

制御信号伝送用変換器の雑音特性

The Noise Properties of a Variable Frequency Telecontrol System

竹村 克己* 稲村 元士*
Katsumi Takemura Motoshi Inamura

内 容 梗 概

衝流周波数式電力系統アナログ制御信号伝送系では、伝送路雑音により障害を受け遠隔制御系への外乱となる。このため12~24 c/sの衝流周波数を用いる送、受量変換器50ボーAM, FS信号伝送装置、白色雑音発生器で試験装置を構成し、受量変換器に各種の検波後ろ波器を適用することによる耐雑音性向上に関し理論的、実験的に検討した。その結果乱点の発生しない入力SN比の許容値は、ろ波器なしではAMで19dB, FSでは14dBであるが、簡単なろ波器を適用することで許容値を両方式とも8dBまで低下でき、かなり雑音の多い回線でも十分信頼のある制御信号の伝送が可能であることが明らかとなった。

1. 緒 言

近年電気事業では、給電設備の近代化、自動化にともないテレメータ、テレコントロールなどの信号伝送が普及しつつある。これらのうちおもなものは有線、無線通信回線、電力線搬送回線などの50ボー伝送路を利用する12~24 c/s衝流式である。この方式では伝送路での雑音混入により障害を受ける可能性があるが、この問題に関しては十分な検討が行なわれていなかった。

さて自動給電システムの遠隔制御用信号伝送については、制御対象の時定数が比較的大であるため、衝撃性雑音、瞬断などの瞬時性雑音に起因する雑音スペクトラムは制御対象出力には現われず、さして問題ない。一方コロナ雑音、漏話などの持続性雑音は受量器出力に低周波雑音スペクトラムを発生する原因となり、制御ループへの外乱となり問題となる。

この雑音特性改善問題で最も効果的な手法は、通信一般論からして線形ろ波器を用いることである。このため振幅変調(AM)、周波数偏移(FS)副搬送波信号伝送装置、疑似音声発生器、飽和トランス形受量器などを組み合わせて試験装置を構成し、これに検波後ろ波器を適用することによって耐雑音性向上の検討を行なうこととした。

ここでは、上記方針に基づき最適ろ波器の形状決定方法、その効果の確率的検討、改善度の推定方法、実験結果などを取りまとめ報告する。

2. 試験装置の概要

2.1 アナログ制御信号伝送系の概要

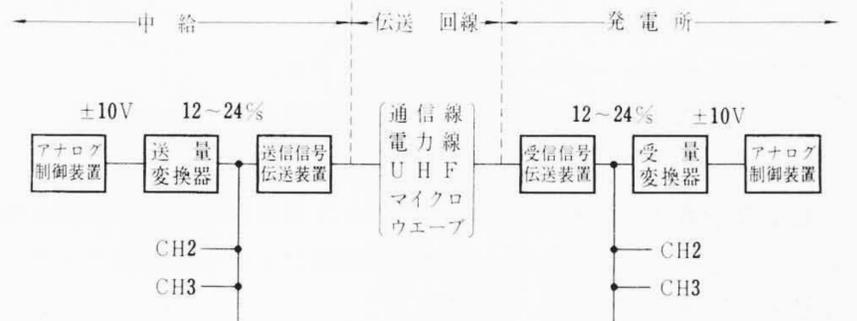
この装置は大別して送量部と受量部で構成され、両者は伝送回線により結ばれている。送量部では中給側アナログ制御装置の出力信号電圧(たとえば±10V)をこれに比例した衝流周波数12~24 c/sに変換する。この衝流周波数は周波数分割多重方式に適合するよう送信側搬送装置でトーン変換し、通信線、電力線搬送、UHF、マイクロウェーブなどの搬送回線によってほかのテレメータ信号などとともに多重伝送する。受量部では無線周波の信号を衝流周波数に復調し、受量変換器でこの周波数に比例した直流電圧±10Vに変換し、発電所側アナログ制御装置への入力とする。第1図にそのブロックダイアグラムを示す。

2.2 雑音試験装置

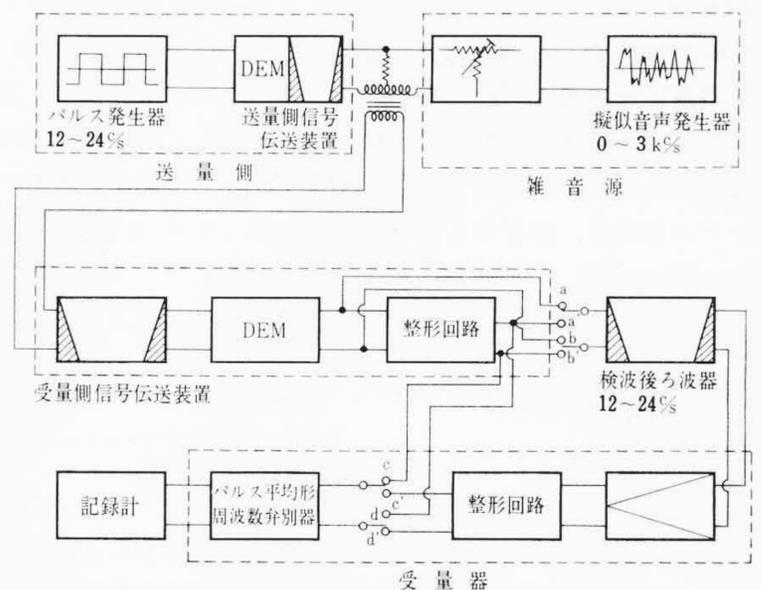
装置の構成を第2図に示す。検討の対象は電力系統制御における周波数スペクトラム1c/s程度以下のアナログ信号の伝送である。この場合障害となる雑音は、コロナ雑音、非直線漏話、誘導雑音な

どの継続性雑音であり、正規分布ランダム雑音と考えてよいため雑音源は疑似音声発生器とする。

比較検討のため信号伝送装置にはAM, FS両方式を使用することとし、その仕様を第1表に示す。送量側では変調器出力にハイブリッドコイルで雑音を加え、受量側では復調器帯域ろ波器を通過した信号+雑音を復調し衝流周波数を得る。次にこれに各種の減衰特性をもつろ波器を接続し、その出力を増幅整形して受量変換器で直流信号に変換し記録計で乱点発生状況を観察し、ろ波器の効果を検討する。



第1図 電力系統制御信号伝送システム

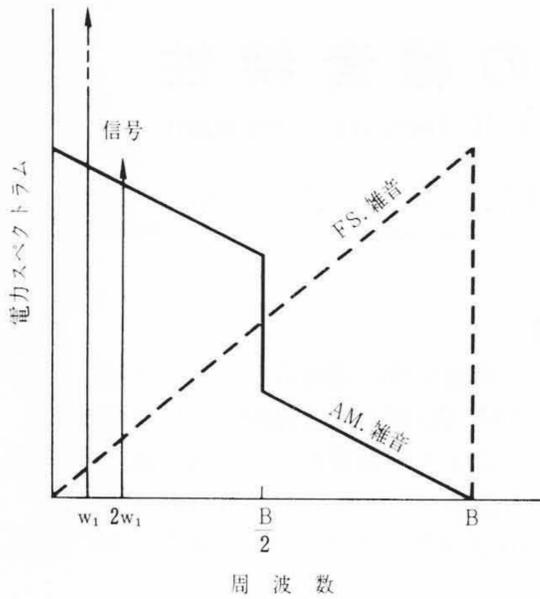


第2図 試験装置ブロックダイアグラム

第1表 信号伝送装置の仕様

方式	中心周波数 (c/s)	周波数偏移幅 (c/s)	スペーシング (c/s)	出力レベル (dBm)	入力レベル (dBm)	インピーダンス (Ω)	通信速度 (ボー)	受信帯域ろ波器帯域幅 (c/s)
AM	765		170	-17.5	-21	600	50	106
FS	1,615	±35	170	-20	-21	600	50	108

* 日立製作所日立研究所



第3図 AM, FS 副搬送波復調後の雑音の周波数スペクトラム分布

3. 検波後ろ波器の雑音除去効果の理論的検討

3.1 ろ波器の最適形状⁽¹⁾

試験にあたっては、まず理論的にろ波器の最適形状を求める必要がある。この場合雑音は正規分布ランダム雑音、信号は12~24 c/s 衝流周波数でありかつ情報の周波数スペクトラムは1 c/s 程度以下であるため、情報は衝流の基本波のみで伝送されている。このことから、RMS 基準による最適予測ろ波器が最良の手段となり、その伝達関数 W_{opt} は周知のとおり、

$$W_{opt} = \frac{S(\omega)}{S(\omega) + N(\omega)} \exp(j\omega\tau) \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 $S(\omega)$: 信号のパワースペクトラム
 $N(\omega)$: 雑音のパワースペクトラム
 τ : 予知時間

必要な情報を含む衝流基本波成分のみに着目し長時間にわたる時間平均をとれば、信号は12~24 c/s 帯域幅をもつ一様分布ランダム正弦波である。よって k_1 を定数として、

$$S(\omega) = k_1 \quad 12 \leq \frac{\omega}{2\pi} \leq 24 \dots\dots\dots (2)$$

復調後の雑音の周波数スペクトラム分布は第3図⁽²⁾に示すように、AM では考慮する帯域内で一様分布、FS では信号対雑音比 (S/N 比) の良好な点では三角分布、スレッショールドレベルに近づくにしたがい低域雑音が増大し一様分布に近づく。ここでは S/N 比がかなり悪い点を問題としており、AM, FS とともに復調後の雑音のスペクトラム分布は一様と考えられる。したがって k_2 を定数として、

$$N(\omega) = k_2 \dots\dots\dots (3)$$

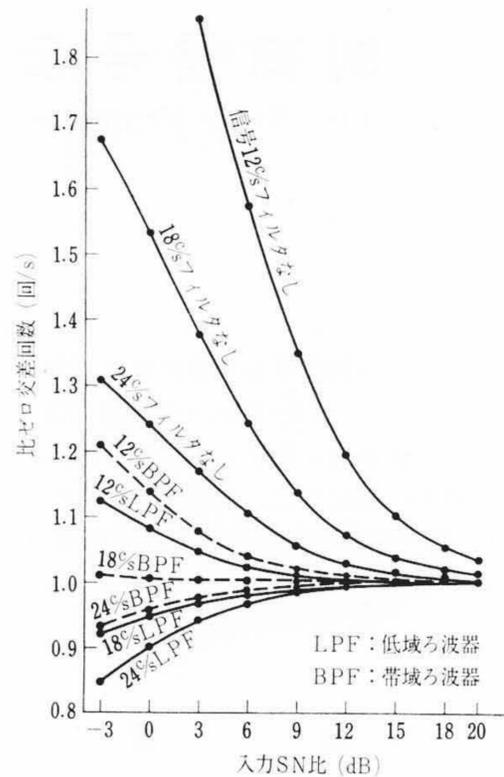
よって最適ろ波器の伝達関数は(1), (2), (3)式より

$$W_{opt} = \frac{k_1}{k_2 + k_1} \exp(j\omega\tau) \quad \left. \begin{array}{l} 12 \leq \frac{\omega}{2\pi} \leq 24 \\ = 0 \quad \frac{\omega}{2\pi} < 12, \frac{\omega}{2\pi} > 24 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

(4)式は理想ろ波器の伝達関数であり、そのままでは実現不能であるが、これに近似したろ波器を用いればかなりの雑音低減効果を期待できる。

3.2 理想ろ波器の改善効果⁽³⁾

前節で最適ろ波器の伝達関数が求められたので、次にその効果の理論的検討をする。信号成分は正弦波とみなせるから、この問題は(正弦波)+(ランダム雑音)のフィルタ効果に関するRice問題となる。ここではBendat氏によるアンサンブル平均的考察で検討する。ある母集団の k 番目の記録に対し、信号と雑音の和 $^k y(t)$ は、



第4図 (正弦波)+(ランダム雑音)ゼロ交差回数

$$^k y(t) = ^k Q \sin(\omega t + \phi_k) + ^k n(t) \dots\dots\dots (5)$$

ここに、 $^k Q$: 信号の振幅
 ϕ_k : 信号の位相
 $^k n(t)$: 雑音の瞬時値
 t : 時間

時間を固定した数例 $\{^k y(t)\}$ とその微分値 $\{^k y'(t)\}$ の結合確率密度関数を $f(\alpha, \beta)$ とし、単位時間内にレベル α を通過する全期待回数 \bar{N}_α は、

$$\bar{N}_\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} |\beta| f(\alpha, \beta) d\beta \dots\dots\dots (6)$$

理想ろ波器の通過帯域 $|\omega|$ を $0 \leq a\omega_0 < |\omega| < b\omega_0$ とすると、低域ろ波器では $a=0, b \geq 1$ 、これより(6)式を用いてゼロ交差回数 \bar{N}_0 は、

$$\bar{N}_0 = \frac{\omega}{\pi} \left[\frac{\rho + \left(\frac{b^2}{3}\right)}{\rho + 1} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (7)$$

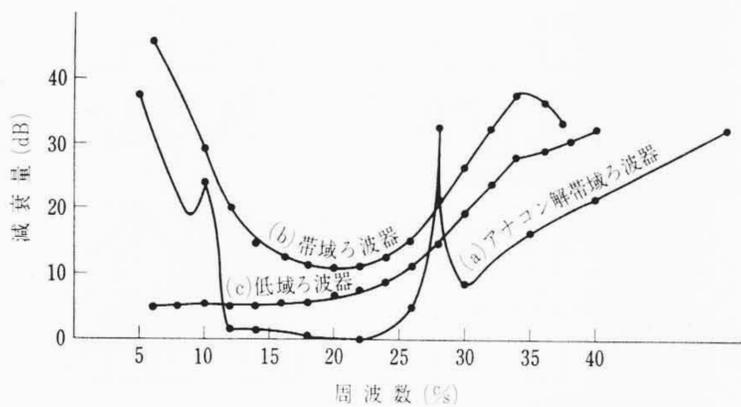
ここに、 $\rho = \frac{^k S^2(t)}{^k n^2(t)}$

上式で $\bar{\quad}$ は平均値をとることを示す。帯域ろ波器では $a=1-\delta, b=1+\delta$ と選んで、

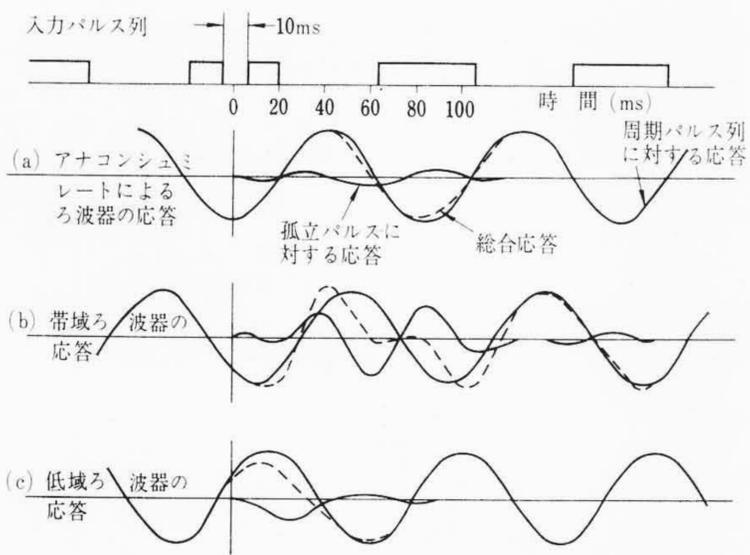
$$\bar{N}_0 = \frac{\omega}{\pi} \left[\frac{\rho + 1 + \frac{\delta^2}{3}}{\rho + 1} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (8)$$

ろ波器出力電圧をゼロレベルより正側をマーク、負側をスペースとなるような方形波に整形する場合、ひずみのはいる確率と S/N 比の関係は(8)式で ρ がある一定値のとき、 $\rho \rightarrow \infty$ のときの比 $\bar{N}_0 \frac{\pi}{\omega}$ であらわされ、その計算値を第4図に示す。この比ゼロ交差回数が1に近いほど雑音除去効果が大であり、図より最も効果があるのは帯域ろ波器であることがわかる。また信号周波数によってもゼロ交差に差があり帯域ろ波器適用時は衝流18 c/s が最も雑音に強い。

この問題は正式には前に仮定したレーレ分布正弦波のかわりに固定正弦波として解析せねばならない。この仮定を用いたため後述の実験結果よりひずみ発生確率が大となっているが、ここではこの簡単な方法によりろ波器の確率的傾向を求めるにとどめ、次の実験的検討に移る。



第5図 各種ろ波器の減衰特性



第6図 ひずみを含むパルス列に対するろ波器の応答

4. 実験による検討

4.1 ひずみを含むパルス列に対するろ波器の応答

第5図に試用したろ波器の伝達特性を示す。(a)はアナコンで電荷シュミレートをして得た理想特性に近いろ波器、(b)は誘導 m + 定 k 形帯域ろ波器、(c)は誘導 m + 定 k 形低域ろ波器である。低周波狭帯域のろ波器ではインダクタンス素子が大きくなり、直流抵抗が増大するため良好な特性を得ることはむずかしい。

ろ波器の効果の直観的検討をするため、ひずんだパルス列に対するろ波器の応答を求める。重ね合せの理を用い正常の衝流と孤立ひずみパルスにわけて応答を求め、あとで総合する。理想低域ろ波器に対するパルス列の応答 $y_1(t)$ は整数 k を $F/f - 1 \leq k \leq F/f + 1$ で規定して、

$$y_1(t) = \sum_{n=-k}^k \varepsilon^{jn \frac{2\pi}{T} t - 2\pi f \tau} \cdot \frac{1}{2} A_m \frac{\sin \omega_n \frac{T}{4}}{\omega_n \frac{T}{4}} \dots (9)$$

ここに、 A_m : パルス列の高さ

$f = \frac{\omega}{2\pi}$: 信号周波数

F : ろ波器遮断周波数

ω_n : $k\omega$

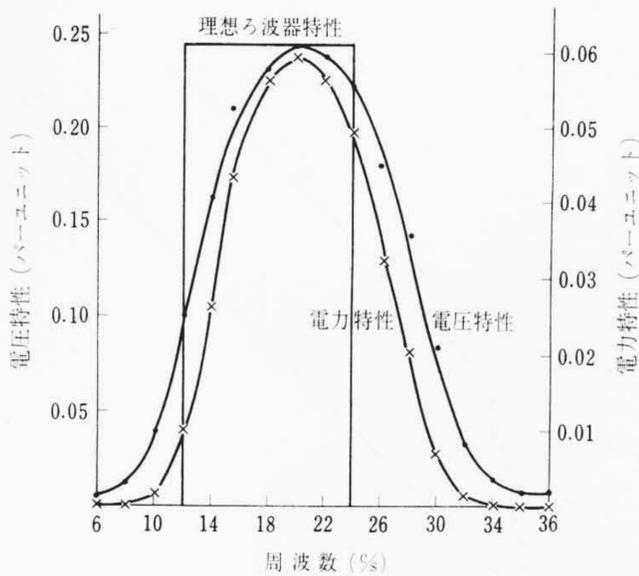
孤立パルスに対する応答 $y_2(t)$ はフーリエ変換を用いて、

$$y_2(t) = \int_{-F}^F A_m \frac{2}{\omega \tau_0} \sin \frac{\omega \tau_0}{2} e^{j\omega(t-\tau)} d\omega \dots (10)$$

ここに、 τ_0 : ひずみパルスの時間幅

全体の応答は $y_1(t) + y_2(t)$ である。 $2f/F > 1$ のときは(9)式は単なる正弦波である。(10)式は正弦積分であり数表を用いて計算できる。

ろ波器のパルス応答の解析的意義は明らかとなったが、実際は理想ろ波器でない場合の応答を計算で求めるのは繁雑であるので、実



第7図 帯域ろ波器(b)の電圧、電力特性

験で求め、これを第6図に示す。いずれも信号は12 c/s衝流、ひずみは幅10秒である。第6図の(a)はアナコンシュミレートによるろ波器(a)による応答で、信号成分の減衰がなく、ゼロ交差回数は増大しない。第6図(b)は帯域ろ波器(b)による応答で12 c/s付近の減衰特性が悪く、孤立パルス応答に比し信号が減衰し総合応答波形はなまり、ゼロ交差回数が増大している。第6図(c)は低域ろ波器(c)に対する応答で、孤立パルスの応答も大であるが、信号の減衰も少なく正常に動作している。信号24 c/s付近ではこの逆で、(a)、(b)が正常(c)にゼロ交差回数の減少を生ずる。

4.2 実用可能限界 SN比の推定

前項の考察より信号成分の減衰量と、ひずみパルス周波数スペクトラムの通過帯域幅とに比例して乱点の増大することが明らかである。また実験によると乱点の発生しないSN比と乱点発生確率 P_r との間には指数関数的関係があり、

$$P_r = k \exp\left(-\frac{S}{N}\right) \dots (11)$$

SN改善効果のないAMでは乱点の発生しない限界⁽⁴⁾(許容入力SN比)は18 dBである。一般にひずみ発生確率が 10^{-4} 以下であれば長時間の測定でも乱点は発生しない。そこでSN比18 dBでひずみ発生確率が 10^{-4} となるとの仮定を設けると(11)式の k は約1/2となる。検波後ろ波器を使用し、帯域が制限された場合でも $k \approx 1/2$ と仮定して検波後ろ波器適用時の許容入力SN比を推定する。つまり整形回路入力SN比が同一なら、ゼロ交差確率も同一であると仮定して推定計算を行なうのである。

全電力スペクトラム $P(\omega)$ は、信号衝流周波基本波 ω_1 の電力スペクトラム $S(\omega_1)$ 、信号衝流周波第2高周波 $2\omega_1$ の電力スペクトラム $S(2\omega_1)$ 、および雑音の電力スペクトラム $N(\omega)$ の和であるので復調器出力全電力 R は、

$$R = \int_0^\infty P(\omega) d\omega = \alpha K_1 R + (1-\alpha) K_1 R + K_2 R \dots (12)$$

ここに、 αK_1 : 信号基本波成分の全電力に対する割合

B : チャンネルろ波器通過帯域幅

K_1 : 信号電力の全電力に対する割合

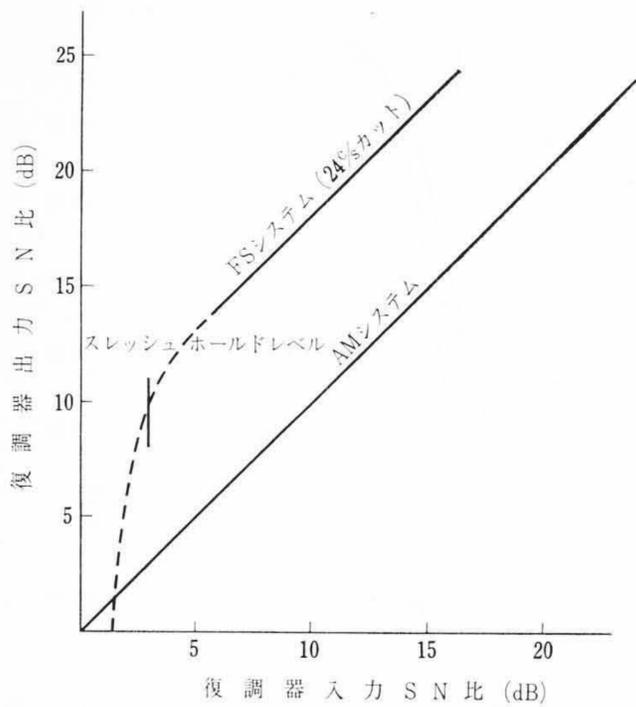
K_2 : 雑音電力の全電力に対する割合

検波後ろ波器を適用した場合の出力信号成分の電力を S_0 、出力雑音成分の電力を N_0 とすると、

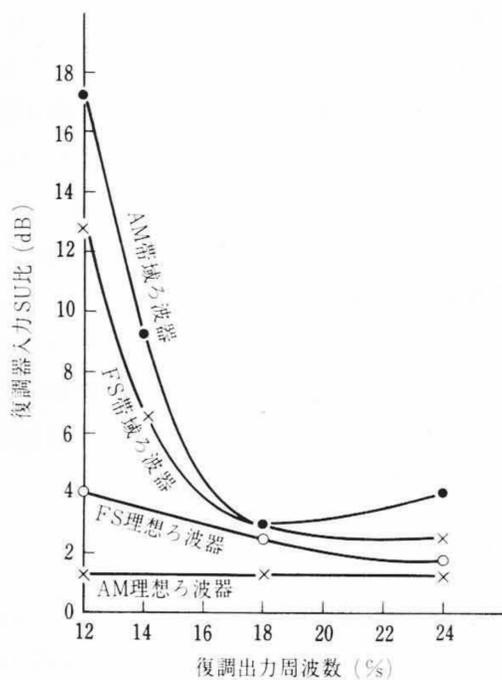
$$S_0 = \int_0^\infty |W(j\omega)|^2 S(\omega_1) d\omega = |W(j\omega_1)|^2 S(\omega_1) \dots (13)$$

$$N_0 = \int_0^\infty |W(j\omega)| [N(\omega) + S(2\omega_1)] d\omega \dots (14)$$

(12)、(13)、(14)式より K_1 と K_2 の比を求め実数領域に変換すると、



第8図 AM, FS 両方式の入, 出力雑音特性



第9図 許容入力 SN 比の推定計算値

$$\frac{K_1}{K_2} = \frac{\frac{S_0}{N_0} \frac{1}{B'} \int_0^{B'} W^2(f) df}{\alpha W^2(f_1) - \gamma \frac{S_0}{N_0} (1-\alpha) W^2(2f_1)} \dots (15)$$

(15) 式に (11) 式で与えられる規定 SN 比を代入すれば, K_1/K_2 として検波後ろ波器を用いた場合の許容入力 SN 比を得る。(15) 式で γ は第 2 高周波のゼロ交差への寄与の程度を示し, また雑音の帯域を B とせず第 3 図から得られる等価雑音帯域幅 B' をとる。

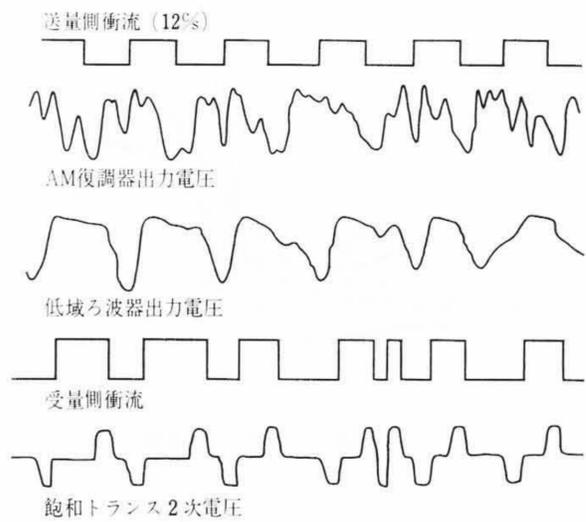
次に許容入力 SN 比推定計算の第 5 図の帯域ろ波器 (b) への適用例を示す。このろ波器の電圧特性 $W(f)$ と電力特性 $W^2(f)$, ならびに理想ろ波器の特性を第 7 図に示す。復調波の調波分析より α は AM では, 0.999359, FS では 0.9734 である。 B' は第 3 図より 75c/s, γ は実験上より 1/4 とする。AM では復調側帯域ろ波器の許容入力 SN 比 $\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{AM}$ は (15) 式を適用して,

$$\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{AM} = 20 \log \frac{K_1}{K_2} \dots (16)$$

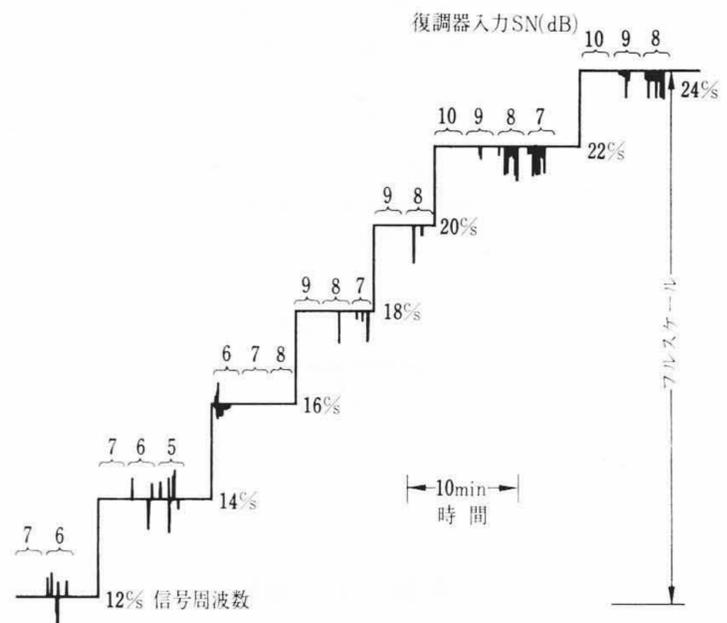
FS では FM 変調指数を β としてスレッシュホールド以前では,

$$\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{FS} = 20 \log \left(\frac{K_1}{\sqrt{3} \beta K_2} \right) \dots (17)$$

ここに, ω_d : 偏移周波数



第10図 AM方式に検波後ろ波器として低域ろ波器 (c) を適用したときの各点のオシログラム



第11図 FS方式に簡易形低域ろ波器を適用したときの乱点発生状況

$$\beta = \frac{\omega_d}{2\pi F} \sqrt{3}$$

第 8 図は AM, FS の副搬送波 SN 比と復調後の SN 比の関係を示している⁽¹⁾。FS ではスレッシュホールドレベルより SN 比が劣化した場合は第 9 図を利用して FM 改善度の減少分だけ (17) 式よりさし引く。これで AM, FS 両方式とも推定計算が可能となったわけで, 第 9 図に, 第 5 図の帯域ろ波器 (b) および理想ろ波器についての計算結果を図示する。

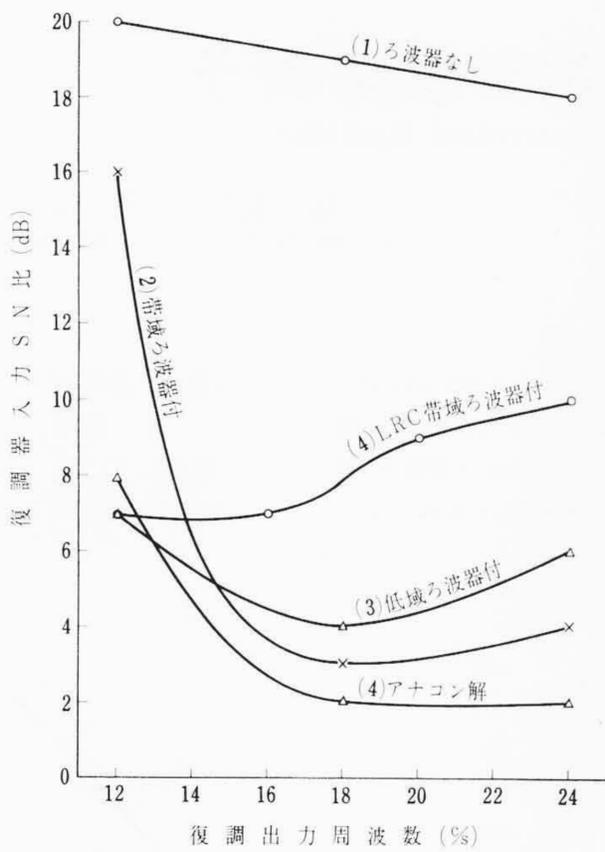
4.3 実測結果

前項までに純理論的検討と実験式上の検討を行なった。最後に第 2 図の試験装置による実測結果を示し, 検波後ろ波器の有効性と, 理論的検討の正当さを示す。なおろ波器のそう入箇所は第 2 図に示すように検波器直後と増幅後の二つあるが, 前者のほうが整形による不要スペクトラムの増大がないことから許容入力比 SN にて 3dB すぐれている。したがって以下の数値はすべて前者の場合の値で示すことにする。

第 10 図は入力 SN 比 4dB 信号 12c/s, AM 方式に低域ろ波器 (c) を適用した場合の各部のオシログラムである。復調波には相当の雑音成分が含まれているが, ろ波器出力にはあまり現われていない。ただし SN 比が低すぎるため第 5 番目のパルスで誤動作し, 飽和トランス出力が約 1.5 倍となっている。

第 11 図では FS 方式に第 5 図の低域ろ波器 (c) の約 1/2 の減衰量をもつ簡易形ろ波器を適用したときに, SN 比の変化とともに乱点発生状況がどのように変わるかを示している。

最後に AM, FS 両方式の許容入力 SN 比を示すことにする。第



第12図 AM方式の許容入力SN比

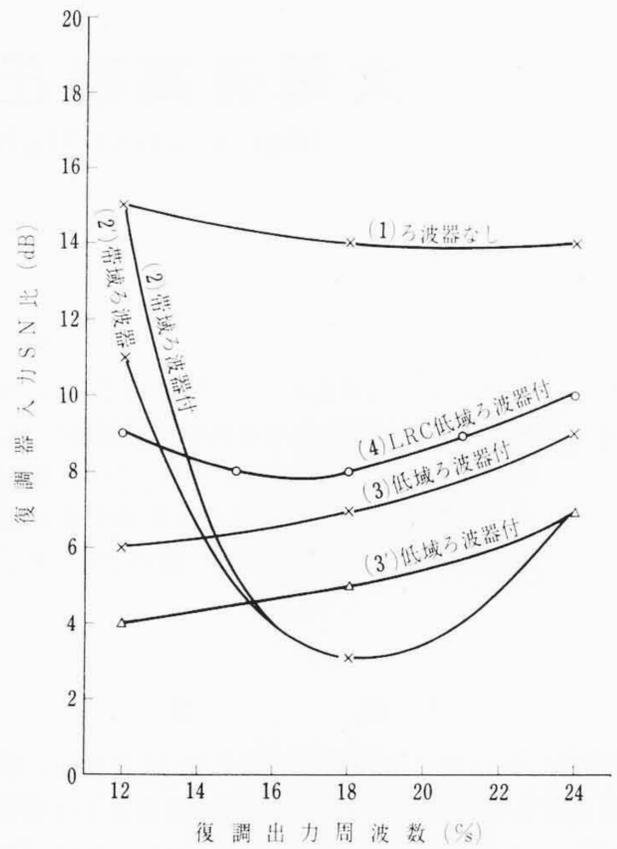
12図はAM方式の場合で、衝流18c/sではろ波器なしで19dB、低域ろ波器(c)、帯域ろ波器(b)、簡易形ろ波器でおのおの16, 17, 11dB改善される。またアナコンジュミレーションによるろ波器(a)では19dB改善される。第13図はFSの場合で、ろ波器なしの許容入力SN比は15dBである。低域ろ波器(c)、帯域ろ波器(a)、簡易ろ波器ではおのおの7, 10, 6dB改善される。

これらの実測値は4.2で述べた推定計算値とほぼ一致しており、この種のろ波器では通過帯域内での信号の減衰が最も問題であることがわかる。また3.2で述べた周波数の違いによるゼロ交差確率の違いの影響はアナコンジュミレートの場合にはっきり現われ、12c/s付近の雑音特性の改善がむずかしいことがわかる。

5. 結 言

衝流周波数式電力系統制御信号伝送系において無線周波数領域で混入するランダム雑音による障害の程度と、副搬送波検波後にそう入する低周ろ波器による改善効果につき、理論的検討と実験結果とを示した。これを要約すると、

理論的検討結果として、最適予測ろ波器の理論から目的とする検波後ろ波器の形状は12~24c/s理想フィルタであることを求めた。



第13図 FS方式の許容入力SN比

次にゼロ交差問題による解析と、信号対雑音比とろ波器減衰特性とから許容入力SN比を求める式を与えることとで、ろ波器減衰特性と信号周波数の許容入力SN比の改善度への影響の程度を示した。

実験結果からは次のことが明らかとなった。すなわち、帯域ろ波器を使用するとAM, FSとも入力SN比3dBまで実用可能となるが、12, 24c/s付近での劣化はさげがたい。また簡単な低域ろ波器の適用でも許容入力SN比8dBとなるので、実用的である。

一般的な通信設備、送信レベルの50ボー伝送回線では、信号の伝送は安定に行なわれているが、特に雑音の多い回線や重要な制御を行なう場合でも、今までに述べた検波後ろ波器を採用することにより十分信頼性のあるアナログ制御信号の伝送を行なうことができる。

参 考 文 献

- (1) 宮脇一男：雑音解析，133（昭-36朝倉書店）
- (2) Mischa Schwartz：Information Transmission Modulation and Noise, 291（1959 McGraw）
- (3) Bendat：Principles and Application of Random Noise Theory, 370（1959 McGraw）
- (4) 通信専門委員会：電気学会技術報告 54, 2（昭 37-12）