

平成 21 年度経済産業省委託事業成果

**国際標準共同研究開発事業**  
**(周波数制御・選択に係る MEMS デバイスの評価方法に関する標準化) 成果報告書**  
**< 別冊 >**

**第2部**

**周波数制御・選択に係る GHz 帯デバイスの  
評価方法標準化に関する調査研究**

平成 22 年 3 月

社団法人 電子情報通信学会



## 2. 周波数制御・選択に係る GHz 帯デバイスの評価法

### 2.1 概要

高度情報化社会を支える電子デバイスの1つに水晶振動子やSAWデバイスなどに代表される圧電デバイスがある。特に、周波数基準源として多く用いられている水晶振動子では、近年の加工技術の進歩に伴って、従来ではHF帯に留まっていた作製技術がVHF・UHF帯にまで可能となってきた。これに関連して振動子の特性をこの周波数帯で測定することが必要になっている。

しかし、水晶振動子の共振周波数や等価パラメータなどを評価する測定法としては、Center Line MethodやFr-meter、 $\pi$ 回路による伝送測定法などがあるものの、いずれも125MHz帯程度までを対象とするものであり、GHz帯で適用可能な測定法が望まれている。

GHz帯を対象とする測定では、被測定対象となる振動子だけでなく、振動子を装着する回路の特性も分布定数回路として測定結果に大きく影響することが想定される。

そこで、GHz帯水晶振動子の特性測定法を実現するため、2つのプロセスをとることを考えた。その一つは、GHz帯の回路として実績のあるマイクロストリップ線路を用いる方法について検討すること、そして、2つ目として、テスト・フィクスチャを開発することである。

この2つのテーマは、互いに強い関連性をもっている。即ち、テスト・フィクスチャの校正には、校正用の標準抵抗を必要とするが、通常提供されている標準抵抗は同軸形状でありGHz帯水晶振動子の形状と同じものが存在しないこと、また、形状を同じにした場合、正確な校正が実現できない可能性をもつなどのことが考えられる。一方、水晶振動子はその周波数特性の中にリアクタンス分がゼロとなる無誘導周波数を持っている。したがって、この無誘導周波数を正確に決定できれば、これをテスト・フィクスチャの校正に利用することができる。このために、マイクロストリップ線路を用いる方法を検討することとしたが、この方法は正確さ故に測定手順が複雑になることが想定され、国際標準化の点では、校正により正確さを保証できるテスト・フィクスチャを用いることが必要となる。

このことから、本事業では、1GHz程度までの振動子への適用を想定し、周波数制御・選択に係るGHz帯水晶振動子の周波数測定法を確立し、国際標準化を行うことを最終目標とし、以下の2つの課題について、検討を進めている。

- (1) GHz帯でも他部品に比し高Qである水晶振動子のインピーダンスを高い精度で評価可能な測定技術を構築する。
- (2) (1)の技術の基に、テスト・フィクスチャを開発する。

以下に、これらの各項目について検討した結果を報告する。

## 2.2 GHz帯水晶振動子の周波数特性測定

### 2.2.1 まえがき

GHz帯を対象とする測定では、被測定対象となる水晶振動子だけでなく、水晶振動子を装着する回路の特性も分布定数回路として測定結果に大きく影響することが想定される。例えば、水晶振動子を装着する部分に存在する1pFの容量は1GHzの周波数の下で約160Ωと低インピーダンスを呈し、水晶振動子本来の特性測定を困難にすることが予想される。

GHz帯水晶振動子は、HF帯の水晶振動子に比しQ値が低くなるが、GHz帯における他の電子部品に比べ高Qであることは間違いなく、合理性をもって正確に水晶振動子の周波数特性を測定することが求められる。

そこで、高周波数帯で実績のあるマイクロストリップラインを用いることについて検討し、GHz帯水晶振動子の周波数特性を合理的に評価可能であることを明確化する。

### 2.2.2 分布定数回路とマイクロストリップライン

ここでは、振動子を装着する基準面である回路基板の特性を、明確にすることを目的とした。

そこで、まず、基板の構成による周波数特性を検討するため、数種の構成のマイクロストリップラインを設計し、評価することにした。

図1に、マイクロストリップラインの外観を示す。上面と下面の導体で誘電体を挟んであり、上面の導体が伝送線路で、下面の導体はグラウンドになっている。

図2～4に、検討したマイクロストリップラインの構成を示す。

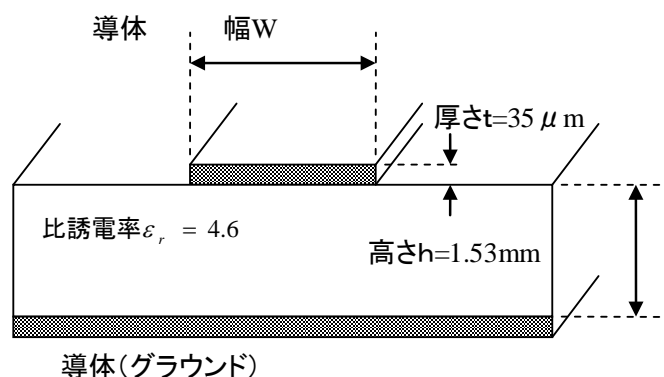


図1 マイクロストリップラインの外観

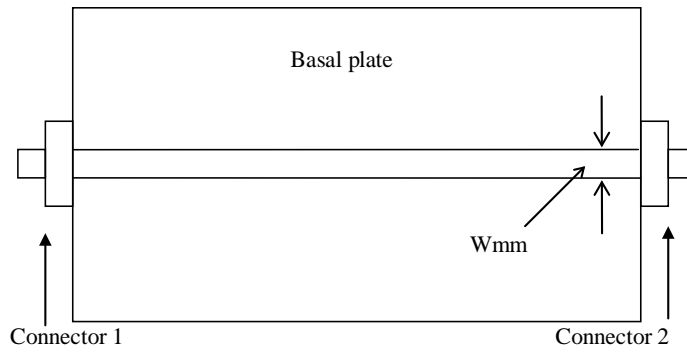


図2 ラインのみの基板構成

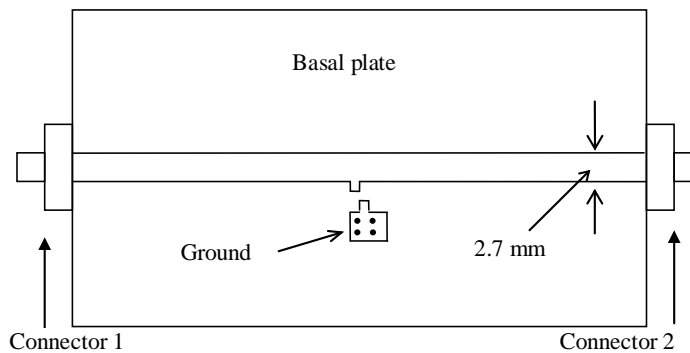


図3 振動子を載せるための基板構成その1

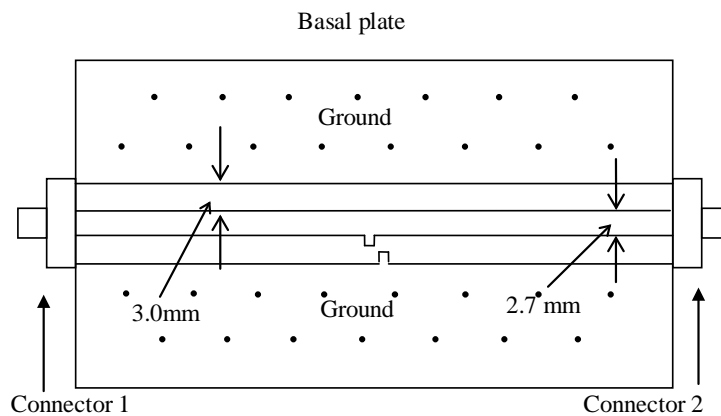


図4 振動子を載せるための基板構成その2

図2は、マイクロストリップラインの基本構造であり、上面の導体部分が伝送ラインのみで構成した基板を示す。

図3は、振動子を載せるための構成として、図2のマイクロストリップラインの外に、基板の中央に裏面とスルーホールしたグランド部分を設置した構成を示している。

図4も、振動子を載せるための他の構成で、図2のマイクロストリップラインと、それから上下3[mm]離れた部分がすべて裏面とスルーホールしたグランド部分を設置させ

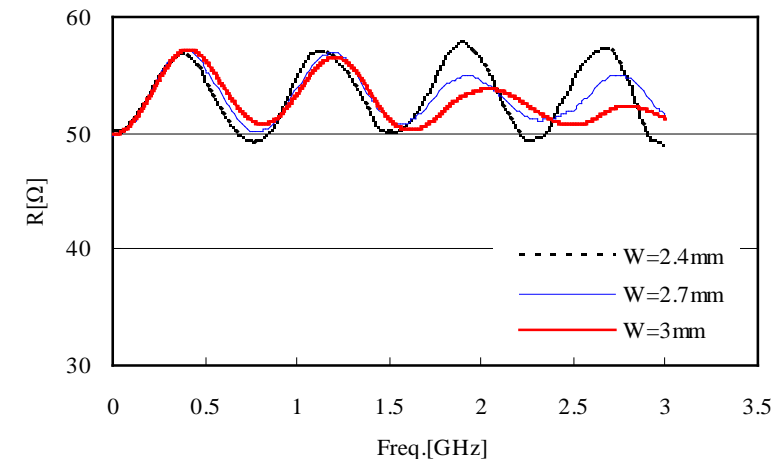
た構成を示している。

振動子を装着することを考慮してグランド部分を設置したわけであるが、それを設置するかしないかで特性にどのような違いがあるかも評価することを考え、まず、このような3つの構造で検討を行うことにした。また、図2~4の基板の両終端部にはSMAコネクタを接続した。

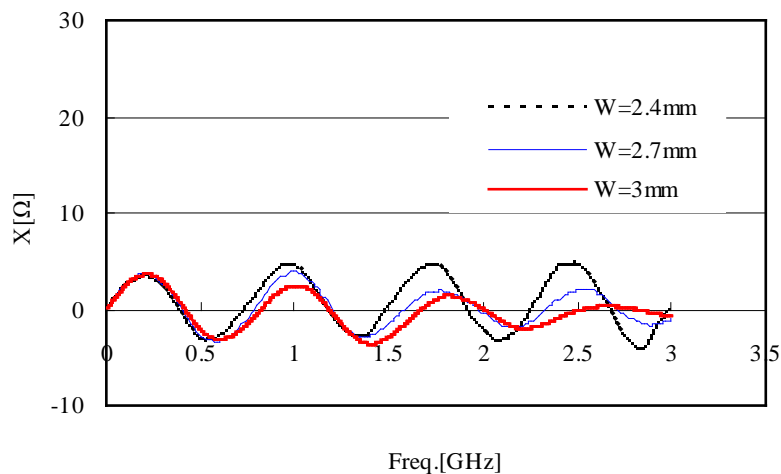
基板は、高周波でよく使用される特性インピーダンス  $50[\Omega]$  のマイクロストリップラインを作製することにし、市販のガラス・エポキシ基板【カタログパラメータ：誘電体の厚さ  $h=1.53[\text{mm}]$ ，比誘電率  $\epsilon_r=4.5$ ，導体の厚さ  $t=0.035[\text{mm}]$ 】を使用した。

基板作製機には Board Master (Protomat C20：作製精度  $\pm 5\mu\text{m}$ )，基板作製ソフトに Circuit-CAM を使用した。また、作製した基板の特性測定にはネットワークアナライザ (Agilent E5062A) を用い、片端を  $Z_0=50\Omega$  で終端し、反射法による S パラメータ測定を行った。

まず、ライン幅による特性への影響を見るため、図2の基板構成のマイクロストリップラインを用いて、片端からみたインピーダンス  $Z_L$  (後述される式(17)，図9参照) を測定した。図5にその結果を示す。なお、基板寸法は  $50\times 100[\text{mm}^2]$  とした。



(a) R の周波数特性



(b) X の周波数特性

図5 ライン幅の変化による実測結果

図5の(a)は $Z_L$ の実数部 $R$ , (b)は虚数部 $X$ の周波数特性をそれぞれ示しており、ライン幅 $W=2.7$  [mm]を中心に $\pm 0.3$  [mm]変化させた場合の結果を示す。(a)の結果を見ると、全体的に $50\ \Omega$ より大きな値をとり、周波数に対し $4\sim 7\ \Omega$ 程度の変動をもつことがわかる。また、(b)の結果からリアクタンス分は小さいものの $\pm 4\ \Omega$ 程度の変動をもつことがわかる。

(a), (b)両方の結果から、周波数に対する変動は回路を構成する要素が分布定数回路であることから各要素間の電磁界分布の不整合により定在波が生じていることが考えられる。また、ライン幅による変動の大きさは、1GHz程度までは同程度であることが分かる。また、 $W=2.7, 3.0$  [mm]の特性から、周波数が高くなるに伴い変動の振幅に小さくなる傾向がみられた。

特性インピーダンスが $50\ \Omega$ となるマイクロストリップラインを作製することを目標に、ライン幅 $W=2.7$  [mm]を中心に $\pm 0.3$  [mm]変化させて特性を評価したが、現段階では最適なライン幅を見出すことができなかった。

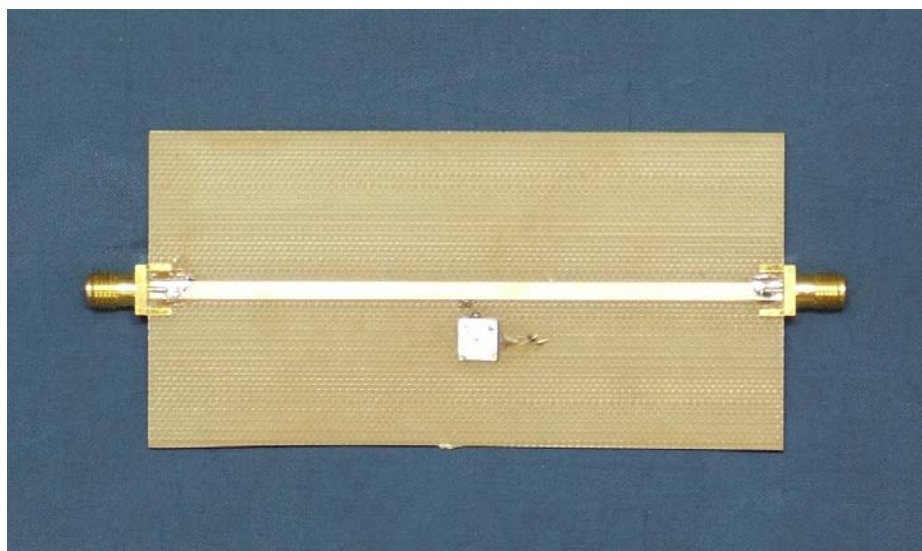
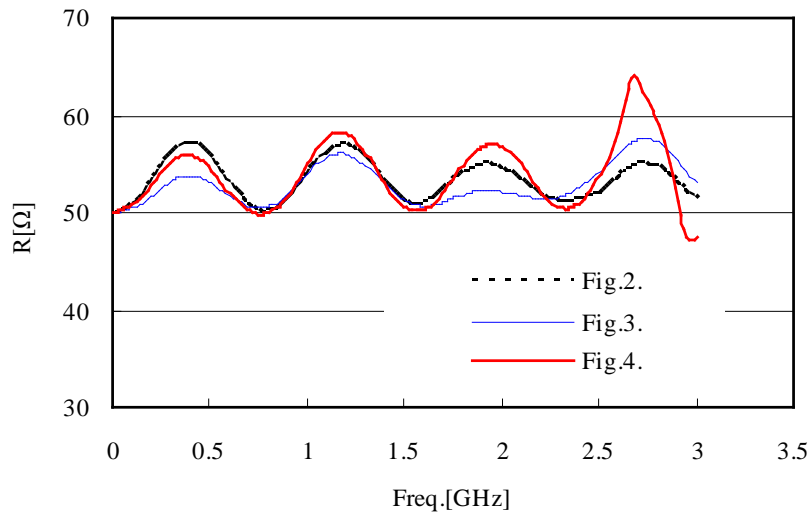


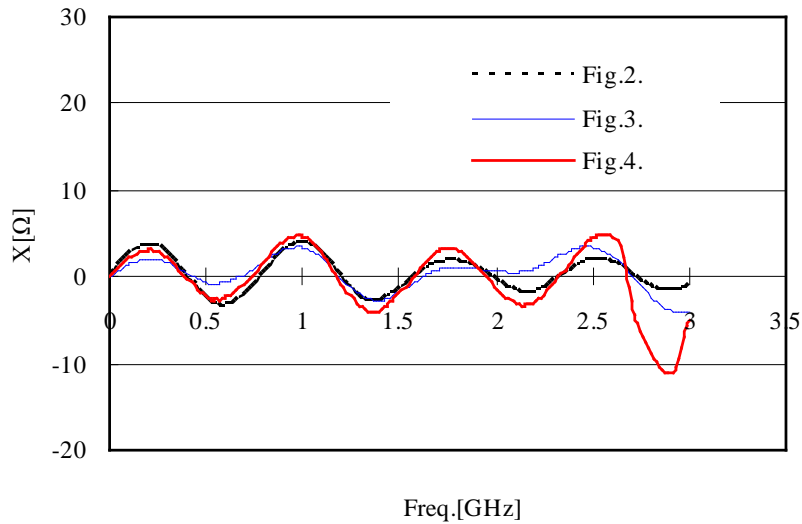
図6 実際に作製した基板構成(図3の構成)



図7 実際に作製した基板構成(図4の構成)



(a) R の周波数特性



(b) X の周波数特性

図 8 基板構成の変化による実測結果

次に、グラウンドの面積がどのように特性に影響を与えるか評価するため、図 2~4 の回路構成について、片端を  $50\ \Omega$  で終端し、反射法による S パラメータ測定を行った。図 8 にその結果を示す。また、この検討では  $W=2.7\ [\text{mm}]$  とし、3 種類の基板の寸法共  $50 \times 100\ [\text{mm}^2]$  とした。

図 8 の (a) は  $Z_L$  の実数部 R, (b) は虚数部 X の周波数特性をそれぞれ示しており、図中のパラメータは、図 2~4 の回路構成を、それぞれ示している。

図 (a), (b) の結果を見ると、マイクロストリップライン上面のグラウンドの面積で、変動の振幅に違いがあることが分かる。また、図 4 の回路構成の場合、 $2.5 \sim 3\ [\text{GHz}]$  付近の周波数で、変動が  $10\ \Omega$  以上となることが分かった。

本検討では  $1\ [\text{GHz}]$  程度までの振動子への適用を想定しているため、いずれの構成でも良いと思われたが、変動が一番小さくなっていた図 3 の構成が良いと考えた。

### 2.2.3 マイクロストリップラインの特性フィッティング

前節の検討に基づいて、図3のマイクロストリップラインの周波数特性を評価するため、分布定数線路による解析式を誘導することにした。

分布定数線路の特性インピーダンスおよび伝搬定数を、それぞれ、 $Z_w$ ,  $\gamma(=\alpha + j\beta)$  で、また、線路の物理的な長さを  $l$  で表すと、線路方程式は式(1)で表せる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_w \sinh \gamma l \\ (1/Z_w) \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

損失  $\alpha$  は導体損失係数  $\alpha_c$ , 誘電体損失係数  $\alpha_d$  として  $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$  となり、以下の式を用いて表せる。

$$\alpha_c = \frac{r_1 + r_2}{2Z_w} \quad \alpha_d = \frac{\epsilon_r \pi f (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{C_0 (\epsilon_r - 1) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2)$$

$$r_1 = \frac{LR}{w} \left( \frac{1}{\pi} + \frac{1}{\pi^2} \ln \frac{4\pi w}{T} \right) \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (3)$$

$$r_2 = \frac{1}{h(w/h + 5.8 + 0.03 \cdot h/w)} \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (4)$$

$$LR = \begin{cases} 1 & w/h \leq 0.5 \\ 0.94 + 0.132 \frac{w}{h} - 0.0062 \left( \frac{w}{h} \right)^2 & 0.5 < w/h \leq 10 \end{cases} \quad (5)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot h/w}} \quad (w/h \geq 1) \quad (6)$$

また、位相定数  $\beta$  は1波長( $\lambda$ )で  $2\pi$  [rad]変化し、 $f\lambda = v$  (但し、 $f$ : 周波数,  $v$ : 位相伝搬速度)なる関係があることから、式(7)のような関係がある。

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v} = \omega \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad (7)$$

但し、 $\epsilon_{eff}$ は基板誘電体の実効比誘電率とし式(8)に示す。また  $c=3.0 \times 10^8$  [m/s]を表す。

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (8)$$

ただし、上式が成り立つのは  $W/h \geq 1$  の場合

図3のマイクロストリップラインの構成では、分布定数回路として、左からコネクタ1、ストリップライン、コネクタ2の順に縦続接続されているので、それぞれのFマトリクスを $[F_1]$ 、 $[F_s]$ 、 $[F_2]$ とし、

$$[F_1] = \begin{bmatrix} \cos \beta_1 l_1 & jZ_{w1} \sin \beta_1 l_1 \\ \frac{j \sin \beta_1 l_1}{Z_{w1}} & \cos \beta_1 l_1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$[F_s] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_s l_s & Z_{ws} \sinh \gamma_s l_s \\ \sinh \gamma_s l_s / Z_{ws} & \cosh \gamma_s l_s \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$[F_2] = \begin{bmatrix} \cos \beta_2 l_2 & jZ_{w2} \sin \beta_2 l_2 \\ \frac{j \sin \beta_2 l_2}{Z_{w2}} & \cos \beta_2 l_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

[但し、 $\epsilon_{effi}$ 、 $L_i$ 、 $Z_{wi}$  ( $i=1, s, 2$ ) は、それぞれ  $i$  ( $=1, s, 2$ ; コネクタ1,  $s$ ; ストリップライン,  $2$ ; コネクタ2)の位相定数、物理的な長さ、特性インピーダンスを表す]で表すと、全体のFマトリクス $[F_{total}]$ は次式のように導ける。

$$[F_{total}] = [F_1] \cdot [F_s] \cdot [F_2] \equiv \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (12)$$

但し ( $\theta_1 = \beta_1 l_1, \theta_s = \gamma_s l_s, \theta_2 = \beta_2 l_2$ ) のとき

$$A = (\cos \theta_1 \cosh \theta_s + jZ_1 / Z_s \cdot \sin \theta_1 \sinh \theta_s) \cos \theta_2 + j(Z_s \cos \theta_1 \sinh \theta_s + jZ_1 \sin \theta_1 \cosh \theta_s) / Z_2 \sin \theta_2 \quad (13)$$

$$B = jZ_2 (\cos \theta_1 \cosh \theta_s + jZ_1 / Z_s \cdot \sin \theta_1 \sinh \theta_s) \sin \theta_2 + (Z_s \cos \theta_1 \sinh \theta_s + jZ_1 \sin \theta_1 \cosh \theta_s) \cos \theta_2 \quad (14)$$

$$C = (j \sin \theta_1 \cosh \theta_s / Z_1 + \sinh \theta_s \cos \theta_1 / Z_s) \cos \theta_2 + j(\cos \theta_1 \cosh \theta_s + j Z_s / Z_1 \sin \theta_1 \sinh \theta_s) / Z_2 \sin \theta_2 \quad (15)$$

$$D = (\cos \theta_1 \cosh \theta_s + j Z_s / Z_1 \sin \theta_1 \sinh \theta_s) \cos \theta_2 + j Z_2 (j \sin \theta_1 \cosh \theta_s / Z_1 + \sinh \theta_s \cos \theta_1 / Z_s) \sin \theta_2 \quad (16)$$

図9は、式(12)より求められるFパラメータもつ回路を $Z_0$ で終端した構成を表している。このとき、他端から見たインピーダンス $Z_L$ を求めると次式のように導ける。

$$Z_L \equiv \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AZ_0 + B}{CZ_0 + D} = R + jX \quad (17)$$

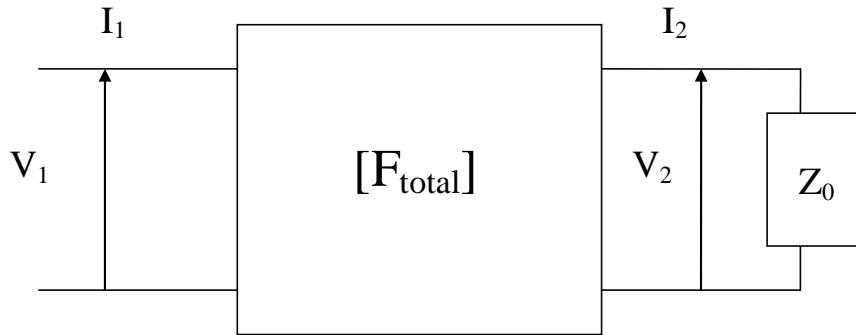


図9 2端子対回路

片端を $Z_0=50\Omega$ で終端し、他端から見たインピーダンス $Z_L$ の測定値と解析結果がどの程度まで一致するか、パラメータ値を変化させることで特性のフィッティングを行うことにした。

また、 $Z_0=50\Omega$ で終端した条件から得たパラメータ値によって、 $Z_0 \neq 50\Omega$  (SHORT, OPEN 治具)の終端条件下の $Z_L$ を、どの程度評価可能かも検討することとした。

フィッティングの方法として、式(9)~(11)の計算に必要となる2つのコネクタと基板のパラメータ(特性インピーダンスと実効比誘電率)の値を変化させ、実測結果に一致する、乃至は、近似する値を決定することにした。

図10に実際に作製したマイクロストリップライン(寸法 $50 \times 50$ [mm<sup>2</sup>])を示す。

また、図11~13にそれぞれ図10の基板を $Z_0=50\Omega$  (LOAD治具)、及び、 $Z_0 \neq 50\Omega$ の終端条件として、 $Z_0=0, \infty$  (SHORT, OPEN治具)で終端したときの結果を示す。各図共、(a)は実数部R、(b)は虚数部Xを示している。

表1はマイクロストリップラインのパラメータを示し、表2には、特性フィッティン

グしたときの式(9)～(11)の計算に必要となる2つのコネクタと基板のパラメータを示す。

表1 マイクロストリップラインのデータ

w: ライン幅 [m]	$2.7 \times 10^{-3}$
h: 基板の厚さ [m]	$1.53 \times 10^{-3}$
t: 導体の厚さ [m]	$35 \times 10^{-6}$
$\sigma$ : 導電率 [S/m]	$58 \times 10^6$
$\tan \delta$ : loss tangent of dielectric	0.02
$\mu_0$ : 真空透磁率 [H/m]	$0.125 \times 10^{-6}$
$\epsilon_r$ : 基板比誘電率	4.5
$\epsilon_{eff}$ : 実効比誘電率	3.376

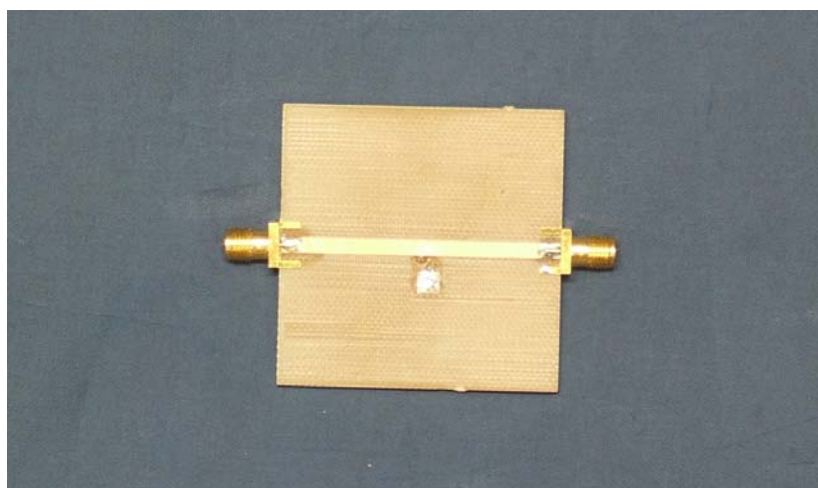
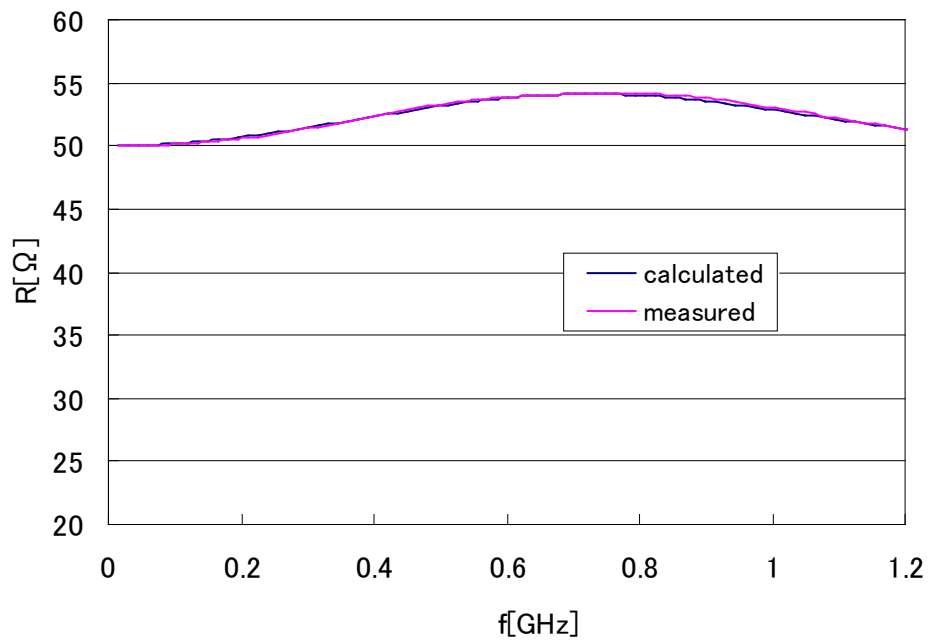


図10 基板(寸法  $50 \times 50$  [mm<sup>2</sup>])

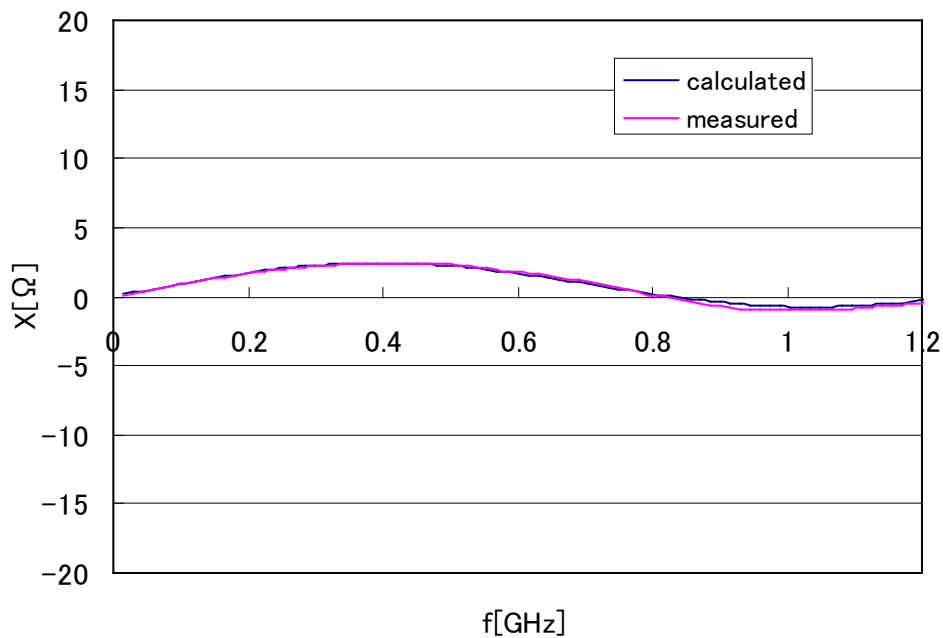
表2 フィッティングさせたときのパラメータ

Connector 1		Micro strip line		Connector 2	
$\epsilon_1$	2.01	$\epsilon_{eff}$	3.376	$\epsilon_2$	2
$L_1$ [m]	0.01	$L_s$ [m]	0.05	$L_2$ [m]	0.01
$Z_{w1}$ [ $\Omega$ ]	54	$Z_{ws}$ [ $\Omega$ ]	51.95	$Z_{w2}$ [ $\Omega$ ]	49.9

基板(寸法  $50 \times 50$  [mm<sup>2</sup>])

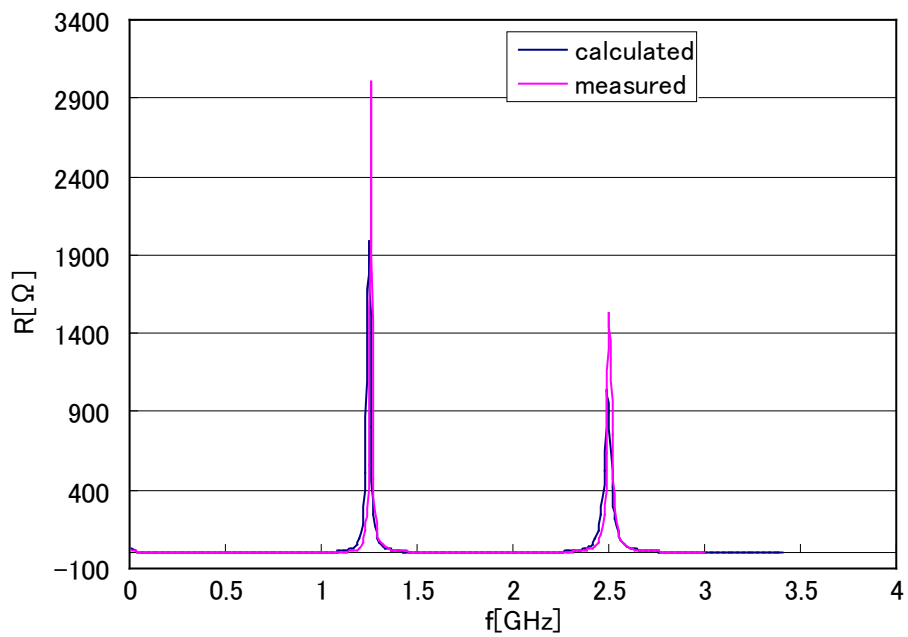


(a) Rの周波数特性

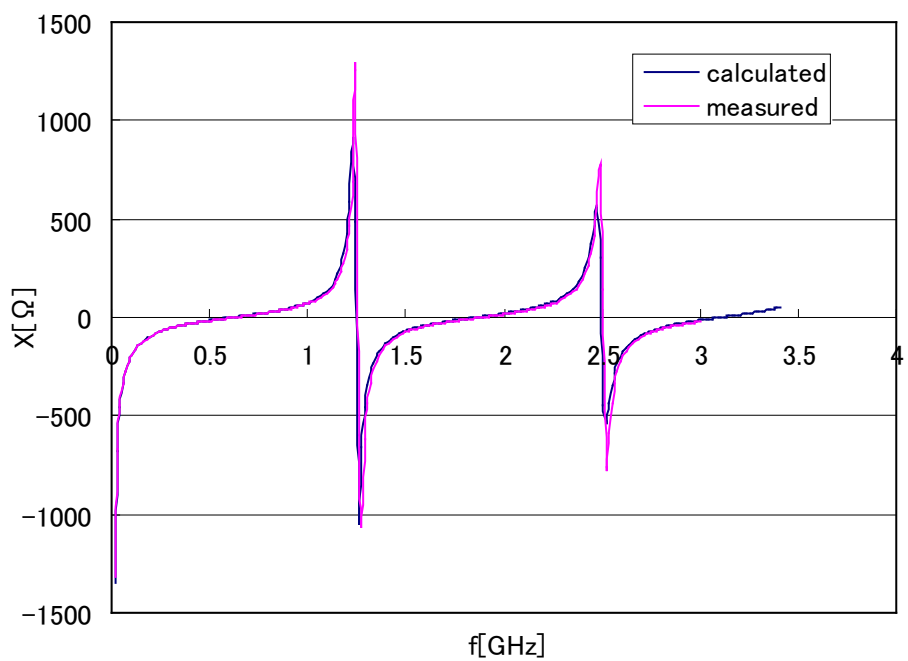


(b) Xの周波数特性

図 11 実測値と計算値の比較 ( $Z_0=50 \Omega$ )

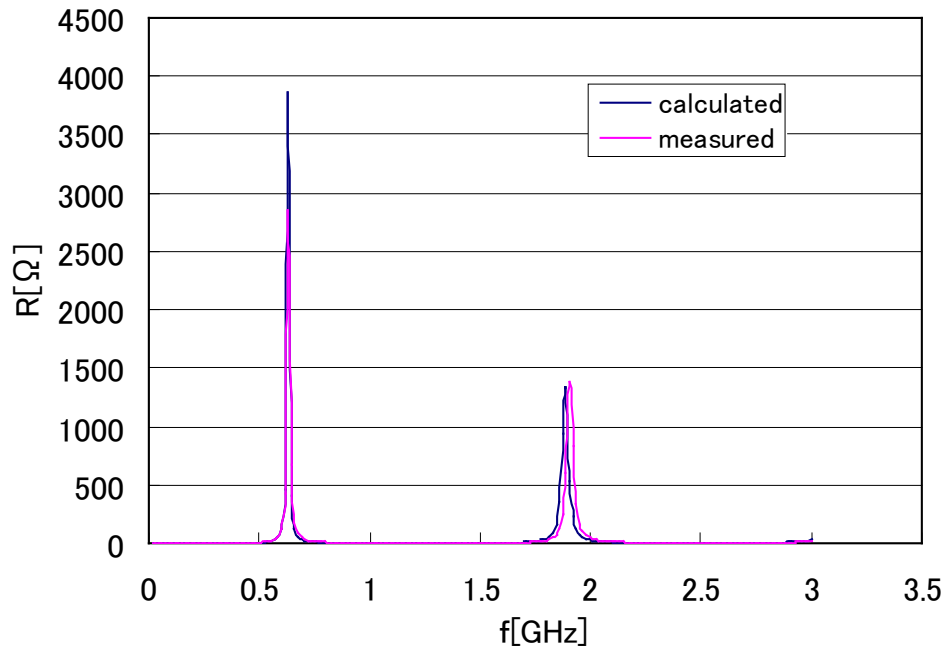


(a) R の周波数特性

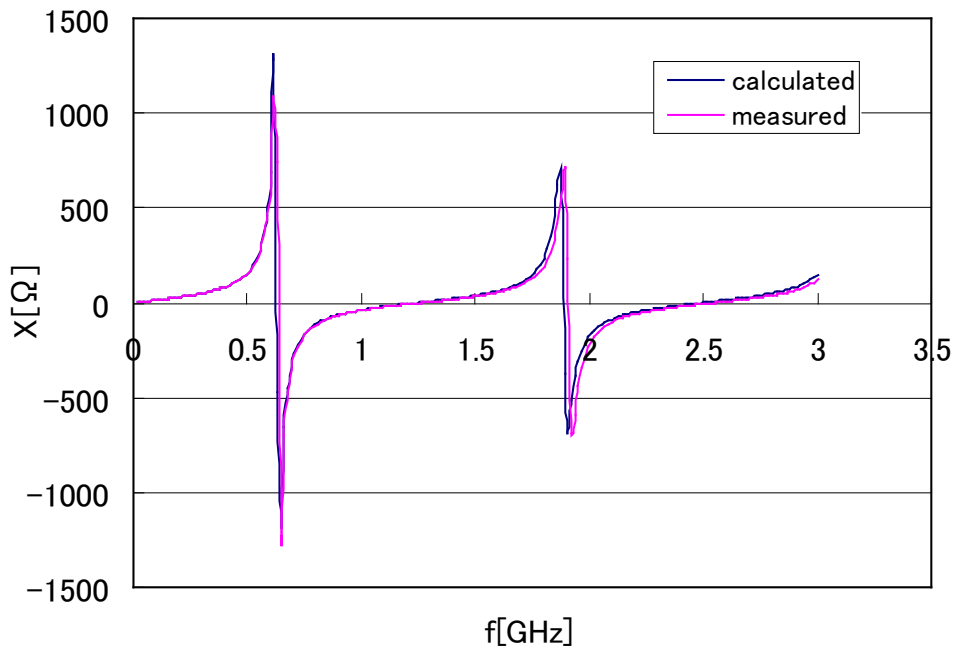


(b) X の周波数特性

図 12 実測値と計算値の比較 ( $Z_0 = \infty \Omega$ )



(a)  $R$  の周波数特性



(b)  $X$  の周波数特性

図 13 実測値と計算値の比較 ( $Z_0=0 \Omega$ )

次に、基板寸法の異なる例として、基板寸法 $100 \times 50$  [mm<sup>2</sup>]のマイクロストリップラインを示す。図15～17に、この基板をそれぞれ $Z_0=50 \Omega$  (LOAD治具)、及び、 $Z_0 \neq 50 \Omega$ の終端条件として、 $Z_0=0, \infty$  (SHORT, OPEN治具)で終端したときの結果を示す。各図共、(a)は実数部R、(b)は虚数部Xを示している。

表3には、特性フィッティングしたときの式(9)～(11)の計算に必要となる2つのコネクタと基板のパラメータを示す。

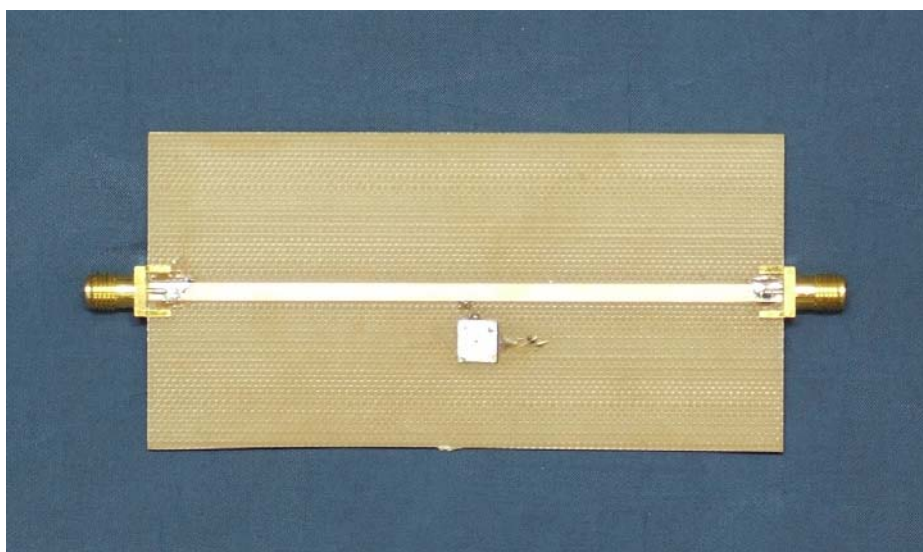
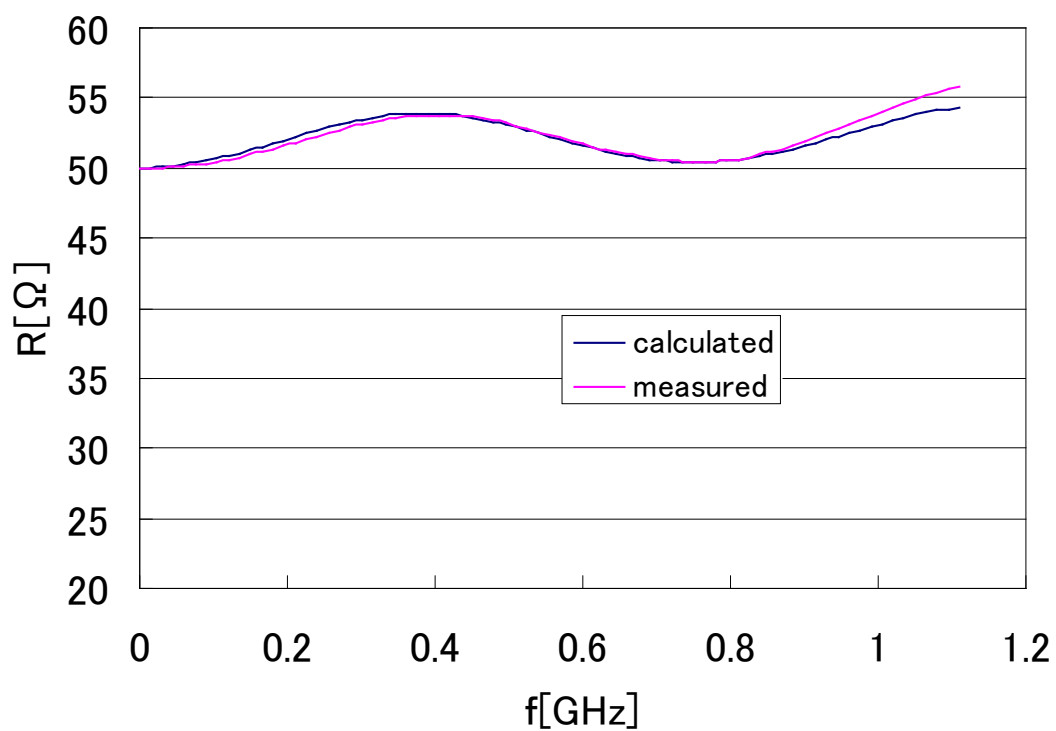


図14 基板(寸法  $100 \times 50$  [mm<sup>2</sup>])

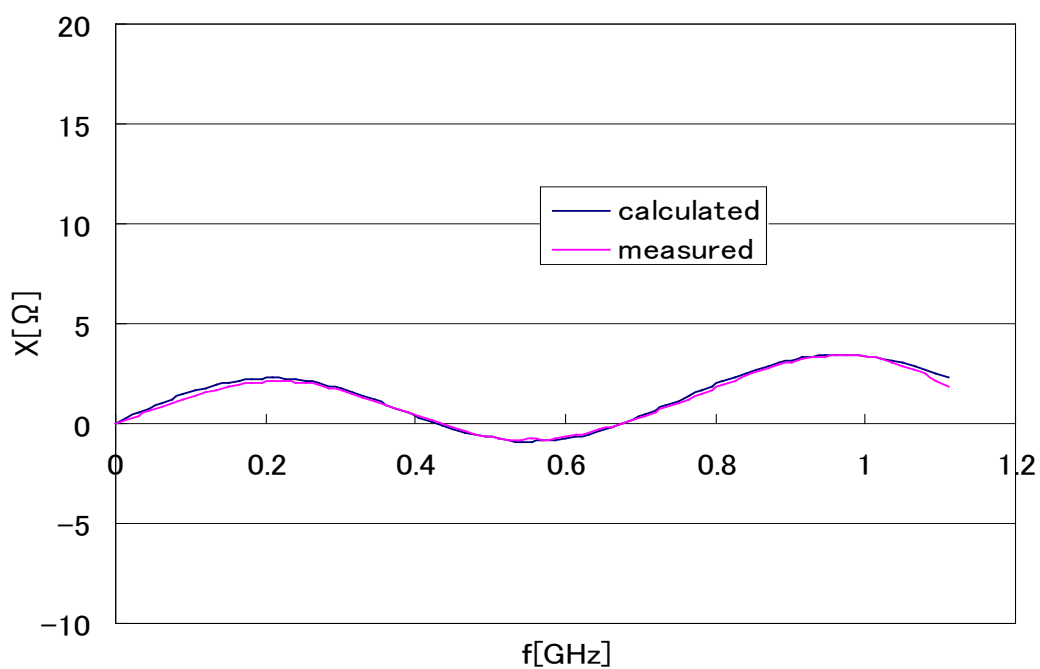
表3 フィッティングさせたときのパラメータ

Connector 1		Micro strip line		Connector 2	
$\epsilon_1$	2.6	$\epsilon_{\text{eff}}$	3.31	$\epsilon_2$	1.8
$L_1$ [m]	0.01	$L_s$ [m]	0.05	$L_2$ [m]	0.01
$Z_{w1}$ [ $\Omega$ ]	54.8	$Z_{ws}$ [ $\Omega$ ]	51.9	$Z_{w2}$ [ $\Omega$ ]	50.4

基板(寸法  $50 \times 100$  [mm<sup>2</sup>])

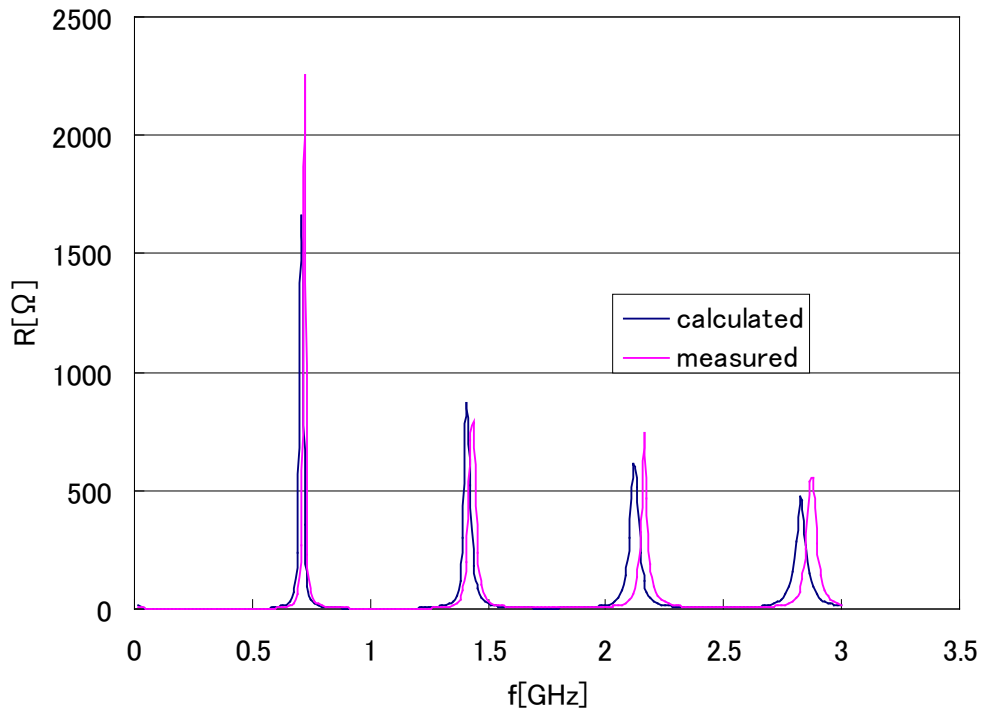


(a) Rの周波数特性

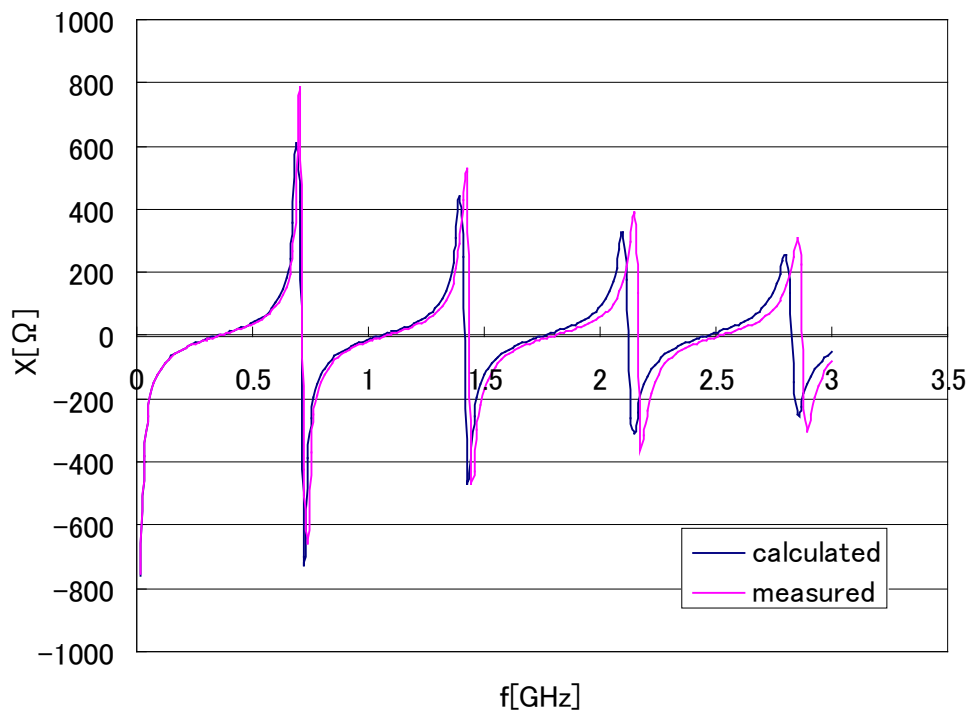


(b) Xの周波数特性

図 15 実測値と計算値の比較 ( $Z_0=50 \Omega$ )

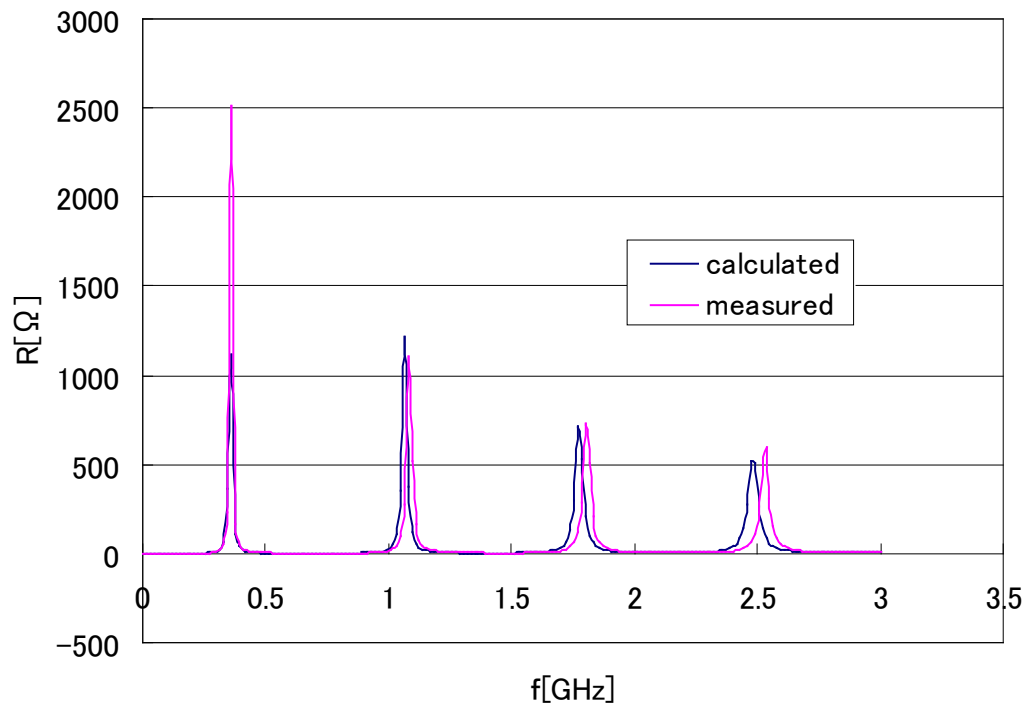


(a) Rの周波数特性

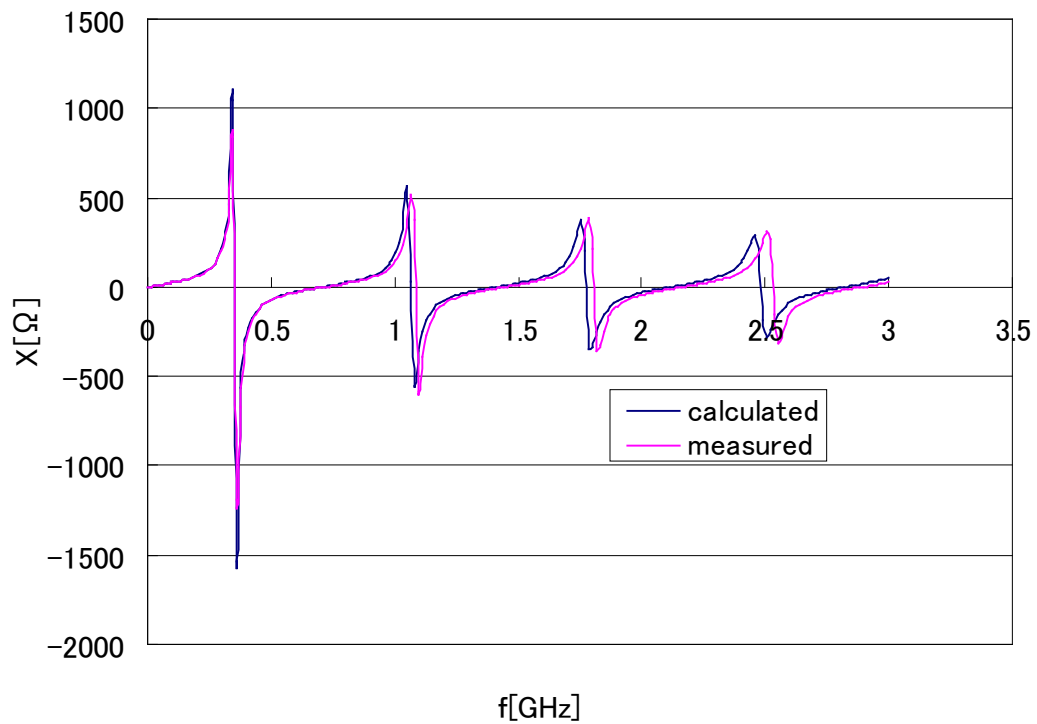


(b) Xの周波数特性

図 16 実測値と計算値の比較 ( $Z_0 = \infty \Omega$ )



(a) R の周波数特性



(b) X の周波数特性

図 17 実測値と計算値の比較 ( $Z_0=0 \Omega$ )

## 2.2.4 $\lambda/4$ マイクロストリップラインを用いた水晶振動子の周波数特性測定

まず、図 18 に寸法  $50 \times 50$  [mm<sup>2</sup>] のマイクロストリップラインを SHORT 治具で終端した場合の、600MHz 近傍における共振部分の特性を示す。他端から見たインピーダンスを ( $Z_{\lambda/4}$ ) としており、図中のパラメータは、実測結果で、それぞれ実数部 R, 虚数部 X の周波数特性を示している。また、実際に特性測定に用いたマイクロストリップラインを図 19 に示す。ここで、寸法  $50 \times 50$  [mm<sup>2</sup>] は 620MHz 近傍の  $\lambda/4$  に該当する。

この実測結果の共振特性から、620MHz 近傍のマイクロストリップラインは並列共振回路で近似できると考えた。

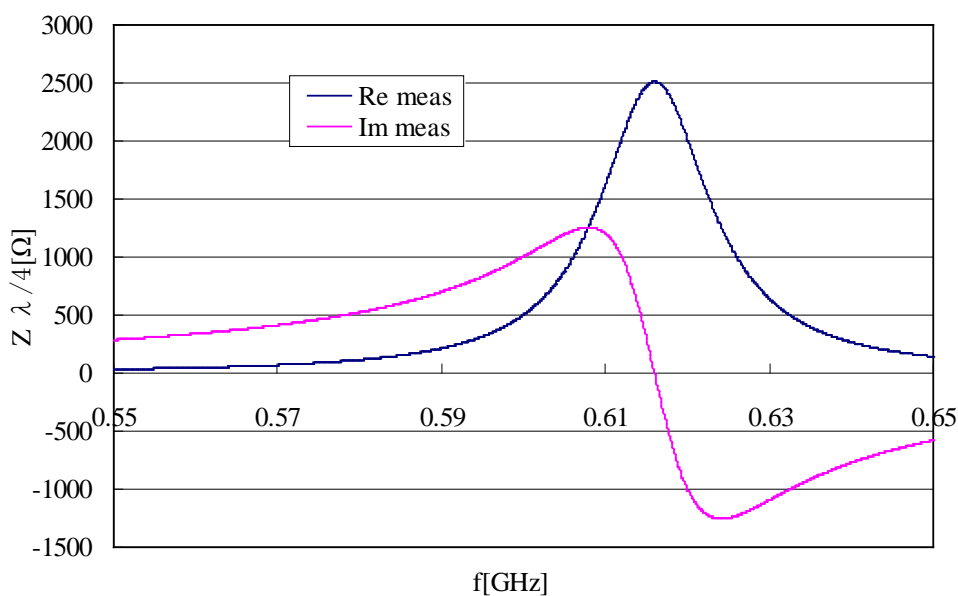


図 18 マイクロストリップライン(基板寸法 50mm $\times$ 50mm)周波数特性

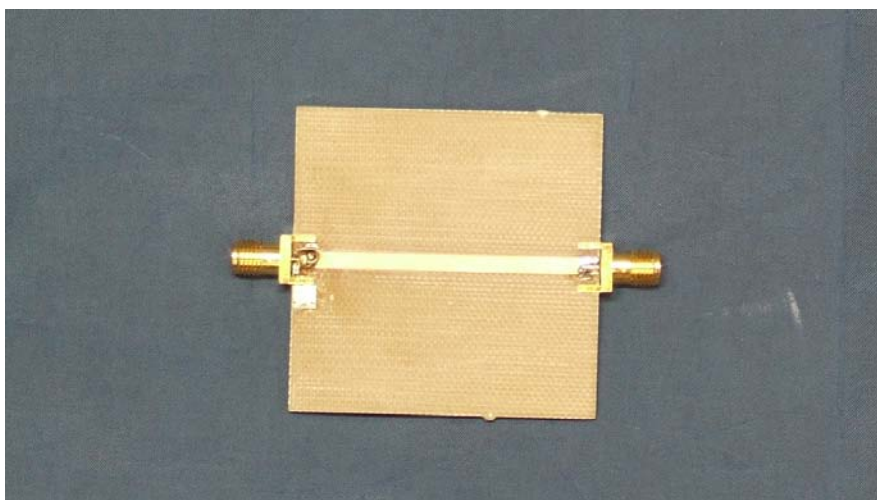


図 19 寸法  $\lambda/4$ (寸法 50mm $\times$ 50mm)のマイクロストリップライン

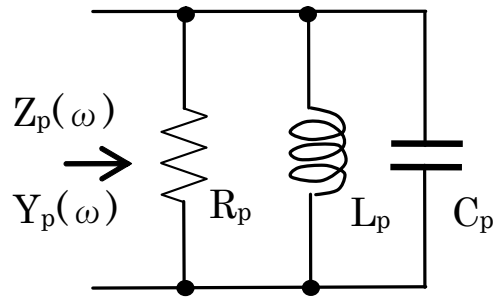


図 20 並列共振回路によるマイクロストリップラインの等価回路

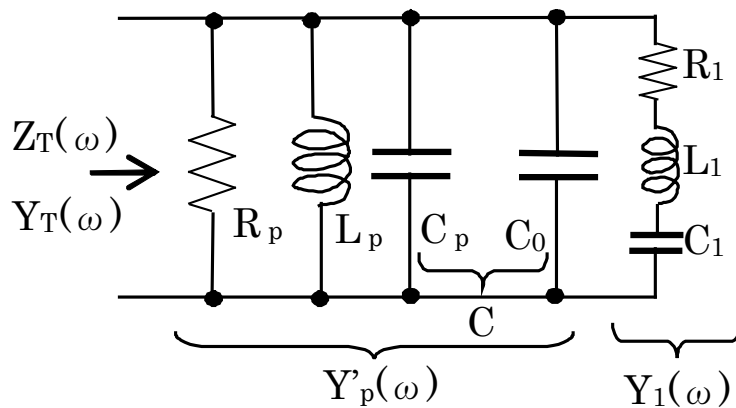


図 21 振動子を装着した場合の等価回路

図 20 は、並列共振回路によるマイクロストリップラインの等価回路を示している。

したがって、振動子装着時のマイクロストリップラインの等価回路は、並列共振周波数近傍で図 21 のように表すことができる。図 21 は並列共振回路に、更に、並列に  $C_0$  が接続させている部分を  $Y'_p(\omega)$ 、また、直列共振回路の部分を  $Y_1(\omega)$  として、それらが並列に接続された構成である。

そこで、まずは、図 18 の実測結果と計算結果がどの程度まで一致するか、他端からみたインピーダンスの特性のフィッティングを行うことにした。並列共振回路のパラメータは、実測値に一致乃至は近似する値を決定することとした。

図 22 に実測値と計算値の比較を示す。図中のパラメータ  $\text{Re } Z_{\lambda/4}(\text{meas})$ ,  $\text{Im } Z_{\lambda/4}(\text{meas})$  は、寸法  $50 \times 50 [\text{mm}^2]$  の実測値を示している。また、 $\text{Re } Z_p(\text{cal})$ ,  $\text{Im } Z_p(\text{cal})$  は、計算結果で、 $\text{Re}$ ,  $\text{Im}$  は、それぞれ実数部、虚数部を示している。

表 4 は、計算に用いた並列共振回路のパラメータを示している。

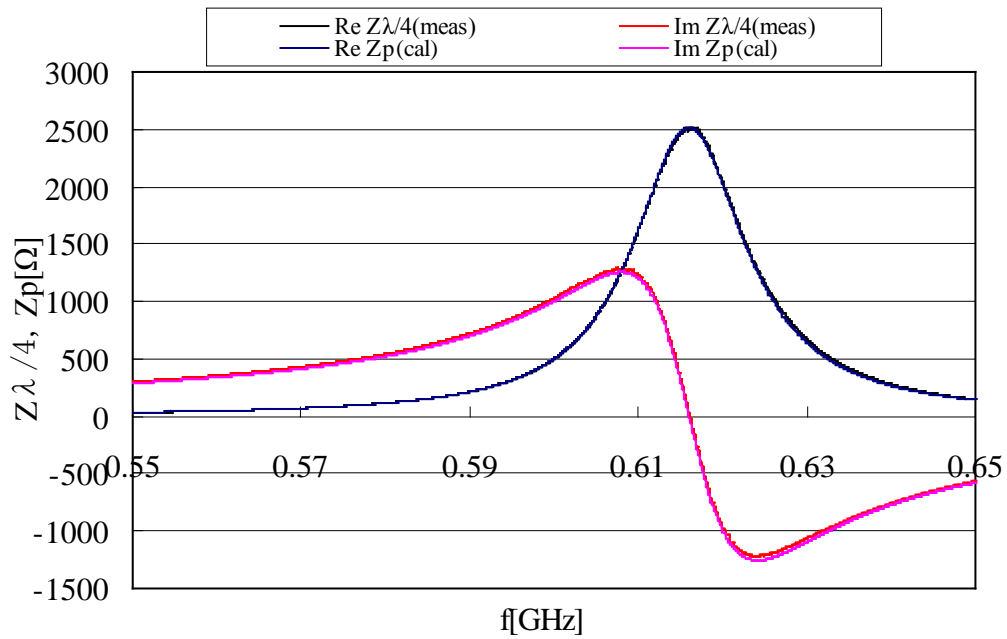


図 22 実測値と計算値の比較(寸法 50mm×50mm)

表 4 マイクロストリップラインの特性を並列共振回路  
で表現した時のパラメータ

$R_p$ [Ω]	2510
$L_p$ [H]	1.71E-08
$C_p$ [F]	3.91E-12
Q	38
F [Hz]	6.16E+08

図 23 に、図 19 の基板に 622MHz 振動子を装着した時の周波数特性を示す。同図は、他端からみたインピーダンスを  $Z_T$  として Re, Im はそれぞれ実数部, 虚数部を示している。

図 19、あるいは、図 22 の特性と見比べると、緩やかに変化する並列共振特性が低周波側にシフトしたことで 620MHz 付近にスプリアスを伴う鋭く変化する水晶振動子の特性が見て取れる。

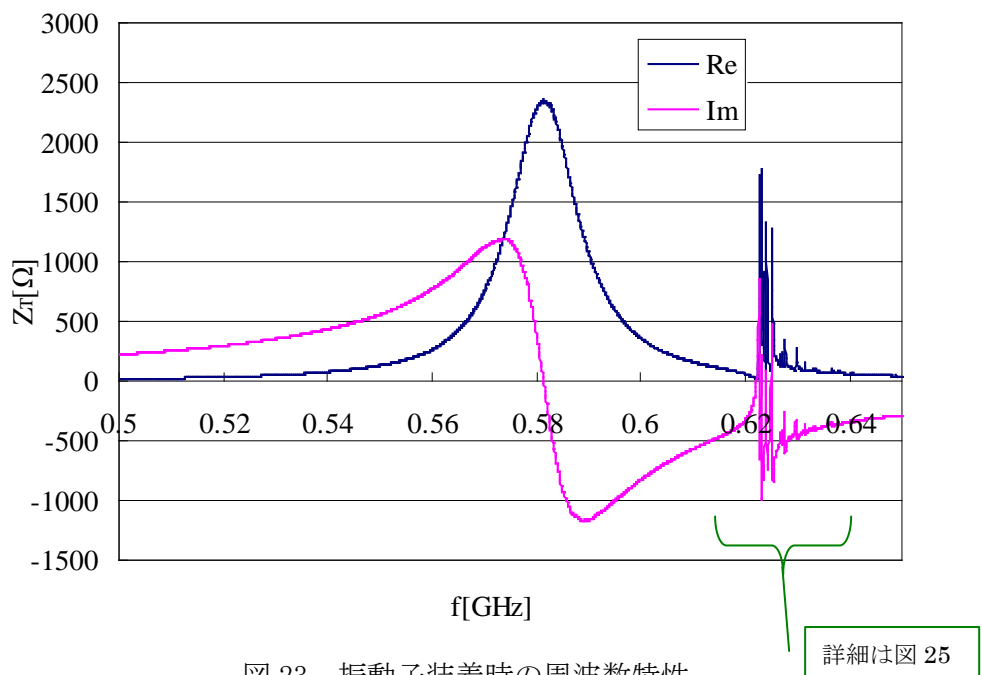


図 23 振動子装着時の周波数特性

図 24, 25 に、水晶振動子を装着する前、および装着時として実測結果（図 18, 23）の詳細を示す。

図 24 では観測している周波数範囲にわたって緩やかに変化する並列共振特性のみが現れているが、水晶振動子を装着した図 25 の結果では、鋭く変化する振動子の周波数特性が現れていることがよくわかる。

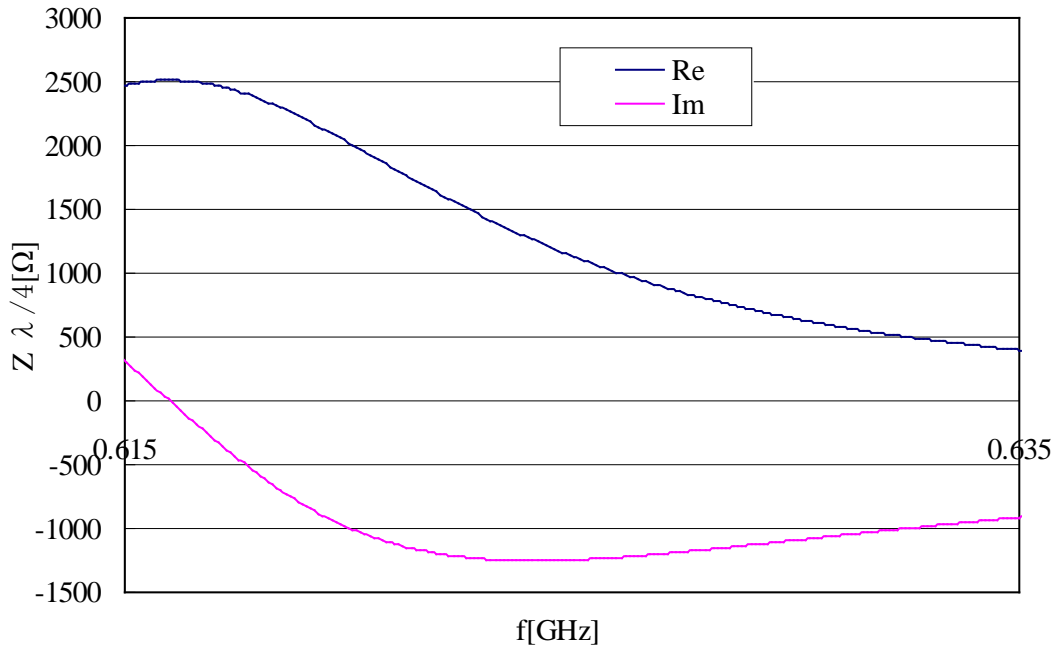


図 24 振動子装着する前 (図 18 の詳細)

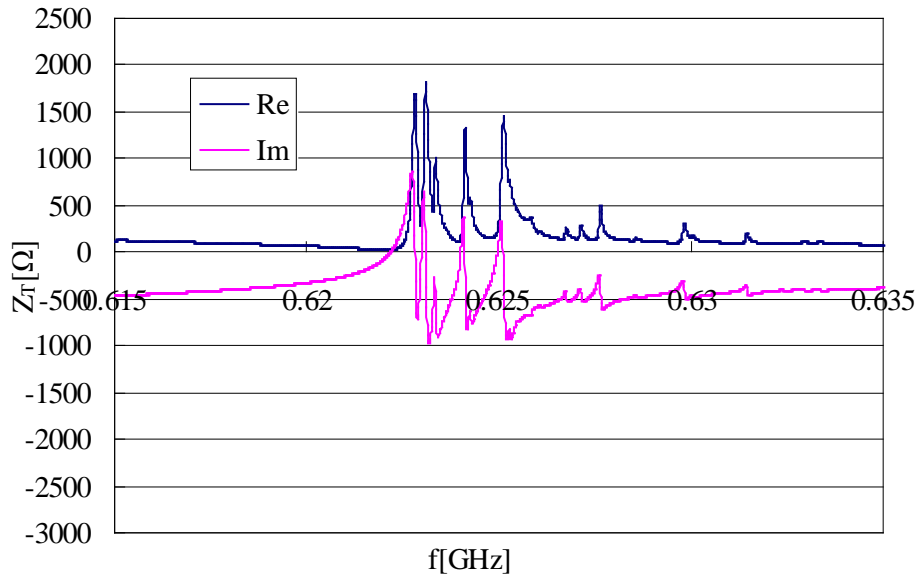


図 25 振動子装着時 (図 23 の詳細)

次に、図 26 に、水晶振動子装置時のマイクロストリップラインの共振部分の実測結果と並列共振回路による計算結果を示す。 $Z_T$ 、 $Z_p$  はそれぞれ実測結果、計算結果を示しており、Re、Im は実数部、虚数部を示している。

表 5 は、計算に用いた並列共振回路のパラメータを示している。図 26 の結果から、水晶振動子を装置したときに低周波側にシフトした低 Q な周波数変化も並列共振回路によって表現できていることがわかる。

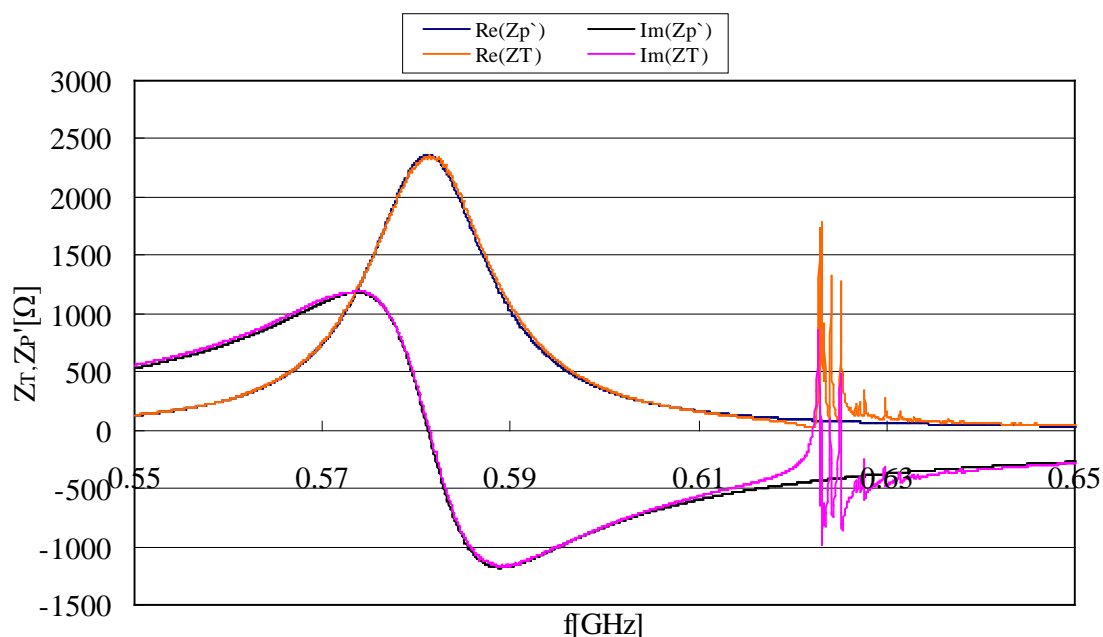


図 26 実測値と計算値の比較

表 5 振動子装着時のマイクロストリップラインに特性フィッティングしたときの並列共振回路のパラメータ

$R_p$ [Ω]	2360
$L_p$ [H]	1.71E-08
$C_p$ [F]	4.41E-12
Q	3.80E+01
f [Hz]	5.81E+08

図 26 の特性は、ほぼ並列共振常態下にある点に 600MHz の水晶振動子を装着し、同時にその点におけるインピーダンスを測定できたとして示したものであるが、周波数が 600MHz より高くなると、水晶振動子を装着した点のインピーダンスを測定できたということが困難になることが予想される。

より現実的な問題としては、水晶振動子の装着点から幾らか信号源側に戻った点から見たインピーダンスを測定することになる。そこで、水晶振動子装着点のインピーダンス  $Z_T$  を電気長  $k\lambda$  のマイクロストリップラインを通して測定したときの特性について検討した。図 27 にその構成を示す。

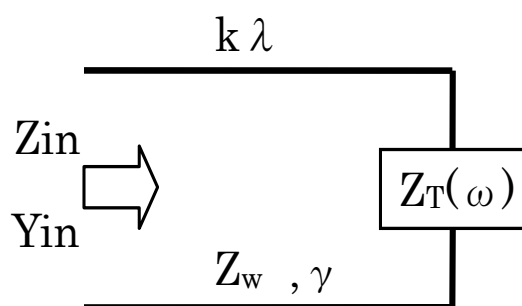


図 27  $Z_T$  をマイクロストリップラインの寸法  $L = k\lambda$  越しにみた時の構成

今、簡単のため、電気長  $k\lambda$  のマイクロストリップラインが無損失の場合 ( $\alpha = 0$ ) で、 $k\lambda = \lambda/2$ ,  $\lambda/4$  のときのインピーダンス  $Z_{in}$  及びアドミタンス  $Y_{in}$  を求めると次式のように求められる。

$$Z_{in} = Z_T \quad (k\lambda = \lambda/2) \quad (18)$$

$$Y_{in} = Z_T / Z_{ws}^2 \quad (k\lambda = \lambda/4) \quad (19)$$

図 28 は、寸法を  $k\lambda = \lambda/2$  基板としたときの実際に作製した基板を示す。

この基板を用いてインピーダンス測定を行った結果を図 29～32 に示す。図 29, 30 は振動子を装着する前、装着時の結果であり、図 31, 32 は、図 29, 30 の 622MHz 近傍を拡大した図である。図中のパラメータ  $Re$ ,  $Im$  は実数部, 虚数部を示している。

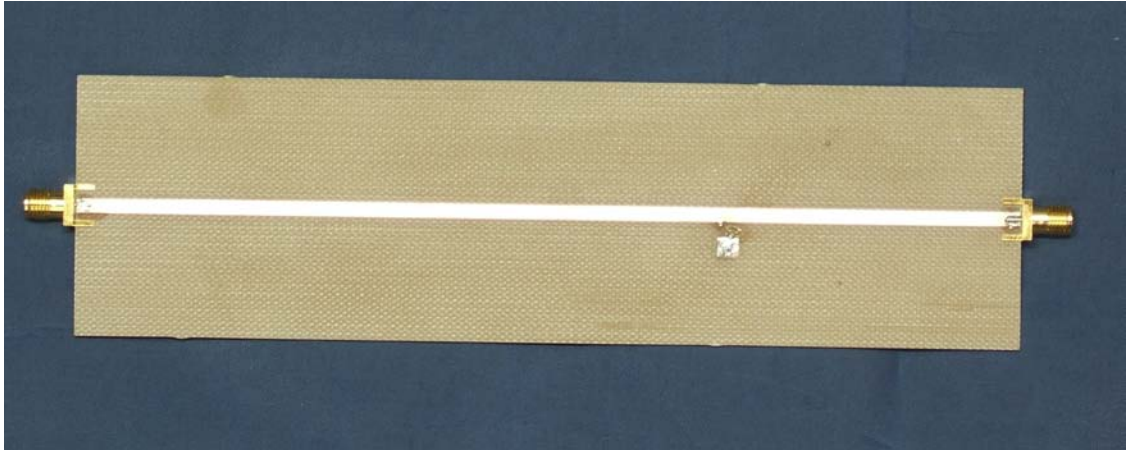


図 28  $k\lambda = \lambda/2$  基板(寸法 182mm×50mm)のマイクロストリップライン

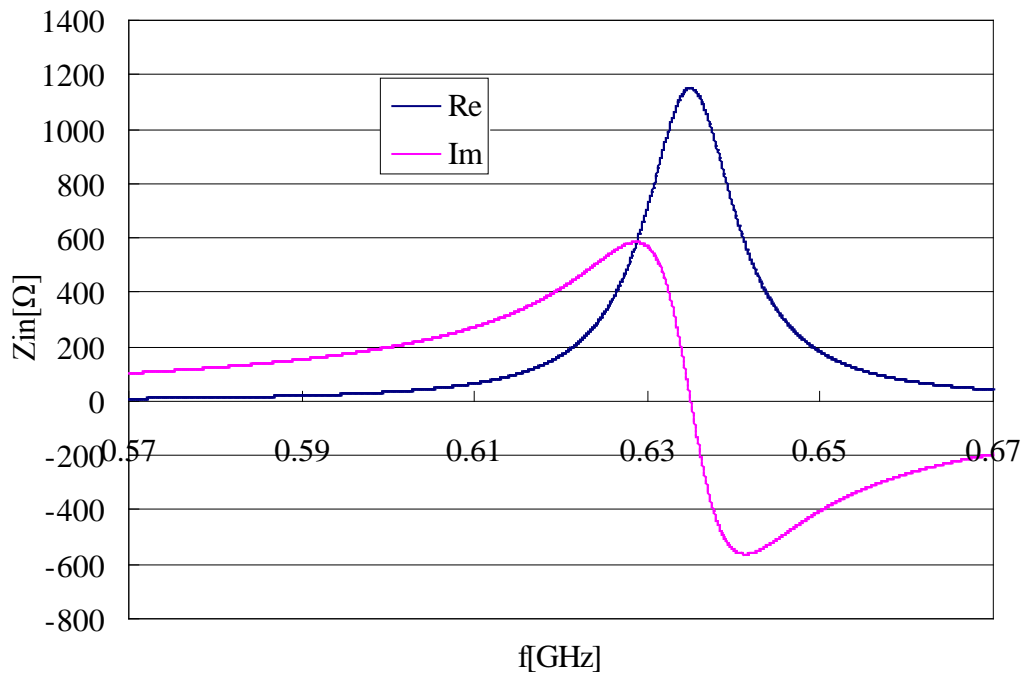


図 29 マイクロストリップライン(寸法 182mm×50mm)のみの周波数特性

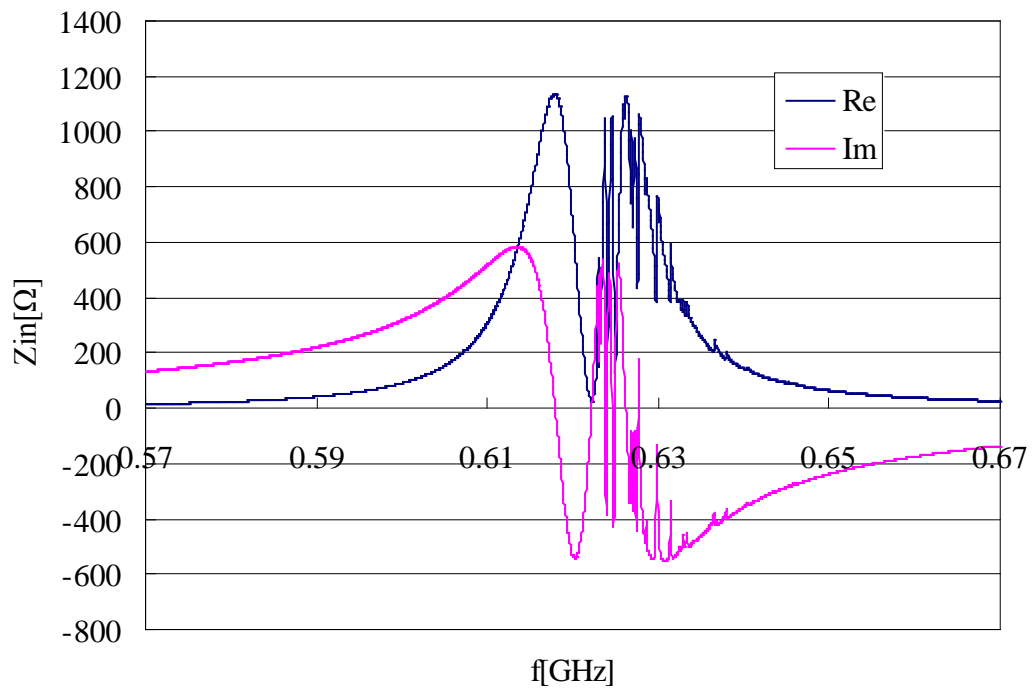


図 30 振動子装着時の周波数特性

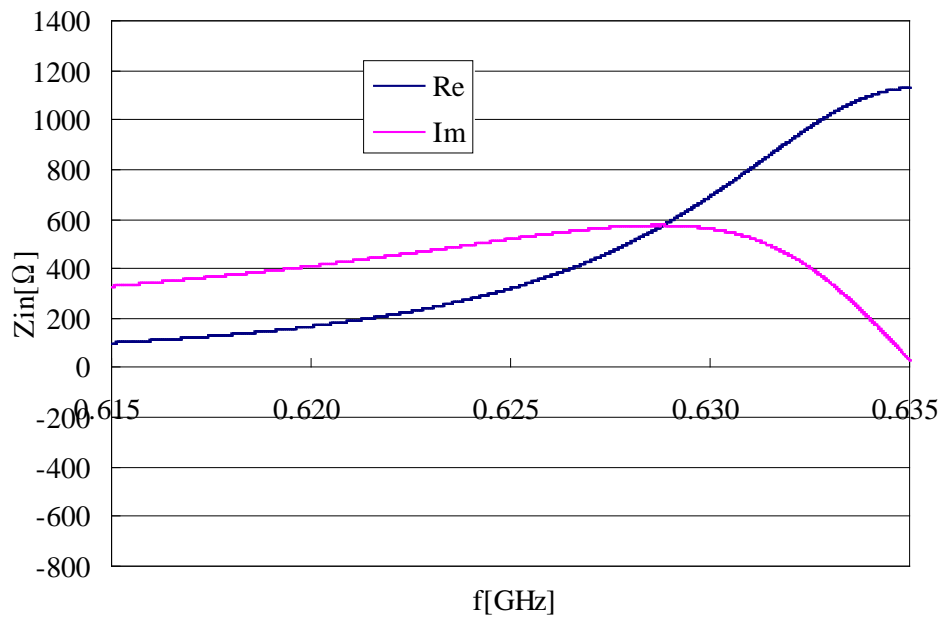


図 31 図 29 の詳細

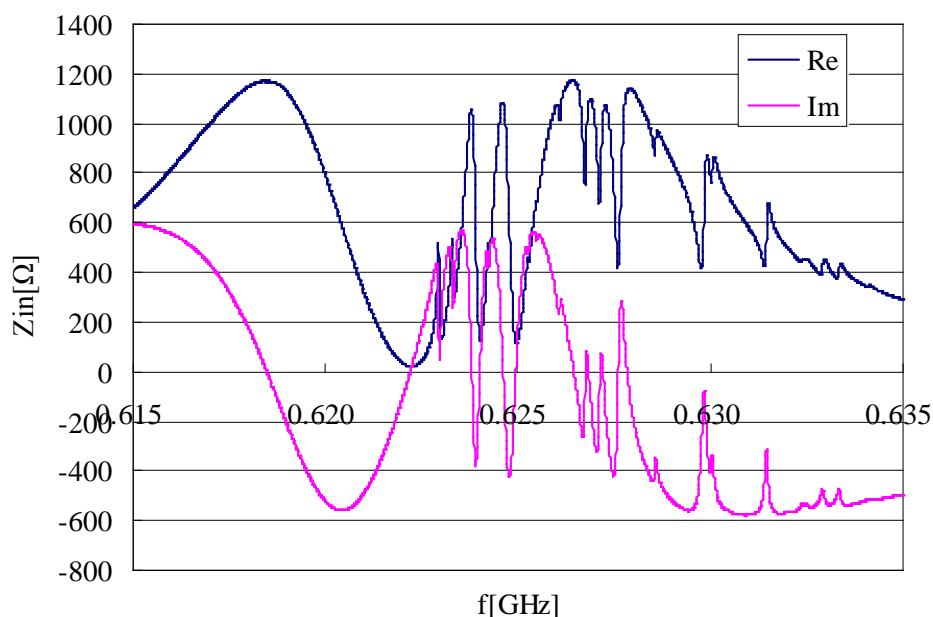


図 32 図 30 の詳細

図 32 の結果から基板の並列共振の状態の下で、振動子の共振周波数が見えていることがわかる。

図 33 に寸法を  $k\lambda = \lambda/4$  基板としたときの実際に作製した基板を示す。

この基板を用いてインピーダンス測定を行った結果を図 34, 35 に示す。図 34, 35 は振動子を装着する前、装着時の結果である。

図 36 は、図 35 のアドミタンス  $Y_{in}$  の特性を示している。式 (19) より、 $k\lambda = \lambda/4$  基板の場合、 $Z_T$  に比例するのは  $Y_{in}$  であることがわかるが、 $k\lambda = \lambda/2$  基板の場合は、式 (18) より  $Z_T$  に比例するのは  $Z_{in}$  である。図 32 の  $Z_{in}$  と図 36 の  $Y_{in}$  を見比べると、よく形状が一致しており、水晶振動子の特性を反映した結果が得られているものと判断できる。

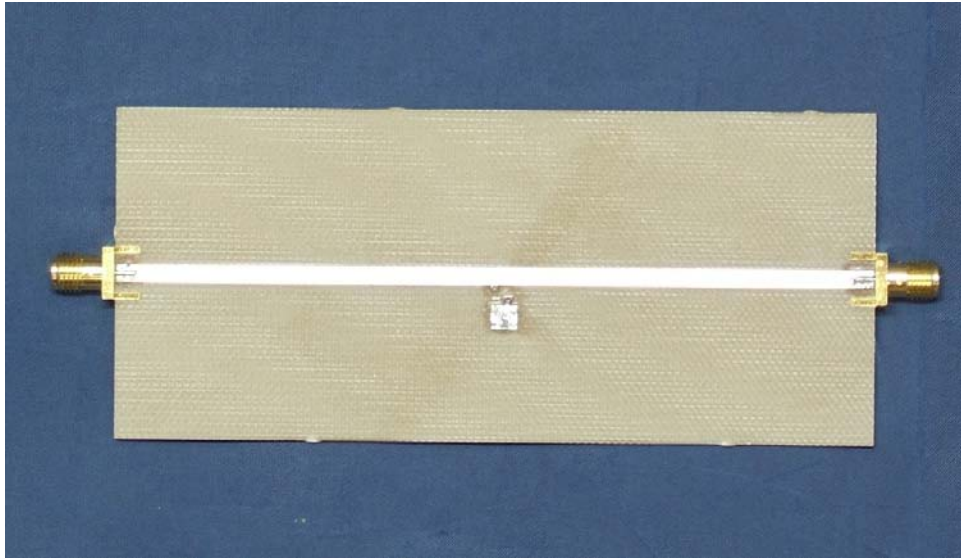


図 33  $k\lambda = \lambda/4$  基板(寸法 115.4mm×50mm)のマイクロストリップライン

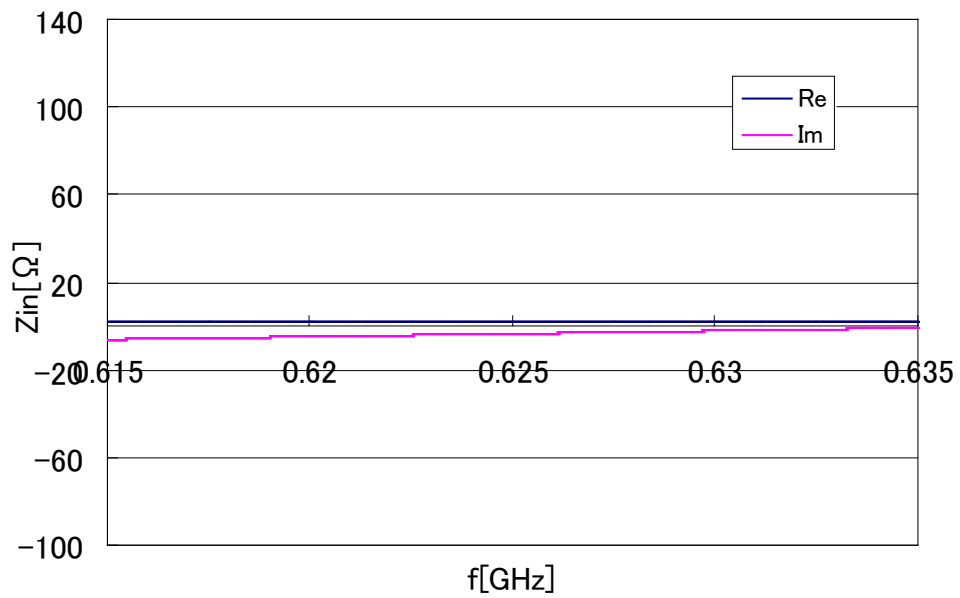


図 34 マイクロストリップライン(基板寸法 115.4mm×50mm)のみの周波数特性

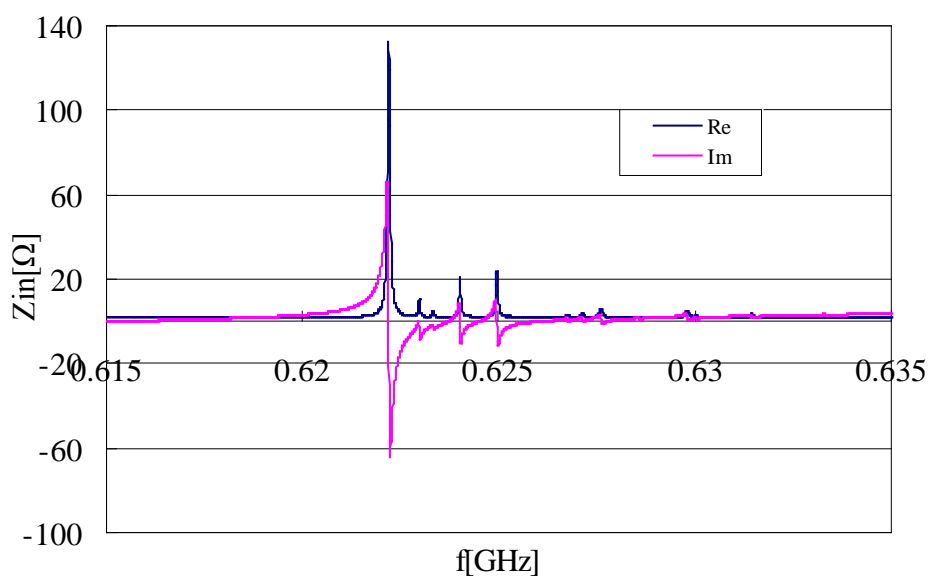


図 35 振動子装着時の周波数特性

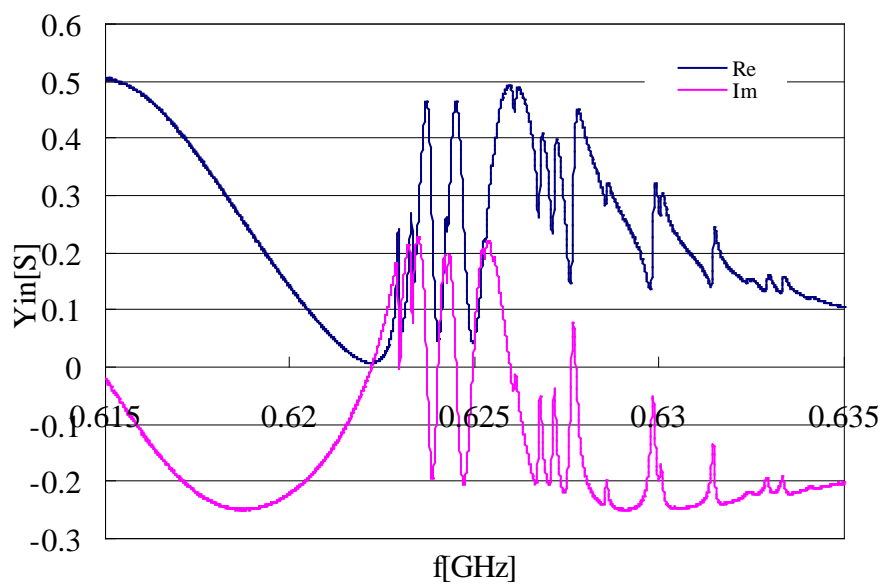


図 36 振動子装着時の周波数特性(図 35 のアドミタンス)

### 2.2.5 まとめ

GHz帯でも他の部品に比べ高Qであることが予想される水晶振動子のインピーダンスは急峻に且つ大きな変化をもつことが想定される。このインピーダンスの周波数変化を測定するため、マイクロストリップラインの共振特性を用いることを検討した。

マイクロストリップラインの共振特性は、その共振周波数の近傍において低Qの並列共振回路で近似でき、その点に水晶振動子を置くことによってGHz帯水晶振動子の周波数特性測定を実現できる見通しを得ることができた。

## 2.3 テスト・フィクスチャと国内ラウンドロビンテスト

### 2.3.1 はじめに

「2.2 GHz帯水晶振動子の周波数特性測定」で検討した内容によって、GHz帯水晶振動子の周波数特性を評価可能なことを明確にできたが、煩雑な調整等を必要とすることになる。校正作業が簡単で、各国の関係者に受け入れ易い測定法を実現するためには、テクト・フィクスチャを開発することが必要である。

### 2.3.2 テスト・フィクスチャに関する打ち合わせ会議

平成21年8月18日の第2回標準化会議の後、同所にて、TC49 測定法小委員会 主査 渡部泰明氏（首都大学東京）、QIAJ 測定法委員会 主査 和田 学氏（日本電波工業㈱）、作田幸憲（日本大学）で、テスト・フィクスチャの構造について議論した。検討の結果、以下の諸点を決めた。

- (1) 測定対象は1GHz程度であるが、より高周波数帯への対応も含めて、アダプタとして 1mm/1mm Coaxial Adapter (DC-110GHz) を採用する。
- (2) 水晶振動子を位置決めする測定用アダプタサイズを3225サイズとする。

図37, 38に、テスト・フィクスチャの設計図面、および、試作品概観・詳細等を示す。

### 2.3.3 国内ラウンドロビンテストに関する打ち合わせ会議

平成21年11月2日に開催されたQIAJ 測定法小委員会において、和田 学 主査より、GHz帯水晶振動子測定法に関する報告と審議が行われた〔議事録(案)より抜粋〕。

## 5.4 GHz帯水晶振動子の測定法 (IEC 60444-10/WG6)

(1) 現状を主査より説明した。

① TEST FIXTURE の基本構造は、既製品として販売されている高周波同軸アダプタに測定端子が取り付けられるように金属加工を施したものと、振動子を保持する真鍮製のガイドアダプタから成るものとした。この構造で現在製作中であり、11 月末に完成予定である。

② ROUND-ROBIN 用の供試振動子の周波数と保持器の案を決めた。

③ ROUND-ROBIN (案) を決めた。

## (2) 審議結果

① ROUND-ROBIN 用の供試振動子の大きさは、外形寸法 3.2×2.5mm の保持器とし、供試振動子の周波数は、以下の近傍周波数で検討することにした。

155MHz (基本波), 250MHz (基本波), 334MHz (基本波), 465MHz (3 倍波),  
622MHz (基本波), 750MHz (3 倍波), 1,002MHz (3 倍波), 1,866MHz (3 倍波)  
各波 3 個を予定。

② 保持器の形名、周波数および振動回数に関して審議を行った。

ROUND-ROBIN は、2011 年 1 月に実施を予定しているため、供試振動子は、12 月末までに必要となる。各社で準備できる形名、周波数および振動回数は、11/13 までに主査に連絡することにした。

ROUND-ROBIN の実施は、委員一同を一拠点に集め立会いのもとで行われることで合意された。詳細な場所、時間については別途主査より別途連絡することになった。

ROUND-ROBIN 時の留意点としてコメントがあった。

- ・ 測定環境のモニタをするため、周波数測定時の温度を記録しておく。
- ・ 供試振動子の温度特性を測定しておく。

### 2.3.4 国内ラウンドロビンテスト

当初の予定では、平成22年の1月中にラウンドロビンテストを実施する予定であったが、2つの問題点が発覚した。1つ目は、取り付けたアダプタの長さによりキャリブレータの取り付けに問題があり、正確な基準面を確保できないことがわかった。2つ目は、高周波数帯への対応を考慮して採用した1mm/1mm Coaxial Adapter (DC-110GHz) アダプタであったが、ネットワークアナライザの出力端子に接続する変換コネクタが特殊なもので、すぐに入手できないこともわかった。これらの対応のため、ラウンドロビンテストは大幅に遅れることとなったが、上記、2.2.3 の項目の一部についてラウンドロビンテスト(以下、小規模ラウンドロビンテストと記す)を実施した。

表6に、数種の水晶振動子について、テスト・フィクスチャにより4機種のネットワークアナライザを用いて測定を行ったときの小規模ラウンドロビンテストの結果を示す。この結果は、入射電力0dBmのときの反射係数S11が最小値となるときの周波数を測定したもので、室温において実施された。ネットワークアナライザは、表中に示すように、アジレント・テクノロジー社の3機種、アドバンテスト社の1機種であり、他の測定器としてインピーダンス・アナライザ(Agilent E4991A)による結果も示した。測定した水晶振

動子は、公称周波数155MHz～1183MHzまでの4種類である。

表7は、表6の機種Aによる測定値を基準として、他機種のネットワークアナライザによる周波数偏差を、ppm表示したものである。

図39は、表7の結果をグラフ化し、4機種に対する公称周波数毎の散布図を示したものである。公称周波数155MHzの水晶振動子の場合、そのバラツキが+2.2～-0.3ppmと比較的小さいが、周波数が高くなるとバラツキが大きくなることを示している。

この結果では、622MHzの水晶振動子のバラツキが最も大きくなっているが、テスト・フィクスチャがプロトタイプであり、外部コネクタとの締付けを強くすることが困難であったことが一因として考えられる。

数値的にみると、基準の取り方にはよるが、絶対値で10ppmを超えたものはなく、比較的高い精度であることがわかった。

今回の結果を基に、更に、治具の構造について完成度を高めることにより、より高い精度で特性を評価できる見通しを得た。

#### 2.3.5 まとめ

以上のように、「2.3.3 で議論された国内ラウンドロビンテスト」の一部が実施された。公称周波数155MHz～1183MHzまでの4種類の水晶振動子について、4機種のネットワークアナライザにより、 $|S_{11}|$ が最小点となる周波数を測定したところ、10ppm以内のバラツキで周波数を評価できることが明らかになった。

GHz帯水晶振動子用 TEST FIXTURE試作

NIHON DEMPA KOGYO CO., LTD.

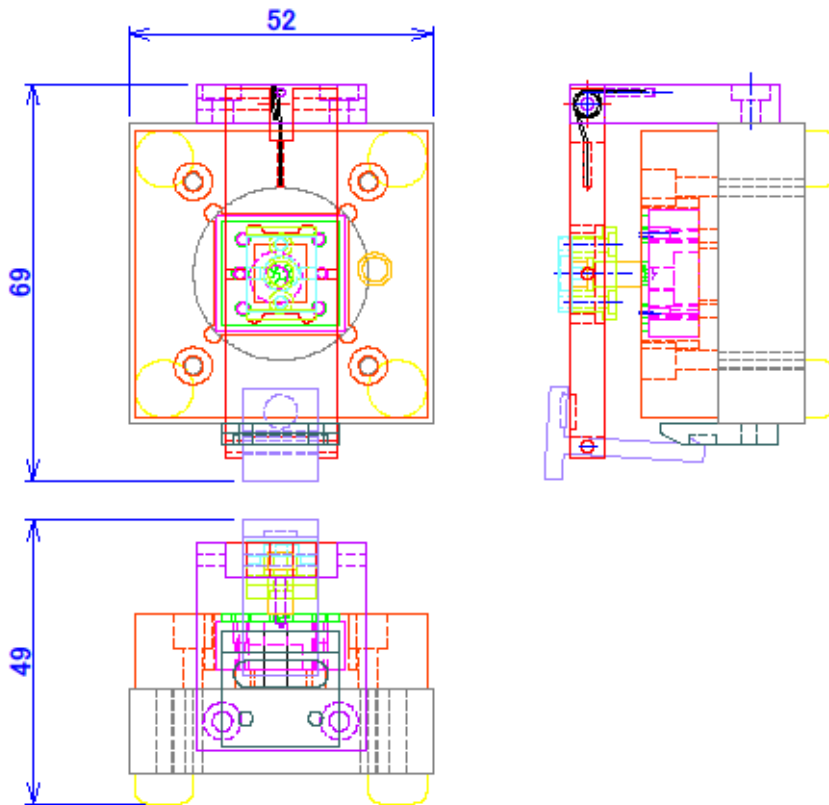


図37 GHz帯水晶振動子用テスト・フィクスチャ の設計図

GHz帯水晶振動子用 TEST FIXTURE試作

NIHON DENPA KOGYO CO., LTD.

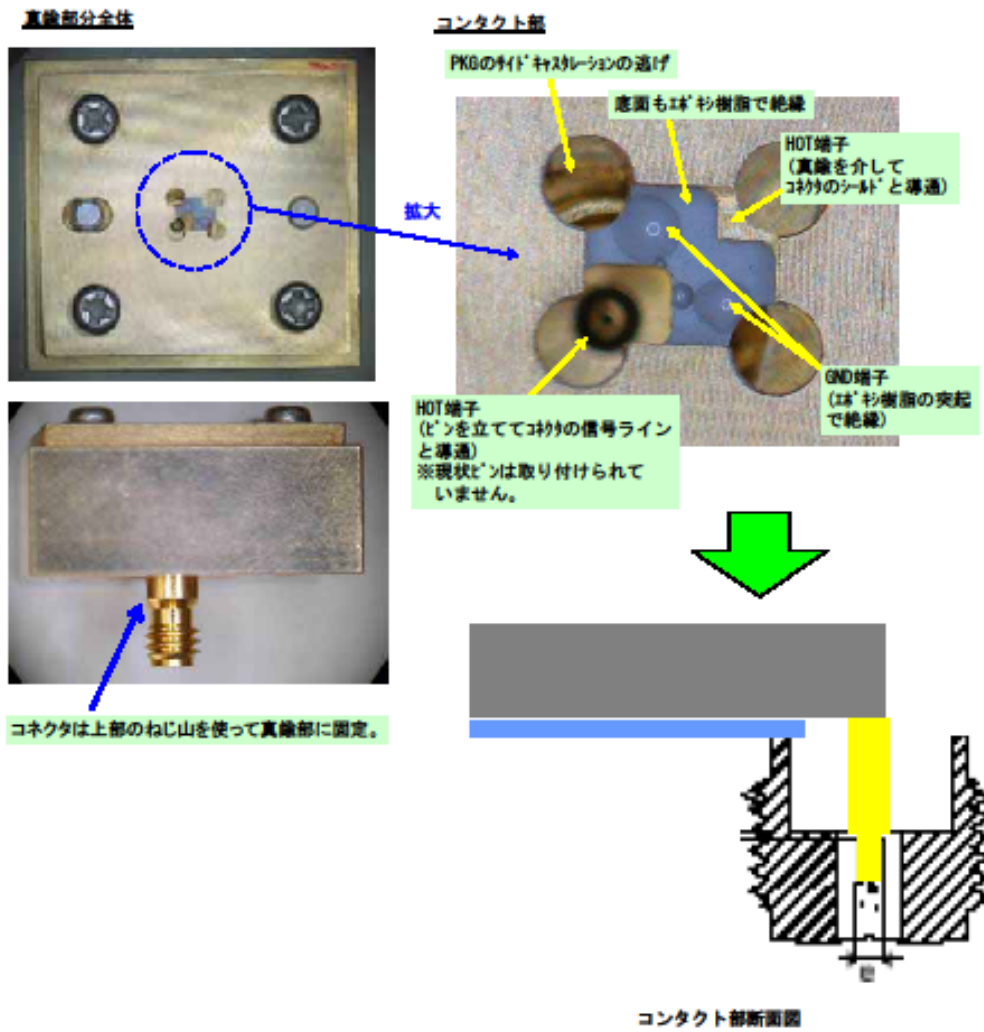


図38 GHz帯水晶振動子用テスト・フィクスチャ の試作品概観・詳細

表6 小規模ラウンドロビンテストの結果

機種名 公称 周波数	I. A.	A	B	C	D
	Agilent E4991A	Agilent 5071B	Agilent 5062A	Agilent 8753ES	ADVANTEST R3765BG
[MHz]	[Hz]	[Hz]	[Hz]	[Hz]	[Hz]
155	155, 158, 810	155, 159, 210	155, 159, 250	155, 158, 875	155, 159, 166
386	386, 816, 799	386, 834, 710	386, 832, 389	386, 832, 139	386, 835, 139
622	622, 790, 242	622, 792, 354	622, 786, 272	622, 793, 772	622, 788, 333
1183	1, 183, 486, 142	1, 183, 647, 125	1, 183, 641, 875	1, 183, 645, 375	1, 183, 637, 458

表7 小規模ラウンドロビンテストの結果  
(機種Aの測定結果を基準とした周波数偏差)

機種名 公称 周波数	A	B	C	D
	Agilent 5071B	Agilent 5062A	Agilent 8753ES	ADVANTEST R3765BG
[MHz]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]
155	0.0	0.3	-2.2	-0.3
386	0.0	-6.0	-6.6	1.1
622	0.0	-9.8	2.3	-6.5
1183	0.0	-4.4	-1.5	-8.2

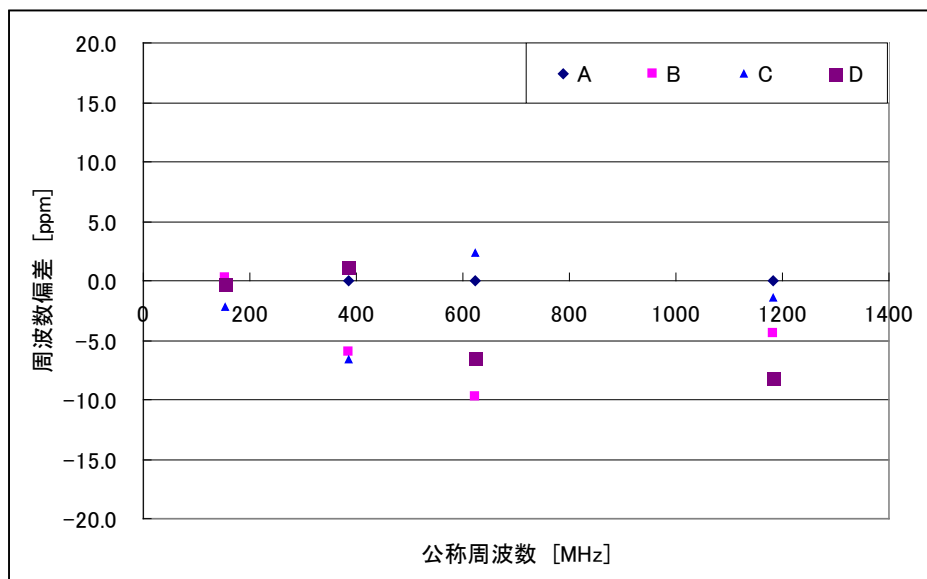


図39 小規模ラウンドロビンテストの結果(表7の散布図)

## 2.4 結論

### 2.4.1 得られた成果

今回の活動を通して、得られた成果を下記に示す。

- (1) GHz帯水晶振動子を装着する回路にマイクロストリップラインを用いることにより、装着部分の電気的特性が明確化できることを明らかにした。
- (2) この電気的特性は、RLCの単純な並列共振回路で表現でき、高インピーダンス状態で用いることにより、GHz帯水晶振動子の周波数特性に強く依存した測定値を得ることができ、GHz帯水晶振動子の等価パラメータの抽出に利用できることを示した。
- (3) テスト・フィクスチャについてはより多くのデータを取得する必要があるが、10ppm程度のバラツキで共振周波数を測定できることを明らかになった。

### 2.4.2 今後の課題

今後の課題として、以下のものがある。

- (1) マイクロストリップラインを用いる方法について
  - ・マイクロストリップラインの誘電体部，導体部の材料についての検討。
  - ・1つの基板も GHz 帯水晶振動子の共振周波数に応じて測定を可能となる構造の検討。
  - ・GHz 帯水晶振動子装着部分の詳細な等価回路についての検討。
- (2) テスト・フィクスチャについて
  - ・より多くのデータを集め、課題の抽出と改良に努める。併せて、国際ラウンドロビンテストに向けて準備を進める。