

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 周波数で変調された基準光から基準信号を取得し、前記第 1 周波数での変調に加えて対象物の移動に起因して第 2 周波数で変調された測定光から測定信号を取得し、前記基準信号と前記測定信号との位相差を算出して前記対象物の位置を測定する測定装置であって、

前記第 2 周波数を f_d として、

前記測定信号を前記第 1 周波数で復調することによって前記第 2 周波数の成分、周波数が $n \times f_d$ (ただし $n = 1/2, 2, 3, \dots$) の前記第 2 周波数の周期誤差成分及び高調波成分を含む信号を生成する復調部と、

前記復調部で生成された信号から前記高調波成分を除去して前記第 2 周波数の成分及び前記周期誤差成分を含む信号を出力するデシメーションフィルタと、

前記デシメーションフィルタから出力された信号に含まれる前記周期誤差成分を検出する検出部と、

前記デシメーションフィルタから出力された信号から前記検出部により検出された前記周期誤差成分を除去して前記第 2 周波数の成分の信号を出力する除去部と、

前記除去部から出力された信号に基づいて前記対象物の位置を演算する演算部と、
を備えることを特徴とする測定装置。

【請求項 2】

前記検出部は、前記デシメーションフィルタから出力された信号をフーリエ変換演算することによって前記周期誤差成分の振幅および位相を算出し、該算出された振幅及び位相を用いて前記除去部で除去すべき周期誤差成分の信号を生成し、

前記除去部は、前記検出部により生成された信号を用いて前記周期誤差成分を除去すること、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の測定装置。

【請求項 3】

前記検出部は、前記デシメーションフィルタから出力された信号を前記周期誤差成分の周波数で復調し、該復調された信号から高調波成分を除去し、該高調波成分が除去された信号から前記周期誤差成分の振幅と位相を算出し、該算出された振幅及び位相を用いて前記除去部で除去すべき周期誤差成分の信号を生成し、

前記除去部は、前記検出部により生成された信号を用いて前記周期誤差成分を除去すること、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の測定装置。

【請求項 4】

前記演算部は、前記デシメーションフィルタから出力された信号から前記基準信号と前記測定信号の位相差の変化量又は前記対象物の位置の変化量の暫定値を演算し、該演算された変化量の暫定値から前記第 2 周波数の暫定値を演算し、

前記検出部は、前記演算部により演算された前記第 2 周波数の暫定値を使用して前記周期誤差成分の周波数の信号を生成し、該生成された信号を用いて前記デシメーションフィルタから出力された信号を復調する

、ことを特徴とする請求項 3 に記載の測定装置。

【請求項 5】

第 1 周波数で変調された基準光から基準信号を取得し、前記第 1 周波数での変調に加えて対象物の移動に起因して第 2 周波数で変調された測定光から測定信号を取得し、前記基準信号と前記測定信号との位相差を算出して前記対象物の位置を測定する測定装置であって、

前記第 1 周波数を f_r とし、前記第 2 周波数を f_d として、 $n = 1/2, -1, 2, 3, \dots$ とし、

前記測定信号を前記第 1 周波数で復調することによって前記第 2 周波数の成分、周波数が $n \times f_d$ である前記第 2 周波数の周期誤差成分及び高調波成分を含む信号を生成する復

10

20

30

40

50

調部と、

前記復調部で生成された信号から前記高調波成分を除去して前記第2周波数の成分及び前記周期誤差成分を含む信号を出力するデシメーションフィルタと、

前記測定信号を $(f_r + n \times f_d)$ の周波数で復調することによって前記周期誤差成分を検出する検出部と、

前記デシメーションフィルタから出力された信号から前記検出部により検出された前記周期誤差成分を除去して前記第2周波数の成分の信号を出力する除去部と、

前記除去部から出力された信号に基づいて前記対象物の位置を演算する演算部と、
を備えることを特徴とする測定装置。

【請求項6】

前記検出部は、前記 $(f_r + n \times f_d)$ の周波数で復調された信号で前記測定信号を復調し、該復調された信号から高調波成分を除去し、該高調波成分が除去された信号から前記周期誤差成分の振幅と位相を算出し、該算出された振幅及び位相を用いて前記除去部で除去すべき周期誤差成分の信号を生成し、

前記除去部は、前記検出部により生成された信号を用いて前記周期誤差成分を除去すること、
ことを特徴とする請求項5に記載の測定装置。

【請求項7】

前記演算部は、前記デシメーションフィルタから出力された信号から前記基準信号と前記測定信号の位相差の変化量又は前記対象物の位置の変化量の暫定値を演算し、該演算された変化量の暫定値から前記第2周波数の暫定値を演算し、

前記検出部は、前記演算部により演算された前記第2周波数の暫定値を使用して前記 $(f_r + n \times f_d)$ の周波数の信号を生成し、該生成された信号を用いて前記測定信号を復調する、

ことを特徴とする請求項6に記載の測定装置。

【請求項8】

前記復調部による復調に使用する前記第1周波数の信号を前記基準信号から生成する位相同期部を含む、ことを特徴とする請求項1乃至請求項7のいずれか1項に記載の測定装置。

【請求項9】

前記デシメーションフィルタは、C I C (C a s c a d e d I n t e g r a t o r C o m b) フィルタであることを特徴とする請求項1乃至請求項8のいずれか1項に記載の測定装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、位置を測定する測定装置に関する。

【背景技術】

【0002】

精密な機械加工や検査工程では、対象物の位置または変位を $nm \sim \mu m$ の精度で測定する必要があり、干渉計の原理を用いた測長装置が用いられることが多い。その中で、ヘテロダイン干渉計は、高精度な測長を行うために用いられている。ヘテロダイン干渉計は、周波数 f_r (角周波数 $\omega_r = 2\pi \times f_r$) で変調された基準信号と、周波数 f_r で変調されかつ対象物の位置情報を含む測定信号とを検出する。この測定信号は、変調による f_r の周波数シフトに加え対象物の移動速度に応じたドップラーシフトによる周波数シフト $\pm f_d$ を伴うため、測定信号の周波数は $(f_r \pm f_d)$ となる。これら基準信号と測定信号の周波数の差を求めることにより $\pm f_d$ が検出される。 $\pm f_d$ の周波数差を時間積分することにより位相差が算出され、算出された位相差から対象物の位置または変位が算出される。

干渉計を構成する光学部品における反射や散乱等により上記ドップラーシフトに依存し

10

20

30

40

50

た周期的な測長誤差が発生する。周期誤差の周波数は、光学部品の配置や特性により異なり、例えば、 $f_d/2$ 、 $-f_d$ 、 $2f_d$ 、 $3f_d$ 、・・・等、ドップラーシフトによる周波数シフト f_d に対して低次から高次までの様々な周期誤差を含む場合がある。

【0003】

特許文献1には従来のヘテロダイン干渉計が開示されている。特許文献1に開示のヘテロダイン干渉計は、例えば、120MHzのA/D変換器で基準信号と測定信号を検出し、10MHz毎にDFT(Discrete Fourier Transform)演算を行う。前記ヘテロダイン干渉計は、さらにCORDIC(Coordinate Rotation Digital Computer)演算を行って位相を算出して位置または変位を測定する。

10

【0004】

前記ヘテロダイン干渉計は、さらにDFTからの出力よりドップラーシフトに依存した周期誤差を検出し、算出された位相より差し引くことにより周期誤差を補正する。この従来技術では、 $-f_d$ 、 0 、 $2f_d$ 、 $3f_d$ の周期誤差を補正することが示されている。一般に、DFTは膨大な演算量を必要とすることが知られ、N個のデータに対するDFTは N^2 回の複素数乗算と $N \times (N - 1)$ 回の複素加算が必要となる。例えば、 $N = 72$ のデータのDFTに要する複素数乗算は5184回、複素加算は5112回となる。この演算を10MHz毎に行うと、1秒間に複素数乗算は 5.184×10^{10} 回、複素加算は 5.112×10^{10} 回の演算が必要となる。このような高速且つ大規模な演算を行うには、極めて高速なDSP(Digital Signal Processor)やFPGA(Field Programmable Gate Array)を用い、超高速乗算及び加算の大規模並列演算を必要とする。そのため、デジタル信号処理部に高コスト、高発熱、高負荷演算を要する。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特表2008-510170号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

ヘテロダイン干渉計の周期誤差は、測長精度の低下を招き、高精度な測長を行う場合はその低減が必須となる。周期誤差の周波数は、光学部品の配置や特性により異なり、 $f_d/2$ 、 $-f_d$ 、 $2f_d$ 、 $3f_d$ 、・・・等のドップラーシフト f_d に対して低次から高次までの様々な周期誤差を含む可能性があり、これらの周期誤差を低減する必要がある。しかしながら特許文献1で示されたヘテロダイン干渉計では、超高速乗算および加算の大規模並列演算が必要となり、デジタル信号処理部の高コスト、高発熱、高負荷演算を要し、結果として測長装置の大型化、高コスト化を招く。

30

【0007】

これらの点に鑑み、本発明は、対象物の位置を高精度に測定する測定装置を低コストで提供することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明の一つの側面は、第1周波数で変調された基準光から基準信号を取得し、前記第1周波数での変調に加えて対象物の移動に起因して第2周波数で変調された測定光から測定信号を取得し、前記基準信号と前記測定信号との位相差を算出して前記対象物の位置を測定する測定装置であって、前記第2周波数を f_d として、前記測定信号を前記第1周波数で復調することによって前記第2周波数の成分、周波数が $n \times f_d$ (ただし $n = 1/2$ 、 2 、 3 、・・・) の前記第2周波数の周期誤差成分及び高調波成分を含む信号を生成する復調部と、前記復調部で生成された信号から前記高調波成分を除去して前記第2周波数の成分及び前記周期誤差成分を含む信号を出力するデシメーションフィルタと、前記デシ

50

メーションフィルタから出力された信号に含まれる前記周期誤差成分を検出する検出部と、前記デシメーションフィルタから出力された信号から前記検出部により検出された前記周期誤差成分を除去して前記第2周波数の成分の信号を出力する除去部と、前記除去部から出力された信号に基づいて前記対象物の位置を演算する演算部と、を備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、対象物の位置を高精度に測定する測定装置を低コストで提供することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

10

【0010】

【図1】実施例1における信号処理部の構成図である。

【図2】復調信号の周波数成分を示す表である。

【図3】実施例1における信号生成部の構成図である。

【図4】実施例2における信号処理部の構成図である。

【図5】実施例2における信号生成部の構成図である。

【図6】実施例2における振幅位相演算部の構成図である。

【図7】実施例3における信号処理部の構成図である。

【図8】実施例3における信号生成部の構成図である。

20

【図9】デシメーションフィルタの構成例である。

【図10】PILの構成例である。

【図11】CICフィルタの特性例である。

【図12】測定装置の構成例である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下に、第1周波数で変調された基準光から基準信号を取得し、第1周波数での変調に加えて対象物の移動に起因して第2周波数で変調された測定光から測定信号を取得し、対象物の位置を測定する本発明の測定装置について、詳細に説明する。

【0012】

[実施例1]

30

図12は、ヘテロダイン干渉計を利用した本発明に係る測定装置の構成図である。光源600は、レーザ光源で、例えば、波長が632.8nmのHeNeレーザ、波長が640~2880nmの半導体レーザであるDFBレーザやVCSELレーザにより構成される。光を変調する変調部400は、AOM(Acoustic-Optic Modulator: 音響光学変調器)等により構成される。信号処理部100から式1に基づく信号Vfrで変調部400を駆動することにより、変調部400を出射するレーザ光は第1周波数fr(第1角周波数 $r = 2 \times fr$)で変調を受ける。

$$Vfr = Vax \sin(2 \times fr \times t) \cdots (1)$$

【0013】

40

第1周波数frで変調されたレーザ光の一方は基準光P1として信号処理部100に入射する。第1周波数frで変調されたレーザ光の他方は、干渉計500に含まれる対象物に照射され対象物から反射された測定光P2として信号処理部100に入射する。測定光P2は、第1周波数での変調に加えて対象物の移動に起因するドップラーシフトによって第2周波数fd(第2角周波数 $d = 2 \times fd$)で変調される。基準光P1および測定光P2は、それぞれ式2、式3で表される。ただし、基準光強度をA、測定光強度をB、第1周波数をfr、第2周波数をfd、基準光の固定位相をr、測定光の固定位相をdとする。

$$P1 = (A/2) \times \{ \sin(2 \times fr \times t + r) + 1 \} \cdots (2)$$

$$P2 = (B/2) \times [\sin \{ 2 \times (fr + fd) \times t + d \} + 1] \cdots (3)$$

【0014】

50

第2周波数 f_d での変調は、対象物の移動速度に応じて発生する変調であり、式4で表される。ただし、対象物の移動速度を v 、光源の波長を λ 、干渉計の構成により決まる次数を j とする。

$$f_d = j \times v / \lambda \quad \cdots (4)$$

【0015】

ドップラーシフトによる第2周波数での変調は、対象物の移動方向に応じて $+f_d$ 、または $-f_d$ の極性を有する。例えば、 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ の光源を用い、 $v = 1 \text{ m/s}$ 、 $j = 4$ の場合、 $f_d = 2.58 \text{ MHz}$ となる。

【0016】

図1は、実施例1の信号処理部100の構成である。基準光P1及び測定光P2は、それぞれ第1および第2受光器2, 12により電流に変換される。第1および第2受光器2, 12として、例えば、PINフォトダイオードやアバランシェフォトダイオード等が用いられる。第1および第2受光器2, 12の出力は、第1および第2I/V変換器4, 14に入力されて電圧に変換される。第1および第2I/V変換器4, 14は、例えば、抵抗とOPアンプにより構成される。第1および第2I/V変換器4, 14の出力は、第1および第2フィルタ6, 16に入力される。第1および第2フィルタは、LPF (Low Pass Filter) として高帯域を制限するか、又は、基準光P1および測定光P2が交流信号であるため、直流をカットし高帯域を制限するBPF (Band Pass Filter) としてもよい。その場合、式2、式3は、直流成分がカットされ、交流信号であるサイン項のみが検出され、式5、式6のように変形される。

$$P1' = (A/2) \times \sin(2\pi \times f_r \times t + \phi_r) \quad \cdots (5)$$

$$P2' = (B/2) \times \sin\{2\pi \times (f_r + f_d) \times t + \phi_d\} \quad \cdots (6)$$

【0017】

第1および第2フィルタ6, 16の出力は、第1および第2A/D変換器8, 18に入力され、サンプリング周波数 f_{sp} でサンプリングされてデジタル基準信号とデジタル測定信号とに変換される。このようにして取得されたデジタル信号は、デジタル信号処理部200に入力される。デジタル信号処理部200は、例えば、デジタル信号を高速に処理することが可能な、FPGAやASICやDSP等により構成される。ASICは、Application Specific Integrated Circuitの略称である。

【0018】

デジタル基準信号は、位相を同期する位相同期部(PLL: Phase Locked Loop)250に入力される。ここで、図10に基づいてPLL250の動作の説明を行う。デジタル基準信号は、位相比較器260に入力される。位相比較器260は、例えば、乗算器により構成される。位相比較器260の出力は、フィルタ演算部262に入力され、位相比較器260からの高調波成分を除去する。フィルタ演算部262の出力は積分演算部264に入力される。

【0019】

この積分演算部264による積分演算は、位相比較器260の出力偏差をゼロとするための積分制御用で、比例積分制御として安定な制御を行うよう構成してもよい。積分演算部264の出力は、加算器268に入力され、初期値266と加算される。初期値266は、第1周波数変調 f_r に相当する初期値が設定されている。積分演算部270とサイン演算部272、及び、積分演算部270とコサイン演算部274は、VCO (Voltage Controlled Oscillator: 電圧制御発振器) に相当するサイン信号とコサイン信号の生成部である。これらの動作は下式7、8で表される。ただし、積分演算部264の出力を V_i 、初期値266の出力を V_0 とする。

$$\text{サイン信号} = \sin\{2\pi (V_i + V_0) dt\} \quad \cdots (7)$$

$$\text{コサイン信号} = \cos\{2\pi (V_i + V_0) dt\} \quad \cdots (8)$$

【0020】

サイン演算部272及びコサイン演算部274は、例えば、予め求められたサインとコ

10

20

30

40

50

サインの値をテーブルとしてメモリに保存しておき、式 7、式 8 の { } 内の値に応じてテーブルを参照してサイン信号とコサイン信号を生成するよう構成してもよい。サイン信号の振幅レンジを 12 bit、時間分解能を 10 bit (×1024) とした場合に必要なメモリ容量は、12 bit × 1024 = 12,288 bit である。また、サイン信号の振幅レンジを 16 bit、時間分解能を 12 bit (×4096) とした場合に必要なメモリ容量は、16 bit × 4096 = 65,536 bit である。これらのメモリ容量は、FPGA や ASIC、または DSP 等に内蔵されているメモリを使用することにより容易に実現することができる。また、PLL 250 の演算は、乗算器および加算器ともに数個程度で実現できるため、デジタル信号処理の演算負荷は極めて低くすることが可能となる。

10

【0021】

コサイン演算部 274 の出力は位相比較器 260 にフィードバックされ、先に述べた積分演算部 264 により、位相比較器 260 の出力偏差がゼロとなるようにサイン信号とコサイン信号を生成する。出力偏差がゼロとなるため、デジタル基準信号と式 7 で与えられるサイン演算部 272 の出力 P1_sin は完全に周波数と位相が同期する。また、式 8 で与えられるコサイン演算部 274 の出力 P1_cos は、位相が 90 度ずれた同期信号となり、式 9、式 10 で表される。ただし、Vb は振幅である。

$$P1_sin = Vb \times \sin(2 \times fr \times t + r) \cdots (9)$$

$$P1_cos = Vb \times \cos(2 \times fr \times t + r) \cdots (10)$$

【0022】

20

次に図 1 に戻り、デジタル信号処理部 200 の説明を続ける。PLL 250 で生成されたデジタル基準信号に同期したサイン信号 P1_sin とコサイン信号 P1_cos は、デジタル測定信号 P2' に対し、第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 で乗算される。第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 は、例えば、乗算器で構成される。式 6、式 9、式 10 より第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 の出力は、それぞれ式 11、式 12 で表される。

【0023】

第 1 同期検波部 10 の出力

$$\begin{aligned} & P2' \times P1_cos \\ &= (B/2) \times \sin\{2 \times (fr + fd) \times t + d\} \times Vb \times \cos(2 \times fr \times t + r) \\ &= (B \times Vb / 4) \times [\sin(2 \times fd \times t + d - r) + \sin\{2 \times (2fr + fd) \times t + d + r\}] \cdots (11) \end{aligned}$$

30

第 2 同期検波部 20 の出力

$$\begin{aligned} & P2' \times P1_sin \\ &= (B/2) \times \sin\{2 \times (fr + fd) \times t + d\} \times Vb \times \sin(2 \times fr \times t + r) \\ &= (B \times Vb / 4) \times [\cos(2 \times fd \times t + d - r) - \cos\{2 \times (2fr + fd) \times t + d + r\}] \cdots (12) \end{aligned}$$

【0024】

式 11、式 12 の各最終式右辺の第 1 項は、対象物の移動速度に応じて発生する周波数 fd の第 2 周波数の成分のコサイン部分とサイン部分である。また、式 11、式 12 の各最終式右辺の第 2 項は、第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 で発生する周波数 (2fr + fd) の高調波成分を含む項である。第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 は、測定信号を第 1 周波数で復調することによって前記第 2 周波数の成分、周波数が n × fd (ただし n = 1/2、2、3、...) の周期誤差成分及び高調波成分を含む信号を生成する復調部を構成している。

40

【0025】

第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 の出力は、それぞれ第 1 および第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 に入力される。第 1 および第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 は、デジタル信号処理の演算負荷を低下させるため、デシメーション周波数でフィルタリ

50

ングして、第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 で発生した周波数 $(2f_r + f_d)$ の高調波成分を減衰させる。

【0026】

図 9 に基づいて第 1 および第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 の動作の説明を行う。第 1、2 デシメーションフィルタ 30, 50 は、サンプリング周波数 f_{sp} で動作する積分演算とデシメーション周波数 f_m で動作する微分演算により構成される C I C フィルタ (C a s c a d e d I n t e g r a t o r - C o m b F i l t e r) であってもよい。この場合の第 1 および第 2 デシメーションフィルタの伝達関数は下式 13 で与えられる。ここで、 $H(f)$ はデシメーションフィルタの伝達関数、 D は遅延差 (1 または 2)、 m はデシメーション比 (2 以上の整数)、 N は積分器と微分器の段数である。

$$|H(f)| = \left| \left\{ \sin\left(\frac{\pi D f}{f_{sp}}\right) / \sin\left(\frac{\pi f}{f_{sp} m}\right) \right\}^N \right| \cdots (13)$$

【0027】

図 9 では、 $N = 2$ の場合の C I C フィルタの構成が示されている。ここで $D = 2$ 、 $m = 5$ 、 $N = 3$ とした場合の C I C フィルタの特性例を図 11 に示す。 $f_{sp} = 100 \text{ MHz}$ であるが、この場合にデジタル信号処理できる信号周波数は 50 MHz であるため、横軸はサンプリング周波数 100 MHz に対して実際にデジタル信号処理される信号周波数との比を正規化周波数として表している。 $m = 5$ より、デシメーション周波数 $f_m = 20 \text{ MHz}$ となるが、この場合にデジタル信号処理される信号周波数はデシメーション周波数の $1/2$ である 10 MHz となる。このため、図 11 では、正規化周波数 $= 0.1$ 、即ち 10 MHz でゲインが急激に減衰するノッチ特性が現れる。図 11 には、 $f_r = 20 \text{ MHz}$ 、 $f_d = 2.58 \text{ MHz}$ の場合が記されている。

【0028】

図 11 には、 $f_r = 20 \text{ MHz}$ 、 $f_d = 2.58 \text{ MHz}$ の場合が記されている。第 1 および第 2 同期検波部 10, 20 による高調波成分の周波数は、 $(2f_r + f_d) = 40 \pm 2.58 \text{ MHz}$ となり、I C フィルタのノッチ特性で効率的に除去されることが分かる。第 1 および第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 は、復調部で生成された信号から高調波成分を除去して第 2 周波数の成分及び周期誤差成分を含む信号を出力するデシメーションフィルタを構成している。

【0029】

次に図 1 に戻りデジタル信号処理部 200 の説明を続ける。第 1 および第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 の出力は、位相演算部 60 に入力され、位相演算部 60 の出力は位置演算部 70 に入力される。位相演算部 60 は、第 1 および第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 からの信号より下式 14 のアークタンジェント演算を行う。

位相角

$$\begin{aligned} &= \tan^{-1} \left[\frac{B \times V_b / 4 \times \sin(2 \times f_d \times t + d - r)}{\{ B \times V_b / 4 \times \cos(2 \times f_d \times t + d - r) \}} \right] \\ &= \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin(2 \times f_d \times t + d - r)}{\cos(2 \times f_d \times t + d - r)} \right\} \cdots (14) \end{aligned}$$

【0030】

式 14 よりデジタル基準信号とデジタル測定信号との位相差が算出される。位置演算部 70 は、位相演算部 60 からの位相差を位置または変位に変換する。例えば、対象物の位置または変位 L は、式 4 式より下式 15 で表される。ここで、 θ は位相角である。

$$\begin{aligned} L &= \left(\frac{\lambda}{j} \right) \times \left(\frac{f_d}{f_{sp}} \right) d t \\ &= \left\{ \left(\frac{\lambda}{j} \right) / (2 \times \pi) \right\} \times \theta \cdots (15) \end{aligned}$$

【0031】

位置係数 (λ / j) は、式 15 より、 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ 、 $j = 4$ の場合、 $(\lambda / j) = 387.5 \text{ nm}$ である。これは、位相角の出力 $\theta = 2$ のときに $L = 387.5 \text{ nm}$ の位置または変位となることを表す。式 14 の位相角の時間微分、または、式 15 の位置または変位の時間微分は、対象物の移動速度に応じたドップラーシフトによる周波数シフト f

d に応じた値を示す。

ここで、第2周波数 f_r に対応する第2角周波数 d は下式 16 で表される。

$$d = 2 \times f_d \cdots (16)$$

【0032】

図1では、位相演算部60にて d を算出して信号生成部380に出力する例が示されているが、上記のように位置演算部70にて d を算出するよう構成してもよい。尚、第1および第2 A/D変換器8, 18、第1および第2デシメーションフィルタ30, 50、周波数変調駆動部92へのタイミング周波数 f_{sp} 、 f_m 、 f_r は、タイミング生成部80にて生成される。位相演算部60、位置演算部70は、除去部から出力された信号に基づいて前記対象物の位置を演算する演算部を構成している。また、位相演算部60、位置演算部70は、デシメーションフィルタから出力された信号から基準信号と測定信号の位相差の変化量又は対象物の位置の変化量の暫定値を演算し、該演算された変化量の暫定値から第2周波数の暫定値を演算する演算部を構成している。

10

【0033】

干渉計からの測定光には、干渉計を構成する光学部品における反射や散乱、および不完全性により上記ドップラーシフトに依存した第2周波数 f_d に対して周期的な誤差信号(周期誤差成分)が重畳する場合がある。周期誤差成分の周波数は、光学部品の配置や特性により異なり、例えば $f_d/2$ 、 $2f_d$ 、 $3f_d$ 、 \cdots 等の低次から高次までの様々な周波数を含む場合がある。この周期誤差成分により位置演算部70の出力には測長誤差が発生する。周期誤差成分の検出除去部300は、第1角周波数 $r (= 2 \times f_r)$ で復調して得られる復調信号に含まれる不要な誤差信号 n_d ($n = 1/2, 2, 3, \cdots$) を検出する。図1では、誤差信号 n_d の検出に、第2デシメーションフィルタ50の出力を使用する例が示されているが、第1デシメーションフィルタ30の出力を使用するよう構成してもよい。

20

【0034】

図2に、入力信号 ($r + n_d$ 、 $n = 1/2, 1, -1, 2, 3$) と、復調に用いる信号 (x_r 、 $x(r - d)$ 、 $x(r + 2d)$) に対する復調信号としての出力と高調波成分を示す。実施例1では、第1角周波数 r により復調を行う。この場合の復調信号に含まれる不要な誤差信号は、左側の欄の太実線で囲まれた $(1/2)d$ 、 $2d$ 、 $3d$ である。このとき、入力信号 ($r + d$) に対する復調信号の出力は d となり、 $(r - d)$ に対する復調信号の出力は $-d$ となる。このため、両者の復調信号の周波数は同一となり、合成されてしまうため分離して検出することはできない。一方、高調波成分は、 $(2r + n_d)$ の高い周波数となるため、第1または第2デシメーションフィルタ30, 50により除去される。

30

【0035】

第2デシメーションフィルタ50からの出力信号は、必要に応じてフィルタ306により、更にフィルタリングされてもよいし、デシメーションフィルタによりデシメーション及びフィルタリングを行ってもよい。周波数解析部320は、フーリエ変換演算を行う演算部である。周波数解析部320は、演算負荷を低減するため、FFT (Fast Fourier Transform) 演算を行ってもよい。FFTは複素加算と複素乗算による演算で構成され、サンプル数を N と置くと、各演算回数は式17、式18で表される。

40

$$\text{複素加算} = N \times \log_2 N \cdots (17)$$

$$\text{複素乗算} = N/2 \times \log_2 N \cdots (18)$$

【0036】

サンプリング周波数 f_{sp} とFFTによる周波数分解能 f とは、式19で表される関係にある。

$$f = f_{sp} / N \cdots (19)$$

【0037】

本実施例では、測定信号を第1角周波数 r で復調して復調信号を生成し、デシメーシ

50

ョンフィルタ 30, 50 に入力して不要な信号の振幅と位相を算出する。そのため、 r の第 1 角周波数成分が除去され、 r の角周波数に対し十分低い角周波数で信号検出の演算を行うことができる。例えば、サンプリング周波数 f_{sp} を 100 MHz、 r による復調後のデシメーションフィルタ 50 によるデシメーション周波数 f_m を 20 MHz、フィルタ 306 によるデシメーション周波数 f_{m2} を 10 MHz とする。その場合の周波数解析部 320 の FFT 演算は、サンプル数 N が 128 の場合、複素加算回数が 896、複素乗算回数が 448、周波数分解能 f が 78.13 kHz となる。例えば、 λ が 1.55 μm の光源で、 $j = 4$ の場合、 $f_d = 78.13 \text{ kHz} \sim 5 \text{ MHz}$ 、即ち、速度 $v = 0.03 \sim 1.94 \text{ m/s}$ における復調信号に含まれる角周波数 n_d ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の周期誤差成分を検出することができる。尚、この演算を 78.13 kHz 毎に行う場合、1 秒間に複素加算は 7.00×10^7 回、複素乗算は 3.5×10^7 回の演算が必要となる。FPGA 等の高速演算器では、加算、乗算を 100 MHz (10^8) 以上のサイクルで実行することが可能であり、上記の演算を極めて少ない演算負荷で容易に実行することができる。

10

20

30

40

50

【0038】

このように、実施例 1 では、検出除去部 300 は、測定信号を第 1 角周波数 r で復調し、デシメーションフィルタに入力した後、角周波数 n_d ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の周期誤差成分を FFT 等でフーリエ変換演算を行うことにより検出する。このため、 r の角周波数成分が除去され、角周波数 r に対し十分低い角周波数で周期誤差成分を検出するための演算を行うことができる。従って、対象物の位置または変位を測定するヘテロダイン干渉計において、デジタル信号処理の演算負荷を低減してドップラーシフトに対する低次から高次までの様々な周期誤差成分の補正を行い、低コストで高精度な位置または変位を測定することが可能となる。周波数解析部 320 は、周期誤差成分 n_d ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の振幅と位相を算出し、出力する。信号生成部 380 はこの振幅と位相より、測定信号に含まれる周期誤差成分を除去するための信号 A_0, B_0 を生成する。

【0039】

図 3 により信号生成部 380 の動作の説明を行う。周波数解析部 320 より周期誤差成分 n_d ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の振幅 AMP と位相 OFS が入力される。また、位相演算部 60 (または位置演算部 70) より d の暫定値が入力される。 d の暫定値は乗算器 382 にて不要な誤差信号の次数 n ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) と乗算され、 n_d が出力される。サイン/コサイン生成部 384 では、($n_d \times t + \text{OFS}$) の演算が行われ、この値によるサイン信号とコサイン信号が出力される。ここで t は時間である。

【0040】

サイン信号とコサイン信号の生成は、例えば、予め求められたサインとコサインの値をテーブルとしてメモリに保存しておき、($n_d \times t + \text{OFS}$) の値に応じてテーブルを参照してサイン信号とコサイン信号を生成するよう構成してもよい。振幅レンジを 10 bit、時間分解能を 10 bit ($\times 1024$)、とした場合に必要なメモリ容量は、 $10 \text{ bit} \times 1024 = 10.24 \text{ kbit}$ である。サイン/コサイン生成部 384 からのサイン信号とコサイン信号は、乗算器 386, 388 にて振幅 AMP が乗算される。これにより、信号生成部 380 からの出力信号は、周期誤差成分 n_d ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) に対し、振幅と位相が一致した信号となる。

【0041】

乗算器 386, 388 からの出力信号 A_0, B_0 即ち除去信号は、加減算器 302, 304 に入力され、第 1 および第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 からの測定信号に含まれる不要な周期誤差成分を除去する。信号生成部 380 で生成する信号は、測定信号に含まれる周期誤差成分の次数 n ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) に対し、例えば、 $n = 1/2$ の信号のみの場合や、 $n = 1/2, 2, 3$ の複数の信号の場合が有り得る。これらの周期誤差成分は、干渉計を構成する光学部品における反射や散乱、および不完全性により

発生し、周期誤差成分の周波数は、光学部品の配置や特性により異なるため、設計や部品特性に応じて生成する信号を決定すればよい。複数の周期誤差成分を除去する場合、複数の信号生成部 380 を設けて複数の除去信号を生成し、それらの除去信号を加減算器 302, 304 にて加算して、測定信号に含まれる不要な周期誤差成分を除去するよう構成してもよい。

【0042】

実施例 1 のフィルタ 306、周波数解析部 320、信号生成部 380 は、デシメーションフィルタ 30、50 から出力された信号に含まれる周期誤差成分を検出する検出部を構成している。また、加減算器 302, 304 は、デシメーションフィルタ 30、50 から出力された信号から検出部により検出された周期誤差成分を除去して第 2 周波数の成分の信号を出力する除去部を構成している。

10

【0043】

従って、本発明によれば、測定信号を第 1 角周波数 r で復調し、デシメーションフィルタ 30、50 により高調波を除去するとともにそれ以降のデジタル信号処理の処理速度を低下させて周期誤差成分を検出して除去する。これにより、周期誤差成分の検出に必要なデジタル信号処理部の演算負荷を著しく低減させることができ、ドップラシフトに対する低次から高次までの様々な周期誤差成分を除去して高精度で且つ低コストな位置または変位の測定装置を構成することが可能となる。

【0044】

[実施例 2]

20

次に、図 4 に基づいて実施例 2 を説明する。実施例 1 と同じ動作をするものは同じ番号を付け、その説明を割愛する。実施例 1 と異なる構成は、検出除去部 300a である。測定信号に含まれる周期誤差成分の振幅と位相を求めるため、実施例 2 の周期誤差成分を検出し、除去する検出除去部 300a は、実施例 1 で用いたフーリエ変換演算を行う周波数解析部 320 に代わり、第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 を有する。測定信号を角周波数 r で復調して得られた復調信号に対し、更に、 $n \cdot d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の周波数を有する周期誤差成分のコサイン信号またはサイン信号を乗算することにより第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 により復調を行う。

【0045】

図 2 を参照すると、入力信号 ($r + n \cdot d$ 、 $n = 1/2, 1, -1, 2, 3$) に対して復調に用いる信号を r とした場合の復調信号に含まれる周期誤差成分は、左側欄の太実線で囲まれた ($1/2$) d 、 $2 \cdot d$ 、 $3 \cdot d$ である。この時、入力信号 ($r + d$) に対する復調信号の出力は d となり、($r - d$) に対する復調信号の出力は $-d$ となる。このため、両者の周波数は同一となり、合成されてしまうため分離して検出することはできない。一方、高調波成分は、($2 \cdot r + n \cdot d$) の高い周波数となるため、第 1 または第 2 デシメーションフィルタ 30, 50 により除去される。信号生成部 380a では、第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 に入力する $n \cdot d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の周波数を有する周期誤差成分のコサイン信号とサイン信号を生成する。

30

【0046】

図 5 に信号生成部 380a の構成図を示す。位相演算部 60 より d が入力される。実施例 1 で説明したように、位置演算部 70 にて d を算出するよう構成してもよい。 d は乗算器 382 にて周期誤差成分の次数 n ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) と乗算され、 $n \cdot d$ が出力される。サイン/コサイン生成部 384a では、 $n \cdot d \times t$ の演算が行われ、この値によるサイン信号とコサイン信号が出力される。ここで t は時間である。サイン信号とコサイン信号の生成は、例えば、予め求められたサインとコサインの値をテーブルとしてメモリに保存しておき、($n \cdot d \times t$) の値に応じてテーブルを参照してサイン信号とコサイン信号を生成するよう構成してもよい。

40

【0047】

振幅レンジを 10 bit、時間分解能を 10 bit ($\times 1024$)、とした場合に必要なメモリ容量は、 $10 \text{ bit} \times 1024 = 10.24 \text{ kbit}$ である。サイン/コサイン

50

生成部 384a からのコサイン信号とサイン信号は、第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 に入力され、第 2 デシメーションフィルタ 50 からの出力信号を復調する。尚、図 4 では、第 2 デシメーションフィルタ 50 からの信号を第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 により復調しているが、第 1 デシメーションフィルタ 30 からの信号を復調するよう構成しても良い。

【0048】

第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 の出力はフィルタ 307, 308 に入力される。フィルタ 307, 308 は、LPF (Low Pass filter) であってもよいし、CIC フィルタ等によるデシメーションフィルタでもよい。フィルタ 307, 308 からの信号は振幅位相演算部 330 に入力される。

10

【0049】

第 2 同期検波部 20 により周波数変調成分である第 1 周波数 r は除去され、第 2 デシメーションフィルタ 50 の出力は、 d 及び周期誤差成分 n d ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) となる。第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 は、信号生成部 380a からの信号である $\cos(2\pi n x f_d x t)$ と $\sin(2\pi n x f_d x t)$ により、下式 20、21 のような復調信号を生成する。ここで、 V_n は第 2 デシメーションフィルタ 50 からの周期誤差成分の振幅であり、 n は第 2 デシメーションフィルタ 50 からの周期誤差成分の位相である。

$$V_n \times \cos(2\pi n x f_d x t + n) \times \cos(2\pi n x f_d x t) \\ = V_n / 2 \times \{ \cos(n) + \cos(4\pi n x f_d x t + n) \} \cdots (20)$$

20

$$V_n \times \cos(2\pi n x f_d x t + n) \times \sin(2\pi n x f_d x t) \\ = V_n / 2 \times \{ -\sin(n) + \sin(4\pi n x f_d x t + n) \} \cdots (21)$$

【0050】

式 20、式 21 の右辺の第 2 項は高調波成分で、フィルタ 307, 308 で除去される。従って、フィルタ 307, 308 の出力信号は下式 22, 23 で表される。

$$\text{フィルタ 307 の出力} = V_n / 2 \times \cos(n) \cdots (22)$$

$$\text{フィルタ 308 の出力} = -V_n / 2 \times \sin(n) \cdots (23)$$

【0051】

振幅位相演算部 330 は式 22、式 23 で表される入力信号に対し図 6 に示すような演算を行う。即ち、下式 24, 25 の演算を行う。

30

$$\text{振幅 AMP} = \left[\{ V_n / 2 \times \cos(n) \}^2 + \{ -V_n / 2 \times \sin(n) \}^2 \right] \times 2 \\ = V_n \cdots (24)$$

$$\text{位相 OFS} = \arctan \left[\{ -V_n / 2 \times \sin(n) \} / \{ V_n / 2 \times \cos(n) \} \right] \times (-1) \\ = \arctan \{ \sin(n) / \cos(n) \} \cdots (25)$$

【0052】

これにより、周期誤差成分 n d ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の振幅 V_n と位相 n を算出することができる。この振幅と位相より、測定信号に含まれる周期誤差成分を除去するための除去信号を生成する方法は、実施例 1 と同様である。例えば、 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ の光源で、 $j = 4$ 、 $f_d = 78.13 \text{ kHz} \sim 5 \text{ MHz}$ 、即ち、速度 $v = 0.03 \sim 1.94 \text{ m/s}$ 、 $f_r = 20 \text{ MHz}$ における復調信号に含まれる周期誤差成分を検出する場合考える。サンプリング周波数 $f_{sp} = 100 \text{ MHz}$ 、 r による復調後の第 2 のデシメーションフィルタ 50 によるデシメーション周波数 $f_m = 20 \text{ MHz}$ とする。第 3 および第 4 の同期検波部 310, 312 の出力は、式 20、式 21 の右辺第 1 項の周期誤差成分の位相 n と、第 2 項の高調波成分 ($4\pi n x f_d x t + n$) で表される。検出すべき振幅 V_n と位相 n は直流信号で表され、フィルタ 307, 308 により高調波成分を除去する。

40

【0053】

例えば $n = 1/2$ の場合、高調波成分は $2\pi n x f_d = 78.13 \text{ kHz} \sim 5 \text{ MHz}$ と

50

なる。また、図 2 に示した入力信号と x_r による復調信号における信号の振幅は、測定信号である $(r + d)$ と r により生じる d 成分が最も大きい。 $(1/2)d$ で復調した場合、両者の差分である $(1/2)d = 39.07 \text{ kHz}$ が復調信号に現れる。ここで、フィルタ 307, 308 に図 11 に示すようなデシメーションフィルタを用いた場合を考える。デシメーション周波数 $f_{m2} = 100 \text{ kHz}$ とすると、検出すべき振幅 V_n と位相 ϕ_n (直流信号) に対して除去すべき $(1/2)d = 39.07 \text{ kHz}$ (正規化周波数 $= 0.4$ 付近) は、 -60 dB 以下の除去率となり、十分な除去率を得ることができる。

【0054】

このように、実施例 2 では、測定信号を角周波数 r で復調して復調信号を生成し、デシメーションフィルタ 30、50 により高調波を除去するとともにそれ以降のデジタル信号処理の処理速度を低下させる。更に、復調信号に対し周波数 $n \cdot d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) のサイン信号とコサイン信号により復調を行う第 3、第 4 同期検波部 310, 312 と該同期検波部からの信号に対するフィルタ (またはデシメーションフィルタ) 307, 308 を有する。これにより検出すべき周期誤差成分の振幅と位相は直流信号となり、フィルタ 307, 308 により高調波成分が除去され、デジタル信号処理の処理速度を低下させて周期誤差成分を検出して除去することが可能となる。また、実施例 2 では、周期誤差成分 $n \cdot d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の周波数成分を位相演算部 60 または位置演算部 70 で算出した d より生成する。このため対象物が大きな加速度で移動し、 d の値が大きく変化する場合でも正確な $n \cdot d$ の周期誤差成分の信号を生成することができ、より正確に周期誤差成分を検出することが可能となり、高精度な干渉計を構成することができる。

【0055】

実施例 2 における検出除去部 300a で検出および除去可能な測定信号に含まれる周期誤差成分の次数 n は、 $n = 1/2, 2, 3, \dots$ である。例えば、 $n = 1/2$ の信号のみの場合や、 $n = 1/2, 2, 3$ の複数の信号の場合が有り得る。これらの誤差信号は、干渉計を構成する光学部品における反射や散乱、および不完全性により発生し、周期誤差成分の周波数は、光学部品の配置や特性により異なるため、設計や部品特性に応じて生成する周期誤差成分を決定すればよい。複数の周期誤差成分を除去する場合、複数の第 3、第 4 同期検波部、フィルタ、振幅位相演算部、信号生成部を設けて複数の除去信号を生成し、それらの除去信号を加減算器 302, 304 にて加算して、測定信号に含まれる周期誤差成分を除去しうる。

【0056】

なお、実施例 2 では、周期誤差成分の検出に、実施例 1 の FFT に代えて、第 3、第 4 同期検波部 310, 312 と該同期検波部からの信号に対するフィルタ (またはデシメーションフィルタ) 307, 308 を用いる。第 2 のデシメーションフィルタ 50 によるデシメーション周波数 $f_m = 20 \text{ MHz}$ とすると、第 3、第 4 同期検波部 310, 312 の乗算演算の回数は共に 2×10^7 回で、フィルタ (又はデシメーションフィルタ) 307, 308 においても同等の演算回数となる。FPGA 等の高速演算器では、加算、乗算を 100 MHz (10^8) 以上のサイクルで実行することが可能であり、上記の演算を極めて少ない演算負荷で容易に実行することができる。従って、実施例 2 によれば、デジタル信号処理の演算負荷を低減してドップラシフトに対する低次から高次までの様々な周期誤差成分を検出して除去し、低コストで高精度な位置または変位を測定することが可能となる。また、対象物が大きな加速度で移動する場合でも周期誤差成分 $n \cdot d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) を正確に検出することが可能となり、より高精度な干渉計を構成することができる。

【0057】

[実施例 3]

次に、図 7 に基づいて実施例 3 を説明する。実施例 1、実施例 2 と同じ動作をするものは同じ番号を付け、その説明を割愛する。実施例 1 と異なる構成は、周期誤差成分を検出

し除去する検出除去部 300b である。実施例 3 と実施例 1 及び実施例 2 との差異は、測定信号に含まれる $-d$ の周期誤差成分の振幅と位相を検出可能な点である。尚、実施例 3 においても、実施例 1 及び実施例 2 と同様に、 $n = d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) の周期誤差成分を検出することが可能である。

【0058】

測定信号に含まれる周期誤差成分は、干渉計を構成する光学部品における反射や散乱、および不完全性により発生し、周期誤差成分の周波数は、光学部品の配置や特性により異なる。実施例 1 及び実施例 2 では、周期誤差成分 $n = d$ の次数 n ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) において、一つの次数の場合や複数の次数を検出する場合の例を挙げた。しかしながら、光学部品の配置や特性によっては、 $n = -1$ の場合も起こり得る。図 2 に示す通り、入力信号 ($r + n = d$, $n = 1/2, 1, -1, 2, 3$) に対して復調に用いる信号を ($x = r$) とした場合、入力信号 ($r + d$) に対する復調信号の出力は d となり、($r - d$) に対する復調信号の出力は $-d$ となる。このため、両者の周波数は同一となり、合成されてしまうため分離して検出することはできない。

10

【0059】

そこで図 7 に示すように、測定信号に含まれる周期誤差成分の振幅と位相を求めるため、測定信号の A/D 変換器 8 の出力を第 3、第 4 同期検波部 310, 312 に入力し、変調成分と周波数 ($r - d$) のサイン信号及びコサイン信号とにより復調を行う。この場合、復調信号において、図 2 の中央の $x = (r - d)$ の出力の太実線で囲まれた 0、即ち、直流信号が検出すべき周期誤差成分 $-d$ の信号成分となる。その他の周期誤差成分 $n = d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$) は、 $(3/2)d, 2d, 3d, 4d$ となり、 d の高調波となる。

20

【0060】

図 8 に信号生成部 380b の構成図を示す。位相演算部 60 より d が入力される。実施例 1 で説明したように、位置演算部 70 にて d を算出するよう構成してもよい。 d は乗算器 382 にて次数 $n = -1$ と乗算され、 $(-d)$ が出力される。一方、PLL 250 からの基準信号に同期したサイン信号とコサイン信号が入力され、サイン/コサイン生成部 384b で、 $(r - d) \times t$ の演算が行われ、この値によるサイン信号とコサイン信号が出力される。ここで t は時間である。尚、PLL 250 からの信号は、基準信号に同期した角周波数信号 r であってもよい。

30

【0061】

サイン信号とコサイン信号の生成は、例えば、予め求められたサインとコサインの値をテーブルとしてメモリに保存しておき、 $(r - d) \times t$ の値に応じてテーブルを参照してサイン信号とコサイン信号を生成するよう構成してもよい。振幅レンジを 10 bit、時間分解能を 10 bit ($\times 1024$)、とした場合に必要なメモリ容量は、 $10 \text{ bit} \times 1024 = 10.24 \text{ kbit}$ である。サイン/コサイン生成部 384b からのコサイン信号とサイン信号は、第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 に入力され、測定信号の A/D 変換器 8 からの出力信号を復調する。

【0062】

第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 の出力はフィルタ 307, 308 に入力される。フィルタ 307, 308 は、LPF (Low Pass filter) であってもよいし、CIC フィルタ等によるデシメーションフィルタでもよい。フィルタ 307, 308 からの信号は振幅位相演算部 330 に入力される。また、サイン/コサイン生成部 384b では、振幅位相演算部 330 からの位相 OFS 信号により、 $(-d) \times t + \text{OFS}$ の演算が行われ、この値によるサイン信号とコサイン信号が出力される。これ以外の構成と動作は、実施例 1 及び実施例 2 と同様である。

40

【0063】

ここで、第 3 および第 4 同期検波部 310, 312 からの復調信号は、信号生成部 380b からの信号である $\cos\{2 \times (f_r - f_d) \times t\}$ と $\sin\{2 \times (f_r - f_d) \times t\}$ により、式 26, 式 27 のような信号を生成する。ここで、 V_n はデシメーシ

50

ョンフィルタからの周期誤差成分の振幅、 n はデシメーションフィルタからの周期誤差成分の位相である。

$$V_n \times \cos \{ 2 \times (f_r - f_d) \times t + n \} \times \cos \{ 2 \times (f_r - f_d) \times t \} \\ = V_n / 2 \times \{ \cos (n) + \cos (4 \times (f_r - f_d) \times t + n) \} \cdots (26)$$

$$V_n \times \cos \{ 2 \times (f_r - f_d) \times t + n \} \times \sin \{ 2 \times (f_r - f_d) \times t \} \\ = V_n / 2 \times \{ -\sin (n) + \sin (4 \times (f_r - f_d) \times t + n) \} \cdots (27)$$

10

【0064】

式26、式27の右辺第2項は高調波成分で、フィルタ307, 308で除去される。右辺第1項が検出すべき周期誤差成分 $-d$ の成分で、振幅と位相が直流信号として検出される。従って、フィルタ307, 308の出力信号は実施例2で説明した式22、式23で表される。

【0065】

以上、実施例3として測定信号に含まれる $-d$ の周期誤差成分の振幅と位相の検出方法に関する説明を行ったが、実施例1及び実施例2と同様に、 $n = d$ ($n = 1/2, 2, 3, \dots$)の周期誤差成分を検出することが可能である。図2の右側に入力信号 $x(r + 2d)$ とした場合の復調信号の周波数成分を示す。この場合、太実線で囲まれた0、即ち、直流信号が検出すべき周期誤差成分 $+2d$ の成分となる。その他の周期誤差成分 $n = d$ ($n = 1/2, 1, -1, 3, \dots$)は、 $(-3/2)d, -d, -3d, d$ となり、 d の高調波となる。これらの高調波はフィルタ307, 308で除去される。

20

【0066】

実施例3の実施例2との差異は、測定信号を角周波数 $(r + n \cdot d)$ ($n = 1/2, -1, 2, 3, \dots$)の周波数成分を有するサイン信号とコサイン信号により復調して復調信号を生成する第3および第4同期検波部310, 312の動作周波数である。例えば、第3および第4同期検波部310, 312は、サンプリング周波数 $f_{sp} = 100 \text{ MHz}$ で測定信号と $(r - d)$ の乗算を行う。それ以降のフィルタ307, 308によるデシメーション周波数は、実施例2と同様で、例えば、 $f_{m2} = 100 \text{ kHz}$ として振幅位相演算部330を構成することができる。従って、実施例3においても、変調 r の周波数に対し十分低い周波数で周期誤差成分を検出するための演算を行うことができる。例えば、第3および第4同期検波部310, 312の周波数を $f_{sp} = 100 \text{ MHz}$ とすると、乗算演算の回数は、それぞれ 10^8 回である。フィルタ(またはデシメーションフィルタ)307, 308以降はデシメーション周波数を例えば $f_{m2} = 100 \text{ kHz}$ とすると、演算回数は著しく低減される。FPGA等の高速演算器では、加算、乗算を 100 MHz (10^8)以上のサイクルで実行することが可能であり、上記の演算を極めて少ない演算負荷で容易に実行することができる。

30

【0067】

このように、実施例3では、測定信号を角周波数 $(r + n \cdot d)$ ($n = 1/2, -1, 2, 3, \dots$)の周波数成分を有するサイン信号とコサイン信号により復調して復調信号を生成し、フィルタ307, 308により r の周波数成分及び高調波が除去される。これにより検出すべき周期誤差成分の振幅と位相は直流信号となり、 r の周波数に対しデジタル信号処理の処理速度を低下させて周期誤差成分を検出して除去することが可能となる。また、誤差信号 $-d$ の成分を位相演算部60または位置演算部70で算出した d より生成する。このため対象物が大きな加速度で移動し、 d の値が大きく変化する場合でも正確な $n \cdot d$ の信号を生成することができ、より正確に誤差信号を検出することが可能となり、高精度な干渉計を構成することができる。

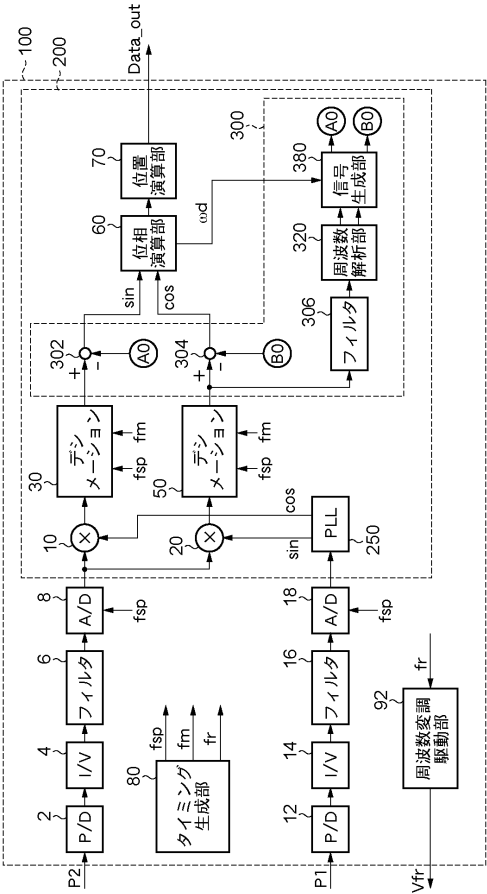
40

【0068】

50

従って、実施例 3 によれば、デジタル信号処理の演算負荷を低減してドップラーシフトに対する低次から高次までの様々な周期誤差成分を検出して除去し、低コストで高精度な位置または変位を測定することが可能となる。また、対象物が大きな加速度で移動する場合でも周期誤差成分 $n \cdot d$ ($n = 1 / 2、2、3、\cdots$) を正確に検出することが可能となり、より高精度な干渉計を構成することができる。

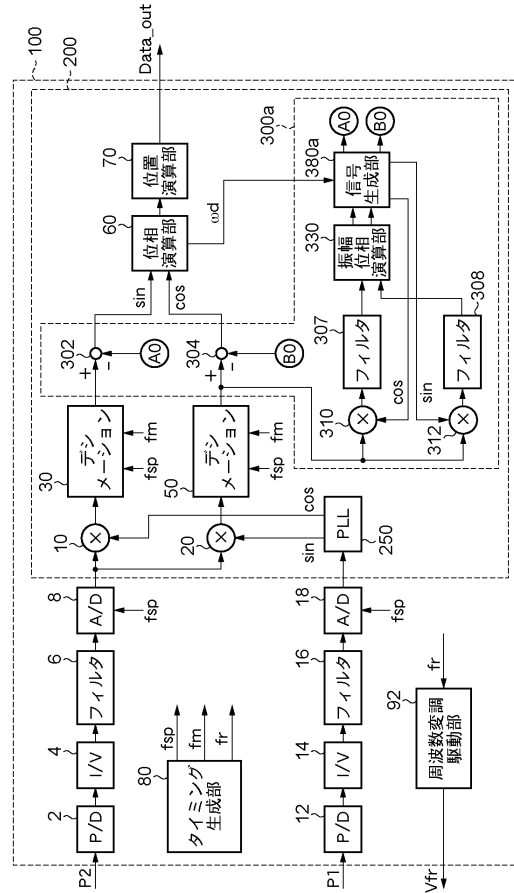
【 図 1 】



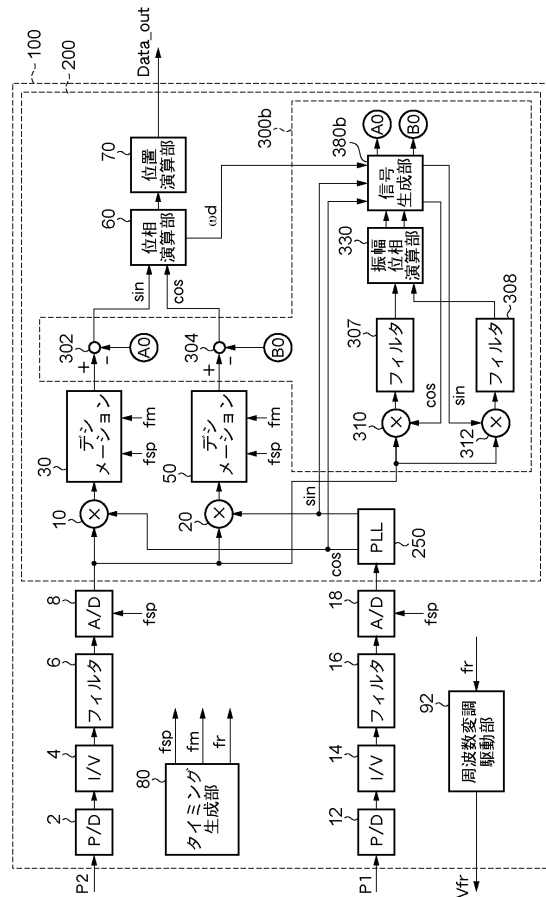
【 図 2 】

入力信号	$x(\omega t)$		$x(\omega t - \omega d)$		$x(\omega t + 2\omega d)$	
	出力	高調波	出力	高調波	出力	高調波
$\omega t + (1/2)\omega d$	$(1/2)\omega d$	$2\omega t + (1/2)\omega d$	$(3/2)\omega d$	$2\omega t - (1/2)\omega d$	$(-3/2)\omega d$	$2\omega t + (5/2)\omega d$
$\omega t + \omega d$ (信号)	ωd	$2\omega t + \omega d$	$2\omega d$	$2\omega t$	$-\omega d$	$2\omega t + 3\omega d$
$\omega t - \omega d$	$-\omega d$	$2\omega t - \omega d$	0	$2\omega t - 2\omega d$	$-3\omega d$	$2\omega t + \omega d$
$\omega t + 2\omega d$	$2\omega d$	$2\omega t + 2\omega d$	$3\omega d$	$2\omega t + \omega d$	0	$2\omega t + 4\omega d$
$\omega t + 3\omega d$	$3\omega d$	$2\omega t + 3\omega d$	$4\omega d$	$2\omega t + 2\omega d$	ωd	$2\omega t + 5\omega d$

【 図 4 】

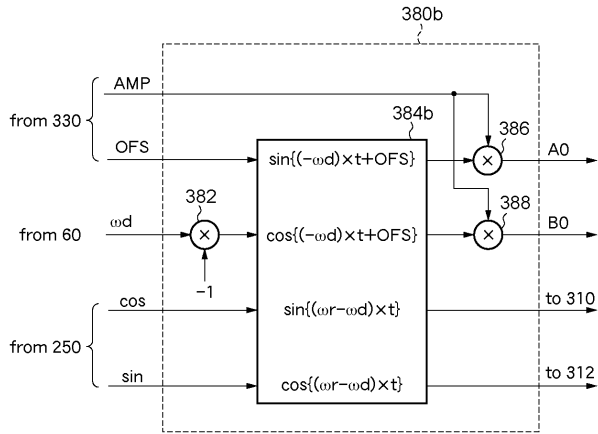


【 図 7 】

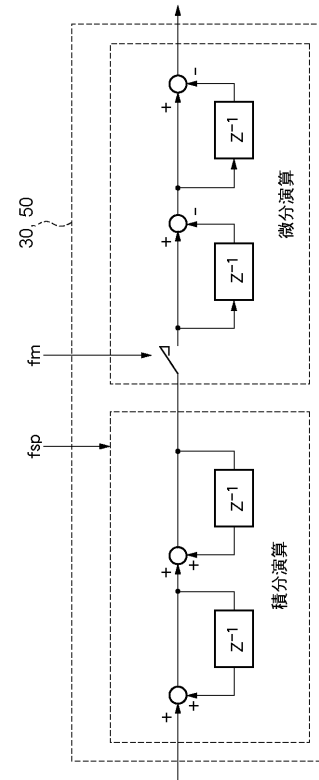


Block diagram of a vector magnitude and phase calculation unit 330. It receives inputs X (from 306) and Y (from 308). Inside the block, the magnitude is calculated as $\sqrt{X^2 + Y^2}$ and the phase as $\text{atan}(Y/X)$. The block outputs two signals: AMP (amplitude) and OFS (offset/phase), which are then sent to 380a.

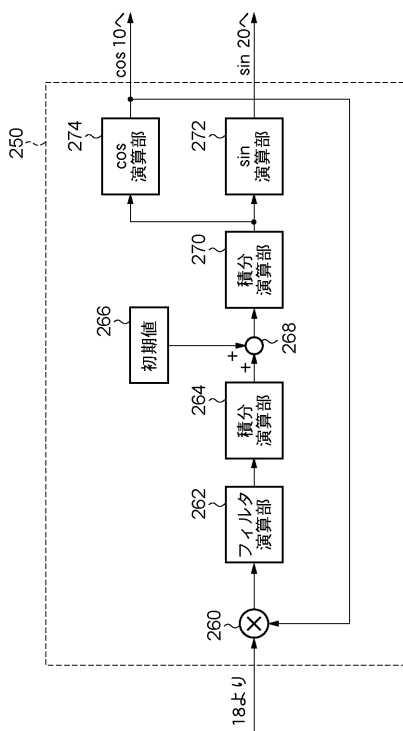
【図 8】



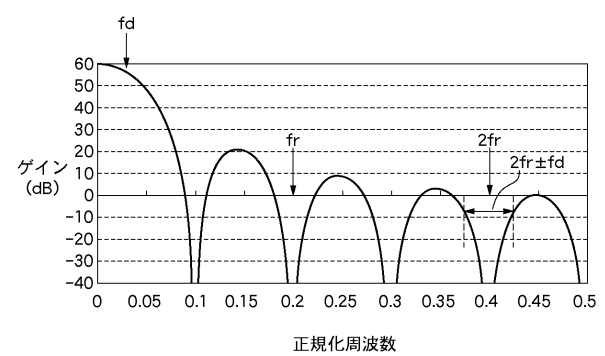
【図 9】



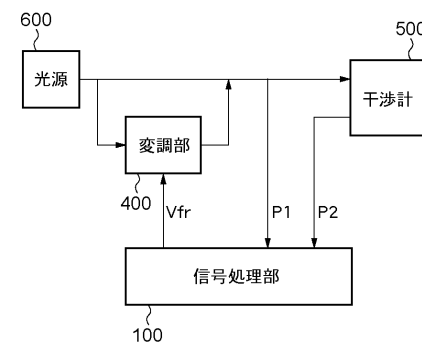
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 岡田 芳幸

東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

Fターム(参考) 2F065 AA01 QQ16 QQ25