Reduction of Effects of High-Frequency Noise on SQUID Magnetometer Using High-bandwidth Feedback Electronics

D. Oyama, M. Miyamoto, M. Higuchi, G. Uehara, H. Kado, and K. Kobayashi*

Applied Electronics Laboratory, Kanazawa Institute of Technology, 3 Amai-ke, Kanazawa, Ishikawa 920-1331, Japan

*Faculty of Engineering, Iwate University, 4-3-5, Ueda, Morioka, Iwate 020-8551, Japan

We report the potential of high-bandwidth feedback electronics to reduce the effects of high-frequency noise on a SQUID magnetometer. We developed a parallel type FLL system that has two feedback loops. One loop acts as a magnetometer for low-frequency magnetic signals (FLL-L). The other reduces high-frequency magnetic noise (FLL-H). The prototype of the parallel FLL system is designed to have a bandwidth of DC to 1 kHz for FLL-L and 40 kHz to 4 MHz for FLL-H. We carried out some experiments to demonstrate the efficacy of the parallel type FLL. The effects of high-frequency noise effects on a SQUID magnetometer were reduced by FLL-H in observation of Φ - V characteristics and measurement of magnetic noise performance.

Key words: SQUID, flux-locked loop (FLL), bandwidth, high-frequency noise effects

高帯域フィードバック回路を用いた SQUID 磁束計における高周波ノイズ影響の緩和

小山大介・宮本政和・樋口正法・上原弦・賀戸久・小林宏一郎*

金沢工業大学先端電子技術応用研究所, 石川県金沢市天池町3 (〒920-1331)

*岩手大学工学部, 岩手県盛岡市上田4-3-5 (〒020-8551)

1. はじめに

近年, SQUID (Superconducting Quantum Interference Device: 超電導量子干渉素子) を用いた生体磁気計測, 非破壊検査¹⁾, 免疫反応の測定²⁾など様々な磁気計測が行われている。これらは, 磁気シールドルームを用いずに安定して動作する SQUID 磁束計へのニーズが高い。磁気シールドルームが必要な理由として, SQUID 磁束計の感度が非常に高いため, 生体磁場などの微弱な信号に対して地磁気などの大きな磁場を遮蔽する必要があることや, RF ノイズなどの高周波磁気ノイズによって SQUID 磁束計が動作しなくなるなどが挙げられる。著者らは前者の問題に対して広いダイナミックレンジなシステムの開発を行ってきた³⁾。本論文では後者の問題に着目し, 高周波磁気ノイズが存在する環境でも安定に動作する SQUID 磁束計システムの開発を目的とする。

SQUID は数 GHz 以上の周波数帯域を持つと言われている⁴⁾が, 磁束計として用いる場合の周波数帯域は信号線や電子回路により制限される。一般に生体磁気計測に用いる SQUID 磁束計は直流から 10 kHz 程度の周波数帯域を持つ。RF ノイズなどのこれよりも高い周波数の磁気ノイズが印加されると動作が不安定になり, 計測に影響を及ぼすことが広く知られている^{5,6)}。SQUID を動作させる際に SQUID の近くに電磁波を発生させる機器を置かないことや電磁シールドを用いることは, もはや常識となっており, SQUID 磁束計の利用範囲を制限する要因の一つでもある。

そこで著者らは測定対象信号の周波数帯域用の電子回路 (Flux-Locked Loop: FLL 回路) とは別に, より高い周波数をフィードバックし, 高周波ノイズを打ち消す方法としてハイブリッド方式 FLL を開発した⁷⁾。この方法によって数 kHz 以下の低周波部にお

ける広いダイナミックレンジと, 20 kHz 程度の動作領域を得ることができたが, それ以上に高い周波数のノイズに対しては効果が得られなかった。

本論文では, より高い周波数の磁気ノイズを打ち消す電子回路を製作し, SQUID 磁束計における高周波磁気ノイズ影響の緩和に関する本手法の有効性を調査した。

2. 並列型 FLL 回路の原理

SQUID の入出力特性である磁束電圧特性 (Φ - V 特性) は周期性を持つ非線形である。動作点付近の極めて小さい信号を扱う場合には線形に近似して信号を計測することが可能だが, 一般的には FLL 回路を用いて特性を線形化し, ダイナミックレンジを広げて利用されている。SQUID は rf-SQUID と dc-SQUID, FLL は変調型と直接帰還型としてそれぞれ二つに分類される。本論文では, 生体磁気計測で多く使われる dc-SQUID と直接帰還型 FLL を用いることを前提とする。

Fig.1 に本研究で開発する並列型 FLL 回路のブロック図を示す。本システムは低周波をフィードバックする回路と高周波をフィードバックする二つの回路を並列に利用する。本論文では, 低周波側の回路を FLL-L, 高周波側の回路を FLL-H と呼ぶこととする。前述のハイブリッド方式は FLL-L に相当する部分がデジタル回路によって構成されていたが, 本論文では簡単のため, より一般的なアナログ回路による FLL を使用する。

低周波側の回路は従来の直接帰還型 FLL 回路と同様に, プリアンプと積分器によって構成される。SQUID の出力電圧をプリアンプによって増幅し, 積分器に入力する。積分器の出力信号はフィードバックコイルによって SQUID にフィードバックされる。外

Fig. 1 Schematic of parallel FLL.

部から印加される磁束 Φ_a と等しい大きさの磁場が逆位相でフィードバックされ、SQUID に印加される磁束が打ち消され、磁束が動作点にロックされる。

FLL-L の周波数帯域はフィードバック系におけるスルーレートや時定数によって決まり、それよりも高い周波数の磁束信号または磁束ノイズに対してはフィードバックにより磁束を打ち消すことができない。一方、磁束信号の検出部である SQUID 自体は非常に高い周波数帯域を持つため、高周波の磁束に対しても電圧を出力する。帯域以上の電圧信号が入力された電子回路は、 $\phi - V$ 特性の非線形性における復調効果によって、これを平均化した電圧を低周波の磁束入力として捉えてしまう⁴⁾。低周波の磁気信号に対しても正しいフィードバックを行うことができなくなる。

そこで、本手法では高周波の磁束をフィードバックすることによって打ち消し、低周波側の FLL 動作への影響を緩和する。高周波フィードバック回路は、プレアンプ及び微分器によって構成され、FLL-L と並列に接続される。前述のように通常の FLL には積分器を用いるが、ここでは高周波成分のみをフィードバックするため微分器を用いる構成となっている。

FLL-L と FLL-H における積分器及び微分器の出力信号はフィードバックコイルを介して SQUID にフィードバックされる。各ループにおけるノイズの影響を避けるためにフィードバックコイルを別にするのが最善と考えられるが、通常は SQUID とフィードバックコイルは一つのモジュールとしてパッケージされているため、一つのフィードバックコイルを共有することとした。二つのフィードバック信号はキルヒホッフの第一法則に従い、電流の和としてコイルに流れる。

また、SQUID の出力電圧を増幅するプレアンプを FLL-L と FLL-H において分けることにより、市販されているオペアンプによる回路構成を実現している。一方、並列にすることで回路の規模が 2 倍になり、大きさや価格、回路パラメータ数、チューニングの手間などの面でのデメリットもある。並列型でない一般的な構成の FLL 回路に対して低雑音でかつ、高帯域のオペアンプを用いることが理想ではあるが、両方の特性を満足するオペアンプを用いることは困難である。そこで、低周波部にはさほど周波数帯

(a) Electronics of FLL-L.

(b) Electronics of FLL-H.

Fig. 2 Prototype electronics for parallel FLL.

域は広くないが雑音は小さいオペアンプ、高周波部には雑音は大きい周波数帯域が広いオペアンプとして役割を分担することにより、並列型 FLL 回路を構成することができる。

3. 回路の構成及び特性

3.1 回路構成

Fig. 2 に試作した回路の構成を示す。(a) は FLL-L, (b) は FLL-H をそれぞれ示している。前述の通り、FLL-L はプレアンプと積分器によって構成される。プレアンプは低ノイズの計装アンプを用いた。また、実際にはオバイアス電流を印加する回路と、SQUID のオフセット電圧を調整するための回路も設けた。これらは FLL としての特性に直接関係しないため、Fig. 2 では省略している。第 4 章にて記述するが、SQUID の $\phi - V$ 特性の観測にも用いることができるよう、積分器のスイッチと発振器から磁束信号を印加する部分も設置した。プレアンプには市販の低ノイズアンプを使用した。

FLL-H は高速アンプをプレアンプとして用いるため、シングルエンド入力とした。一つのオペアンプでは GB 積が限られる。そこで、低増幅率・高帯域のアンプ回路 3 段並べてプレアンプを構成している。ここでは高周波成分のみフィードバックすることを目的としており、SQUID のオフセット電圧を無視するため、プレアンプは高周波成分のみを増幅する構成とした。また、プレアンプには市販の高速アンプを使用した。

Table 1 Parameters of the parallel FLL electronics.

A_{L0}	1110	R_{FH}	270 k Ω	R_{AH31}	5 Ω
R_{I1}	10 k Ω	R_{AH11}	5 Ω	R_{AH32}	100 Ω
R_{I2}	5 k Ω	R_{AH12}	100 Ω	C_{AH32}	1 μ F
C_1	2200 pF	C_{AH12}	200 pF	C_{AH32}	200 pF
R_{FL}	22 k Ω	R_{AH21}	5 Ω	R_{AH41}	47 Ω
		R_{AH22}	100 Ω	R_{AH42}	5.1 k Ω
		C_{AH21}	1 μ F	C_{AH42}	2200 pF
		C_{AH22}	200 pF	C_{AH42}	200 pF

Fig. 3 Transfer functions of parallel FLL.

また、第 2 章では微分器を用いると述べたが、微分器における高周波ノイズの過増幅や電源電圧の制限による不安定動作を防ぐため、 R_{D1} と C_{D2} によってバンド・パス・フィルタを用いた回路構成とした。 C_{AH12} 、 C_{AH22} 、 C_{AH32} は各オペアンプの発振を防ぐためのコンデンサである。

3.2 特性シミュレーション

本論文では、並列型 FLL 回路の動作原理の実証を目的として、以下のように試作回路を設計した。FLL-L は一般的に生体磁気計測で用いられる直流から 1 kHz までの周波数帯域を持たせた。FLL-H は FLL-L と干渉しないように周波数帯域を離すため、低域の遮断周波数を 40 kHz とした。また、電子回路の発振を抑えるため、高域の遮断周波数が 4 MHz となるように回路素子のパラメータを決定した。Table 1 に試作回路における主な素子のパラメータを示す。

これらの条件を用いて周波数特性に関するシミュレーションを行った結果を Fig.3 に示す。シミュレーションは市販の電子回路シミュレータにより行った。FLL-L がロー・パス・フィルタに似た特性、FLL-H がバンド・パス・フィルタに似た特性を有することが分かる。なお、FLL-H では平坦域のゲインが 0 dB に達していないが、これは回路に微分器ではなくバンド・パス・フィルタ

Fig.4 Frequency response of FLL; (a) the original frequency response. Bandwidths decreased in (b) due to interference of high-frequency noise. FLL-H improved the frequency response in (c).

を用いたことによって、理想的な微分器と異なる回路特性を持ったためである。

4. 動作実験

並列型 FLL による高周波ノイズ影響の緩和を確認するため、高い周波数の磁気ノイズが存在する場合の SQUID 磁束計の動作特性を、SQUID の $\Phi - V$ 特性における出力電圧勾配 ($dV/d\Phi$) 及び周波数特性と、磁束ノイズレベルの二点から評価した。

4.1 SQUID の出力電圧勾配 ($dV/d\Phi$) の比較

RF ノイズなど SQUID 磁束計の周波数帯域を超える周波数の磁気ノイズが存在する環境では、SQUID の出力電圧勾配 ($dV/d\Phi$) が減少する。本論文では擬似的に高周波ノイズを印加し、高周波フィードバックを利用した場合と利用しない場合の $dV/d\Phi$ の比較を行った。

SQUID の $\Phi - V$ 特性を観測し、特性における最大の傾きを $dV/d\Phi$ として導出した。 $\Phi - V$ 特性は FLL-L 回路を利用して観測を行った。Fig.2 (a) における SW1 を ON にすることによって積分器が LPF になり、SW2 を ON、SW3 を OFF にすることによってフィードバックコイルへ発振器からの信号を電流として印加することができる。発振器からは三角波信号を印加し、 V_{out} の電圧波形を計測することによって SQUID の $\Phi - V$ 特性が観測される。本研究で使用した SQUID の $dV/d\Phi$ は $234 \mu V/\Phi_0$ であった。

液体ヘリウム中の SQUID センサのすぐ横にコイルを置き、擬似的な高周波ノイズとして Fig.2 (a) の発振器とは別の発振器から 1 MHz の正弦波状の磁場を印加すると $dV/d\Phi$ は $82 \mu V/\Phi_0$ に減少した。ここで、Fig.2 (b) における SW4 を ON にし、高周波フィードバックを実行すると、 $dV/d\Phi$ は $120 \mu V/\Phi_0$ と、16 % ほど改善した。

Fig. 4 に FLL-L の周波数特性を示す。ここでは SW1、SW2 を OFF、SW3 を ON にすることによって回路に FLL 動作をさせる。

(a) は高周波磁気ノイズを印加しない場合、(b) は高周波ノイズ

Table 2 Improvement in characteristics of SQUID magnetometer.

	$dV/d\Phi$	cut-off frequency
(a) Without noise FLL-H : OFF (original)	$234 \mu\text{V}/\Phi_0$ (1.00)	1 kHz (1.00)
(b) With noise FLL-H : OFF (interfered)	$82 \mu\text{V}/\Phi_0$ (0.35)	310 Hz (0.31)
(c) With noise FLL-H : ON (improved)	$120 \mu\text{V}/\Phi_0$ (0.51)	500 Hz (0.50)

を印加したが高周波フィードバックを行わない場合、(c) は高周波ノイズを印加し、さらに高周波フィードバックを実行した場合における特性である。(a) は高周波磁気ノイズを印加しない場合であり、Fig.3 と同様に 1kHz の周波数帯域が得られているが、(b) 及び (c) ではカットオフ周波数がそれぞれ 310 Hz, 500 Hz となった。

Table 2 に各条件における $dV/d\Phi$ 及びカットオフ周波数を示す。() 内で示した数値は (a) 高周波ノイズを印加しない場合の値を 1.00 とした場合の比であり、カットオフ周波数が SQUID の $\Phi-V$ 特性における $dV/d\Phi$ に比例していることが分かる。通常、FLL におけるスルーレート、すなわち周波数帯域は $dV/d\Phi$ に比例する⁹⁾。この結果から、SQUID の $dV/d\Phi$ が改善しただけでなく、SQUID 磁束計の周波数帯域としても約 20 % 程度改善していることが分かる。

4.2 ノイズレベル計測

次に、FLL-L での磁場計測における高周波ノイズの影響を比較するため、ノイズレベルの計測を行った。ここでは擬似的な高周波ノイズの一例として 1 MHz の正弦波を 10 波形ずつ 1.67 ms 毎 (600 Hz) に発生するバースト波を、液体ヘリウム中の SQUID センサのすぐ横に置いたコイルから印加した。

Fig.5 に高周波ノイズを印加しながら FLL-L によって計測した磁束ノイズスペクトルを示す。灰色線が FLL-H による高周波フィードバックを行わなかった場合、黒色線が高周波フィードバックを行った場合のスペクトルである。前者では変調周波数である 600 Hz とその高調波にピークが現れているが、後者では高周波ノイズがキャンセルされ、ピークが小さくなっているのが分かる。

5. 考察

FLL-H によって周波数特性が回復していることから、ノイズの緩和に関する本手法の有効性が認められる。ただし、FLL-H によって高周波フィードバックを行った場合でも $dV/d\Phi$ やカットオフ周波数が完全に回復されていない。Fig.3 (b) の FLL-H の周波数特性を見ると 1 MHz で約 -4 dB となっており、入力磁束を完全に打ち消すことができなかったためである。特性をより回復させるためには、ゲインや周波数帯域をより向上させた FLL-H が望まれる。

Fig. 5 Noise spectra signal of FLL-L with and without FLL-H operation.

一方、Fig.5 における 600 Hz のピークを見ると、FLL-H によって約 1/20 に減少した。そもそも 4.2 の実験において印加した擬似ノイズは 1 MHz を 600 Hz で変調したバースト波であり、この波形を検出しているとすれば、スペクトルとしては 1 MHz $\pm$ 600 Hz の場所にしかピークは現れず、低周波領域で動作する FLL-L では観測できないはずである。これは、SQUID の $\Phi-V$ 特性の非線形性における復調効果⁴⁾によって復調された 600 Hz 及びその高調波のピークが出現したと考えられる。このように、SQUID 磁束計を利用するにはその周波数帯域よりも高い周波数の磁気ノイズの干渉を受けることがあるが、本手法によって、このようなノイズの干渉も緩和できることが分かった。

また、60 Hz とその高調波にもピークが観測されているが、これは商用電源による影響と考えられる。ここで、FLL-H が ON の時には 60 Hz の 2 倍波である 120 Hz のピークが大きく減少している。通常、商用電源ラインからは 50 Hz または 60 Hz の基本波と、主に奇数次の高調波が磁気ノイズとして観測される。これに対し、スイッチング電源やディスプレイなどの SQUID 磁束計に比べて強電力な高周波デバイスが SQUID センサの近くにあるような特殊な場合において、これらの影響が偶数次の高調波ノイズとして観測されることがある。Fig.5 では、FLL-H が OFF の場合には変調された高周波ノイズが 120 Hz にピークとして観測され、FLL-H が ON の場合には高周波ノイズの影響が FLL-H によって緩和されたものと考えられる。

Fig.5 において FLL-L のホワイトノイズレベルは、FLL-H の ON と OFF でほとんど変わらず、FLL-H が FLL-L に干渉していないことが分かる。FLL-H のプリアンプに使用した高速アンプは 1/f コーナー周波数が約 10 kHz であった。仮にこのアンプを用いて従来型の FLL 回路を構成した場合、高帯域は得られるが、100 Hz 程度までの信号を対象とする生体磁気計測には利用できない。低周波と高周波を分離することによって、低周波域で低いノイズレベルを保ったまま、高周波ノイズの影響を緩和できる手法であると言える。

6. まとめ

SQUID 磁束計における高周波ノイズ干渉を軽減するための高帯域フィードバック回路に関して検討を行った。本論文では 1 kHz の SQUID 磁束計に対して、40 kHz から 4 MHz までの高帯域フィードバック回路を併用する回路を製作した。SQUID の出力電圧勾配 ($dV/d\Phi$) における高周波磁気ノイズの影響や、磁場計測中における高周波磁気ノイズの影響などを、本手法により緩和できることを示した。

謝辞 本研究は文部科学省知的クラスター創成事業・ほくろく健康創造クラスターの支援により行った。

References

- 1) Y. Hatsukade, T. Inaba, N. Kasai, Y. Maruno, A. Ishiyama, S. Tanaka: *Physica C*, **412-414**, 1484-1490 (2004).
- 2) K. Enpuku, A. Ohba, K. Inoue, and T. Q. Yang: *Physica C*, **412-414**, 1473-1479 (2004).
- 3) D. Oyama, K. Kobayashi, M. Yoshizawa, and Y. Uchikawa: *IEEE Trans. Magn.*, **42**, 10, 3539-3541 (2006).
- 4) J. Clarke, A. Braginski: *The SQUID Handbook I*, Wiley-VCH, (2004).
- 5) N. Ishikawa, K. Nagata, H. Sato, N. Kasai, and S. Kiryu: *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, **3**, 1, 1910 (1993).
- 6) K. Tashiro, I. Sasada, K. Yoshitomi, K. Kazami: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **26**, 535-538 (2002).
- 7) D. Oyama, K. Kobayashi, M. Yoshizawa, Y. Uchikawa, S. Hattersley, and Q. Pankhurst: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **32**, 92-96 (2008).
- 8) D. Drung: *Supercond. Sci. Technol.*, **16**, 1320-1336 (2003).

2009年10月20日受理, 2010年1月18日再受理, 2010年3月2日採録