

# P T M通信方式の雑音と核発振器

石 田 光 夫\*

(信州大学工学部通信科教室)

## 1 緒 言

従来実施されて来た多重通信方式は手段として群変調と分波器を用いる事によつて行われている。斯様な方式で問題となる事の一つは漏話である。多重度を低下させずに漏話を軽減する為には圧電結晶濾波器の様な鋭い遮断特性をもつ高級分波器を使用しなければならぬ、然しVHF或はSHF帯の様な高い搬送周波を用いる超多重方式には使用出来なくなる。即ち本質的に多重を立前とするVHF, SHF帯に適合した通信方式が新に期待される理である。PTM (Pulse Time Modulation) は斯様な要望に応じて提案されたもので、従来の方式に較べての著るしい相違は搬送波を、持続波の代りに時間的に一定間隔で断続された pulse 群を使用する事で、変調は要求に応じて夫々振幅、巾、周波数及び位相等を変化させ、一通話路は一群の pulse の組合せによつて設定される。即ち各通話路は時間的に互に独立して居る為に原理的には漏話を惹き起す事が皆無で、然も pulse 時間巾は幾ら短縮しても差支ない事が明かにされて居るから、多重度が著るしく高められる事になる。一方各通話路の分離装置の構成が極めて簡単な為に従来の分波器を用いる方式に較べ、単位通話路当りの経費が安く又装置が軽量となり、安定度、保守その他可搬性等の点に於て極めて有利な方式である。

次にPTM方式をVHF, SHF帯に適用するに際して発振器を直接変調する事が多く、従つて変調雑音を伴う事が観察される。又矩形波 pulse 電圧で変調しても出力波形の包絡線は振動確立並びに減衰過渡特性に応じて必ずしも矩形波とはならず、pulse 巾の短縮と共に次第に三角波に近くなる。その結果として発振能率、出力の低下及び復調歪等が問題となる。

之等の現象が問題となるのはPTM方式に限るものでなく radar でも同様である。本報告は之等の諸方式で問題となる雑音発生機構を解析し更にs/n比改善策の一つとして核発振器の併用を提案したものである。

## 2 Pulse 化に伴う諸現象

### 2-1) 出力と波形

一般にL, C, Rを素子とする直列振動回路に $e_1$ なる電圧を印加すれば、その端子電圧  $e$  は

$$e=e_1 \mathcal{E}^{-\alpha t} \sin \omega t \quad (1)$$

\* 信州大学教授

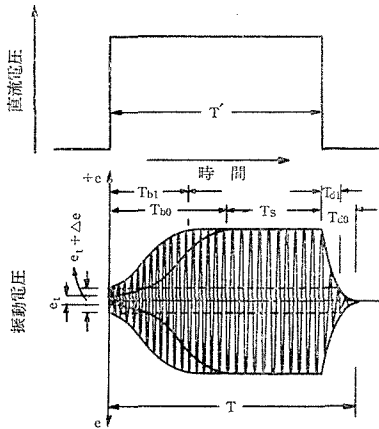
但し  $\alpha = R/2L, \omega = 2\pi f$

に従つて変化する。若しR従つて  $\alpha$  が負号となれば振動は時間の経過と共に対数曲線的に増大する、その為に必要な負の抵抗量は増幅系と饋還系と併用する事によつて導入され、その大きさは増幅度又は饋還度を加減すれば自由に交える事が出来る。反結合方式では発振管の動作電圧及び反結合度を調整すればよく、電子振動方式では bunching 係数と drift angle を加減して目的を達する事が出来る。

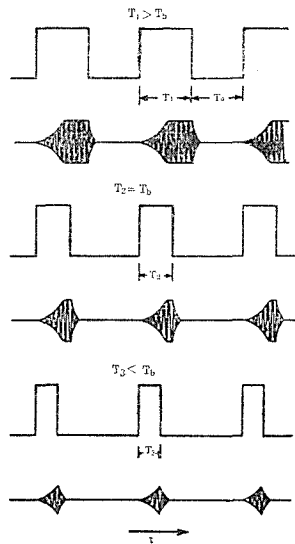
尙回路素子を直線系とすれば、(1)式の関係は時間の経過と共に振幅が無限に増大する事を表わす筈であるが、実際には真空管の非直線飽和特性の為にRの絶対値が変化し平衡を保ち一定振幅となる。次に饋還並びに増幅作用を停止して以後の過渡特性は矢張り(1)式で与えられる。但しこの場合のRは回路自体の高周波実効抵抗である。

従つて発振系を矩形波電圧で変調したときの発振特性は第1図に示す如く確立、飽和、減衰の三特性部分よりなり、確立並びに減衰部の包絡線は対数曲線的である事が分る。

第1図 矩形波電圧による過渡振動特性



第2図 pulse時間 短縮に伴う波形の変化



次で pulse 時間中 T を順に短縮すると波形は第2図の順に上段より下段に変化し

$$T < T_{bo} + T_{do} \tag{2}$$

$T_{bo}$  = 確立時間

$T_{do}$  = 減衰時間

になると飽和特性に入る前に減衰され、波形は矩形波よりくずれ三角波に近くなる。又同時に pulse 出力Pは

$$P = \frac{1}{Z_L T} \int_0^T e^{2dt} \tag{3}$$

$Z_L$  : 負荷インピダンス

で表され、連続定常波の出力に対する比、従つて pulse 発振との能率の比  $\eta'$  は

$$\eta' = \frac{1}{T E^2} \int_0^T e^2 dt \tag{4}$$

(1)式を代入し第1図に示した関係を織り込んで

$$= \frac{1}{T} \left[ \left( -\frac{1}{2\alpha_b} - \frac{1}{2\alpha_d} \right) \left( 1 - \frac{1}{\beta^2} \right) + (T' - T_b) \right] \tag{5}$$

但し  $\beta = E/e_1$

$E$  : 飽和振幅,  $e_1$  : 初期振幅

$\alpha_b$  : 確立時定数 (負符号)

$\alpha_d$  : 減衰時定数 (正符号)

又

$$T = T' + T_d = T_b + T_s + T_d \tag{6}$$

$T_b, T_d$  は夫々(1)式に於て  $e = E$  と置いて

$$\left. \begin{aligned} T_b &= -\frac{1}{\alpha_b} \ln \frac{E}{e_1} \\ T_d &= -\frac{1}{\alpha_d} \ln \frac{E}{e_1} \end{aligned} \right\} \tag{7}$$

(6), (7)を(5)式に代入して

$$\eta' = 1 - \frac{1}{T} \left( \frac{1}{\alpha_b} + \frac{1}{\alpha_d} \right) \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2\beta^2} - \ln \beta \right) \tag{8}$$

を得る。

例えば反射型 klystron について  $\alpha_b = -14.1 \times 10^7$  ( $f = 10\text{KMC}$  で  $Q = 225^*$  に相当), 及び electron beam loading を考慮すれば一般に  $\alpha_d \gg \alpha_b$ , 一方  $E = 10\text{v}$ ,  $e_1 = 10^{-6}\text{v}$  と置いて近似計算すれば

$$\eta' \approx 1 - \frac{1}{T} 10^{-7} \tag{9}$$

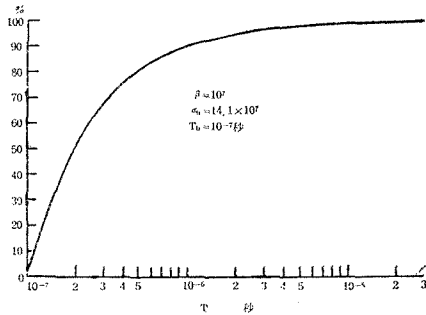
となり、これを図示すれば第3図に示す如く pulse 巾の短縮と共に急速に低下し又この例の確立時間である  $10^{-7}$  秒前後での能率の低下の割合が特に著るしい事等が窺われる。

即ち pulse 巾の短縮と共に波形, 出力及び能率の劣化する事が結論される。

第3図 pulse 巾と比発振能率

2—ii) 過渡雑音

自励発振の場合  $e_1$  に相当するものは shot noise を主とする真空管雑音である。 $\eta'$  一般に fluctuation noise の性質として十分長い時間に亘つて観測すれば、或る部分時間に生ずる瞬間雑音が  $v$  と  $v + dv$  の間の値をとる微分確率  $dp$  は



\* 実測によつて確められて居る桁である。

$$\begin{aligned}
 dp &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \varepsilon^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}} dv \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \varepsilon^{-\frac{\gamma^2}{2}} d\gamma
 \end{aligned} \tag{10}$$

但し  $\sigma$  : 雑音の r.m.s 値

$$\gamma = v/\sigma$$

換言すれば雑音電圧の振幅が平均値を中心として正規分布して居る事を示す関係である。この雑音電圧によつて振動確立特性がどの様な影響を蒙るかを調べる為に第1図に示す如く  $e_1$  が  $e_1 + \Delta e$  丈変つた場合の現象を考える事にする。

先ず過渡電圧特性は(1)式に従つて

$$e = (e_1 + \Delta e) \varepsilon^{-\alpha t} \sin \omega t \tag{11}$$

この場合の確立時間及び減衰時間を夫々  $T_{b1}$ ,  $T_{d1}$  と置けば

$$\left. \begin{aligned}
 T_{b1} &= -\frac{1}{\alpha_d} \ln \frac{E}{e_1 + \Delta e} \\
 T_{d1} &= -\frac{1}{\alpha_b} \ln \frac{E}{e_1 + \Delta e}
 \end{aligned} \right\} \tag{12}$$

$e_1$  のみの場合に較べての短縮される時間は夫々

$$\left. \begin{aligned}
 \Delta T_b &= T_{b0} - T_{b1} = -\frac{1}{\alpha_b} \left( \ln \frac{E}{e_1} - \ln \frac{E}{e_1 + \Delta e} \right) \\
 &= -\frac{1}{\alpha_b} \ln \frac{e_1 + \Delta e}{e_1} \\
 \Delta T_d &= T_{d0} - T_{d1} = -\frac{1}{\alpha_d} \left( \ln \frac{E}{e_1} - \ln \frac{E}{e_1 + \Delta e} \right) \\
 &= -\frac{1}{\alpha_d} \ln \frac{e_1 + \Delta e}{e_1}
 \end{aligned} \right\} \tag{13}$$

となる。

一方電圧が  $\Delta e_1$  丈変る事によつて惹き起される平均電流の変化分  $\Delta I$  は、反結合管の場合には

$$\Delta I = g_m (\Delta T_b + \Delta T_d) \cdot E \tag{14}$$

$$= -g_m E \left( \frac{1}{\alpha_b} + \frac{1}{\alpha_d} \right) \ln \frac{e_1 + \Delta e}{e_1} \tag{14}$$

一般電子振動管の場合には electron admittance を  $Y_e$  と置けば

$$\Delta I = k Y_e (\Delta T_b + \Delta T_d) \cdot E, \quad k: \text{定数} \tag{15}$$

$$= -k Y_e E \left( \frac{1}{\alpha_b} + \frac{1}{\alpha_d} \right) \ln \frac{e_1 + \Delta e}{e_1} \tag{15}$$

となり、何れの場合でも  $\ln \frac{e_1 + \Delta e}{e_1}$  に比例する事が導かれる。

$e_1$  は(10)式の分布に従う shot noise の spectra 密度分布に応じて時間的に変化する量であるから(14), (15)で表わされる  $\Delta I$  は雑音量になる。斯様にして pulse 発振器は所謂

quenched noise を伴う事が知られる。

2—iii) 同期作用

(2—ii)に述べた様に pulse 発振器の過渡特性は  $e_1$  の大きさに左右される。従つて一定値を越す  $e_1$  の印加と共に確立部分に於ては確立時間  $T_b$  の短縮と包絡線波頭の前駆現象を呈し減衰部分では  $T_d$  の短縮を生ずる。 $e_1$  は shot noise の雑音 spectra 成分電圧でも外来信号電圧でも同様に取扱われ、その角周波数は  $\omega_0$  である。然るに実際には必ずしも  $\omega_0$  に一致しない周波数の入力電圧によつて十分制御される事が認められる。この作用は外来信号による同期現象として説明されている。同期中は回路の Q, 両振動の相対強度,  $g_m$ , 反結合度等によつて決められ、van der Pol 等の理論に従つて同期特性が求められる。

振動開始時の初期振幅は極めて小さく普通真空管雑音の平均電圧は数  $\mu V$  であるから、同程度の比較的小さい電圧及び可成り離調した信号波によつて十分引込まれる事が分る。

尚結合発振器の性質として  $t=0$  に  $\Delta\omega$  丈低い再周波数の同期電圧が加えられた場合発振周波数の過渡特性として変化分  $\Omega$  は

$$\Omega = -\Delta\omega \left[ 1 - \frac{2}{(\partial t)^2 - 2(\partial t) + 2} \right] \tag{16}$$

$$\partial t = \theta_0 - \phi$$

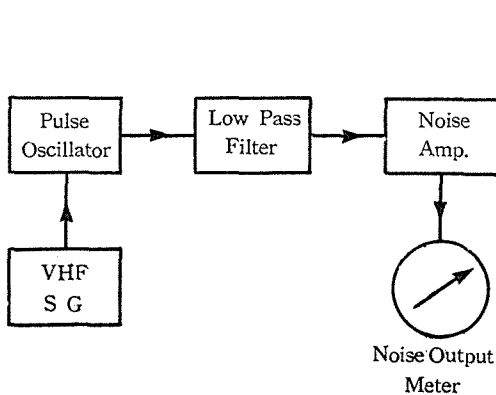
$$\theta_0 = \omega_0 t : \text{発振電圧の瞬時位相変化量}$$

$$\phi : \text{制御電圧の " "}$$

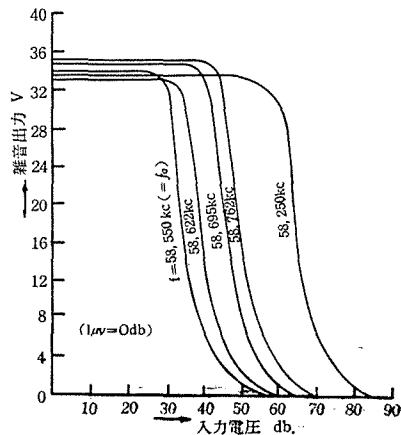
となり時間の経過と共に  $\pm \Delta\omega$  の間に最大の beat を作り漸近的に同期される。即ち同期に入る前に beat をつくる事が分る、この現象は実験的によく知られてきた事である。

以上の性質より、若し同期電圧  $e_s$  が雑音電圧よりも大きければ(14), (15)式の  $\Delta e$  の

第4図 雑音の電圧分布測定回路



第5図 雑音電圧分布



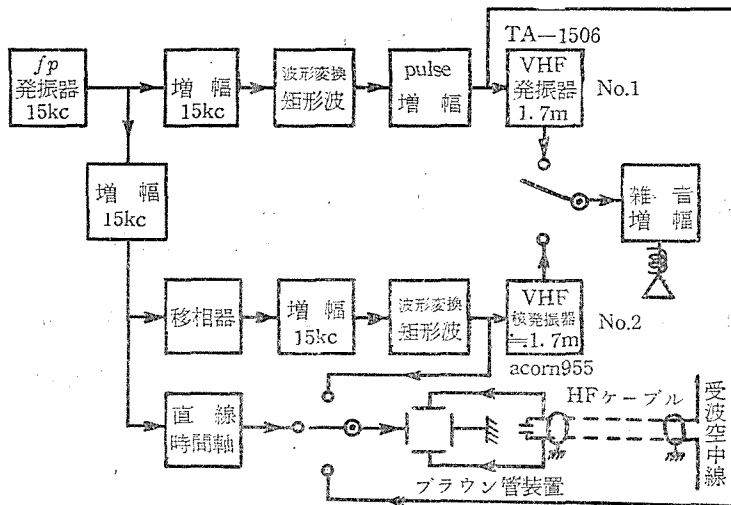
影響は mask されて  $\Delta I \rightarrow 0$  となり振動は信号によつて制御され noise が消滅する事になる。入力電圧と雑音量減少の割合は出力回路の特性に依つて変るから一概には云えないが反結合管を正弦波電圧で抑振した場合の quenched noise の電圧分布を第4図の回路構成に従つて実測せる例を第5図に示す。この結果より noise level を約60db 以下に抑圧するには 1mv 内外の同期電圧を必要とする事が分る。 $\Delta\omega$  を大きくすれば当然同期電圧も相応して大きくしなければならぬ事も第5図より窺われる。

#### 2-iv) pulse による同期特性

(2-iii) に述べた同期作用を尙一層明確にする為には持続波振動の代りに同期信号も pulse として観測を行つた。

測定方法は第6図の方式に従い主 pulse と同期 pulse の繰返し周期を同一周波数で規定し、両者の相対時間関係を変化さす為には繰返し周波数の精密回転型移相器を使用した。この方式の特長は確立特性の各時間毎に於ける同期作用並びに相対時間(又は位相角)を精細に調べる事が出来る点にある。

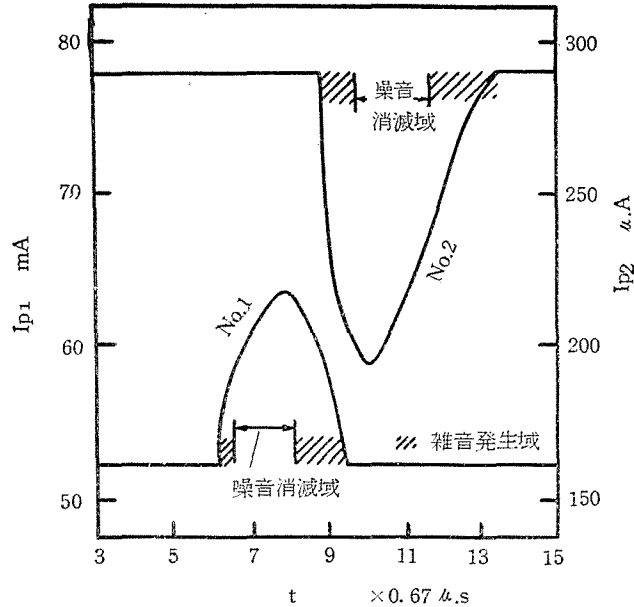
第6図 pulse による同期現象観測回路



観測は両者の間に生ずる干渉作用を陽極電流又は雑音量に現れる変化に着目して行つた。第7図は TA1506管について  $\lambda=1.7m$  で行つた測定結果を示したものである。この外に SY-2を用いた radar 用 pulse 送信機についても同様の実験を行つた。之等の実験を通じて次の現象が確められた。

- 尖頭出力数+kwの送信機でも acorn 管程度の小電力発振器によつて発振開始並びに雑音が十分制御される。
- 陽極電流の変化中と雑音消滅中は必ずしも一致せず後者は前者より常に狭い。
- 陽極電流並びに雑音の変化中は相手の pulse 中に現れ自己の変化中には全然影響

第7図 pulse による同期特性



しない。

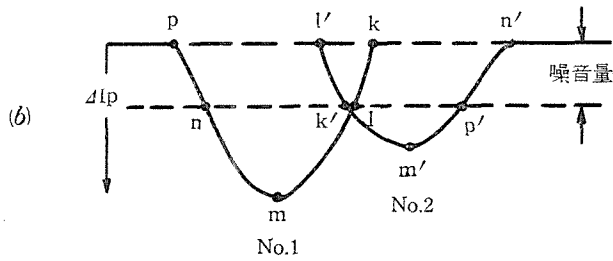
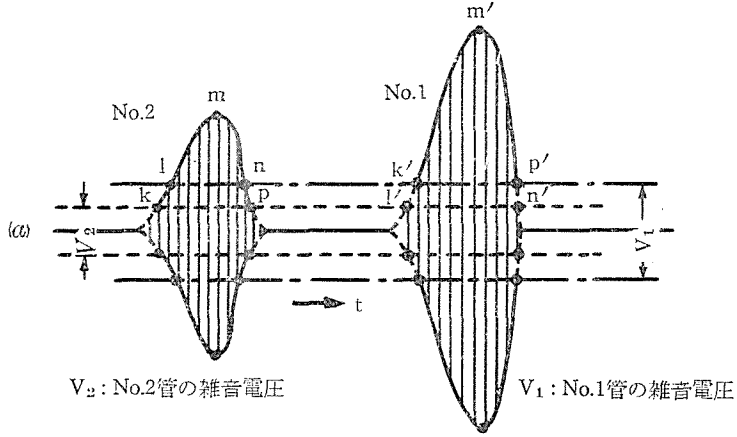
- d) 陽極電流の変化し始めと、終りの雑音消滅域との間に存在する雑音は常時発生して居る雑音とは音色が異なる。
- e) 両 pulse の間の変化は同時には起らず時間的に相接して生じ、両 pulse の時間的前後関係に従つて、時間的に遅れて起動する発振を制御し僅かでも前駆して居るものには全然影響しない。

これ等の特性は同期現象が振動開始点のみに強く作用する事と両 pulse の雑音電圧 level の相違を想定する事によつて説明する事が出来る。即ち第8図(a)に示す如く No. 1, No. 2 両 pulse の雑音電圧を夫々  $v_1, v_2$  とし No. 2 pulse を No. 1 の方に順に移動して両者の envelope に付した符号に対応して同図(b)に示す様な変化を生ずる事になり、第7図に示したと全く類似の特性が導かれる。尚雑音消滅域の前後に新しく雑音を発生する事は No. 1 と No. 2 の雑音同志が相加干渉する事によるものと考えられる。

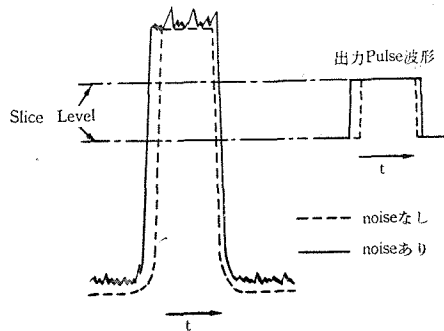
### 3 P T M方式の雑音軽減法

PTM方式では level の上下を slice するから AM (BSS) 方式に較べ本質的に s/n が改善される。又理想的矩形波 pulse では noise は皆無になる筈であるが、(II-i) に述べた過渡特性に従つて指数函数的に変化するから第9図に示す関係に従つて noise 分が必ず附随する、今電力、変調周波、LF増幅器帯域巾等の条件を総て等しくして BSS・AM方式と s/n を比較すれば改善度 R は前辺丈を変調する PPM 方式を例にとれば

第 8 図 pulse による同期現象の解析図



第 9 図 PPM方式の雑音発生機構



$$R_{PPM} = \frac{\Delta\phi}{\pi\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{a \cdot f_B}} \frac{f_C}{f_P} \quad (17)$$

但し  $\Delta\phi$ : pulse 位相の最大推移量

$a$ : pulse 巾

$2f_B$ : 受信機の IF 増幅器帯域巾

$f_C$ : pulse の周波数成分帯域巾



$$f_p = \frac{1}{T} : \text{非変調pulse の繰返し周波数}$$

良く設計された受信機では

$$f_B = f_C = \frac{1}{a} \quad (18)$$

と置けるから

$$R'_{\text{PPM}} = \frac{\Delta\phi}{\pi\sqrt{2}} \frac{1}{af_p} \quad (19)$$

又変調指数を十分大きくして

$$\Delta\phi = \pi \quad (20)$$

とせるときは簡単に

$$R''_{\text{PPM}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T}{a} \quad (21)$$

となり、 $T$ と $a$ の比に比例する事になる。

これ等の結論より PPM 方式の  $s/n$  を改善する為には pulse 巾を短縮する一方変調指数を雑音による変調指数  $\Delta\phi_n$  に比してなるべく大きくすれば良い事になる。實際上  $a$  は振動確立特性によつて左右され、普通実用に供されて居る例では 4000 MC 帯で  $a$  は数  $\mu\text{s}$ 、確立時間は  $10^{-7} \sim 10^{-8}$  秒と見做されるから波形歪は無視される。 $\Delta\phi_n$  を小さくする為には雑音電圧の絶対値を小さくする事は本質的な問題であるが極めて困難な事である。PTM 方式に限つてこの問題を考えれば  $\Delta t_b$  を小さくすればよく、その為に考えられる手段として雑音成分より大きい値の電圧で起振を同期制御する事である。斯様な目的をもつて附加される局部発振器を核発振器と云う。我々は radar 及び対地高度計<sup>(7)</sup>の送信 pulse の整形と発振能率の低下を防ぐ目的にその使用を提案し効果を認めて来た。特に送受装置が同一箇所<sup>(8)</sup>に配置される場合受信機能が核発振出力によつて飽和される事なく最大能力を発揮させるために核発振も衝撃波とする事を主唱して来た。衝撃波核発振器の動作を効果的にする為に課せられる要項は (2) の所論に従つて下記の様に導かれる。

- a) 波形は必ずしも矩形波である事を要しない。
- b) pulse 巾は任意に選定される。
- c) 核 pulse は主 pulse より僅かながら必ず前駆し然も overlap して配置される事。
- d) 原則として周波数は厳密に一致する必要はないが、周波数の変動は level 変動の原因となるから安定化されたものを用いる必要がある。
- e) 尚反射型クライストロン其他一般電子振動管の様に電圧によつて本質的に周波数の変るものに適用する場合には振動の主勢力と開始点の周波数とは異なるから、原則として核発振周波数は振動開始点の周波数に等しくする事が必要である。

核発振器の効果は入力電圧に応じて第 5 図の結果より推定され、数 mv の入力で 60db 以上の改善度が期待出来、4000 MC PPM 方式に適用した例の結果とも符合する。

即ち核発振器、特に衝撃波核発振器は radar 及び PTM 方式の pulse 波形、発振能率低下、 $s/n$ 、漏話度を改善するに極めて有効な手段と判断される。又発振方式、発振

周波数の如何に制限なく適用される。

#### 4 結 論

PTM方式の雑音は波形が完全な矩形波でない為に振動確立過渡特性に雑音電圧が影響し、包絡線の前辺特性の“advance”と decay time の縮退現象を呈する。従つて十分大きい level で pulse の上下を slice しても出力 pulse は雑音電圧によつて PPM される事になる。

PTM方式はAM (BSS) 方式に比し s/n の点で本質的な利点を持つて居るが、更に s/n改善度を高める為に核発振器の併用を提案した。その動作要点は pulse を起振時に於て同期制御する事で波形は持続波でも高周波 pulseでも同様に目的を達する事が出来、数+db の入力電圧で 60db 以上の改善度が容易に期待出来る。

その他波形、能率、漏話等の改善にも有効な事をのべた。

本報告は超再生方式に関する研究との関連の下に文部省科学研究費によつて行つたものである。

#### 引 用 文 献

- 1) *van der Pol* : *Phil. Mag.* 3 (1927), P.I.R.E 22. Sept. (1934)
- 2) 石田光夫, 中鉢不二夫 : 電気2学会 東北支部講演会予稿 昭24.11
- 3) 石田光夫 : 同 上
- 4) 石田光夫, 齊藤博 : 電気三学会 23回聯合大会予稿 昭18.9
- 5) Goldman : *Frequency Analysis, Modulation and Noise* P.283  
McGraw-Hill Book Co. (1948)
- 6) 石田光夫 : 信州大学紀要 第2号 昭27.7
- 7) 石田光夫 : 日本學術振興会第1小委員会報告 昭14
- 8) 石田光夫 : 電気三学会 26回連合大会予稿 昭27.5
- 9) 今井春蔵, 牧野田俊二 : 電気三学会東京支部連合大会 昭26.11

### Summary

## SIGNAL TO NOISE IMPROVEMENT IN A PTM SYSTEM (“KERNEL OSCILLATOR”)

Mitsuo ISHIDA\*

(Institute of Electrical Communication Engineering, Faculty of Eng.)

Many researchers have already discussed the advantages of PTM system from the point of view of distortion and crosstalk. The purpose of this paper is to discuss another significant aspect of any communication system, which is the system signal to noise improvement.

The basic mechanisms of fluctuation noise generator of PTM signal is the synchronizing action of pulse oscillator by valve noise.

If the pulse time is shorter compared with the build up time of oscillation, the shape of pulse is distorted and the efficiency decreases.

In order to improve the S/N, distortion and oscillation efficiency, kernel oscillator is profitable and, moreover, impulsive kernel oscillator has produced many valuable results.

These oscillator synchronizes the main pulse oscillation overcoming the fluctuation noise within the range of 60 db. of S/N up to the frequency of microwave signal.

---

\* Professor of Shinshu University.