

同期フィルタを用いたロックインアンプの製作

翠川 博* 野村彰夫** 鹿野哲生***

(昭和54年5月29日受理)

Construction of a Lock-in Amplifier Adopting a Synchronous Filter

Hiroshi MIDORIKAWA, Akio NOMURA and Tetsuo KANO

A lock-in amplifier has been constructed for the purpose of measuring the magnitudes of low-level signals affected by noise in the optical experiment. This lock-in amplifier adopts a synchronous filter instead of a phase sensitive detector used in the conventional one. The synchronous filter based on a signal sampling method offers an extremely narrow bandpass characteristic and its center frequency can be easily set at a required frequency by the control signal. In addition, the output of this filter is independent of a phase shift from the reference signal. This leads one to easily operate the lock-in amplifier without being annoyed by such phase adjustments as were required in the usual one.

Principal performances are as follows: Frequency range, 10 Hz-10 kHz; dynamic range, 67dB; sensitivity, $2.5\mu\text{V}$ maximum; overload capability, 35.6dB. This lock-in amplifier can be driven by low power (below 1.7 W) since the integrated CMOS circuit is employed.

By applying the lock-in amplifier to the preliminary optical measurement, it has been verified that the magnitudes of low-level signals obscured by high level noise can be accurately measured.

1 ま え が き

優勢な雑音に埋もれた周期的微弱信号の検出には、ロックインアンプやボックスカーアベレージャー等が広く使用されている。ボックスカーアベレージャーが信号の波形を正確に再現するのに対して、ロックインアンプは、信号成分を直流レベルに変換している。この両者は、測定目的に応じて使い分けられている。

筆者らの研究室では、大気中におけるレーザー光の散乱実験を行なっている。この場合、

* 大学院修士課程

** 情報工学教室 助教授

*** 情報工学教室 教授

微弱な散乱光が背景光やその他の雑音等に埋もれてしまう。そこで、レーザー光をチョッパして周期信号に変換し、散乱光信号をロックインアンプで測定することが有効な方法となる。

本論文では、上記実験の目的の為、製作したロックインアンプについて述べる。本装置は、従来のロックインアンプと異なり、小町¹⁾²⁾らが行ったNパスフィルタ³⁾⁴⁾を改良した同期フィルタを用いたロックインアンプである。

特徴は、従来のものに必要だった位相調整が不必要になり、操作性が改善されている。さらに、CMOSを大幅に使用することにより低電力で動作が可能となり、電池を用いることにより、戸外の実験にも使用できる。

以下、本論文では、まず、装置の中で最も重要な役割を果たしている同期フィルタの原理について述べる。つぎに、装置の構成、さらに性能について従来のものと比較しながら検討した結果を述べる。また、光学の予備実験として行った測定例も示し、本装置が十分に使用に耐えるものであることを示す。

2 同期フィルタの原理

アナログサンプル値フィルタとして簡単な構造のNパスフィルタ(N-Path Filter)は、櫛歯状の通過域を持っている。しかし、これを狭帯域フィルタとして使用するためには、近接する他の通過域が障害となって前置フィルタが必要になり、中心周波数 f_c を容易に変えられなくなる。そこで、NパスフィルタとOPアンプによる減算器を組み合わせることにより、不要な $2f_c, 3f_c, \dots$ の周波数成分を除去した可変周波帯域のフィルタが提案された¹⁾。これが同期フィルタである。

参照信号によって同調されるフィルタの簡単な構造をFig. 1に示す。

入力信号は、抵抗 R を通してN個のコンデンサーに分割されて蓄えられる。スイッチ S_1 は、外部から与えられた参照信号によって切り替えられる。スイッチ S_2 は、 S_1 とは位相がずれていて、やはり S_1 と同じ周波数で切り替えられる。

この同期フィルタの中心周波数が f_c 、通過周波数が if_c ($i = 1, 2, \dots$)のとき、入力信号 $u(t)$ が与えられたとする。

$$u(t) = A_i \sin(\omega_c t + \delta_i), \omega_c = 2\pi f_c \quad (1)$$

容量 C_r は入力と次の期間だけ接続される。

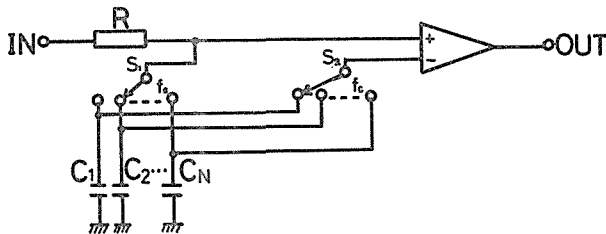


Fig. 1 A simple model of a synchronous filter.

$$(r-1)T_c/N \leq t < rT_c/N \quad (2)$$

ここで C_r は容量 ($r=1, 2, \dots, N$), $T_c=1/f_c$ である. この期間の信号は, 容量によって平均化され, 次の端子電圧 P_r を示す.

$$P_r = \frac{N}{2\pi} \int_{(2\pi/N)(r-1)}^{(2\pi/N)r} u(t) d(\omega ct) = A_i \frac{\sin(\pi i/N)}{\pi i/N} \sin\left(\frac{(2r-1)\pi i}{N} + \delta_i\right) \quad (3)$$

ここで, OP アンプによる減算器の操作に対応する容量の端子電圧の差を P_r^* , スイッチ S_2 側の容量の端子電圧を P_{r-q} ($q=1, \dots, N$), $\lambda=N/q$ と定義すると

$$\begin{aligned} P_r^* &= P_r - P_{r-q} \\ &= 2A_i \frac{\sin(\pi i/N)}{\pi i/N} \sin \frac{\pi i}{N} \cos\left(\frac{(2r-1-q)\pi i}{N} + \delta_i\right) \end{aligned} \quad (4)$$

出力信号 P_{λ^*} は, P_r^* の連続として次のように与えられる.

$$\begin{aligned} P_{\lambda^*} &= \sum_{r=1}^N P_r^* e[t - (r-1)(T_c/N)] \\ e(t) &= \begin{cases} 1, & mT_c \leq t < [m + (1/N)]T_c \\ 0, & t < mT_c, t \geq [m + (1/N)]T_c \end{cases} \quad (m \text{ は整数}) \end{aligned} \quad (5)$$

これを実現するためには, Fig. 1 に示されたスイッチ S_2 を用意して S_1 よりその位相を $2\pi q/N$ だけずらして動作させればよい.

Fig. 2 に実際に CMOS アナログスイッチを用いて試作した同期フィルタの回路を示す. 同図において, 各スイッチの ON, OFF はそれぞれの制御信号 ϕ_r の 1, 0 に対応する.

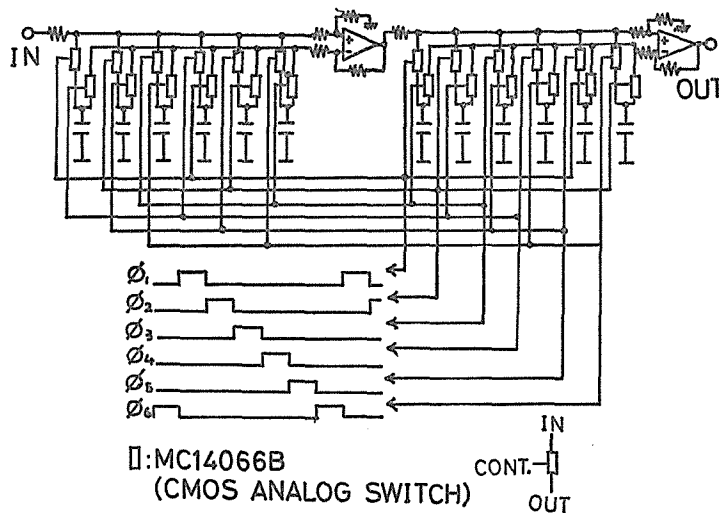


Fig. 2 Circuit of the synchronous filter.

3 装置の構造

3・1 装置の概要

今回、設計、製作したロックインアンプのブロック図を Fig. 3 に示す。測定すべき信号を検出して、その大きさを求める「信号系」と、同期フィルタの制御信号を作る「参照系」の2つの大きい部分に区別される。

参照系においては、操作の便利さを考慮して2つのモードを用意している。すなわち、外部からの参照信号を得てその周波数に同期しながら動作する「外部モード」と、もうひとつは、内部で独立に発振して制御する「内部モード」である。

3・2 信号系

信号系は、入力に加えられた信号を処理しやすいレベルまで増幅してやる前置増幅器、不必要な周波数成分を除去するための前置フィルタ、このフィルタは、中心周波数を変化

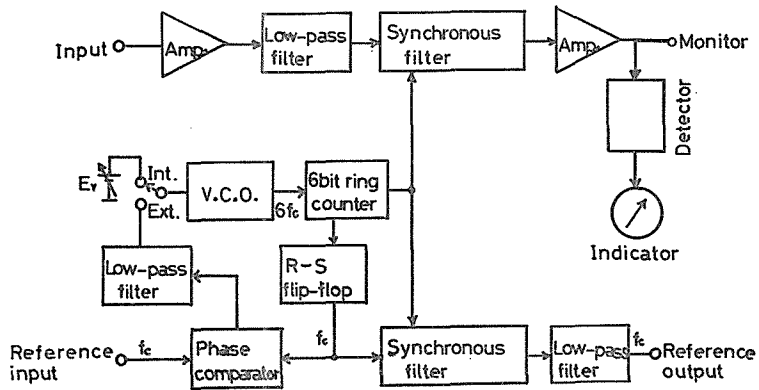
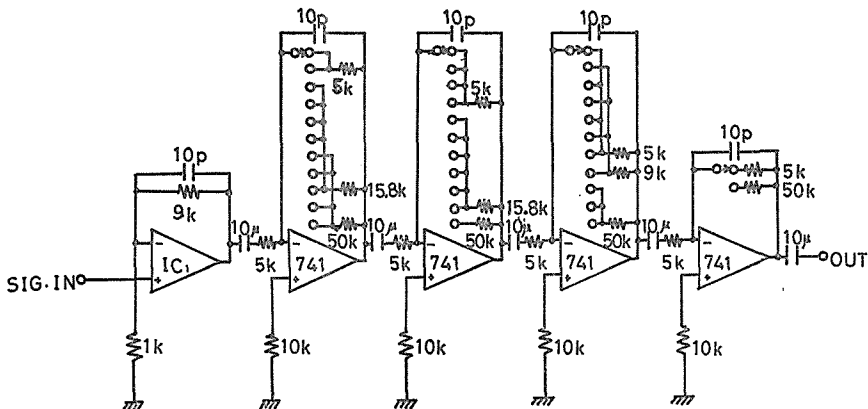


Fig. 3 Block diagram of the lock-in amplifier using a synchronous filter.



IC₁:TP1319

Fig. 4 Preamplifier circuit.

させながら使用する場合には OFF にされる。それに狭帯域周波数選択をする同期フィルタ、出力増幅器、平均値検出器、指示計からなる。同期フィルタの出力は、そのまま外部に取り出して、波形を観測することも可能であり、また外部の実効値検出器等に入力して、X-Yレコーダー等に接続することもできる。

前置増幅器は、最大100dB(電圧利得)の増幅度を持ち、10dB 毎可変になっている。この回路図は Fig. 4 である。

初段には、FET 入力でロードリフトの OP アンプ (TP 1319) を使い、後段には 741 型 OP アンプを反転増幅器として用いた。各 IC は C と R で結合し、直流のドリフト成分を除去するようにした。特にコンデンサーにおいては、比較的容量の大きな物を使って、低周波領域においてもフラットな特性が得られるように工夫した。

Fig. 5 は、この前置増幅器の 40dB レンジにおける周波数特性を示したもので、利得は 10 kHz 位までフラットな特性が得られている。位相のずれは認められるものの、今回製作したロックインアンプでは、原理上、測定に何ら影響を与えない。また、他の利得レンジにおいても、ほぼ同様の特性が得られた。

前置フィルタは、Fig. 6 に示すアクティブフィルタを用いた。この Low Pass Filter (L. P. F.) は、通過域利得は 1、シャ断周波数は抵抗の値を変化させることによって連続的に変化させられる。減衰特性は、シャ断周波数 f_c の 2 倍で約 12dB 下がり、そのさきほとんど 40dB/dec の割合で減衰する。この L. P. F. の目的は、 $5f_c$ の成分を同期フィルタの前で十分 (40dB 程度) 減衰させることである。外部同期モードで広範囲に測定周波数を掃引するような場合には、この L. P. F. は用いない。

狭帯域周波数選択をする同期フィルタは前述した通りである。

出力増幅器は、OP アンプによる非

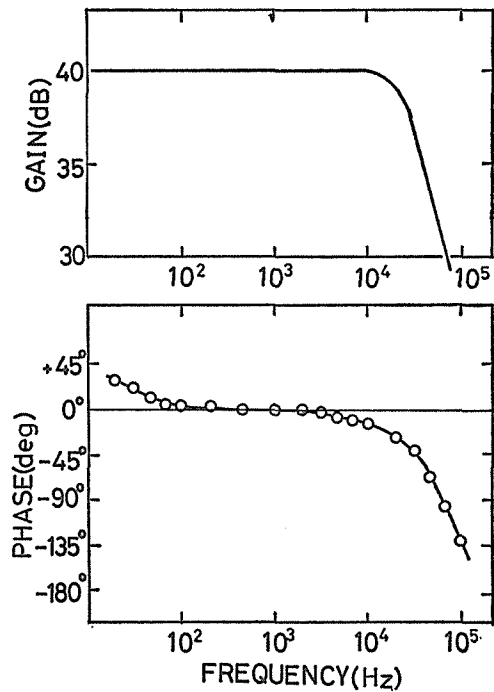


Fig. 5 Frequency characteristics of preamplifier at the gain of 40 dB:
(a) gain and (b) phase shift.

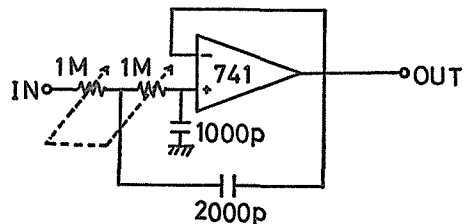


Fig. 6 Circuit of the low-pass prefilter.

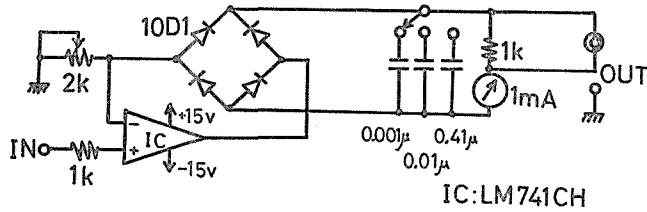


Fig. 7 Circuit of the average detection.

反転増幅器で、利得は4倍に固定されている。

平均値検出回路は、Fig. 7に示されており、信号の変動によって容量の大きさを変化させ、安定な出力を得られるようにしてある。

3・3 参照系

同期フィルタ回路を動作させるために必要な信号、すなわち Fig. 2に示された $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_6$ の信号は、参照信号 f_c の6倍の周波数 $6f_c$ で駆動する6bit リングカウンタによって発生されている。

Fig. 8が参照系主要部分の回路図であるが、バッファを通して入力された参照信号は、電圧制御発振器 (Voltage Controlled Oscillator, 以後 V. C. O. と略す) と、位相比較器 (Phase Comparator) が1チップ上に構成された Phase Locked Loop (PLL) に入力される。V. C. O. は、位相比較器により制御され発振を行なう。その信号は6bit リングカウンタに送られて6本の線に分割され、同期フィルタを制御する $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_6$ の信号となる。また、 ϕ_1 と ϕ_4 は R-S Flip Flop のセット、リセット信号にもなっており、

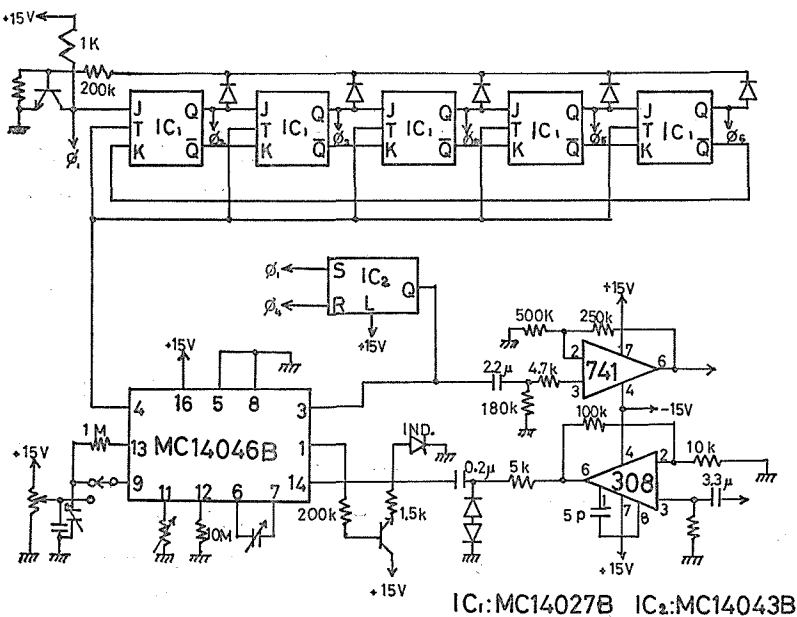


Fig. 8 Circuit of the reference system.

この Flip Flop で V. C. O. の $1/6$ の周波数が得られ、この信号は位相比較器へ入力されて、参照信号と比較される。このような過程で、参照信号に追従する非常に安定した制御信号を得ている。

ここで使用している主な素子 PLL や J - K Flip Flop, R - S Flip Flop は全て CMOS を使用した。

4 装置の特性

前置フィルタを用いない場合の同期フィルタの周波数特性が Fig. 9 に示されている。

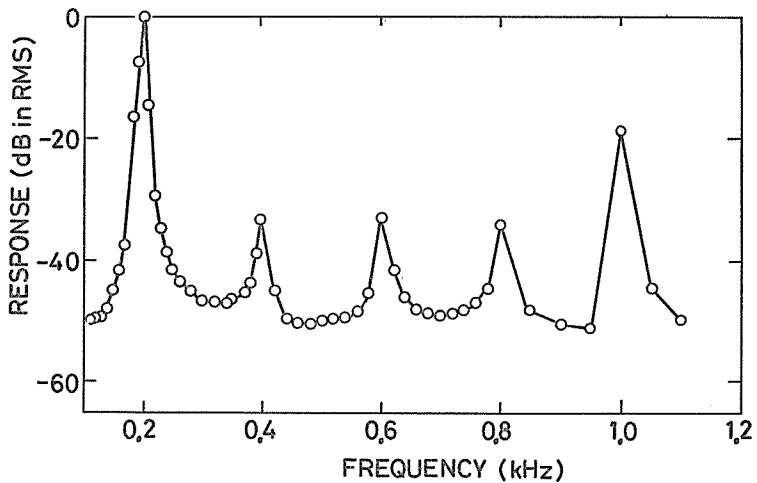


Fig. 9 Measured frequency response of the synchronous filter at $f_c = 200\text{Hz}$ without the prefilter.

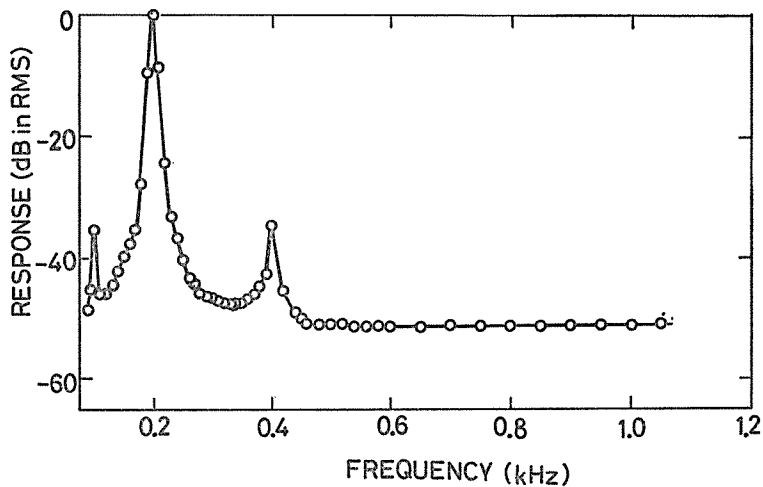


Fig. 10 Measured frequency response of the synchronous filter at $f_c = 200\text{Hz}$ with prefilter.

中心周波数を 200Hz に設定して入力には 100Hz から 1kHz までの正弦波を加え、その出力を測定した。近接する通過域の $2f_c$, $3f_c$ 等が 30dB 程度減衰している。 $5f_c$ は 20dB 程度しか減衰していない。しかし、前に述べた前置 L. P. F. によって、この周波数成分が十分に減衰させられることが、Fig. 10 に示されている。

狭帯域微小電圧測定器の特性を示す重要なパラメータの過負荷余裕度 (Overload Capability または、Dynamic Reserve) は、本装置において 35.6dB である。また同調周波数範囲は 10Hz から 10kHz、同期フィルタのダイナミックレンジは 67dB である。

Table 1 Performances of the constructed lock-in amplifier.

Signal channel	
Input type	Single-ended
Input impedance	2M Ω
Sensitivity	2.5 μ V-25mV
Maximum voltage	3V _{pk-pk}
Noise	2 μ V _{RMS}
Reference channel	
Modes	Internal and external
Input impedance	100k Ω
Minimum signal	1V _{pk-pk}
General	
Power requirements	100V _{ac}
Size	33cmM \times 14cmH \times 23cmD
Weight	3.5kg

その他の主な特性を Table. 1 に示す。

5 測 定 例

Photo. 1 は、本装置が優勢な雑音の中から微小な信号を検出する様子を、装置各部の信号波形で示したものである。中心周波数はいずれも 200Hz で行なっている。

Photo. 1(a) では、入力信号は実効値で、20dB 大きい雑音に埋もれている。(b), (c) ではそれぞれ 30dB, 40dB 大きい雑音に埋もれている。

今回製作したロックインアン

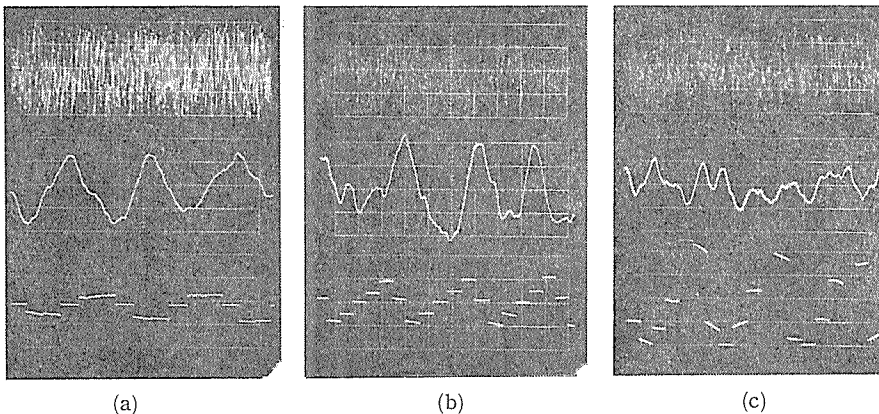


Photo. 1 Detections of a low-level signal affected by noise: (a) S/N=-20dB, upper; input signal (1.0V/div.), middle; output of prefilter (1.0V/div.) and lower; output of the synchronous filter (0.2V/div.); (b) S/N=-30dB, upper; input signal (2.0V/div.), middle; output of the prefilter (2.0V/div.) and lower; output of the synchronous filter (2.0V/div.); and (c) S/N=-40dB, upper; input signal (2.0V/div.), middle; output of the prefilter (1.0V/div.) and lower; output of the synchronous filter (0.2V/div.). The sweep time is 2msec/div..

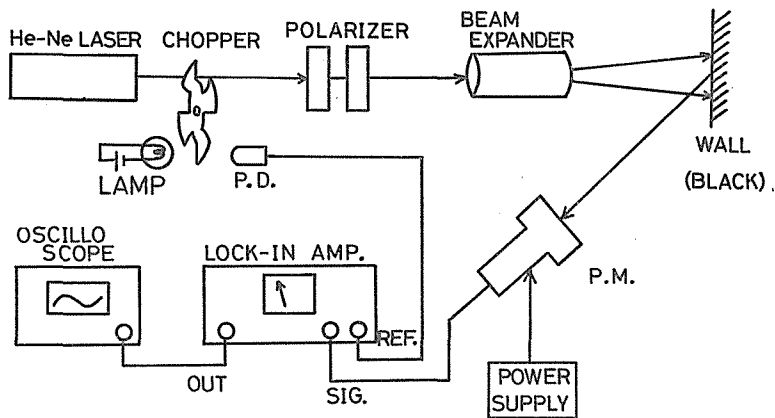


Fig. 11 Block diagram of the preliminary optical experiment.

ブは各種の実験に使用できるが、その一例として He-Ne レーザー光をチョッパーして黒壁にあて、微弱な信号を光電子増倍管で受光する光学系の模擬実験を行ない、その結果を示す。

Fig. 11 が実験のブロック図である。壁にあたったレーザー光は肉眼では確認できない程である。光電子増倍管 (IP22) で受光した信号でさえ Photo. 2(a) に示すような非常に微弱な信号であった。Photo. 2(b) は前置 L. P. F. 出力、Photo. 2(c) は同期フィルタの出力である。チョッパーの周波数は約 200Hz であった。

6 む す び

Nパスフィルタを改良した同期フィルタを用いたロックインアンプを製作し、その特性を検討し、測定例を示した。

このロックインアンプは、市販されているものに比較すると過負荷余裕度は劣る。しか

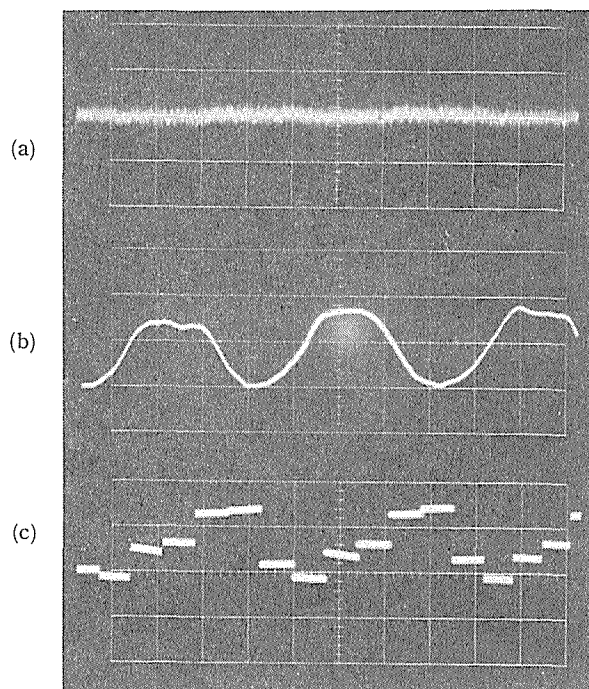


Photo. 2 Detection of a low-level signal at the preliminary optical experiment; (a) input signal (0.2V/div.), (b) output of the prefilter (10V/div.) and (c) output of the synchronous filter (2V/div). The sweep time is 2msec/div..

し、広範囲に周波数に変化する参照信号に同調の追従を要求される実験にも十分使用できる。また、参照信号の位相調整が不要である点、回路において CMOS を大幅に使用したことによって低電力動作(1.7W 以下)が可能になり、戸外の実験にも電池などで動作させることができる点等を考慮すれば、十分使用に耐えるものである。

問題として、この装置では S/N が 1 以下の信号をあつかうが、波形を 6 個に分割するので信号の波形再現性はよくない。信号の波形再現性を改善しようとすれば、同期フィルターにおけるコンデンサーの数を増してやればよい。しかし、これにともなってスイッチの数も増加し、これから発生する雑音が同期フィルターのダイナミックレンジを小さくしてしまう。従って使用するスイッチは、より低雑音のものが要求される。

参 考 文 献

- 1) Y. Komachi and S. Tanaka : J. Phys. [E] 8 (1975) 967.
- 2) Y. Komachi and S. Tanaka : Elect. Circuit Meeting of Inst. Elect. Engrs Jap. No. ECT-72-32.
- 3) L. E. Franks and I. W. Sandberg : Bell Syst. Tech. J. 39 (1960) 1321.
- 4) W. R. Hardew : Electronics 40 (1976) 91.