

長岡技術科学大学大学院  
工学研究科修士論文

題 目  
2位相型ロックインアンプを用いた  
DPOAE レベル推定に関する研究

指導教員  
准教授 杉田 泰則

著 者  
電気電子情報工学専攻  
16314181 岸 駿太朗

令和2年2月7日

# **ABSTRACT**

## **A Study on DPOAE Level Estimation using Dual-phase Lock-in Amplifier**

Author : Shuntaro KISHI  
Supervisor : Yasunori SUGITA

Distortion Product Otoacoustic Emission (DPOAE) is a special biological signal which is generated by the non-linearity of the cochlea and emitted to the ear canal when putting two pure-tone stimuli with different frequencies into the ear. DPOAE signal usually has been applied to the medical field, such as newborn hearing tests. Recently, it also has been applied to estimate the difference of transfer function between air-conduction sounds and bone-conduction sounds, or biometric authentication technology.

The DPOAE measurement is difficult because DPOAE is a very small signal compared to two input stimuli. Thus, it is generally measured by a combination of Discrete Fourier Transform (DFT) and arithmetic mean. However, for high accuracy DPOAE estimation, high resolution of frequency and more averaging calculating are required. Therefore, the measuring time becomes longer, and it leads to an increase in the burden of subjects.

As other methods for measuring DPOAE, there is a method using Lock-in Amplifier (LIA). LIA can extract a specific frequency component in the measurement signal as a DC component by multiplying the measurement signal and the reference signal. In recent years, the DPOAE measurement method using LIA have been proposed. However, this method has mainly two problems. The first problem is that the phase adjustment of the reference signal is required because of using single-phase LIA (LIA-I) which has just one reference signal. The other problem is that the circuit scale becomes too large because of using a high-order FIR low-pass filter.

This paper proposes a method for DPOAE level estimation using dual-phase LIA (LIA-II) which has two reference signals to eliminate the requirement of the phase adjustment. In the proposed method, IIR filters are used to reduce the circuit scale from becoming too large. Furthermore, the proposed method decreases unnecessary frequency components in the measurement signal by an IIR low-pass filter and five IIR notch-filters and extracts only the DPOAE signal as a DC component.

Some simulations on DPOAE level estimation were conducted using pseudo data. As a result, it was confirmed that the proposed method has a shorter time and higher accuracy, compared to the general method using DFT and arithmetic mean. Also, it was confirmed that the estimation error is stable regardless of the measurement frequency, because LIA does not depend on frequency resolution. Furthermore, the proposed method achieved the same convergence speed and estimation accuracy with a smaller circuit than the conventional method which has a high-order FIR low-pass filter.

# 目次

第 1 章	はじめに	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的	2
1.3	本論文の構成	2
第 2 章	本研究の基礎となる知識・手法	3
2.1	耳音響放射 (OAE)	3
2.2	歪成分耳音響放射 (DPOAE)	4
2.3	離散フーリエ変換 (DFT) を用いた DPOAE レベル推定	6
2.4	ロックインアンプ (LIA)	7
2.5	2 位相型ロックインアンプ (LIA-II)	10
2.6	まとめ	11
第 3 章	提案法	12
3.1	先行研究 [12]	12
3.2	LIA-II を用いた DPOAE レベル推定	13
3.3	LIA に用いるフィルタの組み合わせの検討	15
3.4	提案法	17
3.5	まとめ	20
第 4 章	シミュレーション	21
4.1	シミュレーション条件	21
4.2	シミュレーション結果	23
4.3	まとめ	28
第 5 章	おわりに	29

謝辞	30
参考文献	31
発表実績	33

# 第1章

## はじめに

### 1.1 研究背景

耳音響放射（OtoAcoustic Emissions: OAE）は、蝸牛で生成されて内耳から外耳道方向へ放射される特殊な生体信号である[1]。OAEの一種である歪成分耳音響放射（Distortion Product OtoAcoustic Emissions: DPOAE）は、周波数の異なる2つの刺激音により誘発されるOAEである。DPOAEは、新生児の難聴スクリーニング検査といった医療分野をはじめ、骨導音の伝達特性の推定[2]や、生体認証[3]などにも応用されている。

DPOAE信号は、入力する2つの刺激音に比べて非常に微小な信号であり、測定が難しい。一般的にDPOAEの測定には、離散フーリエ変換（Discrete Fourier Transform: DFT）[4]と加算平均を組み合わせた方法が用いられる。DFTを用いてDPOAEを正確に推定するには、十分な周波数分解能で解析を行う必要がある。DFTの周波数分解能は測定データのデータ長に依存するため、少ない測定データでは周波数分解能が足りず、DPOAEの推定が行えない。また、推定精度の向上のためには、DFTで得られた複数のスペクトルで加算平均を行う必要がある。加算平均回数を増やすと、必要な測定データは加算平均回数に比例して増加する。以上より、十分な周波数分解能や加算平均回数の確保のためには、より多くの測定データが必要となる。これは実測において、測定時間の増加、つまり被験者負担の増加に直結するという問題がある。

DPOAEを測定するための別の手法に、ロックインアンプ（Lock-in Amplifier: LIA）[5-7]を用いる方法がある。LIAは信号計測技術の一つであり、参照信号を用いることで測定信号に含まれる所望の周波数成分を抽出する。DFTと違い周波数分解能を考慮する必要がなく、かつ入力1サンプル毎に出力が得られるため、DFTよりも少ないデータでより多くの出力を得ることができる。一方で欠点として、最も基本的な構成のLIAでは測定信号と参照信号の位相が0でないと正しい出力が得られないため、参照信号の位相を調整する必要がある。また、LIAでは不要な周波数成分を除去するためにローパスフィル

タを用いるが、急峻な特性をもった高次のフィルタが要求されるため、回路規模が大きくなってしまう。

## 1.2 研究目的

本論文では、DPOAE 測定の短時間化を目的とし、2 位相型ロックインアンプを用いた DPOAE レベル推定法を提案する。刺激音と DPOAE を模した合成信号にノイズを付加した疑似データに対する DPOAE レベル推定シミュレーションを行い、周波数分解能に依存しない、より短い時間での DPOAE レベル推定を目指す。

## 1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。第 2 章では、本論文で用いる基礎的な技術について述べる。第 3 章では、DPOAE レベル推定に関する従来法とその問題点、およびそれを解決するための提案法について述べる。第 4 章では、疑似データに対する DPOAE 推定シミュレーションを行い、収束速度と推定誤差を比較することで提案法の有用性を検証する。第 5 章では、本論文の結論を述べる。

## 第2章

# 本研究の基礎となる知識・手法

本章では、本論文で用いる基礎的な知識・手法について説明する。2.1節では、特殊な生体信号である耳音響放射（OAE）について説明する。2.2節では、OAEの一種である歪成分耳音響放射（DPOAE）について説明する。2.3節では、周波数解析手法である離散フーリエ変換（DFT）と、それを用いたDPOAEレベル推定法について説明する。2.4節では、信号計測技術の一つであるロックインアンプ（LIA）について説明する。2.5節では、LIAの拡張型である2位相型ロックインアンプ（LIA-II）について説明する。

### 2.1 耳音響放射（OAE）

内耳には蝸牛と呼ばれる聴覚を司る感覚器官がある。外耳に入った音波は、外耳道を通して鼓膜へと伝わる。その振動は鼓膜から内耳へと伝わり、蝸牛に音刺激として届く。蝸牛内の基底板が振動することで基底板上の有毛細胞が興奮し、パルスを生じる。その電気信号が聴神経を経て大脳へ伝えられ、音として知覚される。

それに対し、蝸牛で音が生成されて外耳道へ放射される現象が1978年に報告された[1]。この現象は耳音響放射（Otoacoustic Emissions: OAE）と呼ばれている。OAEは、外有毛細胞の機械的運動（収縮・伸張）により増強された基底板の振動が、中耳・外耳道方向へ伝搬・放射される信号の総称である。

OAEの分類を表2.1に示す。OAEには、音刺激に関係なく外耳道へ放射される自発耳音響放射（Spontaneous Otoacoustic Emissions: SOAE）と、音刺激によって誘発される耳音響放射（Evoked Otoacoustic Emissions: EOAE）がある。EOAEはさらに、クリックやトーンバーストのような短音刺激によって誘発される誘発耳音響放射（Transient Evoked Otoacoustic Emissions: TEOAE）と、周波数の異なる2つの純音で同時に刺激した際に歪成分として生成される歪成分耳音響放射（Distortion Product Otoacoustic Emissions: DPOAE）に分類される。

表 2.1 OAE の種類

種類	発生要因
自発耳音響放射 (SOAE)	音刺激と無関係で自発的
誘発耳音響放射 (TEOAE)	クリックやトーンバーストなどの短音刺激
歪成分耳音響放射 (DPOAE)	周波数の異なる 2 つの純音による刺激

## 2.2 歪成分耳音響放射 (DPOAE)

DPOAE は、EOAE の一種で、十分な振幅を持った周波数の異なる 2 つの純音（刺激音）を耳に入力することで、蝸牛の非線形性により刺激音の歪成分が生成・放射される信号である。DPOAE 信号は、2 つの刺激音の周波数の和音・差音・結合音を含んでいる。DPOAE は蝸牛内の外有毛細胞の働きに由来することから、一般に主観的な聴覚検査の実施が困難とされる、新生児の難聴スクリーニング検査などに用いられている。また、近年ではこのような医療分野以外にも、気道音と骨導音の伝達特性差の推定 [2] や、生体認証 [3] などに応用されている。

ここで、耳に入力する 2 つの刺激音の周波数をそれぞれ  $f_1, f_2$  ( $f_1 < f_2$ ) とする。放射される DPOAE の大きさは 2 つの刺激音の周波数に依存しており、周波数比が  $f_2/f_1 = 1.22$  付近のときに最も大きく放射されることが確認されている [8]。また、放射される DPOAE のうち、 $2f_1 - f_2$  周波数成分が他の非線形成分に対して最も顕著に観測可能であることが確認されている [9]。DPOAE の音圧は刺激音の音圧によって変化するが、その変化は非線形的であることが知られている [10]。

実際に  $f_2 = 1000\text{ Hz}$ ,  $f_1 = 820\text{ Hz}$  ( $\approx 1000/1.22$ ) として DPOAE を測定したときの周波数スペクトルを図 2.2 に示す。これを見るとわかるように、DPOAE は入力する刺激音に比べて非常に微小な信号であるため、測定するのが難しい。次節で、一般的に用いられる DPOAE 測定法について説明する。

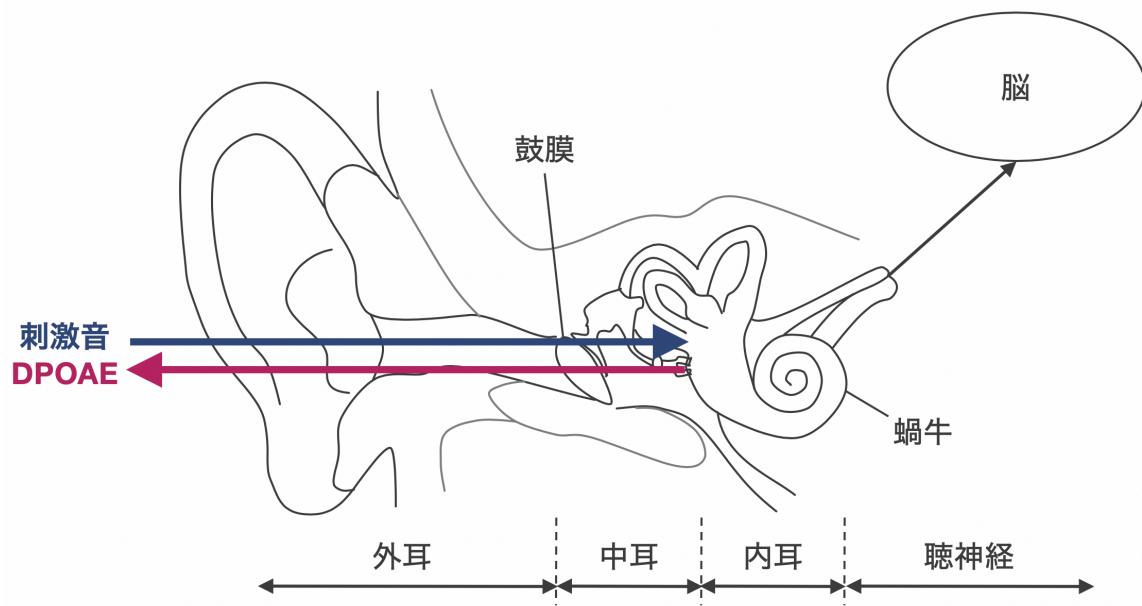
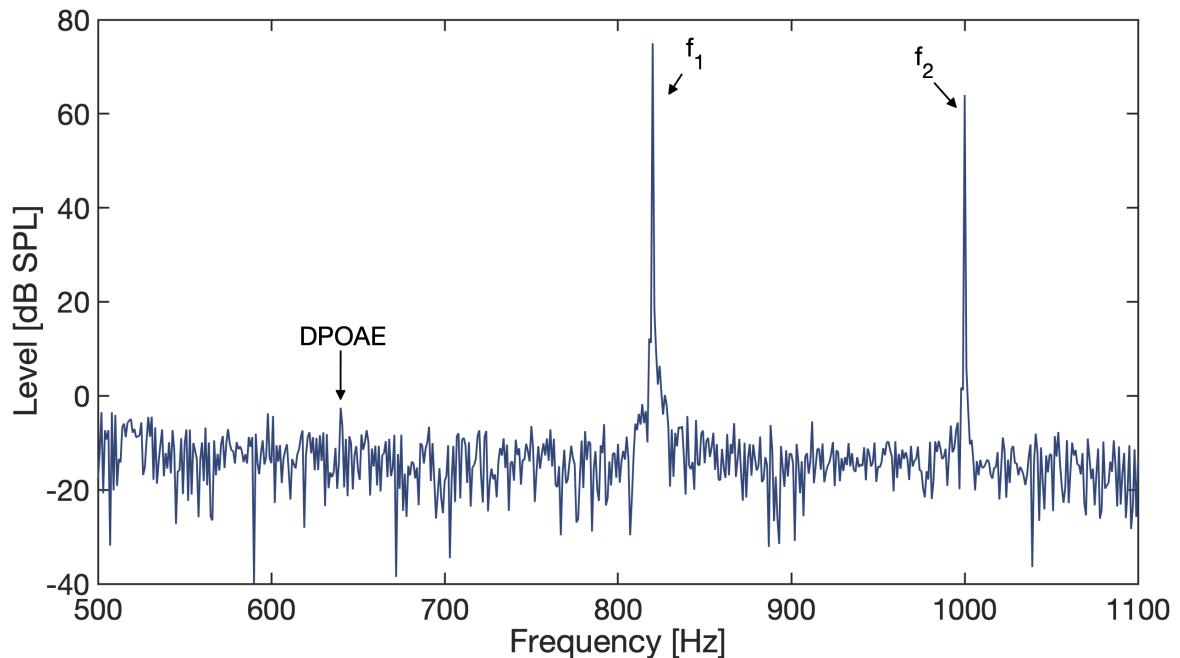


図 2.1 DPOAE 発生の概要図

図 2.2 DPOAE 測定信号のスペクトル ( $f_1 = 820\text{ Hz}$ ,  $f_2 = 1000\text{ Hz}$ )

## 2.3 離散フーリエ変換（DFT）を用いた DPOAE レベル推定

2.2 節で述べたように、DPOAE 信号は刺激音に比べて非常に小さく、測定が難しい。そこで、一般的には離散フーリエ変換（Discrete Fourier Transform: DFT）[4] と加算平均を組み合わせた方法が DPOAE 測定に用いられる。以下、DFT について説明する。

DFT は、周波数解析によく用いられる手法である。DPOAE の測定信号をフレーム分割して周波数解析を行うことを仮定する。ここで、測定信号  $s$  を次式のようにフレーム長  $N$  で  $K$  個に分割する。

$$s = [s_1 \ s_2 \ \cdots \ s_K]^T \quad (2.1)$$

$$s_k = [s_k(0) \ s_k(1) \ \cdots \ s_k(N-1)]^T; \ k = 1, 2, \ \cdots, K \quad (2.2)$$

DFT のために  $N \times N$  の対称行列  $F$  を定義する。

$$\begin{aligned} F &= \begin{bmatrix} F_N^{0 \times 0} & F_N^{0 \times 1} & F_N^{0 \times 2} & \cdots & F_N^{0 \times (N-1)} \\ F_N^{1 \times 0} & F_N^{1 \times 1} & F_N^{1 \times 2} & \cdots & F_N^{1 \times (N-1)} \\ F_N^{2 \times 0} & F_N^{2 \times 1} & F_N^{2 \times 2} & \cdots & F_N^{2 \times (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_N^{(N-1) \times 0} & F_N^{(N-1) \times 1} & F_N^{(N-1) \times 2} & \cdots & F_N^{(N-1) \times (N-1)} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & F_N & F_N^2 & \cdots & F_N^{N-1} \\ 1 & F_N^2 & F_N^4 & \cdots & F_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & F_N^{N-1} & F_N^{2(N-1)} & \cdots & F_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}; \quad (2.3) \\ F_N &= \exp\left(-j \frac{2\pi}{N}\right) \end{aligned}$$

フレーム分割した  $s_k$  の DFT は次式で与えられる。

$$S_k = F(s_k \odot w) = [S_k(0) \ S_k(1) \ \cdots \ S_k(N-1)]^T \quad (2.4)$$

ここで、 $\odot$  はアダマール積（要素積）、 $w$  は  $N \times 1$  の窓関数である。全フレーム分の  $S_k$  の加算平均を取ることで、録音信号のスペクトルを求め、DPOAE のレベルを推定する。

$$S = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |S_k| \quad (2.5)$$

DFT の周波数分解能はフレーム長  $N$  に依存するため、フレーム長が短すぎると周波数分解能が粗くなり DPOAE 周波数の抽出が正確に行えない。また、DPOAE レベルの推定精度を上げるためには加算平均回数を多く確保する必要があるが、加算平均回数を増やす

と比例的に必要なデータ数は増大する。これは実測においては長時間の測定を要し、被験者の負担が大きくなってしまうという問題が生じる。

## 2.4 ロックインアンプ (LIA)

様々な周波数成分を持つ信号やノイズに埋もれた微小信号から特定の周波数成分のみを取り出す技術の1つとして、ロックインアンプ (Lock-in Amplifier: LIA) [5–7] がある。また、同様の手法としてバンドパスフィルタ (BPF) を用いた信号抽出がある。BPFとLIAの特徴比較を表2.2に示す。LIAはBPFと比較して高い $Q$ での設計が可能である。なお、 $Q$ とは、帯域幅の鋭さの指標であり、中心周波数を $f_c$ 、帯域幅を $\Delta f$ とするとき、 $Q = f_c/\Delta f$ で与えられる。

表2.2 BPFとLIAの特徴比較

手法	$Q$	$f_c$
バンドパスフィルタ (BPF)	100 (10 Hz@1 kHz)	固定 (可変は困難)
ロックインアンプ (LIA)	$\sim 10^7$ (0.1 mHz@1 kHz)	測定信号に追従

次に、LIAの原理について述べる。LIAでは、測定信号に参照信号を乗算することで、所望の周波数成分のみを直流成分として取り出す。LIAのブロック図を図2.3に示す。この基本構成のLIAは、参照信号を1つ用いることから、1位相型ロックインアンプ（以下、LIA-I）とも呼ばれている。まず、測定信号に含まれる所望の周波数成分 $s$ と、所望成分と等しい周波数をもつ参照信号 $s_r$ を定義する。なお、 $A$ は所望成分の振幅、 $\omega$ は所望成分の角周波数、 $\phi$ は測定信号の初期位相、 $\phi_r$ は参照信号の初期位相である。

$$s = A \sin(\omega t + \phi) \quad (2.6)$$

$$s_r = \sin(\omega t + \phi_r) \quad (2.7)$$

次に、これらの信号を乗算することで差の周波数成分と和の周波数成分に分解する。

$$\begin{aligned} s \times s_r &= A \sin(\omega t + \phi) \times \sin(\omega t + \phi_r) \\ &= \frac{A}{2} [\cos\{(\omega - \omega)t + (\phi - \phi_r)\} - \cos\{(\omega + \omega)t + (\phi + \phi_r)\}] \end{aligned} \quad (2.8)$$

ここで、2つの信号の位相差が0、つまり $\phi = \phi_r$ のとき、所望の周波数成分が直流成分として取り出される。

$$s \times s_r = \frac{A}{2} \{1 - \cos(2\omega t + 2\phi)\} \quad (2.9)$$

上式において、所望の成分は右辺第1項部分であるため、交流成分である右辺第2項はローパスフィルタ（LPF）によって除去する。

$$s \times s_r = \frac{A}{2} \quad (2.10)$$

最終的に、測定信号に含まれる所望の周波数成分の振幅  $A$  が求められる。

$$A = 2(s \times s_r) \quad (2.11)$$

以上の原理によって、測定信号から所望の周波数成分のみを取りだすことができる。また、以上の原理を図解したものを図2.4に示す。このLIA-Iを用いて騒音環境下でDPOAE測定を行う方法が提案されている[12]。しかし、LIA-Iには正しい出力を得るために制約が存在する。式(2.11)で所望の周波数成分の振幅を正確に得るには式(2.8)から式(2.9)への過程にあったように、測定信号と参照信号の位相差が0である必要がある。ここで、参照信号に方形波を使用した場合の、位相差によるLIA出力の違いを図2.5に示す。このように、位相差が0以外の場合では、所望の周波数成分の振幅を正確に測定することができない。よって、正確な測定を行うためには、参照信号の位相調整が必要不可欠であり、移相回路と呼ばれる回路を組み込む必要がある。

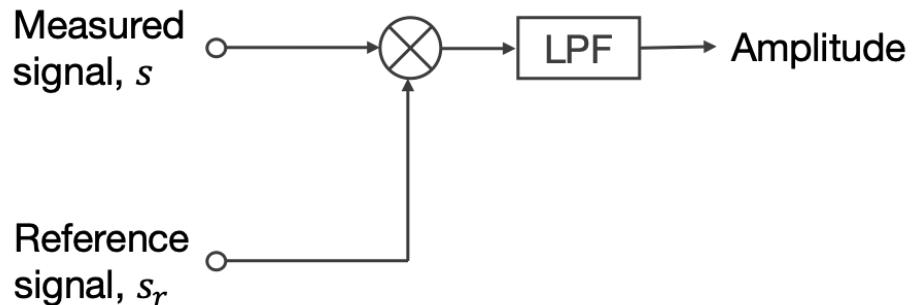


図2.3 LIA-Iのブロック図

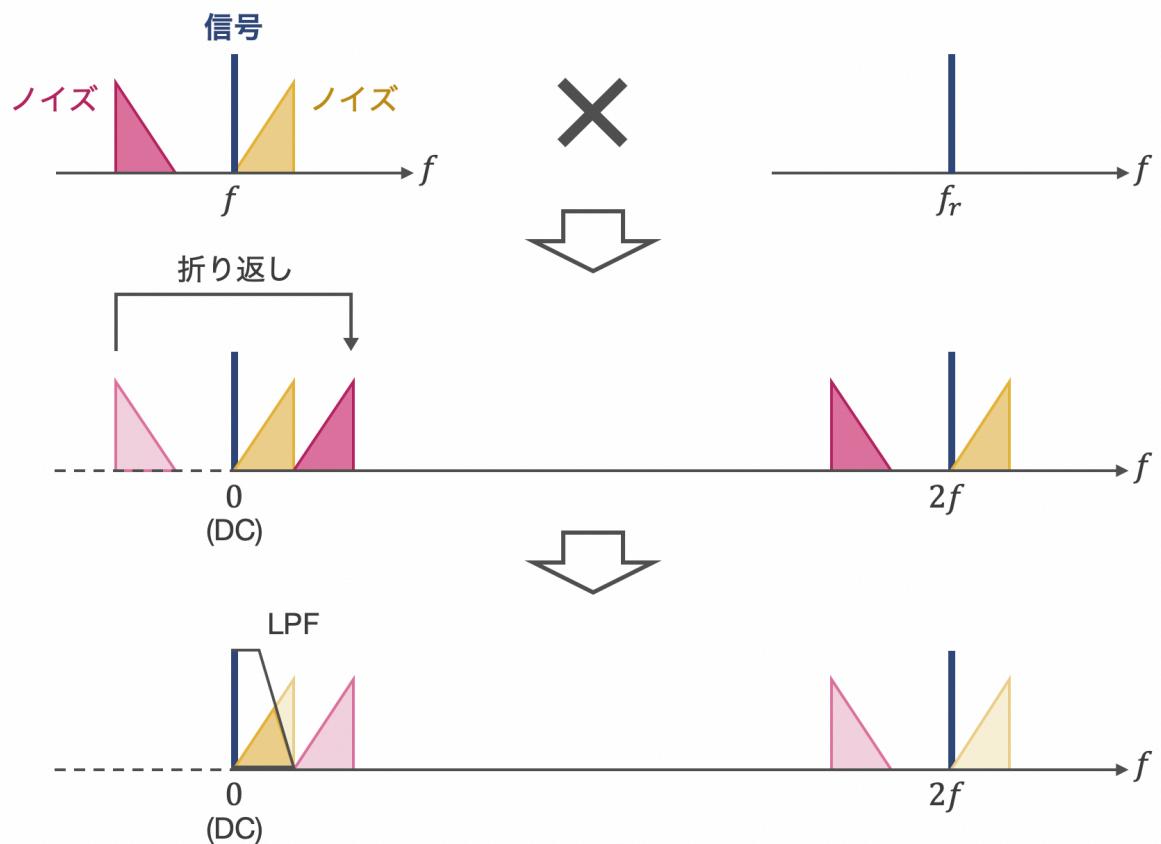


図 2.4 LIA の動作原理図 [11]

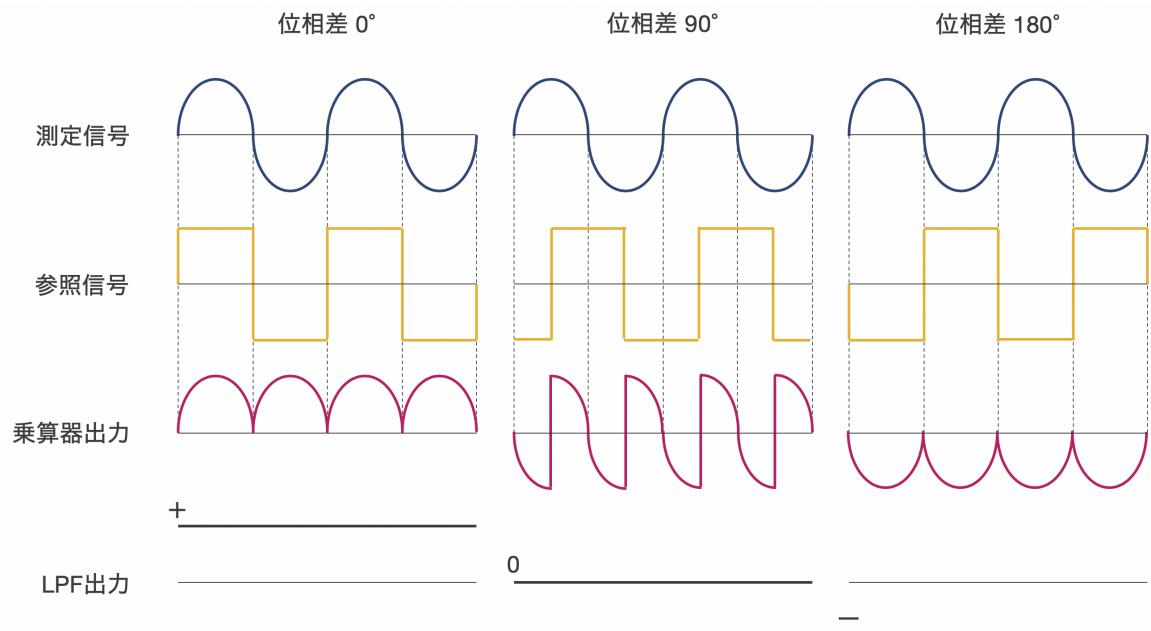


図 2.5 位相差による LIA 出力の変化 [11]

## 2.5 2位相型ロックインアンプ (LIA-II)

2.4節で説明した LIA では、測定信号と参照信号の位相差をなくすための位相調整が必要不可欠であった。この問題を解消するための拡張型 LIA として、2位相型ロックインアンプ（以下、LIA-II）がある。LIA-II のブロック図を図 2.6 に示す。LIA-II では位相の  $90^\circ$  異なる 2つの参照信号を用いることで、位相調整の必要性を排除している。

LIA-II の原理を述べる。まず、測定信号に含まれる所望の周波数成分  $s$  と、所望成分と等しい周波数をもつ 2つの参照信号  $s_{rx}$ ,  $s_{ry}$  を定義する。なお、 $A$  は所望成分の振幅、 $\omega$  は所望成分の角周波数、 $\phi$  は測定信号の初期位相である。

$$s = A \sin(\omega t + \phi) \quad (2.12)$$

$$s_{rx} = \sin(\omega t) \quad (2.13)$$

$$s_{ry} = \cos(\omega t) \quad (2.14)$$

次に、2つの参照信号をそれぞれ  $s$  と乗算することで、直交する 2つの成分に分解する。

$$\begin{aligned} s_x &= s \times s_{rx} \\ &= A \sin(\omega t + \phi) \times \sin(\omega t) \\ &= \frac{A}{2} [\cos\{(\omega t + \phi) - (\omega t)\} - \cos\{(\omega t + \phi) + (\omega t)\}] \\ &= \frac{A}{2} \{\cos \phi - \cos(2\omega t + \phi)\} \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} s_y &= s \times s_{ry} \\ &= A \sin(\omega t + \phi) \times \cos(\omega t) \\ &= \frac{A}{2} [\sin\{(\omega t + \phi) - (\omega t)\} + \sin\{(\omega t + \phi) + (\omega t)\}] \\ &= \frac{A}{2} \{\sin \phi + \sin(2\omega t + \phi)\} \end{aligned} \quad (2.16)$$

その後、2.4節と同様に右辺第2項の交流成分を LPF によって除去する。

$$s_x = \frac{A}{2} \cos \phi \quad (2.17)$$

$$s_y = \frac{A}{2} \sin \phi \quad (2.18)$$

最後に次式を計算することで、測定信号に含まれる所望の周波数成分の振幅  $A$  が求められる。また、LIA-II では測定信号の位相  $\phi$  も計算により求めることができる。

$$A = 2\sqrt{s_x^2 + s_y^2} \quad (2.19)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{s_y}{s_x} \right) \quad (2.20)$$

以上より、LIA-II では LIA-I で必要だった位相調整を行うことなく、測定信号に含まれる所望の周波数成分を抽出することができる。

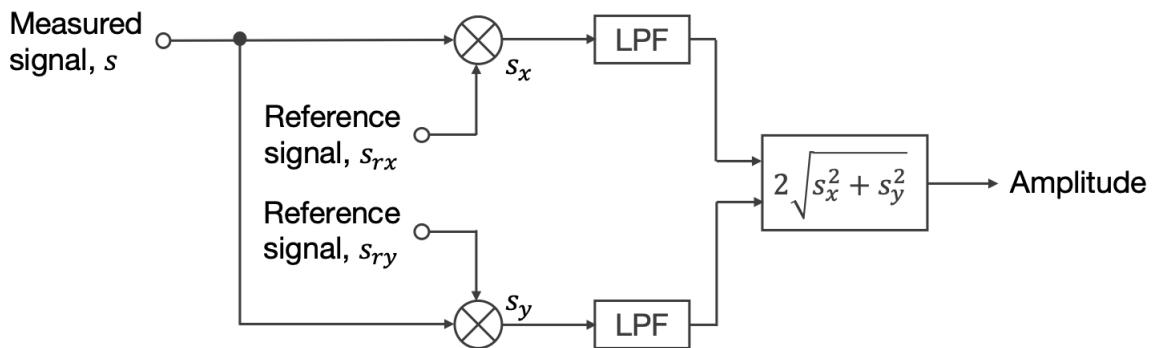


図 2.6 LIA-II のブロック図

## 2.6 まとめ

本章では、本論文で用いる基礎的な知識・手法について述べた。蝸牛で生成されて外耳道へ放射される生体信号を OAE と呼ぶ。OAE には発生要因によっていくつかに分類されるが、中でも周波数の異なる 2 つの刺激音を耳に入力することで刺激音の歪成分として生成・放射されるものが DPOAE である。DPOAE の測定には、一般的に DFT と加算平均を組み合わせた方法がよく用いられる、しかし、周波数解析を行うことから、周波数分解能や測定時間などの問題が生じる。様々な周波数成分を持つ信号やノイズに埋もれた微小信号から特定の周波数成分のみを取り出す技術として LIA がある。LIA では参照信号を用いることで特定の周波数成分の抽出を行うが、最も基本的な構成の LIA-I では測定信号と参照信号の位相差が 0 である必要があり、そのため位相調整をしなければならないという欠点がある。この欠点を解決するための LIA として LIA-II がある。LIA-II では参照信号を 2 つ用いることで、位相調整をすることなく特定の周波数成分のみを抽出し、振幅と位相を求めることができる。

# 第3章

## 提案法

本章では、LIA-II を用いた DPOAE レベル推定法を提案する。3.1 節では、先行研究である、LIA-I を用いた DPOAE 測定法について説明する。3.2 節では、本論文における従来法である、FIR フィルタを用いた LIA-II による DPOAE レベル推定法とその課題について説明する。3.3 節では、LIA に用いるフィルタの組み合わせの検討事項について述べる。3.4 節では、3.3 節の検討に基づいて決定した提案法の内容について述べる。

### 3.1 先行研究 [12]

原理的には LIA を用いることで DPOAE 信号を直流成分として抽出することができる。しかし実際には、2.2 節でも述べたように、DPOAE 成分より遙かに大きい刺激音成分や DPOAE 周辺のノイズの影響は無視できない。LIA を用いた DPOAE 測定に関する先行研究 [12] では、図 3.1 のブロック図に示すように、乗算器前段で信号にバンドパスフィルタ (BPF) を掛けることで予め DPOAE 以外の成分を抑制する方法を取っているが、ここで用いられている BPF は 7000 次の非常に高次の FIR フィルタであり、かつ乗算器後段でも LPF を用いているため、大規模な回路構成になっている。また、この方法では参照信号が 1 つしかない LIA-I を用いているため、参照信号の位相調整が必要な構成となっている。

次節以降では、LIA-II を用いて DPOAE レベル推定を行う場合の構成について検討を行う。

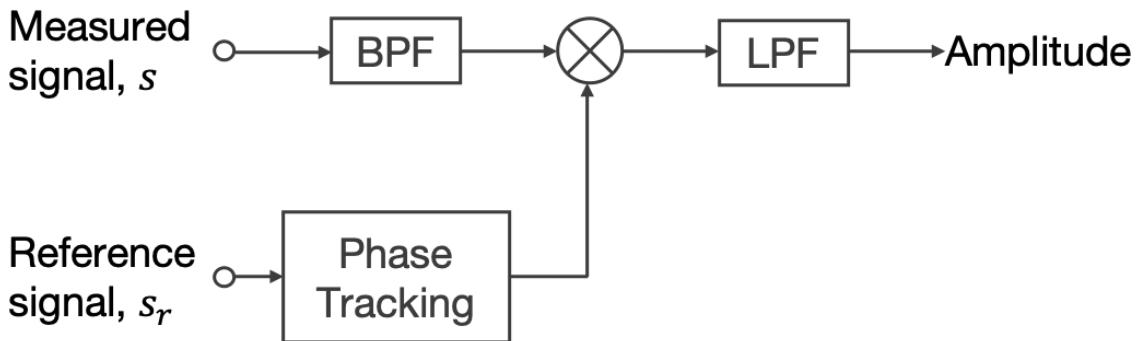


図 3.1 先行研究 [12] のブロック図

### 3.2 LIA-II を用いた DPOAE レベル推定

著者は以前、参照信号の位相調整の必要がない LIA-II を用いた DPOAE レベル推定法を提案した [13]. しかし、LIA を用いて DPOAE レベル推定を行う場合、推定したい DPOAE 成分以外の、刺激音成分や DPOAE 周辺のノイズの影響は十分に抑制する必要がある. これを乗算器後段の交流成分除去用の LPF のみで実現する場合、非常に狭帯域・高減衰量な LPF が要求される.

ここで、刺激音と DPOAE との音圧差を約 60 dB と仮定すると、LIA の出力から刺激音成分の影響をなくすためには、約 120 dB 以上の減衰量をもつ LPF が必要となる. また、入力する刺激音 2 の最低周波数を  $f_2 = 500 \text{ Hz}$  と仮定すると、刺激音 1 と DPOAE の周波数はそれぞれ 2.2 節より、 $f_1 = 410 \text{ Hz}$ ,  $f_{dp} = 320 \text{ Hz}$  となることから、LPF の阻止域端周波数も約 100 Hz 未満と狭帯域のものが要求される. これらの要求仕様を満たすような LPF を FIR フィルタで設計した場合、表 3.1 と図 3.2 に示すように、6000 次の非常に高次な FIR-LPF となる. LIA-II を用いることで参照信号の位相調整回路は排除できるが、FIR-LPF の次数からも分かるように回路規模は依然として大きく、改善の余地がある. なお、この文献 [13] の、6000 次の FIR-LPF を用いた LIA-II による方法を、以降、本論文における従来法として説明する.

回路規模の肥大化問題を解決するため、本論文では、参照信号の位相調整回路が必要ない LIA-II、かつ、フィルタ部分に IIR フィルタを用いた、より小規模な回路構成の LIA-II による DPOAE レベル推定法を提案する.

表 3.1 FIR-LPF (6000 次) の設計仕様

項目	内容
サンプリング周波数	48 000 Hz
フィルタの種類	等リップル型 FIR
フィルタ次数	6000
通過域端周波数	0 Hz
阻止域端周波数	50 Hz

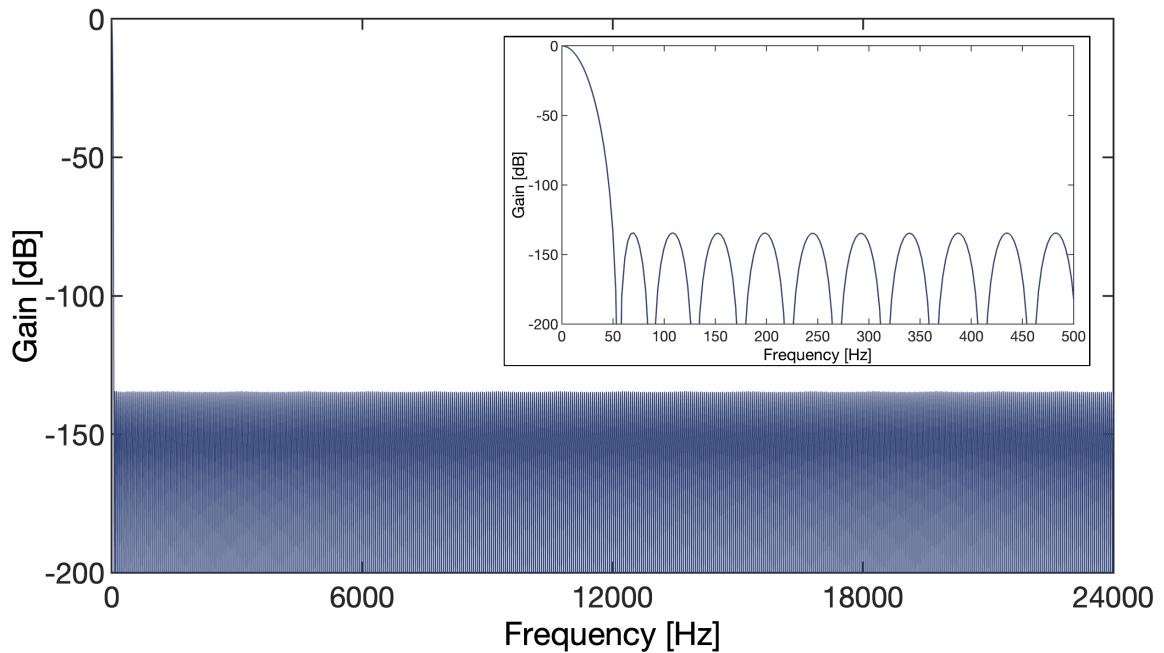


図 3.2 FIR-LPF (6000 次) の振幅特性

### 3.3 LIA に用いるフィルタの組み合わせの検討

3.1 節で述べた先行研究では、LIA-I を用いているために参照信号の位相調整が必要という問題があった。また、3.2 節で述べた LIA-II による方法では、高次の FIR フィルタを用いているため、回路規模が大きくなってしまうといった問題が残っていた。そこで、本論文では、位相調整の必要がない LIA-II、かつフィルタ部分も FIR フィルタではなく IIR フィルタを用いることで、より回路規模の小さい LIA での DPOAE レベル推定法を提案する。

フィルタを用いて不要な周波数成分を抑制するための方法としては、表 3.2 に示すような組み合わせが考えられる。なお、LPF はローパスフィルタ、PF はピークフィルタ、NF はノッチフィルタを示しており、いずれも IIR フィルタを仮定している。

表 3.2 使用するフィルタの組み合わせ

方法	乗算器前段	乗算器後段
1	-	LPF
2	PF	-
3	NF	-
4	PF	LPF
5	NF	LPF
6	-	NF + LPF

方法 1 は LIA の基本原理でもある、乗算器後段の LPF のみで交流成分を抑制する方法である。しかし、今回のように DPOAE 信号の抽出を想定した場合、前述のように DPOAE よりも遙かに大きい刺激音成分の存在により、狭帯域・高減衰量の LPF が要求されるため、FIR フィルタの場合は次数が非常に大きくなってしまう。また、IIR フィルタの場合でも特性が急峻すぎることから、直流付近の出力遅延が大きくなり、収束までに時間がかかる。

他に考えられる方法としては、LPF をなくし、乗算器前段で PF または NF によって不要な成分を抑制する方法である。方法 2 は DPOAE 周波数  $f_{dp}$  にピークを持つ PF、方法 3 は刺激音周波数  $f_1, f_2$  にノッチを持つ 2 つの NF を用いて不要な成分の抑制を狙う方法である。しかし、いずれの方法でも、LPF なしでは結局不要な成分の抑制が不十分となり、出力に振動が大きくなってしまう。

次に、乗算器前段の PF または NF と後段の LPF を組み合わせる方法がある。方法 4 と方法 5 いずれの場合でも方法 1 に比べて LPF の特性を緩く設計することができる。しかし、PF を用いる方法 4 では、DPOAE 近傍のノイズ成分を抑制するためには高い  $Q$  値でピークを鋭く設計する必要があるが、ピークを鋭くするにしたがってピーク周波数付近の遅延が大きくなり、結果的に出力の遅延も増大してしまう。また、NF を用いる方法 5 については、PF に比べて低い  $Q$  で設計可能だが、 $Q$  が低すぎるとノッチ幅が広くなり DPOAE 成分も減衰してしまう可能性がある。一方で  $Q$  を高くするとノッチ周波数での減衰量の確保が難しくなるため、 $Q$  の値に十分考慮して設計する必要がある。

そこで、乗算器後段で NF と LPF を用いる方法 6 を考える。方法 5 で必要な NF の数は  $f_1, f_2$  用の 2 つであった。しかしこの方法 6 では、乗算器前段における直流成分と、乗算器後段で出現する  $f_{dp}$  と  $f_1, f_2$  との和・差成分の合計 5 つの NF が必要となり、フィルタの数は方法 5 より大きくなってしまう。5 つの NF のノッチ周波数とそれらの乗算器前段での周波数との対応を表 3.3 に示す。その一方で、 $Q$  を低く設計しても、最終的に抽出する乗算器後段の直流成分に減衰は起こらないため、方法 5 よりもさらに低い  $Q$  で NF が設計可能になる。また、NFにおいて  $Q$  とノッチ減衰量はトレードオフの関係にあるため、方法 5 の NF と比較して、同じ次数でもより減衰量の高い NF を設計できる。

以上より、本論文では、乗算器後段で IIR の NF と LPF を組み合わせる方法 6 での DPOAE レベル推定を提案する。

表 3.3 乗算器前後におけるノッチ周波数の関係

(乗算器前段 [Hz])		乗算器後段 [Hz]
0	→	$f_{dp}$
$f_1$	→	$f_1 \pm f_{dp}$
$f_2$	→	$f_2 \pm f_{dp}$

### 3.4 提案法

3.3節で説明した方法6(提案法)のブロック図を図3.3に示す。また、このLIA-IIに用いているIIR-NFの設計仕様と振幅特性(例として $f_2 = 500\text{Hz}$ のときのもの)を表3.4と図3.4、IIR-LPFの設計仕様と振幅特性を表3.5と図3.5にそれぞれ示す。NFの $Q$ は各NFでノッチ減衰量がおよそ同等となるように設計した。LPFは抽出する直流部分にリップルを持たないよう、2次の逆チェビシェフ型IIRフィルタを採用した。いずれのフィルタについても2次のIIRフィルタを用いているため、回路規模は非常に小さく構成できている。また、処理の流れについては、2.5節で述べたLIA-IIの原理に基づいている。

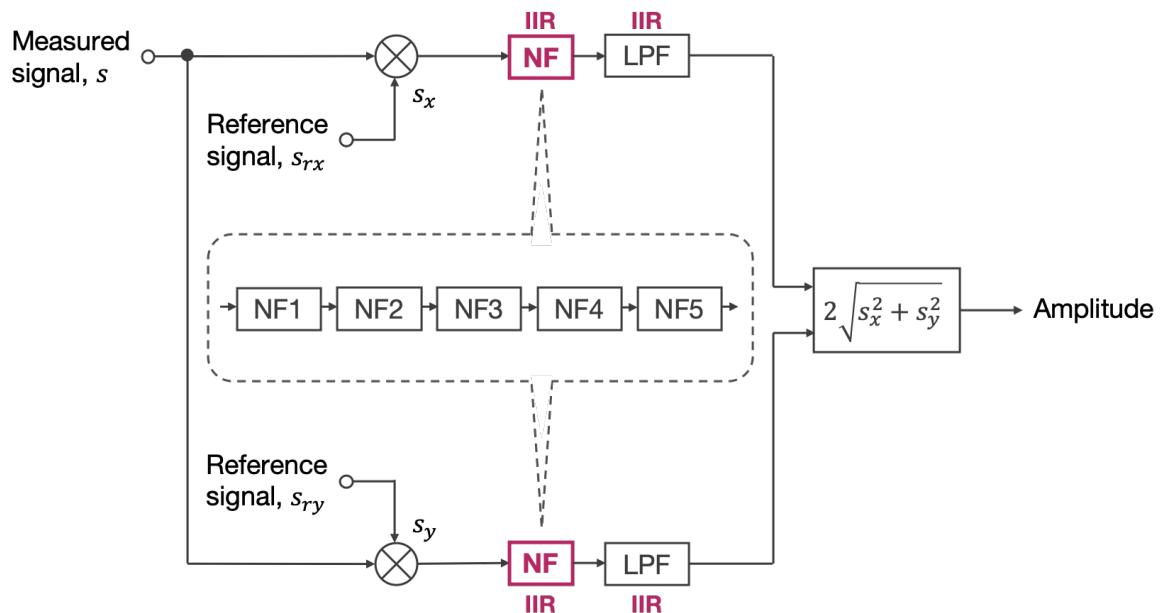


図3.3 提案法のブロック図

表 3.4 IIR-NF の設計仕様

項目	内容				
	NF1	NF2	NF3	NF4	NF5
サンプリング周波数	48 000 Hz				
フィルタの種類	バタワース型 IIR				
フィルタ次数			2		
ノッチ周波数	$f_1 - f_{dp}$	$f_2 - f_{dp}$	$f_{dp}$	$f_1 + f_{dp}$	$f_2 + f_{dp}$
$Q$	0.1	0.1	0.3	0.5	0.5

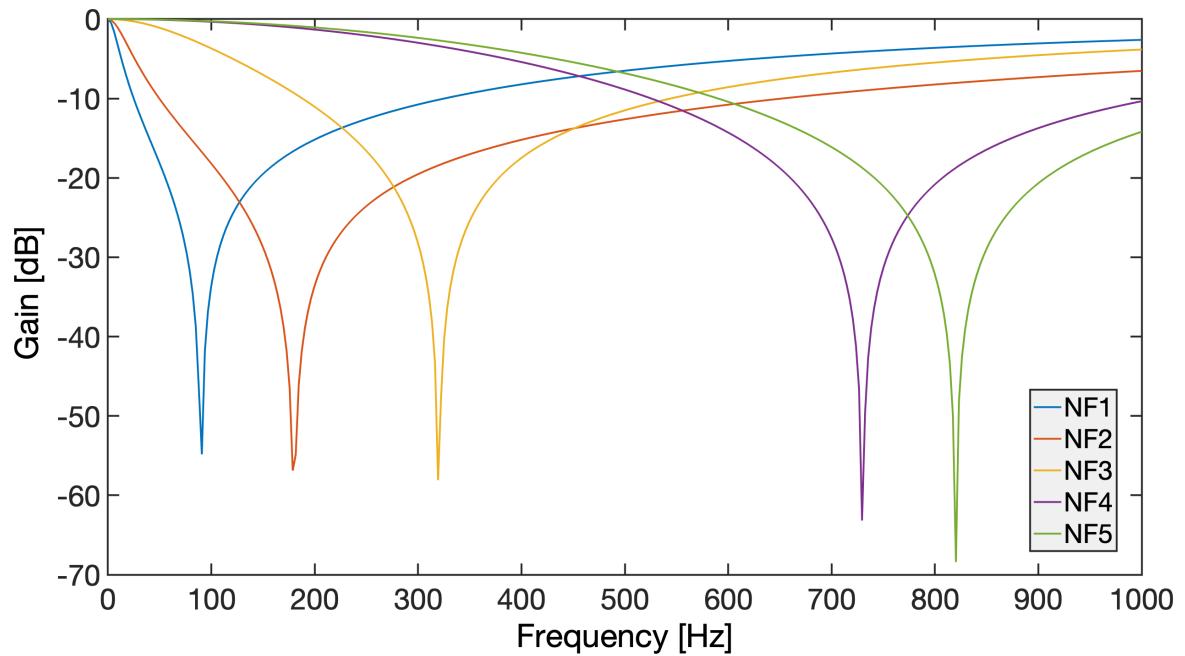
図 3.4 IIR-NF の振幅特性 ( $f_2 = 500$  Hz)

表 3.5 IIR-LPF の設計仕様

項目	内容
サンプリング周波数	48 000 Hz
フィルタの種類	逆チェビシェフ型 IIR
フィルタ次数	2
阻止域端周波数	200 Hz
阻止域減衰量	60 dB

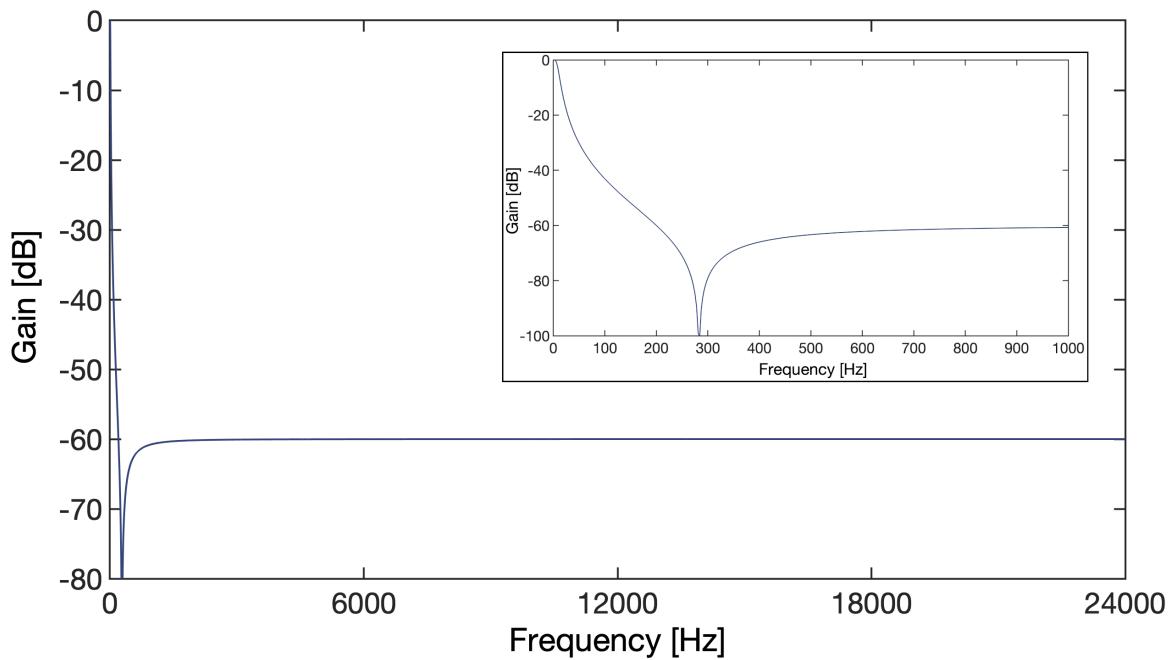


図 3.5 IIR-LPF の振幅特性

### 3.5 まとめ

本章では、LIA-I を用いた DPOAE 測定に関する先行研究と、本論文における従来法である LIA-II による DPOAE レベル推定法、そして、それらの問題点を解決するための検討の過程と提案法について述べた。文献 [12] の方法では LIA の乗算器前段で信号に BPF をかけることで DPOAE 以外の成分を予め抑制する方法を取っていたが、この BPF は FIR で 7000 次と非常に高次なものを用いていた。また、LIA-I を用いているため、参照信号の位相調整回路が必要な構成であった。次に、位相調整回路が必要ない LIA-II による DPOAE レベル推定を検討したが、刺激音やノイズの除去のためには高次な FIR-LPF が必要であり、回路規模の肥大化という問題は残ったままであった。

そこで、IIR フィルタを用いた LIA-II による DPOAE レベル推定のために、使うフィルタの種類や組み合わせに関して検討を行った。検討の結果に基づき、IIR ノッチフィルタ (IIR-NF) と IIR ローパスフィルタ (IIR-LPF) を組み合わせた LIA-II による DPOAE レベル推定法を提案し、概要を述べた。

次章では、本章で述べた提案法による DPOAE レベル推定シミュレーションを行い、DFT と加算平均による一般的な DPOAE 測定法や 3.2 節で述べた従来法と比較することで提案法の有効性を検証する。

## 第4章

# シミュレーション

本章では、DPOAE 測定信号を模した疑似データを対象に、DPOAE レベル推定シミュレーションを行う。4.1 節では、シミュレーションの諸条件について述べる。4.2 節では、シミュレーションの結果を示し、DFT と加算平均による方法や高次の FIR フィルタを用いた LIA-II による方法と比較することで、提案法の有効性を示す。

### 4.1 シミュレーション条件

提案法の検証として、DPOAE 測定時の録音信号を模した疑似データを用いて DPOAE レベル推定シミュレーションを行った。疑似データは、2 つの刺激音と DPOAE を模した 3 つの正弦波の合成波に、ピンクノイズを付加することによって構成される。本論文では、付加するピンクノイズの大きさを変えてシミュレーションを行った。シミュレーション条件を表 4.1 に示す。

今回、比較対象の一つとして、DPOAE 測定で一般的に用いられている DFT と加算平均による解析も行った。DFT 解析条件を表 4.2、DFT 解析の流れを図 4.1 にそれぞれ示す。入力信号をフレーム分割し、各フレームごとに DFT をしてスペクトルを求め、得られた全スペクトルの加算平均を取ることで解析を行った。DFT 点数には、DFT を計算機上で高速に計算可能な高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform: FFT) のアルゴリズムが適用されるよう、2 のべき乗の点数を選んだ。今回は、 $16384 (= 2^{14})$  点 FFT (以下、FFT1) と、 $32768 (= 2^{15})$  点 FFT (以下、FFT2) による FFT 解析を行った。周波数分解能による推定のずれを考慮し、得られたスペクトルにおける DPOAE 周波数点とその前後 2 点の内、値が最大のものを DFT (FFT) による DPOAE レベル推定値とした。

LIA については、3.2 節で述べた 6000 次の FIR-LPF を用いた従来法 (以下、従来法) と、提案法である IIR-NF と IIR-LPF を用いた LIA-II による方法 (以下、提案法) の 2 種類でシミュレーションを行った。

表 4.1 シミュレーション条件

項目	内容
サンプリング周波数 $f_s$	48 000 Hz
疑似データ長	3.0 s
刺激音投入時刻	0.10 s
DPOAE 投入時刻	0.15 s
刺激音 1 音圧	75 dB SPL
刺激音 2 音圧	65 dB SPL
DPOAE 音圧	15 dB SPL
ノイズ音圧	5, 25 dB SPL
ノイズ種類	ピンクノイズ
刺激音 2 周波数 $f_2$	500 Hz - 5000 Hz
$f_2$ 間隔	500 Hz
刺激音 1 周波数 $f_1$	$f_2/1.22$ [Hz]
DPOAE 周波数 $f_{dp}$	$2f_1 - f_2$ [Hz]

表 4.2 DFT (FFT) 解析条件

項目	内容	
	FFT1	FFT2
サンプリング周波数 $f_s$	48 000 Hz	
切り出しフレーム幅 $L$	16 384 samples	32 768 samples
オーバーラップ		50 %
窓関数		hann 窓
DFT 点数 $N$	16 384 samples	32 768 samples

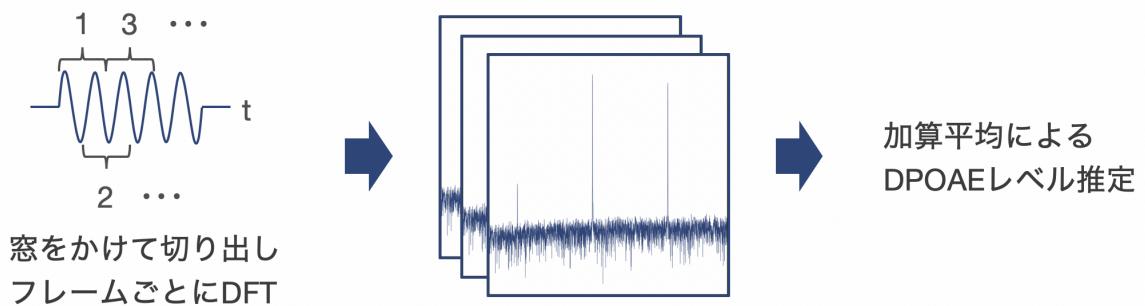


図 4.1 DFT (FFT) 解析手順

## 4.2 シミュレーション結果

$5\text{ dB SPL}$  のピンクノイズを付加したときの  $f_2 = 3500\text{ Hz}$  における DPOAE レベル推定結果を図 4.2 に、一部を拡大したものを図 4.3 にそれぞれ示す。FFT1 および FFT2 の結果は切り出した各フレームごとの DPOAE レベル推定値、従来法と提案法の結果は LIA-II の出力を表している。また、点線は DPOAE 真値である  $15\text{ dB SPL}$  とその前後  $1\text{ dB SPL}$  を示している。結果を見ると、FFT による結果は切り出しフレーム幅の整数倍ごとにしか得られず、かつ 1 フレーム目には DPOAE 未発生区間が含まれているため、真値付近に収束するのは 2 フレーム目以降である。2 フレーム目の結果が得られるのは FFT1 で  $0.512\text{ s}$ 、FFT2 で  $1.024\text{ s}$  であるが、FFT での推定精度を上げるために加算平均を施すために実際には十分なフレーム数の解析結果が必要となる。つまり、FFT 解析で推定精度を上げるためには、長時間の測定データが必要であると言える。それに対し LIA による結果は、およそ  $0.3\text{ s}$  ほどで真値付近に収束していることがわかる。また、FFT と違い LIA は入力 1 サンプルに対して出力が得られるため、推定精度を上げるための平均化処理に必要な時間も FFT より大幅に短縮できる。

ここで、解析終了時刻である  $3.0\text{ s}$  での各手法における DPOAE 真値  $15\text{ dB SPL}$  との絶対誤差を表 4.3 に示す。なお、表中の値は、FFT1 と FFT2 については 2 フレーム目から最終フレームまでの平均値、従来法と提案法については真値付近に収束したと見なすことのできる  $0.3\text{ s}$  以降の全サンプルの平均値を表している。これを見ると、すべての条件で LIA による方法のほうが FFT よりも小さい推定誤差となっていることがわかる。また、標準偏差の値からも、FFT による方法では条件によって推定誤差の大きさにばらつきがあることが読み取れる。FFT では周波数分解能に応じた周波数点の情報しか得られないため、FFT で得られる周波数点と実際の DPOAE 周波数との間にずれがあると、解析値と真値との間に誤差が生じる。一方で LIA は周波数分解能に依存しない方法であるため、周波数の違いによる推定誤差のばらつきが小さく、また誤差の値も FFT より小さ

くなっている。FFT による推定精度をこれより向上させるためには、周波数分解能を上げるか加算平均回数を増やす必要がある。入力データ数を変えずに周波数分解能を上げようとなればトレードオフ的に加算平均回数が確保できなくなる。周波数分解能と加算平均回数を両立するには入力データ数を増やさなければならず、結局測定の長時間化という問題は解決できない。

次に、ピンクノイズの大きさを 25 dB にしたときの  $f_2 = 3500 \text{ Hz}$  における結果を図 4.4、真値付近を拡大したものを図 4.5、全条件での推定誤差を表 4.4 にそれぞれ示す。まず図を見ると、ノイズを大きくしたことによりいずれの方法も出力の変動が大きくなっている。このようにノイズが大きい条件では、FFT による方法ではノイズの影響を減らすためにさらに多くの加算平均回数が必要となってしまう。また、FFT1 と FFT2 の結果を比較すると、 $f_2 = 3500 \text{ Hz}$  では周波数分解能の高い FFT2 のほうが誤差が大きくなってしまっている。表を見ても、条件によって FFT1 と FFT2 の推定誤差の大小関係は異なっている。FFT 点数と切り出しフレーム幅は依存関係にあるため、ただ周波数分解能を上げればいいというわけではなく、FFT 解析では周波数などの条件に応じてフレーム幅や FFT 点数を十分に考慮して選択する必要がある。一方 LIA は、一部 FFT よりも僅かに推定誤差が大きくなってしまう条件は見られるが、大半の条件で FFT よりも推定誤差は小さくなってしまっており、また標準偏差も小さいことから条件の違いによる影響もほとんどないといえる。図を見ると FFT と同様に出力の変動は大きいように見えるが、平均化処理のためのサンプルが FFT よりも遙かに多く確保できるため、推定誤差が小さくなつた。よって、FFT のように周波数分解能の依存性を考慮したパラメータ設定を行う必要がなく、より短い時間で加算平均による推定精度向上に十分な数のサンプルが得られる LIA による DPOAE レベル推定法は有効であると言える。

最後に、高次の FIR フィルタを用いた従来の LIA-II と提案法とを比べると、真値付近までの収束速度、最終的な推定誤差、ともに同等の性能が得られていることがわかる。このことから、IIR フィルタを用いることで FIR フィルタを用いる構成よりも非常に小さな回路規模の LIA-II で同等の性能を実現可能な提案法の有効性が確認された。

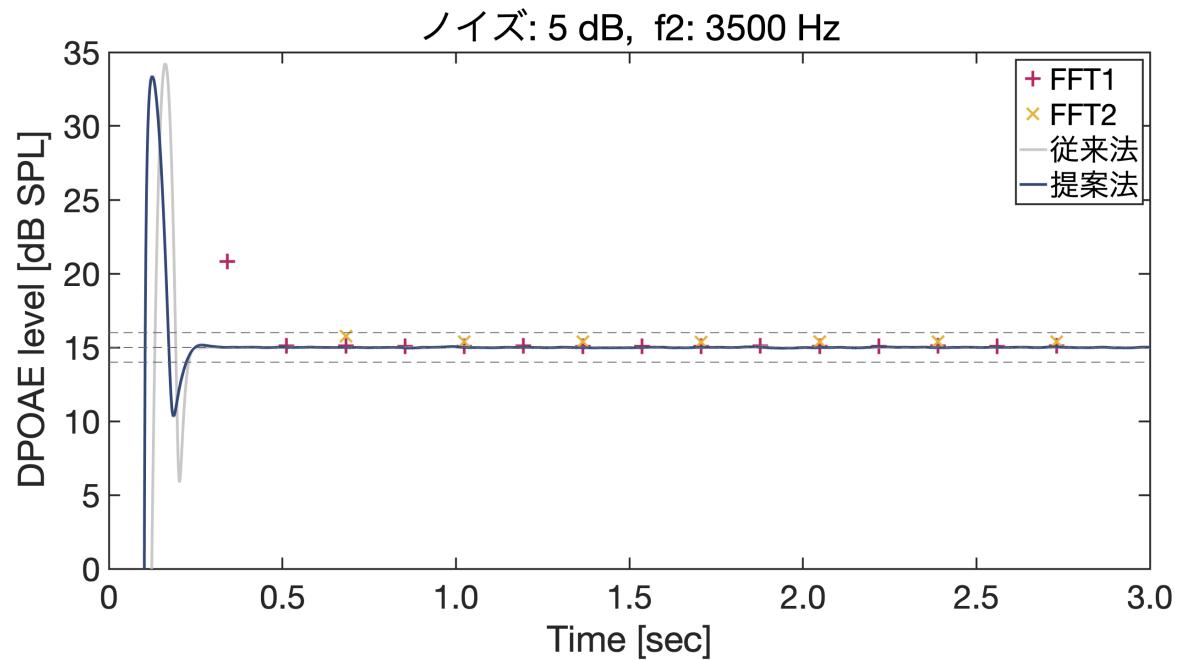
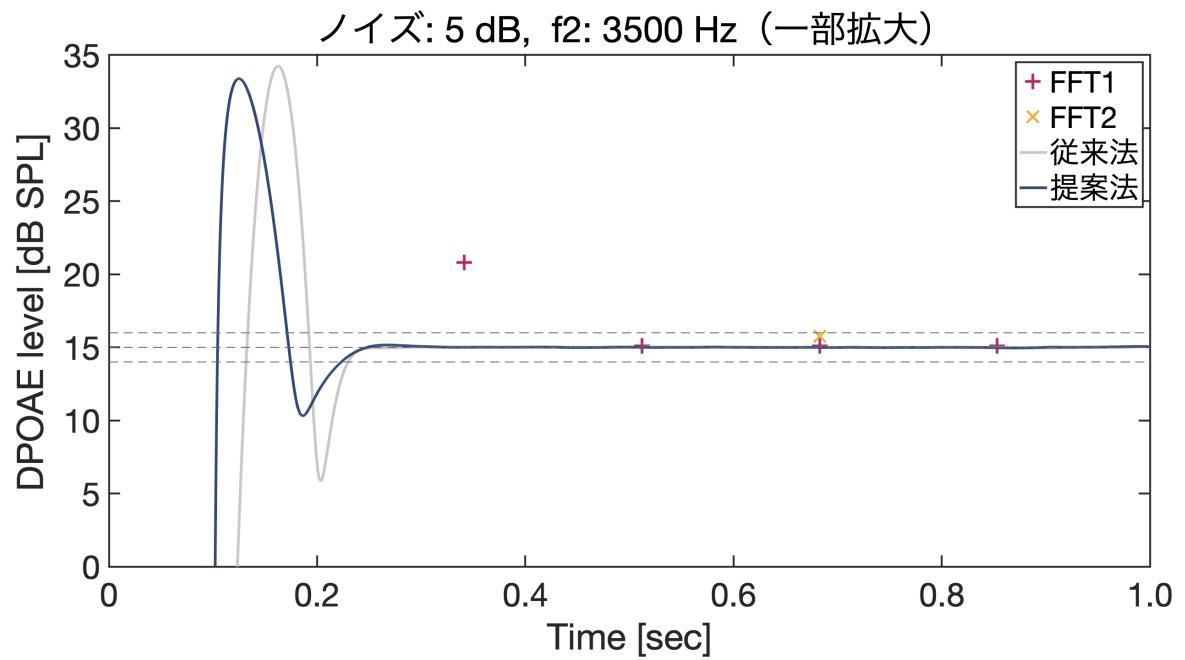
図 4.2 ピンクノイズ 5 dB,  $f_2 = 3500$  Hz での DPOAE レベル推定結果図 4.3 ピンクノイズ 5 dB,  $f_2 = 3500$  Hz での DPOAE レベル推定結果 (一部拡大)

表 4.3 DPOAE レベル推定絶対誤差（ピンクノイズ 5 dB）

$f_2$ [Hz]	FFT1 [dB]	FFT2 [dB]	従来法 [dB]	提案法 [dB]
500	$9.077 \times 10^{-3}$	$3.391 \times 10^{-2}$	$1.185 \times 10^{-3}$	$2.778 \times 10^{-4}$
1000	$3.240 \times 10^{-2}$	$1.130 \times 10^{-1}$	$3.088 \times 10^{-3}$	$2.831 \times 10^{-3}$
1500	$6.551 \times 10^{-2}$	$1.213 \times 10^{-1}$	$1.967 \times 10^{-3}$	$1.623 \times 10^{-3}$
2000	$1.112 \times 10^{-1}$	$5.319 \times 10^{-2}$	$8.002 \times 10^{-4}$	$8.116 \times 10^{-4}$
2500	$1.411 \times 10^{-1}$	$7.108 \times 10^{-2}$	$3.863 \times 10^{-3}$	$4.280 \times 10^{-3}$
3000	$1.228 \times 10^{-1}$	$2.559 \times 10^{-1}$	$2.656 \times 10^{-3}$	$2.970 \times 10^{-3}$
3500	$9.117 \times 10^{-2}$	$3.753 \times 10^{-1}$	$2.266 \times 10^{-3}$	$2.021 \times 10^{-3}$
4000	$5.300 \times 10^{-2}$	$2.077 \times 10^{-1}$	$2.399 \times 10^{-3}$	$2.494 \times 10^{-3}$
4500	$5.039 \times 10^{-3}$	$1.843 \times 10^{-2}$	$1.033 \times 10^{-3}$	$7.105 \times 10^{-4}$
5000	$7.688 \times 10^{-2}$	$2.988 \times 10^{-1}$	$3.645 \times 10^{-3}$	$3.340 \times 10^{-3}$
平均	$7.082 \times 10^{-2}$	$1.549 \times 10^{-1}$	$2.290 \times 10^{-3}$	$2.136 \times 10^{-3}$
標準偏差	$4.676 \times 10^{-2}$	$1.228 \times 10^{-1}$	$1.066 \times 10^{-3}$	$1.285 \times 10^{-3}$

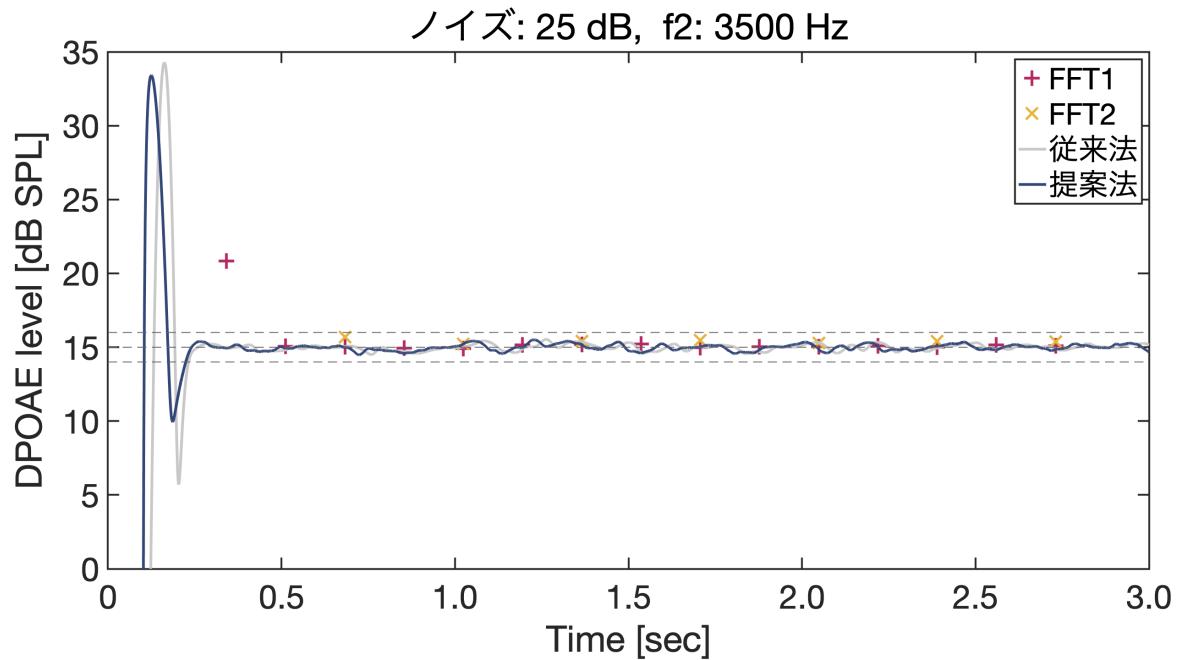
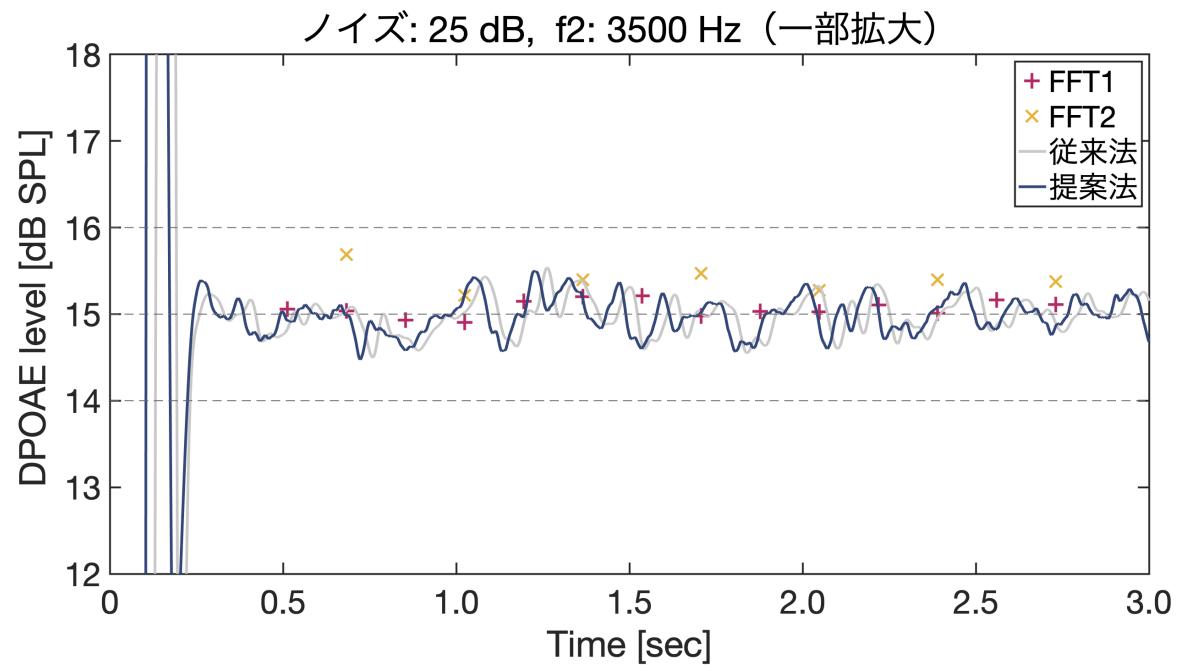
図 4.4 ピンクノイズ 25 dB,  $f_2 = 3500$  Hz での DPOAE レベル推定結果図 4.5 ピンクノイズ 25 dB,  $f_2 = 3500$  Hz での DPOAE レベル推定結果 (一部拡大)

表 4.4 DPOAE レベル推定絶対誤差 (ピンクノイズ 25 dB)

$f_2$ [Hz]	FFT1 [dB]	FFT2 [dB]	従来法 [dB]	提案法 [dB]
500	$2.167 \times 10^{-2}$	$2.407 \times 10^{-2}$	$4.019 \times 10^{-2}$	$4.111 \times 10^{-2}$
1000	$1.062 \times 10^{-1}$	$1.847 \times 10^{-1}$	$8.586 \times 10^{-2}$	$8.487 \times 10^{-2}$
1500	$8.674 \times 10^{-2}$	$9.342 \times 10^{-2}$	$3.551 \times 10^{-3}$	$8.150 \times 10^{-4}$
2000	$1.215 \times 10^{-1}$	$4.191 \times 10^{-2}$	$4.726 \times 10^{-3}$	$3.060 \times 10^{-3}$
2500	$1.523 \times 10^{-1}$	$4.983 \times 10^{-2}$	$1.127 \times 10^{-2}$	$1.027 \times 10^{-2}$
3000	$1.200 \times 10^{-1}$	$2.560 \times 10^{-1}$	$7.200 \times 10^{-3}$	$7.190 \times 10^{-3}$
3500	$6.605 \times 10^{-2}$	$3.561 \times 10^{-1}$	$1.676 \times 10^{-2}$	$1.894 \times 10^{-2}$
4000	$6.739 \times 10^{-2}$	$2.178 \times 10^{-1}$	$3.025 \times 10^{-2}$	$2.828 \times 10^{-2}$
4500	$2.507 \times 10^{-2}$	$1.287 \times 10^{-3}$	$3.089 \times 10^{-2}$	$2.822 \times 10^{-2}$
5000	$1.214 \times 10^{-1}$	$3.313 \times 10^{-1}$	$3.651 \times 10^{-2}$	$3.393 \times 10^{-2}$
平均	$8.884 \times 10^{-2}$	$1.556 \times 10^{-1}$	$2.672 \times 10^{-2}$	$2.567 \times 10^{-2}$
標準偏差	$4.345 \times 10^{-2}$	$1.312 \times 10^{-1}$	$2.482 \times 10^{-2}$	$2.489 \times 10^{-2}$

### 4.3 まとめ

本章では、疑似データを対象に DPOAE レベル推定シミュレーションを行った。シミュレーションの結果、LIA を用いることで、一般的に DPOAE レベル推定に用いられる DFT (FFT) と加算平均を組み合わせた方法に比べ、より短い時間で真値に収束することを確認した。また、FFT では数フレーム分しか確保できないような少ない入力データでも、LIA では 1 サンプル毎に出力が得られるため、FFT よりも小さい推定誤差が得られることを確認した。さらに、FFT では周波数分解能への依存性による影響で、実際の DPOAE 周波数と FFT で得られる周波数とのずれがあった場合に推定精度が低下するという問題があり、測定周波数の違いによって推定精度にばらつきがあった。一方 LIA では周波数分解能を考慮する必要がないため、測定周波数によらず比較的小さい推定誤差で安定していた。また、FIR フィルタを用いた従来の LIA-II と提案法とを比較すると、収束速度、推定誤差、ともにほぼ同等の性能が得られていることを確認した。以上の結果から、IIR フィルタを用いたより小さい回路規模の LIA-II で、短時間かつ高精度な DPOAE レベル推定が行える提案法の有効性が確認された。

## 第 5 章

### おわりに

本論文では、DPOAE 測定の短時間化を目的として、IIR フィルタを用いた LIA-II による DPOAE レベル推定法を提案した。従来の FIR フィルタを用いた LIA-II よりも小規模な構成で、DFT (FFT) と加算平均による一般的な方法よりも短時間で高精度な DPOAE レベル推定を目指した。

第 1 章では、DPOAE の概要や測定方法について述べ、本論文の研究目的を述べた。第 2 章では、本論文における基礎知識として、DPOAE の発生原理や測定に一般的に用いられる DFT の原理、および提案法で用いる LIA の原理について述べた。第 3 章では、FIR フィルタを用いた LIA-II による従来の DPOAE 測定法と問題点を示し、それを解決するための方法として、IIR フィルタを用いた LIA-II による DPOAE レベル推定法を提案した。第 4 章では、DPOAE 測定信号を模した疑似データを対象に DPOAE レベル推定シミュレーションを行った。シミュレーションの結果、提案法では、FFT と加算平均を組み合わせた一般的な方法と比較して、周波数分解能による影響を考慮することなく、高い精度で安定して DPOAE レベル推定が行えることを示した。また、従来の高次の FIR フィルタを用いた LIA-II と比較して、収束速度、推定誤差ともに同等の性能が得られることから、従来よりも非常に小規模な回路構成の LIA-II で DPOAE レベル推定を行うことのできる提案法の有効性を確認した。

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、日頃より丁寧なご指導ご鞭撻を頂きました、本学電気系准教授 杉田泰則 博士に深謝いたします。また、本論文の審査において貴重なご意見を賜りました、本学電気系教授 岩橋政宏 博士、ならびに本学電気系准教授 圓道知博 博士に御礼申し上げます。そして、本研究に関して多くのご指摘を下さった信号処理応用研究室の皆様に感謝の意を表します。最後に、学生生活を常に支えていただいた両親に心から感謝いたします。

令和2年2月7日

## 参考文献

- [1] D.T. Kemp, "Stimulated acoustic emissions from within the human auditory system," J. Acoust. Soc. Am., vol.64, no.5, pp.1386-1391, November 1978.
- [2] 多田紘大, 杉田泰則, "気道・骨導伝達特性の差を利用した骨伝導ヘッドホンの音像定位精度向上に関する一検討," 電気学会研究会資料. CT, vol.2017, no.19, pp.15-20, March 2017.
- [3] T. Chou, and Y. Sugita, "Non-linear Features Extraction of Biometric Authentication Using System Identification," Proc. of The 2018 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing, pp.513-516, March 2018.
- [4] 浜田望, "基本を学ぶ 信号処理," pp.67-75, オーム社, 2012.
- [5] L.A. Barragan, J.I. Artigas, R. Alonso, and F. Villuendas, "A modular, low-cost, digital signal processor-based lock-in card for measuring optical attenuation," Rev. Sci. Instrum., vol.72, no.1, pp.247 – 251, January 2001.
- [6] J. Gaspar, S.F. Chen, A. Gordillo, M. Hepp, P. Ferreyra, and C. Marqués, "Digital lock in amplifier: study, design and development with a digital signal processor," Microprocessors and Microsystems, vol.28, no.4, pp.157-162, May 2004.
- [7] J.M. Masciotti, J.M. Lasker, and A.H. Hiescher, "Digital lock-in detection for discriminating multiple modulation frequencies with high accuracy and computational efficiency," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.57, no.1, pp.182-189, February 2008.
- [8] F.P. Harris, B.L. Lonsbury-Martin, B.B. Stagner, A.C. Coats, and G.K. Martin, "Acoustic distortion products in humans: systematic changes in amplitudes as a function of f2/f1 ratio," J. Acoust. Soc. Am., vol.85, no.1, pp.220-229, January 1989.
- [9] B.L. Lonsbury-Martin, F.P. Harris, B.B. Stagner, M.D. Hawkins, and G.K. Martin, "Distortion product emissions in humans. I. Basic properties in normally hearing subjects," The Annals of otology, rhinology & laryngology. Supplement, vol.147, pp.3-14, May 1990.

- [10] M.L. Whitehead, M.J. McCoy, B.L. Lonsbury-Martin, and G.K. Martin, “Dependence of distortion-product otoacoustic emissions on primary levels in normal and impaired ears. I. Effects of decreasing L<sub>2</sub> below L<sub>1</sub>,” J. Acoust. Soc. Am., vol.97, no.4, pp.2346-2358, April 1995.
- [11] 株式会社エヌエフ回路設計ブロック, “雑音に埋もれた信号の測定～ロックインアンプを用いた微少信号の測定,” <http://www.nfcorp.co.jp/techinfo/keisoku/noise/>.
- [12] V. Nadon, and J. Voix, “Signal processing techniques for continuous monitoring of distortion product otoacoustic emissions in noisy industrial environments,” Proceedings of Forum Acusticum, ISSN.2221-3767, September 2014.
- [13] 岸駿太朗, 杉田泰則, “デイジタル・ロックインアンプを用いた DPOAE 推定に関する検討,” 電気学会研究会資料. CT, vol.2019, no.104, pp.33-38, July 2019.

## 発表実績

- 岸駿太朗, 杉田泰則, “ディジタル・ロックインアンプを用いた DPOAE 推定に関する検討,” 電気学会制御研究会, CT-19-111, pp.33-38, July 2019.
- 岸駿太朗, 杉田泰則, “2 位相型ロックインアンプによる DPOAE レベル推定,” 電気学会制御研究会, CT-20-034, pp.141-146, January 2020.