

1 はじめに

屋外における長距離音響伝搬特性の測定は、通常の方法では極めて難しい。試験用の音源から帯域雑音を放射して、測定点のマイクで音を拾うだけでは、外来の雑音のため、ほとんど大きい音源でなければ測定不可能である。外来雑音除去のため、音源と測定点との観測音との相互相関をとる方法は、風の息等で音響系自体が乱れて、信号間のコヒーレンシーがなくなり、明瞭な相関は得られない。ここに報告する方法は、以上のような困難をM系列変調の利用により解決したものである。

2 測定系

いくつかの周波数帯域ごとに、音の伝搬による減衰と時間遅れを、Fig.1 に示すような測定系により測定する。

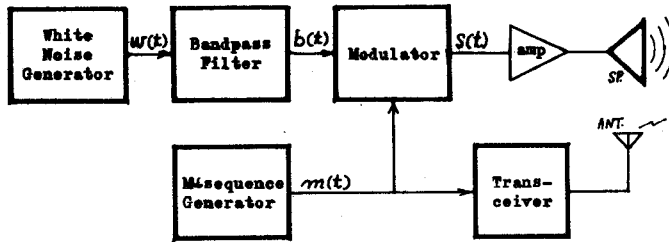
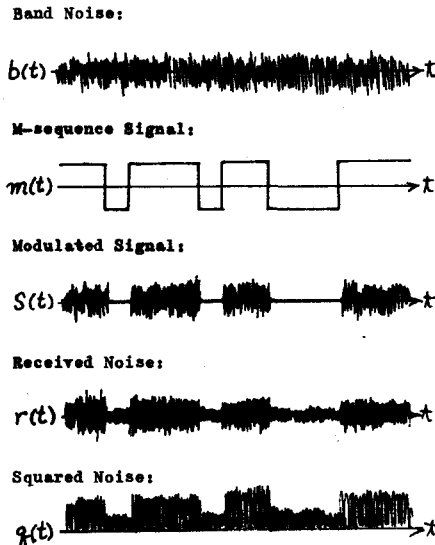


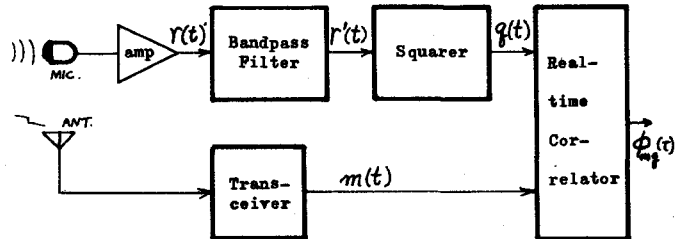
Fig.1 System Block Diagram.

- (a) Noise Source. ↑
- (b) Noise Receiver. →

Fig.2 Waveforms of Signals.



音源側 (Fig.1(a)) では、白色雑音  $w(t)$  を、フィルタに通して、帯域雑音  $b(t)$  を得、別に発生した、十分遅い (クロック周期の長い) M系列信号  $m(t)$  の正乗により、 $b(t)$  を断続して、断続的帯域雑音



$S(t)$  を作り、スピーカより音として放射する。

一方、受信側 (Fig.1(b)) では、マイクロフォンで音  $r(t)$  を拾い、音源側と同じ帯域フィルタを通して、二乗して  $q(t)$  とし、別に電氣的に送られてきた、M系列信号  $m(t)$  との、相互相関関数  $\phi_{mp}(t)$  を求める。

帯域フィルタの帯域を変えて、 $\phi_{mp}(t)$  の測定をくり返せば、後述のように、音響伝搬特性が知られる。

各部分の波形の概略を、Fig.2 に示しておく。

### 3 測定原理

まず、直観的な説明を試みよう。風の息などによって、音波の位相関係が乱されることを防ぐには、波長の長い信号を用いればよいのであるが、帯域雑音の中心周波数を超低周波にしたのでは意味がない。そこで、帯域雑音を、ゆっくり断続することを考える。測定点では、断続に従ってノイズレベルが上下する。断続信号にM系列信号を用いて、M系列信号と受音した雑音のレベルの変動との相互相関関数をとれば、外来雑音の影響は除かれ、伝播による時間遅れと減衰が、各周波数帯域ごとに知られるのである。さらに、伝播時間の異なる、二つ以上の経路のあるときは、Fig.3に示すように、対応するピークが生じるので、分離することができる。

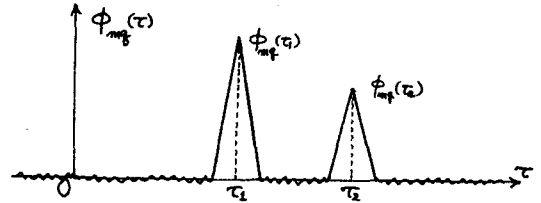


Fig.3 Correlation Function of Multipath.

M系列信号の自己相関関数  $\phi_{mm}(\tau)$  は、周知のように、鋭い三角形のピークを持ち、他の部分は平坦である。このため、Fig.3における  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  等々、ピーク値  $\phi_{mf}(\tau_1)$ ,  $\phi_{mf}(\tau_2)$  などの読みとりは容易である。 $\tau_1$ ,  $\tau_2$  等は、各経路の伝播時間を表わし、 $\phi_{mf}(\tau_1)$ ,  $\phi_{mf}(\tau_2)$  などは、各経路を通ってきた音のパワーに比例するので、この相関測定を、各ノイズバンドで行なえば、長距離の音響伝播特性（各周波数帯域での伝播経路の分離と、減衰率と伝播時間）が知られるわけである。以上の直観的原理も、もっと厳密に論ずれば次のようになる。

### 4 解析

M系列信号  $m(t)$  は、 $\pm 1$  の値をとる二値信号だから、変調された帯域雑音  $s(t)$  は、

$$s(t) = \frac{1}{2} \{ m(t) + 1 \} \cdot b(t)$$

と表わされる。いま、二つの経路がある場合を考えると、外来ノイズを  $n(t)$  とし、

$$r(t) = k_1 s(t - \tau_1) + k_2 s(t - \tau_2) + n(t)$$

なる入力を、受音系に与えたとき、 $b(t)$ ,  $m(t)$ ,  $n(t)$  が互いに独立であれば、 $\overline{m(t)} = 0$ ,  $\{m(t)\}^2 = 1$ ,  $\overline{b(t)} = 0$ ,  $\overline{n(t)} = 0$  などを考慮して、 $\phi_{mf}(\tau)$  を求めると、近似的に、

$$\begin{aligned} \phi_{mf}(\tau) &= \overline{m(t) \{ r(t+\tau) \}^2} \\ &= \frac{1}{2} k_1^2 \phi_{mm}(\tau - \tau_1) \phi_{bb}(0) + \frac{1}{2} k_2^2 \phi_{mm}(\tau - \tau_2) \phi_{bb}(0) + \frac{1}{2} k_1 k_2 \overline{m(t) m(t - \tau_1 + \tau_2) + \phi_{mm}(t - \tau_1) + \phi_{mm}(t - \tau_2)} \phi_{bb}(\tau_1 - \tau_2) \end{aligned}$$

である。帯域雑音  $b(t)$  とし、帯域幅  $B$  のオクターブバンドノイズを用いれば、 $\phi_{bb}(\tau)$  の形は Fig.4 のようになるので、 $|\tau_1 - \tau_2|$  が  $\frac{1}{B}$  に比べて大きければ、(3)式の第三項は無視でき、結局、 $\phi_{mf}(\tau)$  の形は、Fig.3 のようになる。また、M系列信号による変調のため、雑音のスペクトルが広がり、Fig.5 のようになるが、帯域幅  $B$  に比べ、M系列発生クロック周波数 ( $1/k$ ) が十分低いので、

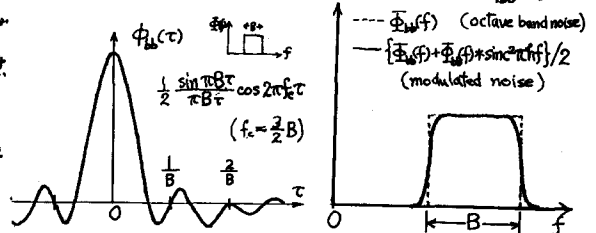


Fig.4 Autocorrelation Function of Octaveband Noise. Fig.5 Power Spectrum of Modulated Noise.

問題にならない。[参考文献] 青島五蔵「M系列の相関を用いた音響測定」時音響学誌 29巻4号(1968)

青島五蔵「M系列を利用した相関測定」時音響学誌 29巻5号(1967.5)