

信号検出の手法を用いた騒音伝播測定

石井 泰・五十嵐 寿一*
山田 一郎・幹 康

概 要

人工的に発生した擬似騒音を用いて、騒音が伝播する際の減衰量を精度よく測定する、同期積分法という新しい手法を開発した。これは帯域雑音を試験音としてスピーカから一定周期で断続して放射し、この断続に同期して、受信点において音の強さの信号を、試験音が到来しているときといないときに分けて別々に積分してのち差をとるという方法で、これにより背景雑音の影響を除いて受信点における試験音の強さを求めるものである。測定装置を試作して実験した結果、たとえば7 Wのスピーカから放射した試験音の強さを、168 m離れた地点で0.5 dB以下の精度で測定できる。現在製作中の改良された装置と大出力のスピーカを用いれば、1 km以上の長距離伝播の騒音減衰量も、十分測定できるものと思われる。

1. ま え が き

航空機の騒音が周辺数キロメートルの範囲にわたって伝播する場合に、その騒音が減衰する度合いは、風向、風速分布、気温分布、湿度などの気象条件や、地表の吸音率などの状態によって大きく左右される。これら各種条件下における遠距離の騒音伝播の問題を統一的に取扱うことのできる実用的な理論は未だ現われておらず、勢いこの種の問題の解析は実測データにたよらざるをえないというのが現状である。

しかしながら騒音伝播の測定も簡単ではない。たとえば基礎的データの実測例としてしばしば引用される P. H. Parkin らの実験 [1] [2] についてみると、飛行場の草地を利用し、音源として実際の航空機用ジェットエンジンを地上で作動させ、音源から3 600 ftの距離の間の8個所にマイクロホンを設置し、音源とこれら各点との間におけるジェットエンジン騒音の減衰を測定している。このような測定をいろいろな気象条件の下で、四季を通じ長期間にわたって行うのであるが、その際音源などに大がかりな装置を必要とすることもさることながら、背景雑音の少ない広大な実験場を必要とする点が最大の問題である。このことは音源から遠く離れた点における試験音の大きさを、背景雑音と区別して精度よく測定するために要請される条件であるが、それでもなおマイクロホン風防で発生する風切音などによって精密な測定は妨げられる。いずれにしてもこのような従来の方法では、背景雑音の多い住宅地や工場地帯における騒音の減衰量の測定は不可能であるし、またかりにできたとして

* 小林理学研究所

も、その測定自体が騒音公害になりかねない。

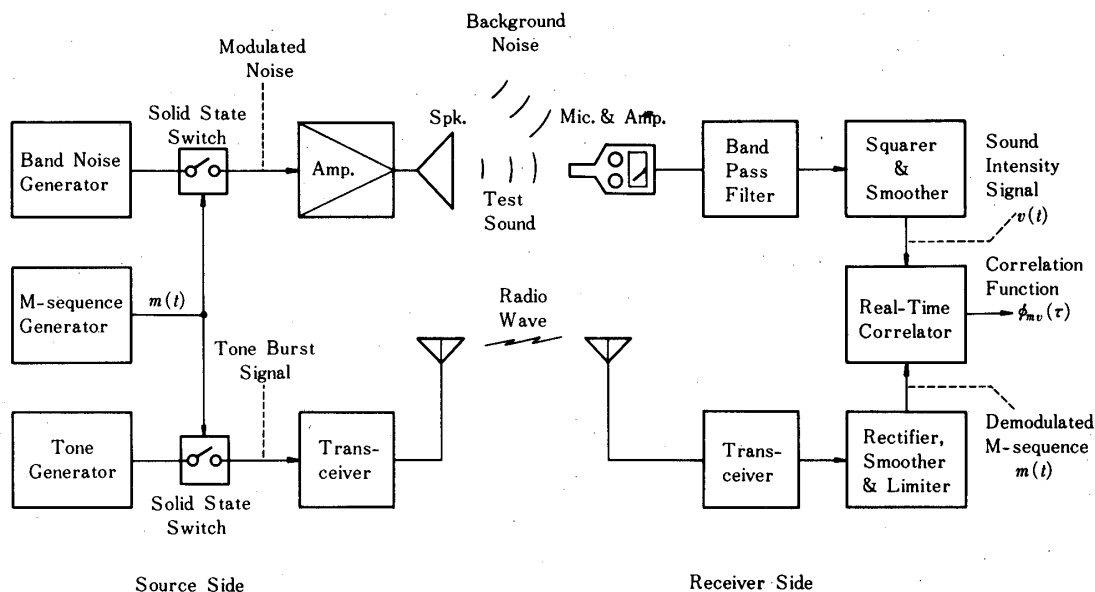
以上のような問題点を解決するために、われわれはスピーカから擬似騒音を試験音として発生し、各種の信号検出技術を利用することにより、遠距離の受信点においてほとんど聞きとれない程度に減衰した試験音の大きさを、背景雑音によるじょう乱の中から分離・測定することを企図した。すなわち実物の音源にくらべて音響パワーのずっと小さい人工的な擬似騒音源を用い、しかもなお背景雑音などの影響を排除して、従来の方法よりも精度の高い測定を行おうとするものである。騒音伝播の測定に信号検出技術を積極的に利用するというこのような考え方は従来全く見られなかったところで、これによって装置が簡便になって機動性が増すとともに、住宅地や工場地帯での測定なども可能となって、より実際に則したデータがえられるようになるものと思われる。

具体的には、われわれの研究室で以前から開発されていた「M系列変調相関法」という音響測定技法を騒音伝播の測定に適用し、そのための装置を試作して研究所構内などで試験的な測定を行った。つぎに新たに「同期積分法」なる手法を考案し、これについても実験を行った。これら二つの方法を比較検討した結果、装置や測定手順の簡単さなどの点から最終的には後者の方法を採用することとし、現在、実用測定装置を2台製作中で、その完成をまって騒音伝播の本格的な測定を1km以上の距離についてまで行うよう計画している。したがってこの論文は研究の最終的な報告ではなく、中間報告的なものにならざるをえないが、以下において前記二つの方法の原理、試作した測定装置、試験的に行った実験の結果、えられた測定値の統計的誤差の検討などについて報告し、また製作中の実用装置において改良された点などについても言及する。

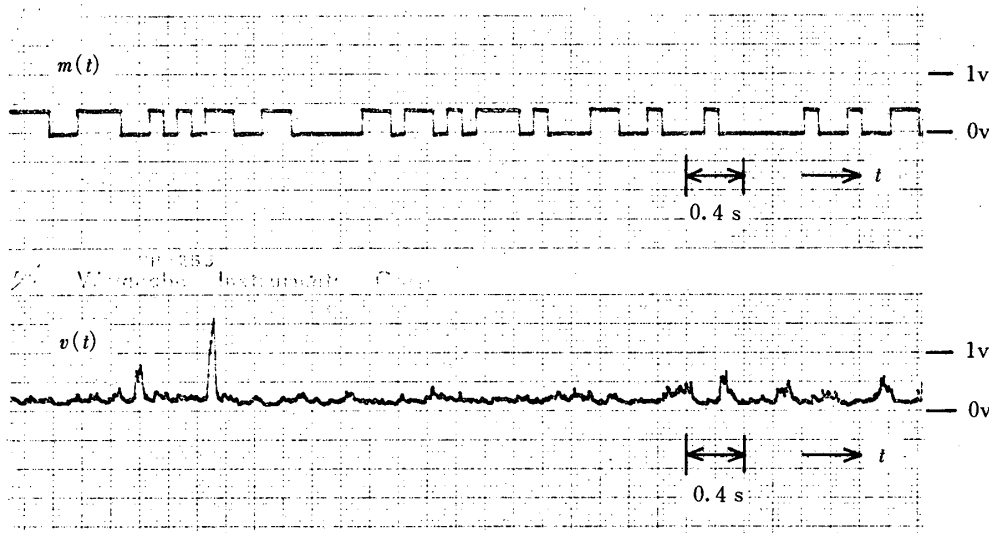
2. M系列変調相関法

M系列変調相関法というのは、音響信号をM系列のような0、1の2値をとる擬似不規則信号で断続してスピーカから試験音として発生し、音響系を通過してマイクロホンで検出された信号を二乗検波して強さを表わす信号とし、この音の強さを表わす信号ともとのM系列信号との相互相関をとる技術である。相関関数を使うのであるから、試験音と無関係な背景雑音等の影響をほとんど受けないことは当然であるが、そのほかに相関関数の形が三角形でピーク値が読みとり易く、また音響経路別の成分の分離が容易であるなど、音響波形自体の相関関数を用いる通常の相関法にくらべて利点が多い。前述したようにこの技術は既に数年前に研究室で開発され[3]、板の曲げ振動の解析や[4]部屋の残響時間の測定[5][6]に応用されているが、この技法を騒音伝播の測定に適用した。

第1図において、音源側では帯域雑音発生器の出力はM系列信号 $m(t)$ の0、1の状態に応じて断続されて、試験音としてスピーカから放射される。受信点のマイクロホンで集音された音の信号は、まず帯域フィルタによって試験音の周波数帯域以外の周波数成分を除去してある程度の信号対雑音比(S/N比)の改善を行ったのち、二乗回路と平滑回路によって音の強さ(音のパワー)を表わす信号 $v(t)$ に変換される。一方音源側のM系列信号 $m(t)$ は、トーンバースト信号に変換され、トランシーバで受信側に伝送される。受信側で復調・再生されたM系列信号は、上記の音の強さの信号 $v(t)$ とともに実時間相関計に入力され、



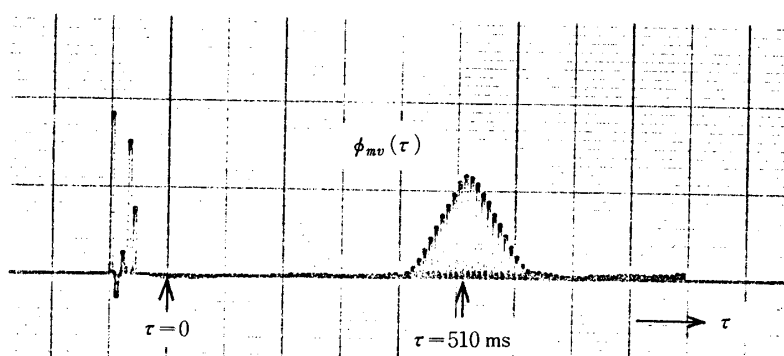
第1図 M系列変調相関法



第2図 M系列変調相関法における信号の波形

ここで相互相関関数 $\phi_{mv}(\tau)$ が測定される。

信号 $v(t)$ はM系列信号で断続された試験音が受信点に到達するのに従って上下に変動するが、この変動は通常受信点での背景雑音に埋没して、 $v(t)$ の波形をみただけではほとんど認識できない。しかしこの背景雑音の強さの変動はM系列信号とは独立であるから相関関数には寄与せず、結局断続した試験音によって生じた $v(t)$ の中のM系列信号の成分と、トランシーバで送られてきたM系列信号との相互相関がえられる。



第3図 相互相関関数 ($\Delta\tau = 10 \text{ ms}$, $N = 24000$)

第2図は168 m離れた二点間で行った実験(実験条件等は第5節で述べる)におけるデータの一例で、記録波形の右端の方では、上段のM系列信号 $m(t)$ のオン・オフに従って断続的に放射された試験音が、約0.5 s後に受信点に到達し、その結果音の強さの信号 $v(t)$ に $m(t)$ に対応した変動を生じていることが認められるが、その他の区間ではこの対応は明らかではない。

第3図はこれら二つの信号の相互相関関数 $\phi_{mv}(\tau)$ で、音の伝播の遅延時間に相当して $\tau = 510 \text{ ms}$ の位置に相関のピークが現われる。このピーク値は受信点における試験音の強さに比例するから、このときの増幅器のゲインなどを考慮に入れ、また一方で音源のスピーカの直前に騒音計を置いて試験音の強さを測定すると、この騒音計を置いた位置と受信点の間の音の減衰が求められる。この例の場合は51.1 dBの減衰と測定された。なお第3図において $\Delta\tau$ は相関計の遅延時間の1ステップの大きさと信号のサンプリングの間隔に等しく、また N は相関関数の計算に使用した信号のサンプル値の総数である。上記の測定結果は、試験音の帯域雑音の中心周波数 f_c が1000 Hzの場合の例であったが、同様の測定を f_c をいろいろに変えて行うことにより、各周波数帯域ごとの音の減衰、すなわち騒音伝播の周波数特性が求められる。

このM系列変調相関法の特長の一つは、野外の音響実験につきものの風速変動の影響を受け難いという点である[7]。風速変動がある場合には、音源から受信点への音の伝播時間もまた変動する。いま音源からの音を仮に正弦波としてその波長を λ とし、二点間の距離を D 、風速変動の大きさを ΔU 、音速を c とすると、上記の伝播時間の変動に対応する受信点での音の位相の変動の大きさは $D\Delta U/\lambda c$ になる。したがってもし音源側から試験音を連続的に出し、その波形自体をトランシーバで別に伝送し、受信点側でこの伝送されてきた波形とマイクロホン出力の音響波形との相互相関をとるという通常の相関法によったとすれば、ほんのわずかの風があっても、二つの信号の間のコヒーレンシが失われて相関が出てこないという結果になる。

M系列変調相関法では、相関に関与するのは試験音を断続して変調するM系列信号であり、これは試験音そのものにくらべればずっと低周波の信号である。第2図の例ではM系列信号

のクロックの周期は0.1sで、これは約33mの波長に対応する。したがって風の吹いている状態でも、距離 D の増大に応じてクロック周期の大きなM系列信号を使用すれば、コヒーレンシの低下もほとんどなく相関関数が正しくえられる。その際音源と受音点の間を実際に伝播するキャリアは試験音であるから、えられた測定結果は、あくまでもその試験音として用いた可聴周波数の帯域雑音のそれである。

しかしながらこの手法にも問題点がないわけでもない。実時間相関計を野外に持ち出して動作させることは困難なので、実際には第1図の相関計に代えて可搬型のデータレコーダに信号 $v(t)$ 、 m)や校正用の信号を記録し、それを持ち帰ってからあらためて信号処理を行うのが普通であるが、この手順であると測定結果を現場で知ることはできない。また実時間相関計というものも特殊な装置でどこにでもあるというものではない。

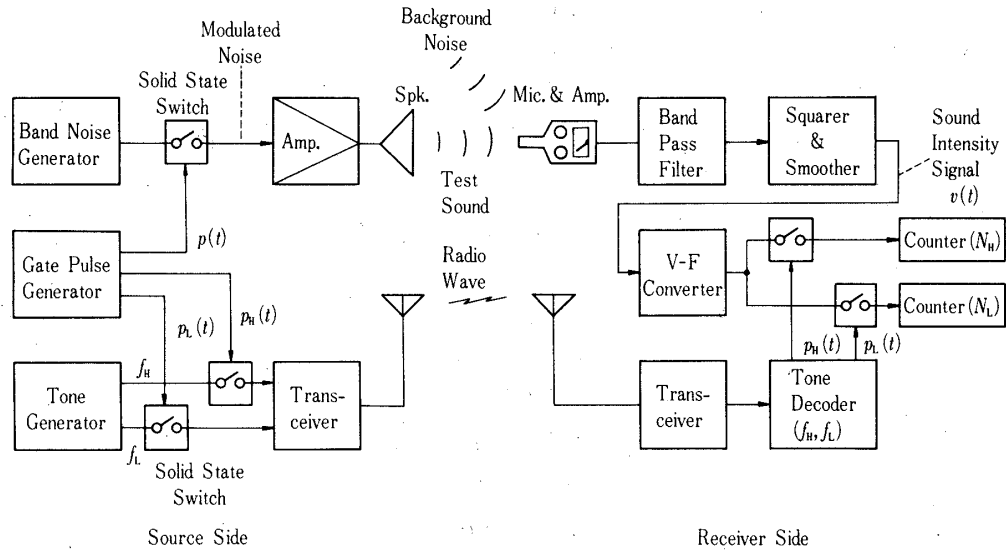
音源から受音点への伝播が、直接的な経路の他に迂回経路をも通ってくるときには、迂回経路の伝播時間に相当した τ 軸上の位置にも相関のピークが生ずる。このように音を経路別の成分に分離しうることは相関法の特徴の一つで、ある種の応用に対しては有用であるが、騒音伝播の測定の場合にはこれがかえって誤差の原因となる。騒音伝播においては一般に迂回音のエネルギーは小さく、しかも伝播時間が少しずつ異なっていくつかの迂回経路がある。したがって迂回音による相関関数のピークははっきりとは現れず、第3図にみられるように直接音による大きなピークの後方にだらだらとした裾野を形成する。通常はこの部分を無視して直接音によるピークの値を読みとるが、これは直接音のみの減衰を測定することになり、われわれの求める迂回音をも含めた全部の音の減衰値にくらべて、多少ないとも大きな減衰値を与えることになる。

以上にのべたようなM系列変調相関法の問題点は、つぎにのべる同期積分法を採ることによって解決される。

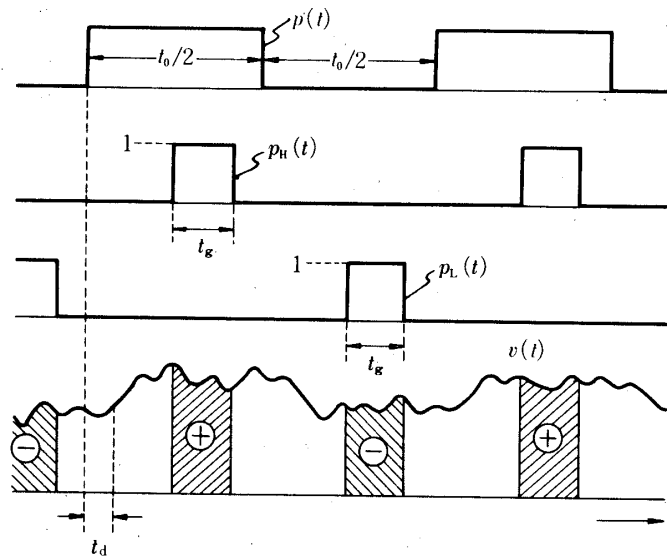
3. 同期積分法

相関計のような特殊な信号処理装置を用いることなく、かつ測定現場において直ちに音の減衰値が求められるということを目指して、同期積分法という新しい手法を開発した。

第4図において、音源側では帯域雑音発生器の出力は、今度は周期 t_0 の矩形波 $p(t)$ によって断続され、試験音としてスピーカから放射される。すなわち試験音は $t_0/2$ なる時間だけ放射され、あとの $t_0/2$ の時間は休止するというのをくり返す。受音点のマイクロホンで集音された音の信号が、その強さを表わす信号 $v(t)$ に変換される過程は前節の場合と同様であるが、この信号は第5図に示すように、 $p(t)$ による試験音の断続から伝播時間 t_d だけ遅れて上下に微小変動をくり返す。このときの上側のレベルは[試験音+背景雑音]の強さを表わし、下側のレベル[背景雑音]の強さを表わす。そこで $v(t)$ が上側のレベルにある期間で、しかも迂回音も含めて試験音がすべて受音点に到達し、 $v(t)$ が統計的に十分定常になった状態において、ゲート信号 $p_H(t)$ によって $v(t)$ を幅 t_g の時間だけ積分し(第5図の⊕の部分の面積)、同様に $v(t)$ が下側のレベルにある期間においてもゲート信号 $p_L(t)$ によって同じ t_g の時間幅だけ $v(t)$ を別途積分する(⊖の部分の面積)。



第4図 同期積分法



第5図 同期積分法における信号のタイミング

これらの積分をある一定回数だけ行ったのち、二つの積分値の差をとると上下二つのレベルの差、すなわち受音点における試験音の大きさが精度よく求められる。

上記の積分は実際には、信号 $v(t)$ をその大きさに比例した周波数のパルスに変換し、それをゲート信号 $p_H(t)$ 、 $p_L(t)$ で制御される二つのゲートを通して二つのカウンタでそれぞれ計数積算することにより行われる。ゲート信号 $p_H(t)$ 、 $p_L(t)$ は、音源側で試験音を断続する矩形波 $p(t)$ と同期して発生し、周波数 f_H 、 f_L の二種類のトーンバースト信号に

してトランシーバによって受音点へ伝送する。受音側では周波数 f_H および f_L に同調したトーンデコーダによってこれらをもとの信号に復調・再生し、前記のゲートを制御する。

以上の説明の中で、信号 $v(t)$ がマイクロホンの出力を二乗平滑することによりえられていることは、実は重要な意味をもっている。マイクロホン出力を全波整流して平滑（絶対値検波）して音の振幅に比例した信号を作り、これを $v(t)$ のかわりに用いても同様の動作を行わせることができるし、また装置の入力に対するダイナミックレンジの観点からすれば、この方が二乗検波をするよりも有利である。しかしこの場合には、二つの積分値の差を知るだけでは受音点における試験音の大きさを求めることはできない。すなわち積分値を与える二つのカウンタの積算された計数値を N_H , N_L とし、差 $N_H - N_L$ を ΔN とすると、絶対値検波の場合には ΔN と試験音の大きさとの比例常数が N_L の値によって変ってくる。いかえれば ΔN と試験音の大きさとの対応関係が背景雑音の大きさによって影響されるということであり、そのために測定手続が複雑になる。二乗検波の場合にはこのようなことはなくて、 ΔN と試験音の大きさとの関係は N_L とは無関係である。要するに試験音と背景雑音の二つの独立な音があるときに、加法的 (additive) に取扱うことができるのは、それらを二乗した音のパワーのみであって、それ以外の振幅などについては加法性がなり立たない。

なおこのことからすれば、第4図において二つのカウンタで N_H と N_L の計数値を別々に求めることは不必要で、一個のリバーシブルカウンタで、パルス $p_H(t)$ の間は正方向に計数し、 $p_L(t)$ の間は負方向に計数するようにすれば、 ΔN の値を直ちに知ることができる。しかし計数値 N_L の値は測定時の背景雑音の強さという重要な情報を表わし、後述するようにこの情報から最終的な測定結果の統計的精度を推定することもあるので、あえて N_H と N_L を別々に計数するようにした。

この同期積分法では、装置の較正が正確かつ簡単に行うことがまた特長の一つである。すなわち測定用マイクロホンの先にピストンホンのような既知の音圧の正弦波を発生する較正器をつけて動作させ、そのときの電圧一周波数 (V-F) 変換器の出力の周波数を測定すればマイクロホン感度まで含めて較正される。この周波数測定も他のカウンタなどを使うのではなく、装置内部の積分用カウンタを用い、ゲート信号 $p_H(t)$, $p_L(t)$ の幅 t_g をある一定値 (たとえば 10s) に設定して、V-F 変換器の出力パルスを一回だけ計数することにより行われる。

4. 測定装置

M系列変調相関法による騒音伝播測定は、実は本報告の以前にわれわれの研究室で装置を試作して実験を行ったことがある [8] [9]。その後同期積分法の測定装置のプロトタイプを研究室で試作する際には、M系列変調相関法のための回路もその中に組み込み、装置の主要部分は両者共通にして、同一の装置で二つの方法による測定が行えるようにした。このプロトタイプの装置で無響室での試験などを含む種々の実験を行い [10]、それらの結果を基にしてさらに改良された装置を音響計測器メーカーに依頼して製作した (写真1の装置)。以下この製作された装置について説明する。

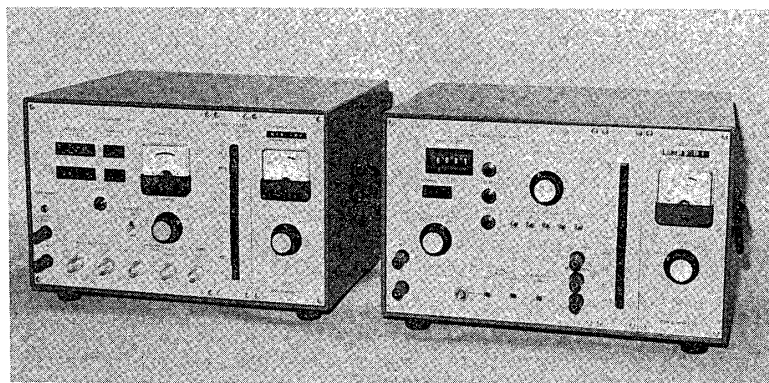
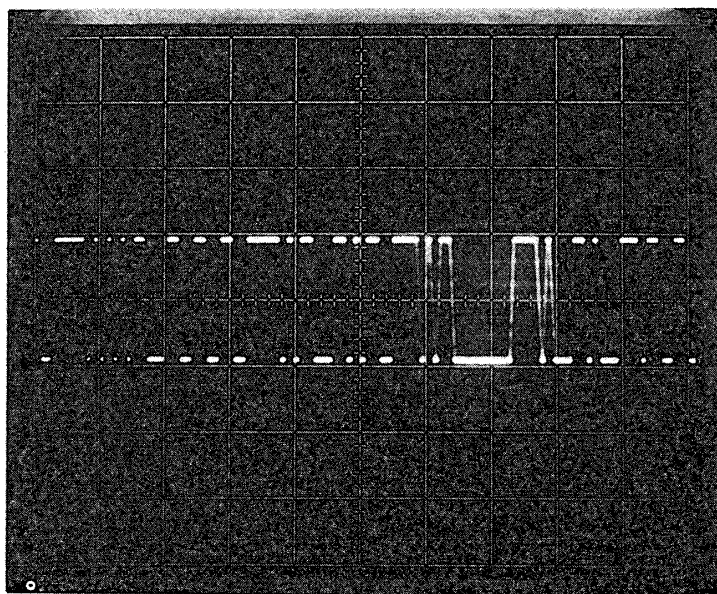
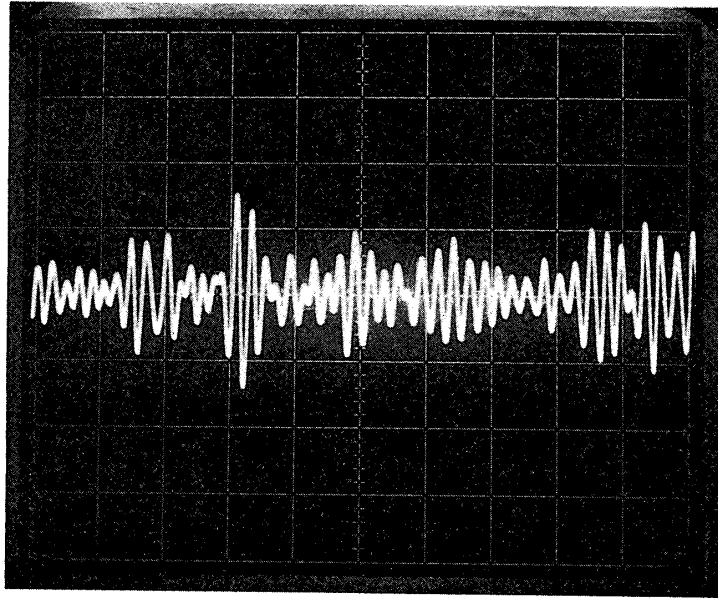


写真1 測定装置(左：受信側装置，右：音源側装置)

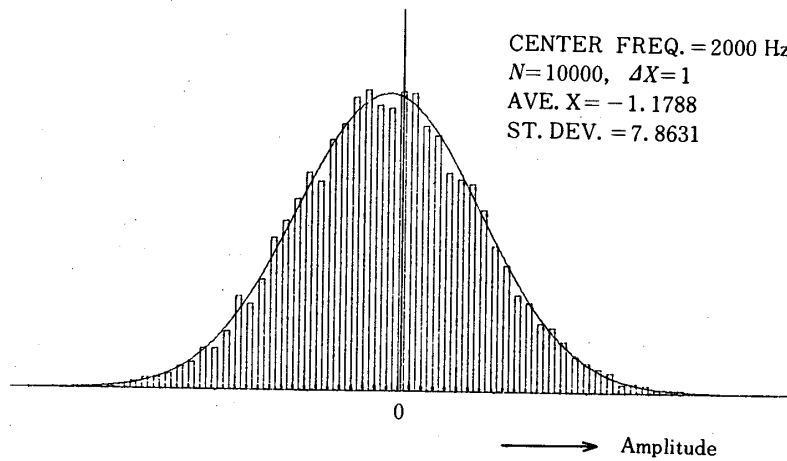


第6図 フィルタ入力のM系列信号(X = 0.1ms/div., Y : 5 V/div.)

第4図の帯域雑音発生器は白色雑音発生器とオクターブバンドの帯域フィルタから成る。この白色雑音発生器は水晶発振器による100 kHzのクロックパルスで駆動される18次のM系列信号発生器(M系列の周期は2.62143 sとなる)であり、その出力を上記のフィルタに通して帯域雑音をうる。フィルタの中心周波数 f_c は63, 125, 250, 500, 1k, 2k, 4k, 8kHzで押ボタンで選択するようになっており、帯域幅はそれぞれ1オクターブで、標準



第7図 フィルタ出力の帯域雑音 ($f_c = 2\text{ kHz}$)
(X : 2 ms/div., Y : 2 V/div.)



第8図 帯域雑音の振幅密度分布 (実線は適合するガウス分布曲線)

的なフィルタバンクである。M系列信号は0, 1の2値のみをとる信号であるが、これをフィルタに通すと、フィルタのインパルス応答との畳み込み積分が行われる結果、いわゆる中心極限定理によって、フィルタ出力ではガウス性雑音の波形とほとんど区別できない程度になる。第6図にフィルタ入力のM系列信号、第7図に $f_c = 2\text{ kHz}$ のフィルタの出力波形、

第8図に第7図の波形の振幅密度分布(波形瞬時値のヒストグラム)を示す。なお上記の f_c の選択スイッチには ALL PASS のポジションもあり、この場合にはM系列信号はフィルタを通らず、直接出力となる。

上記のようにしてえられた帯域雑音は、電界効果トランジスタ(FET)によるアナログスイッチに与えられ、ゲートパルス発生器からFETのゲートに与えられる矩形波 $p(t)$ によって断続される。M系列変調相関法の場合には、別に7次の低周波のM系列信号発生器があって、その出力 $m(t)$ が $p(t)$ に替えてFETのゲートに与えられるようになっている。M系列変調相関法のためにつけ加えた回路はこの部分のみである。ゲートパルス発生器は同時に $p(t)$ に同期してゲート信号 $p_H(t)$ および $p_L(t)$ を発生するが、これらはそれぞれ $f_H = 1600 \text{ Hz}$ 、 $f_L = 800 \text{ Hz}$ のトーンバースト信号に変換され、交互にトランシーバのマイクロホン入力端子に供給される。M系列変調相関法の場合には $p_H(t)$ のかわりに7次M系列信号 $m(t)$ が送られる。

ゲートパルス発生器を動作させるクロックは、前記の100 kHzの水晶発振器の出力を分周してえられるが、矩形波 $p(t)$ の周期 t_0 は0.1sから40sの間で9種類に切換えられるようになっている。またゲート信号 $p_H(t)$ と $p_L(t)$ は互いに半周期ずれているが、その位置と時間幅 t_g は $t_0/10$ の単位でセレクトスイッチにより自由に設定できる。7次のM系列信号発生器はこの $t_0/10$ の周期のクロックで動作する。なお音源側装置には、測定の開始、停止の押ボタンの他に所定回数の積分動作が行われたのちに自動的に $p_H(t)$ 、 $p_L(t)$ の送出を止める10進4桁のプリセットカウンタが付けられている。

受信側におけるマイクロホンとその増幅器は小型の騒音計(リオンNA-09)であり、その出力端子の信号が受信側装置の入力となる。入力端子にすぐつながる帯域フィルタは試験音の帯域以外の周波数の雑音を除去するものであり、したがって音源側装置のフィルタと同じ中心周波数を有するものであるが、試験音の周波数スペクトルの形を変えることのないようその帯域幅を5/3オクターブと試験音の帯域幅よりも広くとってある。信号の二乗回路にはアナログ掛算器のモジュールを用い、それに続く平滑回路は時定数6.6 msの一次フィルタとした。V-F変換器も市販のモジュールであるが、以上の回路を通して、装置の入力端子に1000 Hz、0.62 V RMSの正弦波信号を与えたときV-F変換器の出力周波数は147 Hz、同じく2.1 V RMS(騒音計フルスケール時の出力にほぼ相当)のとき1577 Hzであり、この間約10 dBの範囲で入力信号のパワーと周波数の間に良好な比例関係が成り立つ。実際の測定時には、V-F変換器の出力周波数になるべくこの範囲内に入るよう、騒音計のアッテネータ(10 dBステップ)および装置内部のアッテネータ(5 dBステップ、帯域フィルタと二乗回路の間にある)を調節する。

V-F変換器の出力パルスを計数する二つの積算カウンタはそれぞれ10進7桁のもので、その上位6桁だけが発光ダイオードで表示される。計数を制御するゲート信号 $p_H(t)$ 、 $p_L(t)$ は、トランシーバのイアホン出力端子からえられるトーンバースト信号を、位相ロックループ(PLL)を用いたトーンデコーダで検出、再生してえられるが、このトーンデコーダの動作には約6 msの遅れがある。しかしこの動作遅れは、デコーダ出力信号の立上りと立下りとではほぼ同程度に生ずるので、ゲート信号の幅 t_g に与える影響は小さい。なお積分回数

を計数するための二つの10進4桁のカウンタも受音側装置にあり、それぞれ $p_H(t)$ と $p_L(t)$ のパルス数を計数する。これら二つの計数値は、音源側装置でプリセットされていた積分回数に一致しているかどうか、測定動作の終了時にチェックされる。

試験音を放射するスピーカとそのパワー増幅器は、測定条件に応じて適当なものを使用するが、次節にのべる研究所構内での伝播測定では可搬型拡声装置（ナショナルワイヤレスアンプWX-890A）を使用した。これはスピーカとパワー増幅器（出力7W）が同一の筐体に収められており、AC電源のほかに内蔵電池によっても動作させることができる。トランシーバは二、三種のものを用いたが、数百メートルの距離での実験では、たとえば27MHz帯の出力500mW程度のもの（ソニーICB-650）で十分であった。

5. 実験結果

騒音伝播測定は数種類行ったが、そのうち前節にのべた装置を用いて行ったものの一例について報告する。

これは本研究所構内で行った測定で、音源の場所は14号館屋上（地上高9.7m）、受音点は45号館屋上（地上高17.7m）で、直線距離で約168m離れた見越し可能な二点である。実験日時は1977年2月16日（水）、11時～14時で、当日の天候は快晴、気温4℃、湿度26%、西風1m/s以下の条件であった。風向きは音響経路に対してほぼ直角であり風速も小さいので、音の伝播に対する風の影響はほとんどないと思われる。写真2および写真3にこの実験の様子を示す。

同期積分法による測定では、ゲート信号などの時間幅やタイミングを第9図に示すように設定した。積分回数 K はこの実験についてはすべて100回であり、1回の積分の時間幅 t_g は1.2sであるから、積算計数値 N_H または N_L の一つの値をうるための正味の積分時間 $T_1 = Kt_g$ は120sとなる。試験音の断続は第9図に示したように4sの周期で行われるから、音の減衰の一つの測定値をうるのに少なくとも400sの時間が必要であり、そのうち計数値 N_H および N_L をうるための積分時間がそれぞれ120sずつであるから、全測定時間の60%が有効に使われていることになる。残りの40%は受音点における試験音の強さが定常になるまでの待ち時間などで、測定値の統計的精度の向上には寄与しない。

測定は中心周波数 f_c が250, 500, 1000, 2000, 4000Hzの帯域雑音を試験音とした場合および f_c の選択スイッチをALL PASSとした場合について行い第1表に示すような結果をえた。ALL PASSの場合には、音源側装置の18次M系列信号発生器の出力すなわち白色雑音がスピーカのパワー増幅器に直接与えられることになるが、実際に放射される音のパワースペクトルは、スピーカの周波数特性により第10図に示すようになり、もはや白色雑音とはいえない。したがってALL PASSの場合の音の減衰量を、他の帯域雑音の減衰量の平均とみなすことには危険がある。なお63, 125および8000Hzの帯域雑音については、スピーカの周波数特性の不足によって有効な音響パワーを放射しえないので測定は行わなかった。

音源での試験音の強さのレベル L_s は、スピーカの正面1mの距離に騒音計を置いて測定したものである。音の伝播減衰に単純に逆二乗則を適用すれば、音源と受音点の距離は168

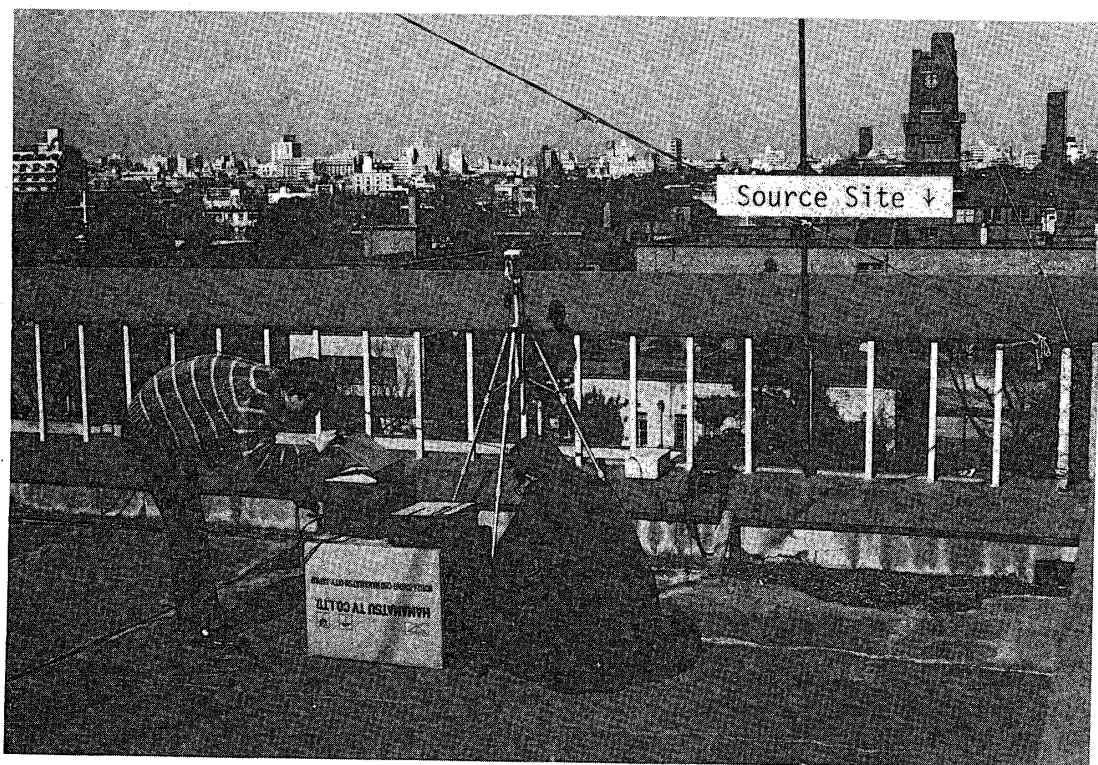


写真2 受信点から音源側を見る

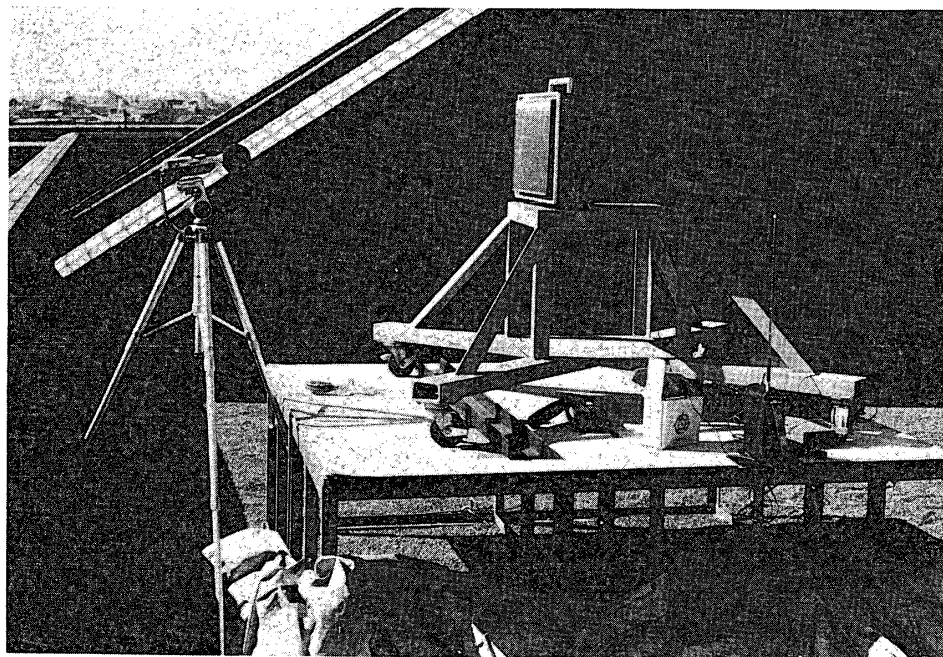
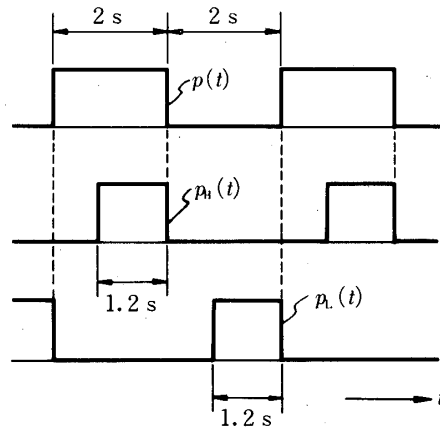


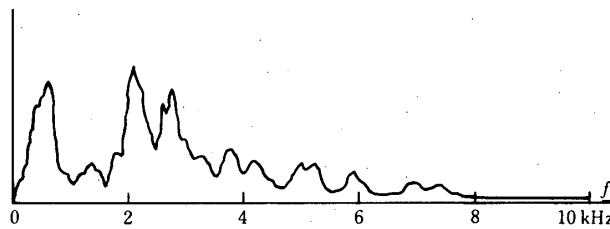
写真3 音源側の装置



第9図 ゲート信号の設定

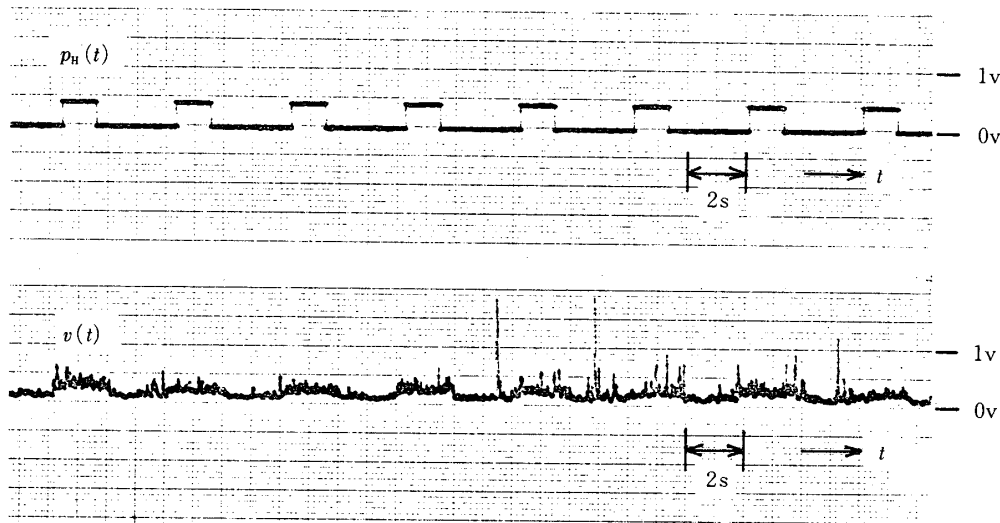
第1表 同期積分法による測定結果 (1977年2月16日)

帯域 f_c (Hz)		250	500	1000	2000	4000	ALL PASS
積算値	N_H	13860	7490	3716	4391	6119	14477
	N_L	11019	4837	2133	1760	2376	13860
$\Delta N = N_H - N_L$		2841	2653	1583	2631	3743	617
受音点でのレベル L_R (dB)		52.0	51.7	49.4	46.6	43.2	50.3
音源でのレベル L_S (dB)		95	100	100	100	100	100
減衰量 $A = L_S - L_R$ (dB)		43.0	48.3	50.6	53.4	56.8	49.7



第10図 ALL PASS の場合の試験音のパワースペクトル

mであるから、スピーカ正面の騒音計の位置から測った減衰量は $168^2/1^2$ 、すなわち 44.5 dB と計算される。これに対して実際に測定された減衰量はおおむねこれより大きく、試験音の周波数が大きくなるにしたがって、上記の理論値に対する超過減衰量 (excess attenu-



第11図 同期積分法による測定時の信号波形
($f_c = 1000 \text{ Hz}$ の帯域の測定の場合)

ation) が大きくなっていることがわかる。

第1表において、 ΔN から受音点での試験音の強さのレベル L_R を算出する際には、受音点のマイクロホンである騒音計のアッテネータの設定値なども考慮に入れられているので、 ΔN の値が直ちに受音点での試験音の強さを表わすものではないが、 $\Delta N/N_L$ の値は受音点における試験音と背景雑音のパワー比、すなわち S/N 比を表わすものである。第11図は $f_c = 1000 \text{ Hz}$ の帯域の測定の場合の、受音側装置におけるゲート信号 $p_H(t)$ と音の強さを表わす信号 $v(t)$ の波形の記録である。図の左側の方では試験音の到来につれて $v(t)$ が増減する様子が明らかであり、またゲート信号 $p_H(t)$ による $v(t)$ の積分が、 v の大きくなる区間のはぼ中央で行われていることがわかるが、図の右側の方では、背景雑音が大きくなって試験音による $v(t)$ の変動の様子ははっきりとは分らなくなっている。しかしこの場合には、受音側の装置の帯域フィルタによって、 $f_c = 1000 \text{ Hz}$ の試験音の帯域以外の周波数成分を除去しているのでこの程度の S/N 比になっているわけで、ALL PASS の場合には受音側装置のフィルタも当然 ALL PASS の状態にするから、マイクロホン風防で発生する低周波の風切音なども除去されずに試験音に対する雑音となり、S/N 比は非常に悪くなる。たとえば第1表についていえば、ALL PASS の場合の S/N 比は $617/13860$ 、すなわち -13.5 dB である。しかしこのような悪条件の下でも一応測定値はえられている。

M系列変調相関法による測定は、この実験では $f_c = 1000 \text{ Hz}$ の帯域雑音を試験音とした場合についてのみ行なった。前に説明した第2図および第3図はこの測定結果である。測定条件は上記の同期積分法の場合と全く同じである。最終的に求められた伝播の減衰は第2節で述べたように 51.1 dB であったが、これは同期積分法でえられた値 50.6 dB に比較してやや大きな値である。しかしこのことは、M系列変調相関法においては迂回音が無視される

ためであるというよりも、むしろ両者の測定値は誤差の範囲内で一致しているとみるべきであらう。

6. 測定値の統計的精度

第3節で同期積分法において二つの積算計数値 N_H と N_L から差 ΔN を求めることは、一つのリバーシブルカウンタで正負方向に計数して ΔN を直接求めることと等価であることをのべたが、この ΔN に相当する $v(t)$ の積分値 ΔI を考える。第5図に示したようにゲート信号 $p_H(t)$, $p_L(t)$ を0, 1の値をとる信号とし

$$q(t) = p_H(t) - p_L(t) \quad (1)$$

とすると、上記の ΔI はつぎのように表わせる。

$$\Delta I = \int_{-T/2}^{T/2} q(t)v(t)dt \quad (2)$$

ただし T は一つの ΔI を求めるのに要する測定時間である。

ここで仮想的な時間 τ を導入すると

$$\Delta I(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} q(t)v(t+\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} W_T(-t)q(-t)v(\tau-t)dt \quad (3)$$

となる。ここで $W_T(t)$ はウィンドウ関数で

$$W_T(t) = \begin{cases} 1; & |t| < T/2 \\ 0; & |t| > T/2 \end{cases} \quad (4)$$

である。(3)式は畳み込み積分の形で、 ΔI は

$$g(t) = W_T(-t)q(-t) \quad (5)$$

なるインパルス応答のフィルタに $v(\tau)$ なる入力を与えたときの $\tau=0$ における出力の値に等価であることを示している。

そこで $g(t)$ に対応するフィルタの周波数特性を $G(f)$ とすると

$$G(f) = T \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \frac{\sin \pi T \left(f + \frac{k}{t_0} \right)}{\pi T \left(f + \frac{k}{t_0} \right)} \quad (6)$$

となる。ただし c_k は $q(t)$ のフーリエ級数展開の係数で

$$c_k = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} q(t) e^{-2\pi j k t / t_0} dt \quad (7)$$

であり、 t_0 は $q(t)$ の周期である(第5図参照)。一般に $T \gg t_0$ で(6)式の各項は f

軸上ではほとんど重なり合わないから、

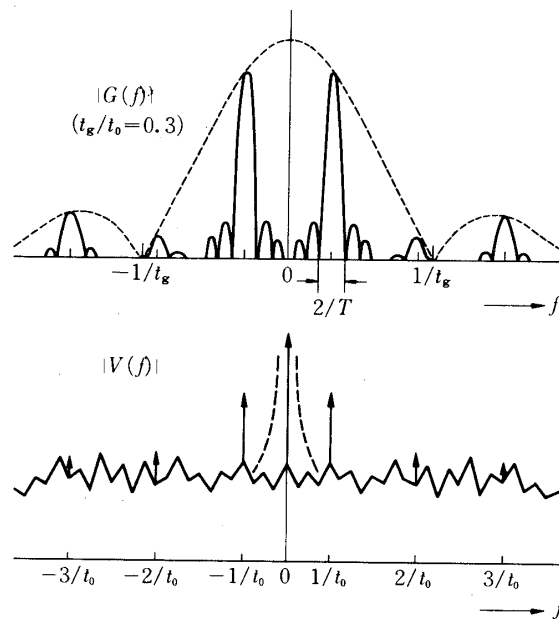
$$|G(f)| = T \sum_{k=-\infty}^{\infty} |c_k| \left| \frac{\sin \pi T \left(f + \frac{k}{t_0} \right)}{\pi T \left(f + \frac{k}{t_0} \right)} \right| \quad (8)$$

と近似して差支えない。また $|c_k|$ を計算すると

$$|c_k| = \begin{cases} \frac{2t_g}{t_0} \left| \frac{\sin(\pi k t_g / t_0)}{(\pi k t_g / t_0)} \right| & ; k = \text{odd} \\ 0 & ; k = \text{even} \end{cases} \quad (9)$$

となる。

第12図は上記の周波数特性と、この等価フィルタへの入力となる信号 $v(t)$ のフーリエ変換を、絶対値をとって模式的に示したものである。 $v(t)$ を無限に長い信号と考えるとそのフーリエ変換は発散してしまうが、この場合はその長さを測定時間 T にくらべて十分長く、しかしある有限の値にとどめて考えている。このフーリエスペクトル $|V(f)|$ は、マイクロホン出力を二乗平滑した結果生ずる低周波の不規則変動分によるいわゆる連続スペクトルの成分と、その変動の中に含まれている、試験音の到来に応じて上下に変動する矩形波によるインパルス (δ -関数) 列、すなわち線スペクトルの成分と、全体の直流分による $f=0$ における線スペクトルとから成っている。われわれが求めるのはこの矩形波の振幅であるが、等価



第12図 等価フィルタの周波数特性と $v(t)$ のフーリエスペクトル

フィルタの通過帯域は、 $f=0$ のところを除いて、線スペクトルの周波数に一致している。そして測定時間を T を大きくすれば、それに逆比例して通過帯域の幅は小さくなり、それにもなって連続スペクトルの成分によるフィルタ出力の不規則変動、すなわち ΔI の測定値のバラツキが小さくなる。

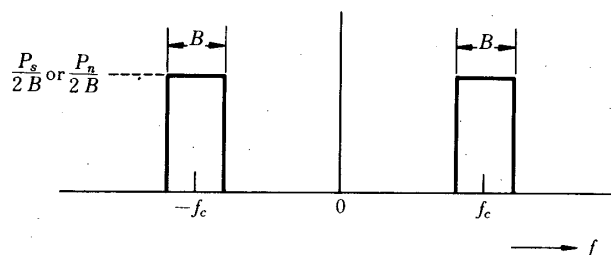
ところで以上の議論では、受音点における背景雑音を定常不規則なものと仮定した。しかし背景雑音の強さの変動は、長周期のものになるほど大きくなり、さらにこれに装置のドリフト等も加わるから、実際には第12図の下図の点線のように、 $|V(f)|$ の形は $f=0$ の近傍で急激に増大しているものと考えられる。同期積分法では、この $f=0$ の近傍の非定常部分を避けて、 $f=1/t_0$ およびその奇数倍の周波数のところで測定を行っているが、これが試験音を周期 t_0 で断続することの意義である。

なおM系列変調相関法についても同様に等価フィルタを考えることができ、その周波数特性はM系列信号の周期の逆数の整数倍のところに通過帯域を有する櫛歯型特性となる。この場合には $f=0$ のところにも通過帯域を有するが、その大きさは他の通過帯域にくらべて極端に小さく、やはり $f=0$ の近傍の非定常部分を避けるという作用が行われていることがわかる。

さて具体的に統計的誤差の大きさを推定するについて、つぎのような仮定を設ける。

- (1) 試験音および受音点における背景雑音はともに定常不規則なガウス性雑音で、かつ互いに独立とする。
- (2) 受音側装置の帯域フィルタを通った後の点での試験音および背景雑音のパワースペクトルの形を第13図のように仮定する。もちろんスペクトルの高さはそれぞれの音の強さに応じて変る。図において P_s 、 P_n はそれぞれ試験音および背景雑音に相当する成分の平均パワーである。
- (3) 上記スペクトルの帯域幅 B は、同期積分法における試験音断続の周波数 $1/t_0$ にくらべて十分大きいものとする。

(1)において、試験音のガウス性については、第8図などによってすでに説明した。背景雑音については、それが二乗平滑されて信号 $v(t)$ になった段階で、非定常性は $f=0$ の近傍にのみ現われ、それ以外の測定に関係する範囲には影響しないということでこのように



第13図 帯域フィルタの出力における試験音および背景雑音のパワースペクトルの形

仮定した。

(2)において、実際には試験音が1オクターブの帯域雑音であるのに対し、背景雑音の方は受音側装置の帯域フィルタを通っただけであるから5/3オクターブの帯域を持っている。しかし解析を簡単にするために両者の帯域幅を同一と考えた。

(3)はあらためて仮定するまでもなく、事実そのようになっている。

以上のような仮定の下で、付記1に示す方法によって、測定された受音点での試験音の強さの統計的誤差の大きさについて次式のような結果をえた。

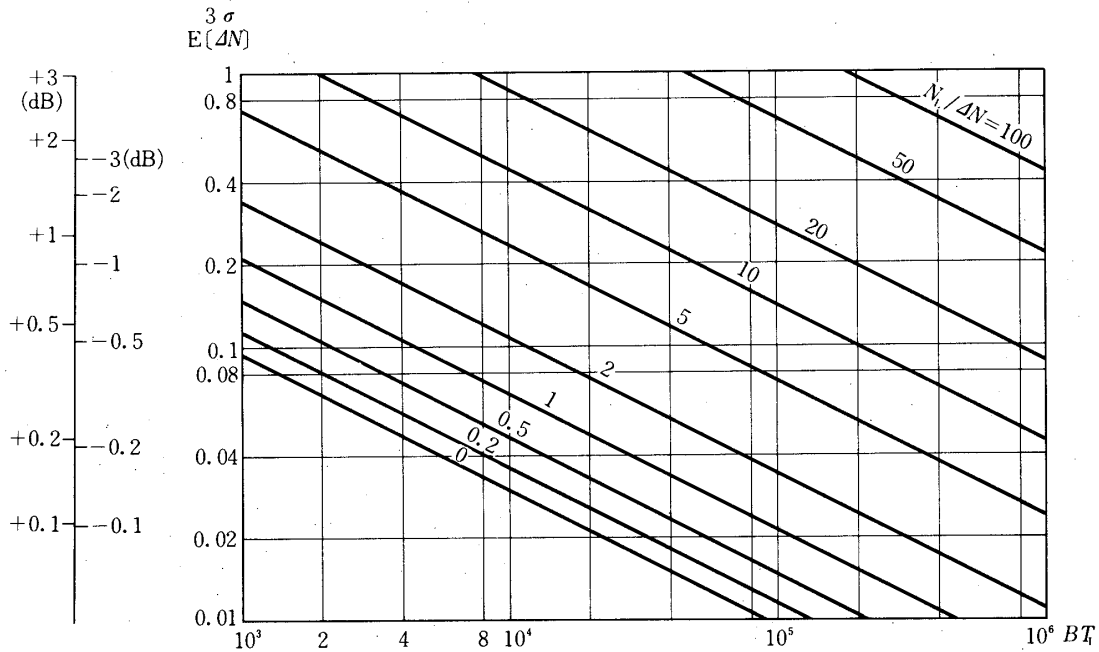
$$\frac{\sigma}{E[\Delta N]} = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{N_L}{\Delta N}\right)^2 + \left(\frac{N_L}{\Delta N}\right)^2}{BT_1}} \quad (10)$$

ここで σ は誤差の標準偏差で、測定結果としてえられた差の積算計数値の差 $\Delta N = N_H - N_L$ は、その期待値(真値) $E[\Delta N]$ の周りで標準偏差 σ でほぼガウス分布をなすものと考えられる。 T_1 は N_H または N_L の一つを求める際の正味の積分時間である。また $N_L/\Delta N$ は受音点における背景雑音と試験音のパワー比、N/S比を表わしていることになる。

第14図は(10)式をグラフで表わしたものである。ただし縦軸には $3\sigma/E[\Delta N]$ の値がとってある。一番左側の縦軸はこの相対誤差をデシベル値に換算するもので、誤差の大きな範囲では上下非対称になる。例として第1表の $f_c = 250$ Hzの場合をとると、試験音の帯域幅 B はオクターブバンドであるから $f_c/\sqrt{2} = 177$ Hz、 $T_1 = 120$ sであるから $BT_1 = 21240$ 、また $N_L/\Delta N = 11019/2841 \approx 4$ であり、これらから受音点での試験音の強さのレベル L_R には ± 0.5 dB程度の統計的誤差の生じることがわかる。これはまた最終結果の減衰値 A においても同じだけの誤差の生ずることを意味する。

より高い周波数の帯域については、 B が大きくなりまた $N_L/\Delta N$ も小さくなっているのので、誤差は ± 0.1 dB程度にまで小さくなる。これはピストンホン等の較正器の精度をも超えており、もはやほとんど問題にならないといってよいであろう。それよりも問題なのは音源での試験音の強さのレベル L_S である。このレベルはスピーカの正面1mの距離に騒音計を置き、その指示をみながらスピーカ増幅器のボリュームを調整してたとえば100 dBに設定するものである。しかしスピーカの近くでいくらS/N比が大きくとも、試験音自体が不規則信号なのであるから、有限長の時間の平均でその強さのレベルを測定する場合には、やはり統計的誤差を生ずる。第14図における $N_L/\Delta N = 0$ の線はこのことを示しており、騒音計の指針の振れを目で見ても平均するだけでは、 ± 0.5 dB程度の誤差は常に生ずる。この点を解決するには、音源側の騒音計にも受音側と同じ装置を接続し、同じ方法で L_S を測定するようにすればよい。将来の実験では、そのようにする予定である。

以上のべた誤差は、試験音と背景雑音が不規則信号であるということに起因する本質的なものであるが、測定装置に起因する統計的誤差として、いわゆる ± 1 カウント誤差がある。 N_H および N_L の積算計数に際して、一回の積分で最大 ± 1 カウントの誤差を生じうる。積分回数が100回であれば100カウントの誤差を生ずる可能性もあるがその確率は極めて小さい。実際には正負打ち消し合って、せいぜい10カウント程度の誤差を生ずるにすぎない。



第14図 測定された試験音の強さの統計的誤差の大きさ

前述したように、 N_H および N_L を計数するカウンタは7桁で、そのうち上位6桁のみが表示されている。したがって上記の10カウントの誤差は、読みとられる計数値を1カウント変えるだけであるから、この種の誤差はまず無視してよいであろう。

第1表に示した実験では、一つの帯域について測定を行なうのに約10分程の時間がかかる。したがって測定を進めていくうちに風向、風速などの気象条件が変わってくることも当然ありうる。これは統計的誤差ではないが、第1表のような結果から騒音伝播の周波数特性をみる場合に、各帯域ごとに少しずつ異なった条件の下での測定値を比較してしまうことになる。これら各帯域での測定を全く同時に行う一方法として、音源側の帯域フィルタをALL PASSにして広帯域雑音を試験音としてスピーカから放射し、受信側ではマイクロホン出力を、トランシーバで送られてきたトーンバースト信号とともに、2チャンネルのテープレコーダに録音する。それを持ち帰ってから帯域フィルタと受信側装置を用い、テープの同一個所をくり返し再生しながら、あらためて各帯域別の測定を行う。この方法をとる場合

にはスピーカに留意する必要がある。そうでないと第10図からも想像されるように、ある周波数帯域の成分がほとんど放射されていなかったということが起りうる。また増幅器やスピーカの定格電力による制限から、各帯域成分の音の強さは、一つの帯域の音を単独で出す場合くらべて小さくならざるをえないから、もし各帯域別の測定のとときと同程度の統計的誤差で測定を行おうとするならば測定時間を長くとはならず、むしろ音の録音をすべき時間の長さが、帯域別の測定のとときの全測定時間より長くなることもありうる。

同期積分法における統計的誤差の大きさを与える(10)式は、ほとんどそのままM系列変調相関法に適用することができる。これも付記1に説明してあるが、その結論だけをのべると、同期積分法においては試験音が受音点に到来するのに対する待時間などが必要で、実際に信号 $v(t)$ の積分に使用されるのは全時間の $[2t_g/t_0 \times 100]$ % であるが、M系列変調相関法では、100%の時間が相関関数測定のための積分に使用されており、その分だけ有利であるということである。

7. 今後の問題点

以上に説明した騒音伝播の二つの測定法を比較すると、M系列変調相関法では前節の最後へのべた統計的誤差に関する若干の有利さはあるが、一方で第2節でのべたように相関計のような特殊な装置を必要とすることや、迂回音をも含めた測定をなし難いなどの欠点もある。またデータレコーダや相関計の使用、あるいは較正の段階などにおいて、よけいな誤差が加えられる可能性もある。

同期積分法においては上記のような欠点はない。測定装置はそれ自体で完結しており他の装置は必要としない。したがってまた測定現場で直ちに音の減衰値を求めることができる。較正方法も簡単である。また動作原理が簡単で理解し易いという点も実際上看過しえない利点であろう。一つの問題として、試験音の伝播の遅れ時間に対して十分余裕をもってゲート信号等のタイミングを設定するために、測定に先立って音源と受音点の間の大よその距離を知る必要があるが、これは地図などによって簡単に求められる。

これらの比較検討から総合的に同期積分法が有利であると判断して、この方法の専用測定装置を2台(1台の中に音源側、受音側両方の機能がある)製作中である。しかしこの製作中の装置では、この論文で報告した試作装置と測定原理自体は変りないが、トランシーバによる同期を廃するという重要な変更がなされている。そのかわり音源側、受音側双方の装置に正確な水晶発振器を組入れ、実験に先立ち両者を接続して一度同期をとれば、その後24時間程度は必要な精度で両方の装置の動作の位相関係が保たれるようにした。

トランシーバの使用は、実はこの研究の当初から問題になっていたもので、送信機周辺の強電界による測定装置の誤動作、第三者の局との混信による測定の中断、送信の継続時間に対する制限、空港周辺や海上での使用制限、出力の大きな機器の使用に対する法規上の許下や使用者の資格の必要性など、その使い難さについては枚挙にいとまがない。新しい装置ではこれらの問題を全部とり除き、トランシーバは口頭による連絡にのみ残すことにした。

しかしながら、これまでの装置試作や実験によって、同期積分法という新しい測定方法の開発はほぼでき上がったといつてよいであろう。上記の新しい装置も測定原理そのものが変更

になったわけでもなく、また改良された点について特に問題があるとは思われない。今後はこれらの装置を用いて測定例をつみ重ね、騒音伝播と気象条件や地上条件との関連を明らかにしていくとともに、実用的な伝播理論を開発して理論値と測定値を比較するなど、音響学の問題の方向に努力を傾注していくことが必要と思われる。

なお本論文で報告した測定法は、航空機騒音の問題のみでなく、たとえば工場が新しくできる前に、その工場が発生するであろう騒音の周辺への影響を事前に調査したり、あるいは部屋の遮音効果の測定などにも利用しうることをつけ加えておく。

1977年12月20日 計測部

参考文献

- [1] P. H. Parkin, W. E. Scholes : The horizontal propagation of sound from a jet engine close to the ground, at Radlett, J. Sound Vib., **1**, 1-13 (1964)
- [2] P. H. Parkin, W. E. Scholes : The horizontal propagation of sound from a jet engine close to the ground, at Hatfield, J. Sound Vib., **2**, 353-374 (1965)
- [3] 青島, 五十嵐 : M系列の相関を用いた音響測定, 音響学会誌, **24**, 197-206 (1968)
- [4] 青島 : M系列相関法による板中の曲げ波伝搬の測定, 音響学会誌, **29**, 356-362 (1973)
- [5] 嵯峨山, 五十嵐, 石井 : M系列変調相関法による残響時間の測定, 音響学会講演論文集 (Oct. 1974), 83-84
- [6] 橘, 石井 (聖光) : M系列変調相関法による残響時間の測定, 音響学会講演論文集 (Oct. 1974), 85-86
- [7] 石井 : 測定と信号処理, 計測と制御, **15**, 76-82 (1976)
- [8] 嵯峨山, 五十嵐, 石井 : M系列変調を用いた長距離音響伝搬特性の測定, 音響学会講演論文集 (Oct. 1973), 219-220
- [9] N. Aoshima, J. Igarashi : Field measurement of noise propagation by M-sequence correlation method, ISAS Research Note, No. 9 (1975)
- [10] 石井, 五十嵐, 山田, 幹 : 同期積分による騒音伝播特性の測定, 音響学会講演論文集 (Oct. 1975), 167-168

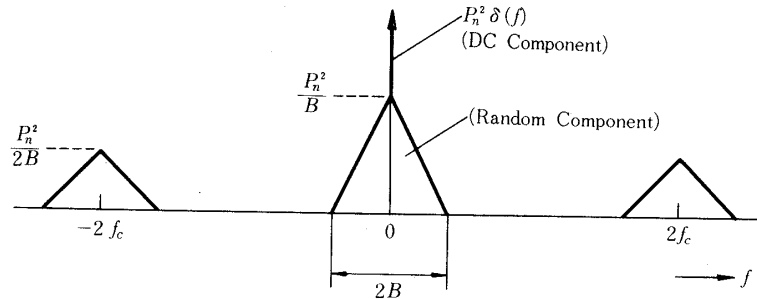
付記1. (10)式の導出

第6節において、差の計数値 ΔN に相当する積分値を ΔI としたように、計数値 N_H , N_L に相当する $v(t)$ の積分値をそれぞれ I_H , I_L とする。また ΔI , I_H , I_L の誤差の分散をそれぞれ σ^2 , σ_H^2 , σ_L^2 とする。 $\Delta I = I_H - I_L$ であり、また仮定(3)により I_H と I_L は近似的に独立と考えられ

$$\sigma^2 = \sigma_H^2 + \sigma_L^2 \quad (A1)$$

となるから、 σ_H^2 , σ_L^2 を別々に求めて、それらの和として σ^2 を求める。

まず試験音がなく背景雑音のみの状態を考え、そのときの受信側装置の帯域フィルタの出力を $n(t)$ とし、 $\overline{n^2(t)} = P_n$ ($n(t)$ の平均パワー) とする。 $n(t)$ をガウス性雑音と

A-1 図 $n^2(t)$ のパワースペクトル

し、そのパワースペクトルを第 13 図のように仮定すれば、 $n^2(t)$ のパワースペクトルは A-1 図のようになる。信号 $v(t)$ は $n^2(t)$ を低域フィルタで平滑したものであるから、そのパワースペクトル $\Phi_{vv}(f)$ においては、この図の $\pm 2f_c$ を中心とした成分がなくなっている。また $f=0$ を中心とした三角形の成分も形が変わるが、 $f=0$ のごく近傍ではパワースペクトルの形は変わらない。

そこで (6) 式の場合と同様に、ゲート信号 $p_L(t)$ に対する等価フィルタを考え、そのインパルス応答を $g_L(t)$ 、周波数特性を $G_L(f)$ とすると

$$\begin{aligned} \sigma_L^2 &= \overline{I_L^2(\tau)} - \left[\overline{I_L(\tau)} \right]^2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |G_L(f)|^2 [\Phi_{vv}(f) - P_n^2 \delta(f)] df \end{aligned} \quad (\text{A } 2)$$

と表わされる。さらに仮定により $1/t_0 \ll B$ であるから、 $G_L(f)$ が有限の値をもつ周波数帯域では、上式の [] 内は P_n^2/B で一定と考えることができる。したがって

$$\sigma_L^2 = \frac{P_n^2}{B} \int_{-\infty}^{\infty} |G_L(f)|^2 df = \frac{P_n^2}{B} \int_{-\infty}^{\infty} g_L^2(t) dt = \frac{P_n^2}{B} \frac{t_g}{t_0} T = \frac{P_n^2}{B} T_1 \quad (\text{A } 3)$$

となる。ここで T_1 は正味の積分時間で、積分回数を K とすれば Kt_g と表わすこともできる。

つぎに試験音の存在する状態を考え、受信側装置の帯域フィルタの出力における試験音の成分を $s(t)$ とし、 $\overline{s^2(t)} = P_s$ とする。ただしこの場合 $s(t)$ は断続されてはおらず、試験音は連続して受信点に到来しているものとする。ゲート信号 $p_H(t)$ による積分を行うときは、常に試験音が存在する状態であるから、このように考えても差支えない。仮定により $s(t)$ も $n(t)$ と同じくガウス性雑音で、かつ $n(t)$ とは独立であるから、 $s(t) + n(t)$ もまた一つのガウス性雑音となる。その平均パワーは $P_s + P_n$ であり、パワースペクトルは第 13 図と同じ形になる。したがって前と同様にして

$$\sigma_H^2 = \frac{(P_s + P_n)^2}{B} T_1 \quad (\text{A } 4)$$

がえられる。故に

$$\sigma^2 = \sigma_H^2 + \sigma_L^2 = \frac{(P_s + P_n)^2 + P_n^2}{B} T_1 \quad (\text{A } 5)$$

となる。

一方 ΔI の期待値を $E[\Delta I]$ で表わすと

$$E[\Delta I] = P_s T_1 \quad (\text{A } 6)$$

である。したがって相対誤差の標準偏差は

$$\frac{\sigma}{E[\Delta I]} = \frac{\sqrt{\frac{(P_s + P_n)^2 + P_n^2}{B} T_1}}{P_s T_1} = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{P_n}{P_s}\right)^2 + \left(\frac{P_n}{P_s}\right)^2}{B T_1}} \quad (\text{A } 7)$$

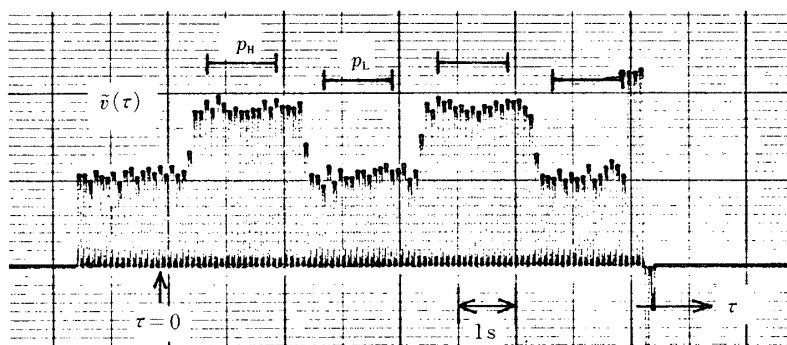
となる。 $E[\Delta I]$ のかわりに差の計数値 ΔN の期待値 $E[\Delta N]$ を代入し、 σ を ΔN の誤差の標準偏差に読みかえ、 P_n/P_s を測定値 $N_L/\Delta N$ で近似すれば (10) 式になる。

ここで注意すべきは、上式には積分回数 K が入っていないという点である。このことは最初の T_1 時間は〔試験音+背景雑音〕の強さを積分し、つぎの T_1 時間は〔背景雑音〕のみの強さを積分して差をとるようにしても、同じ統計的精度で測定できるように見え、同期積分法で試験音を断続して測定することが無意味なように思える。しかしこの結論は背景雑音が定常な雑音であると仮定したときのもので、上記のような連続した試験音を用いる方法は、第12図において点線で示したように、 $f=0$ の近傍の $V(f)$ が非定常で不安定なところで測定を行うことになるので、理論どおりの高精度を期待することはできない。

M系列変調相関法では相互相関関数 $\phi_{mv}(\tau)$ は

$$\phi_{mv}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} m(t)v(t+\tau) dt \quad (\text{A } 8)$$

によって計算されたものとみなすことができる。ただしこのときの $m(t)$ は、M系列の0を+1に、1を-1に変換した二値信号である。この式と(3)式を比較すれば、統計的誤差に関する限りM系列変調相関法を、同期積分法におけるゲート信号 $p_H(t)$ を $m(t)$ の+1の部分に、ゲート信号 $p_L(t)$ を $m(t)$ の-1の部分に対応させて考えることができ、第6節の仮定(3)における $1/t_0$ をM系列信号のクロック周波数に替えさえすれば、(A1)式から(A7)式にいたる統計的誤差の導出過程を全く同様にたどることができる。そして $m(t)$ の+1の部分と-1の部分は、全時間のそれぞれほぼ50%ずつであるから、(A7)式の T_1 に $T/2$ を代入すれば、相関関数のピーク値の相対誤差の標準偏差を考える式となる。



A-2図 $v(t)$ の平均応答波形 ($\Delta\tau = 100 \text{ ms}$, $N = 60$)

この場合、同期積分法における I_H , I_L に相当するものは、 $m(t)$ の +1 の部分による $v(t)$ の積分値および -1 の部分による積分値であるが、これらは思考の便宜上のもので実際に測定されるものではないから、同期積分法のときの (10) 式のように、相関関数のピーク値の統計的誤差の大きさを、実際の測定値によって近似的に表わすということとはできない。

付記2. 平均応答法による測定

第1表に示した実験における $f_c = 1000 \text{ Hz}$ の帯域の測定の際の受信点における音の強さを表わす信号 $v(t)$ をデータレコーダに記録して持ち帰り、その平均応答波形を実時間相関計を用いて測定した。すなわち第11図に示した $v(t)$ の波形を、同時に記録しておいた $p_L(t)$ の波形の立下りに同期して分割し、それら分割された波形の先頭をそろえてつぎつぎに代数的に加算していくという操作を行わせる。60回波形を加算してえられた平均応答波形 $\tilde{v}(t)$ をA-2図に示す。もとの波形 $v(t)$ にくらべて S/N 比が向上し、試験音の到来によってレベルが上がる様子がはっきりわかる。このレベル差から算出された試験音の減衰量は 50.4 dB であった。この方法は、M系列変調相関法や同期積分法にくらべ統計的精度の点でかなり不利である。しかし同期積分法のゲート信号 $p_H(t)$, $p_L(t)$ が、それぞれ $v(t)$ の高低両レベルの定常的区間に確かに入っていることのチェックには役立つであろう。