

研 究

UDC 621.396.91

標準電波送信機における報時信号の変動及び遅れ時間

志津田 瑞穂* 小林 三郎*

FLUCTUATION AND DELAY TIME OF THE TIME SIGNAL
BY THE STANDARD FREQUENCY TRANSMITTER

By

Mizuho SHIZUTA and Saburo KOBAYASHI

In the case where the carrier frequency interrupted by the time signal is impressed on class C amplifier or multiplier, we cannot apply the theory of linear circuit to the analysis of output wave form, so we used an approximate method and discussed the fluctuation of the output time signal occurring in the variation of operational condition. The results of the abovementioned discussion and measurement are given in this paper.

1. 緒 言

標準電波で放送する報時信号⁽¹⁾の間隔の偏差は、±1 μs 以内であるように C.C.I.R. より勧告⁽²⁾され、報時信号発生装置の精度⁽²⁾も非常に向上したので、送信装置内で生ずる報時信号の変動が無視できなくなった。

現在報時信号による搬送波の切断は周波数調整盤の 2.5 Mc/s の stage にて行い、これを広帯域増幅器で数チャンネルに分割して各送信機に送り出している。各送信機においてはこれを 2.5 Mc/s 乃至 15 Mc/s まで増幅通倍するのでその増幅段数及び通倍比により最終出力では必然的に時間差を生ずることになる。

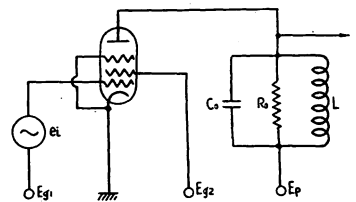
送信機のように C 級及び非直線負荷で動作する増幅器では、そのパルス・レスポンスは直線増幅器の考え方をを用いることができないので、通倍増幅器も含めた近似解析を行い、入力信号振幅及び電源電圧の変動と、報時信号の変動の関係をも検討したものである。

2. C 級 (通倍) 増幅器のパルスレスポンス

今第 1 図のような多極管を用いた C 級段間増幅器で、その出力が次段の grid を正にまで励振するものとする。この場合のプレート負荷は非直線で、プレート出力電圧

の立ち上がり始めから次段の grid 電流の流れ始める間は非常に高く、それ以降は grid 電流が流れるためにある値に急激に低下する。

プレート出力電圧の入力に対する遅れ及びその変動を論ずる場合、出力波形としてはその定常値と立ち上がり附近の波形がわかれば



第 1 図 基本回路

ば充分で立ち上がり波形全体を求める必要はない。又同調容量 C_0 、同調インピーダンス R_0 を持つ単一同調回路の搬送波パルスに対するレスポンスのエンベロープは、並列 $2R_0$ 、 C_0 回路の step function response によって与えられる。⁽⁴⁾

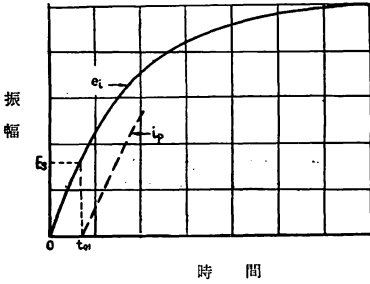
2.1. exponential 入力波形の場合

今 grid に

$$e_g = \varepsilon_g (1 - e^{-t/\tau}) \tag{1}$$

なるエンベロープで立上る高周波電圧が加わった場合について考察する。grid bias 電圧はプレート電流 cut off 電圧よりも負であるから、プレート電流は第 2 図のように入力電圧よりも t_{01} だけ遅れて流れ始め t_{01} は

* 標準課



第2図 入力電圧—プレート電流

第3図 動作角とおくれ時間との関係 →

$$t_{01} = -\tau \log_e (1 - \cos \phi_p) \quad (2)$$

で表わされる。ここで ϕ_p は定常状態の動作角で支配電圧の直流分を E_s とすると

$$\cos \phi_p \approx \frac{E_s}{e_g} = \left(E_{g1} - \frac{E_{g2}}{\mu g_2} \right) / e_g \quad (3)$$

であり、 ϕ_p と t_{01} の関係を示すと第3図のようになる。

$t' = t - t_{01}$ とするとプレート電流中の n 次高調波の振幅は

$$I_{pm}(t) = K k_n(t) \{ e_g \cdot e^{-t_{01}/\tau} (1 - e^{-t'/\tau}) \}^{3/2} \quad (4)$$

で表わされる。ただし

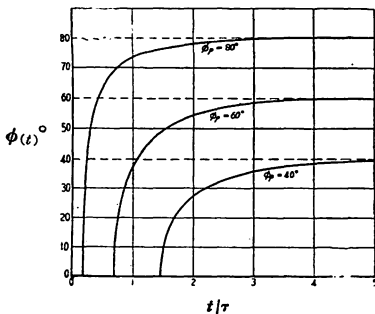
$$K = \left(\frac{2 gm}{3 I_p^{1/3}} \right)^{3/2} \dots\dots \text{第II 2 極管のパービアンズ} \quad (5)$$

又 k_n は n 次高調波振幅とプレート電流尖頭値との比で、動作角の函数であるが、立上り時の瞬時動作角を $\phi(t)$ とすると

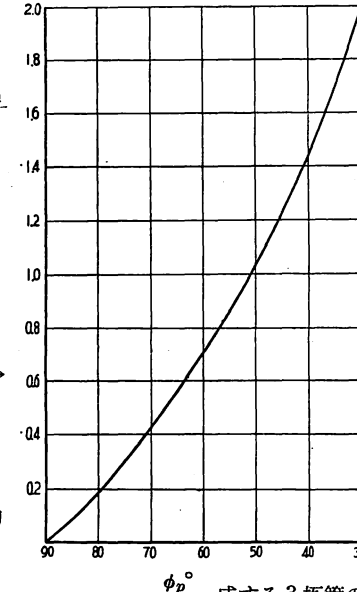
$$\cos \phi(t) = \frac{E_s}{e_i} = \frac{\cos \phi_p}{1 - e^{-t'/\tau}} \quad (6)$$

となり $\phi_p = 40^\circ, 60^\circ, 80^\circ$ の場合について図示すると第4図となる。故に $\phi(t)$ に対する k_n の値 $k_n(t)$ を $n = 1, 2, 3$ について求めると第5図のようになる。

(4) 式を $n = 1, 2, 3$ 及び $\phi_p = 40^\circ, 60^\circ, 80^\circ$ の場合につき曲線にて表わすと第6図となり、この図から $I_{pm}(t)$ は



第4図 瞬時動作角



成する3極管のコンダクタンスでは gm の $1/2$ である。電圧利用率は励振を充分大きくすればほとんど1に近い値とすることができる。

又 (4) 式の定常値を $I_{pm}, \epsilon_{pm}' = I_{pm} R_0$ とし

$$\epsilon_{pm} / \epsilon_{pm}' = \eta \quad (9)$$

とおけば次段の grid 電流が流れなければ、プレート出力電圧の立上りのエンベロープは (7)

$$I_{pm}'(t) = K k_n \epsilon_g \frac{t'}{\tau'} \quad (7)$$

とおくことができる。ここで k_n は $\phi(t) = \phi_p$ のときの値であり、 τ' は ϕ_p 及び n により異なり $(1.25 \sim 2)\tau$ なる値である。

次に定常状態のプレート出力電圧の振幅 ϵ_{pm} は⁽⁵⁾

$$\epsilon_{pm} = \xi E_p = \frac{1 + \sqrt{1 - \Gamma}}{2} E_p \quad (8)$$

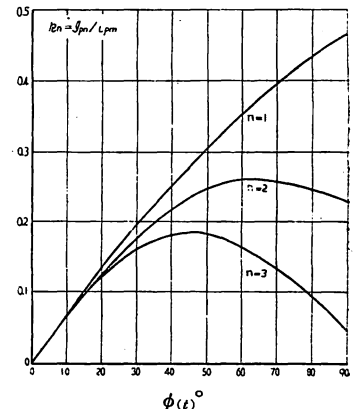
ただし、 ξ = 電圧利用率

E_p = プレート電源電圧

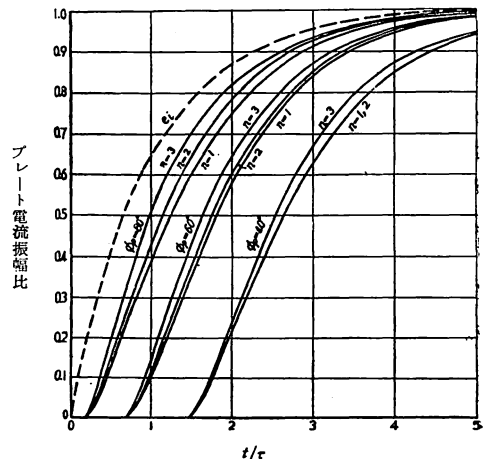
$$\Gamma = \frac{8W}{k_n G_\alpha E_p^2} = \text{能率係数}$$

W = 次段の grid 励振電力

g_α = 真空管の仮想カソードとサブレッツサー grid 及びプレートで構



第5図 プレート電流尖頭値と高調波振幅との比



第6図 プレート電流波形 (エンベロープ)

定常値の約 $1/2$ に達するまではほぼ直線的に増加すると見てよいから、このときの time constant を τ' とし、 $t'/\tau' < 1/2$ の範囲では (4) 式は近似的に

式の $I_{pm}(t)$ によって $2R_0C_0$ なる並列回路に生ずる電圧に等しいから $t' \ll 2R_0C_0$ ならば、

$$\begin{aligned} \varepsilon_{pm}(t) &= \frac{2\varepsilon_{pm}R_0C_0}{\eta\tau'} \left(\frac{t'}{2R_0C_0} + e^{-\frac{t'}{2R_0C_0}} - 1 \right) \\ &\cong \frac{\varepsilon_{pm}}{4\eta\tau'R_0C_0} t'^2 \end{aligned} \quad (10)$$

この立上り波形が ε_{pm} に達する時間を T_{01} とすれば

$$T_{01} = 2\sqrt{n\tau'R_0C_0} \quad (11)$$

あるいは $\eta R_0 = \varepsilon_{pm}/I_{pm}$ で、これは定常状態におけるプレート負荷の動作抵抗を示すものであるから、これを R_p とおけば

$$T_{01} = 2\sqrt{\tau'R_pC_0} \quad (11')$$

で与えられる。 η は励振 ε_g を大きくすれば1よりも充分小さくすることができるから、 $T_{01} < 2R_0C_0$ とすることは容易である。この結果から充分に励振されたC級増幅器の exponential パルス・レスポンスは、入力よりも(2)式で示される t_{01} だけ遅れて立上り始め、その振幅は時間の2乗に比例して増加し、その立上り時間は(11)、(11)'式から求めることができる。

2.2. 3 乗入力波形の場合

2.1. では真空管のプレート電流特性が grid 電圧の2/3 乗に比例すると仮定したのであるが、多極管においては、その下部の彎曲は2乗に近いから、プレート出力電圧波形はむしろ3乗波形として取扱った方が実際的である。故に次に grid 入力波形が3乗波形の場合について検討してみる。grid 入力のエンベロープが第7図に示すようなものであり、その立上り部分を

$$e_i = \varepsilon_g \left(\frac{t}{T_1} \right)^3 \quad (12) \quad \text{振幅}$$

ただし $t \leq T_1$

とおけば、プレート電流の流れ始める時間 t_{02} は

$$t_{02} = T_1 (\cos \phi_p)^{1/3} \quad (13)$$

瞬時動作角 $\phi(t)$ は

$$\cos \phi(t) = \left(\frac{T_1}{t} \right)^3 \cos \phi_p \quad (14)$$

となりそれぞれ第8図及び第9図に示すようになる。

プレート出力電流のエンベロープは

$$I_{pm}(t) = K k_n(t) \left(\varepsilon_g \frac{t^3 - t_{02}^3}{T_1^3} \right)^{3/2} \quad (15)$$

で表わされ、これを $\phi_p = 60^\circ, 80^\circ, n=1, 2, 3$ として図示すると第10図のようになり、これを2乗曲線と比較してみると非常に近似していることがわかる。

ここで $t' = t - t_{02}$

$$\begin{aligned} T_2 &= T_1 - t_{02} \\ &= T_1 (1 - \sqrt[3]{\cos \phi_p}) \end{aligned} \quad (16)$$

とすると(15)式は近似的に

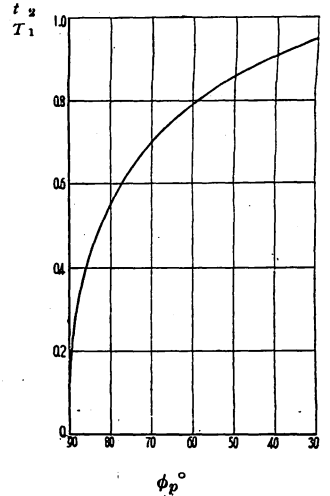
$$\begin{aligned} I_{pm}(t) &= K k_n \varepsilon_g (1 - \cos \phi_p) \left(\frac{t'}{T_2} \right)^2 \\ &\quad (17) \end{aligned}$$

とおくことができる。このようなプレート電流によってプレート同調回路に生ずる電圧は、次段の grid 電流が流れずかつ $t'/2R_0C_0 \ll 1$ であるならば

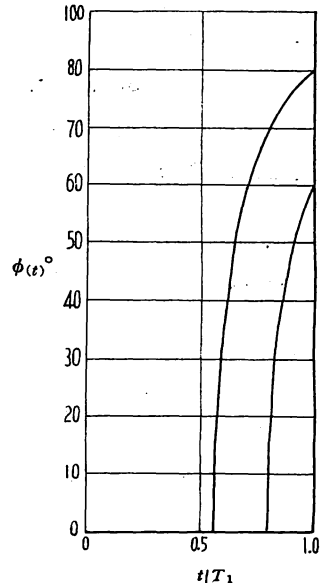
$$\begin{aligned} \varepsilon_{pm}(t) &= \frac{2\varepsilon_{pm}}{\eta} \left(\frac{2R_0C_0}{T_2} \right)^2 \\ &\quad \left(\frac{t'^2}{4R_0^2C_0^2} - \frac{t'}{2R_0C_0} + 1 - e^{-\frac{t'}{2R_0C_0}} \right) \end{aligned}$$

$$\cong \frac{\varepsilon_{pm}}{\eta} \cdot \frac{t'^3}{6R_0C_0T_2^2} \quad (18)$$

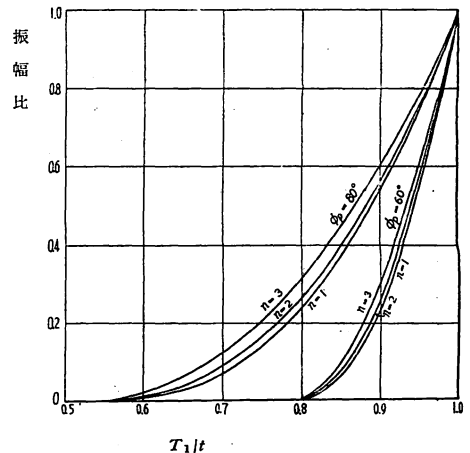
この電圧が ε_{pm} に達するまでの時間を T_{02} とすれば



第8図 動作角と遅れ時間の関係



第9図 瞬時動作角



第10図 プレート電流波形(エンベロープ)

$$T_{02} = \{6\eta R_0 C_0 T_1^2 (1 - \sqrt[3]{\cos \phi_p})^2\}^{1/3} \quad (19)$$

$$= \{6 R_p C_0 T_1^2 (1 - \sqrt[3]{\cos \phi_p})^2\}^{1/3} \quad (19)'$$

励振 e_g を充分大きくとれば η 及び $(1 - \sqrt[3]{\cos \phi_p})^2$ は 1 よりも充分小さくなるから $T_{02} < 2 R_0 C_0$ とすることは容易である。すなわち入力、出力共に 3 乗波形であり、立上りのおくれ t_{02} は (13) 式より、立上り時間 T_{02} は (19) 式から求められる。1 例として 5 極管 4P60 を倍周増幅器として用い、入力の立上り時間 T_1 が 2 μ s、動作角 ϕ_p を 85° とした場合の計算値と実測値は第 1 表の通りでありほぼ一致することがわかる。

第 1 表 計算値と実測値の例

	t_{02} (μ s)	T_{02} (μ s)
計 算 値	0.9	2.3
実 測 値	0.7	2

3. 遅れ時間の変動

ある立上り時間を持つ報時信号の時刻決定の基準点は、立上りが定常振幅の 50% に達した点を用いるのが一般であるが、C 級増幅器においては入力が増えてからプレート電流の流れ始めるまでの時間 $t_{01,2}$ の変動がそのまま基準点の変動となるものと思われるから、以下 $t_{01,2}$ の変動について検討する。

3.1. 入力振幅の変動による影響

今入力振幅が何らかの原因によって Δe_g 変化したものとすると、(2) 及び (13) 式から

$$\Delta t_{01} = -\frac{\tau}{e_g} \cdot \frac{\cos \phi_p}{(1 - \cos \phi_p)} \Delta e_g \approx -t_{01} \frac{\Delta e_g}{e_g} \quad (20)$$

$(e_g \ll E_s)$

$$\Delta t_{02} = -\frac{T_1}{e_g} \cdot \frac{(\cos \phi_p)^{1/3}}{3} \Delta e_g = -\frac{t_{02}}{3} \frac{\Delta e_g}{e_g} \quad (21)$$

なる関係を得る。ここで

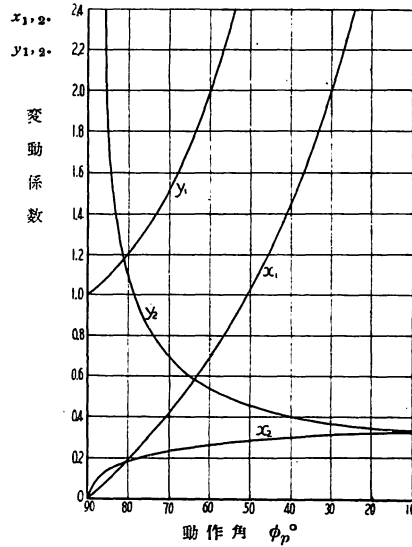
$$\frac{\cos \phi_p}{(1 - \cos \phi_p)} = x_1, \quad \frac{(\cos \phi_p)^{1/3}}{3} = x_2$$

とおきこれらを入力振幅の変動に対する遅れ時間の変動係数とすれば動作角 ϕ_p との関係は第 11 図のようになり、動作角は大きい程安定であり又小さな動作角では 3 乗波形の方が exponential 波形よりもはるかに変動が少ないことがわかる。

3.2. 電源電圧変動による影響

grid 電源電圧 E_g 及び screen grid 電圧 E_{g2} の変動に対しては同様に

$$\Delta t_{01} = \frac{\tau}{e_g} \cdot \frac{1}{1 - \cos \phi_p} \Delta E_s \approx t_{01} \frac{\Delta E_s}{E_s} \quad (22)$$



第 11 図 動作角と変動係数の関係

$$\Delta t_{02} = \frac{T_1}{e_g} \cdot \frac{1}{3 (\cos \phi_p)^{2/3}} \Delta E_s = -\frac{t_{02}}{3} \cdot \frac{\Delta E_s}{E_s} \quad (23)$$

ただし $\Delta E_s = \Delta E_g + \frac{\Delta E_{g2}}{\mu g_2}$

ここで $\frac{1}{1 - \cos \phi_p} = y_1, \quad \frac{1}{3 (\cos \phi_p)^{2/3}} = y_2$

とおきこれらを E_g, E_{g2} の変化に対する遅れ時間の変動係数とすると動作角との関係は第 11 図に示すように exponential 波形の場合は入力振幅の変化に対するのと同じ傾向を持っているが、3 乗波形の場合には逆の傾向を持ち動作角が 80° を越えると急激に悪化する。

次に送信機の直流電源はすべて同一交流電源より得ているから、交流電源電圧の変動によって各電極電圧及び出力振幅は同じ割合で変化し、フィラメントによる影響の無視できる範囲では、遅れ時間の変動は (20), (22) あるいは (21), (23) 式の和であり、大きさが同じで符号が反対であるから、影響がないことになる。

又交流電源周波数が正確に 50 c/s でないときは直流電源に含まれるリップルの、報時信号の立上り時における位相は常に一定でなく、このときに考えられる変動の最大値は、grid 及び screen grid 電圧のリップル含有率をそれぞれ $P_1, P_2\%$ とすれば 1 段あたり

$$\Delta t_{01} = \pm \frac{t_{01}}{100 E_s} (P_1 E_{g1} + P_2 \frac{E_{g2}}{\mu g_2}) \quad (24)$$

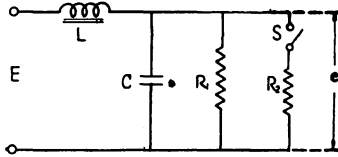
$$\Delta t_{02} = \pm \frac{t_{02}}{300 E_s} (P_1 E_{g1} + P_2 \frac{E_{g2}}{\mu g_2}) \quad (25)$$

となる。

3.3. 電源平滑回路の過渡電圧による影響

電源平滑回路及びその負荷を第 12 図で表わし、 R_1 はブリーダー抵抗、 R_2 は増幅器の呈する直流抵抗で、報

時信号の幅だけ S が開くものとすれば、 S が開いたときからの C の両端の過渡電圧は、



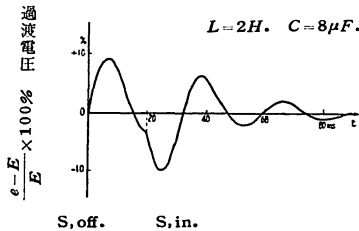
第 12 図 電源平滑回路

$$e = E \left(1 - \frac{e^{-\alpha t}}{CR_2\beta} \sin \beta t \right) \quad (26)$$

$$\text{ただし } \alpha = \frac{1}{2CR_1}, \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - 4C^2R_1^2} \quad (27)$$

で表わされ、 $T = 2\pi/\beta$ を周期として減衰振動を生ずる。この振動の半周期が秒信号の幅 20 ms, あるいはその整数分の 1 でなければ秒信号の立上りでは過渡電圧の影響を受ける。しかるに分信号の幅は 200 ms であるから、過渡電圧はほとんど減衰してしまうので、秒信号と分信号はおくれ時間が違ってくる。故に回路定数を適当に選んでこの影響をさけなければならない。

第 13 図は実測した過渡電圧波形の 1 例で、このために分信号の立上りは秒信号のときよりも $0.6 \mu\text{s}$ 遅れていた。



第 13 図 過渡電圧波形

4. 考 察

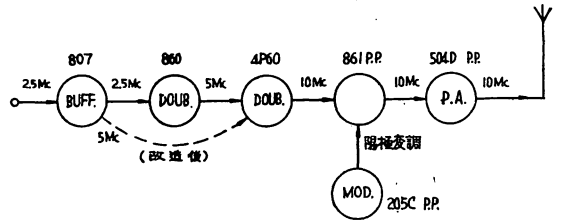
送信機内で生ずる遅れ時間を少なくするためには、各 stage で生ずる立上りの遅れ t_0 及び立上り時間 T_0 をできるだけ小さくすべきである。このためには (11)' 及び (19)' 式からわかるように、 g_m の高い真空管を用い grid 励振電圧を充分大きくとり又プレート回路では立上り時のプレート負荷抵抗 R_0 は、直線素子を負荷とする増幅器の場合のように特に Q をダンピングして低くする必要はなく、定常状態の動作抵抗 R_p を低くし、又同調容量 C_0 をできるだけ小さくすればよい。

一般送信機の stage 間の波形のように 3 乗波形的場合には、(13) 式及び第 8 図からわかるように遅れ時間 t_0 を小さくするためには動作角を大きくしなければならない。しかるに (23) 式及び 11 図からわかるように動作角を 80° より大きくすると y_2 が 1 より急に増加し電源電圧の変動に対する安定度が悪くなるから、両方考慮して $70^\circ \sim 80^\circ$ の間にとるのが適当と思われる。

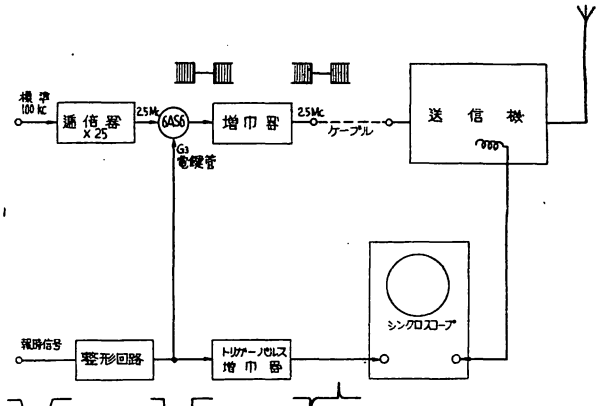
5. 実験結果

5.1. 実験方法

実験送信機の構成は第 14 図に示すときのもので、出力は 10 Mc/s , 2 kW である。又測定回路は第 15 図の通りであり、報時信号をフリップ・フロップ回路で整形し、その出力の立上り時間及びトリガーパルスの立上り時間は $0.5 \mu\text{s}$ 以下である。周波数調整盤にて生ずる立上りの変動の標準偏差は $0.05 \mu\text{s}$ である。



第 14 図 送信機ブロックダイアグラム



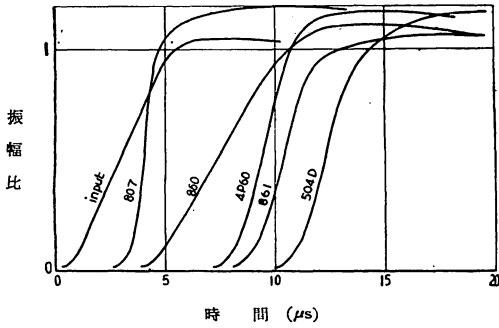
第 15 図 測定回路

5.2. 実験結果

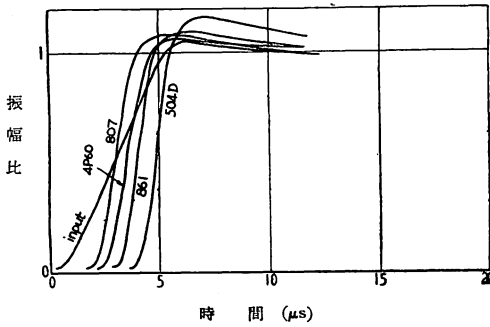
第 16 図 a 及び b は改良前と改良後の各の出力波形である。改良後は増幅段を 1 段減らし、各 stage の同調回路は可変コンデンサーをほとんど抜いた状態で同調するようにしたが、構造上分布容量が大きく C_0 は 100 PF 前後である。被変調プレート回路、電力増幅プレート回路などは直線負荷として動作するので、その部分の増幅管はプレート率の許すかぎり負荷を低くした。又動作角はいずれも 80° 前後にとった。

この結果遅れ及び立上り時間は図に見られるように非常に改善され、第 2 節及び第 3 節で検討した理論を 807 及び 4P60 に実施したところ、ここで生ずる $3 \mu\text{s}$ の遅れを $1/6$ の $0.5 \mu\text{s}$ に短縮でき、周波数調整盤も含めた送信装置全体のおくれ時間は $12.5 \mu\text{s}$ から $5 \mu\text{s}$ に減少した。

第 17 図は改良前後の遅れ時間の変動を測定したもの



第 16 図 (a) 各段出力波形 (改良前)



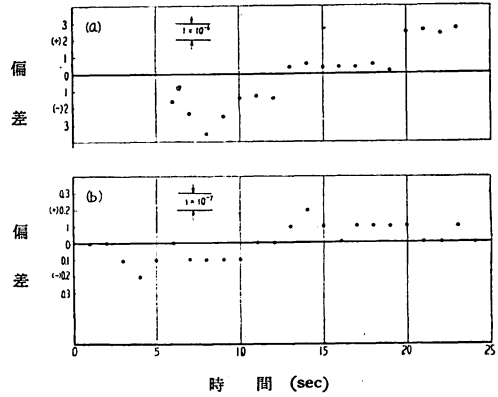
第 16 図 (b) 各段出力波形 (改良後)

で、これも $\pm 3 \mu\text{s}$ から $\pm 0.2 \mu\text{s}$ と 1 桁向上していることがわかる。電源電圧のリップル含有率は 1% 程度であり、理論的には $\pm 0.07 \mu\text{s}$ となるが、実測値はこれよりも大きな値を示している。これは電力増幅管に純タングステンフィラメントの 504D を用い、この交流加熱による影響が加わったものと思われる。

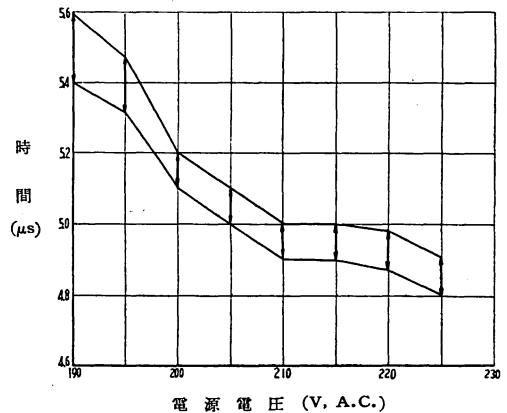
第 18 図は交流電源電圧の変化に対する遅れ時間の変化を示すもので、210~220 V の間では非常に安定であることがわかる。低電圧になると変化の大きくなるのは、フィラメント電圧の降下により真空管定数が急激に劣化するためと思われる。

6. 結 論

以上の解析及び実験から送信機の動作状態を再検討することによって、C.C.I.R. の勧告値内には充分入ることがわかったが、なお同調回路に変容インダクタンスを用い、電極間容量で同調するようにすれば、立上り時間、遅れ時間共に相当に短縮することが可能であり、更に立上りの変動の改善を必要とするならば、フィラメント交流加熱による影響を考慮して高電力増幅管もトリウムタングステンなどを用いたフィラメント効率の高い真空管



第 17 図 短時間におけるおくれ時間の変動。(a) 改良前、(b) 改良後



第 18 図 電源電圧変動に対するおくれ時間の変動 (改良後)

を選び、これを多相加熱するか又は直流加熱することによって相当の効果をj得るものと思われる。

終りにあたって御指導を頂いた上田次長、道正標準課長に深く謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) 電気通信学会編通信工学ハンドブック；“標準電波の発射方法および形式,” p. 745.
- (2) C.C.I.R. Documents of the VIII the Plenary Assembly Warsaw, 1956 Volume I, p. 185.
- (3) 宮島, 原田, 野尻, 島田; 第 15 回研究発表会で発表, 昭和 33 年 10 月.
- (4) Valley and Wallman; Vacuum Tube Amplifiers, Chap. 7, p. 277.
- (5) 島山鶴雄; “無線送信機の設計と調整 (上),” 多極管高周波増幅器の設計, p. 126.