

第 6 章

複素フィルタの周波数特性の測定法に関する考察

2章で述べたように、複素フィルタの実現に際しては、その入出力端子は実部と虚部に分けられており、またその周波数特性の実測にあたっては、 90° の定位相差をもつ二つの信号を入力する必要がある。これらの信号を得るために、これまで位相差分波器 [31] が多く用いられている。しかしながら、この位相差分波器は等リプル近似に代表される近似手法を用いて設計されるため、その2出力信号間の位相差は誤差を持ち、このことは測定結果に少なからず影響を与えてしまう。従って、その位相誤差はなるべく小さいことが望ましいとされるが、これまで位相誤差が測定結果に与える影響を考察した文献は見られない。

そこで本章では、まず解析信号の位相誤差を考慮した上で出力端子に現れる振幅を求めることにより、位相誤差の与える影響を定量的に考察している。次に、直角位相発振器や位相差分波器を使用せずに複素フィルタの周波数特性を測定する方法を2つ提案すると共に、それらの測定誤差に対する考察を行っている。これらの方法は実部および虚部入力信号として、同相及び逆相、または他方を接地し片方だけとし、そのときに現れる出力信号に簡単な演算を施すことにより容易に実現される。最後に、例示したフィルタ回路の周波数特性を、提案手法及び従来の位相差分波器を用いた方法を用いて実測し、提案手法の有効性を確認している。

6.1 従来法における測定誤差

まず、図 6.1 に従来の測定系を示す。同図において、信号発生器より出力された信号 $A(s)$ は、位相差分波器 S_1 、 S_2 で処理され、解析信号すなわち 90° の位相差をもつ信号 $X_R(s)$ 、 $X_I(s)$ に変換された後、被測定フィルタへ入力される。このとき、図 6.1 に示すように、ゲイン-フェーズ測定器を用いて、フィルタの実部入力端子-実部又は虚部出力端子間の振幅比および位相差を測定した場合について考える。

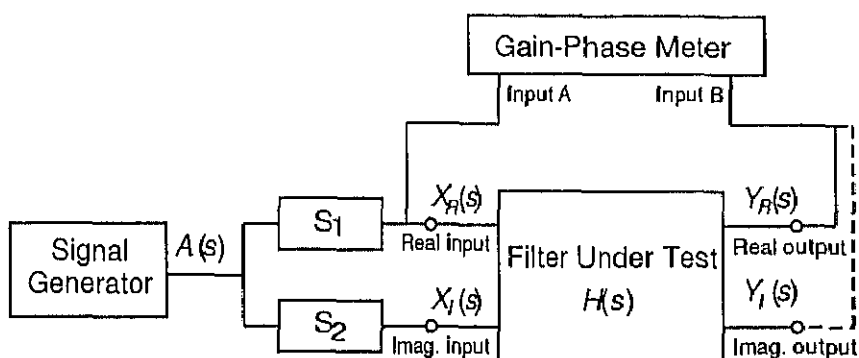


図 6.1: 従来の測定法

次に、被測定複素フィルタの信号経路を図 6.2 に示す。ただし、同図において、入出力経路の添え字 R 、 I はそれぞれ実部、虚部を示す。条件、

$$\left. \begin{aligned} T_1(s) &= T_4(s) = H_R(s) \\ T_2(s) &= T_3(s) = H_I(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

が成立する場合、同図のフィルタは複素伝達関数 $H(s) = H_R(s) + jH_I(s)$ を持つ。しかしながら、被測定フィルタが前述の条件を満足することは保証されないため、 $T_1 \sim T_4$ は全て異なる伝達関数

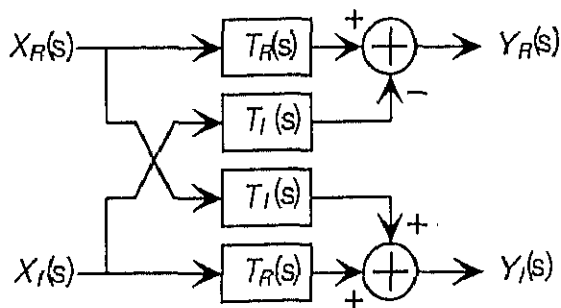


図 6.2: 複素フィルタの信号経路

であると考えられる必要がある。このとき同図において、入出力端子の関係は、次式のようにあらわすことができる。

$$\left. \begin{aligned} Y_R(s) &= T_1(s)X_R(s) - T_2(s)X_I(s) \\ Y_I(s) &= T_3(s)X_R(s) + T_4(s)X_I(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

$X_R(s)$ 、 $X_I(s)$ を発生させるために用いられる位相差分波器はオールパス回路であるが、等リブル近似に代表される近似手法を用いて設計されているため、その2出力間の位相差は位相誤差を伴う。ここでその位相誤差分を $\theta[\text{rad}]$ とすれば、 $X_R(s)$ 、 $X_I(s)$ の関係は、

$$X_I(s) = -je^{j\theta} X_R(s) \quad (6.3)$$

とすることができる。上式を式(6.2)に代入すれば、

$$\left. \begin{aligned} Y_R(s) &= X_R(s)(T_1(s) + je^{j\theta}T_2(s)) \\ Y_I(s) &= X_R(s)(T_3(s) - je^{j\theta}T_4(s)) \end{aligned} \right\} \quad (6.4)$$

となる。付録 A.1 に示した方法を用い $Y_R(s)$ と $Y_I(s)$ の振幅自乗関数を求めれば、若干の計算により、

$$\begin{aligned} |Y_R(j\omega)|^2/|X_R(j\omega)|^2 &= |T_{12}(j\omega)|^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + |T_{12}(-j\omega)|^2 \sin^2 \frac{\theta}{2} \\ &\quad + j(T_{12}(j\omega)T_{12}(-j\omega) - T_{12}^*(j\omega)T_{12}^*(-j\omega)) \cdot \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} \\ &= |T_{12}(j\omega)|^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + |T_{12}(-j\omega)|^2 \sin^2 \frac{\theta}{2} \\ &\quad - 2|T_{12}(j\omega)||T_{12}(-j\omega)| \sin \varphi_{12} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} \end{aligned} \quad (6.5)$$

$$\begin{aligned} |Y_I(j\omega)|^2/|X_R(j\omega)|^2 &= |T_{34}(j\omega)|^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + |T_{34}(-j\omega)|^2 \sin^2 \frac{\theta}{2} \\ &\quad - j(T_{34}(j\omega)T_{34}(-j\omega) - T_{34}^*(j\omega)T_{34}^*(-j\omega)) \cdot \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} \\ &= |T_{34}(j\omega)|^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + |T_{34}(-j\omega)|^2 \sin^2 \frac{\theta}{2} \\ &\quad + 2|T_{34}(j\omega)||T_{34}(-j\omega)| \sin \varphi_{34} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} \end{aligned} \quad (6.6)$$

となる。ただし、記号*は付録 A.1 で述べられている複素共役を示し、また $T_{12}(j\omega) = T_1(j\omega) + jT_2(j\omega)$ 、 $T_{34}(j\omega) = T_3(j\omega) - jT_4(j\omega)$ 、 $\varphi_{12} = \angle T_{12}(j\omega) + \angle T_{12}(-j\omega)$ 、 $\varphi_{34} = \angle T_{34}(j\omega) + \angle T_{34}(-j\omega)$ を示す。上式から、 $\theta = 0$ とした場合、図 6.2 において実部入力端子-実部出力端子

間の関係を測定すれば、 $T_{12}(s)$ で示される複素伝達特性を知ることができ、また、実部入力端子-虚部出力端子間の関係を計測すれば、 $T_{34}(s)$ で示される複素伝達特性を知ることができることがわかる。

一方、 $\theta \neq 0$ の場合、第1項と第2項から、正と負の周波数領域の間にクロストークが発生し、また第3項から、実部出力と虚部出力端子の振幅に差が生じることがわかる。被測定回路の伝達関数は未知であるから、 φ_{12} 、 φ_{34} が任意の実数であるとする振幅範囲は、

$$\left| |H(j\omega)| \cos \frac{\theta}{2} - |H(-j\omega)| \sin \frac{\theta}{2} \right| \leq |Y_{R,I}(j\omega)| \leq \left| |H(j\omega)| \cos \frac{\theta}{2} + |H(-j\omega)| \sin \frac{\theta}{2} \right| \quad (6.7)$$

となる。ただし上式において、 $0 \leq \theta \leq \pi$ であり、 $|X_R(j\omega)| = 1$ とし、 $|Y_{R,I}(j\omega)|$ は実部と虚部出力の振幅を一度に示している。簡単のため、 ω と $-\omega$ における利得の比 $K(\omega)$ を次式のように定義する。

$$K(\omega) \equiv |H(-j\omega)|/|H(j\omega)| \quad (6.8)$$

式(6.7)において上式を用いれば、

$$\left| \cos \frac{\theta}{2} - K \sin \frac{\theta}{2} \right| \leq E(\theta) \leq \left| \cos \frac{\theta}{2} + K \sin \frac{\theta}{2} \right| \quad (6.9)$$

となる。ただし、 $E(\theta) = |Y_{R,I}(j\omega)|/|H(j\omega)|$ とし、 $K(\omega)$ は単に K としている。上式は、本来の伝達利得 $|H(j\omega)|$ に対する利得の変化を示すことができるので今後の考察に好都合である。

ここで図6.3のように、正の周波数領域 $+\omega_1$ 近傍において利得 G_1 [dB] となる通過域を持ち、負の周波数領域 $-\omega_1$ 近傍において利得 G_2 [dB] の減衰域を持つ複素バンドパス形のフィルタを仮定する。このフィルタについて通過域付近における θ の影響を図示するためには、式(6.9)において、 $K = 10^{(G_2 - G_1)/20}$ とし、また減衰域においては $K = 10^{(G_1 - G_2)/20}$ とすればよい。様々な K に対する通過域及び遮断域の θ の影響をそれぞれ図6.4、図6.5に示す。これらの図から、位相誤差 θ の影響は、通過域付近では比較的小さいが、減衰域付近ではその影響が非常に大きいことがわかる。

式(6.9)において、 $\theta = 90^\circ$ とした場合は同相信号入力の場合に相当する。同式における K がある程度小さい時、すなわち通過域付近において、 $E(\theta)$ は $1/\sqrt{2}$ 付近の値をとる。このことは、複素信号入力時と比較して同相信号入力時は約3dBの利得減衰があることを示している。以上の現象は、著者らによりすでに報告されている[22]が、本論文はこれを含めたより一般的な考察を与えているといえる。

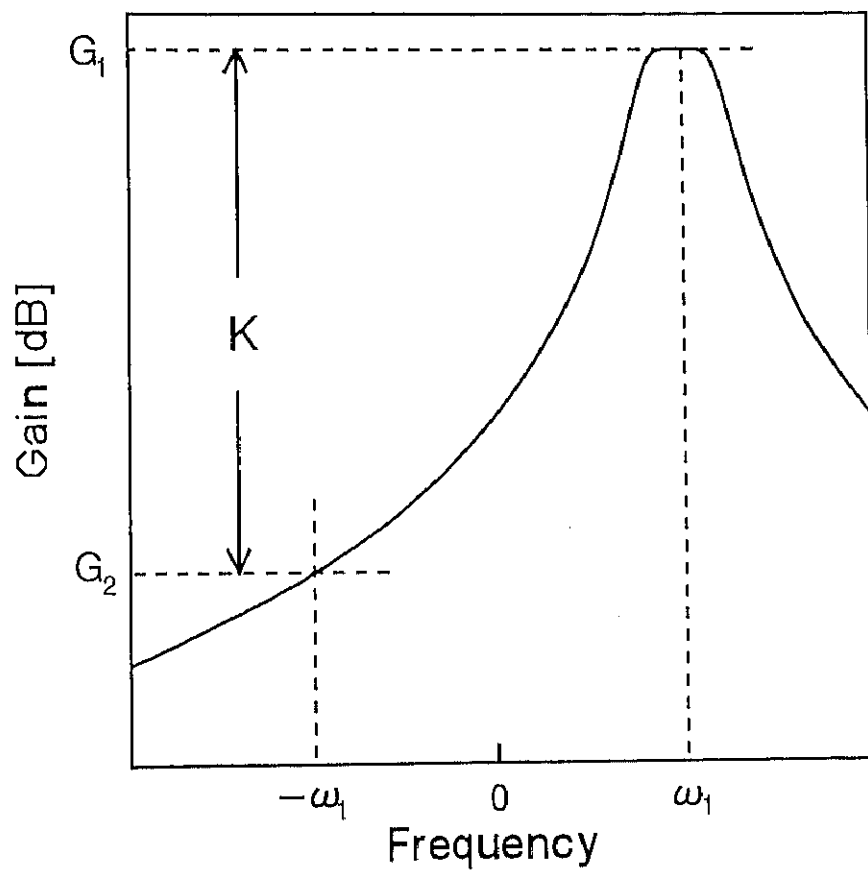


図 6.3: 複素 BPF の周波数-利得特性例

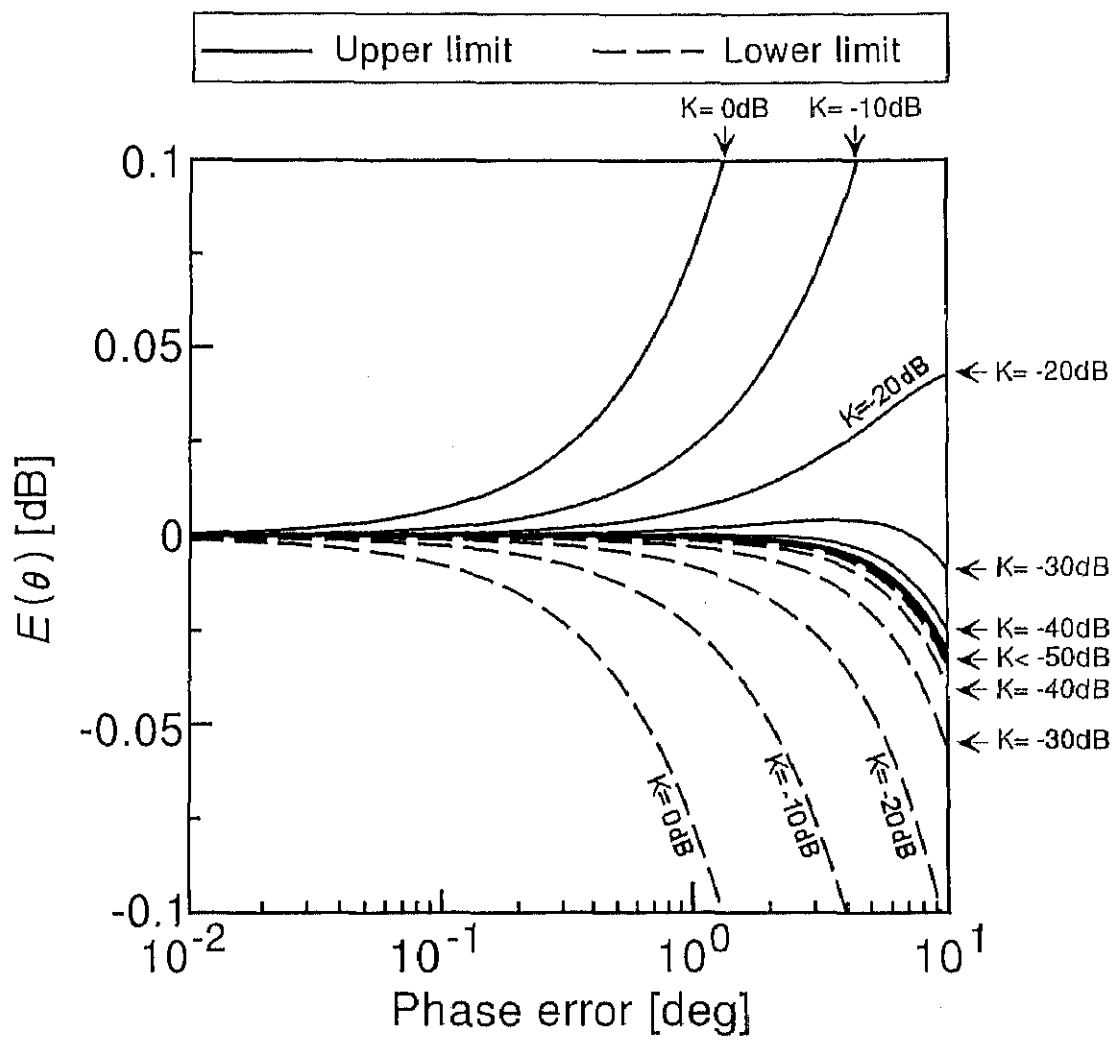


図 6.4: 通過域付近の位相誤差の影響

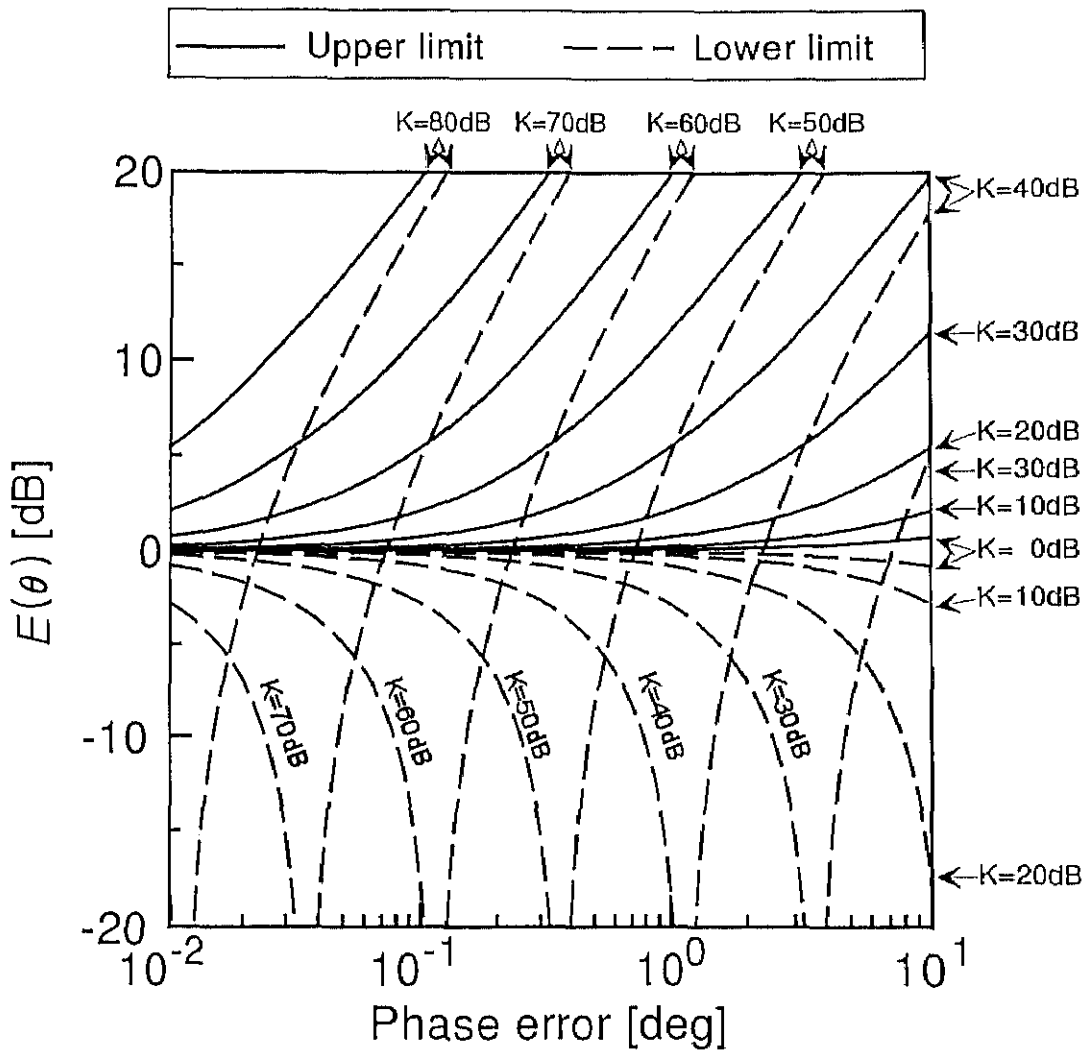


図 6.5: 減衰域付近の位相誤差の影響

6.2 提案する測定方法

前述のように複素フィルタの伝達特性の測定は、 90° の位相差のある信号を同時に入力し、入出力間の特性を調べることにより実現される。しかしながら、被測定フィルタが線形回路であることに注目すれば、必ずしも同時に2つの信号を入力した状態における応答を調べる必要はなく、入出力端子間の伝達特性を適切に重ね合わせることで、位相差分波器を用いることなく、被測定フィルタの周波数応答を求めることができると考えられる。

6.2.1 測定方法1

図 6.6 に提案する測定方法 1 を示す。同図において信号発生器の出力信号は、被測定フィルタの実部、虚部の2つの入力端子に同相及び逆相で入力されている。このとき信号発生器の出力信号と、被測定フィルタの実部及び虚部出力端子との間の振幅差と位相差を計測するものとする。以下、信号発生器より出力される信号を $A(s)$ とする。

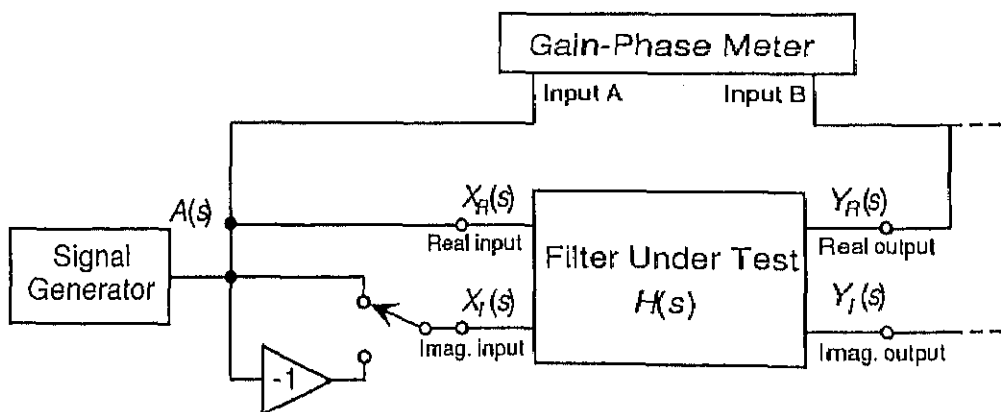


図 6.6: 提案測定法 1

同相信号入力時に実部及び虚部出力端子からそれぞれ出力される信号 $Y_{1IP}(s)$ 、 $Y_{2IP}(s)$ は、 $X_R(s) = X_I(s) = A(s)$ を式 (6.2) に代入して、

$$\left. \begin{aligned} Y_{1IP}(s) &= (T_1(s) - T_2(s))A(s) \\ Y_{2IP}(s) &= (T_3(s) + T_4(s))A(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

となる。

逆相信号入力時に実部及び虚部出力端子からそれぞれ出力される信号 $Y_{1OP}(s)$ 、 $Y_{2OP}(s)$ は、 $X_R(s) = -X_I(s) = A(s)$ を式 (6.2) に代入して、

$$\left. \begin{aligned} Y_{1OP}(s) &= (T_1(s) + T_2(s))A(s) \\ Y_{2OP}(s) &= (T_3(s) - T_4(s))A(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.11)$$

となる。式 (6.10)、(6.11) から、 $T_1(s) \sim T_4(s)$ を逆算すれば、

$$\left. \begin{aligned} T_1(s) &= (Y_{1IP}(s) + Y_{1OP}(s))/2A(s) \\ T_2(s) &= (-Y_{1IP}(s) + Y_{1OP}(s))/2A(s) \\ T_3(s) &= (Y_{2IP}(s) + Y_{2OP}(s))/2A(s) \\ T_4(s) &= (Y_{2IP}(s) - Y_{2OP}(s))/2A(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.12)$$

となる。従って、上式と付録 A.2.1 で示した方法を用いれば、まず正の周波数領域における応答は、

$$\left. \begin{aligned} |T_{12}(j\omega)| &= |T_1(j\omega) + jT_2(j\omega)| \\ \angle T_{12}(j\omega) &= \angle(T_1(j\omega) + jT_2(j\omega)) \end{aligned} \right\} \quad (6.13)$$

$$\left. \begin{aligned} |T_{34}(j\omega)| &= |T_3(j\omega) - jT_4(j\omega)| \\ \angle T_{34}(j\omega) &= \angle(T_3(j\omega) - jT_4(j\omega)) \end{aligned} \right\} \quad (6.14)$$

となる。同様に、負の周波数領域における応答は、付録 A.2.2 で示した方法を用いて、

$$\left. \begin{aligned} |T_{12}(-j\omega)| &= |T_1(j\omega) - jT_2(j\omega)| \\ \angle T_{12}(-j\omega) &= -\angle(T_1(j\omega) - jT_2(j\omega)) \end{aligned} \right\} \quad (6.15)$$

$$\left. \begin{aligned} |T_{34}(-j\omega)| &= |T_3(j\omega) + jT_4(j\omega)| \\ \angle T_{34}(-j\omega) &= -\angle(T_3(j\omega) + jT_4(j\omega)) \end{aligned} \right\} \quad (6.16)$$

となる。以上のことから、図 6.6 に示す方法により被測定フィルタの本来の伝達特性を知ることができることがわかる。

6.2.2 測定方法 2

図 6.7 に提案する測定法 2 を示す。同図において、虚部入力を零とし、実部入力端子に信号発生器を接続して信号を入力した場合と、実部入力端子を零とし、虚部入力に信号発生器を接続して信号を入力した場合において、信号発生器の出力端子と被測定フィルタの実部及び虚部出力端子との間の振幅及び位相差を計測するものとする。

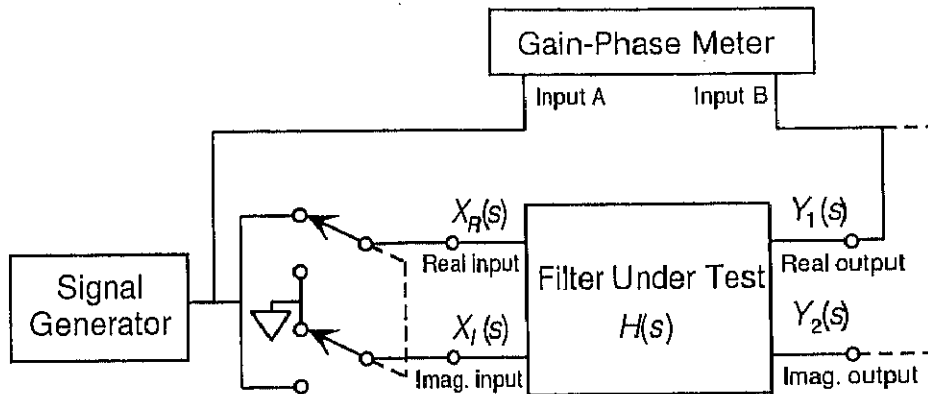


図 6.7: 提案測定法 2

まず、虚部入力端子を接地し、実部入力端子に信号発生器を接続する。このとき実部及び虚部出力端子に現れる信号をそれぞれ $Y_{11}(s)$ 、 $Y_{12}(s)$ とする。式 (6.2) において、 $X_R(s) = A(s)$ 、 $X_I(s) = 0$ とすれば、出力信号は、

$$\left. \begin{aligned} Y_{11}(s) &= T_1(s)A(s) \\ Y_{12}(s) &= T_3(s)A(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.17)$$

となる。次に、実部入力端子を接地し、虚部端子に信号発生器を接続する。このとき実部及び虚部出力端子から出力される信号をそれぞれ $Y_{21}(s)$ 、 $Y_{22}(s)$ とする。式 (6.2) において、 $X_R(s) = 0$ 、 $X_I(s) = A(s)$ とすれば、出力信号は、

$$\left. \begin{aligned} Y_{21}(s) &= -T_2(s)A(s) \\ Y_{22}(s) &= T_4(s)A(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

となる。 $T_1(s) \sim T_4(s)$ は、式 (6.17)、(6.18) から直ちに求めることができる。したがって、これらを式 (6.13)–(6.16) に代入することにより、正と負の周波数領域における応答を求めることができる。以上のことから、図 6.7 に示す方法により被測定フィルタの本来の伝達特性を知ることができることがわかる。

以上で述べた2つの測定方法は、位相差分波器が不要となるため、測定器の測定可能な全周波数域にわたって容易に複素フィルタの周波数応答を求めることができる。また、測定に必要な信号発生器やゲイン-フェーズメータには、従来の実フィルタのための測定機器をそのまま用いることができるので、大変好都合であるといえる。

6.3 提案手法の測定誤差

まず提案手法1の測定誤差について考察する。式(6.10)、(6.11)において、真値 Y_{1IP} 、 Y_{1OP} 、 Y_{2IP} 、 Y_{2OP} に対し、それぞれ次式のように位相誤差を考慮した \hat{Y}_{1IP} 、 \hat{Y}_{1OP} 、 \hat{Y}_{2IP} 、 \hat{Y}_{2OP} を考える。

$$\left. \begin{aligned} \hat{Y}_{1IP}(s) &= e^{j\theta_{1IP}} Y_{1IP}(s) \\ \hat{Y}_{1OP}(s) &= e^{j\theta_{1OP}} Y_{1OP}(s) \\ \hat{Y}_{2IP}(s) &= e^{j\theta_{2IP}} Y_{2IP}(s) \\ \hat{Y}_{2OP}(s) &= e^{j\theta_{2OP}} Y_{2OP}(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.19)$$

このとき得られる伝達特性 $\hat{T}_{12} = \hat{T}_1(s) + j\hat{T}_2(s)$ 、 $\hat{T}_{34} = \hat{T}_3(s) - j\hat{T}_4(s)$ は、式(6.12)を用いて、

$$\hat{T}_{12}(s) = \frac{\sqrt{2}e^{j(\theta_{1IP}-\pi/4)}}{2A(s)}(Y_{1IP}(s) + je^{j(\theta_{1OP}-\theta_{1IP})}Y_{1OP}(s)) \quad (6.20)$$

$$\hat{T}_{34}(s) = \frac{\sqrt{2}e^{j(\theta_{2IP}-\pi/4)}}{2A(s)}(Y_{2IP}(s) + je^{j(\theta_{2OP}-\theta_{2IP})}Y_{2OP}(s)) \quad (6.21)$$

となる。上式で示される $|\hat{T}_{12}(j\omega)|$ 、 $|\hat{T}_{34}(j\omega)|$ の真値に対する利得の変化の比 E_P は、6.1節で述べた結果を用いて直ちに、

$$\left| \cos \frac{\Delta\theta}{2} - K \sin \frac{\Delta\theta}{2} \right| \leq E_P(\Delta\theta) \leq \left| \cos \frac{\Delta\theta}{2} + K \sin \frac{\Delta\theta}{2} \right| \quad (6.22)$$

となる。ただし $\Delta\theta = \theta_{1OP} - \theta_{1IP}$ 、 $\theta_{2OP} - \theta_{2IP}$ である。

次に、提案手法2の測定誤差について考察する。提案手法と同様に、真値 Y_{11} 、 Y_{12} 、 Y_{21} 、 Y_{22} に対し、それぞれ次式のように位相誤差を考慮した \hat{Y}_{11} 、 \hat{Y}_{12} 、 \hat{Y}_{21} 、 \hat{Y}_{22} を考える。

$$\left. \begin{aligned} \hat{Y}_{11}(s) &= e^{j\theta_{11}} Y_{11}(s) \\ \hat{Y}_{12}(s) &= e^{j\theta_{12}} Y_{12}(s) \\ \hat{Y}_{21}(s) &= e^{j\theta_{21}} Y_{21}(s) \\ \hat{Y}_{22}(s) &= e^{j\theta_{22}} Y_{22}(s) \end{aligned} \right\} \quad (6.23)$$

このとき得られる伝達特性 $\hat{T}_{12}(s)$ 、 $\hat{T}_{34}(s)$ は、

$$\hat{T}_{12}(s) = \frac{e^{j\theta_{11}}}{A(s)}(Y_{11}(s) + je^{j(\theta_{12}-\theta_{11})}Y_{12}(s)) \quad (6.24)$$

$$\hat{T}_{34}(s) = \frac{e^{j\theta_{21}}}{A(s)}(Y_{21}(s) + je^{j(\theta_{22}-\theta_{21})}Y_{22}(s)) \quad (6.25)$$

となる。上式で示される $|\hat{T}_{12}(j\omega)|$ 、 $|\hat{T}_{34}(j\omega)|$ の性質についても式 (6.22) と同一の結果が得られる。ただし同式において、 $\Delta\theta = \theta_{12} - \theta_{11}$ 、 $\theta_{22} - \theta_{21}$ である。

以上のことから、2つの提案手法は測定器の位相誤差に対して同一の誤差を持つことがわかる。ただし、方法1による測定誤差の評価には、位相反転器の位相誤差も考慮に入れる必要がある点に注意を要する。一方、方法2は位相反転器をも必要としないことからその測定誤差は測定器の測定誤差のみに依存する。

また、式 (6.22) 内の $\Delta\theta$ は、提案手法の測定誤差をあらわしている。通常ゲイン・フェーズメータの相対誤差は、絶対精度よりも小さくなる。また、これらの誤差は、製作が容易な範囲における位相差分波器の位相誤差よりも小さい。従って提案手法は、従来法と比較してかなり高精度な結果を与えることが期待される。

6.4 実験

本章で提案する測定法を用いて複素フィルタの周波数特性を実測し、提案測定法の有効性を確認する。

6.4.1 被測定フィルタ

図 6.8 に被測定回路を示す。同回路は文献 [20] の周波数シフト法を用い以下の仕様に基づいて設計され、複素共振器で構成されている。同図の素子値はインピーダンスアナライザによる測定値を示している。

フィルタの形式	2次チェビシェフ形
通過帯域内リップル	1dB
中心周波数	400Hz
通過帯域幅	200Hz
インピーダンスレベル	20k Ω

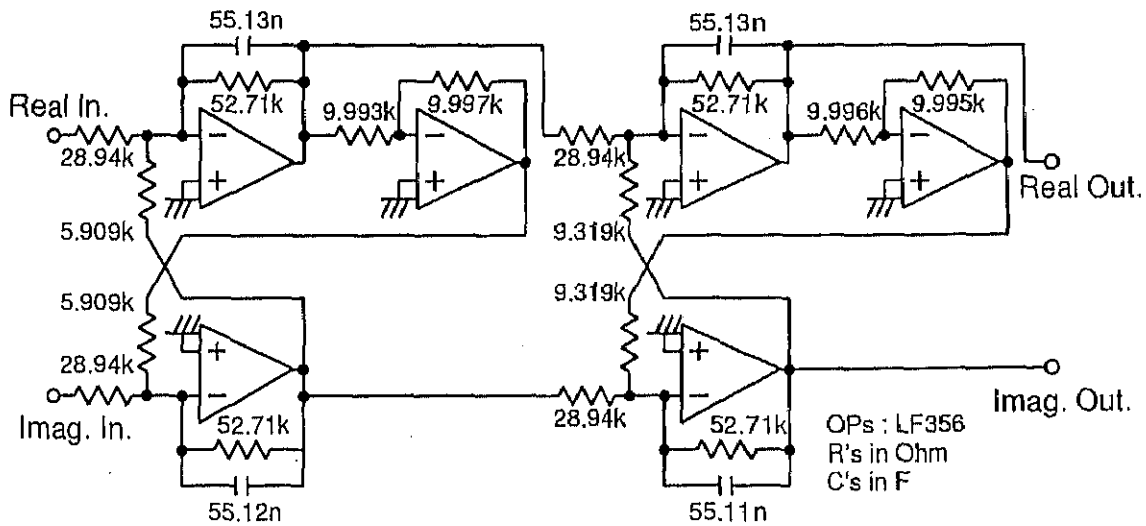


図 6.8: 被測定回路

6.4.2 測定機器

使用した測定機器とその用途を以下に示す。

表 6.1: 実験に使用した測定機器

装 置	用 途
LF インピーダンスアナライザ YHP HP4192A	・素子値の調整 ・被測定フィルタの周波数特性計測
計算機 NEC PC-9801FA	・自動計測の制御 ・データの整理
2ch 100MHz オシロスコープ Tektronix 2236	・被測定回路の入出力波形のモニタ
トラッキング直流電源 菊水 PWC0620	・被測定回路への±電源供給
低温恒温槽 富士化工機製作所 FHT-2S	・被測定回路のシールド (恒温槽として使用せず)

6.4.3 測定システム

図 6.9、図 6.10 にそれぞれ提案測定法 1、2 の測定システムを示す。但し、従来法の位相差分波器を用いた測定には図 3.26 の測定システムを用いた。

本実験では 1/100dB 程度の測定精度が要求される。(いうまでもないが、本実験は測定精度の評価のためにこのような高い精度が要求されているわけであり、通常のフィルタの伝送特性の測定に際してはこのような高い精度は不必要である。) 実際の測定値の観測によって、被測定回路の構成部品の位置のずれが測定値に 1/100dB 程度のずれを発生させることが判明した。そこで本実験においては入力信号の切り替えにリレーを用いることにより、被測定回路に直接接触れることなく入力信号を切り替えられるようにした。また、接地された恒温槽を用いることにより小型のシールドルームを実現し、そこに被測定回路を入れて測定を行った。

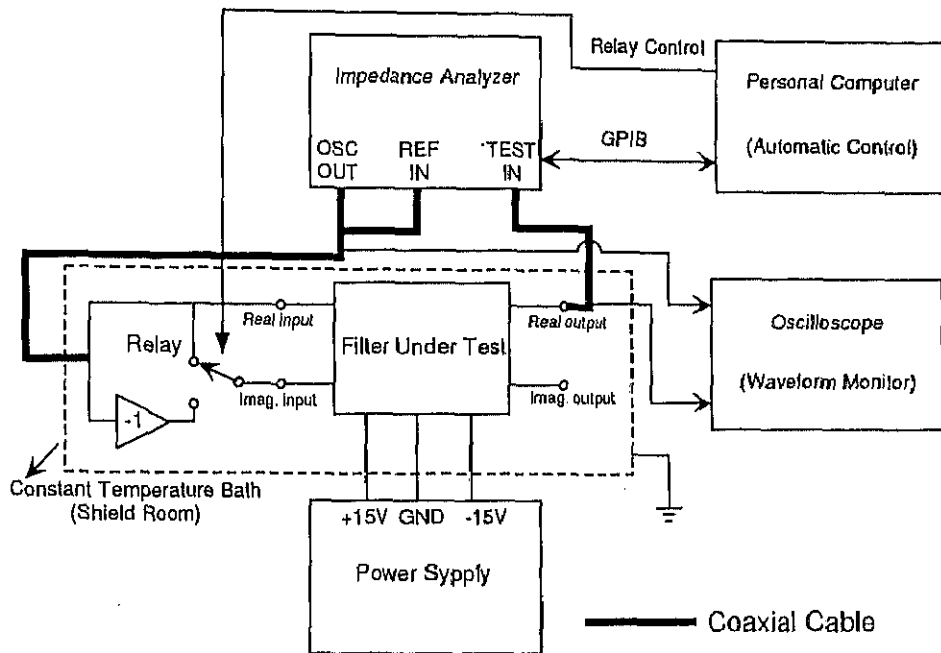


図 6.9: 提案測定法 1 のための測定システム

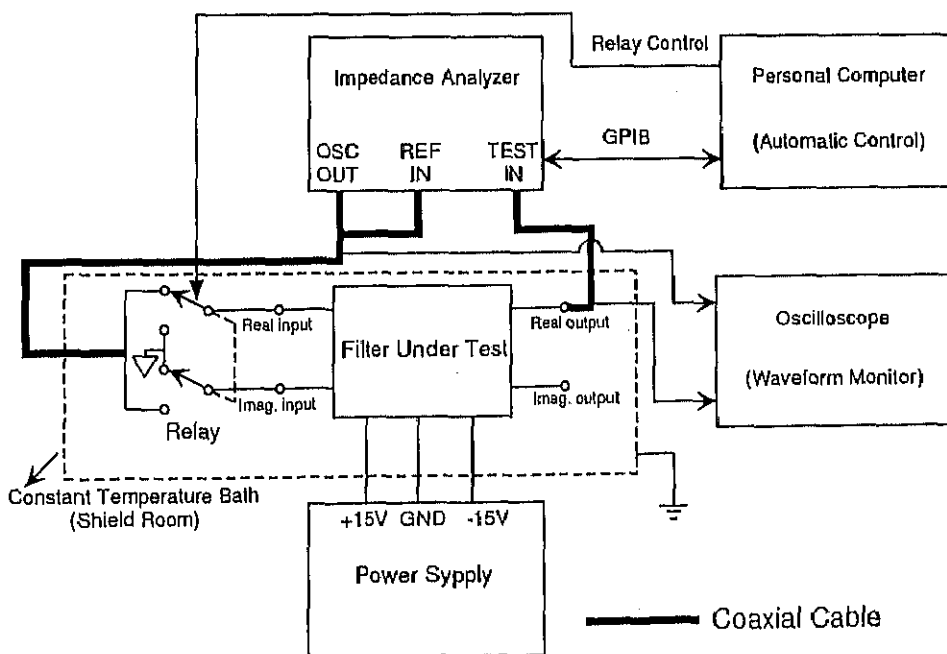


図 6.10: 提案測定法 2 のための測定システム

6.4.4 実験結果

図 6.11 に提案する 2 つの測定法及び位相差分波器を用いた場合の測定結果を示す。同測定結果は、実部及び虚部入力端子-実部出力間の伝達特性を示している。従来の測定法のために必要となる位相差分波器には、図 3.24 に示す回路を用いた。また、図 6.12(a)-(c) の測定誤差は、図 6.11 における提案手法及び従来の位相差分波器を用いた方法による測定値から理論値を減じた値を示している。同図から提案手法の振幅誤差は、従来の位相差分波器を用いた方法のそれと比較して非常に小さくなっていることがわかる。

2 つの提案手法において、測定誤差が最も大きくなると予想される周波数は K が最大値をとる周波数であると考えられる。この場合 -478Hz において $K = 37.8\text{dB}$ となる。このときゲイン-フェーズメータ及び位相反転器を含めた測定系の位相誤差は提案手法 1 と 2 の両者において $\Delta\theta = 0.1^\circ$ であった。このとき式 (6.22) から振幅誤差の範囲は $-1.3\text{dB} \leq E_P(\Delta\theta) \leq 1.1\text{dB}$ となるが、図 6.12(a)、(b) から、2 つの提案手法により得られた結果は予想される振幅誤差の範囲内であることがわかる。

また、図 6.13 に測定に用いた位相差分波器の位相特性を示す。同図は図 3.25 の拡大図である。図 6.12(c) から、位相差分波器を用いた方法による測定誤差は、直流付近において位相差分波器の位相特性が 90° の等リプル近似の範囲でないのでその周波数範囲を考察から除けば、 -492Hz 付近において最大値 1.6dB をとっていることがわかる。位相差分波器の位相誤差は、丁度この周波数付近で $\theta = 0.32^\circ$ となり位相誤差の極大点をもつ。 $K = 37.6\text{dB}$ 、 $\theta = 0.32^\circ$ を式 (6.9) に代入すれば、そのときの測定誤差の範囲は $-2.1\text{dB} \leq E(\theta) \leq 1.7\text{dB}$ となり、測定誤差は予想される振幅誤差の範囲内であることがわかる。

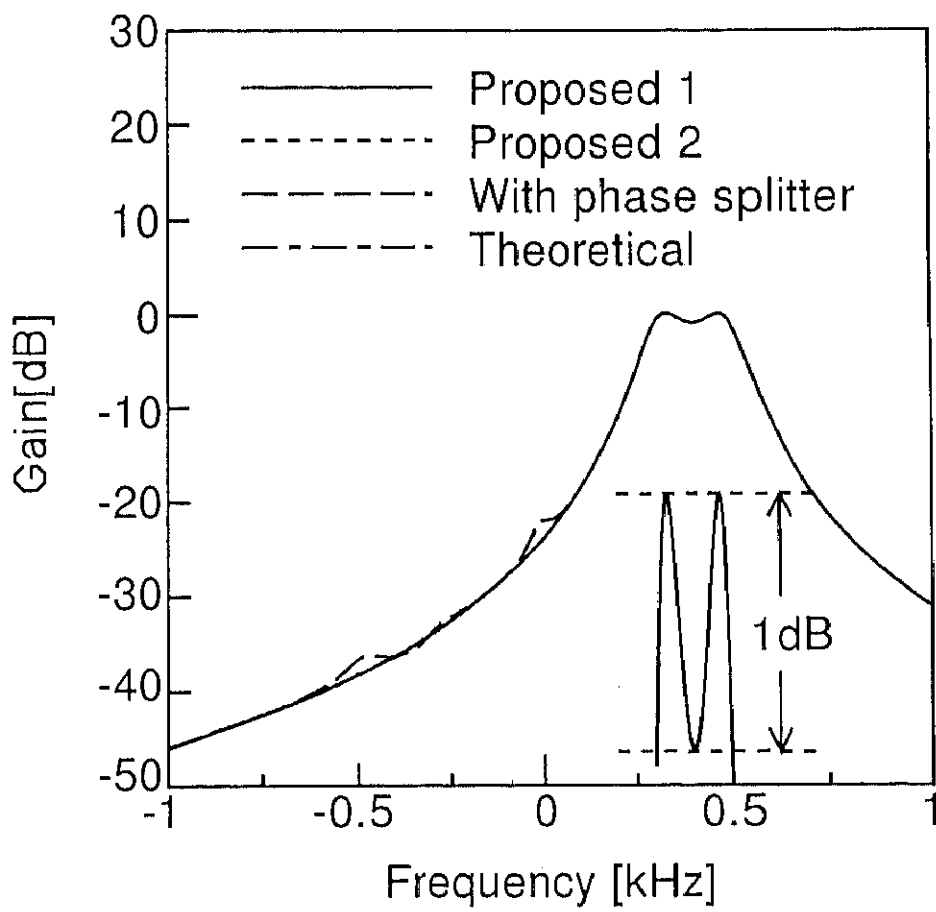
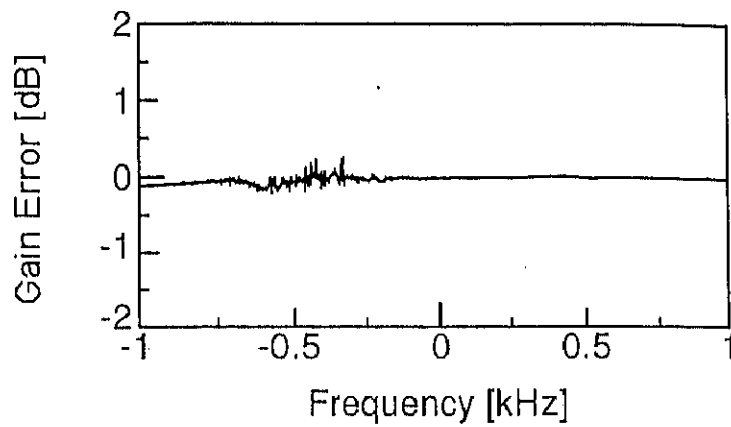
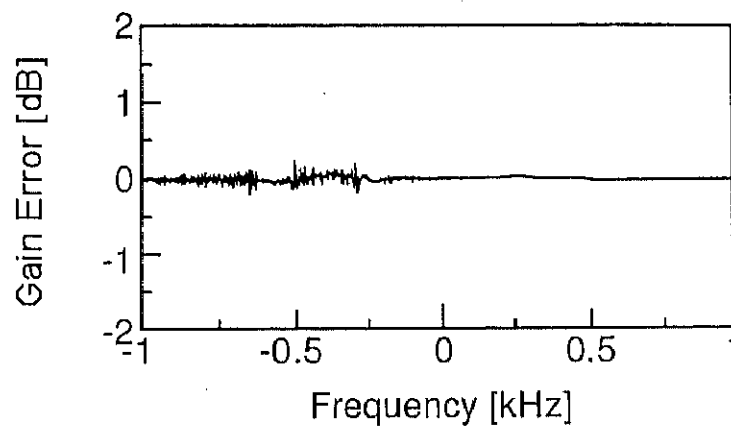


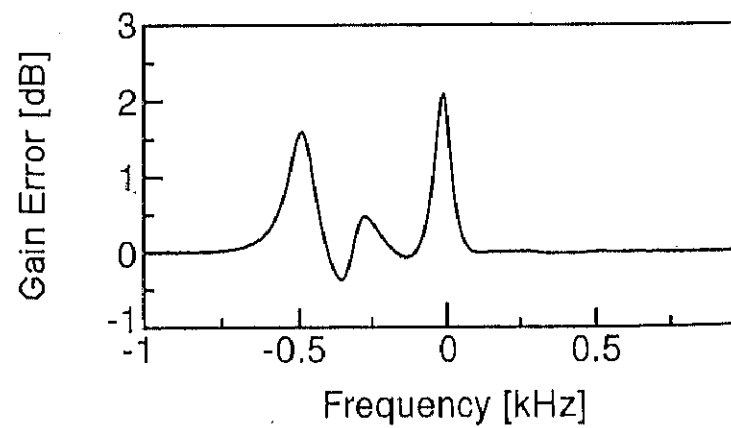
図 6.11: 実験結果



(a)



(b)



(c)

图 6.12: 測定誤差

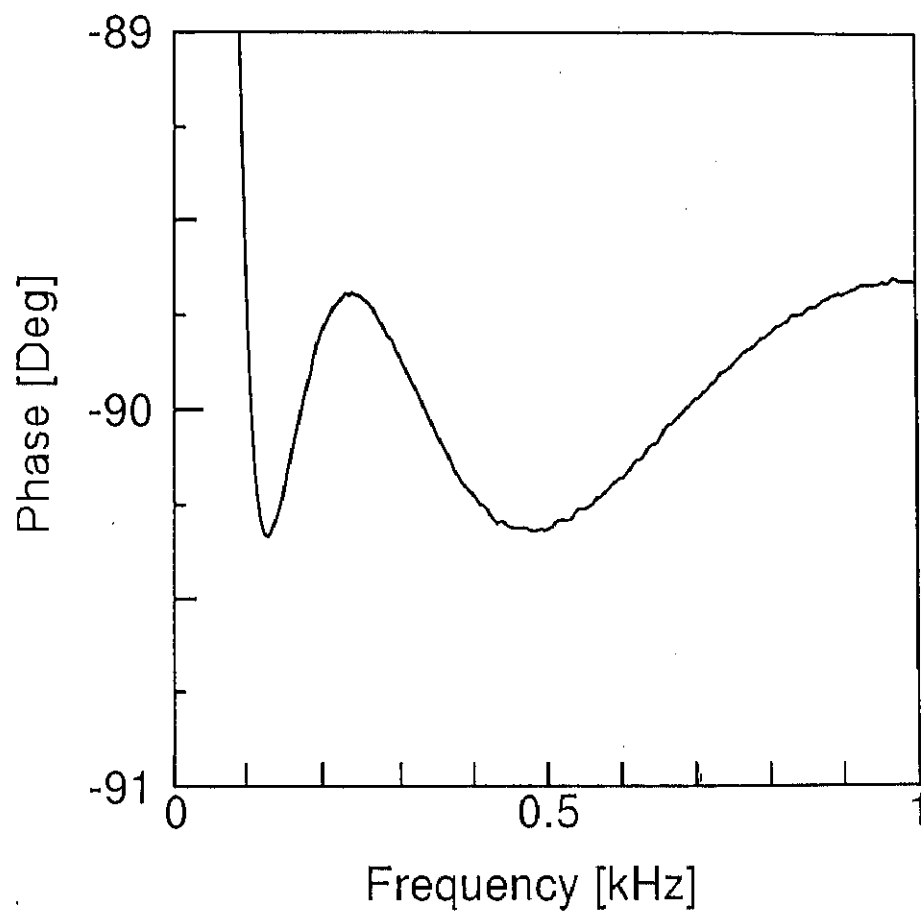


図 6.13: 位相差分波器の位相特性

6.5 まとめ

複素フィルタの周波数特性測定に用いられる位相差分波器の位相誤差の影響について考察した。位相誤差による影響は通過域付近においては比較的少ないが、負の周波数における遮断域ではその影響が非常に大きいことを示した。

また、位相差分波器を用いることなく、複素フィルタの周波数特性を測定する方法を提案した。提案する測定法は、位相差分波器や直角位相発振器などを用いることなく、従来の実フィルタの測定系を用いて複素フィルタの周波数応答を測定することができる。その測定誤差は測定器の測定誤差の中で、特に相対誤差に依存する。通常、この測定に用いられるゲイン・フェーズメータの相対精度は絶対誤差よりも小さい。このことは、提案測定法にとって非常に好都合である。

最後に、例示したフィルタの周波数特性を、従来の方法及び提案する測定法を用いて実測し、位相差分波器を用いた従来の測定法と比較した。その結果、提案手法によってかなり高精度な結果が得られることを確認した。