

長岡技術科学大学大学院
工学研究科修士論文

題 目

H_∞ 制御を用いた
骨導特性補正に関する研究

指導教員

准教授 杉田 泰則

著 者

工学専攻
電気電子情報工学分野
21311888 門多 宏幸

令和 7 年 2 月 7 日

目次

第1章 はじめに	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	3
1.3 本論文の構成	3
第2章 手法	4
2.1 トランスオーラルシステム [18–21]	4
2.2 H_∞ 制御 [22]	5
2.2.1 標準 H_∞ 制御問題	5
2.2.2 乗法的摂動	6
2.2.3 ロバスト安定化問題	7
2.2.4 外乱抑制および目標値追従問題	8
2.2.5 混合感度問題	9
2.3 H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステム [23]	10
2.4 特異値分解法によるモデル化 [28]	12
第3章 実験	14
3.1 骨導特性の測定	14
3.2 フィルタ設計	18
3.2.1 ノミナルデータの決定	18
3.2.2 ノミナルデータのモデル化	19
3.2.3 重み関数の設計	21
3.2.4 フィルタの設計	23
3.3 フィルタによる骨導特性補正に関するシミュレーション実験	27
3.3.1 条件	28
3.3.2 結果	29
3.4 音像定位試験	32

3.4.1 条件	32
3.4.2 結果	34
第4章 おわりに	39
4.1 まとめ	39
4.2 今後の展望	40
謝辞	41
参考文献	42

第1章

はじめに

1.1 研究背景

日本における視覚障害者数は約 31 万人であり [1], そのうち中途視覚障害者は約 80% である [2]. 視覚障害者は主に聴覚や触覚により情報を得ており, 周囲の情報を収集するための一助として点字や音声による誘導案内が用いられている. しかし, 中途視覚障害者を中心に点字の読み書きができない人は多く, 点字識字率は 10% 前後と低いため [2], 多くの視覚障害者に対して音声による誘導案内が有効である. そして近年, 音像定位技術を用いた誘導案内への期待が高まっている. 音像定位技術とは音の位置（方向や距離）を知覚させる技術であり, 頭部伝達関数（Head-related transfer function: HRTF）といわれるある位置の音源から両耳までの伝達関数を用いて実装する [3]. 音像定位技術を用いることで, 誘導案内の説明を理解せずとも直感的に位置を把握することが可能となる. しかし, 音像定位技術の利用にはヘッドホンなどのデバイス装着が必要であり, 前述の通り視覚障害者は聴覚により情報を得ているため, デバイス装着によって耳を塞ぐことへの抵抗感が強い [4]. そこで, 耳を塞いでしまう気導型デバイスの代替として, 耳を塞がずに音像定位技術を利用可能な骨伝導デバイスが有用であると考える.

気導型デバイスでは, デバイスから発せられる空気の振動を聴取している. 一方, 骨伝導デバイスでは, デバイスが頭蓋骨を振動させ, その振動が直接内耳に伝わることで音を聴取していると考えられている [5–8]. 視覚障害者へ正確な情報を伝えるためにも, 誘導案内には高い音像定位精度が求められる. しかし, 骨伝導は気導に比べ音像定位精度が低い [9].

骨伝導の音像定位精度が低い原因として, デバイスから外耳道内までの伝達特性による信号の劣化が挙げられる. 図 1.1 に骨伝導の伝達経路を示す. 図 1.1 に示すように, 骨伝導の伝達経路は大まかに 3 つに分類される [5–8].

1. 骨伝導デバイスから直接空気中へ漏れ出た音が通常の気導経路（外耳道→鼓膜→耳小骨→蝸牛）を通って知覚（図中緑線）
2. 骨導音が生体内部を伝導する過程で外耳道内に気導音として放射され、通常の気導経路（外耳道→鼓膜→耳小骨→蝸牛）を通って知覚（図中赤線）
3. 骨導音が外耳や中耳を経由せず直接内耳に到達し、蝸牛内の受容器官を刺激することで知覚（図中青線）

このうち、2と3の経路成分が十分に大きいため、1の経路成分はほとんど知覚に寄与せず、健聴者においては2の経路成分の寄与が比較的大きい[10–12]。ここで気導型デバイスの伝達経路について考える。気導型デバイスでは、デバイスから外耳道へ発せられる空気の振動が通常の気導経路を通ることで音を知覚しており、骨伝導における2の経路と似た経路を介している。このように健聴者において、気導と骨伝導では似た経路を介して音を知覚しているにも関わらず、骨伝導の音像定位精度は低い。このことから、この伝達経路の特性が骨伝導の音像定位精度を低くしている原因の1つとして考えられる。

骨伝導の音像定位精度が低いもう1つの原因として、片耳への提示音が反対側の耳にも届いてしまう現象であるクロストークが挙げられる。気導型イヤホンなどにおいては、クロストーク成分はほとんどなく、音像定位精度に与える影響はほとんどないとされている[15, 16]。一方、骨伝導では気導に比べクロストーク成分が大きく、音像定位精度に悪影響を与えていていると考えられている[9, 13, 14]。そのため、骨伝導の音像

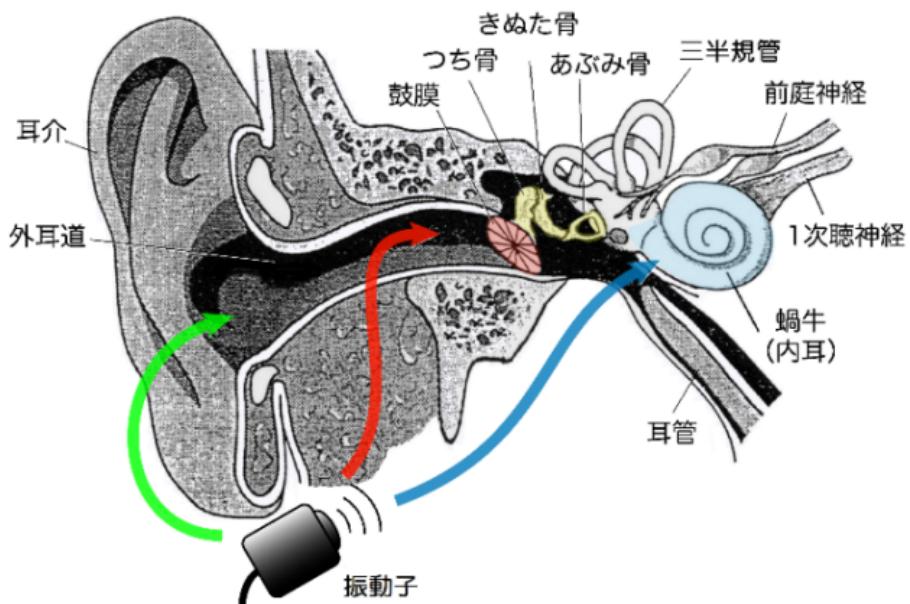


図 1.1: 骨伝導の伝達経路 [12]

定位精度改善にはクロストーク抑制が必要である。[17]では、外耳道内に漏れ出るクロストーク成分を用いることで、骨伝導におけるクロストーク成分を抑制しており、その有効性が示されている。これより、外耳道内にて観測される信号を用いることでクロストークの抑制が可能であると考えられる。

以上より、骨伝導の音像定位精度改善には、デバイスから外耳道内までの伝達特性およびクロストーク（以降まとめて「骨導特性」と呼ぶ）の補正が必要と考える。なお本論文では、骨導特性は外耳道内にて観測される特性を用いることとする。骨導特性の補正法としては、複数のスピーカーとフィルタ制御を用いて、ある所望信号を受聴者の両耳で再現する技術であるトランスオーラルシステムが挙げられる。しかし、骨導特性はデバイス装着位置の変化などの影響で測定毎に特性が変化するため、通常のトランスオーラルシステムでは特性が変動した際に精度良く補正できない。そこで本論文では、骨導特性の変動にロバストな補正法（ロバスト制御）を適用し、その有効性を検証する。

1.2 研究目的

本論文では、ロバスト制御を用いた骨導特性補正の有効性調査を目的とする。なお、ロバスト制御法としては H_{∞} 制御を用いる。補正精度に関しては、実測した骨導特性を用いたシミュレーションを行い、観測点における信号の再現度を比較することで検証する。また、音像定位精度に関しては音像定位実験を行い、定位の分布、正答率、平均定位誤差や前後誤判定率を比較することで検証する。

1.3 本論文の構成

本論文の構成を以下に示す。第2章では、本論文で用いる手法について述べる。第3章では、ロバスト制御を用いた骨導特性補正の有効性を調査するために行ったシミュレーションおよび音像定位試験の条件、結果について述べる。第4章では、本論文のまとめおよび今後の展望について述べる。

第 2 章

手法

2.1 トランスオーラルシステム [18–21]

トランスオーラルシステムとは、複数のスピーカーとフィルタ制御を用いて、ある所望信号を受聴者の両耳で再現する技術である。骨導特性の補正法としてトランスオーラルシステムを適用する場合、骨伝導ヘッドホンとフィルタ制御を用いて、所望信号を受聴者の内耳で再現するシステムとなる。ただし、本論文では外耳道内にて観測した特性を用いるため、所望信号を受聴者の外耳道内にて再現するシステムとなる。トランスオーラルシステムの構成を図 2.1 に示す。図 2.1 において H_{Ll}, H_{Rr} はデバイスから外耳道までの伝達特性であり、 H_{Lr}, H_{Rl} はクロストークの伝達特性、 $G_{lL}, G_{rL}, G_{lR}, G_{rR}$ はフィルタである。各フィルタは次式より求められる。

$$G_{lL} = \frac{H_{Rr}}{H_{Ll}H_{Rr} - H_{Lr}H_{Rl}} \quad (2.1)$$

$$G_{rL} = \frac{-H_{Rl}}{H_{Ll}H_{Rr} - H_{Lr}H_{Rl}} \quad (2.2)$$

$$G_{lR} = \frac{-H_{Lr}}{H_{Ll}H_{Rr} - H_{Lr}H_{Rl}} \quad (2.3)$$

$$G_{rR} = \frac{H_{Ll}}{H_{Ll}H_{Rr} - H_{Lr}H_{Rl}} \quad (2.4)$$

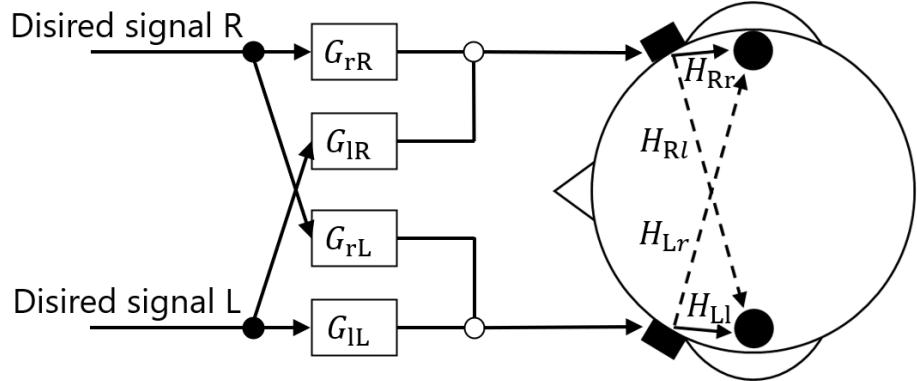


図 2.1: トランスオーラルシステム

2.2 H_∞ 制御 [22]

2.2.1 標準 H_∞ 制御問題

H_∞ 制御とは、ロバスト制御の代表的手法の一つである。標準 H_∞ 制御問題のブロック図を図 2.2 に示す。図 2.2 における \mathbf{G} は一般化プラントと呼ばれ、次式で示す入出力信号を持つシステムとして定義される。

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

ただし、 w は外部入力と呼ばれ、目標入力や外乱など制御系に外部から加わる入力を表し、 z は制御量と呼ばれ、偏差や制御入力・出力など制御によって小さくしたい量を表す。また、 u は観測入力、 y は観測出力であり、制御器からの出力および入力となる量である。

ここで、一般化プラント \mathbf{G} に対し、制御器

$$z = \mathbf{K}y \quad (2.6)$$

を用いて閉ループ系を構成すると、外部入力 w から制御量 z までの伝達関数 Φ は次式で表される。

$$z = \Phi w \quad (2.7)$$

ただし

$$\Phi = \mathbf{G}_{11} + \mathbf{G}_{12}(\mathbf{I} - \mathbf{K}\mathbf{G}_{22})^{-1}\mathbf{K}\mathbf{G}_{21} \quad (2.8)$$

である。 H_∞ 制御では、この伝達関数 Φ の H_∞ ノルムを小さくする制御器を設計する。つまり、ある正数 γ が与えられたとき次式を満たす制御器を設計する。

$$\|\Phi\|_\infty < \gamma \quad (2.9)$$

ここで、 $\|\Phi\|_\infty$ は伝達関数 Φ の H_∞ ノルムを表し、図 2.3 に示すようにゲインの最大値となる。

H_∞ 制御では、具体的に γ を与えることで式 (2.9) を満たす制御器を設計する。しかし、与えられた γ に対して可解かどうかは解いてみるまで分からぬ。したがって、式 (2.9) を満たす最小の γ は解析的に求めることができず、 γ イタレーションと呼ばれる二部探索法を用いて求められる。

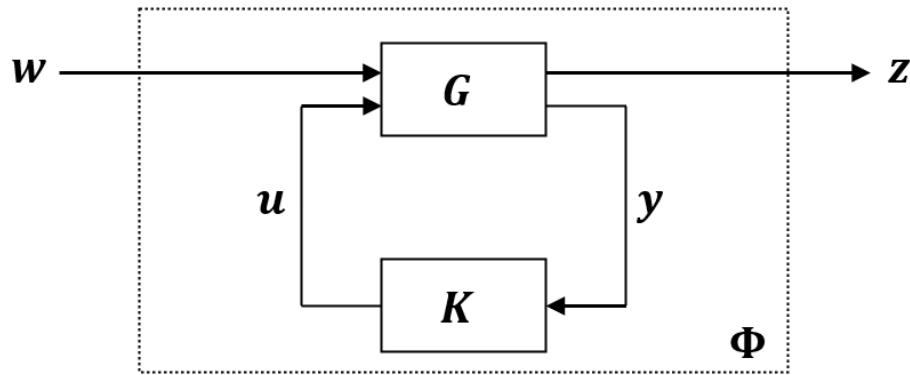


図 2.2: 標準 H_∞ 制御問題

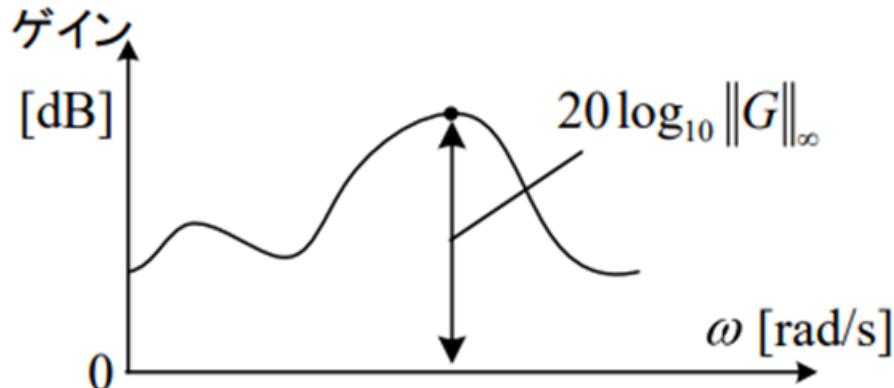


図 2.3: H_∞ ノルム

2.2.2 乗法的摂動

H_∞ 制御問題を解くためには、一般化プラントのモデル化が必要となる。しかし、プラントを正確にモデル化することは困難であり、モデル化誤差は避けられない。モデル化誤差はプラントの不確かさと呼ばれ、閉ループ系の安定性に影響を与える。不確かさの表現方法としては乗法的摂動および加法的摂動がよく用いられるが、本論文では乗法的摂動を扱う。

実制御対象を $\tilde{\mathbf{P}}$, ノミナルモデルの伝達関数を \mathbf{P} とすると, 実制御対象 $\tilde{\mathbf{P}}$ は次式で表され, Δ のことを乗法的摂動と呼ぶ.

$$\tilde{\mathbf{P}} = (\mathbf{I} + \Delta)\mathbf{P} \quad (2.10)$$

ここで, 周波数 $\omega_i (i = 0, 1, 2, \dots)$ における実制御対象 $\tilde{\mathbf{P}}$ のゲインと位相の実測値を $20 \log\{g(\omega_i)\}$ [dB], $\theta(\omega_i)$ [rad] とすると, 乗法的摂動は次式より求められる.

$$\Delta(j\omega_i) = \frac{\tilde{\mathbf{P}}(j\omega_i) - \mathbf{P}(j\omega_i)}{\mathbf{P}(j\omega_i)}, \quad \tilde{\mathbf{P}}(j\omega_i) = g(j\omega_i)e^{j\theta(\omega_i)} \quad (2.11)$$

ただし, $\mathbf{P}(j\omega_i)$ はノミナルモデル \mathbf{P} の周波数応答である. 上式が示すように, 乗法的摂動は相対誤差に相当する.

一般化プラント同様に, H_∞ 制御問題を解くためには摂動のモデル化が必要となる. 摂動をモデル化した関数を重み関数 \mathbf{W}_t とすると, 重み関数 \mathbf{W}_t は次式を満たすよう設計することで, 実測した乗法的摂動を含むモデル集合が得られる.

$$|\Delta(j\omega_i)| \leq |\mathbf{W}_t(j\omega_i)| \quad (2.12)$$

2.2.3 口バスト安定化問題

考え得るすべての摂動に対して, 閉ループ系が内部安定となるための制御器を求める問題を口バスト安定化問題と呼ぶ. 図 2.4 に示すような乗法的摂動 Δ を含む閉ループ系を考える. 外乱 \mathbf{d} から出力 \mathbf{y}_p への伝達関数 \mathbf{T} は次式で表され, これを相補感度関数という.

$$\mathbf{T} = \frac{\mathbf{PK}}{\mathbf{I} + \mathbf{PK}} \quad (2.13)$$

ここで, 図 2.5 に示すように重み関数 \mathbf{W}_t を導入すると, 閉ループ系が内部安定となるためには, スモールゲイン定理より次式を満たす制御器を設計すればよい.

$$\|\mathbf{W}_t \mathbf{T}\|_\infty < 1 \quad (2.14)$$

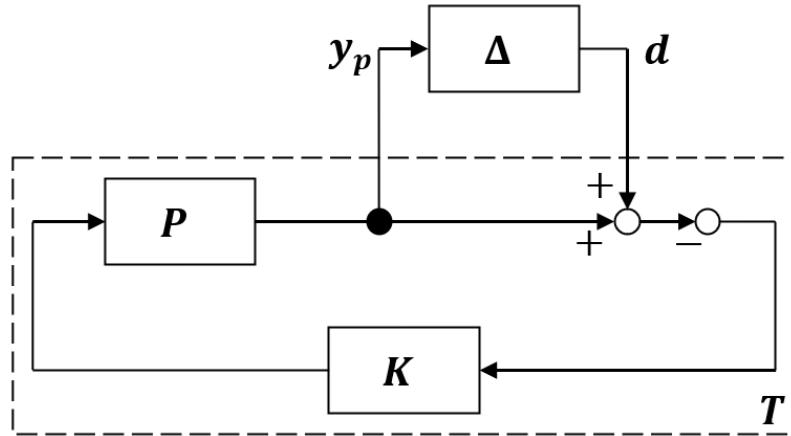


図 2.4: 乗法的摂動を考慮した閉ループ系

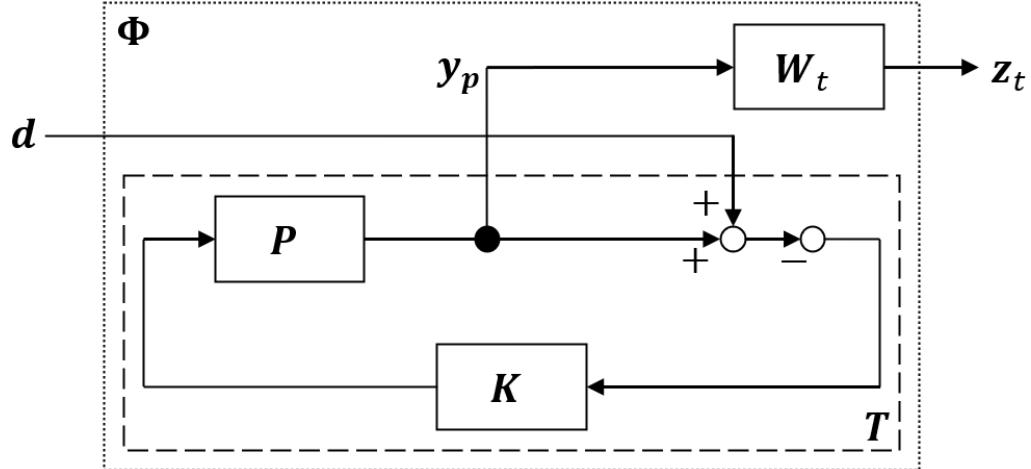


図 2.5: ロバスト安定化問題を考慮したシステム構成

2.2.4 外乱抑制および目標値追従問題

図 2.6 に示すような外乱 d および目標値 r を入力信号とする閉ループ系を考える。外乱 d および目標値 r から出力 y への伝達関数 S は次式で表され、これを感度関数という。

$$S = \frac{1}{I + PK} \quad (2.15)$$

$\|S\|_\infty$ を小さくすることで外乱抑制能力および目標値追従性を高めることができる。ここで、任意に外乱抑制能力および目標値追従性を変動させたいため、図 2.7 に示すように重み関数 W_s を導入すると、次式を満たす制御器を設計すればよい。

$$\|W_s S\|_\infty < 1 \quad (2.16)$$

なお,

$$|S| < \frac{1}{|W_s|} \quad (2.17)$$

である.

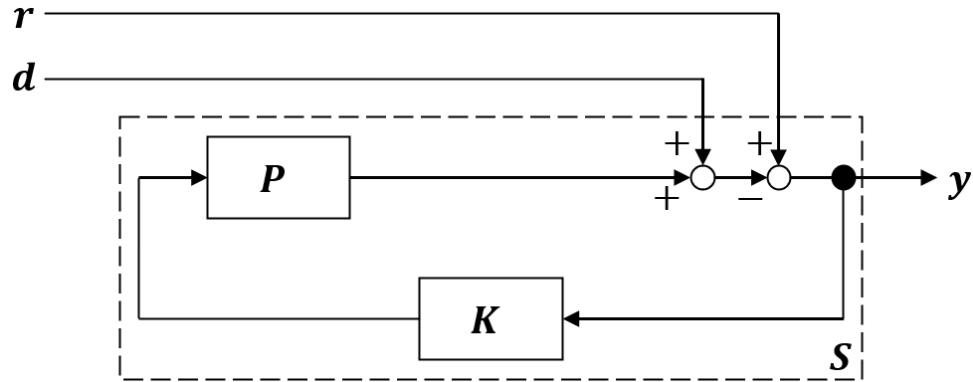


図 2.6: 外乱・目標値を入力とする閉ループ系

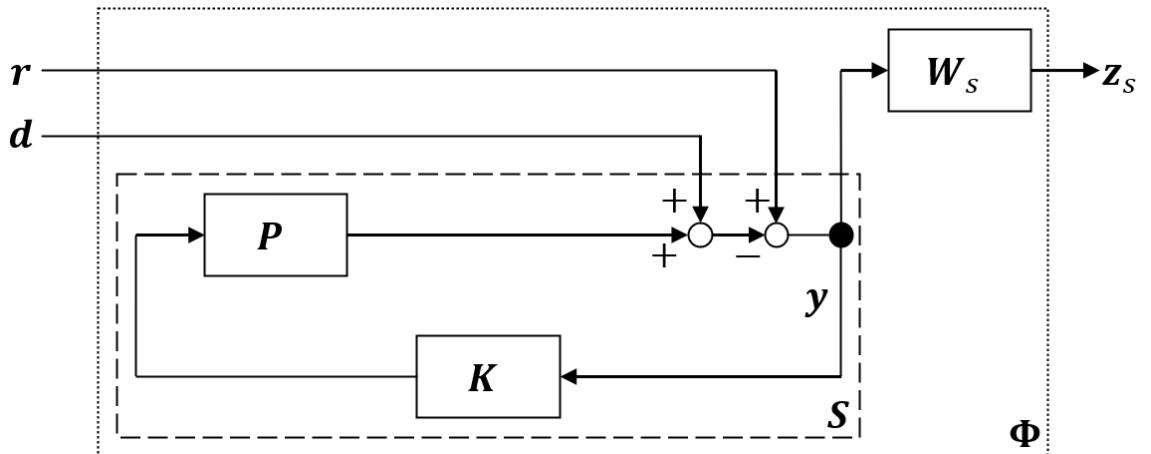


図 2.7: 外乱抑制・目標値追従問題を考慮したシステム構成

2.2.5 混合感度問題

2.2.3 節よりロバスト安定性を高めるには

$$\|W_t T\|_\infty < 1 \quad (2.18)$$

を満たせばよく、2.2.4 節より外乱抑制能力および目標値追従性を高めるには

$$\|W_s S\|_\infty < 1 \quad (2.19)$$

を満たせばよいことが判った。しかし、感度関数 S と相補感度関数 T には次式の関係があるため、別々に条件を満たすことは困難である。

$$S + T = I \quad (2.20)$$

そのため、図 2.8 に示すようなシステムを考え、次式を満たす制御器を設計する。

$$\left\| \begin{bmatrix} W_t T \\ W_s S \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (2.21)$$

なお、 H_{∞} 制御では与えられた正数 γ に対し、次式を満たす制御器を設計する。

$$\left\| \begin{bmatrix} W_t T \\ W_s S \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad (2.22)$$

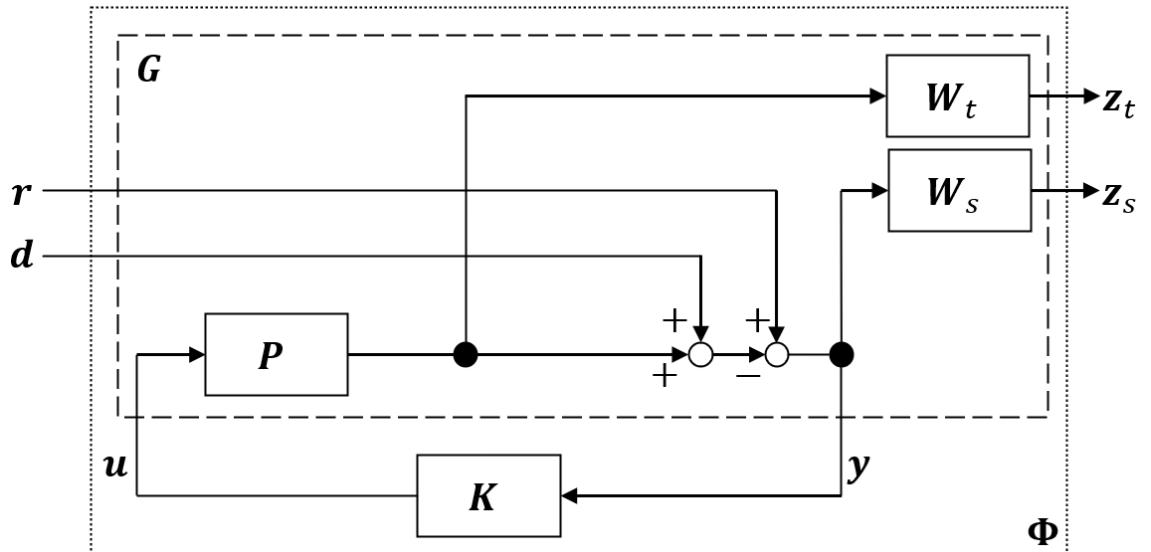


図 2.8: 混合感度問題におけるシステム構成

2.3 H_{∞} 制御を用いたトランスポーラルシステム [23]

2.1 節で説明した通り、トランスポーラルシステムは所望信号を受聴者の両耳（骨伝導では内耳）で再現する技術である。したがって、トランスポーラルシステムは目標値追従問題として扱うことができる。また、骨導特性の測定毎による変動はプラントの不確かさであり、ロバスト安定化問題として扱うことができる。よって、トランスポーラルシステムへ混合感度問題を導入すると図 2.9 に示すような構成となる。また、図 2.8 に示したような一般化プラント G を定義することで、この混合感度問題は標準 H_{∞} 制御問題として解くことができる。

ノミナルプラント \mathbf{P} , 重み関数 \mathbf{W}_t , \mathbf{W}_s の状態空間モデルは次式のように書き表される.

$$\begin{cases} \mathbf{x}_p(n+1) = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p(n) + \mathbf{B}_p \mathbf{u}(n) \\ \mathbf{y}_p(n) = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p(n) + \mathbf{D}_p \mathbf{u}(n) \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}_t(n+1) = \mathbf{A}_t \mathbf{x}_t(n) + \mathbf{B}_t \mathbf{y}_p(n) \\ \mathbf{z}_t(n) = \mathbf{C}_t \mathbf{x}_t(n) + \mathbf{D}_t \mathbf{y}_p(n) \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}_s(n+1) = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s(n) + \mathbf{B}_s \{-\mathbf{y}_p(n) - \mathbf{w}(n)\} \\ \mathbf{z}_s(n) = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s(n) + \mathbf{D}_s \{-\mathbf{y}_p(n) - \mathbf{w}(n)\} \end{cases} \quad (2.25)$$

with

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(n) &= \begin{bmatrix} u_1(n) \\ u_2(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_p(n) = \begin{bmatrix} y_{p1}(n) \\ y_{p2}(n) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{z}_t(n) &= \begin{bmatrix} z_{t1}(n) \\ z_{t2}(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{z}_s(n) = \begin{bmatrix} z_{s1}(n) \\ z_{s2}(n) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{w}(n) &= \begin{bmatrix} w_1(n) \\ w_2(n) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式(2.23)～(2.25)より, 一般化プラント \mathbf{G} の状態空間モデルは次式のように書き表される.

$$\begin{cases} \mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(n) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(n) \\ \mathbf{z}(n) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}(n) + \mathbf{D}_{11}\mathbf{w}(n) + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(n) \\ \mathbf{z}(n) = \mathbf{C}_2\mathbf{x}(n) + \mathbf{D}_{21}\mathbf{w}(n) + \mathbf{D}_{22}\mathbf{u}(n) \end{cases} \quad (2.26)$$

with

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_t & \mathbf{0} & \mathbf{B}_t \mathbf{C}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_s & -\mathbf{B}_s \mathbf{C}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_p \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_s \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_t \mathbf{D}_p \\ -\mathbf{B}_s \mathbf{D}_p \\ \mathbf{B}_p \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_t & \mathbf{0} & \mathbf{D}_t \mathbf{C}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_s & -\mathbf{D}_s \mathbf{C}_p \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D}_{11} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{D}_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{12} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_t \mathbf{D}_p \\ -\mathbf{D}_s \mathbf{D}_p \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_2 = [\mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad -\mathbf{C}_p], \\ \mathbf{D}_{21} &= -\mathbf{I}, \quad \mathbf{D}_{22} = -\mathbf{D}_p, \\ \mathbf{x}(n) &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_t(n) \\ \mathbf{x}_s(n) \\ \mathbf{x}_p(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{z}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_t(n) \\ \mathbf{z}_s(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(n) \\ \mathbf{y}_2(n) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

よって, 式(2.26)より, 状態空間モデルに基づく H_∞ アルゴリズムを用いて制御器を設計することができる [24–27].

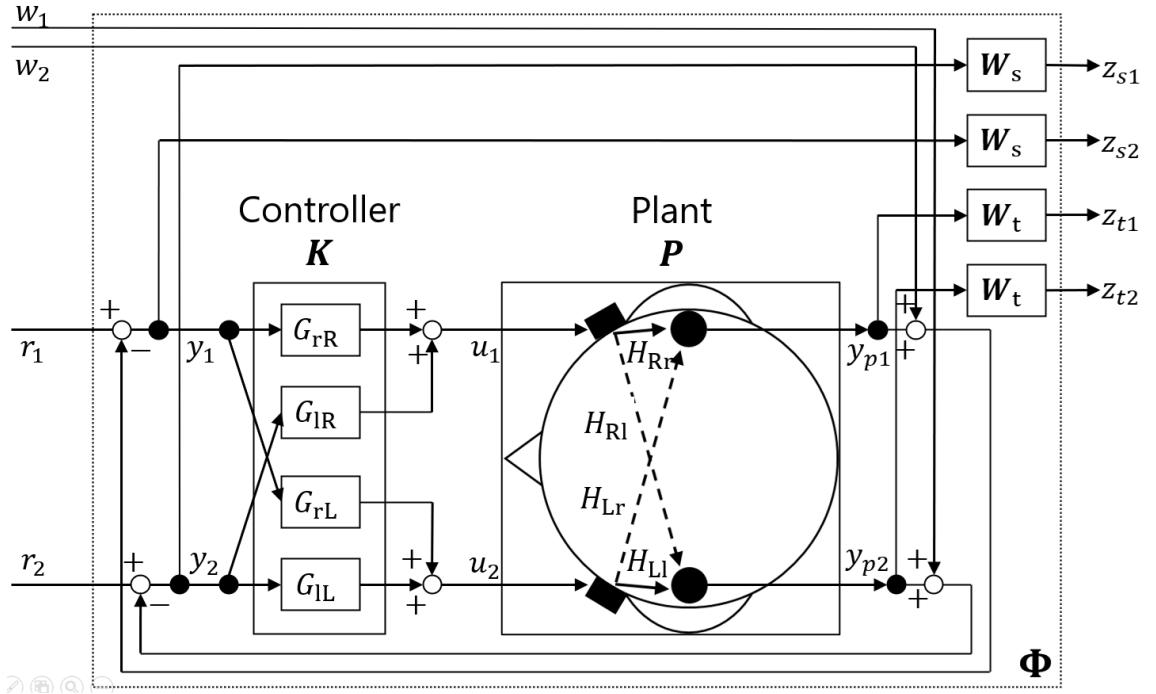


図 2.9: 混合感度問題を導入したトランスポーラルシステム構成

2.4 特異値分解法によるモデル化 [28]

H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムのフィルタ設計には、プラントのモデル化が必要となる。そこで本論文では、多入力多出力システムの状態空間モデルを直接導出することができる特異値分解法を用いてプラントのモデル化を行う。

線形・離散時間の多入力多出力システムの状態空間モデルは次式で表される。

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{Ax}(k) + \mathbf{Bu}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{Cx}(k) + \mathbf{Du}(k) \end{cases} \quad (2.27)$$

ただし、 $\mathbf{x}(k)$ は状態量、 $\mathbf{u}(k)$ は入力、 $\mathbf{y}(k)$ は出力である。式 (2.27) で表されるシステムのインパルス応答行列は次式で表される。

$$\mathbf{h}(k) = \begin{cases} \mathbf{0} & k < 0 \\ \mathbf{D} & k = 0 \\ \mathbf{CA}^{k-1}\mathbf{B} & k > 0 \end{cases} \quad (2.28)$$

さらに、インパルス応答行列を要素としたハンケル行列を次式のように構成する。

$$\mathbf{H}_0 = \begin{pmatrix} \mathbf{h}(1) & \mathbf{h}(2) & \cdots & \mathbf{h}(i) \\ \mathbf{h}(2) & \mathbf{h}(3) & \cdots & \mathbf{h}(i+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}(j) & \mathbf{h}(j+1) & \cdots & \mathbf{h}(i+j-1) \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

モデル化するシステムの可制御性行列 Ω および可観測性行列 Γ は

$$\Omega = [\mathbf{B} \quad A\mathbf{B} \quad \cdots \quad A^{i-1}\mathbf{B}] \quad (2.30)$$

$$\Gamma = [\mathbf{C} \quad CA \quad \cdots \quad CA^{j-1}]^T \quad (2.31)$$

と表されるため、式 (2.29) のハンケル行列は次式のように分解できる。

$$\mathbf{H}_0 = \Gamma \Omega \quad (2.32)$$

ここで、ハンケル行列 \mathbf{H}_0 の特異値分解を

$$\mathbf{H}_0 = \mathbf{U}_0 \Sigma_0 \mathbf{V}_0^T \quad (2.33)$$

とする。ただし、

$$\mathbf{U}_0 = [\hat{\mathbf{U}}_1 \quad \hat{\mathbf{U}}_2] \quad (2.34)$$

$$\Sigma_0 = \begin{bmatrix} \hat{\Sigma}_{11} & \hat{\Sigma}_{12} \\ \hat{\Sigma}_{21} & \hat{\Sigma}_{22} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\mathbf{V}_0 = [\hat{\mathbf{V}}_1 \quad \hat{\mathbf{V}}_2] \quad (2.36)$$

とし、それぞれ次数 n で打ち切った $\hat{\mathbf{U}}_1, \hat{\Sigma}_{11}, \hat{\mathbf{V}}_1$ を採用することでモデル次数を決定できる。

可制御性行列 Ω および可観測性行列 Γ は

$$\Gamma = \hat{\mathbf{U}}_1 \hat{\Sigma}_{11}^{\frac{1}{2}} \quad (2.37)$$

$$\Omega = \hat{\Sigma}_{11}^{\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{V}}_1^T \quad (2.38)$$

のように実現でき、これらの第 1 ブロック要素から \mathbf{B}, \mathbf{C} が得られる。

また、ハンケル行列 \mathbf{H}_1 を

$$\mathbf{H}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{h}(2) & \mathbf{h}(3) & \cdots & \mathbf{h}(i+1) \\ \mathbf{h}(3) & \mathbf{h}(4) & \cdots & \mathbf{h}(i+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}(j+1) & \mathbf{h}(j+2) & \cdots & h(i+j) \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

とすると、ハンケル行列 \mathbf{H}_1 は可制御性行列 Ω および可観測性行列 Γ を用いて次式のように表される。

$$\mathbf{H}_1 = \Gamma \mathbf{A} \Omega \quad (2.40)$$

式 (2.37), (2.38), (2.40) より、 \mathbf{A} は次式より得られる。

$$\mathbf{A} = \hat{\Sigma}_{11}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{U}}_1 \mathbf{H}_1 \hat{\mathbf{V}}_1 \hat{\Sigma}_{11}^{-\frac{1}{2}} \quad (2.41)$$

第3章

実験

3.1 骨導特性の測定

被験者毎の骨導特性の補正フィルタを設計するために、図 2.1 に示した骨導特性 $H_{Ll}, H_{Lr}, H_{Rl}, H_{Rr}$ に対応するインパルス応答 $h_{Ll}, h_{Lr}, h_{Rl}, h_{Rr}$ を測定した。各インパルス応答 $h_{Ll}, h_{Lr}, h_{Rl}, h_{Rr}$ は、被験者に骨伝導ヘッドホンを装着して貰い、両耳外耳道内に小型のマイクを設置し、TSP 信号を用いることで測定した。なお、本実験には 10 名の被験者が参加した。また、測定は無響室で行い、測定回数は 20 回とし、1 測定毎に骨伝導ヘッドホンを再装着して貰った。測定の簡略図を図 3.1 に、測定機器を表 3.1、測定条件を表 3.2 に示す。

加えて、測定した骨導特性のばらつきを図 3.2 に示す。なお、青帯は骨導特性 H_{Ll}, H_{Rr} のばらつきであり、赤帯は骨導特性 H_{Lr}, H_{Rl} のばらつきである。図 3.2 より、測定毎に骨導特性が変動しており、骨伝導ヘッドホン装着位置の変動によって骨導特性が変動していることが分かる。

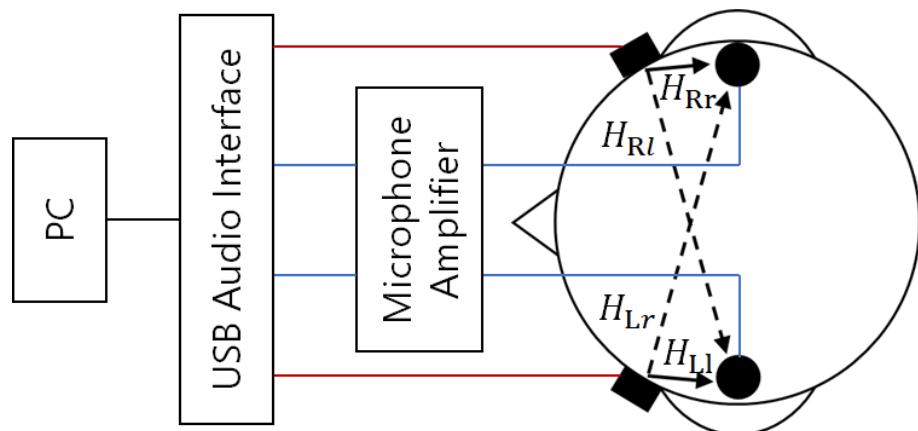


図 3.1: 骨導特性の測定

表 3.1: 測定機器

Name	Model Number	Manufacture
BC Headphone	OPENRUN	Shokz
Microphone	MB-2200M10	Ono Sokki
Microphone Amplifier	SR-2210	Ono Sokki
Audio Interface	OCTA-CAPTURE	Roland

表 3.2: 測定条件

Number of Subjects	3
Method to Acquire IR Measurements	up-TSP
Sample Rate (Hz)	48000
Samples per Frame	1024
Number of Runs	3
Duration per Run (s)	5

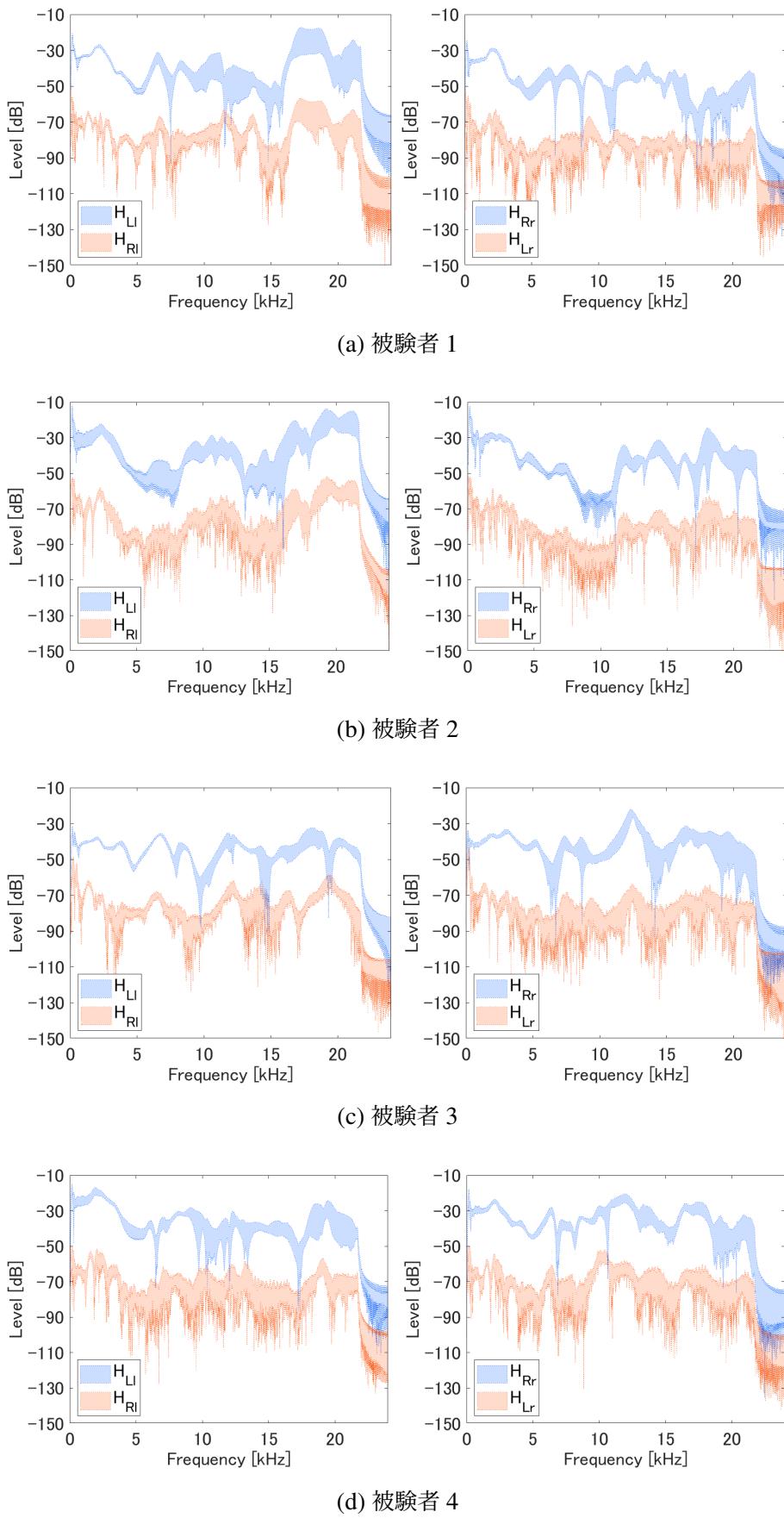


図 3.2: 骨導特性のばらつき

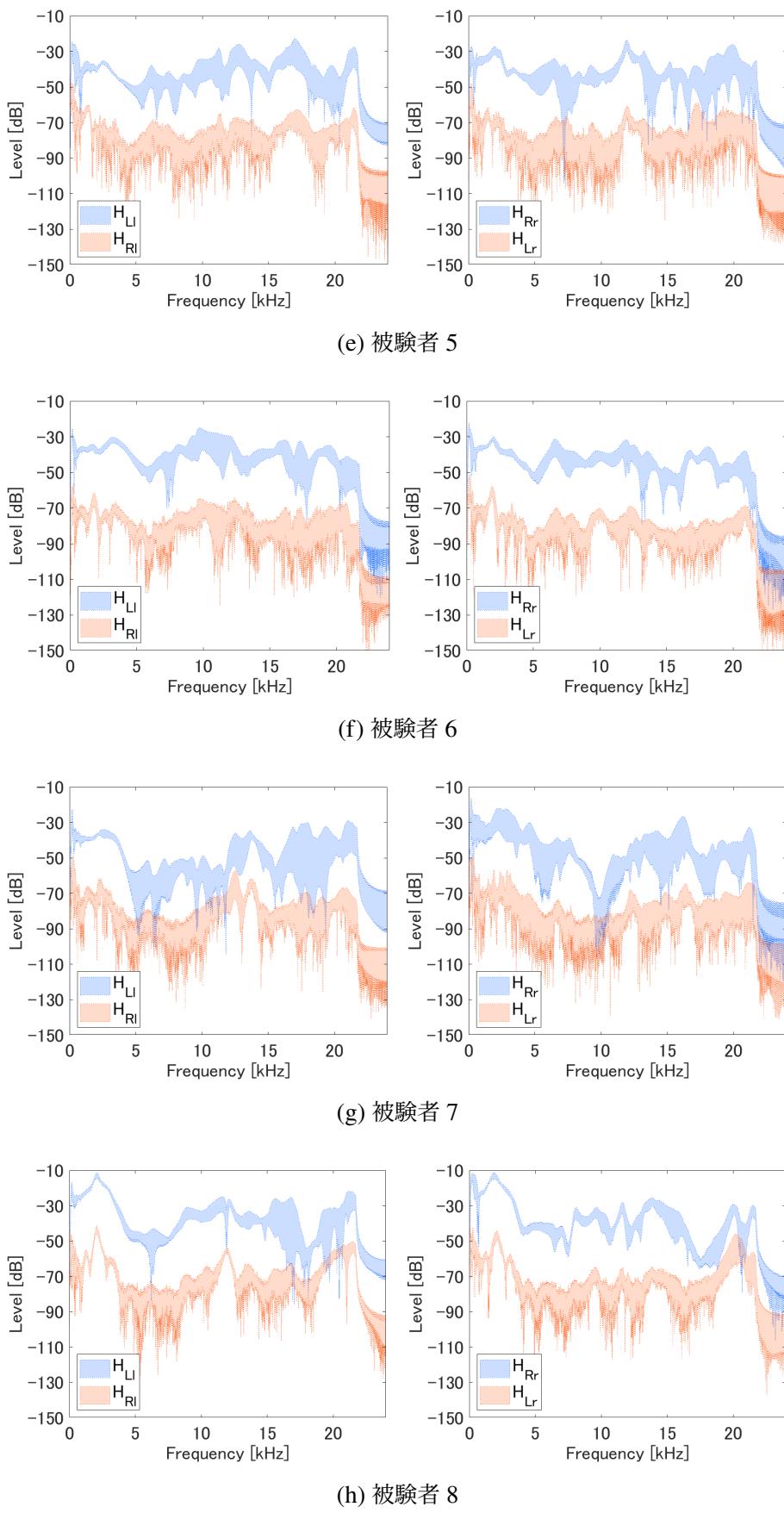


図 3.2: 骨導特性のばらつき（続き）

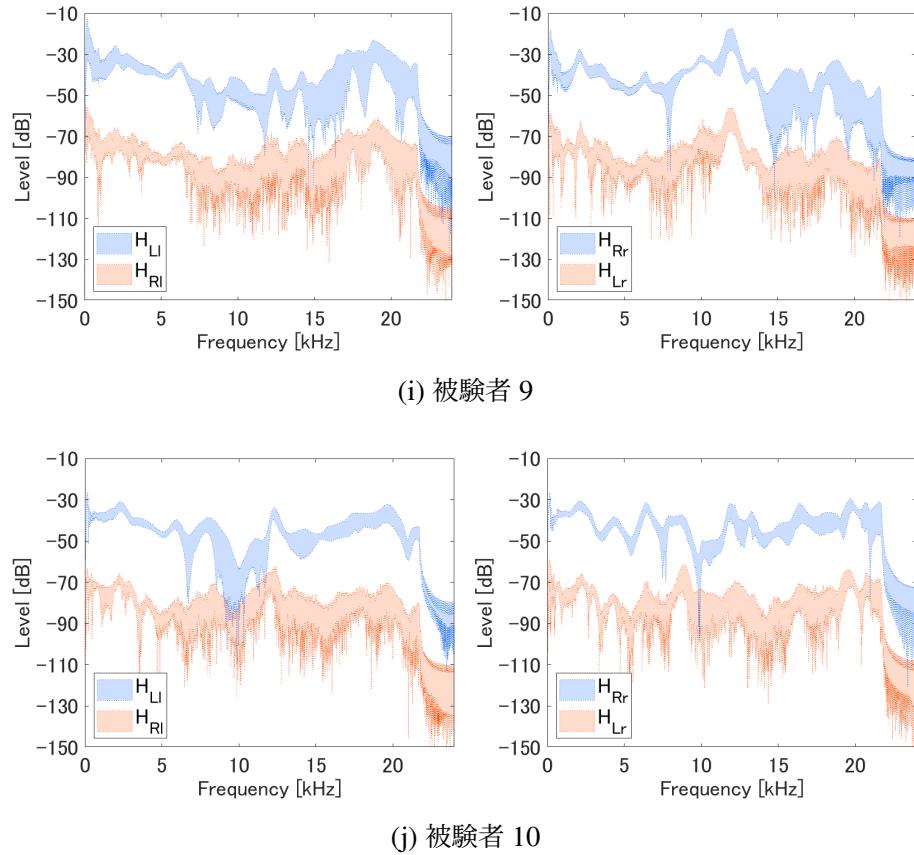


図 3.2: 骨導特性のばらつき（続き）

3.2 フィルタ設計

3.2.1 ノミナルデータの決定

フィルタ設計において、トランスポーラルシステムでは基とする特性が必要であり、 H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムではノミナルモデルが必要である。そのため、複数の測定データよりフィルタ設計に用いるデータ（以降「ノミナルデータ」と呼ぶ）を 1 つ決定しなければならない。ノミナルデータをデタラメに決定した場合、外れ値を持つデータを選んでしまう可能性がある。そこで本論文では、次に示す手順に従ってノミナルデータを決定し、トランスポーラルシステムおよび H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムのフィルタ設計を行った。

1. 各測定データより、プラントの両耳にて観測される特性 V_l, V_r を計算

(プラントの構造は図 3.3 参照)

$$V_l = H_{Ll} + H_{Rl} \quad (3.1)$$

$$V_r = H_{Lr} + H_{Rr} \quad (3.2)$$

2. 両耳にて観測される特性 V_l, V_r より特性の中央値 M_l, M_r を計算
3. 両耳にて観測される特性 V_l, V_r と特性の中央値 M_l, M_r の平均二乗誤差 E_l, E_r を計算
4. 平均二乗誤差 E_l, E_r の和が最小であったデータをノミナルデータとして決定

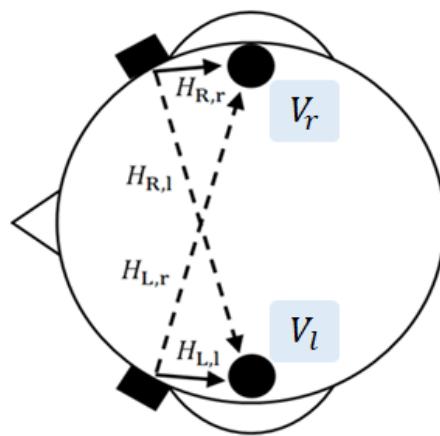


図 3.3: プラント構造

3.2.2 ノミナルデータのモデル化

2.4 節で述べたように H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムのフィルタ設計には、プラントのモデル化が必要となる。そのため、2.4 節の特異値分解法を用いてノミナルデータのモデル化を行った。

モデル次数を 64, 128, 256 としてノミナルデータをモデル化した際の特性を図 3.4 に示す。ただし、青線は H_{Ll}, H_{Rr} の特性、赤線は H_{Lr}, H_{Rl} の特性であり、点線はノミナルデータの元特性、実線はモデル化後の特性である。図 3.4 より、モデル次数が大きいほど特性の再現度が高いことが分かる。

モデル次数が大きいほど特性の再現度が高いことが分かったが、モデル次数が高いほど H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムのフィルタ設計に要する計算量が増大してしまう。そのため、むやみに次数を大きくすることはできない。そこで本論文では、モデル次数は骨導特性 $H_{Ll}, H_{Lr}, H_{Rl}, H_{Rr}$ すべてにおいて寄与率が 80% 以上となる 128 次とした。なお、プラントは 2 入力 2 出力システムであるため総次数は 512 次となる。

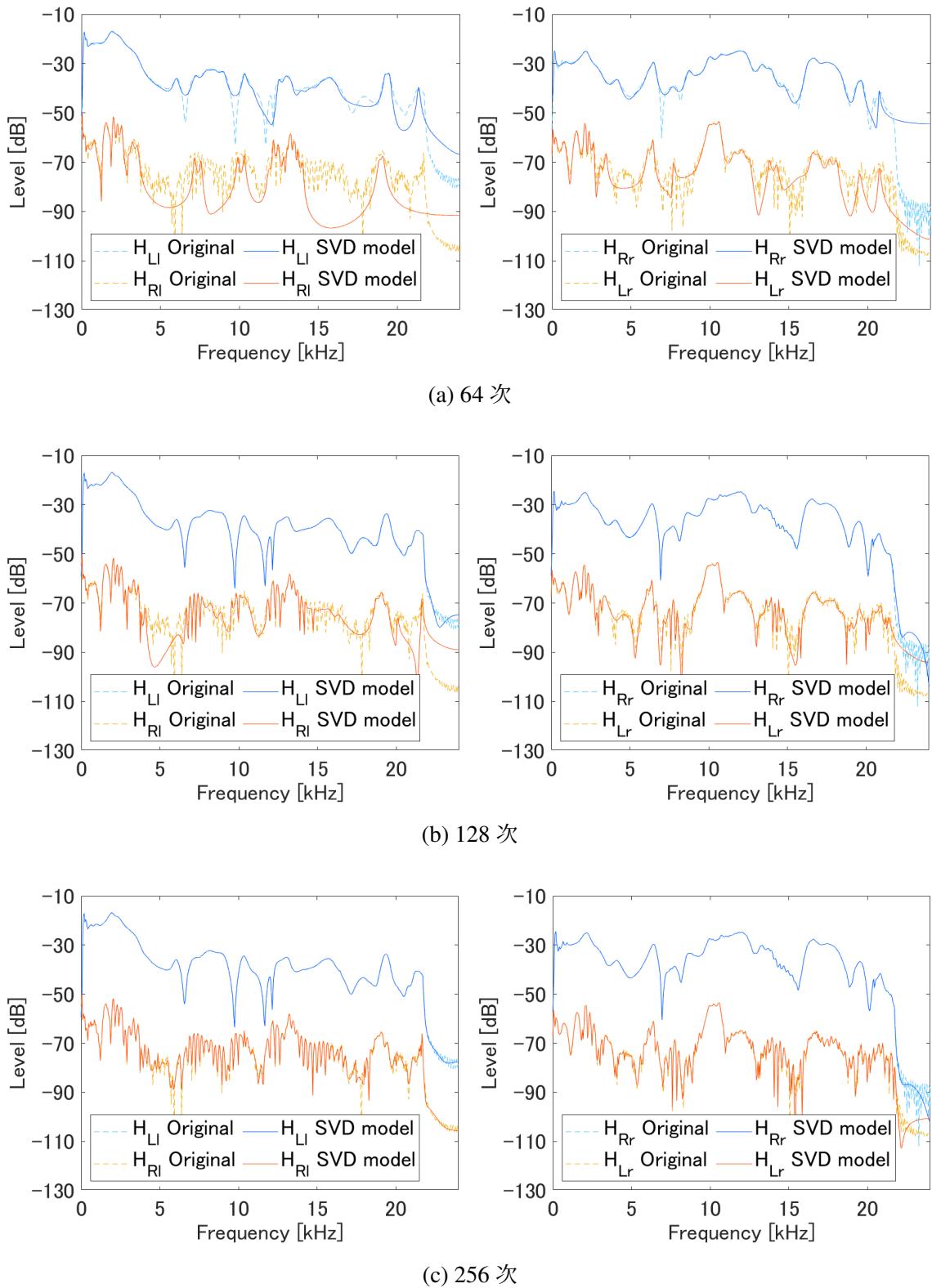


図 3.4: ノミナルデータのモデル化

3.2.3 重み関数の設計

2.2 節で述べたように H_∞ 制御では、ロバスト性および目標値追従性を重み関数 $\mathbf{W}_t, \mathbf{W}_s$ によって設定する。本論文で扱うプラントは 2 入力 2 出力システムであるため、ロバスト性および目標値追従性を各出力に対して設定したい。ここで、目標値追従性に関しては各出力に対して重み関数 \mathbf{W}_s を設定できるため問題ないが、ロバスト性に関しては各出力に対して 1 つの重み関数 \mathbf{W}_t を用いて摂動を見積もらなければならぬ。

一般的に H_∞ 制御では、考え得るすべての摂動に対して安定に制御するために重み関数 \mathbf{W}_t は最悪摂動を覆うように設計する。しかし、骨導特性の最悪摂動を考慮してフィルタを設計すると、摂動を過度に見積り過ぎてしまい補正精度が著しく低下してしまう。そこで本論文では、次に示す手順に従って重み関数 $\mathbf{W}_t, \mathbf{W}_s$ を設計した。

1. 各測定データより、プラントの両耳にて観測される特性 V_l, V_r を計算
(プラントの構造は図 3.3 参照)

$$V_l = H_{Ll} + H_{Rl} \quad (3.3)$$

$$V_r = H_{Lr} + H_{Rr} \quad (3.4)$$

2. 3.2.2 節より得たノミナルデータを \mathbf{P} 、各測定データを $\tilde{\mathbf{P}}$ として、プラントの両耳にて観測される特性 V_l, V_r の乗法的摂動 Δ_L, Δ_R を計算

$$\Delta = \frac{\tilde{\mathbf{P}} - \mathbf{P}}{\mathbf{P}} \quad (3.5)$$

3. 乗法的摂動 Δ_L, Δ_R の中央値 Δ_{mL}, Δ_{mR} を計算
4. 摂動の中央値 Δ_{mL}, Δ_{mR} の平均値 Δ_M を計算
5. 重み関数 \mathbf{W}_t は、MATLAB の `ucover` 関数を用いて平均値の摂動 Δ_M を覆うように設計
6. 重み関数 \mathbf{W}_s は、設計した重み関数 \mathbf{W}_t の逆数のゲインを調整することで設計

摂動および設計した重み関数を図 3.5 に示す。なお、緑帯は左耳側の摂動のばらつき、黄帯は右耳側の摂動のばらつきであり、黒点線は平均値の摂動、青線は重み関数 \mathbf{W}_t 、赤線は重み関数 \mathbf{W}_s である。図 3.5 より、摂動のばらつきは大きく、左右で各周波数における摂動の大小が異なることが分かる。また、重み関数 \mathbf{W}_t が平均値の摂動 Δ_M を覆うように設計できていることが分かる。

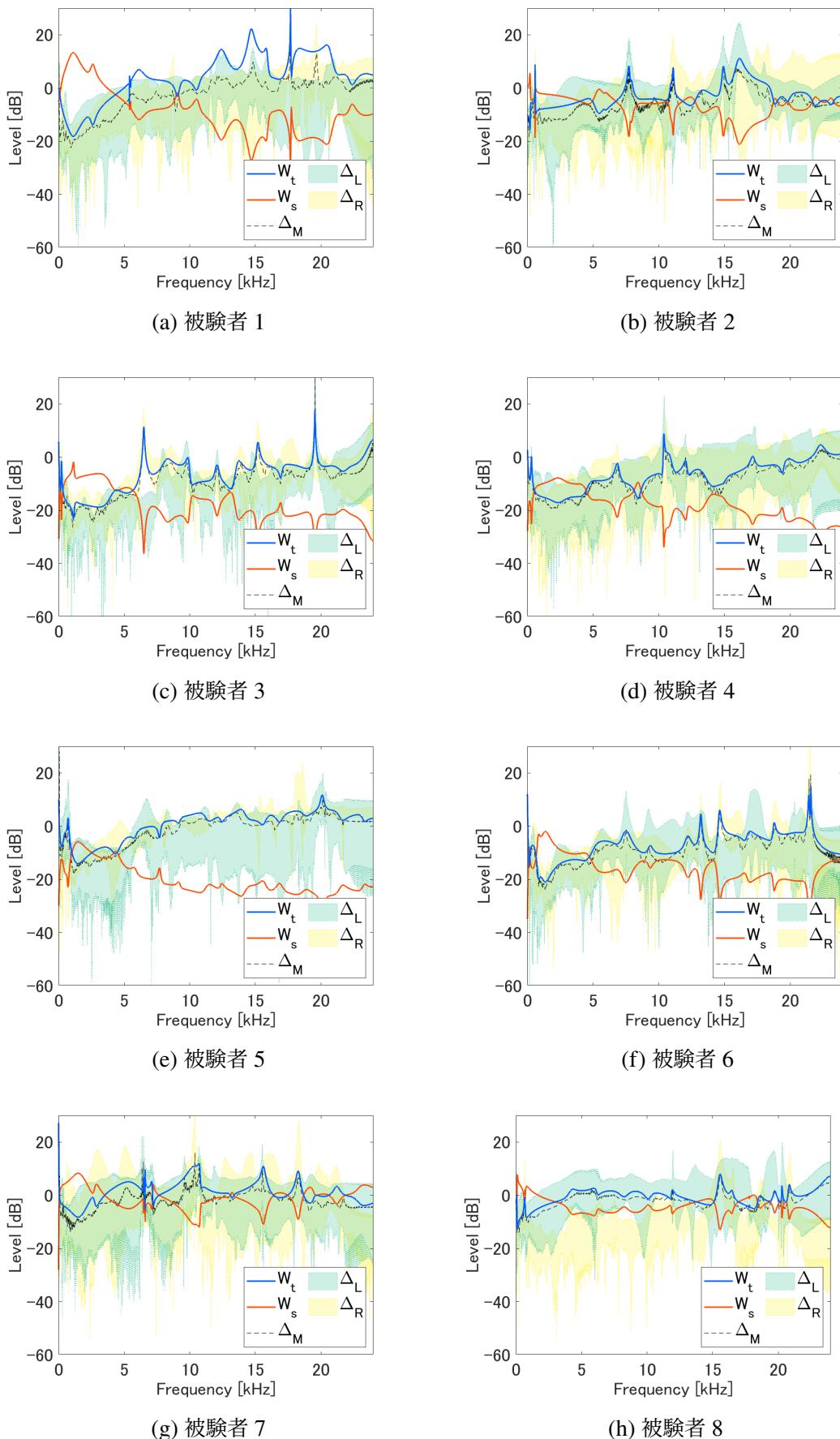


図 3.5: 摂動および重み関数

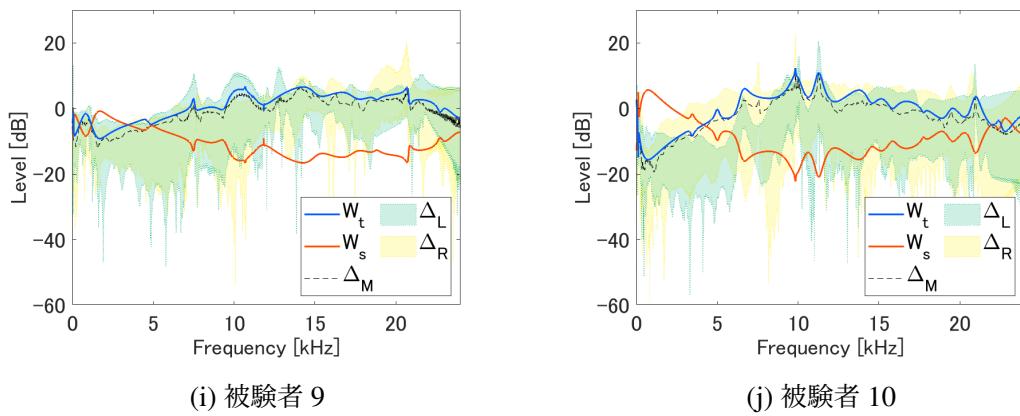


図 3.5: 摂動および重み関数（続き）

3.2.4 フィルタの設計

3.2.1 節より得たノミナルデータを用いて、トランスオーラルシステムによりフィルタ設計を行った。トランスオーラルシステムにおけるフィルタ設計条件を表 3.3 に示す。また、3.2.2 節および 3.2.3 節より得たノミナルモデル、重み関数を用いて、 H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステムによりフィルタ設計を行った。 H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステムにおけるフィルタ設計条件を表 3.4 に示す。

加えて、設計したフィルタの特性を図3.6に示す。なお、青線は G_{lL} 、赤線は G_{rR} 、緑線は G_{rL} 、水色線は G_{lR} の特性である。図3.6より、多くの被験者において G_{lL}, G_{rR} の音圧レベルが G_{lR}, G_{rL} に比べ大きいことが分かる。ただし、 H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムでは、 G_{lL}, G_{rR} と G_{lR}, G_{rL} のレベル差が比較的小さくなっている。これは、 H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムでは安定性を保つために、閉ループ系の H_∞ ノルムを1未満に抑えるようにフィルタを設計するためである。中には被験者8のように、 G_{lL}, G_{rR} と G_{lR}, G_{rL} の音圧レベルが同程度となっている被験者もいる。ここで図3.5を確認すると、被験者8の左右の摂動のレベル差が大きく、左右で見積もらなければならぬ摂動の大きさが極端に異なることが分かる。これが1原因となり、被験者8のフィルタでは G_{lL}, G_{rR} と G_{lR}, G_{rL} の音圧レベルが同程度となってしまったと考える。

表 3.3: トランスオーラルシステムのフィルタ設計条件

Filter Order	8191
Modeling Delay	4196

表 3.4: H_∞ 制御を用いたトランサウルシステムのフィルタ設計条件

Filter Order	8191
Modeling Order	128 (all:512)
Weight Function Order	32

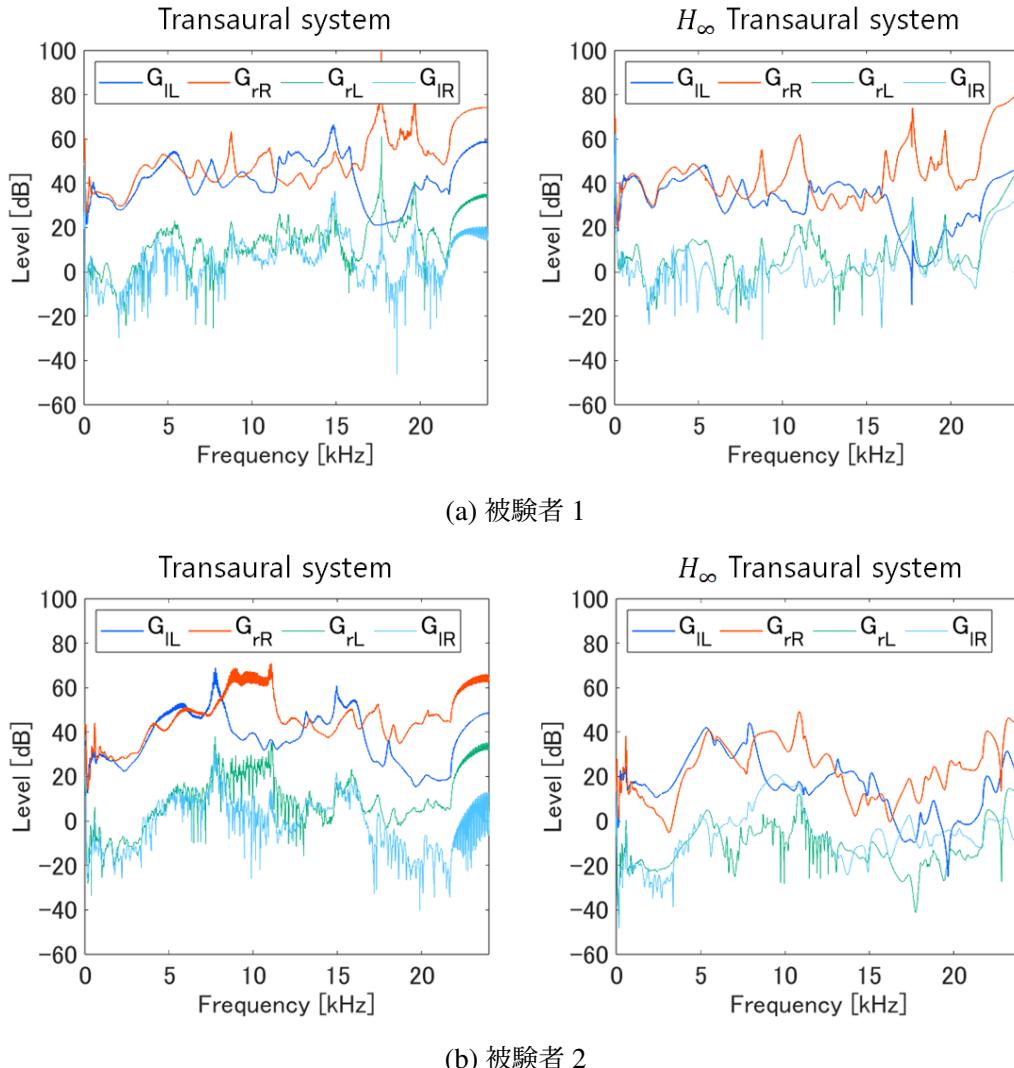


図 3.6: フィルタ特性

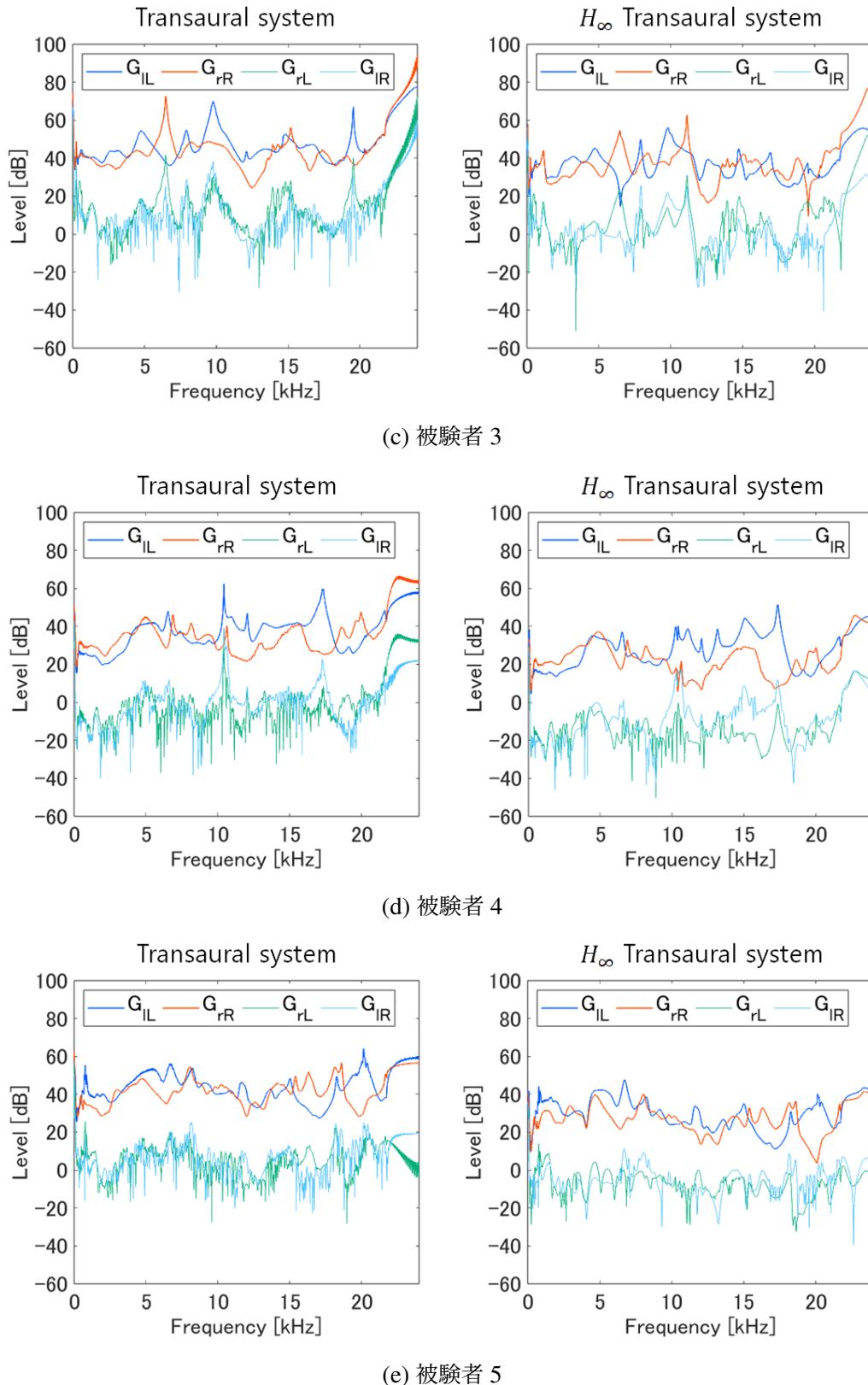


図 3.6: フィルタ特性（続き）

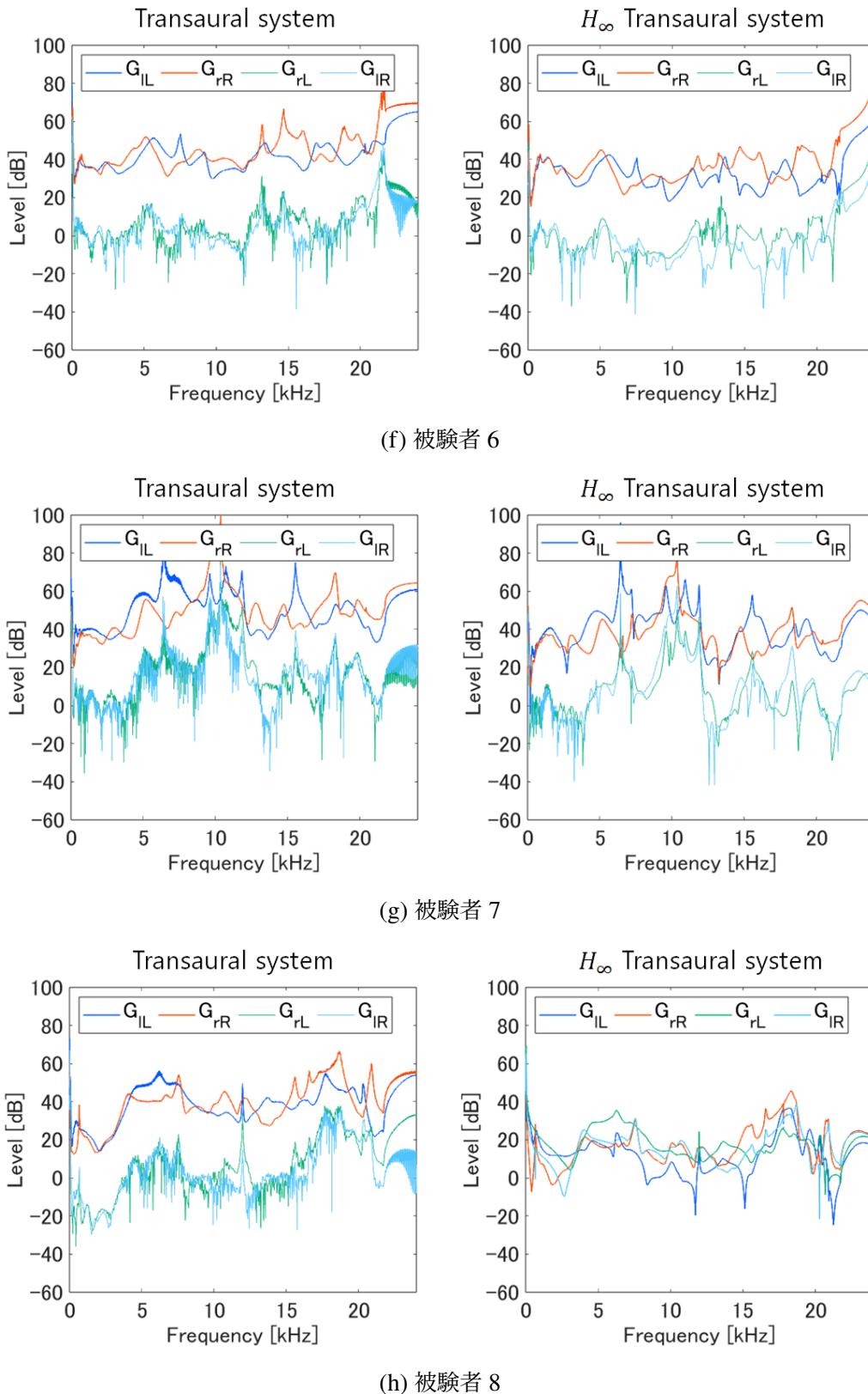


図 3.6: フィルタ特性（続き）

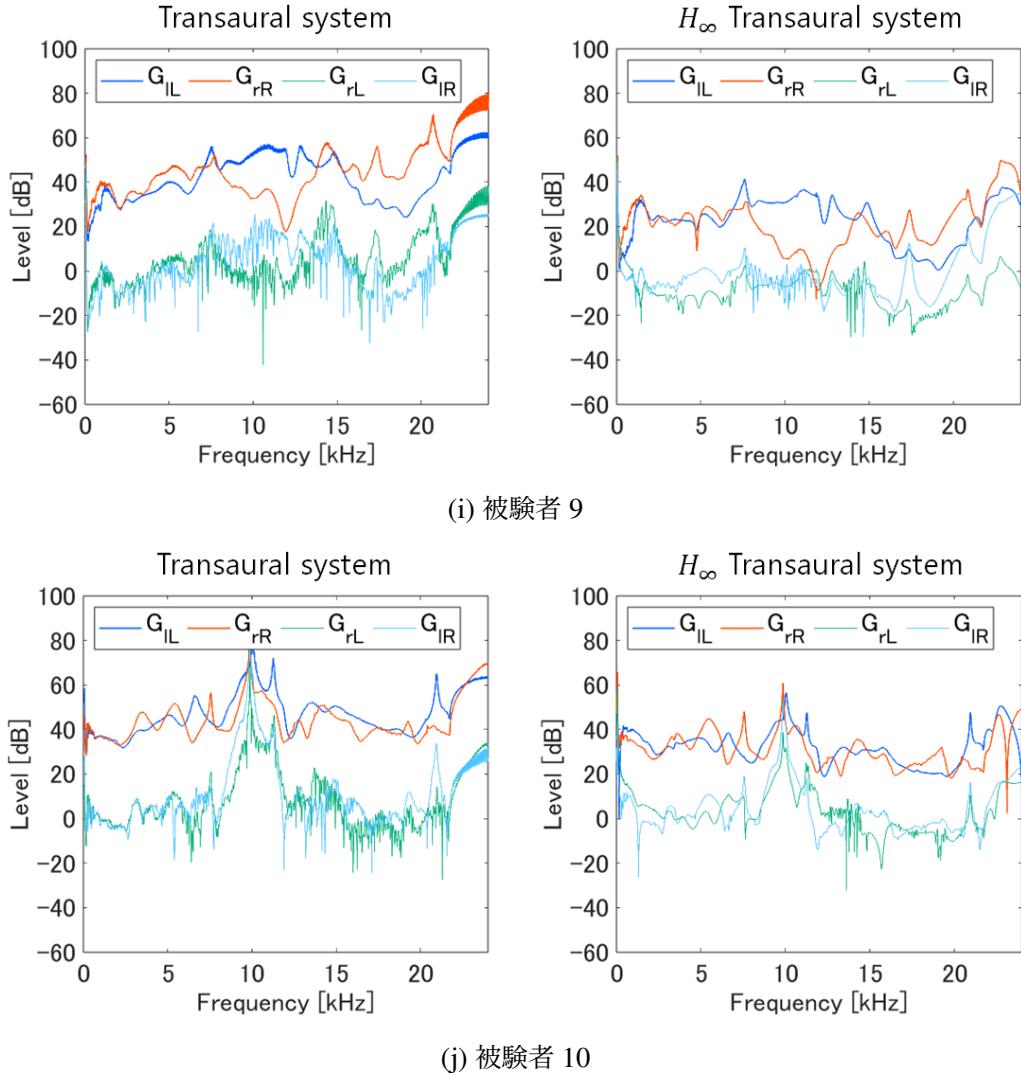


図 3.6: フィルタ特性（続き）

3.3 フィルタによる骨導特性補正に関するシミュレーション実験

3.2 節にて設計したフィルタの補正精度を確認するためにシミュレーション実験を行った。なお、3.1 節にて被験者 1 人につき 20 回分骨導特性を測定したが、そのうち 10 回分をフィルタ設計に用いる学習データ、残りの 10 回分をシミュレーションに用いるテストデータとした。

3.3.1 条件

テストデータに対して設計したフィルタを適用することで、トランスオーラルシステムと H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステムの補正精度を比較した。実験に用いたシステムのブロック図を図 3.7 に示す。なお、 $H_{Ll}, H_{Lr}, H_{Rl}, H_{Rr}$ はテストデータ、 $G_{lL}, G_{rL}, G_{lR}, G_{rR}$ は設計したフィルタであり、 s_l, s_r は所望信号、 v_l, v_r は両耳にて観測される信号である。

まず、両耳にて観測される信号 v_l, v_r の再現精度を確認するため、両耳の所望信号 s_l, s_r として単位インパルス信号を入力した。2.1 節で述べたように、トランスオーラルシステムは所望信号 s_l, s_r と両耳にて観測される信号 v_l, v_r が等しくなるようにフィルタを設計する。そのため、両耳にて観測される信号 v_l, v_r の特性が入力信号 s_l, s_r の特性に近づくほどフィルタ精度が良い。ここで、本実験における所望信号は単位インパルス信号であり、インパルス信号の振幅特性および群遅延特性は平坦である。よって、両耳にて観測される信号 v_l, v_r の振幅特性および群遅延特性の分散より補正精度を評価できる。分散は次式より求めた。

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (|V(n)| - |\bar{V}|)^2} \quad (3.6)$$

ただし、 n は周波数ビン、 N は周波数点数、 $|V(n)|$ は観測信号の振幅または群遅延であり、 $|\bar{V}|$ は観測信号の振幅または群遅延の平均である。

次に、クロストークの抑制精度を確認するために、片耳だけに所望信号として単位インパルス信号を入力した。クロストークの抑制精度は、次式より得たクロストーク成分とダイレクト成分の比を比較することで評価した。

$$\beta = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|B_1(n)|}{|B_2(n)|} \quad (3.7)$$

ただし、 $|B_1(n)|$ はクロストーク成分の振幅、 $|B_2(n)|$ はダイレクト成分の振幅である。

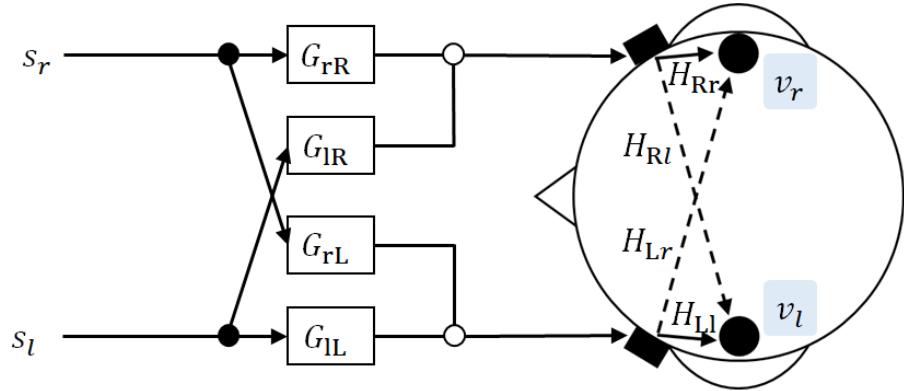


図 3.7: シミュレーション実験のブロック図

3.3.2 結果

両耳にて観測される信号の振幅特性の分散を表 3.5 に示す。なお、表 3.5 は各テストデータに対してフィルタを適用した際に得られた振幅特性の分散の平均値である。表 3.5 より、 H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムの方が分散が小さく、フィルタの補正精度が良いことが分かる。ここで、被験者 2 と被験者 4 を比較すると、被験者 2 の方が補正精度が改善されていることが分かる。これは、被験者によって測定毎

表 3.5: 観測信号の振幅特性の分散

Subject No	Left Amplitude Variance		Right Amplitude Variance	
	Transaural	H_∞	Transaural	H_∞
Subject 1	1.61	0.682	1.76	0.831
Subject 2	1.08	0.106	0.484	0.122
Subject 3	0.797	0.213	0.770	0.494
Subject 4	0.296	0.214	0.319	0.150
Subject 5	0.685	0.193	0.547	0.142
Subject 6	0.465	0.305	1.10	0.597
Subject 7	1.72	0.988	2.91	0.528
Subject 8	0.500	0.222	0.679	0.429
Subject 9	0.638	0.106	0.507	0.0847
Subject 10	0.435	0.312	0.947	0.285
Average	0.823	0.334	1.00	0.366

の骨導特性の変動、つまり摂動にはばらつきがあるためである。また、3.2.3節で述べたように、左右で各周波数における摂動の大小が異なるが、ロバスト性および目標値追従性を1つの重み関数で見積もるように設計したことも原因として考えられる。

両耳にて観測される信号の群遅延特性の分散を表3.6に示す。なお、表3.6は各テストデータに対してフィルタを適用した際に得られた群遅延特性の分散の平均値である。表3.6より、 H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムの方が分散が大きく、フィルタの補正精度が悪いことが分かる。ただし、被験者5や被験者7のように片側だけ補正精度が改善された人もいた。

H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムの群遅延特性が劣化した原因として、ノミナルモデルのモデル化誤差が挙げられる。骨導特性をモデル化した際の群遅延特性を図3.8に示す。なお、青点線は元特性、赤実線はモデル化後の特性である。図3.8より、 H_{Ll}, H_{Rr} の群遅延特性は精度良く再現できている一方で、 H_{Lr}, H_{Rl} の再現度が低いことが分かる。これは、図3.4に示したように H_{Lr}, H_{Rl} の振幅特性は振動的であるため、誤差なくモデル化するためには高いモデル次数を要するためである。また、特異値分解法によるモデル化では振幅が大きい帯域を優先的にモデル化するが、 H_{Ll}, H_{Rr} の振幅は比較的小さいため上手くモデル化できなかった可能性も考えられる。

クロストーク成分とダイレクト成分の比を表3.7に示す。なお、表3.7は各テストデータに対してフィルタを適用した際に得られたクロストーク成分とダイレクト成分

表3.6: 観測信号の群遅延特性の分散 (sample)

Subject No	Left Group delay Variance		Right Group delay Variance	
	Transaural	H_∞	Transaural	H_∞
Subject 1	288	675	590	1221
Subject 2	65	172	67	129
Subject 3	33	62	43	78
Subject 4	40	58	57	79
Subject 5	56	113	129	96
Subject 6	25	98	43	74
Subject 7	125	184	206	128
Subject 8	239	809	305	771
Subject 9	61	188	84	143
Subject 10	18	456	45	279
Average	95	282	157	300

の比の平均値である。表3.7より、 H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムの方がクロストーク成分とダイレクト成分の比が大きく、クロストークの抑制精度が悪いことが分かる。ただし被験者1,3,5,6,7,8を見ると、片側だけであればクロストークの抑制精度が良くなっていること、個人差があることが分かる。

H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムのクロストーク抑制精度が劣化した1原因として、クロストーク成分の摂動の過少な見積もりが挙げられる。2.2節で述べたように H_∞ 制御では、摂動より得た重み関数 \mathbf{W}_t によりロバスト性を設定する。ここで図3.2を確認すると、クロストーク成分 H_{Lr}, H_{Rl} の振幅はダイレクト成分 H_{Ll}, H_{Rr} に比べ20dB程低いことが分かる。そのため、クロストーク成分の摂動はダイレクト成分の摂動に比べ、見積もるべき摂動（両耳にて観測される特性）に対して与える影響が小さい。したがって、 H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムは、骨導特性のダイレクト成分 H_{Ll}, H_{Rr} は精度良く補正できるが、クロストーク成分 H_{Lr}, H_{Rl} は精度良く抑制できない手法になってしまったと考えられる。

また H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムのクロストーク抑制精度が劣化したもう1つの原因として、群遅延特性の補正精度が悪かったことも挙げられる。

以上より、トランスポーラルシステムの振幅特性の補正精度改善に対しては、ロバスト制御の適用が有効であると考えられる。しかし、群遅延特性およびクロストーク抑制の補正精度改善に対しては、ロバスト制御適用の有効性は確認できなかった。

表3.7: クロストーク成分とダイレクト成分の比

Subject No	Left Crosstalk Ratio		Right Crosstalk Ratio	
	Transaural	H_∞ Transaural	Transaural	H_∞ Transaural
Subject 1	0.393	0.661	0.0193	0.0181
Subject 2	0.101	0.114	0.00861	0.0549
Subject 3	0.0347	0.0792	0.0525	0.0345
Subject 4	0.0208	0.0146	0.0288	0.0538
Subject 5	0.0378	0.0342	0.0672	0.0833
Subject 6	0.0231	0.0454	0.0198	0.0132
Subject 7	0.194	0.125	0.0753	0.148
Subject 8	0.148	2.92	0.0677	1.27
Subject 9	0.0624	0.0874	0.0512	0.159
Subject 10	0.0246	0.0812	0.0689	0.0781
Average	0.104	0.416	0.0197	0.0496

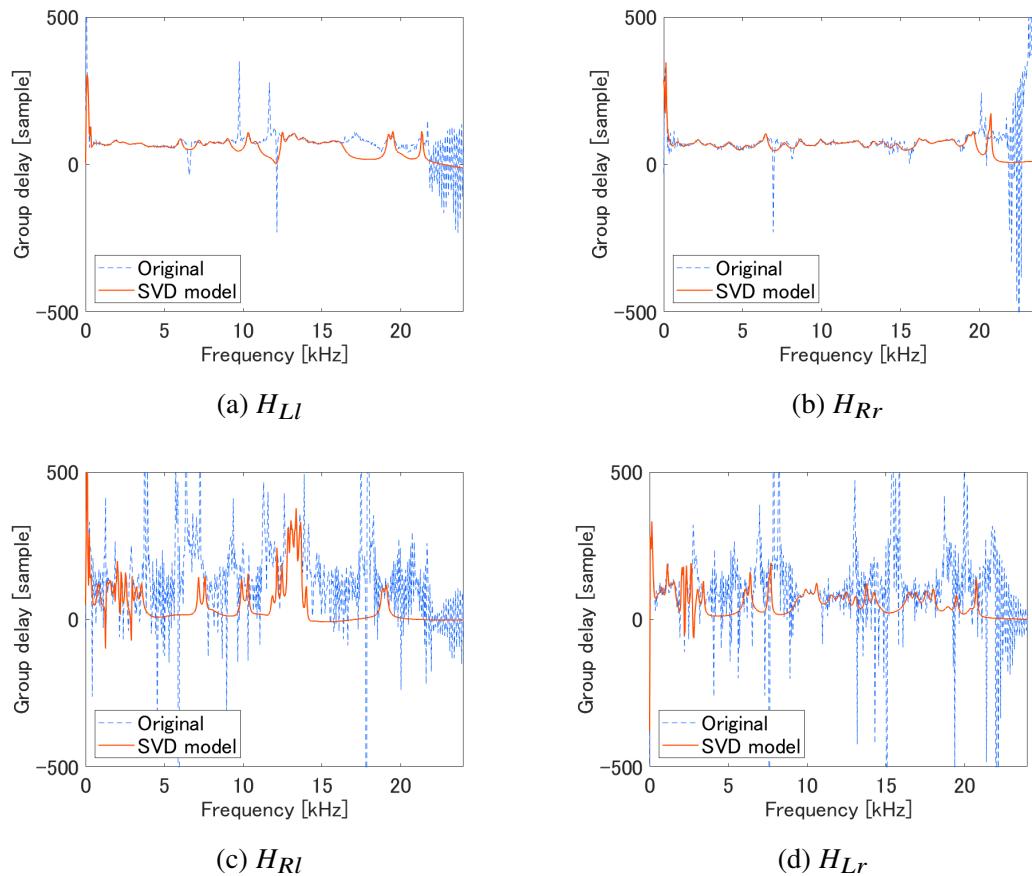


図 3.8: モデル化後の群遅延特性

3.4 音像定位試験

3.2 節にて設計したフィルタの音像定位精度改善に対する有効性を調べるために音像定位試験を行った。ただし、音像定位試験は以下に示す 4 手法について行った。

1. フィルタなし（気導音）
2. フィルタなし（骨導音）
3. トランスオーラルシステムのフィルタ適用（骨導音）
4. H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステムのフィルタ適用（骨導音）

3.4.1 条件

被験者に対して各手法を適用したバイノーラル音源をランダムに呈示し、知覚した方向を回答して貰うことで音像定位精度の比較を行った。バイノーラル音源は、300

~10000Hzまでに帯域制限されたホワイトノイズに、The RIEC HRTF Dataset [29,30]における音響計測用マネキン KEMAR の HRTF（厳密には HRIR）を畳み込むことで作成した。表示方向は 12 方向 (30° 間隔)，表示回数は 1 セット各方向 3 回とし，計 3 セット試行した。ただし，骨伝導においては定位試験 1 セット毎に骨伝導ヘッドホンを再装着して貰った。ここで，本実験システムのブロック図は図 3.7 同様であり， $H_{Ll}, H_{Lr}, H_{Rl}, H_{Rr}$ がテストデータではなく実際の骨導特性となるだけである。本実験条件を表 3.8 に，本実験にて用いた定位試験用アプリを図 3.9 に示す。

表 3.8: 音像定位試験の実験条件

number of subjects	10
test sound	White noise (band limited from 300-10000Hz)
HRTF	The RIEC HRTF Dataset (KEMAR)
number of reproducing	$12 \times 3 \times 3$
AC Headphone	Sennheiser, HD600
BC Headphone	shokz, OPENRUN

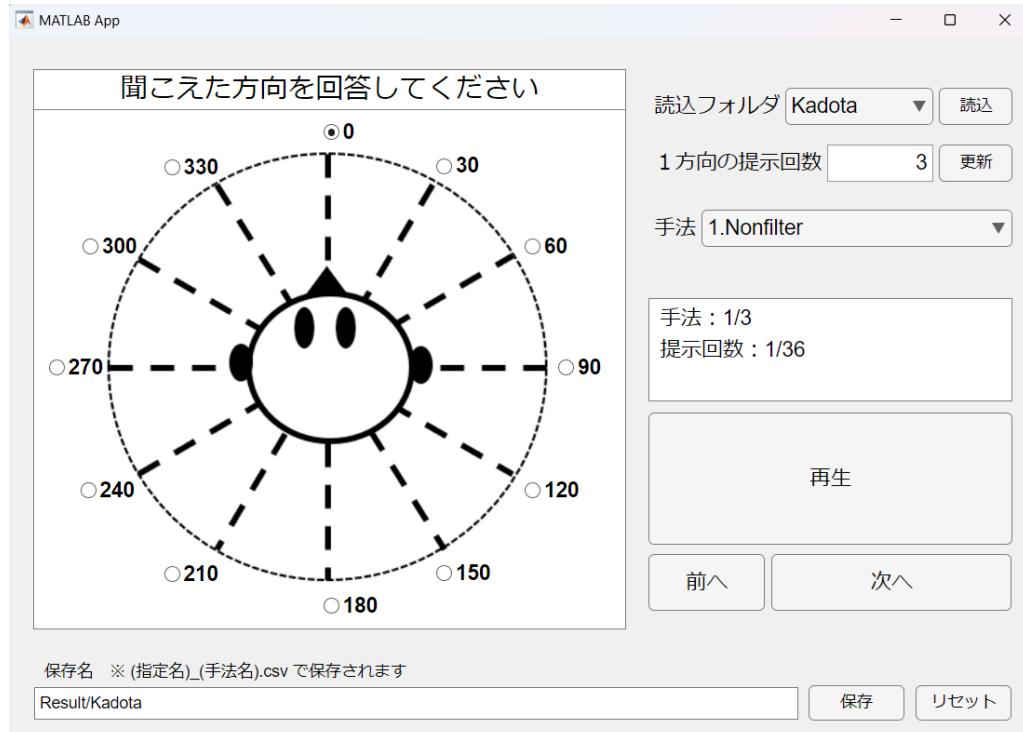


図 3.9: 音像定位試験用アプリ

3.4.2 結果

音像定位試験の定位分布図を図3.10に、正答率を表3.9、平均定位誤差を表3.10、前後誤判定率を表3.11に示す。ただし、図3.10において横軸は提示した音源方向、縦軸は被験者が知覚した音源方向であり、各円の大きさは回答回数である。また、黒実線上に大きな円が並ぶほど定位精度が良く、黒点線上に大きな円が並ぶほど前後の誤判定が多い。なお、骨伝導に比べ気導の正答率が低かった被験者3,5,6は評価対象外とした。

表3.9～3.11より、トランスポーラルシステムに比べ H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステムの方が高い正答率、低い平均定位誤差および前後誤判定率を得られており、音像定位精度が高いことが分かる。一方で、骨導特性の補正前（フィルタなし）よりも補正後（トランスポーラルシステムおよび H_∞ 制御を用いたトランスポーラルシステム適用後）の方が骨伝導の音像定位精度が低いことが分かる。

骨導特性補正により音像定位精度が低下した1原因として、補正後の所望特性をフラットとしたことが挙げられる。本論文では、所望信号を受聴者の外耳道内で再現するよう、つまりデバイスから外耳道内までの伝達特性がフラットとなるようにフィルタを設計した。しかし、図3.11に示すように、音像定位精度の高い気導型ヘッドホンにおけるデバイスから外耳道内までの伝達特性はフラットではない。このことから、過度に骨導特性を補正したため、補正後の音像定位精度が低下した可能性が考えられる。したがって、補正後の所望特性はフラットではなく、音像定位精度の高い気導型ヘッドホンなどの伝達特性の方が望ましいと考える。

骨導特性補正により音像定位精度が低下したもう1つの原因として、マイク装着位置が挙げられる。マイク装着位置が変化した際の骨導特性の変動を図3.12に示す。図3.12より、マイク装着位置が変化することで測定される骨導特性が大きく変動していることが分かる。このことから、測定時のマイク装着位置が悪く、上手く測定できなかったデータから得られたフィルタを用いて骨導特性を補正をしたため、補正後の音像定位精度が低下した可能性が考えられる。したがって、マイク装着位置のキャリブレーション法の確立が必要であると考える。

以上より、トランスポーラルシステムの音像定位精度改善に対し、ロバスト制御の適用が有効であると考えらえる。一方で、骨伝導の音像定位精度改善に対し、所望特性をフラットにしたトランスポーラルシステム適用は有効でない可能性が示唆された。

表 3.9: 音像定位試験の正答率 (%)

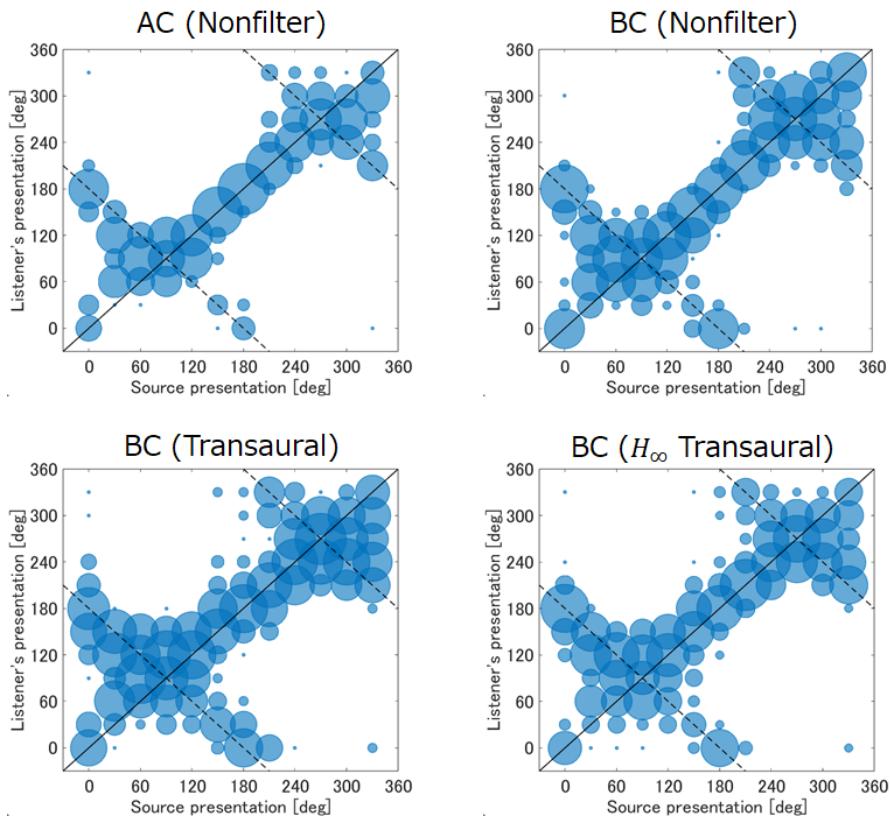
Subject No	AC	BC	BC Transaural	BC H_∞ Transaural
Subject 1	30.6	25.9	24.1	28.7
Subject 2	55.6	50.0	34.3	26.9
Subject 3	36.1	37.0	30.6	30.6
Subject 4	33.3	26.9	20.4	33.3
Subject 5	13.9	26.9	20.4	12.0
Subject 6	16.7	26.9	14.8	15.7
Subject 7	44.4	37.0	25.9	30.6
Subject 8	38.9	38.9	29.6	39.8
Subject 9	58.3	40.7	39.8	38.0
Subject 10	47.2	39.8	19.4	31.5
Average	37.5	35.0	25.9	28.7
Average (remove 3, 5, 6)	44.1	37.0	27.7	32.7

表 3.10: 音像定位試験の平均定位誤差 (deg)

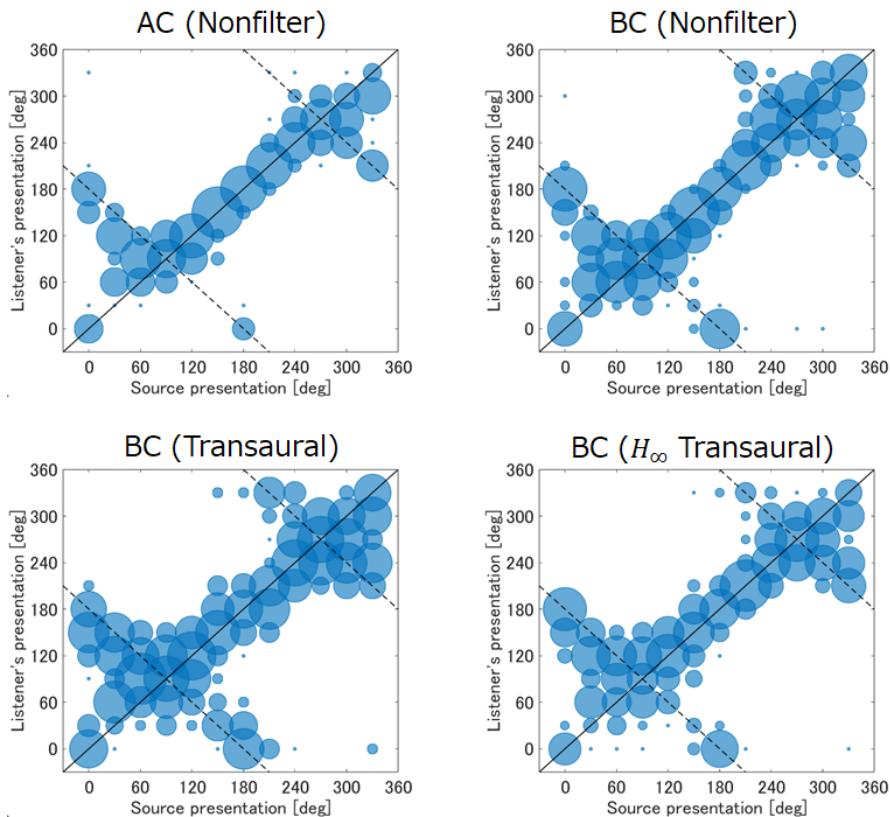
Subject No	AC	BC	BC Transaural	BC H_∞ Transaural
Subject 1	40.0	45.6	51.9	49.4
Subject 2	30.0	31.4	49.4	56.1
Subject 3	40.0	49.2	49.4	53.1
Subject 4	44.2	42.5	59.7	42.8
Subject 5	64.2	52.2	48.9	57.5
Subject 6	47.5	57.5	73.3	70.8
Subject 7	43.3	42.2	53.3	47.8
Subject 8	31.7	45.3	41.4	40.0
Subject 9	19.2	37.5	38.1	40.6
Subject 10	41.7	42.2	53.1	51.7
Average	40.2	44.6	51.9	51.0
Average (remove 3, 5, 6)	35.7	41.0	49.6	46.9

表 3.11: 音像定位試験の前後誤判定率 (%)

Subject No	AC	BC	BC Transaural	BC H_∞ Transaural
Subject 1	16.7	24.1	32.4	27.8
Subject 2	13.9	13.0	30.6	39.8
Subject 3	25.0	37.0	33.3	38.9
Subject 4	36.1	26.9	39.8	30.6
Subject 5	41.7	32.4	28.7	38.9
Subject 6	27.8	42.6	54.6	51.9
Subject 7	30.6	30.6	40.7	32.4
Subject 8	13.9	23.2	20.4	20.4
Subject 9	5.56	18.5	20.3	24.1
Subject 10	30.6	30.6	37.0	40.7
Average	24.2	27.9	33.8	34.5
Average (remove 3, 5, 6)	21.0	23.8	31.6	30.8



(a) 全被験者の結果



(b) 被験者 3, 5, 6 を除いた結果

図 3.10: 音像定位試験の結果

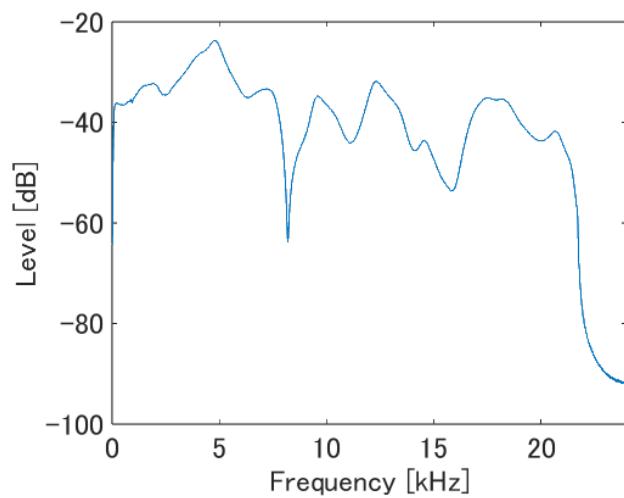


図 3.11: 気導型ヘッドホンの伝達特性

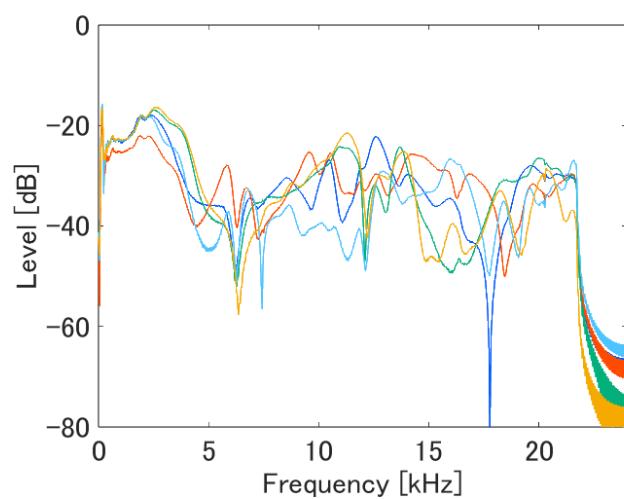


図 3.12: マイク装着位置変化による骨導特性の変動

第4章

おわりに

4.1 まとめ

本論文では、骨伝導の音像定位精度の低い原因として考えられる骨導特性の補正法としてロバスト制御の適用を提案し、その有効性調査を行った。なお、ロバスト制御法としては H_∞ 制御を用いた。

シミュレーション実験では、実測した骨導特性（デバイス装着位置の変化により変動した特性）を用いてトランスオーラルシステムおよび H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステムの補正精度比較を行った。その結果、 H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステムの方が振幅特性の補正精度が高く、ロバスト制御適用が振幅特性の補正精度向上に有効であることが示唆された。一方で、群遅延特性の補正精度およびクロストークの抑制精度は低く、ロバスト制御適用の有効性は確認できなかった。これらの原因としては、プラントのモデル化誤差やクロストーク成分の摂動の過少な見積もりなどが考えられる。

また音像定位試験では、補正フィルタの有無による音像定位精度の比較を行った。その結果、トランスオーラルシステムに比べ H_∞ 制御を用いたトランスオーラルシステムの方が定位精度が高く、ロバスト制御適用がトランスオーラルシステムの音像定位精度向上に有効であることが示唆された。一方で、骨導特性補正前に比べ補正後の音像定位精度は低く、所望特性をフラットとしたトランスオーラルシステム適用は骨伝導の音像定位精度向上には有効でない可能性が示唆された。これは、補正後の所望特性をフラットとしたことや、マイク装着位置変化による骨導特性の変動などが原因として考えられる。

4.2 今後の展望

本論文では、音像定位試験において呈示するバイノーラル音源をダミーヘッドの HRTF データセットを用いて作成した。しかし HRTF の個人性は強く、特性が異なる他人の HRTF を用いた場合、前後誤判定が増え [31] 音像定位精度が低下する。特にダミーヘッドの HRTF を用いた場合、平均定位誤差 43° 、前後誤判定率 $37.3\sim50.2\%$ [32] といったように音像定位精度が著しく低下する。そのため、高い音像定位精度を得るためにも本人の HRTF を利用する必要がある。よって、本人の HRTF を用いた際のロバスト制御適用の有効性調査が必要だと考える。

また、ロバスト制御適用により群遅延特性の補正精度およびクロストーク抑制精度が劣化したため、これらを精度良く補正できる手法の検討が必要だと考える。

加えて、骨導特性補正により音像定位精度が低下したため、その原因として考えられる補正後の所望特性の検討や、マイク装着位置のキャリブレーション法の検討が必要だと考える。

謝辞

本研究の遂行にあたり、指導教官として終始多大なご指導を賜った、杉田泰則准教授に深謝致します。また、圓道知博教授、並びに南部功夫准教授には、本論文の作成にあたり副査として適切なご助言を賜りました。ここに深謝の意を表します。加えて、本研究に関する相談や被験者実験へのご協力を頂いた信号処理応用研究室の皆様に感謝致します。最後に、これまでの学生生活を支えて頂いた両親に感謝の意を表し、謝辞とさせて頂きます。

参考文献

- [1] 厚生労働省社会・援護局障害保健福祉部,”平成28年生活のしづらさなどに関する調査（全国在宅障害児・者等実態調査）結果,” 2018.
- [2] 厚生労働省社会・援護局障害保健福祉部企画課,”平成18年身体障害児・者実態調査結果,” 2008.
- [3] 森川大輔, ”はじめての音像定位実験,” 日本音響学会誌, 74巻, 10号, pp.547-554, 2018.
- [4] 西館有沙, 水野智美, 徳田克己, ”移動支援機器の活用を阻む視覚障害者の心理的要因,” 日本心理学会第79回大会, p.435, 2015.
- [5] J.Tonndorf, ”Bone conduction. Studies in experimental animals,” Acta OtoLaryngol., Suppl. 213, pp.1-132, 1966.
- [6] S.Stenfelt, N.Hato, and R.L.Goode, ”Factors contributing to bone conduction: the middle ear,” J. Acoust. Soc. Am. 111(2), pp.947-959, 2002.
- [7] S.Stenfelt, T.Wild, N.Hato, and R.L.Goode, ”Factors contributing to bone conduction: the outer ear,” J. Acoust. Soc. Am. 113(2), pp.902-913, 2003.
- [8] S.Stenfelt, ”Middle ear ossicles motion at hearing thresholds with air conduction and bone conduction stimulation,” J. Acoust. Soc. Am. 119(5), pp.2848-2858, 2006.
- [9] J.Mejia, C.Nguyen, I.Yeend, T.Loi, R.Cowan, H.Dillon, ”Bone-Conduction Hearing Aids: Into the (Near) Future,” The Hearing Journal. 68(8), pp.30-34, 2015.
- [10] S.Stenfelt, ”Acoustic and Physiologic Aspects of Bone Conduction Hearing,” Advances in Oto-Rhino-Laryngology, 71, pp.10-21, 2011.
- [11] K.Ito, and S.Nakagawa, ”Self-demodulation of amplitude-modulated signal components in amplitude-modulated bone-conducted ultrasonic hearing,” Japanese Journal of Applied Physics, 54, 07HF07, 2015.
- [12] 伊藤一仁, ”骨導聴覚の知覚機序に関する実験的考察,” 純真学園大学雑誌, 11号, 2021.
- [13] A.F.Snik, A.J.Beynon, E.A.Mylanus, C.T.van der Pouw, and C.W.Cremers, ”Binaural application of the bone-anchored hearing aid,” Ann. Otol. Rhinol. Laryngol. 107(3),

- pp.187 – 193, 1998.
- [14] B.N.Walker, and R.M.Stanley, "Evaluation of Bone-Conduction Headsets for Use in Multitalker Communication Environments," Proc. Hum. Factors Ergon. Soc. Annu. Meet., 49(17), pp.1615 – 1619, 2005.
- [15] Bosun Xie, "Head-Related Transfer Function and Virtual Auditory Display," J. Ross Publishing., 2013.
- [16] J.Zwislocki, "Acoustic Attenuation between the Ears," J. Acoust. Soc. Am 25 (4), pp.752 – 759, 1953.
- [17] Irwansyah, S.Otsuka, and S.Nakagawa, "Improved Low-Frequency Crosstalk Cancellation in Bone Conduction Using Bone Transducers and Probe Microphone," IEEE Access, 10, pp.79201-79212, 2022.
- [18] M.R. Schroeder and B.S. Atal, "Computer simulation of sound transmission in rooms," IEEE Int. Conv. Rec., Part 7, pp.150 – 155, 1963.
- [19] P. Damaske and V. Melert, "Ein Verfahren zur richtungstreuen Schallabbildung des oberen Halbraumes über zwei Lautsprecher," Acustica, 22, pp.153 – 162, 1969.
- [20] P. Damaske, "Head-related two-channel stereophony with loudspeaker reproduction," J. Acoust. Soc. Am., 50, pp.1109 – 111, 1971.
- [21] 浜田晴夫, "基準的収音・再生を目的とする Orthostereophonic System の構成," 音響学会誌, 39, 5, pp.337 – 348, 1983.
- [22] 平田 光男, "実践ロバスト制御," コロナ社, 2017.
- [23] T. Samejima, Y. Sasaki, I. Taniguchi and H. Kitajima, "Robust transaural sound reproduction system based on feedback control," Acoust. Sci. & Tech., 31, 4, pp.251-259, 2010.
- [24] K. Glover and J. C. Doyle, "State space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ -norm bound and relations to risk sensitivity," Syst. Control Lett., 11, pp.167 – 172, 1988.
- [25] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar and B. A. Francis, "State space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems," IEEE Trans. Autom. Control, 34, pp.831 – 847, 1989.
- [26] M. G. Safonov, D. J. N. Limebeer and R. Y. Chiang, "Simplifying the H_∞ theory via loop-shifting, matrix-pencil and descriptor concepts," Int. J. Control, 50, pp.2467 – 248, 1989.
- [27] K. Glover, D. J. N. Limebeer, J. C. Doyle, E. M. Kasenally and M. G. Safonov, "A characterization of all solutions to the four block general distance problem," SIAM J. Control Optimization, 29, pp.283 – 324, 1991.

- [28] 佐々木 陽, 鮫島 俊哉, ”音場の実験モード解析型多入力多出力システム同定について,” 音響学会誌, 66, 2, pp.56-64, 2010.
- [29] K. Watanabe, Y. Iwaya, Y. Suzuki, S. Takane, and S. Sato, ”Dataset of head-related transfer functions measured with a circular loudspeaker array,” Acoust. Sci. & Tech. 35(3), 159 – 165, 2014.
- [30] K. Watanabe, ”The RIEC HRTF Dataset,” <https://www.riecl.tohoku.ac.jp/pub/hrtf/index.html>.
- [31] M.Morimoto and Y.Ando, ”On the simulation of sound localization,” J. Acoust. Soc. Jpn. (E), 1, pp.167 – 184, 1980.
- [32] H.Møller, C.B.Lensen, D.Hanmmershøi, C.B.Jensen and M.F.Sørensen, ”Evaluation of artificial heads in listening tests,” J. Audio Eng. Soc., 47, pp.83 – 100, 1999.