

## 自動同調 2 相ロックインアンプ

岸田 悟・松浦 興一・柳川 剛憲\*<sup>1</sup>・原 賢治\*<sup>2</sup>  
鶴見 一郎

電子工学科

\*<sup>1</sup>(現) シャープ株式会社・\*<sup>2</sup>(現) 東芝株式会社

(1986年9月1日受理)

## Auto-Tuning Two-Phase Lock-in Amplifier

by

Satoru KISHIDA, Koichi MATSUURA, Takenori YANAGAWA\*, Kenji HARA\*<sup>2</sup>  
and Ichiro TSURUMI

Department of Electronics

\*<sup>1</sup>Sharp Ltd.

\*<sup>2</sup>Toshiba Co., Ltd.

(Received September 1, 1986)

An auto-tuning two-phase lock-in amplifier system has been designed and constructed for photoacoustic spectroscopy. The performance of this system has been also examined. This system consists of two parts: the first part is composed of a programmable-gain amplifier(PGA), a band pass filter(BPF), two phase-sensitive detection circuits, two low-pass filters (LPF) and two dc-amplifiers, while the second part composed of a phase locked loop circuit, an F/V converter and a phase shifter(PS). The center frequency of the BPF can be automatically tuned to the frequency of reference signal by controlling resistors of photocouplers. The gain of PGA and the phase of PS can be controlled by the computer. The time constant of LPF is variable 3msec to 100sec. The system is tunable from 5Hz to 1kHz and the dynamic range of the system is larger than 65dB. The input equivalent noise is smaller than 12.5nV, when the time constant is 10sec.

Key words : Electrical instruments, Two-phase Lock-in Amplifier.

## 1. 序論

光音響分光法(Photoacoustic Spectroscopy: PAS) は気体、液体や固体材料の光吸収スペクトルや固体材料の表面の分析の手段として使用されている<sup>1-4)</sup>。物質に吸収された光エネルギーの一部は物質の内部で熱に変換され、熱拡散により周辺の気体の温度が上昇し、周辺気体に疎密波(光音響信号, PA信号)が発生する。これを検出することにより物質の吸収スペクトルの測定や表面の分析を行う方法がPASである。PA信号の振幅や位相は照射光の波長やチョッピング周波数により変化しこれらには、物質の性質に関する重要な情報が含まれている。しかし、実際の測定信号には、PA信号のほかに周囲の騒音などの雑音を含んでいる。

一般に雑音に埋れた微弱信号測定技術として、位相検波回路(Phase Sensitive Detection: PSD)を用いたロックインアンプがあり、これは物理量を変調して測定する場合に特に有力である。既にロックインアンプについては、古くから真空管、トランジスタ及びIC演算増幅器を用いたいくつかの回路例があるが<sup>5-7)</sup>、PASに使用するためには、PA信号は雑音の中の微弱信号なのでダイナミックレンジが広いこと、信号の振幅と位相

の測定のため2相であること、周波数が可変であること及びマイクロコンピュータによる測定の自動化が可能であること等の機能が必要である。

本研究では、これらの機能を持つ自動同調2相ロックインアンプを試作した。このロックインアンプの選択増幅器の中心周波数は、参照信号の周波数に5 Hz~1 kHzの範囲で同調することができる。移相器は、デジタル回路で構成され、任意の移相量をデジタル信号で設定することができる。さらに感度セレクトにより前段増幅器、ラインフィルタ、アッテネータ、及び後段増幅器の利得を選択できる。従って、このロックインアンプは、参照信号の周波数に同調しながらデジタル信号により感度と移相量の設定ができ、マイクロコンピュータによる測定の自動化が可能である。

## 2. 原理

試作したロックインアンプのブロックダイアグラムをFig. 1に示す。信号系は、前置増幅器、感度セレクト、電圧制御型バンドパスフィルタ(BPF)、位相検波回路(PSD)、ローパスフィルタと直流増幅器で構成されている。前置増幅器の利得は感度セレクトで設定

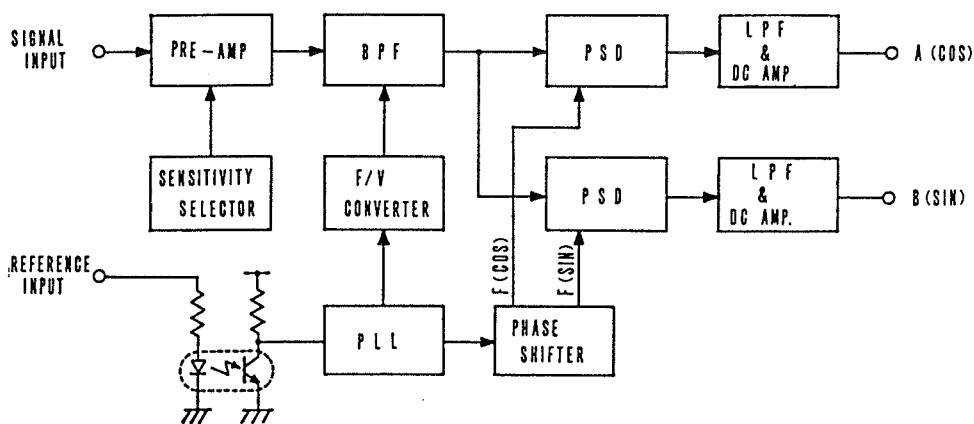


Fig.1 The block diagram of the auto tuning two phase lock-in amplifier.

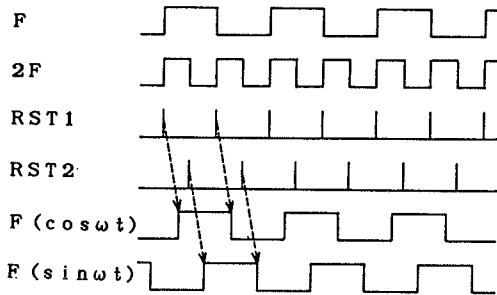
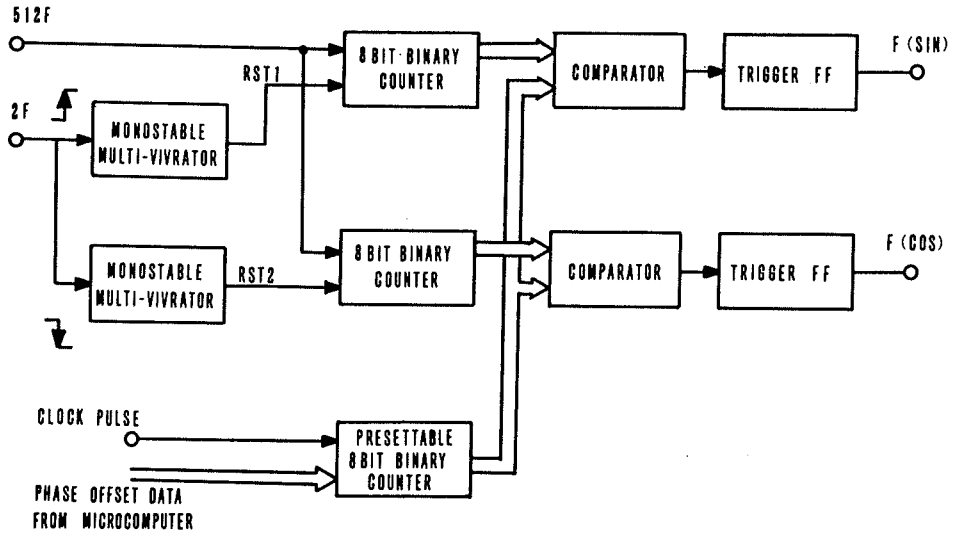


Fig.2 Simplified block diagram and timing chart of the phase shifter.

される。検波の位相が互いに $\pi/2$ 異なる2個のPSDを用いることにより2相ロックインアンプを構成している。

参照信号系は、位相同期回路(PLL)、F/V変換器と移相器よりなる。参照信号の周波数に比例した電圧を用いて、BPFの中心周波数を参照信号の周波数に同

調している。

### 3. 試作回路と特性

#### 3-1 参照信号系

外来雑音除去のため、参照信号はフォトカプラを用いてロックインアンプの内部回路と電氣的に絶縁した。

#### (1) 位相同期回路(Phase Locked Loop: PLL)

PLL<sup>9)</sup>は、C-MOS IC(4046B)を用いた。このICは、電圧制御発振器(VCO)と位相比較器からなる。周波数 $f$ の参照信号に対して位相と周波数が同期した信号を発生させる帰還回路である。VCOを参照信号の512倍の周波数で発振させ、その出力を12段バイナリリプルカウンタで $1/512$ 分周して位相比較器に入力し、外部からの参照信号と位相を比較する。移相器、F/V変換器に必要な $2f$ 、 $8f$ の周波数をもつパルスはカウンタを用いて、VCO出力を $1/256$ 、 $1/64$ 分周して得る。

#### (2) 移相器(Phase Shifter)

Fig. 2に移相器のブロック図とタイミングチャー

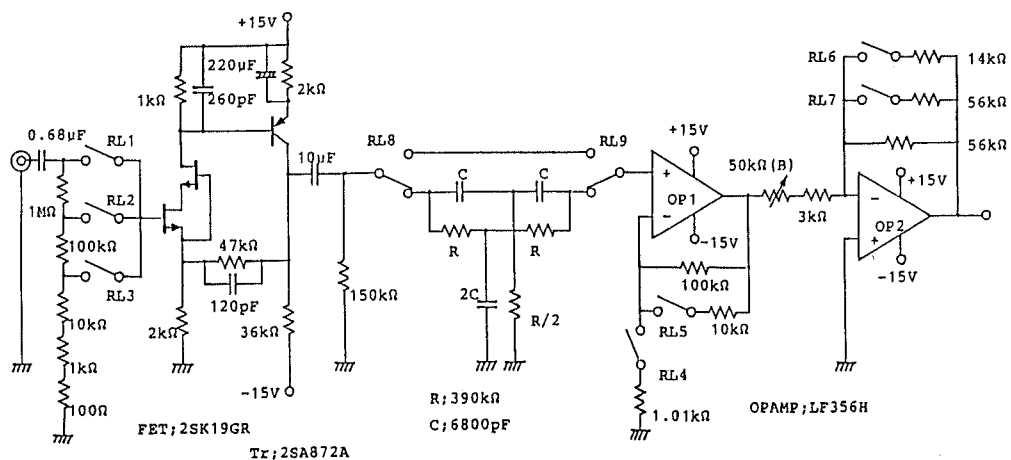


Fig.3 Circuit of the pre-amplifier.

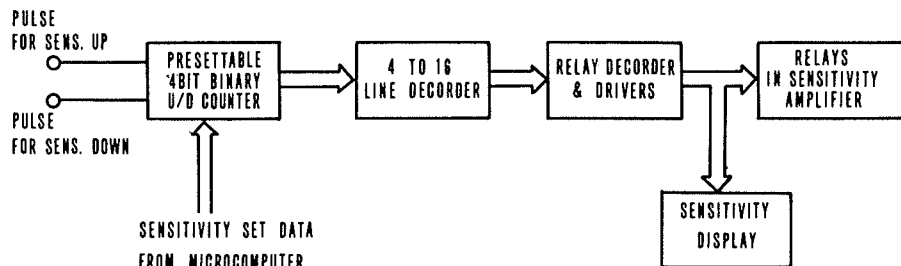


Fig.4 Block diagram of the sensitivity selector.

トを示す。移相器は、単安定マルチバイブレータ、8 bitバイナリーカウンタ (4520B)、コンパレータ (4585B)、トリガーフリップフロップと8bitプリセッタブルカウンタ (4520B) からなる。

移相器は、アナログ演算による方法が報告されているが<sup>7)</sup>、本試作器ではPLLからのデジタル信号を利用してデジタル回路により実現している。PLL回路からの2fの信号の立ち上り、立ち下りで駆動する2つの単安定マルチバイブレータにより、それぞれ $\pi/2$ 位相の異なるRST1とRST2のパルスが発生し、8bitバ

イナリーカウンタをリセットする。カウンタにはクロックとして、PLLからの512fの信号が入力されている。必要とされる移相量 $\phi$  (rad)は、プリセッタブル8bitバイナリーカウンタにセットされる。なおこのカウンタの電源はコンデンサでバックアップされている。

コンパレータは、8bitバイナリカウンタがプリセットされたパルス数に達したとき、トリガerpulsusを出力する。このパルス、トリガーフリップフロップにより1/2分周し、波形整形した後PSD回路に方形波出

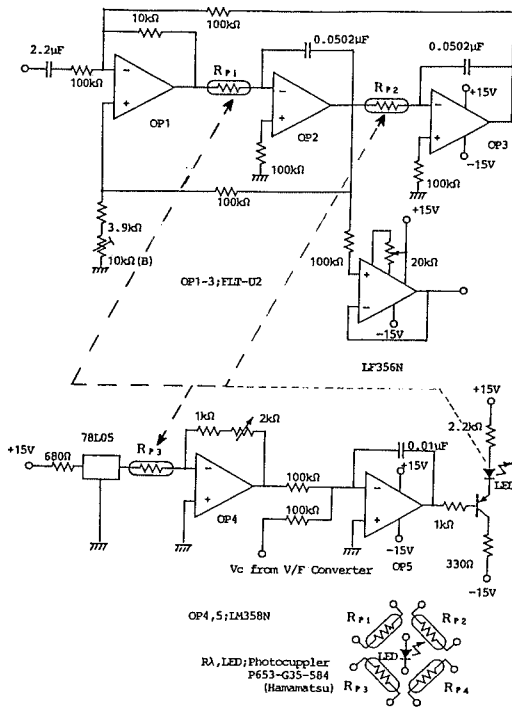


Fig.5 Circuit of the band pass filter.

力  $F(\omega t + \phi)$  及び  $F(\omega t + \phi + \pi/2)$  とし て供給する。

8bitバイナリカウンタは、 $2^8$  (256) までしかカウント出来ないで、可変出来る移相量は  $0 \sim \pi$  までであるが、トリガーフリップフロップの出力を反転し  $0 \sim 2\pi$  (rad) の移相可変を実現している。

この移相器は、次の様な特徴がある。

- 1) 任意の周波数  $f$  に対して同一位相を保持出来る ( $f$  が変化しても位相は変化しない)。これはアナログ演算では実現出来ない。
- 2) 移相量  $\phi$  は、8bitプリセットブルバイナリカウンタにより設定出来るのでマイクロコンピュータにより制御可能である。
- 3) デジタル動作なので温度ドリフトがない。
- 4) C-MOSを用いてコンデンサでバックアップしているため、ロックインアンプの電源を断つ

た後約2日間プリセットバイナリカウンタの値は保持されている。そのため、再実験のとき再調整が不要である。

(3) 周波数電圧変換器(Frequency/Voltage converter : F/V変換器)

F/V変換器は、F/V変換用IC (LM331) を用いた。F/V変換器は、BPFの中心周波数を参照信号の周波数に同調するための制御電圧を発生する。このICは5Hz~1kHzの方形波の入力に対して低周波数領域で電圧-周波数変換のリニアリティの悪化及び入力信号系への参照信号の周波数  $f$  成分の混入を防ぐため、8倍の周波数40Hz~8kHzをPLLから得て変換している。参照信号の周波数が  $f$  の時、F/V変換器の出力電圧  $V_c$  (V) は、

$$V_c = f / 100$$

となるように設計した。

3-2 入力信号系

(1) 前置増幅器(Pre-Amplifier)

Fig. 3に示すように入力信号は、前段増幅器、アッテネータ、ラインフィルタと後段増幅器からなる。ラインフィルタは、商用電源からの誘導雑音を除去する。前置増幅器の利得は、最大で500倍である。Fig. 4に感度セレクトのブロック図を示すが、プリセットブル4bitバイナリアップ/ダウンカウンタ(40193B)により、外部のデジタル信号でもマニュアル操作でも前置増幅器の利得、ラインフィルタやアッテネータの使用を制御できる。

(2) バンドパスフィルタ (Band Pass Filter : BPF)

Fig. 5に電圧制御型BPFの回路図を示す。BPFのフィルタ部はハイブリットIC FLT-U2 (DATEL社)を用いた。これは、ハイパスフィルタとローパスフィルタで構成され、それぞれの遮断周波数は  $R_{P1}$ 、 $R_{P2}$  で決めることができる。本試作回路では、

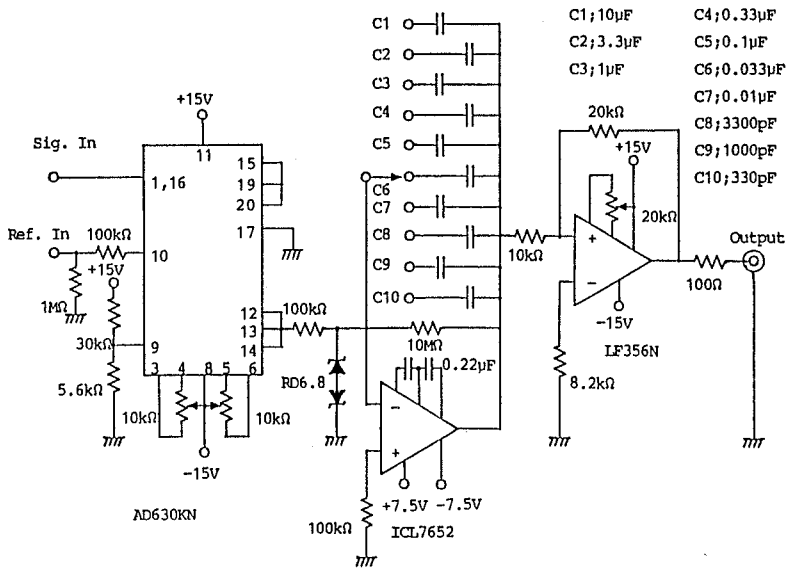


Fig.6 Circuits of the PSD, the time constant and DC amplifier.

$R_{P1}$ 、 $R_{P2}$ を電圧で制御することにより、電圧制御型 BPF を構成した。 $R_{P1}$ 、 $R_{P2}$ には、フォトカブラ（浜松ホトニクス、P653-G35-584）の C d S 光電素子を用いた。フォトカブラは、発光ダイオード 1 個と 4 個の抵抗からなり、これらの抵抗値はほぼ等しく発光ダイオードの駆動電流でコントロールできる。三端子レギュレータ（78L05）の出力電圧は OP4 で増幅され、差動増幅器 OP5 に入力され、フォトカブラの LED を通して  $R_{P3}$  に帰還され OP4 の出力電圧が  $V_c$  に等しくなるように動作する。このようにして、 $V_c$  でフォトカブラの抵抗  $R_{P3}$  をコントロールすることができる。 $R_{P1}$ 、 $R_{P2}$ は、ほぼ  $R_{P3}$  と同様に変化するので  $V_c$  によって  $R_{P1}$  と  $R_{P2}$  を変えて BPF の中心周波数を参照信号の周波数に同調できる。

### (3) 位相検波回路 (Phase Sensitive Detector : PSD)

Fig. 6 に PSD、ローパスフィルタと DC アンプの回路図を示す。PSD は、平衡・変調・復調用 IC (

AD630KN、アナログデバイス社) を用いた。これは利得が 1 と -1 の増幅器とコンパレータからなる。

### (4) ローパスフィルタと直流増幅器

ローパスフィルタの時定数は、演算増幅器の帰還抵抗とコンデンサの容量の積で決定される。1-3-10 系列で 3msec から 100sec まで 10 段階の切り換えが可能である。直流増幅器には出力ドリフトを押えるためチョッパ型の演算増幅器 (ICL7652、インターシル社) を用い、増幅率は 100 倍である。バッファアンプ (LF356) を用いることによって出力インピーダンスは 100Ω になる。

## 3-3 ロックインアンプの性能

### (1) 周波数特性

Fig. 7 に前置増幅器とロックインアンプの利得の周波数特性を示す。100Hz の時の利得を基準 (0dB) として示してある。前置増幅器の利得は、低周波側及び高周波側でなだらかに減少しており、ロックインアンプの利得は、10Hz 付近で若干変動しているが、

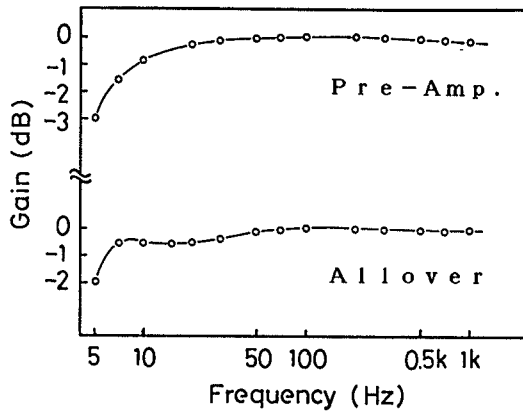


Fig.7 Frequency response of the pre-amplifier and the lock-in amplifier.

5 Hzから1 kHzまでの間の利得は±1 dBの範囲にある。

Fig. 8にBPFの中心周波数 $F_0$ とF/V変換器の出力電圧 $V_c$ の関係を示す。BPFの中心周波数は、ほぼF/V変換器の出力電圧に比例していることがわかる。

Fig. 9には、BPFの中心周波数の参照信号の周波数からの偏差を示す。参照信号の周波数が20 Hzの時8%の偏差を生じ、出力誤差は10%になる。この偏差は、CdS光電変換素子間の特性のばらつきによると考えられる。本装置では校正用の基準信号とFig. 3のOP2の入力可変抵抗による前置増幅器の利得調整する機構を持っており、上記の誤差を補正することができる。マイクロコンピュータを用いる場合にはあらかじめ利得の周波数特性を測定しておくことにより補正することもできる。

BPFの中心周波数は、CdS光電変換素子の抵抗値より変化するが、その抵抗値は周囲の温度によってもより変化する。20℃から34℃に周囲温度が変化した時BPFの中心周波数は18.7から19.2 Hzに変化する。これによる増幅率と位相の変化量を計算すると、-1%、-8.2度である。8度の位相変動による出力誤差は2%くらいである。ラインフィルタは、60 Hzで約40 dBの減衰率を持つ。

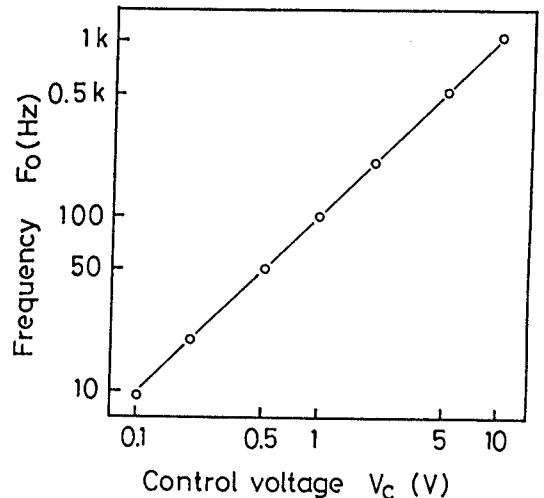


Fig.8 Linearity of the center frequency of the BPF vs output of F/V converter.

## (2) 入出力特性

Fig. 10にロックインアンプの入出力特性を示す。入力信号の周波数は1 kHzで感度レンジを50 mVとして入力が50 mV rmsの時、出力が1 Vになるように感度の利得を調整し測定した。入力信号500 mV rms付近まで出力信号との間に直線性はたもたれていて、使用範囲(50 mV rms以下)では十分である。

本システムのダイナミックレンジは、微弱信号と白色雑音を信号系入力することにより測定された。これより測定信号強度の65 dB以上の雑音に含まれている信号をとり出すことができることが明らかになった。

## (3) 入力換算雑音

入力換算雑音は、入力短絡で1  $\mu$ Vレンジ、時定数10 secで測定した。参照信号が10 Hz、100 Hzと1 kHzの時、入力換算雑音は12.5 nV、11.5 nVと8.0 nVである。本システムのその他の特性は表1に示す。

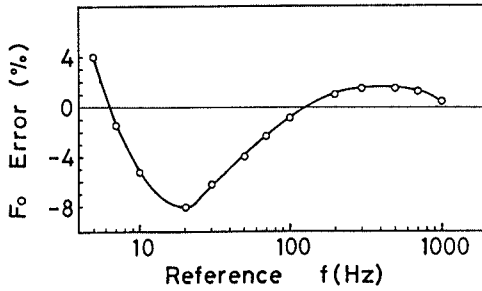


Fig.9 The error of the center frequency of the BPF vs the frequency of reference signal.

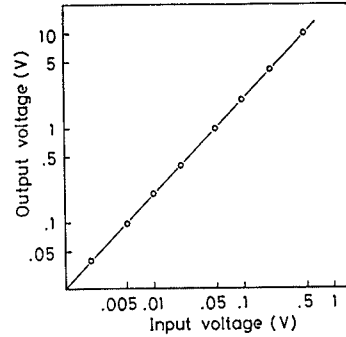


Fig.10 Relation between output and voltage in the lock-in amplifier.

Table 1 The characteristics of the lock-in amplifier.

参 照 信 号 系	
周 波 数 帯 域	5 Hz ~ 1 kHz
入 力 電 圧	TTLレベル
位相調整範囲	0 ~ 2π [rad] (2π/512)[rad]ステップ
入 力 信 号 系	
検 出 感 度	1 μV ~ 50 mV 1-2-5列 15レンジ
レンジ間の確度	-0.6% ~ 0.8% 以内
周 波 数 帯 域	5 Hz ~ 1 kHz
入力インピーダンス	1 MΩ 不平衡
等 価 雑 音	12.5 nV <sub>p-p</sub> , 但し入力短絡 時定数10sec 周波数10Hz
オーバーロード	PSD入力電圧 10V以上に対してランプ点灯で表示
B P F	Q, 約3 (参照信号に対して自動同調)
ダイナミックレンジ	65 dB以上
ラインフィルター	60 Hz 減衰量 40 dB以上
出 力 部	
出 力 電 圧	±1 V (フルスケール)
出力インピーダンス	100 Ω
時 定 数	3 msec ~ 100 sec, 1-3列 10レンジ, -6 dB/OCT



#### 4. まとめ

光音響分光法のために、自動同調2相ロックインアンブを設計、製作した。このロックインアンブは、信号系に対して前置増幅器、感度セレクタ、BPF、PSD、ローパスフィルタと直流増幅器、参照信号系に対してPLL、F/V変換器と移相器からなる。

BPFの中心周波数は、フォトカブラの抵抗値を変えることによって、参照信号の周波数に自動的に同調できる。前置増幅器の利得や移相器の位相は、コンピュータで制御することができる。ローパスフィルタの時定数は3msecから100secまでかえることができる。このシステムは、5Hzから1kHzまで同調でき、ゲイナミックレンジは65dBよりも大きい。入力積算雑音は、時定数10secの時、12.5nVよりも小さい。本システムは、PAS測定に十分役立つと考えられる。

#### 文献

- (1) 沢田幅郎, 「光音響分光法とその応用-PAS」  
(学会出版センター, 東京, 1982)。
- (2) A.Rosenwaig and A.Gersho; J.Appl.Phys.  
47(1976)64.
- (3) A.Rosenwaig; Optoacoustic Spectroscopy and  
Detection, ed Y.H.Pao.  
(Academic Press, New York, 1977)p.193.
- (4) A.Rosenwaig, Anal.Chem.47(1975)592A.
- (5) 竹内延夫; 固体物理 6 (1968) 294.
- (6) 大倉郁生; 電子科学 3 (1970) 47.
- (7) 松浦興一、武田文憲、井上憲治、西本幸男;  
鳥取大学工学部研究報告 3, 59 (1972)
- (8) エレクトロニクス ダイジェスト社編, 演算増幅  
器ハンドブック182 (エレクトロニクス ダイ  
ジェスト社)。
- (9) トランジスタ技術 (CQ出版社) 1985,  
10月, p. 376.

