

空間的縞解析法の通信理論にもとづく検討

新井 泰彦*・横関 俊介**

*関西大学工学部機械工学科 〒564-8680 吹田市山手町 3-3-35

**九州工業大学情報工学部機械システム工学科 〒820-8502 飯塚市大字川津 680-4

Investigation Using Communication Theory in Spatial Fringe Analysis Method

Yasuhiko ARAI* and Shunsuke YOKOZEKI**

*Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Kansai University, 3-3-35, Yamate-cho, Suita 564-8680

**Department of Mechanical System Engineering, Faculty of Computer Science and System Engineering, Kyushu Institute of Technology, 680-4, Kawazu, Iizuka 820-8502

It is reported that the measuring accuracy of the spatial fringe analysis method depends on the characteristics of a measured object by analyzing the method with the communication theory. It is shown that not only the inherent limitation of measuring accuracy but also that dependent upon the S/N ratio of fringe images would exist in the spatial fringe analysis method. Furthermore, a new analyzing method of deformed carrier fringes that include the signal with a wide frequency range is proposed by the heterodyne technology.

Key words: spatial fringe analysis method, communication theory, heterodyne technique, measurement accuracy, filtering technique

1. はじめに

縞解析技術の一手法として、空間的に広がる情報を用いた空間的縞解析法がある¹⁾。この手法は、1枚の縞画像のみによって縞の位相分布を求めることができるので、ダイナミックに変化する現象の計測など広い応用分野のある有効な縞解析技術である²⁾。さらに、フィルタリング技術を導入することによって、スペックル干渉縞における空間的な縞解析が実現可能なほどにローバストな縞解析技術へと改善がなされてきた³⁾。ところが、この空間的な縞解析法の測定技術は約50分の1波長程度の測定精度を得ることができるものの、それ以上に測定精度を高めようとしても、容易にその改善を行うことは困難であることが経験的に知られている³⁾。その結果として、一般に時間的縞解析法¹⁾と比較して空間的縞解析法の測定精度は低いものであると考えられている。

この問題がどのようなメカニズムで生じるかについての議論は、例えば、フィルタリング技術についての議論など周辺技術における問題⁴⁾として個々に、議論がなされてき

たものの、空間的縞解析原理そのものをもつ問題の検討は十分に行われてきたとはいえない。

本研究では、フーリエ変換を用いた縞解析⁴⁾、PLLにもとづく縞解析⁴⁾、また、ここで議論しようとするモアレ縞現象を用いた空間的縞解析いずれの解析法においても縞解析原理の基礎をなすものは通信理論⁵⁾にもとづくものであると考えている。通信理論にもとづき本来ならば行っていなければならないそれぞれの縞解析法の問題点の検討が十分になされていないことに気がつく。すなわち、本研究では時間的縞解析法に比べて測定精度が低いと考えられている空間的縞解析法の問題点を通信理論に立ち戻って行うものである。その結果として、空間的縞解析法には、測定対象の性質、フィルタリング技術における通過帯域の設定によっても測定精度が変化するなど、通信理論の観点から測定原理そのものに誤差要因が存在することを明らかにした。さらに、2次元 CCD (charge coupled device) カメラを用いた干渉縞画像撮影時に、画像輝度内に空間的なばらつきが存在する場合、空間的縞解析法ではこのばらつきが測定精

E-mail: arai@kansai-u.ac.jp

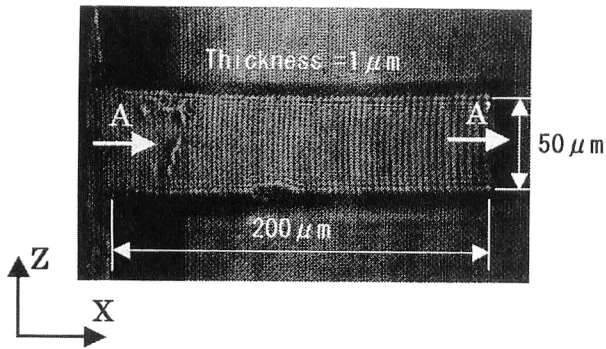


Fig. 1 Deformed carrier fringes on microcantilever.

度に大きく影響することをシミュレーションを通して明らかにすることができた。この結果を用いて、現実の干渉縞画像における2次元輝度分布のばらつきを推定し、測定精度を検討すると、空間的縞解析法では約90分の1波長以上の測定精度を期待することはきわめて困難であることがわかった。ただし、干渉縞画像内に存在する輝度のばらつきの原因については、光学系の汚れ、電気的なノイズ、CCD各ピクセルの特性の不一致等が考えられるものの、現状では十分に検討されていない。この点に関して、今後よりいっそうの調査分析が必要であると考えられる。

さらに本研究では、通信理論におけるヘテロダインの考え方⁵⁾を用いて空間的縞解析法における問題であるキャリア縞が大きく変調された場合の対策法を示している。この考え方では、フーリエ変換を用いた処理においても実現可能な処理をヘテロダインの考え方にもとづいてより簡易に行い、将来的にはハードウェアによって実現することのできるシステムの構築を目指している。したがって、単にデジタル処理のみによって縞解析を行うだけでなく、適宜デジタル処理とアナログ処理との融合によって、より高速な処理を実現することができるシステムの構築の可能性を示している。

2. 空間的縞解析法の測定精度の検討

2.1 空間的縞解析法の測定対象による測定精度依存性

空間的縞解析法を用いて静電気力によってダイナミックに振動するSiO₂製のマイクロカンチレバー（長さ：200 μm，幅：50 μm，厚さ1 μm）の1次モード（共振周波数：23.4 kHz）における形状計測をマイクロフィゾー干渉計を用いて行った場合、Fig. 1に示すようにキャリア縞は梁の根元部と先端とは大きく変調の度合いが異なり、変形キャリア縞の周期は異なることになる⁶⁾。空間的縞解析法の解析原理は、この変調の違いを検出することによって測定対象の形状計測などを行うものであり、ここではこの

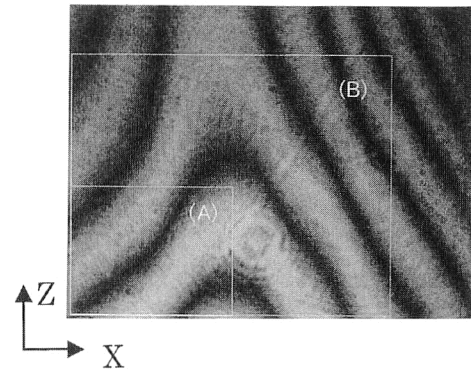


Fig. 2 Interferogram of slide glass.

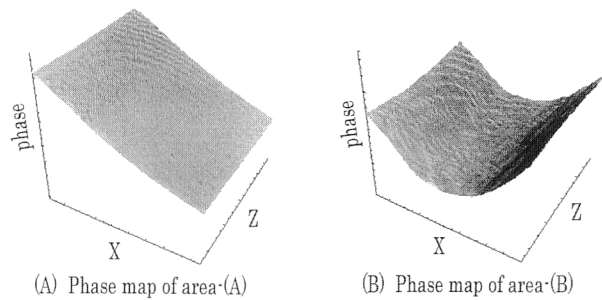


Fig. 3 Phase map of interferogram of slide glass.

原理にもとづいて、梁の形状計測が実現されている。ところが、上記のようにFig. 1に示すようなキャリア縞の変調を復調することによる空間的縞解析法はいわゆる角度変調・復調という通信技術をそのまま利用しているものであるから、当然、通信技術において議論されたさまざまな問題がここには同じく存在することになる。

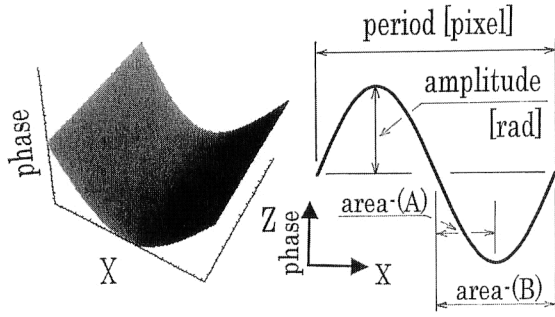
例えば、Fig. 1の変形キャリア縞画像の中心線上A-A'の強度 $I(x)$ を式(1)として考えると⁷⁾、

$$I(x) = a(x) + b(x)\cos(\omega_c x + \phi(x)) \quad (1)$$

ここで、 $a(x)$ は縞強度のバイアス、 $b(x)$ は縞強度の振幅、 ω_c はキャリア縞の周波数、 $\phi(x)$ は変調位相である。

式(1)に示したようにここで対象となる縞画像は、キャリア縞信号が $\phi(x)$ という位相変調を受けた変調キャリア縞として説明することができる。さらに、変調の度合いから考えると位相変調というよりも周波数が大きく変調されているかのように画像上ではキャリア縞の周波数の周期が変化していることがわかる。すなわち、空間的縞解析法においては、位相・周波数変調を含めた角度変調にもとづく現象を明らかに用いた解析が行われていることがわかる⁵⁾。この観点に立って、Fig. 2に示すような位相分布をもつスライドガラスを計測対象とした場合について考えてみる。

ここで、Fig. 2の小さな白枠で囲まれた(A)領域をCCD画素(1024×1024 pixel)いっぱい拡大して撮影した場合



(A) Phase map model (B) Parameters of model

Fig. 4 Phase map model of interferogram of slide glass.

と、同じく大きな白枠 (B) 領域を CCD 画素いっぱい撮影した場合との違いを考える。

Fig. 2(A), (B) 領域をそれぞれ解析した結果を Fig. 3(A), (B) に示す。ここで、Fig. 3(B) の測定対象を Fig. 4(A) に示すような位相分布モデルとして考えると、Fig. 4(B) に示すように位相分布の振幅と周期を用いて、測定対象のパラメータを設定することができる。すなわち、Fig. 2 に示すようなスライドガラスの位相分布のモデル化を行うことができる。この結果として、Fig. 3(A) では CCD 画素 1024 pixel に対して正弦波の 1/4 周期が測定され、Fig. 3(B) では 1/2 周期が測定されているとして考えることができる。

ここで、キャリア縞の周期を 8 pixel 1 周期とし、画像の大きさが 1024×1024 pixel であるとする、Fig. 3(A) では、

$$I_{3-A}(x, z) = a_{3-A}(x, z) + b_{3-A}(x, z) \times \cos\left(\frac{2\pi}{8}x + \beta(x, z) \sin\left(\frac{2\pi}{4096}x\right)\right) \quad 2049 \leq x \leq 3072 \quad (2)$$

一方、Fig. 3(B) では、

$$I_{3-B}(x, z) = a_{3-B}(x, z) + b_{3-B}(x, z) \times \cos\left(\frac{2\pi}{8}x + \beta(x, z) \sin\left(\frac{2\pi}{2048}x\right)\right) \quad 1025 \leq x \leq 2048 \quad (3)$$

という周期の異なる位相変調関数を用いて変形キャリア縞のモデルをそれぞれ作ることができる⁵⁾。すなわち、上記のように同じ測定対象を計測していても、ピクセル単位で水平垂直方向の距離を定義している限り、画像の切り出し方によって変調の様子が異なることがわかる。このモデルの一般式は通信理論に従えば、式(4)として表すことができる。

$$I(x, z) = a(x, z) + b(x, z) \cos(\omega_c x + \beta(x, z) \sin(\omega_m x)) \quad (4)$$

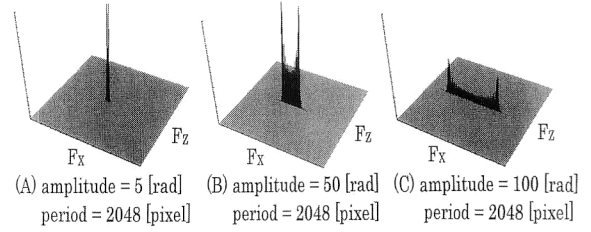


Fig. 5 Signal distribution on frequency domain.

式(4)は一般にベッセル関数を用いると式(5)として書き改めることができる⁵⁾。

$$I(x, z) = a(x, z) + b(x, z) \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} J_{\nu}(\beta(x, z)) \cos(\omega_c + \nu\omega_m)x \quad (5)$$

ただし、 $J_{\nu}(\beta)$ は第 1 種のベッセル関数である。一般に、通信理論では β の大きさによって、例えば、 $\beta \ll 1$ の場合には、

$$I(x, z) = a(x, z) + b(x, z) \cos\omega_c x + \frac{b(x, z)\beta}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)x - \frac{b(x, z)\beta}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)x \quad (6)$$

として狭帯域 FM 波として取り扱いがなされている⁵⁾。ところが、本報で取り扱うような (例えば、Fig. 1 に示すような) 状況では $\beta \ll 1$ という条件は成り立たなくなる。本来、式(5)に示すようにベッセル関数そのものが x に対して $-\infty \sim \infty$ の領域で定義される関数であるから、高い周波数に対しては CCD ピクセルでデータを採取した時点でサンプリングの定理にもとづいてデータが失われている。またエリアシングの問題が生じていることが十分に考えられる。さらに、本研究で取り扱うようなモアレ縞現象を基礎とした処理を行う場合には、モアレ縞を発生させるために重ね合わされた 2 つの周期的な信号間には、モアレ縞が発生しない周波数比が存在する⁸⁾ など、必ずしも $-\infty \sim \infty$ の周波数帯域すべてを取り込んだ処理が実現されているとはいえない問題がある。加えて、CCD 各ピクセルが面積をもって受光しているとすればその窓を考慮した畳み込み積分処理を考えなければならない⁹⁾。明らかに、本来の強度分布そのものを画像データとして現実のシステムの中でとらえているとは考えられない状況がそこにはある。

この状況を理解するために、Fig. 3(B) に示す位相分布に対して、Fig. 4 あるいは式(3)に示すようなモデルを作成し、測定対象の位相の振幅 β を 5, 50, 100 と変化させた場合の周波数成分の変化の様子を Fig. 5 に示して検討してみる。位相変調の振幅としての β の増加に伴い側波帯が増加していく様子が確認できる。この現象は通信理論にお

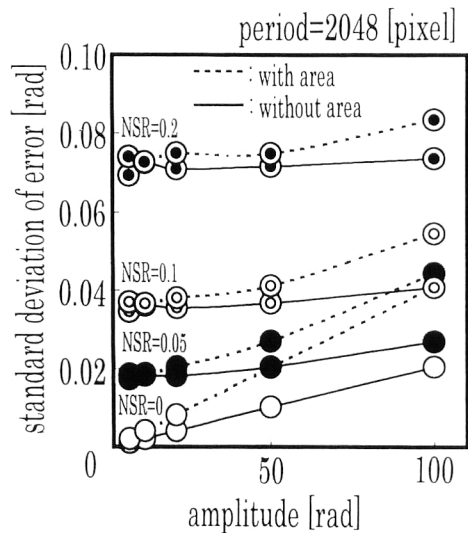


Fig. 6 Relationship between measuring accuracy and amplitude of modulating signal.

ける角度変調の場合の現象⁵⁾とまったく同じものであり、 β が1以上になっていることが確認できる⁵⁾。Fig. 6では上記モデルを用いたシミュレーションにおいて、ノイズ成分としてのNSR(noise signal ratio)¹⁰⁾を変化させた場合の位相変調の振幅の変化と測定精度との関係を示している。Fig. 6の○印に示すNSRがゼロの場合には、実線で示すピクセルに面積が存在しないと仮定して解析した場合と、破線で示すピクセルに面積が存在すると仮定した解析の場合、いずれの場合においても、位相の振幅の増大にしたがって、比例関係をもって測定精度の低下が確認できる。特に、CCDピクセルが面積をもつ場合には、その精度は大きく劣化していることが確認できる。さらに、Fig. 4のモデルの変調位相の周期(512, 1024, 2048, 3072, 4096 pixel)を変化させた場合の測定精度への影響を検討したものがFig. 7である。周期の減少(周波数の増加)によって測定精度が反比例して劣化している。この現象は、一般の通信理論での最大周波数偏移と変調周波数の比としての β の関係そのものが、測定精度に直接的に関係していることを示している⁵⁾。すなわち、空間的縞解析法では、 β が測定精度に直接関係をもっているものと考えられる。このことは、空間的縞解析法では測定対象の位相分布の振幅が大きく、また周波数の高い場合には測定精度が低下し、平面に近いほど測定精度の低下を免れるものであることを示している。すなわち、空間的縞解析法では測定対象に応じて測定精度が変化することを意味していることになる。

2.2 空間的縞解析法の縞画像のS/N比と測定精度

シミュレーションでは以上のような結果が得られるものの、現実の縞画像にはスペックルノイズ、空気の擾乱、増

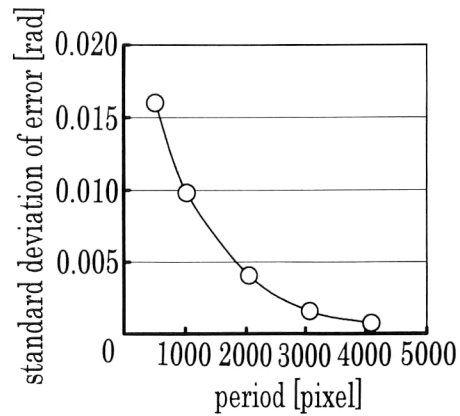


Fig. 7 Relationship between measuring accuracy and period of modulating signal.

幅器などからの電氣的なノイズ、レーザーの安定などのランダムノイズが存在する。このノイズモデルとしてNSRを用いてその影響を調べたものがFig. 6である。

位相変調の振幅が50 rad以下の場合には、NSR=0.1程度ですでに、角度変調原理における精度の低下の影響はノイズの影響の中に埋もれてしまい観察することができなくなっている。さらに、NSR=0.2と増大することによって測定精度は低下している。このような場合には、ノイズの影響が測定精度において支配的なものとなることがわかる。ただし、ピクセルが面積をもつものである場合(ここでは1 pixelのデータはピクセル全域が窓となり、この窓を通るトータルの輝度によってデータがサンプリングされていると考えている)には位相変調の振幅の増大に伴う測定精度の劣化はNSR=0.2においても顕著に観察することができる。現実の縞解析においても変調の大きな測定対象の場合には、このような問題が生じているものと考えられる。

次に、NSRの定義¹⁰⁾は式(7)によって行われていることを考えると、

$$NSR = \frac{\sqrt{2}\sigma}{b(x,z)} \quad (7)$$

ここで、 σ は画像内のノイズの標準偏差であり、 $b(x,z)$ は縞画像強度の振幅である。

強度分布そのものがガウシアン分布し、その強度分布が変化しているなどの問題を考えると、縞画像において空間的に広がるノイズの標準偏差を同定することは、実質的には困難ではある。しかし、試みに観測者から隔離された暗室内に設置されている水平垂直除振が行われているごく一般的なトワイマングリーン干渉計を用いて実験的に空間的に広がるノイズの標準偏差を求めてみると次のような議論を行うことができる。

1024 階調で 1 pixel の輝度の変動を画面内 5 か所において 10 分間 10 秒ごとに測定した場合の標準偏差を求めると、約 10 階調であった。また、ガウシアン分布の中心付近と考えられる強度分布がほぼ平坦な領域で、水平垂直方向の直線上で 25 pixel に対してそれぞれ強度分布の標準偏差を求めると、約 50 階調であった。空間的に広がるノイズのばらつきとしてこれらの値を指標として考えた場合、1024 階調の CCD において $b(x, z) = 350$ として $\sigma = 10$ では、 $NSR = 0.040$ となり、一方、 $\sigma = 50$ では、 $NSR = 0.20$ となる。 $NSR = 0.05$ 程度と考えた場合には、Fig. 6 より測定精度としての標準偏差は 0.02 rad を見積もることができる。この値は約 300 分の 1 波長である。一方、 $NSR = 0.2$ では同じく標準偏差は 0.07 rad となり、約 90 分の 1 波長となる。これらの結果より、筆者らの干渉計においては、現実的に空間的縞解析法の測定限界がこの付近に存在するのではないかと考えることができる。しかしながら、空間的縞解析法ではノイズの影響を可能な限り除去した場合においても、上記のように測定対象に応じて測定精度の限界が存在する。また、現実には、光学系そのものに収差さらに、ほこり等のコンタミネーションなどが存在することを考えると、一般の干渉計を用いた実用を視野に入れた場合の空間的縞解析法では、上記の約 90 分の 1 波長の測定精度を実現させることさえもきわめて困難ではないかと考えられる。今後、この問題については、経験的に知り得た 50 分の 1 波長³⁾との関係をも含めて、より詳細な検討を引き続き行う予定である。

2.3 ノイズ成分除去のためのデジタルフィルター設定

ところが、上記の問題だけでなく精度の検討においてより大きな問題となるものとして、前報¹¹⁾までに報告したバンドパスフィルター技術の導入がある。ノイズ除去のためにバンドパスフィルターを用いると、周波数領域においてデータが削除され、さらなる精度の劣化が生じるものと考えられる。すなわち、バンドパスフィルターの通過帯域の設定法が測定精度において重要な問題となる。通過帯域を大きくすれば側波帯の問題は減少するもののノイズの影響が増大する。そこにはトレードオフが存在する。この問題に対しても通信理論における議論を用いることによって次に示すようにある程度回避することができるものと考えている。

ベッセル関数の性質を用いると、次のように通過帯域を設定することができる。すなわち、測定対象のモデルにおける β の値が整数であると考え、 $\nu = \beta + 1$ までの側波帯のエネルギーは全体のエネルギーの約 98% を占めることが知られているので、ここでは $\beta + 1$ を目安としてバン

ドパスフィルターの通過帯域を設定すればよいものと考えられる⁵⁾。

このように、古来詳細に議論がなされている通信理論にもとづく空間的縞解析法の検討は非常に有用であるといえる。

次に、通信理論を用いた空間的縞解析法の議論のさらなる有用性を示す。

3. 通信理論にもとづく空間的縞解析法の改善

3.1 ヘテロダイン技術の適用による縞解析

前章に示すように、空間的縞解析法は通信理論にもとづいてさまざまな議論を行うことができると考えられる。この考え方に従って、次にヘテロダインの考え方⁵⁾を用いて Fig. 1 に示すような広帯域にわたる変形キャリア縞周波数をもつ縞画像の解析を行うことにする。

まずはじめに、ヘテロダインの考え方によって、Fig. 1 のカンチレバーの根元付近の高い周波数成分をもつ信号を中間周波数としての 8 pixel 1 周期の信号に変換してみる。この考え方は Womack¹²⁾ などによって行われていた周波数変換と同じ意味をもつものであるものの、1 枚の縞画像内でローカルに周波数の変換を何種類にもわたって実施し、縞画像全体の縞解析を行うことは、新しい試みであると考えられる。

ここで、縞画像の強度分布を式(1)として表現する場合、この画像に対して縞の変形キャリア縞の周波数を中間周波数 ω_{IF} に変換するために $\omega_{conv} (= \omega_{IF} - \omega_c)$ の周波数成分をもつ信号を計算機内部で用意し、式(1)に示す縞の強度分布信号をバンドパスフィルタリング処理によりパイアス成分 $a(x)$ を除去した信号に掛けこむことによって中間周波数 ω_{IF} をもつ式(8)に示す信号 I_{IF1} に変換することができる。

$$\begin{aligned} I_{IF1} &= b(x) \cos(\omega_c x + \phi(x)) \cdot \cos(\omega_{conv} x) \\ &= \frac{1}{2} b(x) \cos((\omega_c - \omega_{conv})x + \phi(x)) \\ &\quad + \frac{1}{2} b(x) \cos((\omega_c + \omega_{conv})x + \phi(x)) \end{aligned} \quad (8)$$

この信号を ω_{IF} 近傍で再びバンドパスフィルタリングすることによって、式(9)に示す信号を抽出することができる。

$$I_{IF} = b'(x) \cos(\omega_{IF} x + \phi(x)) \quad (9)$$

式(9)に示す周波数変換された画像に対して ω_{IF} に設定された空間的縞解析処理を行えば、位相 $\phi(x)$ を求めることができる。このようにすると、さまざまな周波数に対する解析プログラムを用意することなく、すべての縞画像を

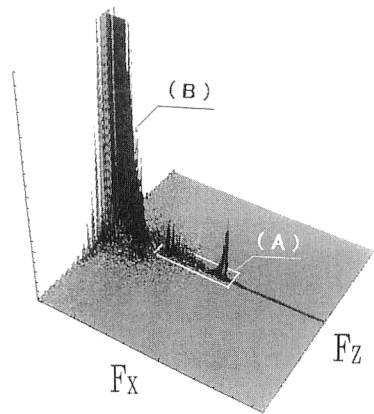


Fig. 8 Signal distribution of deformed carrier fringes on frequency domain.

中間周波数 ω_{IF} の縞画像に変換さえすれば、容易に1種類の解析プログラムを用いて縞の位相分布を求めることができる。この場合、キャリア縞の周波数を変換することによって、変換された周波数に応じた成分だけ最終的に位相分布を傾き成分として補正する必要がある。例えば、4 pixel 1周期のキャリア縞を8 pixel 1周期へと変換する場合を考えると、 $\omega_{conv} = 2\pi/4 - 2\pi/8 = 2\pi/8 (= \pi/4)$ であり、8 pixel 1周期へと変換された信号の解析結果としての位相分布から $\pi/4$ だけ位相の傾きを補正する処理を施すことによって4 pixel 1周期の信号を処理したと同じ結果を得ることができる。

この考え方にもとづいて、Fig. 1に示すマイクロカンチレバーのたわみ曲線を次に求める。

3.2 マイクロカンチレバーのたわみ曲線の解析

前述のように、静電気力によって23.4 kHzで共振しているマイクロカンチレバーの振動位相90 degでの梁の形状をマイクロフィゾー干渉計を用いて計測した場合⁹⁾の縞画像がFig. 1である。この縞画像をフーリエ変換し、その周波数成分を示したものがFig. 8である。Fig. 8の白枠で囲まれた(A)領域(8 pixel 1周期付近から4 pixel 1周期付近までの領域)に信号成分が分布していることがわかるとともに、式(1)に示すようにFig. 8の(B)に示す非常に大きな信号成分としてのバイアス成分が存在している。

そこで、4, 6, 8 pixel 1周期を中心周波数としたバンドパスフィルタリング処理を行い、それぞれの画像に対して ω_{conv} (4 pixelでは $2\pi/8$, 6 pixelでは $\pi/12$)の正弦波信号を掛けこみ、さらにバンドパスフィルタリング処理を行った後に、8 pixel 1周期の縞解析プログラムで縞の位相分布を求め、その結果に対してそれぞれの傾き補正を行うと、前節に示したように位相分布を求めることができる。ところが、この位相分布はあくまでも4, 6, 8 pixel 1周期を中

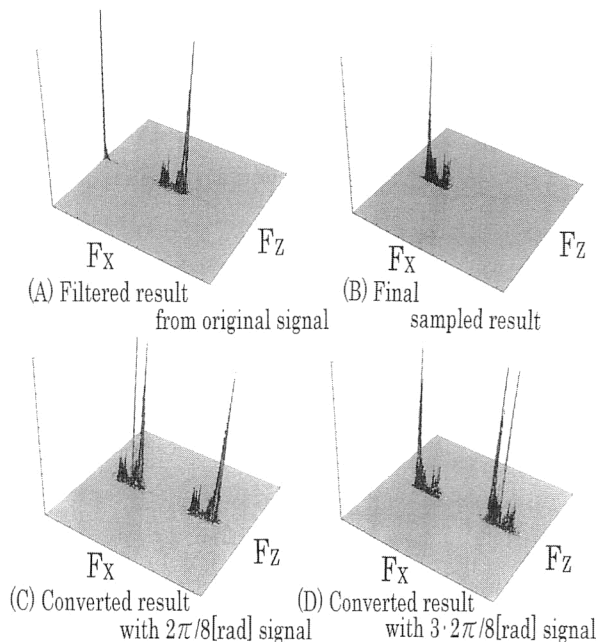


Fig. 9 Fringes' information passed through bandpass-filter for a period of 4-pixel in the case of using heterodyne technology.

心周波数とした3種類のバンドパスフィルタリング処理がなされたものに対してそれぞれ求められた広域に周波数成分が分布しているものであるから、画像全体を1つの周波数帯域の処理結果では網羅することはできない。すなわち、画像全体の位相分布を求めるためには、ローカルに存在するそれぞれの周波数帯域の結果としての位相分布を接続する必要がある。

そこで、次に、それぞれの位相分布の差分分布を求めて、それぞれの差分分布結果がオーバーラップする領域で差分分布を切り替えてつ1つの新しい差分分布を合成し、その新しい差分分布を用いて根元を初期位相ゼロとして梁に沿って先端へと差分分布を積算することによって梁のたわみ曲線を求めることにした。このように周波数領域においてローカルに処理することにより、バンドパスフィルターの通過帯域を過大に広くする必要もなく、個々の周波数帯域に対して通過帯域をコントロールすることも可能となり、測定精度の改善にもつながる処理を実現している。

以上の考え方にもとづいて、Fig. 1の梁の中心線上のA-A'上で行った結果をFig. 9, Fig. 10に示す。

Fig. 9に4 pixel 1周期でバンドパスフィルタリング処理された結果についての処理過程を示す。Fig. 8白枠内(A)領域に示す周波数分布をもつ本来の縞画像から4 pixelを中心としたバンドパスフィルタリング処理によって抽出された周波数成分をFig. 9(A)に示す。この成分に上記のように $2\pi/8$ を周波数とする正弦波信号を掛け合わ

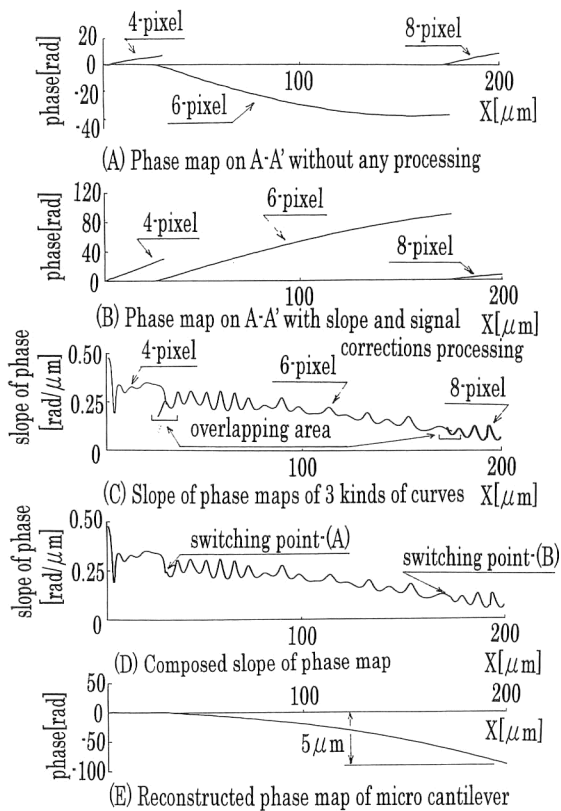


Fig.10 Analyzing process of phase map of micro-cantilever using heterodyne technology.

せ、8 pixel 1 周期となる信号成分を抽出しようとする、十分に除去がなされていない Fig. 9(A) において観察されたバイアス成分の影響を受けて、ここで求めようとする 8 pixel 1 周期となる信号成分上にこのバイアス成分が重畳する問題が生じる。この結果 Fig. 9(C) に示すように 8 pixel 1 周期となる信号成分だけの抽出が行えなくなる。そこで、 $2\pi/8$ を周波数とした正弦波信号ではなく、 $3 \times 2\pi/8$ を周波数とした正弦波信号を掛け合わせることによって Fig. 9(D) に示すように 8 pixel 1 周期の位相解析においてバイアス成分の影響を受けない処理が可能となる。ただし、この処理では所要の位相分布の符号はマイナスとなっていることに注意しなければならない。Fig. 9(A) の周波数成分と Fig. 9(D) の周波数成分とは形が異なっていることが確認できる。次に、Fig. 9(D) から再びバンドパスフィルタリング処理によって Fig. 9(B) に示す 8 pixel 1 周期となる信号成分を抽出し、これを用いて位相分布を求めた。

同様の処理を Fig. 8 に示す信号に対して 6 pixel 1 周期となる信号成分に対しても行い、位相分布を求め、さらに、8 pixel 1 周期となる位相分布も同様にして求め、これらの結果を用いて Fig. 10 に示す処理を行った。

4 pixel 1 周期、6 pixel 1 周期、さらに 8 pixel 1 周期と

なる信号成分からそれぞれ求めた位相分布が Fig. 10(A) である。この場合、4 pixel 1 周期、6 pixel 1 周期の位相分布は傾き補正も位相の符号補正も行われていないものであるから、それぞれの補正を行った結果を Fig. 10(B) に示す。さらに、Fig. 10(B) よりそれぞれの位相の差分分布を求めたものが Fig. 10(C) である。4 pixel から 6 pixel へ、さらに 8 pixel へと位相の傾き分布がおおよそつながりをもっていることがわかる。そこで、それぞれオーバーラップする領域内で、切り替え点を設定し、新しい位相の差分分布を求めたものが Fig. 10(D) である。さらに、Fig. 10(D) の $x=0$ で初期位相をゼロとして先端に向かって位相の差分分布を積算することによって梁のたわみ曲線を表す位相分布を求めた。このようにして求められた位相分布は、演算の性質上 8 pixel を 1 周期とした信号に対してのものであるから、梁の根元付近の傾きをゼロにするためには、梁の根元付近の空間周波数成分(4 pixel 1 周期の信号)に再度変換する必要がある。すなわち、 $2\pi/8 - 2\pi/4 = 0.785$ rad の傾き補正をする必要がある。この補正を行った結果が Fig. 10(E) である。

ここでは、He-Ne レーザーを用いたマイクロフィゾー干渉計を用いた計測がなされているので、先端での位相が約 100 rad であることから、変位量は先端において約 $5 \mu\text{m}$ であることがわかる。この結果はレーザードップラー振動計によって別途測定された結果に良く対応していた。ただし、レーザードップラー振動計は点計測法であるため本研究で行ったように面計測を行うためには測定対象を設置したステージの移動が求められ、ステージの精度の影響を受けてしまう、また、本報で取り扱ったような測定対象の傾きが大きくさらに表面が鏡面の場合には、レーザードップラー振動計の戻り光がうまく戻らず非常に計測が厄介になるなどの問題が生じる場合があるのに対して、空間的縞解析法では 1 枚の縞画像によって 2 次元面計測を容易に行うことができる。さらに、ここで述べるようなヘテロダインの考え方によって大きく変形されたキャリアー縞に対しても容易に縞の位相分布を求めることができるのでここで提案された技術は今後より広い分野での利用が期待されるものであると考えられる。ただし現状では、傾き補正・位相の符号補正などは自動的に処理できるものの、オーバーラップ領域における切り替え点の設定などはオペレーターの判断にもとづく処理がなされている。したがって、2 次元の大量データ処理を行うことを考えれば、今後このような問題の自動化について検討する必要があると考えている。

本研究ではフーリエ変換に代表されるようなデジタル処理⁴⁾のみによる縞解析を考えるのではなく、デジタル

処理とアナログ処理¹³⁾との融合による高速縞解析法の実現を前提とした縞解析システムの構築を目指している。この考え方は、画素数の増加に伴い画像の質の改善がなされている一方で生じている。演算時間の増大という問題に対してのひとつの答えを示すものであると考えている。

4. おわりに

本研究では、空間的縞解析法を通信理論にもとづく議論により検討し、以下に示す結論を得ることができた。

- 1) 空間的縞解析法は、その測定原理において測定対象に依存した測定精度の限界が存在する。
- 2) 現実の測定対象では、空気ゆらぎ、スペckルノイズ、増幅器内の電氣的ノイズなどにより、縞画像内にランダムノイズが存在している。通常の実験条件では、このノイズ成分が測定精度に対して支配的であり、このノイズ成分による影響が測定精度に大いに関係していることを示した。
- 3) 空間的縞解析法では通信理論にもとづく検討が非常に有益となることが明らかとなり、今後、通信理論にもとづくさまざまな検討が可能であることを示した。
- 4) 通信理論にもとづく解析の応用として、ヘテロダインの考え方にもとづく新たな縞解析処理法の実現が確認され、デジタル処理のみならずアナログ処理との融合により高速縞解析システムの構築も将来的には十分に可能であることを示唆する結果を示した。

文 献

- 1) M. Kujawinska: "Spatial techniques of automatic fringe pattern analysis," *SPIE, 1991 International Symposium on Optical Applied Science and Engineering, Short course-77 textbook* (SPIE, 1991) pp. 2-16.
- 2) 新井泰彦, 横関俊介: "モアレトポグラフィを用いた大振幅を伴う振動現象の変位測定", 日本機械学会論文集 (C編), **65** (1999) 2736-2741.
- 3) 新井泰彦, 横関俊介: "空間的縞解析法を用いた電子的スペckル干渉法のパラメーターの設定", 光学, **30** (2001) 49-55.
- 4) D. Malacara: "Spatial linear and circular carrier analysis," *Interferogram Analysis for Optical Testing* (Marcel Dekker, Inc., New York, 1998) pp. 285-335.
- 5) 斎藤収三: "角度変調方式", 現代情報通信の基礎 (オーム社, 東京, 1992) pp. 47-68.
- 6) Y. Arai and S. Yokozeki: "Estimation of inside stress of microcantilever," *Proceedings of SPIE 4101 Laser Interferometry X* (San Diego, USA, 2000) pp. 1-8.
- 7) Y. Arai, S. Yokozeki and T. Yamada: "High precision two-dimensional spatial fringe analysis method," *J. Mod. Opt.*, **44** (1997) 739-751.
- 8) S. Yokozeki, Y. Kusaka and K. Patrski: "Geometric parameter of moiré fringes," *Appl. Opt.*, **15** (1976) 2223-2227.
- 9) 新井泰彦, 倉田忠雄: "誤差を持つ格子によるモアレ縞の解析法", 光学, **15** (1986) 137-142.
- 10) M. Takeda and T. Abe: "Phase unwrapping by a maximum cross-amplitude spanning tree algorithm: A comparative study," *Opt. Eng.*, **35** (1996) 2345-2351.
- 11) 新井泰彦, 横関俊介: "カルマンフィルターによる空間的縞走査法の測定精度の改善", 光学, **28** (1999) 384-390.
- 12) K. H. Womack: "Interferometric phase measurement using spatial synchronous detection," *Opt. Eng.*, **23** (1984) 391-395.
- 13) Y. Arai and S. Yokozeki: "High-speed two-dimensional fringe analysis using frequency demodulation," *Opt. Eng.*, **36** (1997) 2489-2495.