

光学-電子回路系による移動空間フィルタを用いた 非接触速度検出装置

橋本 基*・古賀和利**・三池秀敏**・蛭名良雄**

Non-Contact Velocity Measurement System Using Spatial Filter Constructed by Optical-Electrical Circuit

Hajime HASHIMOTO, Kazutoshi KOGA, Hidetoshi MIIKE and Yoshio EBINA

Abstract

A detecting system of the velocity of moving pattern is constructed by using the spatial filter without mechanical parts. The filter is composed of optical fibers associated with phototransistors and electrical analogue gate circuits. The movement of the window is carried out by supplying the pulse of the rectangular form to the analogue gate circuits. The accuracy of the measurement with this method is discussed theoretically. It is shown that the present method is not so inferior to the mechanical one in accuracy of the measurement (within 3%). The observed velocity is linearly changed with increasing the velocity of the moving patterns in the range of 0.01m/sec~5m/sec. From these values, the constructed system is available for practical usage.

1. まえがき

連続したしま模様を持つ目標の速度を測定する場合、たとえば川の水の流速測定というような場合、空間フィルタを有する光学探知系を用いる方法が提案されている。^{3),4)} この方法は、目標からの空間的に不規則な放射を利用するもので、非接触で受動的な速度測定が可能である。以下にその原理を簡単に述べる。目標からの光学的不規則信号のうち空間フィルタで定まるある特定の空間周波数成分を抽出する。抽出された空間周波数は、目標が移動することによって、目標の移動速度に比例する時間周波に変換される。したがって、時間周波数の変化を求めることにより、間接的に目標の移動速度を測定するものである。

1次元な速度を求める場合、空間フィルタとして並進柵状レティクルを用いる方法がある。³⁾ これは機械的な手法を用いて、柵状レティクルを平行移動させるものである。この方法は可動部分が含まれるので、

雑音・振動が発生する。また、装置の大型化、大消費電力等の欠点を持っている。そこで著者らは、これらの欠点を改善するために、可動部分を含まない空間フィルタを考案した。これは光学-電子回路で、等価的に並進柵状レティクルを構成するものである。これを試作し、典型的な2つの図形を移動目標として実験を行なった結果、本方式で速度測定が可能であることが確かめられた。

以下、2. で並進柵状レティクルを有する光学探知系の解析を簡単に示し、3. で等価的な並進柵状レティクルの構成を述べる。また、4. で本方式による測定精度の検討を行なった。5. で実際に装置を試作し、モデル実験を行なったので、この結果を述べる。

2. 並進柵状レティクルを有する系の解析

Fig. 1 に並進柵状レティクルを有する光学探知系の例を示す。この系についての解析は文献^{1),2),3)} に詳しく述べられている。ここでは以下の説明に必要であるので簡単に述べる。Fig. 1において、 $g(x, y)$ は目標の輝きの2次元分布、 $r(x, y, t)$ は対物レンズの像面

* 大学院電気工学専攻

** 電気工学科

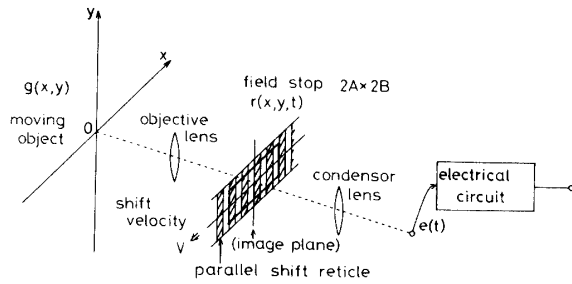


Fig. 1 A system of optical detection.

に設けたフィールド・ストップの透過分布、 $e(t)$ は検知器出力を表わす。フィールド・ストップには Fig. 2 に示すような並進柵状レティクルを設ける。柵状レティクルの光の透過率は、1と0の方形波の周期関数で表わされるものとする。このとき、フィールド・ストップ内の任意の位置の透過率の時間変化は、次のように表わせる。

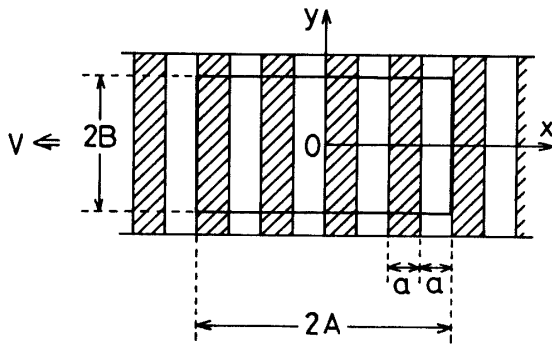


Fig. 2 Parallel-shift reticle. $2A$ and $2B$ are width and height of the field stop, respectively. $2A=2na$, n is a positive integer.

$$r(x, y, t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \left\{ \omega_0 \left(t + \frac{x}{V} \right) \right\} - \frac{2}{3\pi} \cos \left\{ 3\omega_0 \left(t + \frac{x}{V} \right) \right\} + \dots \right] r(x, y) \quad (1)$$

ただし、

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \pi V/a$$

$$r(x, y) = \begin{cases} = 1 & -A \leq x \leq A \\ & -B \leq y \leq B \\ = 0 & \text{その他のとき} \end{cases}$$

(1)式において第2項の基本波までとり、 x, y についてフーリエ変換すると、

$$R(\omega_x, \omega_y, t) = 2AB \cdot Si(\omega_x A) \cdot Si(\omega_y B) + \frac{4AB}{\pi} \cdot \exp(j\omega_0 t) \cdot Si \left\{ \left(\frac{\omega_0}{V} - \omega_x \right) A \right\} \cdot Si(\omega_y B) + \frac{4AB}{\pi} \cdot \exp(-j\omega_0 t) \cdot Si \left\{ \left(\frac{\omega_0}{V} + \omega_x A \right) \right\} \cdot Si(\omega_y B) \quad (2)$$

となる。

ただし、

$$Si(X) = \sin(X)/X$$

ω_x : 空間周波数の x 方向成分

ω_y : 空間周波数の y 方向成分

(2)式は並進柵状レティクルが ω_x に対して低域通過特性と帯域通過特性を持つことを示している。Fig. 3 に $\omega_y=0$ として、 $t=0$ のときを示す。

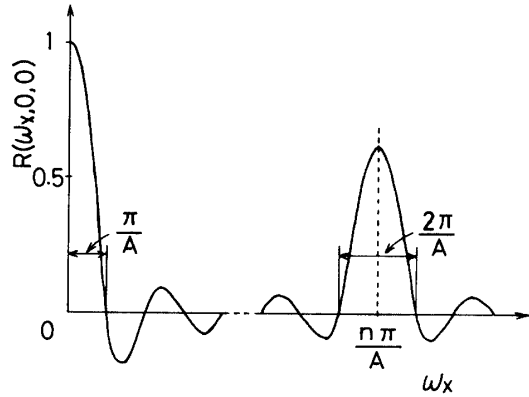


Fig. 3 Transfer function of parallel-shift reticle.

次に Fig. 1 に示す系で、目標が像面上のイメージとして x 方向に Ω [rad/sec] で移動するものとする。このときの検知器出力は、 $x=\Omega t$, $\omega=\Omega\omega_x$ なる変数変換を行ない、検知器を $y=0$ の位置に置くものとする。時間のみの関数で表わされる。

$$e(t) = \frac{K}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2\pi\Omega} \int_{-\infty}^{\infty} 2AB \cdot Si \left(\frac{\omega}{\Omega} A \right) \cdot Si(\omega_y B) \cdot G \left(\frac{\omega}{\Omega}, \omega_y \right) \cdot d\omega_y + \frac{1}{2\pi\Omega} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{8AB}{\pi} \cdot Si \left\{ \left(\frac{\omega_0}{V} - \frac{\omega - \omega_0}{\Omega} \right) A \right\} \cdot Si(\omega_y B) \cdot G \left(\frac{\omega}{\Omega}, \omega_y \right) \cdot d\omega_y \right] \exp(j\omega t) d\omega \quad (3)$$

ここで K は定数、 $G(\omega/\Omega, \omega_y)$ は $g(x, y)$ のフーリエ変換形である。(3)式において、[]内は検知器出力の時間周波数におけるスペクトルを表わす。そこで、第1項に基づく低域成分を電気フィルタで除去するものとするれば、並進柵状レティクルの伝達関数としては次式を考えればよい。

$$\frac{8AB}{\pi} \cdot Si \left\{ \left(\frac{\omega_0}{V} - \frac{\omega - \omega_0}{\Omega} \right) A \right\} \cdot Si(\omega_y B) \quad (4)$$

いま、目標からの2次元信号として白色雑音を考え、そのウィーナ・スペクトル密度を $N(\omega_x, \omega_y) \equiv \sigma^2$ とする。このとき出力における1次元化ウィーナ・スペクトル密度 $N(\omega)$ は次のようになる。

$$N(\omega) = K_1 \sigma^2 A^2 B Si^2 \left\{ \left(\frac{\omega_0}{V} - \frac{\omega - \omega_0}{\Omega} \right) A \right\} \quad (5)$$

ただし、 K_1 は定数

(5)式は、中心周波数 f_c およびパワー半値幅 ΔB が

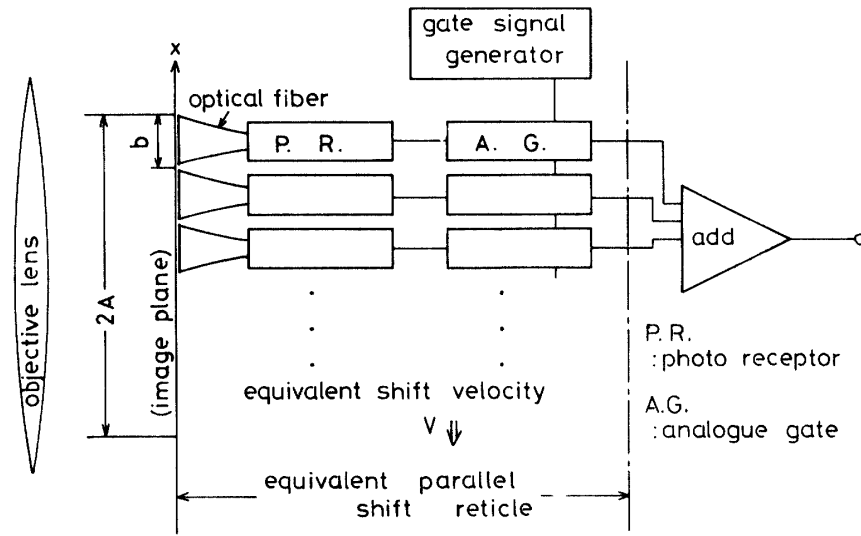


Fig. 4 Configuration of parallel-shift reticle constructed by optical and electrical circuits.

それぞれ,

$$f_c = (V \pm Q) / 2a \text{ [Hz]} \tag{6}$$

(V と Q が同方向なら負符号)

$$\Delta B = Q / 2A \text{ [Hz]} \tag{7}$$

の狭帯域信号を意味する。これより出力信号の中心周波数 f_c は、既知の柵状レティクルの並進速度 V と未知の目標のイメージ速度 Q との和または差に比例する。したがって、 f_c の測定から Q の大きさおよび方向が検出される。

3. 等価並進柵状レティクルの構成

並進柵状レティクルを、光学ファイバを用いた光学回路と電子回路で構成する。その構成を Fig. 4 に示す。同図で、光学ファイバの一方は受光面として、 x 方向の幅 b [rad], y 方向の長さ $2B$ [rad] のものを対物レンズの像面に層状に並べる。他方は受光器と光学的に結合させる。このとき光学ファイバによる受光面全体の大きさがフィールド・ストップとなり、その大きさは x 方向 $2A$ [rad], y 方向 $2B$ [rad] となる。フィールド・ストップの x 方向の長さ $2A$ と、柵状レティクルの一周期の長さ $2a$, および受光面 1 つの幅 b の間には次の関係がある。

$$2A = 2na, \quad 2a = kb \tag{8}$$

ただし、 n は対数を表わし正の整数、 k は分割数を表わし 4 以上の偶数とする。ここで k においては柵状レティクルの幅および間隔を a とするために偶数とする。しかし、 $k=2$ では後に述べる柵状レティクルの移動方向が定義できない。したがって、 $k=4$ 以上の偶数とする。

次に、受光器で光信号を電気信号に変換する。電気信号に変換された信号は、それぞれ周期 $T_o = 1/f_o$ [sec] で伝達率が 1 と 0 の方形波で変化し、となりとの位相差 $\theta = 2\pi/k$ [rad] のアナログ・ゲートを通る。そして加算器で全アナログ・ゲートの出力を加算する。 T_o と θ はゲート信号発生部で発生する。アナログ・ゲートは柵状レティクルを等価的に並進させるものである。等価並進柵状レティクルの等価並進方向はアナログ・ゲートの位相が θ 遅れた方向であり、等価並進速度 V は次のように定義される。

$$V = b\omega_o / \theta \text{ [rad/sec]} \tag{9}$$

$$(\omega_o = 2\pi f_o, \quad \theta = 2\pi/k)$$

等価並進柵状レティクルは以上のように構成される。このとき像面の任意の位置とアナログ・ゲートの出力との間の伝達率の時間変化は、(1)式と同じに書ける。したがって、Fig. 4 の光学ファイバ、受光器、アナログ・ゲートが Fig. 1 の並進柵状レティクルに対応する。同様に、加算器が集光レンズに、加算器出力が検知器出力にそれぞれ対応する。その結果、 f_c および ΔB は次のように書ける。

$$f_c = f_o \pm \frac{\theta}{2\pi b} Q \text{ [Hz]} \tag{10}$$

(V と Q が同方向なら負符号)

$$\Delta B = Q / 2A \text{ [Hz]} \tag{11}$$

4. 測定精度の検討

$2a = kb$ が一定で $k \rightarrow \infty$ とした場合、検出可能な最小周波数変化 $\Delta f_{c, \min}$ は少なくともパワー半値幅をこえる必要があるので、

$$\Delta f_{c\min} = \Delta B = Q/2A \quad (12)$$

Q の微小変化 ΔQ に対する f_c の変化 Δf_c は(10)式より、

$$\Delta f_c = \pm \Delta Q/2a \quad (13)$$

$$\therefore \pm \Delta Q = 2a \cdot \Delta f_c \quad (14)$$

したがって、検出可能な Q の最小変化 ΔQ_{\min} は、

$$\pm \Delta Q_{\min} = 2a \cdot \Delta f_{c\min} = Q/n \quad (15)$$

よってこの場合の測定精度は次式で与えられる。

$$\left| \frac{\Delta Q_{\min}}{Q} \right| = \frac{1}{n} \quad (16)$$

このことから測定精度を高めるには、対物レンズの焦点外れの許容範囲で A および n を大きくすればよい。³⁾

しかし実際には k が有限であるために出力波形が階段波形となり、歪が発生する。そのために、これに基づく測定精度の低下が考えられる。ここである k が与えられたとき、出力波形の基本波の振幅を C_{1k} 、 m 次高調波の振幅を C_{mk} とすると、歪率 d_k は次式で与え

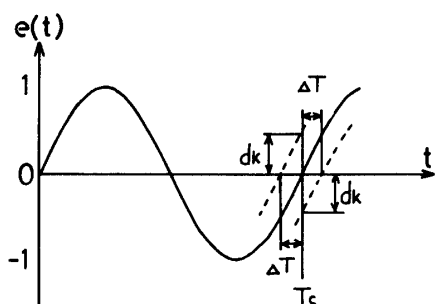


Fig. 5 Frequency change due to wave-form distortion. d_k : distortion factor; T_c : period of fundamental wave ($T_c=1/f_c$); ΔT : change in period of fundamental wave due to d_k .

られる。

$$d_k = \sqrt{\sum_{m=2}^{\infty} (C_{mk})^2} / C_{1k} \quad (17)$$

ただし、 m は 2 以上の整数、 k は 4 以上の偶数。また、出力波形を Fig. 5 のように仮定すると、次の等式が導ける。

$$d_k = \sin(2\pi \cdot \Delta T / T_c) \quad (18)$$

$$(T_c = 1/f_c)$$

$$\therefore \Delta T = T_c \cdot \sin^{-1}(d_k) / 2\pi \quad (19)$$

したがって、このときの出力波形の中心周波数 f_c の変化幅 Δf_{ck} は、

$$\begin{aligned} \Delta f_{ck} &= \frac{1}{T_c - \Delta T} - \frac{1}{T_c + \Delta T} \\ &= \frac{1}{T_c} \cdot \frac{\sin^{-1}(d_k) / \pi}{1 - \{\sin^{-1}(d_k) / 2\pi\}} \end{aligned} \quad (20)$$

ここで、 $1 \gg \sin^{-1}(d_k) / 2\pi$ とすると、

$$\Delta f_{ck} = f_c \cdot \sin^{-1}(d_k) / \pi \quad (21)$$

よってこのときの周波数の測定精度は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \frac{\Delta f_{ck}}{f_c} &= \frac{\sin^{-1}(d_k)}{\pi} \\ &= \frac{\sin^{-1} \left\{ \sqrt{\sum_{m=2}^{\infty} (C_{mk})^2} / C_{1k} \right\}}{\pi} \end{aligned} \quad (22)$$

ここで、 $k=4, 6, 8$ の場合において出力波形を Fig. 6 のように仮定したとき、その高調波成分を計算してみると Table 1 の結果が得られる。以上のことから、周波数の測定精度を高めるには k を大きくするか、またはロー・パス・フィルタによって高調波成分を除去すればよい。

Table 1 Calculated values of the coefficients of Fourier series.

k	m	1	2	3	4	5	6	7	8
4	a_{m4}	0.637	0	-0.212	0	0.127	0	-0.091	0
	b_{m4}	0.637	0	0.212	0	0.127	0	0.091	0
	c_{m4}	0.900	0	0.300	0	0.180	0	0.129	0
6	a_{m6}	0.827	0	0	0	-0.165	0	0.118	0
	b_{m6}	0.477	0	0	0	0.095	0	0.068	0
	c_{m6}	0.955	0	0	0	0.190	0	0.136	0
8	a_{m8}	0.900	0	0	0	0	0	-0.129	0
	b_{m8}	0.373	0	0	0	0	0	0.053	0
	c_{m8}	0.974	0	0	0	0	0	0.139	0

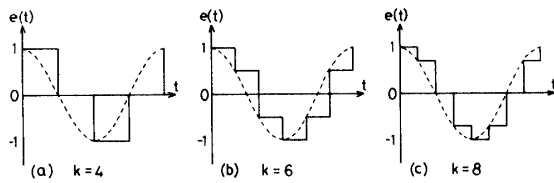


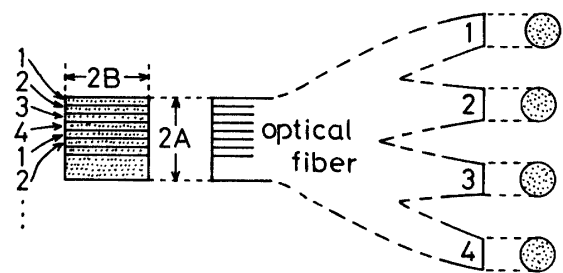
Fig. 6 Supposed output wave-forms, k : the number of vertical strips of parallel-shift reticle.

結局、系の測定精度は A , n および k に依存する。 A については対物レンズの許容範囲内で大きくすることが望ましい。 n については、これを大きくすると a を小さくしなければならない。目標からの信号のうち抽出されたある特定の空間周波数の強度と、その他の空間周波数の強度の比を最大にするという最適空間フィルタとしての制限から、これには限界がある。しかし、 n は 10 以上の値としたい。また、 k についてもこれを大きくすると b を小さくしなければならない、回路も複雑となる。ここで $k=4$ として、40dB/dec のロー・パス・フィルタを設け、そのカット・オフ周波数 $f=1.5f_c$ に設定したとする。この場合、Table 1 と

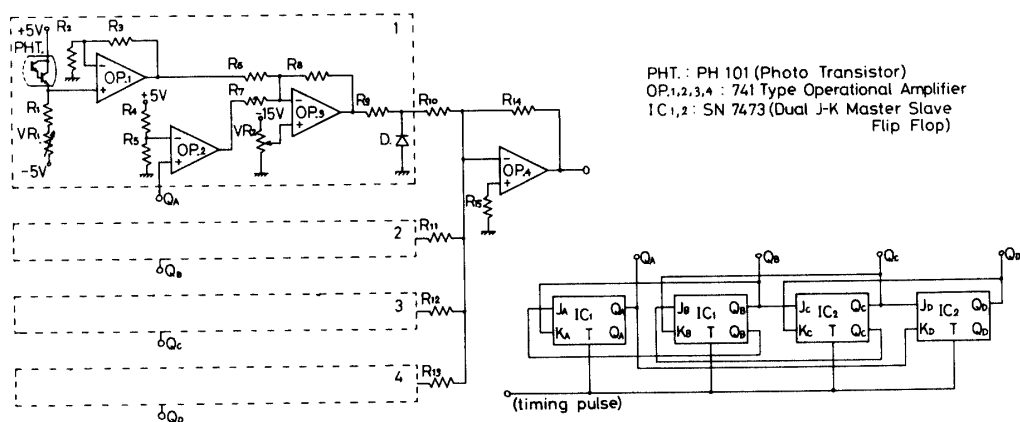
(22)式から $\Delta f_{cA}/f_c$ は 2.8[%] 程度となる。このことから $k=4$ でも実用としては充分と考えられる。

5. モデル実験とその結果

速度検出計の試作装置を Fig. 7 に示す。(a)に光学ファイバを用いた光学回路の構成、(b)に電子回路の回路図を示す、受光面および光信号の伝送路として、ここでは加工が容易な光学ファイバ(三菱レーヨン、エスカ光学シート)を用いる。受光器としては、感度および周波数特性の面からダーリントン接続のフォト・



(a) optical circuit



(b) electrical circuit

Fig. 7 Equivalent circuit of velocity detection.

トランジスタを用いる。また、アナログ・ゲートは演算増幅器 (741 タイプ) を用いたアナログ回路で実現し、ゲート信号発生部はデジタル回路で実現する。このとき定数は、 $n=9$, $k=4$, $\theta=\pi/2[\text{rad}]$, $2a=3.14[\text{milrad}]$, $b=7.85 \times 10^{-1}[\text{milrad}]$, $2A=2.83 \times 10[\text{milrad}]$, $2B=3.14 \times 10[\text{milrad}]$ とした。

実験装置のブロック図を Fig. 8 に示す、移動目標の例としては、直径 1 [m] の円板の周囲に幅約 20 [cm] の模様の描かれた紙を下げ、これを回転することによって移動する図形とする。図形の例として、1つは柵状レティクルの空間周波数と一致した単一空間周波数

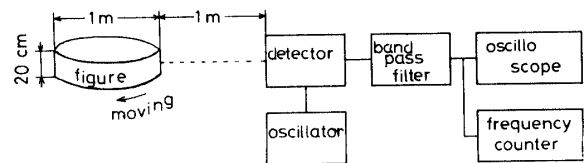


Fig. 8 Blockdiagram of experimental system of velocity measurement.

をもつ図形で、もう 1つは適当な広告紙をつなぎ合わせた図形を用いた。以下、前者を F1、後者を F2 として区別する。そして、この図形を検知系から 1 [m] の位置に設値する。円板の回転数は実測値で、33.3

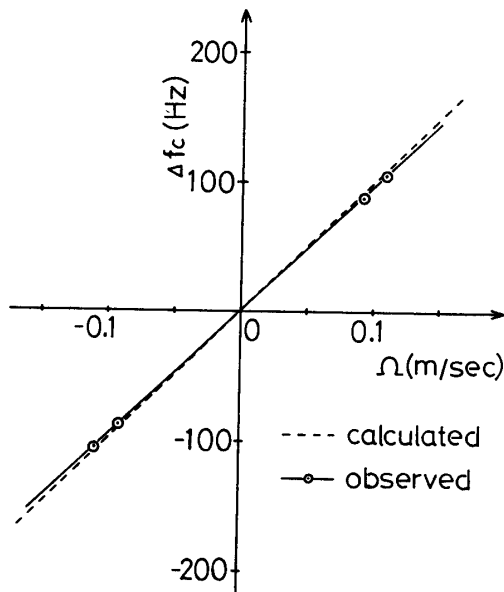


Fig. 9 Relationship between image velocity of moving object and output frequency change.

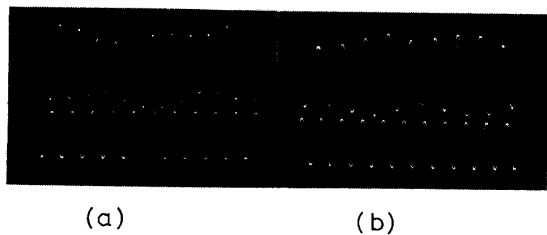


Fig. 10 Photographs of output waves of velocity detecting system (upper trace) and fundamental waves (lower trace). The frequency of fundamental wave is 1000Hz. Figure: F1; Band pass filter: 100~1250 Hz at -3 dB; Image velocity: 1.09×10^{-1} (m/sec) in (a), -1.09×10^{-1} (m/sec) in (b).

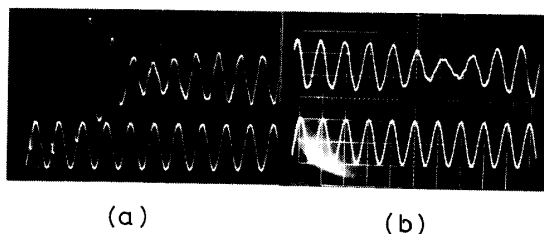


Fig. 11 Photographs of output waves of velocity detecting system (upper trace) and standard waves (lower trace). The frequency of standard wave is 1000Hz. Figure: F2; Band pass filter: 500~1250 Hz at -3dB; Image velocity: 1.09×10^{-1} (m/sec) in (a), -1.09×10^{-1} (m/sec) in (b).

[turn/min]と39.8[turn/min]である。このときの図形のイメージ移動速度 Ω は、 $\pm 9.16 \times 10^{-2}$ [m/sec]と $\pm 1.09 \times 10^{-1}$ [m/sec]となる。実験結果を Fig. 9に、観測波形の例を Fig. 10, 11に示す。

実験結果から、イメージ速度 Ω と周波数変化量 Δf_c は比例していることがわかる。測定値と計算値の誤差は5[%]以内で、実験誤差内で一致しているといえる。

観測波形の例では下側の波形が基準波で、上側の波形が速度検出計のフィルタの出力波形である。ここでは基準波の周波数 $f_0 = 1000$ [Hz], イメージ移動速度 $\Omega = \pm 1.09 \times 10^{-1}$ [m/sec] のときの波形を示す。Fig. 10はF1の図形を用いた場合で、(a)が $\Omega = 1.09 \times 10^{-1}$ [m/sec], (b)が $\Omega = -1.09 \times 10^{-1}$ [m/sec] のときである。フィルタは、低域 100[Hz], 高域 1250[Hz] のバンド・パスフィルタである。Fig. 12はF2の図形を用いた場合で、Fig. 10と同様に(a),(b)を示す。フィルタは、低域 500[Hz], 高域 1250[Hz] のバンド・パス・フィルタである。この結果ではフィルタの高域のカット・オフ周波数は $1.25f_0$ であるが、正弦波に近い出力波形が得られることがわかる。F2の図形では、F1の場合と比較して出力波形の振幅が大きく変化している。これは、F2の図形では空間周波数スペクトルのうち、柵状レティクルの空間周波数と一致した成分が変化しているためである。

6. 討 論

6. 1 等価並進柵状レティクルを有す系の利点

モデル実験の結果から、本方式での速度測定が可能であることが確かめられた。従来の並進柵状レティクルを有する光学探知系は、光学系+機械系+電気系から構成される。本報告による等価並進柵状レティクルを有する系では、光学系+電気系から構成される。このことから、機械的に駆動された並進柵状レティクルを有する系と比較して、小型軽量で、雑音・振動の発生がなく、小消費電力とすることが可能である。また、分割数 k が有限であることに基づく測定精度の低下も3[%]以下で、あまり問題とならないことがわかった。

次に、目標の移動速度に対する周波数の変化量 Δf_c は(10)式で与えられ、基準周波数 f_0 には無関係となる。したがって、目標の移動速度が遅いときは f_0 は低い方が周波数の変化を観測しやすく、目標の移動速度が速いときは f_0 も高い方が都合がよい。このとき、等価並進柵状レティクルではゲート信号発生部につながる発振器の周波数を変化することによって、 f_0 は容易に変化させることができる。しかし機械系による並進

柵状レティクルでは、(6)式より並進速度 V を変化させて f_0 を変化させることも可能であるが、これは電気系に比べて困難である。

以前、液晶による並進柵状レティクルの構成が報告されている⁹⁾。これは電圧を印加することにより起こる液晶の DSM 現象を利用して透明部と不透明部をつくり、それを電氣的に移動させる方法である。この方法では不透明部の光の透過率が 0 とならず、本報告の方法が透過率比の点で有利と考えられる。

6.2 測定可能な速度範囲

出力の周波数 f_c に対して不必要な低域成分を除去するためと、歪を改善するためにバンド・パス・フィルタを設ける必要がある。したがって f_c はこのフィルタによって範囲が制限され、測定可能な速度範囲にも限界がある。出力波形の振幅・歪共に十分な周波数変化量は $|f_c - f_0| < f_0$ 程度である。遅い速度を測定するときは f_0 は低い方がよいが、この下限は不必要な低域成分を除去するためのフィルタの特性によって制限される。また速い速度を測定するときは f_0 は高い方がよいが、この上限は電子回路の周波数特性によって制限される。今回の試作装置での基準周波数 f_0 の範囲は、以上のことを考慮すると、100[Hz]~5000[Hz] 程度である。よって、測定可能なイメージ速度 Ω の範囲は

0.01[m/sec]~5[m/sec] 程度となる。

6.3 2次元速度検出への拡張

本報告で述べた方式で、1次元の速度検出が可能である。これをもとに2次元の速度を検出する方法として、同様な装置をもう1組作り、光学ファイバによる受光面を一方を $\pi/2$ 回転して1つの対物レンズの像面に取り付ける。こうすると、目標の移動方向を x 方向成分、 y 方向成分として検出することが可能である。ただし、2組の受光面を対物レンズの焦点外れない位置に取り付ける必要がある。

最後に、今回の装置の製作および実験に協力くださった、本学電気工学科、技官の谷戸氏に深く感謝します。

参 考 文 献

- 1) 提 捨男：電気通信学会雑誌 49, 1083 (1966)
- 2) 提 捨男：電気通信学会雑誌 49, 2447 (1966)
- 3) 提 捨男：電子通信学会論文誌 51C No. 2, 66(1968)
- 4) 内藤 他：計測と制御 7, 761 (1968)
- 5) 杉村 他：第2回液晶討論会予稿集, 58 (1976)
(昭和52年4月15日受理)