

音響機器試験用音源の開発

菅原 謙 蔵 米 島 照 幸
金 岡 威 大 島 敏

Development of the Testing Sound Source for Acoustic Transducers

Kenzo Sugawara, Teruyuki Yoneshima
Takeshi Kanaoka and Satoru Oshima

1. まえがき

マイクロホンおよびマイクロホンを用いた機器の音場特性を測定する場合に用いる音源は、測定対象機器の発達と、これにともなう関連規格の整備にともない、遂次高性能化が要望されてきた。しかし、その性能は測定対象機器の進歩にくらべ必ずしも充分でない現状である。

当所では、前にこの問題をとり上げ、基礎的な研究¹⁾を行なったが、今回中小企業庁の技術開発研究補助事業の指定を得て、音響機器試験用の広帯域音源装置を開発し、研究を完了することができた。以下にその内容を報告する。

2. 音源によって起る音場測定誤差とその許容目標値について

2・1 音場校正の誤差要素

^(注1) 受音機器の音場校正誤差要素を大別すれば、

- (1) 基準マイクロホンの校正誤差（音圧感度、音場補正係数）
- (2) 基準マイクロホン運用上の誤差（感度の経時変化、周回条件、附属測定器、無響室、測定方法などにもなるもの）
- (3) 音源装置による誤差（スピーカ・電力増幅器・発振器などによるもの）があげられる。このうちで、音源装置（主としてスピーカ）の特性不備による誤差が最も大きく、その改善は、測定実施上の急務といえる。

音源装置によって起こる誤差のおもなものをあげると、(A)音源の指向特性によるもの、(B)出力音の高調波ひずみによるもの、(C)音圧の変動によるもの、などがあげられる。つぎに、これらの誤差の様子をしらべてみよう。

(A) 音源の指向特性による誤差

^(注1) 受音機器の音場校正の基本形式としては、基準マイクロホンと被試験マイクロホンの配置方法により、置換法と並置法がある。図1はこれらの方法における音源マイクロホンの配置を示す。

置換法では、音源に指向性があっても、本質的に測定誤差を生じないが、音源の指向性が非常に鋭い場合は、マイクロホン設定位置の再現性が悪いと誤差を生ずる。しかし、この誤差は通常、他の誤差に比較して小さいので、大きな問題ではない。

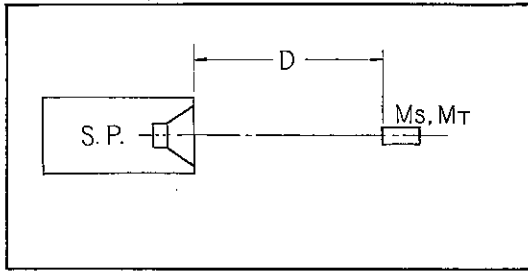
並置法の場合は、音源の指向特性が2つのマイクロホンに対して対称でないと、直接誤差として現われる。この場合の誤差を、便宜上、つぎのように定義する。図1(b)の配置で得られた被測定マイクロホンの校正値を K_1 (dB)、基準マイクロホンと被測定マイクロホンの配置を逆にしたときの被測定マイクロホンの校正値を K_2 (dB) とする。この場合、指向特性の非対称性による測定誤差 e (dB) および真の校正値 K (dB) は、

$$e = \frac{K_1 - K_2}{2} \dots \dots \dots (1)$$

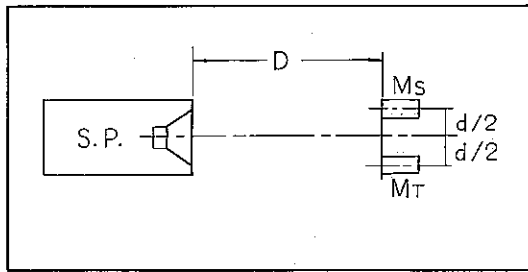
$$K = \frac{K_1 + K_2}{2} \dots \dots \dots (2)$$

で表される。この誤差 e は低音域で問題にならないが1

KHz以上の周波数では数デシベルにも及び、並置法における測定精度に決定的な影響を与える。



(a) 置換法



(b) 並置法

図1 音場校正における機器の配置方法

(b) 高調波ひずみによる誤差

音源に高調波ひずみ（以下ひずみという）があると、測定誤差を生ずる。この誤差は、受音系（基準マイクロホン系と被測定系）の周波数レスポンス、ひずみ率特性、複合音特性などによって複雑な結果をもたらす。ここでは、誤差評価の一応の目安として、受音系にひずみがなく、かつ、測定系の複合音に対する感度が、その実効値に比例する場合の例を考える。ひずみのある測定信号音に対する基準マイクロホン系の指示値を L_s 、このときの被測定系の指示値を L_T とすれば、

$$L_s = \sqrt{(K_1 F)^2 + (K_2 h_2)^2 + (K_3 h_3)^2 + \dots + (K_n h_n)^2} \quad (3)$$

$$L_T = \sqrt{(K'_1 F)^2 + (K'_2 h_2)^2 + (K'_3 h_3)^2 + \dots + (K'_n h_n)^2} \quad (4)$$

である。ここで、 F は信号音の基本波成分、 h_2, h_3, \dots, h_n はそれぞれの調波における信号の高調波成分、 $K_1, K_2, K_3, \dots, K_n$ は基準マイクロホン系の各々の調波に対する感度、 $K'_1, K'_2, K'_3, \dots, K'_n$ は被測定系の各々の調波に対する感度である。(3)、(4)式より被測定系と基準マイクロホン系の感度比 R を $R = L_T / L_s$ で求めると(3)、(4)式の第2項以下が誤差を与える。いま、基準マイクロホン系の周波数レスポンスが平坦あるいは高域下降形で(3)式

の第2項以下が無視できる程度に音源のひずみが小さいとすれば、 $L_s \approx K_1 F$ としてよいから

$$R = \frac{\sqrt{(K'_1 F)^2 + (K'_2 h_2)^2 + (K'_3 h_3)^2 + \dots + (K'_n h_n)^2}}{K_1 F} \quad (5)$$

であり、音源のひずみによる誤差は、被測定系の周波数レスポンスによって変化する。

すなわち、被測定系の周波数レスポンスが、低域下降形の場合は、等化的に高調波成分が強調される結果、測定誤差が増加する。上記の誤差は音源の単独ひずみによるものであるが、測定系にひずみがあれば、複合ひずみによる誤差は、両者のひずみの量と位相関係によっては、さらに大きくなる¹⁾。

以上の誤差を除く一法として、測定系に濾波器を挿入して高調波を除去することが行なわれる。しかし、この方法は、測定操作が繁雑になるので実用測定には適しないし、被測定機器の構造によっては適用できない場合もあるから、音源および測定系のひずみを十分に小さくして、必要な測定精度を得ることが望ましい。

(c) 出力音圧の変動による誤差

並置法においては、基準マイクロホン系の出力と被測定系の出力を同時に読むことが可能であり、測定中の音圧変化による誤差をさけることができる。置換法においては、置換測定中の音圧変動は直接誤差となるので、音源は充分安定でなければならない。

2・2 音源による校正誤差の許容目標値

測定対象機器として、一般用マイクロホンおよびこれを用いた音響装置、計測用マイクロホン^(注3)、音響計測器^{3) 4)}などを考え、これらの試験に必要な音源の条件を設定する。この場合に、音源に最もきびしい条件が要求されるのは精密騒音計⁴⁾と考えられる。したがって、これに必要な条件を満たすことができれば、他の機器の試験にも大きな支障はないものと考えられる。このような考え方により、つぎのような目標をたてた。

(1) 周波数範囲

精密騒音計の周波数範囲は10Hz~20KHzであるが、音場測定を必要とするのは20Hz~12.5KHzである。目標としては、供試機器の広帯域化に備え、20Hz~16KHzとする。また帯域内の出力音圧レスポンスは、 $1/3$ オクターブ間隔の測定周波数における音圧設定を手動に行なう場合、および連続記録測定における定音圧制御に支障の

ないこととし、レスポンスの偏差は約 ±10dB 以内とする。

(2) 出力音の高調波ひずみ

供試機器の低域下降形レスポンスの限界として精密騒音計の聴感補正特性「A」(許容誤差を含む最悪条件)をとり、これによる等価ひずみ率の増加を求めると図2のようになる。この場合の音源の単独ひずみによる誤差を0.5dB以内とし、出力音圧は軸上0.5~1.0mで1μBar(74dB)以上とする。この条件を満たすために必要な音源のひずみ率許容値は図3のようになる。

(3) 指向特性

指向特性の評価基準として、図1の並置法におけるマイクロホン間隔(d)を10cm、音源からの距離(D)を0.5~1.0mとし、マイクロホンの置かれる2点間の音圧差をとる。目標値は表1に示す。

(4) 出力音圧の安定度

表1 指向特性の目標値

周波数 (KHz)	許容差 (dB)
1.6以下	0.3
4.0 //	0.5
8.0 //	0.7
10.0 //	1.0
16.0 //	1.5

2.1(c)の置換法による測定時間を10分とし、音圧設定後10分間の変動を、音源装置の総合で0.2dB以内とする。

3. 音源装置の改善対策

3・1 音源スピーカ

(1) 低音域用スピーカ

現在、一般に用いられているハイファイスピーカの高音調波ひずみ率は、中音域以上では1%程度で、図3の条

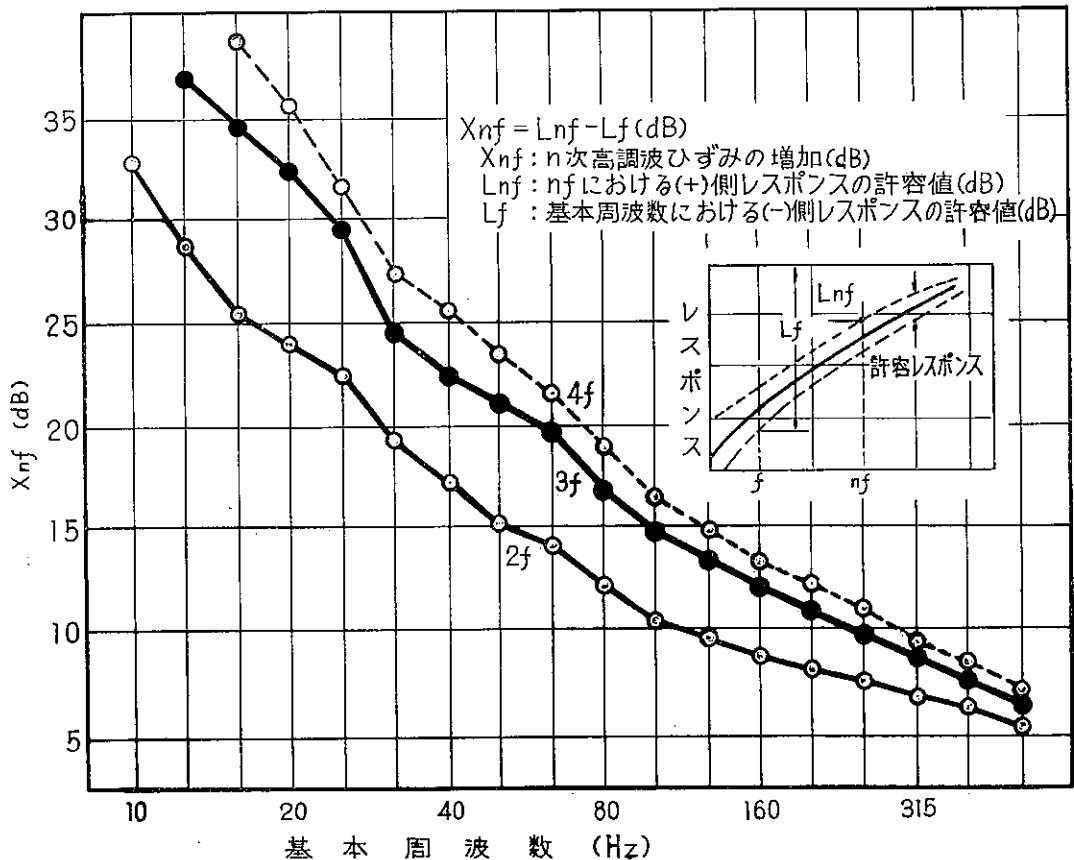


図2 精密騒音計の低域レスポンス(A特性の許容誤差を含む)によるひずみ率の増加

件を容易に満足できるが、20Hz附近の低音域では目標を満足できるものが得がたい。図4は本研究の試料として選定した既製低音用コーンスピーカ2種のひずみ率と出力音圧周波数特性を示す。

20Hzでのひずみ率は3~1%で、目標値(0.5%)に達していない。

コーンスピーカの低音域におけるひずみは、主として駆動力発生機構のひずみと、ダンパおよびエツジなど、振動系支持物の非直線性によるもので、これを如何なる方法で改善するかが、スピーカの性能改善上、大きな問題である。本研究では、その改善策として動帰還(Motional Feedback, MFB)を用いている。動帰還は、スピーカの振動を検出し、これを電力増幅器に負帰還するもので、振動検出器の直線性がよければ、駆動力および振動系の非直線ひずみを軽減する有効な手段となる。動帰還の方式としては、帰還出力が振動速度に比例する、いわゆる速度型が一般的である。振動検出器の型としては、可動コイル型が多く用いられるが、独立した検出器を用いなくて駆動コイルを検出コイルに兼用するもの⁵⁾静電容量型なども試みられている。

今回用いた検出器は可動コイル型に属するものであるが、同軸3ウェイのスピーカを構成する関係上、独立した検出器を取付けるスペースがないので図5(B)に示す方式の検出器を用いた。なお、図(A)は普通に用いられる速度型動帰還用スピーカの構造である。今回用いた振動検出方式の特徴は、①検出コイルが駆動コイルと同じ巻枠に巻かれているので、検出コイルへの振動の伝達が完全であること、②駆動用磁界を利用するので、検出感度が高く、容易

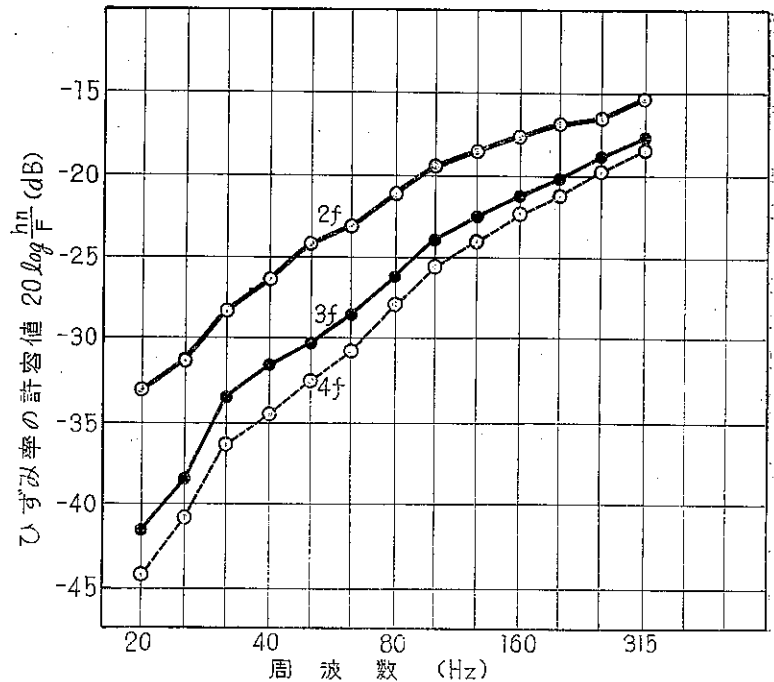


図3 精密騒音計の聴感補正特性(A特性の許容誤差を含む)の測定において、単一調波による誤差を0.5dB以内にするためのひずみ率の許容値

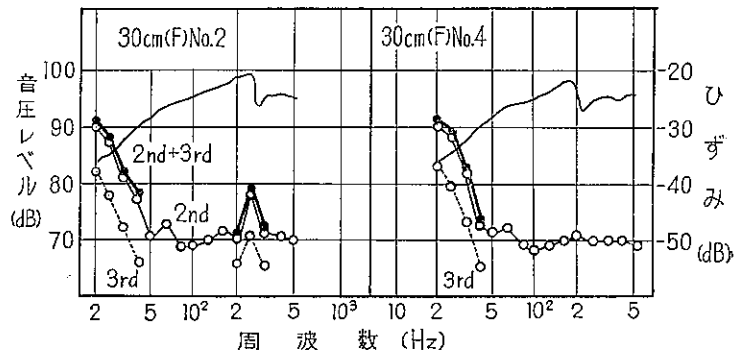


図4(A) 30cmスピーカの特性格例 (J I S標準箱距離0.6m入力1W)

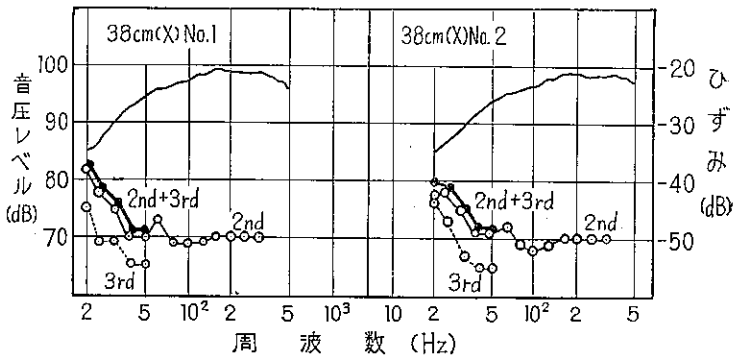


図4(B) 38cmスピーカの特性格例

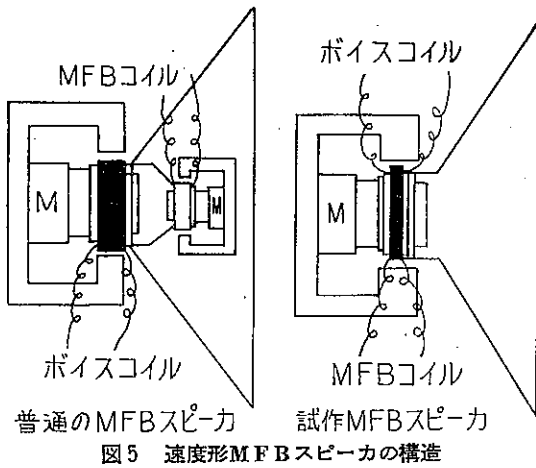


図5 速度形MFBスピーカの構造

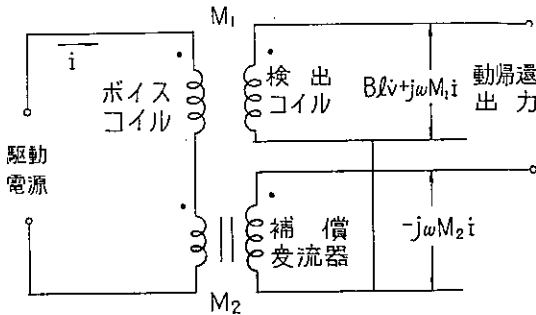


図6 変流器を用いてE_Mを打消す回路

に良好な直線性が得られること、③特別な取付け場所が不用であること、などである。欠点としては、①駆動コイルと検出コイル間の電磁結合のため、駆動電流の誘導を受けること、②駆動コイルと同一巻枠に検出コイルを巻くので、駆動コイルの占有部分が減少し、スピーカの能率が低下すること、などである。

この方式における検出出力は、

$$\dot{E}_D = B l \dot{V} + j \omega M \dot{I} \dots \dots \dots (6)$$

で表わされる。ここに、 \dot{E}_D は検出コイルの起電力(V)、 B は磁界の磁束密度(Gauss)、 \dot{V} は駆動コイルの振動速度(cm/sec)、 M は駆動コイルと検出コイル間の相互誘導係数(H)、 \dot{I} は駆動電流である。(6)式の右辺第1項は速度検出電圧、第2項は電磁誘導電圧を表す。設計例として、 $B=10,000$ Gauss、 $l=400$ cmとすれば、速度検出感度 $|\dot{E}_V/\dot{V}|$ は、

$$\left| \frac{\dot{E}_V}{\dot{V}} \right| = B l \times 10^{-8} = 0.04 \text{ V/(cm/sec)}$$

となり、 $f_0=20$ Hzにおける駆動コイルの振幅 U を ± 0.1 cm

このときの駆動電流 $|\dot{i}| = 0.2 \text{ A}$ 、 $M = 0.5 \text{ mH}$ と仮定すれば、

$$\dot{E}_V = B l \dot{V} = \frac{B l \omega U}{\sqrt{2}} \times 10^{-8} \approx 0.35 \text{ V}$$

また、駆動電流による誘導電圧は

$$E_M = \omega M I = 1.256 \times 0.5 \times 0.1 \times 10^{-8} = 0.007 \text{ V}$$

である。つぎに、定速度駆動時における駆動電流は、スピーカの低音共振周波数(f_0)以上で振動系が慣性制御であるとして、 $E_M \propto f^2$ なる関係を用い、200Hzにおける \dot{E}_M を求めると、0.7Vである。定速度のもとでは $|\dot{E}_V|$ は一定であるから、この周波数では、 $|\dot{E}_V/\dot{E}_M| = 0.35/0.7 = 0.5$ で、検出出力は駆動電流に支配され、動帰還の効果が減少する。また、100Hzでは、 $|\dot{E}_V/\dot{E}_M| \approx 2.1$ であり $f > 100 \text{ Hz}$ では、ほぼ、速度比例の検出出力が得られる。電磁誘導起電力を打消すには、図6に示すように補償変流器を使用すればよい。

(2) 中・高音用スピーカ

中・高音域では前述のように、ひずみ率の良好なスピーカが容易に得られるので、問題は指向特性である。並置法における指向角は、スピーカの軸を中心にして $\pm 10^\circ$ 程度であるから、この間の指向特性がなるべく軸対称で小さい値であり、かつ安定であることが望ましい。

音源のもつ指向特性の一般的な形は、平面円板のピストン振動をモデルとして表されている⁷⁾。この場合、振動板の半径 a とし、波長定数を κ として、 $\kappa a = \pi$ となる周波数(f_r)以上で指向特性が劣化する。この周波数 f_r は $f_r = \frac{17,000}{a} \text{ Hz}$ と与えられるから、各スピーカユニットの受持周波数は f_r を大きく越えないよう、その上限を定めることが一応の目安となる。

スピーカユニットの形として、コーン型とホーン型を比較すると、前者は振動板が平面でないこと、および高域ではコーンが分割振動すること、などのため、上記の平板モデルにくらべ、はるかに複雑で不安定な指向特性となる。後者は、ホーンの開端附近に平面板音源があるものと仮想され、その実効面積は周波数が高くなる程小さくとなると考えられるので、ホーン自体が振動しない限り、良好で安定な指向特性を期待することができる。しかし、ホーンユニットを用いても、低音・中音・高音の各ユニットを同軸上に配置する場合には、ユニット相互間の反射・出力音の干渉、低音用コーンの部分振動など

のため、指向特性は一般に非常に複雑なものとなるので、実験的に最良の結果を求めなければならない。

3・2 電力増幅器

(1) 電力増幅器

3ウェイのスピーカを用いることとし、低音スピーカに動帰還をかける場合、動帰還のための専用増幅器が必要となる。速度型の動帰還では帰還回路の位相($\angle\beta$)がスピーカの低音共振(f_0)の前後で大きく変化し、 $f_0/10 \sim 10f_0$ 間で約 $\pm 90^\circ$ の位相差を生ずる。増幅器の位相角を $\angle\alpha$ とすれば、 $\angle\alpha\beta > 90^\circ$ で正帰還となるので、多量の動帰還を安定にかけるには、位相特性の良好な増幅器を用

L: 低音用スピーカ(20~500Hz) M: 中音用スピーカ(630~3150Hz) H: 高音用スピーカ(4000~20000Hz)

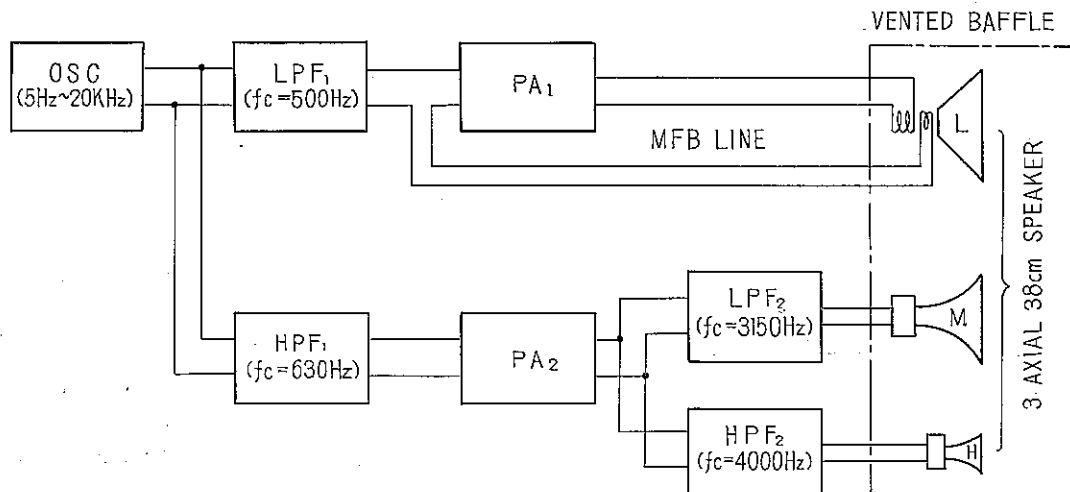


図7 試作音源装置の構成図

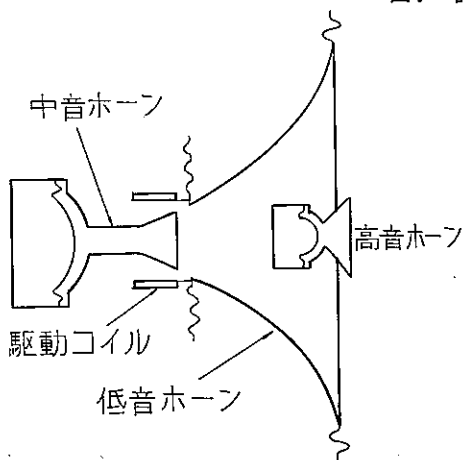


図8 3ウェイスピーカのユニット配置図

いなければならない。

また、速度型動帰還では帰還量が f_0 を境に6dB/octで減少するピラミッド形となり、必要な帯域全般にわたって十分な負帰還量を得ることが困難である。従って、増幅器は、無帰還時のひずみ率および信号対雑音比が良好でなければならない。

(2) 信号源発振器

周波数および出力が安定でなければならないことは勿論であるが、とくに低域でのひずみ率に留意する必要がある。動作の安定性では、CRブリッジを用いた発振方式がよい。また、低域におけるひずみ率の劣化は出力変

成器によることが多いので、OTL方式が有利である。

4. 試作音源装置の概要

装置の構成図を図7に示す。各部の構造および仕様はつぎのようである。

4・1 スピーカ

使用スピーカは、同軸3ウェイ型で、低音ユニットには速度型動帰還を用いた38cmコーン型、中音および高音ユニットには、それぞれホーン型を用いた。図8にユニットの配置を、図9に低音ユニットの速度検出部の構造を、表2に各スピーカの規格を示した。また、図10にスピーカの外観、図11に速度検出コイルの外観を示した。

4・2 電力増幅器

低音用スピーカを動帰還駆動、中音および高音スピー

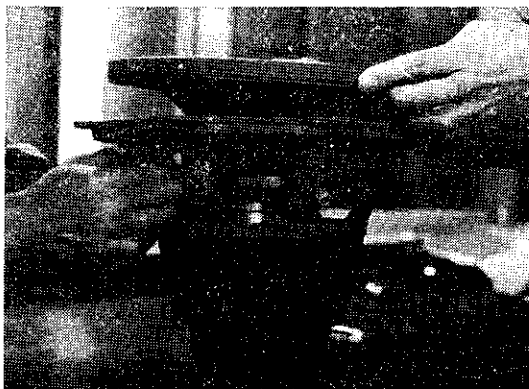
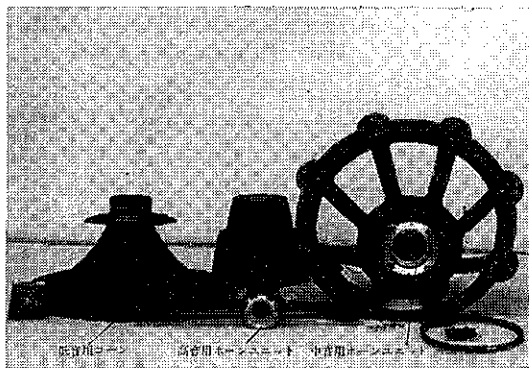
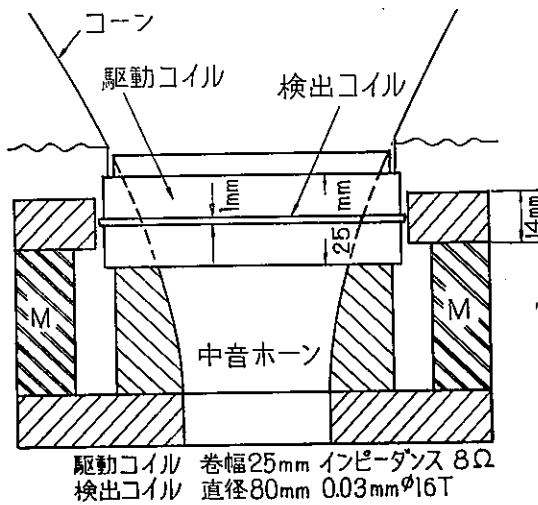


図10 試作MFBスピーカの外觀
 上 分解図 下 組立中

力を定電圧駆動とするため2チャンネルの電力増幅器を用いた。低音用動帰還増幅器としては、とくに、無帰還

表2 スピーカの規格

項目	規格
ボイスコイルインピーダンス	8Ω
最低共振周波数	約25Hz (ウーファ)
再生周波数帯域	20~20,000Hz
出力音圧レベル	103dB/watt/0.5m
等価質量	約78g ^r (ウーファ)
磁束密状	10,000gauss (ウーファ)
〃	13,200gauss (スューカ)
〃	13,500gauss (トワイタ)
速度検出コイルのインピーダンス	100Ω
速度検出感度	0.04v/cm/sec

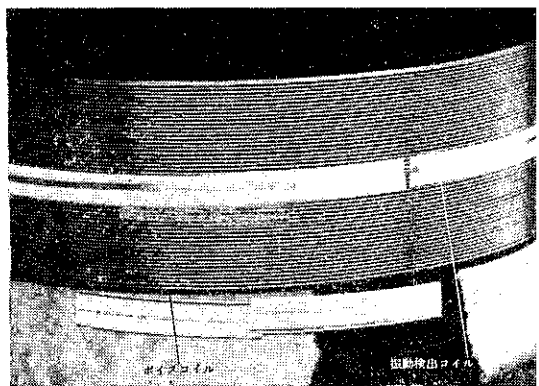
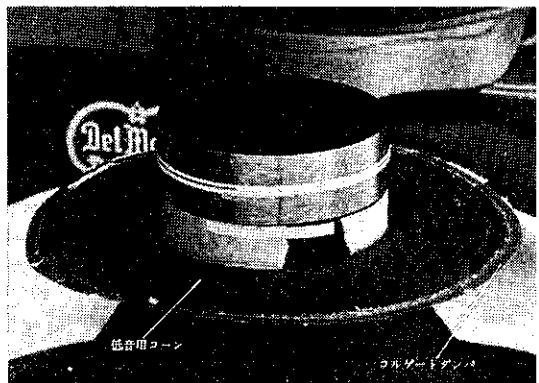


図11 速度検出コイルおよびボイスコイルの外觀

時の雑音およびひずみ率特性が良好で、低域位相特性のすぐれた増幅器を用いる必要がある。このため、図12に示すシングルエンドPP接続のOTL増幅器を用いた。また、中・高音域用増幅器はこれと同形の負帰還増幅器を用いている。図13に電力増幅器の外觀を示した。

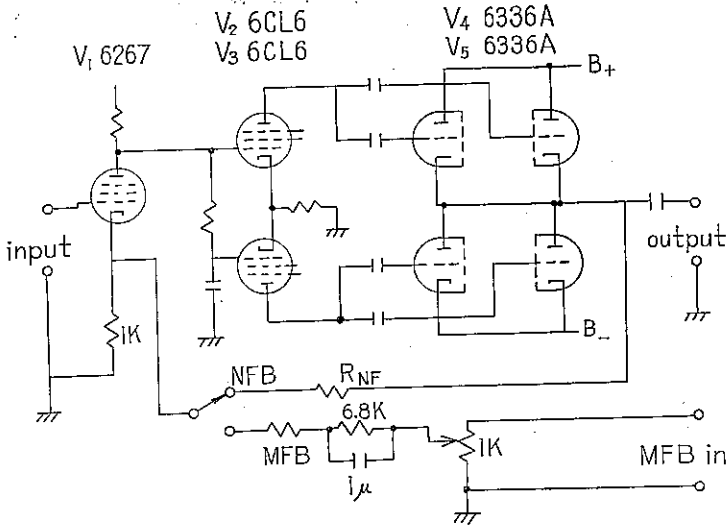


図12 自動帰還回路の略図

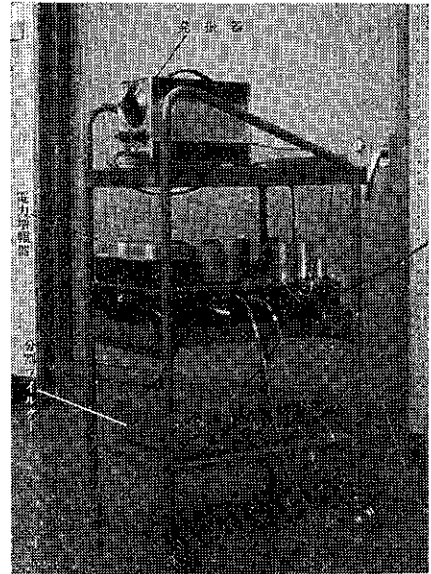


図13—音源装置用電力増幅器

4・3 バツフル

バツフルは位相反転箱と密閉箱に兼用できるもので、その構造は図14に示すようである。箱の形状は、正面からの2次反射をさけるため、正面の面積を小さくし、奥行を長くしている。箱の内面は補強材と吸音材を用いて十分に制動している。また位相反転箱の構造は、音像の移動をさけるため、開口部を2つに分けて対称性を改善している。図15にバツフルの外観を示す。

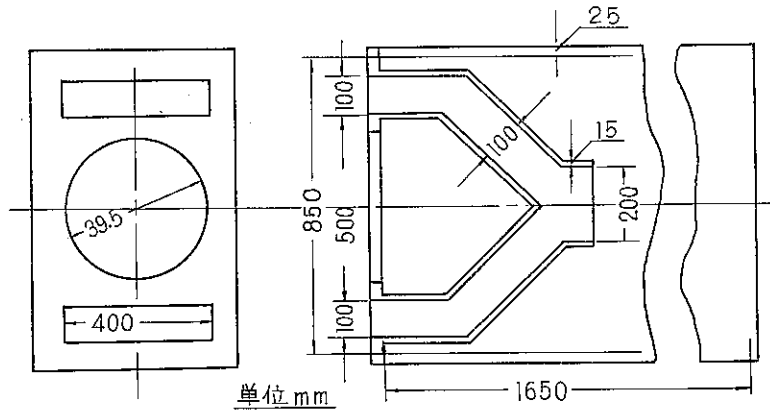


図14 バツフルの構造および寸法

4・4 デバイディングネットワーク

スピーカの帯域分割に用いるフィルタの遮断特性は、通常 12~18dB/oct のものが用いられる。本装置では、クロスオーバー周波数附近で2個のスピーカの出力が干渉して指向特性が劣化することをさけるため、 $\frac{1}{2}$ オクターブ当り 40dB 以上の遮断特性をもつフィルタを用いるとともに、測定音の周波数系列を^{3), 4)}騒音計の試験に用いられている $\frac{1}{2}$ オクターブバンドの中心周波数にとったときに、この周波数がクロスオーバー周波数に当らないようにしている。このようにすれば、クロスオーバー周波数で出力音圧レスポンスを低下させても支障がないので、各スピー

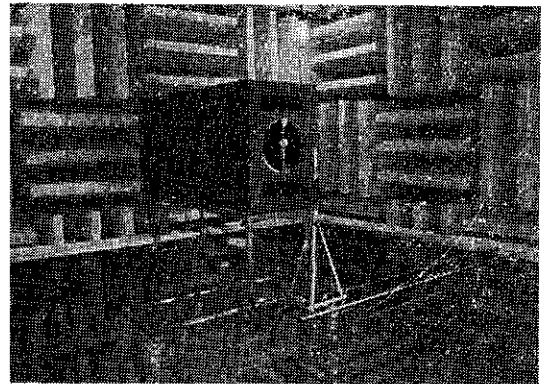


図15 位相反転箱に取付けた試作スピーカ

カの出音の干渉による指向特性の悪化を有効に改善することができる。図16はデバイディングネットワークの構成を示す。なお、周波数連続可変で定音圧制御を行なう場合は、クロスオーバー周波数付近での出力音圧レスポンスが平坦になるよう、ハイパス・ローパス両フィルタの遮断周波数を一致させなければならない。

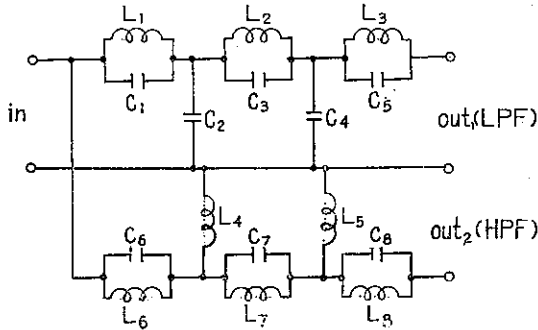


図16 デバイディングネットワークの回路図

5. 成果とその検討

以上に述べた音源装置の諸特性を測定検討した結果、当初の目標を十分に満足する成果を納めることができた。詳細はつぎのとおりである。

5・1 主要構成要素の特性

(1) 振動検出特性

図17 (A), (B)にスピーカを密閉箱および位相反転箱に入れたときの速度検出特性を示す。密閉箱を用いた場合

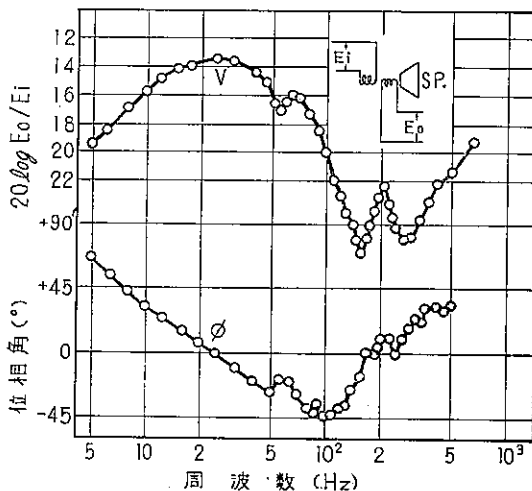


図17(A) MFBスピーカの速度特性 (密閉箱使用)

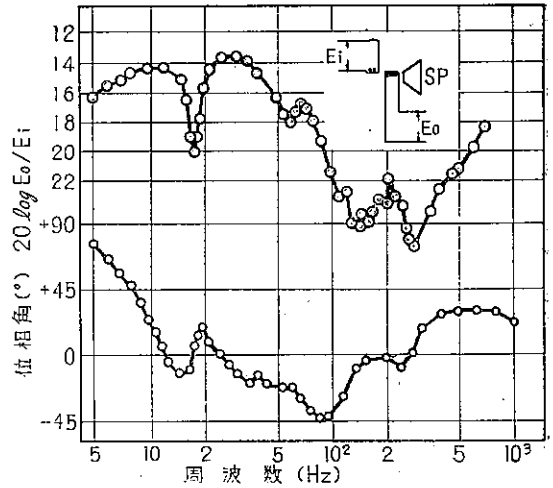


図17(B) MFBスピーカの速度特性
(位相反転箱使用)

は150Hz以下では、ほぼ、単一共振系の速度レスポンスとみられる速度特性が得られ、それ以上の周波数では、コーンの部分振動、箱の振動、電磁誘導などの影響と思われる特性の起伏が見受けられる。また速度検出出力の駆動電圧に対する位相角(ϕ)は、理想単一共振系では共振周波数(f_0)を境に、 $\phi_{f_0} = 0^\circ, \phi_{f_0/10} \approx -90^\circ, \phi_{10f_0} \approx 90^\circ$ に変化するはずであるが、この検出方式では駆動コイルからの電磁誘導の影響で $10f_0 \approx 2500$ 以上で十に転じている。位相反転箱を用いた場合には、低域で、箱とスピーカの複合共振が現れている。

(2) 動帰還の特性

図18に電力増幅器の周波数レスポンスを示す。無帰還

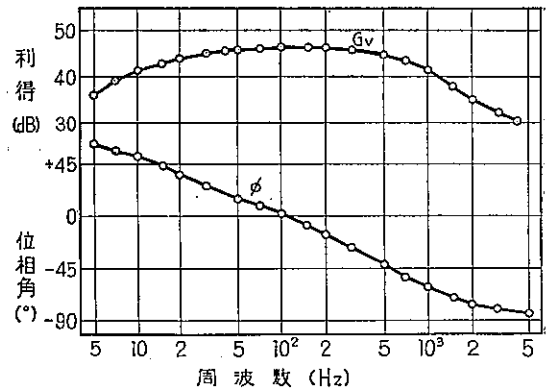


図18 動帰還用電力増幅器の周波数特性 (負荷抵抗)

時の25Hzにおける電圧利得 (20logA) は約45dB で、図17(A) から求めた最大帰還率 (20logβ) を用いると、β=31.5dB の動帰還量が得られる。電力増幅器の位相角は、5Hzで+37°、5KHzで-80°であり、動帰還ループ内の位相ずれは、5Hzで+104°、500Hzで-5°である。

図19は動帰還系の周波数特性で、(A)図に密閉箱(B)図に位相反転箱を用いた場合を示した。帰還時の速度レスポ

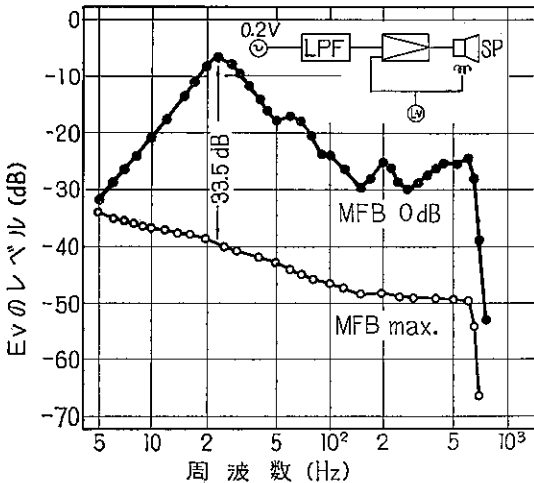


図19(A) 動帰還系の周波数特性 (密閉箱使用)

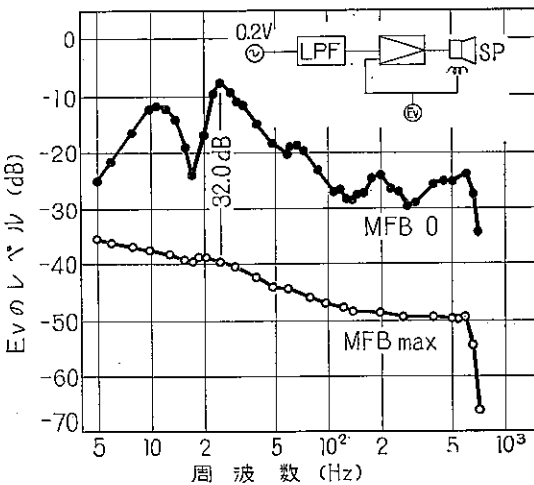


図19(B) 動帰還系の周波数特性 (位相反転箱使用)

ンス (E_v のレベル) は低域位相補償を兼ねた微分回路 (図12参照) を系内に挿入しているため、100Hz以下で上昇し、定加速度駆動に近いレスポンスとなっている。

図20に動帰還量の周波数特性を示した。最大帰還量

は、密閉箱を用いたとき、33.5dB、位相反転箱を用いたとき32.0dBで、低音スピーカの受持周波数範囲20~500Hz間で20dB以上の帰還量が得られている。200Hz以上で帰還量の増加がみられるのは、駆動コイルからの電磁誘導によるものであり、動帰還の効果を期待することはできないが、この周波数帯ではスピーカのひずみは余り問題にならず、むしろ帰還量の減少にともなう駆動増幅器のS/Nの劣化が、結果的に、出力音の雑音ひずみ率を悪化させる原因となる。したがって、電磁結合にともなう帰還量の増加は、この意味では一つの利益といえることができる。

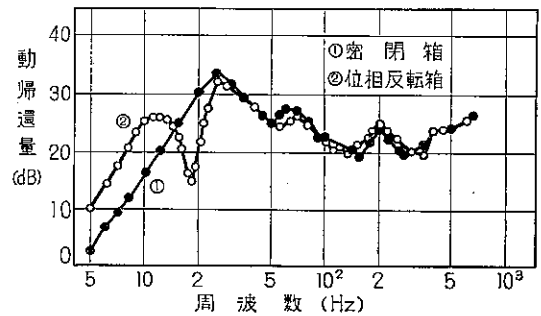


図20 動帰還量の周波数特性

(3) デバイディングネットワークの遮断特性

図21 に低音スピーカと中音スピーカの帯域分割に用いたフィルタの周波数レスポンスを示す。ローパスフィルタ、ハイパスフィルタともに、1/2オクターブ当り40dB以上の減衰が得られる。

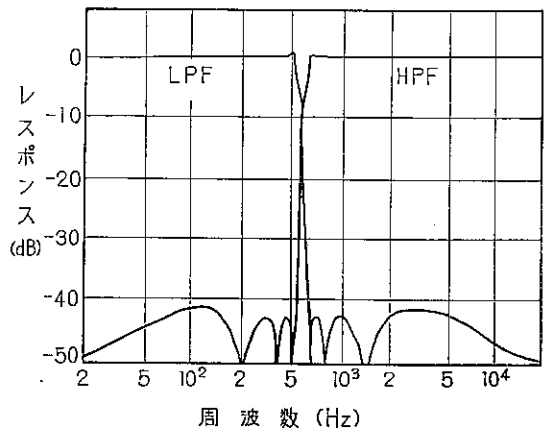


図21 デバイディングネットワークの周波数レスポンス

5・2 総合特性

(1) 出力音圧周波数レスポンス

図22に密閉箱を用いたときの特性を示す。比較のため、低音スピーカを定電圧で駆動したときの特性も示しているが、両者の特性に大きな差がなく、ゆるやかな低域下降特性となっているので、動帰還の系外に簡単な等化回路を用いれば、容易に平坦なレスポンスが得られる。また、各スピーカのクロスオーバー周波数でレスポンスが低下しているが、これは4.4の理由によるものである。

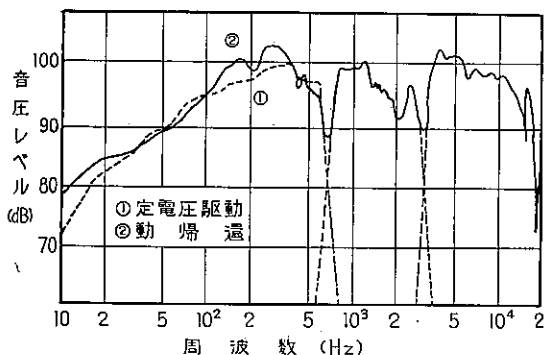


図22 試作音源の出力音圧周波数レスポンス

(密閉箱, 軸上0.7m入力1W)

図23は位相反転箱を用いたときの特性を示す。この場合は20Hz付近で共振峰が現われている。このような特性は、一樣再生を目標とする場合には好ましくないが本装置の場合は、目標の低音限界20Hzでのひずみ率を改善する効果が期待される。

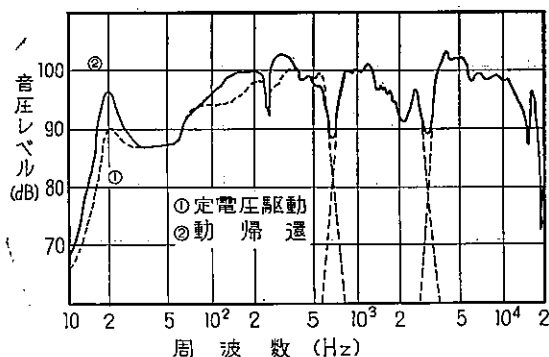


図23 試作音源の出力音圧周波数レスポンス

(位相反転箱, 軸上0.7m入力1W)

(2) 出力音の高調波ひずみ率

図24および図25に低音スピーカの高調波ひずみ率を示

す。試作装置では、低音用スピーカと位相反転箱を組合せ、駆動増幅器に動帰還をかけているが、図では比較のため、密閉箱と位相反転箱を用い、駆動方式として、定

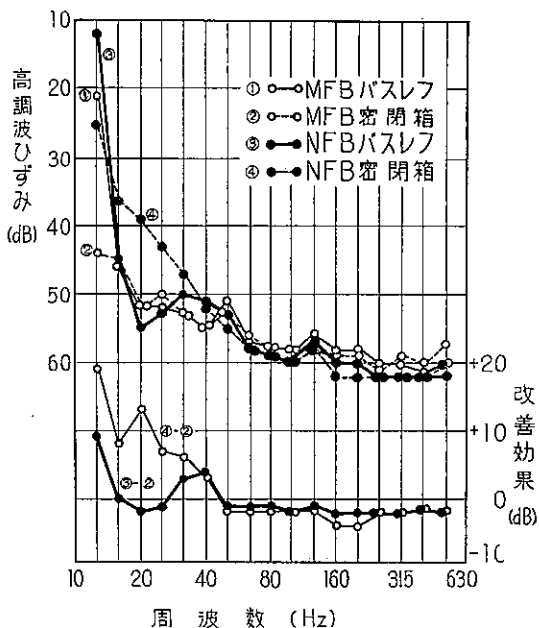


図24 低音スピーカの高調波ひずみ
(出力音圧, 74dB距離0.7m)

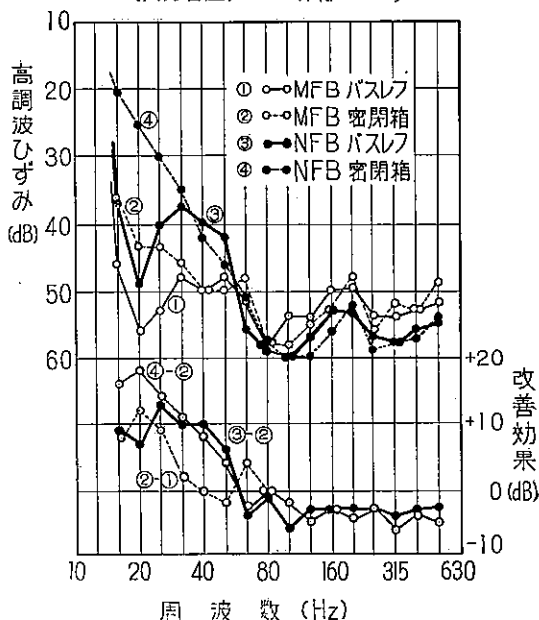


図25 低音スピーカの高調波ひずみ
(出力音圧dB距離0.7m)

電圧駆動と動帰還を用いて、これらの組合せによるひずみ率を求めている。

測定結果を比較すると、20~40Hzでは、④定電圧駆動+密閉箱、⑤定電圧駆動+位相反転箱、②動帰還+密閉箱、①動帰還+位相反転箱の順位で、ひずみ率がよくなっており、装置に動帰還+位相反転箱の組合せを採用した効果がよく現われている。図には、定電圧駆動と動帰還におけるひずみ率の比をとり、これを改善率として示している。つぎに、40Hz以上についてみると、定電圧駆動と動帰還を比較して、定電圧駆動が若干低いひずみ率を示している。これは、動帰還ではこの帯域で負帰還量が減少する結果、電力増幅器の雑音ひずみ率が悪化するためと推定される。しかし、この程度の差があっても、ひずみ率の数値は問題になる程ではないので、40Hz以下における動帰還の効果を評価すべきである。

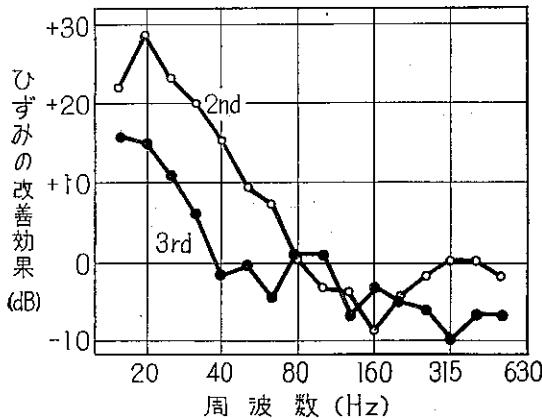


図26 動帰還によるひずみ改善効果
(密閉箱, 出力音圧86dB)

図26は動帰還によるひずみの改善効果を調波別に示したもので、密閉箱を用い動帰還時と定電圧駆動時のひずみ率レベルの差を求めたものである。これによれば、第2高調波に比較し、第3高調波の改善率が悪くなっていることがわかる。これは、駆動コイルの速度レスポンスが、低音共振周波数以上で高域下降特性をもつため、高次の調波に対する動帰還量が減少することによるものと推察される。

図27中に中音スピーカの高調波ひずみ率、図28に高音スピーカの高調波ひずみ率を示す。両図とも、スピーカの受持帯域内でのひずみ率レベルは-50~-60dBであり、測定系のS/Nによる測定限界に達していた。

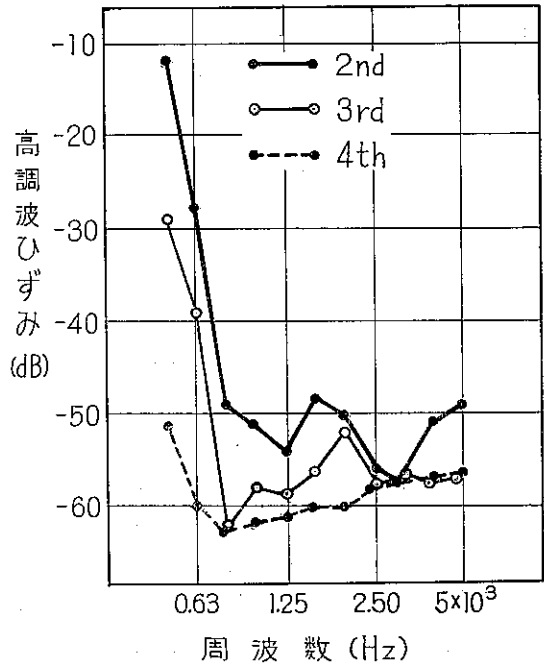


図27 中音スピーカの高調波ひずみ
(出力音圧86dB 圧距離0.7m)

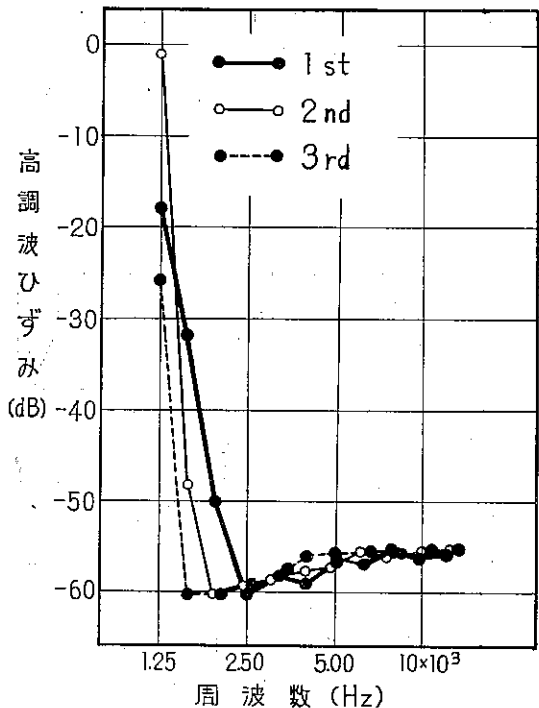


図28 高音スピーカの高調波ひずみ
(出力音圧86dB 距離0.7m)

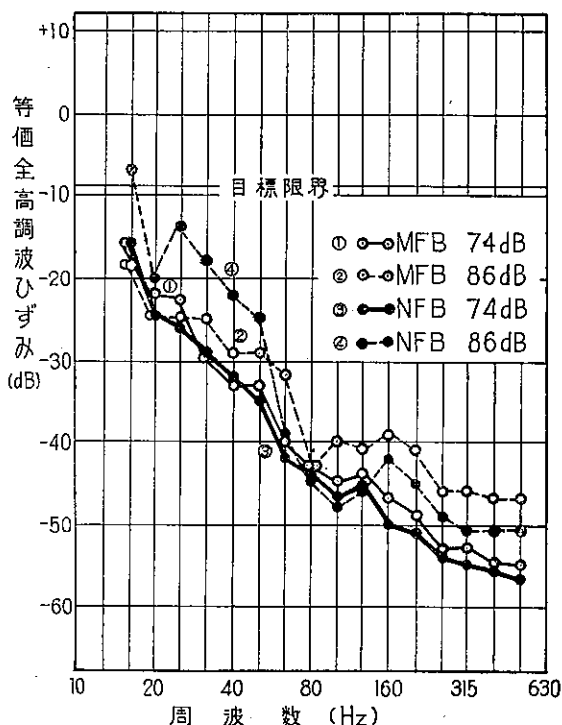


図29(A) 精密騒音計の聴感補正特性（A特性の許容誤差を含むもの）で補正した音源の等価全高調波ひずみ（位相反転箱使用，距離0.7m）

なお，上記の出力音のひずみ率レベル測定には B&K 社の4131型コンデンサマイクロホンと $\frac{1}{3}$ オクターブバンド周波数分析器を用いた。同器では，フィルタの特性の関係で，第2高調波ひずみ -40dB 以下のレベルでは基本波の減衰が充分でないため，測定誤差が大きく，そのままでは測定できなかった。このため，分析器の出力側に基本波除去型のひずみ率計を接続して測定した。

図29は，図3に示した精密騒音計の低域レスポンス（聴感補正A特性の許容値を考慮した最悪条件）を用いて評価した音源装置の等価全高調波ひずみのレベルを示す。(A)図は密閉箱を，(B)図は位相反転箱を用いた場合である。20Hz 以上で等価全高調波ひずみ率のレベルが目標値 (-9.1dB) を越えるのは，(B)図の④（定電圧駆動+密閉箱の組合せで，出力音圧 86dB のとき）1例だけである。動帰還+位相反転箱の組合せは，ここでも最良の結果を示しており，16Hz，86dB の出力音圧に対しても，よく目標を満足している。

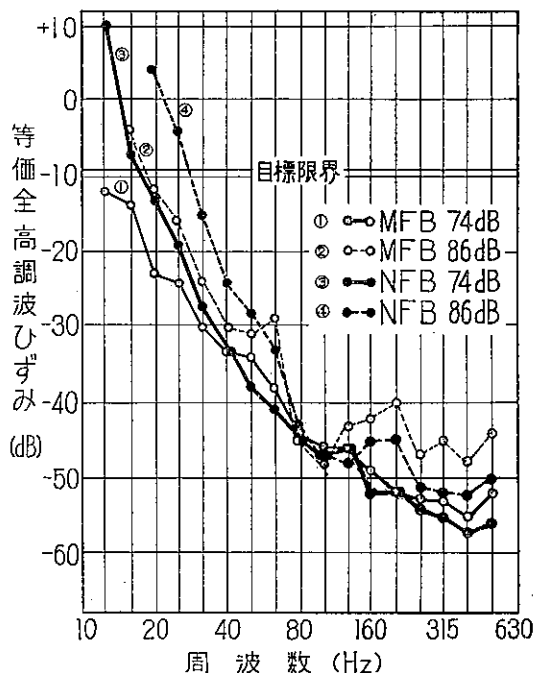


図29(B) 精密騒音計の聴感補正（A特性の許容誤差を含むもの）で補正した音源の等価全高調波ひずみ（密閉箱使用，距離0.7m）

(3) 指向特性

図30に指向特性の測定結果を示す。測定結果には，無響室の反射の影響も含まれているが，並置法におけるマイクロホンの間隔 20cm 以内で，ほぼ，目標を満足している。

(4) 出力音圧の安定性

周波数 20Hz で音圧設定後の音圧変動を測定した結果は，10分間で -0.1dB ，30分間で -0.2dB ，1時間で -0.3dB であった。これは動帰還時の測定値であるが，定電圧駆動でも，ほぼ同様の結果が得られ，両者の差は認められなかった。この結果は設定目標の充分に満足するものである。

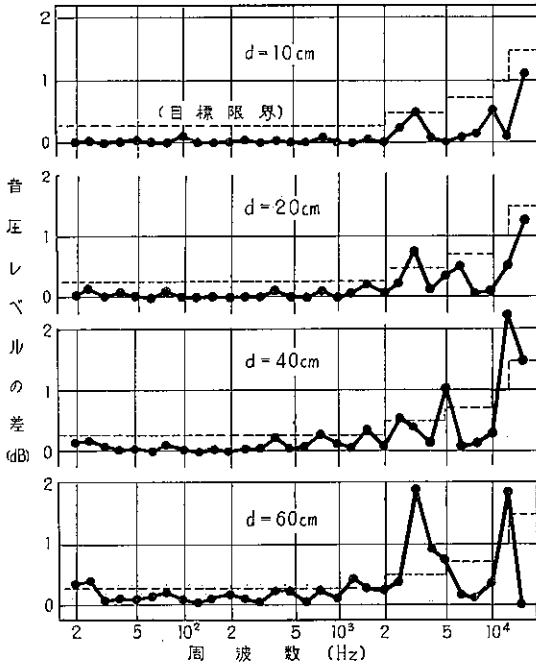
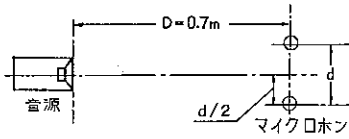


図30 並置法における指向特性の非対称性による誤差
(位相反転箱使用)

6. むすび

以上の結果を総合すると、当初の目的を果すことができたといえる。とくに今回の研究では、低音域のひずみ

改善に努め、動帰還に直線性の良好な振動検出器を開発し、これを用いることにより、精密騒音計のA特性について16Hzまでの音場測定が可能になった。低域限界を20 Hz 以下に拡張できたことは、望外の収穫である。

参考文献

- 1) 東京都電気研究所研究報告 第9巻第4号 p.182, p.184
- 2) J I S C 5502—1957 マイクロホン
- 3) J I S C 1502—1966 指示騒音計
- 4) IEC Publication 179 Precision sound level meter P.17
- 5) 電子技術, 第8巻第11号 (1966.10月) p.123
- 6) 音響学会研究発表会論文集 may 1969 p.339
- 7) 中島音響機器 日本放送出版協会 p.215

(注)

- 1) マイクロホン, およびマイクロホンをを用いた音響装置・音響計測器を指す。
- 2) 基準マイクロホンの音場レスポンスは必ずしも平坦でないが, 補正回路を用いて平坦化することが多い。
- 3) 騒音計・音響分析装置・音圧レベル計などに用いるマイクロホン。
- 4) 精密騒音計の聴感補正特性の標準値に対する許容差は, 20Hz で ± 5 dB, 100~4000Hz で ± 1 dB である。このような特性を測定する場合の測定誤差を, どの程度にすればよいか, 問題であるが, 一応の目標として0.5dBとした。
- 5) 口径38cmの試料スピーカの実測値