

原子干渉計用高精度光位相同期レーザーの開発

量子・物質工学科 中川（賢）研究室 渡邊直登

1. 目的

我々の研究室では重力加速度 g を高精度に測定可能な原子干渉計の開発を行っている。原子干渉計での重力加速度の測定では、 ^{87}Rb 原子の 2 つの基底状態の超微細構造の遷移を利用するが、これには誘導ラマン遷移を利用する。誘導ラマン遷移は、対向させた 2 台のレーザーの周波数差を超微細構造間のエネルギー差に一致させることで起きる。(図 1) また重力加速度を 10^{-9} の精度で測定するためには、2 台のレーザーの位相揺らぎを 10mrad 以下に抑える必要がある。そのため高精度光位相同期レーザーの開発が必要である。

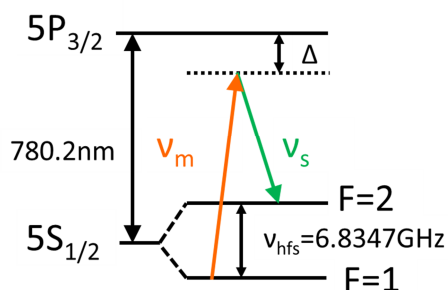


図 1 ^{87}Rb のエネルギー順位と誘導ラマン遷移

2. 光位相同期レーザー

光位相同期レーザー (図 2) とは、まず 2 台のレーザーのビート信号を高速光検出器で取り込み、次に位相比較器でビート信号と発振器との位相差に比例した誤差信号を取出し、それをループフィルターに入力することでスレーブレーザーの電流と PZT にフィードバック制御するものである。電

流はパワーだけでなく、レーザー内の温度も変化させる。つまりレーザー内の共振器長を変化させられるので周波数を制御できる。PZT はレーザー内の回折格子の角度を変化させられるので周波数を制御できる。

位相比較器に入力する前にビート信号はアナログミキサー (Double Balanced Mixer : DBM) を使用して発振器と比較させているが、これは位相比較器の帯域まで周波数を下げるためである。

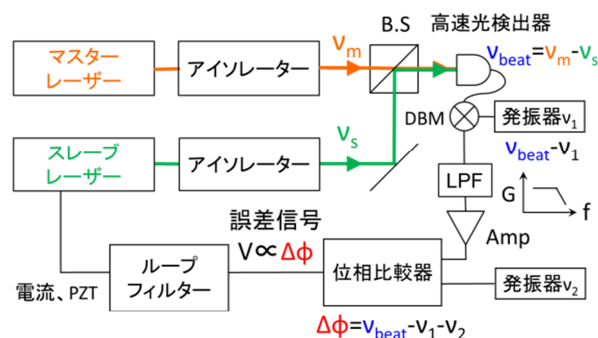


図 2 光位相同期レーザー

3. デジタル位相周波数比較器とアナログミキサーの利点と欠点

デジタル位相周波数比較器 (Digital Phase and Frequency Detector : DPDFD) は検出できる位相差 ($\pm\pi$) が広く、範囲を超えても周波数比較器として働くため同期が外れづらいという利点がある。(図 3) しかしデジタル回路を含むため遅延時間が長く、広帯域まで制御することは難しいという欠点がある。

DBM はアナログ回路なので遅延時間が短く広帯域まで制御できるという利点があ

る。しかし検出できる位相差 ($\pm \pi/2$) が狭いため同期が外れやすいという欠点がある。(図 4)

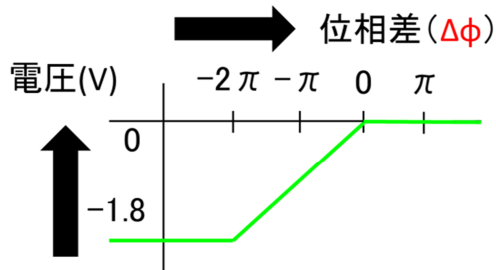


図 3 DPFD の誤差信号

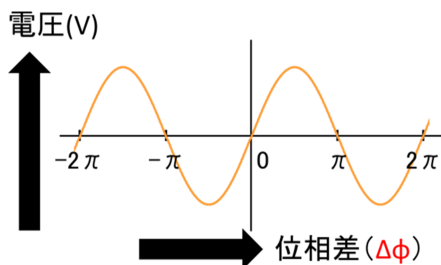


図 4 DBM の誤差信号

4. 今までの問題点と改善点

我々の研究室では、今まで位相比較器に DPFD を使用して実現してきた。(図 5) しかしこの回路では制御帯域が約 1MHz と狭く位相揺らぎをさらに小さくするためには広帯域まで制御する必要があった。そこで今回位相比較器に DBM と DPFD の 2 つを使用して安定で広帯域な制御を可能にした。(図 6)

高周波成分の電流制御は、DBM の誤差信号を使用して制御を行うが、半導体レーザーは数百 kHz で位相が遅れてくるので、[1] ハイパスフィルタ (HPF) で補うようにした。PZT 制御は、DPFD の誤差信号を使用して制御を行うが、1 段のローパスフィルタ (LPF) では発振してしまったので、2 段の LPF で制御できるようにした。また低

周波成分になるほどノイズが大きくなっていくので、スイッチで完全積分に切り替えられるようにした。電流の高周波成分の制御と PZT 制御の間の帯域の制御は DPFD の誤差信号を使用して 2 段の LPF で電流制御するようにした。

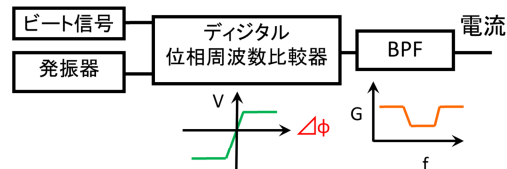


図 5 今までの回路

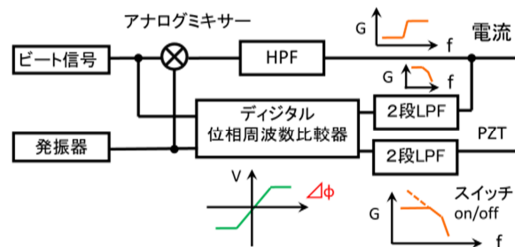


図 6 今回の回路

5. 電流制御入力回路の制作

図 6 に示すように電流制御は、高周波成分と低周波成分の 2 つの成分で行っている。そのためレーザーダイオード (LD)

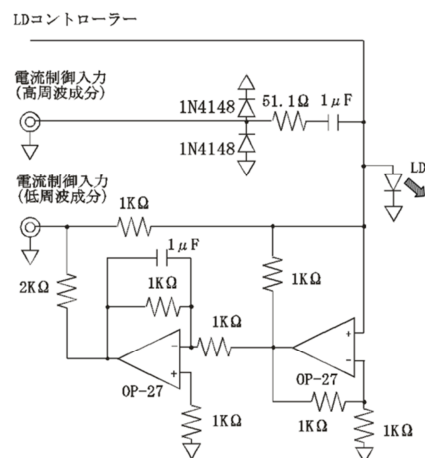


図 7 電流制御入力回路

に制御信号を入力するための回路を制作した。(図 7) [2]

6. パラメータの設定

図 6 のパラメータの設定は、スペクトルアナライザーで電流と PZT のそれぞれの周波数シフトを測定し、それぞれの帯域に必要なゲインを見積もり、これを目安に回路を設計し、後は実験をしながら決めていった。最初は今まででの回路(図 8)を改良しながらこれを行っていたが、同期がかかるようになった後は、このパラメータを参考に新しく回路(図 9)を制作し、位相雑音のパワースペクトル密度がより小さくなるように調整を行った。

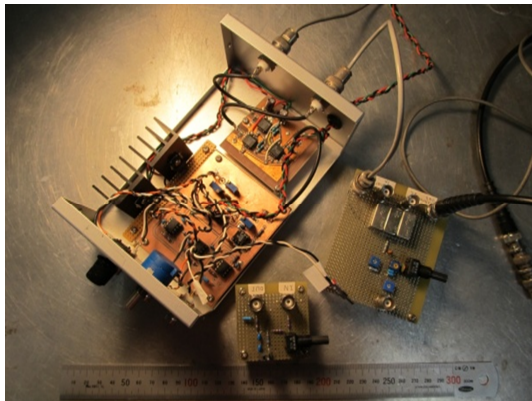


図 8 今まででの回路を改良したもの

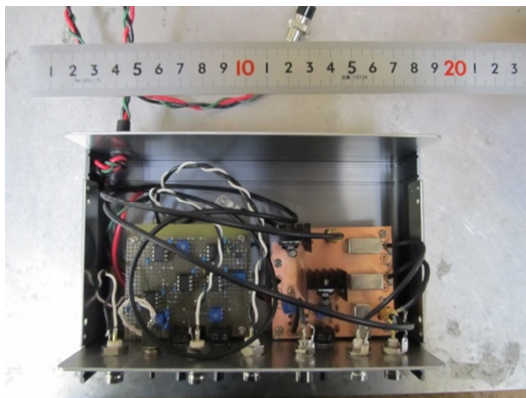


図 9 新しく制作した回路

7. 位相の調整

DPFD は同期がかかる位相差が π に対して DBM は同期がかかる位相差が 0 と異なることと DPFD と DBM に入力するまでの信号線の長さの違いなどにより、DPFD と DBM の 2 つの同期がかかる位相差が異なる。[3] したがってこれを補うように DPFD と DBM に入力する発振器の信号を入力するケーブルの長さを調整して同期がかかる位相差が等しくなるようにした。具体的な方法としては、ファンクションジェネレーターで発生させた周波数が等しく位相だけが異なる 2 つの信号を入力し、DPFD の誤差信号と DBM の誤差信号が、ある位相差で共にゼロになるようにケーブルの長さの調整を行った。

8. 結果

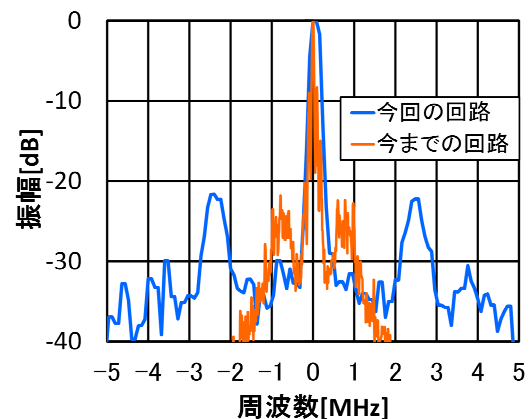


図 10 ビート信号

図 10 にスペクトルアナライザーで測定したビート信号を示す。この結果より今まででの回路では制御帯域が約 1MHz であったのに対して、今回の回路では制御帯域が約 2.5MHz まで広げることができたことがわ

かる。

図 11 に DPDFD の誤差信号を FFT アナライザーで測定して求めた位相雑音のパワースペクトル密度 S_ϕ の結果と他のグループ結果[4]の比較を示す。この結果より今回の回路では他のグループと比べて 100Hz 以降で位相雑音のパワースペクトル密度が増大していることがわかる。この理由としては、電流の低周波成分制御で位相が 180° 反転した部分が元々の位相雑音のパワースペクトル密度よりも増大させてしまったことと、DPDFD と DBM の同期がかかる位相差がまだ完全にあっていないことなどが考えられる。

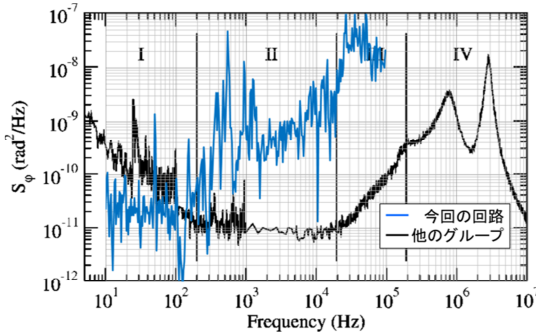


図 11 位相雑音のパワースペクトル密度

式 (1) を使用して位相揺らぎ σ_ϕ の評価も行った。

$$(\sigma_\phi)^2 = \int_0^\infty |H_\phi(\omega)|^2 S_\phi(\omega) d\omega \quad (1)$$

$$\begin{aligned} |H_\phi(\omega)|^2 &= \left| \frac{4\Omega_R\omega}{\Omega_R^2 - \omega^2} \sin\left(\omega \frac{T+2\tau}{2}\right) \left[\cos\left(\omega \frac{T+2\tau}{2}\right) + \frac{\Omega_R}{\omega} \times \sin\left(\omega \frac{T}{2}\right) \right] \right|^2 \quad (2) \end{aligned}$$

ここで、ラビ周波数 Ω_R は $\pi/(2\tau)$ 、パルス時間 τ は $100 \mu\text{s}$ 、パルス間隔 T は 50ms とすると、今回の回路の位相揺らぎは 15.9mrad になった。

9. まとめ

制御帯域は今までの回路よりも広げることができたが、目標の位相揺らぎ 10mrad に達することができなかった。今後はデジタル制御も取り入れることでより使いやすい光位相同期レーザーの開発を行うとともに、線幅がより狭いレーザーを使用することでさらなる位相揺らぎの低下を試みる。

10. 参考文献

- [1] M. Prevedelli, T. Freegarde, and T. W. Hänsch, Appl. Phys. B: Lasers Opt. **B60**, S241 (1995).
- [2] K. G. Libbrecht and J. L. Hall, Rev. Sci. Instrum. **64**, 2133 (1993).
- [3] Alberto M. Marino and C. R. Stroud, Jr., Rev. Sci. Instrum. **79**, 013104 (2008).
- [4] L. Cacciapuoti, M. de Angelis, M. Fattori, G. Lamporesi, T. Petelski, M. Prevedelli, J. Stuhler, and G. M. Tino, Rev. Sci. Instrum. **76**, 053111 (2005).