

クロススペクトル分析計

石井 泰

A Cross-Spectrum Analyzer

By

Yasushi ISHII

Abstract: An analog cross-spectrum analyzer for audio frequency range using low-pass analyzing filters is described. The frequency resolution of the analyzer is equal to the band width of the low-pass filters and can be made as small as 0.3Hz, which is not attainable by the ordinary cross-spectrum analyzers using band-pass analyzing filters. The alignment of phase characteristics of the analyzing filters directly affects the accuracy of the measured spectra and is difficult for the band-pass filters. The use of low-pass filters as the analyzing filters also makes it easier because the only parameter to be adjusted is the time constants of the low-pass filters.

概 要

この論文は、分析フィルタとして低域フィルタを用いた、可聴周波数範囲の信号のアナログ型クロススペクトル分析計について、その動作原理、試作装置、測定結果などを報告するものである。分析計の周波数分解能は使用する低域フィルタの帯域幅によって決定される。試作した装置ではこの分解能を 0.3 Hz まで小さくすることが可能であるが、この値は分析フィルタとして帯域フィルタを用いた従来のクロススペクトル分析計では到達しえないものである。また分析フィルタの位相特性をそろえるという点についても、低域フィルタの使用は、その時定数を合わせるだけですむので、帯域フィルタを用いる場合にくらべてきわめて有利である。

1. ま え が き

二つの定常不規則信号 $u(t)$, $v(t)$ から、時間 t が $0 \sim T$ の範囲をきりだした波形をそれぞれ $u_T(t)$, $v_T(t)$ とし、これらの波形のフーリエ変換を $U_T(f)$, $V_T(f)$ (f は周波数を表わす) とするとき、

$$\Phi_{uv}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left[\frac{1}{T} \hat{U}_T(f) V_T(f) \right] \quad (1)$$

(E は集合平均, \wedge は共役複素数を表わす) で定義される統計量 $\Phi_{uv}(f)$ はクロススペクトルと呼ばれ, 二つの信号の間の関連性を各周波数成分ごとに表わすものとして, 各種分野の信号処理に広く用いられている.

クロススペクトルの測定は, 最近は多くの場合デジタル計算機を用い, 高速フーリエ変換(FFT)によって信号波形のフーリエ変換を求めることにより行われるが, 一方で従前から, 分析フィルタや掛算器などのアナログ回路を用い, 図1のようにして信号から直接にクロススペクトルを求めることも行われてきた[1][2]. このアナログ的な測定方法は, 周波数をゆっくりスイープしながらクロススペクトルの値を順次に求めていくので, 前者のデジタル的方法にくらべて分析に要する時間は長くなるが, 他方, 装置が簡便であり, またクロススペクトルの分析を行っている周波数と同一周波数の正弦波出力が装置からえられるので, これをテスト用入力信号として線形系の周波数特性測定を行いうるなど種々の特長があり, その価値は今日でも失われていない.

ところで図1の測定方法の問題点は, 分析用の狭帯域フィルタにある. 図においては, 帯域フィルタは模式的に, 周波数 f を中心として Δf なる狭帯域幅の周波数成分を一様に通過させるようになっているが, この中心周波数 f を二つの帯域フィルタについて連動してスイープするにつれて, クロススペクトルの実数部と虚数部に比例した出力が周波数 f の関数としてえられる. 実際の装置では, 狭帯域のフィルタの中心周波数を連続的に変えることが難しいので, フィルタの中心周波数は測定周波数範囲の上限以上の値に固定し, かわりにヘテロダイン法により入力信号 $u(t)$, $v(t)$ のスペクトルの方を周波数軸上でスイープすることが行われる. 上記の周波数固定の狭帯域フィルタとしては水晶フィルタ等が用いられるが, その周波数特性は, 振幅と位相の両特性とも, 二つのフィルタについて互に一致させる必要があり, この制約のもとでフィルタの帯域幅 Δf を数ヘルツ以下にすることは非常に困難である. いいかえれば, 図1のような従来の方法では, クロススペクトル測定において数ヘルツ以下の周波数分解能をうることはほとんど不可能である. また周波数分解能を変える場合には, 水晶フィルタ等をモジュールごとと交換しなければならない.

ここで報告するクロススペクトル分析計もアナログ型の一つではあるが, 分析用フィルタ

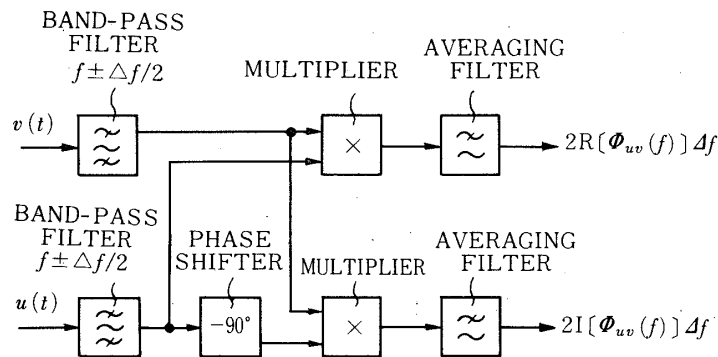


図1 従来のクロススペクトル測定方式

として帯域フィルタのかわりに低域フィルタを用いるという方法によるものである。周波数分解能はほぼこの低域フィルタの時定数の逆数となるので、1 Hz以下の周波数分解能をうることも可能であり、またその際、これらのフィルタの位相特性等をそろえることも容易である。周波数分解能の変更も、スイッチにより低域フィルタの抵抗または容量を切換えることにより簡単に行われる。この新しいクロススペクトルの測定方式については、すでにその概略は報告したことがあるが[3]、以下において改めて、その測定原理、新たに試作した装置および測定結果などについて説明する。

2. 測定原理

図2はこの装置の基本構成を示すものである。二つの入力信号 $u(t)$, $v(t)$ は掛算器 $M_1 \sim M_4$ の入力となり、ここで2相スイープ発振器OSCからえられる $\cos 2\pi ft$ および $\sin 2\pi ft$ の信号と掛算される。これらの掛算された信号は $g(t)$ なるインパルス応答の分析用低域フィルタ $F_1 \sim F_4$ に入力され、これらのフィルタ出力 $p(t)$, $q(t)$, $r(t)$, $s(t)$ は二つずつ組合わされて掛算器 $M_5 \sim M_8$ により掛算される。これらの掛算器の出力は、加算器 S_1 , S_2 により代数的に加算されて信号 $x(t)$, $y(t)$ となり、さらに平均化を行う低域フィルタ F_5 , F_6 によって平滑されて回路の出力 $\overline{x(t)}$, $\overline{y(t)}$ となる($\overline{\quad}$ は時間平均を表わす)。

ここで上記の回路出力 $\overline{x(t)}$, $\overline{y(t)}$ が、入力信号 $u(t)$, $v(t)$ のクロススペクトル Φ_{uv}

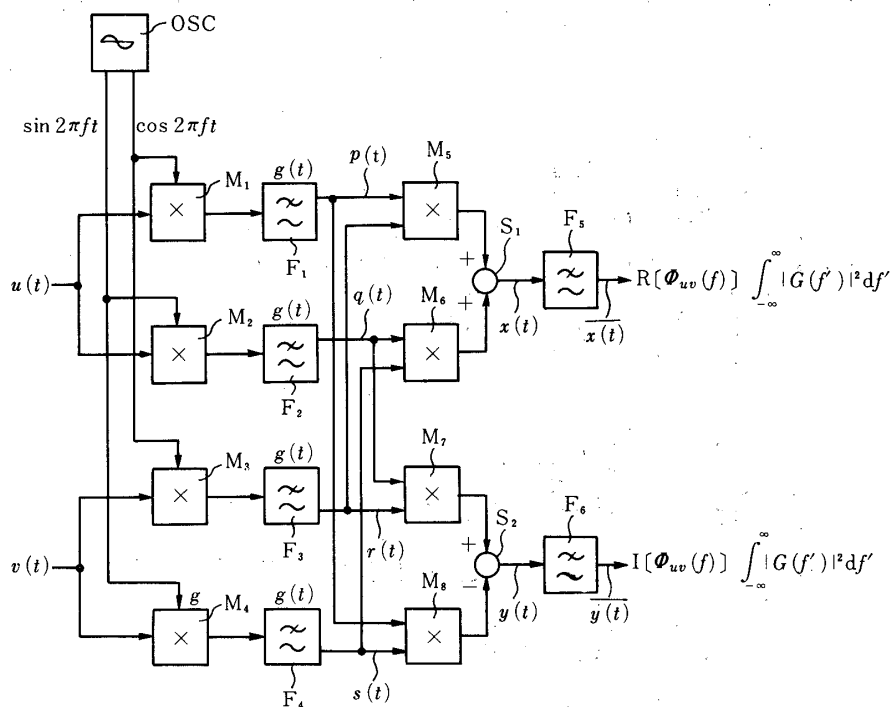


図2 クロススペクトル分析計の基本構成

(f) の実数部と虚数部をそれぞれ与えることを説明するにつき、まず図3の回路が図2の回路と等価であることを示し、つぎに図3の回路によってクロススペクトルが測定されることを示すという間接的方法をとることとする。

図3において、入力信号 $u(t)$, $v(t)$ は $g(t) \cos 2\pi ft$ なるインパルス応答の帯域フィルタ F'_1 , F'_3 および $g(t) \sin 2\pi ft$ なるインパルス応答の帯域フィルタ F'_2 , F'_4 に入力され、これらのフィルタの出力 $p'(t)$, $r'(t)$, $q'(t)$, $s'(t)$ は二つずつ組合わされて掛算器 $M'_1 \sim M'_4$ により掛算される。これらの掛算器の出力は、加算器 S'_1 , S'_2 により代数的に加算されて信号 $x'(t)$, $y'(t)$ となり、さらに平均化フィルタ F'_5 , F'_6 によって平滑されて回路出力 $\overline{x'(t)}$, $\overline{y'(t)}$ となる。

ここで信号 $x'(t)$ を考えると

$$\begin{aligned} x'(t) &= p'(t)r'(t) + q'(t)s'(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} u(\lambda)g(t-\lambda)\cos 2\pi f(t-\lambda)d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} v(\mu)g(t-\mu)\cos 2\pi f(t-\mu)d\mu \\ &\quad + \int_{-\infty}^{\infty} u(\lambda)g(t-\lambda)\sin 2\pi f(t-\lambda)d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} v(\mu)g(t-\mu)\sin 2\pi f(t-\mu)d\mu \end{aligned} \quad (2)$$

と表わされるが、上式に含まれている三角関数を展開し、積分を分解して整理し直すと、結

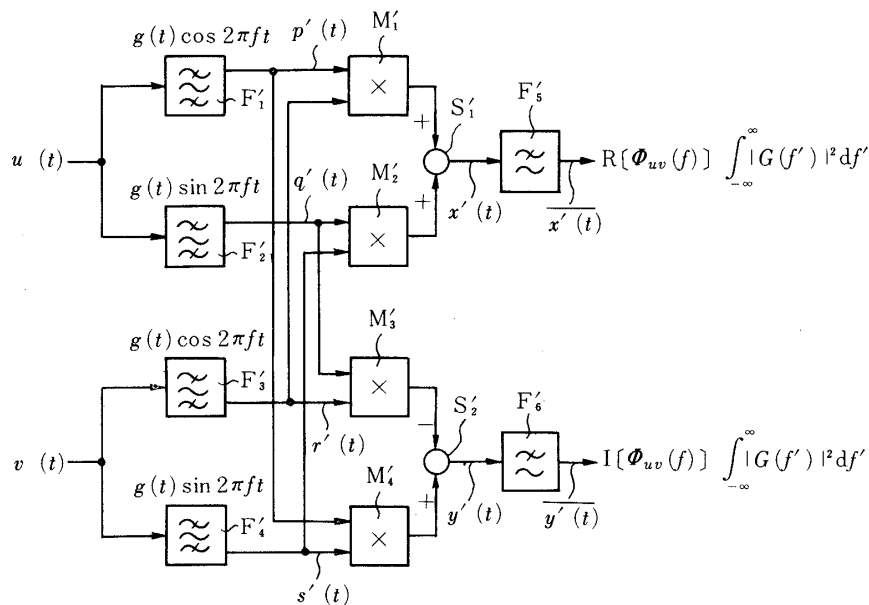


図3 図2の回路と等価な回路

局

$$\begin{aligned}
 x'(t) = & \int_{-\infty}^{\infty} g(t-\lambda)u(\lambda)\cos 2\pi f\lambda d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} g(t-\mu)v(\mu)\cos 2\pi f\mu d\mu \\
 & + \int_{-\infty}^{\infty} g(t-\lambda)u(\lambda)\sin 2\pi f\lambda d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} g(t-\mu)v(\mu)\sin 2\pi f\mu d\mu \quad (3)
 \end{aligned}$$

となる。

上式の第1の積分は、 $u(t)\cos 2\pi ft$ なる入力をインパルス応答 $g(t)$ なるフィルタに与えたときの出力とみなすことができ、これは図2における $p(t)$ に等しい。同様に第2の積分は $r(t)$ に、第3の積分は $q(t)$ に、第4の積分は $s(t)$ にそれぞれ等しい。したがって

$$x'(t) = p(t)r(t) + q(t)s(t) = x(t) \quad (4)$$

となるが、これは図3における信号 $x'(t)$ が、実は図2における信号 $x(t)$ と全く同じものであることを示すものである。同様にして図3における信号 $y'(t)$ についても

$$y'(t) = y(t) \quad (5)$$

となる。このように対応する信号がそれぞれ互に等しい場合には、それらの時間平均についても

$$\overline{x'(t)} = \overline{x(t)} \quad (6)$$

$$\overline{y'(t)} = \overline{y(t)} \quad (7)$$

となることはいうまでもない。

以上にのべたように、図2の回路と図3の回路は、回路への入力と出力を同じくするから、互に等価である。

つぎに図3の帯域フィルタ F'_1, F'_3 の周波数特性を $H_1(f')$ とすると

$$\begin{aligned}
 H_1(f') &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\cos 2\pi fte^{-2\pi jf't}dt \\
 &= \frac{1}{2} [G(f'-f) + G(f'+f)] \quad (8)
 \end{aligned}$$

($j = \sqrt{-1}$)となる。ここで $G(f')$ は $g(t)$ のフーリエ変換で

$$G(f') = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-2\pi jf't}dt \quad (9)$$

であり、これはまた図2の分析用低域フィルタ $F_1 \sim F_4$ の周波数特性にも等しい。同様に帯域フィルタ F_2' , F_4' の周波数特性を $H_2(f')$ とすると

$$\begin{aligned} H_2(f') &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \sin 2\pi f t e^{-2\pi j f' t} dt \\ &= \frac{1}{2j} [G(f' - f) - G(f' + f)] \end{aligned} \quad (10)$$

となる。

ここで信号 $p'(t)$ と $r'(t)$ のクロススペクトルを $\Phi_{p'r'}(f')$ とすると、式(1)で表わされるクロススペクトルの定義によって考えれば明らかのように

$$\Phi_{p'r'}(f') = \hat{H}_1(f') H_1(f') \Phi_{uv}(f') = |H_1(f')| \Phi_{uv}(f') \quad (11)$$

である。同様に

$$\Phi_{q's'}(f') = \hat{H}_2(f') H_2(f') \Phi_{uv}(f') = |H_2(f')|^2 \Phi_{uv}(f') \quad (12)$$

である。したがって図3の回路の出力の一つ $\overline{x'(t)}$ は

$$\begin{aligned} \overline{x'(t)} &= \overline{p'(t)r'(t)} + \overline{q'(t)s'(t)} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{p'r'}(f') df' + \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{q's'}(f') df' \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [|H_1(f')|^2 + |H_2(f')|^2] \Phi_{uv}(f') df' \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} [|G(f' - f)|^2 + |G(f' + f)|^2] \Phi_{uv}(f') df' \end{aligned} \quad (13)$$

となる。ここで

$$|G(f')|^2 = |G(-f')|^2 \quad (14)$$

および

$$\Phi_{uv}(f') = \hat{\Phi}_{uv}(-f') \quad (15)$$

なることを考慮すると、式(13)はつぎのように表わされる。

$$\overline{x'(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} |G(f' - f)|^2 R\{\Phi_{uv}(f')\} df' \quad (16)$$

ただし、R は実数部を表わす記号とする。

上式から明らかなように、この場合の周波数分解能はほぼ $G(f')$ の帯域幅 Δf に等しいから、この Δf は測定すべき $\Phi_{uv}(f')$ のスペクトルピークの幅などに比べて十分小さくする必要がある。すなわち、実際問題としては、 $f' = f$ を中心とする幅 Δf の微小帯域内においては、 $\Phi_{uv}(f)$ の値はほぼ一定とみなすことができるから、式 (16) はさらにつきのように近似される。

$$\overline{x'(t)} = R[\Phi_{uv}(f)] \int_{-\infty}^{\infty} |G(f')|^2 df' = SR[\Phi_{uv}(f)] \quad (17)$$

ここで

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} |G(f')|^2 df' \quad (18)$$

であるが、これはフィルタの特性によって定まる一定値であるから、 $\overline{x'(t)}$ は $R[\Phi_{uv}(f)]$ に比例した大きさとなる。

図3の回路のもう一方の出力 $y'(t)$ についても同様で、

$$\Phi_{p's'}(f') = \hat{H}_1(f') H_2(f') \Phi_{uv}(f') \quad (19)$$

$$\Phi_{q'r'}(f') = \hat{H}_2(f') H_1(f') \Phi_{uv}(f') \quad (20)$$

であるから

$$\begin{aligned} \overline{y'(t)} &= \overline{p'(t)s'(t)} - \overline{q'(t)r'(t)} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{p's'}(f') df' - \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{q'r'}(f') df' \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [\hat{H}_1(f') H_2(f') - \hat{H}_2(f') H_1(f')] df' \\ &= \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} [|G(f'-f)|^2 - |G(f'+f)|^2] \Phi_{uv}(f') df' \quad (21) \end{aligned}$$

となる。ここで式 (14) および (15) を考慮し、さらにクロススペクトル分析の周波数 f は、その測定の周波数分解能、すなわち $G(f')$ の帯域幅 Δf に比べて十分大きいものと仮定する。このように仮定すると、 $|G(f'-f)|^2$ と $|G(f'+f)|^2$ は f' 軸上で重なり合う部分がなく分離して考えることができるから、式 (21) は

$$\overline{y'(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} |G(f'-f)|^2 I[\Phi_{uv}(f')] df' \quad (22)$$

と近似的に表わされる。ただし I は虚数部を表わす記号である。そこでさらに幅 Δf の帯域内においては $\Phi_{uv}(f')$ の値はほぼ一定であるとみなせば、最終的に

$$\begin{aligned} \overline{y'(t)} &= I[\Phi_{uv}(f)] \int_{-\infty}^{\infty} |G(f')|^2 df' \\ &= SI[\Phi_{uv}(f)] \end{aligned} \quad (23)$$

と近似され、 $\overline{y'(t)}$ は $I[\Phi_{uv}(f)]$ に比例した大きさとなる。

以上に説明したように、図3の回路は、クロススペクトル $\Phi_{uv}(f)$ の実数部と虚数部にそれぞれ比例した大きさの二つの直流出力を生ずるが、これはとりもなおさず、これと等価な図2の回路も同じ出力を生ずることを意味する。そして図2の発振器OSCの周波数 f を分析周波数範囲についてゆっくりスイープすることにより、 $\Phi_{uv}(f)$ が f の関数としてえられる。

3. 測定装置

前章で説明した図2の基本構成図に基づき、写真1に示すような測定装置を製作した。また、図4にはこの装置のクロススペクトル分析計本体のパネル面を示す。

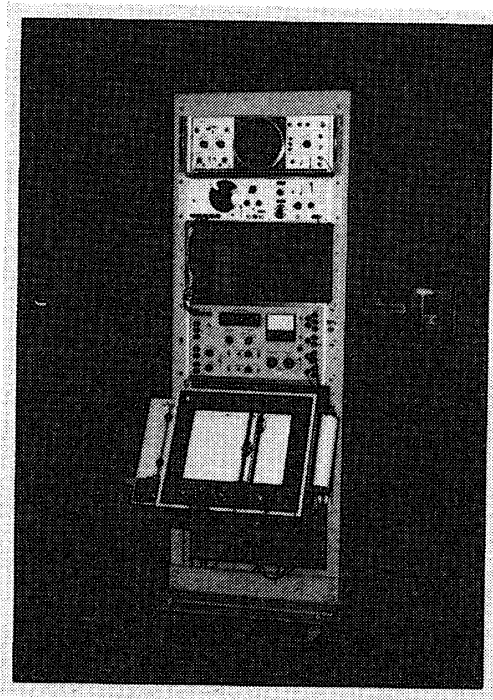


写真1 試作装置

上からモニター用オシロスコープ、スイープ発振器、クロススペクトル分析計、X-Yレコーダ

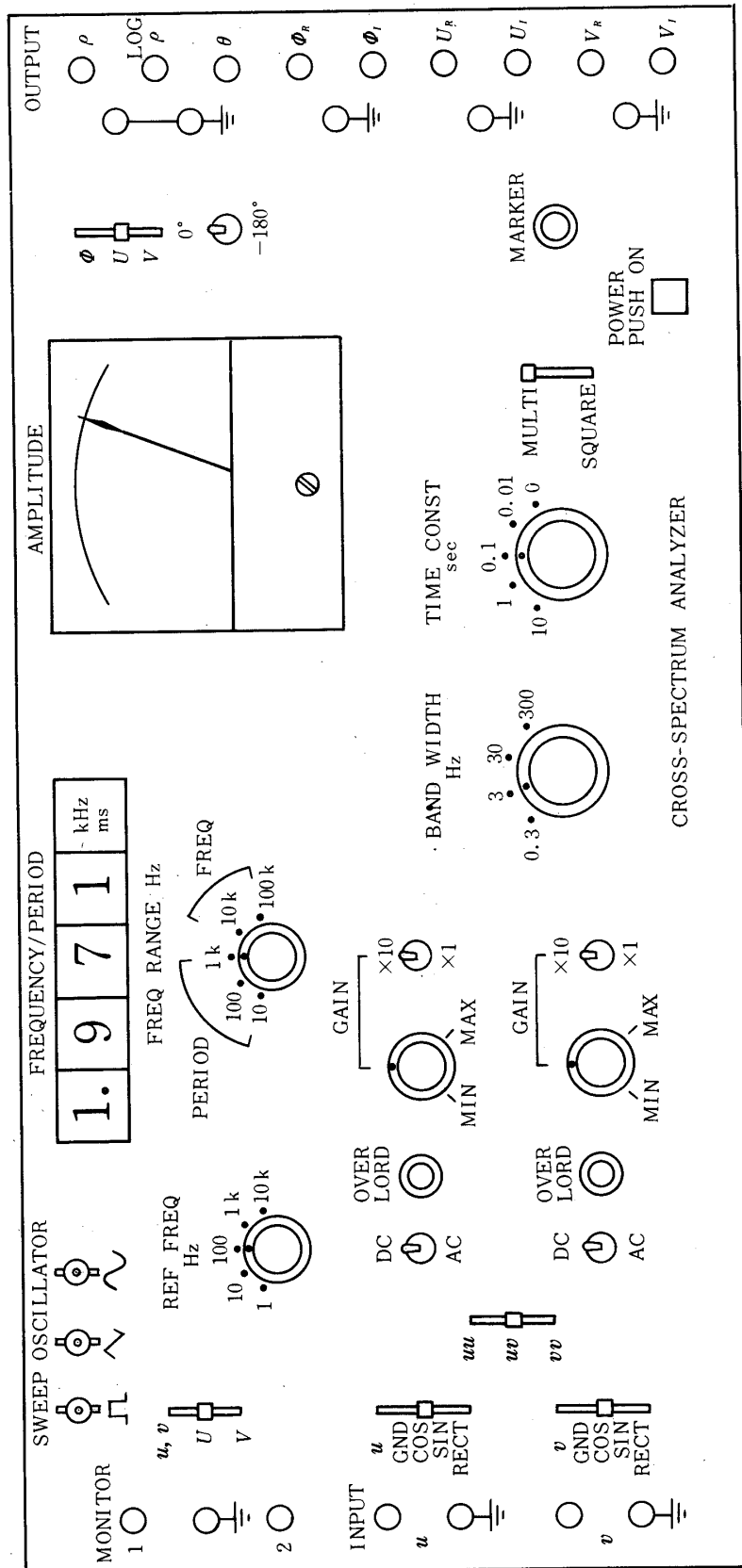


図4 クロススペクトル分析計の正面パネル

図5は、分析計本体の具体的構成を示すブロック図である。スイープ発振器は市販の製品(NF社, FG-113型)を使用しているが、この発振器から、 $\cos 2\pi ft$ の正弦波と、これと同じ周波数の三角波および矩形波の3種類の信号が分析計に供給される。分析計においては、このうち三角波と矩形波を用いて関数発生回路で $\sin 2\pi ft$ の正弦波を発生し、前記の $\cos 2\pi ft$ の正弦波とともに掛算器への入力とする。また、関数発生回路では、振幅較正用の正弦波信号も発生する。

分析計への入力信号 $u(t)$ 、 $v(t)$ は、結合切換のスイッチや増幅器 A_1 、 A_2 を通ったあと、それぞれの分析回路へ入力される。平均化フィルタ F_5 、 F_6 の出力端子にえられたクロススペクトルの実数部と虚数部を表わす信号 Φ_R 、 Φ_I は、そのままX-Yレコーダの入力にして直角座標で表示してもよいが、座標変換回路により絶対値 ρ と位相角 θ に変換して表示することもできる。さらに対数変換回路により $\log \rho$ に変換し、 $\log \rho$ と θ による、いわゆるボード線図の形式でクロススペクトルをレコーダに描かせることもできる。

入力信号 $u(t)$ または $v(t)$ のパワースペクトルを測定したい場合には、入力の結合切換スイッチを uu または vv の位置にして、そのときにえられる Φ_R のみをとるようにすればよいが、この場合は Φ_I の測定回路は全く遊んでいるわけであるから、これも利用すれば同時に二つの入力信号のパワースペクトルを測定できる。掛算器 $M_5 \sim M_8$ の前段にある切換スイッチはこれを行うもので、クロススペクトル測定の場合はMULTI.の位置に置くが、パワースペクトルの場合にはSQUAREの位置にする。この場合には分析用低域フィルタ $F_1 \sim F_4$ の出力は $M_5 \sim M_8$ によりそれぞれ2乗されるが、そこで入力の結合切換スイッチを uv の位置にすると、平均化フィルタ F_5 の出力に Φ_R のかわりに $u(t)$ のパワースペクトルを表わす信号が、 F_6 の出力に Φ_I のかわりに $v(t)$ のパワースペクトルを表わす信号がえられる。

このクロススペクトル分析計の構成は、別の見方をすれば、2組の相関型サーボアナライザの出力の2次結合の時間平均をとっているものと考えることができる。したがってクロススペクトル測定とは別に、2チャンネルのサーボアナライザとして使用することもできる。その場合の分析計の出力は低域フィルタ $F_1 \sim F_4$ の出力で、 U_R と $-U_I$ が入力信号 $u(t)$ のフーリエスペクトルの実数部と虚数部を、 V_R と $-V_I$ が入力信号 $v(t)$ のその実数部と虚数部をそれぞれ表わす。これらの出力はそのままX-Yレコーダの入力とすることもできるし、あるいは前述の座標変換回路を通して絶対値 ρ と位相角 θ に変換してレコーダの入力とすることもできる。

図6は図5の A_1 、 M_1 、 F_1 、 M_5 、 S_1 、 F_5 の部分の回路図である。この回路に使用した演算増幅器と掛算器はすべてBurr Brown社製のものである。分析計の他の信号経路もこれと同様である。

分析用低域フィルタは一次遅れフィルタを2個直列に結合したもので、その間にゲインを $\times 1$ と $\times 10$ に切換えるスイッチがある。この低域フィルタの周波数特性 $G(f')$ は

$$G(f') = K \left(\frac{1}{1 + 2\pi j f' \tau} \right)^2 \quad (24)$$

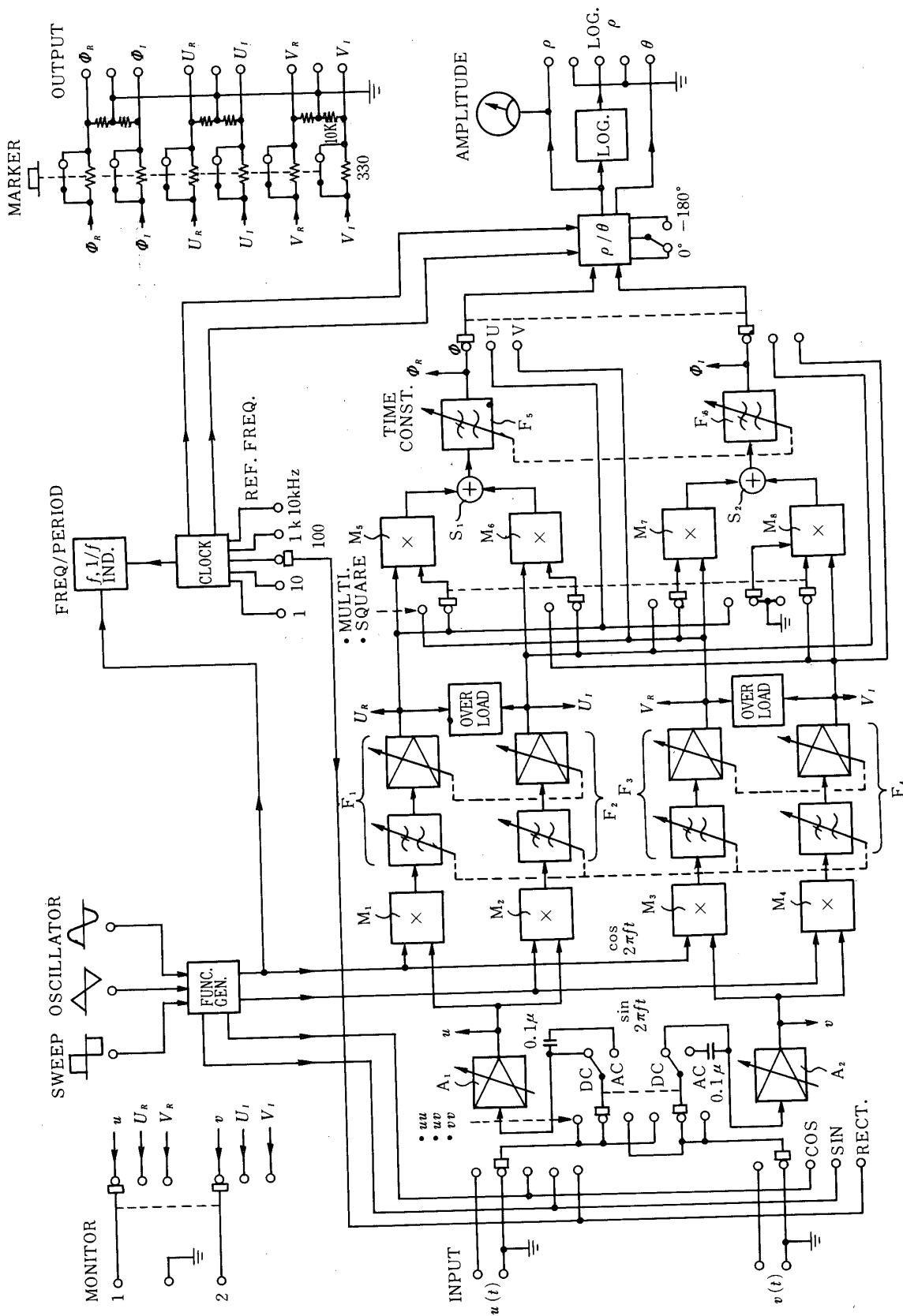
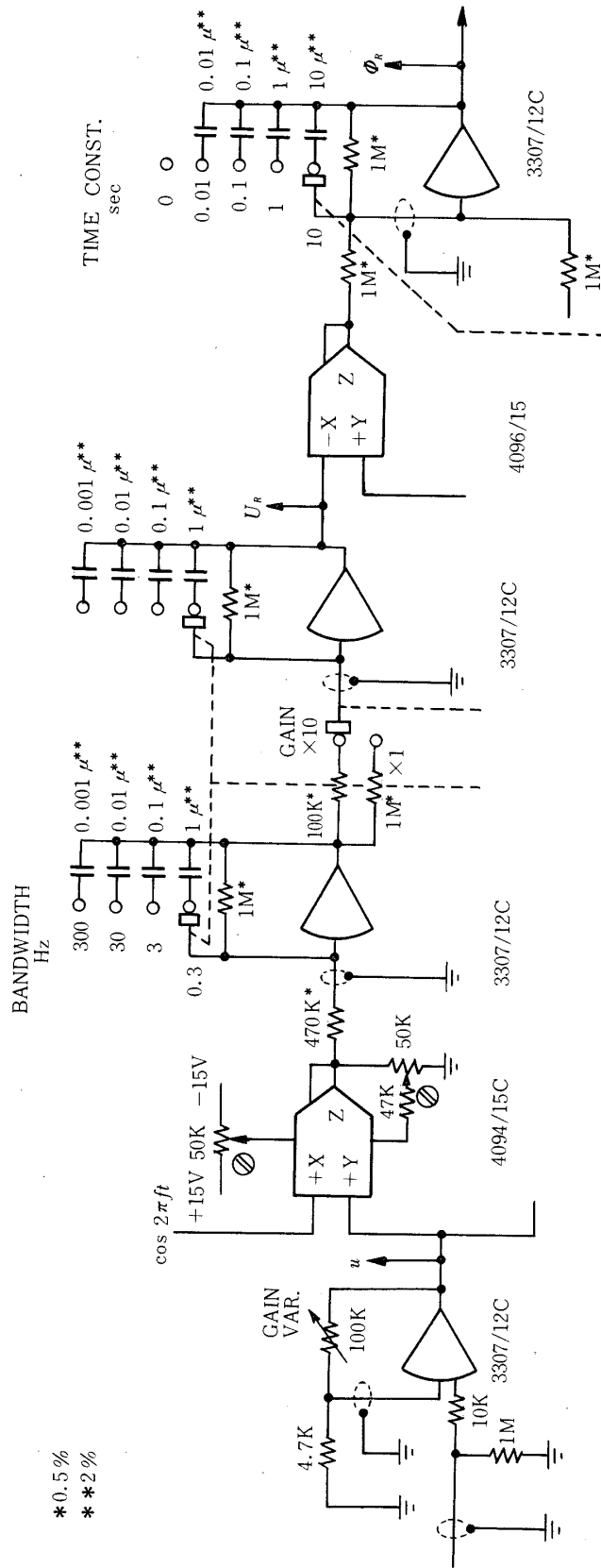


図5 クロススペクトル分析計のブロック図



* 0.5%
 ** 2%

図 6 信号分析回路の一部の結線図

となる。ここで K はフィルタの直流ゲイン、 τ はその時定数である。したがって

$$\int_{-\infty}^{\infty} |G(f')|^2 df' = \frac{K^2}{4\tau} \quad (25)$$

となるが、この値に信号経路の他の部分のゲインの2乗を掛けたものが式(18)の比例常数 S となる。実際にはこの S の値は、測定時に振幅較正用の信号を入力信号として与えることにより決定される。

上記の時定数 τ は $1\text{ ms} \sim 1\text{ s}$ の範囲で4段階に切換えることができる。これに対応するフィルタの帯域幅 Δf は、 $|G(f')|^2$ をピーク値と積分値が等しい矩形周波数特性に置換えるという観点からすれば $\Delta f = 1/4\tau$ となり、クロススペクトルやパワースペクトルの測定においては、この値を等価帯域幅にとることが合理的であるが、一方サーボアナライザとして使用したときの周波数分解能の観点からすれば、 $|G(f)|$ のピーク値から両側に 6 dB 下がった点の間の周波数幅をとることがのぞましく、ここでは後者を採用し、 $\Delta f = 1/\pi\tau$ の値を帯域幅としてパネル面に表示してある。

加算器 S_1 と平均化フィルタ F_5 は、図6に示したように一つの演算増幅器を用いて一体で構成されている。平均化時定数は $10\text{ ms} \sim 10\text{ s}$ の範囲で4段階に切換えられる。このほかに切換スイッチには時定数0の位置が設けられているが、これは平均化操作を行う前のスペクトル、すなわちピリオドグラムを測定するためのものである。

以上のほかに、分析計には、分析周波数を測定したり周波数較正信号を発生するための、水晶発振器をもとにしたクロックパルス発生回路や、分析計内部の要所の信号波形をオシロスコープで観るためのモニタ出力端子などが設けられている。

4. 測定例

以上に説明したクロススペクトル分析計による測定例の一つとして、 $224 \sim 450\text{ Hz}$ の帯域フィルタの入出力信号のパワースペクトル、クロススペクトルを示す。

図7はフィルタ入力 $u(t)$ として物理的手段で発生した白色雑音を与えた場合で、 $u(t)$ のパワースペクトル $\Phi_{uu}(f)$ は周波数 f にかかわらず一定値となる。フィルタ出力 $v(t)$ のパワースペクトル $\Phi_{vv}(f)$ は、フィルタの周波数特性の絶対値の2乗に比例して変化する。入出力のクロススペクトル $\Phi_{uv}(f)$ は、ボード線図の形式にならって、絶対値 $|\Phi_{uv}(f)|$ と位相 $\angle\Phi_{uv}(f)$ に分けて表示してある。ただし、 $\angle\Phi_{uv}(f)$ は $-225^\circ \sim +135^\circ$ の範囲に折りたたまれて表わされており、 315 Hz における $\angle\Phi_{uv}(f)$ のゼロクロス点が 0° に対応している。なお、 $f < 130\text{ Hz}$ および $f > 700\text{ Hz}$ の範囲では $|\Phi_{uv}(f)|$ の値が小さいので、座標変換回路の位相角演算回路の動作は停止している。

上記のクロススペクトル $\Phi_{uv}(f)$ は、入力 $u(t)$ がこの場合は白色雑音であるから、フィルタの周波数特性に比例すべきものであり、事実この測定値は、正弦波入力を用いて通常の方法で測定したフィルタの周波数特性の値とよい一致をみせた。

図8は、同じ帯域フィルタに、入力 $u(t)$ として 10 kHz のクロックパルスで動作する10次M系列信号を与えた場合の測定例である。M系列信号は人工的に作られた周期的な擬似不

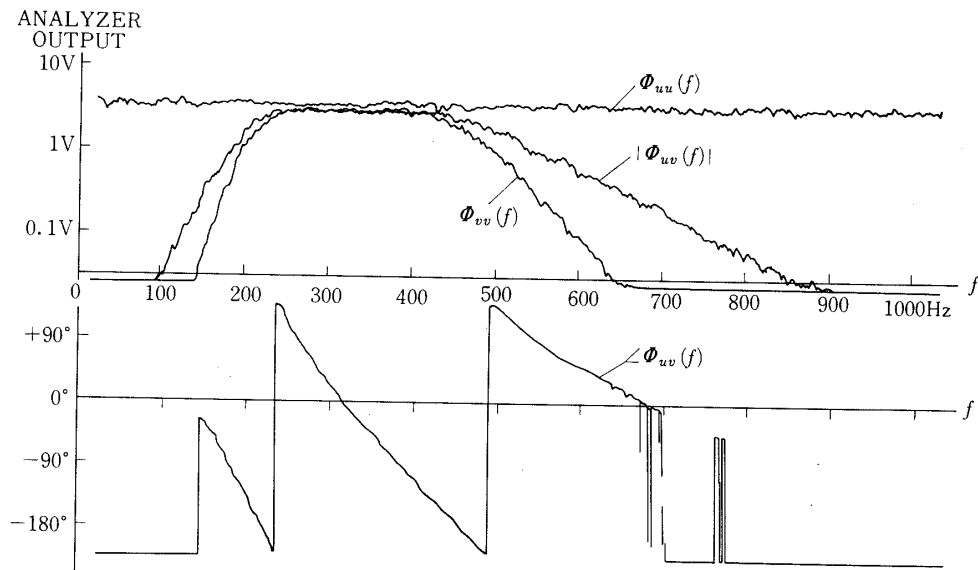


図7 帯域フィルタ (224~450 Hz) の入出力信号のパワースペクトルとクロススペクトルの測定例 (1)

フィルタ入力 $u(t)$: クロック周波数 10 kHz の 2 値不規則信号

フィルタ出力 $v(t)$:

分析帯域幅 Δf : 30 Hz

平均化時定数 : 1 s

周波数スイープ時間: 500 s

規則信号であるから、信号の不規則性に由来する統計的誤差を生ぜず、物理的手段で発生した真の不規則信号を用いた図7の場合にくらべて、なめらかなパワースペクトル、クロススペクトルがえられている。110 Hz 付近でみられる $|\Phi_{uv}(f)|$ の小さな山は測定されるフィルタの周波数特性ではなく、またクロススペクトル分析計の偶然誤差などによるものでもない。これはこのM系列信号を用いる限り再現性があり、このM系列信号の波形に固有のものと考えられる。

なお、このクロススペクトル分析計を相関型サーボアナライザとして使用したときの一つの測定例が文献 [4] にある。

5. あとがき

以上において、新しい方式のアナログ型クロススペクトル分析計について、その測定原理、試作した装置の主要部の構成、クロススペクトルの測定例などについて説明した。この分析計の特徴は分析フィルタとして低域フィルタを使用したところにあり、その結果、まえがきにも述べたように、低域フィルタの時定数を大きくすることにより、1 Hz 以下の周波数分解能をも容易にうることができるようになった点である。また、フィルタの時定数というただ

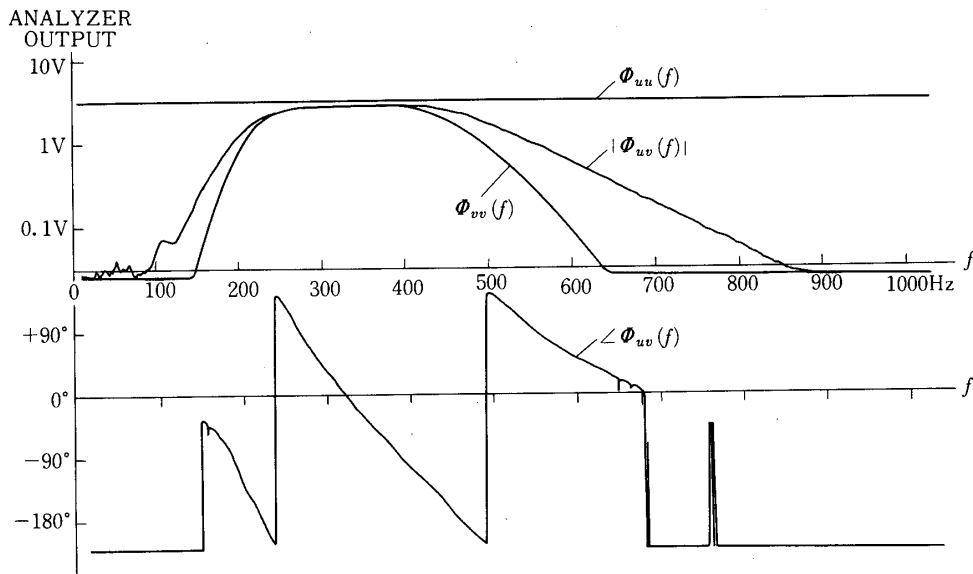


図8 帯域フィルタ (224~450 Hz) の入出力信号のパワー
 スペクトルとクロススペクトルの測定例 (2)
 フィルタ入力 $u(t)$: クロック周波数 10 kHz の 10 次M系列信号
 他は図7に同じ

一つのパラメータを合わせれば分析フィルタの周波数特性をそろえることができるので、分析フィルタとして帯域フィルタを用いたときのようなフィルタの位相特性の差による誤差なども、ほとんど除去しうる。

最後に試作したクロススペクトル分析計の主要性能を以下にまとめる。

分析周波数範囲	0.1 Hz~100 kHz
入力電圧範囲	±0.5V~±10V, 可変
出力電圧範囲	±10V
周波数分解能	0.3, 3, 30, 300 Hz, 可変
平均化時定数	10, 1, 0.1, 0.01 s および 0, 可変

1980年9月30日 計測部

参 考 文 献

- [1] M.S. Uberoi and E.G. Gilbert: Technique for Measurement of Cross-Spectral Density of Two Random Functions, Rev. Sci. Inst., Vol. 30, pp. 176 - 180 (1959).
- [2] J.T. Broch: On the Measurement and Interpretation of Cross-Power-Spectra, Reports 6th Inter. Cong. Acoustics (Tokyo, Aug. 1968), III, D5 - D8.
- [3] 南谷, 石井: 変調を利用したクロススペクトルの測定, 音響学会講演論文集 (1970年10月),

pp. 349-350.

- [4] 石井：振動ピトー管 — 質量流量の新しい測定法，計測自動制御学会論文集，Vol. 16, pp. 556-561 (1980).