

2022年度
卒業論文

アバランシェトランジスタを用いた
光検出信号増倍の研究

指導教員

西村 康宏 准教授

慶應義塾大学工学部物理学科

西村研究室

佐藤 太希

61908894

概要

高エネルギー物理学 (素粒子物理学) 実験では、加速器で生成される高エネルギー粒子の衝突から、物理情報を解析し、素粒子の構造やそれらの間に働く相互作用について研究している。そのため、様々な粒子の運動を高精度で測定する検出器が必要となる。検出器には用途に応じた様々な種類が存在し、目的とする粒子や物理現象によって使い分けられている。光検出器は荷電粒子が物質を通過したときに発生する微弱なシンチレーション光や、さらに微弱なチェレンコフ光を検出することによって粒子の運動を捉えている。そのため、微弱な光に反応する高い受光感度、検出効率、時間応答などが要求される。

APD(Avalanche Photo-Diode) はダイオードのアバランシェ増倍を利用した線形光検出器である。受光感度、時間応答、SN 比 (シグナル/ノイズ)、磁場に対する耐性、検出効率が優れており、光電子増倍管 (Photo-Multiplier Tube: PMT)、MPPC(Multi-Pixel Photon Counter) と並んで様々な分野で利用されている。PMT、MPPC との大きな違いは増倍率が低く、1 光子の光を検出できないことであり、逆に 1 光子が検出できる APD が実現できれば、ノイズの多い MPPC にとってかわる可能性を秘めている。また、ノイズが小さく時間応答の早い半導体検出器が実現すれば、崩壊現象をより繊細に検証するなど、新たな物理現象の発見に貢献する技術となる可能性がある。

本論文では APD のアンプ回路を改良することで、増倍率の高い新しい光検出器の開発を目指した。そこでまずはトランジスタを用いた基本的なアンプ回路について学び、シミュレーションを用いて設計し、実際に回路として組み立てその動作を確認した。次にアバランシェトランジスタとして動作させるために高電圧をかけた状態でのアンプ回路の動作を調べた。そしてアバランシェモードとして動作しているのか調べるために増倍率と電圧の関係性を調べ、アンプとしての性能をみるために入力と出力の線形性について調べた。最後に実際に APD のアンプとしての性能を他のアンプを用いて同じ光量で比較した。APD のアンプとして使うには線形性の性能が足りなかったものの、トランジスタ 1 石の回路で最大電圧増倍率 200 倍を達成することができた。

目次

概要	2
第 1 章 背景	8
第 2 章 光検出器	9
2.1 チェレンコフ光	9
2.2 シンチレーション光	10
2.3 pn 型フォトダイオード	10
2.4 APD	11
2.5 MPPC の構造と特徴	14
2.6 PMT の構造と増倍原理	15
第 3 章 アンプ回路	17
3.1 トランジスタ	17
3.2 エミッタ接地増幅回路	18
3.3 ベース接地増幅回路	19
3.4 アバランシェトランジスタ	20
第 4 章 実験装置	21
4.1 NPN トランジスタ	21
4.2 高電圧源	21
4.3 ファンクションジェネレータ	21
4.4 オシロスコープ	22
第 5 章 アバランシェトランジスタを用いた高速パルス発生回路	23
5.1 回路の設計	23
5.2 セットアップ	23
5.3 結果	24
第 6 章 アンプ回路の設計	25
6.1 トランジスタ 1 石回路	25

6.2	セットアップ	25
6.3	結果	26
第 7 章	アバランシェモードでのアンプ回路	27
7.1	セットアップ	27
7.2	結果	28
7.3	ベース接地増幅回路での設計	28
7.4	アバランシェトランジスタの試験	30
第 8 章	アンプ回路の試験	33
8.1	増倍率の測定	33
8.2	入力と出力の線形性	37
第 9 章	APD のアンプとしての性能評価	40
9.1	実験装置	40
9.2	セットアップ	41
9.3	結果	42
第 10 章	考察	44
10.1	アバランシェモードについて	44
10.2	アンプ回路としての性能	46
10.3	APD のアンプとして	46
第 11 章	今後の課題と展望	47
	謝辞	48
	参考文献	49

目次

2.1	チェレンコフ光の発生原理	9
2.2	フォトダイオードの構造と原理	10
2.3	ダイオードの I-V 特性 [14]	11
2.4	APD の構造と増倍原理	12
2.5	APD の増倍率と逆電圧の関係 [16]	12
2.6	MPPC の構造 [18]	15
2.7	PMT の構造と増倍原理 [20]	16
3.1	NPN トランジスタと PNP トランジスタの構造 (B : ベース端子 , E : エミッタ端子 , C : コレクタ端子)	18
3.2	トランジスタ 1 石の典型的なエミッタ接地増幅回路	18
3.3	トランジスタ 1 石の典型的なベース接地増幅回路	19
4.1	Rohde&Schwarz 社の RTC1002	22
4.2	Teledyne LeCroy 社の WaveSurfer3024	22
5.1	製作した高速パルス発生回路	23
5.2	製作途中の回路	24
5.3	回路と機器の接続	24
5.4	電圧 578 V で発生した立ち上がり 2 V/ns 程度のパルス (横軸 : 5 ns/div、縦軸 : 1 V/div)	24
6.1	製作したエミッタ接地増幅回路	25
6.2	アンプ回路と機器の接続	26
6.3	シミュレーション結果 (赤が入力、青が出力である)	26
6.4	得られた波形 (黄色の CH1 が出力、水色の CH2 が入力である)	26
7.1	アバランシェモードで動かすために設計した回路	27
7.2	アンプ回路と機器の接続	28
7.3	シミュレーションの結果 (赤が入力、青が出力である)	28

7.4	発振の様子 (入力を入れていない時の出力、電源電圧は -260 V)	28
7.5	製作したベース接地増幅回路	29
7.6	ファンクションジェネレータによる入力波形	29
7.7	アンプ回路と機器の接続	29
7.8	シミュレーションの結果 (赤が入力、青が出力である)	30
7.9	電圧 -80 V で得られた波形 (横軸: $50\text{ }\mu\text{s}/\text{div}$ 、黄色の CH1 が出力で縦軸: $5\text{ V}/\text{div}$ 、水色の CH2 が入力で縦軸: $500\text{ mV}/\text{div}$)	30
7.10	アバランシェ降伏を起きやすく改良したベース接地増幅回路	31
7.11	実際に実験で使用した回路	31
7.12	回路と機器の接続	31
7.13	電源電圧 -100 V の時の出力波形 (横軸: $1\text{ }\mu\text{s}/\text{div}$ 、縦軸: $10\text{ V}/\text{div}$)	32
7.14	電源電圧 -450 V の時の出力波形 (横軸: $1\text{ ms}/\text{div}$ 、縦軸: $10\text{ V}/\text{div}$)	32
8.1	-100 V の時のディスプレイ (下半分が Measure 機能)	33
8.2	アンプ回路と機器の接続	34
8.3	実測とシミュレーションの電源電圧と電圧増幅率の関係	35
8.4	電源電圧と電荷増幅率の関係	35
8.5	電源電圧と電圧 SN 比の関係	36
8.6	電源電圧と電荷 SN 比の関係	36
8.7	冷却装置	37
8.8	回路の入力と出力の関係	38
8.9	ファンクションジェネレータの設定値と回路の入力との関係	38
8.10	ファンクションジェネレータの設定値と回路の出力との関係	39
9.1	S8664 の逆電圧と増倍率の関係 [17]	40
9.2	浜松ホトニクス社の 36 dB アンプユニット C5594	41
9.3	36 dB アンプを用いた APD の回路	42
9.4	36 dB アンプと機器の接続	42
9.5	自作アンプ回路を用いた APD の回路	42
9.6	自作アンプ回路と機器の接続	42
9.7	36 dB アンプを用いた APD の波形 (横軸: $200\text{ ns}/\text{div}$ 、縦軸: $500\text{ mV}/\text{div}$)	43
9.8	自作回路を用いた APD の波形 (横軸: $10\text{ }\mu\text{s}/\text{div}$ 、縦軸: $50\text{ mV}/\text{div}$)	43
10.1	結果とフィッティングの比較	45
10.2	横軸をコレクタ-エミッタ間電圧にした結果とフィッティングの比較	45
10.3	電源電圧 -300 V の時の波形 (赤い点線より上にオーバーシュートしている)	46

表目次

1.1	各光検出器の一般的な性能 [19]	8
4.1	2N5551 の最大規格	21
4.2	HPMR-3P と RPH-034 の仕様	21
7.1	電源電圧と端子間電圧	32
9.1	S8664-1010 の仕様	40
9.2	36 dB アンプユニット C5594 の仕様	41
9.3	レーザーダイオード QFLD-405-20S の仕様	41

第1章 背景

高エネルギー物理学 (素粒子物理学) 実験では、加速器で生成される高エネルギー粒子の衝突から、物理学的情報を解析し、素粒子の構造やそれらの間に働く相互作用について研究している。そのため、様々な粒子の運動を高精度で測定する検出器が不可欠である。目的とする粒子や物理現象によって検出器には粒子を直接捉えるものや、粒子の反応を捉えるものがある。

光検出器は粒子が媒質中の光速を超えたときに発生するチェレンコフ光や荷電粒子が物質を通過したときに発生するシンチレーション光などの微弱な光を検出することで、その粒子や物理現象を解析するものである。主に現在使われている光検出器として一般的な APD (Avalanche Photo-Diode)、MPPC (Multi-Pixel Photon Counter)、光電子増倍管 (Photo-Multiplier Tube: PMT) の性能を表 1.1 にまとめた。全て光によって放出された電子を増倍することで信号を得ており、その増倍率が検出器の性能に非常に大きく関わっている。

表 1.1: 各光検出器の一般的な性能 [19]

光検出器	APD	MPPC	PMT
動作電圧	50~500 V	30~60 V	800~2000 V
増倍率	10^2	$10^5 \sim 10^6$	$10^6 \sim 10^7$
量子効率	~80%	~80%	20~30%
ノイズ	中	大	小
受光面積	中	小	大

この中で APD は非常に良い線形性と時間応答であり、ノイズ、サイズ、耐久性に関しても優れている。しかしながら、MPPC、PMT に比べ増倍率が低く、とても微弱な数光子の信号の検出には適さない。それに対し、MPPC や PMT は増倍率が高く、とても微弱な光を検出することができるが、MPPC はノイズや線形性の問題、PMT は磁場の影響やノイズ、小型化が困難であることから、それぞれ使う場面に適した光検出器を用いなければならない。

ここで、APD の増倍率が MPPC や PMT と同じ $10^5 \sim 10^7$ 程度になり、アンプの性能によって決まる線形性や時間応答が良ければ、ノイズの大きい MPPC にとってかわり、より細かい崩壊現象の解析など、新しい物理現象の発見に繋がられる可能性がある。そこで、アバランシェ増倍を用いて立ち上がり早く、増倍率の高いアンプ回路が開発できないかと考え、この研究に至った。また、APD のアンプ回路の開発は、将来の大型水チェレンコフ検出器で分解能を大幅に向上できる HPD (Hybrid Photo-Detector) にも利用できる可能性がある。本論文では高い増倍率を誇る PMT と同じ 10^6 倍を目指し、回路の増倍率を設定した。APD 自体に増倍率が 100 倍程度あるので、回路としては 10^4 倍、多段を考えれば 1 段でまずは電圧増倍率 100 倍を目標とした。

第2章 光検出器

高エネルギー物理学実験では必須ともいえる光検出器は主にシンチレーション光、チェレンコフ光を検出する目的で使用される。この光はどちらも粒子の存在を示すものであり、何らかの反応によって条件を満たす粒子が生成した時にも発生する。光検出器自体は様々な種類があり、フォトダイオード、APD、MPPC、PMT、光電管、様々な光の波長に対応したセンサ、電子・イオンセンサ、距離・位置センサなどの応用がある。この章では、チェレンコフ光やシンチレーション光をどのようにして捉え、物理現象を解析しているのか簡単に説明した後、高エネルギー物理学実験で主に使われている APD、MPPC、PMT それぞれの特徴や原理について詳しく説明する。

2.1 チェレンコフ光

媒質中の光速 c_n は屈折率を n とすると真空中の光速 c_0 として $c_n = c_0/n$ で表される。つまり、媒質中では粒子の速度 v が媒質中の光速 c_n を超えることがあり得る。この時、衝撃波として光子が放出され、チェレンコフ光と呼ばれる。チェレンコフ光は可視光から紫外線領域の光で、図 2.1 のように粒子の進行方向に角度 θ_c に波面が揃い、円錐型の光が発生する。[2]

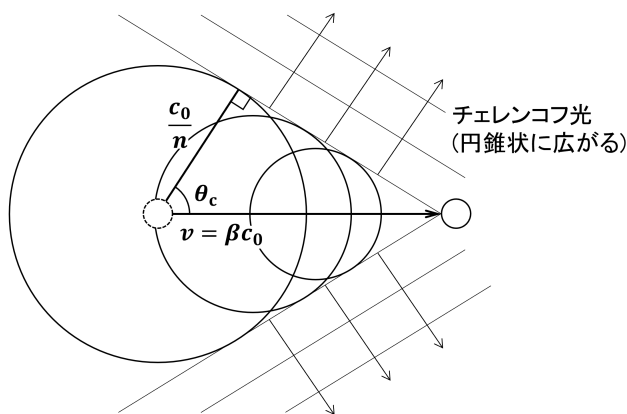


図 2.1: チェレンコフ光の発生原理

また、チェレンコフ光が発生する条件は $\beta \equiv v/c_0$ を用いると、 $v = \beta c_0 > c_0/n$ より、

$$\beta > \frac{1}{n} \quad (2.1)$$

の時であり、

$$\cos \theta_c = \frac{1}{\beta n} \quad (2.2)$$

となる。媒質中で何らかの反応によって式 2.1 の条件を満たす粒子が生成すると、チェレンコフ光が発生し、観測することができる。また、その形状から速度や粒子の特定などができる。

2.2 シンチレーション光

シンチレーション光とは荷電粒子が物質を通過し、物質中の電子を励起して元の状態に戻った時に発生する光のことで、蛍光とも呼ばれる。また、このシンチレーション光を発生する物質のことをシンチレータと呼ぶ。シンチレータには NaI などの結晶を用いた無機シンチレータやプラスチックや液体シンチレータなどの有機シンチレータが存在する。シンチレーション光は粒子が通ったことだけでなく、例えば2つ間隔を空けて置くことで、そのシンチレータ間を通過した粒子の数や速度がわかり、シンチレータをさらに増やせば場所の特定までできる。[13]

2.3 pn 型フォトダイオード

pn 型フォトダイオードとは p 型半導体と n 型半導体を接合した半導体のことであり、接合面では正孔と電子が結合することで空乏層が形成されている。接合面での正孔と電子の消滅により、p 型は負に、n 型は正に帯電し、空乏層内には電位差が生まれることになる。光が空乏層に照射されることで発生する正孔と電子がこの電位差に従って移動し、光の強さに応じた電流が流れる。これが基本的な pn 型フォトダイオードの原理である。[15]

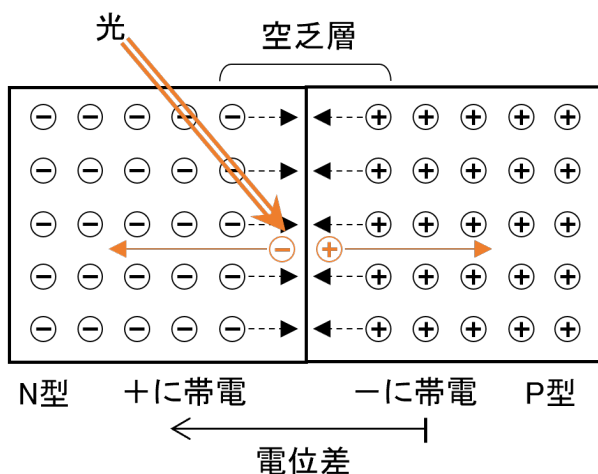


図 2.2: フォトダイオードの構造と原理

2.4 APD

APD(Avalanche Photo-Diode) とは半導体に逆電圧を印加することでアバランシェ増倍を引き起こし、優れた受光感度、時間応答、SN 比 (シグナル/ノイズ)、線形性を持つフォトダイオードのことである。半導体内部の構造の違いから、ベベル・エッジ型、リーチ・スルー型、リバース型といった種類が存在する。[5]

2.4.1 アバランシェ増倍

一般にダイオードは p 型を高電位に n 型を低電位にすることで電流が流れる整流作用を持っており、この向きが順方向電圧と呼ばれている。ダイオードに逆方向電圧を印加していくと、始めはほとんど電流が流れないが、ある一定の電圧を超えたところで急激に電流が流れるようになる。この現象をアバランシェ降伏と呼ぶ。この時に起こるアバランシェ増倍とは、逆電圧によって加速された電子が半導体結晶格子に衝突することで正孔-電子対を生成し、この正孔-電子対がまた新たな正孔-電子対を生成して雪崩的に増えていく現象のことである。APD では光の照射によって発生した正孔と電子がアバランシェ増倍によって増幅される。[14]

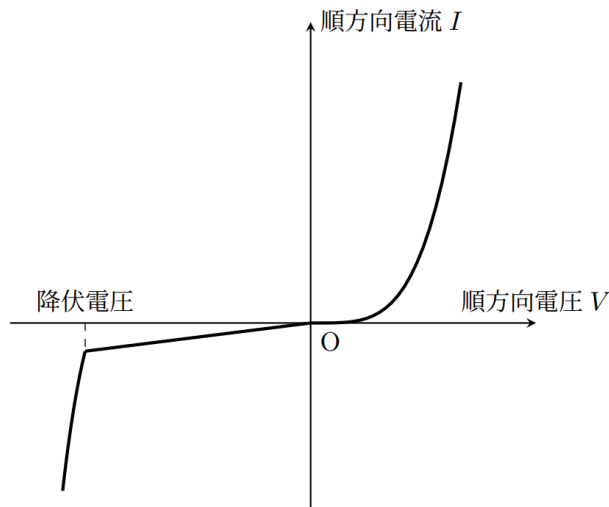


図 2.3: ダイオードの I-V 特性 [14]

2.4.2 APD の動作原理

APD の動作は基本的にはフォトダイオードと同じであるが、アバランシェ増倍が起こるアバランシェ層が追加される。APD に印加する逆電圧を上げていくとアバランシェ増倍が起こり、増倍率は逆電圧とともに上がっていく。さらに電圧を上げていくと APD は降伏電圧に達し、入射光量に関係なく一定の出力が得られる現象が起こる。

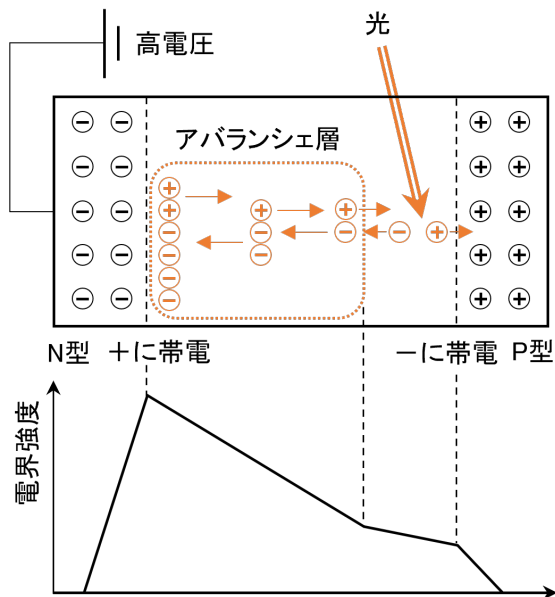


図 2.4: APD の構造と増倍原理

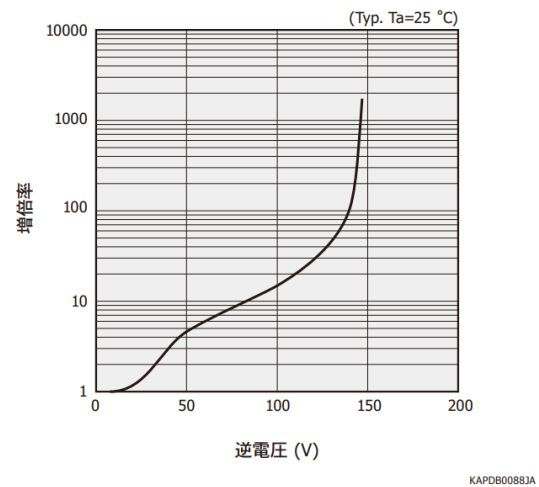


図 2.5: APD の増倍率と逆電圧の関係 [16]

ここで、1つのキャリアが単位距離移動するとき発生する電子-正孔対の数をイオン化率と呼び、電子のイオン化率 (α) と正孔のイオン化率 (β) と定義される。APD の増倍率はイオン化率によって決まり、Si APD の場合は $\alpha > \beta$ となり、電子が増倍に寄与する割合が多くなる。そのためアバランシェ増倍が起こるアバランシェ層に電子が入りやすい構造が採用される。イオン化率は空乏層にかかる逆電圧の大きさに依存し、APD の増倍率は逆電圧とともに増加する。逆電圧をさらに上げていくと、光電流の増加に伴い、APD と回路を含めた直列抵抗成分による電圧降下のため、APD のアバランシェ層にかかる逆電圧が低下し、増倍率が減少する現象が起こる。それによって降伏電圧付近では入射光量に比例しない出力が得られる。これが降伏電圧付近で線形性が悪くなる原因である。

また、APD の増倍率には温度特性がある。温度が上がると結晶の格子振動が大きくなり、キャリアが十分に加速されていない状態で衝突が起こりやすくなるため、イオン化率が下がり増倍率の低下につながる。そのため、増倍率を一定に保つには温度により逆電圧を変化させるか、温度を一定に保つ必要がある。[16]

2.4.3 APD の動作モード

降伏電圧前後の動作の違いから、APD にはアバランシェモード、ガイガーモードの2種類のモードが存在する。アバランシェモードで用いる APD は降伏電圧以下で動作させるため、増倍率は100倍程度で、入射光量に線形な出力が得られる。また、増倍率や波形を調整するために、アンプ回路を接続して使用される。ガイガーモードは降伏電圧以上で動作させるため、増倍率は 10^6 倍程度と非常に高く、入射光量に関係ない一定の出力が得られる。そのため後述する MPPC のよう

に優れたフォトカウンティング能力を有する検出器に用いられる。[6]

1. アバランシェモード

- 降伏電圧以下
- 増倍率 ($\sim 10^2$ 倍)
- 入射光量に線形な出力

2. ガイガーモード

- 降伏電圧以上
- 増倍率 ($\sim 10^6$ 倍)
- 入射光量に関係なく一定の出力

2.4.4 APD の特徴

APD には次のような特徴がある。

- 入射光量に線形な出力
- 優れた時間分解能
- 1 光子が見えない (増倍率がそこまで高くない)
- 磁場の影響を受けない
- 高感度
- 受光面積は MPPC よりは大きくできる

2.4.5 APD の増倍率

APD の増倍率 M は逆電圧 V_r によって変化し、次の経験式 2.3 で表される。 $M = \infty$ となる電圧を降伏電圧 V_B と呼び、降伏電圧以下の動作モードがアバランシェモード、降伏電圧以上がガイガーモードである。[9]

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_r}{V_B}\right)^{-k}} \quad (2.3)$$

また、APD では増倍に伴い、過剰雑音と呼ばれるノイズが発生する。APD のショットノイズ (I_n) は式 2.4 で表され、増倍率を大きくすると信号とともに大きくなってしまう。そのため、APD の増倍率には SN 比が最大となる最適な増倍率が存在し、APD の増倍率が低い原因でもある。

$$I_n^2 = 2q(I_L + I_{dg})BM^2F + 2qI_{ds}B \quad (2.4)$$

M : 増倍率

q : 1 電子当たりの電荷量

I_L : $M = 1$ の時の光電流

I_{dg} : 増倍される暗電流成分 (アバランシェ層を通過する)

I_{ds} : 増倍されない暗電流成分

B : 帯域幅

F : 過剰雑音係数

過剰雑音係数 F は電子のイオン化率 (α) と正孔のイオン化率 (β) の比であるイオン化率比 $k(\beta/\alpha)$ を用いて、式 2.5 で表される。式 2.5 は電子がアバランシェ層に入った場合を表しており、正孔の場合は k を $1/k$ に置き換えた形になる。

$$F = Mk + \left(2 - \frac{1}{M}\right)(1 - k) \quad (2.5)$$

また、過剰雑音係数は近似的に $F = M^x$ と表され (x : 過剰雑音指数)、ショットノイズの式を $I_n^2 = 2qI_L BM^{2+x}$ と表すことができる。従って APD の SN 比は式 2.6 で表される。

$$S/N = \frac{I_L^2 M^2}{2q(I_L + I_{dg})BM^2F + 2qI_{ds}B + \frac{4kTB}{R_L}} \quad (2.6)$$

$4kTB/R_L$: 熱雑音の 2 乗

k : ボルツマン定数

T : 絶対温度

R_L : 負荷抵抗

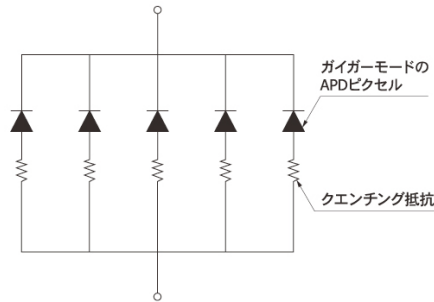
この時、最適な増倍率 (M_{opt}) は、式 2.6 を最大化する条件から求められ、 I_{ds} を無視できるとすると式 2.7 で表される。

$$M_{opt} = \left[\frac{4kT}{q(I_L + I_{dg})R_L} \right]^{\frac{1}{2+x}} \quad (2.7)$$

APD はこの最適な増倍率以上で動作させるとノイズが大きくなってしまうため、増倍率が大きくても数百倍ほどでしか使用できない。[16]

2.5 MPPC の構造と特徴

MPPC(Multi-Pixel Photon Counter) は SiPM(Silicon Photo-Multiplier) と呼ばれ、複数のピクセル化したガイガーモード APD を並べたフォトンカウンターである。MPPC のピクセルは、それぞれがフォトンの検出時にパルスを発生させ、全てが重ね合わされて出力される。つまり受光したピクセル数に比例した出力が得られることになり、光が微弱である場合は入射する光量に比例した出力が得られるが、光量が増えると線形性は悪くなる。[6, 19]



KAPDC0029JA

図 2.6: MPPC の構造 [18]

MPPC には次のような特徴がある。

- 低電圧で動作する (~ 100 V)
- 非常に優れた時間分解能
- 高い増倍率 ($10^5 \sim 10^6$)
- 磁場の影響を受けない
- 高い検出効率
- ノイズが大きい
- 受光面積が小さい

2.5.1 MPPC の増倍率

MPPC の増倍率は、1 ピクセルが 1 フォトンを検出したときに発生するパルスの電荷量 Q を、1 電子当たりの電荷量 $e (= 1.602 \times 10^{-19} \text{C})$ で割った値で定義される。

$$M = \frac{Q}{e} \quad (2.8)$$

Q は逆電圧 V_r と降伏電圧 V_B に依存し、1 ピクセルの容量 C として式 2.9 で表される。

$$Q = C(V_r - V_B) \quad (2.9)$$

式 2.8, 2.9 から、ピクセル容量と逆電圧に比例して増倍率が高くなる。[18]

2.6 PMT の構造と増倍原理

光電子増倍管 (Photo-Multiplier Tube: PMT) とは一般的にガラスで密封された真空管であり、主に光電面と電子増倍部 (ダイノード) で構成されている。光電面に入射した光子によって真空中に光電子が放出され (光電効果)、電極によって加速・収束させてダイノードに衝突し 2 次電子を放

出ることにより電子増倍される。2次電子がさらに次のダイオードに衝突することによって増倍され、最終ダイノードでの増倍率は $10^6 \sim 10^7$ 倍になる。[20,21]

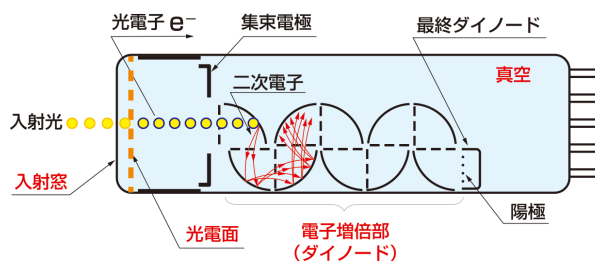


図 2.7: PMT の構造と増倍原理 [20]

2.6.1 PMT の特徴

PMT には次のような特徴がある。

- 高電圧が必要 (800 V~2000 V)
- 優れた時間分解能
- 高い増倍率 ($10^6 \sim 10^7$)
- 磁場の影響を受ける
- 優れた出力の線形性
- ノイズが小さい
- 小型化が難しい
- 衝撃に弱い

2.6.2 PMT の増倍率

1次電子1個により、ダイノードから δ 個の2次電子が放出される。PMT の増倍率 M はこの2次電子放出比 δ とダイノードの段数 n によって式 2.10 で表される。[20]

$$M = \delta^n \quad (2.10)$$

2.6.3 HPD

HPD(Hybrid Photo-Detector) とは光電面とアバランシェダイオードを組み合わせた新しい光電子増倍管である。光電面により大面積化を可能にし、半導体検出器の時間分解能の良さも併せ持っている。光電面に光子が入射すると電子が発生し、アバランシェダイオードに入射することで、電子打ち込み増倍が起こる。そして増倍された電子をアバランシェ増倍によってさらに増倍して信号を得る検出器である。検出効率が良く、ノイズが少ない。[22]

第3章 アンプ回路

アンプ回路とは電圧や電流を増幅する回路のことであり、オペアンプなどがそれに相当する。オペアンプは集積回路 (IC) であり、その中身をブラックボックスとして扱えば理想的な増幅回路である。しかしながら実際はトランジスタなどが多段で構成されたアンプ回路であり、トランジスタによるアンプ回路の作製はオペアンプより自由度が高く、設計や改良次第で性能の高いものが開発できる。[1]

APD は増倍率が MPPC や PMT に比べて低いため、主にアンプ回路を接続して使用する。このアンプ回路の増倍率は大きくて数十倍であり、APD と合わせても MPPC や PMT の増倍率には届かない。したがって、アンプ回路の性能を上げることで MPPC や PMT に匹敵する増倍率の APD を開発できないかと考えた。まずはアンプ回路として基本的なトランジスタ 1 石で構成されるエミッタ接地回路とベース接地回路について紹介した後、本論文でのアンプ回路の実現のために用いようとしているアバランシェトランジスタの概要や性質について説明する。

3.1 トランジスタ

まずトランジスタには NPN 型、PNP 型の 2 つの種類が存在する。NPN 型と PNP 型は電流や印加する電圧の向きが逆になるが、基本的な性能は変わらない。トランジスタ 1 石を用いたアンプ回路はエミッタ接地回路、コレクタ接地回路、ベース接地回路である。本実験では電圧を増幅させられるエミッタ接地回路とベース接地回路を主に使用した。また、カスコード接続、ダーリントン接続といったトランジスタ同士を接続して使用するアンプ回路も存在する。

基本的に増倍動作を行っているトランジスタはベース-エミッタ間ダイオードを ON(導通)、ベース-コレクタ間を OFF(非導通) させるように端子間の電圧を設定する。そのためベース-エミッタ間電圧 V_{BE} がシリコンダイオードの順方向降伏電圧である $0.6\sim 0.7\text{ V}$ となっている。[1]

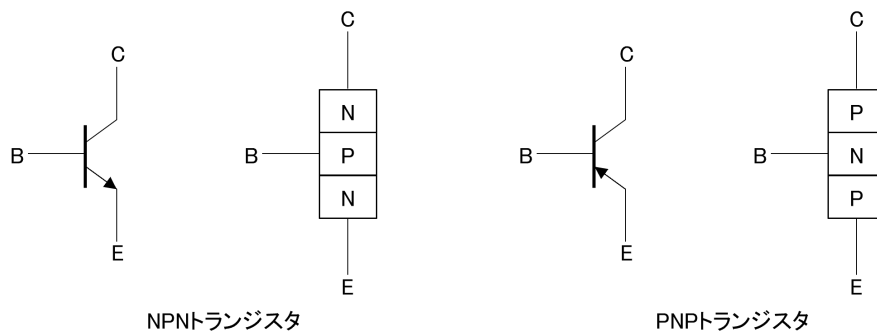


図 3.1: NPN トランジスタと PNP トランジスタの構造 (B : ベース端子, E : エミッタ端子, C : コレクタ端子)

3.2 エミッタ接地増幅回路

トランジスタ 1 石で構成されるアンプ回路として図 3.2 のような回路をエミッタ接地増幅回路と呼ばれている。トランジスタのエミッタ端子が接地されていることからこのように呼ばれる。

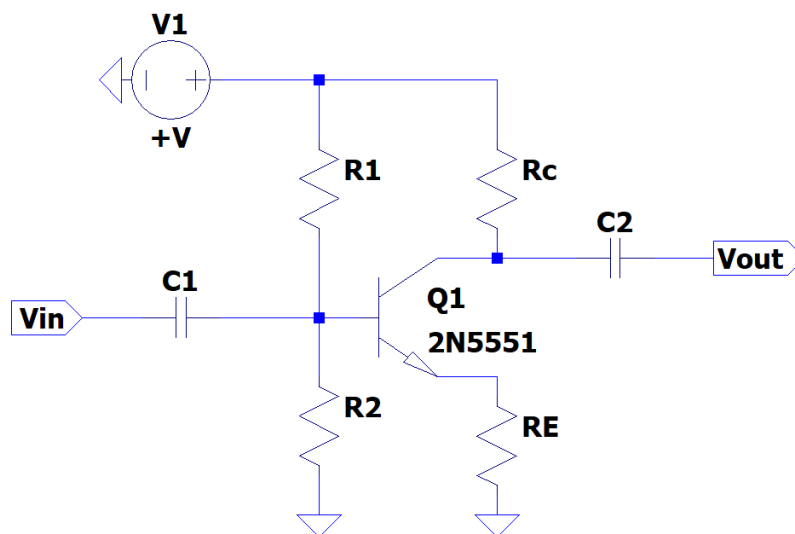


図 3.2: トランジスタ 1 石の典型的なエミッタ接地増幅回路

図 3.2 のようなエミッタ接地増幅回路の増倍率は以下のように計算できる。入力の交流電圧 V_{in} によるエミッタ電流 I_E の変化 ΔI_E はベース-エミッタ間のダイオードを ON にさせているため、ベース端子の電位の変化 (V_{in}) がそのままエミッタに伝わる。したがって、

$$\Delta I_E = \frac{V_{in}}{R_E} \quad (3.1)$$

となる。また、コレクタ電位の交流的な変化は $\Delta V_C = \Delta I_C R_C$ であり、コレクタ電流=エミッタ電流と考えると $\Delta I_C = \Delta I_E$ となるので

$$\Delta V_C = \Delta I_E R_C = \frac{R_C}{R_E} \cdot V_{in} \quad (3.2)$$

となる。したがって、この回路の出力 V_{out} はコレクタの交流成分 ΔV_C そのものであるから、電圧増幅率 A_V は

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_C}{R_E} \quad (3.3)$$

と求められる。[1]

3.3 ベース接地増幅回路

図 3.3 のようにベースを交流接地したアンプ回路をベース接地増幅回路という。エミッタ接地増幅回路に比べ周波数特性が良くなるが、設計上入力インピーダンスが低くなってしまいうため使い勝手が悪い。

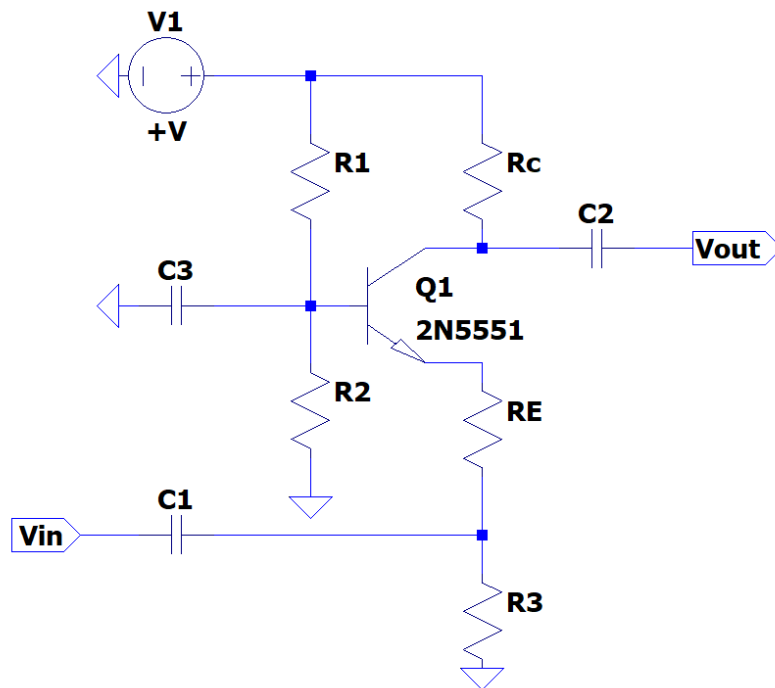


図 3.3: トランジスタ 1 石の典型的なベース接地増幅回路

図 3.3 のベース接地増幅回路の増倍率は以下のように計算できる。エミッタの交流的な電位は GND と等価なので、入力の交流電圧 V_{in} は全て R_E に印加される。したがって、エミッタ電流 I_E

の変化 ΔI_E は

$$\Delta I_E = \frac{V_{in}}{R_E} \quad (3.4)$$

となる。また、コレクタ電位の交流的な変化は $\Delta V_C = \Delta I_C R_C$ であり、コレクタ電流=エミッタ電流と考えると $\Delta I_C = \Delta I_E$ となるので

$$\Delta V_C = \Delta I_E R_C = \frac{R_C}{R_E} \cdot V_{in} \quad (3.5)$$

となる。したがって、この回路の出力 V_{out} はコレクタの交流成分 ΔV_C そのものであるから、電圧増幅率 A_v は

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_C}{R_E} \quad (3.6)$$

と求められる。これはエミッタ接地増幅回路の式 3.3 と全く同じ形である。[1]

3.4 アバランシェトランジスタ

トランジスタのコレクタ-エミッタ間の電圧を上げていくと電流が急激に増える 1 次 (雪崩) 降伏現象が起こる。これはどのトランジスタにも存在し、トランジスタの破壊に繋がる領域として普通は使用されない。さらにコレクタ電流を上げると、低インピーダンス領域に入り、コレクタ-エミッタ間電圧は 1 次降伏電圧の約 3 分の 1 に低下する。これを 2 次降伏現象と呼ぶ。この状態は定電圧特性を示し、ベースに制御能力はない。この状態で大電流を流し続けると局所加熱で破壊するが、電流の供給を短時間で止めると 2 次降伏領域から復帰する。アバランシェ・トランジスタとはこの特性を利用したもので、トランジスタのスイッチングモードの 1 つである。このモードでしか得られない高速・大振幅パルスが得られるため、高速パルサー回路などに使用される。[8, 10]

本論文ではまずはアバランシェトランジスタとしての動作電圧を確認するために、NPN トランジスタ 2N5551 を用いてアバランシェ降伏を利用した高速パルスの発生回路を製作した。次にトランジスタを用いたアンプ回路を LTspice によるシミュレーションによって設計し、アンプ回路として動作するか確認した。そして実際にその回路を組み、通常の電源電圧で実際の動きとシミュレーションを比較した。その後、アバランシェトランジスタとして動作させるために電源電圧を上げていき、アバランシェモードの性質を調べた。その際にまずはトランジスタ 1 石の回路から始め、最終的には多段の回路を目標としていたが、本論文ではトランジスタ 1 石のアンプ回路までしか実現できなかった。また、エミッタ接地増幅回路に関しても設計から実際の動作の確認に移る際にシミュレーションと異なる結果を示した。次章から各実験の詳細について、順を追って説明していく。

第4章 実験装置

4.1 NPN トランジスタ

今回の実験で用いたのはNPN型トランジスタ2N5551である。最大規格を表4.1に示した。トランジスタも熱によって破壊したり、性能が変化するため、室内の温度も記録しながら発熱しないように測定を行った。

表 4.1: 2N5551 の最大規格

記号	パラメータ	値	単位
V_{CE}	コレクタ-エミッタ間電圧	160	V
V_{CB}	コレクタ-ベース間電圧	180	V
V_{EB}	エミッタ-ベース間電圧	6	V
T_J	動作温度	-55 ~ +150	°C

4.2 高電圧源

表 4.2 に使用した高電圧源の仕様をまとめた。

正の高電圧源には松定プレジジョン社の光電子増倍管用高電圧源 HPMR series HPMR-3P を用いた。電圧は 3000 V まで、電流は 1 mA まで出力できる。

負の高電圧源には HAYASHI-REPIC 社の光電子増倍管用 4ch 高電圧源 RPH-034 を使用した。各チャンネルの出力電圧は -3 kV まで可変することができ、電流は 2 mA まで流すことができる。それぞれの値はフロントパネルの液晶で確認することができる。

表 4.2: HPMR-3P と RPH-034 の仕様

モデル	電源入力	出力電圧	出力電流	ノイズリップル	動作温度
HPMR-3P	24~30 V	0~3 kV	0~1 mA	3 mV _{p-p}	0~50 °C
RPH-034	AC90~264 V	0~-3 kV	0~2 mA	100 mV _{p-p} 以下	0~40 °C

4.3 ファンクションジェネレータ

テストパルスの入力には Tektronix 社のファンクションジェネレータ AFG1062 を使用した。2チャンネル出力で、最大 60 MHz の帯域幅、1 mV_{p-p}~10 V_{p-p} の振幅 (50 Ω 負荷) の出力を持つ。波形に関しては 4 つの出力モード、50 種類の標準波形と任意波形の出力を備えている。

4.4 オシロスコープ

出力波形の読み出すオシロスコープには Rohde&Schwarz 社の RTC1002(図 4.1) と Teledyne LeCroy 社の WaveSurfer3024(図 4.2) を使用した。RTC1062 はチャンネルが 2 つあり、入力インピーダンスは $1\text{ M}\Omega$ 、周波数帯域は 300 MHz 、サンプリング速度は 2 GS/s のオシロスコープである。WaveSurfer3024 はチャンネル数が 4 つであり、入力インピーダンスは $1\text{ M}\Omega$ か $50\ \Omega$ が選択可能であり、周波数帯域は 200 MHz 、サンプリング速度は 2 GS/s である。特に Teledyne LeCroy 社の WaveSurfer3024 は Measure 機能による統計情報を測定で使用した。

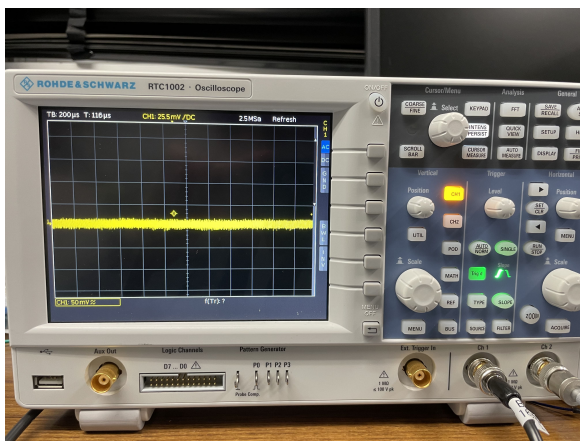


図 4.1: Rohde&Schwarz 社の RTC1002

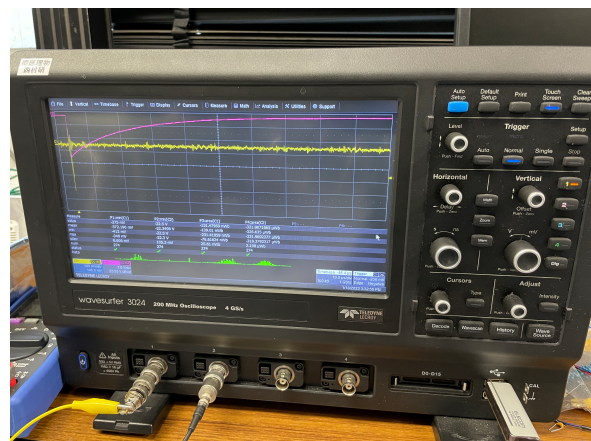


図 4.2: Teledyne LeCroy 社の WaveSurfer3024

第5章 アバランシェトランジスタを用いた高速パルス発生回路

5.1 回路の設計

まずはトランジスタ 2N5551 のアバランシェ降伏現象を確認するために、アバランシェ降伏現象を用いた高速パルス発生回路の作製を試みた。参考文献 [11, 12] を参考に図 5.1 のような回路を製作した。簡単な動作原理はコンデンサ C3 に高電圧が充電され、その電圧が降伏電圧を超えた状態でトリガー信号が入力されると、コレクタ-エミッタ間が急速に導通し、アバランシェ降伏によって急激に電流が流れることによって立ち上がりの早いパルスが得られる。また、それによってコンデンサ C3 の電荷が減少し、充電されるまでトランジスタが降伏電圧から復帰することで破壊せずに続けて使用することができる。

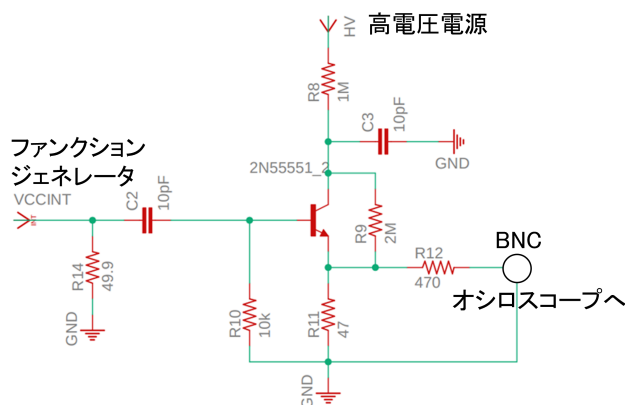


図 5.1: 製作した高速パルス発生回路

5.2 セットアップ

図 5.2 のようにはんだで直接固定した回路を作成した。高電圧には HPMR-3P を用いて、高電圧と回路を SHV コネクタの同軸ケーブルで接続した。入力にはファンクションジェネレータと Lemo ケーブルで接続し矩形波を入力とした。出力は BNC コネクタの同軸ケーブルでオシロスコープ WaveSurfer3024 と接続した。そして高電圧を上げていきながら、入力によってパルスが発生する降伏電圧を確認した。

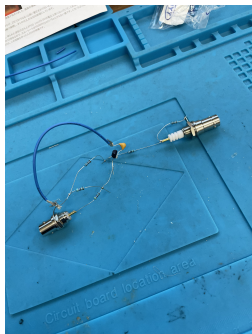


図 5.2: 製作途中の回路

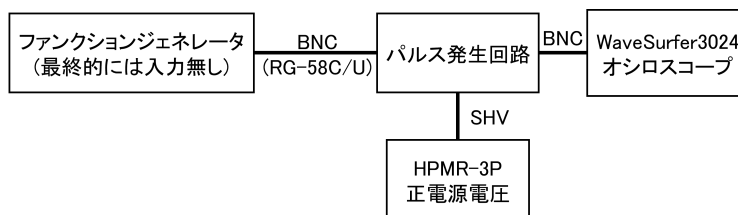


図 5.3: 回路と機器の接続

5.3 結果

結果は電圧を上げていき、ファンクションジェネレータの入力でパルスが発生することを想定していたが、入力に関係なくパルスが発生し始めた。また、高電圧を 578 V 印加したところからパルスが発生し始め、さらに電圧を上げていくと 1014 V でパルスの電圧が少し下がった。これによりアバランシェ増倍の動作は確認することができた。また、この時コレクタ-エミッタ間にかかる電圧 V_{CE} をそれぞれ計算すると、578 V の時は 385 V、1014 V の時は 676 V となり十分アバランシェ降伏が起こっていると考えられる。また、オシロスコープの帯域が 200 MHz しかないため、測定には限界があるが、立ち上がりの早い波形が得られたことからアンプ回路でも応答が早くできると考え、アンプ回路を製作した。

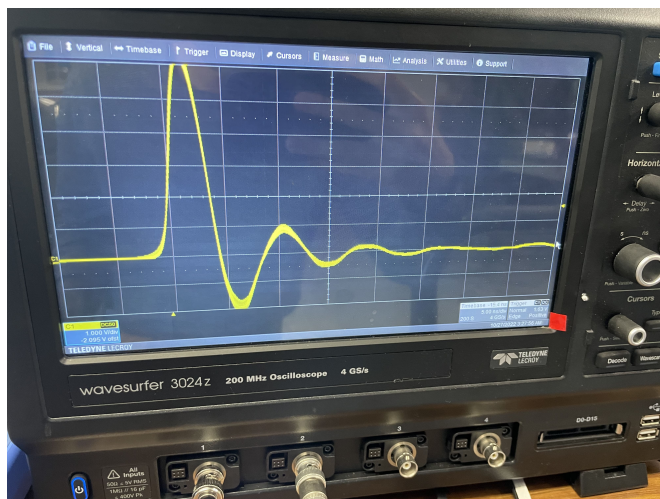


図 5.4: 電圧 578 V で発生した立ち上がり 2 V/ns 程度のパルス
(横軸：5 ns/div、縦軸：1 V/div)

第 6 章 アンプ回路の設計

6.1 トランジスタ 1 石回路

まずは LTspice を用いたトランジスタ 1 石でのアンプ回路の製作を試みた。そこでまずは電源電圧をそれほど上げずに基本的なエミッタ接地増幅回路でアンプとして動く回路の設計を目指し、その後、電源電圧を上げてアバランシェモードで動かす回路として作り変え、アバランシェトランジスタとして動作するか試験する。まずは図 6.1 のようなエミッタ接地増幅回路を実際に作り、動作を確認した。

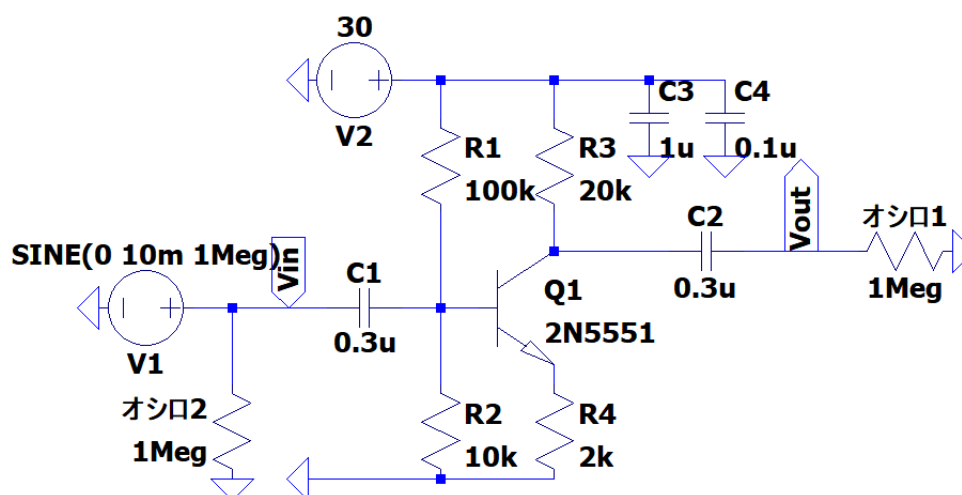


図 6.1: 製作したエミッタ接地増幅回路

6.2 セットアップ

回路はブレッドボード上に作成し、入力にはファンクションジェネレータを分岐させて回路とオシロスコープ RTC1062 に LEMO 同軸ケーブルで接続した。出力はオシロスコープと BNC 同軸ケーブルで接続した。そして電源電圧を 30 V に設定し、入力と出力波形を測定した。

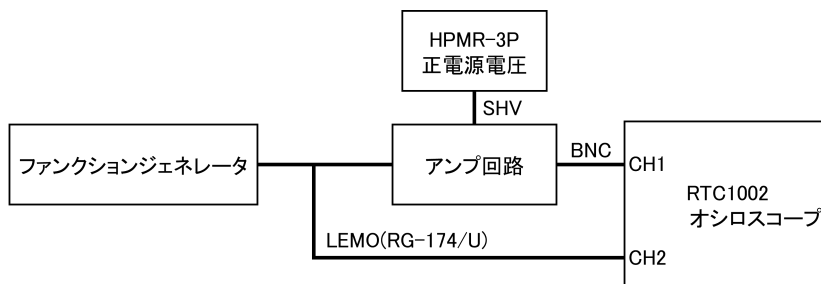


図 6.2: アンプ回路と機器の接続

6.3 結果

実際に回路の動作と図 6.1 のシミュレーション結果をまとめた。反転増幅回路になっており、実際には 4 倍ほどにしかなっていないが、シミュレーション上では約 9 倍ほどあり、式 3.3 から求められる 10 倍とほとんど等しい。

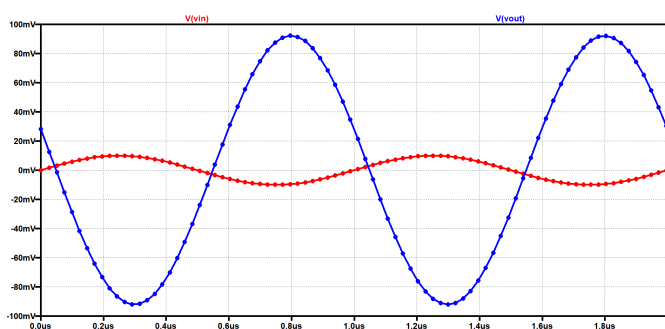


図 6.3: シミュレーション結果 (赤が入力、青が出力である)

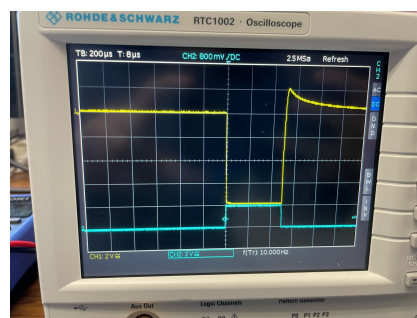


図 6.4: 得られた波形 (黄色の CH1 が出力、水色の CH2 が入力である)

第7章 アバランシェモードでのアンプ回路

基本的なエミッタ接地増幅回路の作製に成功したため、今度はアンプ回路をアバランシェモードで動かすことを目的として、高電圧でもアンプとして動作する回路の設計を行った。そのため、今までは考慮していなかった電流の制限や、コンデンサやトランジスタの規格に注意した。また、この時から高電圧が負に変わっているが、それは電流の制限が 2 mA で正の高圧電源より多いためである。実際に試した回路が図 7.1 になる。電源電圧が 300 V の状態でコレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} が 180 V ほど(シミュレーション上でも実測でも)になっている。エミッタに接続したコンデンサは交流的なインピーダンスを下げて、式 3.3 で求められる電圧増幅率を最大限に上げるためのものである。

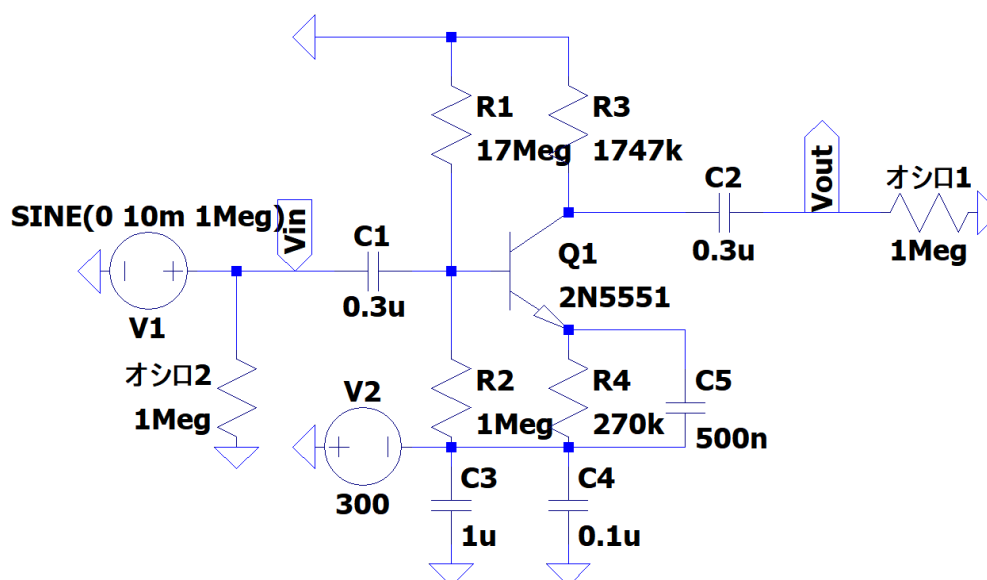


図 7.1: アバランシェモードで動かすために設計した回路

7.1 セットアップ

基本的には接続は同じで回路と負電源が変わっただけである。電圧の上昇とともに回路の発振が起こりやすくなり、入力に出力が反射することが多かったため、ここからは入力の分岐をなくして出力のみを見る場合が多い。電源電圧を約 10 V 間隔で上げ、入力を入れて波形の確認をする作業を繰り返し、-300 V 程度(電流制限)まで測定を行った。

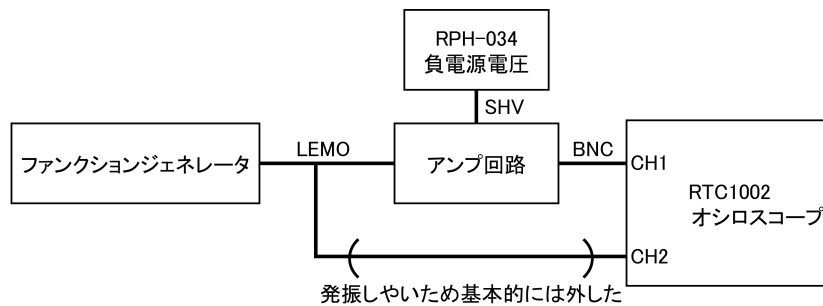


図 7.2: アンプ回路と機器の接続

7.2 結果

シミュレーションと実際の動作結果をまとめたものが以下になる。シミュレーションでは 4000 倍近い増幅率となっているが、実際は電圧を上げていくと発振が起り、信号を見ることができなかった。この発振はエミッタに追加したコンデンサをなくすことで軽減できるが、そうするとシミュレーションでも実際にも電圧増幅がほとんどなくなってしまふ。

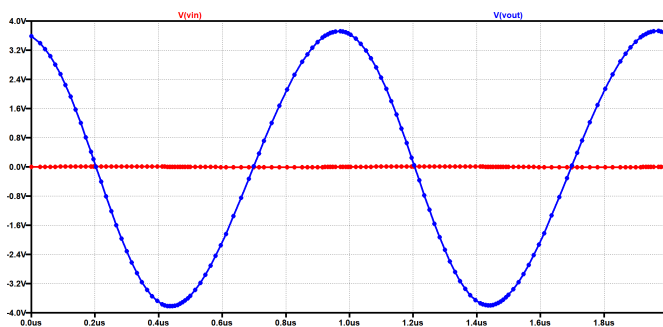


図 7.3: シミュレーションの結果 (赤が入力、青が出力である)

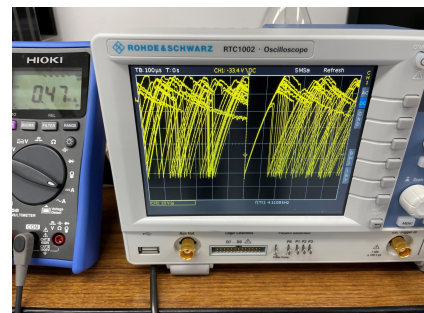


図 7.4: 発振の様子 (入力を入れていない時の出力、電源電圧は -260 V)

7.3 ベース接地増幅回路での設計

エミッタ接地増幅回路は周波数特性があまり良くなく、また電圧だけでなく電流増幅率も高いため、先ほどのような発振が起りやすいのではないかと考え、その解決策として周波数特性が良く、電流増幅率がほぼ 1 であるベース接地増幅回路でアバランシェモードのトランジスタのアンプ回路の製作を試みた。そのため図 7.5 の回路がアンプとして動くことを確認した後、電源電圧を上げていき動作の確認を行った。また、入力波形は図 7.6 のような幅が 400 ns で振幅 1 V の x^2 カーブとした。

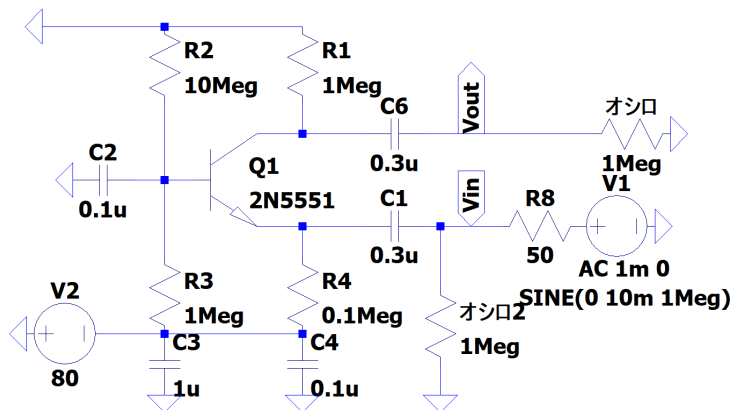


図 7.5: 製作したベース接地増幅回路

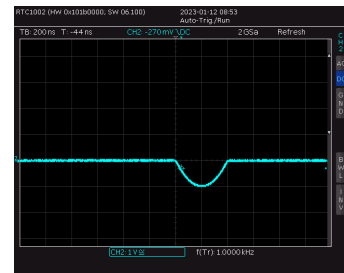


図 7.6: ファンクションジェネレータによる入力波形

7.3.1 セットアップ

セットアップを図 7.7 に示す。測定は同様に電源電圧を電流制限近くまで上げていきながら入力を入れ、回路の動作を確認した。

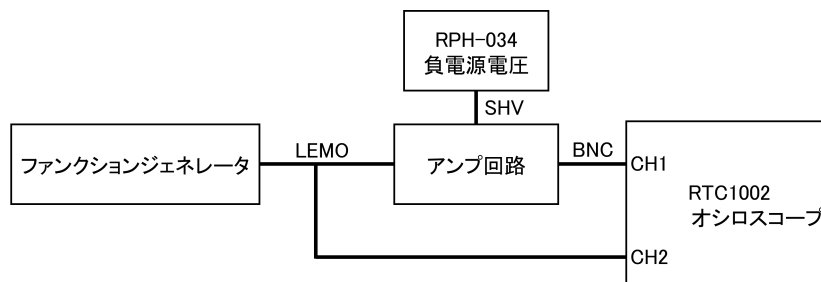


図 7.7: アンプ回路と機器の接続

7.3.2 結果

シミュレーションの結果が図 7.8、実際の波形が図 7.9 になる。シミュレーションでは 100 倍を超えているが、実際には最大でも 15 倍程度であることがわかる。また、回路の不安定性からか、出力が安定していないため、この次の回路からはできるだけ導線部分を短くし、抵抗やコンデンサを直列や並列にして使わないように回路の設計を行うようにしている。この回路では電源電圧を -230 V 付近まで上げて発振は起こらず、アンプ回路として動作していたが、それ以上上げると増倍機能がなくなり出力が低下した。したがって、さらに電源電圧をあげてアバランシェモードでの動作を見るためにトランジスタの降伏の目安となるコレクタ-エミッタ間電圧がこの回路よりも大きくとれる回路で実験を行うこととした。

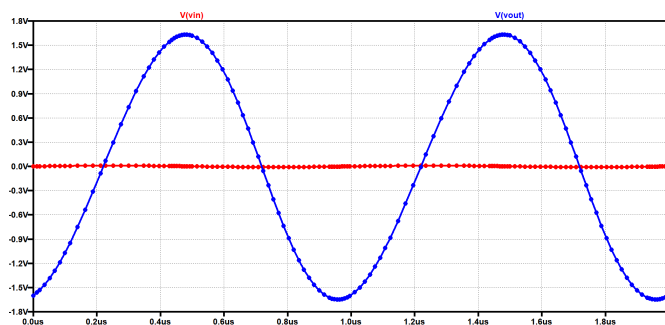


図 7.8: シミュレーションの結果 (赤が入力、青が出力である)

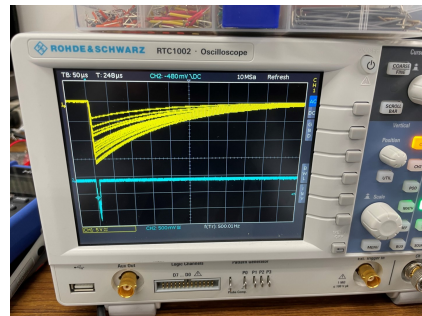


図 7.9: 電圧 -80 V で得られた波形 (横軸: $50\ \mu\text{s}/\text{div}$ 、黄色の CH1 が出力で縦軸: $5\text{ V}/\text{div}$ 、水色の CH2 が入力で縦軸: $500\text{ mV}/\text{div}$)

7.4 アバランシェトランジスタの試験

高電圧でのベース接地増幅回路の安定性が確認できたので、次は図 7.5 の回路を改良し、コレクタ-エミッタ間電圧を大きくし、アバランシェモードになりやすい回路を目指して設計を行った。そしてまずはアバランシェが起きていることを確認するために、端子間の電圧やアンプ回路の動作を確認した。

7.4.1 セットアップ

改良した回路は図 7.10 のような回路であり、実際にブレッドボード上に組んだものが図 7.11 である。回路の安定性を上げるために回路の導線を短くし、入力と出力を短い BNC ケーブルで接続することとした。また、ファンクションジェネレータの出力抵抗である $50\ \Omega$ に対応する R5 は接続した時のほうが入力が安定していたため繋いでいる。入力自体はもう 1 つの BNC ケーブルで分岐させてオシロスコープに接続して見られるようにしている。端子間の電圧をテスターで測った後、図 7.6 の波形を振幅 300 mV で入力して出力を確認した。

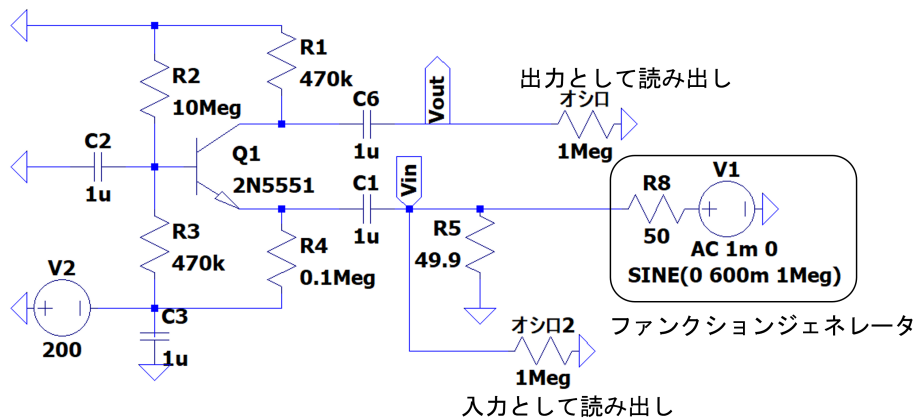


図 7.10: アバランシェ降伏を起きやすく改良したベース接地増幅回路

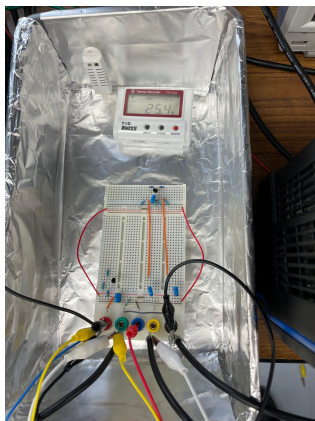


図 7.11: 実際に実験で使用した回路

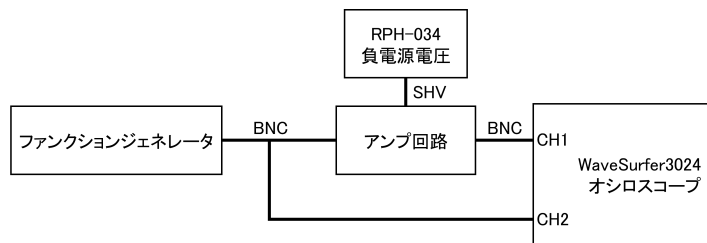


図 7.12: 回路と機器の接続

7.4.2 結果

電源電圧、端子間の電圧をまとめた結果が表 7.1 になる。また、この時にファンクションジェネレータによって入力を入れたときの回路の動作も確認した。結果は電源電圧 -390 V 付近から図 7.13 のような波形の出力から急激に図 7.14 のような 2 つの波形が混ざった出力に変化した。この付近での動作を詳しく調べるために出力にアテネータを接続したところ、トランジスタを 2 個破壊してしまったため、この付近での詳細を調べるのは中断した。しかしながら、1 種類の波形しか見えない -100 V の時と比べると、波形が 2 種類確認でき、この電圧付近で 2 つの異なる動作モードで動いていると考えられる。2N5551 の降伏電圧は V_{CE} が 160 V 、 V_{CB} が 180 V 、 V_{EB} が 6 V であることから、トランジスタでアバランシェ降伏が起きていると考えられる。したがって、トランジスタの破壊は降伏による電流の流れすぎやそれによる発熱が原因であると考えられる。そこで、 -390 V までの降伏電圧より前にアバランシェ増倍が起こるアバランシェモードで動いてい

ると考え、次の章から図 7.10 のアンプ回路の試験を行った。

表 7.1: 電源電圧と端子間電圧

電源電圧 [V]	V_{CE} [V]	V_{CB} [V]	V_{EB} [V]
-50	43.9	37.0	6.9
-100	82.5	69.7	12.8
-150	120.7	102.1	18.6
-200	159.4	134.6	24.8
-250	196.6	165.8	30.8
-300	232.4	195.2	37.2
-350	260.7	217.3	43.4
-390	278.2	229.7	48.5
-400	281.0	231.5	49.5

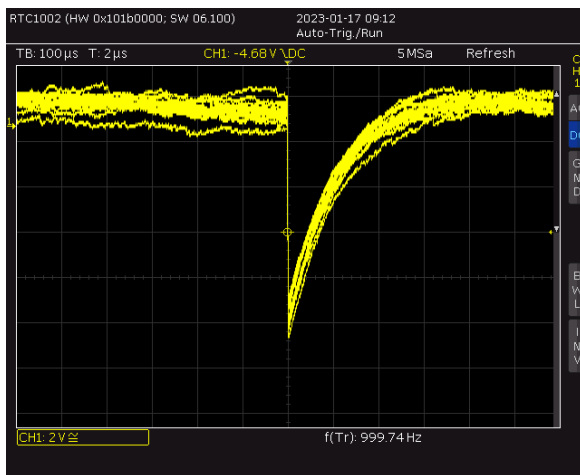


図 7.13: 電源電圧 -100 V の時の出力波形
(横軸: $1\ \mu\text{s}/\text{div}$ 、縦軸: $10\ \text{V}/\text{div}$)

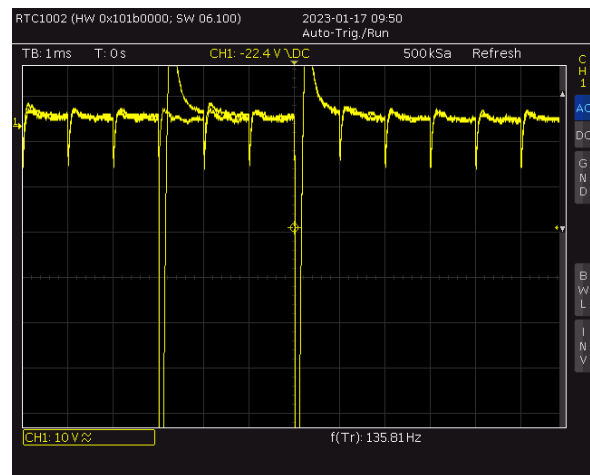


図 7.14: 電源電圧 -450 V の時の出力波形
(横軸: $1\ \text{ms}/\text{div}$ 、縦軸: $10\ \text{V}/\text{div}$)

第 8 章 アンプ回路の試験

8.1 増倍率の測定

まずは図 7.10 のアンプ回路の増倍率が電圧によってどのように変化するか測定を行い、その変化によってアバランシェ増倍が起きていることが確認できるのではないかと考え実験を行った。

8.1.1 測定方法

この測定には Teledyne LeCroy 社の WaveSurfer3024 の Measure 機能を用いた。回路自体は図 7.10 と同じであるが、入力回路から分岐させた BNC ケーブルを接続したオシロスコープで読み取った値とした。オシロスコープの Measure 機能で入力と出力の振幅とその積分値、二乗平均平方根や標準偏差を測定した。実際に行った測定のオシロスコープディスプレイが図 8.1 になる。図 8.1 では CH1(黄色)が入力、CH2(赤色)が出力となっている。各 CH の min(最小値)、area(積分値)、RMS(二乗平均平方根)が計算されている。積分範囲は 0 div~10 div(画面全体)とし、入力有の時は area の sdev(標準偏差)を積分値のノイズとして、入力無しの際の area はペDESTAL、rms は電圧値のノイズとして扱った。測定は作ったアンプ回路の電源電圧を -250 V まで 50 V 間隔で変化させ、1 回の測定ごとに約 1000 データ集めた。

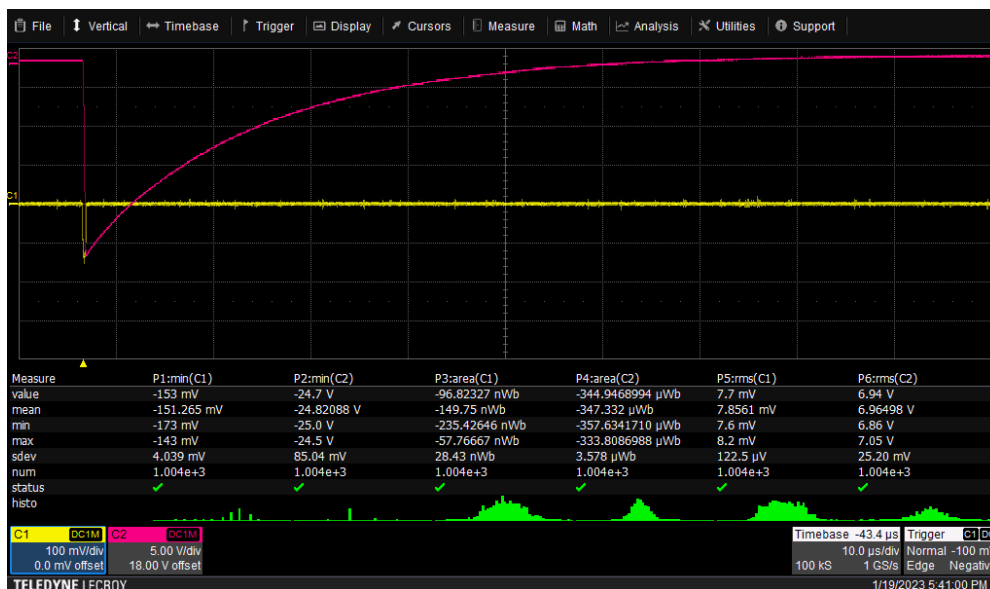


図 8.1: -100 V の時のディスプレイ (下半分が Measure 機能)

8.1.2 セットアップ

さらに回路の安定性を上げるために接地を統一して最終的に窓枠に落とした。接続は基本的に同じであり、電源電圧を -250 V まで 50 V 間隔で変化させ、入力は図 7.6 を採用し、幅 400 ns で振幅 300 mV の x^2 カーブとした。入力 ON と OFF でそれぞれ約 1000 データ集めた。

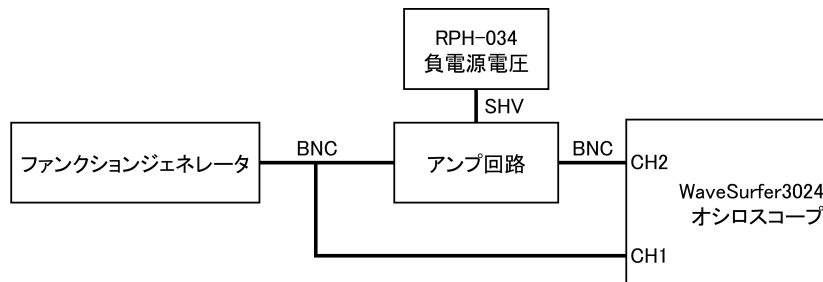


図 8.2: アンプ回路と機器の接続

8.1.3 結果

電源電圧 V_S の値と電圧増幅率 V_{amp} 、電荷増幅率 Q_{amp} 、 V_S/V_N (出力電圧/rms 値)、 Q_S/Q_N (出力電荷/sdev 値) の関係を図 8.3~8.6 にまとめた。100 V の値が少しおかしかったので 2 回測定している。電圧より電荷が先に飽和しており、その影響で SN 比も電荷は電圧とともに下がっている。電圧は目標としていた 100 倍を達成し、最大で 200 倍を超える増倍率が実現できた。トランジスタ 1 石の回路の増倍率としてはかなり高い。電荷の増倍率は後述する波形の問題から電圧ほどの上昇がみられない。

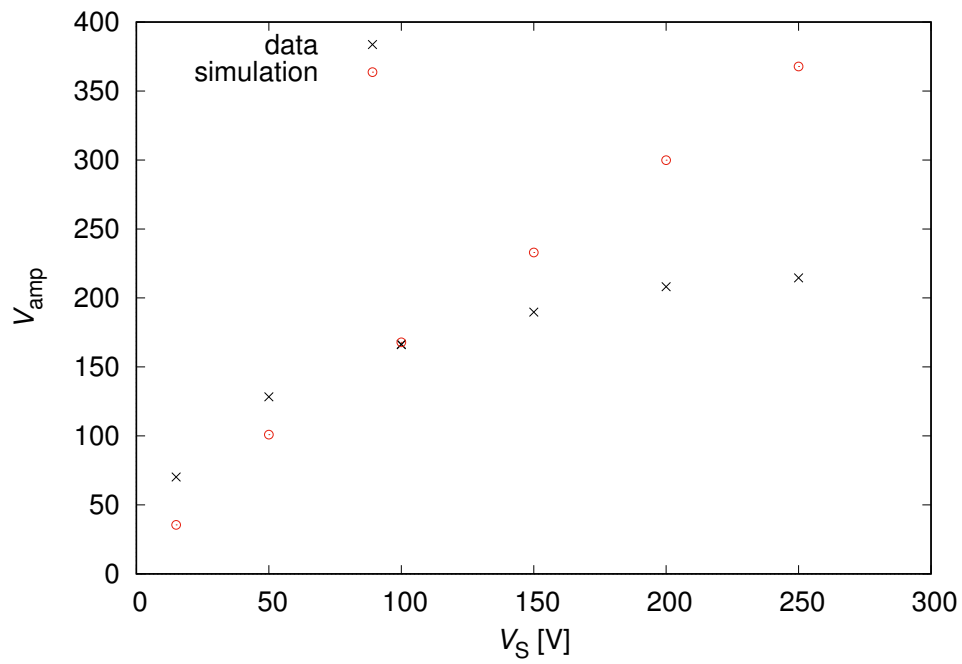


図 8.3: 実測とシミュレーションの電源電圧と電圧増幅率の関係

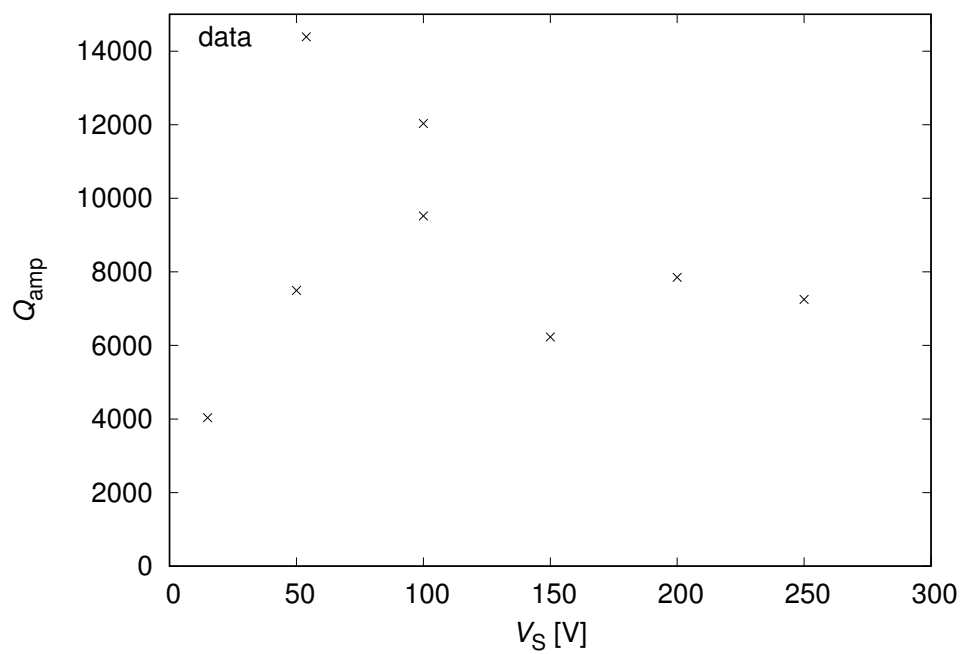


図 8.4: 電源電圧と電荷増幅率の関係

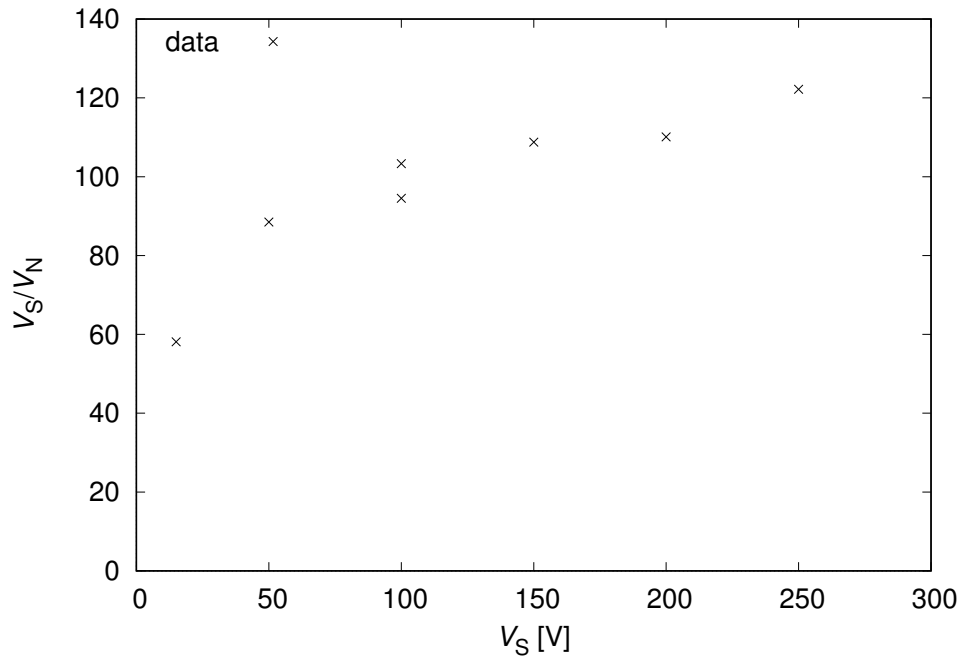


図 8.5: 電源電圧と電圧 SN 比の関係

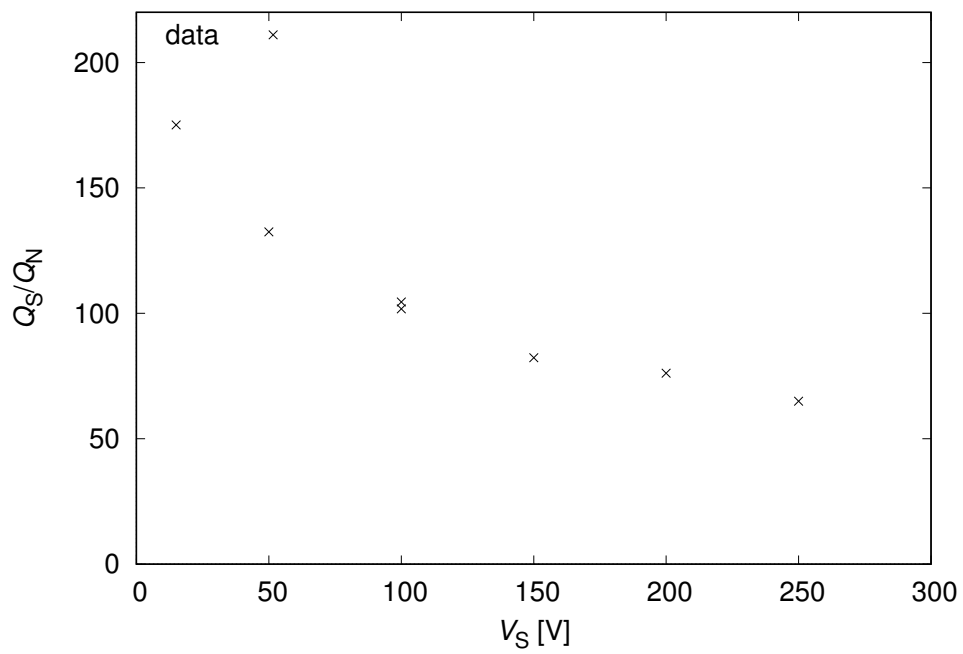


図 8.6: 電源電圧と電荷 SN 比の関係

8.2 入力と出力の線形性

8.2.1 測定方法

次に図 7.10 のアンプ回路の性能を詳しく調べるために入力と出力の線形性を調べた。そのためにファンクションジェネレータの入力電圧を変化させ、出力電圧の増倍率がどのように変化するかを測定した。電源電圧は -150 V とし、得られた信号の電圧値から入力無しの時の rms 値をノイズとして引いて、実際の入出力とした。1 回の測定は約 250 データとした。

8.2.2 セットアップ

セットアップは先ほどの測定と同様に図 8.2 のようにして行った。ここで、トランジスタの発熱を抑えるために図 8.7 のように冷却フィンとファンを取り付けた。



図 8.7: 冷却装置

8.2.3 結果

ファンクションジェネレータから分岐させてオシロスコープで読み取った実際の回路の入力 (CH1) と出力 (CH2) の結果は図 8.8 であり、線形性がない。ファンクションジェネレータの設定値と分岐させてオシロスコープで読み取った実際の回路の入力 (CH1) の結果は図 8.9 であり、回路の入力がファンクションジェネレータの設定値とともに線形に増えていないことがわかる。そこで、ファンクションジェネレータの設定値と回路の出力の結果をまとめたところ、図 8.10 のようになった。これをみると分岐させて読み取った回路の入力よりは線形性がよく見える。しかしながら、低電圧部分での線形性の悪さは残っている。

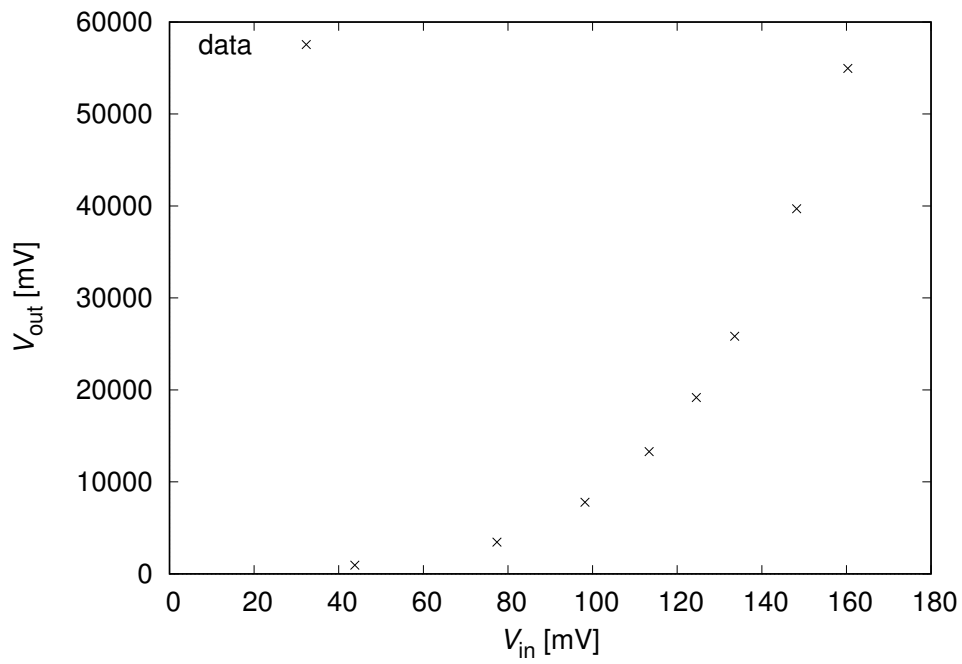


図 8.8: 回路の入力と出力の関係

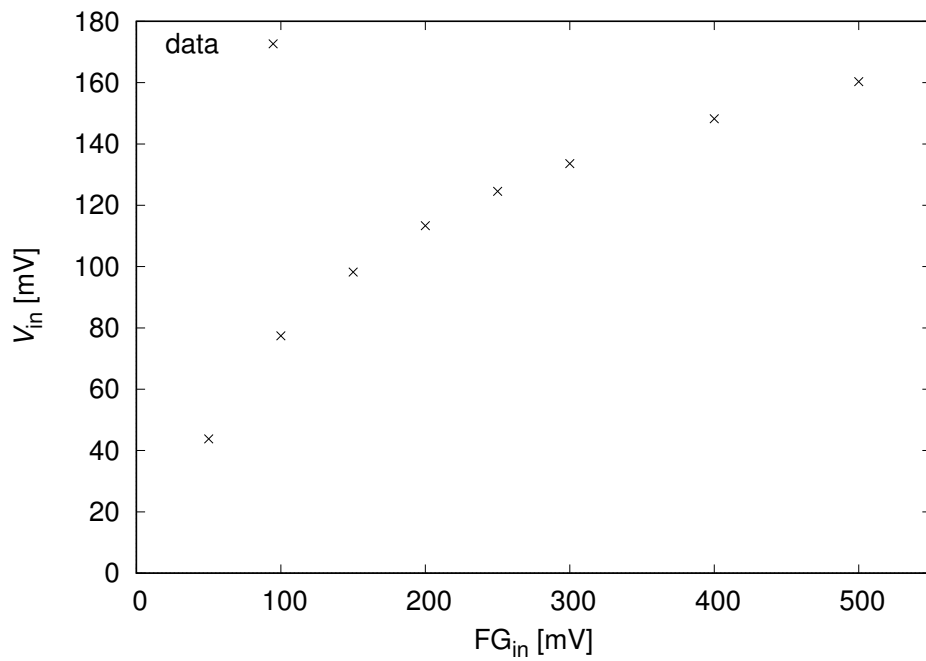


図 8.9: ファンクションジェネレータの設定値と回路の入力の関係

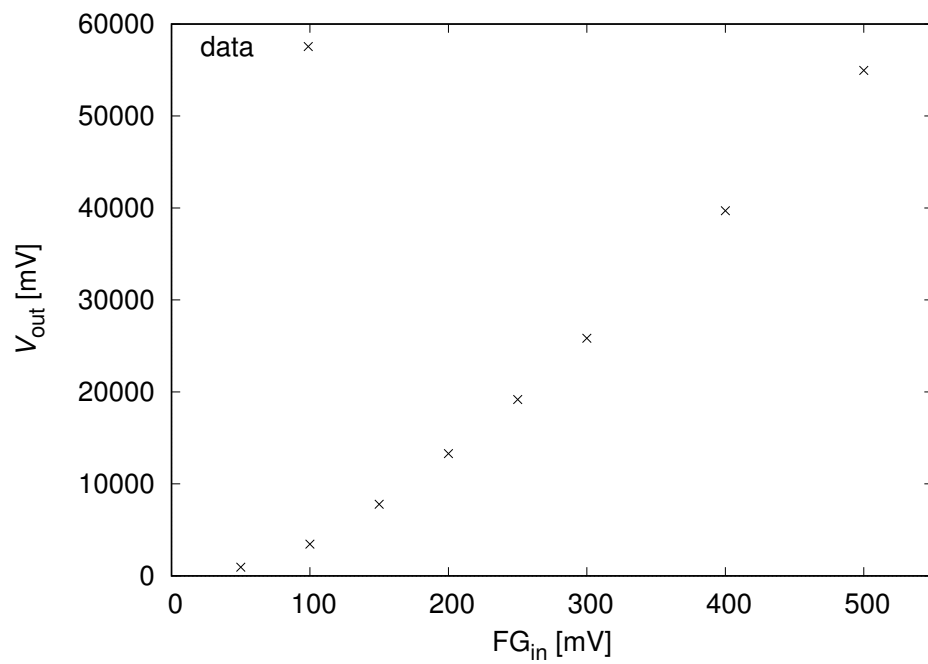


図 8.10: ファンクションジェネレータの設定値と回路の出力の関係

第9章 APDのアンプとしての性能評価

9.1 実験装置

9.1.1 APD

APDとして浜松ホトニクス社のSi APD S8664-1010を用いた。仕様を表9.1にまとめた。逆電圧と増倍率の関係とその温度依存性は図9.1で示される。

表 9.1: S8664-1010 の仕様

サイズ (受光面積)	10 mm × 10 mm
増倍率 ($\lambda = 420$ nm)	50
降伏電圧	400 (Max.500) V
量子効率	70 %
端子間容量	270 pF
動作温度	-20 ~ +60 °C

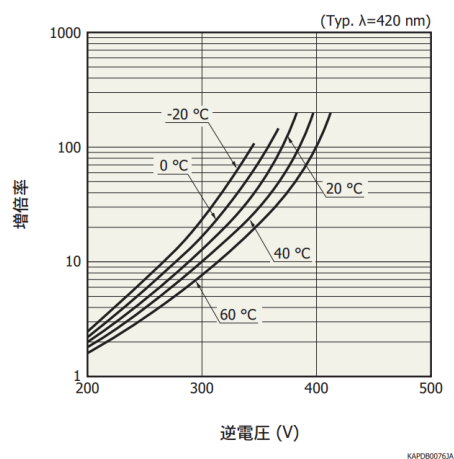


図 9.1: S8664 の逆電圧と増倍率の関係 [17]

9.1.2 比較用 36 dB アンプ

APDのアンプとしての性能評価を行うために、比較として浜松ホトニクス社の36 dB アンプユニット C5594を使用した。増倍率は約63倍であり、-2.5 V ~ 0.8 V 出力することのできる非反転増幅器である。

表 9.2: 36 dB アンプユニット C5594 の仕様

電圧利得	36 dB (約 63 倍)
周波数帯域 (-3 dB)	50 kHz ~1.5 GHz
入力インピーダンス	50 Ω
推奨負荷抵抗	50 Ω
最大出力信号	-2.5~+0.8 V
電源電圧	+12~16 V
動作温度	0~40 °C



図 9.2: 浜松ホトニクス社の 36 dB アンプユニット C5594

9.1.3 レーザーダイオード

APD に入射する光として Qphotonics 社のレーザーダイオード QFLD-405-20S を用いた。ファイバ結合型ファブリペローレーザーダイオードであり、温度センサと熱冷却器を内蔵しているため温度を一定に保つことができる。また、珠電子 LDB-100 の機能を用いてパソコン上で温度、周波数、電流、パルス幅などを設定することができる。したがって、電流とパルス幅を一定の値に設定することで同じ光量の光を安定して入射させることができる。

表 9.3: レーザーダイオード QFLD-405-20S の仕様

パラメータ	Min.	Typ.	Max.	単位
ファイバから出る光量	15	20		mW
波長	400		410	nm
順方向電流		130	200	mA
パルス立ち上がり時間		5		ns
動作温度	0		60	°C

9.2 セットアップ

36 dB アンプは出力インピーダンス 50 Ω であることに注意して、図 9.3 のようなセッティングで測定を行った。APD の高圧電源には RPH-034 の別チャンネルを用いている。また、接続には BNC ケーブルを 36 dB アンプの入力と出力に繋いでいる。自作の回路に関しては図 9.5 のようにファンクションジェネレータの出力抵抗に合わせた 50 Ω を取り除き、オシロスコープは 1 MΩ で読み出している。APD にレーザーダイオードを入射し、同じ光量でどのような出力の違いがあるかを調べた。APD は -350 V を印加し、レーザーは電流 120 mA、パルス幅 900 ps とした。

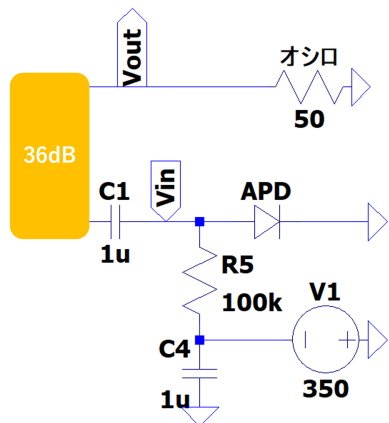


図 9.3: 36 dB アンプを用いた APD の回路

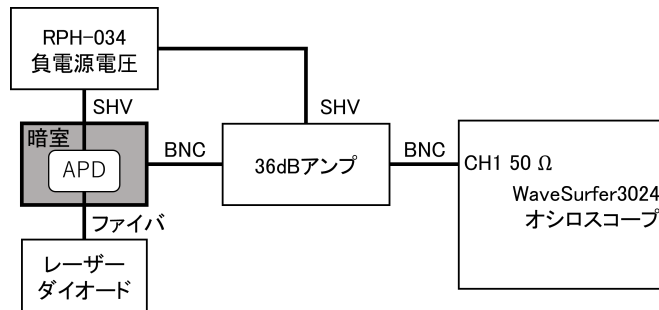


図 9.4: 36 dB アンプと機器の接続

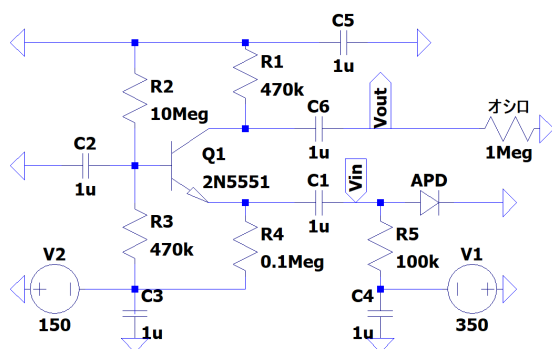


図 9.5: 自作アンプ回路を用いた APD の回路

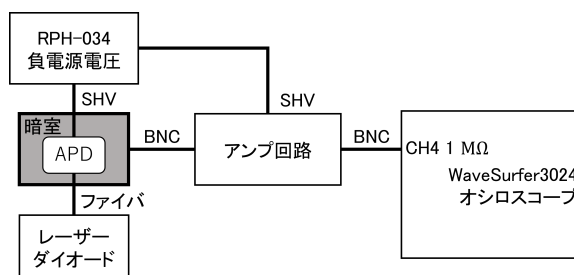


図 9.6: 自作アンプ回路と機器の接続

9.3 結果

36 dB アンプと自作回路の比較は以下のようになった。36 dB アンプのほうが電圧の増倍率自体は高いが、その分ノイズが大きい。自作の回路は 36 dB から逆算すると 10 倍ほどしか出ていないことになるが、これは入力が小さいからである。自作回路のほうがノイズは少なく、電荷 (面積) だけで見れば 36 dB より大きいように見える。この実験の途中で 36 dB アンプが壊れてしまった可能性が高く、これ以上のデータが取れていない。

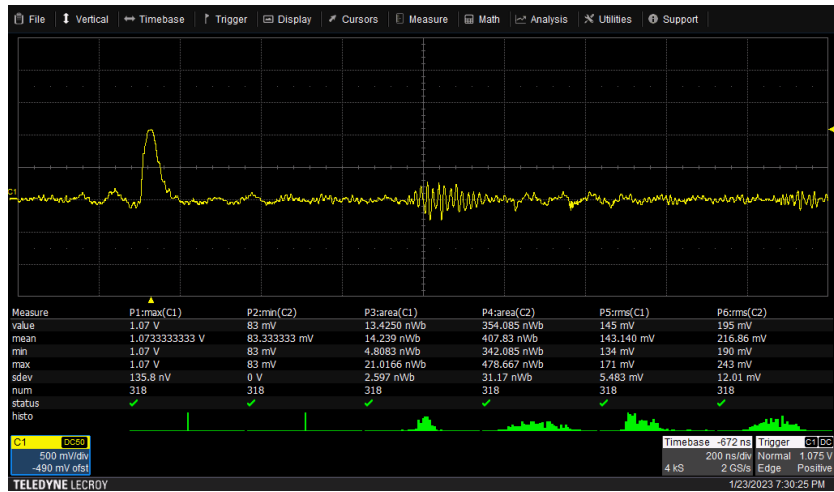


図 9.7: 36 dB アンプを用いた APD の波形 (横軸 : 200 ns/div、縦軸 : 500 mV/div)

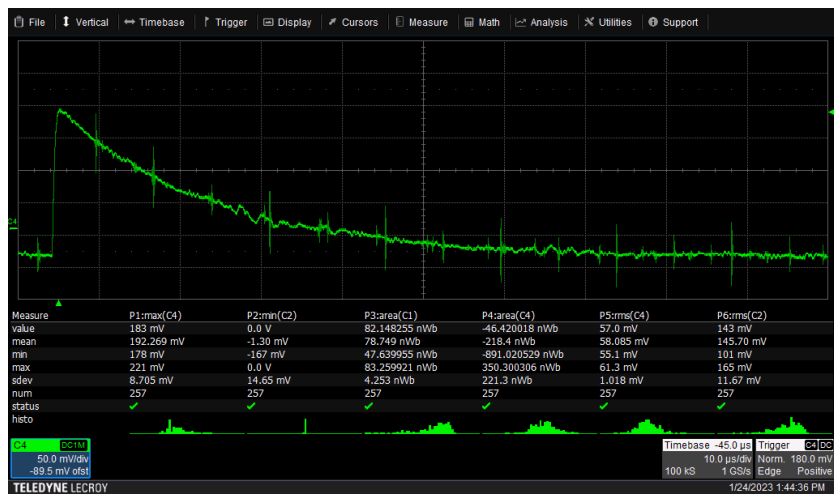


図 9.8: 自作回路を用いた APD の波形 (横軸 : 10 μ s/div、縦軸 : 50 mV/div)

第 10 章 考察

10.1 アバランシェモードについて

本論文ではアバランシェモードによるトランジスタのアンプ回路の製作を試みた。よって本当にアバランシェモードなのか考察する必要がある。アバランシェ降伏が起きる直前までの電圧範囲にアバランシェモードは存在するはずなので、端子間電圧が降伏電圧を超えている時はアバランシェモードと降伏現象の間の不安定な状態にあると考えられる。トランジスタの破壊が起こるのはおそらくアバランシェ降伏が長く起きた時や、完全に降伏が起きた時であると考えられる。

また、パルス発生回路の実験でパルスが発生してからさらに電圧を上げていくと、振幅が下がったのはアバランシェ降伏現象の性質なのではないかと考えられる。なぜなら APD も降伏電圧付近で電圧を上げていくと、APD や他の回路部分での電圧降下のためにアバランシェ層にかかる電圧が下がり、増幅率が下がる現象が存在するからである。つまりパルスが発生し始めたのは 1 次降伏によって急激に電流が流れるようになったからであり、次に振幅が下がったのは電流がさらに増加し、他の回路部分での電圧降下によってアバランシェ層にかかる電圧が下がったからであると考えられる。つまりパルスの形状が変化するコレクタ-エミッタ間の電圧 676 V 程度がさらに電流が増える 2 次降伏電圧付近なのではないかと考えた。

しかしベース接地増幅回路のコレクタ-エミッタ間電圧と動作の関係を見るとかなり早い段階で降伏現象のようなものが見られている。トランジスタの破壊が起こったということは降伏が起きて大電流が流れたからと考えるのが 1 番可能性が高く感じるが、パルス発生回路との整合性がとれていない。このアバランシェ降伏に関する性質はもう少し詳細を調べる必要があると考えられる。しかしトランジスタでもアバランシェ層が形成され、アバランシェ増倍が起こることは確認できたため、アバランシェトランジスタを用いたアンプ回路を製作することはできたのではないかと考えられる。

さらに経験式 2.3 でフィッティングを行った結果を以下に示す。

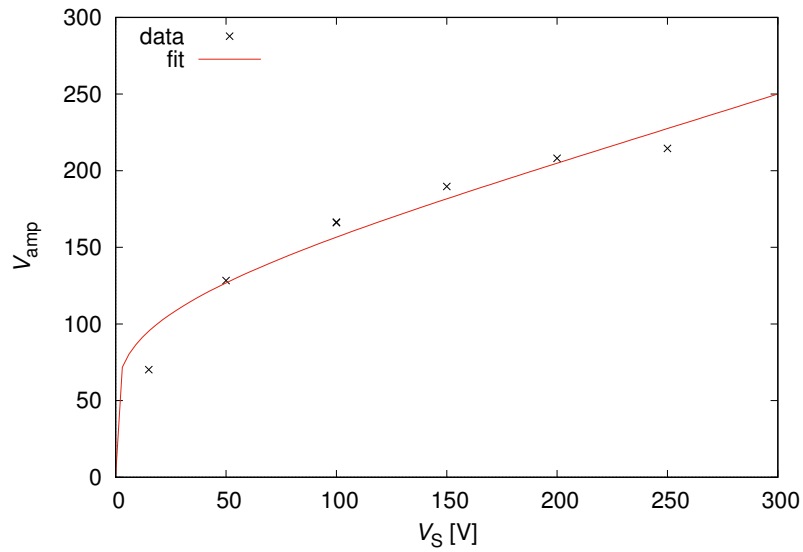


図 10.1: 結果とフィッティングの比較

この時、式 2.3 の降伏電圧 $V_B = 1880 \text{ V}$ ($\pm 40\%$)、 $k = -0.002$ ($\pm 16\%$) となった。また、横軸をコレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} としてフィットすると図 10.2 のようになった。

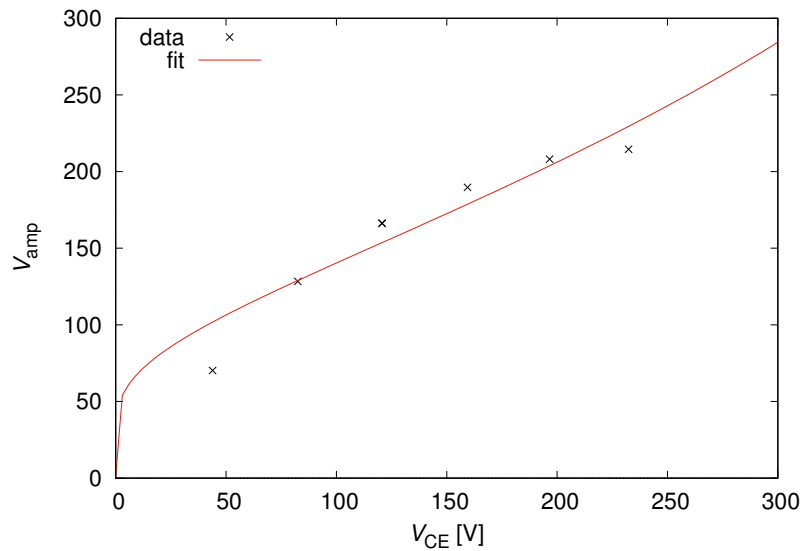


図 10.2: 横軸をコレクタ-エミッタ間電圧にした結果とフィッティングの比較

この時、コレクタ-エミッタ間降伏電圧 $V_{CE} = 870 \text{ V}$ ($\pm 33\%$)、 $k = -0.0007$ ($\pm 20\%$) となった。したがって、結果をアバランシェ増倍の式 2.3 でフィッティングすることができたが、形としては図 2.5 の低電圧部分 (0~100 V) に似ており、急激にゲインが増加する部分の測定ができていない

ため、あまり良いフィッティングとは言えない。また、降伏電圧がフィッティングでは非常に大きな値となっているのもおかしい。そのため、より高電圧でトランジスタが壊れないような工夫をしてさらにデータを集める必要があると考えられる。そうすれば実際にアバランシェモードで動いているかどうかがわかるのではないかと考えた。

10.2 アンプ回路としての性能

当初の目標としていた電圧増倍率 100 倍は特定の条件下では達成することができた。しかしながら、入力と出力の線形性が悪いアンプ回路になってしまっているため、改良が必要である。シミュレーションでも入力と出力の線形性が悪いことから回路の設計から見直す、もしくはトランジスタを多段にして新しい回路を考える必要があるかもしれない。また、電荷の増倍率が下がっていることに関して、これは出力の波形が高電圧になるに従って歪んでしまうことが原因であると考えられる。例えば、図 10.3 のようにテールの部分がオーバーシュートし、積分した値が小さくなってしまふからである。これは回路の導線部分をより短くし、部品を基板などに直接実装すれば、出力波形が綺麗になると考えられる。したがって、電荷の増幅率に関しては波形を整えた上で測定を行わないと正確な結果は得られないと考えられる。

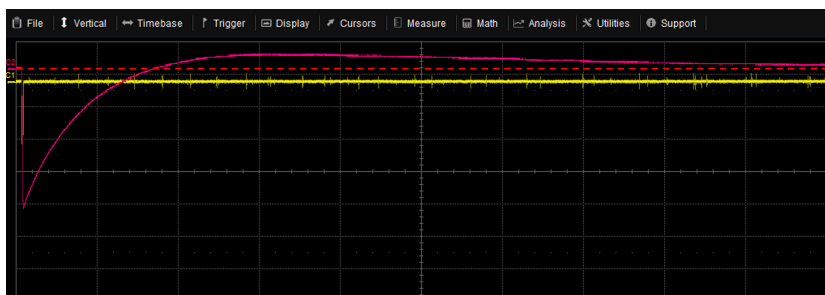


図 10.3: 電源電圧 -300 V の時の波形 (赤い点線より上にオーバーシュートしている)

10.3 APD のアンプとして

36 dB のアンプと比べたときに小信号の増倍に関しては実用化は難しいと感じた。逆に小信号でも今回作成した回路の最大倍率で増幅できれば、かなり性能の良いのアンプになると考えられるが、作ることはできなかった。アンプを多段に接続すれば 10^6 倍の増倍率は実現可能であるが、初段の SN 比が重要であり、今回のアンプは実用的ではない。したがって増倍率が高く、SN 比の良いアンプが求められる。また、HPD では電子の打ち込み増倍もあるため、回路での増倍率は 100 倍あれば十分であり、HPD のアンプとしては増倍率よりも線形性や波形の整形を考慮して設計すべきであると考えられる。

第 11 章 今後の課題と展望

本論文では APD の増倍率を上げ、1 光子が検出できる APD の実現を目指した。それにより、ノイズの多い MPPC にとってかわるノイズが小さく時間応答の早い半導体検出器が実現すれば、崩壊現象をより繊細に検証するなど、新たな物理現象の発見に貢献する技術となると考えている。そのため高い増倍率で時間応答の早い APD のアンプを改良し、MPPC や PMT に匹敵する増倍率を目標とした。まずはアバランシェトランジスタによるパルス発生回路からアバランシェ増倍の立ち上がりの早さを確認し、アンプ回路にも生かせるのではないかとアバランシェトランジスタでのアンプ回路の製作を試みた。基本的なエミッタ接地増幅回路から始め、最終的にベース接地増幅回路で高電圧におけるアンプ回路の性質を調べた。また、実際に APD のアンプとしての性能を比較することができた。結果としてはアンプ回路の性能は線形性が悪いものの、電圧増倍率は最大 200 倍ほどあり、十分な増倍率を実現できた。また、通常のアンプと異なり、トランジスタ 1 石で高い増倍率を実現できたことに加え、高電圧をかけられることで高いダイナミックレンジを実現できた。

課題点を以下にまとめた。

- 入力と出力の線形性
- 波形の整形
- 入出力インピーダンスによる影響
- 温度依存性

入力と出力の線形性に関してはこの回路を改良して解決するしかないが、多段のアンプ回路が試作はしたものの正しく動作していないので回路の設計をもう少し学ぶ必要があると感じた。波形は配線の長さ、接着の仕方でもまだ改善できる部分が多い。入出力インピーダンスについては特にベース接地増幅回路は入力インピーダンスが低くなるため、そこを改善するためにも多段にして回路の性質を変える必要がある。出力インピーダンスに関しては最後にバッファ回路でインピーダンス整合させる必要がある。温度依存性は現状冷却しかできないので、温度を一定に保つ装置があれば改善可能である。

これらが改善され、安定して高い増倍率を出すことのできる回路になれば、APD の増倍率が MPPC や PMT に並ぶ可能性がある。さらに、HPD のアンプ回路としても利用できれば、光検出器としての分解能が向上し、将来大型水チェレンコフ検出器の光センサとしての活用が見込める。

また、APD も半導体であるため、トランジスタなどの回路は全て同じ半導体で作ることが可能で、APD とアンプ回路も含めて一体化させたものが実現すれば、システムとして MPPC 相当の、さらにノイズの少ない新たな光検出器として活用できる。

謝辞

本研究を進めるにあたり、たくさんの方々にお世話になりました。特に西村研究室の皆様には大変感謝しております。

指導教員の西村康宏先生にはこの研究だけでなく、たくさんを経験をさせていただきました。その際に実験装置の扱い方や測定手法、解析方法など様々なアイデアをいただきました。研究に関しては電子回路の理論的な知識だけでなく、回路の実践的な知識も詳しく丁寧にご指導いただきました。研究がここまで進められたのは先生のご指導あってのものだと感じています。本当にありがとうございました。また、西村研究室に入って、素粒子実験と研究に楽しさとやりがいを感じたのは西村先生の研究者としての姿を見て学ばせていただいたからです。1年間ご指導いただき本当にありがとうございました。先生の教えを礎にこれからも研究に励みたいと思います。

同研究室の博士1年生の前川雄音さんには研究だけでなく、機器や研究室のパソコンの使い方を教えていただきました。初めてのことばかりで大変でしたが、前川さんのおかげで機器やパソコンの扱いに慣れることができました。本当にありがとうございました。

修士2年生の藤澤千緒里さんには測定の自動化やケーブルの作り方を教えていただきました。測定自動化の際にはプログラミングの仕方などを教えていただきました。また、藤澤さんのプログラミングを見て色々と学ばせていただきました。本当にありがとうございました。

修士1年生の岡崎玲大さんには波形取得の方法を教えていただきました。また、岡崎さんの研究に使っていたオシロスコープを使わせていただき本当にありがとうございました。

学部4年生の小林美咲さんは実験の相談など作業と一緒にすることが多く、とてもお世話になりました。本当にありがとうございました。

また、論文講読発表の際には研究室の皆さんが、私がいわからなかった部分を一緒に考えてくださり、私が理解するまで教えていただきました。本当にありがとうございました。

最後にこれまで私がお世話になった先生方、これまで支えてくれた家族に心から感謝を申し上げます。

参考文献

- [1] 鈴木雅臣, "定本 トランジスタ回路の設計", CQ 出版社 (1991).
- [2] 岩下友子, "チェレンコフ光による荷電粒子の測定", 卒業論文, 奈良女子大学 (2007).
- [3] 中川尊, "新型高性能光検出器 (HAPD) 読み出しのための ASIC の開発", 修士論文, 東京都立大学 (2005).
- [4] Tianmeng Lou, "Development of 50 cm Diameter Hybrid Photo-Detector for Hyper-Kamiokande", University of Tokyo (2017).
- [5] 平井珠生, "アバランシェ半導体光検出器の特性および中性子被曝効果の測定", 修士論文, 奈良女子大学 (2009).
- [6] 五味慎一, "半導体光検出器 MPPC の性能評価システムの構築", 修士論文, 京都大学 (2008).
- [7] 久富章平, "MPPC の小型衛星応用を見据えたノイズ低減対策の研究", 広島大学 (2019).
- [8] Kiyoshi Takami, "BASIC CHARACTERISTICS OF THE AVALANCHE TRANSISTOR", Research Reactor Institute, Kyoto University (2005).
- [9] 井上圭介, "比例モード Si-APD を用いた高速 X 線シンチレーション検出器の開発", 博士論文, 総合研究大学 (2016).
- [10] 高見清, "アバランシェ・トランジスタを用いた超高速パルサーの開発", 京都大学 原子炉実験所 (1993).
- [11] 津守邦彦, "超高速・大出力パルスの発生", 生産と技術. <http://seisan.server-shared.com/393/393-29.pdf>(2023/01/30 参照).
- [12] Jim Williams, "Practical Circuitry for Measurement and Control Problems", ANALOG DEVICES (1994). <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an61fa.pdf>(2023/01/30 参照).
- [13] KEK 高エネルギー加速器研究機構 ホームページ, "光で測る素粒子" (2004). <https://www2.kek.jp/ja/newskek/2004/janfeb/scintillator.html>(2023/01/30 参照).
- [14] 山形大学大学院理工研究科廣瀬研究室 半導体教科書プロジェクト 第 3 章 PN 接合. <https://fhiroseyz.yamagata-u.ac.jp/img/pn172.pdf>(2023/01/30 参照).
- [15] 浜松ホトニクス株式会社, Si フォトダイオード 技術資料. https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/ssd/si_pd_kspd9001j.pdf(2023/01/30 参照).

- [16] 浜松ホトニクス株式会社, APD 技術資料. https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/ssd/si-apd_kapd9007j.pdf(2023/01/30 参照).
- [17] 浜松ホトニクス株式会社, Si APD S8664 シリーズ. http://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s8664_series_kapd1012j.pdf(2023/01/30 参照).
- [18] 浜松ホトニクス株式会社, MPPC 技術資料. https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/ssd/mppc_kapd9008j.pdf(2023/01/30 参照).
- [19] 浜松ホトニクス株式会社, MPPC とは. https://www.hamamatsu.com/jp/ja/product/optical-sensors/mppc/what_is_mppc.html(2023/01/30 参照).
- [20] 浜松ホトニクス株式会社, 光電子増倍管その基礎と応用. https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/etd/PMT_handbook_v4J.pdf(2023/01/30 参照).
- [21] 浜松ホトニクス株式会社, PMT について. https://www.hamamatsu.com/jp/ja/product/optical-sensors/pmt/about_pmts.html(2023/01/30 参照).
- [22] 浜松ホトニクス株式会社, HPD(ハイブリッド・フォトディテクタ). <https://www.hamamatsu.com/jp/ja/product/optical-sensors/pmt/hpd.html>(2023/01/30 参照).