

■2 群 (画像・音・言語) - 6 編 (音響信号処理)

1 章 基礎技術・計測技術

(執筆者：金田 豊) [2011 年 11 月受領]

■概要■

スピーカやマイクロホンなどの音響機器や、また、音が伝播する空間系などの多くは線形系とみなすことができる。したがって、音響信号処理の多くは線形システム理論をその基本理論としている。本章では最初に、音響信号処理の基本をなす音響系の線形モデルについて説明する。次に線形系の重要な特性量である音響インパルス応答の測定法について説明する。具体的には、測定原理や代表的測定法である TSP 法、M 系列法などを説明する。次に、信号処理の中で重要な役割を担う逆フィルタについて音響信号処理という立場から説明を行う。また、音響系の空間特性を測定する方法の幾つかの紹介を行う。最後に AD-DA 変換について説明する。特にオーディオ用 AD-DA として広く普及している $\Delta\Sigma$ 型変換器を始めとした 1 ビット型変換器の紹介を行う。

【本章の構成】

本章では、まず 1-1 節で、音響信号処理の前提となる線形システムモデルについて説明する。次に 1-2 節で、線形系の特徴量であるインパルス応答を測定する技術を紹介する。1-3 節では、信号処理において多く利用される逆フィルタについて説明する。また 1-4 節では、4 点法を中心として音場解析の手法を紹介する。最後に 1-5 節では、音響信号を計算機に取り込み、また、再生する AD-DA 変換技術について解説する。

■2群 - 6編 - 1章

1-1 音場の線形系モデル

(執筆者：金田 豊) [2011年11月受領]

音響信号処理において、処理対象の音響系は線形時不変系¹⁾であることが前提である場合が多い。音響系の例としては、スピーカやマイクロホンなどの音響機器、音響伝達経路としての室内音場、楽器・人間・騒音源などの音源などがあげられる。現実の物理系は、厳密には非線形な時変系であるが、信号レベルが過大ではないと仮定し、比較的短い時間を考えるならば、線形時不変系とみなすことができる(適応フィルタなどでは、数十ミリ秒程度の「短い時間」の時不変性にも対応可能である)。

音響信号処理を適用する場合、解決しようとする問題を線形系の数式モデルで表現することが重要である。一例として、図1・1に示した雑音除去問題を考える。

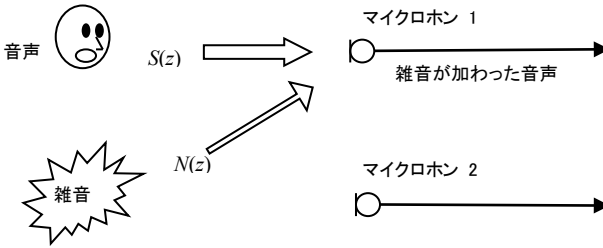


図1・1 音声に加わった雑音を除去する問題

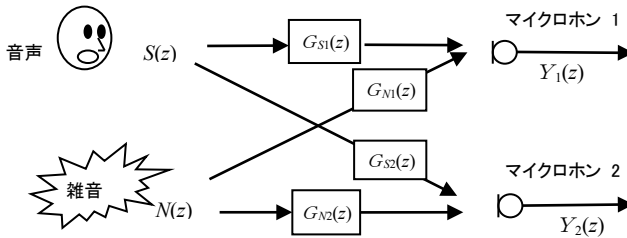


図1・2 雑音除去問題のモデル化

図において、マイクロホン1で受信された音声には雑音に加わっている。このとき、マイクロホン2を追加して、この雑音を除去する問題を考える。しかし、この図のままでは解決の糸口がつかめない。そこで、図1・1の系のモデル化を行う。

各音源から各マイクロホンまでの音響伝達経路(空間)は線形系なので、その伝達関数を $G_{ij}(z)$ ($i=S, N, j=1, 2$) と表す。すると、図1・1の系は、図1・2のように表すことができる。ここで、マイクロホン1の受信信号を $Y_1(z)$ 、マイクロホン2の受信信号を $Y_2(z)$ とすると、

$$Y_1(z) = G_{S1}(z)S(z) + G_{N1}(z)N(z) \quad (1 \cdot 1)$$

$$Y_2(z) = G_{S2}(z)S(z) + G_{N2}(z)N(z) \quad (1 \cdot 2)$$

と表される。これらを行列で表すと、

$$\begin{bmatrix} Y_1(z) \\ Y_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{S1}(z) & G_{N1}(z) \\ G_{S2}(z) & G_{N2}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S(z) \\ N(z) \end{bmatrix} \quad (1 \cdot 3)$$

となる。式(1・3)において、受信信号 $Y_1(z)$, $Y_2(z)$ は既知である。またもし、伝達関数 $G_{ij}(z)$ が既知であるとすると、式(1・3)は、 $S(z)$, $N(z)$ を未知数とした連立方程式となっている。よって、その解は、逆行列を利用して、

$$\begin{bmatrix} S(z) \\ N(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{S1}(z) & G_{N1}(z) \\ G_{S2}(z) & G_{N2}(z) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y_1(z) \\ Y_2(z) \end{bmatrix} \quad (1 \cdot 4)$$

と求められる。このように、モデル化を行うことで、雑音の加わった受信信号 $Y_1(z)$, $Y_2(z)$ から、雑音のない音声信号 $S(z)$ を得る信号処理は、連立一次方程式を解く問題として表されることが分かる。

実際には、伝達関数 $G_{ij}(z)$ は既知でない場合も多いが、その場合でも、ICA (独立成分分析) や適応フィルタなどを利用したブラインド処理を利用することで所望の解を得られる場合も多い。これらのブラインド処理はユーザーが数学モデルを意識しなくても自動的に最適解を求めるという便利な道具である。しかし、そのような場合であっても、数学モデルを意識することは大変重要である。どのような数学的問題をブラインド処理で解いているか、という意識ができていれば、仮にブラインド処理がうまく動かなくなった場合に、その原因解明や改善策の見通しがつけやすい。

例えば、式(1・3)のモデル化より、 N 個の音源を分離するには N 個以上のマイクロホンが必要なことはただちに理解できる。また、式(1・4)より、音源信号を得るためには、逆行列で表された空間特性の逆フィルタを実行する必要がある、その際のフィルタの安定性が問題となることが予想される。そして、音源数を上回るマイクロホンが利用できれば、多入出力逆フィルタ²⁾の利用により安定性の問題が回避できる、など、様々な理論的な見通しを得ることができる。

このように、対象とする問題を線形系でモデル化し、数学的に定式化をして考えることは音響信号処理を行ううえでの重要な基本事項である。

■参考文献

- 1) 大賀寿郎, 山崎芳男, 金田 豊, “音響システムとデジタル処理,” p.48, 1995.
- 2) M. Miyoshi and Y. Kaneda, “Inverse Filtering of Room Acoustics,” IEEE Trans. ASSP vol.ASSP-36, no.2, pp.145-152, 1988.

■2 群 - 6 編 - 1 章

1-2 インパルス応答測定

(執筆者：金田 豊) [2011 年 11 月受領]

1-2-1 インパルス応答

アナログ信号におけるインパルス信号とは、無限の高さをもつデルタ関数である。一方、デジタル信号では、デルタ関数をデジタル化（理想低域通過フィルタで帯域制限した後で標本化）することで得られる単位パルス信号 $\delta(n)$ （離散時刻 $n=0$ でのみ値1をもち、それ以外の時刻では値0をもつ信号）をインパルス信号と呼ぶ。

インパルス応答とは、図 1.3 に示すように、線形系にインパルス信号 $\delta(n)$ を入力したときの出力 $g(n)$ である。このインパルス応答は、線形系の入出力特性に関するすべての情報を含む重要な特性量である。例えば、インパルス応答をフーリエ変換するとその線形系の周波数特性が得られる。また、室内インパルス応答を 2 乗積分すれば、その部屋の残響曲線が得られる。更に、任意の入力に対する線形系の出力は、インパルス応答と入力の畳み込み演算を行うことで求めることができる。

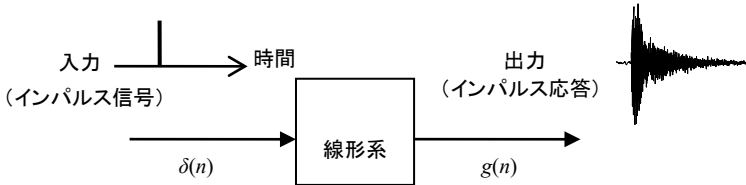


図 1.3 インパルス応答 $g(n)$

1-2-2 インパルス応答測定原理

インパルス信号 $\delta(n)$ は短時間にしか存在しないため、エネルギーが小さく、図 1.3 に示した定義どおりの測定では良好な SN 比を得ることができない。そこで、大きいエネルギーをもった測定用信号が利用される。測定原理を図 1.4 に従って説明する。ただし、説明は周波数領域で表現し、インパルス応答をフーリエ変換した量である周波数特性 $G(\Omega)$ を測定するものとする。また、 Ω は角周波数を表す。

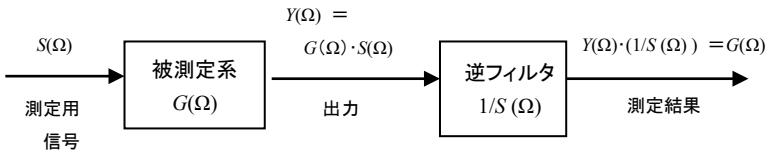


図 1.4 インパルス応答の測定原理

図 1.4 においてまず、周波数スペクトル $S(\Omega)$ をもった測定用信号を被測定系に入力する。このとき被測定系の出力 $Y(\Omega)$ は、

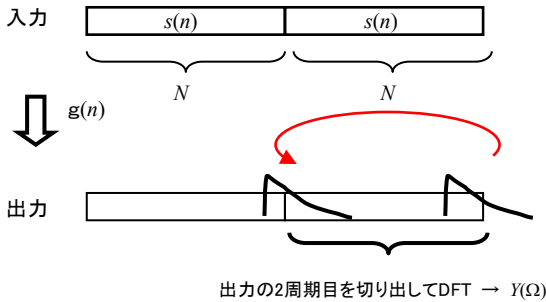
$$Y(\Omega) = G(\Omega) \cdot S(\Omega) \quad (1 \cdot 5)$$

となる。この出力を、 $1/S(\Omega)$ の特性をもつ逆フィルタに通すと、出力は、

$$Y(\Omega) \cdot (1/S(\Omega)) = G(\Omega) \cdot S(\Omega) \cdot (1/S(\Omega)) = G(\Omega) \quad (1 \cdot 6)$$

となって、 $G(\Omega)$ が得られ、 $G(\Omega)$ を逆 DFT (逆離散フーリエ変換)すれば、インパルス応答が得られる。

ただし、逆特性 $1/S(\Omega)$ が実現できるためには、測定用信号はすべての周波数成分を含んでいる必要がある。また、DFT 結果の乗除算は、時間軸での円状畳み込みに相当する。したがって、測定用信号 $s(n)$ と被測定系のインパルス応答 $g(n)$ とを円状畳み込みさせる必要がある。そのためには、図 1・5 に示すように、 $s(n)$ を 2 周期入力し、出力の 2 周期目を取り出して DFT を行えばよい。



出力の 2 周期目からはみ出た波形と同じ波形が、1 周期目から入り込んでおり、出力の 2 周期目は円状畳み込みと等価となっている。

図 1・5 入力 $s(n)$ とインパルス応答 $g(n)$ との円状畳み込みを実現する方法

限られた振幅と時間範囲で大きなエネルギーを持たせるため、測定用信号としては時間的に一定振幅をもち、波高率 (クレストファクタ) が低い信号が望まれる。そのような信号としては、以下に述べる TSP, M 系列などが代表的である。

1-2-3 TSP (Time Stretched Pulse) ^{1), 2)}

TSP は掃引正弦波の一種で、時間に比例して周波数が増大 (または減少) する。ここでは周波数が増大する TSP を *upTSP*, 減少する TSP を *dwnTSP* と表記する。*upTSP* は周波数領域において、次式のように定義される。

$$upTSP(k) = \begin{cases} \exp[-j4\pi mk^2 / N^2] & \text{for } 0 \leq k \leq N/2 \\ upTSP(N-k)^* & \text{for } N/2 < k < N \end{cases} \quad (1 \cdot 7)$$

ただし、 k は離散周波数、 N は信号長 (DFT 長)、 m は整数パラメータで TSP 信号の実効長

J は $2m$ となる。また、*は複素共役を表す。

TSP信号は、式(1.7)を逆DFTすることで得られる。図1.6(a)にTSP信号の波形例(逆DFT結果を $(N-J)/2$ だけ円状シフトしたもの)、図1.6(b)にそのスペクトログラムを示した。図より、TSPの短時間周波数が時間に比例して上昇していることが分かる。

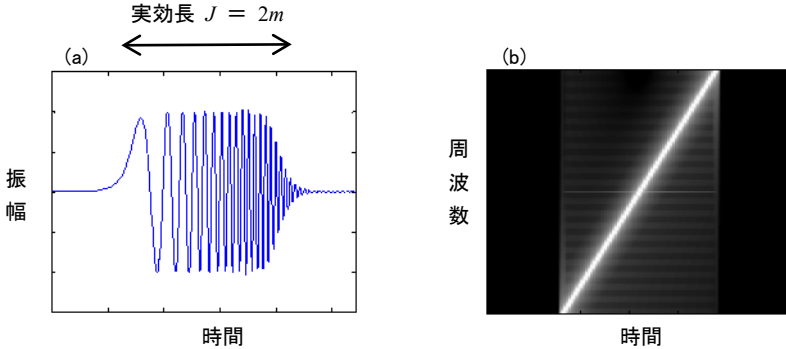


図1.6 TSP信号の (a)時間波形, (b)スペクトログラム

一方、 $dwnTSP$ は位相項の正負が逆の信号として、

$$dwnTSP(k) = \begin{cases} \exp\left[j4\pi nk^2 / N^2\right] & \text{for } 0 \leq k \leq N/2 \\ dwnTSP(N-k)^* & \text{for } N/2 < k < N \end{cases} \quad (1.8)$$

と、定義される。更に、式(1.7)と式(1.8)を比較すれば分かるように、 $dwnTSP = 1/upTSP$ の関係があり、それぞれがお互いの逆関数となっていることが分かる。このことより、被測定系に $upTSP$ (または $dwnTSP$)を2周期入力して、出力の2周期目を切り出してDFTし、逆関数である $dwnTSP$ (または $upTSP$)を乗算することで、被測定系の周波数特性を求めることができる。

以上が一般的議論であるが、鈴木、浅野らの検討によれば、式(1.7)の m を整数とすることで収束性の良い(実効長以外の部分ではゼロに近い)時間波形が得られ、一周期のTSP応答と逆関数の時間波形を時間領域で直線畳み込みをすることで良好な測定結果が得られることが示されている²⁾。

1-2-4 M系列(Maximum Length Sequence)^{3),4)}

M系列信号 $m(n)$ は、1と-1の値をとる擬似ランダム雑音で、周期 $N = 2^L - 1$ (L : 整数)をもつ。M系列の時間軸を反転した $m(-n)$ と $m(n)$ とを円状畳み込みすると、直流成分をもつインパルス信号 $\delta'(n)$,

$$\delta'(n) = \begin{cases} 1-1/N & n=0 \\ -1/N & 0 < n < N \end{cases} \quad (1.9)$$

が得られる。これより、直流成分を除いて $m(-n)$ は $m(n)$ の逆信号となっていることが分かる。

よって、M 系列 $m(n)$ を 2 周期入力し、出力の 2 周期目に対して $m(-n)$ を円状畳み込みを行い、直流成分を除去すれば直流成分を除去したインパルス応答を得る。

M 系列信号は 2 値のデジタル信号であるが、DA 変換されたアナログ出力は、低域通過フィルタにより補間されるので、連続的値をもった白色雑音となる (図 1・7)。

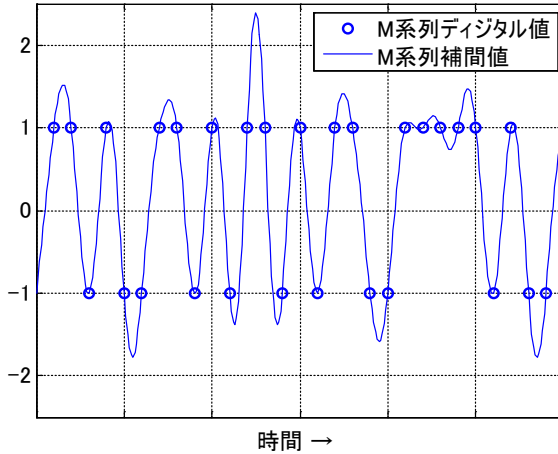


図 1・7 M 系列のデジタル値と、補間して再生されるアナログ信号の例

1-2-5 インパルス応答測定の誤差要因

インパルス応答を測定する際の主な誤差は、環境騒音や電氣的雑音などに起因する雑音性誤差と、スピーカなどで発生する非線形性に起因する非線形誤差の二つである。スピーカなど測定用音源からの信号音を大きくすれば雑音に対する SN 比は向上し雑音性誤差は低下する。しかし、信号を大きくしすぎるとスピーカなどの非線形が大きくなり非線形誤差が増大する。これらの関係は図 1・8 に示すように、信号の大きさを介したトレードオフ関係となっている⁴⁾。よって測定にあたっては、信号レベルの適切な大きさを設定する必要がある。

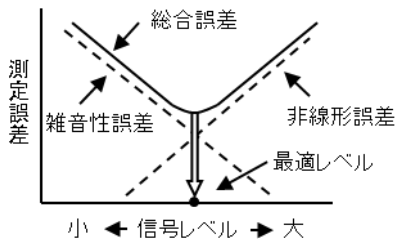


図 1・8 雑音性誤差と非線形誤差のトレードオフ関係

1-2-6 その他の測定用信号

TSP と M 系列以外の特徴的な測定用信号を紹介する. Log-SS (Swept Sine^{5),6)} は, 対数周波数が時間に比例して増加する掃引正弦波で, Pink-TSP とも呼ばれる. Log-SS は低周波成分のエネルギーが大きいので, 低周波域における SN 比改善効果をもつ. また Log-SS は, 測定系の非線形性により発生した高調波歪を分離し, 高調波歪特性を測定できるという特徴をもつ.

一方, 測定系に付加される雑音が定常であるなら, あらかじめ雑音スペクトル $P_N(k)$ を測定し, $\sqrt{P_N(k)}$ のパワースペクトルをもつ測定信号を用いれば, 測定結果に含まれる雑音成分を最小化することができる⁷⁾. また, 被測定系の周波数特性を $G(k)$ としたとき, $P_N(k)/|G(k)|^2$ のパワースペクトルをもつ測定信号を用いれば, 測定結果の周波数特性の SN 比を周波数によらず一定にすることができる. その結果, 周波数応答レベルの小さな部分の特性もよりよく観測できる⁸⁾. その他, 掃引正弦波一般に関する議論は文献 9) を参照されたい.

■参考文献

- 1) N. Aoshima, "Computer-generated pulse signal applied for sound measurement," J. Acoust. Soc. Am., vol.69, no.5, pp.1484-1488, 1981.
- 2) Y. Suzuki, F. Asano, H. Kim and T. Sone, "An optimum computer-generated pulse signal suitable for the measurement of very long impulse response," J. Acoust. Soc. Am., vol.97, no.2, pp.1119-1123, 1995.
- 3) J. Borrih, "Self-contained crosscorrelation program for maximum-length sequences," J. Audio Eng. Soc., vol.33, no.11, pp.888-891, Nov., 1985.
- 4) 金田 豊, "M 系列を用いたインパルス応答測定における誤差の実験的検討," 音響学会誌, vol.52, no.10, pp.752-759, 1996. [M 系列の文献を掲載]
- 5) 藤本卓也, "低域バンドでの SN 比改善を目的とした TSP 信号に関する検討," 音響学会秋季講演論文集, pp.433-434, 1999.
- 6) A. Farina, "Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique," in 108th AES Convention, 5093, (D-4), 2000.
- 7) 守谷直也, 金田 豊, "雑音に起因する誤差を最小化するインパルス応答測定信号," 日本音響学会誌, vol.64, no.12, pp.695-701, 2008.
- 8) 落合裕一, 金田 豊, "全帯域で SN 比を一定とするインパルス応答測定法の検討," 音響学会春季講演論文集, 3-P-4, pp.879-880, 2010.
- 9) S. Muller and P. Massarani, "Transfer- function measurement with sweeps," J. Audio Eng. Soc., vol.49, no.6, pp.443-471, 2001. [掃引正弦波を中心とした解説]

■2群 - 6編 - 1章

1-3 逆フィルタ

(執筆著者：三好正人) [2011年11月受領]

系の特性を打ち消す働きをもつ逆フィルタは、音信号の伝播特性や音響機器の特性を補償・制御するために広く用いられている。例えば、一般室内でマイクロホン収録された音信号は、壁や床・天井などによる反射のため、音源信号の品質を失う場合がある。室内反射音の特性を反映する伝達関数の（乗法の）逆元を求め、マイクロホン信号を処理すれば、元の品質を回復することができる。本節では、音源からマイクロホンまでの伝達関数を（系の）例として、逆フィルタ処理を概観する。

1-3-1 音源数、マイクロホン数がともに一つの場合

音源からマイクロホンまでの伝達関数を多項式 $H(z)$ と表す。 $H(z)$ はすべての根（零点）の絶対値が 1 より小さい最小位相成分 $H_{\min}(z)$ と、すべての根の絶対値が 1 より大きい最大位相成分 $H_{\max}(z)$ の積になる非最小位相関数であることが多い¹⁾。

$$\begin{aligned} H(z) &= H_{\min}(z)H_{\max}(z) \\ &= (1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\dots+a_nz^{-n})(b_n+b_{n-1}z^{-1}+b_{n-2}z^{-2}+\dots+z^{-n}) \end{aligned}$$

$H(z)$ の逆元は、 $H_{\max}(z)$ の逆元と $H_{\min}(z)$ の逆元の積で表される。 $H_{\min}(z)$ の逆元は、 z^{-1} の次数が高くなるほど係数は小さくなる因果な多項式である。 $H_{\max}(z)$ の逆元は、 z の次数が高くなるほど係数は小さくなる非因果な多項式である。よって、 $H(z)$ の逆元は次のように書ける。

$$\begin{aligned} 1/H(z) &= \{1/H_{\max}(z)\} \{1/H_{\min}(z)\} \\ &= z^n (\dots + (b_1^2 - b_2)z^2 - b_1z + 1)(1 - a_1z^{-1} + (a_1^2 - a_2)z^{-2} + \dots) \\ &\hat{=} \dots + c_{-d}z^d + \dots + c_{-2}z^2 + c_{-1}z + c_0 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_Lz^{-L} + \dots \end{aligned}$$

ここで、 $c_{-d}z^d$ より高次の非因果項と c_Lz^{-L} より高次の因果項は十分小さいと仮定できれば、 d サンプルの遅延を許すことにより、 $1/H(z)$ は次の因果なフィルタ $H_{\text{di}}(z)$ で近似される²⁾。 $H_{\text{di}}(z)$ を遅延逆フィルタ (**Delayed Inverse Filter**) と呼ぶ。

$$\begin{aligned} 1/H(z) &\approx H_{\text{di}}(z) \\ &= z^{-d} (c_{-d}z^d + c_{-d+1}z^{d-1} + \dots + c_0 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_Lz^{-L}) \\ &= c_{-d} + c_{-d+1}z^{-1} + \dots + c_0z^{-d} + c_1z^{-d-1} + c_2z^{-d-2} + \dots + c_Lz^{-d-L} \end{aligned}$$

以上に述べた遅延逆フィルタ処理を次の簡単な例で確かめよう。

$$\begin{aligned} H(z) &= H_{\min}(z)H_{\max}(z) \\ &= (1+0.1z^{-1})(0.1+z^{-1}) \end{aligned}$$

非最小位相伝達関数 $H(z)$ の逆フィルタは次のように計算される。

$$1/H(z) = \dots + 0.01z^3 - 0.1z^2 + z - 0.1 + 0.01z^{-1} - \dots$$

ここで、 z^4 以前の非因果項と z^{-2} 以降の因果項を無視し3サンプルの遅延を許せば、4次の遅延逆フィルタが得られる。

$$\begin{aligned} H_{di}(z) &= z^{-3}(0.01z^3 - 0.1z^2 + z - 0.1 + 0.01z^{-1}) \\ &= 0.01 - 0.1z^{-1} + z^{-2} - 0.1z^{-3} + 0.01z^{-4} \end{aligned}$$

1-3-2 音源数1, マイクロホン数2の場合

遅延逆フィルタ処理に必要な遅延サンプル数や達成される逆フィルタ処理の精度は、音源とマイクロホンの位置関係、すなわち伝達関数 $H(z)$ に依存する。しかし、マイクロホンの一つ追加することによって、遅延サンプルを必要としない高精度な逆フィルタ処理が実現可能になる。音源から二つ目のマイクロホンまでの伝達関数を多項式 $G(z)$ と表せば、上記の高精度な処理は、次の関係を満足する逆フィルタ対 $\{U(z), W(z)\}$ を求めることで達成される。

$$H(z)U(z) + G(z)W(z) = 1$$

ところで、Euclidの互除法³⁾によれば、 $H(z)$ と $G(z)$ の最大公約多項式を $(H(z), G(z))$ と表すとき、次の二つの関係を満足する解 $\{\hat{U}(z), \hat{W}(z)\}$ は唯一に定まる。

$$\begin{aligned} H(z)\hat{U}(z) + G(z)\hat{W}(z) &= (H(z), G(z)), \\ \deg \hat{U}(z) < \deg G(z), \quad \deg \hat{W}(z) < \deg H(z) \end{aligned}$$

ただし $\deg \cdot$ は多項式の次数を表す。よって $(H(z), G(z)) = 1$ 、すなわち $H(z)$ と $G(z)$ に共通な零点がなければ、前述の高精度逆フィルタ処理を実現する逆フィルタ対 $\{U(z), W(z)\}$ を求めることができる。

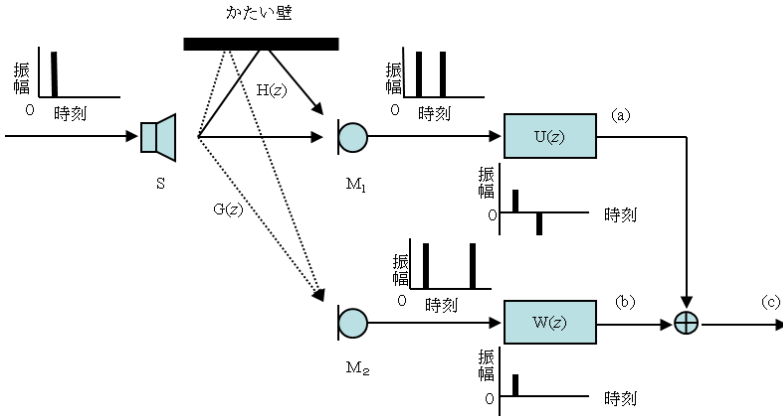


図1・9 2マイク逆フィルタ処理の物理的な意味

(注) (a), (b), (c)の部分の応答は図1・10に記載

次に、図1・9に示す簡単な音響系を参照しながら、上記2マイク逆フィルタ処理の物理的

意味を考察しよう。マイクロホン M_1, M_2 は、音源 S からの直接音とかたい壁からの反射音を受ける。直接音と反射音の干渉のため、各マイクロホン信号は（直接音と反射音の）行路差 l_j [m] ($j=1, 2; l_1 \neq l_2$) に対応する周波数 $v/(2l_j)$ [Hz] (v : 音速 [m/s]) の奇数倍の周波数の音は受音されない。すなわち、各マイクロホン信号の逆フィルタ処理は実現できない。しかし、これら奇数倍音の周波数が異なることを用いてフィルタ $U(z), W(z)$ を図のように定めれば、 S から各フィルタまでの合成応答（伝達関数の時間領域表現）は図 1・10(a), (b) となり、更にこれらを加算することで、同図(c)に示す高精度な逆フィルタ処理を達成できる。

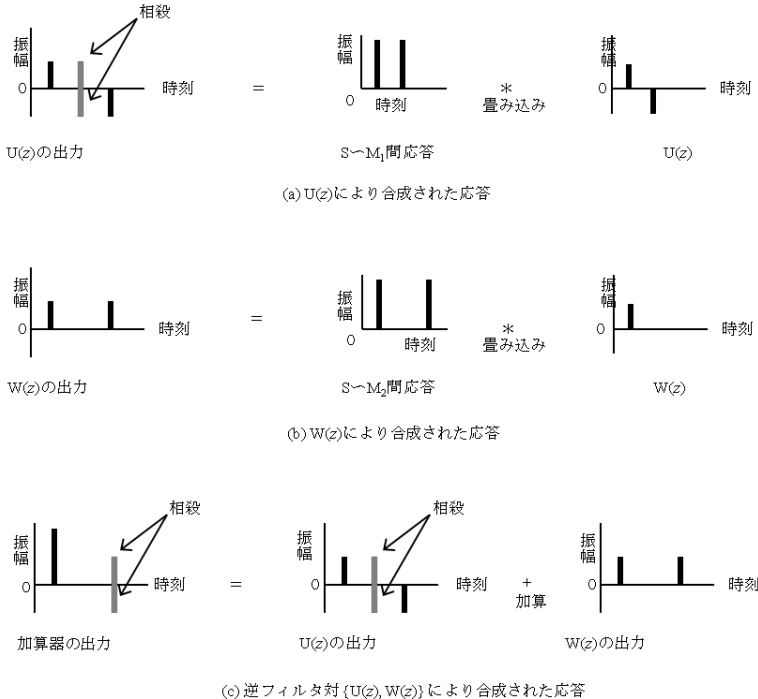


図 1・10 高精度な逆フィルタ処理の実現

1-3-3 音源数 N 、マイクロホン数 M の場合

一つの音源に対する逆フィルタ処理は、マイクロホン收音した音響信号から反射音を取り除く方法（いわゆる残響除去）である。複数音源に対する逆フィルタ処理は、マイクロホン信号を元の音源信号に分離し、各音源信号を残響除去するように働く。特に、音源数 N より多い M 個のマイクロホンを用い、 NM 個の伝達関数 $H_{ij}(z)$ ($i=1, 2, \dots, N; j=1, 2, \dots, M$) を要素とする $N \times M$ 行列の N 次小行列式が共通零点をもたないことを条件に計算される (M 個の多項式からなる) 高精度な逆フィルタの組を **MINT** 型逆フィルタと呼ぶ (**MINT** :

Multiple-input/output Inverse Theorem⁴⁾.

なお、本節で概観した逆フィルタ処理はマイクロホン信号を対象としたものであるが、スピーカ数を M 、受音点数を N とすることにより、複数受音点における音圧分布を制御する音場制御技術⁵⁾へ適用することもできる。

1-3-4 より詳しく知りたい場合には

逆フィルタの具体的な計算方法については、文献 6)~8)、及びこれらで引用されている参考資料などを参照願いたい。文献 6) は、雑音や伝達関数の(微小)変動を考慮した逆フィルタ計算方法を検討している。文献 7) は、伝達関数を既知とせず、マイクロホン信号のみから逆フィルタを計算する方法を述べている。文献 8) は、逆フィルタ処理全般の数理に詳しい。

■参考文献

- 1) S.T. Neely and J.B. Allen, "Invertibility of a room impulse response," J. Acoust. Soc. Am, vol.60, no.1, pp. 165-169, 1979.
- 2) B. Widrow and E. Walach, "Adaptive signal processing for adaptive control," Proc. ICASSP 84, 21.1.1-4, 1984.
- 3) 数学ハンドブック編集委員会(編), "数学ハンドブック," 丸善, 1983.
- 4) M. Miyoshi and Y. Kaneda, "Inverse filtering of room acoustics," IEEE Trans., ASSP, vol.36, no.2, pp.145-152, 1988.
- 5) 北脇信彦(監修), "デジタル音声・オーディオ技術," 電気通信協会, 1999.
- 6) T. Hikichi, M. Delcroix and M. Miyoshi, "Inverse filtering for speech dereverberation less sensitive to noise and room transfer function fluctuations," EURASIP J. Advances in Signal Proc. 2007, Article-ID 34013, 2007.
- 7) M. Miyoshi, K. Kinoshita and M. Delcroix, "Calculating inverse filters for speech dereverberation," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E91-A, no.6, pp. 1303-1309, 2008.
- 8) 武者利光(監修), 岡本良夫(著), "逆問題とその解き方," オーム社, 1992.

■2群 - 6編 - 1章

1-4 音場計測

(執筆著者：山崎芳男) [2019年1月受領]

1-4-1 近接4点法による音場計測

W.C.Sabine が巧みな実験と鋭い推察により残響理論を確立して以降、現在に至るまで残響時間は室内音響設計・評価の重要な指標として使われている。しかるに、容積と残響時間がほぼ等しい空間で、驚くほど音の違いを感じずともある。これは初期反射の時間、空間構造の違いによるものと考えられる。人は二つの耳で正確に音源の方向や距離、音空間を把握している。

近接4点法は同一平面上にない近接した4受音点で收音した信号を使って、音場の直接音や反射音の空間位置を計算する音場計測手法である^{1,2)}。著者らは1970年台半ばからこの方法を用いて様々な音空間の計測を行い、音楽ホールや学校教室等の音場評価・音響設計に役立ててきた^{3,4)}。

マイクロホンは図1・11に示すように原点及び直交座標上あるいは正四面体頂点に30～60mm間隔に配置している。直接音あるいは反射音からそれぞれのマイクロホンへの到達時間から、音速を使って音源までの距離 r_0, r_x, r_y, r_z が求められる。受音点を中心とした半径 r_0, r_x, r_y, r_z の球面の交点に仮想音源が存在することになる。個別の直接音、反射音の特定には短時間相関やインテンシティを用いている。

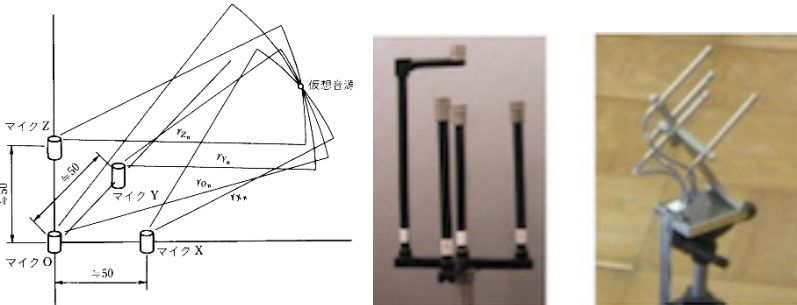


図1・11 近接4点マイクロホン

一つの受音点を原点として、ほかの三つの受音点が間隔 d で直交座標を形成するように配置した場合には、仮想音源の座標 (x, y, z) は式(4・1)で求められる。

$$X = (d^2 + r_0^2 - r_x^2) / 2d, \quad Y = (d^2 + r_0^2 - r_y^2) / 2d, \quad Z = (d^2 + r_0^2 - r_z^2) / 2d. \quad (4 \cdot 1)$$

1980年に早大大隈記念講堂で行った測定結果を示す^{3,4)}。音源を舞台上に置き、原点と x, y, z 直交座標上5cmの4点のマイクロホンで計測したインパルス応答から式(4・1)により直接音、反射音の座標を求めた。図1・12に大隈記念講堂概要図を、図1・13に2階前部中央座席Bの0-10ms, 0-30ms, 0-50msの音の到来方向の変化を、図1・14に1階中央座席A、後部側方C、2階中央B席の全反射音の渡来方向の比較を示す。床面に平行に、回転方向は±10度、垂直方向は±45度の開口から到来する反射音を1目盛り10dBで表示した。

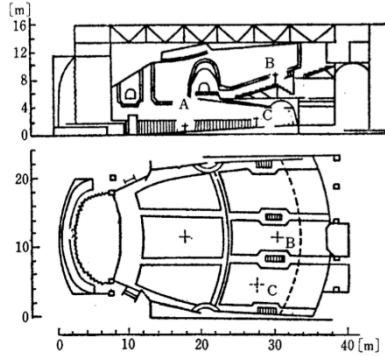


図 1・12 大隈記念講堂の平・立面図

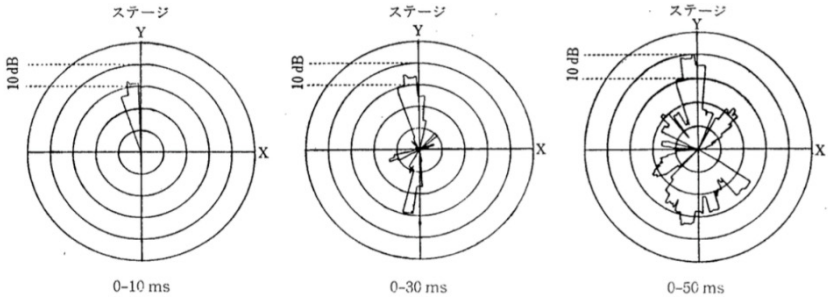


図 1・13 大隈記念講堂 2階B席の音の到来方向の時間変化
(回転方向±10度, 垂直方向±45度の開口)

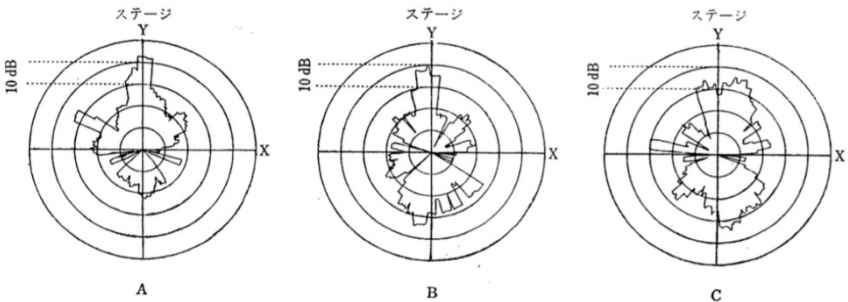


図 1・14 大隈記念講堂座席による音の到来方向 (回転方向±10度, 垂直方向±45度の開口)

図 1・15 に一般家屋の居間, コンサートホール (大阪ザシンホニーホール), 教会 (フライブルグ・ミュンスター) で測定したインパルス応答, 床面に投影した反射音分布, 回転方向は±1度の開口に入射する反射音の到来方向を示す。音場の違いがよく捉えられている。

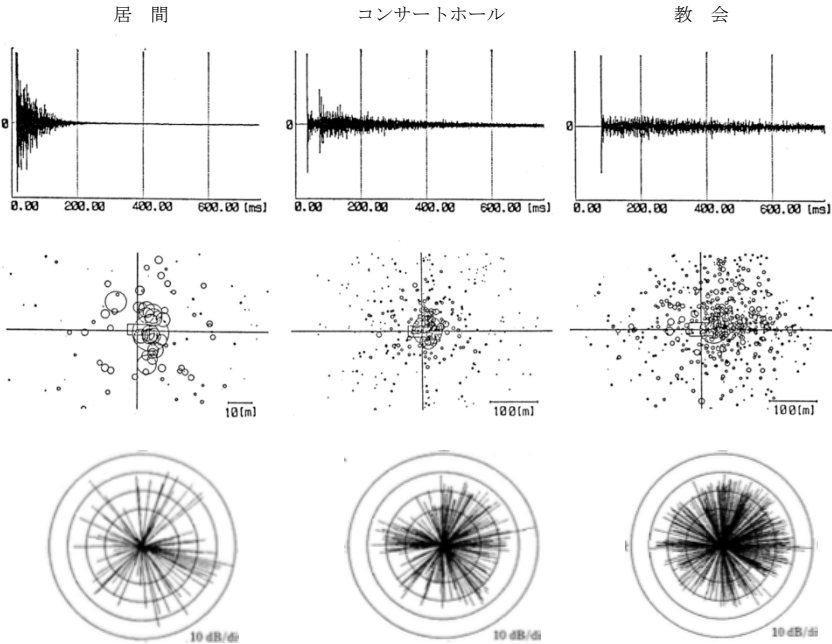


図 1-15 音場の比較 (上から インパルス応答, 床平面の仮想音源分布, 音の到来方向)

1-4-2 光を使った音場計測

音場計測において通常はマイクロホンが用いられるが、マイクロホン及びそれに付随する補機類の存在は被測定音場に影響を与える。音は空気の気圧変化である。空気の気圧変化で光の屈折率が変化する現象は音響光学効果と呼ばれ、光を用いた音場の可視化・計測が研究されている。当初は主として超音波を対象としていたが、近年は可聴音場を瞬時・定量的計測することが可能となってきた^{5,6)}。

レーザドプラ振動計

本来対象の振動を走査計測するレーザドプラ振動計 (LDV) は、音響光学効果を利用して光学的音響計測に使うことも可能である。ただし、空間的な情報を得るには測定領域を走査する必要があり、同一の音場を何度も再現可能な音場にしか適用できない。

図 1-16 に示すように測定対象音場に対して一方向から走査型 LDV により剛壁にレーザを照射し二次元走査した反射光を連続記録する。図 1-17 に 4 kHz の正弦波で駆動したコーン型 YAMAHA NS-10M とマルチセル型平板 WASEDA EE W-3232 の 2 種類のスピーカの生成する音場の観測を行った結果を示す。

図 1-18 に示すように、光源あるいは被測定体を回転し、計算断層投影法 (CT) を用いて再構成することにより、測定範囲内の任意の点についての音圧を得ることができる⁷⁾。図 1-19 に 1 度ごとに回転させて投影した小型スピーカ (YAMAHA MSP-5) 前面の波面を示す。

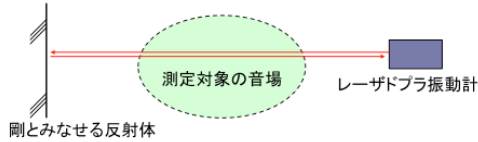
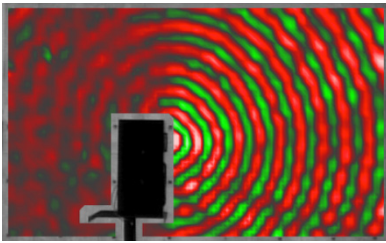
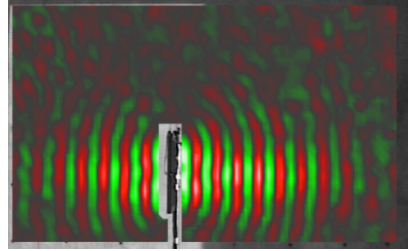


図 1・16 走査型レーザドプラ振動計による音場の測定



NS-10M コーンスピーカ



W-3232 平面スピーカ

図 1・17 走査型レーザドプラ振動計によるスピーカの波面 (4kHz 正弦波)

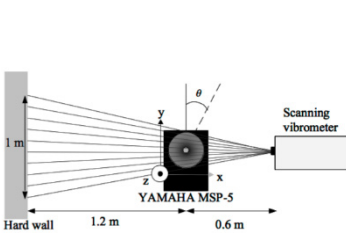


図 1・18 音響 CT による音場測定

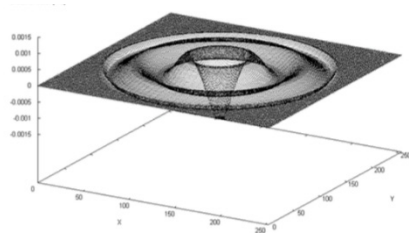


図 1・19 音響 CT によるスピーカ前面の波面

シュリーレン法

シュリーレン法は測定系が単純でありながらナイフエッジによって高感度に位相が検出できるので熱流体など様々な物理現象に適用されてきた。音響現象では Toeppler が初めて、放電によって発生した空中衝撃波の高速度可視化を行った。前述の LDV とは違い、音の繰り返し提示の必要はなく、瞬時に観測可能である。感度の点で対象は超音波に限られ、可聴音場を可視化することは難しい⁸⁾。

LIDAR

LIDAR (light detection and ranging) は、レーザパルス光を上空など空中に向けて放射し、大気からの散乱光を鏡と光電子増倍管 (PMT) を用いて検出することにより、種々の気象情報を観測するシステムである⁸⁾。音場内に向けて放射したパルス光の空気による散乱光を望遠鏡と光電子増倍管を用いて記録することにより、放射したパルス光の経路上の任意の点の

音情報を取得できる。強力なレーザーが必要な点や部屋を暗くする必要があるなどの制約があり、限られた空間での実験段階であるが、空間の任意の点の音響情報を把握できる可能性のある手法である⁹⁾。

並列位相シフト干渉法¹⁰⁾

近年高速化が実現した位相シフト干渉法により、音の空間分布を瞬時に定量計測することが可能となった⁹⁾。原理は図1・20に示すように、干渉を1画素ごとに4位相を同時並列に高速度カメラで記録する。流れによる空力音であるエッジトーンの可視化結果を図1・21に示す。1 mm×25 mmの吹き出しスリットから流量20 L/minの高温空気を、8 mm離れた幅50 mm、頂角20°のエッジにあて、20 kfpsで高速記録した。この条件で発生するエッジ音1.2 kHzを中心周波数とする200 Hzのフィルタをかけた結果である。スリット上下で逆相が観測されている。

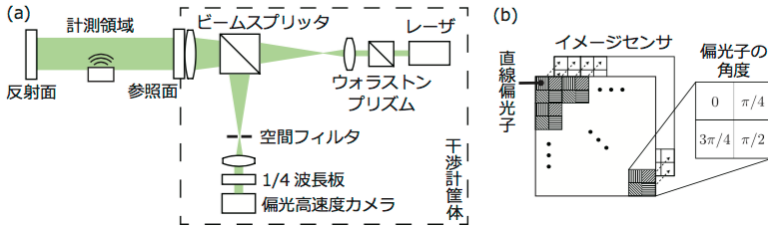


図1・20 偏光高速度干渉計を用いた並列位相シフト干渉法による音場計測

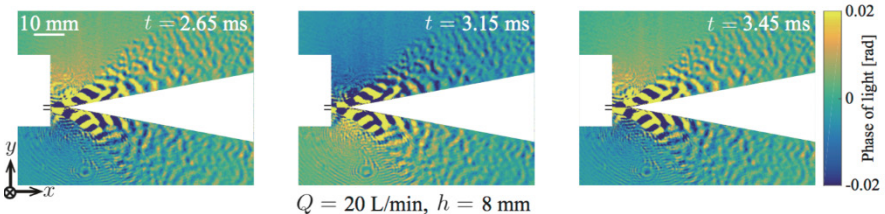


図1・21 流れによるエッジトーンの可視化 (スリット1 mm×25 mm, エッジ幅50 mm, 頂角20°)

■参考文献

- 1) 山須田繁, 小暮啓史, 山崎芳男, 伊藤毅 "室内音場へのデジタル技術の適用," 日本音響学会講演論文集, pp.619-620, 1978年5月
- 2) 山須田繁, 小路法男, 安川謙一郎, 斎藤博之, 山崎芳男, 伊藤毅, "デジタル技術を用いた室内の空間情報の一測定法," 建築音響研究会資料 AA79-03, (1979)
- 3) Y.Yamasaki, T.Itow, "Measurement of spatial information of sound fields by closely located four point microphone method," J.Acoust.Soc.Jpn(E) vol.10, pp73-85,(1989)
- 4) 山崎芳男, 橘秀樹, 森本政之, 平沢佳男, 前川純一, "ヨーロッパのコンサートホールの実測調査(第2報) - 近接4点法による調査結果-, " 日本音響学会誌 43巻4号, pp277-285(1987)
- 5) 中村健太郎, "空気の屈折率を検出する空気中強力音場の測定," 信学技報,US2001-9,pp.15-20 (May.2001)
- 6) 中村健太郎, 上羽貞行, "音圧感度の検討-空気の屈折率変調を工学的に検出する音場可視化法," 2001年度秋季日音講演集, pp.1253-1254 (2001)

- 7) 池田雄介, 後藤亮, 岡本直毅, 滝澤俊和, 及川靖広, 山崎芳男, “レーザ CT を用いた音場の観測,” 日本音響学会誌, 62 巻 7 号, pp.491~499, (2006)
- 8) Chitanont Nachanant, Keita Yaginuma, Kohei Yatabe, Yasuhiro Oikawa, “Visualization of sound field by means of Schlieren method with spatio-temporal filtering,” IEEE ICASSP), pp. 509-513, Apr. 2015.
- 9) Kenji Ishikawa, Yasuhiro Oikawa and Yoshio Yamasaki, “Non-intrusive sound pressure measurement using light scattering,” Acoustical Science and Technology, vol. 36, no. 5, pp. 408-418, Sep. 2015.
- 10) Kenji Ishikawa, Kohei Yatabe, Chitanont Nachanant, Yusuke Ikeda, Yasuhiro Oikawa, Takashi Onuma, Hayato Niwa and Minoru Yoshii, “High-speed imaging of sound using parallel phase-shifting interferometry,” Optics Express, vol. 24, no. 12, pp. 12922-12932, June 2016.

■2群 - 6編 - 1章

1-5 AD-DA 変換

(執筆著者：山崎芳男) [2019年1月受領]

1-5-1 量子化雑音とディザ

アナログ信号のデジタル化には時間軸の離散化である標本化と振幅の離散化である量子化の操作が必要である。標本化周波数が帯域を決定し量子化特性がダイナミックレンジをそれぞれ独立に決定するように受け取られがちであるが、実は両者は密接な関係をもっている。

図 1・22 に一様量子化の例を示す。量子化は連続分布する標本値を離散的な値で表現する操作であるから、情報の欠落は不可避であり、量子化雑音と呼ばれている。量子化雑音は入力信号が多くの量子化ステップの間を素早く変化する場合や、的確なディザが導入されている場合には、標本化周波数の 1/2 の帯域に入力とは無相関な電力 $\delta^2/12$ (δ は量子化ステップ)の白色性の雑音と分布する。標本化周波数が高いほど一定の帯域幅に分布する量子化雑音電力は小さくなる。これはたとえ量子化ビット数が 1bit であっても、一定帯域のダイナミックレンジは十分広くとりうることを示している。

一方、小さな入力信号、大きくともごくゆっくり変化する信号に対しては、量子化雑音は入力と強い相関のあるひずみとなる¹⁾。量子化雑音を白色化する目的で、図 1・23 に示すように信号にディザと呼ばれる確率変数を加算したうえで量子化し、量子化後に減算する手法が知られている²⁻⁵⁾。ディザとして図 1・24 に示す量子化ステップ幅 δ あるいはその整数倍に一様分布か三角分布する信号を用いれば、量子化雑音は入力の如何にかかわらず $\pm\delta/2$ の間に一様分布する電力 $\delta^2/12$ の白色性の雑音に帰着することが可能である。

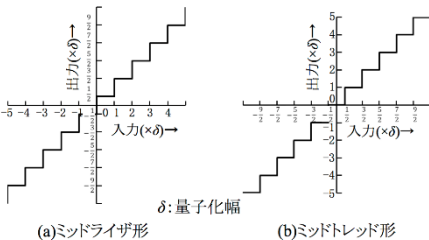


図 1・22 一様量子化

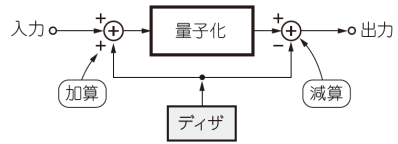
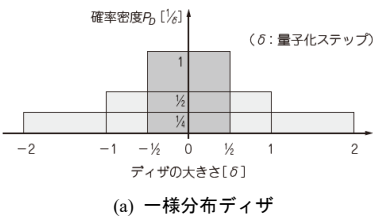
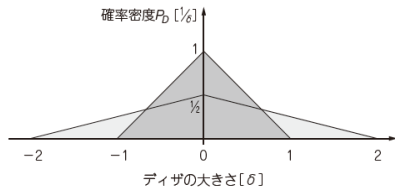


図 1・23 ディザの加算減算



(a) 一様分布ディザ



(b) 三角分布ディザ

図 1・24 ディザの確率密度分布

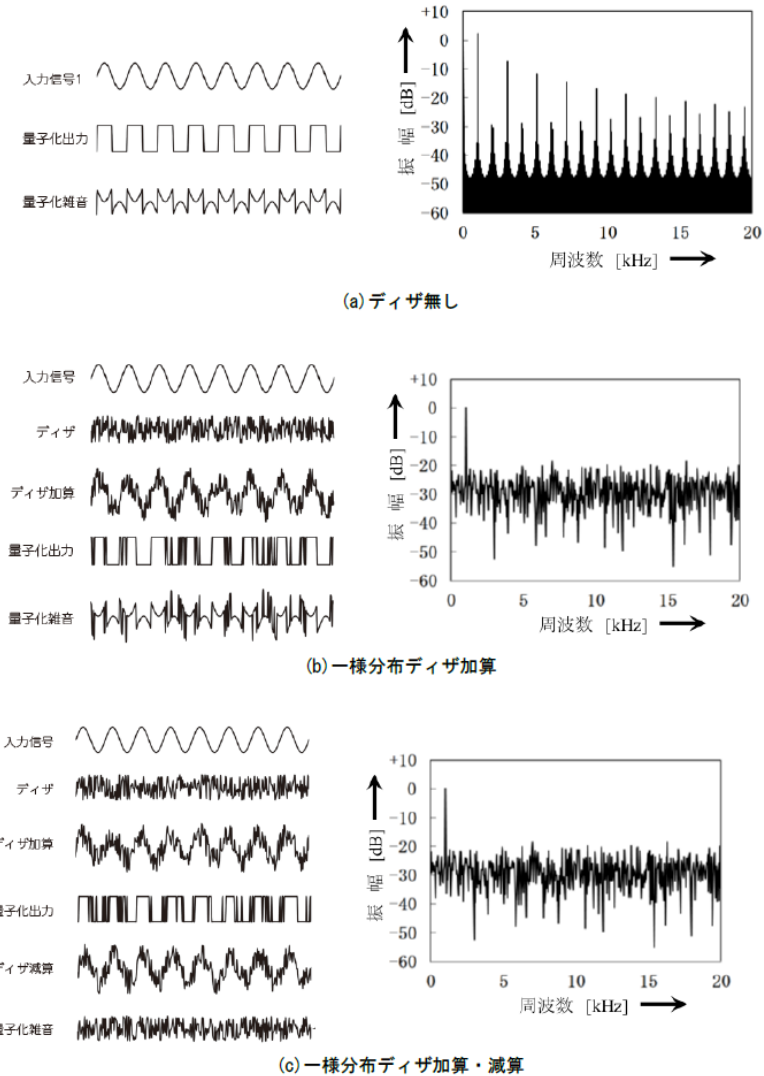


図 1・25 正弦波の量子化その周波数スペクトル

図 1・25 にミッドライザ型量子化器に振幅 $\delta/2$ の正弦波を入力したときの量子化とそのスペクトルを示す。(a) のディザがない場合は振幅が $\delta/2$ 以下の正弦波入力に対しては、その振幅の如何にかかわらず量子化出力は $\pm \delta/2$ の矩形波となってしまう。量子化雑音は入力信号と強い相関を有し、奇数次高調波と標本化による折り返し成分が観測されている。出力レベル

も入力レベルとは一致していない。

(b)のように $\pm \delta/2$ のディザを加算すると、量子化された波形は入力正弦波とは異なっており、量子化雑音波形は入力正弦波とある種の相関はあるが、量子化出力に高調波ひずみはなく、量子化雑音のスペクトル分布も白色化されている。出力レベルも入力レベルと一致している。量子化雑音電力は(c)の量子化後に加えたディザを減算する場合の2倍、 $\delta^2/6$ となっている。

(c)のように量子化出力から加えたディザを減算すると、量子化された波形は入力の正弦波に振幅 $\pm \delta/2$ の雑音を加算された形となる。量子化雑音は加えたディザと同様の $\pm \delta/2$ に一樣分布している。量子化雑音電力は(b)のディザを加算しただけの場合に比べて半減し $\delta^2/12$ となる。すなわち、入力信号と相関のない白色性の雑音に帰着しうることを示している。

1-5-2 大振幅ディザ⁶⁾と高域集中ディザ⁷⁾

現実のAD変換器やDA変換器には理想量子化特性からの誤差が存在する。例えば、ラダー(梯子)抵抗をスイッチで切り替える逐次比較形では全スイッチが反転する零交差付近に非一様性が生じ、積分型では変換特性全体に歪みが生ずる傾向がある。

図1-26に16bit逐次比較AD変換器を使って行った実験結果を示す。入力は最大振幅-66dBの1kHz力の正弦波、標準化周波数は44.1kHz、(a)はディザを加えないときの量子化出力のスペクトル分布である。原理的に存在する奇数次高調波のほかに、変換器の理想変換特性からの誤差に起因すると考えられる高調波ひずみが現れている。

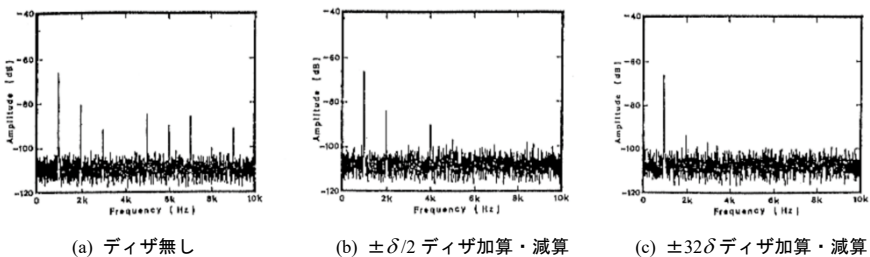


図1-26 大振幅ディザによる量子化精度の向上

(b)は理論的に必要最小限の $\pm \delta/2$ のディザを加算・減算した結果である。量子化雑音は白色化されるはずであるが、変換誤差に起因する高調波ひずみが残っている。

(c)は $\pm 32\delta$ のディザを加算・減算した結果である。高調波ひずみが大幅に軽減されているのが確認できる。これは大振幅ディザにより、量子化器の広い範囲を使うので、誤差が平均化された結果である。 $\pm 32\delta$ は16bitの量子化ステップ総数65,536に比較すると十分小さいので、大振幅ディザの導入による最大入力レベルの減少は無視しうる程度である。

さらに信号に大振幅ディザを加算する際、ディザの周波数分布を特定の帯域に集中させることによって、量子化後のディザの減算が行えない系に対しても変換誤差の低減が期待できる^{6,7)}。図1-27(a)にディザ無し、(b)に振幅 10δ の高域集中ディザ、(c)に(b)の高域集中ディザを加算のみ、(d)に加算、減算をした場合のスペクトルを示す。

高域ディザを減算すると(d)のように全帯域で、前述の一樣分布ディザの加減算と同様な分布となる。注目すべきは高域に大振幅ディザを集中させて加算した場合、(c)のように中低域の量子化雑音は減算を行ったときと同じレベルまで抑えられている点である。これはアナログテープレコーダの高周波バイアスの原理に通ずるものがある。

ディザの減算の難しい測定器などの精度向上に役立つ実用価値のある方法である。

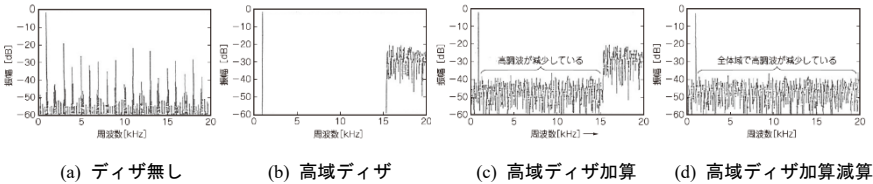


図 1・27 高域集中ディザ

1-5-3 高速 1bit 処理⁹⁾

量子化雑音電力は先に述べたように $\delta^2/12$ である。これは信号の帯域を一定とした場合、図 1・28 に示すように標準化周波数が高いほど一定帯域内に分布する量子化雑音電力は小さくなることにほかならない。20 kHz 帯域の最大振幅の正弦波に対する量子化雑音比は、標準化周波数 100 kHz では 12 dB, 1 MHz では 32 dB, 100 MHz では 72 dB, 1 GHz では 92 dB 得られるはずである。最近では素子の高速化と、記憶媒体の飛躍的な大容量化で、このように単純な高速標準化 1 bit 伝送・処理も可能となり、広帯域信号の記録・計測に使われ始めている。

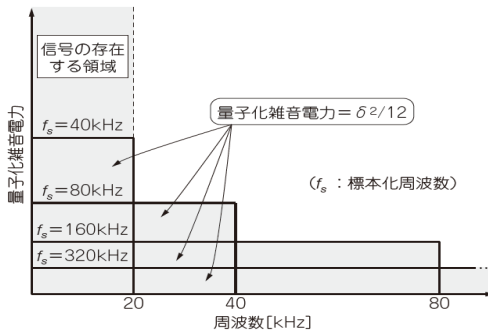


図 1・28 標準化周波数と量子化雑音スペクトル

1-5-4 $\Delta\Sigma$ 変調

$\Delta\Sigma$ 変調は 1961 年に東京大学の猪瀬研究室の学生であった安田靖彦氏の、 ΔM の復調に必要な積分器を、変調時の帰還ループの中に入れてしまおうという画期的な発想である⁹⁻¹¹⁾。

図 1・29 に 1 次と n 次の $\Delta\Sigma$ 変調の構成を示すように減算 Δ 、積分 Σ 、比較 (1bit 量子化) 器、遅延回路から構成される。量子化で入力と無相関な量子化雑音 N_q が加算されるとすると、1 次と n 次の $\Delta\Sigma$ 変調の出力 Y, Y_n は

$$Y = X + (1 - Z^{-1}) \cdot Nq \tag{5 \cdot 1}$$

$$Y_n = X + (1 - Z^{-1})^n \cdot Nq \tag{5 \cdot 2}$$

となり、量子化雑音は量子化器の Nq を微分したかたちになる。量子化雑音のスペクトルは **図 1・30** に示すように、標準化周波数 f_s の $1/6$ を境に低域では減少、高域では増大している⁴⁾。 $\Delta\Sigma$ 変調が安定に動作するのは2次までであり、3次以上を安定に動作させるには、帰還ループの係数の選択や部分帰還を設けるなどの工夫が必要である¹²⁻¹⁴⁾。

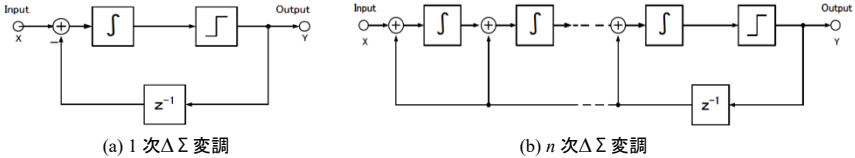


図 1・29 $\Delta\Sigma$ 変調

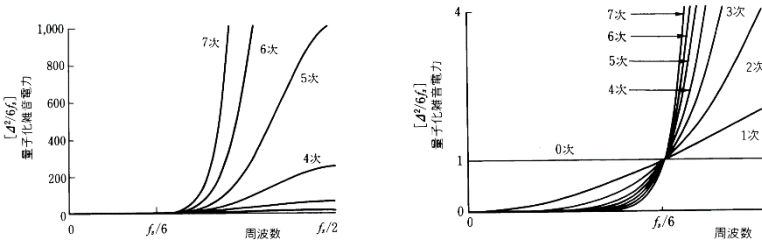


図 1・30 $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音スペクトル

■参考文献

- 1) W.R.Bennet, “Spectra of quantized signals,” B.S.T.J., 21, 7, pp.446-472 (1948)
- 2) L.G.Roverts, “Picture coding using pseudo-random noise,” IRE Trans., IT-8, no.2, pp.145-154 (1962).
- 3) N.S.Jayant and L.R.Rabiner, “The application of dither to the quantization of speech signals,” B.S.T.J., 5, 1, no.6, pp.1293-1304 (1972)
- 4) 山崎芳男, 伊藤 毅, “広帯域音響信号の高忠実度 PCM 記録および伝送について,” テレビジョン学会録画(11-2), 光フィルム(9-2), 技術用研究会(19-2), (1975.3)
- 5) D.E.I.Shorter and J.R.Chew, “Application of pulse code modulation to sound signal distribution in a broadcast network,” Proc. Inst. Elec. Eng., 119, no.10, pp.1442-1448 (1972)
- 6) 山崎芳男, “広帯域音響信号の量子化への大振幅ディザの適用,” 音響会誌, vol.1.39, No.7 pp.452-462 (1983)
- 7) 西島羽賀, 大谷信人, 阿蘇谷靖, 山崎芳男, 伊藤毅, “大振幅ディザと高速標準化による AD 変換精度の向上,” 電学技報, EA82-72, pp.29-14 (1983)
- 8) 山崎芳男, “AD/DA 変換器とデジタルフィルタ,” 音響学会誌, Vol.46, No.3, (1990)
- 9) 猪瀬, 安田, 村上, “符号化変調による一通信方式 Δ - Σ 変調,” 電気通信学会誌, Vol.44, No.11, (1961)
- 10) H.Inose, Y.Yasuda, J.Murakami, “A Telemetry System by Code Modulation- $\Delta\Sigma$ Modulation,” IRE Trans. on SET, Vol.8, No.3 pp.205-209 (1962)
- 11) 高野, 安田, 猪瀬, “ Δ - Σ 変調方式によるテレビジョン信号の伝送,” テレビジョン学会誌, Vol.17, No10, pp.606-610 (1963).
- 12) 松谷康之, 内村国治, 岩田穆, “多段量子化雑音抑圧 (MASH) 方式 16 ビット CMOS A/D 変換 LSI,”

信学技報, ICD 87-52, pp.7-12 (1987)

- 13) 飯塚秀幸, 名越英之, 野間正利, 山崎芳男, 西川明成, “高速 1bit 符号化の量子化雑音のスペクトル分布とその制御,” 日本音響学会講演論文集, pp623-624, (1994.11)
- 14) 服部永雄, 及川靖広, 山崎芳男, “高速 1bit 信号処理の伝送特性と量子化雑音制御,” 電子譲王通信学会基礎境界大会, pp313-314, (2000.10)