

Structuring Control Systems for Normalization of Optical Intensity with AVR Microcomputer : To Reduce the Spurious Signal on Photoreflectance

メタデータ	言語: jpn 出版者: 公開日: 2016-04-04 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 小林, 英一, 長谷川, 昂輝, 牧野, 哲征, 橋本, 明弘 メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/10098/9899

AVR マイコンによる光強度規格化制御システムの構築 — フォトリフレクタンス分光における偽作信号抑制のために —

小林 英一* 長谷川 昂輝** 牧野 哲征*** 橋本 明弘***

Structuring Control Systems for Normalization of Optical Intensity with AVR Microcomputer — To Reduce the Spurious Signal on Photoreflectance —

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

(Received February 5, 2016)

We describe microcomputer-based implementation of the PI-control system for normalization of the dc reflectance part from the photoreflectance 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 photoreflectance, 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, Photoreflectance, Neutral-density Filter, Micro-computer, Stepping Motor, PI-control

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。

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い、フォトリフレクタンス (以下 PR) と呼ぶ。反射型変調分光においては $\Delta R(\lambda)/R(\lambda)$ 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ルミネセンスなどの偽作信号 (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 法を顕微鏡分光に適用する際に上述したような迷光は更に問題となる。

* 工学部技術部

** 電気・電子工学科

*** 大学院工学研究科電気・電子工学専攻

* Technical Division

** Dept. of Electrical and Electronics Engineering

*** Electrical and Electronics Engineering Course, Graduate School of Engineering

この問題を解決し顕微鏡 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り、Fig.1 はその写真である。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、熱ドリフトや素子エージングなどの効果が避けられない。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きており、電源投入すれば自動で制御を開始するなど作業性も良く、またステップモータは位置決め精度に優れ、こちらも入手性は良く、マイコンとステップモータの組み合わせによる実装には優位性があると考えられる。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 の実装について検討した結果を報告する。

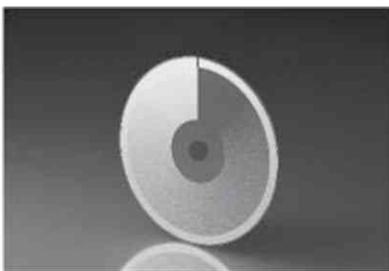


Fig.1 NDF の写真(Web カタログ引用)

2.3 強度規格化が偽作信号抑制にもたらす効用

Fig.2 は PR 実験の模式的な実験配置図に対応する。分光器を透過させることにより単色化された白色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がないように思われるが、ポンプビームは以下のような偽作信号をもたらし、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。

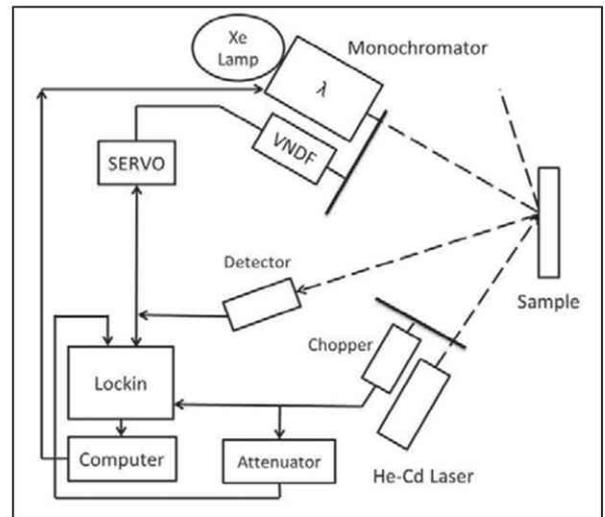


Fig.2 PR の実験配置図

検出器の応答関数を $K(\lambda)$ 、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.

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

ここで

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

である. Fig.3 に示すように I_0R の一定化 (規格化) により偽作によるバックグラウンド C' は一定 (図中では直線) となることがわかる.

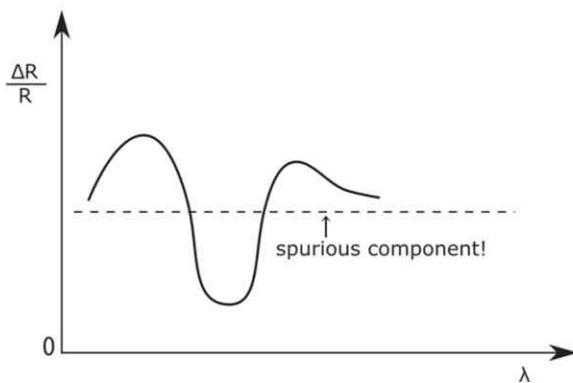


Fig.3 偽作信号が波長によらない
Constant Offset 時のスペクトル波形模式図

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. 光の検出には光電子増倍管 (PMT) を用い, 交流信号の検出にロックインアンプを使用した. 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 2 軸のステージコントローラ Mark-102 で駆動した. サンケン電気社などから販売されているモータドライバ IC を電池駆動するなら更なるノイズ抑制が期待できる. コントローラの制御には Arduino マイコン基板^[5]を用いた.

4. 制御部

4.1 8-bit AVR マイコン基板 Arduino

今回の回路では 8-bit AVR マイコン (ATmega328P) が載った Arduino Uno R3 を採用した. Arduino はイタリアで 2004 年に開発が始まり, ホビーや教育機関での教材用として先行していた Wiring をベースに徹底した簡略化を行い低価格 (発売開始時は約 4,000 円) で提供された. シンプルな入出力 (I/O) と Processing 言語で実装された開発環境がベースとなっている. Arduino はそのマイコン基板だけでなく, プログラミング言語 (Arduino 言語), 開発環境 (Arduino IDE), Web サイト (<http://arduino.cc/>) やワークショップなど全て含めたものを指す. 用途や目的に応じた Arduino 互換機が数多く製作, 販売されている^[6].

当該マイコンには以下のような優位性がある. わかりやすい標準化された入出力ポート, 豊富なライブラリ, 手軽に使い始めることのできる Arduino 関数が数多く用意されていて特に入門者に優しいマイコン基板といえる. Arduino には様々なバリエーションがあり, 今回は標準的な Arduino Uno を用いた. 統合開発環境の Arduino IDE はマルチプラットフォームであり, Arduino マイコン基板のほか, PC と USB ケーブルがあれば PC を選ばず安価に開発ができてしまう. 実際の開発も Linux Mint 17.2 上で容易に行うことができた. コーディングには C/C++ 言語に似た Arduino 言語を用いるが, 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 Uno R3 の外観

Arduino の注意点を挙げるならば以下の 3 点がある. 先行している Microchip 社の PIC マイコンと比較して, (1)デバッグ環境がなく必要に応じてデバッグモードを組み込まなければならない, (2)AVR マイコン本体の ATmega328P は PDIP28 パッケージと大きく, Arduino マイコン基板とセットで使うことを想定しているため, 小さくて薄い製品へは応用できない, (3)マイコン単品よりも Arduino マイコン基板は比較的高価であるため量産には向かない, といった点であろう.

4.2 マイコン開発環境 (PC)

余談となるが、開発に用いた OS (Linux Mint) についても紹介する。この Linux OS は Windows OS と似たメニュー構成を持ち、ベースとしている Ubuntu よりも軽快に動作するので Windows XP からの乗り換えや、数世代前の余った PC ハードウェアを有効利用するには良い選択肢となる。実際に Windows 10+Intel Core i5 480M 2.66GHz よりも Linux Mint 17.2+Intel Pentium Dual Core E5400 2.7GHz (メモリ容量はいずれも 2GB) の方が、数値解析や 3D 描画を伴わない通常使用における体感速度は格段に速い。Linux にも対応しているマルチプラットフォームのソフトウェアには、Firefox, Thunderbird, Google Chrome といった有名どころの他、前述の Arduino IDE も含めて、LibreOffice(オフィス), Dropbox(オンラインストレージ), GIMP(フォトタッチ), Inkscape(ドロー), EAGLE(回路/基板設計 CAD), FreeCAD(3D CAD)などもある。LTspice(回路シミュレータ)は Windows 版しかないが、Wine 上で、多少の不具合はあるものの動作している。ネックは Office ソフトウェア間でファイル移動によってレイアウトが崩れてしまう互換性の問題や対応デバイス (プリンタ等の周辺機器) の数がまだ少ない点である。ゆえに Word や Excel を多用する事務処理には向かないが、電気・電子系の設計業務に限定すれば、Linux Mint だけで概ねカバーできるようになっている。今回使用した PC のハードウェアは再生利用品のため、Arduino マイコン基板を除き、開発環境は無償で手に入ったことになる。PC と OS を選ばず低コストで開発着手できることも大きな利点であろう。

4.3 回路構成

Fig.5 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、Fig.6 は作製した回路基板である。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、PI 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。

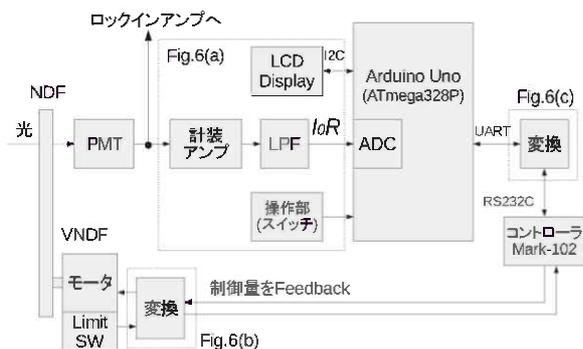


Fig.5 VANDF 回路構成のブロック図



Fig.6 作製した回路基板

5. 要素技術

5.1 AD コンバータ

Arduino 内蔵の AD コンバータを使用した。分解能 10-bit と低分解能であるが、現在の回路状態を見ると光電子増倍管出力および計装アンプ出力値のいずれも不安定なため、高分解能にした場合もっと不安定な動作になるのではないかと危惧している。Arduino は I2C 通信が容易に実装できるため、外付けの高分解能 AD コンバータは次期試行する。

5.2 計装アンプ

インストルメンテーション・アンプとも呼ばれ、工業計測用として広く用いられている差動増幅回路である。差動アンプと同様、非反転入力 V_{in}^+ と反転入力 V_{in}^- の差電圧 ($V_{in}^+ - V_{in}^-$) を増幅する。

下の Fig.7 のように前段の対称な OP アンプで差動出力の増幅回路を、後段の OP アンプで差動増幅回

路を構成している。CMRR（同相信号除去比）を高くするため、OP アンプおよび抵抗器は高精度のものが使われる。OP アンプ 1 素子による差動アンプよりも CMRR が優れており、入力オフセット電圧も小さく、2つの入力端子の差を演算する精度が高い^[7]。全ての入力端子が OP アンプの入力端子に直結しているため入力インピーダンスが高い。

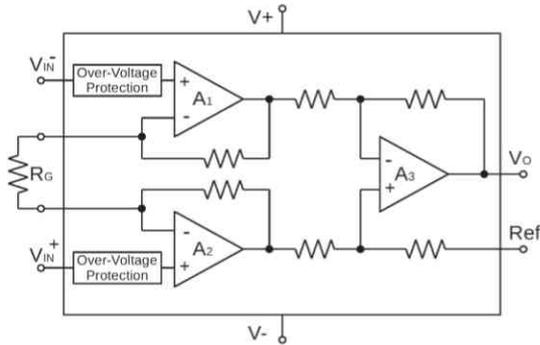


Fig.7 計装アンプ(3アンプ型)のブロック図

以下の式(6)は一例として、3アンプ型のTI(BB)製INA128Pにおける増幅度(Gain, 以下G)の算定式だが、他の計装アンプも同様に増幅度は1つの外付け抵抗器RGの値だけで決まる。

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (6)$$

汎用OPアンプ(TL081CP)と計装アンプ2品(LT1167, INA128P)について、それぞれのデータシートから一部仕様を抜粋し、特性を比較した(Table.3)。計装アンプ2品の選定理由は入手性の良さであった。CMRRが高く、温度ドリフトも含めて入力オフセット電圧が非常に小さいという計装アンプの特長が見て取れる。

	TL081CP (TI,汎用)	LT1167 (LTC)	INA128P (TI/BB)
CMRR	80 dB min	90 dB min (a)	120 dB min (c)
Input Offset Voltage	9 mV max	60μV max (b)	50μV max (a)
Offset Voltage Drift	18 μV/°C max	0.3 μV/°C max	0.5 μV/°C max
Noise Voltage, RTI	18nV/√Hz (d)	7.5nV/√Hz (d)	8 nV/√Hz (d)

(a) at G=1, (b) at G=10, (c) at G≥100, (d) at 1kHz

Table.3 汎用品と計装アンプの特性比較

これにより、光電子増倍管出力からAD入力までの間に外乱（通常コモンモードノイズが支配的である）が入ったとしても、影響を非常に小さくできる。

光電子増倍管は飽和時に最大で約+13Vも出力するため、そのままArduinoのAD入力端子に接続することができない。そこで計装アンプを電圧リミッタとしても働かせ、約+4V以上の出力信号は飽和するようにした。一方で、光電子増倍管の出力は飽和しない範囲内においては数100mVのオーダーで推移するため、RGはG=10となる値に設定した。実測波形を以下のFig.8に示す。入力波形(0.4Vpp)はFG出力であり、長いBNCケーブルを使っていること、入出力で電圧の測定レンジが10倍違うこと、プローブをつなぐことでノイズが載ってしまうこと、など汚く見えてしまう理由は幾つもあるが出力波形(4Vpp)においてはノイズレベルを大幅に低減できている様子が見える。

通常のOPアンプは周波数特性がよくなく、Gainは入力信号の周波数が高くなるにつれてポールとなる周波数fpを境に-20dB/decの勾配で減衰する^[8]ため、高周波回路には向かないが、今回その欠点はさほど影響しない。なぜなら光電子増倍管出力のAC成分はロックインアンプのみに使い計装アンプ出力のAD変換部には平滑化したDC信号を扱うためである。

尚、今回作製した回路では計装アンプの電源電圧を±5Vとしているため、厳密には入力電圧の定格範囲を超過しており次期修正を要するが、入力インピーダンスが非常に高いため問題なく動作している。

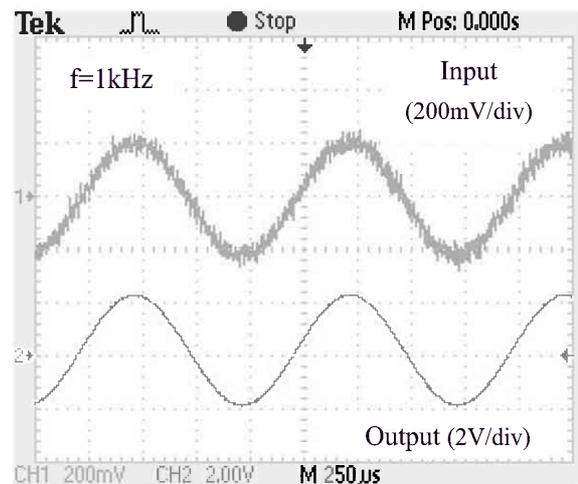


Fig.8 計装アンプ(G=10)入出力波形

5.3 5相ステッピングモータ

VNDFユニットの5相ステッピングモータにはオリエンタルモータ社のPX535M-Bを採用し、原点検出用のリミットセンサにはOMRON社製マイクロセ

ンサ EE-SX673 を採用している. PX535M-B の主な仕様は以下 Table.4 の通りである.

基本ステップ角	0.36°
励磁最大静止トルク [kgcm] (定格電流で 5 相励磁)	1.4
電流 [A/相]	0.5
巻線抵抗 [Ω/相]	8.0
モータ慣性モーメント J [g cm ²]	35
質量 [kg]	0.27
絶縁階級	B 種 (130°C)
温度上昇	定格電圧で 5 相励磁・静止状態のとき 80°C 以下 (抵抗法)
使用温度範囲	-10°C ~ +50°C

Table.4 PX535M-B の仕様抜粋

5.4 モータドライバ

モータドライバにはドライバ内蔵の 2 軸ステージコントローラ Mark-102 (シグマ光機) を使用した. 主な仕様は以下の Table.5 に示す.

コントロール部

電源	AC 90~125 V 50/60Hz 50VA
周囲温度	5~40 °C
周囲湿度	20~85 %RH
外形寸法 (最大)・質量	W183×H61×D157mm 突起物除く. 1.3 kg

ドライバ部

モータ	5 相ステッピングモータ (5 本リード)
駆動方式	ハーフ/フルステップ駆動
駆動電流 (RUN)	0.15~0.8 A/相
停止電流 (STOP)	0.15~0.35 A/相

Table.5 Mark-102 の仕様抜粋

VNDF ユニットの端子は D-sub 25 ピンであり, 旧来の 10 本リードと接続する方式のピン配置であったため, そのままでは Mark-102 と接続することができず, 変換基板 (Fig.6-b) を用意し, 緑と青, 赤と白など計 5 箇所を基板内で短絡し, 新ペンタゴン配線 (5 本リード) と等価にした上で, Mark-102 と接続している. 使用するコマンドは以下の Table.6 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基板 (Fig.6-c) を作

製し RS232C レベル (±9V) へ変換している.

Q コマンド: 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
H コマンド: 相対移動パルス数設定命令

Table.6 Mark-102 で使用するコマンド

5.5 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 PID 制御を採用した. PID 制御は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である. 操作量を求める式は下記(7)に, ブロック線図を Fig.9 に示した. PID 制御は直列補償であり制御偏差に比例した量 P , 制御偏差を積分した量 I , 制御偏差を微分した量 D を加え合わせたものを操作量とする^{[9],[10]}.

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (7)$$

$$\frac{K_p}{T_i} = K_i, \quad K_p T_d = K_d \text{ である.}$$

ここでは I_0R を監視した. 公開されている Arduino 用の PID ライブラリ^[11]を取り込み, 操作量の導出部に用いた. これらのパラメータ K_i, K_p, K_d から制御用のパルス数を決めるが, 本研究では K_d を与えると発散してしまうため, $K_p=0.4, K_i=0.5, K_d=0$ とし結果的に D 制御は行っておらず PI 制御になっている. 尚, パラメータ導出において, まずは動作することを優先したため, 最適化はまだ実施できていない. これは後述する Wait 時間 1 秒の削減検討とともに整定時間短縮に関わって次期課題とする.

ステッピングモータはパルス数に応じた回転角度で回る. それにより光減衰率ひいては入射光強度を制御することが可能となる. 光電子増倍管出力における信号対雑音比が悪いため安定化を狙って 5 回平均したものを測定値とした.

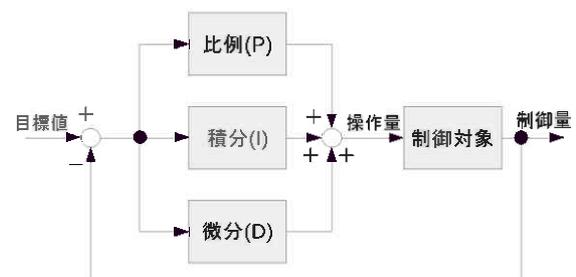


Fig.9 PID 制御のブロック線図

6. 整定時間

目標値までの応答速度（整定時間）を求めめるため光源に白色 LED ライトを用い、次のような実験を行った。ステッピングモータ可動範囲内において約 500 mV～4 V の入力ダイナミックレンジを持たせた環境を用意し、そこで目標値を 1 V に設定、開始値を意図的に目標値から大きく外れた 500 mV に設定し、制御回路が目標値まで到達し収束するまでの時間変化（PI 制御の収束動作）を 3 回計測した結果を Fig.10 に示す。

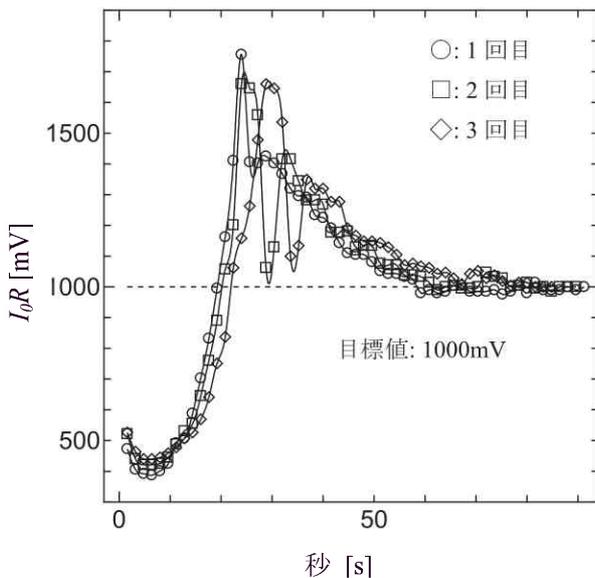


Fig.10 収束データ

開始値の約 500 mV から目標値 1 V まで離れていたこともあり、また光が放射状に広がる白色 LED ランプを試験光源に使ったため VNDF 操作量と光量が線形関係になっていない範囲（約 3～10 秒の間）が生じており、収束するまでやや時間を要しているが、複数回実施したところ、今回作製した回路、プログラムおよび PI 制御パラメータでは 64～88 秒の間で目標値に収束していた。整定時間が長い理由は、(1) モータ駆動および AD 入力値の安定化のため Arduino プログラム内で Wait 時間を 1 秒設定していること、(2) PID 制御パラメータを最適化していないこと(3)プロセス制御（定値制御）ではサーボ機構ほどの応答速度は得られない、等が挙げられる。特に(1)においては、モータ動作可能な範囲内で限界まで詰めれば整定時間をもっと短くできるはずである。前述のとおり Shen らのグループはサーボモータを用いた同様のシステムについて報告しているが^[4]、モータの仕様や応答速度に関する詳細な記載がないため比較しようがないが、立ち上げてから 2 分ほど待ち、収束した時点から実験を開始すればよく、我々がここで実現したシステムにおける応答速度は当面

問題ないと考える。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といえる。

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が稼働するに至った。現在、特徴的な PR スペクトル波形が得られることがわかっているワイドギャップ半導体を測定対象として PR 実験を進めているところである。システムについて、更なる改良を施し、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精度よく観測できることが確認できれば、本学で作製される（測定対象となっている）半導体材料における光学応答や電界分布などを求めていく予定である^[12]。

8. 謝辞

本研究は本学次世代プロジェクトの研究助成を受けて行われた。PR 実験のセットアップにおいて本学大学院生の山崎裕斗氏の助力を得た。また、ステッピングモータと NDF のカップリングは本学先端科学技術育成センターの川崎孝俊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. Natureforsch 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] M. Benzi, "Getting started with Arduino", O'Reilley Media Inc. (CA, USA) (2008).
- [6] 小林 茂：Prototyping Lab 「作りながら考える」ための Arduino 実践レシピ, オライリージャパン(2010).
- [7] 鈴木雅臣：回路の素 101, CQ 出版社(2012)
- [8] 岡村廸夫：OP アンプ回路の設計, CQ 出版社 (1973).
- [9] 榎木義一, 添田喬：わかる自動制御(増補改訂版), 日新出版(1999).
- [10] 森 泰親：演習で学ぶ基礎制御工学, 森北出版 (2004).
- [11] <http://playground.arduino.cc/Code/PIDLibrary>
- [12] K. Shiojima et al., Appl. Phys. Express 8 046502 (2015).