

波形伝送と伝送装置

Wave Form Transmission; the Theory and Equipment

有 富 亨* 建 脇 勉*
Tōru Aritomi Tsutomu Tatewaki

内 容 梗 概

波形伝送は、電信技術の広範囲な応用に伴い、ますますその重要性を加えてきている。われわれはここで、波形伝送を考える場合に必要な基本的な事項を考察し、その上にたつて、搬送電信装置を中心とした信号伝送装置、および電力技術への特殊な応用である搬送保護継電方式における伝送装置について、方式設計上の諸問題、装置の具体例について述べてある。

1. 緒 言

波形伝送技術の代表的な例である電信技術は、電気通信の歴史の第1頁に記されるほど古い歴史を有するが、近年電信回線を文書通信のみならず各種のデータ伝送あるいはテレメータ、テレコントロールなどの信号の伝送路として利用することがきわめて多くなり、その伝送路としての伝送装置に対する需要は非常に高まってきている。日立製作所ではこれら要求にこたえるため、トランジスタを使用した音声周波多重電信端局装置を実用化し、データ伝送あるいは各種信号伝送にその役割を果している。

波形伝送の電力技術への特殊な応用として、搬送保護継電方式における伝送装置がある。電信においては遅延時間はさほど問題にされず、むしろ遅延偏差と帯域制限が、波形ひずみの許容値と関連して問題となるに対し、保護継電器用伝送装置は遅延時間と帯域制限が、遮断時間と関連して大きな問題となってくる。さらにまたこれは電力機器と密接に結びついてその機能を果すものであるから、ほかの伝送装置と相異なる点が多いが、波形の生成消滅に関しては同一基礎にたつものである。

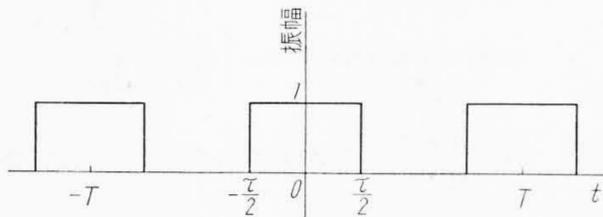
以下波形伝送の基礎となる考察と、搬送電信端局装置、保護継電器用伝送装置の概要を記しおおかたのご批判を仰ぐ次第である。

2. 基礎的考察

2.1 波形の表示

2.1.1 矩形周期波の表示

電信波は必ずしも一定周期で繰返されるとは限ら



第1図 矩形周期波

* 日立製作所戸塚工場

ず、また理想的な矩形波ではないが、側帯波成分の抑圧による波形ひずみなどを推定するための解析手段として、電信波を矩形繰返波として取り扱う場合が多い。

第1図に示すように矩形周期波は、フーリエ級数に展開することにより、次のように表わされる。

$$f(t) = b \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi b}{n\pi b} \cos n\omega t \right\} \dots (2-1)$$

ただし $b = \frac{\tau}{T}$, $\omega = \frac{2\pi}{T}$

もっとも典型的な例として $b = \frac{1}{2}$ とすると

$$f(t) = \frac{1}{2} + 2 \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{(2m+1)\pi} \cos(2m+1)\omega t \dots (2-1)'$$

2.1.2 単位関数波の表示

第2図に示すように単位関数波形は(2-1)式におけるTが無限大になった極限として、次のように表示される。

$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega \dots (2-2)$$

2.2 被変調波スペクトラム

2.1項の信号波で、搬送波 $e(t) = E_0 \sin \Omega_0 t$ を変調した場合の側帯波の分布を調べてみよう。

2.2.1 矩形周期波による振幅変調

振幅被変調波は

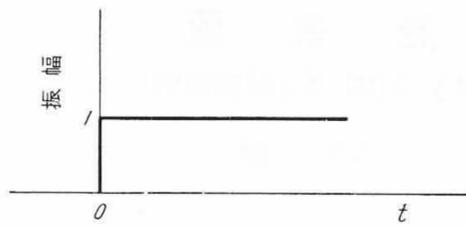
$$e_a(t) = f(t) \cdot e(t)$$

と表わされるから、これに(2-1)式を代入して整理すると、

$$e_a(t) = bE_0 \left[\cos \Omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi b}{n\pi b} \{ \sin(\Omega_0 + n\omega)t + \sin(\Omega_0 - n\omega)t \} \right] \dots (2-3)$$

$b = \frac{1}{2}$ の場合には(2-1)'式を代入して

$$e_a(t) = \frac{E_0}{2} \cos \Omega_0 t + E_0 \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{(2m+1)} [\sin\{\Omega_0 t(2m+1)\omega\}t + \sin\{\Omega_0 - (2m+1)\omega\}t] \dots (2-3)'$$



第 2 図 単位関数波

次に被変調波全エネルギーに対する各成分波のエネルギーの減衰量を求めると(2-3)式より

$$P = K \cdot b E_0^2$$

$$P_c = K b^2 E_0^2$$

第 n 次片側帯波エネルギー

$$P_n = K \frac{E_0^2 \sin^2(n\pi b)}{\pi^2 n^2}$$

ここで K は比例定数であるから減衰量はそれぞれ

$$\alpha_c = 10 \log \frac{P_c}{P} = 10 \log b \dots\dots\dots (2-4)$$

$$\alpha_n = 10 \log \frac{P_n}{P} = 10 \log \frac{\sin^2(n\pi b)}{(n\pi)^2 b} \dots\dots (2-5)$$

(2-4)式(2-5)式を $b = \frac{1}{4}, \frac{1}{3}, \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}$ について求めると第 1 表となる。

2.2.2 単位関数波形による振幅変調

2.2.1 項と同様に

$$e_a(t) = \frac{E_0}{2} \sin \Omega_0 t + \frac{E_0}{2\pi} \int_0^\infty \frac{\cos \omega t}{\omega + \Omega_0} d\omega - \frac{E_0}{2\pi} \int_0^\infty \frac{\cos \omega t}{\omega - \Omega_0} d\omega \dots\dots\dots (2-6)$$

となる。したがって側帯波 ω の振幅 A_ω は次のとおりである。

$$A_\omega = \frac{E_0}{2\pi} \left(\frac{1}{\omega + \Omega_0} - \frac{1}{\omega - \Omega_0} \right) \dots\dots\dots (2-7)$$

2.3 伝送路による過渡現象

2.3.1 理想低域濾波器による過渡現象

第 3 図(a)のように理想低域濾波器の入力側に $t=0$ において(2-2)式で表わされる振幅 E なる直流電圧を印加したとき出力波形は

$$e_0(t) = E \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_0(t-\tau_d)} \frac{\sin(t-\tau_d)\omega}{\omega(t-\tau_d)} d\{\omega(t-\tau_d)\} \right] \dots\dots\dots (2-8)$$

で表わされるが、これは第 4 図に示すとおり、 τ_d 後出力端に現われ、かつ波形ひずみを受けている。

次に第 3 図(b)で表わされる理想帯域濾波器を通し

第 1 表 片側帯波エネルギーの全エネルギーに対する減衰量

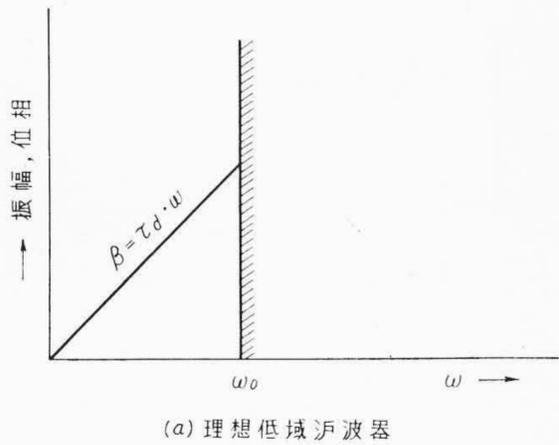
n	B				
	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{3}{4}$
搬送波	-6 dB	-4.8dB	-3 dB	-1.8dB	-1.2dB
1	-6.95	-6.44	-6.94	-9.46	-11.73
2	-9.55	-12.48	—	-15.58	-14.13
3	-16.51	—	-16.50	—	-21.29
4	—	-18.5	—	-21.52	—
5	-20.95	-20.44	-20.94	-23.46	-25.73
6	-19.51	—	—	—	-24.29
7	-23.85	-23.36	-23.86	-26.38	-28.63
8	—	-24.52	—	-22.54	—
9	-26.05	—	-26.04	—	-30.83
10	-23.93	-26.44	—	-29.46	-28.71
11	-27.79	-27.28	-28.04	-30.30	-32.57
12	—	—	—	—	—
13	-29.23	-28.74	-29.22	-31.76	-34.01
14	-26.87	-29.38	—	-32.50	-31.65
15	-30.49	—	-30.48	—	-35.27
16	—	-30.54	—	-33.56	—
17	-31.57	-31.06	-31.56	-34.08	-36.35
18	-29.05	—	—	—	-33.83
19	-32.53	-32.04	-32.52	-35.06	-37.31
20	—	-32.48	—	-35.50	—
21	-33.41	—	-33.40	—	-38.19
22	-30.79	-33.30	—	-36.32	-35.57
23	-34.21	-33.68	-34.20	-36.70	-38.99
24	—	—	—	—	—
25	-34.85	-34.42	-34.92	-37.44	-39.63
26	-32.25	-34.74	—	-37.76	-37.03
27	-35.59	—	-35.58	—	-40.37
28	—	-35.40	—	-38.42	—
29	-36.21	-35.70	-36.40	-38.72	-40.99
30	-33.49	—	—	—	-38.27
31	-36.79	-36.28	-36.88	-39.30	-41.57
32	—	-36.58	—	-39.60	—
33	-37.33	—	-37.32	—	-42.11
34	-34.57	-37.08	—	-40.10	-39.35
35	-37.85	-37.34	-37.84	-40.36	-42.63
36	—	—	—	—	—
37	-38.33	-37.82	-38.32	-40.84	-43.11
38	-35.53	-38.04	—	-41.06	-40.31
39	-38.79	—	-38.83	—	-42.57
40	—	-38.5	—	-41.52	—
41	-39.23	-38.72	-39.20	-41.74	-44.01
42	-36.41	—	—	—	-41.19
43	-39.36	-39.12	-39.62	-42.14	-44.14
44	—	-39.32	—	-42.34	—

て(2-6)式で表わされる振幅 E なる交流波を伝送するとき、出力波形は $\Omega_0 \gg \omega_2 - \omega_1$ と仮定すると

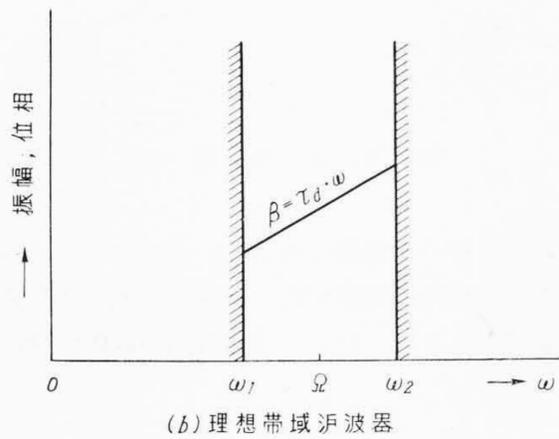
$$e_0(t) = E \sin \Omega_0(t - \tau_d) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\Delta\omega(t-\tau_d)} \frac{\sin \omega(t-\tau_d)}{\omega(t-\tau_d)} d\{\omega(t-\tau_d)\} \right] \dots\dots\dots (2-9)$$

ただし $\Delta\omega = \omega_2 - \Omega_0 = \Omega_0 - \omega_1$

出力波形の包絡線は



(a) 理想低域濾波器



(b) 理想帯域濾波器

第3図 理想濾波器

$$A = E \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\Delta\omega(t-\tau_d)} \frac{\sin \omega(t-\tau_d)}{\omega(t-\tau_d)} d\{\omega(t-\tau_d)\} \right] \dots\dots\dots (2-10)$$

となり(2-8)式と同一形式となる。したがって包絡線のみに着目すれば第4図と同じ形になることがわかる。

2.3.2 立ち上り時間

立ち上り時間は、包絡線の最大傾斜点における切線の傾斜によって定義される。

理想低域濾波器の場合には(2-8)式より

$$\tau_b = \frac{E}{\left[\frac{de_0(t)}{dt} \right]_{t \rightarrow \tau_d}} = \frac{E}{\left[\frac{E \sin \omega_0(t-\tau_d)}{\pi \omega_0(t-\tau_d)} \cdot \omega_0 \right]_{t \rightarrow \tau_d}} = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{1}{2f_0} \dots\dots\dots (2-11)$$

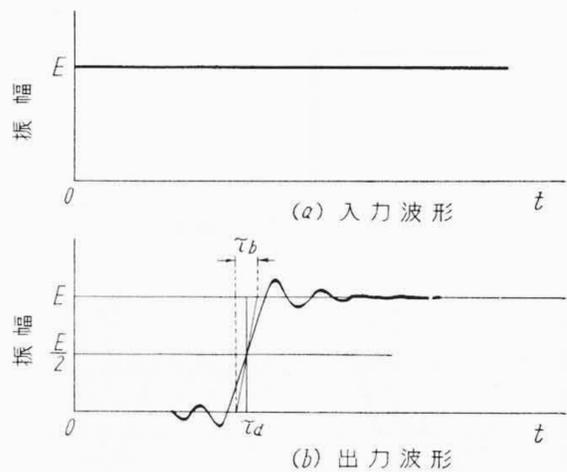
理想帯域濾波器の場合には(2-10)式より

$$\tau_b = \frac{E}{\left[\frac{dA}{dt} \right]_{t \rightarrow \tau_d}} = \frac{E}{\left[\frac{E \sin \Delta\omega(t-\tau_d)}{\pi \Delta\omega(t-\tau_d)} \cdot \Delta\omega \right]_{t \rightarrow \tau_d}} = \frac{\pi}{\Delta\omega} = \frac{1}{2\Delta f} \dots\dots\dots (2-12)$$

すなわち立ち上り時間は通過帯域幅に逆比例する。

2.3.3 遅延時間

正弦波 $\cos \omega t$ を、位相遅れ β なる回路を通したと



第4図 理想低域濾波器の入出力波形

き出力波は $\cos(\omega t - \beta)$ となる。

ここで $\tau_{af} = \frac{\beta}{\omega}$

とおくと出力波は

$$\cos \omega(t - \tau_{af})$$

と表わされる。すなわち出力波は入力波に対し時間 τ_{af} だけおくれて現われる。この τ_{af} を位相遅延時間という。

次に $\cos(\omega + \Delta\omega)t$, $\cos(\omega - \Delta\omega)t$ なる2波を、位相遅れのある回路に入れた場合について考えてみる。

この回路の $(\omega + \Delta\omega)$ に対する位相角を $(\beta + \Delta\beta)$

$(\omega - \Delta\omega)$ に対する位相角を $(\beta - \Delta\beta)$

とすると、出力波は

$$2 \cos(\Delta\omega t - \Delta\beta) \cos(\omega t - \beta)$$

となる。すなわち出力波の包絡線は

$$\tau_{dg} = \frac{\Delta\beta}{\Delta\omega}$$

だけおかれて現われる。

$\Delta\omega$ を無限に小さくすれば、

$$\tau_{dg} = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta\beta}{\Delta\omega} = \frac{d\beta}{d\omega}$$

となる。この τ_{dg} を群遅延時間という。

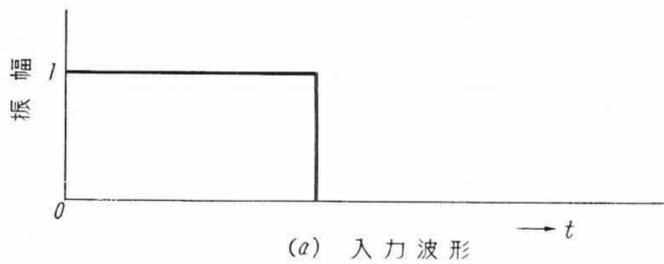
この項で取扱う遅延時間は群遅延時間である。

位相特性が直線で帯域制限を受けない伝送路を通して単位関数波を伝送する場合には、

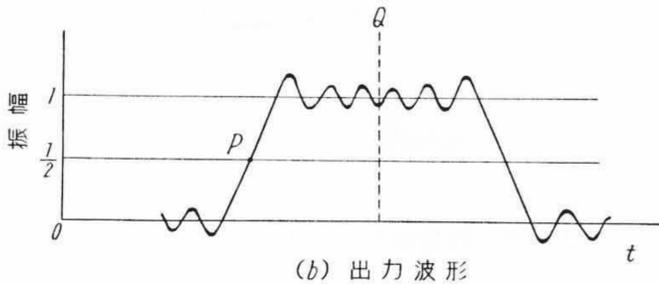
$$\tau_{dg} = \text{constant}$$

であるから、すべての成分波は等しい遅延 τ_{dg} を受けて出力端に現われる。したがって出力波形は入力波形と相似である。帯域制限を受ける場合には、出力波は波形ひずみを生じるが、遅延時間は第4図に示すとおり、定常振幅の $\frac{1}{2}$ に達するまでの時間である。

実際の伝送路の位相特性は直線ではなく、 τ_d は周波数の関数となって取扱いがきわめて困難となる。したがって単位関数波の遅延時間を求めるとき、多くの場合位相特性を直線として取扱う。この場合平均遅延時



(a) 入力波形



(b) 出力波形

第 5 図 振幅ひずみの一例

間を求める方法と、中心周波数における遅延時間を求める方法とがある。

たとえば、中心角周波数 ω_0 、遮断角周波数 $(\omega_0 \pm \Delta\omega)$ なる定 K 形 1 区間構成の帯域濾波器の帯域内位相特性は

$$\beta = 2 \sin^{-1} \frac{1}{2} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\Delta\omega \omega}$$

である。したがって遅延時間は前者の方法では

$$\tau_d = \left[\frac{\beta}{\Delta\omega} \right]_{\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega} = \frac{1}{2\Delta f}$$

となり、後者の方法では

$$\tau_d = \left[\frac{d\beta}{d\omega} \right]_{\omega = \omega_0} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{2\Delta f}$$

となる。

われわれは、波形生成に必要なエネルギーの多くは中心周波数付近に存在し、これらが到達する時間をもって遅延時間と考えて実用上支障なく、かつ平均遅延時間よりも妥当性が大きいという観点から、遅延時間の算出法として後者をとる。

また上例は定 K 形帯域濾波器の場合であって、 τ_d は濾波器の形式によって異なるので、厳密には使用する濾波器によって算出しなければならないが、実際上の考察に当っては n 区間帯域濾波器の遅延時間を

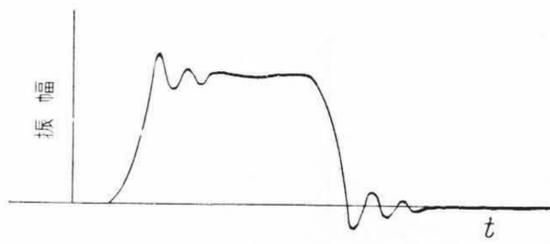
$$\tau_d = n \frac{2}{\pi} \frac{1}{2\Delta f} \dots\dots\dots (2-13)$$

として、特殊な場合を除いて問題ないであろう。

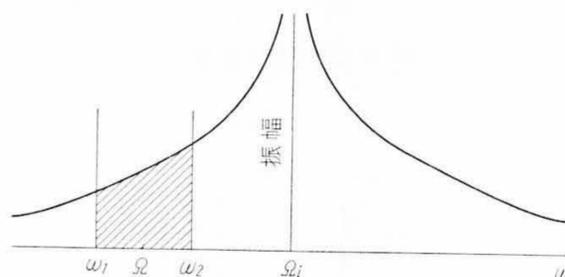
(2-13)式で Δf は設計上の帯域幅で見掛けの帯域幅でないことに注意する必要がある。

2.3.4 振幅ひずみと位相ひずみ

振幅制限のみを受ける伝送路を通して電信波形を送るとき、その出力波形の包絡線は、2.3.1項より第 5 図のようになる。この波形は Q 線に対し線対称



第 6 図 位相ひずみの一例



第 7 図 直線漏信

に、 P 点に対し点対称となっている。

一方位相特性が直線でない伝送路を通して同様の波形を送るとき、たとえば伝送路の遅延特性が

$$\tau_d = \frac{k}{\Delta\omega} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega}\right)^2}}$$

のような場合には、高次側帯波は中心周波よりおくれで伝達される。したがって波形の不連続点ののちに高次側帯波によるリップルが現われる。第 6 図はこの様子を示す。

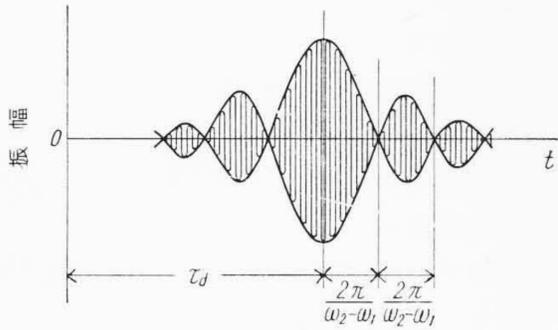
このように、振幅ひずみは波形の対称性を保持し、位相ひずみは対称性を阻害する性質を有するが、これは両者の間の顕著な相異点である。しかしいずれの場合にも、入力波消滅後に現われるリップルはさげられず、これは検波出力波形をそこなうことがあるから、装置の設計に当ってはこれを十分抑圧するよう考慮しなければならない場合がある。

2.4 直線漏信

2.2.2 項で述べたように、 $t=0$ にて突然印加された交流波は、生成時においてその周波数の両側に連続した側帯波を有する。この側帯波のうち、伝送帯域外の部分は、他通信路へ漏信となって現われる。これは直線漏信として知られている現象である。すなわち第 7 図のとおり、周波数 Ω_i なる入力が印加されるとき、帯域 $(\omega_2 - \omega_1)$ への漏信は斜線の部分である。濾波器の伝送関数を

$$g(\omega) = \begin{cases} \varepsilon^{-j\omega\tau_d} & \omega_1 < \omega < \omega_2 \\ 0 & 0 \leq \omega < \omega_1 \quad \omega_2 < \omega < \infty \end{cases}$$

とすると出力波は



第8図 直線漏信波形

$$e_0(t) = \frac{E}{2\pi} \sin \Omega_i(t-\tau_d) \{ S_i(\omega_2-\Omega_i)(t-\tau_d) - S_i(\omega_1-\Omega_i)(t-\tau_d) \} - \frac{E}{2\pi} \cos \Omega_i(t-\tau_d) \{ C_i(\omega_2-\Omega_i)(t-\tau_d) - C_i(\omega_1-\Omega_i)(t-\tau_d) \} \dots\dots\dots (2-14)$$

となる。

特に $|\Omega_i - \Omega_0| \gg (\omega_2 - \omega_1)$ が成立する場合には

$$e_0(t) = \frac{E(\omega_2 - \omega_1)}{\pi(\Omega_0^2 - \Omega_i^2)} \frac{\sin\left\{\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}(t - \tau_d)\right\}}{\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}(t - \tau_d)}$$

$$\sin\{\Omega_0(t-\tau_d)\} \dots\dots\dots (2-15)$$

すなわち漏信は他通路に電圧が印加されてから、該通路の遅延時間 τ_d を経過したのちに現われさらに $\frac{2\pi}{\omega_2 - \omega_1}$ の後零となる。第8図はこの様子を示す。

最大振幅は(2-15)式より

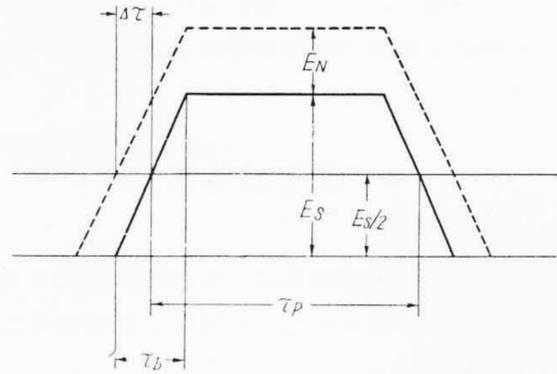
$$e_0(t)_{\max} = \left| \frac{E(\omega_2 - \omega_1)}{\pi(\Omega_0^2 - \Omega_i^2)} \right| \dots\dots\dots (2-16)$$

である。

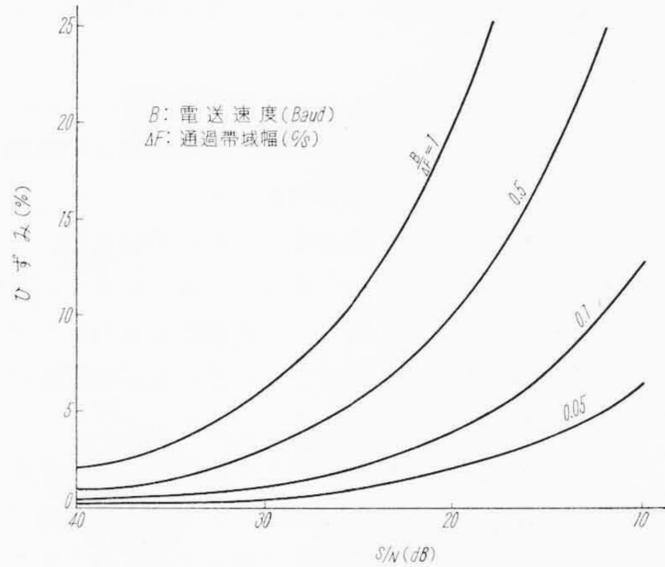
2.5 雑音と波形ひずみ

前項までに、振幅ひずみを受けた出力波は第9図のように符号変換点において傾斜をもった波形になることを明らかにしたが、 $\frac{E_s}{2}$ の点を切る時間長 τ_p は、入力波形の時間長にひとしい。したがって受信検波器が $\frac{E_s}{2}$ でゲーティングする機能を有するならば、理想的にはひずみは生じない。しかしレベル変動、電圧変動により傾斜度が変化したり、雑音により $\frac{E_s}{2}$ の点の変動すると、 τ_p が変化しひずみを生じることになることは明らかであろう。

ここでは符号変換点に生じた雑音とひずみとの関係を求める。簡単のため出力波形を梯形波とする。第9図のとおり単点長 τ_p 、振幅 E_s なる伝送波に雑音が重畳し、単点長が $(\tau_p \pm 2\Delta\tau)$ 、振幅が $(E_s + E_N)$ になったとすると、



第9図 波形ひずみと雑音



第10図 S/N と不規則ひずみ

$$\frac{E_s}{E_N} = \frac{\tau_b}{\Delta\tau}$$

(2-12)式より $\tau_b = \frac{1}{2\Delta f} \equiv \frac{1}{\Delta F}$ であるから

$$\frac{E_s}{E_N} = \frac{1}{\Delta\tau} \frac{1}{\Delta F}$$

となる。

$$N = 20 \log \frac{E_s}{E_N} \text{ (dB)}$$

とすると $\Delta\tau = \frac{1}{\Delta F} \cdot 10^{-\frac{N}{20}}$

したがってひずみ δ_N は

$$\delta_N = \frac{2\Delta\tau}{\tau_p} = \frac{2}{\Delta F} \cdot \frac{1}{\tau_p} \cdot 10^{-\frac{N}{20}}$$

伝送速度を B(baud) とすると

$$\delta_N = \frac{2B}{\Delta F} \cdot 10^{-\frac{N}{20}} \dots\dots\dots (2-17)$$

となる。

第10図は、 $\frac{B}{\Delta F}$ をパラメータとして、S/Nとひずみとの関係を示すものである。

一般に雑音は、それが連続雑音のときは通過帯域幅の平方根に、衝撃性雑音のときは通過帯域幅に比例す

るので、帯域制限により雑音量は抑圧できるが、一方符号変換点は雑音の影響を受けやすくなり、ひずみが増加することになる。

3. 信号伝送装置

3.1 概 説

ここでいう信号伝送装置は、搬送電信装置および、テレメータ、コントロールなどに使用される信号伝送装置を含んでいる。

信号伝送は搬送電信が母体となり、種々改良されてきたが、電信機械の制約から、伝送速度として50ボーが最大となっている。

しかし近年電気計算機の急速な発展に伴い、これに連動する通信網の要求が、通信速度、誤字率などの見地より、新しく検討されつつある現状である。

ここでは50ボー以下の低速度のものについて述べる。

搬送電信装置はふるくから実用化されているが、数年前、2項において考察したレベル変動による波形ひずみを、遅延回路を使って補償する信号受信器が実現されて以来、満足な回線が構成されることとなった。

テレメータには、アナログ式とデジタル式とがあるが、前者は数サイクルより20~30サイクルの範囲のパルスを伝送し、その繰返し周波数で測定するものである。後者はコード化して伝送するもので、高精度を要する貯水池の水位テレメータなどに使用されている。

テレコントロールでは、多周波式とパルスコード式とがあり、制御速度と経済性より両者の使い分けをしている。

3.2 周波数配置

信号伝送用トーンチャンネルの周波数配置には二つの系列があり、アメリカおよびわが国において旧来用いられてきた170 c/s 間隔によるものと、CCITT 勧告による120 c/s 間隔のものとのである。

通信速度と伝送帯域は、(2-12)式の立ち上り時間より制約され、50ボーの通信速度では±25サイクルとなる。実際には、発振周波数の変動と伝送系における同期はずれから、±35 ~ ±50 c/s 必要とされている。

170 c/s 間隔では±55 c/s、120 c/s 間隔では±35 c/s が使用されている。

3.3 信号ひずみ

電信回線として許容される伝送ひずみは端末機器で異なるが、電信機械が最もきびしくて、以下のようなひずみ配分となっている。

一般に電信回線は、直流3中継搬送4区間で安定な特性が要求されている。

電信機械の理論マージユを 50%
機器のローカルマージユを M_0 (30秒測定)

機器の規則ひずみを δ'_R

機器の不規則ひずみを δ'_i

伝送路の不規則ひずみを δ_i

搬送受信器の規則ひずみを δ_R

受信リレーの不規則ひずみを δ_{iR}

ひずみ余裕値を δ_u

不規則ひずみの30秒測定値と、1万字測値との補正係数を K とすれば

$$M_0 + \frac{\delta'_R}{2} + \delta_i = 50 \dots\dots\dots (3-1)$$

$$4\delta_R + \frac{\delta'_R}{2} + \delta_u + K \sqrt{4\delta_i^2 + \delta_i'^2 + 4\delta_{iR}^2} = 50 \dots\dots\dots (3-2)$$

である。

両式より

$$M_0 + \delta'_i - \delta_u = 4\delta_R + K \sqrt{4\delta_i^2 + \delta_i'^2 + 4\delta_{iR}^2} \dots\dots\dots (3-3)$$

となる。

ここで実際の数値を考えると、 M_0 は機器により異なるが約35%、 δ'_i は約7%、 δ'_R は8%となる。

δ_u は機器の電圧変動による安定度、生産の特性のばらつき、および搬送装置の安定度、特に受信リレーの偏倚ひずみなどを考慮して決定されるが、経験的に約5.5%とされている。また δ_{iR} は1.5%程度である。

K は実験的に約1.4とされている。

(3-3)式では

$$3.65 = 4\delta_R + 1.4 \sqrt{4\delta_i^2 + 58} \dots\dots\dots (3-4)$$

となって δ_R と δ_i の割り振りとなる。

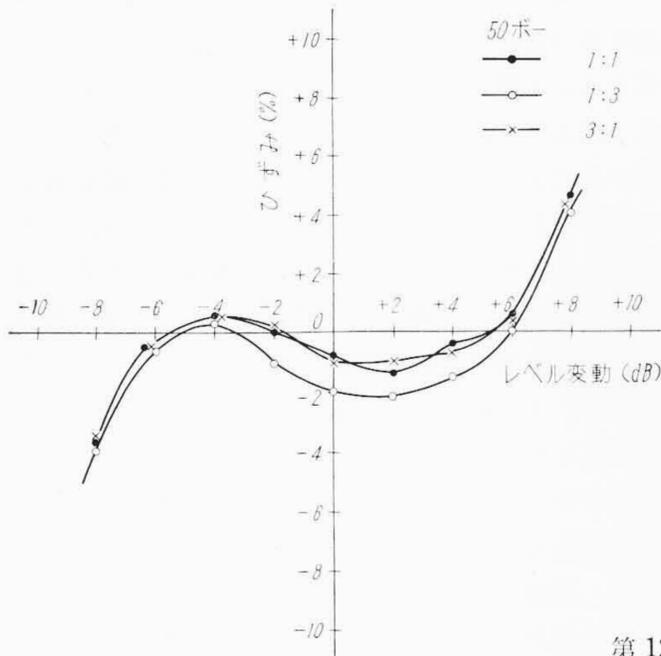
いま δ_R を4%とすると δ_i は6.5%となる。

規則ひずみすなわち偏倚ひずみと特性ひずみとを合わせて4%におさえ入力レベル変動を±5 dB考慮すると、相当困難な信号受信器であるが、遅延回路を用いることにより達成される。これは2.3項で考察したように、伝送波形は帯域制限によって梯形波となり、レベル変動でスライスレベルが変わって、幅が変わるものを、あらかじめ入力レベルに相当したバイアスを変え、その後遅延回路を通過した信号波を所定のレベルでスライスする原理になっている。

この方式では、古く用いられていたCRの平均電圧でバイアスする方式に比べ、特性ひずみが著しく改善される。トランジスタによってこの回路を実現すると、信号回路が直流を扱う関係上、温度特性に問題があるが、サーミスタを用い完全に温度補正することに成功した。

第11図にその特性を示す。

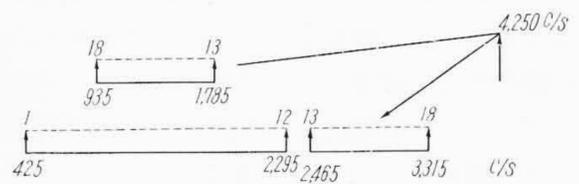
なお受信リレーのひずみは、トランジスタに置換えることによって、 δ_{iR} および δ_u の一部を軽減できる訳で、高耐圧トランジスタHJ-48を使用し良好な回線を得て



第11図 信号受信器特性



第12図 NS-1B 信号
伝送装置外観図



第13図 周波数配置

いる。

以上電信回線のひずみについて述べたが、テレメータ回線においては、繰返し周波数を受信側で、微分回路を通して平均値をとる関係上、伝送ひずみは、電信回路に比べほとんど問題にならない。

3.4 雑音

3.2項にて電信回線における不規則ひずみを6.5%としたが、これは2.5項の考察より、尖頭値 S/N を約 24 dB にとることを意味する。レベル計測定に換算すれば S/N 30 dB で、これを伝送系と、2.4項で考察した直線漏信とに配分して、それぞれ S/N 33 dB となる。

直線漏信は、送信濾波器においては、他通信路とのクロスオーバーの減衰、受信濾波器ではクロスオーバーと隣接通信路周波数との減衰で規定される。

回線雑音は、CCITT に規定する定常状態ではまったく問題にならないが、大きなピーク性雑音によりしばしば誤字を発生している。現在の回線は、電話を主体として構成されているために、ピーク性雑音をも平均電力で規定されているだけである。これについては、CCITT においても現在研究中であり、また高速度伝送に伴って、回線時々断とピーク雑音について各所で研究が始められている。

誤字率の減少のためには、符号化によってチェックするように、システムで行うのが有効であって、たとえば無誤字伝送装置 (ARQ) やテレコントロールのように符号のチェックバック方式が実用化されている。

3.5 振幅変調方式 (AM) と周波数偏倚方式 (FS)

信号伝送の変調方式として AM と FS があるが、おのおの一長一短があり、現在なお議論されている。

本稿は AM について詳述しているが、ここでは定性的

に FS との比較を述べるにとどめる。FS の最大の特長は雑音に強いということであり、一方 AM ではひずみ補償が容易であるということである。

まず、入出力レベルの変動に対して両者を比較すれば、FS では、リミッタがかかっている範囲内ではまったくひずみには関係のないのに反し、AM では、この補償に種々考慮を払う必要があり、規則ひずみを4%におさえたととき許容レベル変動は±数 dB 程度が限界

である。

次に周波数変動の見地からは、FS が極端に弱く、1 c/s の変動当りほぼ2%のひずみを生ずる。回線の同期はずれや発振器自体の変動を考えれば、この保守は大変なもので、FS の最大欠点となっている。AM では伝送特性との関係で、数 c/s の変動は問題がない。

雑音については、雑音の性質や装置の条件で異なるが、大体 FS が数 dB すぐれている。以上簡単な比較であるが両者の良否は、伝送回路の雑音と同期ずれの問題となり、CCITT の許容する S/N 50 dB 以上の回線では、AM の特長が良く表われ、FS よりすぐれていると考えて良い。

3.6 NS-1B 形信号伝送装置

日立製作所では、信号伝送装置として、各種製作しているが、最も広範囲の応用に設計された NS-1B 形について概要を述べる。第12図にその外観を示す。

本装置は全トランジスタ化されており、電信、テレメータ、テレコントロールに使用できるように入出力回路、伝送ひずみなどに十分注意が払われている。周波数配置は170 c/s 間隔配列に従い、第12チャンネルまではそのまま並列接続しているが、第13~18チャンネルでは3.2項で述べた直線漏信の減衰を十分とるため第4~9チャンネルの6量を群変調して配列してある。第13図はその周波数配置を示す。

通信は所要に応じて増設する場合に、単にパネルをプラグインすれば良いよう、独立発振とし架内配線、入出力レベルなどにもくふうがなされている。すなわち群変復調する場合としない場合のレベル差は、アンバランスパイプを使用することで無関係とし、保守上便利になっている。

入出力回路は、電圧入出力でも、接点入出力でも受渡しできるよう、簡単なストラップでできる。また電信機の接続には、直接トランジスタでドライブするよう製作されている。概略仕様は下記のとおりである。

電信路数	最高 18 量
信号方式	AM または FS
出力レベル	基準 -23 dB/CH (-8 dB max)
入力レベル	基準 -15 dB/CH
信号入出力条件	
電圧接続	600Ω 終端して ON- 2.5 V 以上 OFF- 0.25 V 以下
接点接続	ON 200Ω 以下 OFF $1 \text{ M}\Omega$ 以上
通信速度	最大 50 ボー
伝送ひずみ	入力レベル変動 $\pm 5 \text{ dB}$, 50 ボー 1:1, 1:3, 3:1, にて規則ひずみ 4% 以下, 総合ひずみ 8% 以下
電 源	-24 V , -48 V , -60 V , $\pm 10\%$ の電池 または入力 AC 100 または 200 V $\pm 10\%$ のエリミネータ
周囲温度	$0 \sim 40^\circ \text{C}$ の範囲で、無調整で動作可能

4. 搬送保護継電方式における伝送装置

4.1 概 説

搬送電流装置の電力技術への応用のうち、搬送保護継電方式は、電力技術と通信技術とが最もこん然一体となっているものであるといえよう。

保護方式には主継電器の動作から、方向比較方式、位相比較方式、指令式などの方式があり、伝送方式もそれに相応した方式が採られねばならない⁽¹⁾。ここでは伝送方式に対する基本的な考察について述べ、日立製作所で製作した装置について紹介する。

冒頭に述べたように、搬送保護継電方式における伝送装置は、一般の信号伝送装置、あるいは搬送電話端局装置と相異なる点が多い。すなわち

- (1) 立ち上り時間、遅延時間ともに可及的小であること。
 - (2) レベル変動、雑音による影響が少ないこと。
 - (3) 電力消費量はできるだけ小さいこと。
 - (4) 周波数配列はできるだけせまくできること。
 - (5) その使命から考えて、とくに高信頼度を要求されること。
 - (6) 強電関係の技術者が取扱うため装置は簡単な構成であること。
- などが要求される。

4.2 伝送回路と雑音

この方式の伝送路は多くの場合電力送電線である

が、この回線の安定度は結合方式により異なる⁽²⁾。搬送波を遮断器の動作阻止として使用する阻止方式にあっては、信号は必ず健全線を通して伝送されるので、最も経済的な 1 線大地間結合方式が採られる。しかし搬送波を遮断指令信号として使用する方式においては、故障線を通して信号を伝送することを考慮する必要がある、したがって結合も 1 線のみでなく、2 線大地間結合あるいは回線間結合のように 2 線にまたがる結合方式を採らねばならない。この場合、結合回路をハイブリッド形にすることにより、1 回線の故障による他回線への影響を軽減せしめることができるので有利である。

送電線に発生する雑音のうち、搬送保護継電回線に重要な意味をもつものは、故障発生時および遮断器開閉時の雑音で、系統の故障と無関係に発生する雑音は、電力継電器との協調から問題にしないでよいであろう。しかし故障時の雑音の実体はなかなかつかめず、人工故障試験の結果を解明の足がかりとしている。

この結果によると、 $\pm 3 \text{ kc}$ 帯域においては尖頭値で $+40 \text{ dB}$, $\pm 150 \text{ c/s}$ 帯域では尖頭値 $+20 \text{ dB}$ に達する雑音が記録されている⁽³⁾。しかし一方これら雑音の継続時間は、比較的短く 10 ms 程度であることが認められている。

阻止信号送出時、他区間の雑音により信号が抑圧され断となることが考えられるが、遮断器開閉時においてもかかる瞬断は認められないという報告がある⁽⁴⁾。

近時マイクロウェーブを回線に通して、保護継電器用信号を伝送することが計画され実施されているが、フェーディングによる雑音の増大が生じないように、また無線端局装置の切替えによる回線の一時断が生じないように、装置設計の当初から考慮するとともに保守を厳格にしなければならない。

信号を雑音から識別する手段として、複雑な信号を組み合わせること、時間によって判別することが考えられる。遮断指令として信号を伝送する方式では、特にこの点に留意する必要がある。日立製作所で製作している指令式保護継電装置は、この両者を採り入れ、信号方式を周波数偏倚方式とし、また信号積算により一定時間継続したことをもって信号と判断する回路を構成している⁽³⁾。

4.3 信号方式

従来多く使用されている方式は次のとおりである。

(1) 非変調単一周波方式

これは、方向比較方式に使用される信号方式で、故障検出信号または内部判定信号としては、跳躍波形の伝送によるものであり、外部判定信号としては、搬送波の連続送出により行うものである。したがって厳密には非変調とはいえないが、従来の慣習どおり非変調単一周波方式と呼称している。

前者の周波数スペクトラムは (2-7) 式により示さ

れる。

(2) 振幅変調方式

これは、位相比較方式に使用される信号方式で、変調波は系統周波数で繰返される矩形波である。

この周波数スペクトラムは(2-3)'式により示される。またその波形ひずみの許容値は、方式全体よりみて、負側がきびしく規定されている。

(3) 周波数偏倚方式

この方式は、一般に振幅変調に比し、雑音に対して強いといわれている。しかしこれは、偏倚幅と変調周波数との比に関連していえることであって、この比をもって振幅変調に対するN/Sの改善度を表わす。

周波数偏倚信号方式を採用する場合には、変調周波数に対し偏倚幅を適正に選択し、かつ雑音中の振幅変調成分を抑圧するために受信機は十分なリミッタ特性をもつよう設計されねばならない。

4.4 伝送帯域

4.4.1 非変調単一周波方式

阻止信号としては、単周波連続送出であるから、帯域はせまくてよいが、故障検出および内部判定信号の伝送時間は短い必要があるので、この点から使用帯域が限定される。現在±100 c/s乃至±150 c/sが使用されている。

伝送時間は2.3.3項の遅延時間と2.3.2項の立ち上り時間の両者が関係し

$$T = \tau_a + \frac{1}{2} \tau_b$$

として表わされる。

またこの伝送時間はほとんど狭帯域水晶共振器によって決定されるが、この共振器は普通2区間構成の水晶共振器であるから(2-13)式より

$$\tau_a = 2 \times \frac{2}{2\pi \Delta f}$$

伝送帯域を±ΔF=±125 c/s Δf=5/3 ΔF とすると、

$$\tau_a \approx 3 \text{ ms}$$

となる。

また立ち上り時間は(2-12)式より

$$\tau_b = 4 \text{ ms}$$

したがって伝送時間は

$$T \approx 5 \text{ ms}$$

となる。

しかし2.3.4項に述べたように、振幅ひずみ、位相ひずみによる波形消滅後のリップルは、伝送時間を大きく引きのばす恐れがあるので、あらかじめ送信側にて高次側帯波を抑圧しておく必要がある。したがって検波器の時定数をも考慮すると全体として7ms程度である。

4.4.2 振幅変調方式

本方式は矩形波伝送であるから、波形を忠実に伝送する意味からは、帯域は広いことが好ましい。しかし帯域を広げると受信機に入る雑音も増大するので、波形ひずみがゆるす限り帯域を圧縮する必要がある。

位相比較方式における波形ひずみの許容値を商用周波の電気角の+20%、-5%とし、レベル変動10dB程度を考慮して信号受信機にひずみ補償を行うことにより、帯域を±500 c/sまで縮めることができる。

4.5 周波数間隔

他系統に同種装置が設置される場合、周波数間隔は漏信号、線路損失、受信感度特性により決定される。

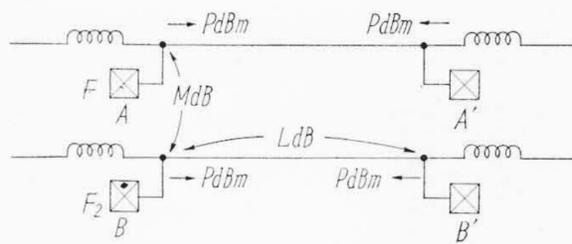
第14図においてA、A'、B、B'はいずれも送信出力P dBmで受信特性は第15図のとおりであるとする。

正規着信レベル	(P-L) dBm
他系統送信時の受信レベル	(P-M) dBm
直線漏信減衰量	K dB
線路損失	L dB
異系列減衰量	M dB

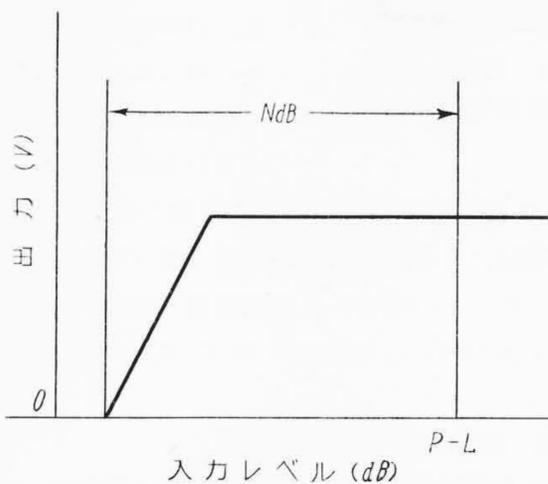
とすると、他系列の送信により妨害を受けぬためには、

$$P-M-K < P-L-N$$

$$\therefore M > L+N-K \dots\dots\dots (4-2)$$



第14図 伝送系統図



第15図 受信特性

第 2 表 周波数間隔と直線漏信減衰量

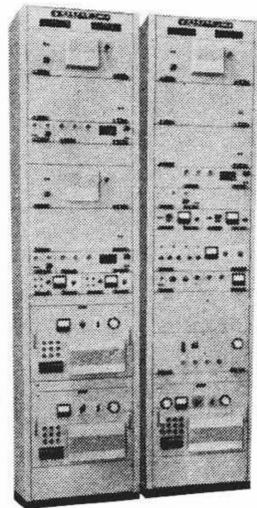
$F_2 - F_1$	K
500 c/s	15 dB
1 kc	20 dB
2 kc	30 dB

第 3 表 系列間減衰量と周波数間隔

M	ΔF
0 dB	> 8 kc
10 dB	> 3 kc
20 dB	> 1 kc
30 dB	> 0.5 kc

第 4 表 搬送保護継電器用伝送装置仕様

	PK-13B	PK-18
送信出力	+40 dBm	+30 dBm
最低入力レベル	+ 5 dBm	+10 dBm
最高不感動レベル	0 dBm	+ 5 dBm
伝送時間	7 ms 以下 (第 17 図に例を示す)	10 ms 以下 (方向比較方式として使用したとき)
能動素子	送信管を除き通信用 mT 管	トランジスタ
接続条件	入力: 接点 出力: 電流 18mA 以上	入出力共接点または 電圧 2.5V 以上 (ON) 0.25V 以下 (OFF)
消費電力	1 回線当り 待受時 200VA 以下 送信時 300VA 以下	DC 24 V 待受時 80mA 以下 送信時 350mA 以下



第 16 図 PK-13B 形搬送電流装置外観図

4.5.1 方向比較方式

直線漏信減衰量と周波数間隔を、帯域 ± 150 c/s とし、て求めると第 2 表となる。

そこでたとえば $L=25$ dB, $N=15$ dB とすると、(4-2)式と第 2 表より

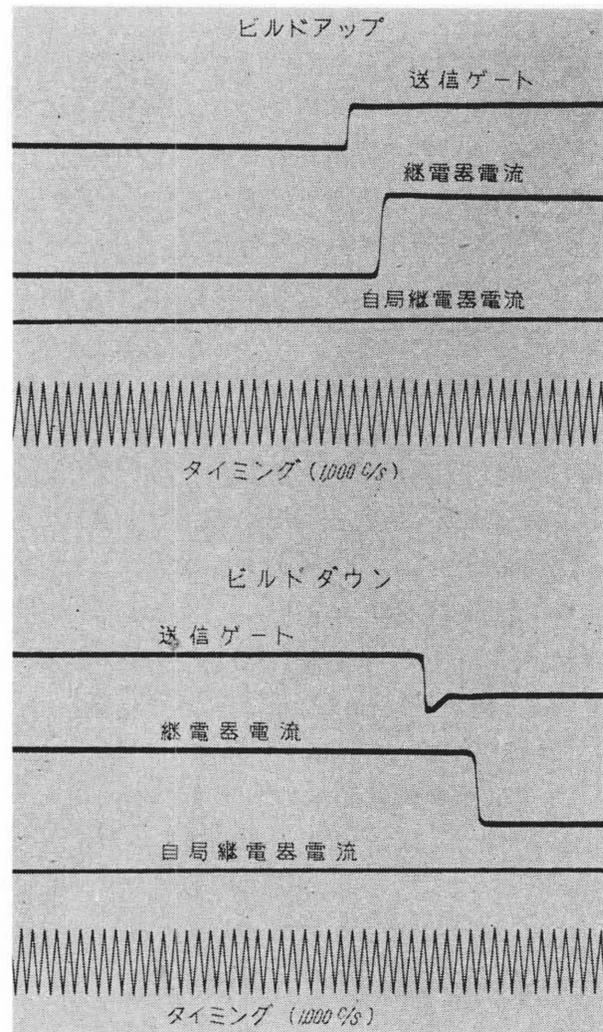
$$M > 25 \text{ dB}$$

の減衰が与えられるときには、500 c/s 配列が可能である。直線漏信が問題にならない場合には、周波数間隔は受信濾波器の特性から決定されるが、この場合でも

500 c/s 間隔である。対向で周波数が異なる場合には、直線漏信により伝送時間が見掛上延びるという場合が生じるが、この場合には自端送信の受信への回り込みの抑圧度を M とし、同様に (4-2) 式より求めることができる。

4.5.2 位相比較方式

周波数間隔を ΔF kc, 伝送帯域を ± 500 c/s とし、変調周波数(系統周波数)を 60 c/s とすると、



第 17 図 PK-13B 形搬送電流装置伝送時間

$$\left(\frac{\Delta F - 0.5 - 0.06}{0.12} \right) \text{番目より} \left(\frac{\Delta F + 0.5 - 0.06}{0.12} \right) \text{番目の}$$

側帯波が帯域内に落ちることになる。このエネルギーが受信に妨害を与えぬよう ΔF を定めればよい。

側帯波減衰量は(2-5)式において $n=2m+1$, $b=\frac{1}{2}$ として

$$10 \log \frac{2}{\pi^2} \frac{1}{(2m+1)^2} \text{ dB}$$

であるから周波数間隔は

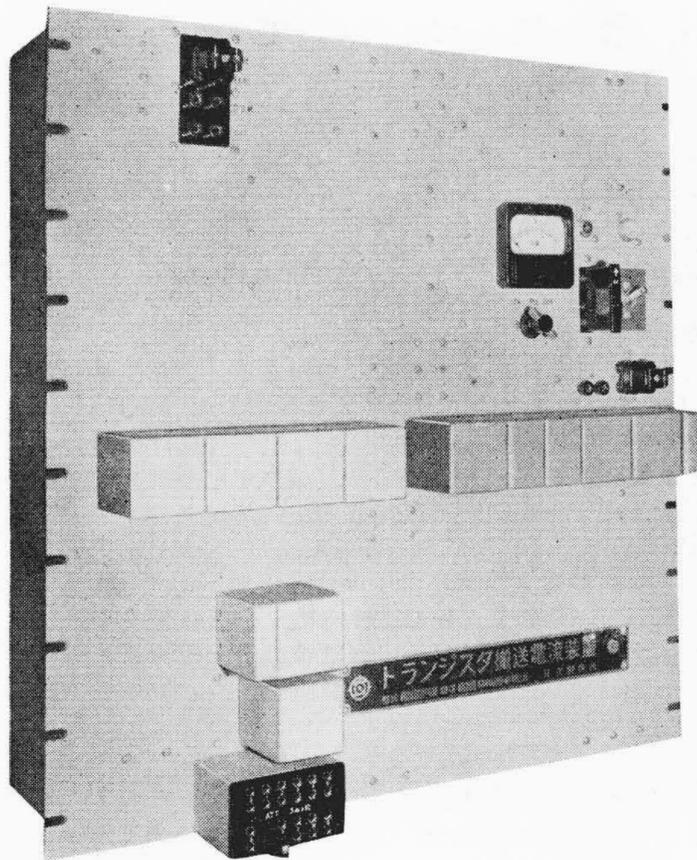
$$K \geq 10 \log \frac{2}{\pi^2} \sum \frac{1}{(2m+1)^2}$$

を満足する m 番目側帯波から帯域におちるように定める。

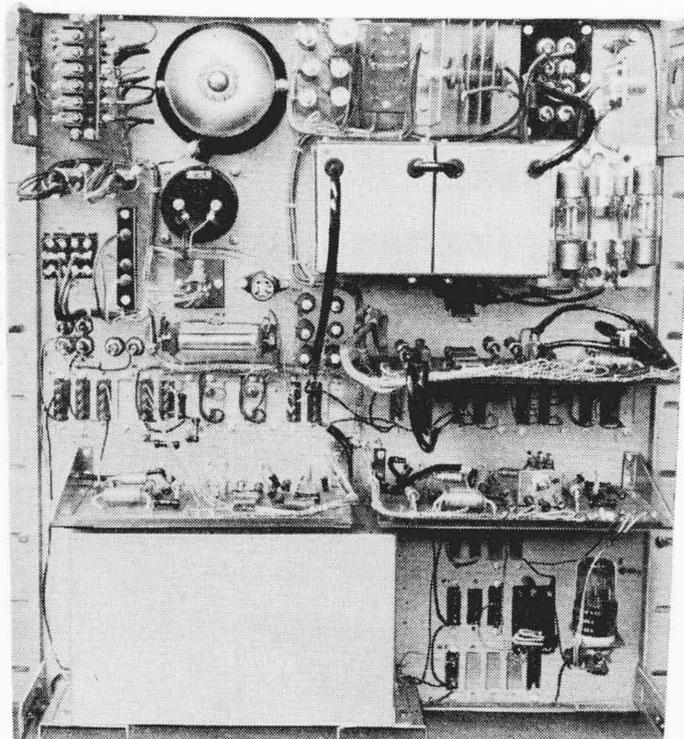
ゆえに(4-2)式より

$$M \geq L + N - 10 \log \frac{2}{\pi^2} \sum \frac{1}{(2m+1)^2} \dots \dots \dots (4-3)$$

たとえば $L=25$ dB, $N=15$ dB とし、(4-3)式を計算すると第 3 表が得られる。



(a) 正 面 図



(b) 内 面 図

第18図 PK-18形搬送電流装置

4.6 装置概要

4.6.1 PK-13B形搬送電流装置

本装置は方向比較方式に採用される伝送装置で第16図はその外観を示す。

本装置は、搬送電話端局装置で開発され安定度の向上した小形部品を使用し、またプラグイン方式を採用して、取扱い保守に便なるよう考慮されている。

概略性能は第4表のとおりである。

4.6.2 PK-18形搬送電流装置

本装置は方向比較方式、位相比較方式に使用される伝送装置で、第18図はその外観を示す。

本装置はトランジスタを能動素子として使用した伝送装置で、消費電力少なく、また消耗部品がないので、保護継電器のように高度の安定性が要求される装置に最もふさわしいものである。その性能は第4表に示すとおりである。

5. 結 言

以上、波形伝送を取り扱う場合の基礎的な事項と、具体例として2種の伝送装置について考察してきた。

ここでは、信号伝送装置については、低速度のもののみを述べたが、われわれは実時間におけるデータ伝送を考慮し高速度伝送の研究をも進めている。また安価な再生中継器を製作することにより、回線の安定度向上を経済的に実現しうるが、これについては稿を改めてご批判を仰ぐつもりである。

保護継電方式の伝送装置は、急速にトランジスタ化されるすう勢にあるが、すでにPK-18形を世に出したわれわれは、さらにトランジスタの開発を進めて、高出力装置を製作するよう鋭意努力している。

最後に、信号伝送装置の開発に際し種々有益なご助言を賜った東北電力株式会社通信課、ならびに給電課の各位に対し厚くお礼を申しあげる。

参 考 文 献

- (1) 滝田，磯崎：日立評論 別冊 No. 23, (昭 33)
- (2) 電力技術研究所：依頼試験報告書 電通 5601 (昭 32)
- (3) 川井ほか：日立評論 38, 4 (昭 31)
- (4) 東京大学ほか：符号変調委員会資料 10-28 (昭 34)