

**発光ダイオードとフォトダイオードを用いた  
光結合型新增幅デバイスに関する研究**

**2015年 3月**

**香川大学大学院 工学研究科  
信頼性情報システム工学専攻  
藤田 順一**



# 目次

<b>1</b>	<b>序論</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>半導体素子の特性</b>	<b>7</b>
2.1	半導体とは	7
2.2	ダイオード	9
2.2.1	フォトダイオード	10
2.2.2	発光ダイオード	11
2.3	トランジスタ	12
2.4	サイリスタ	15
<b>3</b>	<b>光結合型増幅器</b>	<b>17</b>
3.1	光結合型増幅器とは	17
3.2	光結合型増幅器の電気的特性	22
3.2.1	transistor mode	22
3.2.2	thyristor mode	25
3.3	光結合型増幅器の増幅原理	27
<b>4</b>	<b>光結合型デバイスの応用</b>	<b>33</b>
4.1	光結合型増幅器を用いたオーディオアンプ	33
4.1.1	オーディオアンプ回路	33
4.1.2	オーディオアンプとしての特性評価	38
4.1.3	オーディオアンプとしての感性的評価	41
4.2	双方向電流制御素子	45
<b>5</b>	<b>結論</b>	<b>52</b>
5.1	まとめ	52
5.2	今後の課題	52
	謝辞	53
	参考文献	54



# 目 次

2.1	物質の抵抗率	7
2.2	n 型半導体	8
2.3	p 型半導体	8
2.4	ダイオードの V-I 特性	9
2.5	PN 接合のモデル図	10
2.6	(a) 直接遷移型 (b) 間接遷移型	11
2.7	nnp 形トランジスタの回路記号と構造	12
2.8	pnp 形トランジスタの回路記号と構造	12
2.9	トランジスタの基本動作	13
2.10	エミッタ接地回路の静特性	14
2.11	サイリスタの回路記号と構造	15
2.12	サイリスタの V-I 特性 (説明図)	15
2.13	TRIAC の回路記号および構造	16
2.14	TRIAC の V-I 特性	16
3.1	(a) トランジスタのベース接地回路 (b) 光結合型増幅器のベース接地回路 [9]	17
3.2	(a) 光結合型増幅素子の構造 (b) 実際の素子の写真 [9]	18
3.3	(a) トランジスタのエミッタ接地回路 (b) 光結合型増幅器のエミッタ接地回路 [9]	19
3.4	図 3.2(b) の素子を用いた時の電圧増幅波形 [9]	19
3.5	光結合型増幅器の動作モード	21
3.6	$V_{CE} - I_C$ 特性測定回路 [9]	22
3.7	光結合増幅器の素子構成	22
3.8	$V_{CE} - I_C$ 特性 1[9]	23
3.9	LED-LED 増幅回路の $V_{CE} - I_C$ 特性 [9]	23
3.10	$V_{CE} - I_C$ 特性 2	24
3.11	サイリスタの V-I 特性測定回路	25
3.12	サイリスタの V-I 特性 (東芝, SF3D41)	26

3.13	サイリスタの V-I 特性説明図 . . . . .	26
3.14	光結合型増幅器 (thyristor mode) の V-I 特性測定回路 . . . . .	26
3.15	thyristor mode における V-I 特性 . . . . .	27
3.16	thyristor mode の V-I 特性説明図 [9] . . . . .	27
3.17	光結合型増幅器の増幅原理 1[9] . . . . .	27
3.18	光結合型増幅器の増幅原理 2[9] . . . . .	28
3.19	光結合型増幅器の増幅原理 3[9] . . . . .	30
3.20	光結合型増幅器 (transistor mode) の電圧分布 [9] . . . . .	31
3.21	光結合型増幅器 (thyristor mode) の電圧分布 [9] . . . . .	32
4.1	光結合型増幅器を用いたオーディオアンプ回路 [9] . . . . .	33
4.2	実際に製作したオーディオアンプ回路 . . . . .	34
4.3	製作したオーディオアンプの写真 [9] . . . . .	34
4.4	光結合型増幅器を用いたオーディオアンプ (図 4.2) の増幅波形 [9] . . . . .	35
4.5	トランジスタを用いた 2 段増幅回路 . . . . .	35
4.6	オーディオアンプ回路の周波数特性 . . . . .	36
4.7	実際に製作したステレオオーディオアンプ回路 . . . . .	37
4.8	LED の発光色と帰還量の関係 . . . . .	37
4.9	製作したステレオオーディオアンプの写真 [14] . . . . .	38
4.10	オーディオアナライザ [14] . . . . .	38
4.11	市販のオーディオミニコンポ [14] . . . . .	39
4.12	各オーディオアンプの周波数特性 . . . . .	39
4.13	THD および THD+N[14] . . . . .	40
4.14	新型アンプの THD[14] . . . . .	40
4.15	ミニコンポの THD[14] . . . . .	40
4.16	新型アンプの THD+N[14] . . . . .	41
4.17	ミニコンポの THD+N[14] . . . . .	41
4.18	尺度 . . . . .	43
4.19	クラシックの感性評価 [14] . . . . .	44
4.20	ポップの感性評価 [14] . . . . .	44
4.21	ロックの感性評価 [14] . . . . .	45
4.22	光結合型増幅器 (双方向電流制御素子) V-I 特性測定回路 . . . . .	46
4.23	光結合型増幅器 (双方向電流制御素子) V-I 特性 . . . . .	46
4.24	V-I 特性の説明図 [15] . . . . .	46
4.25	位相制御概念図 (片側) . . . . .	47

4.26	位相制御概念図（双方）	47
4.27	位相制御回路（NPN 型） [15]	47
4.28	実際の位相制御波形 1(Low Duty)[15]	48
4.29	実際の位相制御波形 1(Hi Duty)[15]	48
4.30	位相制御回路（PNP 型）	48
4.31	実際の位相制御波形 2(Low Duty)[15]	49
4.32	実際の位相制御波形 2(Hi Duty)[15]	49
4.33	マイコンから素子を導通させる場合 [16]	50
4.34	マイコンから素子を遮断させる場合 [16]	50
4.35	直流電源での制御概念図 [16]	50
4.36	交流電源での制御概念図 [16]	50
4.37	光トリガ型制御回路 [16]	51





## 表 目 次

4.1	オーディオの主観品質評価項目 . . . . .	41
4.2	オーディオの主観品質評価の説明 . . . . .	42
4.3	評価尺度 . . . . .	42
4.4	感性評価結果 [14] . . . . .	43



# 第 1 章

## 序論

2011 年に開催された光学シンポジウムにおいて、発光ダイオード (LED) とシリコンフォトダイオード (Si-PD) を密着させ、LED を流れる電流と Si-PD に生じる光電流を正帰還させることによりトランジスタと同様の増幅デバイスができることが報告された [1]。この新型トランジスタはある条件下において、ベース電流を遮断しても、コレクタ・エミッタ間が導通し続けるラッチアップ現象があることが分かった。筆者は、これらの現象に注目し、特定の条件下においてサイリスタのようなスイッチング特性を持つことを確認した [2]。我々は、このような現象が起こるメカニズムを明らかにするため、様々な特性測定を行った。また、この回路を利用した応用デバイスの開発に取り組んだ。本論文では、まず光正帰還を利用した光結合型増幅器について説明する。そして、本回路を用いた応用デバイスについて述べる。

本論文は以下のように構成されている。第 2 章では、基礎的準備として、LED, PD, トランジスタおよびサイリスタの物理的動作原理について述べる。これは現在の半導体物理学において説明されている各々の物理的動作機構を記述したものである。第 3 章は本論であり、LED と PD による光結合型増幅機能について詳述する。また、LED と PD の組み合わせを様々に変えて得られるデバイスの特性測定実験結果についても述べる。その測定実験において、LED の発光波長や PD の受光波長を変えたところ、増幅作用とスイッチング作用の動作モードは光結合の大きさに依存しているということが明らかとなった。その後、光結合に着目し、様々な電気的特性を測定した結果、増幅のメカニズムを突き止め、開発当初の素子よりも安定して電圧増幅および電流増幅が行えるようになった。本素子は LED と PD の距離を離しても増幅ができるため (ただし効率 は下がる)、LED と PD の距離により増幅率を自由に設定できる素子の実現できた。増幅率可変の制御手段には、距離を変えずとも液晶のように光透過量を制御できる手段でも可能である。第 4 章では、LED と PD の光結合素子の特徴を活用して開発した応用デバイスとして、オーディオアンプと双方向電流制御素子について述べる。このオーディオアンプは A 級増幅器のトランジスタを新型素子に置き換えた回路構成の新型アンプである。通常のオーディオアンプと同様に

リ・メインアンプの 2 段構成で使用した。この新型アンプによる音響測定を行ったところ市販のアンプと遜色ない結果が得られた。ノイズの観点から評価を行ったところ、非常に簡単な回路構成ながら低ノイズであることが分かった。更には、第 3 章で述べたサイリスタモードを応用し、双方向サイリスタ (TRIAC) のような双方向に電流制御可能な素子も開発、位相制御による電力制御ができることを確認した。本素子はサイリスタのゲートに相当する端子の電位を制御することでターンオンおよびターンオフのどちらの制御も可能であることを発見した。このような制御は普通のサイリスタでは行うことができない。第 5 章では、本研究のまとめを述べる。すなわち、LED と PD による光結合型増幅機能と、その機能に基づいて実現した応用デバイスの特性について要約し、今後の取り組むべき課題について述べる。

## 第 2 章

# 半導体素子の特性

2章では、基礎的準備として、本論文の中に出てくる LED や PD といったダイオードおよびトランジスタ、サイリスタといった一般的な半導体の性質および電気的特性について述べる [3, 4]。

### 2.1 半導体とは

銀や銅などの金属は、電気抵抗が小さく電気をよく導くので導体とよばれ、ガラスやゴムなどのように電気抵抗が大きく、電気を通しにくい物質を絶縁体とよぶ。これらの物質の常温における抵抗率は、図 2.1 のように、導体で  $10^{-10}$  から  $10^{-6} \Omega\text{m}$  という低い値をもち、絶縁体は  $10^8 \Omega\text{m}$  程度以上の高い値をもっている。この導体と絶縁体の抵抗値の中間の値の抵抗率をもつ物質を半導体とよぶ。

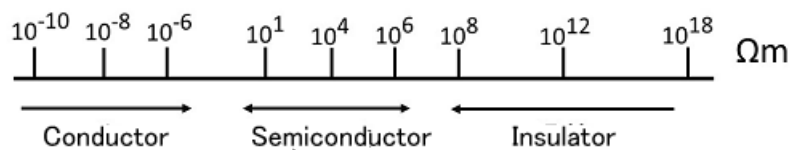


図 2.1: 物質の抵抗率

半導体には、真性半導体と不純物半導体に分類できる。半導体はわずかな不純物の影響が電氣的に強くあらわれ、不純物に対して非常に敏感な材料である。そのため、外部から不純物を加えて不純物半導体をつくる前に半導体の結晶を一度十分高い純度に仕上げなければならない。シリコン(けい素)やゲルマニウムのように純度の高い半導体を真性半導体という。真性半導体に対して n 型半導体や p 型半導体を不純物半導体という。シリコン(けい素)などの真性半導体の中に 5 価の原子をごく少量混ぜ合わせて結晶をつくると、結晶中の原子は 5 価の原子のもつ価電子が図

2.2のように1個はみ出てしまう。この原子は原子核に束縛される力が弱いため、わずかなエネルギーで半導体の結晶中を自由に動き回る自由電子となる。このように人工的に自由電子をつくるために混入する5価の原子をドナーという。5価の原子を混入した半導体では、負の電荷をもつ自由電子の数が正の電荷をもつ正孔の数より多い。この半導体をn型半導体という。図2.2は不純物元素(ドナー)として5価原子P(リン)を添加した場合とする。

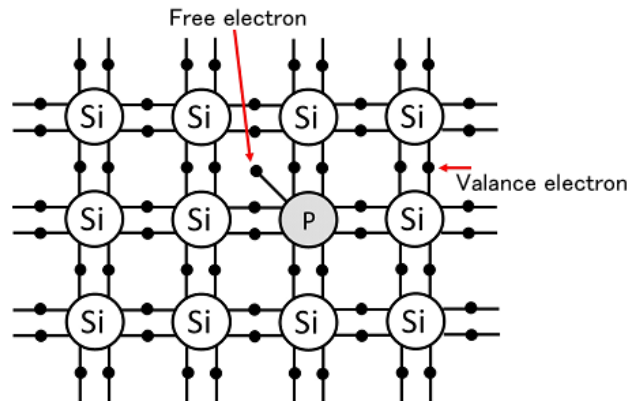


図 2.2: n 型半導体

シリコン(けい素)の真性半導体の中に3価の原子をごく少量混ぜ合わせて結晶をつくると、n型半導体とは逆に価電子が足りなくなり、図2.3のようになる。ここに近くの価電子が引き寄せられて、そのあとに正孔が生じる。このように人工的に正孔をつくるために混入する3価の原子をアクセプタという。3価の原子を混入した半導体では正孔の数が自由電子の数よりも多い。この半導体をp型半導体という。

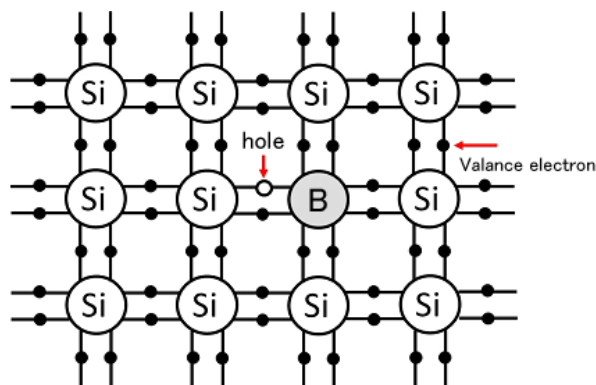


図 2.3: p 型半導体

ゲルマニウムやシリコン(けい素)の結晶をつくるときにアクセプタやドナーを混入することに

より、結晶の一部分を p 型、他を n 型とすることができる。このように p 型と n 型の領域が接した状態を pn 接合という。pn 接合に外部から p 型領域を正、n 型領域を負とするような電圧 (順方向電圧)  $V_F$  を加えると空乏層の電位障壁が低くなり、空乏層の幅も狭くなって p 型領域から接合面をこえて正孔が n 型領域へ流れる。また自由電子も n 型領域から p 型領域へ流れる。加えた電圧によって多数キャリアの移動による大きな電流が流れる。この電流を順方向電流という。逆に、n 型領域に対して p 型領域が負になるような向きの電圧 (逆方向電圧)  $V_R$  を加えた場合には電位障壁はより高くなり、空乏層の幅も広がる。このため、p 型領域から n 型領域、n 型領域から p 型領域への注入キャリアはきわめて少なく、ほんのわずかな電流しか流れない。このような電流を逆方向電流という。

## 2.2 ダイオード

pn 接合の p 型領域と n 型領域にリード線と端子をつけた素子を pn 接合ダイオードという。ダイオードには pn 接合ダイオード以外にも様々な種類があるが、一般にダイオードといえば、pn 接合ダイオードをさす場合が多い。

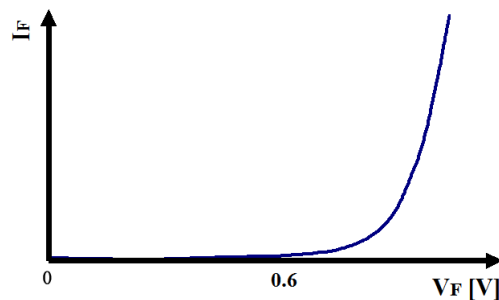


図 2.4: ダイオードの V-I 特性

pn 接合ダイオードには、次のような性質がある。

1. 順方向に電流が流れやすく、逆方向にはほとんど流れない
2. 図 2.4 で示すように、順方向電圧  $V_F$  または逆方向電圧  $V_R$  と順方向電流  $I_F$  または逆方向電流  $I_R$  の関係が直線ではなく、オームの法則に従わない
3. わずかな順方向電圧で大きな電流を流すことができる。図 2.4 で示すように、順方向電流が流れはじめる電圧はシリコンダイオードで約 0.6 V である
4. 逆方向電圧を大きくしていくと、急に大電流が逆方向に流れはじめる現象がある。この現象を降伏現象といい、電流が急に増えはじめるときの電圧を降伏電圧 (ツェナー電圧) という

## 2.2.1 フォトダイオード

フォトダイオードは、光エネルギーを電気エネルギーに変換する一種のトランスデューサであり、その構成は半導体のPN接合部に光検出機能を加えたセンシング用ダイオードの一種である。光と物質の間には物理的相互作用があり、一般的に物質が光子を吸収し、その結果、電子を放出する減少を光電効果と呼んでいる。また、光電効果の結果、半導体の接合部に電圧が現れる現象を光起電力効果と呼んでいる [5]。

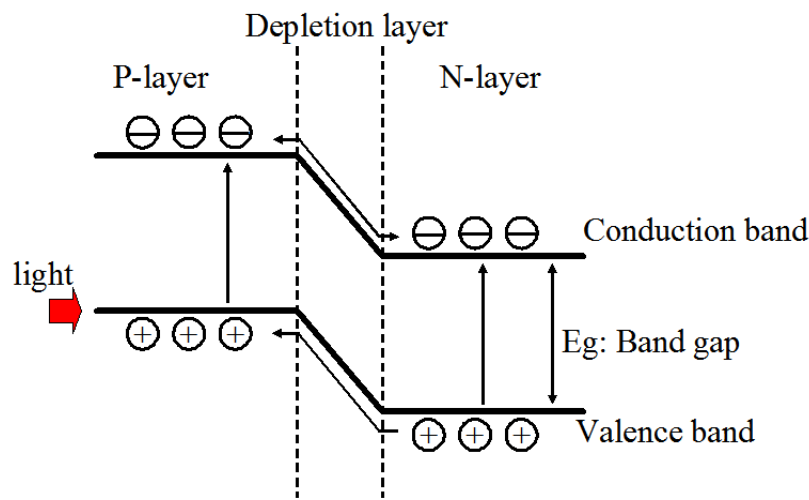


図 2.5: PN 接合のモデル図

図 2.5 は、PN 接合の状態を表したモデル図であり、ここでは光エネルギーが結晶中の電子を励起し、光起電力が発生する様子を示している。一般に入射光エネルギーがバンドギャップ ( $E_g$ ) より大きいと、電子は伝導帯に引き上げられ、もとの価電子帯に正孔（ホール）を残す。この現象は素子内の P 層、空乏層、N 層の至るところで発生し、空乏層中では電界の作用により、電子は N 層へ、また、正孔は P 層へそれぞれ加速される。ここで N 層中で発生した電気エネルギーの電子は P 層から移動してきた電子とともに N 層伝導帯に集結する。つまり、フォトダイオード内では入射光量に比例して、P 層ではプラスに、N 層ではマイナスにそれぞれ帯電し、発電する。太陽電池も物性的にはフォトダイオードと本質的に同じである。しかし太陽電池はその出力エネルギーを優先するよう、出力効率の改善、出力パワーを増大をはかるような種々の工夫がなされている。



### 2.2.2 発光ダイオード

半導体結晶のエネルギー帯構造は、結晶固有のもので図 2.6 に示すように直接遷移型と間接遷移型に分類することができる。直接遷移型の結晶は、垂直遷移が優勢に生じるもので、LED 用として有効なエネルギー帯構造である [6]。これに対し、間接遷移型結晶から発光を行わせる場合には、水平遷移が含まれるので発光に対しては不要なエネルギーである熱や音にも変化してしまい、効率の良い発光を行わせるには不適當である。

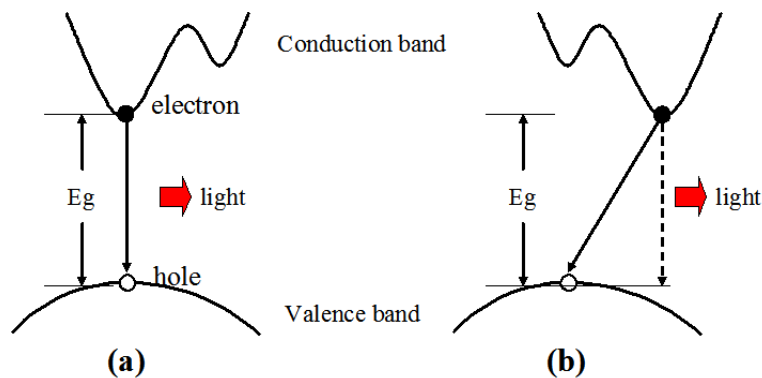


図 2.6: (a) 直接遷移型 (b) 間接遷移型

可視光域の LED の材料は、大きく 2 つに分類できる。代表的な材料として長波長（近赤外，赤色）向けの GaP，GaAs と短波長（青色，紫外）向けの GaN などがある。これらの材料を基板とし In（インジウム）などを添加することにより結晶固有のバンドギャップを調節し，様々な色を作り出すことが出来る。

$$\text{発光波長 } \lambda = \frac{1240}{E_g} \quad (2.1)$$

発光波長は式 (2.1) で求めることが出来る。順方向電圧  $V_F$  は色により異なり，赤外で約 1.4V，赤色で約 2V，緑色で約 3V，青色で約 3.5V である。発光色が長波長であるほど順方向電圧は低く，短波長であるほど高くなる。

## 2.3 トランジスタ

トランジスタは3つの電極を持った半導体素子で、電気信号の増幅作用とスイッチ作用がある[4]。電子と正孔の両極性の電荷がキャリアとして動作するので、バイポーラトランジスタと呼ぶ。トランジスタにはこのほかに電界効果トランジスタがある。バイポーラトランジスタは抵抗率の異なる三つの領域からなる。図 2.7 は npn 形トランジスタで、図 2.7 に示すように二つの pn 接合からできている。中央の p 形領域が基準となるので、ここに端子を付け、ここをベース (B) と呼ぶ。両端の n 形領域にそれぞれ端子を付け、キャリアを発射 (emit) する端子をエミッタ (E)、キャリアを集める (collect) 端子をコレクタ (C) と呼ぶ。npn 形トランジスタは図 2.7(b) にしめすような図記号で示す。

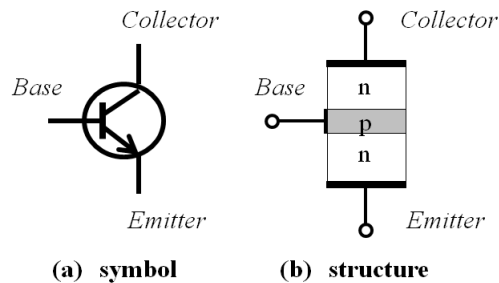


図 2.7: npn 形トランジスタの回路記号と構造

バイポーラトランジスタには pnp 形もあり、これは図 2.8(a) のように p 形領域、n 形領域、p 形領域が接合されていて、図 2.8(b) に示すような図記号で示される。図記号では、エミッタの矢印の向きが反対であり、nnp 形か pnp 形か判断できる。

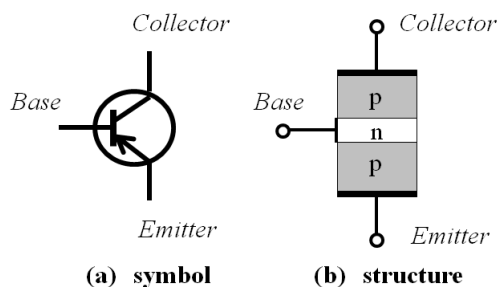


図 2.8: pnp 形トランジスタの回路記号と構造

図 2.9 は、トランジスタの基本動作を示したものである。エミッタ (E)-ベース (B) 間に順電圧  $V_{BE}$  を加え、エミッタ (E)-コレクタ (C) 間に逆電圧  $V_{CE}$  を加える。実際には

$$V_{CE} - V_{BE} = V_{CB}, \quad V_{CE} > V_{BE} \quad (2.2)$$

であるから、ベース-コレクタ間には逆電圧  $V_{CE}$  が加わっていることとなる。エミッタからベースに注入された電子は、一部ベース電流  $I_B$  となるが、大部分はベースとコレクタ間の pn 接合に達し、ここに加えられる逆電圧による電界でコレクタに吸収され、コレクタ電流  $I_C$  となる。上記では電子の流れで説明してきたが、電子の流れと反対方向を電流の流れる方向と約束されている。したがって、実際には電流の流れる方向は電子の流れと反対になる。

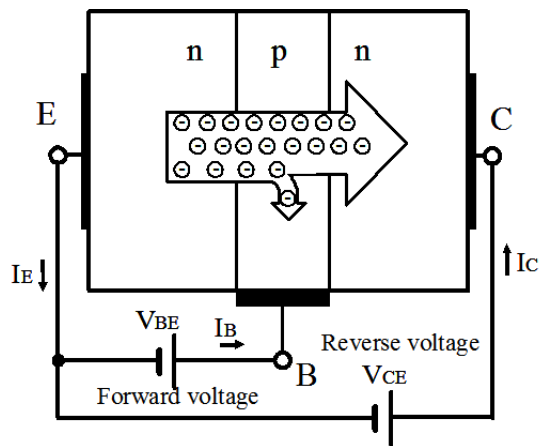


図 2.9: トランジスタの基本動作

ここで、ベース電流  $I_B$  をわずかに変化させるとコレクタ電流  $I_C$  は大きく変化する。コレがトランジスタの電流増幅作用である。また、ベース-エミッタ間の順電圧  $V_{BE}$  を減少してベース電流  $I_B$  を小さくしていくと、コレクタ電流  $I_C$  が小さくなり、やがてベース電流  $I_B=0$  となると、コレクタ電流  $I_C$  が流れなくなる。これがトランジスタのスイッチ作用である。

トランジスタを使用するときには、各電極に加える電圧と電流の関係をよく知っておく必要がある。トランジスタの各端子間の直流電圧と直流電流の関係を示したものをトランジスタの静特性という。図 2.10 にトランジスタの静特性の概念図を示す。一般的なトランジスタはこのような特性をもつ。

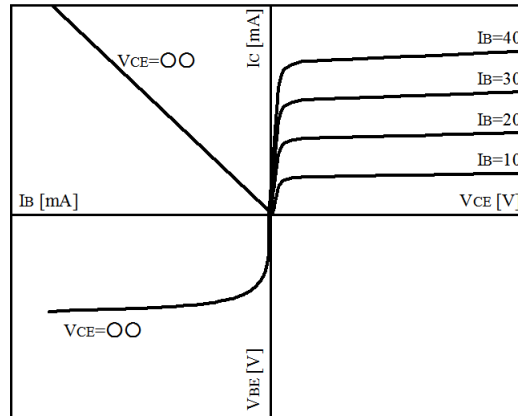


図 2.10: エミッタ接地回路の静特性

このエミッタ接地の静特性から、次のようなことが分かる。

1.  $I_C$  は、 $V_{CE}$  にはあまり影響されないが、 $I_B$  に比例する
2.  $V_{CE}$  が 0V に近づくと、 $I_C$  が急激に減少する
3.  $I_B$  は  $V_{BE}$  によって大きく変化する

## 2.4 サイリスタ

サイリスタ (thyristor) とは、「三つ以上の pn 接合を、1 個の半導体基板内に形成することによって電流を流さない OFF 状態と、電流を流せる ON 状態の 2 つの安定した状態があり、かつ、ON 状態から OFF 状態に、また、逆に OFF 状態から ON 状態に移行する機能をもった半導体素子」と定義されている。[7]

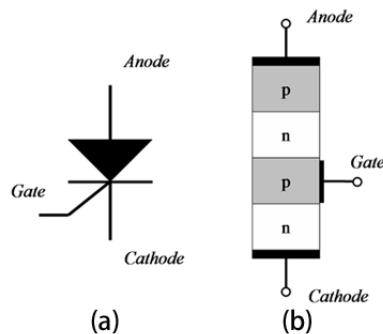


図 2.11: サイリスタの回路記号と構造

サイリスタの回路記号と構造を図 2.11 に示す。図 2.11(a) は回路記号であり、ダイオードにゲートの接点が追加されたような記号である。サイリスタの構造は 2.11(b) のようになっており、PNPN 四層構造の中間の p 型領域にゲートと呼ばれる第三の電極を付け、そのゲート電流  $I_G$  によってオフ状態からオン状態に移行する、いわゆるブレークオーバー電圧を制御するようにしたもので、サイリスタが市販された当初は SCR (シリコン制御整流素子: silicon controlled rectifier) という商品名で呼ばれた [8]。

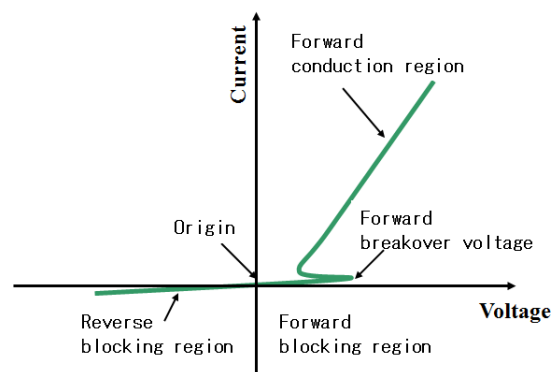


図 2.12: サイリスタの V-I 特性 (説明図)

図 2.12 に一般的なサイリスタの V-I 特性を示す。図 2.12 において、電圧を 0 から大きくしていった時、順方向ブレークオーバー電圧を超えるまでの間、電流をほとんど流さない (順方向遮

断領域)。ブレークオーバー電圧を超えると急激に電流が流れ始める (順方向導通領域)。逆方向に電圧を加えても電流をほとんど流さない (逆方向遮断領域)。サイリスタはこのように 3 つの状態を持つ。

このように、一般的なサイリスタは正の領域のみで導通する。このサイリスタを正および負の双方向に電流制御できるよう改良したものに TRIAC という素子がある。図 2.13(a) は、TRIAC の回路記号である。2 個のサイリスタを逆方向に配置し、ゲート電極は共通となっている。サイリスタの場合は、流す電流の向きからアノード、カソードと呼ばれたが、TRIAC の場合はターミナル  $T_1$  および  $T_2$  と呼ぶ。図 2.13(b) は、TRIAC の構造である。 $T_1 \cdot T_2$  間に注目すると、PNPN 接合と NPNP 接合となっており、構造的にもサイリスタが逆方向に配置されている。

TRIAC の V-I 特性を図 2.14 に示す。サイリスタは正電圧領域のみであったが、TRIAC は逆方向電圧にも遮断領域、導通領域をもっている。TRIAC は交流の電力制御などに用いられる。

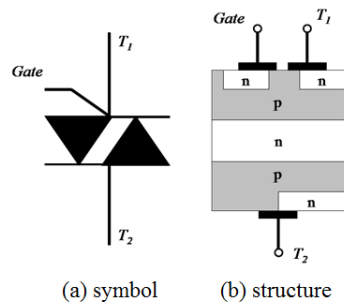


図 2.13: TRIAC の回路記号および構造

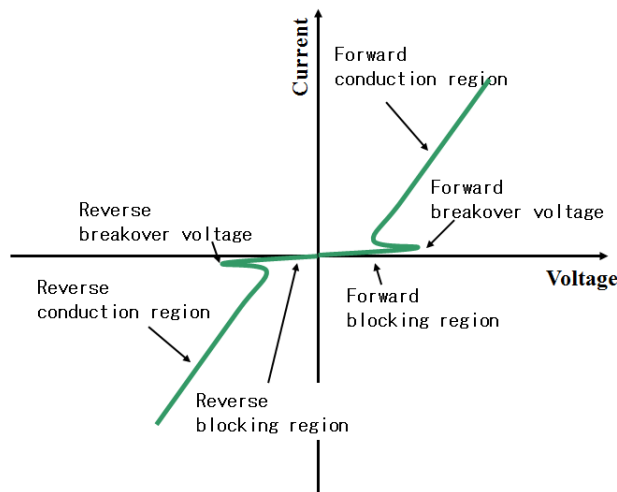


図 2.14: TRIAC の V-I 特性

## 第 3 章

### 光結合型増幅器

3章では、はじめに光結合型増幅器の構造や特性を示し、その後、増幅メカニズムについて説明する。

#### 3.1 光結合型増幅器とは

図 3.1(a) は、一般的なトランジスタのベース接地回路である。この回路を LED と PD からなる光結合型デバイスで置き換えたものが図 3.1(b) である [9]。一般的な pnp 形トランジスタのベース接地回路の場合エミッタ電流  $I_E$  を 1 とすると、コレクタ電流  $I_C$  は 0.9 以上であり、ベース電流  $I_B$  は 0.1 以下となる。この関係が成り立てば他の素子構成においても増幅が行われるだろうということである。そこで、図 3.1(b) のように LED と PD を用い、LED の光で正帰還を掛ける方法としたものが光結合型増幅器である。

トランジスタ回路のエミッタ・ベース間に相当する部分に LED を接続し、ベース・コレクタ間に PD を接続する。エミッタ電流に相当する  $I_{EB}$  を流すと、LED は発光し、PD に対して光を

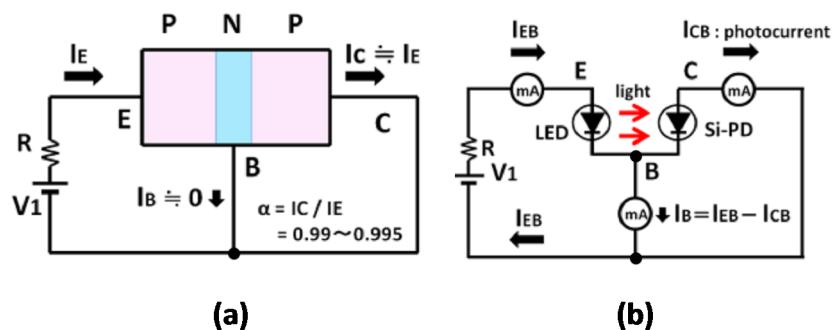


図 3.1: (a) トランジスタのベース接地回路 (b) 光結合型増幅器のベース接地回路 [9]

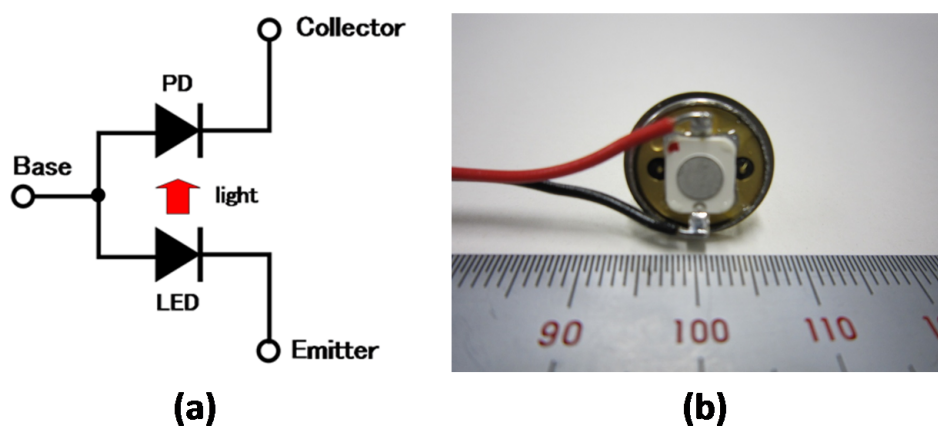


図 3.2: (a) 光結合型増幅素子の構造 (b) 実際の素子の写真 [9]

照射する。PD に光が当たると、光電流  $I_{CB}$  が流れるようになる。 $I_{EB}$  と  $I_{CB}$  の電流の向きからベース電流  $I_B$  は、 $I_B = I_{EB} - I_{CB}$  となる。

図 3.2(a) は、光結合型増幅素子の構造である。図 3.2(b) は、実際の光結合型増幅素子の写真である。LED は近赤外線 LED (OSRAM 製, SFH4232), PD は Si フォトダイオード (浜松ホトニクス社製, S1226-8BK) を用いた。LED の発光面と PD の受光面を密着させ、光による正帰還を実現している。



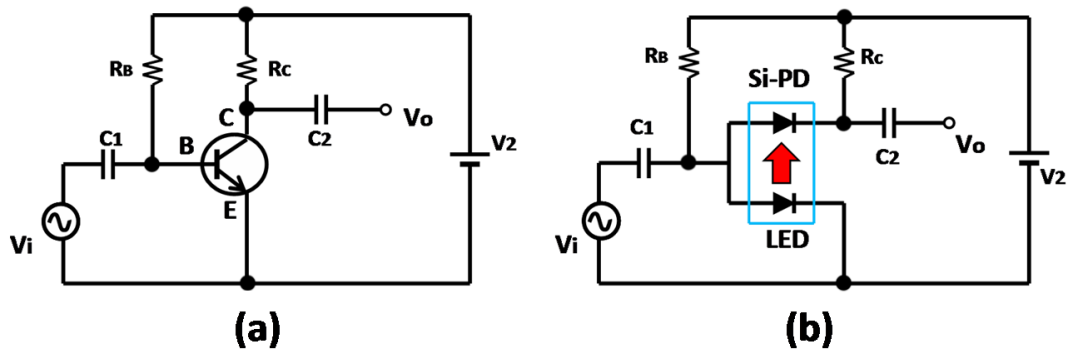


図 3.3: (a) トランジスタのエミッタ接地回路 (b) 光結合型増幅器のエミッタ接地回路 [9]

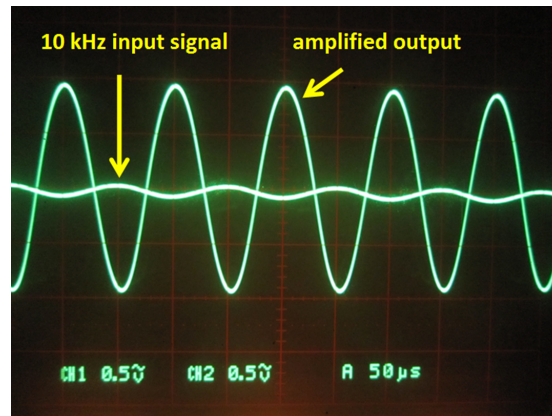


図 3.4: 図 3.2(b) の素子を用いた時の電圧増幅波形 [9]

図 3.3(a) はトランジスタのエミッタ接地回路，(b) は光結合型増幅器のエミッタ接地回路である。図 3.2(b) の素子においてベース接地電流増幅率  $\alpha$  を測定した結果， $\alpha$  は約 0.34 であった。 $\alpha$  が 0.34 ではエミッタ接地増幅回路にした場合の電流増幅率  $\beta$  ( $h_{fe}$ ) は約 0.5 と電流増幅作用は得られない。トランジスタの電圧増幅率  $A_V$  は式 (3.1) で計算できる。この式において  $h_{ie}$  は入力インピーダンス， $R_C$  はコレクタ抵抗である。この式によれば，コレクタ抵抗を大きくすれば，電圧は増幅されるはずである。

$$A_V = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_C \quad (3.1)$$

コレクタ抵抗を最適化した結果，図 3.4 のように約 40dB の電圧増幅波形が観測できた。しかし，電流増幅が実現出来なければ，増幅素子とは言えない。光結合型素子の  $\alpha$  を大きくするためには，LED と PD の間の光結合（帰還量）を増やす必要がある。

その手法としては以下のものが考えられる。

1. LED を光量の多い素子に替える
2. PD を受光感度の高い素子に替える
3. PD の受光ピーク波長と LED の発光波長を合わせる

上記 2, 3 の手法については、最初からある程度考慮して設計したため、大きな改善は得られないと考えた。1 の手法については LED の順方向電圧が増え、消費電力が増えることを無視すれば、大きな改善が得られると考えた。そのため 1 の手法を用いて改良を行った。LED の光強度を増やすために、LED チップ上で 2 個の素子が直列接続されたタイプの近赤外 LED (OSRAM 製, SFH4235) に置き換えて実験を行った。この素子において  $\alpha$  は約 0.6 となり、電流増幅率  $\beta$  は 1.5 となった。この素子における増幅は、現在のトランジスタには劣るものの増幅効果が得られることを確認できた。さらに近赤外 LED(SFH4235) を 2 個直列にして使うことにより、 $\alpha=0.9$  以上の増幅回路を作ることが出来た。

増幅素子と呼べる素子が出来たので、電気的特性を測定した。その特性測定中にコレクタに流れる電流をモニタリングしていた電流計の針が振り切れる現象が度々起こった。この現象が起こるとベース電流を遮断してもコレクタ電流は遮断されず、電源を OFF にするまで電流が流れ続けた。この原因を詳しく調べていくと、測定中に室内の白色蛍光灯の光が PD 部に入ることで引き起こされていることが分かった。

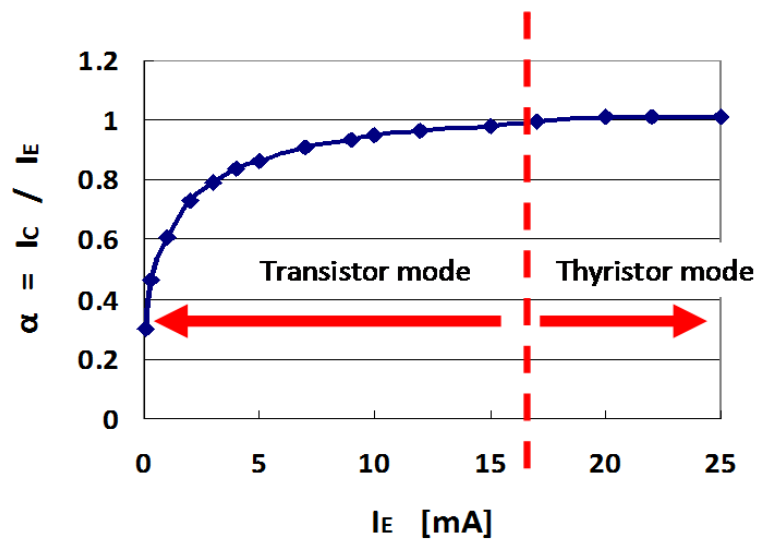


図 3.5: 光結合型増幅器の動作モード

図 3.5 は、我々が製作した光結合型増幅素子における、LED 電流  $I_E$  と  $\alpha$  の関係の実測値である。このモジュールにおいて、LED 電流  $I_E$  が約 17mA 以下のときには増幅モード、17mA を超えるとスイッチングモードに変わることを確認した。本論文では以後、増幅モードを transistor mode、スイッチングモードを thyristor mode と呼ぶこととする。

この 2つの現象について論文調査を行ったところ、光正帰還を用いた増幅機能の実現については世界で 2つのグループがすでに発表していることが分かった。[10, 11, 12, 13] 光正帰還を用いた増幅回路がサイリスタのようなラッチアップ現象を起こすことについて書かれた論文は見つからなかった。

## 3.2 光結合型増幅器の電気的特性

### 3.2.1 transistor mode

光結合型増幅器 (transistor mode) の電気的特性について述べる。特性測定回路を図 3.6 に示す。ベース電流を発生させるための電源  $V_1$  に直列に  $6.8\text{k}\Omega$  の抵抗を接続した。これはベース電流を定電流として安定させるためである。またコレクタ電流を与える電源  $V_2$  に直列に  $330\Omega$  を接続した。この抵抗はコレクタ電流を安定させるためである。この回路を用いて  $V_{CE} - I_C$  特性を測定した。測定に用いた光結合素子の構成を図 3.7 に示す。LED 部は近赤外 LED (OSRAM 製, SFH4248) を 4 個直列接続した。PD 部はシリコン PIN フォトダイオード (浜松ホトニクス社製, S3590) を 1 個接続した。

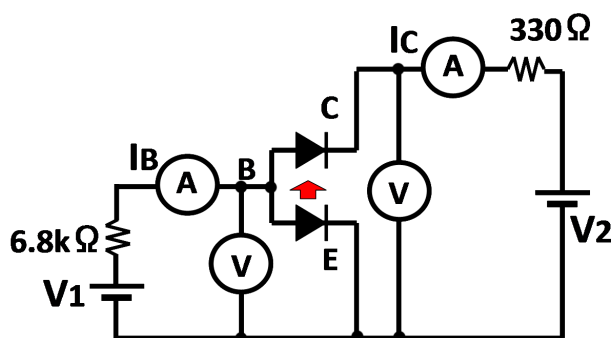


図 3.6:  $V_{CE} - I_C$  特性測定回路 [9]

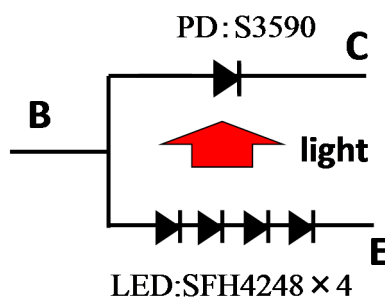
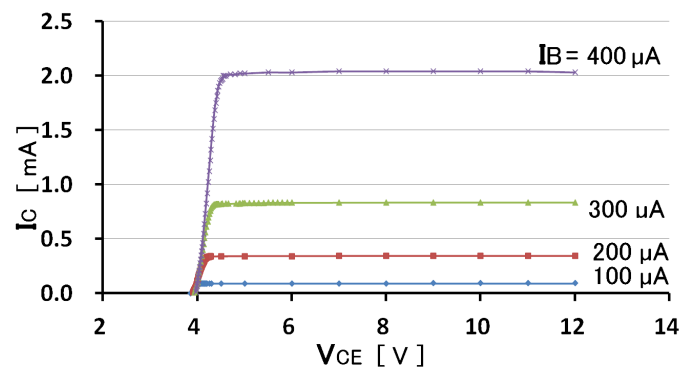


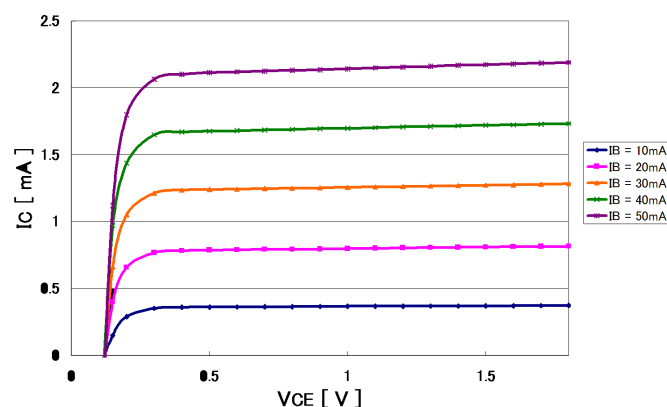
図 3.7: 光結合増幅器の素子構成

図 3.8:  $V_{CE} - I_C$  特性 1[9]

測定結果を図 4.1 に示す。ベース電流  $I_B$  は 100, 200, 300, 400  $\mu A$  とした。

一般的な Si や Ge のトランジスタの  $V_{CE} - I_C$  カーブは、原点付近 ( $V_{CE}=0V$ ) から始まる。しかし、我々の光結合型増幅器では、 $V_{CE}=4V$  付近から  $V_{CE} - I_C$  カーブがスタートする。これは LED と PD の電位差が原因ではないかと考えた。通常トランジスタでは、コレクタおよびエミッタは同一の材料を用いる。そのため、コレクタ側とエミッタ側で打ち消しあう。しかしながら、測定に用いた光結合型増幅素子は、順方向電圧  $V_F = 1.5V$  (カタログ値) の LED を 4 個直列に接続している。この LED は定格より少し低い電圧、約 1.1V から電流を流す。この電圧の影響により、エミッタ側には約 4.4V 掛かる。コレクタ側は Si-PD で構成するため約 0.6V で約 3.8V、電位がエミッタ側に偏ってしまう。そのため原点を通らない特性となる。

この偏りの原因を検証するために、コレクタ・ベース間を PD から LED に変えて実験を行った。その結果を図 3.9 に示す。

図 3.9: LED-LED 増幅回路の  $V_{CE} - I_C$  特性 [9]

コレクタ・ベース間およびベース・エミッタ間を同一の LED で構成した回路の場合（図 3.9）， $V_{CE}-I_C$  は，一般的なトランジスタと同様にほぼ 0V から立ち上がることを確認した。

トランジスタ回路において  $I_B$  を整数倍して計測した場合，コレクタ電流  $I_C$  が飽和する値は， $I_B$  に比例し整数倍となる。しかし，光結合型増幅器では， $I_B$  を整数倍としても  $I_C$  が整数倍よりも大きくなる。これは，LED の電流量と発光効率の関係が影響していると考えられる。使用した LED の発光効率が最大となる電流は約 100mA であるが，測定時に流れている電流は 2.5mA 以下と，定格と比べ 1 桁以上小さい。そのため発光効率が悪い部分で使用していることになる。

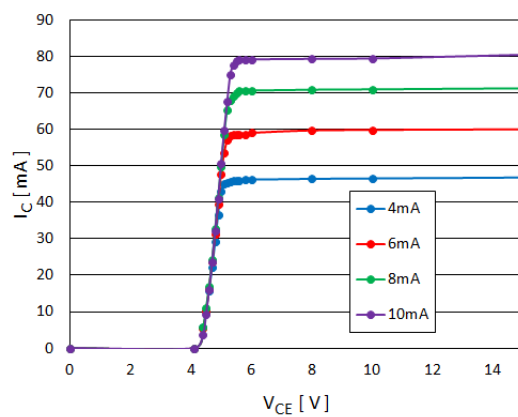


図 3.10:  $V_{CE} - I_C$  特性 2

確認のため電流値を一桁大きくして測定したものが，図 3.10 である。こちらの実験では， $I_B$  と  $I_C$  は，比例している。

### 3.2.2 thyristor mode

光結合増幅器 (thyristor mode) の特性について述べる。

ラッチアップ現象を起こす素子としては、トランジスタの親戚であるサイリスタが思い当たった。光結合型デバイスは特定条件下でサイリスタのような特性に変わるのではないかと仮説を立てた。

まず、特性測定法を検証するために、実際のサイリスタ (東芝製, SF3D41) を用いて特性を測定することにした。

我々は、最初に X-Y レコーダを用いた測定方法を試した。しかし、X-Y レコーダでは応答性が悪く、ブレイクオーバー電圧を超えた直後からの非常に高速に変化する部分が安定して計測できなかった。

そこで、オシロスコープの X-Y モードを用いて波形を描画する方法を試すことにした。X-Y モードは、2つの単振動信号の位相の関係を知る目的で、リサージュ図形の観測に用いられることが多い。ところで X-Y モードで、X 軸を電圧、Y 軸を電流とすると、その関係が輝点として表示される。このとき電源電圧を変化させれば、この関係が輝点の変移で現れる。これを長時間露光したカメラで撮影すれば、その軌跡が記録できるのではないかと考えた。

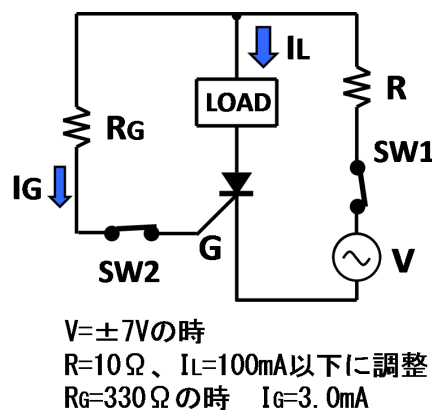


図 3.11: サイリスタの V-I 特性測定回路

特性測定回路を図 3.11 に示す。R<sub>G</sub> はゲート電流を制限するための抵抗で 330Ω を接続し、ゲート電流は I<sub>G</sub> = 約 3mA とした。R は測定回路全体の電流を制限する抵抗である。R = 10Ω とし、全体が 100mA を超えないようにした。

図 3.12 にサイリスタの V-I 特性測定の結果を示す。図 3.13 は、図 3.12 の説明図である。縦軸は電流 I<sub>L</sub> で、1 グリッドあたり 20mA、横軸はサイリスタに掛かる電圧で、1 グリッドあたり 2V である。今回測定に用いたサイリスタは約 3V でブレイクオーバー電圧に達し、順方向導通状態となる。また逆方向には電流は流れない。

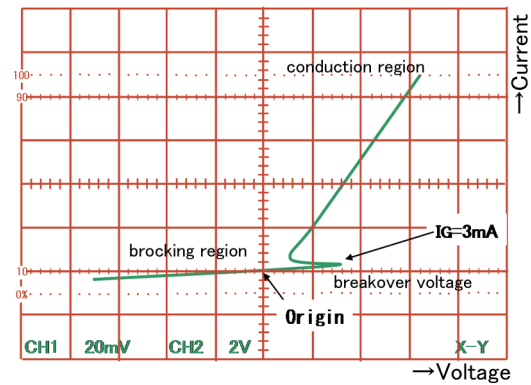


図 3.12: サイリスタの V-I 特性 (東芝, SF3D41)

図 3.13: サイリスタの V-I 特性説明図

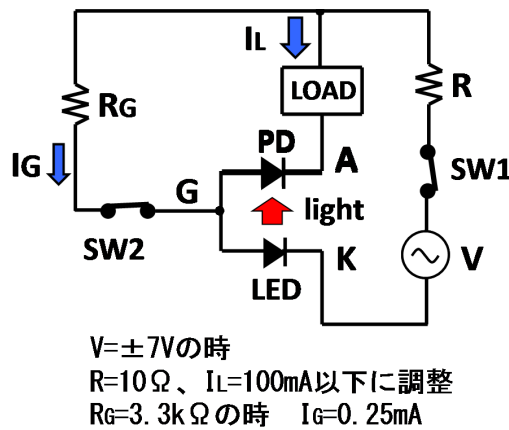


図 3.14: 光結合型増幅器 (thyristor mode) の V-I 特性測定回路

この結果を踏まえ、光結合型増幅器 (Thyristor mode) を用い同様に実験を行った。図 3.14 に測定回路を示す。その結果は図 3.15 のようになった。説明図を図 3.16 に示す。縦軸は電流  $I_L$  で、1 グリッドあたり 20mA、横軸は光結合型増幅器に掛かる電圧で、1 グリッドあたり 2V である。今回測定に用いたサイリスタは約 6.5V でブレイクオーバー電圧に達し、順方向導通状態となる。逆方向には電流は流れない。この結果から、光結合型増幅器 (thyristor mode) は、サイリスタの V-I 特性と同じ特徴を有していることが分かった。また、サイリスタと光結合型増幅器 (thyristor mode) の導通までの時間を比較すると、光結合型増幅器のほうが時間が掛かっていることが分かった。



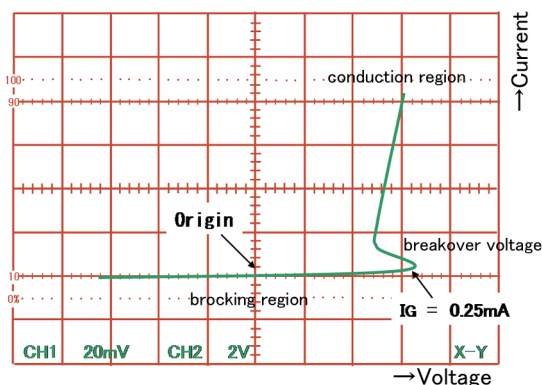


図 3.15: thyristor mode における V-I 特性

図 3.16: thyristor mode の V-I 特性説明図 [9]

### 3.3 光結合型増幅器の増幅原理

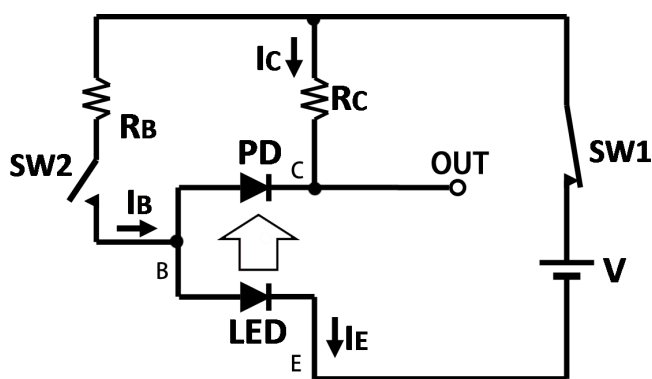


図 3.17: 光結合型増幅器の増幅原理 1[9]

図 3.17 は、光結合型増幅器を用いた増幅回路である。この回路は NPN 型トランジスタのエミッタ接地増幅回路に相当する。スイッチ SW1 は電源  $V$  を制御し、スイッチ SW2 はベース電流  $I_B$  を制御する。抵抗  $R_B$  は、ベース電流を制限するための抵抗である。抵抗  $R_C$  はコレクタ抵抗である。コレクタ抵抗  $R_C$ 、PD、LED は直列接続されている。PD はコレクタ抵抗側がカソード、LED 側がアノードであり、電源  $V$  に対して逆方向に接続している。LED は PD 側がアノード、電源の GND 側がカソードであり、電源  $V$  に対して順方向に接続している。PD のカソードはトランジスタのコレクタ、PD と LED のアノードの接続点はベース、LED のカソードはエミッタに相当する。また、LED の光は PD に入射するように配置されている（光結合手段は図内に矢印で示している）。

この回路において、ベース電流  $I_B$  はスイッチ SW2 が開いているため流れない。コレクタ電流  $I_C$  は PD が電源  $V$  に対して逆方向に接続されているため流れない。

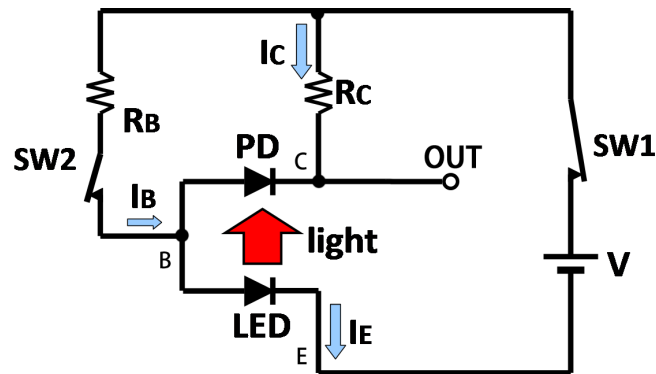


図 3.18: 光結合型増幅器の増幅原理 2[9]

つまり、ベース電流  $I_B$  が流れない状態では、コレクタ電流  $I_C$  およびエミッタ電流  $I_E$  は流れない(式 (3.2))。

$$I_C = I_E = 0 \quad (I_B = 0 \text{ のとき}). \quad (3.2)$$

図 3.18 のようにスイッチ SW2 を閉じると、ベース電流  $I_B$  が LED に流れる。PD 側は LED 側に比べて電位が高いため PD 側には流れない。つまり、式 (3.3) のようになる。

$$I_E = I_B \quad (I_B \text{ が流れはじめたとき}) \quad (3.3)$$

LED に、式 (3.3) の電流が流れ、その電流量に応じた光を発する。そして、その LED 光は光結合手段を通じて PD に入射する。

PD に光が入射すると、光電流が発生する。光電流は、PD の極性とは逆方向のカソードからアノードに向かって流れる。このとき、光電流  $I_C$  と LED に流れる電流  $I_E$  の比を  $\alpha$  を式 (3.4) と定義すると、式 (3.5) のようになる。

$$\alpha = \frac{\text{PD の光電流}}{\text{LED の電流}} \quad (3.4)$$

$$\text{光電流 } I_C = \alpha \times \text{LED の電流 } I_E \quad (3.5)$$

ここで、SW2 が ON になった直後は、 $I_E = I_B$  (式 (3.3)) であるため、式 (3.5) は式 (3.6) とも表すことができる。

$$I_C = \alpha \times I_B \quad (3.6)$$

PD で発生する光電流は式 (3.7) および、式 (3.8) のように表すことが出来る（光結合手段でのロスが無い場合）。

$$\text{光電流 (A)} = \text{LED の消費電力 (W)} \times \text{発光効率 (\%)} \times \text{PD の受光感度 (A/W)} \quad (3.7)$$

$$\text{光電流} = \text{LED の順方向電圧 } V_{BE} \times \text{LED の順方向電流 } I_E \times \text{発光効率} \times \text{PD の受光感度} \quad (3.8)$$

光結合手段でのロスがある場合は、その損失を考慮すればよい。

第 2 ステップでは、 $I_C$  が流れることによって LED 電流  $I_E$  が増える。このときの LED 電流は  $I_E = I_B + I_C = I_B + \alpha I_B$  である。LED に流れる電流が増えたため、発光量も増加する。

第 3 ステップでは、 $I_C$  が式 (3.9) のように増える。

$$I_C = \alpha(I_B + \alpha I_B) = \alpha I_B + \alpha(\alpha I_B) \quad (3.9)$$

このように  $I_E$  と  $I_C$  は連鎖的に増えていく。そして、最終的には式 (3.10) となる。

$$I_C = \alpha I_B + \alpha(\alpha I_B) + \alpha(\alpha^2 I_B) + \dots \quad (3.10)$$

$$I_C = I_B(\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \dots) \quad (3.11)$$

式 (3.10) を  $I_B$  でまとめると、式 (3.11) になる。この式に含まれる  $(\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \dots)$  の部分は、等比級数の和として知られている。 $\alpha$  が  $0 \leq \alpha < 1$  の範囲にある場合、式 (3.12) のようになる。

$$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \dots = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.12)$$

つまり、 $I_C$  は式 (3.13) と表すことができる。

$$I_C = \frac{\alpha I_B}{1 - \alpha} \quad (3.13)$$

ここで、 $I_C$  と  $I_B$  の比、トランジスタのエミッタ接地電流増幅率  $\beta$  に相当する値は式 (3.14) となる。

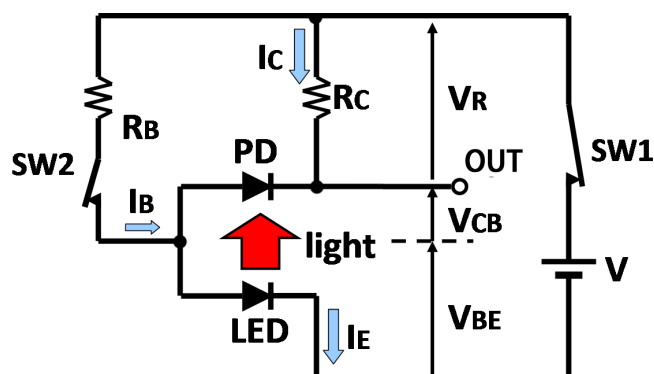


図 3.19: 光結合型増幅器の増幅原理 3[9]

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta \quad (3.14)$$

一方，等比級数の和の公式において  $\alpha \geq 1$  の範囲にある場合， $I_C$  は式 (3.15) のように  $+\infty$  となる。

$$I_C = +\infty \quad (3.15)$$

つまり， $I_C$  が著しく増加する。この状態に一度入りさえすれば， $I_C$  は  $I_B$  に関係なく流れ続ける。このように，光結合型増幅素子はその帰還量によって，増幅モード ( $0 \leq \alpha < 1$ ) とスイッチングモード ( $\alpha \geq 1$ ) を切り替えることができる。

実際の回路 (図 3.19) において，電源  $V$  が供給できるエネルギーは有限であるため， $R_C$  や PD，および LED の内部抵抗によって  $I_C$  は制限される。

ここで， $V_R$  はコレクタ抵抗  $R_C$  の両端の電圧， $V_{CB}$  は PD の両端の電圧， $V_{BE}$  は LED の両端の電圧である。電源電圧を  $V$  とすると各素子の電圧分布は式 (3.16) のようになる。

$$V = V_{BE} + V_{CB} + V_R. \quad (3.16)$$

したがって，最終的に  $I_C$  は式 (3.17) のように制限される。式 (3.17) において， $V_{BE}$  は動作点における順方向電圧， $V_{CB}$  は PD の光起電力である。

$$I_C = \frac{V_R}{R_C} = \frac{V - V_{BE} - V_{CB}}{R_C} \quad (3.17)$$

図 3.19 に示した典型的な光結合型増幅回路は，状態に応じて増幅器としてだけでなくスイッチング素子として動作する。そこで一般的なエミッタ接地増幅回路に相当する増幅回路およびスイッチング回路を，例を挙げて説明する。実際の光結合型増幅回路の電圧分布 (実測値) を図 3.20

および図 3.21 に示す。これらの回路では、コレクタ抵抗  $R_C$  に電流が流れているか目視確認できるように白色 LED（定格  $V_F=3.6V$ ,  $I_F=20mA$ ）を追加した。この白色光はモニタリング用であり光結合には影響を与えないよう配慮している。また、回路図上で、LED は 1 つのシンボルで示しているが、実際の回路では、近赤外 LED（定格  $V_F=3V$ ,  $I_F=1A$ ）が 2 個直列になっている。なお、この近赤外 LED はチップ上で 2 個直列で構成されているため、通常の近赤外 LED よりも  $V_F$  が 2 倍程度になっている。

図 3.20 は transistor mode の電圧分布を示している。ベース電流は抵抗  $R_b=12k\Omega$  によって、約  $0.6mA$  に制限し、さらに LED と PD の距離を調整して回路を増幅モードで動作させた。コレクタ電流  $I_C$  は約  $1.3mA$  で増幅率は約 2 倍である。この時、各端子間の電圧分布は次のようになった。 $V_{LOAD} = 3V$ ,  $V_R = 3.8V$ ,  $V_{CB} = 0.5V$ ,  $V_{BE} = 4.7V$

一方, thyristor mode の場合の電圧分布を図 3.21 に示す。最初に SW2 を ON にして, thyristor mode に遷移させ, その後 SW2 を OFF にしてベース電流をカットした状態の分布である。SW2 を OFF にしても  $I_C$  は約  $18mA$  流れ続けている。先程の増幅回路に用いたものと同一のモジュール (PD と LED の組み合わせ) を使用し,  $R_b=10k\Omega$ ,  $R_C=200\Omega$  に変更し, さらに LED と PD の距離を近づけることにより帰還量を調整した。この時, 各端子間の電圧分布は次のようになった。 $V_{LOAD} = 3.6V$ ,  $V_R = 3.7V$ ,  $V_{CB} = -0.4V$ ,  $V_{BE} = 5.1V$

transistor mode では,  $V_{BE} (= 4.7V)$  は  $V_{CE} (= 5.2V)$  より低い。thyristor mode では, 対照的に  $V_{BE} (= 5.1V)$  は  $V_{CE} (= 4.7V)$  より高くなる。transistor mode では PD は逆バイアスになっている。それに対して thyristor mode では PD は順バイアス (太陽電池のような発電モード) となっている。このように, 動作モードによって PD の役割が変わるようである。

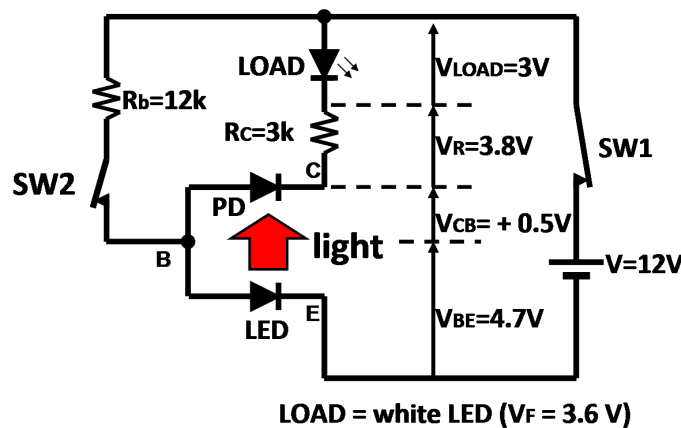


図 3.20: 光結合型増幅器 (transistor mode) の電圧分布 [9]

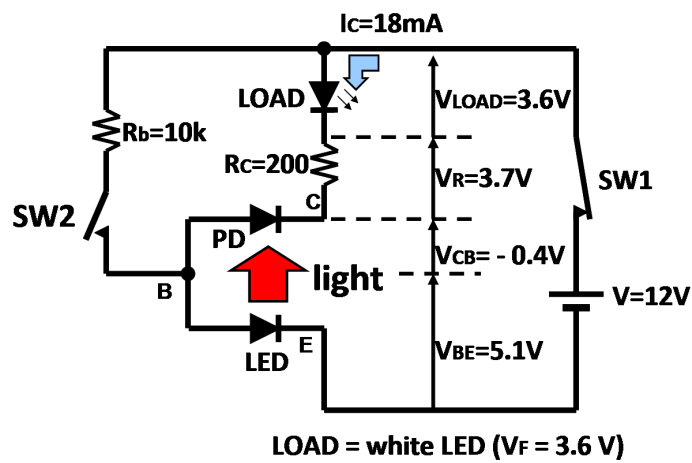


図 3.21: 光結合型増幅器 (thyristor mode) の電圧分布 [9]

## 第 4 章

# 光結合型デバイスの応用

4 章では、光結合型デバイスを用いた応用回路として製作したオーディオアンプと位相制御回路を紹介する。またそれらの回路の特性について述べる。

### 4.1 光結合型増幅器を用いたオーディオアンプ

#### 4.1.1 オーディオアンプ回路

増幅回路の応用例として、光結合型増幅器で構成したオーディオアンプを製作した。図 4.1 は、オーディオアンプの回路図である。市販されているオーディオアンプのように電圧増幅を行うプリアンプと電力を増幅するメインアンプの 2 段構成とした。プリアンプ部は LED と PD で構成したが、メインアンプ部は LED と太陽電池で構成した。一般的な PD の光電流は通常  $100\mu\text{A}$  以下で、最大でも  $10\text{mA}$  程度しか発生しない。そのためスピーカーを鳴らすのに十分な電力が得られないと考えた。

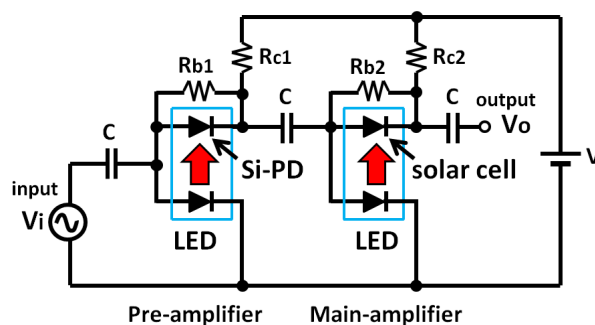


図 4.1: 光結合型増幅器を用いたオーディオアンプ回路 [9]

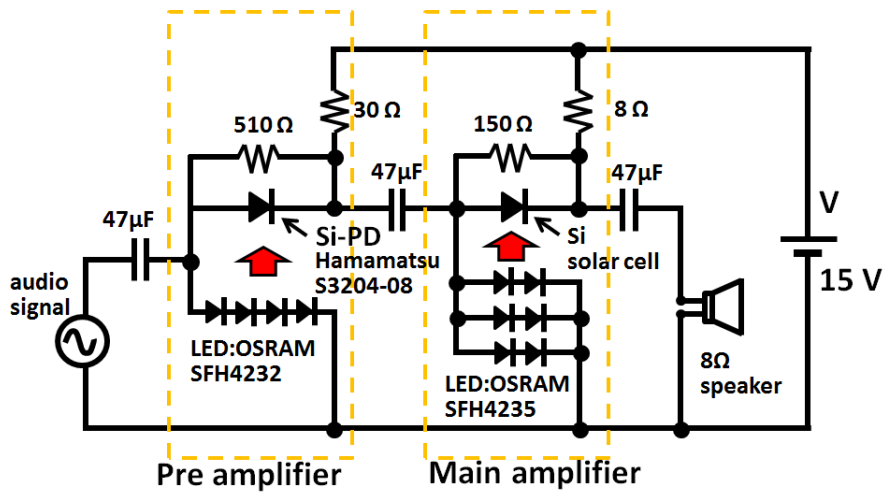


図 4.2: 実際に製作したオーディオアンプ回路

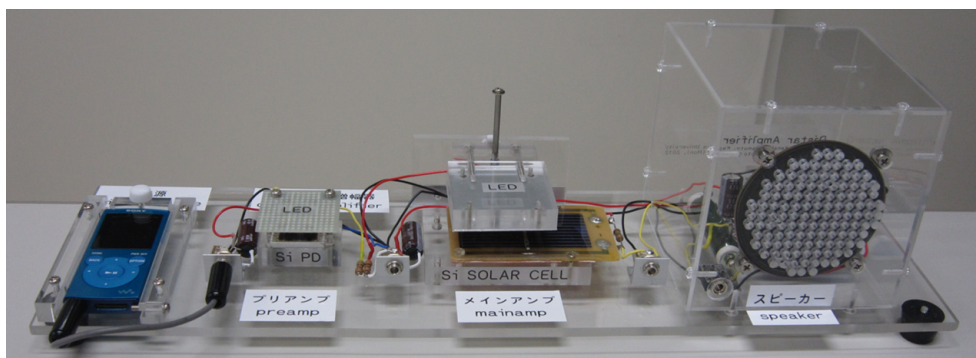


図 4.3: 製作したオーディオアンプの写真 [9]

太陽電池は PD の一種で、100mA 以上の電流が扱えるものが多く存在している。そこで太陽電池を用いることにした。実際に製作した回路図が図 4.2 である。本装置に使用した太陽電池 (ETMP500-0.5V) は最大で 500mA 流すことが出来るため、8Ω のスピーカーで最大数百 mW 程度の音が出せるだろうと考えた。実際に製作したアンプの写真を図 4.3 に示す。左端からポータブル音楽プレイヤー、プリアンプ、メインアンプ、スピーカー (8Ω) となっている。

図 4.4 は、音楽データの入力信号と増幅後の出力信号である。本測定においては、8Ω スピーカーの代わりに 8.2Ω の抵抗を接続した。図 4.4 の上部の波形は入力波形で 1 グリッド当り 5mV である。下部の波形は増幅後の出力波形であり、1 グリッド当り 20mV である。見た目の振幅レベルは、ほぼ同じであるが出力側のレンジが 4 倍大きいため約 4 倍増幅されていることがわかる。



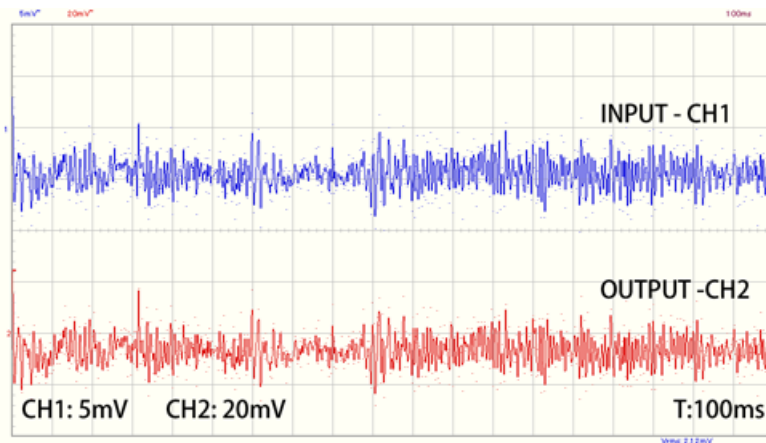


図 4.4: 光結合型増幅器を用いたオーディオアンプ (図 4.2) の増幅波形 [9]

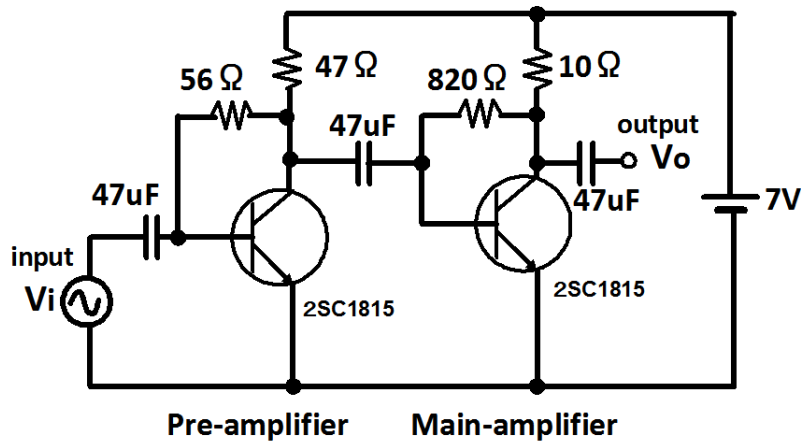


図 4.5: トランジスタを用いた 2 段増幅回路

次に、この新型アンプの周波数特性の測定を行った。特性比較のために一般的な NPN トランジスタ (東芝製, 2SC1815) を使用した二段増幅回路を製作した。トランジスタアンプの回路図を図 4.5 に示す。この回路は、図 4.1 の新型アンプのと同じ回路構成にしたため、一般的なトランジスタの 2 段増幅回路とは少し異なっている部分がある。図 4.6 に各オーディオアンプの周波数特性を示す。di と書かれているのが新型アンプ、tr と書かれているのがトランジスタアンプである。出力はスピーカーの代わりに 8.2Ω の抵抗を接続して測定した。増幅率はどちらも約 30dB (30 倍) とした。

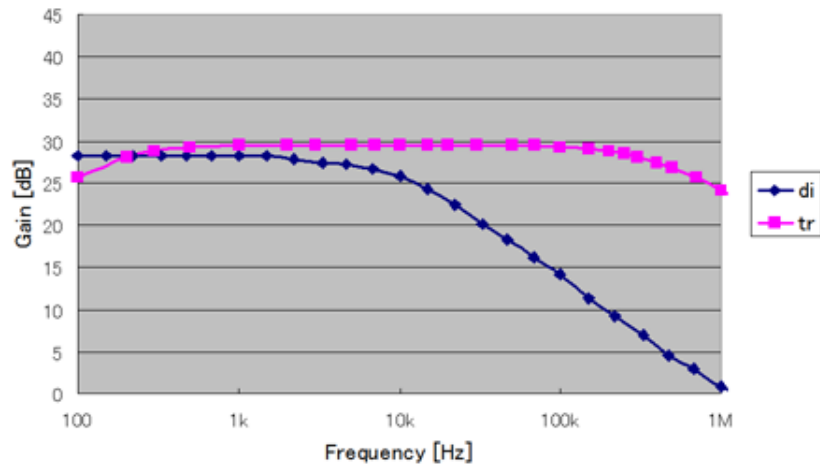


図 4.6: オーディオアンプ回路の周波数特性

図 4.6 より, 新型アンプの周波数帯域は, 100Hz から約 15kHz であった。10kHz を超えると急激に増幅度が低下している。次に, トランジスタの周波数帯域は, 100Hz から約 1MHz であった。新型アンプはトランジスタアンプと比べて帯域が 2 桁ほど悪いことが分かった。これは, 新型アンプの 2 段目の増幅器が太陽電池で構成されているためだと考えられる。太陽電池は受光面が約 60mm × 30mm と PD と比べて非常に大きい。そのため, 接合容量が大きく, この容量成分が高周波の帯域を抑制しているようである。

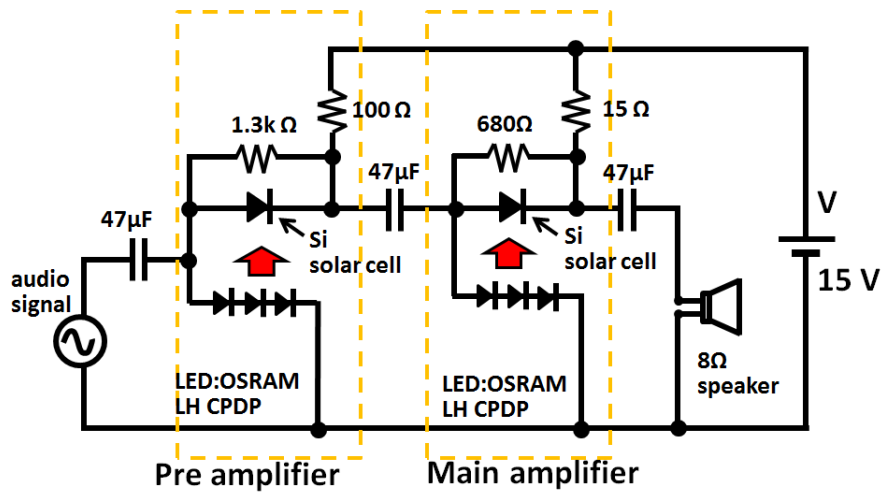


図 4.7: 実際に製作したステレオオーディオアンプ回路

この結果を踏まえて、ステレオに対応したオーディオアンプを製作した。その回路を図 4.7 に示す。図 4.2 では近赤外 LED を用いたが、今回は赤色 LED とした。光結合型増幅器では、LED の発光現象を利用するため、低電流域において発光効率が悪く、帰還量が少ない場合が多い。図 4.8 はこの帰還量と LED の電流量の関係を示したものである。最初のアンプで用いた近赤外 LED の場合が図 4.8(a) であり、100mA 以下の領域では帰還量が大きく変動する。そのため増幅度が安定しない領域となる。図 4.8(b) は、赤色 LED に変えたときの帰還量の関係である。こちらの場合数十 mA からほぼ一定となるため、増幅度も一定となり大きな音から小さな音まで安定して増幅ができると考えた。

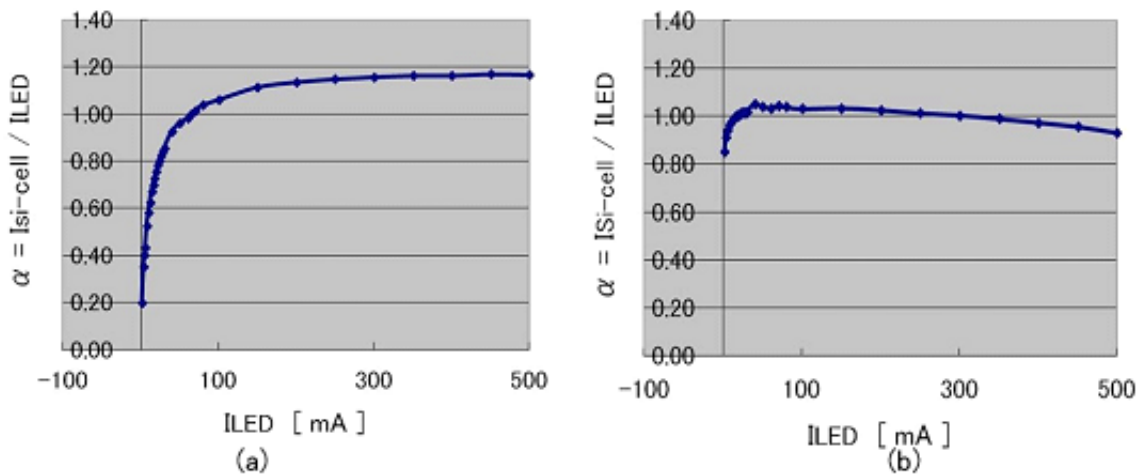


図 4.8: LED の発光色と帰還量の関係

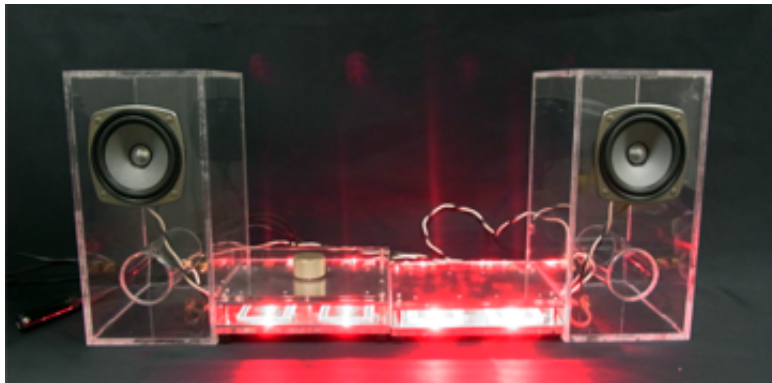


図 4.9: 製作したステレオオーディオアンプの写真 [14]

また、最初のアンプよりも出力を大きくするために、1 段目のアンプも太陽電池で構成した。この方法により、周波数特性は悪くなることが予想された。

#### 4.1.2 オーディオアンプとしての特性評価



図 4.10: オーディオアナライザ [14]

オーディオアンプの特性測定には図 4.10 のオーディオアナライザ (KENWOOD 製, VA-2230) を使用した。以降の特性測定には全て本装置を用いた。スピーカー負荷は  $8\Omega$  と設定している。また、比較対象として市販のオーディオミニコンポ (図 4.11) の特性も測定した。

周波数特性の測定結果を図 4.12 に示す。di と記載しているのが光結合型増幅器を用いた新型アンプ, ref と記載したものが比較用のミニコンポである。

それぞれのアンプの帯域を比較すると、新型アンプは約 70Hz から 2.5kHz で、ミニコンポは約 80Hz から 50kHz であった。低音域はほぼ同じであるが、高音域ではミニコンポが一桁以上帯域が広がった。ソプラノ歌手が出せる音の最高が約 3kHz であるので、ボーカルには影響がなさそうであるが、それ以上の高音が出せるバイオリンなどの音は減衰してしまうと考えられる。人間

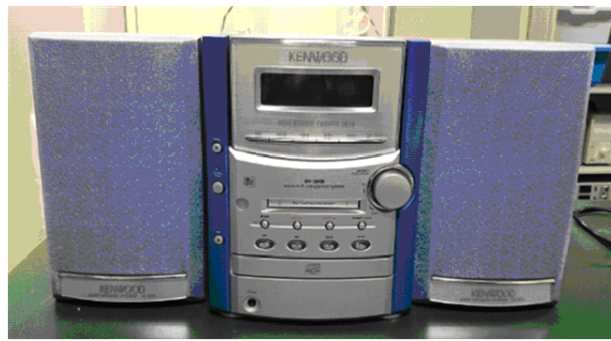


図 4.11: 市販のオーディオミニコンポ [14]

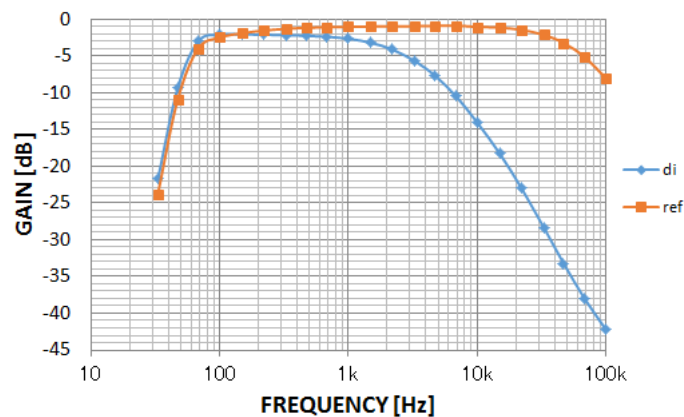


図 4.12: 各オーディオアンプの周波数特性

の可聴周波数は 20Hz から 20kHz なので、オーディオアンプとしては一桁周波数帯域が狭いといえる。

次に、オーディオアンプの評価によく用いられる全高調波歪 (THD) および全高調波歪+ノイズ (THD+N) の測定を行った。THD は信号の歪みの程度を評価する指標である。また出力にはノイズの影響もあるため全高調波歪にノイズのエネルギーも考慮した指標 THD+N が用いられる。

図 4.13 において、基本波 (正弦波) の実効電圧を  $V_1$ 、2 次高調波の実効電圧を  $V_2$ 、3 次高調波の実効電圧を  $V_3$ 、 $n$  次の高調波の実効電圧を  $V_n$  とすると、THD は式 (4.1) で表される。

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \quad (4.1)$$

$$THD + N = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2 + N^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_{total}^2 - V_1^2}}{V_1} \quad (4.2)$$

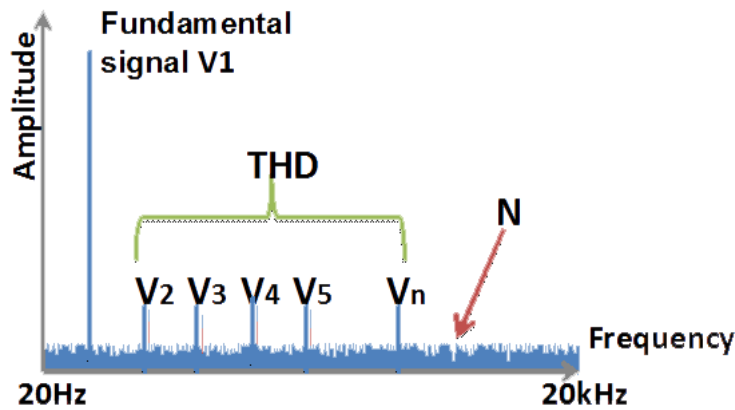


図 4.13: THD および THD+N[14]

THD+N は THD に全体のノイズ成分を足したものであるため、直流以外のノイズの実効電圧の総和を N とすると式 THD は式 (4.2) のように表される。

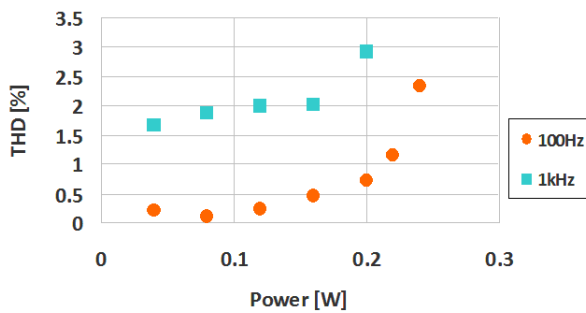


図 4.14: 新型アンプの THD[14]

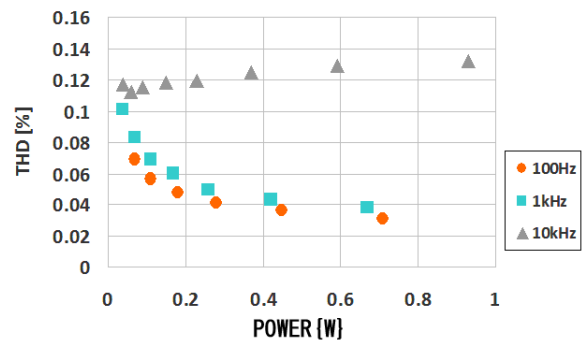


図 4.15: ミニコンポの THD[14]

新型アンプの出力電力別の THD 特性を図 4.14 に示す。同様に、ミニコンポの THD 特性を図 4.15 に示す。ミニコンポについては基本波 10kHz まで測定出来たが、新型アンプは周波数特性が悪いため 10kHz で測定出来なかった。新型アンプの THD は基本波 100Hz で約 1.5% から 3%、1kHz で約 0.1% から 2.5% であった。ミニコンポの THD は基本波 100Hz および 1kHz で約 0.03% から 0.1%、10kHz で約 0.1% であった。新型アンプの THD はミニコンポと比べて一桁以上悪いことが分かった。

新型アンプの出力電力別の THD+N 特性を図 4.16 に示す。同様に、ミニコンポの THD+N 特性を図 4.17 に示す。こちらも新型アンプは周波数特性が悪いため 10kHz では測定出来なかった。

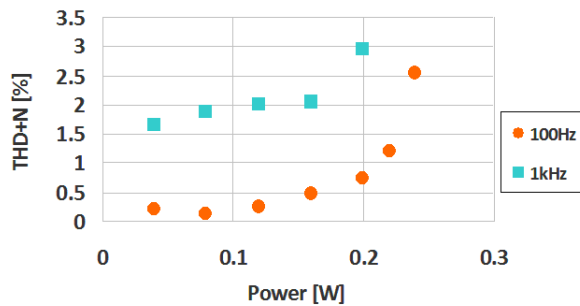


図 4.16: 新型アンプの THD+N[14]

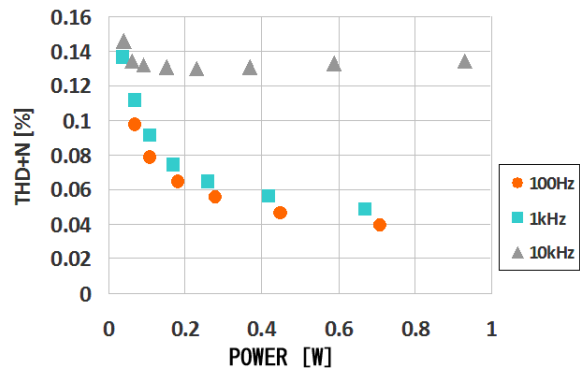


図 4.17: ミニコンポの THD+N[14]

新型アンプの THD は基本波 100Hz で約 1.5%から 3%, 1kHz で約 0.1%から 2.5%であった。ミニコンポの THD は基本波 100Hz で約 0.04%から 0.1%, 1kHz で約 0.04%から 0.14%, 10kHz で約 0.14%であった。THD+N についても新型アンプは一桁以上悪いことが分かった。またそれぞれのアンプ別に THD と THD+N を比較すると、新型アンプはノイズの影響をほとんど受けないが、ミニコンポは最大で 0.05%悪化している。

新型アンプは消費電力が増えると THD および THD+N が増加する傾向にあるが、これはフォトンショットノイズと熱ノイズの影響であると考えられる。

### 4.1.3 オーディオアンプとしての感性的評価

これらのオーディオアンプを感性工学を用いて評価する実験を行った。[14] 音源は、楽器に注目するクラシック、ボーカルに注目するポップ及び楽器とボーカルに注目するロックの 3 ジャンルを選定した。曲目は、クラシックが、モーツァルト - 交響曲 第 35 番 ニ長調 K.385 「ハフナー」第 2 楽章、ポップが The Carpenters の Yesterday Once More, 及びロックが U.S.A. for Africa の We Are The World である。以下に、オーディオの主観品質評価の表を表 4.1 に示す。

表 4.1: オーディオの主観品質評価項目

ステレオ感	狭い⇔広い
透明性	濁った⇔澄んだ
音色	冷たい⇔暖かい
雑音及び歪み	歪んだ⇔歪のない
主印象	悪い⇔良い

オーディオの主観品質評価については、ITU-R 勧告の BS.1284 の規格 (General methods for

the subjective assessment of sound quality) に従った。評価対象となるパラメータとして定義されているものの中から、今回の実験で特にアンプの評価に必要とされるパラメータを5つに絞った。以下に、オーディオの主観品質評価の説明について表 4.2 に示す。

表 4.2: オーディオの主観品質評価の説明

ステレオ感	サウンドイメージが正しくて適切な方向分布を持つように見える
透明性	演奏の全ての詳細がはっきりと感じられる
音色	各音源の異なったサウンド特性の正確な描写
雑音及び歪み	電気雑音、音響雑音、騒音、ビット誤り、ひずみなどの様々な妨害現象の不在
主印象	全体のサウンドイメージと様々なパラメータの相互作用を考慮した各パラメータの主観的な平均

評価尺度は、絶対範疇尺度法 (MOS) を用いる。MOS は最も広く用いられている主観品質評価法で、MOS 評価は ITU-T 勧告 P.800 に規定される「オピニオン評価」により、評価対象系の品質を測定する。1 から 5 の間の数値で表され、1 が最も音質が悪く、5 が最も音質が良い (表 (4.3))。今回は、図 4.18 のようにスケール上に印をつけてもらい小数点第一位の値まで算出し 41 段階の評価で行なった。今回の実験ではすべて初回試聴とし、20 代の男女 30 名で行った。

表 4.3: 評価尺度

1	Bad
2	Poor
3	Fair
4	Good
5	Excellent

新型オーディオアンプ (NAA) と従来のアンプ (CAA) の音を感性的に評価するため、3 曲のジャンルが異なる曲を 2 種類のアンプを使って流した。A アンプが従来のアンプ、B アンプが新型オーディオアンプに設定した。ただし、被験者にはどちらがどのアンプであるか伝えない。



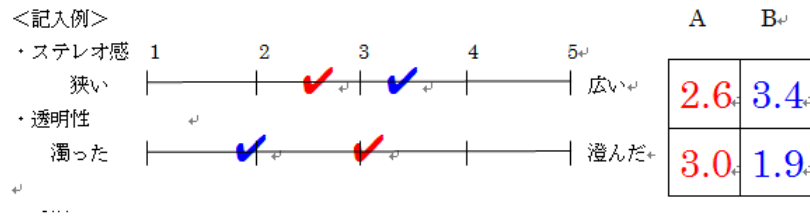


図 4.18: 尺度

実験の手順としては、以下の通りである。

1. アンケートを記入する前に、A アンプと B アンプから同じ曲（20 秒程度）を 2 回ずつ試聴した
2. アンケートの品質表現語の項目ごとに A アンプと B アンプから同じ曲（20 秒程度）を 1 回ずつ再生する。A アンプと B アンプの区別ができるように色を変えて記入し、A アンプと B アンプの点数をそれぞれ、小数第 1 位まで算出した
3. 上記の方法で、クラシック、ポップおよびロックの 3 曲の評価を行った

得られたデータは T 検定を用いて分析した。

表 4.4: 感性評価結果 [14]

		Stereo impression	Transparency	Timbre	Freedom from noise and distortions	Main impression	Total
classic	CAA	3.19	3.21	3.29	3.32	3.50	3.30
	NAA	3.19	3.60	3.07	3.56	3.40	3.36
pop	CAA	3.58	3.18	3.49	3.20	3.63	3.42
	NAA	3.19	3.26	3.34	3.48	3.40	3.34
rock	CAA	3.83	3.51	3.37	3.51	3.76	3.59
	NAA	3.36	3.53	3.34	3.46	3.43	3.42

表 4.4 は感性評価実験の結果（平均値）であり、有意差が見られた部分に色を付けて表示している。図??に各曲における平均値と標準偏差（エラーバー）を示す。クラシックの透明性、ポップおよびロックのステレオ感、主印象において有意差が見られた。ポップやロックにおいては従来のアンプが優れていたが、クラシックについては新型アンプが優れているという結果となった。電氣的評価では新型アンプは周波数帯域で従来のアンプに劣ったが、感性的評価では従来のアンプと同等程度という結果が得られた。今回は初回試聴のみで繰り返し聞いた際に評価が変わるかどうか、また再生順番の違いによる順序効果までの検証はできていない。今後より正確な評価を行うにはこのような点も考慮していく必要がある。

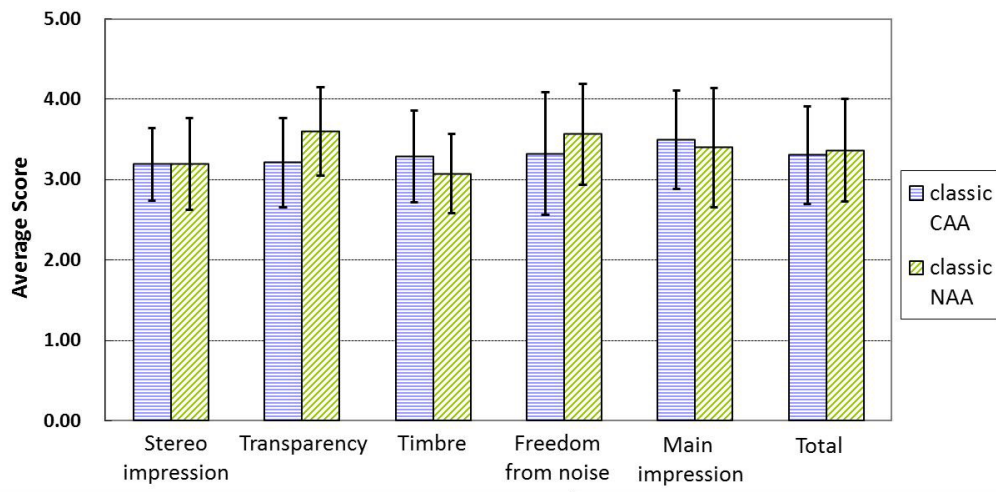


図 4.19: クラシックの感性評価 [14]

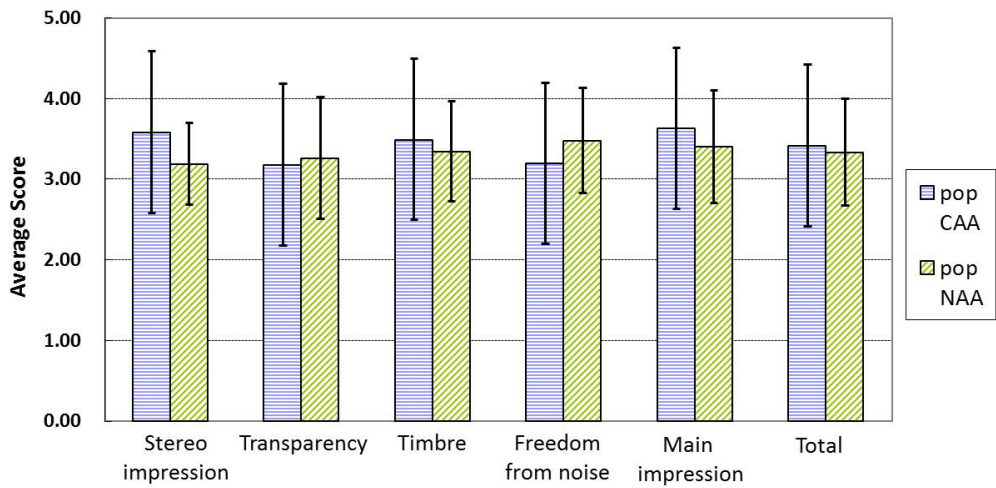


図 4.20: ポップの感性評価 [14]

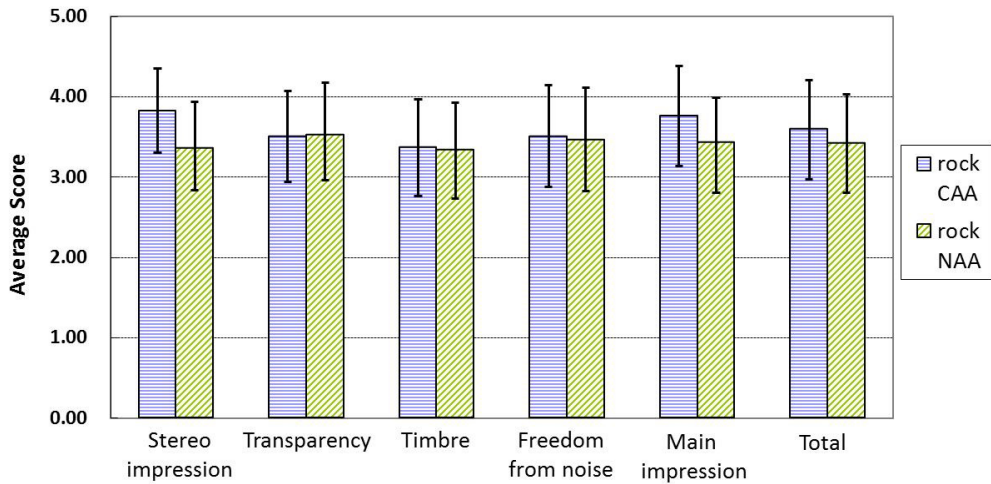


図 4.21: ロックの感性評価 [14]

## 4.2 双方向電流制御素子

ここでは、スイッチング機能の応用回路として電流制御回路について述べる。

現在、このような用途では、サイリスタや双方向サイリスタ (TRIAC) が用いられ、主に大電流制御用の素子として使用されている。光結合型素子は、動作周波数はトランジスタほど高くできないが、周波数が数百～数 kHz でも使用できる電源回路には応用ができるかもしれないと考えた。

図 4.22 は、光結合型素子を用いた双方向電流制御素子の V-I 特性測定回路である。基本的には、光結合素子を逆向きに並列接続したものである。電源は交流で  $\pm 7V$ 、全体の電流量を制限する抵抗  $R$  は  $22\Omega$ 、ゲート電流を制限する抵抗はいずれも  $1k\Omega$  とした。このとき負荷に流れる電流は最大で  $25mA$ 、各電流制御素子のゲート電流は  $0.5mA$  である。この回路における V-I 特性を図 4.23 に示し、図 4.24 を用いて説明する。原点から順方向に電圧を増やしていくとブレイクオーバー電圧までは遮断状態で、それを超えると導通となる。逆方向に電圧を増やしても同様の結果となる。この結果は 2 章で説明した TRIAC の特性と一致する。

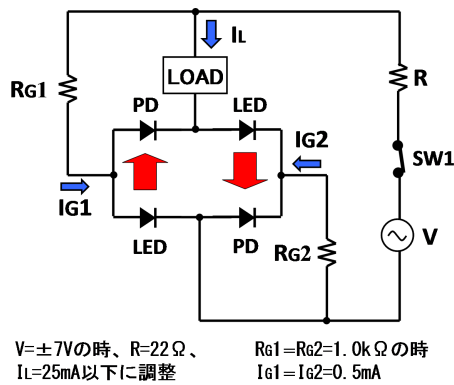


図 4.22: 光結合型増幅器（双方向電流制御素子）V-I 特性測定回路

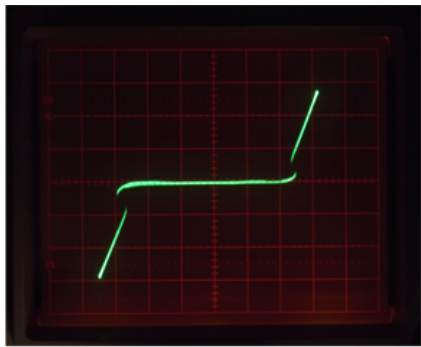


図 4.23: 光結合型増幅器（双方向電流制御素子）V-I 特性

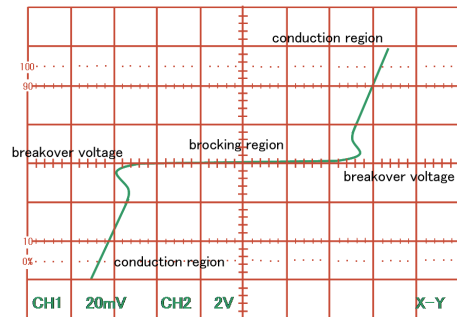


図 4.24: V-I 特性の説明図 [15]

次に、これらの素子を利用した位相制御について説明する。位相制御は交流電力の周期ごとにおける ON 時間の割合をサイリスタを用いて変化させることで、出力電力を連続的に変化させる方法である。図 4.25 にサイリスタを用いた位相制御の概念図を示す。位相制御回路において出力を ON にする位相のことを点弧角と呼ぶ。出力電流は点弧角から入力電圧が 0 になるまでのあいだ、出力される。点弧角を遅くすれば、出力は小さくなり、点弧角を早くすれば、出力は大きくなる。次に、TRIAC を用いた場合の位相制御の概念図を図 4.26 に示す。サイリスタでは正電圧または負電圧のいずれか一方での制御しか出来ないが、TRIAC を用いることで正負電圧両方で位相制御を行うことができる。

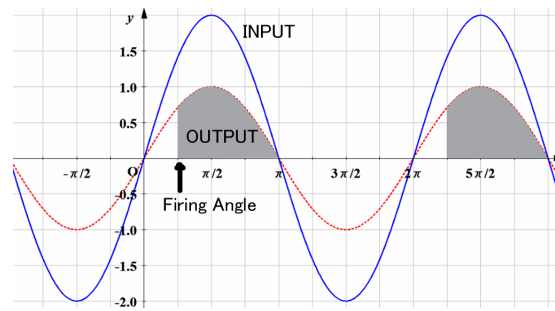


図 4.25: 位相制御概念図 (片側)

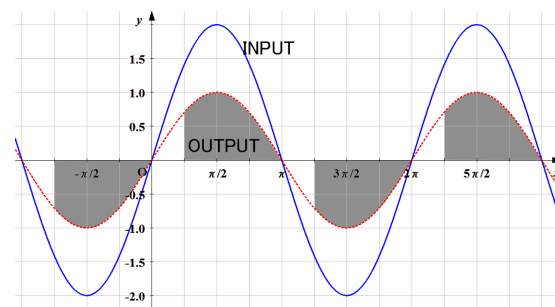


図 4.26: 位相制御概念図 (双方)

光結合型素子を用いた位相制御回路を図 4.27 に示す。位相制御のための点弧角を生成するのは、シリコン双方向スイッチング素子 SBS と呼ばれる少電流の TRIAC である。点弧角の時間は前段にある RC 回路で時定数を設定する。この時定数に合わせて SBS からパルスがスイッチング素子のゲートに入力され、それにより出力が変化するというものである。実際この回路を用いて位相制御した結果を図 4.28 および図 4.29 に示す。NPN 型の光結合型素子を使用すると正の電圧のときに位相制御され出力される。図 4.28 は点弧角が遅い場合で、出力はわずかである。図 4.29 は、点弧角を早くした場合で、図 4.28 よりも多くのエネルギーが出力されていることが確認できた。

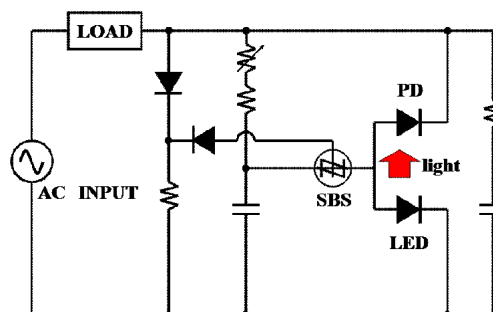


図 4.27: 位相制御回路 (NPN 型) [15]

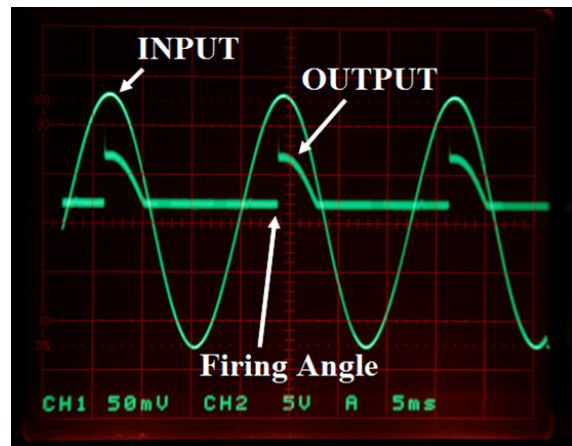
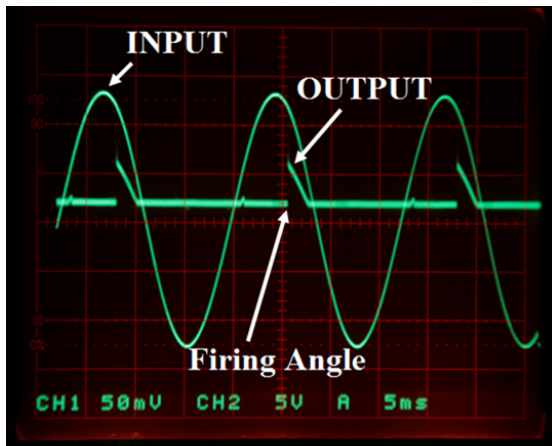


図 4.28: 実際の位相制御波形 1(Low Duty)[15] 図 4.29: 実際の位相制御波形 1(Hi Duty)[15]

次に、図 4.30 のように PNP 型の光結合型素子を使用して位相制御を行った。点弧角を生成する部分は先程と同様で、LED と PD の極性を逆にして構成している。この回路を用いると、NPN 型素子とは逆で負の電圧のときに出力されることが確認できた (図 4.31 および図 4.32)。

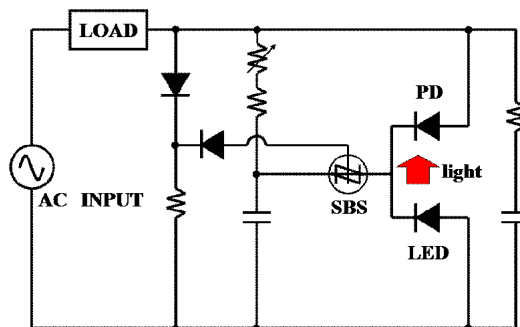


図 4.30: 位相制御回路 (PNP 型)

片側の電源で位相制御を行うことができたので双方向電圧での位相制御に挑戦した。素子のみでの特性は TRIAC に非常に似た特徴を持っているにもかかわらず、双方向素子にすると正しく動作しなくなった。この原因は、光結合型素子特有の現象によるものであった。



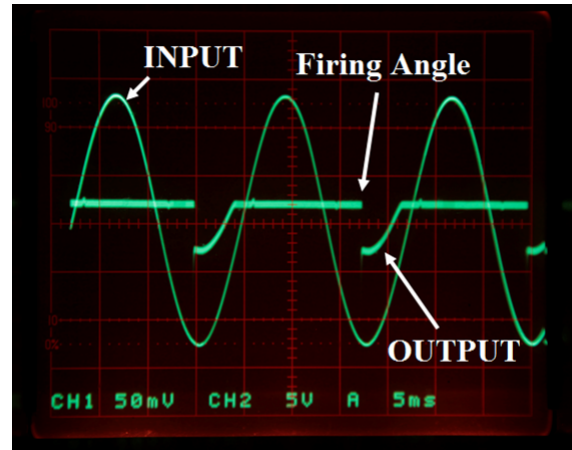
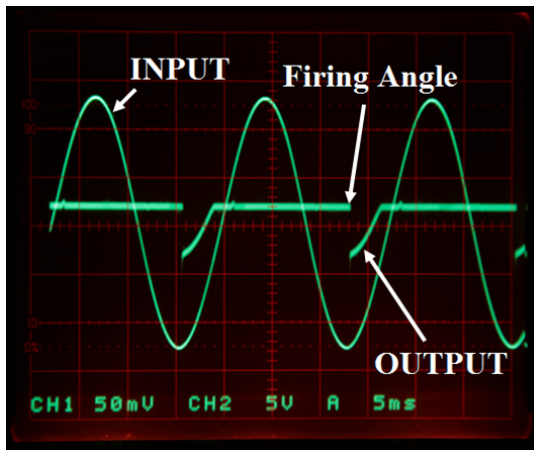


図 4.31: 実際の位相制御波形 2(Low Duty)[15] 図 4.32: 実際の位相制御波形 2(Hi Duty)[15]

通常，トランジスタではコレクタ電流がベース側に逆流することはない。しかし，我々の光結合型素子は，PD と LED を直列接続し，その接続点をベースとしている。そのため，ベースへの入力回路が LED の内部抵抗よりも小さくなると，入力回路側に逆流することとなる。双方向制御素子は図 4.22 のようになっているため， $I_{G1}$  と  $I_{G2}$  のタイミングがずれると逆流し，位相制御が行えないようである。この問題により，双方向位相制御は現在まで実現していない。しかしこの現象をうまく利用することで新しい制御ができるのではないかと考えた。

図 4.33 は，マイコンなどから素子を導通させる場合の制御回路である。これは，通常のサイリスタの導通制御と同じである。次に，素子を遮断させる場合の回路を図 4.34 に示す。光結合型素子では  $I_{LED} \leq I_P$  のとき，スイッチング特性になる。しかし，入力側の抵抗が低く，ゲート電流が逆流するような状態になると  $I_{LED}$  は  $I_G$  だけ減少することとなる。このとき， $I_{LED} < I_P$  となると， $I_P$  はどんどん減少していき，電流は流れなくなる。つまり遮断状態になる。このような機能はサイリスタの改良素子として開発されているが，我々の素子のように，構造を変えることなく制御できるものは存在しない。そこで，この特徴を生かした制御を考えた。図 4.35 は，直流電源のスイッチング制御方法である。導通させる場合は，制御信号を Hi レベルにし，ゲートに電流を流す。この信号で十分なゲート電流が流せるように設計されていれば素子は導通する。遮断をする場合は，制御信号を Low レベルにし，ゲートから電流を引き抜く，それにより素子の光結合を低下させ遮断させる。これらの制御はトリガパルスで制御できるので，各状態を保持する場合には，ゲート電流に影響を与えないように，制御信号をハイインピーダンス (Hi-Z) とし，制御すれば良い。図 4.36 は，交流電源のスイッチング制御方法である。基本的には直流電源の制御と同じである。実際これらの回路を製作し，実際に動作することを確認した。

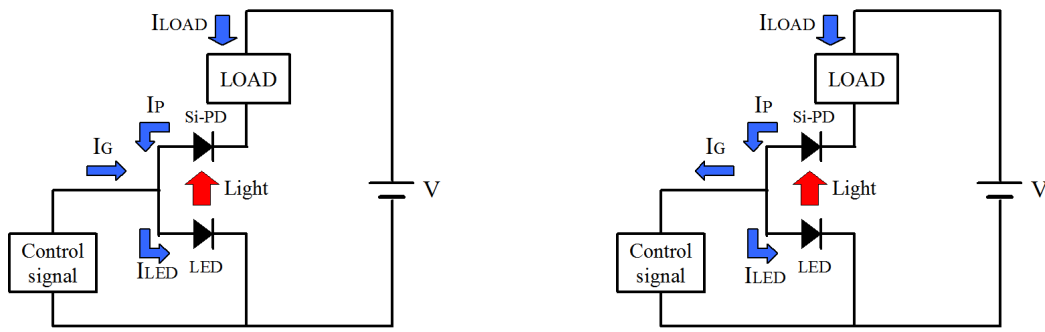


図 4.33: マイコンから素子を導通させる場合 [16] 図 4.34: マイコンから素子を遮断させる場合 [16]

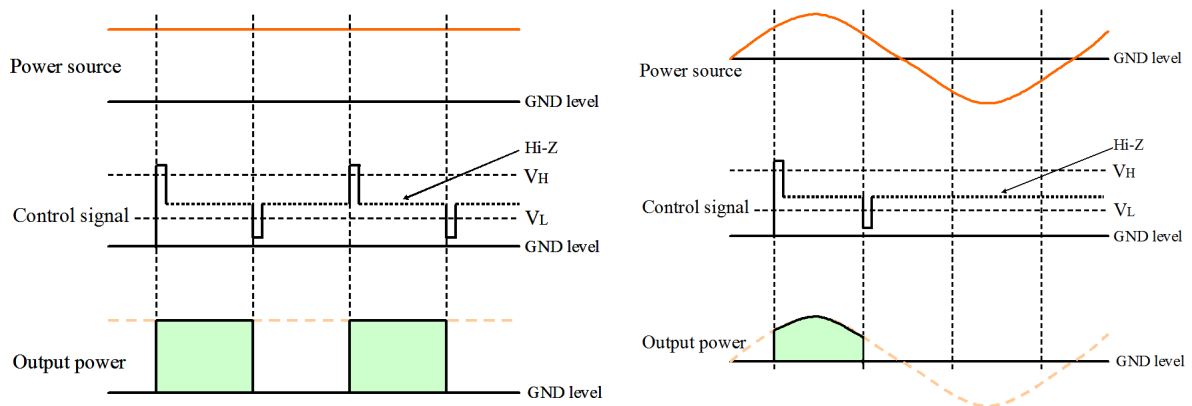


図 4.35: 直流電源での制御概念図 [16]

図 4.36: 交流電源での制御概念図 [16]

最後に、先程の回路の発展型として、光入力で ON,OFF 制御可能な光トリガ型制御回路を図 4.37 に示す。このようにゲート部に 2 個のフォトトランジスタを接続し、Tr1 に光を入れると  $I_{ON}$  が流れ、ゲート電流が十分流れれば導通される。遮断する場合は、Tr2 に光を入れると電流  $I_{OFF}$  が流れ、素子の光結合が低下し、最終的に遮断される。こちらの回路も実際に製作し動作を確認した。



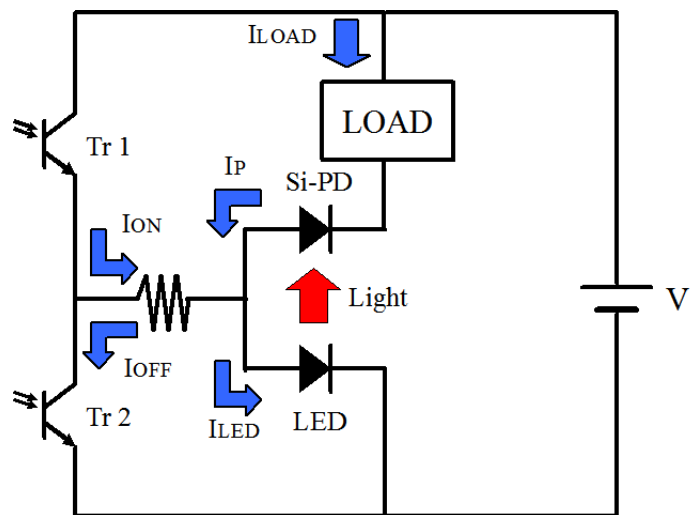


図 4.37: 光トリガ型制御回路 [16]



## 第 5 章

### 結論

#### 5.1 まとめ

本研究では、LED と PD による光正帰還を用いることにより、トランジスタのような増幅素子が出来ることが注目し、その電気的特性測定から、増幅メカニズムの解明を行った。また、特定の条件下において、この素子がサイリスタのようなスイッチング素子としても利用できることが分かった。これらの現象は、光正帰還の帰還量によって動作モードが変わることが分かった。実際にこの特徴を生かして、オーディオアンプと位相制御回路を製作し、その電気的特性を測定した。現在、市販されているトランジスタやサイリスタからすれば、まだまだ十分な性能ではないが、光結合を利用することによって新しいデバイスが生まれる可能性が見出された。

#### 5.2 今後の課題

本研究では、市販の LED と PD を用いてデバイスの製作を行った。しかし、これらの素子は我々のような使用目的のために専用開発されているものではない。そのため、耐圧や耐サージなど性能は劣っており、現状数ボルト～数十ボルト程度の利用が限界である。これのままでは電力制御に使うことは難しい。また、最低動作電圧がトランジスタ等と比べて数倍高い。近年のデジタル、アナログ回路用の素子はますます低電圧で動作するようになっている。そのような情勢を見据えた開発をしていく必要がある。



## 謝辞

本研究を進めるにあたり、基礎的な部分に関して有意義なご指導、ご助言を頂きました、香川大学大学院工学研究科信頼性情報システム工学専攻の岡本研正教授に深く感謝の意を表します。そして、応用開発や評価方法においてご指導、ご助言を頂きました服部哲郎教授に深く感謝の意を表します。また研究に多大なるご協力、ご助言を頂きました服部研究室の皆様、香川大学の学生の皆様にもお礼申し上げます。末筆ではありますが、論文審査においてお世話になりました、堀川洋教授、丹治裕一教授に深く感謝の意を表します。



## 参考文献

- [1] K.Okamoto, “Si 発光ダイオードと Si フォトダイオードを積層した多機能シリコン光デバイス”, Proc. 36th Optical Symp., The Optical Society of Japan, p. 19 (2011).
- [2] J.Fujita, K.Okamoto “『ダイリスタ』の発明とそれを用いた新型スイッチング回路”, 電気学会研究会資料 ECT-12-039~056, pp. 95-98 (2012).
- [3] 末松安晴, 藤井信生, “電子回路入門”, 実教出版 (1999)
- [4] 竹村裕夫, “電子回路の基礎” コロナ社 (2001)
- [5] 谷腰欣司, “光センサとその使い方”, 日刊工業新聞社 (1988)
- [6] 奥野保男, “発光ダイオード”, 産業図書 (1993)
- [7] 佐藤一郎, “図解半導体素子と電子部品”, 日本理工出版会 (1996)
- [8] 西村信雄, 落山謙三, “改訂電子工学”, コロナ社 (1969)
- [9] J.Fujita, K.Okamoto, T.Hattori, “Development of Novel Transistor and Thyristor Composed of LED and Photodiode”, JJAP **53**, No.5S1, 05FB18(2014)
- [10] Van Zeghbroeck B.J., Harder Ch., Meier H.P., and Walter W., “Photon Transport Transistor”, Electron Devices Meeting, 1989, p. 543.
- [11] W.N. Cheung, P. J. Edwards, “Charaterisitics of Class of New Opto-Coupler Amplifier with Positeve Feedback”, IEEE J. Quantum Electronics. **32**, No. 3, p. 502 (1996).
- [12] P.J. Edwards, Electronics Letters **29**, No. 3, p. 299 (1993).
- [13] P. J. Edwards, Springer Proc. Physics, **77**.
- [14] J.Fujita, Kawakami, K.Takahashi, K.Okamoto, T.Hattori, “Novel Audio Amplifier and its Kansei Evaluation”, International Journa of Affective Engineering (2014) .

- 
- [15] J.Fujita, Tetuo Hattori, Kensho Okamoto, “Phase Control Dimming Circuit used the “Diristar” composed of an LED and a Photodiode”, Proceedings of IEEE PEDS 2013, pp.998-1002 (2013).
- [16] 藤田順一, 服部哲郎, 岡本研正, “Invention of the Digital Control Diristar”, 平成 25 年電気関係学会関西連合大会 講演論文集 (2013).



## 発表リスト

### <主論文>

1. J.Fujita, Yusuke Kawakami, Katsushi Takahashi, Kensho Okamoto, Tetsuo Hattori, "Novel Audio Amplifier and its Kansei Evaluation", International Journal of Affective Engineering, Vol.13, No.4(Special Issue), pp.1-7, 2014
2. J.Fujita, Kensho Okamoto, Tetso Hattori, "Development of novel transistor and thyristor composed of LED and Photodiode", Japanese Journal of Applied Physics, Vol.53, 5S1, 05FB18-pp.1-6, 2014
3. Kensho Okamoto, J.Fujita, "Novel Transistor composed of LED and Photodiode", PEDS2013 Proceedings, pp.992-997, 2013

### <関連論文>

1. J.Fujita, Daiuke Sato, Kensho Okamoto, Tetso Hattori, "Novel Opt-coupling Transistor by LED and PD and its Application", Journal of Robotics, Networking and Artificial Life Vol.1, No.3, pp.244-248, 2014
2. J.Fujita, Daisuke Sato, Kensho Okamoto, Tetso Hattori, "Novel Transistor by Opt-coupling of LED and PD", ICAROB2014 Proceedings, pp.264-267, 2014
3. J.Fujita, Tetsuo Hattori, Kensho Okamoto, "Novel Thyristor named the "Diristar" composed of LED and Photodiode, JSAP-MRS2013
4. Kensho Okamoto, Junichi Fujita, Tetso Hattori, "Novel Amplifier consists LED and photodiode", JSAP-MRS2013
5. J.Fujita, Tetso Hattori, Kensho Okamoto, "Novel Audio Amplifier System Using Opt-coupling of LED and PD", ICBAKE2013 Proceedings, pp.301-304. 2013

6. J.Fujita, Tetso Hattori, Kensho Okamoto, "Phase Control Dimming Circuit used the "Diristar" composed of an LED and a Photodiode", PED2013 Proceedings, pp.998-1002, 2013
7. 藤田順一, 細川浩司, 波多江和喜, 岡本研正, トランジスタ光動説に基づく新型増幅素子および新型スイッチング素子の開発, 電気学会研究会資料 ECT-13-001 016・018 019・022 025, pp.93-98, 2013
8. 藤田順一, 波多江和喜, 岡本研正, 光空間サイリスタの発明, 電子情報通信学会技術研究報告 (信学技報) 信頼性, 112 巻, 180 号, pp.139-142, 2012
9. 藤田順一, 岡本研正, 『ダイリスタ』の発明とそれを用いた新型スイッチング回路, 電気学会研究会資料 ECT-12-039 056, pp.95-98, 2012
10. 佐藤大介, 藤田順一, 服部哲郎, 岡本研正, LED とフォトダイオードのみで構成された新型オペアンプの開発, 平成 25 年電気関係学会関西連合大会 講演論文集
11. 藤田順一, 服部哲郎, 岡本研正, Invention of the Digital Control Diristar, 平成 25 年度電気関係学会関西連合大会 講演論文集
12. 藤田順一, 服部哲郎, 岡本研正, ダイスターを用いたオーディオアンプとその周波数特性, 電気学会 電子・情報・システム部門大会 講演論文集
13. 佐藤大介, 藤田順一, 服部哲郎, 岡本研正, LED とフォトダイオードを用いた新型オペアンプの開発, 2013 年度 応用物理・物理学会 中四国支部合同学術講演会 講演予稿集
14. 岡本研正, 藤田順一, 石川允基, 服部哲郎, Si 太陽電池と赤外発光ダイオードを組み合わせた実用パワーアンプ, 2013 年度 応用物理・物理学会 中四国支部合同学術講演会 講演予稿集
15. 藤田順一, 小西亮平, 服部哲郎, 岡本研正, 間接遷移型半導体 Si および Ge の発光観察, 2013 年度 応用物理・物理学会 中四国支部合同学術講演会 講演予稿集
16. 藤田順一, 岡本研正, ダイスター増幅素子の周波数特性, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集 CD, 講演番号 3-009, Vol.3, p.13, 2013
17. 細川浩司, 藤田順一, 岡本研正, 新型増幅デバイス「レーザダイスター」の開発, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集 CD, 講演番号 3-010, Vol.3, p.14, 2013
18. 波多江和喜, 藤田順一, 岡本研正, 接合トランジスタと LED による新型サイリスタ, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集 CD, 講演番号 3-011, Vol.3, p.15, 2013

19. 藤田順一, 岡本研正, 双方向ダイリスタの発明, 平成 24 年電気関係学会関西連合大会講演論文集 CD, 講演番号 9pmD-25, pp.407-408, 2012
20. 波多江和喜, 藤田順一, 岡本研正, 接合トランジスタと発光素子を組み合わせた光空間サイリスタ, 2012 年秋季 (第 73 回) 応用物理学会学術講演会 講演予稿集 DVD, ISBN 978-4-86348-276-0, 講演番号 12p-C6-16, 05-025, 2012
21. 藤田順一, 岡本研正, LED のみで構成された新型ダイスター, 2012 年秋季 (第 73 回) 応用物理学会学術講演会 講演予稿集 DVD, ISBN 978-4-86348-276-0, 講演番号 12p-C6-17, 05-026, 2012
22. 藤田順一, 岡本研正, 2 個の LED 対で構成された新型ダイスター, 平成 24 年度電気関係学会四国支部連合大会講演論文集 CD, 講演番号 09-04, p.122, 2012
23. 波多江和喜, 藤田順一, 岡本研正, 接合型トランジスタと LED から成る新型サイリスタ, 平成 24 年度電気関係学会四国支部連合大会講演論文集 CD, 講演番号 09-05, p.123, 2012