



Title	中波ラジオ放送用中継線の遅延等化
Author(s)	金野, 靖英; Konno, Yasuhide; 小川, 吉彦 他
Citation	北海道大學工學部研究報告, 117, 49-54
Issue Date	1984-01-31
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/41820">https://hdl.handle.net/2115/41820</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	117_49-54.pdf



## 中波ラジオ放送用中継線の遅延等化

金野靖英\* 小川吉彦  
(昭和58年9月30日受理)

### Delay Equalization of a Sound Transmission Line for MF Radio Broadcasting

Yasuhide KONNO and Yoshihiko OGAWA  
(Received September 30, 1983)

#### Abstract

The sound transmission line for radio broadcasting has a group delay distortion. The distortion increases on the low frequency band. Thus the sound that passes through the transmission line is emphasized on the low frequency band.

In this paper, to compensate for this distortion a new delay equalizer with an analog delay is proposed and its organization and design are presented. The equalizer is designed by step approximation of the inverse delay time characteristic. It was shown that the delay equalizer enhances transmission.

#### 1. ま え が き

中波ラジオ放送中継用の搬放線(公社回線・F規格)は、長い間多くの放送局で利用されてきたが、これを經由した音は、低域が強調されたように感じられ、ある種の残響を伴ったようにも感じられる。特に男声においては、こもったような音となり明瞭度が不足する。搬放線の位相特性を測定し、群遅延時間特性を求めると、低域にかなり大きなひずみが生じていることが判明し、このひずみが、低域強調の原因であると思われる。放送局側でひずみを補償するには、受信側で等化器を挿入すればよい。しかしながら群遅延時間ひずみが大きいので、通常の遅延等化器<sup>1)2)</sup>の補償では、素子数が多く、大規模となり価格や安定度の点で実現が難しい。

本稿では、アナログ遅延素子を用いて遅延逆特性を階段近似した遅延等化器を提案し、その構成法について述べている。更にこれを用いた搬放線の等化について検討している。

#### 2. 搬放線の群遅延時間ひずみ

図1(a)は北海道放送(株)で使用の中波ラジオ放送用中継線について、位相特性を測定したもので、札幌本社と函館放送局間160km区間の往復の特性である。図1(b)は、位相特性より求めた群遅延時間特性である。これらは往復の特性であるため、往路あるいは復路での特性は

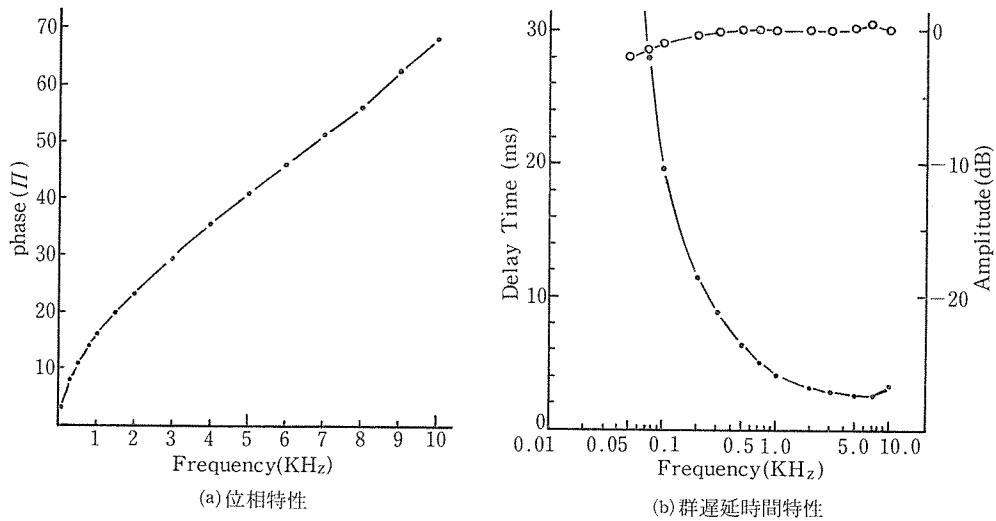


図 1 搬送線の特性 (札幌-函館間往復 320 km)

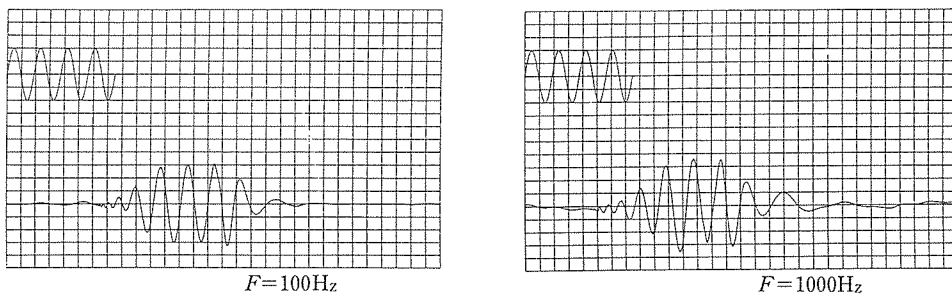


図 2 搬送線を経た信号波形

図の1/2とみなすことができる。図1(b)には振幅特性もあわせて示してある。この群遅延時間特性を見ると、1 KHz以下の低域部において遅延が増大し、低周波になるにしたがって大きくなり、100 Hzでは19.5 msにも達している。このような群遅延時間ひずみは電信電話公社の回線(F規格)において、多重化時に通過するBPF等に起因すると考えられる。

放送において、特に音声聴感上で違和感をうけるのは、音声のエネルギーがこの低域部で大半を占めるからであろう。

図2に搬送線を通じた100 Hzと1 KHzの信号波形を示す。これは位相特性を用いて電子計算機により計算・出力したものである。どちらの波形もほぼ同じ外形をしているが、波形がすぐに終了せず、ゆるやかに振動しながら減衰し、尾を引いているように見える。尾の部分は低周波では数10 msにもなり、これが聴感上で残響を伴っているように感じられると思われる。

### 3. アナログ遅延素子を用いた遅延等化器

群遅延時間ひずみを補償するには、受信側に遅延等化器を挿入するとよい。理想的な等化器は利得が1で、位相のみを変化させるものであるが、低域における10数msもの急峻な遅延を等化しようとする通常等化器ではその利得に影響を及ぼし、利得のひずみを補償しようすると大規模となり、実現が難しい。

ここでは信号の帯域を分割し、それぞれの帯域について一定の遅延をさせて、それらを加算するという考えのもとに、アナログ遅延素子(BBD等)を用いた遅延等化器を提案する。これは遅延特性が階段状に変化している等化器である。一定遅延させた後で帯域分割しても同様の等化器を構成できる。前者を並列形、後者を直列形とする。直列形の方がアナログ遅延素子の数が少なくてすむ。

図3に直列形遅延等化器を示す。入力信号が縦続接続されたアナログ遅延素子に加えられ、その1段ごとに中間タップが出ていて、遅延時間が異なる信号が帯域の異なるフィルタを通り、加算されて出力される。この等化器の設計にあたっては、等化したい回線の遅延逆特性を階段特性で近似すればよい。

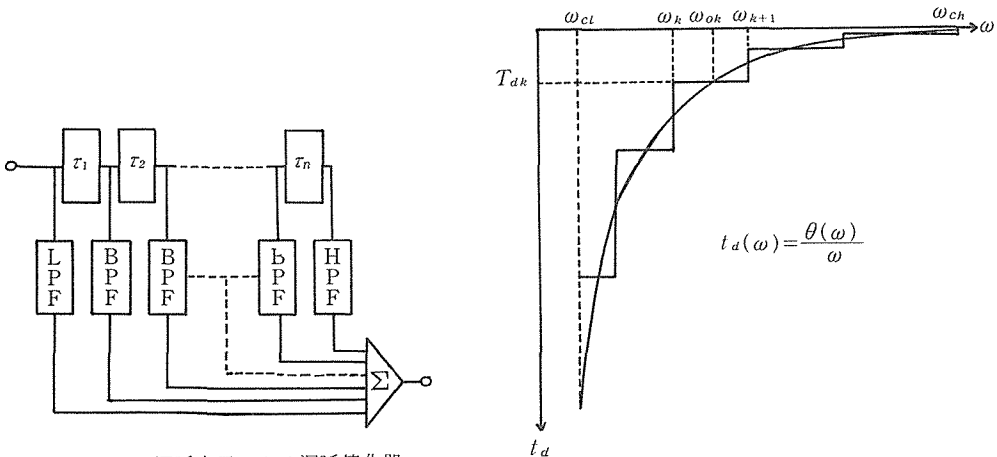


図3 アナログ遅延素子による遅延等化器 (直列形)

図4 階段近似

#### 4. 階段周波数の決定法

図4は階段近似した特性である。遅延逆特性  $t_d(\omega)$  は逆位相特性  $\theta(\omega)$  を角周波数  $\omega$  で除したものであり、 $\omega$  軸は対数化された値をとるものとする。 $\omega_{cl}$  は低域しゃ断周波数、 $\omega_{ch}$  は高域しゃ断周波数、 $\omega_k, \omega_{0k}, \omega_{k+1}$  は階段周波数とする。 $T_{dk}$  は階段遅延時間とする。

階段近似にあたっては、逆特性と階段特性とに囲まれる面積が最小になるように、 $\omega_k, \omega_{0k}, \omega_{k+1}$  等の階段周波数を決定するものとする。近似にあたっては種々の近似法があるが、特性の急峻な変化にも対応できる面積最小の条件を用いる。

今、逆特性を最小2乗法 ( $m$  次) によって近似した関数を

$$t_d(\omega) = \sum_{i=0}^m a_i \omega^i \tag{1}$$

とし、 $n$  段の階段近似とすれば

$$E = \sum_{k=1}^n \int_{\omega_k}^{\omega_{k+1}} |T(\omega)| d\omega \quad (\because T(\omega) = t_d(\omega) - T_{dk}) \tag{2}$$

を最小とすればよい。したがって、(2)に(1)を代入して積分して整理すると

$$E = \sum_{k=1}^n \left[ \sum_{i=0}^m \frac{a_i}{i+1} (2\omega_{0k}^{i+1} - \omega_k^{i+1} - \omega_{k+1}^{i+1}) - T_{dk}(2\omega_{0k} - \omega_k - \omega_{k+1}) \right] \tag{3}$$

となる。  $T_{dk} = t_d(\omega_{ok}) = \sum_{i=0}^m a_i \omega_{ok}^i$  を用いると(3)は

$$E = \sum_{k=1}^n \sum_{i=0}^m \left[ \frac{a_i}{i+1} (2\omega_{ok}^{i+1} - \omega_k^{i+1} - \omega_{k+1}^{i+1}) - a_i \omega_{ok}^i (2\omega_{ok} - \omega_k - \omega_{k+1}) \right] \quad (4)$$

となる。 $E$  を極小にするには、(4)を  $\omega_j (j=2 \sim n)$  と  $\omega_{oj} (j=1 \sim n)$  について偏微分してそれぞれを0とすればよいから

$$\frac{\partial E}{\partial \omega_j} = \sum_{i=0}^m a_i [\omega_{oj}^i + \omega_{oj}^i - 2\omega_j^i] = 0 \quad , j = 2 \sim n \quad (5)$$

$$\frac{\partial E}{\partial \omega_{oj}} = \sum_{i=0}^m a_i \cdot i \cdot \omega_{oj}^{i-1} [-2\omega_{oj} + \omega_j + \omega_{j+1}] = 0 \quad , j = 1 \sim n \quad (6)$$

$$\text{ただし } \omega_{o(j-1)} < \omega_j < \omega_{oj} < \omega_{j+1} \quad (7)$$

となる。したがって(5)、(6)を  $m$  次の連立方程式として解けば、階段周波数  $\omega_j$  と  $\omega_{oj}$  が求まる。

ここで数値計算によりこれを解くには、まず  $\omega_j$  の補正値を  $\delta_j$ 、補正する前の値を  $\tilde{\omega}_j$  とする。 $\omega_{oj}$  についても同様に  $\epsilon_j$ 、 $\tilde{\omega}_{oj}$  とする。ゆえに

$$\left. \begin{aligned} \omega_j &= \tilde{\omega}_j + \delta_j \\ \omega_{o(j-1)} &= \tilde{\omega}_{o(j-1)} + \epsilon_{j-1} \\ \omega_j^i &= (\tilde{\omega}_j + \delta_j)^i \simeq \omega_j^i + i \cdot \tilde{\omega}_j^{i-1} \cdot \delta_j \\ \omega_{oj}^i &\simeq \tilde{\omega}_{oj}^i + i \cdot \tilde{\omega}_{oj}^{i-1} \cdot \epsilon_j \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

となる。これを(5)、(6)に代入すると

$$\sum_{i=0}^m a_i \cdot i [\tilde{\omega}_{o(j-1)}^{i-1} \cdot \epsilon_{j-1} + \tilde{\omega}_{oj}^{i-1} \cdot \epsilon_j - 2\tilde{\omega}_j^{i-1} \cdot \delta_j] = \sum_{i=0}^m a_i [2\tilde{\omega}_j^i - \tilde{\omega}_{o(j-1)}^i - \tilde{\omega}_{oj}^i] \quad , j = 2 \sim n \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^m a_i \cdot i [\tilde{\omega}_{oj}^{i-2} \{ -2i \cdot \tilde{\omega}_{oj} + (i-1)(\tilde{\omega}_j + \tilde{\omega}_{j+1}) \} \epsilon_j + \tilde{\omega}_{oj}^{i-1} (\delta_j + \delta_{j+1})] \\ = \sum_{i=0}^m a_i \cdot i [2\tilde{\omega}_{oj}^i - \tilde{\omega}_{oj}^{i-1} (\tilde{\omega}_j + \tilde{\omega}_{j+1})] \quad , j = 1 \sim n \quad (10) \end{aligned}$$

となる。この(9)、(10)において、 $\tilde{\omega}_j$ 、 $\tilde{\omega}_{oj}$  を与えて、1次の連立方程式を解いて、 $\epsilon_j$ 、 $\delta_j$  を求める。新しく、 $\tilde{\omega}_j + \delta_j$ 、 $\tilde{\omega}_{oj} + \epsilon_j$  を  $\tilde{\omega}_j$ 、 $\tilde{\omega}_{oj}$  としてさらに  $\epsilon_j$ 、 $\delta_j$  を求める。このようにして  $\epsilon_j$ 、 $\delta_j$  が十分小さくなるまで求めればよい。この時の  $\tilde{\omega}_j$ 、 $\tilde{\omega}_{oj}$  が求める階段周波数である。もちろん(7)は常に成立しなければならぬ。

## 5. 設計手順と搬放線の遅延等化

まず、搬放線の遅延逆特性を最小2乗法で近似して、係数  $a_1 \sim a_m$  を求める。次に、逆特性と階段特性との面積最小の条件より、階段周波数と階段遅延時間を求める。これによって等化器が構成できる。等化器を経た信号遅延波形は、等化されて出力される。この波形は次のように求められる。信号遅延波形をフーリエ変換して周波数領域で取扱い、階段特性よりの位相項を乗じて、さらにフーリエ逆変換して波形を出力する。以上のような手順で設計が行なわれる。

搬放線を等化する実際の例を示す。この時  $m=7$ 、 $f_{cl}=50$  Hz、 $f_{ch}=10,000$  Hz である。図5(a)、(b)、(c)に1 KHz 波の等化後の波形を示す。(a)は  $n=4$ 、(b)は  $n=8$ 、(c)は  $n=10$  である。これを見ると、 $n$  が増すにしたがって波形の尾の部分で、振幅が減少し、完全とはいえないまでも十分な効果があらわれていて、聴感上問題となる点での改善は行なわれている。 $n$  を増せば等化の状況は更に良くなるが、実際には、回路中のBPFの構成の問題もあり、10前後が適当な値と思

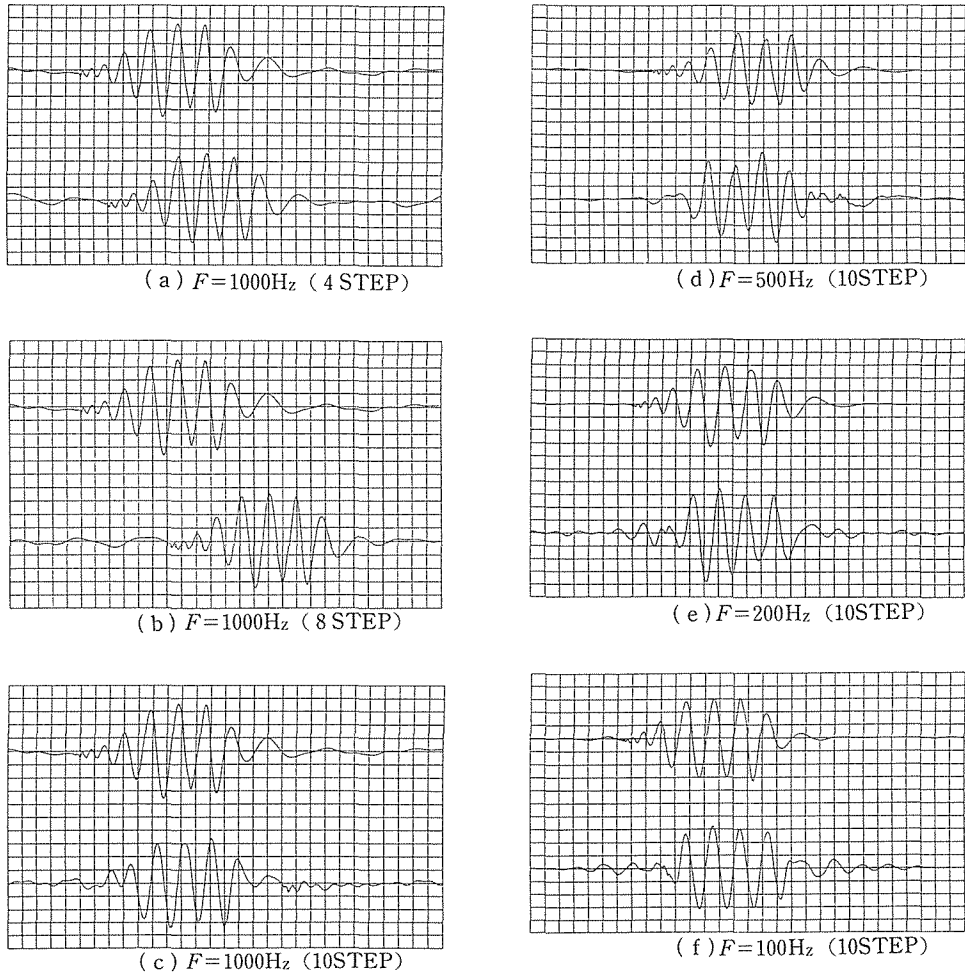


図 5 遅延等化後の信号波形

われる。

図 5 (d), (e), (f) は  $n=10$  における等化後の波形を示す。(d) は 500 Hz, (e) は 200 Hz, (f) は 100 Hz である。周波数をかえても等化は良好である。

## 6. む す び

本報告は、搬放線の群遅延時間ひずみを補償するためのアナログ遅延素子による遅延等化器について、その構成法、設計法について述べた。特にその設計にあたっては、階段近似をする際に面積最小の条件を採用している。

更にこの等化器を用いて搬放線の群遅延時間ひずみを等化した場合の等化波形について検討した。階段数を増すと、充分良い等化状況を示し、残響成分を除去できることが確認された。低域での大きな群遅延時間ひずみを有する回線では、この種の等化器が適当と思われる。

今後の課題としては、等化器の実現についての問題の検討である。特に回路を構成している BPF のシャ断特性等については位相の問題もあり充分な検討が必要である。

## 謝 辞

搬放線の位相特性等，資料を提供いただいた北海道放送（株）柏倉宏聿氏に深く感謝いたします。

## 参 考 文 献

- 1) 武部幹：“伝送回路網およびフィルタ”，電子通信学会，p 375—等化器（1972）
- 2) 高橋，星野，小塚：“減衰ひずみを連動補償した余弦形可変遅延等化器”，信学論(c)，昭 51—273[A—86]（1976）