

超再生発振器の応用

平川 広満・野元 保幸*・宮下 和久**
 馬田 徳夫***・武石 泰亮
 (受理 昭和50年5月30日)

APPLICATION OF SUPERREGENERATIVE OSCILLATOR

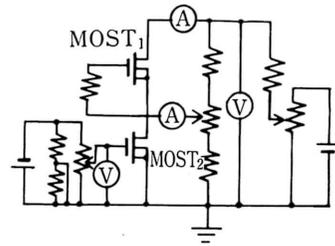
Hiromitsu HIRAKAWA, Yasuyuki NOMOTO, Kazuhisa MIYASHITA,
 Norio MADA and Taisuke TAKEISHI

An interrupted continuous oscillator is applied as a sender of a simple telemeter and an operational characteristics of the oscillator is analyzed theoretically, in which relations between amplitudes of the oscillations and effective mutual conductances with changing a gate-bias voltage of FET used in a circuit and variations of initial amplitudes of the each oscillations by quenching wave-forms are discussed in detail. Experimental set-up and results as the sender of the telemeter for output signals from a null detecting system are described.

まえがき

超再生方式は従来比較的簡単な回路で高感度がえられる受信方式として知られている¹⁾²⁾³⁾。発振状態にある再生検波回路において、発振を瞬時的に断続させると、個々の発振の初期振幅が到来信号の強さにより変動するので、その発振を検波してえられる電流が到来信号に対応して変り、高感度がえられる。これらの研究はいずれも受信機としての特性を研究したもので、発振振幅の立ち上りの速さは一定として解析を行なっている。本研究は超再生方式を微小電位変化を伝送するテレメータの送信機に応用する目的のためなされている。発振器を一定瞬滅周期で起動・停止させる場合、発振の立ち上り速さを伝送しようとする微小信号電圧波形に従って変化させると、この発振波形よりえられる検波電流は微小信号電圧波形に比例する。このような断続発振器を送信機に応用した場合の諸特性については一部すでに発表した⁴⁾⁵⁾⁶⁾、MOSFETの V_g-I_D 特性式から求めた発振電流振幅の式、ゲートバイアス電圧を変化させたときの実効 G_m の検討、初期発振電流振幅についての考察、瞬滅波形を方形波と正弦波にした場合の発振電流振幅波形の変化、瞬滅周波数と感度との関係、この発振器の信号を再生受信機で受信した場合の受信特性等について先の論文⁶⁾を補完するために報告を行なう。

* 東芝 (昭48. 鹿児島大・工・電子卒)
 ** 電々公社 (昭48. 鹿児島大・工・電気卒)
 *** 松下電器 (同上)



Ⓐ: 可動コイル形電流計
 Ⓥ: 可動コイル形電圧計
 MOST₁, MOST₂: 3SK20
 図1 $V_{g0}-I_D$ 特性の測定回路

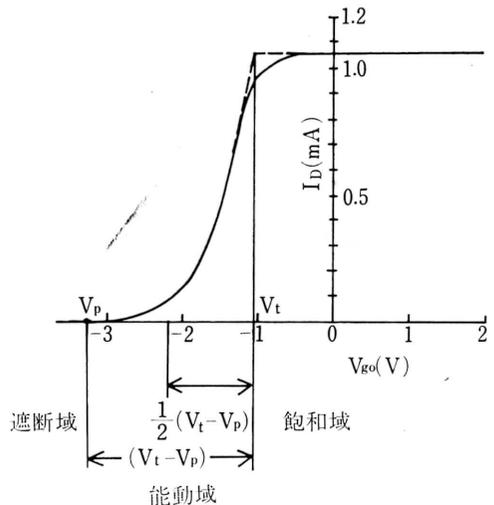


図2 カスコード回路の $V_{g0}-I_D$ 特性

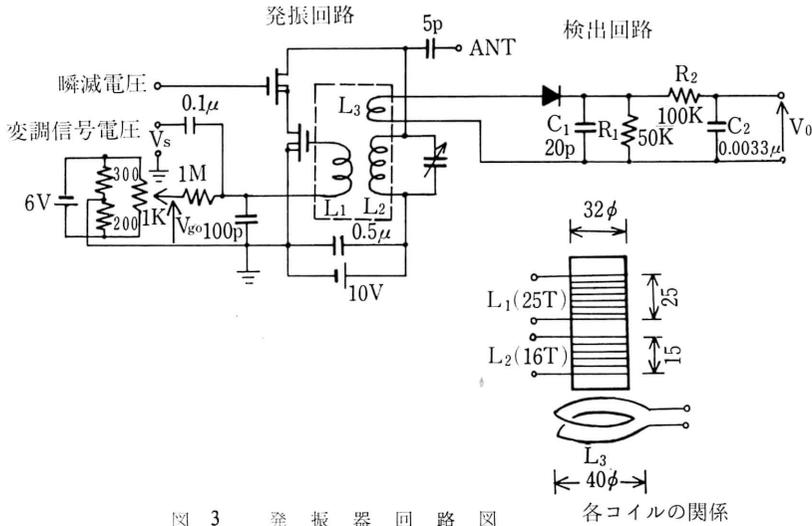


図3 発振器回路図

各コイルの関係

1. MOSFET カスコード増幅回路の特性

図1に示す MOSFET 2個を直列に接続したカスコード増幅回路において下段ゲートバイアス電圧を变化させたときのドレイン電流特性は図2のようになる。なおこの特性測定の場合、上段ゲート電圧は下段ゲートバイアス電圧を零にした状態の上段ソース電圧と等しくなるよう別に分圧回路を設けて固定している。図2に示す $V_g - I_D$ 特性は非常によい二乗特性を示している。しかし二乗特性曲線から飽和にうつる曲線部分は複雑さをさげ破線により近似を行なう。

2. 発振回路の解析

図3のドレイン同調形発振回路において、使用する MOSFET カスコード回路の下段ゲート電圧 V_{g1} とドレイン電流 I_D 間の関係は下段ゲート電圧の瞬時値が能動域にあるときは前述のように一般に次式により近似できる。

$$I_D = K(V_{g1} - V_p)^2 \quad (1)$$

ただし、 V_p はピンチオフ電圧、 K は定数、 V_{g1} は直流下段ゲートバイアス電圧 V_{g0} (以後バイアス電圧 V_{g0} という) と伝送しようとする微小信号電圧 V_R と相互インダクタンス M により帰還される電圧 v_g の和として

$$V_{g1} = V_{g0} + V_R + v_g \quad (2)$$

V_R は一般に時間とともに変化するがその速さは v_g の周波数にくらべはるかに遅いのでここでは直流的に考える。このとき I_D 中の交流分 i_d は(1)式より次

のようにあらわされる。

$$\begin{aligned} I_D + i_d &= K(V_{g0} + V_R + v_g - V_p)^2 \\ &= K\{(V_{g0} + V_R - V_p) + v_g\}^2 \\ &= K(V_{g0} + V_R - V_p)^2 + K\{2(V_{g0} \\ &\quad + V_R - V_p)v_g + v_g^2\} \end{aligned} \quad (3)$$

故に交流分 i_d は

$$i_d = K\{2(V_{g0} + V_R - V_p)v_g + v_g^2\} \quad (4)$$

一方ドレイン回路において次式が成立つ

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (5)$$

$$i_L + i_c = i_d \quad (6)$$

ここで

$$v_g = M \frac{di_L}{dt} \quad (7)$$

(5) 式の両辺を t について微分すると

$$L \frac{d^2 i_L}{dt^2} + R \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (8)$$

(6) 式より

$$L \frac{d^2 i_L}{dt^2} + R \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i_L) \quad (9)$$

(9) 式に(4)式を代入すると

$$\begin{aligned} L \frac{d^2 i_L}{dt^2} + R \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{C} [K\{2(V_{g0} + V_R \\ &\quad - V_p)v_g + v_g^2\} - i_L] \end{aligned}$$

(7) 式から

$$\begin{aligned} L \frac{d^2 i_L}{dt^2} + R \frac{di_L}{dt} &= \frac{2K}{C} (V_{g0} + V_R - V_p) M \frac{di_L}{dt} \\ &\quad + \frac{K}{C} M^2 \left(\frac{di_L}{dt} \right)^2 - \frac{1}{C} i_L \end{aligned}$$

故に

$$L \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left\{ R - \frac{2KM(V_{g0} + V_R - V_p)}{C} \right\} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} i_L - \frac{K}{C} M^2 \left(\frac{di_L}{dt} \right)^2 = 0 \quad (10)$$

(10) 式は非線形で解けない。しかし $\left(\frac{di_L}{dt} \right)^2$ 項は他の項に比べて十分小さいので無視して、 i_L の近似解を求める。

$$\therefore L \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left\{ R - \frac{2KM(V_{g0} + V_R - V_p)}{C} \right\} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} i_L = 0 \quad (11)$$

(11) 式を解くと

$$i_L = I_0 e^{\lambda t} \sin(\omega t + \varphi) \quad (12)$$

ただし、 λ は発振電流振幅の立ち上り速さ（以後立ち上り速さ λ という）で

$$\lambda = \frac{2KM(V_{g0} + V_R - V_p)}{2LC} = \frac{G_m M - RC}{2LC} \quad (13)$$

ここで

$$G_m = 2K(V_{g0} + V_R - V_p) \quad (14)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \lambda^2} \doteq \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (15)$$

I_0 は発振の初期電流振幅（回路に存在する雑音電流過渡電流等の合成振幅であるが一定とする）、 φ は位相角（初期電流の位相によって決る）。ここで $\lambda > 0$ 、 ω は実数でなければならぬから

$$0 < \frac{MG_m - RC}{2LC} < \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (16)$$

(12) 式より発振電流は回路に存在する雑音電流振幅 I_0 を初期振幅として指数関数に従って増加するが振幅は無限大にならず MOSFET のもつ特性によつてきまる飽和値におちつく。なお $\left(\frac{di_L}{dt} \right)^2$ 項を無視して求めた (12) 式は後節で述べるようにシンクロスコープにより観測した波形より無視して問題ないことが確かめられた。

3. ゲートバイアス電圧と実効相互コンダクタンスとの関係

前節で測定した $V_g - I_D$ 特性上にゲートバイアス電圧値を設定すると、ドレインにあらわれる電流波形はゲードに加える信号電圧 $V_R = E \sin \theta$ の振幅 E の大きさにより4つのグループに大別される。各々の場合について実効 G_m を求めると次のようになる。

[I] ドレイン電流波形が図4の①'のようにゲートに加えた信号電圧①に比例してあらわれる場合

図4の①'波形のように両側が切れない間は信号電圧 $V_R = E \sin \theta$ を(1)式に代入してドレイン電流の基本波分を求める。

$$\begin{aligned} I_D(\theta) &= K(V_g + E \sin \theta)^2 \\ &= K(V_g^2 + 2V_g E \sin \theta + E^2 \sin^2 \theta) \end{aligned} \quad (17)$$

故に実効相互コンダクタンスはゲートに加える信号電圧の振幅値とドレイン電流の基本波振幅との比と定義するので(17)式より

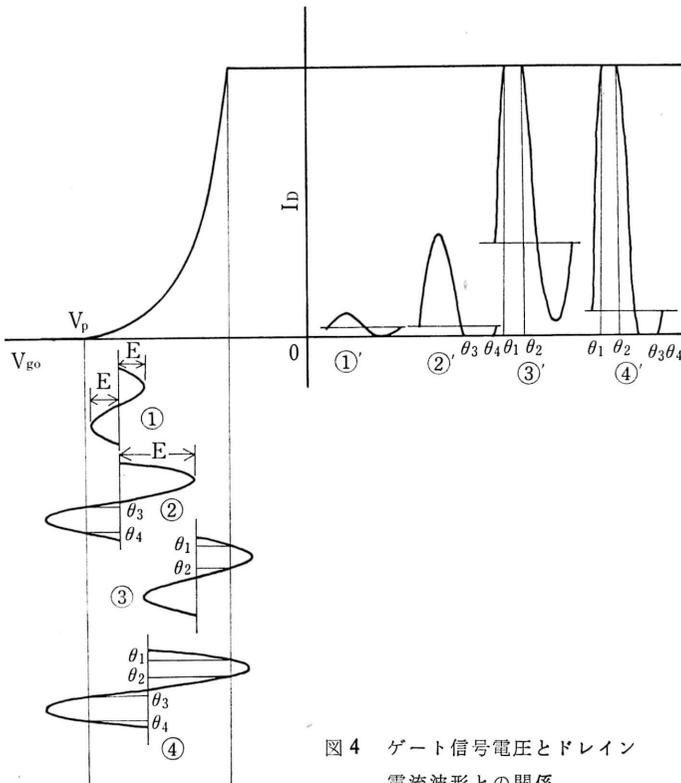


図4 ゲート信号電圧とドレイン電流波形との関係

$$G_m = \frac{\text{ドレイン電流の基本波振幅}}{\text{ゲート信号電圧振幅}} \\ = 2KV_g \quad (\text{一定}) \quad (18)$$

ただし

$$V_{g0} - V_p = V_g, \quad V_t - V_p = V_s, \quad v_g = 0 \\ V_t: \text{ドレイン電流が飽和するときのゲートバ} \\ \text{イアス電圧値}$$

〔II〕ドレイン電流波形が図4の②'のようにゲートに加えた信号電圧②の振幅の増大とともに下側から切れはじめる場合

図②'よりドレイン電流の基本波成分をフーリエ級数より求める。基本波振幅 b_1 は

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_D \sin \theta d\theta \\ = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\theta_3} K(V_g + E \sin \theta)^2 \sin \theta d\theta \quad (19)$$

ただし

$$\sin \theta_3 = -\frac{V_g}{E}, \quad \cos \theta_3 = -\sqrt{1 - \sin^2 \theta} \\ = -\sqrt{1 - \frac{V_g^2}{E^2}} \\ \theta_3 = \pi + \sin^{-1} \frac{V_g}{E} \quad (20)$$

(19) 式をとくとき、この式に (20) 式を代入すると

$$b_1 = \frac{2KE}{\pi} \left\{ \left(\frac{\pi}{2} + \sin^{-1} \frac{V_g}{E} \right) V_g \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \left(2 + \frac{V_g^2}{E^2} \right) \sqrt{E^2 - V_g^2} \right\} \quad (21)$$

故に実効 G_m は

$$G_m = \frac{b_1}{E} = \frac{2K}{\pi} \left\{ \left(\frac{\pi}{2} + \sin^{-1} \frac{V_g}{E} \right) V_g \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \left(2 + \frac{V_g^2}{E^2} \right) \sqrt{E^2 - V_g^2} \right\} \quad (22)$$

〔III〕ドレイン電流波形が図4の③'のようにゲートに加えた信号電圧③の振幅の増大とともに上側から切れはじめる場合

図③'よりドレイン電流の基本波成分をフーリエ級数より求める。基本波振幅 b_1 は

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_D \sin \theta d\theta \\ = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\theta_2} I \sin \theta d\theta + \frac{2K}{\pi} \left\{ \int_{\frac{\pi}{2}}^{\theta_2} V_g^2 \sin \theta d\theta \right.$$

$$\left. + \int_{\theta_2}^{\frac{3}{2}\pi} 2EV_g \sin^2 \theta d\theta + \int_{\theta_2}^{\frac{3}{2}\pi} E^2 \sin^3 \theta d\theta \right\} \quad (23)$$

ただし

$$\sin \theta_2 = \frac{V_s - V_g}{E}, \quad \cos \theta_2 = -\sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} \\ \theta_2 = \pi - \sin^{-1} \frac{V_s - V_g}{E} \quad (24)$$

I : ドレイン飽和振幅値

(23) 式をとくとき、この式に (24) 式を代入すると

$$b_1 = \frac{2KE}{\pi} \left[\left\{ \frac{\pi}{2} + \sin^{-1} \frac{(V_s - V_g)}{E} \right\} V_g \right. \\ \left. - \frac{1}{3E} (2E^2 - 2V_s^2 + V_s V_g + V_g^2) \cdot \right. \\ \left. \sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} \right] \quad (25)$$

故に実効 G_m は

$$G_m = \frac{2K}{\pi} \left[\left\{ \frac{\pi}{2} + \sin^{-1} \frac{(V_s - V_g)}{E} \right\} V_g \right. \\ \left. - \frac{1}{3E} (2E^2 - 2V_s^2 + V_s V_g + V_g^2) \cdot \right. \\ \left. \sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} \right] \quad (26)$$

〔IV〕ドレイン電流波形が図4の④'のようにゲートに加えた信号電圧④の振幅の増大とともに両側が切れはじめるとき

図④'よりドレイン電流の基本成分をフーリエ級数より求める。基本波振幅 b_1 は

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_D \sin \theta d\theta \\ = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\theta_2} I \sin \theta d\theta \\ + \frac{2}{\pi} \left\{ \int_{\theta_2}^{\theta_3} K(V_g + E \sin \theta)^2 \sin \theta d\theta \right\} \quad (27)$$

(27) 式をとくとき、この式に (20), (24) 式を代入すると

$$b_1 = -\frac{2KV_g}{\pi} \cos \theta_2 + \frac{2KE^2}{\pi} \left[\{ (\theta_2 - \theta_3) \right. \\ \left. + (\sin \theta_3 - \sin \theta_2) \cos \theta_2 \} \cdot \sin \theta_3 \right. \\ \left. + \frac{2}{3} (\cos \theta_2 - \cos \theta_3) + \frac{1}{3} (\sin^2 \theta_2 \cos \theta_2 \right. \\ \left. - \sin^2 \theta_3 \cos \theta_3) \right] \\ b_1 = \frac{2K}{\pi} \left[V_s^2 \sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} + (\theta_3 - \theta_2) V_g E \right.$$

$$\begin{aligned}
& -V_s V_g \sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} \\
& - \frac{2}{3} \left\{ \sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} - \sqrt{1 - \frac{V_g^2}{E^2}} \right\} E^2 \\
& + \frac{1}{3} \left\{ -(V_s - V_g)^2 \cdot \sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} \right. \\
& \left. + V_g^2 \sqrt{1 - \frac{V_g^2}{E^2}} \right\} \quad (28)
\end{aligned}$$

故に G_m は

$$\begin{aligned}
G_m = \frac{2K}{\pi} & \left[\left\{ \sin^{-1} \frac{V_g}{E} + \sin^{-1} \frac{(V_s - V_g)}{E} \right\} V_g \right. \\
& + \frac{1}{3E} (2E^2 + V_g^2) \sqrt{1 - \frac{V_g^2}{E^2}} - \frac{1}{3E} (2E^2 \\
& \left. - 2V_s^2 + V_s V_g + V_g^2) \sqrt{1 - \frac{(V_s - V_g)^2}{E^2}} \right] \quad (29)
\end{aligned}$$

以上ドレインにあらわれる電流の波形を4つのグループに大別し、各々の場合について実効 G_m の一般式を求めた。それ故ゲートバイアス電圧 V_g の値を決めれば、ゲートに加える信号電圧振幅 E の大きさによりドレインにあらわれる波形が決るので、そのときの波形の状態を以上述べた〔I〕～〔IV〕にあてはめ、それぞれ条件をみatus G_m の式に V_g の値を代入すれば G_m の値を求めることができる。つぎに2, 3の代表例をあげて説明を行う。

(i) $V_g=0$ のとき

この場合は最初から下側半分が切れた状態で $E \leq V_s$ のとき〔II〕の場合に相当する。故に(22)式に $V_g=0$ を代入すると

$$G_m = \frac{4K}{3\pi} E$$

$E \geq V_s$ のとき〔IV〕に相当する。故に(29)式に $V_g=0$ を代入すると

$$G_m = \frac{4K}{3\pi} E - \frac{4K}{3\pi} \cdot \frac{E^2 - V_s^2}{E} \sqrt{1 - \frac{V_s^2}{E^2}}$$

(ii) $V_g = \frac{1}{2} V_s$ のとき

$0 \leq E \leq \frac{1}{2} V_s$ のときは上側下側共波形は切れないので〔I〕に相当する。(18)式に $V_g = \frac{1}{2} V_s$ を代入すると

$$G_m = 2KV_g = KV_s$$

$E \geq \frac{1}{2} V_s$ のときは両端が切れはじめるので〔IV〕に相当する。(29)式に $V_g = \frac{1}{2} V_s$ を代入すると

$$G_m = \frac{KV_s^2}{\pi E} \sqrt{1 - \frac{V_s^2}{4E^2}} + \frac{2KV_s}{\pi} \sin^{-1} \frac{V_s}{E}$$

(iii) $V_g = V_s$ のとき

この場合は最初から上側半分が切れた状態で $0 \leq E \leq V_s$ のとき〔III〕に相当するので(26)式に $V_g = V_s$ を代入すると

$$G_m = KV_s - \frac{4K}{3\pi} E$$

$E \geq V_s$ のとき〔IV〕に相当するので(29)式に $V_g = V_s$ を代入すると

$$\begin{aligned}
G_m = -\frac{4K}{3\pi} E + \frac{2K}{3\pi} \left(2E + \frac{V_s^2}{E} \right) \sqrt{1 - \frac{V_s^2}{E^2}} \\
+ \frac{2K}{\pi} V_s \sin^{-1} \frac{V_s}{E}
\end{aligned}$$

以上代表的な例をあげて説明を行つたが、ゲートバイアス電圧をいろいろな値に選んだ場合のゲート信号電圧振幅 E に対する G_m の変化をわかりやすくグラフにあらわしたのが図5である。この図において発振を生ずるためにはゲートバイアス電圧 V_{g0} は実効 G_m の初期値(14)式により与えられる値)が RC/M 線より上の値になるよう選ばねばならない。発振が生じた後はその振幅が小さい間は(14)式の値で一定であるがバイアス電圧 V_{g0} によりきまる実効 G_m 線上で振幅が一たん点線 ab 又は $a0$ の右に出ると、(14)式による値とは異つた値をとりながら下段ゲートに加わる発振電圧振幅 E の増大にしたがつて、いずれの線も一つの直角双曲線に収束しながら減少していく。したがつて発振電圧振幅 E が十分大きくなると RC/M の線と交わり、この点で発振が飽和する。この点の横座標すなわちゲートに加わる発振電圧の飽和振幅は図5より明らかなようにそのときのバイアス電圧にかかわりなくほぼ一定になる。しかし厳密には飽和振幅は一定とは言えない。図5よりたとえば $RC/M = 0.4KV_s$ としたとき V_g が $0 \sim \frac{1}{2} V_s$ に変化するときの飽和振幅は大きくなり、 $V_g = \frac{1}{2} V_s$ のとき最大となる。又 V_g が $\frac{1}{2} V_s \sim V_s$ まで変化すると飽和振幅は小さくなる。このことをわかりやすくグラフにあらわしたのが図6である。図6に示すように発振の立ち上り速さ λ の値が変化するに従い飽和発振振幅もわずかではあるが変化する。 RC/M を小さくすることによりこの差が無視出来る程小さくなるので以下飽和振幅は一定としてさしつかえない。このことは図7に示す各ゲートバイアス電圧に対する立ち上り速さ λ

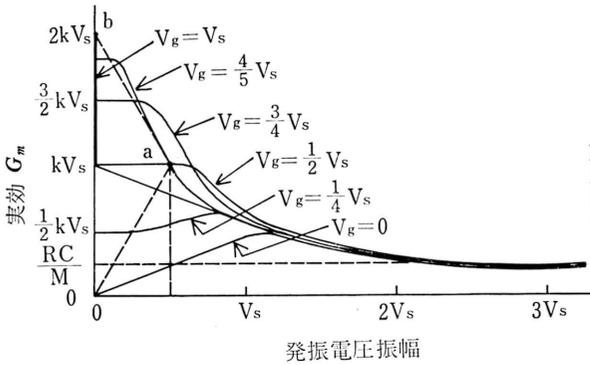


図5 各ゲートバイアス電圧におけるゲートに加わる発振振幅と実効 G_m の関係

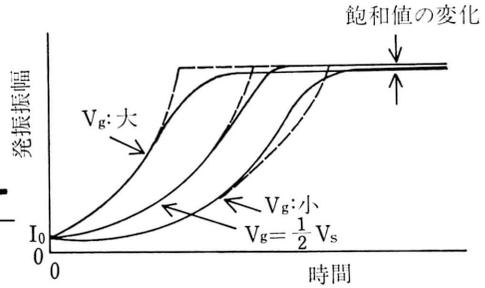


図6 ゲートバイアス電圧と飽和発振振幅の関係

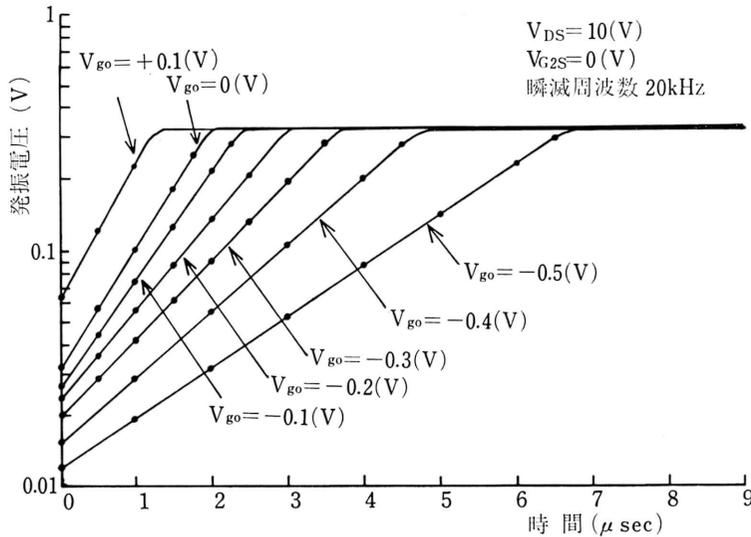


図7 各ゲートバイアス電圧に対する立ち上り速さと飽和振幅の関係

と発振電圧振幅の関係をシンクロスコープにより測定した結果からも明らかである。

4. 各瞬減周波数におけるゲートバイアス電圧と検波出力電圧の関係

図3に示す実験回路の下段ゲートにバイアス電圧と微小信号電圧を加え、上段ゲートに方形波(と正弦波)の瞬減電圧を加えて発振の起動・停止を行っている。発振電圧はタンク回路に電磁結合したコイル L_3 で取り出し、その信号をダイオードで検波整流している。検波回路の C_1, R_1 は発振波形の包絡線に比例した波形がえられるよう、瞬減周期と比べ十分に短い時

定数にえらばれ、 C_2, R_2 は瞬減電圧を平滑して変調信号電圧を取り出すために適当な時定数に定められている。下段ゲートに微小信号電圧(周波数は1kHz)として3mV, 6mV, 7mV, 10mVをそれぞれに加え、上段ゲートに加える瞬減波として方形波と正弦波の周波数を5~20kHzまで変化したとき、ゲートバイアス電圧 V_{go} と検波整流電圧 V_o の関係を図8に示す。図8より瞬減波形が方形波、正弦波どちらであっても、方形波が正弦波よりわずかに検波出力が大きいほかは瞬減周波数が大きくなるに従い出力の最大点が点線で示す直角双曲線に従って減少している。

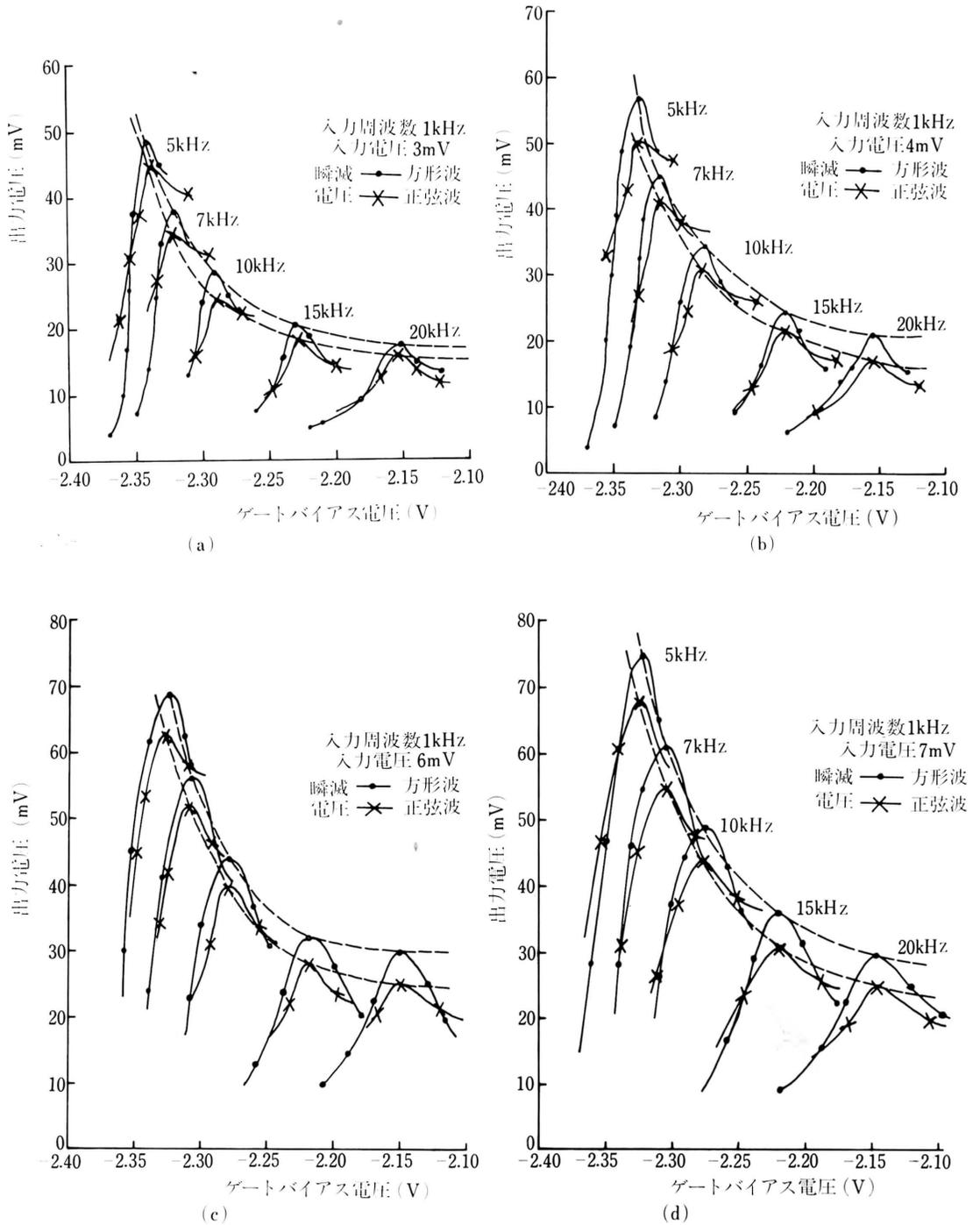
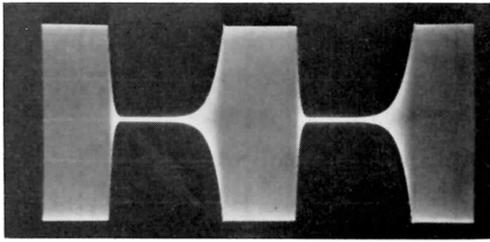
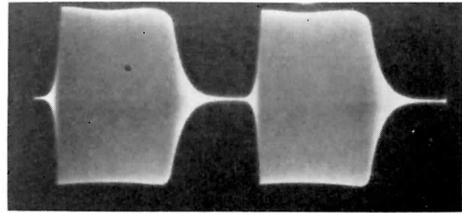


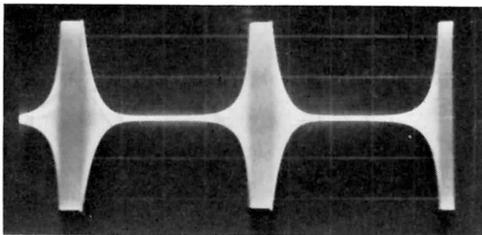
図 8 各瞬減周波数におけるバイアス電圧と検波整流電圧との関係



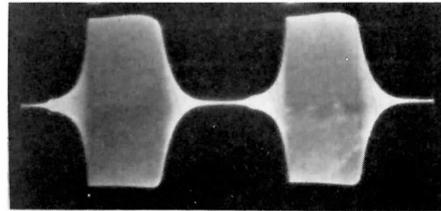
$V_{g0} = -1.976 \text{ (V)}$



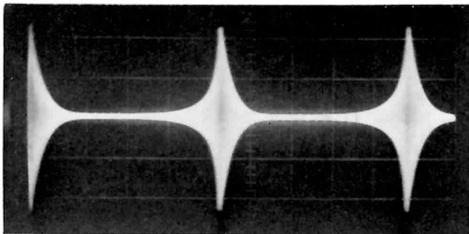
$V_{g0} = -1.998 \text{ (V)}$



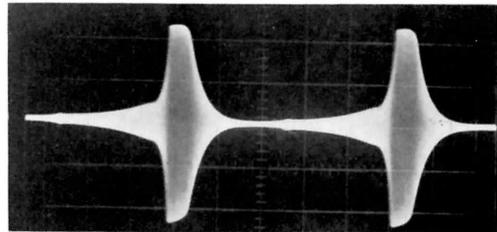
$V_{g0} = -2.458 \text{ (V)}$



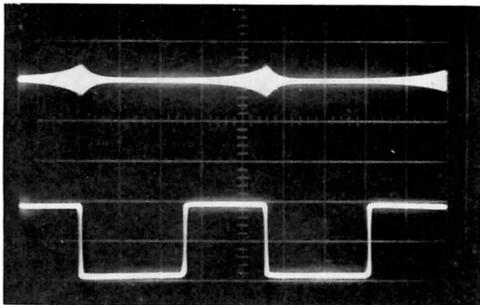
$V_{g0} = -2.384 \text{ (V)}$



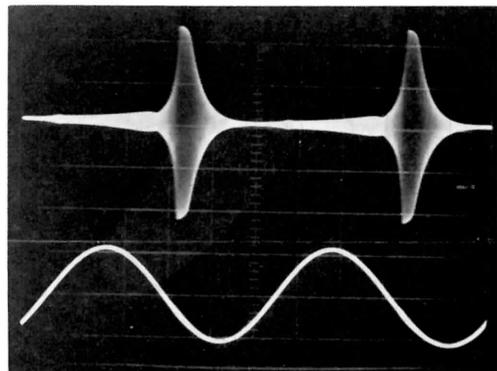
$V_{g0} = -2.468 \text{ (V)}$



$V_{g0} = -2.480 \text{ (V)}$



$V_{g0} = -2.521 \text{ (V)}$
瞬減電圧方形波
(p-p17(V), 10kHz)



$V_{g0} = -2.537 \text{ (V)}$
瞬減電圧正弦波
(p-p20(V), 10kHz)

図 9 ゲートバイアスを変化させたときの発振振幅立ち上り観測波形

5. 瞬滅波形と初期発振電流振幅について

前節で述べたように、図3に示す発振回路の解析において発振電流の初期振幅 I_0 は一定として説明を行ってきた。しかし図3の上段ゲートに加える瞬滅波が方形波と正弦波では、初期発振電流振幅 I_0 に大きな違いがあることがわかった。すなわち方形波を加えたとき、初期振幅 I_0 の様子を調べるため図3を簡単な等価回路におきかえ、この回路に単位関数を加えたときの回路電流の過渡現象を解析し、えられた I_0' と発振回路に存在する雑音電流の推定値 I_n を比べると、

$$I_0' \gg I_n \text{ の関係がある。}$$

この場合振幅 I_0' は方形波の振幅、上段ゲートバイアス電圧と負荷曲線から求められる電流に比例したものとなっている。それ故図3の上段ゲートに方形波を加えたとき、回路にはこの I_0' が流れていると考えてよい。このため回路の発振電流振幅は $I_0 \approx I_0'$ となりこの I_0' (初期値定) をきっかけとして発振を開始する。このことは発振電流振幅をシンクロスコープを使って観測した波形からも認められた。次に瞬滅波として正弦波を加えたとき、正弦波の立ち上り速さが急峻な変化をする方形波に比べゆるやかであるためこの立ち上り速さを考慮に入れて、方形波で求めた場合と同様に回路電流を求める。えられた振幅 I_0'' と回路に存在する雑音電流振幅 I_n を比べると

$$I_0'' \ll I_n \text{ の関係がある}$$

故に発振の初期振幅は $I_0 \approx I_n$ となりランダムに変化する回路雑音電流の振幅によつて左右され、発振のきっかけはそのときに存在する雑音振幅 I_n によつて決る。すなわち発振の初期振幅は方形波を加えたときのように一定にはなりえない。これらの様子は図9に示す発振電流振幅をシンクロスコープにより観測した波形より確認された。

6. 送受信の実験

伝送装置としての実験では図3の発振回路を送信機として使用し、受信機には図10に示す再生受信回路を使用した。まず受信回路の約 7.7 MHz を中心とした選択度特性を測定するため、標準信号発生器を使つて測定した。この測定では 500 Hz の低周波により変調度 40% の被変調波を発生させ、出力端子に接続した同軸ケーブルの先端にかんたんなアンテナをつけて送信する。この標準信号発生器から数メートルはなれたところに受信機をおく。受信機にもかんたんなアンテナを同調回路に接続し、この電波を受信してえられる低周波電圧の大きさをシンクロスコープで測定した。結果を図11に示す。図11より受信回路は最適状態では帯域幅約 2 kHz の単峰特性をもっていることが解つた。次に標準信号発生器のかわりに、先に示した図3の送信機をおく。この送信機のタンク回路に 5 PF のコンデンサと直列に約 30 cm のアンテナを接続し、送信機の瞬滅周波数 (5, 10, 15, 20 kHz) を変化させ発振周波数約 7.7 MHz を 1 kHz の低周波信号電圧 (3, 4, 6, 7 mV) で変調をかけて電波を

送信する。受信機と同調用コンデンサで同調をとり受信した低周波信号電圧を受話器で聞くとともにシンクロスコープにより低周波信号電圧の大きさを観測した。結果を図12に示す。図12は超再生受信機により A_3 電波を受信したときの多重共振現象と全く同じ状態を示している。図12に示すように瞬滅周波数が 10 kHz 以上では中心周波数 $f_0 = 7.7$ MHz 付近が一番振幅(受信音)は大きくなるが中心周波数からずれるに従つて小さくなり、ついに受信音はききとりにくくなるがふたたび受信音は大きくなる。この間隔は

$$f = f_0 \pm n f_q$$

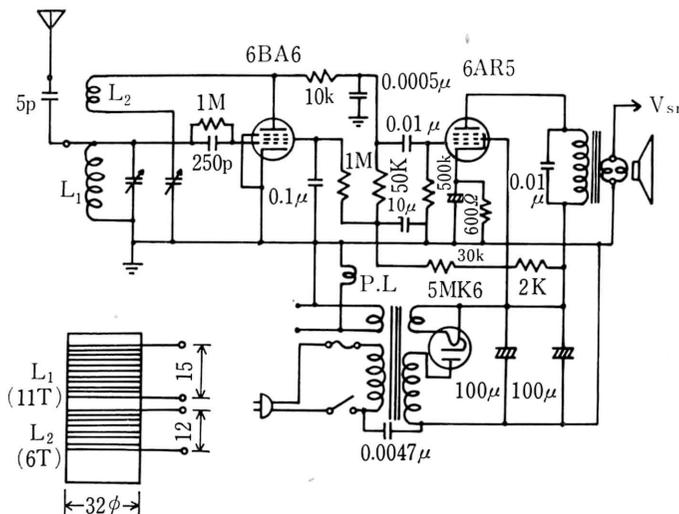


図10 受信機回路図

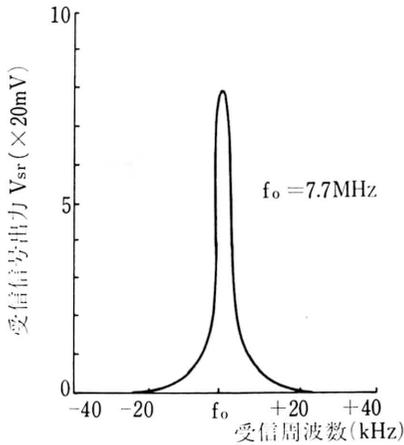


図 11 受信機の選択度特性

であらわされる。

ここで f : 受信周波数, f_0 : 中心周波数 7.7 MHz,

f_q : 瞬減周波数

また瞬減周波数が 10 kHz 以下になると受信音の強弱関係がはつきりしなくなる。これは図11に示す受信機
の選択度特性によつている。

7. 結 論

先に発表した⁶⁾論文を補完する意味で報告を行つ

た。ゲートバイアス電圧を変化させたとき実効相互コンダクタンス G_m の値は発振の初期ではゲートバイアス電圧に比例して大きくなるが、発振の安定点ではゲートバイアス電圧の値にかかわらず一定の値をとることを計算とグラフにより詳しく解析を行つた。また瞬減波形が方形波と正弦波では発振電流の初期振幅に大きなちがいがあり、この原因を明らかにするとともに観測波形によりこのことを確認した。本研究により断続発振器の個々の発振の立ち上り速さを変えることにより発振エネルギーの変調を行い信号を伝送することが実際に可能であることを、他の工業電子計測の分野にも応用可能であることを明らかにしている。

本実験を行うにあたり協力された朝照雄技官に感謝の意を表します。

文 献

- 1) E. H. Armstrong: "Some recent developments of regeneration circuit", Proc. IRE, p. 244 (1922).
- 2) 安宅彦三郎: "On superregeneration of an ultrashort-wavereceiver", proc. IRE, 23, p. 841 (1935).
- 3) F. W. Frink: "The basic principles of superregenerative reception", proc. IRE, 26, p. 76 (1938).

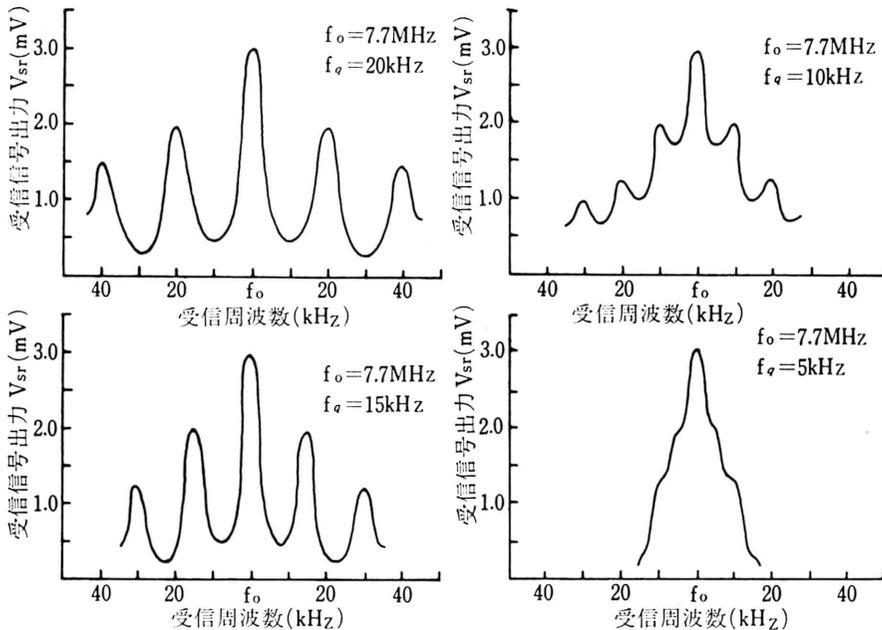


図 12 受信信号電圧と受信周波数との関係

-
- 4) 武石・平川・野元：超再生発振のテレメータリングへの応用，電気四学会九州支部連大講演論文集，p. 221 (1973).
- 5) 武石・平川：超再生発振のテレメータリングへの応用（その2），電気四学会九州支部連大講演論文集，p. 36 (1974).
- 6) 武石・平川：断続発振のテレメータリングへの応用，電子通信学会論文誌（C）に9月号以降掲載予定.
-