

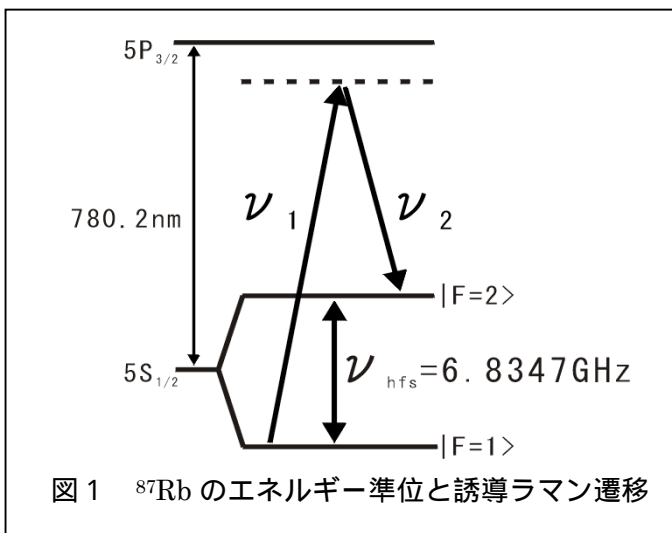
光位相同期による原子干渉用光源の開発とその評価

電子物性工学科 中川研究室 堀越 宗一(9714112)

[背景]

我々の研究室では現在ルビジウム 87 を用いた原子干渉計の開発が進められている。原子干渉計は原子の内部状態の異なりを用いるため観測時間内で自然放出のある準位を用いることができない。また光子の吸収、放出時に得る反跳を利用し原子雲を空間的に分けるため、大きな反跳が必要である。

この条件を満たす方法として誘導ラマン遷移を用いる(図 1)。誘導ラマン遷移は、2 つのレーザーの周波数差が基底状態の超微細構造間のエネルギーに等しいという条件のもとで起きる。



[本実験の目的]

原子干渉計の干渉信号の理論式には、誘導ラマン遷移に用いる 2 つのレーザーの差の周波数の位相の項が存在する。そのため差の周波数に位相の揺らぎが生じると干渉信号に不確定な揺らぎが生じ、分解能の低下を引き起こす。

我々の研究室では約 100 ms の測定時間で、干渉信号を $2\pi/1000 \text{ rad}$ (6.3 mrad) の分解能で解析することを目指している。よって差の周波数の揺らぎは 100 ms で 6.3 mrad 以内に収まっている必要がある。この条件を満たすため、光位相同期の半導体レーザーシステムを開発した。

[実験装置]

実験装置図を図 2 に示す。独立な 2 つの半導体レーザーとして、Master Laser と Slave Laser を用意し、それぞれ回折格子をリットラー配置し周波数の安定化、ペルチエ素子で温度の安定化を行っている。

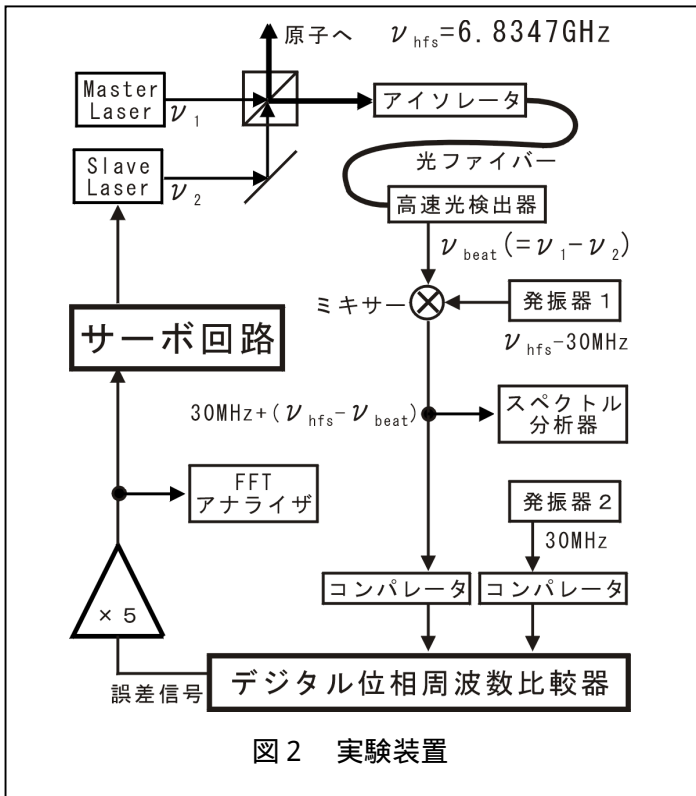
実験装置は次のようになっている。2 つのレーザー光線をビームスプリッターで重ね、光ファバーに入れ、高速フォトディテクターへ送りビート信号 (beat) を検出する。高速フォトディテクターはミキサの直前に位置するようにし、ビート信号の減衰を防いでいる。そのビート信号は発振器 1 からの出力 ($\text{hfs} - 30 \text{ MHz}$) とミキサにより、周波数の引き算結果 ($30 \text{ MHz} + [\text{hfs} - \text{beat}]$) が出力される。この出力をコンパレータに入れデジタル信号に変換する。もうひとつの Local Oscillator の出力 (30 MHz) もコンパレータに入れデジタル信号に変換する。この 2 つのデジタル信号をデジタル位相周波数比較器にいれると、位相誤差に対応する電圧が出力される。この出力はオフセット調整され、5 倍に増幅された後、誤差信号としてサーボ回路を通り Slave Laser にフィードバックされ同期がかかる。

評価はビート信号と誤差信号により行う。ビート信号の確認はミキサの直後の信号をスペクトル分析器に入れその信号を評価する。同期がかかっている状態では $\text{hfs} = \text{beat}$ となるはずだから、様々な揺らぎによって太っているビート信号が 30 MHz でシャープになっているのが観察されるはずである。誤差信号は FFT Analyzer で時間記録し解析する。

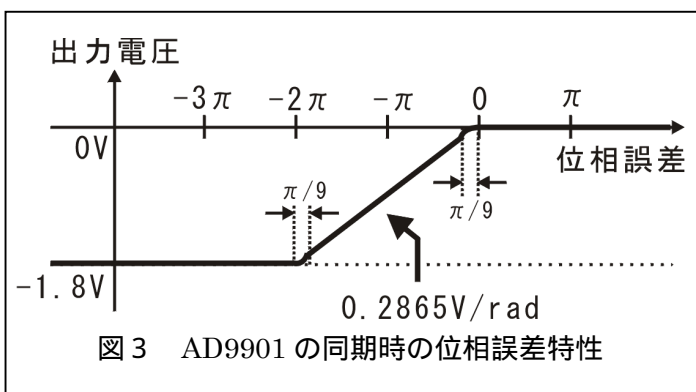
本実験の工夫点として、デジタル位相周波数比較器とサーボ回路の設計にある。

[デジタル位相周波数比較器]

デジタル位相周波数比較器は AD9901 という 20 ピンの表面実装タイプの IC チップを用いた。この IC の特徴を図 3 に示す。同期時においては直線位相比較特性をもち、傾きは 0.2865 V/rad となっている。AD9901



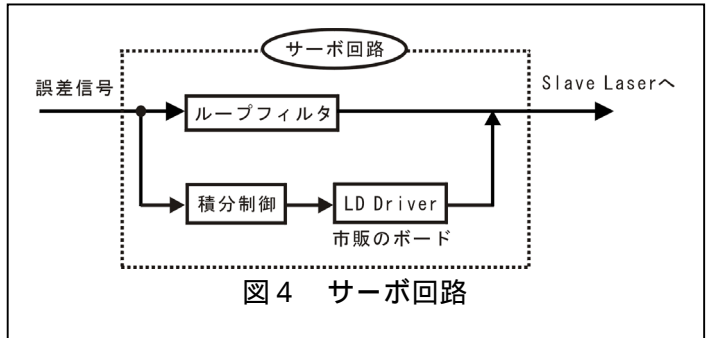
のデータシートによると、今回の実験での条件(30MHz)では、前後 $\pm 9\text{rad}$ 以外の部分が直線範囲になっている。もう1つの特徴としては、同期が外れ直線範囲から外れた場合、周波数誤差検出機能も同時に働き、同期範囲まで周波数誤差を引き込む働きをする。そのため同期が外れにくく、安定な位相同期が可能である。短所としては、デジタル信号処理による遅延時間の発生と、早い信号が処理できない事である。



[サーボ回路の設計]

サーボ回路は図4に示す要素より構成されている。ループフィルタは位相同期の基本的な特性を決める重要な要素である。もちろんループフィルタだけで位相同期はかかるのだが、位相の揺らぎが 6.3mrad 以下になるような強い同期は得られない。そこで $\sim 10\text{kHz}$ までの

低周波の位相の揺らぎに対して大きな利得を得るために、積分制御を行った後 LD Driver へもフィードバックをかける。



・ 光位相同期の理論

ループフィルタを設計するにあたり、光位相同期の理論式を知っておく必要がある。位相同期の理論式を扱うのに伝達関数が便利である。伝達関数はフーリエ周波数の変数として扱う。伝達関数を用いた位相同期のダイアグラムを図5に示す。t 変数が時間空間表示であり、変数がフーリエ周波数空間表示である。

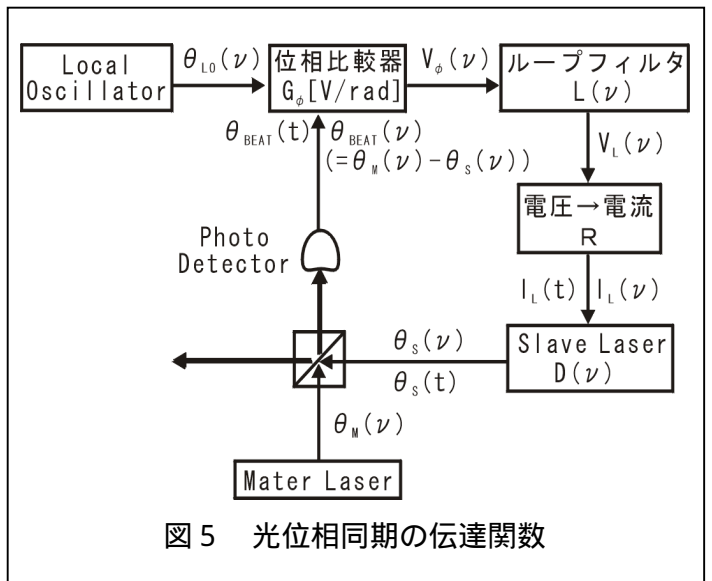


図5のそれぞれの伝達関数を用いると開ループ伝達関数は

$$G(\omega) = \frac{G_\phi L(\omega) D(\omega)}{i2\pi R} \dots (1)$$

で表され、揺らぎ周波数に対しての引き込み特性を示す。利得が大きいかほど強い引き込み効果を得る。

要素のそれぞれの伝達関数を以下に示す。

<半導体レーザー>

$$D(\omega) = G_d \frac{1}{1+i\omega\tau} \dots (2)$$

G_d は注入電流による周波数のシフトの度合いであり、単位は[MHz/mA]である。 τ は半導体レーザーの変調ゲインが減衰する周波数である。

<ループフィルタ>

$$L(\omega) = \frac{G_l}{R} \frac{1+i\omega\tau}{1+i\omega\tau} \frac{1}{1+i\omega\tau} \dots (3)$$

ループフィルタは次の2つの条件を満たす回路でなくてはならない。1つ目は前に述べたように、半導体レーザーはある周波数で変調ゲインが減衰してくるので、それを補うような特性が必要である。というよりもむしろ、ある周波数で位相遅れが生じるため、それを補う位相進み要素が必要なのである。もう1つは発振周波数の前に十分にゲインを落とすフィルタの役割を持つ特性が必要である。

<遅延>

信号がループを一周するにはある程度の時間がかかり、その遅れは避けられない。つまり遅延とは信号がループを一周するのに要する時間であり、この時間がループの帯域の限界値を決める。なぜならば $\frac{1}{2\pi\tau}$ よりも大きい周波数では、ループを一周して戻ってきた時間がその周波数の周期よりも大きくなってしまいうからである。遅延の伝達関数は次の式で表す。

$$\exp(-i2\pi\tau\omega) \dots (4)$$

式(2)(3)(4)を式(1)に代入し、述べたすべての伝達関数をまとめると開ループ伝達関数は次式に変形される。

$$G(\omega) = \frac{G_\phi G_l G_d}{2\pi R} \frac{\exp(-i2\pi\tau\omega)}{i} \frac{1+i\omega\tau}{1} \frac{1}{1+i\omega\tau} \frac{1}{1+i\omega\tau} \dots (5)$$

・ ループフィルタの設計

ループフィルタの設計目安のため、本実験での様々な条件をここに挙げておく。

$$G_\phi = 5 \times 0.2865 [\text{V/rad}] \text{ (データシートより)}$$

$$G_d = 500 [\text{MHz/mA}] \text{ (測定値)}$$

$$= 500 [\text{kHz}] \text{ (論文[1]を参考に推測)}$$

$$= 50 [\text{ns}] \text{ (論文[1]を参考に推測)}$$

よってループフィルタの設計の目安として、

$$= 500 \text{kHz}。 \text{ また } \beta \gg \frac{1}{2\pi\tau} \approx 3 \text{MHz} \text{ を目安に設計を行う。}$$

だが β を大きくとりすぎるとノイズの原因となるため、 β は $\frac{1}{2\pi\tau}$ の3~5倍を目安とするのが良い。

よって $\beta = 10 \text{MHz}$ 辺りを目安とする。この条件を目安にループフィルタの設計を行った。最終的に図6に示す回路に最適化され実験を行った。そのときの開ループ伝達関数を(5)式に従い計算した結果、図7に示す特性を得た。

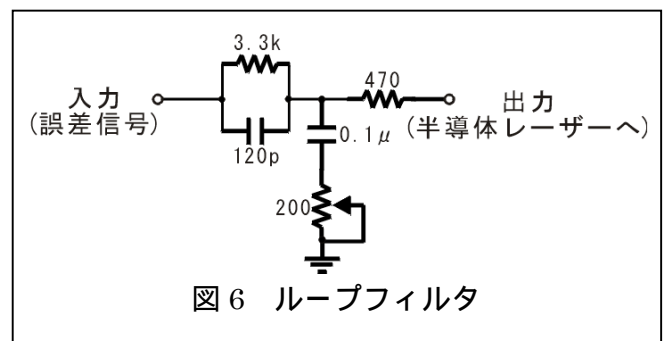


図6 ループフィルタ

・ 積分制御回路の設計

今回用いた LD Driver は市販のボードである。この LD Driver の外部入力の特徴は 40mA/V で、ゲインが 3dB 落ちる周波数は 1MHz である。だが、ボードの中の回路がどのようなになっているかわからず、ブラックボックスとして扱ったので、ある程度目安を立て回路を設計し、後は実験しながら手探りで条件を探していった。最終的な回路は次のものになった(図8)。また、そのときの開ループ伝達関数の特性は図7に示した。LD Driver へのフィードバックにより、大きな利得を得られるのが図7よりわかる。

[実験結果]

同期前と同期後のビート信号を図9に示した。同期がかかる前の太ったビート信号が、同期後 30MHz に揺らぎの成分が集められ、シャープなビート信号になっているのがわかる。位相の引き込みがかかってい

る範囲(帯域)はグラフより 2MHz 程度といえる。さらに図 9 には 30MHz 周辺のビート信号を示した。図 9 より前後 500kHz の周波数の揺らぎはきれいに引き込まれているのがわかる。

[評価]

評価は FFT Analyzer で 16 秒間に 2048 点の誤差信号を取り入れ解析した。FFT Analyzer では位相誤差に対する電圧を取り入れるが、位相誤差と電圧の関係は前にも述べた通り比例関係なので、簡単に電圧を位相誤差に変換できる。その位相誤差をある時間平均ごとにアラン分散を計算し、そのルート値を位相の揺らぎと評価した。それをグラフにしたものをグラフ 10 に示した。グラフより 100ms の時間平均で位相の揺らぎは 6mrad 以下なので、条件を満たしている。

[まとめ]

デジタル位相周波数比較器を用いて安定な光位相同期が実現できた。また LD Driver への 2 段の積分制御により強力な位相同期を実現した。

同期中での位相の揺らぎはアラン分散のルートで評価したところ、位相の揺らぎは 100ms で 0.6mrad 以下に収まっており、6.3mrad 以下という条件を満たしている。

[参考文献]

- [1]M.Prevedelli,Appl.Phys.B 60(1995) S241-S248
- [2]L.Ricci,Opt.Commun 117(1995) 541-549
- [3]G.Santarelli, Opt.Commun 104(1994) 339-344
- [4]PLL(位相同期ループ)応用回路 柳沢健 総合電子出版社

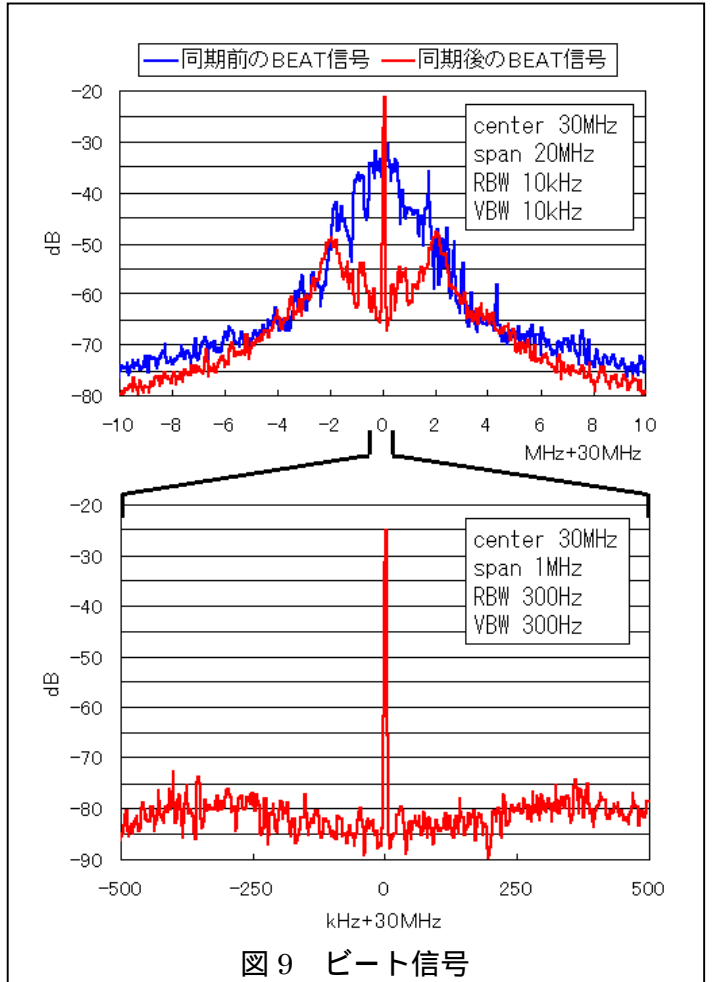


図 9 ビート信号

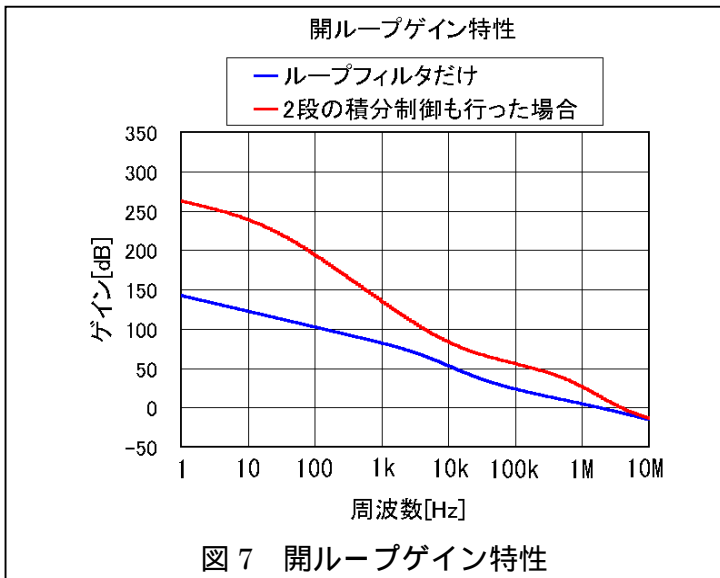


図 7 開ループゲイン特性

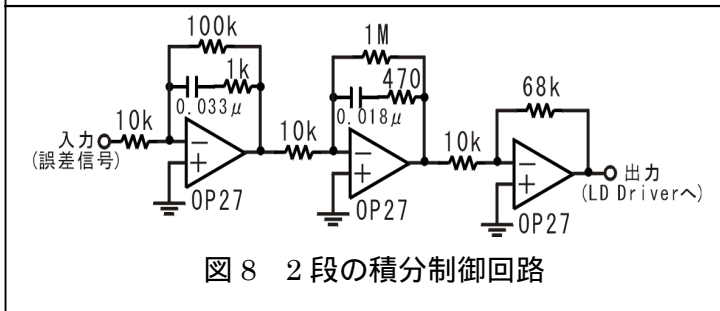


図 8 2 段の積分制御回路

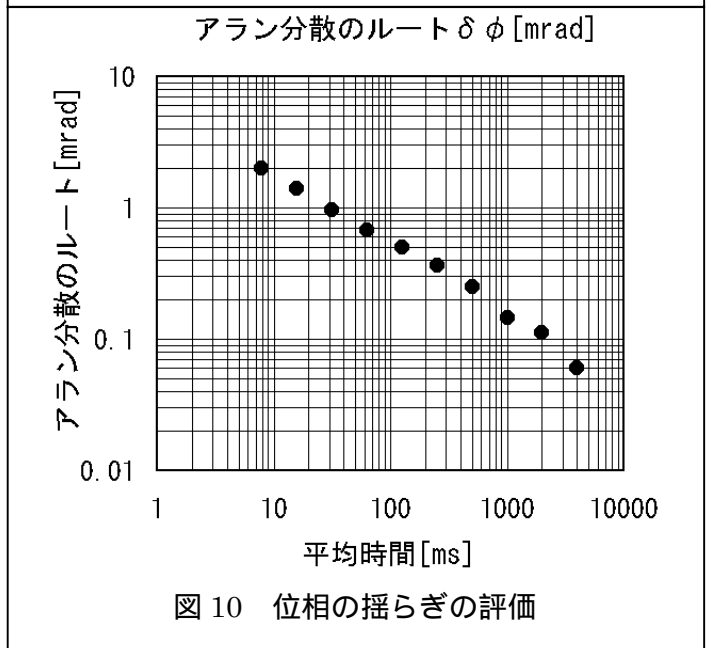


図 10 位相の揺らぎの評価