

\$H_\infty\$ 制御理論の音場再生手法への適用*

北島宏之 谷口いずみ 鮫島俊哉 (九州芸工大)

1. まえがき

音場再生手法の一つとして、音場伝達関数の逆フィルタ処理に基づいたトランスオーラルシステム (図1) があるが、聴取者の耳元の限られた範囲でのみしか制御効果が得られないことが問題として挙げられる。そこでこれに対し、実用性やコマーシャルベースでの適用を考えた上での更なる改良を制御理論の面から検討していく。具体的にはフィードバック制御の機構を音場再生システムに取り入れることにより、聴取位置が変化した場合でも所望の音場再生の効果が保たれるようなシステムの構築を試みる。またフィードバック制御器は、モデル化誤差による発散の危険性を考慮した上での制御系設計が可能となる (ロバスト安定化)、\$H_\infty\$ 制御理論によって設計した。本報告では計算機シミュレーションにより、逆フィルタ処理に基づいた音場再生システムに対する提案システムの有効性を示す。

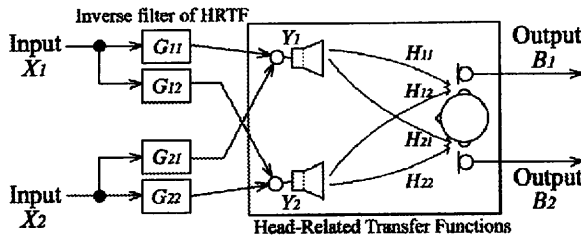


Fig. 1. トランスオーラルシステム

2. \$H_\infty\$ 制御理論に基づくシステムの構成

Fig.2,3 に今回提案するフィードバックシステムを示す。\$r = [r_1, r_2]^T\$ は目標値信号、\$u = [u_1, u_2]^T\$ は制御入力、\$W\$ は外乱、\$z = [z_1, z_2]^T\$ は制御量、\$y = [y_1, y_2]^T\$ は観測出力、\$P\$ は制御対象、\$C\$ は制御器である。また \$H_\infty\$ 制御理論における、モデル化誤差に対するロバスト安定化のための重み関数を \$W_m\$、追従制御における目標値信号と観測出力との差を低減させるための重み関数を \$W_s\$ とする。\$W\$ から \$z\$ までの伝達関数を \$\Phi\$ とすると、\$H_\infty\$ 制御理論においては \$\|\Phi(k)\|_\infty\$ で表記される \$\Phi(k)\$ の \$H_\infty\$ ノルムというものを評価関数とし

$$\|\Phi(k)\|_\infty < 1 \quad (1)$$

を満たすような制御器を求めることによって制御量 \$z\$ を小さく保つことができ、

所望の制御が可能となる。

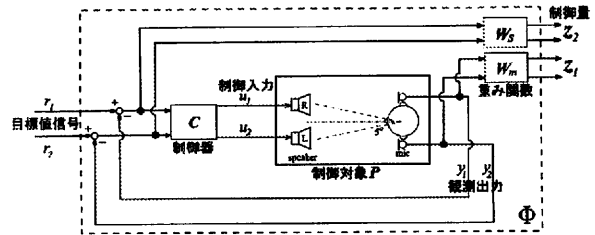


Fig. 2. 制御システムの構成

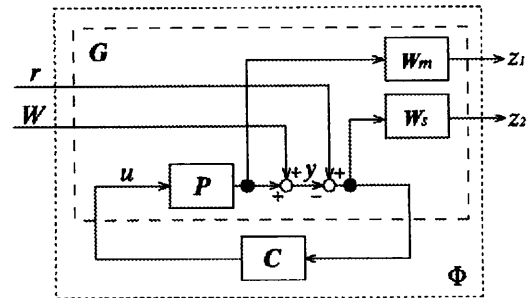


Fig. 3. 伝達関数ブロック図

ここで、制御対象 \$P\$ の ARMA モデル、重み関数 \$W_m, W_s\$ を

$$\begin{cases} \mathbf{x}_P(k+1) = \mathbf{A}_P \mathbf{x}_P(k) + \mathbf{B}_P u_P(k) \\ \mathbf{y}_P(k) = \mathbf{C}_P \mathbf{x}_P(k) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}_m(k+1) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{B}_m u_m(k) \\ z_1(k) = \mathbf{C}_m \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{D}_m u_m(k) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}_s(k+1) = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s(k) + \mathbf{B}_s u_s(k) \\ z_2(k) = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s(k) + \mathbf{D}_s u_s(k) \end{cases} \quad (4)$$

と離散時間系の状態方程式の形式で表現すると、式(2),(3),(4)より一般化プラント \$G(z)\$ の状態方程式は次のようになる。

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_1 w(k) + \mathbf{B}_2 u(k) \\ z(k) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_{11} w(k) + \mathbf{D}_{12} u(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_{21} w(k) + \mathbf{D}_{22} u(k) \end{cases} \quad (5)$$

Fig.3 は式 (5) の一般化プラントとフィードバック制御器 \$C(z)\$ を含んだ制御システムのブロック線図を表している。上式を用いれば、状態方程式に基づいた、\$H_\infty\$ 制御問題の解法を利用することができる。

* Application of \$H_\infty\$ Robust Control Theory to Sound Field Reproduction Technique.

By Hiroyuki Kitajima, Izumi Taniguchi and Toshiya Samejima (Kyushu Institute of Design).

3 音響等化 (SISO) システムでの検討

提案したシステムにおいて頭部の位置が変化した場合のシステムの有効性を調べるために、計算機を用いた検討を行った。まずは基礎的な検討として、スピーカ L から受聴者の左耳に届く音圧の周波数特性を等化することを試みた。

3.1 シミュレーション条件

制御対象は頭部伝達関数とし、その同定対象はダミーヘッド (KEMAR) の頭部伝達関数の測定値とした (MIT データベース*) を使用、サンプリング周波数 44.1kHz)。また同定される極と零点の次数はそれぞれ $P = 64, Q = 63$ と設定した。さらに重み関数 W_m, W_s は 3 次のフィルタとし、フィードバック制御器を求めた。

3.2 周波数応答関数による検討

Fig.4 はダミーヘッドの頭部伝達関数を用いた場合の制御効果 (周波数応答関数: 頭部位置の変化なし) である。比較のために従来の逆フィルタ処理 (開ループシステム) による結果も示す。図より提案したシステムにおいてもある程度等化されていることがわかる。

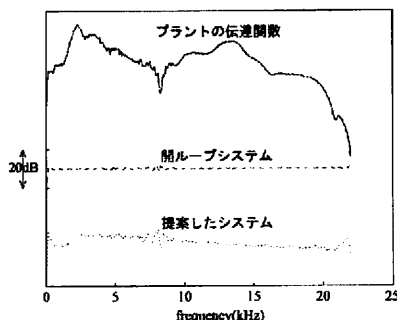


Fig. 4. 周波数応答 (頭部位置の変化なし)

3.3 評価関数を用いた逆フィルタ処理との比較

次に頭部位置の変化に対する制御効果の低下の度合いを逆フィルタ処理と比較するために、評価関数として以下の式を用いて検討した。

$$J = \left[\frac{1}{N/2 - 1} \sum_{i=0}^{N/2} (20 \log |Y(\omega_i)| - r)^2 \right]^{1/2} \quad (6)$$

$$r = \frac{1}{N/2 - 1} \sum_{i=0}^{N/2} 20 \log |Y(\omega_i)| \quad (7)$$

ここで $Y(\omega_i)$ は目標値信号に対する耳で観測される音圧の周波数応答、 N はポイント数 ($N = 512$) である。Fig.5 にシミュレーション結果を示す。

グラフより頭部位置が 36cm 以上右方向へ変化すると、逆フィルタ処理の方が、提案したシステムより制御効果が低下していく傾向が見

られる。すなわち頭部の位置が変化しても提案したシステムは制御効果が保たれる可能性が十分あることがわかる。

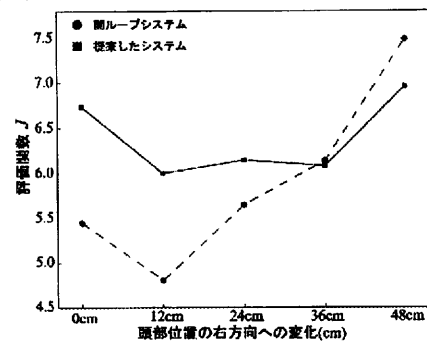


Fig. 5. 評価関数

4 トランスオーラル (MIMO) システムシステムでの検討

クロストークキャンセル及び頭部位置の変化に対するロバスト性について、従来の逆フィルタ処理に基づくトランスオーラルシステム (開ループシステム) との比較を行った。

4.1 シミュレーション条件

重み関数 W_m を 1 次のハイパスフィルタ、 W_s を 1 次のローパスフィルタ、その他の条件は変化させずフィードバック制御器を設計した。

4.2 周波数応答関数による検討

r_1 にのみパルスを入力したときの周波数応答関数を Fig.6 に示す。提案したシステムにおいてもクロストークキャンセルされているが、頭部位置の変化に対するロバスト性に関しては、トランスオーラルシステムと比較した十分な有効性が確認できなかった。

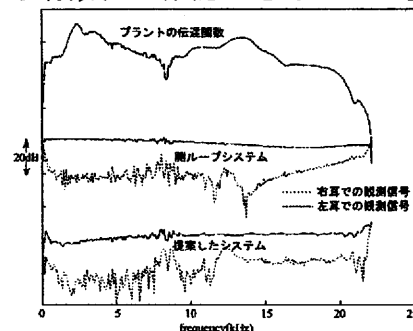


Fig. 6. 周波数応答関数 (2ch, 頭部位置の変化なし)

5. まとめ

音響等化システムに対し H_∞ 制御理論を適用した制御器を用いることで、頭部位置の変化に対するシステムのロバスト性と、逆フィルタ処理と比較した場合のシステムの有効性も示すことができた。重み関数のより厳密な考察を行うことで、2ch システムにおいても所望の制御効果が得られることが期待される。

*) <http://sound.media.mit.edu/KEMAR.html>