

# 相互相関によるアナログ周波数分析法

柳沢武三郎\*・降旗 建治\*\*

(昭和48年10月31日受理)

## 1 まえがき

大型機器，燃焼機関等の導入により，騒音公害はもちろんのこと振動公害もまた問題となってきた。これらの騒音・振動公害を制御するためには，物理的にも心理音響的にも騒音・振動の周波数分析がまず必要である。

特に超低周波数の騒音・振動分析は，従来の集中定数形濾波器では不可能であって，周波数変換法等によらなければならない。

本報では，周波数変換法とは別に，原理的に超低周波数成分から，その分析を可能とするために，伝送系の入出力信号の相関に着目した同期位相型の原理を考察し，その実現性を見い出したので以下に報告する。

## 2 相互相関と測定

### 2-1 測定原理

ここでは，伝送系の入出力信号の相互相関をとることにより周波数成分の抽出ができるという，相関関数固有の性質を利用している。すなわち，一般に非直線特性を有する伝送系への入力波形

$$e_i(t) = A_i \sin \omega t, \quad (1)$$

に対する出力波形

$$e_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_o(n\omega) \sin(n\omega t + \theta_{on}), \quad (2)$$

との相互相関を直接求めたのでは得られないが，別に同期可能な周波数・位相可変型発振器出力

$$e_{in}(t) = A_i \sin(n\omega t + \theta_{in}), \quad (3)$$

との相互相関関数を求めると

$$\varphi_{oi}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T e_o(t) e_{in}(t) dt$$

---

\* 電子工学教室教授

\*\* 電子工学教室助手

$$= \frac{A_i A_o(n\omega)}{2} \cos(\theta_{on} - \theta_{in}), \tag{4}$$

となる.

相互相関関数  $\varphi_{oi}(0)$  の値を知って, 高調波振幅  $A_o(n\omega)$  を簡単に求めるためには,

$$\cos(\theta_{on} - \theta_{in}) = 1 \tag{5}$$

なる条件を満足させればよい.

### 2-2 測定法

伝送系の入出力信号の相互相関に基づく周波数分析法では, 入出力の相関を直接求めるのではなく, 原理的に位相比較器, 低域濾波器, 電圧制御発振器 (VCO) の3要素で構成されたPLLの動作原理にもとづく同期可能な周波数・位相可変発振器を用いることにより, 測定原理の式(4)と(5)のプロセスを実現している. すなわち, 図1の測定ブロックダイアグラムに示す構成で, 出力波形の高調波振幅  $A_o(n\omega)$  は, 発振器の周波数を ( $n\omega$ ) に固定し, その状態で発振器出力の位相を調整して, 式(5)を満足させれば, 掛算・積分操作を行なったのち指示計によって直読できる.

## 3 実験と考察

本測定法の測定可能な周波数範囲と, 分析精度は, 以下の各構成装置

- (1) 同期可能な周波数・位相可変型発振器のVCO出力の歪率, 位相同期確度, PLLの低域遮断周波数によってきまる同期可能最低周波数,
- (2) 掛算器の周波数伝送特性と演算誤差,
- (3) 積分器の直線性, 時定数によってきまる測定可能な最低周波数,
- (4) 指示計の読みとり誤差,

などの総合されたものによって決定される.

### 3-1 掛算器

二乗関数発生器を二つ用いるもので, 積をとるべき変数を  $e_{in}$ ,  $e_o$  とするとき

$$e_{in} \cdot e_o = \left[ \left( \frac{e_{in} + e_o}{2} \right)^2 - \left( \frac{e_{in} - e_o}{2} \right)^2 \right]$$

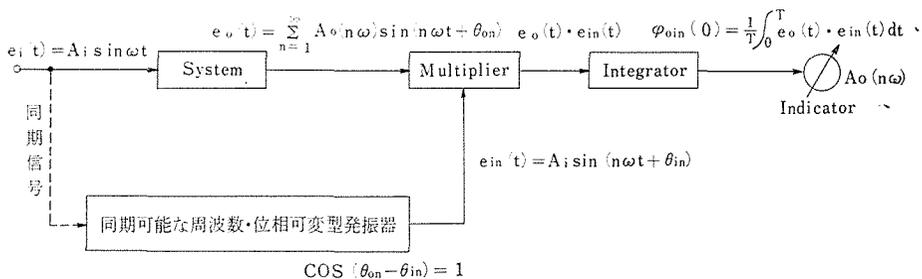
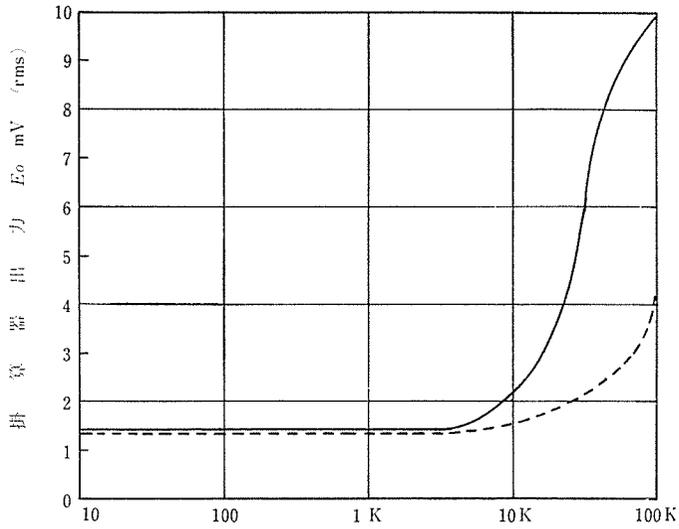
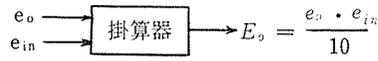


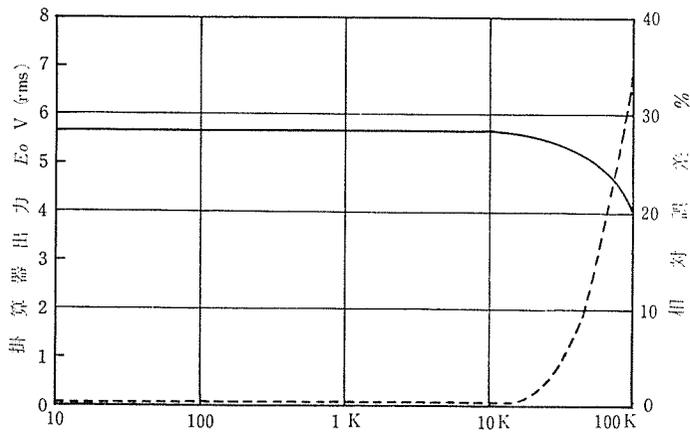
図1 測定ブロックダイアグラム



周波数 Hz

$\begin{cases} e_o = 0 \\ e_{in} = 0 \end{cases}$  のとき  $E_o = 0.26\text{mV (rms)}$   
 $\begin{cases} e_o = 8 \sin mot \\ e_{in} = 0 \end{cases}$  のときの  $E_o$   
 $\begin{cases} e_{in} = 0 \\ e_o = 8 \sin mot \end{cases}$  のときの  $E_o$

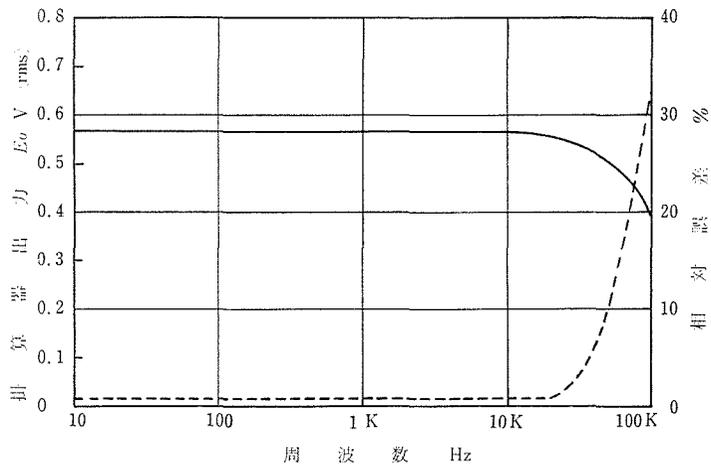
図2 掛算器の出力雑音レベル (feed through)



周波数 Hz

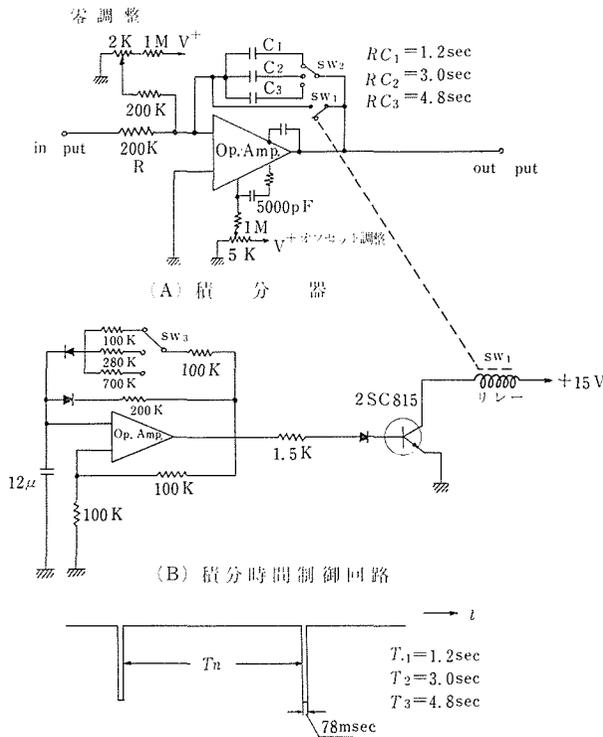
$\begin{cases} e_o = 10(\text{V}) \\ e_{in} = 8 \sin mot(\text{V}) \end{cases}$  のときの  $E_o$   
 ..... 掛算器出力の相対誤差

図3(a) 掛算器入力が  $e_o = 10(\text{V})$ ,  $e_{in} = 8 \sin mot(\text{V})$  のときの出力電圧  $E_o(\text{Vrms})$  とその相対誤差



—  $\begin{cases} e_o = 1(V) \\ e_{in} = 8 \sin \omega t (V) \end{cases}$  のときの  $E_o$   
 - - - 掛算器出力の相対誤差

図3(b) 掛算器入力が  $e_o = 1(V)$ ,  $e_{in} = 8 \sin \omega t (V)$  のときの出力電圧  $E_o (V_{rms})$  とその相対誤差



(C) 積分時間制御パルス

図4 積分器構成回路

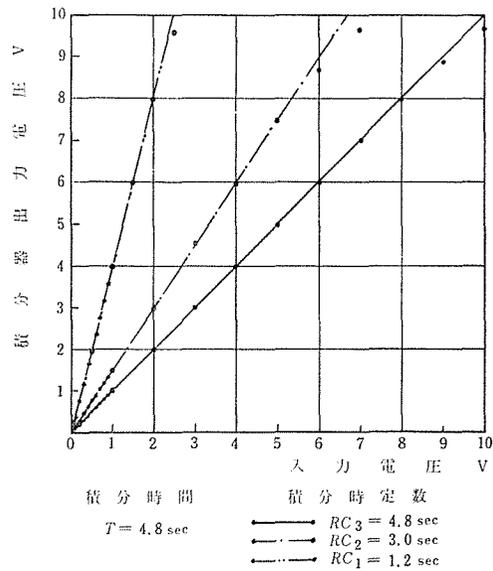


図5 被測定電圧 (10mV~10V) のときの積分器出力

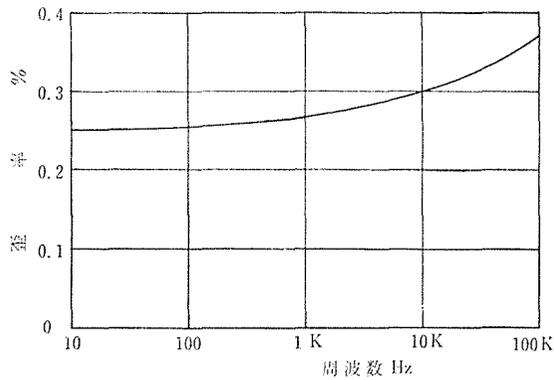


図6 発振器出力の歪率 (20V<sub>p-p</sub>)

であることを用いたものである。

実験で用いた掛算器 (ANALOG DEVICES 427J) の諸特性, すなわち出力雑音レベル (feed through) が図2に, 入力ACとDCのときの掛算器の演算精度を図3(a), (b)にそれぞれ示す。

その結果, 図2から, 10 KHzまでは2mV以下の雑音レベルである。図3(a), (b)からDC電圧が1~10Vまでの範囲ならば, 10KHzまでの演算誤差は0.8%以下である。

以上より, この掛算器は, 10KHzまで0.8%以下の精度で演算が可能である。

### 3-2 積分器

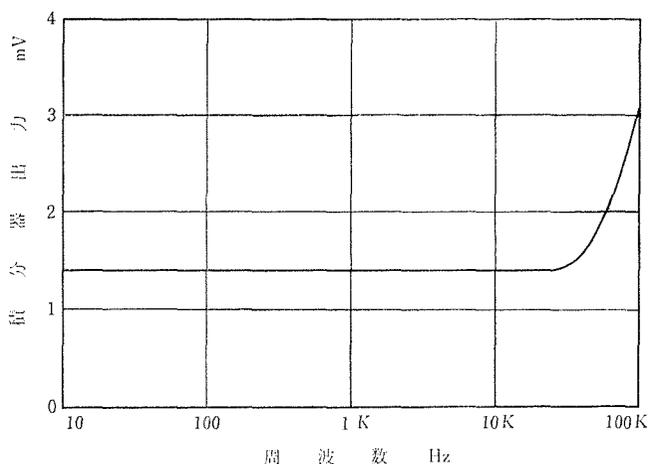
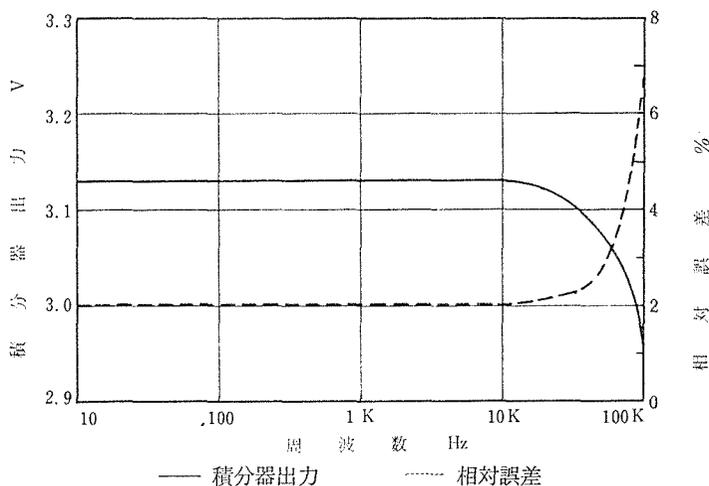


図7 掛算器入力が  $e_o = 0$ ,  $e_{in} = 8 \sin \omega t$  のときの積分器出力 (掛算器出力の直流成分)



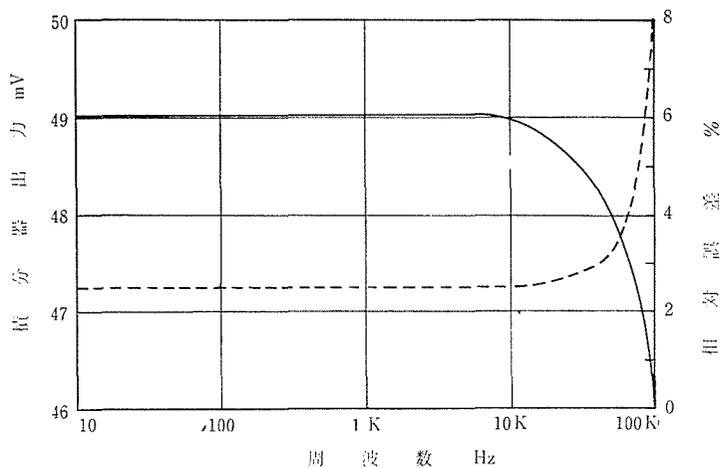
— 積分器出力      - - - - 相対誤差  
図8(a) 掛算器入力  $e_o = 8 \sin \omega t$ ,  $e_{in} = 8 \sin \omega t$  のときの積分器出力とその相対誤差

積分器は、演算増幅器を用いて、時定数を  $CR = 1.2, 3.0, 4.8 \text{ sec}$  の3種に設定し、図4(a)に示す回路構成で試作した。較正として、零調整とオフセット調整を設けた。

積分時間  $T$  は、積分時定数と同じ  $T = 1.2, 3.0, 4.8 \text{ sec}$  に設定できるように、図4(b)に示す回路構成で積分時間を制御した。積分時間制御パルス波形を図4(c)に示す。

実験は、被測定電圧を  $10 \text{ mV} \sim 10 \text{ V}$  の範囲で可変し、積分器出力電圧をブラウン管オシロスコープで読みとった。その結果を積分時間  $T = 4.8 \text{ sec}$  の場合について図5に示す。同図から、 $10 \text{ mV}$  から  $8 \text{ V}$  まで積分器の直線性が十分あることが確認された。

この積分器構成で測定可能な最低周波数は、積分時定数  $CR = 4.8 \text{ sec}$  より  $0.22 \text{ Hz}$  までである。



— 積分器出力      ..... 相対誤差  
 図 8(b) 掛算器入力が  $e_o = \sin mt$ ,  $e_{in} = \sin mt$  のときの積分器出力とその相対誤差

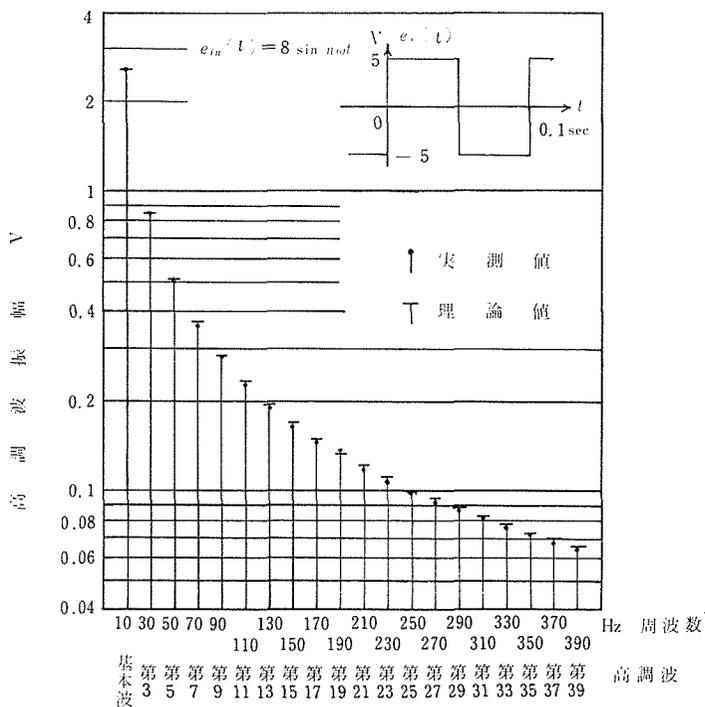


図 9(a) 矩形波の分析結果 (周期 0.1 sec)

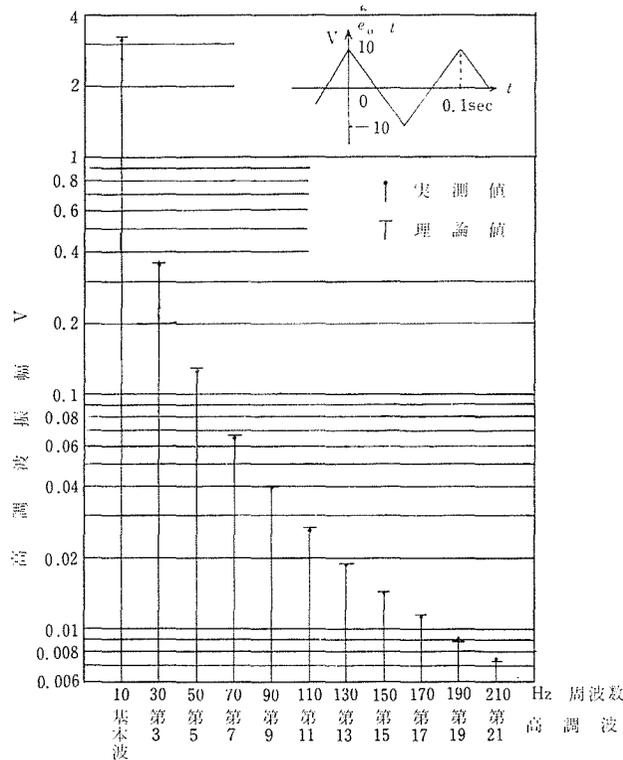


図 9 (b) 三角波の分析結果 (周期 0.1 sec)

### 3-3 周波数分析

実験は、同期可能な周波数・位相可変型発振器として、図 6 に示す発振器出力の歪率で、PLL の低域遮断周波数から定まる同期可能な最低周波数が 10Hz である超低周波発振器 (NF FG-113) を用いた。発振器出力は、 $e_{in}(t) = 8 \sin n\omega t$  (V) に固定した。

まず、掛算器と積分器の総合精度について検討した。図 7 は、掛算器入力  $e_o=0$ 、 $e_{in}=0$  における積分器出力を零に校正したのち、 $e_o = 8 \sin n\omega t$ 、 $e_{in} = 0$  としたときの掛算器出力の直流成分を測定した結果である。同図から、10KHz 以下では掛算器の出力調整を 1.4 mV 行なう必要があることがわかる。図 8 (a), (b) は、掛算器入力  $e_o = 8 \sin n\omega t$ 、 $e_{in} = 8 \sin n\omega t$  ( $e_o = \sin n\omega t$ 、 $e_{in} = \sin n\omega t$ ) としたときの直流成分を積分器出力から読みとった結果である。同図から、10 KHz 以下では相対誤差が 2.5% 以下で分析可能であることがわかる。また図 8 (a) と (b) との比較から、掛算器入力  $16V_{p-p}$  の方が分析精度がよいことがわかる。

つぎに、試作した装置系による最低の分析可能周波数は、PLL の低域遮断周波数から定まり 10Hz である。この周波数を基本周波数とする矩形波、三角波、および鋸歯状波について周波数分析を行なった。その分析結果を図 9 (a), (b), (c) に示す。

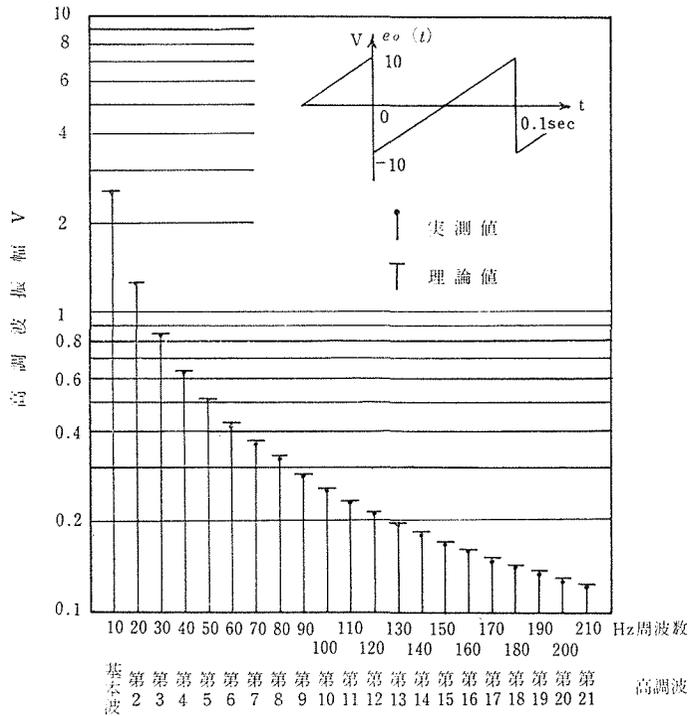


図 9(c) 鋸歯状波の分析結果 (周期 0.1 sec)

同図から、本周波数分析装置では、高調波振幅が数mV オーダまで相対誤差が 3.5% 以下で周波数分析ができることがわかった。

#### 4 あとがき

PLLの低域遮断周波数から、試作した装置系による最低の分析可能周波数は 10Hz である。この周波数を基本周波数とする矩形波、三角波および鋸歯状波について、本装置により周波数分析をおこなった結果、相対誤差が 3.5% 以下で分析可能であった。すなわち、相互相関特性を用いることにより、原理的に従来のアナログ周波数分析法とは別に、そのうえ濾波器を必要としない周波数分析法を明らかにした。

本方式によれば、PLLの遮断周波数をさげることにより、さらに低周波数からの周波数分析が可能であると考えられるので、この点に関する検討結果については別の機会に報告したい。

### Summary

#### Method of Analog Frequency Analysis with Principle of Cross-correlation

Takesaburo YANAGISAWA and Kenji FURIHATA  
(Department of Electronics Engineering, Faculty of Engineering)

In place of the usual frequency conversion, the principle of a new analysis, which does not use the lumped constant type filter but can analyze the wave forms even in the range of frequency below the audio frequency, is discussed and then the measuring system is described.

It was experimentally possible to analyze the distortion wave of the fundamental frequency of 10 Hz that was the lowest frequency measured in this system. The measurable frequency is capable of being lowered by the improvement of PLL in this system.