

APD とマイコンによる光強度規格化制御システムの改善

小林 英一* 牧野 哲征** 橋本 明弘***

Modification Control Systems for Normalization of Optical Intensity with APD and Microcomputer

Eiichi KOBAYASHI*, Takayuki MAKINO** and Akihiro HASHIMOTO***

(Received February 5, 2021)

We describe microcomputer-based automatic control system for normalization of the dc reflectance part from the photorefectance data. Our technique uses a stepping-motor-driven variable neutral-density filter which keeps the dc component of the detecting signal constant by varying the light flux impinging into the specimen under test. This enabled extremely facile *a-posteriori* subtraction of the spurious component of the photorefectance, which has been often problematic for the precise measurements. We optimized this feedback system through parameterization of the proportional and integral terms.

Key Words : Modulation Spectroscopy, Optical Spectrometers, Photorefectance, Neutral-density Filter, Micro-computer, Stepping Motor

1. 緒言

変調分光は各種半導体材料評価の実験ツールとして重要になってきている^[1]. 最近では半導体バルクだけでなく界面や量子構造にもその測定対象が広がってきている. スペクトルの変調度 (V_{ac}/V_{dc}) は弱い時には 10^{-6} , 強くても 10^{-2} の範囲に及ぶ. それゆえ測定には高感度な位相敏感検波器が用いられる. その代表的なものがロックインアンプである. 変調スペクトル波形は, 測定原理上の理由により本質的に微分形であるため, 変調分光法はバックグラウンドフリーなデータの取得を可能とする. また励起子励起準位などバンド端近傍の微小なスペクトル構造を分離することができるという特長を有する. 加えて, フランツ・ケルディッシュ (FK) 振動^{[2],[3]}の波形解

析により半導体における内在電界などの大きさを決定できることがわかってきた.

本システムは 5 年前の報告^[5]当時から, 安定性や再現性が大きく向上した. 刷新した箇所が多数あり, 別のシステムに様変わりしたと言えるため, 以前の報告を改訂する.

2. フォトリフレクタンス (PR) とは

2.1 偽作信号抑制が求められる背景

物質の光応答は外場により変調されることが多い. ここでは付加的なレーザービームによる外部摂動を取り扱う. 反射型変調分光においては, フォトリフレクタンス (以下 PR) $\Delta R(\lambda)/R(\lambda)$ という物理量が重要となる. ここで ΔR は変調された反射率であり, R は DC 反射率である. $\Delta R(\lambda)/R(\lambda)$ を得るために様々な規格化の方法が採用されているが, 付加的なレーザー照射がもたらすフォトルミネセンス (以下 PL) と試料表面からの散乱光などの偽作信号 (spurious signal) は正しく $\Delta R(\lambda)/R(\lambda)$ を求める上での障害となってきた. また, PR 法を顕微分光に適用する際に上述したような PL などの迷光は更に問題となる. この問題を解決し顕微 PR が実現できれば, 次のような高精度な実験が考えられる. FK 振動構造を感

* 大学院工学研究科総合創成工学専攻

** 遠赤外領域開発研究センター

*** 電気・電子工学講座

* Advanced Interdisciplinary Science and Technology,
Graduate School of Engineering

** Research Center for Development of Far-Infrared Region

*** Electrical and Electronics Engineering

度良く検出することにより電極を有する半導体表面における電界分布などを高い空間分解能で非接触に求める実験などである。Shen らの研究グループ^[4]は検出波長 (λ) によらず反射率 R を一定にすることで偽作信号を精度よく落とせることを理論的に示し、その実現例としてサーボモータで駆動された可変減光フィルタ (variable neutral-density filter, 以下 VNDF) を用いることを提唱した。

2.2 マイコン制御による VNDF システムの優位性

NDF (neutral-density filter) とは、アルミ蒸着膜の微小なドットパターンを作りそのパターンの面積比を変えることによりフィルタに透過率の分布を作ったものである。照明の光量調整に使用することができ、回転量に比例し透過率 (減衰率) が変化する。しかしながらそこで用いられているサーボモータは仕様および詳細が不明で、位置決め精度がよくない可能性があり、フィードバック回路もアナログ回路を中心とした構成であるため、目標値は可変抵抗器を手動で調整し設定するものと予想され、熱ドリフトや素子エージングなどの影響が避けられない。回路構成も大掛かりなものとなることが多い。また、サーボモータの故障時にその製品が生産中止になっていた場合、アナログ素子回路の部品や構成も随伴的に変更が強いられるなどメンテナンスコストも多大なものとなることが危惧される。むしろ現代ではマイクロコンピュータ (以下、マイコン) に代表されるコンパクトなデジタル素子の入手が容易になっており、電源投入すれば自動で制御を開始するなど作業性も良い。またステッピングモータは位置決め精度に優れ、こちらも入手性は良く、マイコンとステッピングモータの組み合わせによる実装には優位性がある。本論文では偽作信号を差し引きする上での R 検波強度規格化のもたらす効用について概説するとともに現代的なデジタル制御技術でのモータ駆動 VNDF の実装について結果を報告する。

2.3 強度規格化が偽作信号抑制にもたらす効用

Fig.1 は VNDF を取り入れた PR 実験の模式的な配置図である。キセノンランプの白色光をモノクロメータ (分光器) に入射することにより単色化された光はプローブビームと呼ばれ、試料に照射される。その照射強度を $I_0(\lambda)$ とする。試料の電界変調は付加的なレーザー照射に伴う電子正孔対の光生成により実現される。付加的なレーザーをポンプビームと呼び、変調周波数 Ω_m でチョッピングされる。反射光は光検出器により検波されるが、検出器の信号は2つの成分を有する。一つは DC 信号であり、他方は変

調交流信号である。前者の強度を I_0R と表し、後者の強度を $I_0\Delta R$ と表すこととしよう。ロックインアンプは交流信号を測定する。DC 成分を何らかの手段で検出すれば I_0 は相殺されるため、特に I_0R を波長に依らず一定にする必要性がないと思われるが、ポンプビームは以下のような偽作信号をもたらすため、一定化には効用がある。偽作信号はレーザービームから (a) 散乱光および (b) ルミネッセンスにより生じる。それを式により以下に説明する。

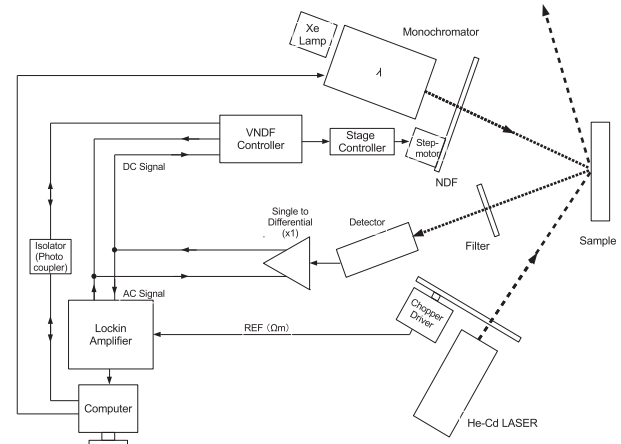


Fig.1 PR の実験配置図

検出器の応答関数 (感度特性) を $K(\lambda)$ 、増幅率を $A(\lambda)$ とすると光検出器の DC 出力 V_{dc} は次のように表される。

$$V_{dc} = I_0(\lambda)R(\lambda)K(\lambda)A(\lambda) \quad (1)$$

かたや交流信号は偽作信号の強度を I_{sp} 、波長を λ_{sp} 、 Ω_m を変調周波数とすると次のように表される。

$$V_{ac}(\lambda, \lambda_{sp}, \Omega_m) = [I_0(\lambda)R(\lambda)K(\lambda) + I_{sp}(\lambda_{sp})K(\lambda_{sp})]A(\lambda) \quad (2)$$

式(2)の第2項が重要となる。何らかの規格化手段により V_{dc} を λ によらず一定とすることができれば V_{ac} の第2項も一定となる。検出器の増幅率は λ に依存しないとみなせるため入射強度は

$$I_0(\lambda) = C/R(\lambda)K(\lambda)A \quad (3)$$

のように書ける。式(3)を式(2)に代入することによりロックインアンプの出力強度は $S_{LIA} = 1/C \frac{V_{ac}}{V_{dc}}$ であるため、それは I_{sp} などを用いて次のように導かれる。

$$S_{LIA} = \left[\frac{\Delta R(\lambda)}{R(\lambda)} \right] + C' \quad (4)$$

ここで

$$C' = I_{sp}(\lambda_{sp})K(\lambda_{sp})\frac{A}{C} \quad (5)$$

である。Fig.2 に示すように I_0R の一定化（規格化）で偽作によるバックグラウンド C' は一定（図中では直線）となることわかる。

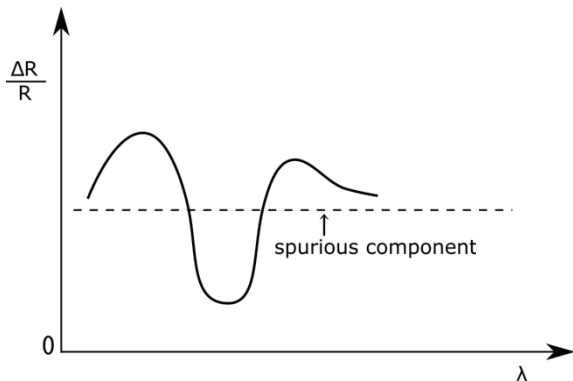


Fig.2 偽作信号が波長によらない
 I_0R 一定化時のスペクトル波形模式図

3. 実験手順

本研究で行った実験では次のようなセットアップを用いた。プローブビームを発生させるため、150 W キセノンランプからの光を焦点距離 32 cm の分光器を透過させることで単色光とした。光の検出にはアバランシェ光検出器（以下、APD）を用い、交流信号の検出にロックインアンプ（以下、LIA）を使用した。ポンプビームとしては機械的にチョップされた波長 325 nm の HeCd レーザーを採用した。 I_0R の規格化にはステッピングモータで駆動された VNDF を用いた。このモータは 5 相ステッピングモータドライバを内蔵した 1 軸ステージコントローラ PAT-001 を鉛蓄電池で駆動した。コントローラの制御には Arduino マイコン（ATmega328P）を中心に据えた独自の回路基板を用いた。

4. 制御部

以前^[5]の回路基板は筐体がない開放状態だったが、表示部や各種スイッチ、各入出力端子を配置し、金属筐体内に収納した。外来ノイズの影響を受けず、また他にノイズを出さない構造にしている。



Fig.3 VNDF 制御ユニットの外観

4.1 Arduino マイコン（8-bit AVR マイコン）

今回の回路では 8-bit AVR マイコン（ATmega328P）単品を用い、周辺回路は独自の設計としている。

統合開発環境は前回^[5]同様、Arduino IDE を採用している。我々^[5]のシステムでは、PC と USB シリアル変換治具があれば OS を選ばず、安価に開発ができる。実際の開発も Linux Mint を使うことが多い。コーディングには C/C++ 言語に似た Arduino 言語を用い、実行したい命令を列挙するだけで所望の動作が得られる手軽さがある。

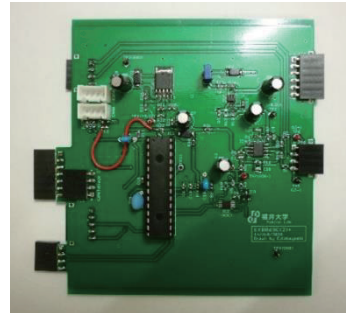


Fig.4 Arduino を搭載した独自回路基板の外観

なお、前回^[5]挙げていた Arduino の注意点 3 つのうち、「小型化が難しい」、「量産には向かない」という 2 点は今回のようにマイコン IC 単体（ATmega328P）を取り出して使うことにより解消している。

4.2 マイコン開発環境

Arduino マイコン IC 単体（ATmega328P）に直接書き込みできる環境を整えている。それに伴い、回路基板の設計自由度が格段に高まり、ユニット化する際にコンパクトな構造を採用できる。また書き込みの際にマイコン IC を付け替える必要がないため、開発のスピードも自然と加速するようになった。

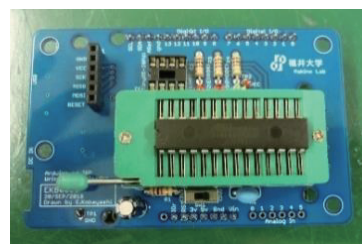


Fig.5 Arduino 書込装置

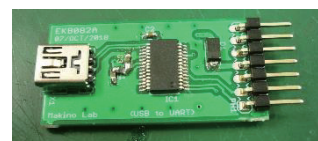


Fig.6 USB シリアル変換治具

Fig.5 の Arduino 書込装置で新品の ATmega328P にブートローダーを書き込むと、その後は回路基板上に載せ替え、専用ピンヘッダに Fig.6 の USB シリア

ル変換治具を接続して、オンボードでの書き込みができるようになる。

4.3 回路構成

Fig.7 は本研究で用いた 8-bit AVR マイコンを中心 に据えた回路を模式的に表したものである。回路は、 IC および抵抗器など基本的な電子部品で構成され、 独自制御により入射波長に依らず I_0R を一定にする 役割を果たす。

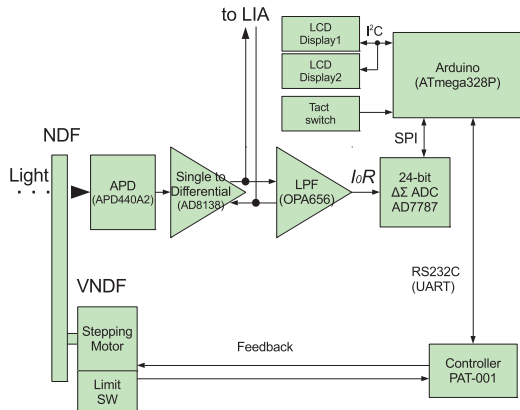


Fig.7 VNDF 回路構成のブロック図

5. 要素技術

5.1 アバランシェ光検出器 (APD)

受光素子は 200 nm 程の短波長側も測定可能と謳 う APD440A2 (UV Enhanced Si-APD) に変更した。 それまで採用していた光電子増倍管 (PMT, R4220) に比べて長波長側の感度は延びる利点があるものの、 短波長側の感度は相対的に低く、また PMT に比べ、 感度特性 $K(\lambda)$ は波長変化に伴う特性の変動幅が大き い。 VNDF 制御は難しくなる方向だが、その反面、 PMT のような高い印加電圧 (-0.5~-1 kV 程) を必要 としないため、測定値が揺らぎにくい利点がある。 また、測定系の構成をよりシンプルにできる。

5.2 APD 出力差動変換器



(a) (b)
Fig.8 APD 出力差動変換器

(a)シングルエンド入力側, (b) 差動出力側

短波長側における APD のゲイン不足を補うべく、プリアンプを設置した。設計製作した当初は

100 [倍]のゲインを持たせていたが、光学配置を見直した結果、APD440A2 内蔵のプリアンプだけで足りると判断したため、現在は 1 [倍]とし、シングル エンド入力/差動出力変換器としている。主要部品 には AD8138 を採用している。これにより、変換器 の差動出力部から VNDF 制御ユニット入力および LIA 入力までの間は+/-の同じ長さのケーブルが 2 本必要になるが、線長を長くしても共通モード ノイズの影響を受けなくなる。

5.3 高性能 OP アンプ

以前の報告^[5]では計装アンプを採用していたが、 周波数を上げるにつれ波形が歪む特徴が確認された。 LPF として使用しており、高い周波数帯で直線性が 劣化しても I_0R に与える影響は少ないと考えるが、 不得手な領域も含めて、あえて計装アンプを使い続 ける理由はなかったため、汎用性の高い、高速かつ 低雑音 OP アンプの OPA656 に変更している。

5.4 高分解能 AD コンバータ

以前の報告^[5]では Arduino 内蔵の 10-bit AD コンバ ータ (以下、ADC) を使用していたが、10-bit ADC で 計測できる最小値は 4.88 mV ($V_{REF}=5V$) である上、 実際は様々なノイズで 10 mV 以下は正確に計測でき ておらず、光軸調整時や感度特性が低い領域では特 に不便であった。そこで、SPI 通信で接続する 24-bit $\Delta \Sigma$ 型の高分解能 ADC の AD7787 に変更し、 I_0R の 読み取り精度を向上させている。

5.5 鉛蓄電池

12V/7.2Ah の鉛蓄電池を 2 個直列にし、+24V 電源 として使用している。

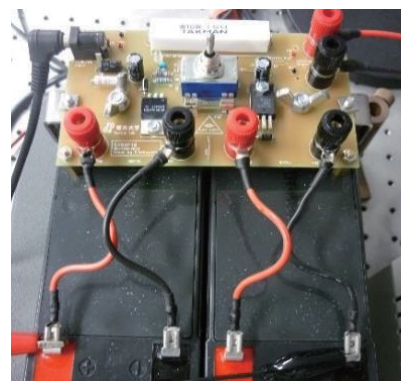


Fig.9 鉛蓄電池および充放電回路

Fig.9 の充放電回路も用意し、回路基板中央のトグ ルスイッチにより、充電時は並列接続、放電時は 2 個直列となり、モードを簡単に切り替えることがで ける。鉛蓄電池は低ノイズ電源であり、後述の PAT- 001 採用と併せて、スイッチング電源を 1 個削減す

ることができた。1回の充電でおよそ2時間の連続測定が可能である。

5.6 モータドライバ

モータドライバはDC駆動の1軸ステージコントローラ PAT-001 (シグマ光機)に変更している。上述の鉛蓄電池の採用と併せ、電源ノイズの低減を期待した措置である。通信速度は9600 bps に設定しており、VNDF 制御ユニット内の Arduino マイコンから制御している。主な仕様は以下の Table.5 に示す。

Table 5-1 PAT-001 の仕様抜粋

コントロール部

電源	+24[V] 2[A]
周囲温度	5~40 [°C]
周囲湿度	20~80 [%RH]
外形寸法 (最大)・質量	47(W)×90(H)×125(D) [mm], 400 [g]

ドライバ部

モータ	5相ステッピングモータ
駆動方式	ハーフ/フルステップ駆動
駆動電流 (RUN)	0.1~0.8 [A/相]
停止電流 (STOP)	0.1~0.8 [A/相]

ステッピングモータ側の端子は D-sub 25 ピンであり、そのままでは PAT-001 と接続することができない。そのため、Fig.10 の変換回路を用意し、PAT-001 と接続している。使用する主なコマンドは以下の Table 5-2 の通りである。これらは RS232C ポートを通じて Arduino から UART 通信で制御する。Arduino 側は TTL (5V) レベルであるため、ここにも変換回路を作製し RS232C レベル(±9V)へ変換している。

Table 5-2 PAT-001 で使用するコマンド

Q コマンド: 確認命令/ステータス 1 命令
J コマンド: ジョグ運転命令
G コマンド: 駆動命令
R コマンド: 電気 (論理) 原点設定命令
M コマンド: 相対移動パルス数設定命令



Fig.10 D-sub 25P と MINI-CA 12P の変換回路



Fig.11 PAT-001 と RS232C/TTL 変換回路

5.7 絶縁通信 (フォトカプラ) 回路

PC はとても便利な機器で測定に必要な不可欠だが、それと同時に、電磁ノイズの塊のような存在でもある。PC 内部には高い周波数の信号がいくつも重なっており、金属ケースでシールドされているとはいえ多少は漏れ出ており、微弱信号を取り扱う PR 測定には容易に影響を与えると危惧される。その影響を少なくするため、汎用フォトカプラ TLP785 を用い、VNDF 制御ユニットと計測用 PC 間の通信路に Fig.12 の絶縁通信回路を追加した。双方向通信を実現しつつ、VNDF 制御ユニットと計測用 PC を電気的には絶縁している。なお、通信速度は 9600 bps のままだと波形が崩れてしまい通信エラーが発生したため、VNDF 制御ユニットと計測用 PC 間のみ 1200 bps まで下げている。

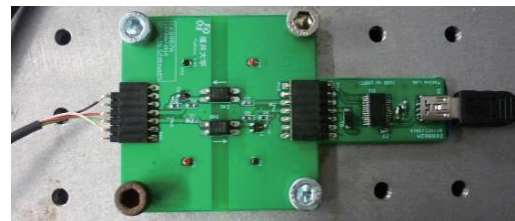


Fig.12 絶縁通信回路

5.8 同期通信

以前の報告^[5]時点では、マイコン側は計測用 PC から測定開始の指令を受けたあとは測定波長を意識せず、測定終了まで常に I_0R を監視し、目標値と差が発生すると、その都度 NDF を動かしていた。一方の計測用 PC はモノクロメータを制御し、単色光の波長を掃引しながら、マイコン側から送られてくる値を記録していた。測定中は半ばそれぞれが独立して動いていたと言える。特に、マイコン側は計測用 PC の状態や様子を確認せず、自動追従後の I_0R 値を送信するだけで計測用 PC が正しく受信したか確認はしていなかった。

通信方法を見直し、マイコン側に測定波長を認識させ、マイコン側と計測用 PC の同期をとり歩調を合わせ、計測用 PC から被測定波長を変えた連絡がくるまでマイコン側を待機するようにしたところ、測定データの再現性は大きく向上した。また、この修正は後述の式(6)をマイコン側に実行させるための呼び水となった。

5.9 制御アルゴリズム

本システムの核となる操作量の導出には、以前^[5]は PI(D)制御を採用していた。公開されている Arduino 用の PID ライブラリ^[6]は 3 パラメータ K_i , K_p , K_d を指定するだけで PID 制御を扱うことのできる手軽さはあったが、その反面、柔軟性には乏しく、例えば、計算結果を 1 回 1 回初期化できない、細かな調整は不可、計算の途中経過がブラックボックス化されているといった数々の不満があった。また「古典制御理論のプロセス制御において最も高級な制御方式」と書籍や Web 等で謳われているが、3 パラメータの設定が専門職人的で、D 制御を入れると暴走しやすく万能ではないと感じており、盲信して使い続けることに違和感があった。実際にこの PID ライブラリを使用した場合、条件が変わるとすぐ暴走し、奇妙な動きをすることも少なくなかった。

受光素子を APD に変更した VNDF 制御システムでは、測定時の光量（電圧値）の変動は、APD の感度特性 $K(\lambda)$ に依るところが非常に大きい。つまり、測定波長に応じて NDF 角度あたりの電圧変化量も変わってくる。多様なパラメータが存在し、それぞれの有効な範囲を逸脱することなく、カバーしなければならない。目標値との差分に比例ゲインをかけて使用する PID 制御では、測定波長毎に変化する要素を考慮することはできず、3 パラメータの最適化は無理と判断した。よって、様々な場合分けを行って、細部までパラメータを自分で指定できる独自の制御方法を模索した。

測定波長に応じて操作量を変えないといけない、パラメータがたくさんある複雑な場合、PID 制御は結果的に不向きであったと考える。そのため、目標値に対する差分の正負（NDF をどちら側に動かすかと、許容範囲内にあるかどうかを判定し、範囲内に入るまで繰り返す、というシンプルな構成に変更した。具体的には、ステップモータを動かす基本移動量を 1 パルス毎とし、測定時間は増加する方向になるが、整定時間の短縮はあきらめ、安定した動作と正確性を重視する制御方法を採用することに決めた。

なお、必要以上の平坦化動作はせっかくあるピークをつぶす方向に動きかねないという懸念があった。

そこで、波長や目標値電圧ごとに最適な、動作ステップ数が「必要最小限」となるパラメータを与えることを検討した。これは測定時間増大の軽減にもつながる。測定時の光量（電圧値）の変動は、APD の感度特性 $K(\lambda)$ に依るところが非常に大きいため、動作ステップ数は「感度特性の傾きの絶対値」に比例させるとよいのではないかと考えた。次に簡単化のため、Fig.13 のように測定波長毎に 5 つの領域に分割、それぞれの範囲で特性を直線近似（点線）し、その傾きの絶対値を係数 k としている。また光量（電圧値）が増えると必要な動作ステップ数も増やす必要あり、目標値に応じて 5 段階に変化する lum という変数を導入することにした。 N_{puls} は動作ステップ数であり、

$$N_{puls} = k \times lum \quad (6)$$

としている。目標値にせっかく近づいても目標値を中心にジグザグ走行してしまい、最大ステップ数を消化するまで時間を浪費するケースもあったため、目標値に近づいてきたら小さくじりじりと踏み込むよう、測定値と目標値の差分量に応じて、 lum の値を 1, 1/2, 1/4 の 3 段階に調整する処理も加えた。

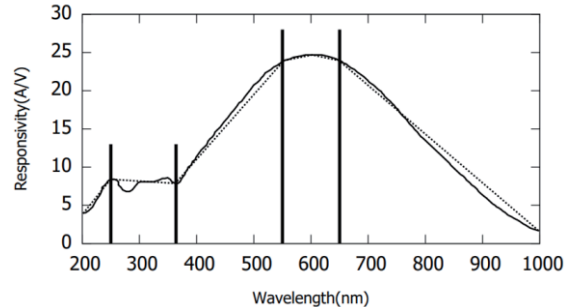


Fig.13 APD 感度特性^[7]の直線近似

その検討過程で、測定周波数を広く設定した場合、マイコンと計測用 PC の通信回数が増え、通信ゴミが段々積み重なるような症状によって測定が途中で止まってしまうバグも見付き、今回は通信用のコードについてもマイコン側、計測用 PC 側の双方で大規模な見直しをかけ、安定性を向上させた。

6. 実機確認

前回報告^[5]したシステムでは、実用的に設定可能な I_0R の目標値は 500 mV~2.0 V 程度、測定波長域は 50 nm 程度の狭いものだったが、それでは I_0R の変動幅が大きい場合に制御が破綻しやすく、また長い波長範囲を測定する際には、途中で必ず人の手が加わることになり、測定データのばらつきが発生しやすい要因になっていた。

Fig.14 の上の波形は、受光素子を APD に変更直後ならびに制御アルゴリズム変更前の状態における、測定波長範囲を 350~750 nm と長く設置した場合である。APD の感度特性 $K(\lambda)$ の変動が大きく、受光素子を APD に変えた直後は I_0R を一定化できていなかった。下の波形は制御アルゴリズムを見直したあとの測定結果である。

なお、式(6)の k パラメータを受光素子に合わせたものに切り替える必要はあるが、制御アルゴリズムを見直した後は、受光素子を PMT に戻しても APD と同等の I_0R 一定化制御ができることを確認している。つまり、この制御方法は受光素子を変更した際の感度特性の変化を容易に吸収できる汎用性も備えている。

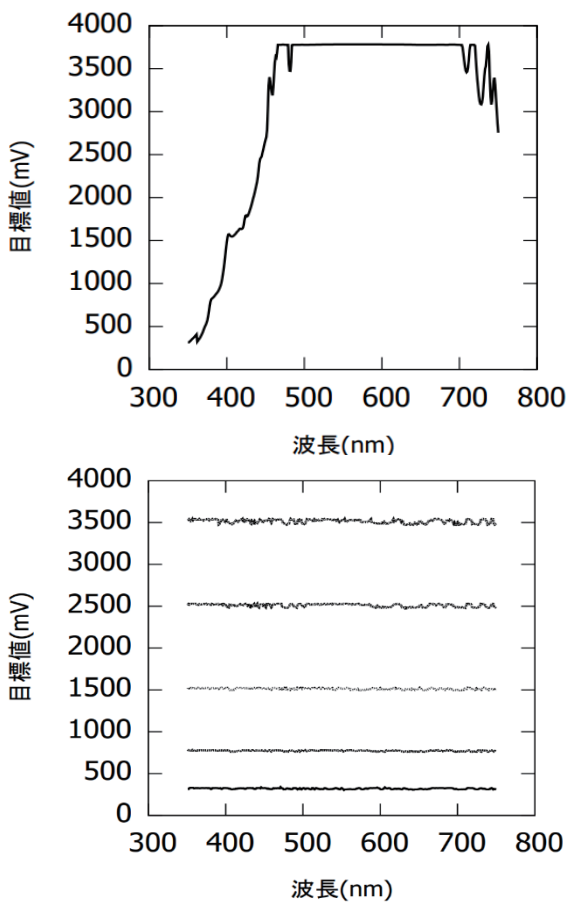


Fig.14 350~750nm まで連続測定した結果
(上：受光素子を APD に変更直後，下：改善後)

APD 出力値には、時間経過による揺らぎが PMT よりも少ないとはいえ、若干ある。よって、測定が長時間に及ぶと APD 出力値の揺らぎの影響を受ける恐れがある。そのほか、鉛蓄電池を過放電してしまう懸念もあるため、測定波長範囲を 350~750 nm まで拡大した場合でも測定時間が 2 時間を超えることがないようにしなければならない。独自のアルゴ

リズムのうちステッピングモータ制御動作を必要最小限に抑えることで、安定動作と正確性重視の制御方法によって延びた測定時間を幾分軽減している。また、目標値の $\pm 1\%$ 以内に制御することも可能となり、様々な範囲の目標値に対して逸脱することなく追従できるようになった。

また、LabView™などを用いた PC ベースの制御も普及しているが、ここで見られるような微弱なアナログ信号を取り扱う場合には PC 自体が深刻なノイズ源となるため、相当な困難が伴うと考えられ、ここにもマイコンベースシステムの優位性がある。

7. 結 言

マイコンベースの VNDF による光強度規格化制御システムは本研究室で 5 年前に稼働していたが、当初は測定の安定性ならびにデータの再現性に課題があった。また、連続して測定できる範囲が非常に狭く、汎用性に難があった。

今回、既知の PR スペクトル波形を持つ ZnO を判断材料として PR 実験を何度も繰り返しながら、本システムの問題点を修正および改善した。本研究で意図した通り、偽作信号に起因したバックグラウンドが平坦になることや真の信号が再現性よく観測できることが確認された。

8. 謝 辞

本研究は JSPS 科研費 JP19K05303 の助成を受けたものです。PR 実験のセットアップ、測定、考察および検証において、電気エネルギー研究室の学生、鈴木健氏、山口拓真氏、颯田皓弥氏、井上涼雅氏らの助力を得た。また、VNDF 制御ユニットの筐体加工は本学先端科学技術育成センターの山森英智氏に製作していただいた。ここに感謝の意を表します。

9. 参考文献等

- [1] F. H. Pollak et al., Mater. Sci. Eng. **R10** 375 (1993).
- [2] V. W. Franz, Z. Naturforsch. **13a** 484 (1958).
- [3] L. V. Keldysh, Soviet-Phys. JETP **7** 788 (1958).
- [4] H. Shen et al., Rev. Sci. Instrum. **58** 1429 (1987).
- [5] 小林英一, 長谷川昂輝, 牧野哲征, 橋本明弘: AVR マイコンによる光強度規格化制御システムの構築『福井大学大学院工学研究科研究報告 vol.64』pp.83-89 (2016).
- [6] PID Library - Arduino Playground,
<http://playground.arduino.cc/Code/PIDLibrary>
(2021/02/11)
- [7] APD440 and APD440A2 Operation Manual p.10