

原子のスペクトル測定に向けた位相敏感検波器の試作

傳 田 晟 矢 埼玉大学教育学部理科教育講座
近 藤 一 史 埼玉大学教育学部理科教育講座
大 向 隆 三 埼玉大学教育学部理科教育講座

キーワード：位相敏感検波法、ルビジウム原子、吸収スペクトル、飽和効果

1. はじめに

19世紀から20世紀にかけて、ニュートン力学やマクスウェルの電磁気学によって体系づけられていた古典物理学では説明できない様々な現象が発見され、それが量子論によって説明される現代物理学を誕生させる契機となった。そのような発見の一つに、原子による光の吸収と放出の現象がある。フラウンホーファらによって、太陽光の可視域スペクトル中に原子の吸収によって生じる暗線が存在することが発見され、バルマーやライマンらによって、水素原子の放出する光が多数のスペクトル線を持つことが発見された。これら原子の持つスペクトルを説明するために、ボーアは原子がいくつかの不連続なエネルギー準位を持ち、準位間を遷移するときその差に応じた周波数の光、すなわち電磁波を吸収、放出するという理論を提唱した¹⁾。現在では原子の構造も明らかにされ、このエネルギー準位が電子の軌道に關係していることが分かっている。原子のスペクトルを詳しく見てみると、原子が励起状態を占める時間は有限であることに起因して自然幅という広がりを持ち²⁾、そのピーク位置は周囲の環境に影響を受けず、幅も狭くシャープであるためレーザーの発振周波数制御などに活用されている。そのため、原子の持つスペクトルをできる限り精密に測定することが重要になる。原子のスペクトルの測定にはいくつかの方法があるが、近年ではレーザー技術の発達により狭帯域の光源が得られるようになったため、これを光源として原子の吸収スペクトルを測定する方法がよく行われる。原子の吸収信号はフォトダイオードなどの光センサにより電気信号に変換して測定を行うが、その際に外乱光や測定機器自体の持つノイズに目的の吸収信号が埋もれてしまい測定が困難になる場合が多く見られる。

そこで効果的なのが位相敏感検波法を用いた信号検出である。位相敏感検波法は、特定周波数の微弱交流信号の検出に用いられるもので、任意の周波数を持った信号を参照信号として、その周波数の信号だけを抜き出して検出することで、余分な周波数成分であるノイズを除去して信号検出を行うことができる。位相敏感検波法による信号検出に増幅器などの機能を組み合わせたものがロックインアンプとして、いくつかの電子機器メーカーによって製品化されているが、ほとんどのものが幅広い周波数レンジや測定レンジを持ち、位相敏感検波器以外の付加機能が多く搭載され、大型で過剰性能なものとも言える。原子の吸収信号を測定する場合、光チョッパーで測定対象となる光束に強度変調をかけ、変調周波数をもとに検波を行うため、測定周波数レンジを広くする必要はなく、測定レンジも限定的でよく、その他の付加機能も不要である。むしろ、原子の吸収スペクトルをレーザーの発振周波数制御などに活用する場合は位相敏感検波法による信号検出は一連の制御システムの一部になるため、機能が限定的でも小型である方がメリットになる。そこで本研究では、まず原子の吸収信号検出に必要な性能を持つ位相敏感検波器を電子回路として製

作し、動作評価を行う。そして、実際に製作した位相敏感検波器を用いて、原子の吸収信号の検出を行うことを目的とする。

2. 位相敏感検波器の設計及び製作

位相敏感検波法はヘテロダイン技術の応用で、乗算によって目的の交流信号を直流信号へと変換し、低周波成分のみを通過させるローパスフィルタ (LPF) で抜き出すことにより検出する。単一周波数成分からなる交流信号は正弦波として考えることができるため、同じ周波数の信号同士との乗算は同じ周波数の正弦波同士の乗算であり、以下のように表される。

$$A\sin(\omega t + \alpha) \times B\sin(\omega t + \beta) = AB \frac{\cos(\alpha - \beta) + \cos(2\omega t + \alpha + \beta)}{2}$$

ω は角速度であるが、 $\omega = 2\pi f$ で表わされるため周波数での議論を行うことと同じである。これより、位相差に応じた直流成分と2倍周波数の交流成分が元の振幅に比例して得られることが分かる。ここで、片方の信号を振幅と位相を自由に調整できる参照信号として乗算を行い、LPFで直流成分だけを抜き出せば目的の信号の位相情報と振幅情報を得ることができ、位相を調整して位相差を 0° にすれば出力が最大値、 90° にすれば0、 180° にすれば最小値の出力が得られる。

位相敏感検波法では微弱な信号を直流で検出するため、乗算器自体から発生するノイズ、特に直流ドリフトを極力抑える必要がある。しかし、一般的な乗算器は構成が複雑で不安定な動作になりやすい。そこで、今回はアナログスイッチを用いたスイッチング乗算を行う。アナログスイッチは入力された参照信号の周期と同期してスイッチの切り替えを行う集積回路で、これを使い非反転経路と反転経路を切り替えることで、参照信号周波数で振幅1.0V方形波と乗算を行うことと同等の出力を得ることができる。しかし、方形波は単一の周波数成分ではなく、複数の周波数の正弦波が重なっている。フーリエ変換によって角速度 ω の方形波に含まれる周波数成分を表すと以下ようになる³⁾。

$$f(t) = A \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right)$$

このように、方形波にはその周波数の奇数倍の高調波が含まれていることになり、測定信号の中に含まれるノイズ内の高調波成分も同様に乗算され直流信号として検出されてしまう。そのため、測定信号内に含まれる高調波を十分に減衰するために、乗算器の前に特定帯域だけを通過させるバンドパスフィルタ (BPF) を設ける必要がある。

以上を踏まえると位相敏感検波器の基本的な構成はBPF、位相調整器、スイッチング乗算器、LPFからなり、これに増幅器や反転器などを適宜組み合わせればよい。今回、位相敏感検波法で測定する周波数は500Hzとし、乗算器前段での増幅率を10と100で選択できるようにして製作を行った。また、LPFは遮断周波数を低くするほどノイズの除去性能が良くなるが、一方で応答速度も遅くなる。そのため時定数の異なる2種類のLPFを製作し、測定内容に応じて切り替えられるようにする。また、回路に組み込む増幅器、反転器、コンパレータはオペアンプ (Texas Instruments LF356N) を用いて製作したが、これらはオペアンプを用いた電子回路としては基本的なものなので、具体的な回路図などの詳細は省く。

BPFはオペアンプを用いた多重帰還型BPFを製作し、回路図を図1に示す。中心周波数 f_0 と中心周波数における利得 A 、またフィルタの帯域の狭さや鋭さを示す指標で、中心周波数の値を通過帯域幅で除した Q 値は各抵抗値、コンデンサの電気容量から次のように与えられる⁴⁾。ただし、今回のような1次BPFの通過帯域幅は、ピーク値における利得の約0.7倍の利得を持つ周波数間の幅と定義される。

$$Q \text{ 値} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 R_2}}$$

$$C_1 = C_2 = C_f \text{ として}$$

$$\text{中心周波数} : f_0 = \frac{1}{2\pi C_f} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$$

$$\text{中心周波数における利得} : A = -\frac{R_3}{2R_1}$$

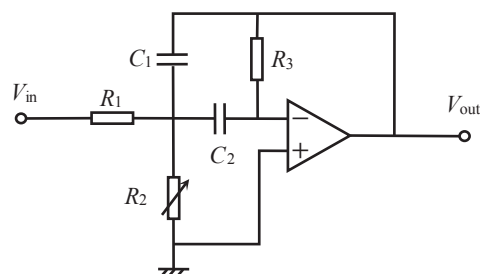


図1 多重帰還型BPFの回路図

今回は $R_1 = 310\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 1.5 \sim 2.5\text{k}\Omega$ 、 $R_3 = 620\text{k}\Omega$ 、 $C_1 = C_2 = 0.01\mu\text{F}$ として製作を行ったため、上記の式より Q 値は7.9~10.2、 f_0 は405~523Hz、 A は-1になることが期待される。なお、 R_2 の抵抗値を微小に変化させることで Q 値と A にあまり影響を与えず、中心周波数を変化させることができるため可変抵抗にした。そこで、製作したBPFにファンクションジェネレータから、周波数を変えながら正弦波を入力し、利得をプロットして図2に示す周波数-利得特性を得た。実際の Q 値が約7となり期待された値より若干低いが、中心周波数は約500Hzであり、高調波となる1.5kHzで十分な減衰をしているため、十分な性能のBPFを製作することができたと結論付けられる。

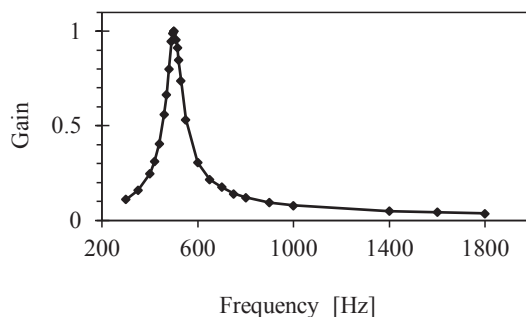


図2 多重帰還型BPFの周波数利-得特性

LPFはオペアンプを用いた2次多重帰還型LPFを製作し、回路図を図3に示す。遮断周波数 f_c と直流における利得 A は以下のように与えられる⁴⁾。ただし、今回のような2次LPFの場合、次式のように定義される遮断周波数における利得はおよそ0.5になる。

今回は遮断周波数の異なる2つのLPFを製作したが、まず遮断周波数の低いものをLPF1とし、 $R_1 = 360\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 360\text{k}\Omega$ 、 $R_3 = 820\text{k}\Omega$ 、 $C_1 = 3.3\mu\text{F}$ 、 $C_2 = 1.0\mu\text{F}$ にして製作した。 f_c は0.15Hz、 A は-1になることが期待され、BPFと同様に周波数-利得特性を評価したところ図4のような結果を得た。直流では利得が-1、遮断周波数はおよそ0.15Hz程度になり、ほぼ期待した通りの性能を得ることができたとと言える。また、十分に周期の長い方形波を用いてステップ応答を評価したところ、出力がほぼ安定するまで約6秒を要した。

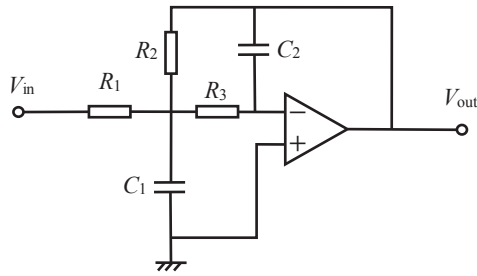


図3 多重帰還型LPFの回路図

同様に遮断周波数の低いものをLPF2として、 $R_1=270\text{k}\Omega$ 、 $R_2=270\text{k}\Omega$ 、 $R_3=330\text{k}\Omega$ 、 $C_1=0.33\mu\text{F}$ 、 $C_2=0.10\mu\text{F}$ にして製作した。 f_c は2.94Hz、 A は-1になることが期待され、実際に動作評価をしたところ図5に示すような結果が得られた。直流では利得がほぼ-1となり、遮断周波数は約3.3Hzでやや高くなっているが、この差は抵抗値やコンデンサの電気容量が持つ誤差により生じた結果だと考えられる。また、ステップ応答を評価したところ、出力が安定するまで約0.3秒程度の時間を要した。遮断周波数に設計値とのずれが生じたが、先述の通り遮断周波数は低いほどよいというわけではなく、多少のずれは測定を行う上で問題にはならない。以上より遮断周波数の異なるLPFを製作し、応答速度もそれに応じて変化していることが確認できた。

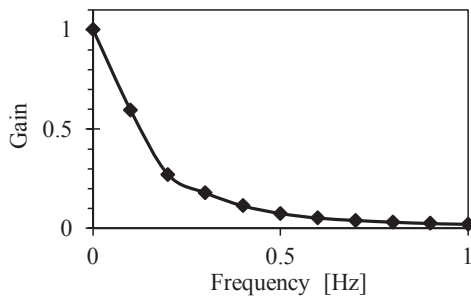


図4 周波数 - 利得特性(LP1)

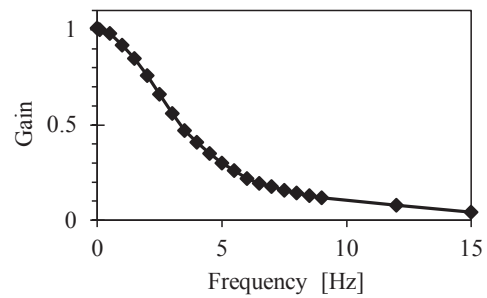


図5 周波数 - 利得特性(LP2)

次に、位相調整器は、位相同期回路 (PLL) を用いて製作した。PLLは入力された信号の位相と同期した信号を出力する電子回路で、位相比較器、LPF、電圧制御発振器 (VCO) から構成される。VCOへの入力電圧に直流電圧を調節しながら印加することで、本来同期している位相をずらすことができる。今回は、位相比較器とVCOを内蔵した集積回路MC14046Bに、LPFを組み合わせる製作し、回路図を図6に示す。負帰還回路では、動作を安定させるための位相余裕を確保する必要がある⁵⁾。そこで、LPFは位相戻りがあるラグリードフィルタを、オペアンプを用いて製作し、これにオフセット調整回路を設けた。LPFでのオフセット調整により、VCOに印加する直流電圧を調整し、結果的にPLL出力信号の位相を調整することができる。製作した回路に、500Hzの方形波を入力し、位相調整を行ったところ、 $\pm 90^\circ$ 程度位相をずらすことができた。これに、反転回路を組み合わせることで、 360° にわたり位相を動かせるため、参照信号の位相調整に十分な性能持つ回路を製作することができた結論付けられる。

ここまで製作した回路とアナログスイッチ、増幅器、反転器、コンパレータを組み合わせた位相敏感検波器の全体構成を図7に示す。

アナログスイッチには集積回路ADG201HSを用いた。アナログスイッチの多くは短絡を防ぐた

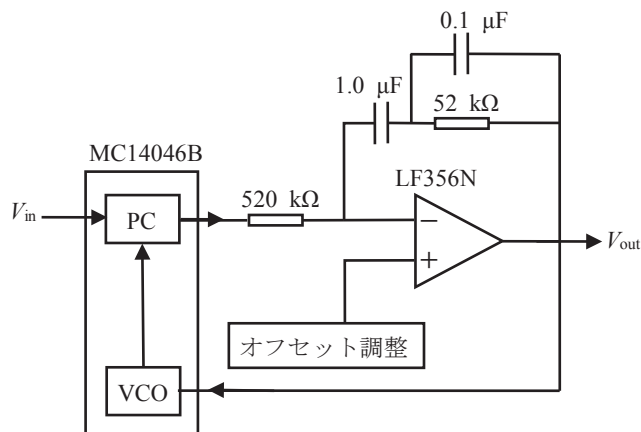


図6 製作した位相同期回路の回路図
(図中PCは位相比較器、VCOは電圧制御発振器を示す。)

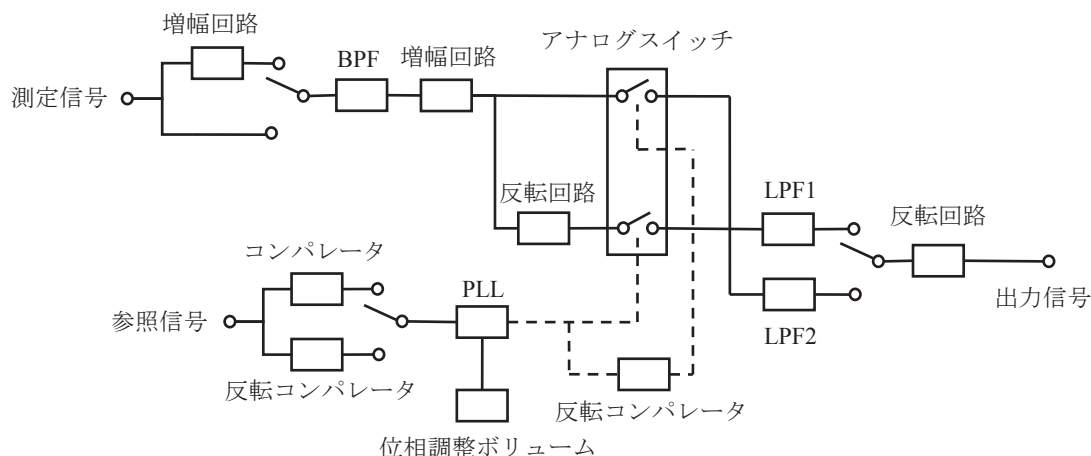


図7 位相敏感検波器の全体構成ブロック図

め、ONへの切り替え時間よりOFFへの切り替え時間の方が速くなっている。スイッチング乗算を行う場合それは望ましくないが、ADG201HSはどちらの切り替え時間も75nsである。また、信号の周波数が500Hzであれば、周期は2msなので、切り替えの時間はこれに対し十分に早いものであることから、ADG201HSは今回のスイッチング乗算に適した素子であると言える。ここまで述べたように、位相敏感検波器の製作を行ったので、次章でその動作評価について述べる。

3. 製作した位相敏感検波器の動作評価

位相敏感検波器は、信号を直流に変化しLPFを通すことで特定の周波数成分だけを抜き出し、ノイズを除去するため、いわばBPFのような動作をしている。その場合、帯域幅にあたるのはLPFの通過帯域幅を2倍したものになるはずである。そこで、製作した位相敏感検波器の参照信号周波数近傍の周波数における利得を測定し、プロットすることで周波数-利得特性を評価した。まず、参照信号源にはデジタルファンクションジェネレータ (Texio FG-274) から500Hzの方形波を出力させ用いた。そして、入力信号源には同じくデジタルファンクションジェネレータ (インステックジャパン AFG-2005) から500Hz近傍の正弦波をおよそ振幅1.0Vで固定し、発振させ用いた。

入力信号周波数が500Hzの時には出力に直流信号が得られることが期待されるが、ややずれた近傍周波数の時には、周波数変換により数ヘルツ程度の低周波となってLPFを減衰されながら抜け、検出されると考えられる。まずLPF1を選択して、測定を行い図8のような結果を得た。直流の出力の最大値は乗算によって、全波整流と同等の波形になりそこからLPFで平滑化されていることから、正弦波信号の平均値と等しい大きさである。これに増幅器による利得10が加わるため、振幅1.0Vの正弦波を入力したならば、約6.37Vの直流電圧が出力されるはずであり、今回の測定では5.94の利得で近い値が得られた。また、ピーク値の0.5倍以上を通過域として、帯域幅を求めたところ約0.3Hz程度で、LPF1の通過帯域幅の2倍値にほぼ等しい値が得られた。さらに、BPFと同様にピーク値の0.7倍以上を通過域としてQ値を算出すると、およそ2800程度になり、非常に高いノイズ除去性能をもった位相敏感検波器を製作することができたと言える。

同様に、LPF2を選択して周波数-利得特性を評価したところ、図9に示すような結果が得られた。500Hzを入力した時には、直流信号がえられ利得は6.27で、期待される値に近い値が得られた。ピーク値の0.5倍以上を通過域として、帯域幅を求めたところ約7Hz程度で、LPF2の通過帯域幅の2倍値にほぼ等しい値が得られた。通過域をピーク値の0.7倍以上として、Q値を求めたところおよそ110になった。これらの結果より、ほぼ期待された結果が得られ、余計な周波数成分を減衰していることから、製作した位相敏感検波器はノイズ除去装置として正常に動作していると結論付けられる。

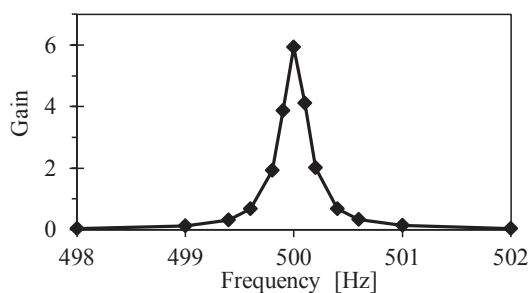


図8 位相敏感検波器周波数 - 利得特性 (LPF1)

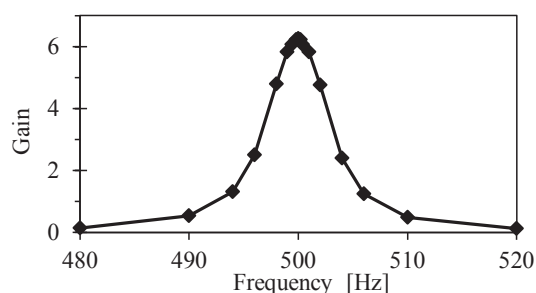


図9 位相敏感検波器周波数 - 利得特性 (LPF2)

次に、位相敏感検波器の入力信号を参照信号と同様の信号源からとり、位相調整して0Vが出力されるようにし、出力信号を約100倍の増幅器で増幅し、オシロスコープで測定した。LPF1を選択した場合、LPF2を選択した場合ともに、およそ60mV_{pp}の幅のノイズが見られた。このノイズは回路自体から生じているノイズであり、このノイズより小さい信号は測定できないことになる。そのため、少なくとも位相調整を行い直流信号の最大値としたときに、30mV以上になる信号でなければならない。そこで、今回は50mVを測定の下限とし、乗算器前で10倍、LPF後に100倍の増幅をおこなっているため、入力段階における信号の大きさの下限は約56μV_{rms}で、許容ノイズ量は2.6V_{pp}である。ここで、S/N比を表す一つの指標として、ダイナミックリザーブを次のように定義する。

$$20 \log \frac{\text{許容できるノイズ電圧 [V}_{pp}]}{\text{測定レンジフルスケール [V}_{rms}]} \text{ [dB]}$$

この式に従いダイナミックリザーブを算出すると約93になった。これは、信号に対して約46000倍の大きさのノイズの中から所望の信号を抜き出して測定できることを示している。市販の一般

的なロックインアンプでは、この値は最高で100~130程度のものが多いことから、これに近い性能を実現することができたと言える。しかし、今回求めたダイナミックリザーブはノイズを十分に除去できた場合のものであり、特にLPF2を選択した場合、入力信号に含まれるノイズが大きいと、ダイナミックリザーブはもっと小さな値になると考えられる。また、ダイナミックリザーブを大きくするには、単純にLPF後の利得を大きくし、入力部での利得を小さくすればよいが、そうすると、回路から生じるノイズやドリフトなどの不安定動作による影響が大きくなってしまう。したがって、測定する信号の大きさやノイズの大きさによって、必要なダイナミックリザーブを確保するのが一般的である。それでも今回、条件によっては数万倍の大きさのノイズの中から信号を検出できる高いS/N比性能を持った位相敏感検波器を製作することができた結論付けられる。

4. ルビジウム原子の吸収スペクトルの測定

最後に、製作した位相敏感検波器を用いて、実際に原子の吸収信号を検出することで本研究の締めくくりとする。今回はルビジウム原子の吸収スペクトルを測定し、その際の信号検出に製作した位相敏感検波器を用いる。まず、気体のルビジウム原子を封入したセルに光を入射し、透過光強度の測定を行うが、原子が熱運動していることによるドップラー効果の影響で、自然幅のスペクトルはドップラー広がりの中に埋もれてしまう。そこで、熱運動している原子に対して互いに逆向きに光を入射し、飽和吸収分光法によって吸収スペクトルの測定を行う。双方向から光を入射すると、入射方向に対して速度成分を持つ原子はドップラー効果のために、片側の光しか吸収しないが、入射方向に対して速度成分を持たない原子は双方向の光を吸収するため、共鳴周波数では逆に片側あたりの吸収量が減り、これを飽和効果と呼ぶ。これにより得られるスペクトルはドップラー効果の影響を受けず、自然幅に近い狭い幅を持つスペクトルである。以上より、図10に示すような配置で実験を行った。入射光の光源には半導体レーザー New Focus TLB-6013-D (発振波長約780.24nm、平均パワー約20mW、チューニング幅75GHz) を使用し、ルビジウム原子が最も強い吸収を示すとされる780.245nm付近で発振周波数を掃引させた。片側の光束を光チョッパーで強度変調し、変調周波数を参照信号として、製作した位相敏感検波器に入力し、ルビジウムセル透過光信号を検波することで、飽和効果を起こした信号だけを検出した。

まず、市販のロックインアンプ (Stanford Research System SR510) を用いてこの測定を行い、図11に示すような結果を得た。今回は⁸⁵Rbの基底状態5S_{1/2} (F = 3) から5P_{3/2} (F' = 2, 3, 4) へ

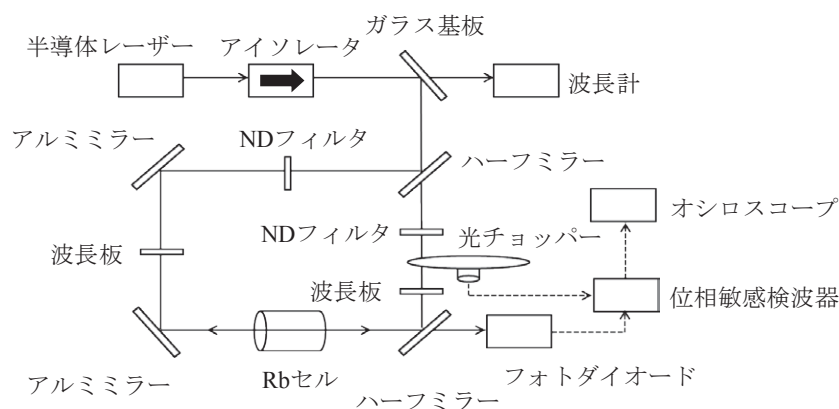


図10 飽和吸収分光法の実験配置図

の3つの準位への遷移（共鳴波長780.245nm）を測定対象とした。また、飽和吸収分光法によって測定を行う際に生じる交差共鳴によるピークが、遷移によるピークの間に見えるので、今回の測定では合計6つのピークを持つスペクトルが得られるはずである。図11のスペクトルを見ると6つのピークが確認でき、各ピークの位置から①、③、⑥のピークが遷移によるピークであると考えられる。各ピーク間の周波数幅をエネルギー準位から求めると①と③の間が60MHz、③と⑥の間が120MHzとなる⁶⁾。また、このスペクトルはオシロスコープによって測定された10000チャンネルのデータから得ており、各ピークのチャンネル数 N_i と信号強度 A_i は表1のようになった。

今回得られたスペクトルの半値全幅を見積もるにあたっては、表1のピークの位置と大きさをもとに、半値全幅を変えながらスペクトルを再現してフィッティングし、最もよく一致する半値全幅の値とした。原子の吸収スペクトルはローレンツ曲線を描いており、今回得られたスペクトルも6つの異なるピークを持ったローレンツ曲線の重ね合わせになっているはずである。したがって、各ピークの位置と大きさを表1の N_i 、 A_i からとり、半値全幅を Γ として決めてやれば、次式にしたがってスペクトルを再現して描くことができる⁷⁾。

$$I(N) = \sum_i^6 \frac{A_i (\Gamma/2)^2}{(N - N_i)^2 + (\Gamma/2)^2}$$

ここで N はチャンネル数を示す。今回の測定では10000チャンネルの値を取っているため、 N も同様に1から10000とすることで、各チャンネルにおける信号強度が得られ、それらをつないだ軌跡が再現したスペクトルになる。上記の式に従い、表計算ソフトを用いてスペクトルの再現を試みたところ、 Γ を460とした場合に最もよく一致したスペクトルが再現された。（図12）ここで Γ の値460とは、チャンネル数を意味しているため、周波数の帯域幅に換算する必要がある。①と③のピーク間の周波数幅60MHz、③と⑥のピーク間の周波数幅120MHzから、それぞれ1チャンネルの幅を周波数幅に換算して、その平均から Γ を周波数幅として求めると15.2MHzという結果が得られた。ルビジウムを持つ自然幅は6MHzであるが、今回は飽和効果を起こすために、次式で与えられるような飽和広がり $\Delta\nu_s$ が生じている⁷⁾。

$$\Delta\nu_s = \left(1 + \frac{I}{I_s}\right)^{\frac{1}{2}} \Delta\nu$$

I は入射する光の強度、 I_s は飽和強度、 $\Delta\nu$ は自然幅を表す。今回、入射光強度は 0.24mW/cm^2 で、Rbの飽和強度は 1.6mW/cm^2 なので、これより飽和広がり $\Delta\nu_s$ は6.4MHzになる。今回得られた半値幅

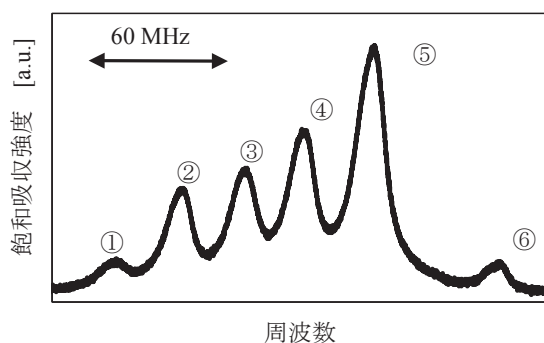


図11 ロックインアンプを用いた場合の飽和吸収信号

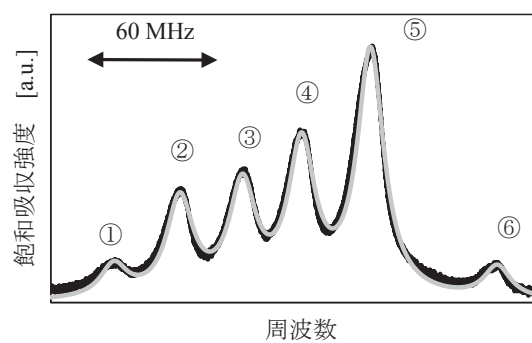


図12 図11にフィッティングした結果(灰)

はこれに比べて9MHzほど大きい値であるが、これは双方向から入射する光が完全に平行でないことに起因する残留ドップラー幅であると考えられる。

表1 各ピークのチャンネル数と信号強度 (ロックインアンプ)

	チャンネル数 N_i	信号強度 A_i
①	$N_1 = 7607$	$A_1 = 0.116$
②	$N_2 = 6651$	$A_2 = 0.316$
③	$N_3 = 5767$	$A_3 = 0.372$
④	$N_4 = 4942$	$A_4 = 0.476$
⑤	$N_5 = 3938$	$A_5 = 0.712$
⑥	$N_6 = 2159$	$A_6 = 0.10$

次に、今回製作した位相敏感検波器を用いて、同様の条件で測定を行い図13に示すような結果を得た。また、各ピークのチャンネル数と信号強度は表2に示す通りになった。さらに、ここからスペクトル幅を見積もるため、同じようにスペクトルの再現を試みたところ、 Γ を450としたときによく一致したスペクトルが再現できたので (図14)、これをもとに半値全幅を求め、15.0MHzという値を得た。ロックインアンプによる測定の結果と比べると、0.2MHz小さな値になったが、これはローレンツ曲線の形から再現したスペクトルがよく一致する値を半値幅として見積もったためであると考えられる。もし、 Γ を460としても、再現されるスペクトルに見かけ上大きな差はないが、見積もられる半値幅は15.3MHzになる。

また、図11と図13に示したそれぞれのスペクトルを、回路の利得の違いを表計算ソフトで調整し、信号強度がほぼ同じ程度になるようにして重ねた結果を図15に示す。各ピークの位置に多少のずれがあるが、これは光源であるレーザーの発振周波数が周囲の温度変化などによっても変化して

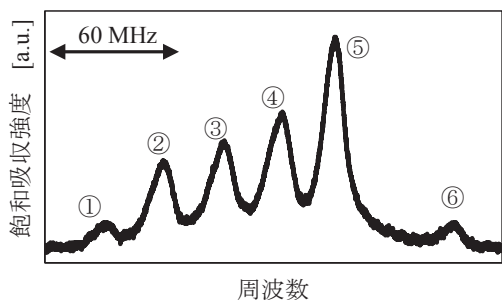


図13 自作回路を用いた場合の飽和吸収信号

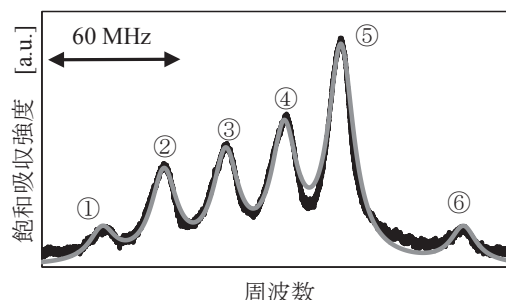


図14 図13にフィッティングした結果(灰)

表2 各ピークのチャンネル数と信号強度(自作回路)

	チャンネル数 N_i	信号強度 A_i
①	$N_1 = 7604$	$A_1 = 0.112$
②	$N_2 = 6688$	$A_2 = 0.284$
③	$N_3 = 5748$	$A_3 = 0.332$
④	$N_4 = 4902$	$A_4 = 0.396$
⑤	$N_5 = 4055$	$A_5 = 0.628$
⑥	$N_6 = 2232$	$A_6 = 0.112$

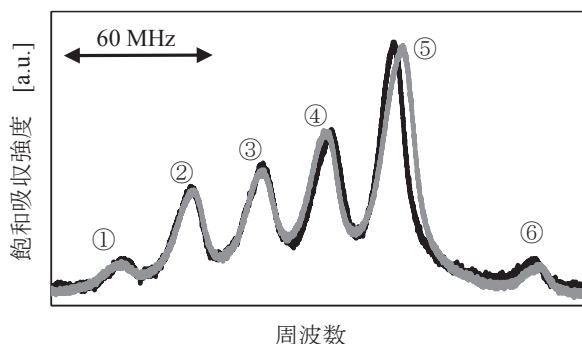


図15 図11と図13のスペクトルを重ねた結果

しまうためであると考えられる。以上より、今回同じ条件のもとで、得られた二つのスペクトルはほぼ一致したものであると結論づけ、原子の吸収信号の検出に関して、市販のロックインアンプとほぼ同等の性能を持つ位相敏感検波器を製作することができたと結論付けられる。

5. まとめ

原子の吸収スペクトル測定への利用を目指し、位相敏感検波器を製作した。その結果、ダイナミックレンジが最高でおよそ90dB程度まで測定可能な高いS/N比性能を有する位相敏感検波器を作ることができた。また、製作した回路を用いてルビジウムの吸収スペクトル信号を検出した。ここで得られたスペクトルを市販のロックインアンプを用いて同じ条件で測定した場合のスペクトルと比較した結果、両者とも同じく6つのピークが観測され、それらの位置もほぼ一致した。また、スペクトル幅もロックインアンプでは15.2MHzであったのに対し、自作回路では15.0MHzであったため、近い値が得られた。したがって、今回製作した位相敏感検波器は正常に動作し、原子の吸収信号を検出するのに十分な性能を発揮できたとと言える。また、今回は測定周波数を500Hzとしたが、これはBPFの通過域とPLLのロック周波数範囲によって制限されるものなので、この二つを変更することで500Hz以外の周波数を測定することは容易であり、他の光学測定への幅広い応用も期待できる。

参考文献

- 1) 阿部龍蔵：「量子力学入門」（岩波書店 1988）pp.27-53.
- 2) 平野功：「原子スペクトル入門」（技報堂出版 2000）pp.1-2.
- 3) F. R. コナー（関口利男、辻井茂夫監訳、鎌田一雄訳）：「電子通信工学シリーズ1 信号入門」（森北出版 2006）pp.14-16.
- 4) 遠坂俊昭：「計測のためのフィルタ回路設計」（CQ出版社 2001）pp.55-89.
- 5) 遠坂俊昭：「PLL回路の設計と応用 ループ・フィルタ定数の算出方法とその検証」（CQ出版社 2003）pp.96-99.
- 6) 平野功：「原子スペクトル入門」（技報堂出版 2000）p44.
- 7) 菅野敬之：「レーザーの発振周波数制御に向けた高安定参照共振器の開発」（平成24年度埼玉大学教育学研究科修士論文 2012）pp.22-33.

A Trial Product of Phase-Sensitive Detector towards the Measurements of Atomic Spectra

DENDA, Seiya

Faculty of Education, Saitama University

KONDO, Hitoshi

Faculty of Education, Saitama University

OHMUKAI, Ryuzo

Faculty of Education, Saitama University

Abstract

We report on the production of a phase-sensitive detector (PSD) to measure the atomic absorption spectra. The PSD was designed to consist of a multiple feedback filter circuit with a center frequency of 500 Hz, a multiplier circuit using an analog switching device and a phase-locked loop circuit to adjust the phase of the electric signal where a constant offset voltage is applied to the voltage controlled oscillator. To check our PSD's performance, we tried to measure the absorption spectrum of the rubidium D2 line (^{85}Rb : $5S_{1/2} - 5P_{3/2}$) with it. The probe beam intensity was modulated at a frequency of 500 Hz by using an optical chopper, and it was detected by conventional saturation spectroscopy. As a result, we clearly obtained six absorption peaks that originated from the atomic and cross-over resonances as expected. The observed line widths of the peaks were almost 15.0 MHz, which is comparable to the natural line width restricted by the lifetime of the excited $5P_{3/2}$ state. Therefore, our PSD is applicable for signal detection in Doppler-free spectroscopy, modulation spectroscopy, and especially for the generation of derivative signals for locking the laser frequency to atomic resonance lines.

Key Words: phase-sensitive detection, rubidium atom, absorption spectrum, saturation effect