



# HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	0型光電子ビーム複調器によるLASER光の検波
Author(s)	櫻庭, 一郎; Sakuraba, Ichiro
Citation	北海道大學工學部研究報告, 32, 175-186
Issue Date	1963-10-31
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/40712">https://hdl.handle.net/2115/40712</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	32_175-186.pdf



# ○型光電子ビーム複調器による LASER 光の検波

櫻庭 一郎

(昭和 37 年 12 月 27 日受理)

## Analysis of O-Type Photoelectron Beam Demodulator for Amplitude-Modulated Light Signals

Ichiro SAKURABA

(Received December 27, 1962)

### Abstract

An analysis of O-type photoelectron beam demodulator for amplitude-modulated light signals was presented.

The calculations in this paper yielded the following interesting results of power output ;

#### 1. Forward-wave demodulator

Simple demodulator

$$P_{\text{out}} = \frac{K}{(2)^{5/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{2/3} |\eta_Q n_1 q|^2 \left| \frac{\phi_F}{\kappa_F} \right|^2$$

Demodulator with a floating circuit

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q n_0 q v_{(L)}}{u_0 \kappa_F} \right|^2 |\sigma_{F(L)} \cdot \phi_F + j\lambda_F|^2$$

Demodulator with a floating circuit and a drift space

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q n_0 q D_2 v_{(L)}}{u_0 \kappa_F} \right|^2 \left| \sigma_{F(L)} \frac{D_1}{D_2} \phi_F + j\lambda_F \right|^2$$

#### 2. Backward-wave demodulator

Simple demodulator

$$P_{\text{out}} = \frac{K}{(2)^{5/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{2/3} |\eta_Q n_1 q|^2 \left| \frac{\phi_B}{\mathcal{A}_B} \right|^2$$

Demodulator with a floating circuit

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q n_0 q v_{(L)}}{u_0 \mathcal{A}_B} \right|^2 |\sigma_{B(L)} \cdot \phi_B + j\lambda_B|^2$$

Demodulator with a floating circuit and a drift space.

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q n_0 q D_2 v_{(L)}}{u_0 \mathcal{A}_B} \right|^2 \left| \sigma_{B(L)} \cdot \frac{D_1}{D_2} \phi_B + j\lambda_B \right|^2$$

These formulas show the output for the case in which the floating circuit and the drift space are identical to the demodulator.

## 目 次

1. 緒 言 .....	2
2. 基本方程式 .....	2
3. 前進波複調器 .....	6
§ 3.1. 単一前進波複調器 .....	6
§ 3.2. Floating circuit を有する前進波複調器 .....	7
§ 3.3. Floating circuit と drift space を持った前進波複調器 .....	8
4. 後進波複調器 .....	9
§ 4.1. 単一後進波複調器 .....	9
§ 4.2. Floating circuit を有する後進波複調器 .....	10
§ 4.3. Floating circuit と drift space を持った後進波複調器 .....	11
5. 結 言 .....	12
参考文献 .....	12

## 1. 緒 言

最近 Laser 光の検波に関する実験がいくつか試みられている。すなわち進行波管による方法<sup>1)~4)</sup>、光電子増倍管を用いる方法<sup>5)</sup>、さらに photodiode<sup>6)</sup>を使用するなどである。

光電子増倍管は量子効率も大きく、dynode によって増幅作用を行い得るが、走行時間効果により周波数限界があり、(いわゆる video microwave frequency を高くとれない) また狭帯域である。photodiode は量子効率も甚だ大きく infrared response も良好であり、低雑音特性も期待出来るが、それ自体では、複調のみで増幅作用がない。つぎに進行波管方式の特長は云うまでもなく広帯域性にあり、かつ複調と同時に増幅作用を行わしめ得ることである。さらに光電面の改良によって infrared response も改良されるであろうし、Cyclotron waves や Helitron waves の利用によって低雑音化も期待出来る。

したがってここでは Fig. 1 に示されたように光電面から放射された O 型光電子ビームと遅波回路により、振幅変調を受けた Laser 光の複調を行なった場合の小信号理論<sup>7)</sup>を与えたので報告する。前進波複調器と後進波複調器をあわせて解析しているが、回路系の組み合わせによって多くの複調型式を考え得るが、とくに floating circuit を使用した方式について考察している。

## 2. 基本方程式

解析に使用した基本的な構造は Fig. 1 と Fig. 2 に示しているが、遅波回路の入口  $z=0$  において、光電子ビームは任意の current modulation と velocity modulation を受けているとする。また小信号理論に従い、 $z$  方向のみの運動を考え、高周波量は  $\exp(j\omega t)$  で変化すると仮定する。遅波回路上の高周波電界  $E_{(z)}$  と current modulation  $i_{(z)}$  との間には次の電子方程式が成立する。

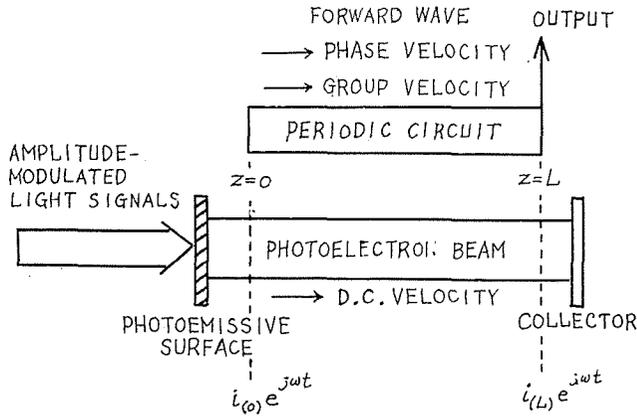


Fig. 1. The basic model of a forward-wave demodulator for an O-type photoelectron beam. Beam is injected into the forward-wave circuit  $z=0$  with total current  $-I_0 + i_{(0)}e^{j\omega t}$ .  $i_{(0)}$  is arbitrary both in magnitude and phase. The output signal is taken from the collector end of the periodic circuit.

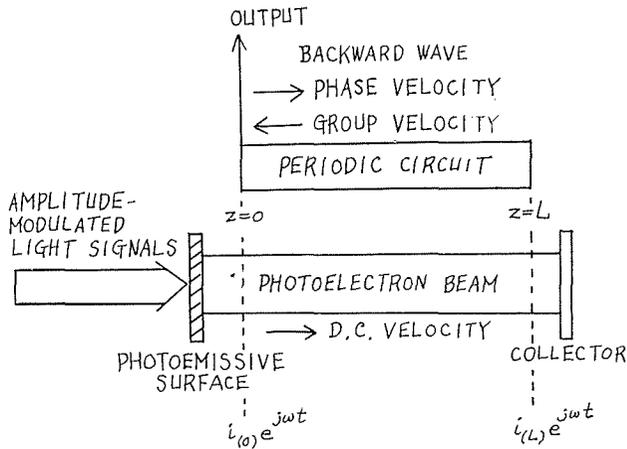


Fig. 2. The basic model of a backward-wave demodulator for an O-type photoelectron beam. Beam is injected into the backward-wave circuit  $z=0$  with total current  $-I_0 + i_{(0)}e^{j\omega t}$ .  $i_{(0)}$  is arbitrary both in magnitude and phase. The output signal is taken from the photoemissive surface end of the periodic circuit.

$$\frac{d^2 i_{(z)}}{dz^2} + 2j\beta_e \frac{di_{(z)}}{dz} + (\beta_q^2 - \beta_e^2) i_{(z)} = \frac{2j\beta_e C^3}{K} E_{(z)} \quad (1)$$

同様にして遅波回路と光電子ビームとの結合が存在する場合の回路方程式は次式で与えられる。

$$\frac{d^2 E_{(z)}}{dz^2} - \Gamma_0^2 E_{(z)} = \pm \Gamma_0 K \frac{d^2 i_{(z)}}{dz^2} \quad (2)$$

ここで上符号は前進作用を示し、下符号は後進波作用を与える。また冷状態の回路波は

$\exp(j\omega t - \Gamma_0 z)$  で伝ばんする。 $\beta_e$  は光電子ビームの波数、 $\beta_q$  は軽減プラズマ周波数の波数である。 $K$  はインピーダンスパラメータ、 $C$  は結合係数である。 $E_{(z)}$  と  $i_{(z)}$  は四次の線型微分方程式の解であり、積分定数は四つの独立な境界条件で決定される。これらの条件は複調器の  $z=0$  において独立に与えられる current modulation と velocity modulation であり、 $z=0$  または  $z=L$  で与えられる高周波電界である。残りの一つの条件は、他端における整合の条件である。

つぎに  $E_{(z)}$  と  $i_{(z)}$  との解は四つの波の合計で示され、 $n$  番目の波の伝ばん定数を  $\Gamma_n$  とすれば、これは式 (1) と (2) から得られる特性方程式で決定し得る。結合後の波の位相速度は、電子ビームの直流速度の近傍にあるから、波の伝ばん定数は次のように書き得る。

$$-\Gamma_n = -j\beta_e + \beta_e C \delta_n \quad (3)$$

$$-\Gamma_0 = -j\beta_e - j\beta_e C b \mp \beta_e C d \quad (4)$$

ここで上符号は前進波作用を示し、下符号は後進波作用を与える。 $b$  は速度パラメータ、 $d$  は損失パラメータである。増加伝播定数  $\delta_n$  は次の式 (5) で決定し得る。

$$(\delta_n^2 + 4QC)(\delta_n \pm d + jb) = \pm j \quad (5)$$

ここで結合係数  $C$  は 1 よりきよはめて小さいとした。また  $QC$  は空間電荷パラメータである。いま遅波回路の一端が整合されているとすれば前進波作用における境界条件は

$$\left. \begin{aligned} \sum_{n=1}^3 E_n &= E_{(0)} \\ \sum_{n=1}^3 \frac{(\Gamma_n^2 - \Gamma_0^2)}{\Gamma_0 \Gamma_n^2 K} E_n &= i_{(0)} \\ \sum_{n=1}^3 \frac{(\Gamma_n^2 - \Gamma_0^2)(\Gamma_n - j\beta_e)}{-j\beta_e \Gamma_0 \Gamma_n^2 K} E_n &= \rho_0 v_{(0)} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

ここで  $\rho_0$  は直流電荷線密度である。また後進波作用の場合は、

$$\left. \begin{aligned} \sum_{n=1}^3 E_n e^{-\Gamma_n L} &= E_{(L)} \\ \sum_{n=1}^3 \frac{(\Gamma_n^2 - \Gamma_0^2)}{-\Gamma_0 \Gamma_n^2 K} E_n &= i_{(0)} \\ \sum_{n=1}^3 \frac{(\Gamma_n^2 - \Gamma_0^2)(\Gamma_n - j\beta_e)}{j\beta_e \Gamma_0 \Gamma_n^2 K} E_n &= \rho_0 v_{(0)} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

となる。したがって式 (5) から得られる次の関係式

$$\left. \begin{aligned} (\delta_1 + \delta_2 + \delta_3) &= -jb \mp d \\ (\delta_1 + \delta_2)(\delta_2 + \delta_3)(\delta_3 + \delta_1) &= \pm j \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

を使用して出力の完全解が次のように得られる。

前進波作用の場合

$$\left. \begin{aligned}
 E_{(L)} &= -\frac{A_F}{\kappa_F} E_{(0)} e^{-j2\pi N} + \frac{2V_0\beta_e C^2}{I_0} \frac{\phi_F}{\kappa_F} i_{(0)} e^{-j2\pi N} - j \frac{u_0\beta_e C}{\eta} \frac{\chi_F}{\kappa_F} v_{(0)} e^{-j2\pi N} \\
 i_{(L)} &= -j \frac{I_0}{2V_0\beta_e C^2} \frac{\chi_F}{\kappa_F} E_{(0)} e^{-j2\pi N} + \frac{A_F}{\kappa_F} i_{(0)} + j \frac{I_0}{u_0 C} \frac{\psi_F}{\kappa_F} v_{(0)} \\
 v_{(L)} &= \frac{\eta}{u_0\beta_e C} \frac{\phi_F}{\kappa_F} E_{(0)} e^{-j2\pi N} - j \frac{u_0 C}{I_0} \frac{\Omega_F}{\kappa_F} i_{(0)} + \frac{A_F}{\kappa_F} v_{(0)}
 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned}
 \kappa_F &= (\delta_1 - \delta_2)(\delta_2 - \delta_3)(\delta_3 - \delta_1) \\
 \chi_F &= \sum_{i=1}^3 (\delta_j - \delta_k) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 \phi_F &= \sum_{i=1}^3 \delta_i (\delta_j - \delta_k) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 A_F &= \sum_{i=1}^3 (\delta_j^2 + 4QC) (\delta_j - \delta_k) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 \psi_F &= e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^3 (\delta_j^2 - \delta_k^2) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 A_F &= e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^3 \delta_i (\delta_j^2 - \delta_k^2) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 \Omega_F &= e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^3 \delta_i^2 (\delta_j^2 - \delta_k^2) e^{2\pi C N \delta_i}
 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

後進波作用の場合

$$\left. \begin{aligned}
 E_{(0)} &= -\frac{\kappa_B}{A_B} E_{(L)} e^{j2\pi N} - \frac{2V_0\beta_e C^2}{I_0} \frac{\phi_B}{A_B} i_{(0)} + j \frac{u_0\beta_e C}{\eta} \frac{\chi_B}{A_B} v_{(0)} \\
 i_{(L)} &= j \frac{I_0}{2V_0\beta_e C^2} \frac{\chi_B}{A_B} E_{(L)} - \frac{A_B}{A_B} i_{(0)} - j \frac{I_0}{u_0 C} \frac{\psi_B}{A_B} v_{(0)} \\
 v_{(L)} &= -\frac{\eta}{u_0\beta_e C} \frac{\phi_B}{A_B} E_{(L)} + j \frac{u_0 C}{I_0} \frac{\Omega_B}{A_B} i_{(0)} - \frac{A_B}{A_B} v_{(0)}
 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned}
 \kappa_B &= (\delta_1 - \delta_2)(\delta_2 - \delta_3)(\delta_3 - \delta_1) \\
 \chi_B &= \sum_{i=1}^3 (\delta_j - \delta_k) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 \phi_B &= \sum_{i=1}^3 \delta_i (\delta_j - \delta_k) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 A_B &= \sum_{i=1}^3 (\delta_i^2 + 4QC) (\delta_j - \delta_k) e^{2\pi C N \delta_i} \\
 \psi_B &= e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^3 (\delta_j^2 - \delta_k^2) e^{2\pi C N (\delta_j + \delta_k)} \\
 A_B &= e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^3 \delta_i (\delta_j^2 - \delta_k^2) e^{2\pi C N (\delta_j + \delta_k)} \\
 \Omega_B &= e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^3 \delta_i^2 (\delta_j^2 - \delta_k^2) e^{2\pi C N (\delta_j + \delta_k)}
 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

### 3. 前進波複調器

#### § 3.1. 単一前進波複調器

いま Fig. 1 に示した最も簡単な単一複調器について考察する。複調器の入力端における velocity modulation と current modulation は任意の大いさと位相を有し、光電面側は整合されていると仮定する。式 (9) と (10) から

$$\left. \begin{aligned} E_{(L)} &= \frac{2V_0\beta_e C^2}{I_0} \frac{\phi_F}{\kappa_F} i_{(0)} e^{-j2\pi N} - j \frac{u_0\beta_e C}{\eta} \frac{\lambda_F}{\kappa_F} v_{(0)} e^{-j2\pi N} \\ i_{(L)} &= \frac{A_F}{\kappa_F} i_{(0)} + j \frac{I_0}{u_0 C} \frac{\psi_F}{\kappa_F} v_{(0)} \\ v_{(L)} &= -j \frac{u_0 C}{I_0} \frac{Q_F}{\kappa_F} i_{(0)} + \frac{A_F}{\kappa_F} v_{(0)} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

複調器の特性上、必要な量は回路端に生ずる高周波電界であり、第一式を書き換えて、

$$\begin{aligned} E_{(L)} &= \frac{2V_0\beta_e C}{I_0} \frac{e^{-j2\pi N}}{\kappa_F} [C\phi_F i_{(0)} + j\rho_0\lambda_F v_{(0)}] \\ &= \frac{2V_0\beta_e C}{I_0} \frac{\rho_0 v_{(0)}}{\kappa_F} e^{-j2\pi N} [\sigma_{F(z)}\phi_F + j\lambda_F] \end{aligned} \quad (14)$$

ここで modulation parameter  $\sigma_{F(z)}$  は<sup>8)</sup>

$$\sigma_{F(z)} = \frac{C i_{(z)}}{\rho_0 v_{(z)}} \quad (15)$$

で与えられ、 $\sigma_{(0)}$  は  $z=0$  における modulation parameter の値である。しかるに current modulation  $i$  は小信号理論のもとで

$$i = \rho_0 v + \rho u_0 \quad (16)$$

で与えられるが、振幅変調を受けた光が入射して光電面より放射する光電子ビームは、遅波回路の入力端  $z=0$  で、 $v \approx 0$  と近似し得る。故に

$$i = \rho u_0 \quad (17)$$

したがって出力端における高周波電界  $E_{(L)}$  は

$$E_{(L)} = \frac{2V_0\beta_e C^2}{I_0} \frac{\phi_F}{\kappa_F} \rho u_0 e^{-j2\pi N} \quad (18)$$

それ故複調出力  $P_{\text{out}}$  は

$$P_{\text{out}} = \frac{K}{(2)^{5/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{2/3} |\rho u_0|^2 \left| \frac{\phi_F}{\kappa_F} \right|^2 \quad (19)$$

いま光電面の量子効率を  $\eta_Q$  とし、単位時間に光電面に到着する photon の数を  $n_0 + n_1 \exp(j\omega t)$  とすれば

$$\begin{aligned}
 -I_0 + i \exp(j\omega t) &= \eta_Q [n_0 + n_1 \exp(j\omega t)] q \\
 &\doteq \rho_0 u_0 + (\rho u_0 + \rho_0 v) \exp(j\omega t) \\
 \therefore \left. \begin{aligned} -I_0 &= \rho_0 u_0 = \eta_Q n_0 q \\ i &= \rho u_0 + \rho_0 v = \eta_Q n_1 q \end{aligned} \right\} \quad (20)
 \end{aligned}$$

ここで  $q$  は電子の電荷を示す。

故に入力端における光電子ビームは、前述したように  $v \doteq 0$  であるから、式 (18) と (19) はそれぞれ

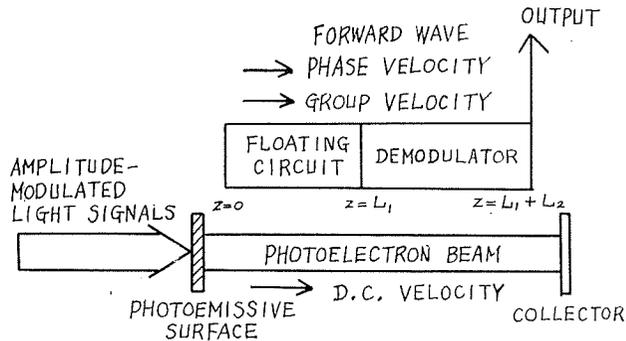
$$E_{(z)} = \frac{2V_0 \beta_c C^2}{I_0} \frac{\phi_F}{\kappa_F} \eta_Q n_1 q e^{-jzN} \quad (21)$$

$$P_{\text{out}} = \frac{K}{(2)^{5/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{2/3} |\eta_Q n_1 q|^2 \left| \frac{\phi_F}{\kappa_F} \right|^2 \quad (22)$$

となる。

ここで留意すべきは、式 (18) または式 (21) から明らかなように高周波電界に dip 現象を有することである。またこの dip 現象は、current modulation においても見られ雑音特性の検討上興味あることであるが、詳細な数値計算は別の機会に譲る。

### § 3.2. Floating circuit を有する前進波複調器



**Fig. 3.** Forward-wave demodulator with a floating circuit for an O-type photoelectron beam. The floating circuit is terminated at each end. The floating circuit and the demodulator can be replaced by any periodic circuits. The output signal is taken from the collector end of the demodulator.

つぎに Fig. 3 示したような floating circuit を有する前進波複調器について解析しよう。この floating circuit は光電子ビームの modulation と相互作用し複調器全体の特性に大きな影響を与える。ここでは一個の floating circuit のみ考えたが、数個組み合わせても同様の取り扱いが可能である。

floating circuit の区間について、式 (9) と (10) から、

$$\left. \begin{aligned} i_{(L_1)} &= \frac{A_{F1}}{\kappa_{F1}} i_{(0)} + j \frac{I_0}{u_0 C_1} \frac{\phi_{F1}}{\kappa_{F1}} v_{(0)} \\ v_{(L_1)} &= -j \frac{u_0 C_1}{I_0} \frac{\rho_{F1}}{\kappa_{F1}} i_{(0)} + \frac{A_{F1}}{\kappa_{F1}} v_{(0)} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

が得られる。floating circuit の入口  $z=0$  で光電子ビームの velocity modulation  $v_{(0)}=0$  と近似して式 (23) より、floating circuit の出口  $z=L_1$  における modulation parameter  $\sigma_{F(L_1)}$  に

$$\sigma_{F(L_1)} = \frac{C_1 i_{(L_1)}}{\rho_0 v_{(L_1)}} = \frac{A_{F1}}{j \rho_{F1}} \quad (24)$$

故に floating circuit につづく複調器の出力は、式 (14) から

$$E_{(L_1+L_2)} = \frac{2V_0 \beta_0 C_2}{I_0} \frac{\rho_0 v_{(L_1)}}{\kappa_{F2}} e^{-j2\pi N_2} [\sigma_{F(L_1)} \phi_{F2} + j\lambda_{F2}] \quad (25)$$

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K_2)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L_1)}}{\kappa_{F2}} \right|^2 |\sigma_{F(L_1)} \phi_{F2} + j\lambda_{F2}|^2 \quad (26)$$

ここで添字 1 は floating circuit に、添字 2 は複調回路部分に関係した量を示す。もし  $L_1=L_2$ ,  $C_1=C_2$  なら

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L)}}{\kappa_F} \right|^2 |\sigma_{F(L)} \phi_F + j\lambda_F|^2 \quad (27)$$

となり、さらに量子効率  $\eta_Q$  を使うと式 (20) から

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q \rho_0 q v_{(L)}}{u_0 \kappa_F} \right|^2 |\sigma_{F(L)} \phi_F + j\lambda_F|^2 \quad (28)$$

で出力が与えられる。

### § 3.3. Floating circuit と drift space を持った前進波複調器

floating circuit と複調回路との間に drift space を持つ前進複調器について考察する (Fig. 4 参照)。drift space の入力端における modulation parameter  $\sigma_{(L_1)}$  と出力端における  $\sigma_{(L_1+L_2)}$

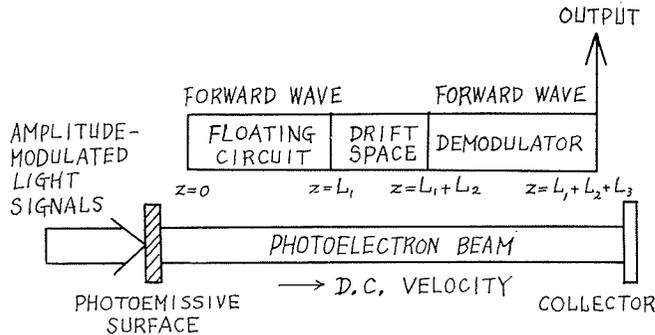


Fig. 4. Forward-wave demodulator with a floating circuit and a drift space for an O-type photoelectron beam. The floating circuit and demodulation sections are separated by an arbitrary structure or space charge wave transducer. The output signal is taken from the collector end of the demodulator.

との間には次の関係が成立する<sup>8)</sup>。

$$\sigma_{R(L_1+L_2)} = \sigma_{R(L_1)} \frac{D_1}{D_2} \quad (29)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} D_1 &= \cos \theta_q - j \frac{\sigma_0}{\sigma_{(L_1)}} \sin \theta_q \\ D_2 &= \cos \theta_q - j \frac{\sigma_{(L_1)}}{\sigma_0} \sin \theta_q \\ \theta_q &= \omega_q L_2 / u_0 \\ \sigma_0 &= -C\omega / \omega_q \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

また入出力間の velocity modulation についても

$$v_{(L_1+L_2)} = v_{(L_1)} \cdot D_2 \quad (31)$$

が成立する。ここで  $\omega_q$  は光電子ビームの増減プラズマ角周波数である。したがって前述した解析の結果から、Fig. 4 に示した前進波複調器の出力は

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \frac{1}{(2K_3)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L_1+L_2)}}{\kappa_{F_3}} \right|^2 |\sigma_{R(L_1+L_2)} \cdot \phi_{F_3} + j\chi_{F_3}|^2 \\ &= \frac{1}{(2K_3)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L_1)} D_2}{\kappa_{F_3}} \right|^2 \left| \sigma_{R(L_1)} \frac{D_1}{D_2} \phi_{F_3} + j\chi_{F_3} \right|^2 \end{aligned} \quad (32)$$

もし各回路の寸法が等しく  $L_1=L_2=L_3$ ,  $C_1=C_3$  なら

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L)} D_2}{\kappa_{F'}} \right|^2 \left| \sigma_{R(L)} \frac{D_1}{D_2} \phi_{F'} + j\chi_{F'} \right|^2 \quad (33)$$

となり、光電面の量子効率  $\eta_Q$  を使うと式 (20) から

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q n_0 q D_2 v_{(L)}}{u_0 \kappa_{F'}} \right|^2 \left| \sigma_{R(L)} \frac{D_1}{D_2} \phi_{F'} + j\chi_{F'} \right|^2 \quad (34)$$

となる。

## 4. 後進波複調器

### § 4. 1. 単一後進波複調器

前述の Fig. 2 に示した単一の後進複調器について考察する。この場合複調器の入力端における velocity modulation と current modulation は任意の大きさと位相を有し、集電極側は整合されていると仮定する。この場合は、前進波型で解析したと全く同様の方法により、出力端  $z=0$  における高周波電界  $E_{(0)}$  は式 (11) と (12) から

$$\begin{aligned} E_{(0)} &= -\frac{2V_0\beta_e C}{I_0} \frac{1}{A_B} [C\phi_B i_{(0)} + j\rho_0 \chi_B v_{(0)}] \\ &= -\frac{2V_0\beta_e C}{I_0} \frac{\rho_0 v_{(0)}}{A_B} [\sigma_{R(0)} \phi_B + j\chi_B] \end{aligned}$$

ここで  $\sigma_B$  は modulation parameter であり

$$\sigma_{B(z)} = \frac{C i(z)}{\rho_0 v(z)} \quad (36)$$

振幅変調光が入射して光電面より放射する光電子ビームは  $z=0$  で  $v \approx 0$  と近似し得るから

$$E_{(0)} = -\frac{2V_0\beta_e C^2}{I_0} \frac{\phi_B}{\Delta_B} \rho u_0 \quad (37)$$

$$P_{out} = \frac{K^{1/3}}{(2)^{5/3}} \left(\frac{V_0}{I_0}\right)^{2/3} |\rho u_0|^2 \left|\frac{\phi_B}{\Delta_B}\right|^2 \quad (38)$$

さらに量子効率  $\eta_Q$  を使って

$$E_{(0)} = -\frac{2V_0\beta_e C^2}{I_0} \frac{\phi_B}{\Delta_B} \eta_Q n_1 q \quad (39)$$

$$P_{out} = \frac{K^{1/3}}{(2)^{5/3}} \left(\frac{V_0}{I_0}\right)^{2/3} |\eta_Q n_1 q|^2 \left|\frac{\phi_B}{\Delta_B}\right|^2 \quad (40)$$

#### § 4. 2. Floating circuit を有する後進波複調器

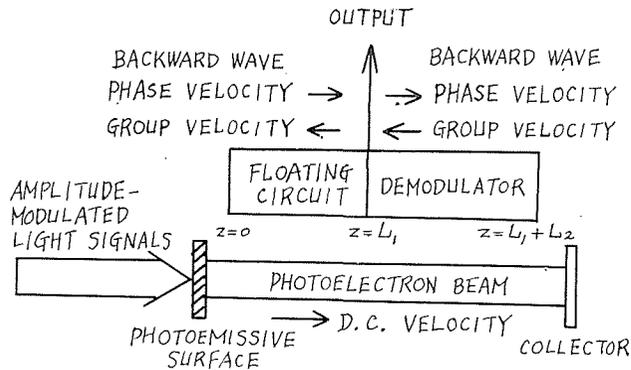


Fig. 5. Backward-wave demodulator with a floating circuit for an O-type photoelectron beam. The floating circuit and the demodulator can be replaced by any periodical circuit. The out signal is taken from the photoemissive surface end of the demodulator.

Fig. 5 に示したような floating circuit と組み合わせた後進波複調器を考える。前進波型と同様にして、複調器入力端における modulation parameter  $\sigma_{B(L_1)}$  は、

$$\sigma_{B(L_1)} = \frac{A_{B1}}{j\Omega_{B1}} \quad (41)$$

したがって後進波複調器の出力端  $z=L_1$  における高周波電界  $E_{(L_1)}$  は式 (35) より

$$E_{(L_1)} = -\frac{2V_0\beta_e C_2}{I_0} \frac{\rho_0 v_{(L_1)}}{\Delta_{B2}} [\sigma_{B(L_1)} \phi_{B2} + j\chi_{B2}] \quad (42)$$

故に出力  $P_{out}$  は

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K_2)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L_1)}}{A_{B_2}} \right|^2 |\sigma_{B(L_1)} \phi_{B_2} + j\lambda_{B_2}| \quad (43)$$

もし  $L_1=L_2$ ,  $C_1=C_2$  なら

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L)}}{A_B} \right|^2 |\sigma_{B(L)} \phi_B + j\lambda_B|^2 \quad (44)$$

また量子効率  $\eta_Q$  を使って

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q n_0 q v_{(L)}}{u_0 A_B} \right|^2 |\sigma_{B(L)} \phi_B + j\lambda_B|^2 \quad (45)$$

### § 4. 3. Floating circuit と drift space を持った後進波複調器

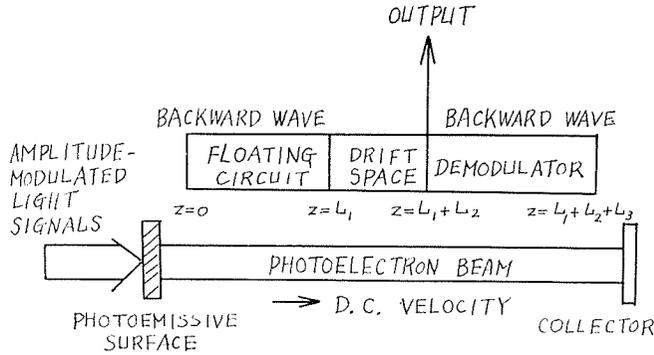


Fig. 6. Backward-wave demodulator with a floating circuit and a drift space for an O-type photoelectron beam. The output signal is taken from the photoemissive surface end of the demodulator.

Fig. 6 に示した構造の後進波複調器についても同様の解析が得られる。すなわち drift space 両端の modulation parameter  $\sigma_{B(L_1)}$  と  $\sigma_{B(L_1+L_2)}$  との間には、式 (29) および (30) が成立つ。ここで後進波作用における  $\omega_q$  の算出に注意を要するが、その方法については別の機会に発表する。また velocity modulation についても同様に式 (31) が成立する。したがって出力端  $z=L_1+L_2$  における出力  $P_{\text{out}}$  は

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K_3)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L_1)} D_2}{A_{B_3}} \right|^2 \left| \sigma_{B(L_1)} \frac{D_1}{D_2} \phi_{B_3} + j\lambda_{B_3} \right|^2 \quad (46)$$

もし  $L_1=L_2=L_3$ ,  $C_1=C_3$  なら

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\rho_0 v_{(L)} D_2}{A_B} \right|^2 \left| \sigma_{B(L)} \frac{D_1}{D_2} \phi_B + j\lambda_B \right|^2 \quad (47)$$

量子効率  $\eta_Q$  を使うと

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{(2K)^{1/3}} \left( \frac{V_0}{I_0} \right)^{4/3} \left| \frac{\eta_Q n_0 q D_2 v_{(L)}}{u_0 A_B} \right|^2 \left| \sigma_{B(L)} \frac{D_1}{D_2} \phi_B + j\lambda_B \right|^2 \quad (48)$$

となる。

## 5. 結 言

O型光電子ビームの複調器に関し、基本的な回路配置について、前進波型と後進波型の両方を考察した。得られた結果は空間電荷効果と回路損失の影響をともに含む。これらは従来全く与えられていなかった解析である。

ここで示された一般式について多くの数値計算を行なえば与味ある特性を知り得るが、これは別の機会に発表する。

おわりに Laser 光に関し種々御討論下さった北海道大学応用電気研究所西辻昭助教授に深く感謝する。

## 参 考 文 献

- 1) B. J. McMurtry and A. E. Siegman: "Photomixing experiments with a ruby maser and a traveling-wave microwave phototube", Applied Optics, 1, January 1962, pp. 51-53.
- 2) R. G. E. Hutter: "The microwave phototube, new detector for optical receiver", electronics, July 20, 1962, pp. 37-41.
- 3) S. Saito, K. Kurokawa, Y. Fujii, T. Kimura and Y. Uno: "Detection and amplification of the microwave signal in laser light by a parametric diode", Proc. IRE, vol. 50, pp. 2369-2370, November 1962.
- 4) 藤井陽一, 大類隆三: "進行波管による Laser 光の検波" 信学会全国大会, 248, November, 1962.
- 5) D. L. Holshouser and O. L. Graddy: 両氏の談話, 新聞ニュース, February 1962.
- 6) H. Inaba and A. E. Siegman: "Microwave photomixing of optical maser outputs with a PIN-junction photodiodes", Proc. IRE, vol. 50, pp. 1823-1824, August 1962.
- 7) I. Sakuraba: To be published a letter of Proc. IEEE.
- 8) M. R. Currie and J. R. Whinnery: "The cascade backward-wave amplifier: a high-gain voltage-tuned filter for microwave", Proc. IRE, vol. 43, pp. 1617-1631, November 1955.