赤外線センサ回路の作製

池田 建司, 板東 亘

November 28, 2001

1 はじめに

赤外線センサはロボットの目となる重要なセンサであり、今回のテーマでは、灯台の方角や灯台までのおおよその距離を知る上で、必須のセンサである。ここで紹介する赤外線センサ回路は、灯台の光を検出するだけではなく、自分でも赤外線を発し、その反射波を検出することによって、障害物までのおおよその距離も同時に知ろうという欲張りな回路である。通常の増幅回路で用いる

- 反転増幅回路
- 非反転増幅回路

など、オペアンプの基本回路だけではなく、いろいろな光の中から必要なものだけを取り出すために、

- 同期検波
- PLL(Phase Locked Loop)

といったより高度な電子回路技術が使われている。回路は多少複雑になるけど、それによって得られる

- 雑音除去性能
- 周波数弁別能力
- 高い増幅率

は、ロボットの性能アップやコスト削減に大きく貢献できると考えられる。

2 予備知識

2.1 赤外線センサ

本実験では、赤外線センサとして、高速動作可能な PIN フォトダイオードを使うことにする。フォトダイオードは光をあてると PN 接合面で電圧が発生し、負荷を接続すると電流が流れる。このため、フォトダイオードは電流源とみなせるので、伝送経路でノイズを拾うことは少ない。また、PIN フォトダイオードに逆バイアスをかけると電極間容量が減り、応答速度が速くなるのでパルス変調にも対応できる。

本実験では、値段や使いやすさを考慮して東芝フォトダイオード TPS703 を使うことにする。ピーク感度波長 $\lambda_P = 960[\mathrm{nm}]$ なので、同じくらいのピーク波長をもつ赤外線 LED と対にして使う。

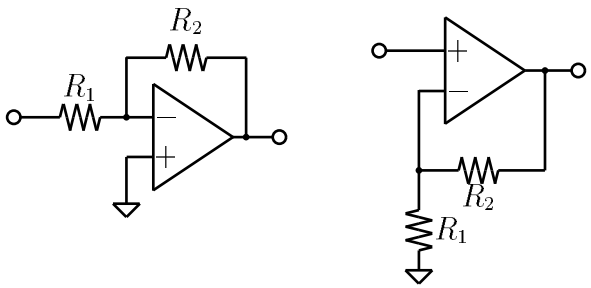

Figure 1: 反転増幅回路と非反転増幅回路

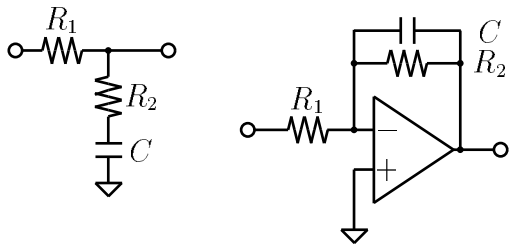

Figure 2: 低域フィルタ (受動型、能動型)

2.2 線形フィルタ

今回作製する赤外線センサ回路には、オペアンプの基本回路である反転増幅回路・非反転増幅回路、基本的な線形フィルタである低域フィルタ・ハイパスフィルタなど [1, 2] が図に示したような形で登場する。それぞれの伝達関数 (出力電圧/入力電圧) は表.1 の通りである。ここで、“受動型の回路では、出力端から電流を取り出してしまうと特性が変わってしまう” という点は注意しなければならない。

2.3 同期検波 [1]

信号とノイズとが占有する周波数領域が異なることがわかっていれば、フィルタにより両者を分離できることは誰でも知っている。信号とノイズの周波数が接近しているときは、信号の周波数領域を移動させてノイズを分離して増幅する。これが変調増幅の思想である。

図.4 の原理図に見られるように、チョッパと呼ばれる変調器によって直流入力信号で交流を振幅変調し、交流増幅器で増幅した後、復調器で位相弁別整流して直流にもどす。このような構成では、増幅器のドリフトや直流オフセット電圧があっても問題にならない。したがって、通常の直流増幅器では増幅器のオフセットやドリ

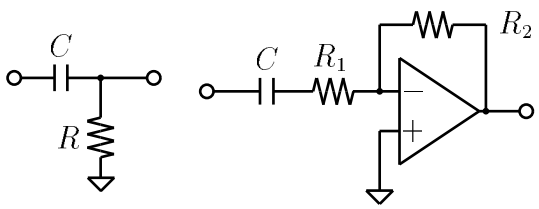

Figure 3: ハイパスフィルタ (受動型、能動型)

Table 1: 回路の伝達関数

反転増幅回路	$-\dfrac{R_2}{R_1}$
非反転増幅回路	$\dfrac{R_1+R_2}{R_1}$
低域フィルタ (受動型)	$\dfrac{1+CR_2s}{1+C(R_1+R_2)s}$
低域フィルタ (能動型)	$-\dfrac{R_2/R_1}{1+CR_2s}$
ハイパスフィルタ (受動型)	$\dfrac{CRs}{1+CRs}$
ハイパスフィルタ (能動型)	$-\dfrac{CR_2s}{1+CR_1s}$

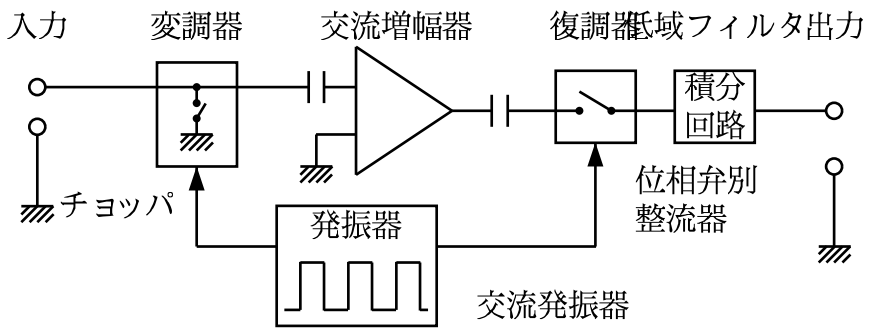

Figure 4: 変調形直流増幅器 (チョッパ形増幅器) の原理図

フトと弁別し得ないような低レベルの直流信号を増幅できることが特徴である。

微弱な光の測定など、ノイズに埋もれた微小信号を検出するには、ロックインアンプが使われる。図.5 に示すように位相弁別検出器 (phase sensitive detector) の信号選択能力を活用した変調形直流増幅器とみることができる。微弱光をチョッパで断続すると同時にピック・アップで同一周波数の基準信号を発生させる。測定量をチョッパで変調して同調増幅後、位相弁別検出器に加える。

位相弁別検出器は一種の乗算器で、信号を $e_s(t) = E_s(t)\cos\omega t$, 規準信号を $e_r(t) = E_r\cos(\omega t+\varphi)$ とすれば、両者の積は、

$$e_r \cdot e_s = -\frac{1}{2}E_s(t)E_r[\cos\varphi - \cos(2\omega t+\varphi)]$$

低域フィルタを通すと第一項のみが残る。したがって、信号と同じ周波数でも位相が $\pm\pi/2$ だけ異なるノイズは除去される。また、信号と異なる周波数をもつノイズは三角関数の直交性によって、低域フィルタを通すと除去される。e_s, e_r のいずれかあるいは両方が方形波であっても上の式と類似の関係が成立する。移相器において φ を調整して ($\varphi = 0$ として) 出力を最大にするのは、e_s と e_r との相互相関関数の最大値を求めることに相当する。

ロックインアンプをフィルタとみなすと、その等価帯域幅 B は低域フィルタの時定数 τ で支配され、

$$B = \frac{1}{2\tau}$$

となる。線形フィルタと異なり、非常に狭い帯域幅を達成できる。

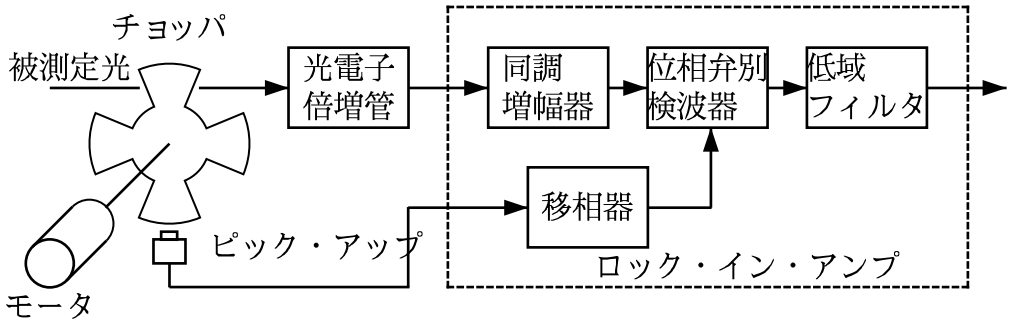

Figure 5: ロック・イン・アンプによる微弱光の測定

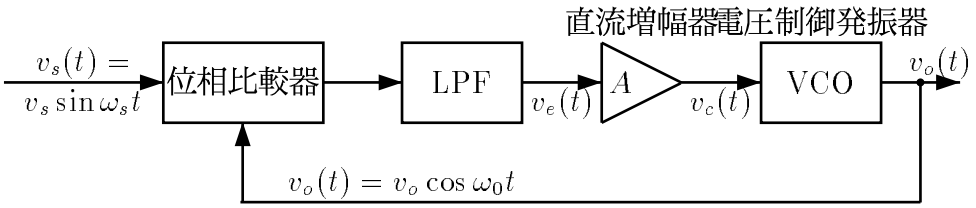

Figure 6: PLL のブロック線図

2.4 PLL(Phase Locked Loop)[1]

図.6 は PLL のブロック線図である。VCO(Voltage Controlled Oscillator) は、加える電圧によって周波数がある範囲で連続的に変化する発振回路である。

VCO は直流増幅器 A からの制御電圧が零であれば自走周波数 (free running frequency) で発振している。入力 $v_s(t)$ が加えられると、VCO の周波数と入力との周波数、あるいは位相差に応じて誤差電圧 $v_e(t)$ が生ずる。$v_e(t)$ の中から低周波成分だけを低域フィルタ (LPF: Low Pass Filter) で取り出して増幅し、VCO の制御電圧 $v_c(t)$ とする。$v_c(t)$ は入力信号と VCO の出力との位相差が減少する方向に VCO の周波数を変化させる。この結果 $\omega_s \sim \omega_0$ となると VCO は入力信号に同期、すなわちロックする。一度ロックすると、一定の位相差を除いて入力信号に一致する。また、一度ロックすると入力の周波数の変化に追従する。

PLL が入力信号をロックし続けられる周波数範囲をロック・レンジ (lock range)、到来信号をロック状態に捕捉できる周波数範囲をキャプチャ・レンジ (capture range) と呼ぶ。常に前者の方が大きい。

位相比較器は一種の乗算回路であり、ロックインアンプの位相弁別検波器と同様の原理によって、出力を低域フィルタに通すと、位相差の情報だけが出力に現れる。

VCO は多くの方式があるが、例えば、積分回路とシュミット回路を組み合わせて、電圧によって充放電のタイミングを変化させ、周波数を変える方式などがある。

LPF の実現方法としては、1 次遅れ、位相進み遅れなどが考えられるが、高周波領域による位相遅れによりループが不安定になる場合は、位相進み遅れ形のフィルタを用いる。

図.7 に示した構成によって、ノイズに強い AM 検波回路が得られる。PLL は AM のキャリアにロックして VCO の出力にキャリアと同じ周波数で一定振幅の規準信号を生ずる。ただし、VCO の出力は入力と 90° 位相がシフトしている。一方、AM 入力は移相回路で 90° 位相をシフトして両者が平衡変調器に加えられる。平衡変調器は乗算回路であり、ロックインアンプの原理によって、AM の検波出力を得る。通常のダイオードによる波高値検波に比較すると、はるかにノイズに強い検波回路が

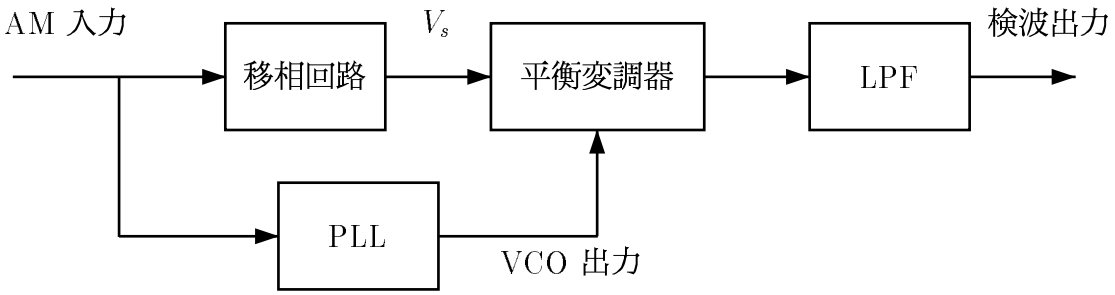

Figure 7: PLL による AM 同期検波

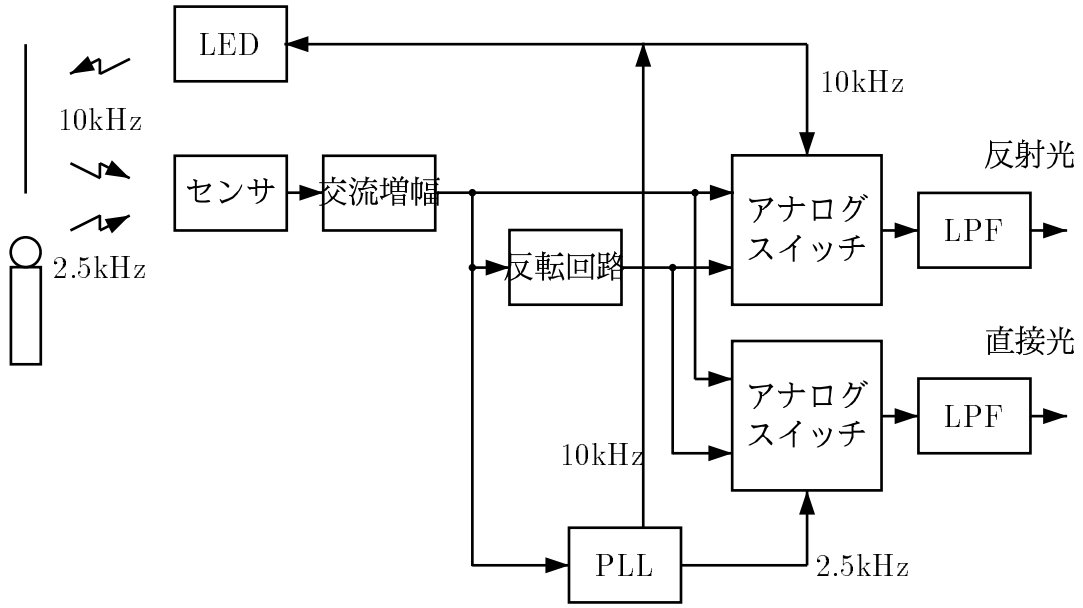

Figure 8: 回路の構成図

実現できる。

PLL において VCO の出力が入力に対して 90° 位相がシフトする理由を考えてみよう。位相比較器が乗算回路であり、$\varphi = 90°$ であると LPF の出力が 0 になる。これを利用して、$\varphi = 90°$ を基準点にして、正負の誤差信号を VCO に印加しているからである。

3　赤外線センサ回路の説明

さて、いよいよ具体的な回路の説明に入る。今回作製する赤外線センサ回路の構成図を図.8 に、また、回路図を図.9 にそれぞれ示す。

灯台の光は、$10\text{MHz}/2^{12} \sim 2.5\text{kHz}$, ON/OFF デューティー比 1:1 で発振しているので、障害物までの距離を測定するための発光回路では、干渉を避けるため、ちょうどその 4 倍の周波数 (約 10kHz) で発振するように調整する。

以下では、各部分における設計の指針などを説明する。

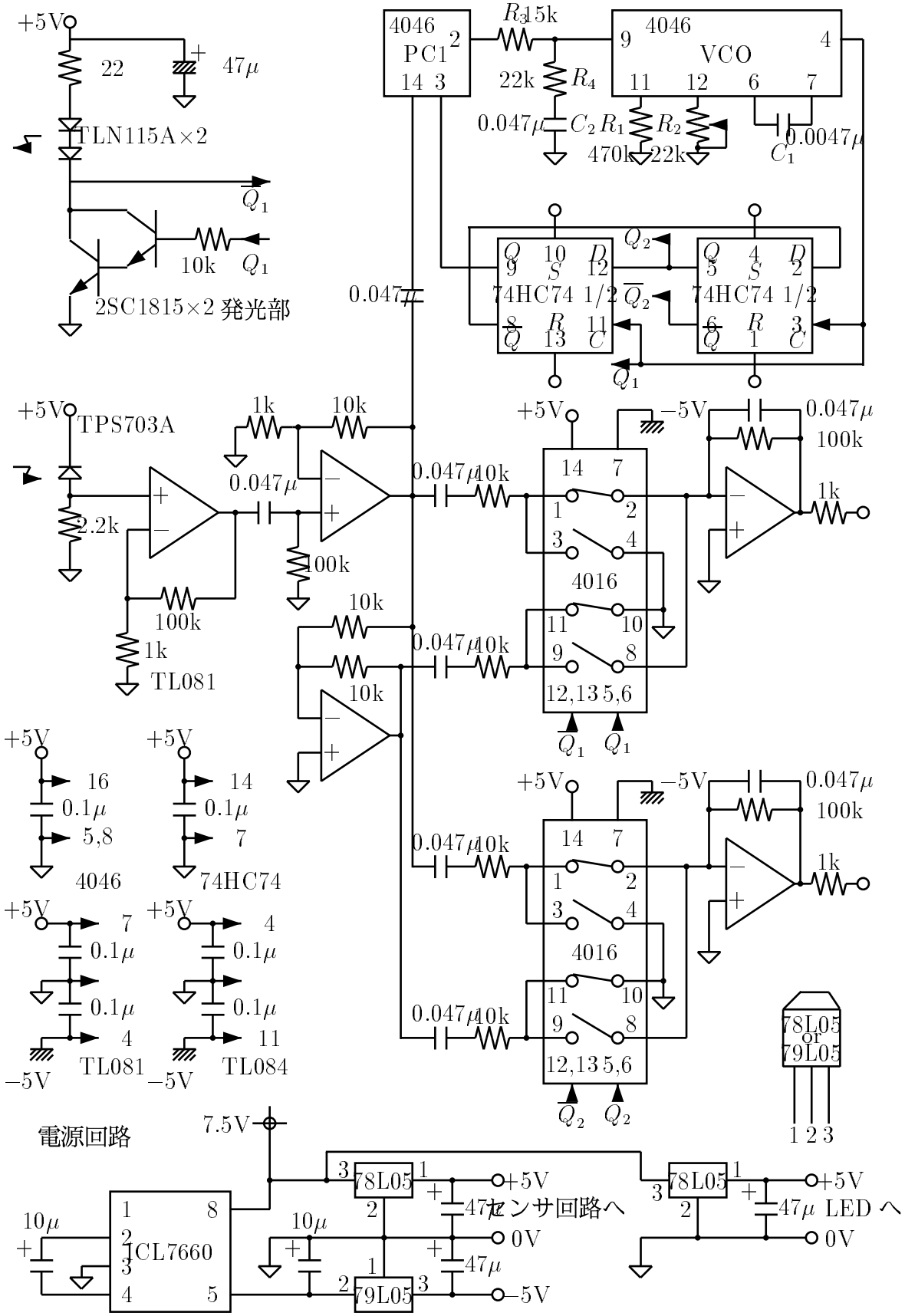

Figure 9: センサ回路図

3.1 電源

構成図には陽に現れていないが、当然電源は必要である。今回作製するロボットでは、ほとんどの回路で電源は単電源であるが、赤外線センサ回路では、オペアンプを用いた増幅を行うので、± 電源があると都合がよい。また、最終的には 0 ∼ 5V に変換して A/D 変換器を介してコンピュータに取り込むので、0V は他の回路の 0V に合わせたい。そこで、構成が簡単な ICL7660 を用いた極性反転コンバータを使うことにする。ただし、この回路ではマイナス側の電源は数 mA しか電流を取り出せないので、赤外線 LED 発光回路の電源はプラス側の電源を利用する。また、PLL 回路はアナログ回路の中でもノイズの影響を受けやすい回路なので、100mA 程度の電流を ON/OFF する LED 発光回路とは別電源にするのがよい。

ICL7660 の動作原理は、一方のコンデンサをプラス電源でチャージして、スイッチングによりもう一方のコンデンサに移して、マイナス電源とするというものである。デフォルトでは 10kHz でスイッチングする。コンデンサには必ず内部インピーダンスが存在するので、電流を取り出そうとすると電圧降下が発生する。そのため、チャージポンプに使うコンデンサは周波数特性のよいタンタルコンデンサを用いることにした。

PLL やオペアンプなどのデリケートな回路の電源入力端子の近くにバイパスコンデンサを挟んで電源ノイズの影響を軽減する。バイパスコンデンサは高周波インピーダンスが低いことが大切であり、容量の精度や温度特性を気にする必要はないので、本回路では 0.1μF の積層セラミックコンデンサを使うことにした。

3 端子レギュレータの出力付近には比較的大きな容量のバイパスコンデンサを挿入する。ここでは、47μF のアルミ電解コンデンサを用いている。また、赤外線発光部では大量の電流が ON/OFF されるため、発光部の近くに 47μF のアルミ電解コンデンサを挿入する。

3.2 赤外線検出部—検出と交流増幅—

赤外線センサとしては、応答の速さを考慮して、フォトダイオード TPS703A に逆バイアスを掛けて使う。フォトダイオードは電流出力なので、抵抗で電圧に変換して、非反転増幅回路で増幅して、後段の回路に渡す。フォトダイオードの出力電流を直接反転増幅してもよいかも知れない。どちらの回路を使うにせよ、フォトダイオードの出力は数 μA から数十 μA なので、第一段の増幅器の入力インピーダンスは高くなくてはならない。そこで、第一段の増幅には入力インピーダンスが $10^{12}\Omega$ と非常に大きい JFET 入力型のオペアンプ TL081 を使うことにした。検出したい赤外線は、2.5kHz あるいは 10kHz の矩形波なので、次段の交流増幅回路では直流成分をカットするためのハイパスフィルタを挿入している。太陽光や白熱灯などの赤外線成分の影響は、センサの飽和に引っかからない範囲で、このハイパスフィルタによってある程度除去できる。

オペアンプ TL081 およびのそクワッドタイプである TL084 のピン配置を図.10 に示す。

3.3 PLL 回路 [3]

センサ出力を交流増幅した結果を入力して、つぎの同期検波回路で用いるための、灯台の光 (約 2.5kHz) に同期した基準信号を作り出す。また、反射形の光センサ回路で用いるための、灯台の光と直交する約 10kHz の基準信号も同時に作る。

PLL 発振器は約 10kHz の自走周波数で発振するように調整しておき、Flip-Flop でその 1/4 倍の周波数を作り出すことによって、約 2.5kHz で発振する入力信号に

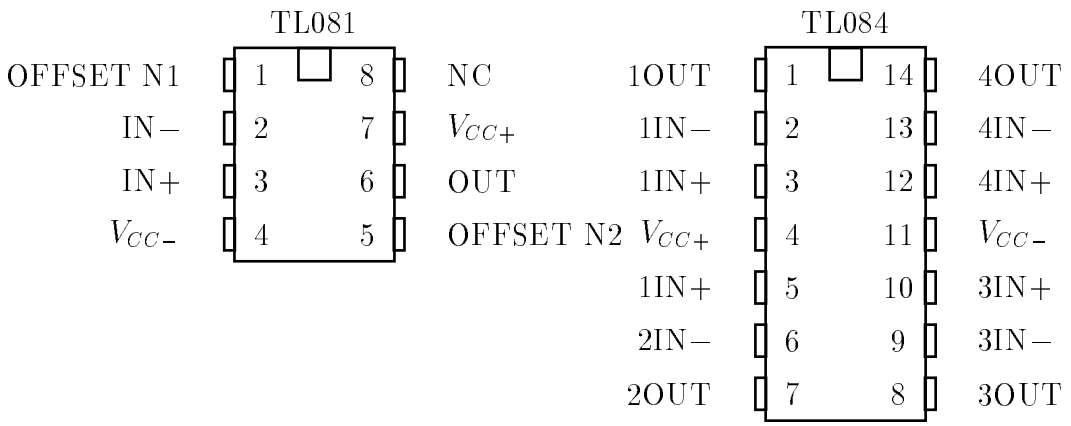

Figure 10: TL081, TL084 のピン配置図

ロックするようにしておく。灯台の光の周波数は水晶発振器の出力を逓倍して作られるので、かなり正確と考えてよい。そのため、PLL のキャプチャレンジは狭く設定できる。

PLL は VCO(Voltage Controlled Oscilator), 位相比較器, LPF(Low Pass Filter), 分周器などから構成される。PLL 回路を実現する IC が何種類か発売されているが、ここでは、もっとも多く利用されている汎用 PLL IC MC14046B を使うことにする。MC14046B には VCO と 2 組みの位相比較器が内蔵されている。位相比較器 (1) は ExOR 回路で構成され、入力波形のデューティー比に比例した波形が得られる。また位相比較器 (2) は入力波形のエッジで位相を判別するタイプである。灯台の光のデューティー比は 1:1 であり、エッジは必ずしもシャープではないので、位相比較器 (1) を使うことにする。バイアスを補償するため入力信号をコンデンサで結合する。

VCO の周波数は、MC14046B のカタログによれば、

$$
\begin{aligned}
f_{\min} &= \frac{1}{R_2(C_1+32\mathrm{pF})} \qquad (V_{CO}\mathrm{input}=V_{SS}) \\
f_{\max} &= \frac{1}{R_1(C_1+32\mathrm{pF})}+f_{\min} \quad (V_{CO}\mathrm{input}=V_{DD})
\end{aligned}
$$

ここで

$$
\begin{aligned}
&10\mathrm{k}\le R_1\le 1\mathrm{M} \\
&10\mathrm{k}\le R_2\le 1\mathrm{M} \\
&10\mathrm{pF}\le C_1\le .01\mu\mathrm{F}
\end{aligned}
$$

であるので、$C_1=0.0047\mu$F として、ロックレンジ $(f_{\max}-f_{\min})$ を 500Hz とすると、$R_1=422.7\mathrm{k}\Omega\sim 470\mathrm{k}\Omega$ となる。また、中心周波数 $((f_{\max}+f_{\min})/2)$ を 10kHz とすると、$R_2=21.7\mathrm{k}\Omega$ である。ただし、IC の特性にはばらつきがあるので、特に R_2 は実験的に決定する必要がある。

また、カタログによると、ローパスフィルタの典型的な決め方として、

$$
\begin{aligned}
R_4C_4 &= \frac{6N}{f_{\max}}-\frac{N}{2\pi\Delta f} \\
(R_3+3{,}000\Omega)C_2 &= \frac{100N\Delta f}{f_{\max}^2}-R_4C_2 \\
\Delta f &= f_{\max}-f_{\min}
\end{aligned}
$$

とある。ここで、N は周波数を何倍に逓倍するかの定数である。$N=4, C_2=0.047\mu$F とすると、$R_3=13.8\mathrm{k}\Omega\sim 15\mathrm{k}\Omega$, $R_4=19.8\mathrm{k}\Omega\sim 22\mathrm{k}\Omega$ となる。

周波数の逓倍には、バイナリカウンタやプログラマブルカウンタを用いることが多いが、ここでは 4 倍に固定しているので、フリップフロップが 2 回路入っている SN74HC74 を用いる。フリップフロップをバイナリカウンタのように接続しても 4 逓倍できるが、つぎに述べる理由から、2 相クロック発生回路を作り、90° 位相が遅れている信号と入力信号との位相差を検出するようにする。フリップフロップの Set/Reset 入力端子はここでは使わないので、5V にプルアップしておく (開放にしておかない)。

位相比較器 (1) を使うと、ロックしたときの位相差は、VCO の中心周波数では 90° 遅れるけれども、フリップフロップを使って周波数を逓倍するとき 2 相クロック回路を用いれば、90° 位相が進んだ信号を取り出せるので、入力信号と同相の矩形信号を作ることができる。すなわち、同期検波するために移相回路を別途作る必要はない。

3.4 同期検波回路

同期検波は反転回路とアナログスイッチによって実現している。同期検波は、一般的には乗算器として実現されるが、ここでは基準信号として矩形波を用いているので、+1 倍するか −1 倍するかだけであり、したがって、反転回路とアナログスイッチという乗算器に比べると簡単な部品によって実現できる。

前段からの信号の直流成分カットのためのハイパスフィルタは、スイッチングのどのタイミングでも接地あるいは仮想接地されており、スイッチが ON のときだけ電流は後段の LPF に流れ込む。

アナログスイッチの前段にあるハイパスフィルタの時定数は 0.47msec であり、約 2kHz 以上の信号を通すので、2.5kHz や 10kHz の信号は後段に通す。アナログスイッチの後段にある LPF の時定数は 4.7msec であり、約 200Hz 以上の信号をカットして平滑化する。

3.5 赤外線発光部

反射光測定用の LED は灯台の 4 倍の周波数 (約 10kHz) で点滅させ、同期検波する。高輝度 LED は、センサ回路の他の部分に比べると桁違いに電流を消費する。TLN115A の最大定格は直流順電流 100mA で、パルス順電流では 1A まで流すことができる。デューティー比 1:1 で発光させるので、安全をみて、平均 50mA 最大 100mA の電流を流すことにする。また、電流をなるべく有効利用するために TLN115A を 2 つ直列に接続する。PLL MC14046 ではこれだけの電流を駆動できないので、トランジスタ 2SC1815 を 2 つをダーリントン接続し、利得を稼ぐことにする。2SC1815 の h_{FE} は 100 以上あるので、ダーリントン接続すると見かけ上 10000 以上あると考えられる。5V の信号が入ってくると考えると、入力抵抗は 10kΩ としておけばコレクタ電流 100mA 以上余裕で流すことができる。TLN115A の順電圧は 1 つにつき 1.35 V から 1.5 V、2SC1815 のコレクタ-エミッタ間電圧は 0.2V と見積もると、これらの電圧降下は合計約 3V となる。5V の電源を使うことにすると、TLN115A に流れる電流を 100mA に制限するためには、抵抗 22Ω を挿入しておけばよいだろう。抵抗の消費電力は平均約 $0.05\mathrm{W} \leq 1/16\mathrm{W}$ なので、小型の抵抗でも大丈夫であろう。

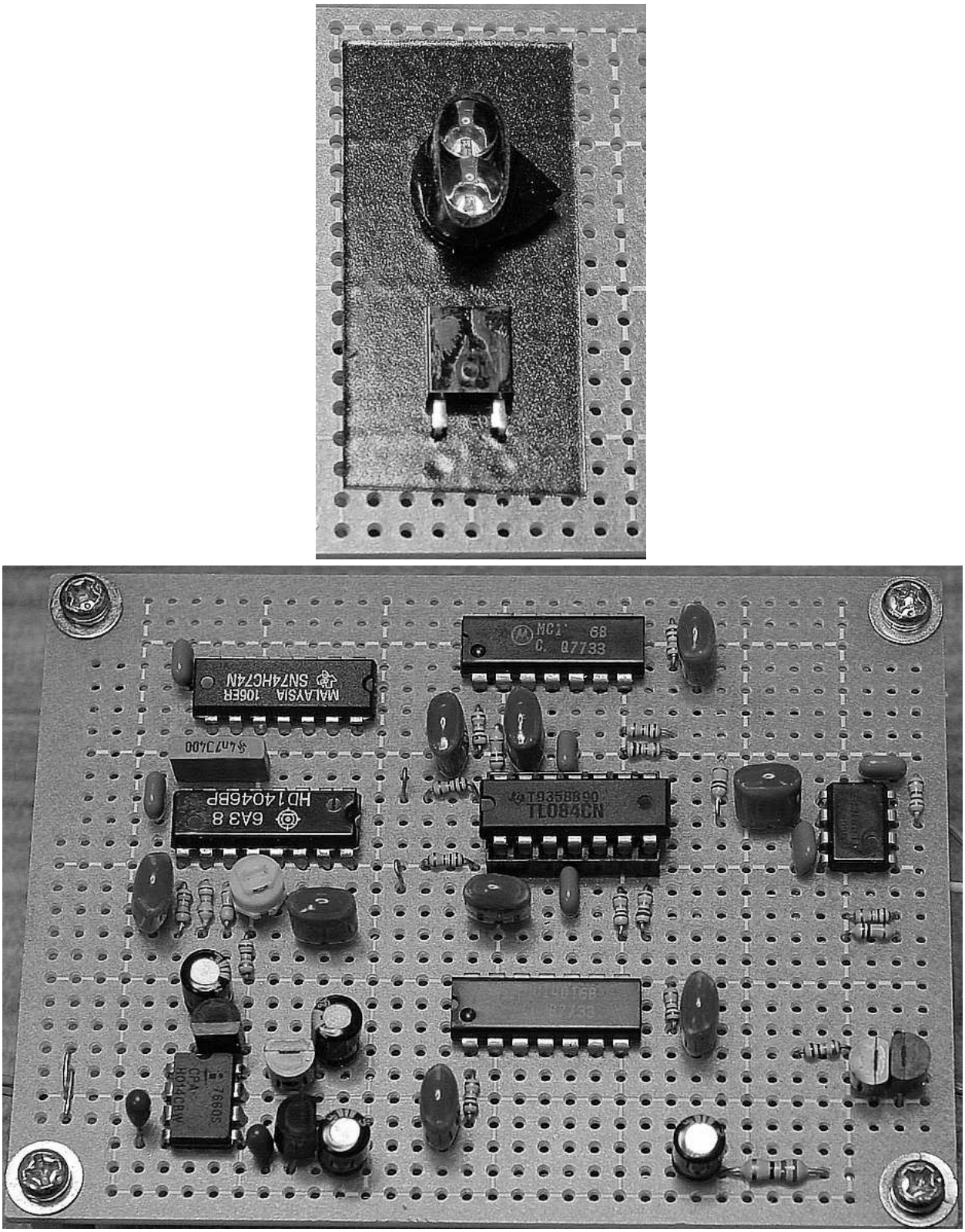

Figure 11: 回路の外観

4　実装上の注意

高利得が要求されるセンサ回路では、異常発振は付き物である。異常発振は一般に回路中に正帰還ループが形成され、ループゲインが 1 以上となると起こる。回路図中にそのようなループがなくても、異常発振が起こっている場合は必ず何らかのループが形成されている。高利得回路の入力と出力の間に静電的結合が存在すると、その結合が小さくてもループゲインとして 1 以上になることは十分考えられる。そのような場合は入力回路をシールドするのが有効である。本回路の試作器を作ったとき、最終段の LPF で異常発振したので、その回路をアースで囲んでシールドしたら異常発振が収まったという経緯がある。部品配置は基本的に換わっていないので、最終段の LPF の周りにはんだを盛ってシールドしておこう。また、配線が長くなるとそれだけ浮遊容量やインダクタンスの影響が大きくなるので、不必要に長くならないよう注意が必要である。

1 つの電源に共通の電源ラインを介して複数の回路が接続されているとき、共通ラインのインピーダンスは各回路の共通インピーダンスとなる。このような接続をすると、ある回路の電流が変化すると、その影響が他の回路にも伝わり、異常発振やノイズの原因となる。本回路では、赤外線発光部で大きな電流がパルス状に ON/OFF されるため、電源だけでなく、電源ライン (5V とアース) も他の回路と別にすべきである。また、電源ラインは、太い線を使ったり、基盤上でははんだを盛るなどして、インピーダンスを低く抑えるべきである。

今回の回路ではほとんど問題にならないと思うが、回路の発熱や熱の流れなどを考慮した熱設計も回路が安定して動くための重要な要素である。

赤外線 LED の光が直接赤外線フォトダイオードに入らないよう配慮が必要である。光の回折現象のため、お互いに遠くに離して配置するよりも、隣同士に配置して、LED を黒いビニールテープなどで巻いて間に壁を作る方が経験上効果的である。また、LED の発光側やフォトダイオードの受光面側だけからでなく、裏側の基盤を介して光が回り込んだりもする。部品を基盤に取り付ける前に、基盤に黒いビニールテープを貼るなどの対策が必要かも知れない。

5　部品表

半導体

フォトダイオード	TPS703	1
赤外線 LED	TLN115	2
トランジスタ	2SC1815	2
OP.Amp.	TL081	1
OP.Amp.	TL084	1
Flip-Flop	SN74HC74	1
PLL	MC14046B	1
Analog SW	MC14016B	2
3 端子レギュレータ	78L05	2
3 端子レギュレータ	79L05	1
Voltage Converter	ICL7660	1

抵抗

22Ω	1/ 4w	1
1KΩ	1/16w	4
2.2KΩ	1/16w	1
10KΩ	1/16w	8
22KΩ	1/16w	1
100KΩ	1/16w	4
470KΩ	1/16w	1
半固定抵抗 20KΩ		1

コンデンサ

積層フイルム	0.0047μF	1
マイラ	0.047μF	9
電解	47μF	4
積層セラミック	0.1μF	6
タンタル	10μF	2

基盤

回路用基盤	95×72mm 穴あき基板	1
センサ実装用基盤	72×47mm 穴あき基板	1

References

[1] 山崎 弘郎 : 電子回路技術, 東京大学出版会, 1977

[2] 岡本 迪夫 : 定本 OP アンプ回路の設計, CQ 出版社, 1990

[3] 稲葉 保: 定本発振回路の設計と応用, CQ 出版社, 1993