK}(t) \cdot V_{FSK}(t-\tau) \\ &= A \cos\{2\pi(f_c + a_i \Delta f_c)t + \theta\} \cdot A \cos\{2\pi(f_c + a_i \Delta f_c)(t-\tau) + \theta\} \\ &= \frac{A^2}{2} \left\{ \cos[2\pi\{2(f_c + a_i \Delta f_c)t - (f_c + a_i \Delta f_c)\tau\} + 2\theta] \right. \\ &\quad \left. + \cos[2\pi(f_c + a_i \Delta f_c)\tau] \right\} \end{aligned}$$

数式 B-52

後段の LPF は数式 B-52 に含まれる成分の中から高周波成分 $2(f_c + a_i \Delta f_c)$ 、即ち第一項目を除去して次式を出力する。

$$\begin{aligned} V_{FSK}''(t) &= \frac{A^2}{2} \cos\{2\pi(f_c + a_i \Delta f_c)\tau\} \\ &= \frac{A^2}{2} (\cos 2\pi f_c \tau \cdot \cos 2\pi a_i \Delta f_c \tau - \sin 2\pi f_c \tau \cdot \sin 2\pi a_i \Delta f_c \tau) \end{aligned}$$

数式 B-53

数式 B-53 の内、最終段の判定器で必要とされるのは第二項目だけで、第一項目は振幅 A の変動によって $V_{FSK}''(t)$ のレベルを増減させるオフセット成分となってしまう、判定器の閾値 Y を確定させる際の妨げとなる。そのため、数式 B-53 の第一項目を消去する必要がある、FSK 変調の際に次の条件を設定する。

(条件 1)

$$2\pi f_c \tau = \frac{\pi}{2} + x\pi \quad x = 1, 3, 5, \dots$$

数式 B-54

この条件を数式 B-53 に適用した場合、数式 B-53

の第一項目は消去され、次のように簡素化される。

$$V_{FSK}''(t) = \frac{A^2}{2} \sin 2\pi\omega_c \Delta f_c \tau \quad \text{数式 B-55}$$

更に、誤り耐性を高めるために検波出力を最大にする条件を設定する。

(条件 2)

$$2\pi\Delta f_c \tau = \frac{\pi}{2} \quad \text{数式 B-56}$$

この条件を数式 B-55 に適用すると、最終的に次式が導かれる。

$$V_{FSK}''(t) = \frac{A^2}{2} \sin\left(a_i \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{数式 B-57}$$

つまり、通信データが 0 のときは $a_i = -1$ であるから、数式 B-57 は

$$V_{FSK}''(t) = \frac{A^2}{2} \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) = -\frac{A^2}{2} \quad \text{数式 B-58}$$

となり、通信データが 1 のときは $a_i = 1$ であるから、数式 B-57 は

$$V_{FSK}''(t) = \frac{A^2}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{A^2}{2} \quad \text{数式 B-59}$$

となる。従って、判定器における閾値を $Y=0$ に設定することで、受信したデータを理想的に判定することが可能となる。

上記、条件 1 が指定する数式 B-54 と条件 2 が指定する数式 B-56 によって、FSK 信号を理想的に遅延検波するためには、変調をする際の中心周波数 f_c 、周波数偏移 Δf_c と検波をする際の遅延時間 τ が以下のように結合されている必要がある。

数式 B-54 から

$$\tau = \left(\frac{1}{2} + x\right) \frac{1}{2f_c} \quad x = 1, 3, 5, \dots \quad \text{数式 B-60}$$

数式 B-56 から

$$\Delta f_c = \frac{1}{4\tau} \quad \text{数式 B-61}$$

数式 B-61 は FSK 変調信号の周波数帯域幅を狭くするには、検波器における遅延時間を増加させる必要があることを述べている。一例として数式 B-60 に $x=81$ を適用したときの Δf_c と τ の値を表 B-4 に示す。FSK 変調の中心周波数 f_c の値は B-4-8 章の

図 B-53～図 B-55 から読み取った振動子の伝送ピーク周波数とした。

表 B-4 $x=81$ としたときの Δf_c と τ の値

振動子	f_c	τ	Δf_c
0.121mm 厚	27.0MHz	1.51 μ s	166kHz
0.362mm 厚	9.45MHz	4.31 μ s	58.0kHz
1.207mm 厚	2.72MHz	15.0 μ s	16.7kHz

参考として、 $A=1V$ 、データレート 10kbps と設定したときに、表 B-4 の条件で生成される FSK 信号の周波数スペクトラムと各振動子の 3dB 帯域幅との関係を図 B-60～図 B-62 に示す。図中で青色の線が 3dB 帯域の範囲を表す。

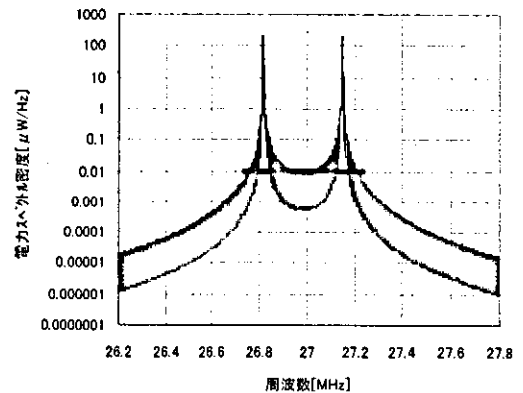
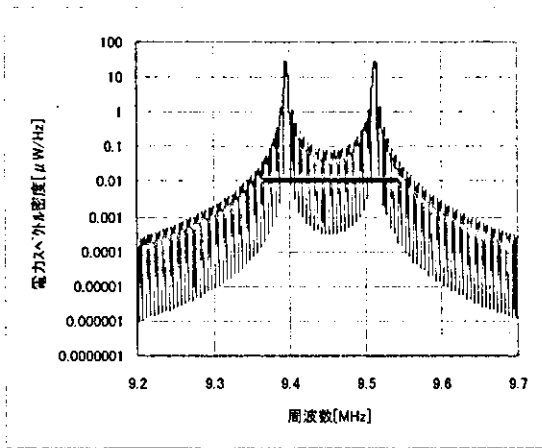
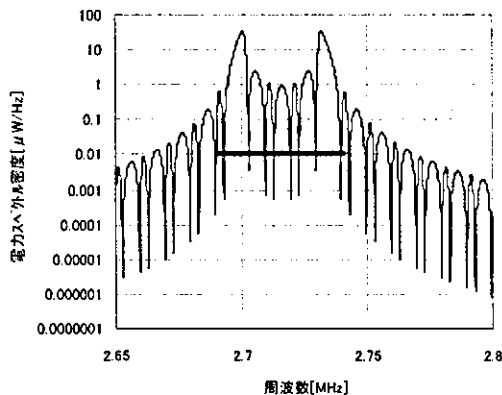


図 B-60 表 B-4 の条件の FSK 信号の周波数スペクトラムと振動子の 3dB 帯域幅との関係 (0.121mm 厚振動子の場合)



図B-61 表B-4の条件のFSK信号の周波数スペクトラムと振動子の3dB帯域幅との関係(0.362mm厚振動子の場合)

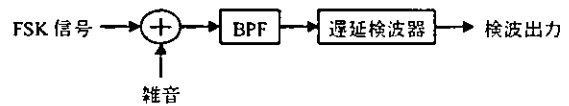


図B-62 表B-4の条件のFSK信号の周波数スペクトラムと振動子の3dB帯域幅との関係(1.207mm厚振動子の場合)

B-4-10. 所要送信電圧の算出

改良した試作機を使って超音波通信を行う際に所望の通信品質を得るために必要な送信電圧を算出する。

解析の基本となる受信側のモデルを図B-63に示す。図中の遅延検波器は図B-59に示した機能で構成されている。



図B-63 受信側のモデル

B-4-10-1. 受信BPF出力の所要SNR

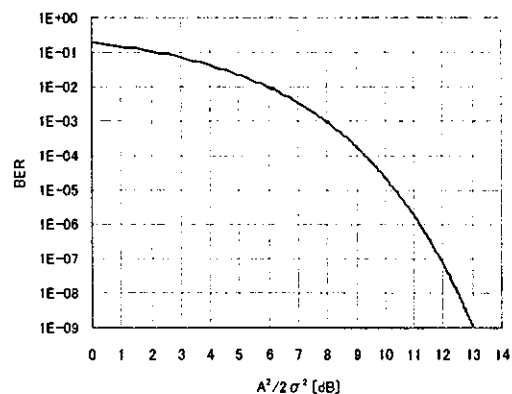
FSK信号の中心周波数 f_c 、周波数偏移 Δf_c と検波器の遅延時間 τ が、数式B-60と数式B-61の条件を満たしており、受信BPFがFSK信号を理想的に通過させる特性を有している場合のFSK遅延検波のビット誤り確率(BER)の理論値は次式で与えられる[B-4]。

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{数式 B-62}$$

A: 受信BPF出力のFSK信号電圧の振幅

σ^2 : 受信BPF出力の雑音電力

数式B-62から得られるFSK遅延検波のBER特性を図B-64に示す。ターゲットBERを 10^{-3} または 10^{-6} に設定したときに、受信BPF出力で要求される所要SNR(Signal to Noise Ratio) ($=A^2/2\sigma^2$)を図B-64から読み取った結果を表B-5に示す。



図B-64 FSK遅延検波のBER特性(理想検波の場合)