高周波キャリア型薄膜磁界センサの 位相差検出による交流磁界測定装置の開発

Development of an AC Magnetic Field Measurement System Using Phase Difference Detection of a High-Frequency-Carrier Magnetic Field Sensor

小澤哲也・馬渡宏・藪上信・石山和志・荒井賢一

東北大学電気通信研究所, 仙台市青葉区片平 2-1-1 (〒980-8577)

T. Ozawa, H. Mawatari, S. Yabukami, K. Ishiyama, and K. I. Arai

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University, 2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan

The impedance and phase characteristic of a magnetic thin film changes when a magnetic field is applied. The high-frequency-carrier magnetic field sensor, also called a GMI sensor, employs this phenomenon as its principle. We directed our attention to the change in the phase characteristic, and measured the dc magnetic field by measuring the phase as a phase difference, using the dual-mixer time-difference method. We optimized the method and the continuous sampling condition to measure the phase difference, and developed an efficient system for measuring the continuous sampling phase difference with low noise. The system was successfully used to measure the ac magnetic field by continuous sampling of the phase difference of a high-frequency-carrier magnetic field sensor.

Key words: magneto-impedance, magnetic thin film, dual-mixer time-difference (DMTD), phase difference, high-frequency-carrier thin-film magnetic field sensor, jitter, time interval analyzer

1. はじめに

磁性薄膜に磁界が加えられると磁性薄膜のインピーダンスが変化する現象, いわゆる磁気インピーダンス効果が生じる. 高周波キャリア型薄膜磁界センサ(磁気インピーダンスセンサ)は, 磁性薄膜に高周波キャリアを通電することにより, そのインピーダンスの変化量を促進して検出することを原理としたセンサであり, 高感度な磁界センサとして応用できる. また, センサ自体の形状が簡単であるので, 容易に薄膜化しやすく, 高密度に配置することが可能であり, その結果, 高い空間分解能を得ることができるので, 脳磁界などの生体磁界情報の測定などに応用が期待される. われわれは高周波キャリアを通電している磁性薄膜センサに対して, 交流磁界が加えられたことで発生するインピーダンスの変化を利用した振幅変調をスペクトラムアナライザで測定することにより, 高感度磁気センサとしての評価を報告してきた¹⁾²⁾. しかし, この振幅変調方式は高周波キャリアの信号源が持つ位相ノイズの影響により低周波の交流磁界における振幅変調成分を検出できなくなる問題があり, 直流磁界の変化や脳磁界測定に向けた 1 kHz 程度の低周波磁界変化の測定が困難である. そこで, われわれは高周波キャリア型薄膜磁界センサのインピーダンス変化に伴って生じる位相成分の変化に着目して, センサを通して位相変化の影響を受けたキャリアとセンサを通していないキャリアとの間に生じる位相差を DMTD (Dual-Mixer Time-Difference) 法³⁾⁴⁾とタイ

ムインターバルカウンタを用いることにより時間差として測定することで, 磁界測定感度の評価を行ない報告してきた⁵⁾. しかし, この報告で使用したタイムインターバルカウンタは, 位相差を連続サンプリングできず, また最もシステムノイズを抑えられる最適な条件下で DMTD 方法が行なわれていなかったために, 測定結果は平均値として取り扱わなければならない, 結果として測定できる磁界の情報は直流磁界だけに限定されてしまう問題があった. 本論文では, 1 周期毎に連続サンプリングが可能なタイムインターバルアナライザを導入して, なおかつ平均化処理なしで高分解能で位相差の連続サンプリングが可能な DMTD の条件を検討した. その結果, 高周波キャリア型薄膜磁界センサに磁界が加えられたときの位相差変化を高分解能で連続サンプリングすることが可能になり, 位相差測定方法では初めて交流磁界が測定可能となったことを報告する.

2. DMTD による位相差測定の原理

高周波キャリア型薄膜磁界センサのインピーダンス変化を原理とした振幅変調方式で用いられているキャリアの周波数は 400 MHz 程度であるので, 位相差測定方法に対しても使用するキャリアは同帯域を使用することが予想される. 一方, 位相差測定による磁界測定分解能は, 位相差測定の分解能に依存するので, 可能な限り高精度で位相差測定を行なう必要があるが, このような高周波の位相差測定は, 周期が短いために位相差に相当する時間の差は, 非常に小さく, 測定が困難である. 本論文では, 高周波キャリア型薄膜センサを通過した後の高周波キャリアとセンサを通していない高周波キャリアを低周波にダウンコンバートして, 周期を長く引き伸ばし, 時間差に相当する位相差を高精度で測定する DMTD 方法を採用している.

DMTD 方法を採用した実験回路の概略図を Fig. 1 に示す. ミキサは RF (Radio Frequency) port と LO (Local Oscillator) port の入力端子と IF (Intermediate Frequency) port の出力端子から構成されているダブル バランスド タイプ (R&K M6CA) を用いた. RF 信号源 (Agilent Technology 8664A) から生成されたキャリアは 3 抵抗パワースプリッタで 2 分割されて, 一方のキャリアはセンサを通過させており, もう一方のキャリアは位相調整用の移相器を通過させた後, 双方のキャリアは個々のミキサの RF port に接続される. また, LO 信号源 (Agilent Technology 8648B) の出力も, 3 抵抗パワースプリッタで 2 分割されて, 個々のミキサの LO port に入力される. 入力された RF 信号と LO 信号によりミキ

Fig. 1 Dual-mixer time-difference system.

すは、 $f_{IF} = |n \times f_{RF} \pm m \times f_{LO}|$ の信号 (m と n は任意の正の整数) を IF 信号として出力する。ここで必要な周波数は $f_{RF} - f_{LO}$ 周波数成分のみであるので、 $f_{RF} - f_{LO}$ 周波数成分を通過帯域とする周波数可変のフィルタを接続している。その前段にあるアンプは減衰した IF 信号を増幅するために用いている。また、バンドパスフィルタを通過した信号は正弦波であり、時間差測定に適した矩形波ではない。そこで、フィルタ通過後の信号は、コンパレータを使用することで、正弦波を TTL 信号に変換している。そして、高周波キャリア型薄膜磁界センサを通過していない信号と通過した信号の時間差をタイムインターバルアナライザ (横河電機 TA720) で連続サンプリングして、位相差を求める方法とした。また、全ての機器は、装置間の時間精度を向上させるためにキャリア信号源の内部基準クロック 10 MHz でフェーズロックさせている。

3. 位相差測定条件の最適化の検証

3.1 タイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーによる位相差測定分解能への影響

DMTD 方法を適用すると、位相情報は保持されながら低周波に変換されるために、時間差測定の分解能が改善されて磁界測定の分解能が向上する。しかし、実際にはタイムインターバルアナライザ固有の時間差測定誤差の内部ジッタエラーが存在するので、この内部ジッタエラーが時間差測定の分解能であり位相差測定の分解能が決定する。そこで、タイムインターバルアナライザの有する内部ジッタエラーが位相差測定分解能に与える影響を検討した。DMTD 方法において位相差を測定する IF 信号の周波数を f_{IF} とすると、内部ジッタエラー $T_{int-jitter}$ (sec_{rms}) による位相差測定分解能 $\phi_{int-jitter}$ (deg_{rms}) は、次式で求められる。

$$\phi_{int-jitter} = 360 \cdot f_{IF} \cdot T_{int-jitter} \quad (1)$$

この(1)式に使用するタイムインターバルアナライザの仕様上の内部ジッタエラー 100 ps_{rms} を代入して求められた位相差ジッタエラーを Fig. 2 に示す。

Fig. 2 Phase difference jitter error calculated from the internal jitter error of the Time Interval Analyzer.

タイムインターバルアナライザを用いて、高周波の位相差情報と低周波の位相差情報を測定したときの測定分解能を比較すると、双方の位相情報が同じ値であっても、位相差を時間差に換算すると、高周波における時間差の方が短く、時間差測定分解能が不足するので、位相差測定の分解能は低下することがわかる。そのために、できるだけ低周波に変換すれば位相差測定の分解能が改善されて磁界測定の分解能が向上することになる。しかし、実際には極端に低周波へ変換すると、位相差測定は 1 周期毎に行なわれるので、サンプリングレートが低下して交流磁界の測定が不可能になる問題が生じる。

3.2 信号源固有の周波数ジッタによる位相差測定分解能への影響

実際の RF 信号の周波数 f_{RF} と LO 信号の周波数 f_{LO} は、RF 信号源の内部基準クロックにより LO 信号源をフェーズロックしていても、RF 信号源の内部で常時わずかに変動する周波数ジッタが存在する。その結果、RF 信号源と LO 信号源には個々の周波数ジッタを有することになる。個々の信号源の周波数ジッタが多い場合、ミキサで生成される IF 信号にも多くの周波数ジッタが含まれ

る結果となり、位相差測定時の位相差ジッタエラーが増加する原因となる。

そこで、使用する RF 信号と LO 信号が有する周波数ジッタの特性を測定して、ミキサで生成される IF 信号の周波数ジッタの予測を行なった。そして、IF 信号の周波数ジッタの影響で発生する位相差ジッタエラーを予測した。測定は、ユニバーサルカウンタ (Stanford Research Systems SR620) を使用して、GATE 幅 1 sec として双方の信号源の出力信号 (14 dBm) の立ち上がりの数をカウントして周波数とした。

RF 信号と LO 信号の周波数ジッタの測定結果を Fig. 3 に示す。双方の信号には周波数ジッタが確認されるが、ほとんど一致しているため、双方の信号源は確実にフェーズロックされていることがわかる。ここで $f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ 周波数成分以外の不要な周波数成分を発生しない理想的なミキサを使用したと仮定したとき、双方の信号源固有の周波数ジッタがミキサで生成される IF 信号の周波数ジッタとして与える影響は、次式で表現できる。

$$f_{\text{IF-jitter}} = (f_{\text{RF-jitter}}^2 + f_{\text{LO-jitter}}^2)^{1/2} \quad (2)$$

ここで、 $f_{\text{IF-jitter}} (\text{Hz}_{\text{rms}})$ は IF 信号の周波数ジッタ、 $f_{\text{RF-jitter}} (\text{Hz}_{\text{rms}})$ は RF 信号の周波数ジッタ、 $f_{\text{LO-jitter}} (\text{Hz}_{\text{rms}})$ は LO 信号の周波数ジッタである。但し、この表現では、周波数ジッタは測定に使用した GATE 幅 1 sec で平均化されているので、位相差ジッタエラーの予測計算を行なうには、IF 信号の 1 周期毎の周波数ジッタに換算しなければならない。GATE 幅 1 sec の周波数ジッタを IF 信号の 1 周期毎の周波数ジッタに換算する場合は、算出平均における確率誤差を考慮した次式を使用する。

$$f_{\text{IF-jitter}} = (f_{\text{RF-jitter}}^2 + f_{\text{LO-jitter}}^2)^{1/2} \cdot f_{\text{IF}}^{1/2} \quad (3)$$

ここで、 $f_{\text{IF}} (\text{Hz})$ は IF 信号の周波数である。求めた IF 信号の周波数ジッタから、位相差ジッタエラーは次式で計算できる。

$$\phi_{\text{IF-jitter}} = 360 \cdot (f_{\text{IF-jitter}} / f_{\text{IF}}) \quad (4)$$

ここで、 $\phi_{\text{IF-jitter}} (\text{deg}_{\text{rms}})$ は IF 信号に発生する位相差ジッタエラーとなる。求めた位相差ジッタエラー $\phi_{\text{IF-jitter}}$ は、1 周期毎にどれだけの位相差ジッタエラーが生じるかの指標であるため、位相差が 180 deg であるときの位相差ジッタエラーは半分を取るようになる。この点を考慮して、RF 信号の周波数を 500 MHz 固定の条件で IF 信号の周波数を変化させた場合に予想される位相差位相差ジッタエラーの関係を Fig. 4 に示す。

ミキサで混合させて生成される IF 信号の周波数 f_{IF} が低い場合、位相差ジッタエラーが多く含まれる結果となった。これは IF 信号として $f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ 周波数成分以外の不要な周波数成分を発生しない理想的なミキサを使用した場合、IF 信号の周波数 f_{IF} は $f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ で表されるが、実際の RF 信号の周波数 f_{RF} と LO 信号の周波数 f_{LO} には各々周波数ジッタが含まれているため、 f_{IF} を小さく設定すると、 f_{IF} に対して信号源が持つ周波数ジッタの割合が多くなるためである。従って、位相差測定の分解能を向上させるために採用し

Fig. 3 Measured jitter of a radio frequency signal source and local oscillator signal source.

Fig. 4 Phase difference jitter error calculated from the intermediate frequency signal jitter.

た DMTD 方法を使用するとき、極端に IF 信号を低周波に変換することは、位相差ジッタエラーが増加する原因となることがわかる。

3.3 最適な IF 信号の周波数の予測

$f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ 周波数成分以外の不要な周波数成分を発生しない理想的なミキサを使用した場合に、信号源固有の周波数ジッタから予測される位相差ジッタエラー $\phi_{\text{IF-jitter}}$ とタイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーによる位相差ジッタエラー $\phi_{\text{int-jitter}}$ は次式の関係で加算される。

$$\phi_{\text{jitter}} = (\phi_{\text{IF-jitter}}^2 + \phi_{\text{int-jitter}}^2)^{1/2} \quad (5)$$

但し、ここで得られる位相差ジッタエラーは、1 サンプル当たりに見える位相差ジッタエラーであり、サンプリングレートを考慮していない。つまり、位相差ジッタエラーが大きいてもサンプリングレートが高ければ算術平均により確率誤差は低下することを

Fig. 5 Phase difference jitter error calculated from the intermediate frequency signal jitter and the internal jitter error of the Time Interval Analyzer.

考慮していない。そのためにサンプリングレートを考慮して位相差ジッタエラーを評価するには、次式を用いる。

$$\phi_{\text{jitter}} = (\phi_{\text{IF-jitter}}^2 + \phi_{\text{int-jitter}}^2)^{1/2} / f_{\text{IF}}^{1/2} \quad (6)$$

(6)式における位相差ジッタエラー ϕ_{jitter} の単位は $\text{deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ となる。また、 f_{IF} はIF信号の周波数であるが、連続サンプリングを行なうので、IF信号の周波数 f_{IF} は位相差測定のサンプリングレートに等しい。(6)式を用いて計算した結果をFig. 5に示す。

位相差が大きい場合、信号源固有の周波数ジッタによる位相差ジッタエラーの影響が優先的に現れるために、IF信号の周波数が大きいほど位相差ジッタエラーが小さくなることがわかる。位相差が小さい場合は、信号源固有の周波数ジッタによる位相差ジッタエラーの影響が減少して、位相差測定の分解能が向上することが確認できるが、タイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーの影響により、位相差ジッタエラーが一定の値に収束するようになる。従って、位相差を極力小さくした状態で位相差の測定を行えば、位相差測定分解が優れていることがわかる。しかし、極端に位相差 ϕ を小さくして位相差測定を行なうと、位相差の測定範囲が $\pm\phi$ の範囲内に限定されてしまうために、交流磁界測定時におけるダイナミックレンジを低下させる問題が生じる。ここでは、位相差1 degの測定時を仮定して考察する。位相差1 degの測定時の場合、最も位相差ジッタエラーを少なく測定できる最適なIF信号の周波数は、10 kHzから15 kHz程度であることが予測された。

3.4 実測による最適なフィルタ設定の検証

理想的なミキサは $f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ 周波数成分以外の不要な周波数成分を発生しないが、実際のミキサは僅かながら $|n \times f_{\text{RF}} \pm m \times f_{\text{LO}}|$ の信号(m と n は任意の正の整数)の周波数成分を生成する。また、Fig. 1に見られるように、ミキサの出力を増幅するためにアンプを導入しており、アンプの導入によってもランダムな振幅ノイ

Fig. 6 Dependence on the cutoff frequency of the bandpass filter.

ズが生成される。これらの不要な周波数成分やノイズは、時間差測定エラーを生じる原因となるトリガータイミングエラーを引き起こす原因となるために $f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ 周波数成分を通過帯域としたバンドパスフィルタを使用して除去する必要がある。しかし、急峻な通過帯域を持つバンドパスフィルタは周波数に対して急峻に位相が変化する特性を有しているため、IF信号の僅かな周波数ジッタの影響で位相変動を引き起こす原因になると考えられる。したがって、不要な周波数成分を除去しつつ、大きな位相変動を引き起こさない最適なバンドパスフィルタの通過帯域の設定を検証する必要がある。そこでFig. 1における高周波キャリア型薄膜磁界センサ部分を取り除いた状態で、最も位相差ジッタエラーが少なくなることが予想される10 kHzにIF信号の周波数を固定して、200 Hz-10 kHz, 200 Hz-30 kHz, 200 Hz-50 kHz, 200 Hz-100 kHzの4種類の通過帯域を持つバンドパスフィルタで信号処理を行なったときの位相差-位相差ジッタエラー特性を測定した。ここで、使用したバンドパスフィルタは4次バターワース特性であり、低周波側のカットオフ周波数は、商用周波数の50 Hzとその2次高調波を除去できるように200 Hz固定としている。また、RF信号は500 MHz, 14 dBmで固定、LO信号源は19 dBm一定として、ミキサに規定されているLO portのドライブレベルの電力を与えた。また、ミキサのIF端子に接続されているアンプでは、バンドパスフィルタの入力電圧範囲 ± 10 Vに合うようにIF信号を増幅させた。位相差-位相差ジッタエラーのバンドパスフィルタの通過帯域による依存性の測定結果をFig. 6に示す。また、使用したバンドパスフィルタの位相特性をFig. 7に示す。

通過帯域が200 Hz-10 kHzの場合は、カットオフ周波数とIF信号の周波数が等しいために $f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ 周波数成分以外に不要な高調波成分は除去されるので、 $f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}$ 周波数成分だけを含む理想に近いIF信号に処理される。しかし、Fig. 7で確認できるようにIF信号の周波数とカットオフ周波数が等しい場合、フィルタの周波数-位相特性が最も急峻に変化するので、IF信号に含まれている周波数ジッタにより位相の変動が最も大きく生じやすい設定にな

Fig. 7 Measured phase characteristic of the bandpass filter.

る。そのために、Fig. 6 で確認できるようにカットオフ周波数を IF 信号より高周波側に設定した 200 Hz-30 kHz のバンドパスフィルタや 200 Hz-50 kHz のバンドパスフィルタで信号処理をしたときよりも 200 Hz-10 kHz のバンドパスフィルタ使用時の位相差ジッタエラーは大きくなる。

IF 信号の周波数 10 kHz を通過帯域が 200 Hz-100 kHz のバンドパスフィルタで信号処理した場合は、Fig. 7 で確認できるように 10 kHz 時のバンドパスフィルタの周波数-位相特性が 4 種類のフィルタの中で最も緩やかな特性を有しているため、IF 信号に含まれている周波数ジッタにより位相の変動が発生しにくい設定になる。しかし、通過帯域が広くなるので、 $f_{RF} - f_{LO}$ 周波数成分以外の不要な周波数成分が含まれた IF 信号が生成されて、位相差ジッタエラーが増える結果となる。したがって、Fig. 6 で確認できるように 200 Hz-30 kHz や 200 Hz-50 kHz の通過帯域を有するバンドパスフィルタで信号処理をしたときより 200 Hz-10 kHz のバンドパスフィルタ使用時の位相差ジッタエラーは大きくなる。

次に、通過帯域が各々 200 Hz-10 kHz, 200 Hz-30 kHz, 200 Hz-50 kHz, 200 Hz-100 kHz の特性を持つ 4 種類のバンドパスフィルタに、通過帯域範囲内で IF 信号の周波数を変化させたときの得られる位相差ジッタエラーの最小値のみをまとめたものを Fig. 8 に示す。

Fig. 8 で確認できるように IF 信号の周波数が高い場合は、3.1 章で予測していたようにタイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーの影響で位相差ジッタが多くなる。また、IF 信号の周波数が低い場合は、3.2 章にて予測していたように信号源の周波数ジッタの影響で位相差ジッタエラーが増加している傾向がわかる。更に、バンドパスフィルタの高域カットオフ周波数と IF 信号の周波数が近い場合、IF 信号の周波数ジッタとフィルタの位相特性から位相差ジッタエラーが増加する傾向が確認できる。Fig. 8 により位相差ジッタエラーが最も小さいの条件は、IF 信号の周波数を 15 kHz に設定して、200 Hz-50 kHz の通過帯域を持つバンドパスフィルタを通過させるときであり、そのときの最小ジッタエラーの値は $1.18 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ を得た。予測値と実測値を比較す

Fig. 8 Minimum phase difference jitter error.

Fig. 9 Measured phase difference jitter error and calculated value.

るために、この最適条件下における位相差-位相差ジッタエラーの実測値と 3.3 章で得られる予測値を重ねた結果を Fig. 9 に示す。

予測値と実測値を比較すると、実測値の方が全体的に位相差ジッタエラーが多く、位相差が 1 deg 時における予測値は $4.49 \times 10^{-6} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ であるのに対して、実測値は $1.18 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ であり、2.6 倍の格差がある。これは、予測値では $f_{RF} - f_{LO}$ 周波数成分以外の不要な周波数成分を全く生成しない理想的なミキサを仮定しており、実際の DMTD 方法で使用されているアンプとバンドパスフィルタ、コンパレータによるノイズ増加の影響を考慮していないためである。また、実際の DMTD 方法ではミキサとアンプ、バンドパスフィルタ、コンパレータが 2 組ずつ使用されているが、それらの位相特性が完全に同じであることはないため、予測値よりも位相差ジッタエラーを増加させる原因となる。しかし、予測値と実測値の位相差ジッタエラーの特性は酷似しており、本論文で開発された DMTD 方法による位相差測定装置は、信号源とタイムインターバルアナライザの仕様から決定される測定能力の限界を概ね達成していると考えられる。

Fig. 10 Minimum phase difference jitter error calculated from the signal source frequency jitter.

Fig. 11 Measured minimum phase difference jitter error of the phase difference measurement system.

3.5 位相差測定条件の最適化のまとめ

更に位相差ジッタエラーを減少させて位相差測定分解能を向上させる方法としては、安定性の高い信号源を採用して周波数ジッタを減少させる方法が考えられる。安定性の高い信号源を採用することで現状の信号源よりも周波数ジッタを10分の1と100分の1に減少できたと仮定した場合において、位相差が1 deg 時の位相差ジッタエラーについてまとめたものを Fig. 10 に示す。IF 信号の周波数が 10 kHz 以上の場合には位相差ジッタエラーがほとんど同じ値を示し、信号源の安定性を改善しても位相差測定の分解能が改善しないことがわかる。これは、タイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーによる測定分解能の影響が大半を占めているためである。IF 信号が 1 kHz 程度まで低くなると、タイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーにより制限される測定分解能の影響が少なくなり、信号源の周波数ジッタ減少の効果が反映されて、発生する位相差ジッタエラーも減少することがわかるが、同時に位相差測定のサンプリングレートが低下することにもなる。したがって、サンプリングレートが 10 kHz 程度以上である必要があるアプリケーションに応用する場合、例えば 1 kHz

Fig. 12 High-frequency carrier thin film sensor.

程度の交流磁界成分を持つ脳磁界測定に応用する場合を考えている場合、現在使用している信号源よりも安定性の高い信号源を使用しても、これ以上の位相差測定分解能を得ることはできないということがわかる。したがって、1 kHz 程度の交流磁界成分の測定を行なう場合には、現在の位相差測定装置の持つ測定分解能が限界性能であることがわかる。

Fig. 11 は、高周波キャリア型薄膜磁界センサに通電させるキャリアに相当する RF 信号の周波数を 250 MHz から 1000 MHz まで変化させたときの位相差ジッタエラーの最小値をまとめたものである。DMTD 方法の条件は、先に最適な結果を得た IF 信号の周波数を 15 kHz に設定、200 Hz-50 kHz の通過帯域を持つバンドパスフィルタを通過させる条件とした。Fig. 3 にみられるように信号源の周波数が高くなると僅かに周波数ジッタが増える傾向にあるので、Fig. 11 で示される位相差ジッタエラーの最小値も RF 信号の周波数が 250 MHz から 1000 MHz に変化すると、位相差ジッタエラーは $1.16 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ から $1.26 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ へ僅かに増加する結果を得た。

4. 位相差測定による交流磁界測定

最適化された DMTD 方法による連続サンプリング位相差測定装置に高周波キャリア型薄膜磁界センサを導入して交流磁界の測定を行なった。使用した高周波キャリア型薄膜センサ²⁾の写真を Fig. 12 に示す。CoNbZr 薄膜を RF スパッタリングにより成膜している。センサのパターンは、リフトオフプロセスにより作成した。磁化容易軸は、熱処理により短冊軸方向へ付与した。センサの寸法は、長さ 1 mm、幅 20 μm 、膜厚 4.1 μm の 3 ターンで構成されるミアンダーパターンである。ネットワークアナライザを使用して、この高周波キャリア型薄膜センサに 500 MHz のキャリア (RF 信号) を通電したときの直流磁界に対するインピーダンス特性と DMTD 方法を用いて測定した位相差特性をまとめて Fig. 13 に示す。交流磁界測定は、500 MHz のキャリア (RF 信号) を通電して、8 Oe の直流バイアス磁界を加えて位相差変化率が 1.90 deg/Oe になるように調整した。このときの DMTD 方法は、最適条件下 (IF 信号の周波数は 15 kHz、バンドパスフィルタの通過帯域は 200 Hz-50 kHz、アンプはバンドパスフィルタの入力電圧範囲の $\pm 10 \text{ V}$ に増幅、位相差測定のサンプリングレートは 15 kHz) に設

Fig. 13 Relationship of the dc magnetic field to the phase difference and the impedance of the sensor at a carrier frequency of 500 MHz.

Fig. 14 Measured ac magnetic field and phase difference fluctuations.

定している。また位相差測定による磁界測定の実験は、磁気シールドルーム内で行なわれた。これらの条件下で高周波キャリア型薄膜磁界センサに 8.0×10^{-3} Oeの交流磁界を加えた場合と交流磁界を加えない場合、更に高周波キャリア型薄膜磁界センサを取り外した場合の各々の位相差測定結果をまとめてFig. 14に示す。

Fig. 14で見られるように、開発された連続サンプリング位相差測定装置を使用することで、位相差測定による交流磁界測定が実現できた。また高周波キャリア型薄膜磁界センサを取り付けたときの位相差ジッタエラーは $3.23 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ であり、取り付ける前のキャリア 500 MHz 時の位相差ジッタエラー $1.18 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ に比較して 2.7 倍程度に増加しており S/N 比を悪化させていることがわかった。また、交流磁界測定時にも同じく増加した位相差ジッタエラーが混在していることが確認できる。このときの高周波キャリア型薄膜磁界センサの位相差変化率と増加した位相差ジッタエラーの比率を考慮すると、磁界測定の分解能は $1.7 \times 10^{-5} \text{ Oe}/\text{Hz}^{1/2}$ と見積もられる。

今後の高分解能化を考慮すると、センサを接続することにより

位相差ジッタエラーが増えないセンサ構造が必要である。使用したセンサは、振幅変調用の設計であるので集中定数回路素子としてのインピーダンスの変化量を重視したものであり、Fig. 13によると位相差測定による磁界測定を行なったときのインピーダンスは 240 Ωであることが確認できる。位相差ジッタエラーは、センサを取り付けた時点で増加していることから、センサの有するインピーダンス 240 Ωによる特性インピーダンス不整合による多重反射が位相差ジッタエラー増加の原因と考えられる。開発した位相差測定装置の性能を十分に引き出しながら磁界測定分解能を向上させるには、位相の変化率を重視した磁界センサを開発すると同時に、特性インピーダンスの整合性を考慮したセンサ構造が必要である。

5. まとめ

DMTD 方法で位相差を連続サンプリングするときの最適な条件を検討した。その結果、15 kHz のサンプリングレートで 250 MHz から 1000 MHz までの高周波で生じる位相差を $1.16 - 1.26 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ の高分解能で連続測定可能な位相差測定装置を開発した。

開発された連続サンプリング位相差測定装置を使用することで、高周波キャリア型薄膜磁界センサの位相差変化を 15 kHz でサンプリングすることが可能となり、直流から 1 kHz 程度までの低周波交流磁界測定が可能となった。

謝辞

本研究の DMTD 法の開発に際して有意義なご助言を頂きました独立行政法人産業技術総合研究所の今江理人氏、ならびに独立行政法人情報通信研究機構の森川容雄氏、花土ゆう子氏に謝意申し上げます。本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金基盤研究 A (採択番号 16206041)、ならびに東北大学 21 世紀 COE プログラム「新世代情報エレクトロニクスシステムの構築」により行なったものである。

Reference

- 1) S. Yabukami, T. Suzuki, N. Ajiro, H. Kikuchi, M. Yamaguchi, and K.I. Arai, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, p2019-2021, 2001.
- 2) H. Mawatari, H. Kikuchi, S. Yabukami, M. Yamaguchi, and K.I. Arai, *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 27, p414-418, 2003.
- 3) Allan, D. W.; "The measurement of frequency and frequency stability of precision oscillators", *NBS Tech. Note 699*, May 1975.
- 4) Allan, D. W. and Daams, H.; "Picosecond time difference measurement system", *Proc. 29th Annu. Symp. Frequency Control*, pp.404-411, May 1975.
- 5) T. Ozawa, H. Mawatari, Y. Murayama, S. Yabukami, K.I. Arai, Y. Hanado, and M. Imae, *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 28, p718-721, 2004.

2004 年 10 月 5 日受理, 2005 年 6 月 10 日採録