報 文

アバランシェフォトダイオードを用いた交流法
による可視および赤外極微弱光の検出

木 谷 恵 一*・林 孝

武蔵工業大学電子通信工学科 東京都世田谷区玉堤 1-28-1 (〒158)

(1984年4月11日受理)

Alternating Current Method for Extremely Weak Signal Detection in
the Visible and Infrared Region Using Avalanche Photodiodes

Keiichi KIYA and Takashi HAYASHI

Department of Electronics and Communication Engineering, Musashi Institute of
Technology, 1-28-1, Tamazutsumi, Setagaya-Ku, Tokyo 158

(Received April 11, 1984)

Experimental studies on operational characteristics of five samples of avalanche photodiodes have been carried out for very weak optical signal measurements using the alternating current method for the red and near infrared lights. Analytical considerations are given on the signal-to-noise ratio on the basis of the excess noise multiplication factor. The weakest optical powers detected by Si-APD ($\lambda=632.8$ nm) and Ge-APD ($\lambda=1153.0$ nm) were 1.5×10^{-18} W and 1.0×10^{-15} W, respectively. The linearity of the signal output voltage was found to hold from $P=10^{-20}$ W to $P=10^{-14}$ W. Experimental results show that some APD could be used as an excellent optical sensor in a wide dynamic range.

1. 緒 言

近年、宇宙科学、地球物理学をはじめ環境汚染の問題や生物学、化学の領域において極微弱光を検出しようとする要求が多くなっている。

例えばレーザ光による高精度のラマン散乱やブリルアン散乱、レーリイ散乱の測定、レーザーレーダによる人工衛星や月面測距、地球超高層大気の観測、さらには大気汚染の分光分析や非線形光学現象の観測、ならびに可

変波長レーザによる高分解能分光測定等、光学的手法を用いた情報処理など多岐にわたっている。これらはいずれの場合も可視から赤外にわたる極微弱光の検出技術が重要な役割を果たすようになって来ている¹⁻³⁾。

そこで従来、極微弱光の検出用として用いられているものには増倍機構を備えた光電子増倍管(PM)があるが、これによる検出法はすでに確立されている^{4,5)}。これに対して Avalanche Photodiode(APD)は温度に対する不安定性や増倍過剰雑音の発生等、欠点はあるが波長感度(PM: $\lambda=200 \sim 800$ nm, Si-APD: $\lambda=300 \sim 1100$ nm, Ge-APD: $\lambda=300 \sim 1700$ nm)と量子効率(PM:

* 昭和59年9月27日病死されたことを附記します(編集委員会)。

$\eta(\lambda)=3\%$, APD: $\eta(\lambda)=35\sim 68\%$)において勝れている。

これらのことから我々は APD の特徴を生かした極微弱光の検出法に関する検討を行った。この中で本報は交流成分検出法(AC 法)による可視ならびに赤外極微弱光の検出方式について重点的に検討したものである。

これは APD の出力光電流のうち直流成分の上に重畳しているショット雑音(交流成分)を検出する方式である^{3,5)}。ここではまず増幅器ならびに自乗検波器や低域濾波器等, 測定系の性能を確立すると共に素子を 77K まで冷却安定化して熱雑音と漏洩電流を除去した。そのうえで光電流の写真観測をはじめ入射光パワー対出力光電圧の関係と, それらから得られる信号対雑音比を求めた。

この方式は従来 APD の出力(交流成分)を, そのまま増幅して 2 乗検波し, 低域濾波器の出力から得られる直流成分を読み取るが, 本研究の場合極微弱光の領域では光電流パルスの発生数が極めて少ないため 2 乗検波後の出力は極めて小さく, 後段回路のドリフトと雑音に妨げられて信号光の検出が不可能となる。そこで, 得られた光電流パルスを同調増幅器へ入力し, その減衰時間を延伸した後, これを増幅して 2 乗検波にかけるという方法を用いた。その結果 Si-APD において極めて広範囲(入射光パワー $P=10^{-14}\sim 10^{-20}$ W)にわたる直線性の良い入出力特性を得た。また信号対雑音比が 1 となる点の入射光パワーは 1.5×10^{-18} W に達した。一方, Ge-APD においては Si-APD には劣るが 1×10^{-15} W を得た。

2. AC 法による光検出方式の検討

APD の出力は, なだれ増倍機構を経て生じたキャリアの群によって構成されており, これは光電流パルスとして観測される⁶⁾。ここで入射光パワーが強い場合の出力光電流は直流成分の上にショット雑音(交流成分)が重畳されており, この直流成分を計測する方式が直流検出法⁷⁾(DC 法)である。一方, 光のパワーが弱い場合は直流成分が減少して相対的に交流成分が大きくなる。これを検出するのが交流検出法(AC 法)である。

DC 法と AC 法の境界を与える関係式をもとにグラフを描くと Fig. 1(a) となる⁷⁾。実際には暗電流のため検出下限界はこれよりも劣るが素子を 77K に冷却するとこの値に近づく。過剰雑音指数は $F=M^2$ で与えられ α は素子により定まる定数で ($0<\alpha<1$) M は増倍率である。

また AC 法と更に微弱な入射光パワーにおける Single Photoelectron Event (SPE) 領域との境界は, いま接合面より発生する光電子の単位時間当りの平均個数を $\langle n \rangle$, 分解時間 $T=1/2B$ 以内に計数される単位時間当りの平

Fig. 1 (a) Boundary optical input powers between single and multi-photoelectron events calculated using equations in the figure for various bandwidths of the detecting system.

(b) Theoretical variation of the optical input power as a function of the bandwidth of SPC detecting method.

均パルスの数を $\langle N \rangle$ とすれば両者間の関係はポアソンの確率分布より

$$\langle N \rangle = \langle n \rangle \exp\left(-\frac{\langle n \rangle}{2B}\right) = \langle n \rangle \Pi_s \quad (1)$$

と表わされる。但し B は測定系の帯域幅であり Π_s は出力パルスがどの程度分離した SPE 状態になっているかを示す確率である。たとえば $\Pi_s=95\%$ とすると入射光パワー $P(\lambda)$ は次の関係で与えられる⁸⁾。

$$P(\lambda) \leq \frac{0.1 B h \nu}{\eta(\lambda)} \quad (2)$$

ここで(2)式にしたがって $\lambda=632.8$ nm の光を Si-APD (PD-050B) で検出した場合の $P(\lambda)$ と B との関係を示したものが Fig. 1(b)である。 B が広いほど $P(\lambda)$ が強くても SPE となることが可能であることを示している。

この直線で分けられた下側の範囲は Single Photoelectron Counting (SPC) の可能な領域であり AC 法はこれよりも上側 (b), (a) 斜線の間領域で有効となる。 Π_s が 1%, 0.1% となると (b) は (a) に近づいて更にその中へ入り込んで行く。

次に平均光電流によって生ずる電圧と平均暗電流によって生ずる電圧に重畳した平均値零のショット雑音電圧

を $v_s(t), v_d(t)$ とすれば直流成分は増幅器の交流結合によって除去されて、2乗検波器の入力電圧 $x(t)$ は次のようになる。

$$x(t) = v_s(t) + v_d(t) \quad (3)$$

検波効率を γ とすれば出力電圧は

$$V(t) = \gamma \{v_s(t) + v_d(t)\}^2 \quad (4)$$

したがって $V(t)$ の時間平均は

$$\begin{aligned} \langle V(t) \rangle &= \langle \gamma \{v_s(t) + v_d(t)\}^2 \rangle \\ &= \gamma \{ \langle v_s^2(t) \rangle + \langle v_d^2(t) \rangle + 2C \langle v_s(t) \cdot v_d(t) \rangle \} \end{aligned} \quad (5)$$

但し $v_s(t)$ と $v_d(t)$ は互に独立である。よって相関係数 $C=0$ となり、 $v_s(t)$ が $v_d(t)$ より大きい範囲を考えると

$$\langle V(t) \rangle = \gamma \{ \langle v_s^2(t) \rangle + \langle v_d^2(t) \rangle \} \propto \langle v_s^2(t) \rangle \quad (6)$$

ここで $\langle v_s^2(t) \rangle \propto I_s$ 但し、 I_s : 光電流であるから $\langle v_s^2(t) \rangle \propto P(\lambda)$ となり入射光パワーと出力電圧の間に直線性が得られる。

次に2乗検波器の入力電圧は帯域幅 B にわたり一様であると仮定すると、Wiener-Khintchine の定理を適用して、出力の電力スペクトラムは Fig. 2 の如くなる⁸⁾。

但し、 b は低域フィルタの有効帯域幅であり $b \ll B$ とする。

文献8によれば同図中斜線の部分が雑音電力であり信号

対雑音電力比 $\left(\frac{S}{N}\right)_{AC}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{AC} &= \frac{\langle v_s^2(t) \rangle^2}{b(2B-b)(P_s + P_d)^2} \\ &\simeq \frac{\langle v_s^2(t) \rangle^2}{2Bb(P_s + P_d)^2} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで

$$\langle v_s^2(t) \rangle = 2eBM^{2+\alpha}R_L I_s \quad (8)$$

$$P_s = 2eM^{2+\alpha}R_L I_s \quad (9)$$

$$P_d = 2eM^{2+\alpha}R_L^2(I_B + I_T) \quad (10)$$

Fig. 2 Output power spectrum of the square-law detector.

Fig. 3 Calculated variation of the signal-to-noise ratio as a function of the optical input power with different samples.

但し、 I_B : 背景光電流

I_T : 熱によりキャリアが励起されて発生した電流

これらを(7)式に代入すれば

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{AC} = \frac{BI_s^2}{2b(I_s + I_B + I_T)^2} \quad (11)$$

ここで $I_B + I_T = I_D$ を暗電流成分とすると信号対雑音電圧比は

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{AC} = \sqrt{\frac{B}{2b}} \cdot \frac{I_s}{(I_s + I_D)} \quad (12)$$

となる。上式より入射光パワー P の小さい範囲 ($I_s \ll I_D$)

では $\left(\frac{S}{N}\right)_{AC} \simeq \sqrt{\frac{B}{2b}} \cdot \frac{I_s}{I_D} \propto I_s \propto P$ となって $(S/N)_{AC}$

は P に比例する。また P が大きい場合 ($I_s \gg I_D$) には

$\left(\frac{S}{N}\right)_{AC} \simeq \sqrt{\frac{B}{2b}}$ となり $(S/N)_{AC}$ は一定の値となる。(12)

式と光電流の基本式⁷⁾に各数値を代入して入射光パワーに対する信号対雑音比を求めたものが Fig. 3 である。

3. 実験方法と測定回路

APD は光ファイバーにマウントし、これを液体窒素 (77K) に浸す。したがって熱励起と漏洩電流に基づく暗電流は極めて減少する。APD には高精度安定化直流電源 (HP-6116 A) を用いて逆バイアス電圧を印加する。入力光は Si-APD に対しては He-Ne ガスレーザ光 ($\lambda = 632.8 \text{ nm}$)、Ge-APD に対しては同じく He-Ne ガスレーザ光 ($\lambda = 1153.0 \text{ nm}$) を用いた。次にこれを光ファイバーを通して APD 受光面へ直接入力し途中これを ND フィルタによって減光した。実験に用いた試料は 5 種類とも市販品である⁷⁾。APD の直列回路はリング回路の構成として漏洩電流と外部雑音を除去すると共に 2 重の遮光をほどこして迷光を極力排除した。測定系のプロッ

Fig. 4 A block diagram of the measuring electronics.

ク図を Fig. 4 に示す。前置増幅器は Twin-T 回路による $f_0=2.687\text{ kHz}$ の単一同調増幅器 (附録 Fig. A1) を用いこれにより信号パルスの単一周波数成分を抽出し減衰時間が信号パルスの4200倍にもおよぶ減衰形振幅正弦波を2乗検波回路へ入力した。この様に抽出する周波数を比較的低い周波数に設定することにより演算増幅器による安定かつ高利得の増幅が可能となった。2乗回路は IC アナログ乗算器の2系統入力 (X, Y) へ同一の入力を加えて2乗特性を得るようにした2乗回路部と、その出力のオフセットを除くインストルメンテーションアンプとから構成してある (附録 Fig. A3)。この特徴は IC の反転出力と非反転出力の負荷 $2.7\text{ k}\Omega$ に $50\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ の温度係数をもつ金属皮膜抵抗を用いインストルメンテーションアンプ部の差動アンプA1の入力にバッファA2, A3を挿入することによってドリフトを軽減し、その値は $200\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ となっている。また低域濾波器の遮断周波数 f_c は 0.05 Hz に設定した。ドリフトの値は入力換算値で $10\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ である。

測定値は低域濾波器からの出力をコンピューティングデジタル・マルチメータ (CDM, TR-6877) へ入力したものをサンプルして、その最大値と最小値ならびに平均値と標準偏差をプリンタで打出した。サンプル時間 τ は 0.28 sec としてサンプル回数を100回とした。入射光のある場合は CDM の出力値 V_o からダークの平均出力値 V_d を差引いた値が信号成分 V_s となる。標準偏差を σ とすると信号対雑音比は

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{AC} = \frac{\langle V_s \rangle}{\sigma} \quad (13)$$

となる。プリンタから得た値を上式へ代入して S/N を求めた。

4. 実験結果と考察

4.1 適正動作点の設定

適正バイアスの設定によって検出下限界の延伸をはかるため各試料について降伏電圧の附近における出力電圧のバイアス電圧依存性を求めた。これを Fig. 5 に示す。図より各試料共 V_a の増大と共に信号成分は増加するも暗電圧成分は増加しない部分があり両者の増加の割合は

Fig. 5 Variation of the signal to dark voltage ratio vs. the bias voltage measured for various optical input powers; figures (a) and (b) were obtained for the samples NDL-1202 and PD-1005, respectively.

異なる。したがってその比をとると点線のごとく特性に最大値を生ずる。この最大値を与える V_a を最適動作点とすれば S/N は大きくなり検出下限も延伸される。但し Ge-APD(FPD-140 M 3) については $V_a=19.85$ V が限界値であり波形観測の結果、暗電流パルスが極めて多く信号パルスとの波高差も認められなかった。したがって $V_a=19.85$ V 以下では増倍率が小さく波高値が本測定回路には、かからず光の検出は不可能であった。

4. 2 APD 出力の波形観測

入射光パワーが極めて低い場合の APD の出力はパルス状となる。Si-APD(APD-200 B) に負荷抵抗 $15\text{ k}\Omega$ を接いた場合の光電流パルスの波形写真を Fig. 6(a) に示す。これは SPE (Single Photoelectron Event) 状態のものでこのパルスは光イオン化によって生じた光電子が、なだれ増倍を起こして発生し、それらの群によって形成されている。この領域ではパルス数が入射光パワーに比例するため SPC 法(単一光電子計数法)による測定が有効となる。次に入射光パワーが増加すると光電流パルス数は増加して互に重なり合った状態となる。これを MPE(Multi Photoelectron Event)状態という。但し MPE 状態でも入射光パワーがまだ弱い領域では光電流パルスの裾が重なり合って生じた僅かな直流成分の上に Shot noise(交流成分) が重畳した状態となる。この波形写真を(b)に示す。この領域では入射光パワーに

交流成分が比例しており、いわゆる交流検出法(AC 法)の可能な領域である。更に入射光パワーが強くなると多数のパルスの重り合いにより直流成分が増加して、それに僅かな AC 成分が重畳した状態へ移る。この実例を(c)に示す。この領域では入射光パワーに直流成分が比例して直流電流検出法(DC 法)の可能な領域となる。前記単一同調回路に(a)の光電流パルスを入力した場合の出力波形を(d)に示す。出力波形は写真の様に入力に比べて時間的にかなり延伸されておりこのことが検出下限界を延伸する結果となった。

4. 3 Si-APD に関する考察

Si-APD を用いた場合の入出力特性および S/N の測定結果を Fig. 7(a)~(d) に示す。各試料の入出力特性は直線性が良好であると共にダイナミックレンジもそれぞ

Fig. 6 Oscilloscope traces showing the variation of the time behavior of the output of an APD sample (APD-200 B) with the optical input power. Figure (d) shows the output of an amplifier tuned with photoelectron pulses.

Fig. 7 Observed signal-to-noise ratio (S/N) and the output voltage (V_s) as a function of the optical input power for each of the five samples.

れ約5桁程度得られている。一方検出下限界は APD-200 B と PD-050 B および PD-1005 については約 10^{-18} W までのびている。APD は 10^{-19} W 程度の入力に対しては完全な SPE 領域で動作しており CDM は入力のあるときのみ応答する様子が観測される。従って CDM の統計処理機能は理想的に動作し量子限界に近い入力測定を可能にしたものと考えられる。

4. 4 Ge-APD に関する考察

Ge-APD (FPD-140 M 3) に関する入出力特性と S/N の測定結果を Fig. 7(e) に示す。DC 法の場合は逆バイアス電圧を低くして増倍過剰雑音の小さな領域で良い特性が得られた⁷⁾が、本 AC 法では光信号を含むショット

雑音の大きさを同調増幅器の入力感度以上に増倍しなければならぬためバイアス電圧を大きな値に設定しなければならない。下限界は DC 法よりも僅かに良い値を得た。以上の検出下限界を Table 1 に比較した。

FPD-140 M 3 は暗電流パルス数が極めて多く波高値も信号パルスと同程度であるため入射光パワーが強く信号パルスの数が多くないと信号は雑音にマスクされてしまい検出不能となる。また信号パルスの波高値は同一の負荷抵抗値において Si-APD の約1/8程度であった。AC 法はショットノイズを測定する方式であり FPD-140 M 3 のごとく暗電流雑音の多い素子による下限界の延伸には一考を要する。

5. 結 言

以上、解析と実験の結果から本 AC 法においては $S/N=1$ となる点の入射光パワーは Si-APD において、 1.5×10^{-18} W、Ge-APD においては 1.0×10^{-15} W のごとく DC 法⁷⁾よりもその下限界は延伸した。また入出力特性における下限界は Si-APD において 10^{-21} W、Ge-APD において、 10^{-16} W のごとくいずれも DC 法よりも延伸し得ることが出来た。

これらは解析の上からも DC 法よりもショットノイズに含まれる弱い光信号を検出しようとする AC 法を用いたことにある。ここでは一歩進んで更に微弱な光により発生する SPC 領域における光電流パルスをも検出し得たことによるものである。すなわち前置増幅器としての同調増幅器を用いて光電流パルスに対する単一周波数から得られる出力の減衰時間を延伸することにより数の少ない光電流パルスを検出したものである。この方法は CDM の動作と得られた結果から判断して従来の光子計数法にも近い結果が得られたものと考えられる。

また赤外領域においても DC 法よりも下限界は向上し、この方面の極微弱光の検出に役立つものと考えられる。

従来非直線性の強いことから光通信用としてデジタル動作に用いられている APD もこの様な使い方をすれ

Table 1 Minimum detectable optical input powers for five samples.

SAMPLE Optical input power	APD-200B	PD-050B	NDL-1202	PD-1005	FPD-140M3
Good linear region (upper) W	1.0×10^{-14}	2.0×10^{-14}	2.0×10^{-12}	6.0×10^{-14}	3.0×10^{-10}
Good linear region (lower) W	8.0×10^{-20}	5.5×10^{-20}	1.0×10^{-16}	5.0×10^{-19}	2.0×10^{-14}
S/N=1 Power W	5.0×10^{-18}	1.5×10^{-18}	2.0×10^{-17}	7.0×10^{-18}	1.0×10^{-15}
Minimum detectable lower limits W	7.3×10^{-21}	5.5×10^{-20}	9.0×10^{-20}	5.8×10^{-20}	2.5×10^{-16}

ばアナログ的な光センサとしても用いえることが解った。終りに本研究を行うに当り御懇切なる御指導と御討論を頂いた、東北大学電気通信研究所、稲場文男教授はじめ、元同研究室山岸昭雄博士ならびに前本学教授、中村新太郎氏に感謝申し上げます。

文 献

- 1) 稲場文男：光学，**12**，(1983)166
- 2) 林 達郎：生物物理，**22**，(1982)280
- 3) 清水慶昭，稲場文男：分光研究，**22**，(1973)195
- 4) 市村 勉，稲場文男：応用物理，**39**，(1970)913
- 5) 清水慶昭，遠 保宏，稲場文男：光学，**4**，(1975)105
- 6) 木谷恵一，林 孝：光学，**10**，(1981)27
- 7) 木谷恵一，林 孝：分光研究，**33**，(1984)78
- 8) 金子紀夫，小林喬郎，市村 勉，稲場文男：電子通信学会，量子エレクトロニクス研究会資料 QE 68-4，(1968-05)

附 録

Fig. A1 The circuit used for the tuned amplifier.

Fig. A2 The frequency characteristic of the tuned amplifier.

Fig. A3 The circuit used for the square-law detector.

Fig. A4 The input to output characteristic of the square-law detector.

Fig. A5 The circuit used for the low pass filter.