# 雑 音 統 計 機 FIREC-1

Noise Analyser FIREC-1

新 保 勇\*
Isamu Shinbo

□ ト 循 Tôru Yamashita 妻 冲\*\*
Noboru Kôzuma

Tôru Ya

左 藤 利 男\*\*\*\*

不破康博\*\*\* 佐藤利 Yasuhiro Huha Toshio Satô

# 内 容 梗 概

雑音統計機FIREC-1 (Fifth Research Center)は防衛庁技術研究本部第5研究所と日立製作所との共同研究結果に基づいて、設計、製作されたもので、磁気テープに集録された水中雑音を対象とし、その統計的諸量をディジタル方式により測定するもので、特に相関関数に関しては精度1%以内で計算できる優秀なものである。本機はA-D変換器とパラメトロン電子計算機よりなる単能計算機であるが、汎用ディジタル計算機に比して処理速度が早く、かつアナログ計算機に比して高精度である点がすぐれた特長となっている。

# 1. 緒 言

雑音統計機 FIREC-1 は防衛庁技術研究本部第5研究所で水中雑音を統計的に分析し、その諸性質を解明する手段として使用する、ディジタル方式の単能計算機である。雑音の統計的諸量、すなわち、長時間平均値、実効値、自己または相互相関関数、レベル分布などの諸量を定量的に測定する手段としては、アナログ計算機あるいは汎用ディジタル計算機などが考えられるが、アナログ計算機は演算速度は早いが高精度を期待することが困難であり、また汎用ディジタル計算機は高精度は問題ないが、データをいったん記録するための記憶装置が高価でありかつ計算に相当の所要時間を要する。われわれは測定精度と所要時間とより考察して、A-D変換器とディジタル単能計算機の組み合わせによる方式を採用し、これにより、対称周波数範囲100kc以下、データの処理精度1%以上、一つのでに対する演算時間210秒以下という性能をもつ雑音統計機を設計製作した。以下本機の設計原理および装置の概要について記述する。

# 2. 雑音に関する統計的パラメータの測定原理

雑音はある確率過程に従って現象の生起する定常的な時系列として考えられる場合が多い。このような時系列を定量的に記述する最も一般的な統計的パラメータ(以下パラメータと略す)は

実効値, 二乗平均値, 平均値 自己または相互相関関数 雑音電力スペクトラム レベル分布(時間率)

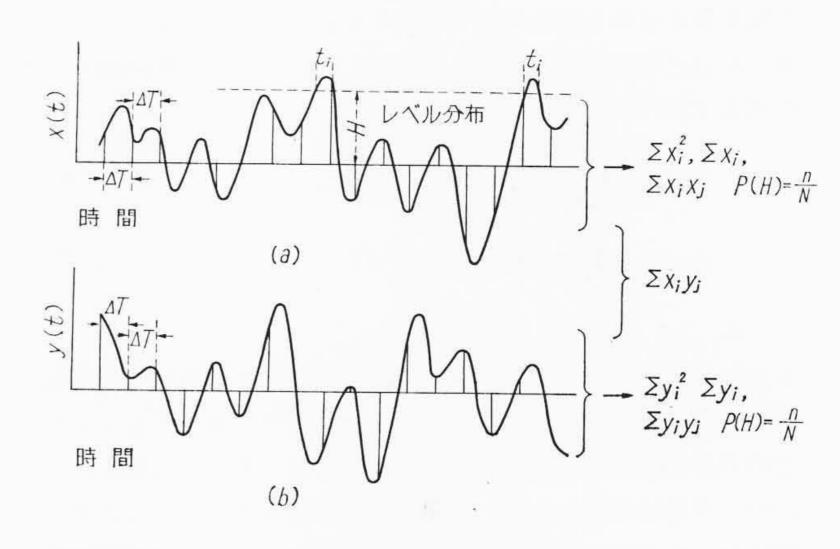
のような量である。

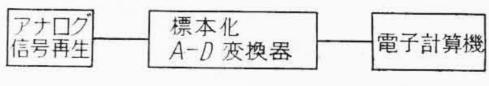
#### 2.1 パラメータの一般的な測定原理

## 2.1.1 実効値,二乗平均値,平均値

実効値, 二乗平均値, 平均値といったパラメータは定常時系列の強度(intensity)を表示する量で第1図(a)または(b)に示すような時系列x(t), y(t) について

実効値= 
$$\sqrt{(二乗平均値)} = \sqrt{\lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x^2(t) dt}$$
 ......(1) 平均値=  $\lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} y(t) dt$  ...............(2) という式で定義されている。





(c)

- (a) 時系列x(t)とその標本化
- (b) 時系列y(t)とその標本化
- (c) 従来のディジタル測定方式

第1図 従来の時系列測定に於ける標本化と測定方式

これらの量をディジタル的に測定する一般的な手法は,第1図 (a) または(b)に示すように,この連続的な時系列を細かい時間 間隔  $\Delta T$  で標本化し,ディジタル化し,それらN個の標本数値列から

実効値=
$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} x^{2}(t+n\Delta T)}$$
 ......(3)
平均値= $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} y(t+n\Delta T)$  ......(4)

なる演算によって求める方法である。

#### 2.1.2 自己または相互相関関数

自己相関関数は一つの時系列内における振幅の"時間的な流れ"の統計的構造を表示するパラメータで第1図(a)のごとき時系列について

自己相関関数=
$$\varphi_{xx}(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t) x(t+\tau) dt$$
 (5)

なる式で定義される。

一方相互相関関数は**第1**図(a)および(b)のように相異なった 時系列間の同様な統計的構造を表示するパラメータで

相互相関関数=
$$\varphi_{xy}(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t) y(t+\tau) dt$$
 ......(6)

<sup>\*</sup> 防衛庁技術研究本部第5研究所

<sup>\*\*</sup> 日立製作所中央研究所

<sup>\*\*\*</sup> 日立製作所神奈川工場

<sup>\*\*\*\*</sup>日立製作所神奈川工場 工博

日

なる式で定義される。

これらの量をディジタル的に測定する一般的な手法は,前項で 述べたような標本化によって得られた標本数値列から

$$\varphi_{xx}(m\Delta T) = \frac{1}{N-m} \sum_{n=1}^{N-m} x(n\Delta T) x(\overline{n+m}\Delta T)$$

$$\frac{m \ge 0}{2} \qquad (7)$$

$$\varphi_{xy}(m\Delta T) = \frac{1}{N-m} \sum_{n=1}^{N-m} x(n\Delta T) y(\overline{n+m}\Delta T)$$

$$\frac{m \ge 0}{2} \qquad (8)$$

なる演算によって求める方法であって、この場合各相関関数の値 としては遅延時間  $\tau$  として  $m\Delta T$  という離散的な値に対応する値 が求められることになる。

#### 2.1.3 雑音電力スペクトラム

雑音電力スペクトラム w(f)なる量は、定常時系列を構成する 各周波数成分の全電力に対する寄与を表示するパラメータで、上 述した自己相関関数  $\varphi_{xx}(\tau)$  とは次式に示すように Fourier 変換 の関係で結ばれている。

$$w(f) = 4 \int_0^\infty \varphi_{xx}(\tau) \cos 2\pi f \, d\tau \dots (9)$$

$$\varphi_{xx}(\tau) = \int_0^\infty w(f) \cos 2\pi f \, df \dots (10)$$

#### ここに f: 周 波 数

を表わす。この量をディジタル的に測定するには自己相関関数の値から上式の関係を用いて電子計算機により行なってもよいが、この方法は演算自身複雑であり、かつ計算に要する時間もかかるので、実用的見地からは、対象とする雑音を考えているある周波数において十分狭帯域の沪(ろ)波器に通し、その出力の実効値を周波数の関数として求める方法が用いられる。

# 2.1.4 レベル分布 (時間率)

レベル分布(時間率)というのは時系列の波形に関する情報を表示するパラメータで,第1図(a)に示すように,ある時系列において,その振幅があるレベルHを越している時間の割合,すなわち,いま十分長い時間間隔T内で振幅 x(t) がレベルHを越している時間の総和を  $\sum t_i$  としたとき,

$$P(H) = \frac{\sum t_i}{T}....(11)$$

で定義される。

この量をディジタル的に測定するには第1図(a)に示されるようなN個の標本数値列から、その数値があるレベルHを越している標本を抽出し、その数をnとした場合、

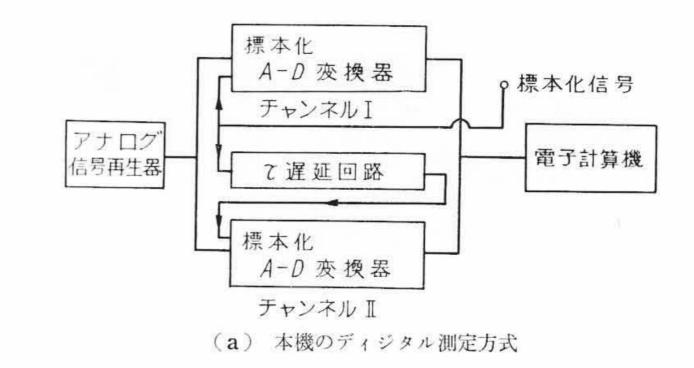
$$P(H) = \frac{n}{N} \dots (12)$$

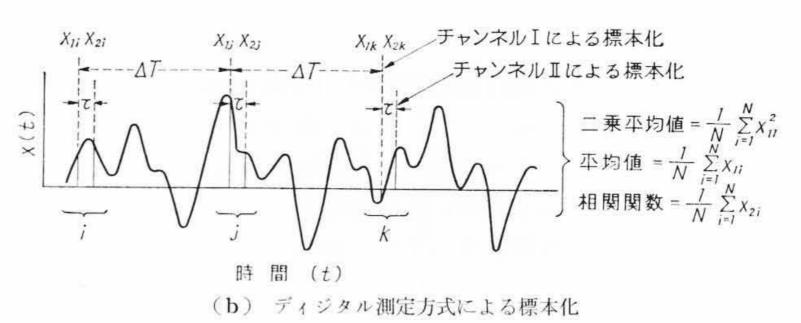
なる関係から求める。

#### 2.2 本機における統計的パラメータの測定法

本機において測定の対象とする時系列はテープレコーダに録音された水中雑音であるから、これの各統計的パラメータを測定する具体的方式としては第1図(c)に示すような方式、すなわち、まずテープレコーダから再生されるアナログ波形を、この波形に含まれているすべての情報が漏れなく抽出しうるような短い時間間隔で標本化を行なうことによって第1図(a)あるいは(b)に示すごとき標本数値列を作り、ついでこのデータを基にして前節で述べた各演算を行ない所要のパラメータを得る方式——が考えられる。しかしこの回路構成は次の点で実現性に乏しい。

すなわち,本機において対象とする時系列の周波数領域はきわめて低い周波数領域から百 kc に及んでいるので上述したような条件





第2図 本機に於ける標本化と測定方式

で標本化を行なうとすると、標本時間間隔  $\Delta T$  として約  $5 \mu s$  程度 のきわめて短い時間間隔が必要となり、具体的回路構成としては非常に高速度な標本器およびアナログーディジタル変換器(以下 A-D 変換器と略す)が要求されることになる。このことはこれに続く電子計算機としても同様に超高速な演算速度を有するか、あるいは膨大な容量をもつ記憶装置を有することが必要なことを意味する。これらのことは現在の技術としてはきわめてむずかしく、またたとえ可能であったにせよ機器の複雑化および保守の困難さの点で実用的になり得ないと考えられる。

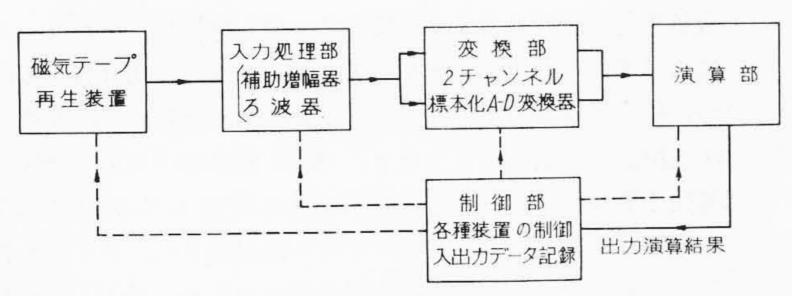
このような点からわれわれは本機に対しいままで述べてきた方式 とことなるディジタル測定方式を用いた。

この測定方式の基礎となる原理は、雑音のような定常時系列ではその系列に屈するある量の時間的平均値(time average)はその集合的平均値(ensemble average)に一致するといういわゆる定常時系列のエルゴード性である。この原理によれば、(3)、(4)、(7)、(8)、(12)式の各式によって定義された各パラメータの演算手段は必ずしも  $\Delta T$  なる短い時間間隔で隣り合った標本値間の時間的平均である必要はなく、むしろ相互の相関が無視し得る程度に離れて標本化された標本値群の集合的平均でよいことになる。

この原理による具体的な測定系は第2図(a)に示すように入力アナログ信号に対し2チャンネルの標本化,A-D変換器が設けられ、これに1個の単能電子計算機が従属されている構成である。

動作方式を説明すると、まず2 チャンネルに並べられた標本器において標本器相互の標本時刻差を、所要の自己あるいは相互相関関数の遅延時間差に相当した時間間隔  $\tau$  に選び、またそれぞれのチャンネルの標本時間間隔は普通の級のA-D 変換器が動作可能で、しかもそれに従属される計算機の演算速度が次々に供給される数値列を遅滞なく処理し得て、かつ標本値間の相関が無視し得る程度の長さ $\Delta T$  に選ばれている。このような標本化器によって得られたデータの形は $\mathbf{第2}$  図(b)に示すようになる。このデータでは $\mathbf{i}$ -グループの標本値とはまったく独立に抽出されていると考えてよいから、前述の本測定原理によれば、求めようとする定常時系列の統計的パラメータは $\mathbf{第2}$  図(b)に示すような集合平均的演算によって求められることになる。

こうしてこの測定方式は A-D 変換器の変換速度が比較的低いまま, しかも計算機に大容量でしかも高価な記憶装置を用いずに高周波領域を含む時系列の統計的パラメータをディジタル的に精度高く測定し得る点で特長があると考えられる。



雜

第3図 雑音統計機のブロックダイアグラム

# 3. 設計理論

#### 3.1 方 式

1-5

前章の測定原理に基づいて構成された本雑音統計機のブロック図 を第3図に示す。本機の演算制御はすべて制御卓によって行なわれ る外部制御方式をとり、演算様式および標本数の設定、入力切換、 起動停止などのあらゆる制御が制御卓にある押しボタンによって行 なわれる。

磁気テープに収録された被測定雑音信号は磁気テープ再生装置で再生され、入力処理部および変換部で次節で述べる時間間隔  $\Delta T$  ごとに標本化し、二進化十進数値三けたのディジタル量に変換して演算部に送られる。演算部はパラメトロン論理素子をもって構成する単能計算装置で変換部より送られてくる信号を遅滞なく処理できる機能を有する。また紙テープに収録された信号をメカニカルリーダをとおして計算機に入れ同様の演算を行なわせることもできる。

制御卓から指定できる演算様式は次の6種類で、前章に述べた原理に従い右辺に示した式の形で行なわれるものである。

(1) 平 均 值

$$\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt \qquad \qquad \sum_{n=1}^N |x(n\Delta T)|$$

(2) 二乗平均值

$$\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \qquad \qquad \sum_{n=1}^N x^2(n \Delta T)$$

(3) 自己相関関数

$$\frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t+\tau) dt \qquad \qquad \sum_{n=1}^N x(n \Delta T) \cdot x(n \Delta T + \tau)$$

(4) 相互相関関数

$$\frac{1}{T} \int_0^T x(t) y(t+\tau) dt \qquad \qquad \sum_{n=1}^N x(n \Delta T) \cdot y(n \Delta T + \tau)$$

(5) 時 間 率  $\sum \Delta t_i$ 

$$\Delta t_i$$
 は  $x(t)$  が指定レベル  $x_0$  より大なる期間

nは $\Delta T$ ごとのN個の標本値群について

 $x_0$  が正の場合  $x \ge x_0$  なる標本数  $x_0$  が負の場合  $x \le x_0$  なる標本数

(6) 時間率精算

$$\sum \sum \Delta t_i$$
  $\sum n$ 

そのうち(1)~(5)の5種類は磁気テープ、紙テープ双方の信号に対して適用できる。また時間率の計算は(1)~(4)の演算指数のとき同時に行なわれるようになっている。

演算結果は自動的にタイプライタにより印字されるが、時間率の 演算結果は同時に紙テープにさん孔記録させることができる。紙テ ープにさん孔記録された時間率は、それをメカニカルリーダで計算 機に読み込ませることによって時間率の精算を行なわせることがで きる。

# 3.2 各部仕様の決定

本機の設計において、ディジタル量子化レベルM、測定標本数

N,標本間隔  $\Delta T$ , チャンネル間標本時刻差の設定は各パラメータの測定範囲および測定精度を基準として行なわれなければならない。

# 3.2.1 ディジタル量子化レベル M

量子化レベルMの選び方が前述した各パラメータの測定精度に及ぼす影響を一般的に表示することは複雑であるのが、いま目やすとして振幅分布が正規形である定常時系列の二乗平均値  $\varphi_x(0)$ について考察してみると、もし量子化による数値の誤差が常に+1単位であるという極端な仮定のもとにおいて、誤差の期待値 $E\{D\}$ と量子化レベルの関係は

$$\frac{E\{D\}}{\varphi_x(0)} = \frac{M}{2\sqrt{2\pi}} \frac{16}{M^2} = \frac{3.2}{M} \dots (13)$$

となり、% 誤差を 1% 以下にするには M の値として 300 以上必要であることがわかる。しかし実際の測定時における数値の誤差は必ず 1 単位よりは小であり、しかも正負の方向にひとしい確率で生ずるわけであるから、実際の誤差はこの数値よりかなり小さくなるものである。

この点本機ではMの値として十進三けたを選んでいる。

#### 3.2.2 標本個数 N, 標本間隔 47

定常時系列の統計的パラメータは前章各式に示されるように、 各量の無限時間にわたる時間平均で表わされることになっている。このことは集合的平均の観点からすれば無限個の標本値が必要になることを意味する。ところが現実の測定においては、無限時間の平均、無限個の平均という操作は不可能で、このため真値との間に誤差を生ずる。

いま  $\Delta T$  なる間隔で標本化された標本値群  $x(n\Delta T)$  のある関数で定義される統計的パラメータ Z の標準偏差 $\sigma(Z)$  は標本数を N, Z の自己相関関数を  $\Phi$  とすると次式で表わされる。

$$\sigma^{2}(Z) = \frac{\Phi(0) - \langle Z \rangle^{2}}{N} + \frac{2}{N^{2}} \sum_{n=1}^{N} (N-n) \{ \Phi(n\Delta T) - \langle Z \rangle^{2} \}$$
(14)

ただし 〈Z〉: Zなる量の集合平均

を表わす。この式から $\sigma(Z)$ を小さくするには,N が一定の場合には, $\Delta T$  を十分大きく選ぶことによって標本値間の相関を少なくし,第二項目の $\Phi(n\Delta T)$   $-\langle Z\rangle^2$  の値を小さくすることが必要であり,また  $\Delta T$  が一定の場合にはNを大きく選ぶことが必要になる。本機では測定精度  $\sigma(Z)/\langle Z\rangle$  として 1% を考え,標本間隔  $\Delta T$ として 20 ms,標本個数Nとして 1,000, 2,000, 4,000, 10,000 個まで選べるようになっている。

#### 3.2.3 での変化範囲

一般にある時系列の自己相関関数を完全に測定するには,遅延時間間隔  $\tau$  としてはかなり細かく,しかもかなり長い時間間隔まで測定することが必要となる。たとえば中心周波数が $f_0$ で等価帯域中が $B_W$  なる雑音の自己相関関数 $\varphi(\tau)$  は

$$\varphi\left(\tau\right) = \varphi\left(0\right) \, e^{-\pi (B_W \tau)^2} \cos 2 \, \pi f_0 \, \tau \dots (15)$$

となる。ゆえに  $|\varphi(\tau)|$  が  $\varphi(0)$  の値の 1/100 になる点まで相関関数  $\varphi(\tau)$  の値を求めようとすると、 $\tau$  の値として

の値まで必要であり、今われわれの対象とする雑音の帯域幅の中で一番狭い帯域幅として  $100 \, \mathrm{c/s}$  程度を考えると必要な $\tau$ の最大値として $\tau=12 \, \mathrm{ms}$  となる。 また一方上式で示される自己相関関数の波形は中心周波数 $f_0$  を有する振動波形であるから、今その波形の細部を知るために一周期で 10 点程度の測定点を得ようとすると、必要な $\tau$ の最小単位の値としては

$$\tau_{\min} = \frac{1}{10f_0} \dots (17)$$

日

程度が必要であり、たとえばfoとして100kcを考えると τmin と して1 μs 程度になる。それゆえ、今われわれが考えている測定対 象である水中雑音のすべての周波数領域において、自己相関関数 のパターンをある程度詳しく求めようとすると, τとして 10,000 ステップ程度の数値を用意しなければならなくなり、このことは 本機の構造をきわめて複雑にする問題点となる。

しかしこの欠点は次のような手段をとることによって解決され る。すなわち、一般にわれわれが測定対象とする雑音では雑音の 中心周波数と帯域幅の比、すなわち比帯域幅の一定に近い場合が 多い。それゆえ,いま自己相関関数を求める際に,その被測定雜 音の中心周波数に応じてテープレコーダの再生速度を変化させる と,標本化器から見た場合にはどの場合にもほぼ同一の中心周波 数,ほぼ同一の帯域幅の雑音を測定することになり、このステッ プとして比較的少数のステップで一応の測定をなし得ることにな る。本機ではテープレコーダの再生速度を6段階に切り替えるこ とにより、いかなる周波数領域の雑音に対しても標本器以降の測 定系に対して常にあたかも入力雑音の中心周波数が 10 kc 近傍, 帯域幅がほぼ 1~2 kc の雑音波形であるようにし、この操作によ って 20 μs ステップで 0 から 2 ms に至る 100 ステップの τ 値の 組み合わせで1周期あたり10点程度の測定点を有ししかもその振 幅値が  $\tau=0$  における値の 1/100 に至る程度までの自己相関関数 についての全パターンを求めることができるようになっている。

#### 3.2.4 レベル分布 (時間率) 測定のスライスレベル H

本機においては,入力信号の尖(せん)頭値をディジタルの値の 999に対応させているので、レベル分布を測定するためのスライ スレベルとしては 200, 400, 600, 800 を選び, N個の標本値群か ら振幅が 0~999 の標本, 200~999 の標本, 400~999 の標本, 600 ~999の標本, 800~999の標本を計算機に組み込まれたそれぞれ の比較器で比較選別し, それぞれの計数器で標本数を計数する。 この際レベルの設定およびその符号の設定は制御卓から行なえる ようになっている。また本機において二乗平均値、平均値、相関 関数いずれの演算の場合にもレベル分布は同時に測定し得るので 同一時系列に関してくり返し得られるレベル分布の測定結果を再 度入力側に戻しレベル分布の累積演算を行なわせ測定の精度を上 げることができるようになっている。

#### 3.2.5 演 算 時 間

演算部の演算時間としては、標本間隔20ms以内に十進三けた の2数値の乗算加算を完了することが求められる。演算部は2数

値の置数レジスタ,その積を求める累算器(1)お よび累加算を求める累算器(2)そのほかよりな り、キーイング周波数 10 kc で十進三けたの最大 値999同志の乗算加算に要する演算時間として 10.43 ms を得ている。

#### 4. 装 置

この装置は磁気テープ録音再生装置 (MT),入力 処理部変換部, 演算部, 制御卓, 入出力装置, 双頭 メカニカルリーダの6筐(きよう)体によって構成さ れている。MTは制御卓の押しボタンにより起動停 止がリモートコントロールされる。MTで再生され た信号は同軸ケーブルで入力処理部に与えられる。 入力処理部は増幅器A,抵抗減衰器,増幅器B,ろ 波器,標本保持器よりなり,前4者で入力信号を演 算部に与えるに適当なレベルおよび帯域幅に処理す る。標本保持器(サンプルアンドホールド回路)は 入力信号を20 msごとに標本化し、演算部が前には

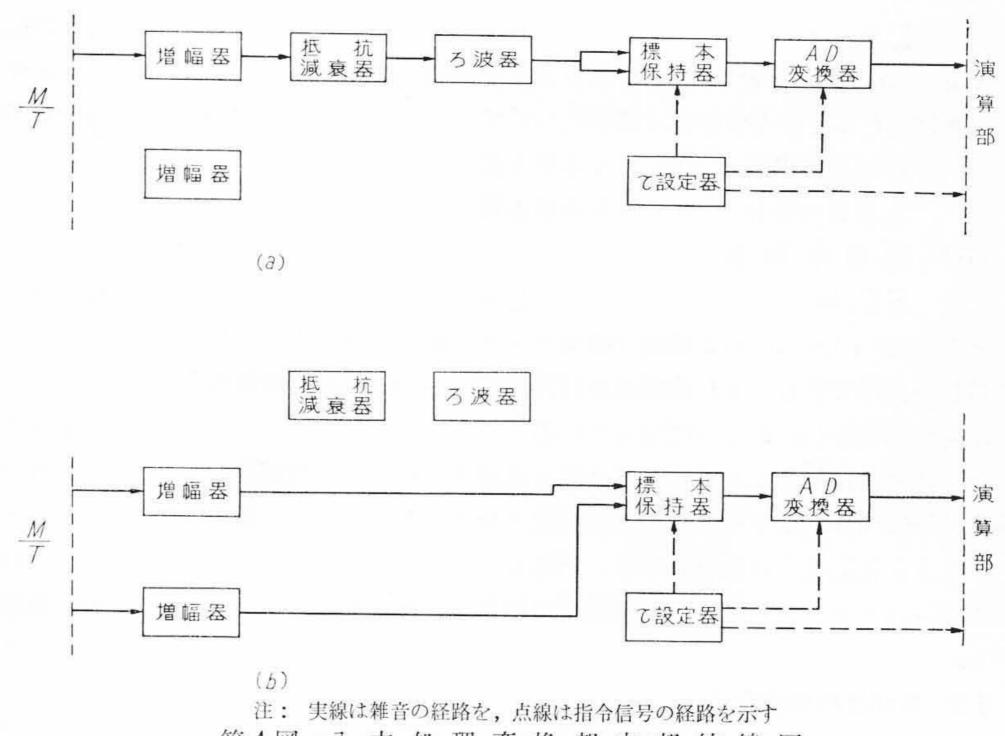
いった数値を計算し終わるまで正確にその値を保持し, またリード リレーによって二つのチャンネル (XとY) を交互に切り替える機 能を持つ。標本保持器の出力は A-D 変換器に与えられる。変換部 は A-D 変換器, τ設定器よりなり, A-D 変換器は入力を符号お よび二進化十進数値三けたのディジタル量に変換して演算部に送 る。 τ 設定器は制御卓上の τ 設定ダイヤルに連結され, ダイヤル目 盛に合致した標本化時の遅れを標本保持器に与える。 A-D 変換器 からの出力はMTからの再生入力信号があればそれを変換して演算 部に送り続けられ、演算の開始、終了の規定は演算部について制 御卓の押しボタンによってなされる。演算は制御卓の押しボタン [OPERATION] を押した直後にくるA-D完了信号より開始され, 指定された演算を行ないながらサンプル数を計上し、サンプル数が 指定数になったとき信号の読み込みを停止して演算結果をタイプア ウトする。

#### 4.1 入力処理部変換部

入力処理部および変換部はMTからの雑音を適当な時間間隔ごと にサンプリングして量子化した値を演算部に送るもので、 構成は増 幅器(2台)抵抗減衰器, ろ波器, 標本保持器, A-D 変換器, τ設 定器よりなっている。水中雑音はMTより入力処理変換部にはいる と, 増幅器, 抵抗減衰器により適当なレベルに調節されてろ波器に 入る。ろ波器は 3.2.3 で述べたごとくMTの再生速度を変えて操作 する場合に, 重なり合う周波数帯域を切断するのに使用する。すな わち, まずMTの再生速度を1として10~40 kc の帯域について相 関をとり、次に再生速度を ¼ とし、その出力について 2.5~10 kc の 帯域をとり出してこの相関をとり, 前者と加え合わせれば 40 kc ま での情報を含んだ相関関数が得られる。

標本保持器には入力端子が2組ある。第1の入力端子にはいった 雑音は切換リレーを通ってそのままA-D変換器に入り, τ設定器か らの指令信号でそのときの雑音電圧がディジタル数値に変換されて 演算部に入る。これが第2図の $x_{1i}, x_{1i}, x_{1k}, \dots$ である。第2の入 力端子に入った雑音はサンプル・ホールド回路に入り, $x_{1i}$ , $x_{1i}$ , $x_{1k}$ , ……が量子化された時刻より、 $0 \le \tau \le 2 \text{ ms}$  おくれてサンプル・ホ ールドされ、約6ms後に切換えリレーを経てA-D変換器に入る。 これが  $x_{2i}$ ,  $x_{2i}$ ,  $x_{2k}$ , ……である。

 $\tau$  設定器は本装置のタイミングを設定するもので、 $\Delta T = 20 \text{ ms}$  ご とに $x_{1i}$ を量子化する信号をA-D変換器に送り、 $\tau$ だけおくれて標 本保持器のサンプル・ホールド回路を動作させ、リレーの切換信号 によりサンプル・ホールド回路出力を A-D 変換器に送り, この値



第4図 入力処理変換部内部結線図

を量子化する指令を A-D 変換器に出す。またこの回路 は、演算部に $x_{1i}$ と $x_{2i}$ を区別する信号を送る。

自己相関関数を求める場合の結線図を第4図(a),相 互相関関数を求める場合を第4図(b)に示す。自己相関 関数の場合は標準保持器の2入力端子には同一雑音を入 れる。相互相関関数の場合には2種の雑音を入力1と入 力2に入れるが、この場合この装置には抵抗減衰器、ろ 波器が一つしかないのでレベル調整の精度, 処理する雑 音の帯域中には自己相関の場合よりも制限を受ける。平 均値, 二乗平均値, 時間率の演算は x1i だけを使うので どちらの結線でもかまわない。

3.2 に述べた測定精度を決定する要因のうち、入力処 理変換部に関するものは量子化の精度とサンプリング時 間精度である。量子化の精度はおもに増幅器,標本保持 器, A-D 変換器によってきまり, サンプリング時間精度

はて設定器によってきまる。この装置の仕様は下記のとおりであ る。

增 器 幅

1-1

周波数範囲  $20 \,\mathrm{c/s} \sim 20 \,\mathrm{kc/s}$ 

ひずみ率 1%以下

標本保持器

周波数範囲  $0\sim10 \text{ kc/s}$ 

1% 以内 保持精度

A-D 変 換 器

量子化レベル 十進三けた

τ 設 定 器

 $\Delta T$ 

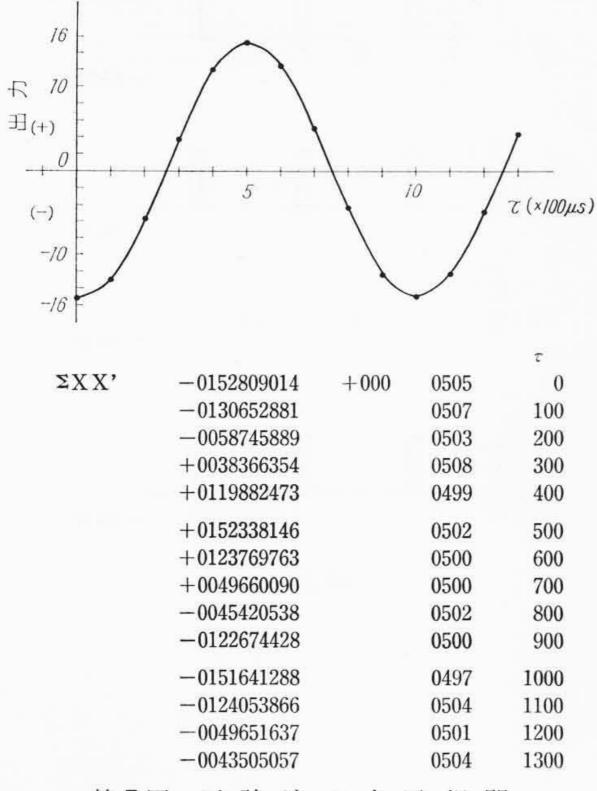
 $20 \text{ ms} \pm 0.5\%$ 

設定精度 2% 以内  $0\sim2\,\mathrm{ms}$ 

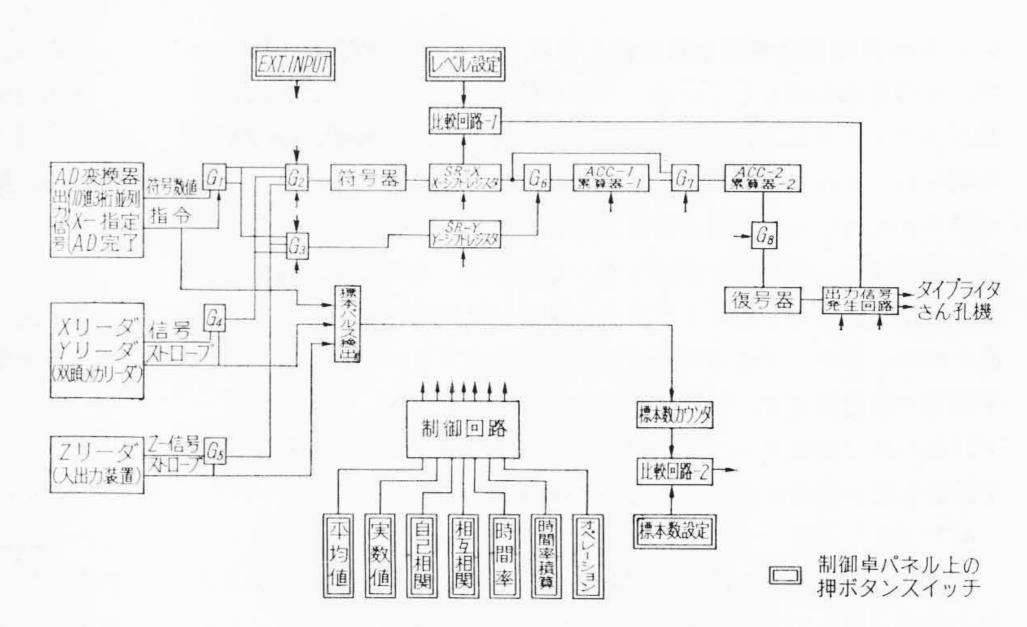
#### 4.2 演

演算部は所要演算速度, 信頼度, 低価格化を考えて, パラメトロ ンを演算素子に採用した。パラメトロン磁心としては消費電力の低 いめがね形を総数 3,200 個使用している。パラメトロンの励振周波 数は 2.3 Mc/s, キーイング周波数は 10 kc/s である。

演算部は第5図に示すように、二つのシフトレジスタ、二つの累 算器,符号変換路および制御回路などから構成されており,演算様 式や演算開始などの指令は制御卓上の押しボタンによってすべて与 えられる外部制御方式である。入力としては A-D 変換器の出力あ



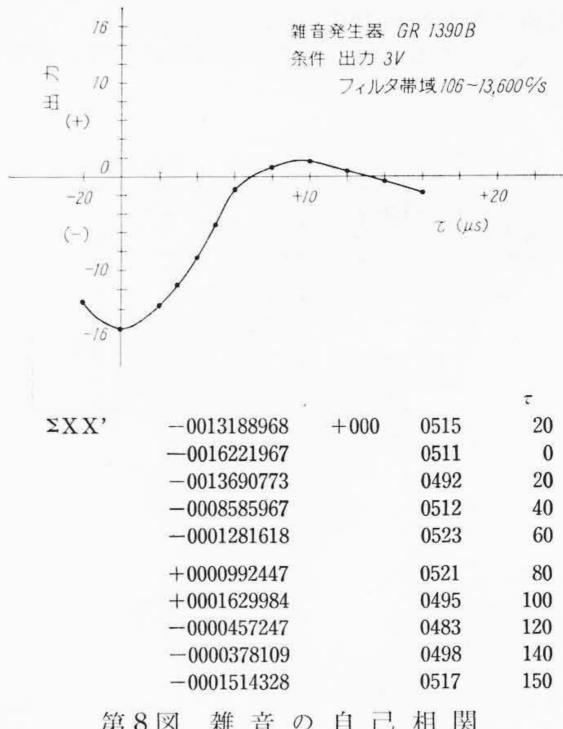
第7図 正弦波の自己相関



第5図 演算部プロックダイヤグラム



るいはメカニカルリーダの出力のいずれからもとることができる。 入力信号は十進三けたの二進化十進数値の並列または直並列信号 で、読み込まれた十進三けたの数値をXおよびYのシフトレジスタ にセットする。二乗平均値または自己相関関数を設定した場合は, X, Yレジスタに同一数値が入り, 相互相関関数の場合はそれぞれ の数値がセットされる。次にX、Yレジスタの内容が掛算され、そ の結果が累算器-1にできる。累算器-1の内容は次に累算器-2に送 られ, その内容に加算される。入力信号が A-D 変換器からの場合, 20 ms ごとに次々に送られてくるので, 2 数値の乗算加算は 20 ms 以内に終了して, 次の入力信号を待ち受ける態勢になければならな



第8図 雑音の自己相関

日

い。本演算回路の乗算加算は最大数値 999 どうしの場合 10.43 ms で、その要求を満たしている。1標本値が送られてくるごとに標本数がカウントされ、指定の標本数に達したとき、自動的に演算が打ち切られ、それまでの演算が所定の様式でタイプアウトされる。Xレジスタにはいった信号は常時設定レベル値と比較され、それを越す数値がはいってくるたびにカウントされる。その結果が時間率となり、演算終了のときタイプアウトあるいは同時に紙テープにさん孔される。紙テープにさん孔された時間率はZリーダにより、時間率積算の演算指定で、積算させることができる。X、Yの双頭リーダはあらかじめ紙テープに記録されたデータどうしの相互相関関数を計算したい場合に利用するものである。

#### 4.3 制 御 部

制御部は制御卓と入出力装置の2部分から成り、制御卓はデスク形の操作パネルである。操作パネルには押しボタンで設定ダイヤルおよび名種標示ランプがある。押しボタンには電源切断、M/Tのリモートコントロールなどの装置用と演算制御用とがある。演算制御用には演算様式設定用、時間率のスライスレベル設定用、標本数設定用がある。標示ランプには故障表示灯のほかにオーバフロー表示ランプがあり、これは演算部への入力信号が999という最大値であ

った場合, それを検出, 保持, 表示するものである。

入出力装置は頁式プリンタおよびメカニカルリーダからなる自立 卓形装置で、演算結果のタイプアウトと紙テープ入力装置として使 用する。第6図に本雑音統計機の写真を示す。

# 5. 測 定 例

第7図は正弦波を入力として自己相関関数を求めたもの, 第8図は雑音発生器の出力に関して自己相関を求めたものである。

# 6. 結 言

この装置は測定対象である雑音の統計的諸量を定量的に,精度高くかつ高速度に求める目的で設計,製作されたもので十分初期の目的を満足させることができた。昭和37年3月以降,防衛庁技術研究本部第5研究所(久里浜)に設置され,安定に稼働中である。

本装置の計画,立案から,設計製作にわたり,親しくご指導,ご 鞭達を賜わった,防衛庁技術研究本部第5研究所楡井第1研究部長 に深く感謝する次第である。また研究の段階においては日立製作所 高田神奈川工場長並びに日立製作所横浜工場西山部長にご指導賜わ ったことを記して感謝の意を表する。



特許の紹介



特 許 第 2 6 2 2 0 6 号 (特公昭 35-418)

阿部 善右衛門

#### 振幅差変調波の検波装置

変調波振幅の極性別の差が測定すべき量に比例する振幅差変調波から、測定すべき量に比例した搬送波の基本周波数出力を得るために位相反転回路と整流器および和動増幅器を適当に組み合わせた回路はすでに本発明者らによって提案されている。しかし位相反転器は出力インピーダンスおよび増幅度の絶体値などは全く等しいことが必要でありそうでないと誤差を生ずることになるから回路の設計が煩わしくなる。

これに対し本発明は第1図のように振幅差変調波Eを逆極性の整流器 $S_1$ および $S_2$ に加え、なお要すればその阻止電圧を適当に調整するために電池 $B_1$ および $B_2$ を付加し、これをそれぞれ負荷R'、R''に加えて正負極性の波を出力せしめ、差動増幅器 $T_1$ 、 $T_2$ において前記両出力を合成せしめるものである。この間の各部の波形は第2図

握 整 E S, B, R'  $R_c$  R'  $R_z$   $R_z$   $R_z$   $R_z$   $R_z$   $R_z$   $R_z$   $R_z$   $R_z$ 

第1図

に示す。

この結果各整流回路および差動増幅器の性能さえ等しければ無変調時の出力波は搬送波の偶数高調波だけとなり、また変調波入力の出力波はその基本波が信号に比例するので回路の設計が簡単となる利点がある。 (井沢)

