

多チャンネル音場再生システムにおける 伝達関数の周波数特性を用いた逆フィルタ安定化法の提案*

☆高以良 光, 尾本章 (九大芸工, JST/CREST)

1 はじめに

境界音場制御 [1] などの音場再生手法においては、再生音場の特性を打ち消すための逆フィルタが再現性能やシステムの安定性を左右するため、その設計手法に関する研究が盛んに行われている。逆フィルタを設計する際、ノイズ増幅の抑制、ダイナミクスレンジの確保などのために、しばしば打ち切りなどの安定化処理が施される。

本研究では、再生音場の伝達関数の周波数特性をもとにして、簡易的に各周波数ビンの打ち切り数を求める手法を提案し、その再現精度に関する検討を行った。

2 逆フィルタの設計手法と安定化

以下に、周波数領域での逆フィルタの設計方法、及びフィルタの安定化法について述べる。

制御点数 M 、二次音源数 N の逆システムにおいて、制御点で得られる信号ベクトル $\mathbf{Y}(\omega) = [Y_1(\omega), \dots, Y_M(\omega)]^T$ (ただし、 $[\cdot]^T$ は転置を表す) は以下のように表される。

$$\mathbf{Y}(\omega) = \mathbf{G}(\omega)\mathbf{H}(\omega)\mathbf{X}(\omega) \quad (1)$$

ただし、 $\mathbf{X}(\omega) = [X_1(\omega), \dots, X_M(\omega)]^T$ は再現したい音源の信号ベクトル、 $\mathbf{H}(\omega)$ は N 行 M 列の逆フィルタ、 $\mathbf{G}(\omega)$ は制御点 i 、二次音源 j 間の伝達関数 $G_{ij}(\omega)$ を要素とする、 M 行 N 列の伝達関数行列である。ここで、 $\mathbf{Y}(\omega) = \mathbf{X}(\omega)$ とするためには、逆フィルタ $\mathbf{H}(\omega)$ は、 $\mathbf{H}(\omega) = \mathbf{G}(\omega)^{-1}$ となる必要がある。

$\mathbf{G}(\omega)$ のような非正方行列の逆行列を求める方法として一般的に用いられているものが、Moore-Penrose の擬似逆行列である。伝達関数 $\mathbf{G}(\omega)$ は、以下のように特異値分解できる。

$$\mathbf{G}(\omega) = \mathbf{U}(\omega)\mathbf{\Sigma}(\omega)\mathbf{V}(\omega)^H \quad (2)$$

ただし、 $\mathbf{U}(\omega)$ と $\mathbf{V}(\omega)$ はそれぞれ M 行 M 列、 N 行 N 列の固有ベクトル行列であり、ユニタリ行列である。また、 $[\cdot]^H$ はエルミート転置を表し、 $\mathbf{\Sigma}(\omega)$ は特異値 $\sigma_i (i = 1, \dots, \min(M, N))$ を対角要素に持つ M 行 N 列の特異値行列を表す。これらの行列を用いて、Moore-Penrose の擬似逆行列は以下の様に表される。

$$\mathbf{H}(\omega) = \mathbf{V}(\omega)\mathbf{\Sigma}(\omega)^{-1}\mathbf{U}(\omega)^H \quad (3)$$

ただし、 $\mathbf{\Sigma}(\omega)^{-1}$ の要素 $\Sigma_{ij}(\omega)^{-1}$ は、

$$\Sigma_{ij}(\omega)^{-1} = \begin{cases} \sigma_i^{-1} & , i = j \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

であり、特異値の逆数 $1/\sigma_i$ を対角要素に持つ N 行 M 列の行列を表す。

この手法の問題点として、値の小さな特異値の逆数を取った場合、当該要素の値が大きくなり過ぎ、その特異値に対応する雑音成分が増幅されてシステムが不安定になってしまう、ということが挙げられる。また、安定化を行わない場合、逆フィルタのノルムが大きくなってしまい、ダイナミクスレンジが得られない、という問題もある。

これらの影響を軽減しフィルタを安定化する手法として、打ち切り特異値分解 (Truncated Singular Value Decomposition : TSVD) が広く用いられている [2]。これは、特異値の逆数を大きい物から順にいくつか選び出し、その値を 0 と置き換える、という手法である。また、置き換える特異値の個数を打ち切り数と呼ぶ。打ち切り数を K とおくと、安定化を行った逆フィルタは以下の様に表される。

$$\mathbf{H}(\omega) = \mathbf{V}(\omega)\tilde{\mathbf{\Sigma}}(\omega)^{-1}\mathbf{U}(\omega)^H \quad (5)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{\Sigma}}(\omega)^{-1}$ の要素 $\tilde{\Sigma}_{ij}(\omega)^{-1}$ は、

$$\tilde{\Sigma}_{ij}(\omega)^{-1} = \begin{cases} \sigma_i^{-1} & , i = j \leq \min(M, N) - K \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

である。

この安定化の際のパラメータである打ち切り数 K を決定する方法として様々な手法が提案されている。その中でも代表的なものが L カーブ法 (L-curve method) [2] であるが、この手法を適用するためには各周波数ビンごとに打ち切り数 K を変化させ、正則化誤差とフィルタのノルムの大きさを計算しなければならぬため、境界音場制御のようにチャンネル数の大きいシステムになるほど膨大な計算時間が必要となる。

本研究では打ち切り数 K を決定するための、比較的少ない演算量であり、かつシステムの安定性を考慮した合理的な手法を提案する。

* A calculating method for making robust inverse filter using frequency response of transfer function for multi-channel sound reproduction system. by TAKAIRA, Hikari, OMOTO, Akira (Faculty of Design, Kyushu University, JST/CREST)

3 打ち切り数決定の新手法の提案

以下に、今回提案する打ち切り数決定のアルゴリズムを述べる。また、アルゴリズムの概念図を Fig. 1 に示す。

まず、伝達関数 $G(\omega)$ の各ビンにおいて要素の絶対値の二乗値を算出し、それぞれのビンから二乗値の最大値を抽出する。これを、各周波数ビンにおけるパワーの代表値として扱う。それらを周波数ごとに並べることで、一組の周波数特性ベクトルを得る。

次に、得られた周波数特性ベクトルの逆数のデシベル値を取り、デシベル値の最小値を 0、最大値を特異値の個数 $\min(M, N)$ としてベクトル全体を正規化した。

ここで、最大-最小値間のレンジが広すぎる場合には、過小評価され打ち切り数 K が小さくなりすぎる周波数ビンが生じる。その結果として、安定化を行うべき周波数ビンで適切に安定化が行われない可能性がある。

そのような現象を避けるために、レベルレンジ規定パラメータ ΔL を導入した。周波数特性ベクトルの逆数の最小値を 0 dB に基準化し、そこから $+\Delta L$ dB までのレンジを使用して打ち切り数を決定する。 ΔL dB を超える値に関しては、 ΔL dB と置き換える処理を行う。つまり、0 (最小値) $\sim \Delta L$ dB の範囲を $\min(M, N) + 1$ 段階に量子化して、打ち切り数 K を決定する処理を行うこととなる。

このように、使用する値のレンジを規定し、 ΔL を適切な値に設定することで、より多くの周波数ビンに対して適切な打ち切り数を決定することができる。

最後に、正規化後のデシベル値を $\min(M, N) + 1$ 段階で量子化し、量子化後の値を打ち切り数 K として用いた。

これらの処理を用いて打ち切り数 K を決定することで、システム全体の周波数特性において谷となる部分の打ち切り数が大きくなり、それらの周波数を重点的に抑制することになるため、フィルタの安定化を効率的に行うことができる。また、システム全体の周波数特性において山となる部分については、打ち切り数 K が小さくなるため、正規化誤差の拡大を防ぐことができる。

また、打ち切り数が $\min(M, N)$ と等しくなってしまうと、その周波数に対する阻止フィルタとして働いてしまい、誤差が非常に大きくなってしまうため、その場合のみ打ち切り数を $\min(M, N) - 1$ と設定し、特異値が一つだけ残るように設定した。

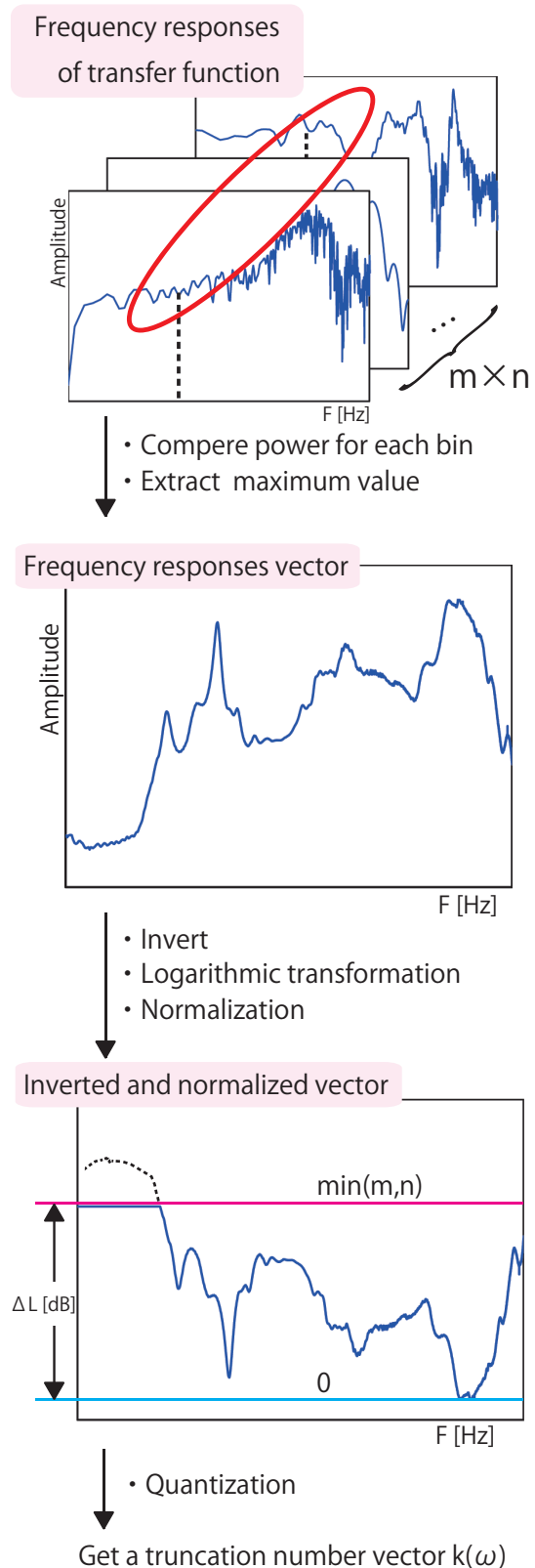


Fig. 1 Diagram of algorithm for deriving truncation number vector $K(\omega)$

4 実験 -室内音響物理指標値による評価-

上述のアルゴリズムで設計したフィルタを用いて境界音場制御による再生を行った際の、音場再現性能を確認するために、室内音響物理指標値による評価、及び音源定位実験による評価を行った。本節ではまず、物理指標値による再現性能評価に関して述べる。

4.1 実験概要

ISO 3382 に掲載されている室内音響物理指標値を用いて、フィルタの音場再現性能に関して物理的評価を行った。

複数の室（以下、原音場と称する）において測定用の Swept-Sine 信号を境界音場再生専用マイクロホンアレイで録音した。その後、原音場で録音した音源に、提案手法で設計した逆フィルタを畳み込んで再現音場内で再生を行い、制御領域の中心で録音した。再現音場で得られた信号に逆 Swept-Sine 信号を畳み込むとインパルス応答が得られるため、その応答を用いて各物理指標値を算出した。

また、予め原音場において、専用マイクロホンアレイの中心における点でもインパルス応答の測定を行った。再現音場で得られた指標値から原音場での指標値の差をとったものを、フィルタの再現誤差として評価を行った。

4.1.1 原音場、測定用音源及び再生システム

原音場として、九州大学内の録音スタジオ、音響機材倉庫、及び多目的ホールにおいて録音を行った。測定用音源は Pink Swept-Sine 信号を用い、各原音場において 80 ch のフラレーン型マイクロホンアレイで録音した。また、境界音場制御を実現するシステムとして、96 ch の再生システム「音響樽」[3]を用いた。

4.1.2 パラメータ設定

使用した伝達関数長は 2048 tap, FFT 点数は 8192 tap, 逆フィルタの点数は 4096 tap, 設計対象周波数は 20~20000 Hz とした。

レベルレンジ規定パラメータ ΔL に関しては、0 dB, 2 dB, ..., 60 dB の 30 段階で設定し、それぞれの ΔL に関して逆フィルタを設計し本実験に用いた。

4.1.3 評価指標

今回用いた物理指標値は、残響時間 RT, 明瞭性指標 C 値と D 値, 時間重心 Ts, 側方からの到来エネルギー率の LF である。これらの物理指標値について、ISO 3382 に基づきオクターブバンドごとに算出し、帯域平均を行い代表値を算出した。

また、RT に関してはウェーバー比、その他の指標に関しては単に再現音場の指標値と原音場の指標値の差を取ったものを再現誤差として、評価に用いた。

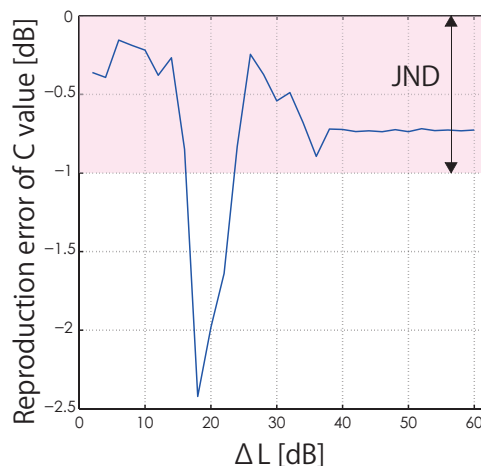


Fig. 2 Reproduction error of C value

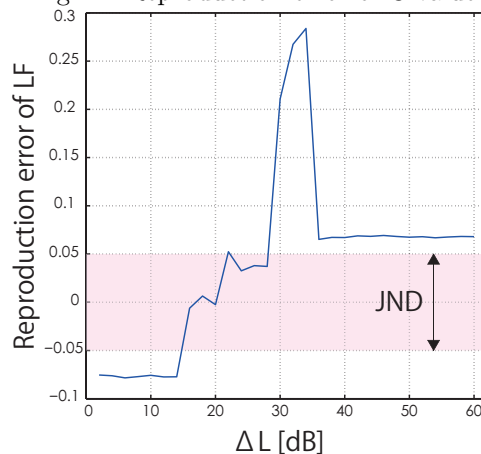


Fig. 3 Reproduction error of LF

4.2 実験結果と考察

提案手法により設計した逆フィルタを用いて音響機材倉庫の音場を再現した際の、C 値, LF の再現誤差をそれぞれ Fig. 2, 3 に示す。

図中の赤い網かけは弁別閾を示している。再現誤差がこの弁別閾内に収まれば聴取に耐え得る再現が出来ていると考えられる。

C 値に関しては $\Delta L = 20$ dB 付近以外では弁別閾内に収まっていることがわかる。他の D 値, Ts, RT に関しても同じく $\Delta L = 20$ dB 付近で誤差が大きくなり、同様の傾向が現れた。

一方、双指向性マイクロホンを用いて測定する LF に関しては結果が異なり、 $\Delta L = 20$ dB 付近で誤差が 0 に近づくという結果が表れている。

他の原音場の結果でも同様に、双指向性マイクロホンで測定する指標値と他の無指向性マイクロホンで測定する指標値では、誤差値の変化の傾向が異なる結果が得られた。

しかし、いずれの原音場の音源を用いた場合でも大きなずれ値を示している指標はなく、 $\Delta L = 10 \sim 15$ dB 付近に設定することで、比較的高い精度で再現できることがわかった。

5 実験 -音源定位実験による評価-

次に、提案手法で設計したフィルタに関する音源の定位性能を把握するために行った、音源定位実験について述べる。

5.1 実験概要

設計したフィルタを水平角、及び仰角方向の様々な角度から呈示した音源に畳み込み、被験者に到来方向を回答させた。被験者間で回答角度の平均と標準偏差をとり、呈示角度との誤差により評価を行った。

5.1.1 呈示角度、測定用音源及び再生システム

音源の呈示は水平角ブロックと仰角ブロックの2パターンに分けて行った。水平角ブロックでは、被験者の耳の高さを基準とした水平面内を、被験者正面を 0° として時計回りに 30° ずつ、12方向に分割した。仰角ブロックでは、被験者の正面を含む鉛直面内で、被験者の真上を 0° 、真正面を 90° 、真下を 180° として 30° ずつ、7方向に分割した。

刺激音は、コンピュータ上で以下の要領で仮想音源を作成した。測定用音源として、上述の各提示角度にあたる方向で、制御領域の中心から1.5m離れた点にホワイトノイズを発生する音源を配置し、制御点位置80点にあたる箇所での音圧をもとに音源を作成した。その後、それらの音源に逆フィルタ($\Delta L = 30$ dBで設計)を畳み込み、再生用音源を作成した。実験では、(再生用音源1秒呈示-0.5秒空隙)を3回繰り返したものを1刺激とした。呈示音圧は被験者の頭部中心位置で60dBAとなるように調整した。また、再生システムは、先の実験と同じく「音響樽」を用いた。

5.1.2 被験者及び回答方法

聴覚健全な九州大学の学生15名(男性8名、女性7名)が実験に参加した。どちらのブロックにおいても、予め音響樽内の呈示方向にあたる場所に番号を書いたシールを貼り、どの方向から刺激音が到来したかを番号で回答させた。呈示回数はそれぞれ1回とし、呈示順序はランダムであった。

5.2 実験結果と考察

Fig. 4, Fig. 5にそれぞれ、打ち切りを行わなかったフィルタ、提案手法で設計したフィルタを用いた際の、水平角ブロックの平均角度と標準偏差を示す。

これらの図を比較すると、明らかに提案手法の方が呈示方向を正しく回答しており、安定化の効果が表れていると考えられる。

一方、仰角方向に関しては、あまり安定化の効果が表れなかった。これに関しては、素子間隔約8cmのマイクロホンアレイを用いて制御領域表面を離散化しているため、高周波数域で空間エイリアシングが発生し、仰角方向知覚に必要なスペクトラルキューの再現が出来ていないためであると考えられる。

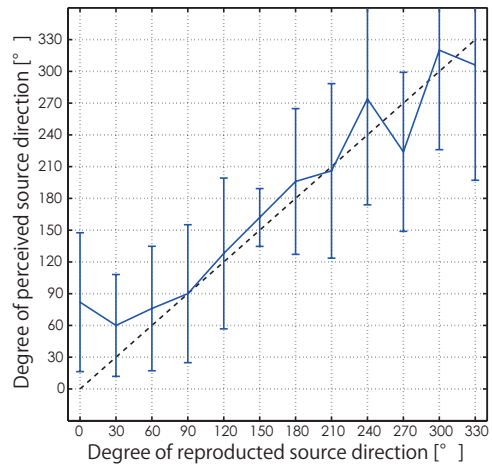


Fig. 4 Localization accuracy of no truncation filter

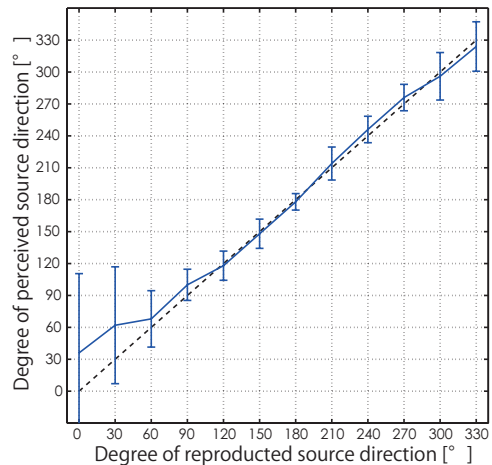


Fig. 5 Localization accuracy of proposed method

6 まとめ

再生音場の伝達関数を用いて、合理的かつ効率的に逆フィルタを安定化する手法を提案し、提案法による再現性能の評価を行った。物理指標値に関しては、パラメータを適切に設定することで、高い精度での再現を行うことができ、音源定位性能に関しても、水平各方向に関しては高い精度での定位が可能であることがわかった。今後の方向性として、伝達関数の変動が激しい、再生音場が壁に囲まれていない開いた再生システムにおいて提案法を適用し、安定化の効果を確認したいと考えている。

参考文献

- [1] 伊勢史郎, “キルヒホッフ-ヘルムホルツ積分方程式と逆システム理論に基づく音場制御の原理,” 日本音響学会誌, Vol. 53, pp. 706-713, 1997.
- [2] P. C. Hansen, “Rank-Deficient and Discrete Ill-Posed Problems”, SIAM, 1998.
- [3] A. Omoto, S. Ise et al., “Sound field reproduction and sharing system based on the boundary surface control principle”, Acoust. Sci. & Tech. Vol. 36(1), pp. 1-11, 2015.