

音響信号とデジタル信号処理

Acoustic Signal and Digital Signal Processing

山崎 芳 男⁽¹⁾
Yoshio Yamasaki

要 旨

本稿では音響信号のデジタル処理について論じている。特に忘れられがちな問題点を明らかにし、「迷信」の克服に心掛けた。第1章では音響分野におけるデジタル信号処理の歴史を概観する。第2章ではアナログ信号のデジタル化について論じ、標本化と量子化がデジタル化の質を決定するうえで実は密接に関連していること、ディザの導入による量子化雑音の入力信号との無相関化の原理、さらに大振幅ディザの導入による変換誤差の低減について論じ、デジタル信号処理が結局有限語長との限り無い戦いであることを示している。第3章では音場の計測と制御について論じ、近接4点法により空間情報を把握する手法を紹介しヨーロッパのコンサートホールの測定例を示している。第4章では準同形処理による残響成分の除去、再生信号のみを使った伝送測定 の 推定方法、ポリスペクトル解析とパターン照合による信号と雑音の分離等について論じている。

This paper describes introduction of digital signal processing to acoustic signal area. In particular, it is aimed to solve easy-to-forget problems and to strike superstitions.

Chapter 1 overlooks the history of digital acoustic signal processing. In chapter 2, topics in digitization of acoustic signals are discussed, including strong correlation between sampling frequency and quantization characteristics, necessity of dither, and improvements of conversion accuracy by introducing large amplitude dither and/or a high frequency sampling rate. In chapter 3, measurement and control of sound fields is discussed, including noise reduction by averaging, the closely-located 4-point microphone method developed by the author for obtaining spatial information of a sound field, and measured results of several famous European concert halls. In chapter 4, new technologies of signal enhancement, including reduction of reverberation and blind deconvolution using homomorphic filtering, and separation of the signal of interest from others are discussed.

⁽¹⁾ 早稲田大学理工学部

1. ま え が き

近年、デジタル集積回路性能の向上と価格の低減には目を見張られるものがあり、好むと好まざるとにかかわらずデジタル化の波が押し寄せつつある。

音響の分野でもFFTアナライザのような測定機器はもちろん、LSI化された音声合成装置が玩具にまで使われている。一方、オーディオに目を向けるとコンパクトディスクはソフト、ハードともすでに広く普及し、業務用に続き家庭用のデジタルテープレコーダ(DAT)も登場した。また衛星直接放送や8mmVTRの音声系にPCMが導入されたり、デジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)を使用した音場制御等を目的とした効果用機器が出現したりとデジタルオーディオもいよいよ本格的な実用期を迎えようとしている。

音響分野へのデジタル信号処理技術の導入は

- 1) 電子計算機による信号処理
 - 2) アナログ処理、機器のデジタル化
 - 3) 新しいデジタル処理システムの構築
- に大別される。

これらは必ずしも歴史的な流れに対応しているわけではないが、当初は電子計算機による信号処理が行われ、次第に性能、操作性の向上あるいは価格の低減を図った機器単体のデジタル化が始まり、測定および処理時間の短縮、新しい評価パラメータの抽出、あるいは将来の活用を考慮してできるだけ生に近い形でデータの保存といった観点から新しい形の測定・処理システムが生まれつつある。

電子計算機によるソフトウェア処理は音声の分析・合成の研究に早くから使われていた。特に1965年にJ. W. CooleyとJ. W. TukeyによってFFTのアルゴリズムが紹介されると、音声の研究

は飛躍的な発展を遂げた。

騒音制御や建築音響の分野でも電子計算機を使った室内音場のシミュレーションや測定データの解析は1960年代から行われていた。特にFFTとデジタルフィルタは汎用電子計算機のソフトウェア処理、あるいは測定機器のハードウェア、マイクロプロセッサの形で盛んに利用されている。インテンシティ計測など一部では小型ロボットも導入されている。

ところで、オーディオ分野で最初にデジタル化が試みられたハードウェアはホールやスタジオで使われる効果用機器で、遅延装置や残響付加装置等が1960年代後半からアメリカやヨーロッパで相次いで発表された。信号伝送系のデジタル化は放送中継、PCM録音、測定データの収集等の業務分野で1970年頃から始まり、当初はアナログ伝送路の隘路を、ハードウェアの複雑化や価格の上昇をある程度容認した上で、デジタル化して質の向上を図るという形の導入が主であった。

一方、家庭用アナログ音響機器のハードウェア技術はほぼ飽和点に達しており、これ以上の向上をアナログ的手法で追及すると、大幅な価格の上昇あるいは重量や容積の増大を招き、時代の流れに逆行する恐れもある。これに対し、デジタルハードウェアの性能の向上と価格の低下は当分の間続くものと予想され、特にコストの大部分が開発経費である集積回路は、大量使用により単価は大幅に低下する。従って、これからは高品質、低コストを追及した当然の帰結として大量生産の期待できる家庭用音響機器にデジタル技術が導入され、さらにデジタル処理の特長を生かした新しい形の音響信号処理が実用に供される時代となろう。

本稿ではデジタルオーディオを概観し、忘れられがちないくつかの問題点を明らかにし、またいくつかの応用例について述べることにする。

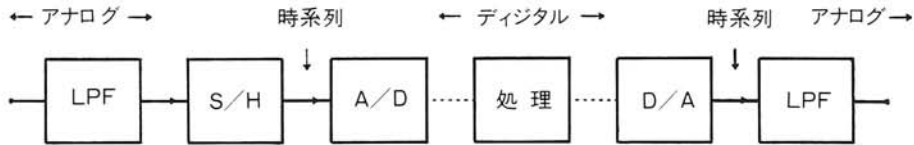


図-1 デジタル信号処理の流れ

Fig. 1 Flow of digital signal processing.

2. デジタル信号処理

デジタル信号処理の概念は17世紀に発展した数値解析に端を発しているとみることができる。しかし、デジタル信号処理が今日隆盛を究めるに至った原動力は第一が1940、50年代のシャノンを中心とした情報論の発展と電子計算機の実用化であり、第二が最近のLSIを中心とした半導体技術の飛躍的発展であるといえる。

シャノンは信号の単位時間当たりのエントロピーより大きな伝送容量を持つ伝送系を使えば、あいまい度を限りなく小さくし得る符号化法が存在することを明らかにした。音響分野で扱う信号は当然アナログ信号であり、そのエントロピーは無限大である。誤りのない伝送をするには無限大の伝送容量を必要とする。現実のハードウェアには必ず雑音が存在し、伝送容量は有限である。従って伝送・処理された信号には雑音、誤差が加わり、あいまい度を含むことになる。すなわち信号は多かれ少なかれ伝送過程で劣化する。

これに対し信号をデジタル化するとそのエントロピーは有限な値となる。従って、デジタル伝送では伝送容量の有限な現実の機器を使用しても劣化のない伝送・処理が可能である。系の質は基本的には標本化周波数と量子化特性、演算語長によって決定される。従って、質の点から見たデジタル信号処理導入の採否は、アナログ処理による信号劣化の総量とデジタル化の際生じる信号劣化との比較により決定すべきものといえる。

また、音響測定等においてもアナログでは質の

高い測定を行うには熟練を要するのに対し、デジタル信号処理では誰が何時行なっても同じ結果が期待できる。

2.1 標本化と量子化

図-1にデジタル信号処理の流れを示す。アナログ信号をデジタル化するには標本化と量子化の操作が必要である。一方電送、記録等の処理を終えたデジタル信号はDA変換器で時系列化しローパスフィルタで補間してアナログ信号に復元する。(図2)

一般に音響信号の周波数帯域は有限であるから、標本化定理に基づき情報の欠落がない標本化が可能である。

一方、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る。この量子化出力と入力標本値との差を量子化雑音と呼ぶ。広帯域音響信号の量子化では、多くの量子化ステップの間を素早く行き来するような入力信号に対しては、量子化雑音は入力とは無相関な白色性の雑音となる。しかし、入力レベルが低く量子化ステップ数が少ない信号、あるいは例え入力レベルが高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歪となる。³⁾

量子化雑音を白色化する目的で、図-3に示すように信号にディザと呼ばれる確率変数を重畳したうえで量子化する手法が知られている。^{4), 5)} 理論的には量子化ステップ巾 Δ に一樣分布する確率変数を量子化に先立ち信号に重畳し、次に量子化された信号から同じディザを引き去ることにより、量子

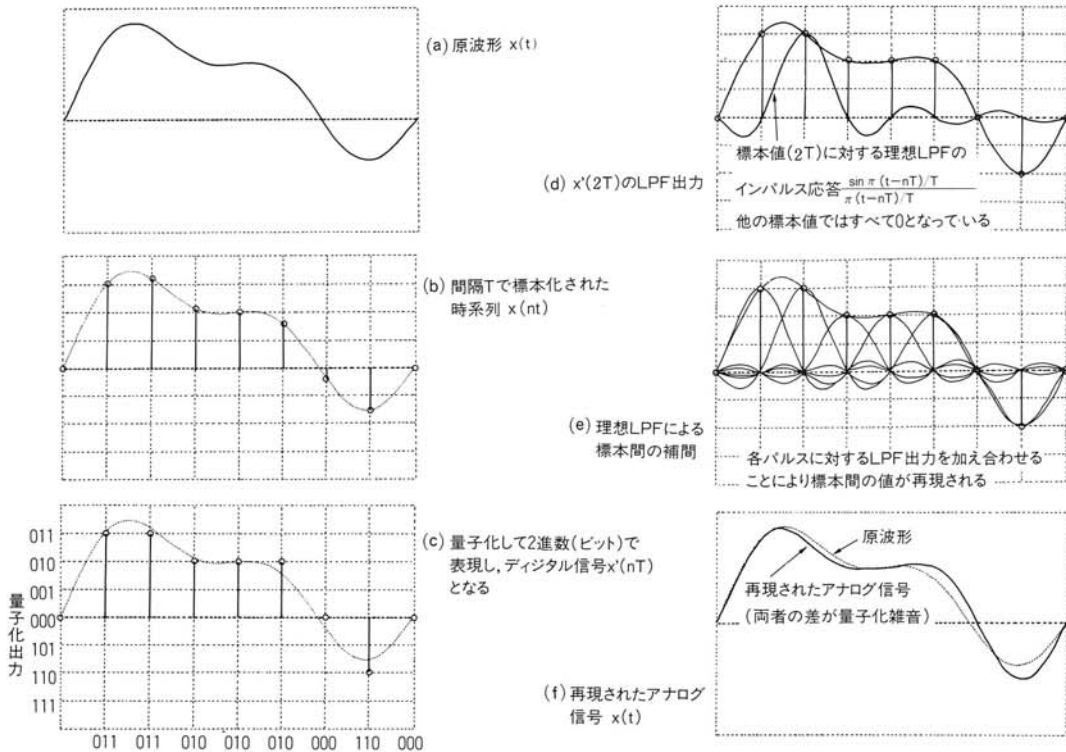


図-2 アナログ→デジタル→アナログの流れ

Fig. 2 Flow of analog→digital→analog.

化雑音を巾 Δ に一様分布する電力 $\Delta^2/12$ の白色性雑音とすることが可能である。

図-4 はミッドライザ型量子化で、 a はディザ無、 b は $\pm \Delta/2$ 、 c は $\pm 2\Delta$ の一様分布の擬似ランダム系列をディザとしたときの、入出力特性と量子化雑音を示したものである。

図-5 の A は振幅 $\Delta/2$ の正弦波を量子化した時間

領域の波形、 B は信号の周波数を 1 kHz、標本化周波数を 40.96 kHz としたときの量子化出力の周波数スペクトルをコンピュータシミュレーションにより求めたものである。 a はディザ無、 b は $\pm \Delta/2$ のディザを重畳、 c は量子化後にディザの減算を行ったものである。

ディザが無いと正弦波を入力したにもかかわらず

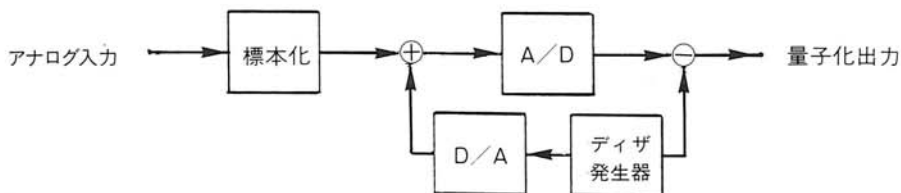


図-3 ディザの重畳と減算

Fig. 3 Adding and subtracting of dither.

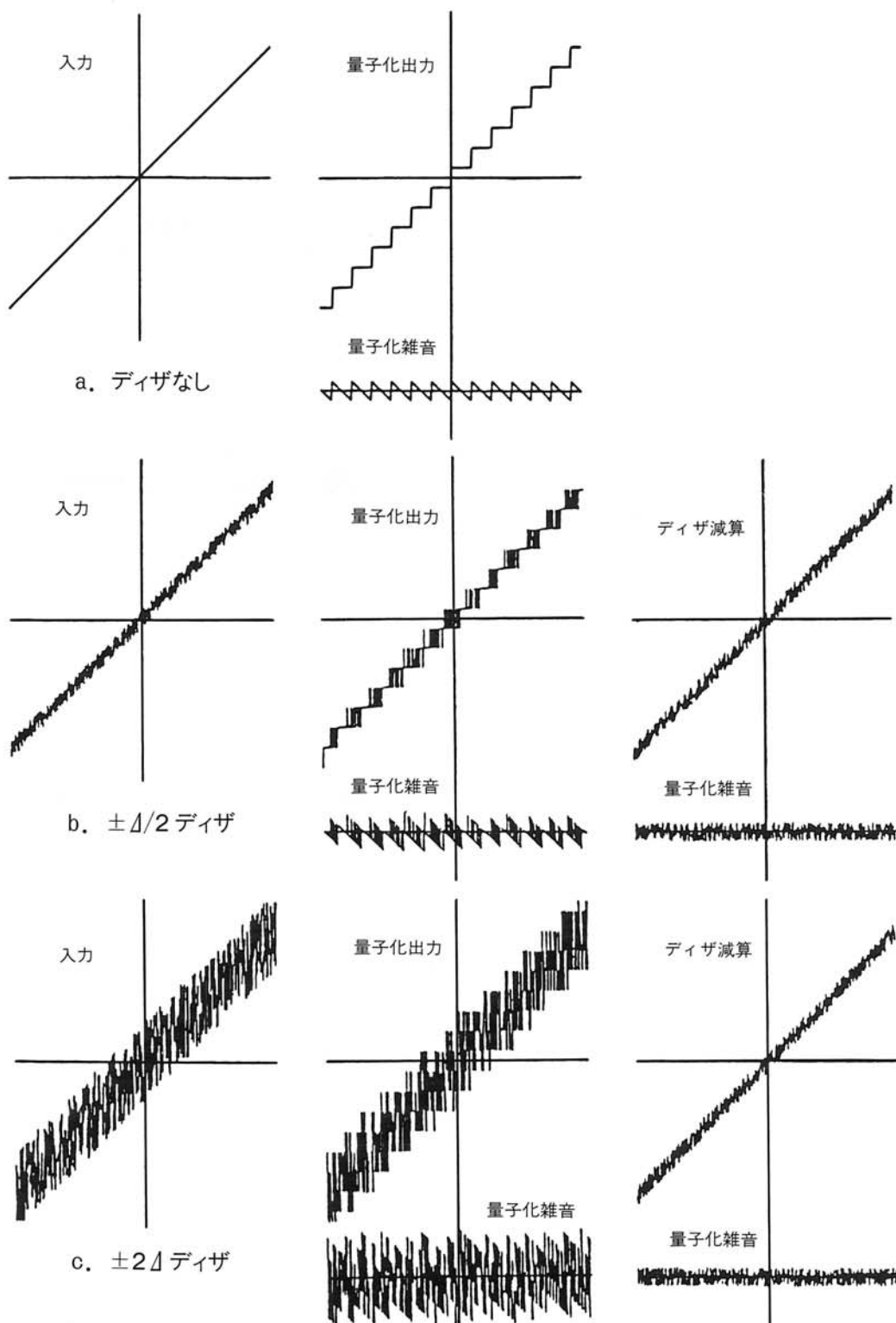


図-4 ディザの分布と量子化出力、量子化雑音の関係

Fig. 4 Distribution of dither, quantization output and quantization noise.

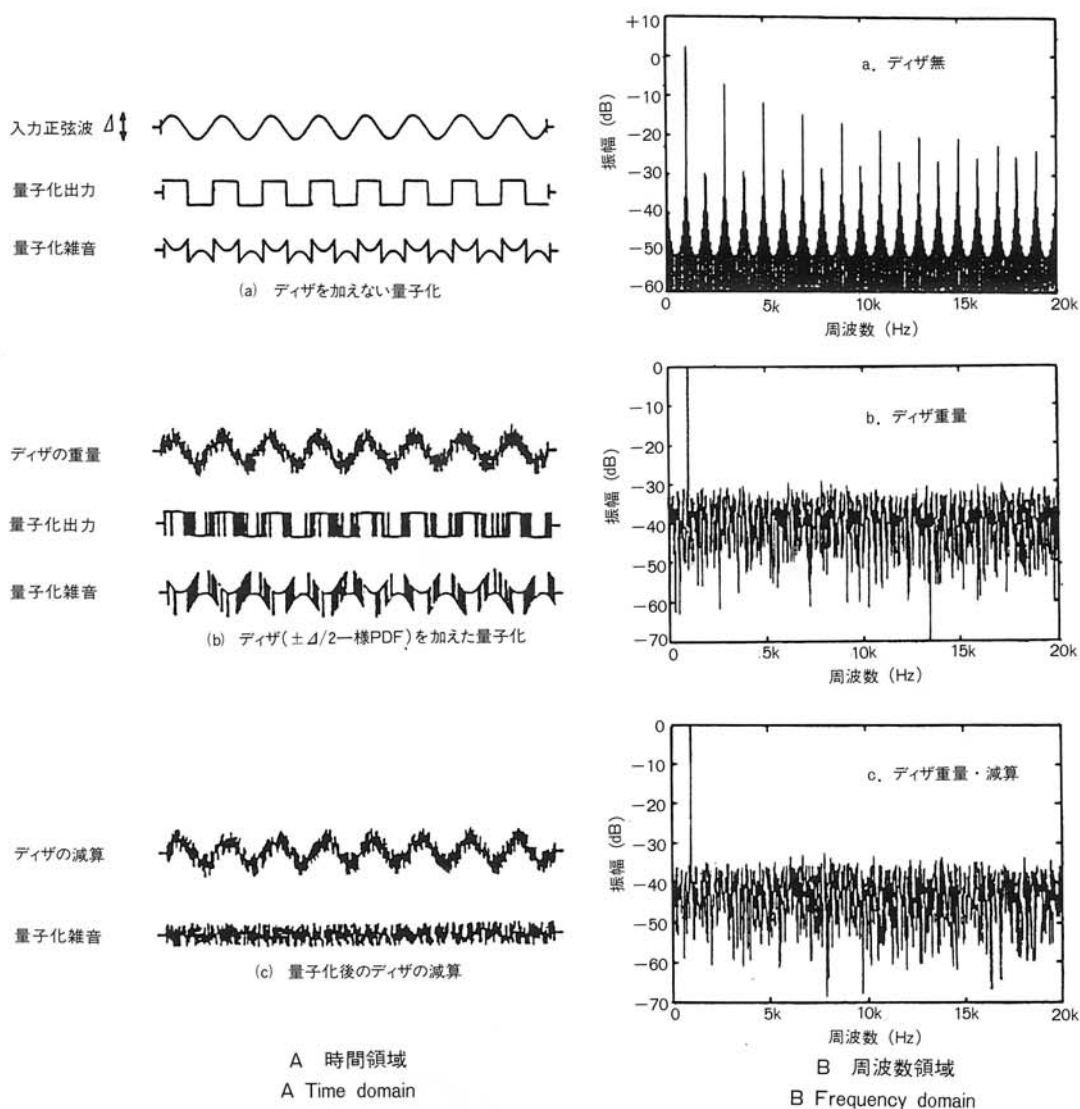


図-5 正弦波の量子化

Fig. 5 Quantization of sine wave.

ず、あたかも方形波が入力された形となり、奇数次の高調波が生じ、標本化周波数の $\frac{1}{2}$ を超える成分は折り返される。

ディザを重畳しただけで減算を行わないと、量子化された波形は入力正弦波とは大幅に異なり、量子化雑音は入力正弦波とある種の相関があるが、スペクトル分布を見る限り量子化雑音は白色化されている。

ディザを減算すると、量子化された波形は入力

の正弦波に一定振幅の雑音が重畳された形となる。量子化雑音は加えたディザと同様の様分布となり、量子化雑音電力は重畳しただけの場合に比べて半減する。

ところで現実のAD変換器やDA変換器には、図-6に示すように理想量子化特性からの誤差が存在する。このようなハードウェアを使用して実際にAD・DA変換を行う場合、かなり振幅の大きいディザを重畳し、量子化された信号から同じデ

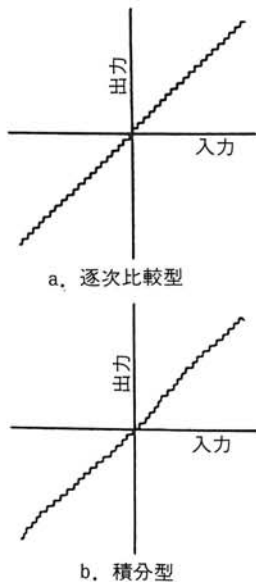


図-6 現実のAD変換器の変換誤差

Fig. 6 Conversion error of actual AD converter.

ィザを引き去る手法を導入することにより、ディザ本来の効果のほかに誤差の分散、精度の向上が期待できる⁶⁾。すなわち、ディザが無い場合あるいは振幅が小さい場合は量子化特性のごく一部しか使われないが、比較的振幅の大きいディザを入力に重畳すると、量子化特性の広い部分が使われ、偏在していた誤差が分散、平均化されるわけである。

図-7に16 bitモジュール型AD変換器を使って行った実験結果を示す。入力は過負荷レベル-66 dBの1 kHzの正弦波、標本化周波数は44.1 kHzで、aはディザ無の量子化出力のスペクトル分布である。量子化雑音の他に変換器の変換誤差に起因すると思われる高調波歪が現れている。bは理論的に必要最小限の $\pm \Delta/2$ のディザを重畳、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と思われる高調波歪が残っている。cは $\pm 32\Delta$ のディザを重畳、減算した結果である。高調波歪が大幅に軽減されている。

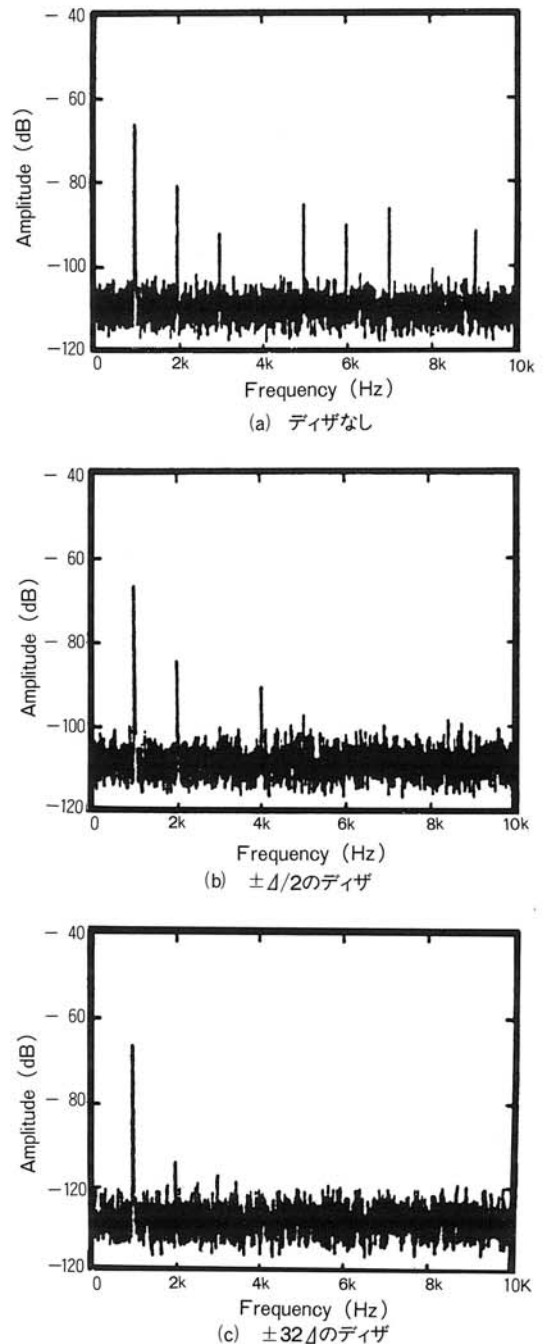


図-7 大振幅ディザの効果

Fig. 7 Effect of large amplitude dither.

ところで、一般に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ている。しかし、実

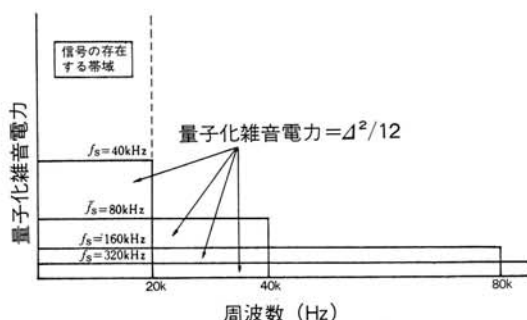


図-8 標本化周波数による量子化雑音分布の変化
Fig. 8 Variation of quantization noise distribution by sampling frequency.

は両者は密接な関係を有している。確かに標本化周波数の $\frac{1}{2}$ が取り扱うことの出来る帯域を決定する。また量子化雑音電力は $\Delta^2/12$ となり、量子化ステップ数が多いほど数字のうえでのダイナミックレンジは広がる。しかるに、前述のように的確な処理が行われていればこの量子化雑音は帯域内に一様分布する。従って信号の帯域が等しい場合、図-8に示すように標本化周波数が高い程信号帯域内に分布する量子化雑音電力は小さくなる。従って、量子化ビット数が例え1 bitであっても、標本化周波数を高くすることにより帯域内のダイナミックレンジは計算上はいくらでも広くとることが可能である。

標本化周波数を信号帯域の2 k倍とすると量子化雑音電力は全帯域で $\Delta^2/12$ 、信号帯域では $\Delta^2/12k$ となる。まず必要な標本化周波数のk倍の高い標本化周波数で標本化、量子化を行い、デジタルフィルタで必要な標本化周波数のための帯域制限をしたうえ、標本を間引くことにより量子化雑音が $1/k$ になったデジタル信号が得られる。

フィルタをFIR型で構成すると位相特性は平坦になる。アナログ段での帯域制限はk倍の標本化周波数に対して行えば良いので、ハードウェアの負担は軽くなる。標本化周波数が数倍以上であれば特殊な場合を除きアナログフィルタは不要である。同様の手法でDA変換器の精度および補間

用フィルタの負担軽減も可能である。

2.2 有限語長の影響

デジタル信号処理では有限語長の影響を常に考慮しなくてはならない。前節で述べた量子化雑音はデータ取り込み部での有限語長の影響である。

デジタル演算では語長が有限であるから丸めによる誤差は不可避である。また巡回部分を持つデジタルフィルタでは減衰すべき出力がある値に収束してしまうリミットサイクルとよばれる現象が生じ、ある振幅範囲を往復する三角波の発振現象を呈することもある。

演算語長を十分な長さを選べばこれらの有限語長の影響を出力に現れないように設定することも可能である。プレゼンス型イコライザを構成するIIRフィルタについて考えてみよう。有限語長による丸め雑音やリミットサイクルの影響は周波数が低いほど顕著である。入出力の標本化周波数を44.1 kHz、語長を16 bit固定小数点としたとき、出力に影響が現れないようにするために係数および演算に要求される語長はフィルタの中心周波数を1 kHz、Qを2に対して25 bit、中心周波数を20 Hzとすると実に36 bitになってしまう。

またフィルタの特性が演算標本化周波数の影響で所望特性からずれることがある。これは内部演算標本化周波数を入出力より高く設定することにより避けられる。しかしこの場合は等価的に扱う周波数が下がるので有限語長の影響は大きくなり、演算に要求される語長の影響はさらに長くなってしま^(8), 9)う。

いずれにしても、デジタル信号処理は有限語長との戦いに尽きるといっても過言ではない。

3. 建築音響とデジタル信号処理

デジタル信号処理は電子計算機によるオフライン処理およびオンライン実時間処理、FFTア

ナライザやディジタルフィルタ型のスペクトルアナライザあるいはインテンシティ計測装置等の専用計測装置、PCMテープレコーダや遅延装置等のディジタル音響機器、さらにディジタル信号処理専用のLSIを組み込んだ残響付加装置や音場制御装置等さまざまな形で音響計測、音場制御や騒音制御に応用されている。

ソフトウェアにおいて中心的な役割を果たしているのはFFTとディジタルフィルタである。FFTは調和解析の手段としては勿論、たたみ込み演算やインテンシティの計算をはじめ多くの演算の手段として不可欠なものとなっている。ディジタルフィルタも様々な構成法が提案され、設計通りの特性が必ず得られるので、いまやアナログフィルタに代わってハードウェアとして実用に供されている。

ハードウェアの進歩とともにかなり複雑な実時間の音場制御も夢ではなくなってきた。たとえばハウリングの実時間制御や伝達特性の制御、壁の反射特性の制御、特定の騒音源の制御等が試み^{10), 11)}られている。

3.1 平均化による伝送特性測定精度の向上

系が線形、時不変であればその系の伝送特性はすべてインパルス応答、あるいは周波数応答で表現できる。従って系のインパルス応答か周波数応答が正確に把握できれば、いかなる入力に対する応答も計算により求めることが可能である。すなわち、後処理に必要な測定パラメータを計算することができる。サンプル音とのたたみ込み演算により、被測定系を通った音を聴くことさえ可能である。

ディジタル信号処理ではインパルスは単位サンプルに置き換えられ、その数学的な取扱はむしろ明快になる。ディジタル計測で時間精度が高いうえ、劣化のない記憶が可能のため、単位サンプル応答が十分減衰する時間以上の間隔で単位サンプル

を提示し、その応答を加算平均することによりSN比の改善された単位サンプル応答が得られる。この手法は同期加算とよばれる。

なお、一定の周期で同期加算を行うと周期性の雑音は軽減できないが、同期加算の周期を必要最低限の間隔でランダム化すると周期性の雑音に対しても同期加算の効果が得られる。

また、周波数領域で入力のパワースペクトルと入出力間のクロスパワースペクトルとの比から直接、系の周波数応答を求めることもできる。この場合、パワースペクトルとクロスパワースペクトルをそれぞれ長時間平均することによりSN比の改善された周波数応答が得られる。

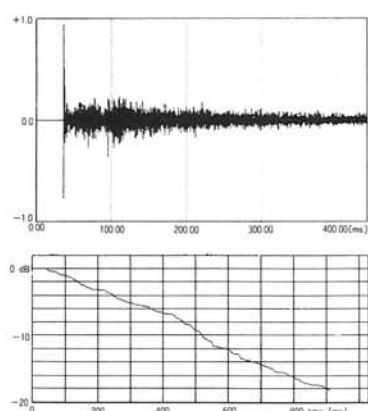
これらはいずれも加算することにより、信号成分の電力が4倍になるのに対して、ランダム雑音の電力は2倍にしかならないという性質を利用したものである。

3.2 インパルス応答による残響測定

1965年 M. R. Schroeder は音源停止後の残響波形の集合平均 $\langle S^2(t) \rangle$ が、

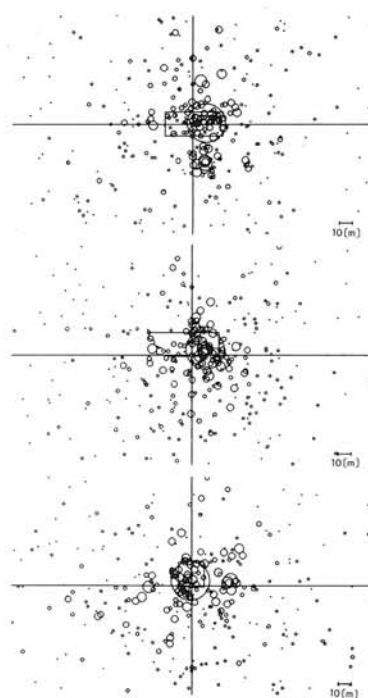
$$\langle S^2(t) \rangle = \int_t^\infty h^2(t) dt$$

とインパルス $h(t)$ あるいは帯域制限されたパルスに対する応答の自乗積分で求められることを示¹²⁾した。この方法はたった一回の測定で集合平均が得られる巧みな手法である。ただ積分範囲が $t \sim \infty$ となっているのでアナログ的手法では何らかの工夫が必要である。一旦テープレコーダに録音したパルス応答を逆転再生して $\infty \sim t$ に自乗積分する方法や、パルスを二度提示して一度目に全体を積分、二度目に t までを引き去る手法等が試みられている。ディジタル技術を導入し記憶素子にインパルス応答を記憶してしまえば、一度のパルス応答の収録で原理通りの測定が可能である。従ってこの手法は非常にディジタルに向いた測定手法といえることができる。



A
インパルス応答

B
初期残響波形
(500Hz)



C
仮想音源
X-Y平面
(ホール上方から下方)

Y-Z平面
(ホール右方から左方)

X-Z平面
(ホール後方から前方)

D
反射音の指向性
パターン
X-Y

Y-Z

X-Z

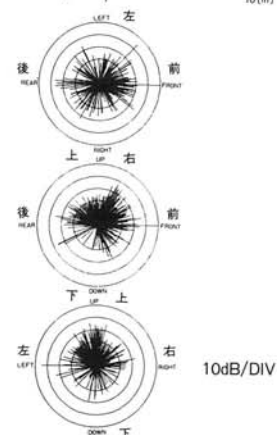
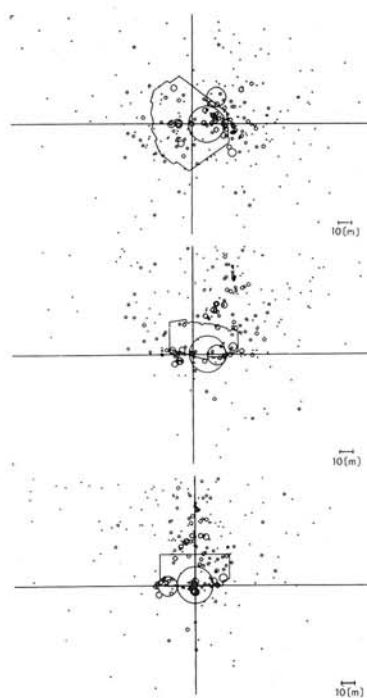
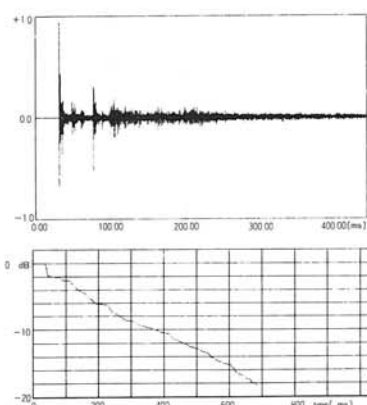


図-9 ウィーンムジークフェラインザールの測定結果
Fig. 9 Measured results of Vienna Grs. Musikvereinssaal.

図-10 ミュンヘンフィルハーモニーホールの測定結果
Fig. 10 Measured results of München Philharmonie Hall.

さらに前述の平均化操作等により単位サンプル応答が十分な精度で収録されてさえいれば、一本の単位サンプル応答から必要な帯域すべての集合平均された残響波形を求めることができる。すなわち、まず単位サンプル応答をディジタルフィルタあるいはフーリエ変換して周波数領域で帯域制限したうえ、自乗積分すれば良い。

3.3 近接4点法による音場の空間情報の把握

著者らは近接4点法とよぶ手法により音場の空間情報を把握する測定を1976年頃から行ってきた。この手法はマクロに見た一点、ごく近接する同一平面上にない4点（通常の測定では原点および直交3軸上原点から5 cm程度の距離にある3点）のマイクロホンでインパルス応答を収録し、その時間構造の僅かな違いに着目して、同一反射音の到来時刻を相関処理等で求め、4つの受音点からの距離を計算し、等価的な反射音・仮想音源の位置を決定しようというものであり、初期反射音部分についての空間情報が得られる。

従来はPCMテープレコーダ等でインパルス応答を記録し、大型計算機による後処理で仮想音源を計算していたが、最近ではインパルス応答の取り込み、仮想音源の計算ともにパーソナルコンピュータで実行している。

1986年秋に大阪フィルハーモニー交響楽団のヨーロッパ公演が行われた。鹿島学術振興財団の研究助成により、前川、橘、森本、平沢、山崎らは音響調査グループを組織して、同交響楽団の公演が行われるホールを中心に7つのコンサートホールの音響に関する調査を実施する機会を得た。^{14), 15)}

図-9、図-10にウィーンのミュージクフェラインザールとミュンヘンフィルハーモニーホールの測定結果を示す。Aにインパルス応答440 msを、Bにインパルス応答をディジタルフィルタで500 Hz、 $\frac{1}{3}$ オクターブに帯域制限したうえ前述の自乗積分法で求めた初期残響波形約1sを示す。Cは

前述の近接4点法により計算された仮想音源をXY平面（ホール上方から下方）とYZ平面（右から左）、XZ平面（後ろから前）に投影したものである。円の中心が投影された仮想音源の、すなわち直接音および“反射音”の座標位置、円の面積がそのパワーに比例し、直交軸の交点Oは受音点を示す。なお図中にホール概形をそえた。

Dに各平面を回転面とした反射音の指向性パターンを示す。回転方向の開き角1度、回転面に垂直方向の開き角 ± 45 度の範囲から入射する仮想音源のパワーを示したものである。1目盛りは10 dBである。

4. 新しい形の信号処理

4.1 準同形フィルタリング

一般に信号の分離や雑音の加わった信号から希望の信号を抽出する操作には線形フィルタが用いられる。線形フィルタの最適設計は信号処理に与えられた主要な命題の一つであり、多くの人々が様々な観点からフィルタの最適化に取り組んできた。信号にガウス性の雑音が加算されている場合には、線形フィルタで雑音成分の軽減や除去が可能である。クリック性雑音の軽減には線形予測の応用が有効である。

しかし、雑音は必ずしも線形加算的に加わっているとは限らない。これらの線形フィルタでは対応不可能な特性劣化要因のうち、いくつかのものについては準同形フィルタリングと呼ばれる処理が有効である。準同形フィルタリングは図-11に示すように線形フィルタでは処理不可能な信号を、何らかの演算により線形処理が可能な系に変換したうえで通常の線形フィルタリングを施し、逆演算により元の系で出力を得ようというものである。この手法は写真のコントラストや焦点ずれの補正など画像処理への応用が試みられている。また、音響の分野ではユタ大学の T. Stockham

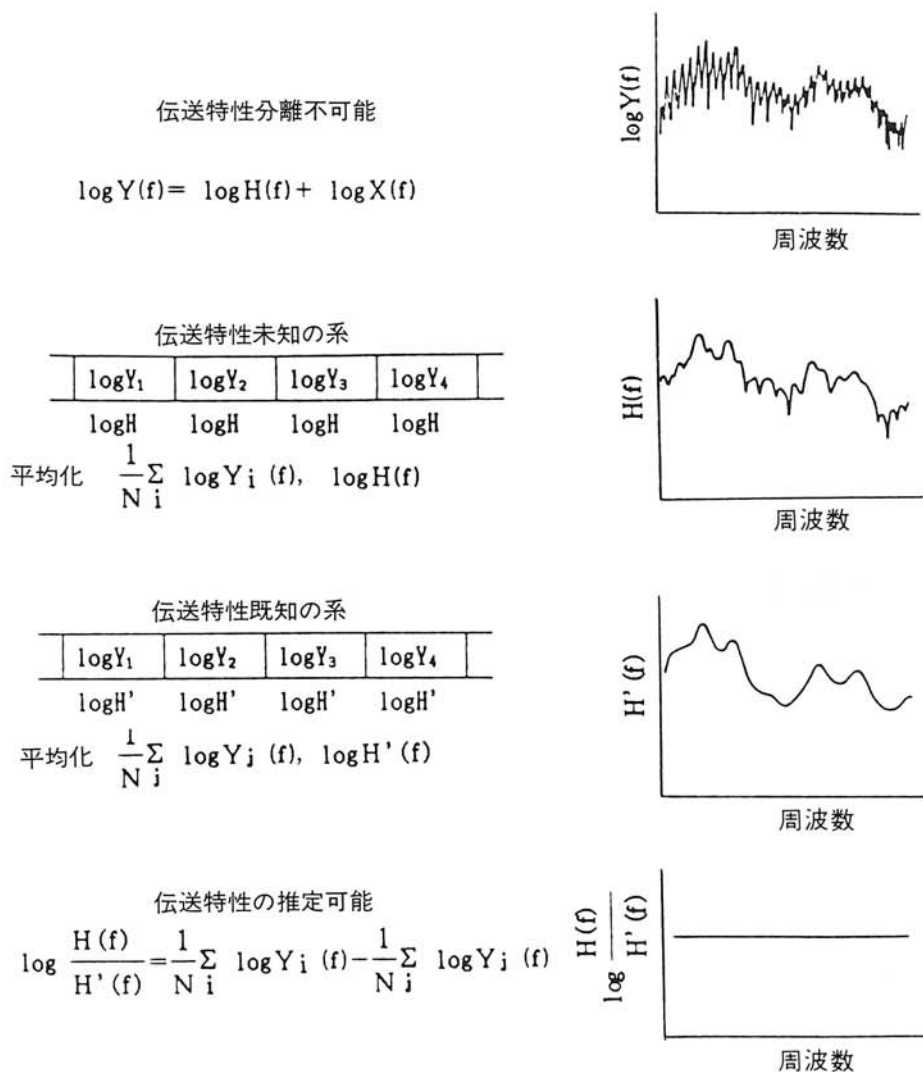


図-12 準同形処理による伝送特性の補正

Fig. 12 Compensation of transfer characteristics by homomorphic processing.

変と考えてよい。従って、 $Y(f)$ を短い区間に切り出して平均化したうえ、伝送特性の平坦あるいは既知の系を使って、 $x(t)$ と同種の信号に対して同じ操作を施すことにより伝送特性の推定・補正が可能である。

4.2 ポリスpekトルとその応用^{21), 22), 23), 24), 25), 26)}

音響信号を解析する場合、一般に相関関数やパワースpekトルが使われている。信号がガウス性の場合には、そのパワースpekトルを知れば信号の統計的性質はすべて把握できる。しかし、信号

は必ずしもガウス性を呈しているとはいえず、統計的性質はパワースpekトルのみでは記述不可能であり高次のモーメントを必要とする。また人間の聴覚機構が信号の周波数成分間の従属関係に敏感であることも知られている。

n 次のポリspekトル P_n は n 次自己相関関数の $(n-1)$ 次フーリエ変換で定義される。2 次自己相関関数 $R_{xx_2}(\tau)$ をフーリエ変換して得られる 2 次のポリspekトル

$$P_2(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} X(f) \cdot X^*(f)$$

(*は複素共役) (6)

はパワースペクトルである。

3次自己相関関数 $R_{XX3}(\tau_1, \tau_2)$ の2次元フーリエ変換で得られる3次ボリスペクトル

$$P_3(f_1, f_2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \cdot X(f_1) \cdot X(f_2) \cdot X^*(f_1 + f_2) \quad (7)$$

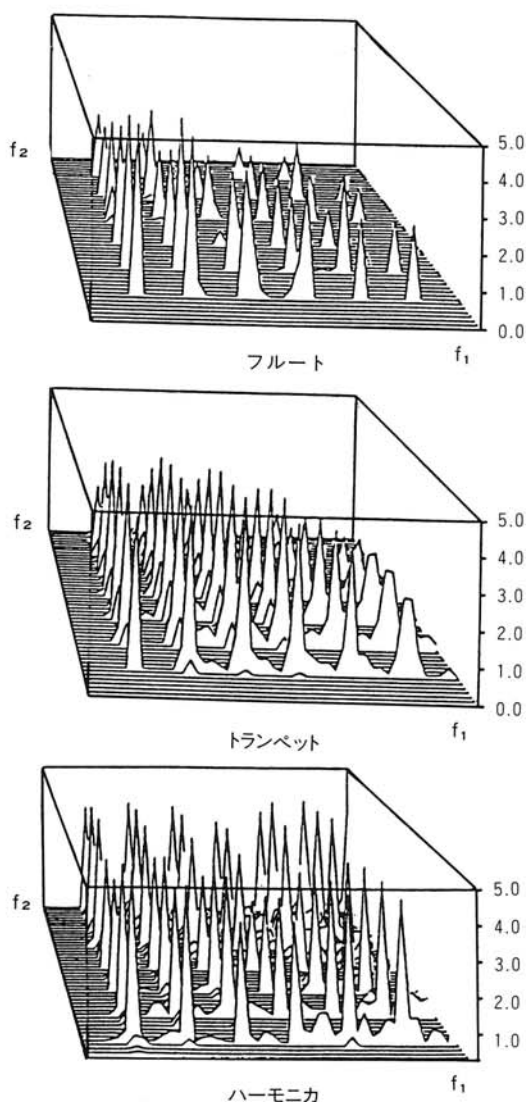


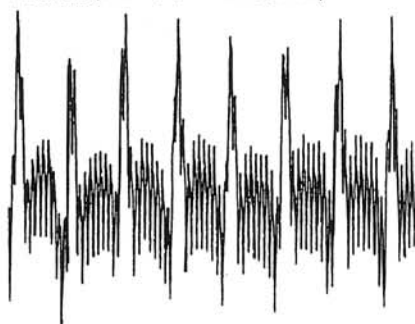
図-13 楽器音のバイスペクトル

Fig. 13 Bi-spectrum of musical instrument's sound.

を特にバイスペクトルと呼ぶ。パワースペクトルとは異なり、3次以上のボリスペクトルは位相情報を含む複素関数である。バイスペクトルには周波数 f_1, f_2 の他に $-(f_1 + f_2)$ の成分が関与している。すなわち、バイスペクトルは $f_1, f_2, (f_1 + f_2)$ の三つの周波数成分間の従属性を示すパラメータである。

図-13に無響室で収音したフルート、トランペットおよびハーモニカの基音 540 Hz のバイスペクトルを示す。予め登録した個々の発音体のボリスペクトルパターンと複合音のパターンを照合することにより、騒音のある環境下から特定の音を抽出したり、音楽の合奏部分から特定の楽器音を

入力波形(フルート+ベース+リズム)



出力波形(フルート)



残差波形(残り)

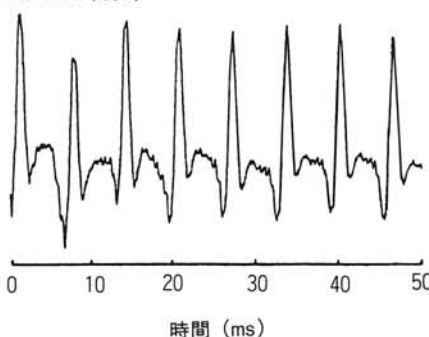


図-14 楽音の分離

Fig. 14 Separation of musical sound.

分離することも可能である。²⁷⁾図-14にレコードに吹き込まれたフルート、ベースとリズム楽器の合奏部分からポリスペクトルでパターン照合したうね線形フィルタで分離抽出したフルートの波形と残りの波形を示す。ただし、現在のところ大型計算機を使用しても、信号の長さの1000~10000倍という膨大な演算時間を要する。

5. む す び

ディジタル信号処理は実用化の速度があまりにも速いため、一部には何でもできる魔法の杖のように、また一方では様々な制約のあるはなはだ厄介な代物であるようにいわれている。前者についてはアナログ信号をディジタル化して処理するのであるから当然ディジタル化に伴う信号劣化は避けられないし、有限語長の影響という宿命的な限界もある。後者については確かに例えば標準化周波数の関係で扱う周波数に制約やFFTで扱う語長が2の巾乗に限定される等々あるが、これらは自由度の大きいシステムを構成することで大部分は避けられる問題である。

いずれにしても時間・振幅両軸とも離散化された“角ばった”ディジタルであればこそ、柔軟なシステム構成やディザのような積極的な不確定性の導入、いわば“まるみ”が重要である。

ディジタル技術はすでに特別な存在ではなく手軽な道具として使われ、またアナログの置き換えからディジタルならではの新しい処理が積極的に取り入れられている。むしろ“ディジタル”なる修飾語が消えてはじめてディジタル信号処理が独り立ちしたといえるのかも知れない。その日が一日も早く来ることを祈って止まない。

参 考 文 献

- 1) J. W. Cooley and J. W. Tukey: "An Algorithm for the Machine Computation of Complex Fourier Series," Math. Comp., 19, 297-301, Apr., (1965).
- 2) C.E.Shannon: "The Mathematical Theory of Communication," B.S.T.J.27, 379-423 (1948).
- 3) W. R. Bennet: "Spectra of Quantized Signals," B. S. T. J., 27, 7, 446-472 (1948).
- 4) L. G. Roberts: "Picture Coding Using Pseudo-Random Noise," I. R. E. Trans., IT-8, No. 2, 145-154 (1962).
- 5) N. S. Jayant and L. R. Rabiner: "The Application of Dither to the Quantization of Speech Signals," B. S. T. J., 51, No. 6, 1293-1304 (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", 音響学会誌 39, 7, 452-462(1983).
- 7) Parker and Hess: "Limit-Cycle Oscillations Digital Filters," IEEE Trans. Vol. CT-18, No. 6, 687-697 (1971).
- 8) 遠藤謙二郎、石沢良之、川崎忠道: "スタジオ用ディジタルミキサの検討", 日本音響学会講演論文集, 617-618 (1980.10).
- 6) 姫野卓治、塚田利夫、山崎芳男、伊藤毅: "イコライザ用ディジタルフィルタの演算精度について", 日本音響学会講演論文集, 579-580 (1981.5).
- 10) 森川、金井、城戸: "ダクトを通した音の能動制御の実験的検討", 日本音響学会講演論文集, 321-322 (1985.3).
- 11) 三好、金田、大賀: "信号処理を用いたスピーカアレイによる出力波形制御について", 日本音響学会講演論文集, 323-324 (1985.3).
- 12) M. R. Schroeder: "New Method of Measuring Reverberation Time," J. Acoust. Soc. Am. 37, 409-412 (1965).
- 13) 山須田繁、小路法男、安川謙一郎、齊藤博

- 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」、音響学会建築音響研究会資料、A A-79-03 (1979.5)。
- 14) 橋 秀樹、山崎芳男、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音響に関する実測調査 (第1報)」、音響学会誌43, 118-124 (1987.2)。
- 15) 山崎芳男、橋秀樹：「ヨーロッパのコンサートホールの音響に関する実測調査 (第2報)」、音響学会誌43, 277-285 (1987.4)。
- 16) A.Oppenheim, R.Schafer and T.Stockham: "Non-Linear Filtering of Multiplied and Convolved Signals," Proc. IEEE, Vol. 56, 1264-1291 (1963)。
- 17) T.Stockham, T.Cannon and R.Ingebreetsen: "Blind Deconvolution Through Digital Signal Processing," Proc. IEEE, Vol. 63, pp. 678-692 (1975)。
- 18) W.D.Mark: "Spectral Analysis of the Convolution and Filtering of Non-Stationary Stochastic Processes," J.Sound Vib., Vol. 11, No. 1, 16-21 (1970)。
- 19) Ronald W.Schafer: "Echo Removal by Discrete Generalized Linear Filtering," Tech. Rep. 466, M.I.T. Res. Lab. Electron (1969)。
- 20) 稲川、竹林、城戸：「音響伝達関数推定における複素ケプストラムの利用」、応用情報学研究年報、Vol. 6, 111-121 東北大学応用情報学研究センター (1980)。
- 21) Devid R.Brillinger: "An Introduction to Polyspectra," Ann.Math.Stat., Vol. 36, 1351-1374 (1963)。
- 22) Devid R.Brillinger: "The Identification of Polynomial System by Means of Higher Order Spectra," J.Sound Vib., Vol. 12, No. 3, 301-313 (1970)。
- 23) 上野敏行：「バイスpekトルとその応用 (その1)」、日本音響学会誌36巻、3号、156-159 (1980)。
- 24) 上野敏行：「バイスpekトルとその応用 (その2)」、日本音響学会誌36巻、4号、214-218 (1980)。
- 25) 佐藤拓宋、佐々木公男：「バイスpekトル解析とその応用 (その1)」、機械の研究 31巻、6号、720-728 (1979)。
- 26) 佐藤拓宋、佐々木公男：「バイスpekトル解析とその応用 (その2)」、機械の研究 31巻、7号、831-837 (1979)。
- 27) 斉藤聰、山下修平、山崎芳男、伊藤毅：「バイスpekトルを用いた音楽の適応フィルタリング」、日本音響学会講演論文集、313-314 (1982.10)。
- 20) 稲川、竹林、城戸：「音響伝達関数推定にお

山崎先生のご紹介

本稿の執筆者である山崎先生は、音響分野におけるデジタル技術について、1984年以来当社の技術指導をして頂いており、PCM録音の開発やデジタルオーディオの理論解析では我が国の第一人者として知られています。

本稿では、広帯域音響信号のデジタル化をテーマに先生の最近の論文にある近接4点法の紹介も含めて、デジタルオーディオについて概観して頂きました。デジタル技術が多方面に亘って進展しつつある現在、読者の皆様には是非参考にして頂き、今後のご活用をお願い致します。