GaAs 発光ダイオードを用いた FM 光変調器の一考察

シャープ株式会社 中 村 功

電圧対電流特性の一部に負性抵抗特性を示す GaAs 発光ダイオード素子を使用した FM 光変調器に関し、変調感度、ひずみ率などの特性を検討し、試験した結果、この素子を簡易形 FM 光伝送装置に使用したばあいの諸特性と、実用化へのいくつかの問題点が明らかになった。なお、伝送の可能性および変調器諸特性を測定するため、フォトダイオードを用いた復調器を使用している。

1. ま え が き

近年、GaAs を主材料とした電光変換素子の開発が進み、III, V 族をはじめ、II, VI 族にわたる各種発光素子が入手できる段階になってきた。

これらの素子を使用した回路は、論理回路をはじめ、各種回路例が報告¹⁾されている。

ここでは、1968 年 4 月に開発された電圧対電流特性の一部に負性抵抗を示す発光素子（以下 GND と略称）を使用した FM 光変調器について、若干の理論的検討を行ない、実験試作した結果について報告する。

負性抵抗素子に関しては、すでにエサキダイオード等があり、発振理論の研究²⁾により発振のメカニズムが報告されているが、エサキダイオードが N 形負性抵抗であるのに比して、GND は S 形負性抵抗であるため、発振回路は異なり、すでに検討報告している¹⁾発振器を基調とし、きわめて簡単な回路構成で変調器が構成されること、および発光を伴う素子であることを利用した光周波数変調器の可能性が示されている。

本報告の基本になる素子が GND であるため、2 章では素子の概説、3 章では変調理論、4 章では試作機概要を述べ、5 章では結果の検討を行なう。

2. GND 概 説

GND 素子は、GaAs を主材とする発光素子で、図 1 に示すように、 $pnpn$ の 4 層構造ダイオードで、約 9,400 Å の赤外光出力が得られる。

素子の製法や物性に関する報告³⁾はすでに行なわれており、ダイオードとしてみた電圧対電流特性ならびに駆

動電流対光出力特性を図 2 および図 3 に示す。

GND は、サイラトロン、ダイナトロン、SCR およびエサキダイオードなどが示す負性抵抗特性を示し、特に、サイラトロンや SCR に似た S 形に属していることがわかる。しかし、サイラトロンや SCR が単純スイッチング負性抵抗を示すのにくらべ、ダイナトロンやエサキダイオードが示す、なだらかな負性抵抗であることも理解できる。

これらの負性抵抗素子にくらべ、GND は電流に比例した赤外光出力が得られる点に特徴がある。その他、素子に関する諸特性はすでに文献 3) に示されているので割愛する。

図 1 GND 構成図

A sectional drawing of GND.

図 2 電圧対電流特性

Current versus voltage characteristics.

"A Consideration on the FM Light Modulator Using the GaAs Light Emitting Diode" by Tutomu Nakamura (SHARP Corp., Osaka)

図3 駆動電流対光出力特性

Light output intensity versus driving current characteristic.

3. 変調理論

GND 発振回路の理論的考察は、すでに報告されている¹⁾ので、ここではその結論を引用し、図4に示す発振基本回路、および発振条件を満足するための負荷線説明図(図5参照)をもとにして、変調器を理論的に検討する。

図4の発振回路で、負荷抵抗 R を特性曲線上負性抵抗領域で交差するように選べば、回路は発振を持続する。

図4 基本発振回路図
Basic oscillator circuit.

図5 K_1 , K_3 および負荷線説明図

Explanatory drawing of K_1 , K_3 and load line for oscillation.

図6 変調器回路図
Modulator circuit.

このばあいの発振周波数 f Hz は、

$$f = \frac{1}{CR} \cdot \frac{(1+K_1R)(1+K_3R)}{2+(K_1+K_3)R} \quad (1)$$

ここに K_1 , K_3 は GND の特性曲線により定まる定数で、折線近似により示した各部の勾配で図5に示す。

いま、図4の発振回路の固定容量の代りに、図6のように可変容量素子を結合すると、発振周波数は(1)式の C を C_s と C_d の直列合成容量 C_p で置換したものとなる。すなわち、

$$f = \frac{1}{C_p \cdot R} \cdot \frac{(1+K_1R)(1+K_3R)}{2+(K_1+K_3)R} \quad (2)$$

ここに

$$C_p = \frac{C_s \cdot C_d}{C_s + C_d} \quad (3)$$

また、容量 C_d は印加電圧 V により変化し、

$$C_d = KV^{-n} \quad (4)$$

で示される。ここに K および n は素子固有の定数である。(2), (3), (4)式から、図6の発振周波数は外部からの印加電圧によって変化することがわかる。すなわち、

$$f = F(V) \quad (5)$$

で表わされる。

いま、印加電圧を、

$$V = V_0 + V_m \sin pt \quad (6)$$

ここに V_0 : 固定バイアス電圧

V_m : 変調信号最大振幅

p : 変調信号角周波数

とすれば(5)式は、

$$f = F(V_0 + V_m \sin pt) \quad (7)$$

となり、小信号振幅領域すなわち、

$$V_0 > V_m \quad (8)$$

ではテイラーの定理が適用でき、(7)式は、

$$f = F(V_0) + F'(V_0) V_m \sin pt + \frac{1}{2!} F''(V_0) V_m^2 \sin^2 pt + \frac{1}{3!} F'''(V_0) V_m^3 \sin^3 pt + \dots$$

$$= F(V_0) + F'(V_0) V_m \sin pt + \frac{1}{4} F''(V_0) V_m^2 - \frac{1}{4} F''(V_0) V_m^2 \cos 2pt + \dots \quad (9)$$

となり、(9)式第2項は変調による周波数変化、第4項は第2高調波ひずみを示している。変調感度 m は、

$$m = df/dV \quad (10)$$

であるから、(2)、(3)、(4)式から(付録1参照)、

$$m = f \cdot n C_s / (C_s + C_d) \cdot 1/V \quad (11)$$

となる。ここで、

$$C_s \gg C_d \quad (12)$$

とすれば(11)式は、

$$m = f \cdot n/V \quad (13)$$

となり、変調の深さは(9)式第2項から、

- A. 信号振幅に比例する。
- B. 発振周波数に比例する。
- C. 可変容量素子定数に比例する。
- D. 印加電圧に逆比例する。

ことがわかる。

高調波ひずみに関しては、(11)式で得られた df/dV を微分すると(付録2参照)、

$$\frac{d^2 f}{dV^2} = n C_s \frac{f(n-1)}{(C_s + C_d) V^2} \quad (14)$$

(14)式の値を(9)式第4項に代入すると、第2高調波ひずみの振幅は、

$$\frac{1}{4} V_m^2 n C_s \frac{f(n-1)}{(C_s + C_d) V_0^2} \quad (15)$$

となる。小信号振幅の領域で第3高調波以上の高調波を考えると、第 n 高調波振幅は、

$$F^{(n)}(V_0) \propto 1/V^n \quad (16)$$

となり、 $n=3$ 以上の値では(16)式の値がきわめて小さくなり、第2高調波分に対し無視できるオーダーとなる。したがって、高調波ひずみを論ずる限り、高調波成分としては第2高調波のみ考察すればよいことになる。

第2高調波によるひずみ率 KF_2 は、(9)式第2、第4項から、

$$KF_2 = \frac{F''(V_0) V_m}{4 F'(V_0)} \quad (17)$$

となる。(11)式および(14)式の値を(17)式に代入すると、

$$KF_2 = \frac{1}{4} (n-1) V_m/V_0 \quad (18)$$

が得られ、ひずみ率は信号振幅に比例して大きくなることがわかる。

以上の計算結果から、図6の回路構成で、小信号振幅変調を行なうばあい、変調の深さを大きくする条件は、ひずみ率を悪くする条件と一致する項目が存在すること

が明らかになり、変調器設計に対しては、上記矛盾する条件については、信号振幅を可能な限り小さくすることによってひずみ率を良くし、変調の深さに関しては他の条件、たとえば中心周波数を高く選ぶことにより改善することが得策であると考えられる。

一方(2)式から、中心周波数を高くするためには、(12)式の条件が満足されているとき、 C_d を小さくするか、負荷抵抗を低く選ばなければならない。負荷抵抗は発振条件としてGNDの負性抵抗値と関連して制限があり、自由に選ぶことは不可能で、 C_d を小さくすると、GNDの両端の電圧が図5の V_{th} を越える瞬間に保有する C_d のエネルギー $(1/2) C_d V_{th}^2$ が小さくなり、したがって、GNDがこのエネルギーを瞬時放電するときのダイオード電流が小さくなる。この結果は、図3からわかるように瞬時出力光の減少となり、光を媒介とする変調器の出力の低下がみられる。したがって、伝達距離など使用条件の差異により中心周波数を高く選ぶことに制限があることに留意すべきである。

4. 試作機概要

試作対象とした機器は、前章で対象とした変調器と、光を媒介とした伝送特性を測定するための検波再生装置より成る。

一般に、良質の通信設備に使用されている装置の中心周波数安定度は 10^{-6} オーダー必要であるといわれている。周知のように、通常のCR発振器の安定度は 10^{-3} オーダーであり、図6の発振回路も図7に示すように、 10^{-3} オーダーである。したがって、本試作機ではFM送信機に用いている自動位相制御方式⁴⁾を付加回路として使用した。

図8は試作した光送信装置の系統図である。発振周波

図7 発振器の周波数漂動

Frequency stability characteristic.

図 8 送信系系統図
Block diagram of light transmitter.

数 f_0 で発振する GND を使用した被制御発振器は、発振周波数 f_R で発振する水晶発振器によって位相同期され、標準水晶発振器の安定度と同じ程度に安定化されている。位相同期と変調という2つの動作に関しては、標準発振周波数と被制御発振器の発振周波数が異なり、かつ、変調度最大のとき位相検出器における位相推移量を少なく選ぶため、それぞれの発振器出力を $1/n$ および $1/m$ に通分している。位相検出器出力は低域濾波器で平滑された後、被制御発振器に内蔵するリアクターを変化させ、発振周波数を前記オーダーで安定化させている。

一方、受信再生する面から検討すると、光電素子 PT 500 の入出力特性は図 9 のように示され、かなり広範囲の光領域にわたり直線性が得られている。したがって、この範囲の光レベルを与えれば、光電変換後は、通常の FM 受信機と同一視できるので、特に設計する必要はない。図 3 において、10 mA 位の駆動電流に対する光出力は、図 9 の 400 lx 位に相当するから、送受信光学系が理想的で、レーザー光のように平行光線に近く考えられるなら、広がりによる数 m の伝送損失は特に問題にならず、空間における伝送経路の反射、吸収が減衰の対

象となる。設計段階でこの種の減衰の推定は困難であるが、仮りに最悪のばあい $1/10$ になるとすれば、尖頭値 1 A の駆動電流が保証されればよいことになる。

このような大電流を瞬時に流し得るためには、前章後半に述べたように C_d を大きく選ばなければならない。

図 10 は、図 6 に示す回路構成で、容量 C_d をパラメーターとしたばあいの駆動電流尖頭値データを示している。

上記の考察およびデータから、可変容量素子の容量を 20,000 pF 近傍に選定すると、図 2 の特性から、

$$K_1 \doteq 2 \times 10^{-4} \quad (19)$$

$$K_3 \doteq 0.125 \quad (20)$$

が得られるから、 C_s を C_d に対し大きくすれば、(1) 式から、発振周波数 f は、

$$f \doteq 40 \text{ kHz} \quad (21)$$

となる。

写真 1 は、上記にもとづいて設計、試作した光伝送装置の外観を示している。

なお、標準発振器にはテレビで入手しやすい約 31.5 kHz の水晶発振器を使用している。また、入力信号は入力トランスを介して印加するようにした。

図 11 に受信側の系統図を示す。

以上、試作機について述べたが、送受光各装置を机上

図 9 PT 500 直線性
(光源タングステン電球, 2,854°K, $V_{cc}=10\text{V}$, $R_L=1\text{k}\Omega$)
Linearity of photo-transistor PT 500 at $V_{cc}=10\text{V}$, $R_L=1\text{k}\Omega$.

図 10 容量 C_d 対駆動電流尖頭値特性
Peak current versus capacity C_d characteristic.

図 11 受信部系統図
Block diagram of receiver.

写真 1 試作器の外観 (送信側: 右, 受信側: 左)
Outer view of experimental equipment.
(transmitter: right and receiver: left)

約 5 m 離れた状態で測定したデータは下記の値であった。

- (a) 中心周波数 41.958 kHz
- (b) 自動位相制御特性
保持幅 ± 5.2 kHz
引込幅 ± 1.8 kHz
- (c) 周波数特性 図 12 参照 (入力信号レベル 1 Vp-p)
- (d) ひずみ率 入力信号 1 Vp-p 50 Hz ~ 6 kHz
において 7% 以下
- (e) 信号対雑音比 -45 dB 以上

5. む す び

以上, 新しい機能素子 GND を用いた簡易形光伝送装置に関し, FM 変調器を中心に, 従来得られている基礎技術および理論を応用するという形で検討, 試作実験を行なったが, 通常の FM 送受信装置に比して, ひずみ率や信号対雑音比など若干悪いデータとなっている。

ひずみ率に関しては, 可変容量素子に使用したプレナ

図 12 光伝送装置周波数特性
Overall frequency characteristic when the input level of the modulator is 1 V p-p.

一形 pn 素子, SBC-2020 の (4) 式における n の実測値が 0.385 であり, バイアス電圧を搬送周波数の関係で 5 V にしたため, これらの値を (18) 式に代入すると, ひずみ率の理論値が 3% であるのにくらべ, (8) 式の近似がやや不十分であったためと, 発振出力波形が正弦波でないため, ひずみの増加が生じたと推察される。

また, 前述のように, 発振周波数と光出力の関係から, 中心周波数を高くすれば光出力が減少するため, 通信手段に用いるばあい, 到達距離の関係から中心周波数を高く選定できず, このため多重通信などを考えるとき不利となりやすいと考えられる。したがって, GND 素子としては, 負性抵抗値の低いものが望まれ, 負性抵抗値が低ければ相対的に負荷抵抗値を小さく選べるので, それだけ中心周波数を高くすることができる。

さらに, 図 5 から推察できるように, 所要電源電圧を V_{th} より高くする必要があるため, 小形化や低電力化を考慮するばあい, V_{th} の低い素子であることが望ましくなる。

一般に, 光を媒介として信号を伝送するばあい,

- (1) 通常の発光ダイオードを信号電流により直接駆動して送る。
- (2) 既存のエレクトロニクス技術により被変調電流を得て, この電流で駆動して送る。
- (3) レーザ技術によく用いられるように KDP などの変調素子を用いて送る。

などを用いている。これらは外来雑音光との区別がむずかしいため, 信号対雑音比が悪くなったり, 回路構成が複雑であるなどの欠点を有しているが, 本方式では GND という機能素子を用いたため直接変調が可能で, 簡易通信手段としての実用化の可能性についてひとつの見通しがついたと思われる。しかしながら, まだ上記のように不十分な点もあり, 今後, 素子の改善も含め, より良い通信手段となり得るように, ひずみ率や信号対雑音比, さらに中心周波数の上昇などについて, 検討を行ないたい。

終りに, 本実験に対し終始ご討論下さった大阪市大北浜教授に感謝するとともに, 素子の研究にご尽力下さった当社猪口部長, 重政主査, 松田三郎氏, 伊藤陽一氏

にお礼申し上げます。

(昭和46年5月11日受付, 昭和46年10月25日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) たとえば, 中村ほか: GND の基本回路, シャープ技報, 8, 2, Dec. (1969)
- 2) 家入: エサキダイオードを用いた発振器について, 信学誌, 44, 3 (1961) 384-388
- 3) 猪口ほか: GaAs 多層構造素子 (GND) の作成とその特性, シャープ技報, 8, 2, Dec. (1969)
- 4) 徳永, 中村: FM ステレオ放送機用位相同期方式, 信学会通信方式研資料 (1964.4)

〈付録1〉 df/dV の計算

(2) 式より,

$$f = \frac{A}{C_p} \quad (\text{付} \cdot 1)$$

ここに

$$A = \frac{1}{R} \cdot \frac{(1+K_1R)(1+K_3R)}{2+(K_1+K_3)R} \quad (\text{付} \cdot 2)$$

(付・1) 式に (3) 式を代入して,

$$f = A \left(\frac{1}{C_d} + \frac{1}{C_s} \right) \quad (\text{付} \cdot 3)$$

(付・3) 式に (4) 式を代入すると,

$$f = A \left(\frac{V^n}{K} + \frac{1}{C_s} \right) \quad (\text{付} \cdot 4)$$

(付・4) 式を微分して,

$$\begin{aligned} \frac{df}{dV} &= An \frac{V^{n-1}}{K} \\ &= \frac{C_s}{C_s + C_d} \cdot \frac{nf}{V} \end{aligned} \quad (\text{付} \cdot 5)$$

〈付録2〉 d^2f/dV^2 の計算

(付・5) 式を微分して,

$$\begin{aligned} \frac{d^2f}{dV^2} &= An(n-1) \frac{V^{n-2}}{K} \\ &= \frac{C_s}{C_s + C_d} \cdot \frac{n(n-1)f}{V^2} \end{aligned} \quad (\text{付} \cdot 6)$$

テレビジョン3月号予定目次

【随 想】	テレビ時代と教育……………東大 柳井 久義
【展 望】	漏洩同軸ケーブルの応用……………住友電工 中原 恒雄
【解 説】	文字読取装置 ASPET/71 ……………東工大 飯島 泰蔵
【論 文】	多孔質 KCl・Al 膜の透過形二次電子放出特性に及ぼす Al の効果……………東北大 伊藤 英朗・吉田 重知 モノカラー記録再生系のシステム研究——2次元領域における検討——……………日本コロムビア 米山 正秀 論理回路によるテレビ受像機の全電子式選局方式……………松下電器 阪本 陽一・一戸 英輔
【資 料】	カラーテレビ電話……………東芝 竹村 裕夫・鍋島 大樹・八木 基
【講 座】	雑音 (第7回) テレビ装置の雑音 1) 総 説……………NHK 坂田 晴夫

訂 正

本誌第26巻第11号(昭和47年11月)特集「画像エレクトロニクス」のうち“2-5 3次元テレビジョン”に次のとおり誤りがありましたので, お詫びして訂正いたします。

(937 ページ右段)

〔誤〕

- (1行目) 第2項は $f = \theta_R / \lambda$ のスパイク状のスペクトル, 第3項はその左右の……
- (19行目) 零とし, 図9(b)に示すように, 最高空間周波数を W まで下げる……
- (35行目) ……上記(2)と同様の目的を果たすことができる。

〔正〕

第2項は $f = 0$ のスパイク状のスペクトル, 第3項は $f = \theta_R / \lambda$ の左右の……

λW とし, 最高空間周波数を $2W$ まで下げる……

$\theta_R = 0$ と選んでしまう。