

研究

高速縞解析用ハイブリッドシステム

豊岡 了・大橋 勝樹・山田 興治・小林 久信

埼玉大学工学部 〒338 浦和市下大久保 255

(1987年4月22日受理)

Hybrid-System for High-Speed Fringe Analysis

Satoru TOYOOKA, Katsuki OOHASHI, Koji YAMADA and Hisanobu KOBAYASHI

Faculty of Engineering, Saitama University,

255, Shimo-Okubo, Urawa 338

When a fringe-pattern with spatial carrier is observed by an image sensor, output video signal has carrier frequency modulated by a desired information. In order to retrieve a modulation term, it is compared with two sinusoidal reference signals which are out of phase of $\pi/2$. Its phase modulation is determined by calculating two first-order Fourier coefficients. These procedures are done by using analog circuits for calculation and analog switches for timing control. Final determination of phase values is done by using microcomputer with a numerical data processor. The method was applied to measure moving distance of a linear grating and to analyze a two-dimensional fringe-pattern. In the latter, processing time to determine height distribution of 25×25 points was about 250 ms.

1. はじめに

干渉縞やモアレ縞,あるいは格子像などの縞画像においては,その周期性を利用した計測法が広く用いられている。その一つは精密測長法であり,1次元的な縞模様の移動に伴う周期的な明暗の変化を光電的にカウントすることによって,スケールとしての縞の移動,すなわち変位を求めることができる。もう一つの広く用いられている計測法は,2次元の干渉縞やモアレ縞を利用する方法である。これらの縞模様は表面形状等の等高線分布を表わしており,縞次数を決定することにより,形状その他必要な情報を得ることができる。最近このような縞画像から必要とする情報を効率的に得るための解析処理法として,縞数をカウントする代わりに,縞の位相を求めていく方法が種々提案されている。これらはいずれもフーリエ解析を基本にしており,背景光量のむらなどの影響を比較的受けにくく,非常に精度の高い計測を可能にしている。これらは求めたい位相を,(i)時間的に変化するキャリア上で取り扱う方法^{1,2)}と,(ii)空間的に変化するキャリア上で取り扱う方法³⁻⁶⁾に大別できる。

2次元縞解析の場合を考えると,(i)に属する方法では縞模様を何らかの方法で動かす必要がある。それに対して,(ii)に属する方法では空間キャリアに垂直な方向に縞模様の輝度をサンプルした後,ソフトウェア的に位相を計算するので,1枚の縞画像から全体の位相解析を行なうことができる。また,サンプルして得られる時系列信号は縞の形状に応じて変調されたFM信号である。したがって,FM復調技術を用いれば,縞模様の実時間解析が可能になる。Mertzは空間キャリア1周期を3点で光電検出し,正弦波にフィットするようにそれぞれの出力に適当な重みを掛けてフーリエ1次係数を計算し,位相を実時間で求めていく方法を提案している⁴⁾。志賀らは,デジタルPLL(phase lock loop)を用いて,ビデオカメラの映像信号に同期して位相を回復する方法を提案している⁵⁾。

本論文では,フーリエ変換法を簡素化した空間的位相検出法の処理の一部をアナログ回路で置き換えたハイブリッドシステムを提案する。試作のシステムでは,簡単な装置で高速度縞解析を実現している。同一のシステムで,直進運動している1次元縞模様の変位測定と2次元

的に位相変調した干渉縞模様の解析を行なった。

2. 原 理

空間的に位相変調を受けた縞に垂直な方向の一直線上の強度分布は次式で与えられる。

$$I(x) = a(x) + b(x) \cos \{2\pi f_0' x + \varphi(x)\} \quad (1)$$

ここで、 $\varphi(x)$ は求めようとする位相、 $a(x), b(x)$ は平均強度およびコントラストを表わす係数である。これらはいずれもキャリアの空間周波数 f_0' による \cos 項に比べてゆっくり変化する関数であると仮定する。この縞をリニアイメージセンサーで光電変換したとする。出力電気信号は、画素ごとの不連続なサンプル値となるが、イメージセンサーの画素が十分に密に配列されており、その間隔 ε が空間キャリア1周期の長さ $1/f_0'$ に比べて十分小さい場合には、次のような時系列信号で表わすことができる。

$$I(t) = \alpha(t) + \beta(t) \cos \{2\pi f_0 t + \varphi(t)\} \quad (2)$$

ここで、周波数 f_0 は空間周波数 f_0' と次の関係で結ばれている。

$$f_0 = f_0' \varepsilon / \tau \quad (3)$$

ただし、 τ はイメージセンサーの駆動パルスの周期である。ここで、求めようとする位相 $\varphi(t)$ はキャリア1周期の区間で線形に変化するとすれば

$$\varphi(t) = 2\pi \Delta f_0 t + \varphi_0 \quad (4)$$

となり、(2)式に代入すると

$$I(t) = \alpha(t) + \beta(t) \cos \{2\pi (f_0 + \Delta f_0) t + \varphi_0\} \quad (5)$$

となる。ここで、 φ_0 は初期位相である。また、 Δf_0 は変調周波数で、一般に f_0 より小さい。

(5)式で表わされる FM 信号から周波数変調 Δf_0 、さらにその積分値である位相変調を回復するために、Fig. 1 に示す処理システムを考える。図で関数発生器は周波数 f_0 で位相が互いに 90° ずれた二つの正弦波基準信号 $\sin(2\pi f_0 t)$, $\cos(2\pi f_0 t)$ を発振するとともに、後述のタイミング調整用のクロックをも発生するためのものである。イメージセンサーの出力はプリアンプで増幅された後二分され、関数発生器からの基準信号とともに、点線で囲まれたアナライザ部でアナログ処理される。アナラ

イザは本システムの主要部で、同一の2組の回路で構成されている。以下に \sin 側 (上) と \cos 側 (下) それぞれの回路の信号の流れを追ってみる。初めに、アナログ乗算器 (Mult) によって、ビデオ信号と基準信号が掛け合わされる。

$$\begin{aligned} S(t) &= I(t) \sin(2\pi f_0 t) \\ &= \alpha(t) \sin(2\pi f_0 t) \\ &\quad + \beta(t)/2 \cdot \sin \{2\pi (2f_0 + \Delta f_0) t + \varphi_0\} \\ &\quad - \beta(t)/2 \cdot \sin(2\pi \Delta f_0 t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} C(t) &= I(t) \cos(2\pi f_0 t) \\ &= \alpha(t) \cos(2\pi f_0 t) \\ &\quad + \beta(t)/2 \cdot \cos \{2\pi (2f_0 + \Delta f_0) t + \varphi_0\} \\ &\quad + \beta(t)/2 \cdot \cos(2\pi \Delta f_0 t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (7)$$

いずれも、右辺第1項はキャリア周波数、第2項は2倍周波数、第3項は変調周波数の項である。次に、これらをローパスフィルタ (LPF) に通す。はじめに、理想的な LPF、すなわち利得が通過帯域で1、遮断帯域で0であり、位相遅れが通過帯域で一定であるものを仮定する。遮断周波数 f_c が、 $\Delta f_0 < f_c < f_0$ を満足するならば、(6), (7)式の第3項の周波数変調信号

$$S_{LP}(t) = -\beta(t)/2 \cdot \sin(2\pi \Delta f_0 t + \varphi_0 + \theta_0) \quad (8)$$

$$C_{LP}(t) = \beta(t)/2 \cdot \cos(2\pi \Delta f_0 t + \varphi_0 + \theta_0) \quad (9)$$

のみが残る。ここで、 θ_0 は LPF の位相遅れである。これらの値は AD 変換され、以後の計算はマイクロコンピュータ内でソフトウェア的に行なわれるものとする。

(8)式と(9)式の比 \arctan を計算すると

$$\begin{aligned} \tan^{-1}\{S_{LP}(t)/C_{LP}(t)\} &= -(2\pi \Delta f_0 t + \varphi_0 + \theta_0) \\ &= -\varphi(t) - \theta_0 \end{aligned} \quad (10)$$

となる。この過程で、平均強度およびコントラストに関する不要な信号 $\alpha(t), \beta(t)$ が取り除かれ、真の位相 $\varphi(t)$ に一定の位相遅れ θ_0 がオフセットとして加わったものが求められる。

実際に使用した LPF はこのような理想的なものではなく、OP アンプと CR による1次ローパスフィルタで、Fig. 2 に示すような特性をもっている。後述する実験では、キャリア周波数が図のハッチングの部分に入るようにした。このような1次 LPF を用いることによる

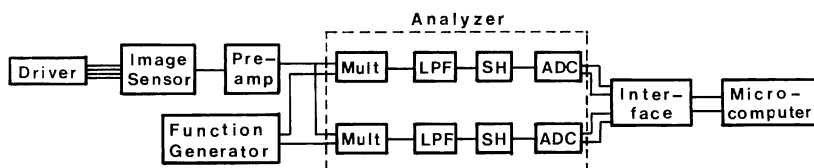


Fig. 1 Block diagram of the hybrid system. Mult; analog multiplier, LPF; low-pass-filter, SH; sample hold circuit, ADC; AD converter.

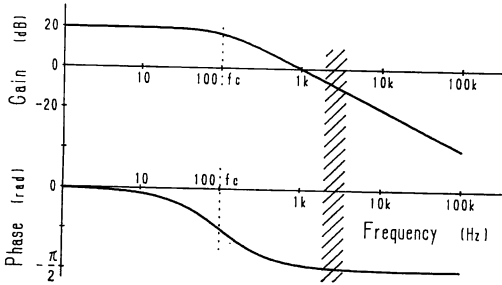


Fig. 2 Frequency characteristic of the LPF. f_c is the cutoff frequency.

第一の問題は、図から明らかなように、キャリア周波数における利得が無視できないことである。2倍周波数における利得はさらに減衰するが、多少の影響は無視できないであろう。すなわち、(6)、(7)式の第1項と第2項が残ってしまう。第二の問題は、位相特性がフラットな部分が低周波数側の狭い領域に限られてしまうことで、変化の大きい編画像では大きな誤差の原因となる。

ここで、第一の問題に対する対策として、LPFの出力を時間に関する連続信号として取り出す代わりに、キャリア1周期ごとのとびとびの値として取り出すようにした。すなわち、 $t=0$ でLPFのコンデンサの充電を開始し、 $1/f_0$ 経過した時点の値をホールドし、同時にコンデンサを放電して初期状態にもどす。このようにして得られた1周期ごとのホールド値は、(6)式および(7)式において $t=1/f_0$ および $t=0$ としたときの値の差に比例する。これらの過程はソフトウェアで処理する方法(文献6, 7)における積分演算に相当するが、1次LPFは理想的な積分器ではないので、周波数に依存する利得 $G(f)$ と位相遅れ $\theta(f)$ を考慮する必要がある。以上の過程でキャリア周波数の項すなわち(6)、(7)式の右辺第1項は完全に取り除かれる。また、2倍周波数の項は利得が十分小さいとしてこれらは無視すると、1周期ごとのホールド値は、次式で与えられる。

$$S_{LP} = -G(\Delta f_0)\beta \cos\{\pi\Delta f_0/f_0 + \varphi_0 + \theta(\Delta f_0)\} \times \sin(\pi\Delta f_0/f_0) \quad (11)$$

$$C_{LP} = G(\Delta f_0)\beta \sin\{\pi\Delta f_0/f_0 + \varphi_0 + \theta(\Delta f_0)\} \times \sin(\pi\Delta f_0/f_0) \quad (12)$$

ここで、 $\beta(t)$ は1周期の間で一定とみなした。両式の比をとり、さらにその \arctan を計算すると

$$\tan^{-1}(C_{LP}/S_{LP}) = \pi\Delta f_0/f_0 + \varphi_0 + \theta(\Delta f_0) = \varphi(1/2f_0) + \theta(\Delta f_0) \quad (13)$$

となり、利得 $G(\Delta f_0)$ および不要な係数 β は取り除かれ、1周期の区間における平均の位相変調 $\varphi(1/2f_0)$ が

求められるが、同時に位相特性 $\theta(\Delta f_0)$ が直接位相誤差としてきいてくるのがわかる。

3. システム構成

リニアイメージセンサーは素子数 1,024 の CCD 型センサーで、ドライバからの4相パルスで駆動される。これらは、イメージセンサーの電荷蓄積時間を決めるスタートパルスおよび3相のシフトレジスタのクロックである。実験では、スタートパルス周波数を 100 Hz、クロックパルス周波数を 125 kHz とした。このシステムではキャリア1周期にわたるデータ収集が終ると直ちに位相の計算と後に詳しく述べる判断を行ない、結果をメモリに格納し、次の周期のデータの収集にかかる。したがって、イメージセンサーの走査時間がほぼ位相解析の時間になり、1秒間に100本の走査線について位相解析を行なうことができることになる。

本システムでは、位相測定に先立ってキャリア周波数 f_0 をあらかじめ決定しておかなければならない。そのために、代表的な1走査線上でのイメージセンサーの出力をハイパスフィルタを通して直流分をカットし、コンパレータとカウンタでキャリアの平均の周期を求めた。この後に位相測定を開始する。

イメージセンサーの出力はプリアンプで増幅された後二分され、以上のようにして求めたキャリア周波数で発振する関数発生器からの二つの基準信号と掛け合わされ、LPFに送られる。ところで、前述のようにLPFをキャリア1周期ごとにその値をクリアしては積分するという動作を繰り返すと、コンデンサの残存電荷による誤差を生じる。そのことを避けるために、本実験では、Fig. 3に示すように、sin側とcos側にそれぞれ同じLPFを二つずつ用意し、交互にコンデンサの充放電を繰り返すようにした。各LPFにはコンデンサ充放電用および出力切換え用のアナログスイッチが用いられている。

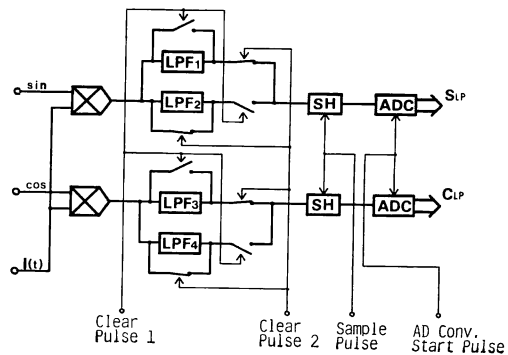


Fig. 3 Detailed description of the analyzer.

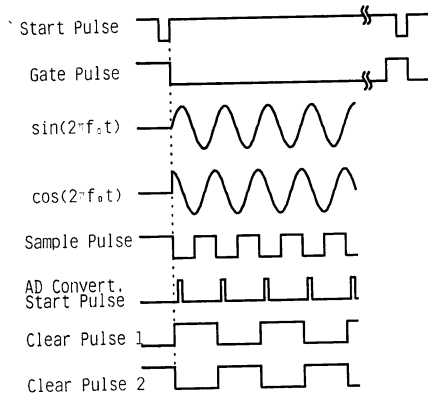


Fig. 4 Timing chart of reference signals and control signals for the image sensor and the analyzer.

る。LPF による積分値は、サンプルホールド回路 (SH) によって1周期ごとに保持され、12ビットでAD変換 (ADC) される。これらアナライザの各部のタイミングは、関数発生器からの矩形波を整形して作った四つのデジタル信号によってコントロールされる。

以上の過程を、**Fig. 3**のブロック図および**Fig. 4**のタイミング図を用いて説明する。イメージセンサーのスタートパルスの立上がりと同様に同期してゲートパルスが立ち下がり、一定時間関数発生器のゲートが開き、その期間に二つの基準信号とタイミングコントロール用の四つの矩形波信号が図に示すようなタイミングで発生する。このことにより、走査開始時点における基準信号の位相は常に同じ値になる。

いま、クリアパルス1がL、クリアパルス2がHのとき、**Fig. 3**に図示した状態、すなわちLPF 1, 3に設けられたアナログスイッチがオフ、LPF 2, 4のアナログスイッチがオンであるとする。LPF 1, 3は積分動作を実行中で、その出力はSHに送られる。一方、LPF 2, 4は休止状態で、コンデンサの電荷を放電する。次に、クリアパルスのオンオフが逆転すると、LPF 1, 3が休止状態になり、LPF 2, 4が積分動作を開始する。この間、サンプルパルスはLからHに変わった時点で積分出力に追従し始め、キャリア1周期にわたる積分を終了するとHからLに変わり、その時点における積分値をホールドする。この直後にAD変換スタートパルスが立ち上がり、それが立ち下ると同時にAD変換を開始する。

sin側とcos側の積分出力は、AD変換終了と同時にインターフェイスを通してマイクロコンピュータ (NEC 9801) に送られる。以後の処理はソフトウェアで行なわれる。

Table 1 Expansion of obtainable phase region by making comparison of the values and judging the signs of S and C .

	Sign of C	Sign of S	Expanded phase values	Division in Fig. 5
$ S > C $ $\varphi_p = \tan^{-1}(C / S)$	+	+	φ_p	1
	+	-	$\pi - \varphi_p$	4
	-	+	$-\varphi_p$	8
	-	-	$\varphi_p - \pi$	5
$ S < C $ $\varphi_p = \tan^{-1}(S / C)$	+	+	$-\varphi_p - \pi/2$	6
	+	-	$\varphi_p - \pi/2$	7
	-	+	$\varphi_p + \pi/2$	3
	-	-	$-\varphi_p + \pi/2$	2

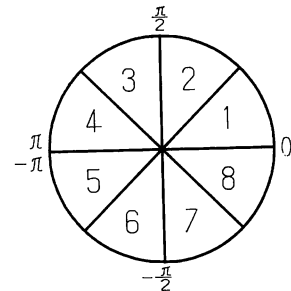


Fig. 5 The obtainable phase region restricted by the principal value between 0 and $\pi/4$ is expanded into the region from $-\pi$ to π which are equally divided into 8 sub-regions.

(13)式の \arctan の計算は、専用プロセッサ 8087 を用いて行なった。この際、8087 アセンブラの \arctan 命令 (ATAN) は $0 \sim \pi/4$ の範囲の主値として求められる。すなわち、引数は0と1の間の値しか取ることができない。そこで、 S_{LP} と C_{LP} (以後たんに S, C と記す) の符号および大小関係によって、**Table 1** のように場合分けを行ない、位相の範囲を $-\pi$ から π の間に拡張した。すなわち、計算される主値を φ_p とし、

$$S > C \text{ の場合: } \varphi_p = \tan^{-1}(|C|/|S|)$$

$$S < C \text{ の場合: } \varphi_p = \tan^{-1}(|S|/|C|) \quad (14)$$

について、 S と C の符号を考慮すると、**Fig. 5** に示すように、 $-\pi$ から π の間を八つの領域に分割することができる。各領域の境界については定数を割り当てることができるので、**Table 1** から除外した。表中の右欄の数字は、**Fig. 5** の領域の番号を表わしている。さらに、実際の位相はこのようにして求められた位相に $2n\pi$ (n : 整数) を加えた値であり、走査方向について隣りの位相データとの絶対値の差が π を越えないという条件で補正を行なった。これらのプログラムはすべてアセンブ

ラで書かれており、一つのキャリアの位相の計算を完了してメモリに格納すると、次のキャリアの S および C の読出しを開始する。したがって、イメージセンサーの走査時間がほぼ位相解析に要する時間になる。

4. 実験方法および結果

以上述べた原理およびシステムを用いて、2種類の実験を試みた。第一は等間隔直線状の1次元格子を用いた変位計測であり、第二は2次元縞解析である。

4.1 変位計測への応用

多くの市販のリニアスケールシステムにおいては、精度の保証されている等間隔直線状の格子を1/4ピッチ位相のずれた2点で光電検出し、適当な信号処理を施すことにより、1周期を細分割し、高い分解能の変位計測を達成している。モアレ縞を用いた高精度システムもある。このような計測に本論文で提案した方法を適用することを考える。

イメージセンサー上の格子の像の移動に伴う位相の変化を時々刻々解析していけば、計測時間内における格子の変位を知ることができる。格子のピッチが十分に正確であるとすれば、(1)式における空間的な位相変調 $\varphi(x)$ 、または(5)式における周波数変調 Δf_0 を考慮する必要はない。すなわち、変調周波数の帯域は非常に狭いと考えるとよい。すなわち、(13)式で問題にしたLPFの位相特性による誤差 $\theta(\Delta f_0)$ の影響は全く考慮する必要がない。したがって、イメージセンサー上の任意の位置からキャリア1周期の区間における位相の変化を考えればよい。また、1回の走査時間内では格子の移動速度は一定であると仮定する。CCDイメージセンサーにおいては、各画素の蓄積電荷は同時にレジスタに転送されるので、 j 番目の走査時の(5)式に相当する光電出力は簡単に次式で与えられる。

$$I_j(t) = \alpha + \beta \cos(2\pi f_0 t + \varphi_j) \quad (15)$$

ここで、係数 α, β はこの区間で一定であるとした。計測時間内に M 回走査したとすると、その間の変位 l_M は

$$l_M = \sum_{j=1}^M \varphi_j p / 2\pi \quad (16)$$

で与えられる。ここで、 p は格子のピッチで、 $p = 1/f_0'$ である。

以上のことを確かめるためにロンキー格子を移動ステージの上に乗せてその移動量を測定する簡単な実験を行なった。空間周波数50本/インチのロンキー格子を手動ステージに載せ、レンズで縮小してイメージセンサー上

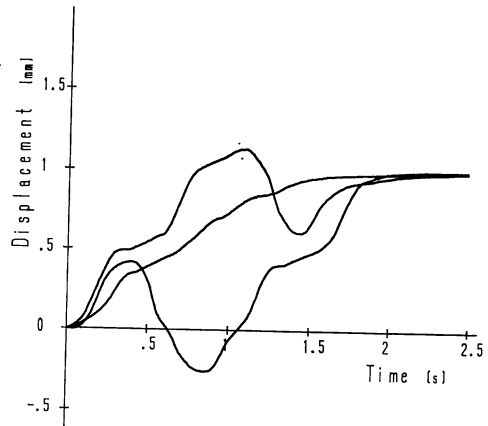


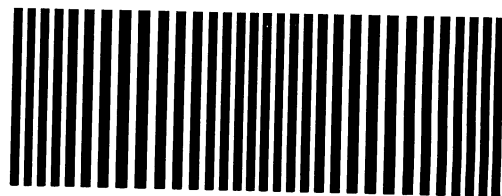
Fig. 6 Measured results of displacement of a linear grating moved at an arbitrary speed.

の空間周波数約45ピクセル、キャリア周波数は約5.4kHzになるように結像した。ステージの移動は手動により行ない、移動量はマイクロメーターで読みとった。2.5sの間に1mmの区間を任意に動かして得られた実験結果をFig. 6に示す。この図から、ステージの任意の動きに追従して変位が求められることがわかった。

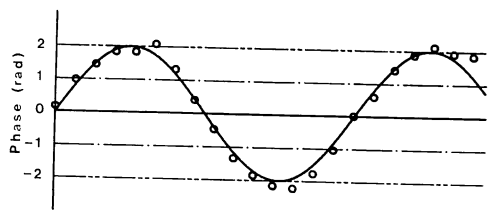
格子の像の代わりにモアレ縞や干渉縞を用いれば、より高精度な変位計測が可能になる⁹⁾。

4.2 2次元縞解析

一般的な2次元縞模様の解析に先立って、あらかじめ既知の位相変調を与えてプロッタで作画した1次元縞模様の解析を行なった。Fig. 7(a)は最大振幅2radで正弦波状に位相変調を受けたパターンである。これをレンズでイメージセンサー上に結像し、位相解析を行なった。イメージセンサー上の空間周波数は約49ピクセル



(a)



(b)

Fig. 7 Sinusoidally-modulated fringe pattern (a) and analyzed results (b).

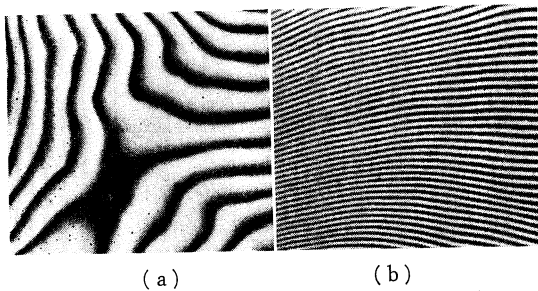


Fig. 8 Interference fringes of a polished Si wafer: (a) Contour type fringes and (b) fringes with spatial carrier.

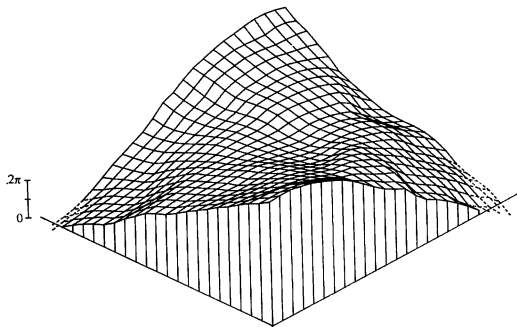


Fig. 9 Analyzed phase distribution of fringes in Fig. 8(b).

ル、キャリア周波数は約 6 kHz であった。同図(b)はその結果である。実線はあらかじめ与えた位相変調、プロットは解析結果である。同じ実験を 100 回繰り返したときの誤差の RMS 値は $7/1,000$ rad であった。ところどころにプロットと実線との偏差の大きいところがあるが、この偏差自身に再現性があることから、これは LPF の位相特性に起因するものと考えられる。

次に、一般的な 2 次元縞模様为例として、Fig. 8 に示す干渉縞を解析した。これは、シリコンウェハの研磨面の干渉縞写真で、(a) は通常の観察方法による等高線干渉縞、(b) は参照光をわずかに傾けて得られたキャリア縞である。このような 2 次元の縞模様を解析するためには、イメージセンサーの素子列に垂直な方向の走査機構が必要である。このために、イメージセンサーを正確に一定速度で動く直線ガイド上に載せて実験を行なった。キャリア周波数 3 kHz で、 25×25 点にわたるほぼ正方形の領域にわたって解析した結果を Fig. 9 に示す。解析に要する時間は約 0.25 s であった。

5. 考 察

ここで新たに提案した方法は、筆者が以前から提案し

てきた空間的位相検出法^{6,7,9)}のアルゴリズムの一部をアナログ回路で置き換えたものと言することができる。従来のソフトウェアによる処理法に比べると、処理速度に関してはかなりの改善を見たが、通常のテレビの同期信号に比べるとまだ約 1 桁ほど遅い。試作したシステムにおいて、処理速度を制限するファクタは \arctan の計算である。この点を改良してよりいっそうの高速化を実現するためには、 \arctan 用のルックアップテーブルを参照する方法や、 \arctan 演算用アナログ IC を利用する方法等が考えられる。

誤差に関しては、空間的位相検出法に原理的に内在する誤差と、ここで新たに提案したハイブリッドシステムに固有の誤差が考えられ、今後詳細に検討しなければならない。ここでは、後者のうちとくにアナライザに固有の誤差について定性的に述べるにとどめる。誤差の原因としては、(i) アナライザを構成している回路素子の定数のばらつき、(ii) LPF の高域の利得に起因するもの、(iii) LPF の位相特性によるもの等が考えられる。(i) については、Fig. 7 に示した実験の再現性の良さから判断して、あまり問題にはならないであろう。(ii) については、先にも述べたように s 側と c 側に LPF を 2 個ずつ設置し、キャリア 1 周期ずつ交互に動作させることによって、かなり低減されているものと考えられる。(iii) についてはとくに変調帯域の広い 2 次元縞解析において問題になる。

変位測定の場合は周波数変調帯域が非常に狭いので、LPF の周波数特性に起因する誤差はほとんど無視でき、高精度の計測が期待できる。試作のシステムでは、イメージセンサー上に何周期ものキャリア縞を作っているが、(15)式から明らかなように、実際に計測に使う位相データは各走査ごとに一つあればよい。むしろ画素数の少ないイメージセンサーを使えば、スタートパルス間隔を短くすることができ、処理速度が向上する。

変調帯域の広い 2 次元縞画像では、LPF の位相特性は重要な誤差の原因になる。いま仮に、変調周波数が $-1/2f_0 < \Delta f_0 < 1/2f_0$ の間の拡がりをもっていたとすると、Fig. 2 の位相特性より、最大 $\pm\pi/2$ の範囲の誤差を生じることになる。ここで、負の変調周波数は、干渉縞がキャリア縞よりも広がることを意味しており、変調帯域の下限、 $-1/2f_0$ はキャリア 1 周期で $-\pi$ の位相差を生じる場合に相当する。同様に変調帯域の上限 $1/2f_0$ はキャリア 1 周期で π の位相差を生じる場合に相当する。これらは、位相とびの自動補正がなされる限界であり、実際の干渉縞等では十分起こりうるケースである。

このような誤差を取り除くためには、位相特性が遮断周波数で急に変化する高次のアクティブフィルタを利用する方法が考えられるが、今後の課題であろう。

文 献

- 1) J. H. Bruning: "Fringe scanning interferometry," *Optical Shop Testing*, ed. D. Malacara (John Wiley Sons, New York, 1970) pp. 409-437.
- 2) 中島俊典: "ヘテロダイナミクス法", *光学*, **9** (1980) 266-274.
- 3) M. Takeda, H. Ina and S. Kobayashi: "Fourier-transform method of fringe-pattern analysis for computer-based topography and interferometry," *J. Opt. Soc. Am.*, **72** (1982) 156-160.
- 4) L. Mertz: "Real-time fringe-pattern analysis," *Appl. Opt.*, **22** (1983) 1535-1539.
- 5) S. Toyooka and M. Tominaga: "Spatial fringe scanning for optical phase measurement," *Opt. Commun.*, **51** (1984) 68-70.
- 6) S. Toyooka and Y. Iwaasa: "Automatic profilometry of 3-D diffuse objects by spatial phase detection," *Appl. Opt.*, **25** (1986) 1630-1633.
- 7) 武田光夫: "サブフリンジ干渉計測基礎論", *光学*, **13** (1984) 22-65.
- 8) 志沢雅彦, 加藤純一, 大園成夫, 高増 潔: "デジタルPLLを用いた縞画像からの実時間形状復元処理", *精密工学会誌*, **53** (1987) 334-339.
- 9) 豊岡 了, 村上達也, 大橋勝樹: "空間的位相検出法による高精度変位測定", *精密工学会誌*, **52** (1986) 1573-1578.