

広帯域音響信号の量子化への大振幅ディザの適用*

山 崎 芳 男**

(早稲田大学理工学部)

(昭和57年9月28日受理)

A quantization noise is inevitable in digitizing analog signals. If the input signal passes quickly through many quantization steps, the quantization noise has little correlation to input signals. But if the input signal level is very low and the quantization steps are few or a signal varies very slowly, the quantization noise has a sort of distortion with strong correlation to the input signal. By adding a random "dither" with a uniform probability density function equal to the quantizing step Δ to a signal to be quantized and by subtracting the identical dither from the quantizer output, it is possible to make the quantization noise without correlation to the input signal and with a uniform distribution and the power $\Delta^2/12$. However, hardware equipments such as AD or DA converter have the conversion errors different from the ideal quantizing characteristics. Usually these errors do not possess a uniform distribution. In quantizing a signal with these converters, adding and subtracting a dither of much larger amplitude will lead to average the errors and increase the accuracy. This paper includes the optimization of a dither for quantization of wide range audio signals and a brief explanation of the theory and the experiment to increase the accuracy of AD or DA converter by using a large amplitude dither.

1. まえがき

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の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は量子化雑音と呼ばれ、デジタル信号処理の原理的制約、有限語長の影響の一つと見ることができる。

多くの量子化ステップの間を素早く往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ほぼ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場合、あるいは入力レベルが高くとまご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一種の歪となる。

広帯域音響信号を量子化する場合、量子化雑音の悪影響を軽減すべく、量子化ビット数は可能な限り多く設定する。しかし人間の耳のダイナミックレンジは100dB以上にも及び、十分な量子化ビット数を与えるハードウ

エアの実現は現在のところ困難である。

量子化雑音を白色化する目的で、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。理論的には量子化ステップ幅を Δ とすると、 $\pm\Delta/2$ に一様分布するディザを量子化に先立ち信号に重畳し、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、量子化雑音を $\pm\Delta/2$ 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。

この手法は画像についてはL.Robertsらにより¹⁾、音声の量子化についてはN.Jayant, L.Rabinerらによって検討が加えられている²⁾。広帯域音響信号についてはわずかに1970年ごろD.Shorter, J.Chewらにより、矩形波とガウス雑音のディザとしての重畳が提案されている³⁾程度である。

アナログ信号をデジタル化する際、一様分布ディザの重畳、減算は必要不可欠な処理過程と言っても過言ではない。しかるに、現在でも広帯域音響信号の量子化を行う必ずしもすべてのシステムにディザが導入されているわけではない。導入されている場合でも、一様分布ではなく、ガウス分布のディザの重畳が行われるのみで減算は行われていない例がほとんどである。

これは、高い分解能力が要求される広帯域音響信号の量子化では、変換誤差が分解能力の限界を与えており、

* The application of large amplitude dither to the quantization of wide range audio signals.

** Yoshio Yamasaki (Waseda University, Tokyo. 160)

量子化ステップ Δ そのものが一定でないうえ雑音が存在するので、正確に $\pm\Delta/2$ に一様分布するディザを得るのは至難であるからといえよう。

ところで、減算を前提とした場合、ディザの分布は必ずしも $\pm\Delta/2$ に一様分布する必要はなく、 $\pm\Delta/2$ の整数倍に一様分布すればよい。変換器に変換誤差や雑音のある場合、比較的振幅の大きい $\pm\Delta/2$ の整数倍に一様分布する確率変数をディザとして導入すると、ディザ本来の効果である量子化雑音の入力との無相関化と共に、量子化誤差の平均化と、ディザ分布の一様化により変換精度の向上が期待できる。すなわち、あるアナログ値に対応する量子化ステップは、ディザがない場合や $\pm\Delta/2$ の場合には一つあるいは二つに特定されるが、大振幅ディザを重畳すると、広い範囲の量子化ステップが使われ、誤差が分散、平均化されるからである。

本論文では、まず広帯域音響信号量子化へのディザの導入について論じ、次いで変換誤差のある現実の変換器への大振幅ディザの導入の理論と実験結果、更に擬似ランダム系列による大振幅ディザと高速標準化を組み合わせた測定用変換器の精度向上について述べる。

2. 量子化雑音とディザの最適化

2.1 量子化と量子化雑音

量子化特性には量子化ステップが入力の振幅によらず一定な一様量子化と、振幅に依存する非一様量子化とがある。ここでは一様量子化について考えることにする。

Fig.1に代表的な二つの丸め (rounding) 型量子化特性を示す。(a) はミッドライザ型と呼ばれ、量子化ステップ幅 Δ で正規化した入力 X に対する量子化出力 X_q 、量子化雑音 N_q は

$$X_q = [X] + \frac{1}{2} = (X - X_f) + \frac{1}{2} \quad (1)$$

$$X_q = X_q - X = \frac{1}{2} - X_f \quad (2)$$

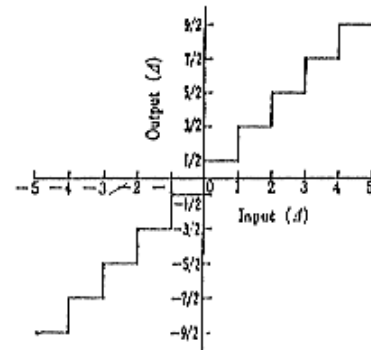
となる。

Fig.1 (b) はミッドトレッド型とよばれ

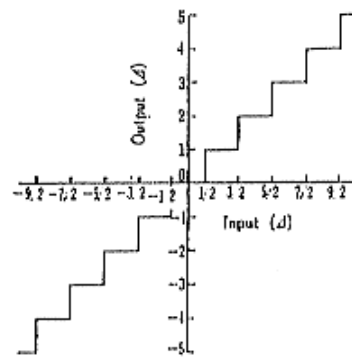
$$X_q = \left\lceil X + \frac{1}{2} \right\rceil = \left(X + \frac{1}{2} \right) - \left(X + \frac{1}{2} \right)_f \quad (3)$$

$$N_q = \frac{1}{2} - \left(X + \frac{1}{2} \right)_f \quad (4)$$

となる。ここで $\lceil \cdot \rceil$ はガウス記号を、添字 f は小数部、すなわち量子化ステップ以下を示す。式(2)、(4)から明らかのように、いずれの場合も量子化雑音 N_q は入力 X が決まれば、一義的に定まる。すなわち、 N_q は X の確定的関数である。 X の絶対値が小さいと、 X_f の X に占める割合は大きく、量子化雑音は入力と強い相



(a) Midriser type



(b) Midtread type

Fig.1 Quantization characteristics.

関を示す。

2.2 ディザの重畳と減算

次に量子化に先立ち入力にディザ D を重畳すると、ミッドライザ型量子化では

$$X_q = [X + D] + \frac{1}{2} = (X + D) - (X + D)_f + \frac{1}{2} \quad (5)$$

$$N_q = D - (X + D)_f + \frac{1}{2} \quad (6)$$

となる。

ここで、加えたディザ D を減算すると N_q は

$$N_q = \frac{1}{2} - (X + D)_f \quad (7)$$

となる。

一方、ミッドトレッド型量子化でも

$$X_q = \left\lceil X + D + \frac{1}{2} \right\rceil = \left(X + D + \frac{1}{2} \right) - \left(X + D + \frac{1}{2} \right)_f \quad (8)$$

$$N_q = \frac{1}{2} + D - \left(X + D + \frac{1}{2} \right)_f \quad (9)$$

ディザを減算すると

$$N_q = \frac{1}{2} - \left(X + D + \frac{1}{2} \right)_f \quad (10)$$

となる。

ディザ D として確率変数を用いた場合、量子化された値 X_q 、量子化雑音 N_q は確定的でなくなる。ディザの確率密度関数を $P_D(x)$ 、量子化特性を $Q(x)$ とすると、量子化出力の期待値 \bar{X}_q は

$$\bar{X}_q = \int_{-\infty}^{\infty} Q(x) \cdot P_D(x - X) dx \quad (11)$$

となる。

2.3 ディザの最適化

式(7),(10)において D_f が $0 \sim 1$ に一様分布すれば、量子化雑音は入力のかんにかかわらず $\pm\Delta/2$ の間に一様分布する。すなわディザ D としてはFig.2

に示すような $\pm\Delta/2$ 、あるいはその整数倍に一様分布する確率変数が望ましい。

Fig.3はミッドライザ型量子化で、(a)ディザなし、(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時の入出力特性と量子化雑音を示したものである。

Table 1は量子化出力の期待値 \bar{X}_q 、 \bar{X}_q と入力 X の差

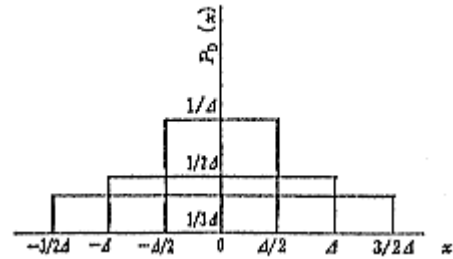


Fig.2 Probability density function of dither.

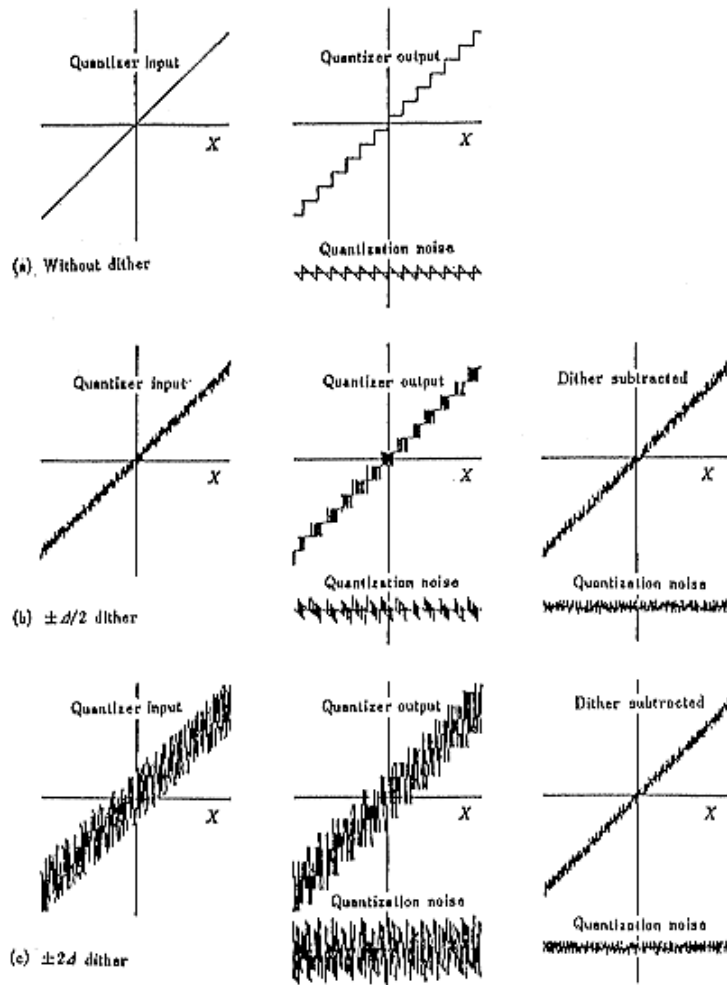


Fig.3 Quantizing characteristics and quantization noise of three different types of dither.

Table 1 Calculation results of $\overline{X_q}$, E, V, N_q^2 and $\overline{N_q^2}$.

Condition	$\overline{X_q}[\Delta]$	$E = \overline{X_q} - X[\Delta]$	$V[\Delta^2]$	$N_q^2 = E^2 + V[\Delta^2]$	$\overline{N_q^2}[\Delta^2]$
Without dither	$[X] + \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} - X_f$	0	$\left(\frac{1}{2} - X_f\right)^2$	$\frac{1}{12}$
$\pm \frac{k\Delta}{2}$ Uniform distribution dither added	X	0	$k: \text{odd } 0 \leq X_f \leq \frac{1}{2}$ $\frac{k^2+2}{12} - X_f^2$ $k: \text{odd } \frac{1}{2} \leq X_f \leq 1$ $\frac{k^2+2}{12} - (1-X_f)^2$ $k: \text{even}$ $\frac{k^2+2}{12} - \left(\frac{1}{2} - X_f\right)^2$	$k: \text{odd } 0 \leq X_f \leq \frac{1}{2}$ $\frac{k^2+2}{12} - X_f^2$ $k: \text{odd } \frac{1}{2} \leq X_f \leq 1$ $\frac{k^2+2}{12} - (1-X_f)^2$ $k: \text{even}$ $\frac{k^2+2}{12} - \left(\frac{1}{2} - X_f\right)^2$	$\frac{k^2-1}{12}$
$\pm \frac{k\Delta}{2}$ Uniform distribution dither added and subtracted	X	0	$\frac{1}{12}$	$\frac{1}{12}$	$\frac{1}{12}$

E , 量子化出力の分散 V, E^2 と V の和である量子化雑音電力 N_q^2, X について平均した量子化雑音電力 $\overline{N_q^2}$ を計算した結果である。これらをまとめると,

- (1) 量子化出力の期待値はディザがない場合入力値とは一致しないが、ディザとして $\pm\Delta/2$ あるいはその整数倍に一樣分布する確率変数を導入すると入力値と一致する。ディザがない場合生ずる不感帯がなくなり、量子化ステップ以下の振幅値に対する分解能力も生まれる。
- (2) 量子化雑音電力はディザなしおよび重畳のみで減算を行わない場合入力値に依存して $\Delta^2/4$ 変化する。ディザの減算を行うと入力のいかにかわらず一定値 $\Delta^2/12$ となる。
- (3) 量子化雑音電力の平均値はディザがない場合 $\Delta^2/12$ となり、減算した場合の値と等しくなる。 $\pm k\Delta/2$ のディザを重畳しただけで減算を行わないと $(k^2+1)\Delta^2/12$ となる。

となる。
ディザ導入の目的は雑音による歪のマスクングにあるのではなく、あくまでも入力と量子化雑音の無相関化にある。従って、ディザの減算が可能な場合には、 $\pm\Delta/2$ あるいはその整数倍に一樣分布する確率変数をディザとして重畳、減算することにより、量子化雑音は入力に無相関な $\pm\Delta/2$ に一樣分布する電力 $\Delta^2/12$ の白色性雑音となる。

一方、ディザの減算が不可能な場合には、量子化雑音電力が入力値により $\Delta^2/4$ 変化する。入力がゆっくり変動すると、量子化雑音電力が変調され耳で検知されることがある。雑音のレベル変動の検知限は 0.1dB 程度であるから、少なくとも 6Δ に分布する確率変数をディザとして用いざるをえない。この場合、当然量子化雑音電

は増加する。

Fig.4 は振幅 $\Delta/2$ の正弦波を量子化した波形, Fig. 5 は信号の周波数を 1kHz, 標本化周波数を 40.96kHz とした時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

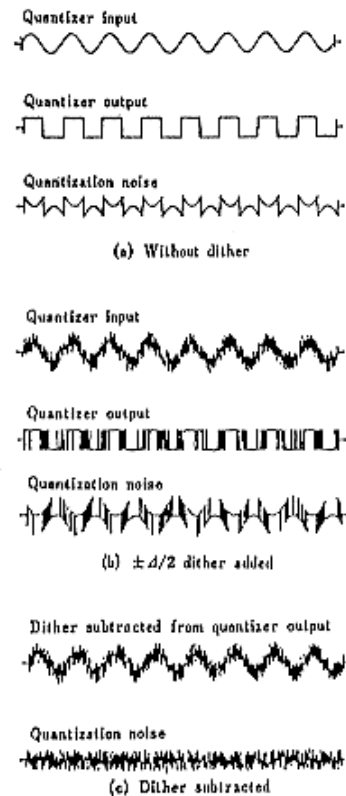


Fig. 4 Quantization of sine wave amplitude=

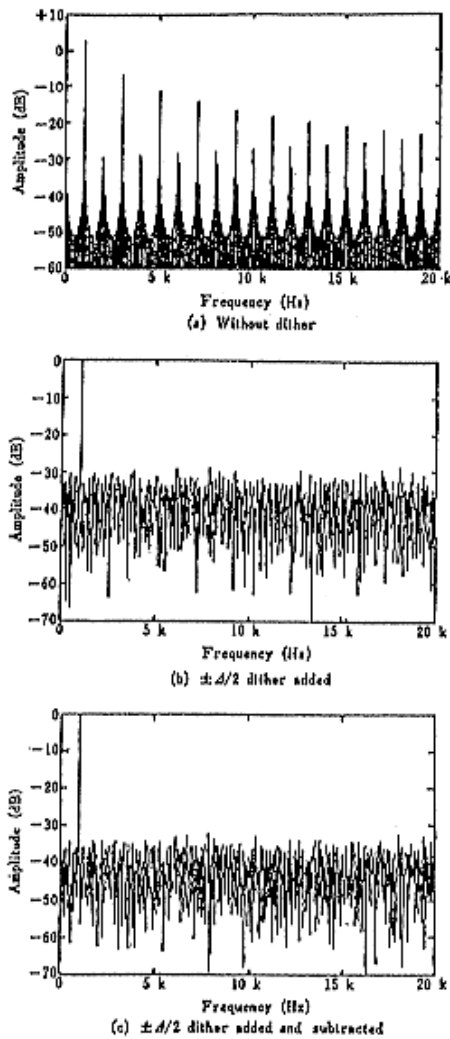


Fig.5 Spectrum of quantizer output

イザなし, (b) は $\pm d/2$ のディザを重畳, は量子化後にディザの減算を行ったものである。

ディザがないと正弦波を入力したにもかかわらず, 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 π 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, 量子化波形は入力正弦波とは異なり, 量子化雑音振幅は入力とある種の相関がある。しかし時間平均したスペクトル分布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一樣分布となり, 電力は半減する。

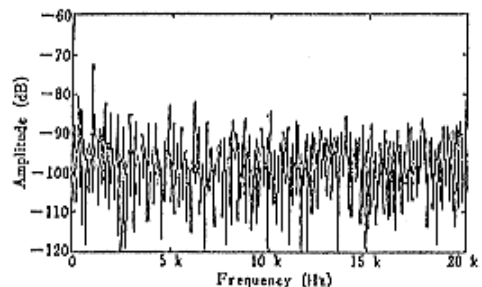
2.4 ガウス分布のディザ

現実のハードウェアでは一樣分布の確率変数は実現しにくいので, ガウス分布の確率変数, 三角波や鋸歯状波,

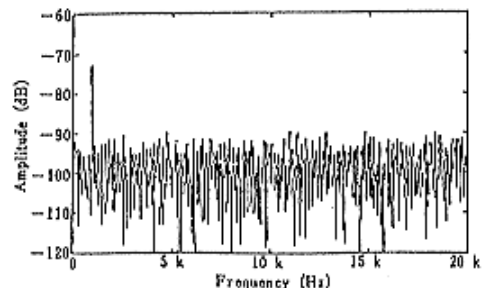
場合によっては方形波や正弦波がディザとして使われている。三角波や鋸歯状波は一樣分布は呈するが, 量子化雑音にその周期の影響が現れる。ガウス分布の場合, 式 (6), (9) の $(X+D)_f, (X+D+1/2)_f$ は一樣分布とはならず, 入力 X の影響を受ける。ただし, 分散を大きくとれば, 小数部はほぼ一樣分布とみなせるようになるので, 量子化雑音も入力にほとんど依存しなくなる。

Fig.6 に振幅 $\Delta/2$ の 1kHz の正弦波にガウス分布のディザを重畳して量子化した場合のスペクトル分布を示す。 $\pm \Delta/2$ に一樣分布するディザと同じ電力, 分散 $\sigma^2 = \Delta^2/12$ のガウス分布雑音をディザとした場合, 量子化雑音は白色とならず, (a) に示すように高調波歪が現れる。分散を 4 倍の $\Delta^2/3$ とすると高調波歪は雑音レベル以下になる。従って, ディザとしてガウス分布の確率変数を用いる場合には少なくとも分散 $\Delta^2/3$ 程度は必要である。

ところでガウス分布の雑音はアナログ的手法で容易に得られるが, ディザの減算, 特にオフラインの減算は困難である。ディザの減算を行わないシステムでは前述のように, 入力に依存する量子化雑音の電力の変化を避けるべく, 量子化ステップの数倍の実効値のディザが必要である。従って, アナログ的手法によるガウス分布のディザはもっぱら重畳のみで減算を行わないシステムに使用するには十分といえる。この場合, 量子化雑音電力の



(a) $\sigma^2 = d^2/12$



(b) $\sigma^2 = d^2/3$

Fig.6 Apertyn if qyabtuizer output with Gaussian distribution dither.

増加は避けたいが、ディザの周波数分布を高域に集中させることにより、聴感上の雑音の増加を抑えることは可能である。

3. 大振幅ディザによる変換精度の向上

3.1 変換器の変換誤差

前章では量子化特性は理想的なものとして扱ってきたが、現実のAD変換器、DA変換器には理想量子化特性からの誤差が存在する。ラダー抵抗と電流スイッチを組み合わせ構成したDA変換器や、逐次比較型AD変換器の変換誤差は、特に多数の桁の符号が変化するゼロ交差、過負荷レベルの1/2近傍などに偏在することが多い。積分型ではオフセットが生じやすい。Fig.7に市販のモジュール形AD変換器のゼロ交差近傍の変換特性を示す。(a)はラダー抵抗による逐次比較型、(b)は積分型である。

変換特性誤差はそのまま系の質を決定するので、できるだけ小さく押さえなければならない。様々な方法で分解能、精度の向上が図られているが、抵抗精度に頼った方法はすでに限界に適しており、一部では時間精度を利用した方法などが検討されている。誤差の原因としては抵抗の精度、電流スイッチ、演算増幅器の温度特性、外

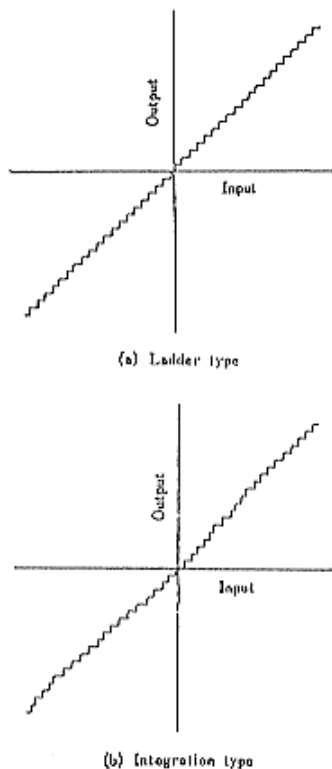


Fig.7 Quantization characteristics of hardware AD converters.

乱などが考えられる。

このうち経時変化のない誤差に対しては、予めROM (read only memory) に補正値を記憶させておき、演算により補正できる。経時変化を伴う誤差に対しては、校正用ランプ波の発生器を内蔵させて変換時に校正することにより補正する方法もある。この場合、ランプ波の精度がそのまま変換精度に影響する。

3.2 大振幅ディザの導入

何等かの手法で変換器自体の誤差は軽減できたとしても、量子化雑音に対するディザの導入は依然として必要である。変換誤差がある場合、可成り振幅の大きいディザを付加して量子化し、量子化出力からこのデ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はかに誤差の分散、精度の向上が期待できる。

すなわち、ディザの振幅が小さいと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、平均化されるからである。ディザの分布幅は $\pm\Delta/2$ の整数倍で大きいほど効果があるが、大き過ぎると入力信号の過負荷レベルが下がる。過負荷レベルの低下が0.56dBとなる量子化ビット数-4bit程度が適当と言える。

ところで、ディザは正確に D_f が0~1に一樣分布するように設定しなくてはならない。しかし、現実のハードウェアでは、前述の変換誤差により量子化ステップ幅そのものが一定でない。ディザ発生装置の精度、アナログ系の雑音も考慮すると、正確な $\pm\Delta/2$ のディザを得るのは至難と言える。振幅の大きいディザを重畳すると、誤差が生ずるのは両端の部分だけであり、多くの量子化ステップでは、たとえステップ幅に違いがあっても一様に分布する。従って、ディザの分布幅を大きくすればするほど D_f は一樣分布に近づき、相対的にはディザの分布精度が向上する。この面からも大振幅ディザ導入の効果は大きい。

3.3 擬似ランダム系列ディザ

前章で述べたように、一樣分布のディザを重畳したうえ、変換後に減算することにより初めて量子化雑音の入力との無相関化が実現する。特に大振幅ディザを導入した場合、減算は不可欠である。しかるに、ランダム雑音ではオフライン動作での減算は不可能である。

擬似ランダム系列を一定ビットごとに区切り、一樣量子化特性のDA変換すると一樣分布のディザが得られる。また、擬似ランダム系列の同期をとることにより、コンピュータへの入力はもちろん、PCMテープレコーダやDADなどのオフライン動作でも減算が可能となる。

擬似ランダム系列の周期はできるだけ長く、聴感の上から数秒以上に設定すべきである。シフトレジスタと排

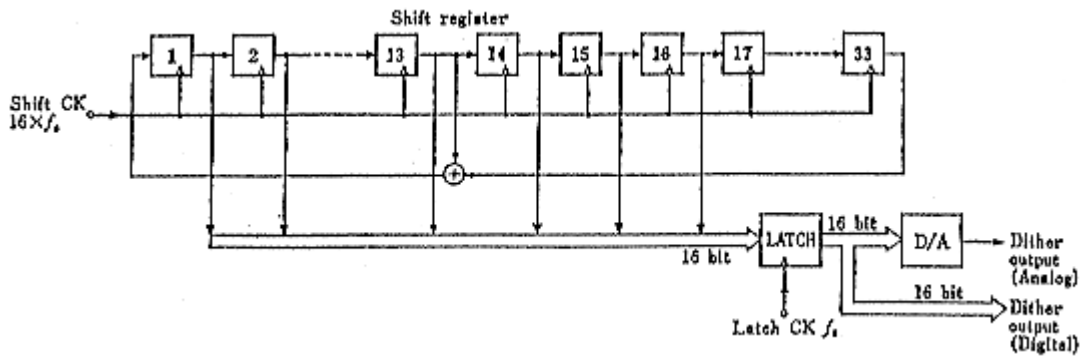


Fig. 8 Block diagram of m-sequence dither generator.

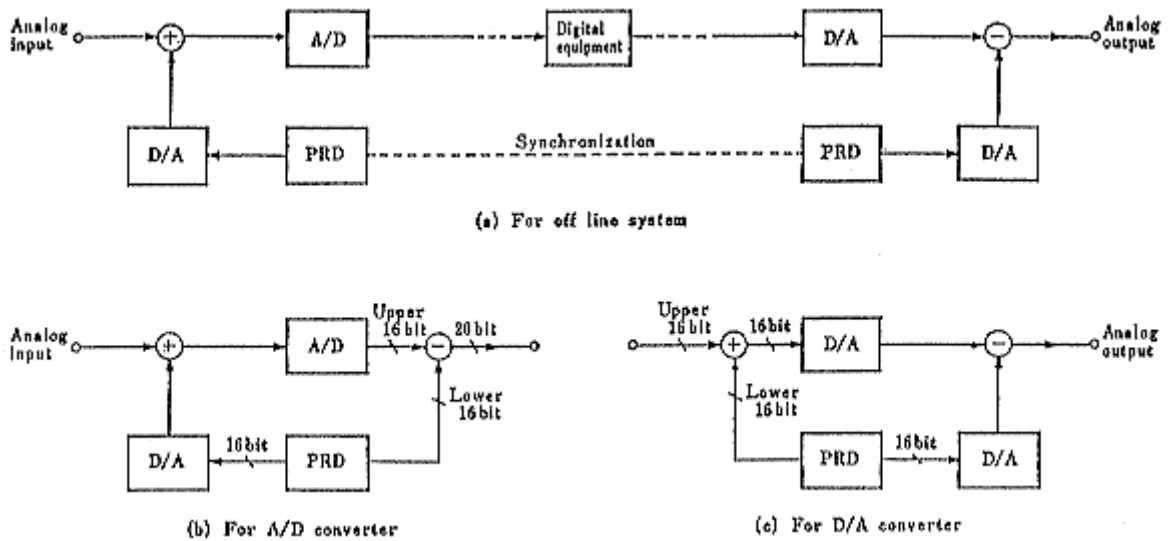


Fig. 9 Introduction of large amplitude pseudo-random dither to quantizing system. PRD: Pseudo-random dither generator.

他の論理和の簡単な組み合わせで、必要ならば1年以上の周期も簡単に実現できる。使用するDA変換器の量子化ステップは精度向上の限界を決めるので、信号系の量子化ステップに比較して十分細くしなければならない。しかし、ディザの振幅は大振幅ディザといえども、信号系より数bit分は小さいので、信号系と同じ程度の分解能、精度の変換器を用いても十分効果は期待できる。

Fig. 8に周期 $2^{33}-1$ のM系列パルス発生器と16bit DA変換器で構成したディザ発生回路を示す。標本化周波数を44.1kHz、ディザを16bit2チャンネル分とすると、周期は約54時間10分となる。

Fig. 9に擬似ランダム系列ディザによる演算を前提にしたシステムの構成を示す。DADやPCMテープレコーダでは(a)に示すように、AD変換前にアナログ段で重畳したディザを、擬似ランダム系列を同期させたいえ、DA変換後のアナログ段で減算することにより、ディザの最適化と変換誤差の軽減が期待できる。重畳するディザの振幅を大きくすると、伝送段階では雑音が多く

信号の内容判別は困難になる。この性質を利用して擬似ランダム系列の特性を暗号としたソフトウェアの保護も可能である。

コンピュータへの入力やAD変換器のみの誤差の軽減・精度向上を図る場合は、(b)に示すようにディザの減算をデジタル段で行う。DA変換器の誤差軽減を図る場合は、(c)に示すようにディザの重畳をデジタル段で行い、減算はDA変換後にアナログ段で行う。

Fig. 10に12bit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-66dBの1kHzの正弦波、標本化周波数は44.1kHzで、(a)はディザなしの量子化出力のスペクトル分布である。量子化雑音のほかに変換器の変換誤差に起因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

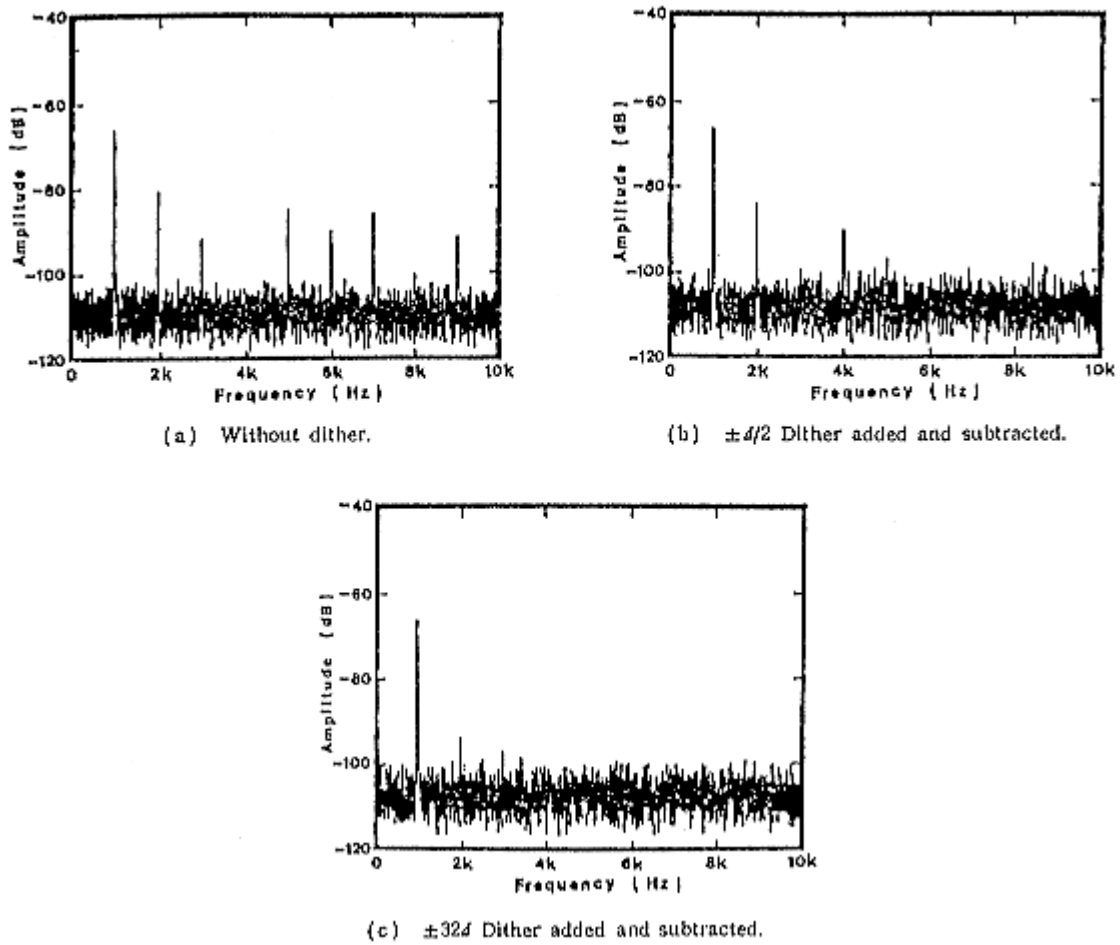


Fig.10 The effect of large amplitude dither.

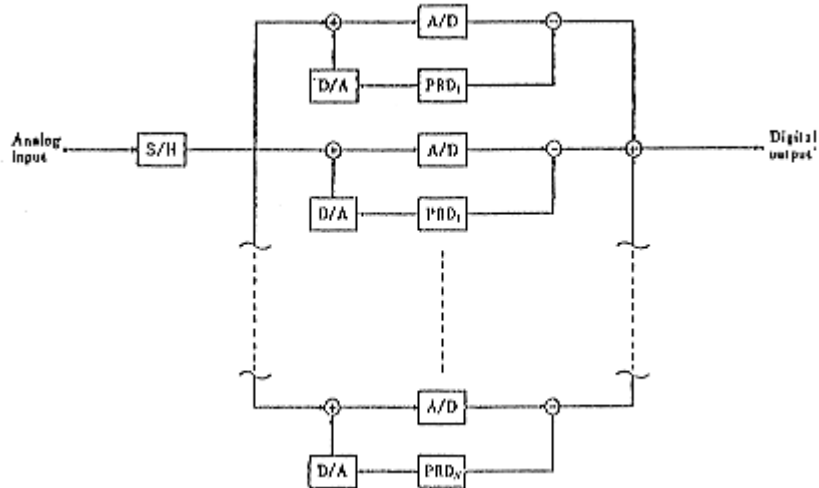


Fig.11 Block diagram of real time averaging type AD conversion system.

されている。

3.4 平均化操作の併用による分解能の向上

前述のとおり、ディザの導入により、量子化雑音の白色化が可能である。更に、大振幅ディザの導入により変換誤差が軽減できる。従って、同期加算などの平均化操

作を作用して変換器の等価的な精度、分解能の向上が期待できる。特に、建築音響測定データの取り込みのように同期加算が信号処理上必要な場合には、信号のSN比の改善と変換器の分解能の向上が同時に図られる。

実時間動作で変換器の精度を改善するには、標本間隔内で平均化操作を完了しなければならない。変換速度の速い変換器を時分割で使うか、複数の変換器を使用して Fig.11 に示すような構成で実現できる。量子化誤差がなければ、夫々独立な $\pm\Delta/2$ に分布する擬似ランダム系列を重畳すればよいはずであるが、現実には前述のように大振幅ディザの重畳、減算と組み合わせて変換誤差の影響の軽減を図る。 N 回の平均化操作を行うと、量子化雑音独立ならば信号対量子化雑音電力比は $3\log_2 N$

dB 改善される。

Fig.12 に 12bit の比較的速い逐次比較型 AD 変換器で -80dB の正弦波を量子化し、32 回同期加算したスペクトル分布を示す。(a) はディザなし、(b) は、 $\pm\Delta/2$ 、(c) は $\pm 32\Delta$ のディザを重畳して量子化し、量子化後に減算した結果である。大振幅ディザの導入により高調波歪が減少しているのが分かる。

なお、大振幅ディザによる変換器の誤差の軽減はあくまでも、偏在している誤差の平均化の結果である。誤差の最大値で決まっていた精度を、誤差の平均化により引き上げているとみるべきで、同期加算を重ねても軽減には限界がある。複数の変換器を並列で使用する場合には、同じ型の変換器よりは、例えばラダー抵抗型と積分型というように方式が異なり、誤差の分布の違う変換器を組み合わせた方が効果的である。

3.5 高速標本化と大振幅ディザによる変換精度向上

冒頭で理論的には標本化による信号劣化はないと述べたが、現実には AD 変換に用いる帯域制限フィルタ、DA 変換の際に用いる補間フィルタをアナログフィルタで実現するには問題が多い。通過域の振幅、位相特性はできるだけ平坦に、標本化周波数の 1/2 以上では量子化特性に見合った確実な減衰が要求される。そのうえ、処理や記録の能率を考え、帯域の上限はできるだけ標本化周波数の 1/2 に近づけたい。一般には高次のチェビシェフ型アナログフィルタが使われているが、振幅特性はともかく位相特性の平坦化は困難である。

ところで、前述の同期加算は標本化間隔内で複数の変換を実行する。従って、構成を若干変更すれば、システム全体の標本化周波数をその分だけ高く設定できる。標本化周波数を高くしてデジタルフィルタと組み合わせることにより、高い標本化周波数の 1/2 までの範囲で任意の帯域の信号を取り組むことができる。これは音響計測には有効である。また、帯域を限定すれば、アナログフィルタの負担を軽くすることも可能である。

大振幅ディザをアナログ段で重畳し、デジタル段で減算すれば、量子化雑音のスペクトル分布は平坦になる。従って、信号の帯域が等しい場合、標本化周波数が高いほど帯域内に分布する量子化雑音電力は小さくなる⁴⁾。標本化周波数を信号帯域の $2K$ 倍とすると、帯域内の量子化雑音電力は $\Delta^2/(12K)$ となる。

従って、まず必要な標本化周波数の K 倍の高い標本化周波数でデジタル化を行い、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で、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。デジタルフィルタを 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よいので、帯域内の振幅、位相特性とも平坦に保つのは容易であ

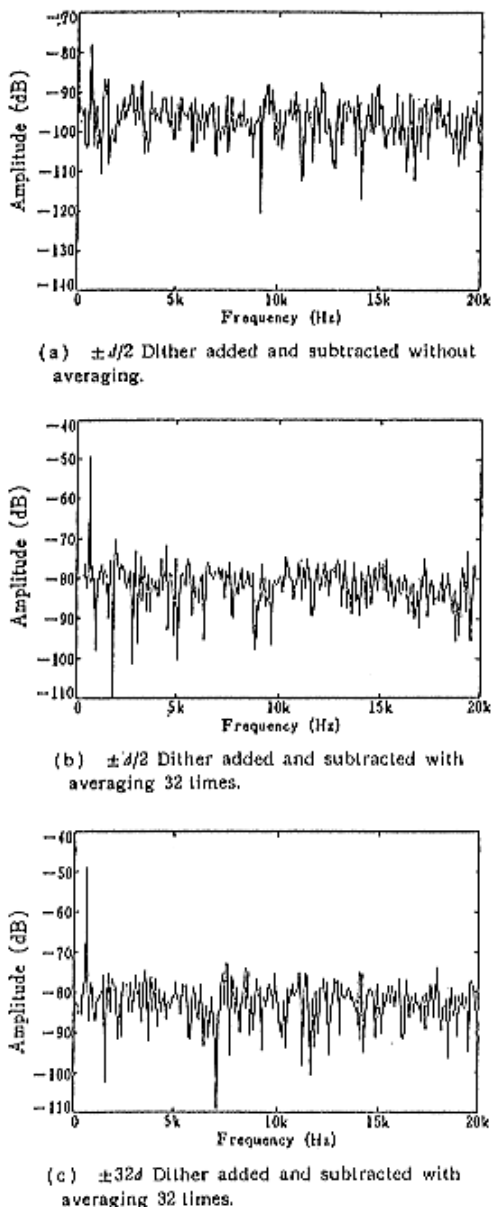


Fig.12 The effect of averaging and large amplitude dither.

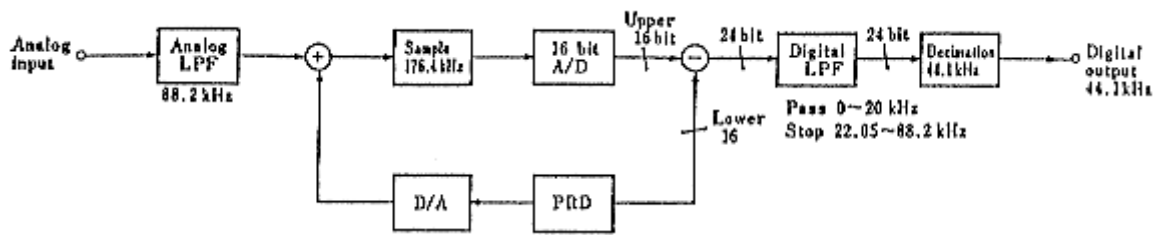


Fig.13 Block diagram of AD conversion system with large amplitude dither and decimation.

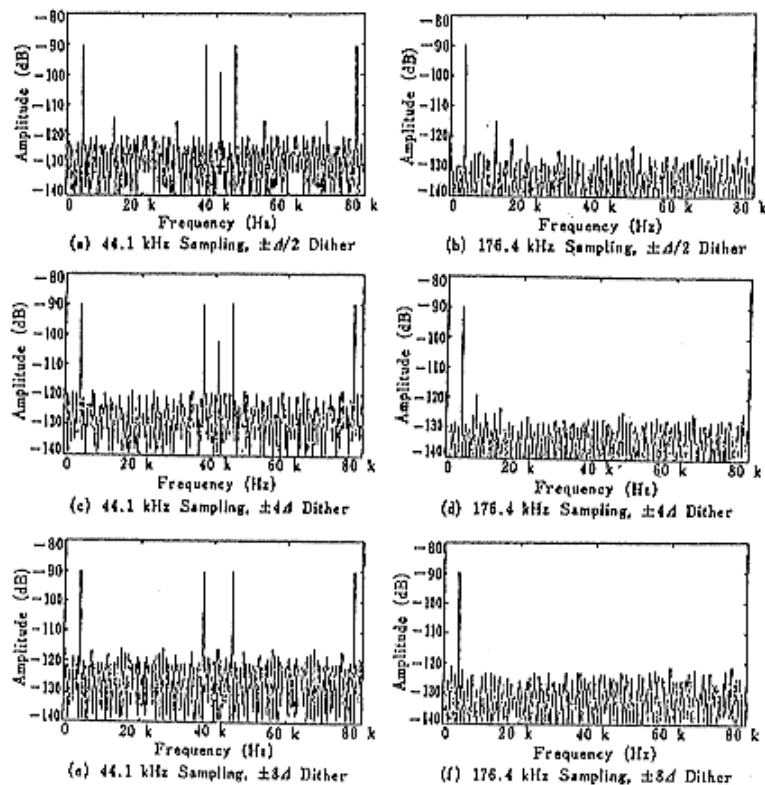


Fig.14 The effect of high speed sampling and large amplitude dither.

る。前段の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フィルタの負担軽減も可能である。

Fig. 13 に筆者らが広帯域音響信号の取り込みに使用している変換システムの構成を示す。前段の標本化周波数をデジタルオーディオ機器で頻繁に使われる 44.1 kHz の 4 倍、176.4kHz に、量子化器は比較的高速の 16bit モジュール型 AD 変換器、擬似ランダム系列ディザは Fig.8 の構成、デジタルフィルタは Remez のアルゴリズムで構成した 1,024 点の FIR フィルタで、通過域を 0 ~ 20kHz、阻止域を 22.05 ~ 88.2kHz とした。通過域のリップル、阻止域の最小保証減水量とも

100dB、16bit 精度を得ている⁵⁾。乗加算器の演算速度は 1 回につき 100ns 要するので 8 個の素子を並列使用している。

Fig. 14 に - 90dB、4kHz の正弦波を 44.1kHz と 176.4kHz で標本化した時の量子化出力のスペクトルを示す。標本化周波数を 4 倍にすることにより、量子化雑音は半減している。標本化周波数 176.4kHz では $\pm 8\Delta$ のディザを重畳、減算すると、 $\pm 4\Delta$ では確認される量子化誤差に起因する高調波歪は量子化雑音以下となる。この結果実時間動作で 20kHz の帯域で 110dB のダイナミックレンジが確保できる。更に $\pm 128\Delta$ のディザを重畳して、後処理で 64 回同期加算することにより、120 dB ダイナミックレンジが得られた。

4. む す び

アナログ信号の量子化に際しては、量子化ステップ $\pm\Delta/2$ に一様分布するディザの重畳、減算により、量子化雑音の入力信号との無相関化が可能なのが知られている。しかるに、広帯域音響信号を扱う現実の AD 変換器、DA 変換器には理想量子化特性からの誤差が存在し、量子化ステップが必ずしも一定不変なものではないので、正確に $\pm\Delta/2$ のディザを重畳、減算することは至難である。

ディザの減算が不可能な系では、入力値による量子化雑音電力の変化が無視しうるよう、少なくとも $4\sim 8\Delta$ のディザを重畳しなくてはならない。この場合にはアナログ的手法で実現しやすい実効値 $4\sim 8\Delta$ のガウス分布ディザで十分である。当然、その分だけ雑音電力は増加する。

ディザの減算が可能ない系では、本論文で述べた量子化ステップの整数倍に一様分布する。可成り振幅の大きいディザの導入が有効であり、ディザ本来の効果ばかりでなく、AD、DA 変換器の誤差の平均化、精度の向上が期待できる。

ディザの分布は大きいほど、誤差の平均化の効果も大きく、要求される分布精度も低くて済むが、大きすぎると信号の過負荷レベルが低下するので、信号系の量子化ビット数 4bit 程度の一様分布が適当である。

一様分布の確率変数はアナログ的手法では実現しにくい、M 系列などの擬似ランダム系列を必要なビット数ごとに区切り、一様量子化特性で DA 変換することにより得られる。擬似ランダム系列の同期をとることにより、オフライン動作の系への導入も可能となる。

この場合、ディザの量子化ステップは細かいほど、平均化操作による精度の向上が期待できるが、信号系の変換器に残留アナログ雑音が存在するので、信号系の量子化ステップの $1/16\sim 1/32$ すなわち量子化ステップ以下

4 ~ 5bit で十分である。

同期加算等の平均化操作を併用すると、使用した AD 変換器の分解能以上の精度も期待できる。16bit のモジュール型 AD、DA 変換器を使って実験を行った結果、64 回の同期加算で 17.5bit 相当の変換精度が得られた。

更に変換速度の速い 16bit AD 変換器を使い、高遠標本化したうえで量子化し、FIR 型デジタルフィルタで帯域制限することにより実時間動作で 18bit 精度が得られることを示した。筆者らは広域まで位相特性が得られるので音響計測システムに利用している。

大振幅ディザは AD、DA 変換単独の誤差軽減にも役立つが、系全体への導入も考えられる。特に DAD (デジタルオーディオディスク) のように絶対番地の管理できる系では、擬似ランダム系列の定義さえしておけば、量子化雑音の半減と変換誤差の軽減が可能であるばかりか擬似ランダム系列を暗号としてソフトウェアの保護に利用することもできよう。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、指導、助言いただいた伊藤毅教授および有意義な助言をいただきました、実験に協力いただいた姫野卓治、西鳥羽貴両君に謝意を表す。

文 献

- 1) L.G.Roberts, "Picture coding using pseudo-random noise," IRE Trans. IT-8(2), 145-154 (Feb. 1962).
- 2) N.S.Jayant and L.R.Rabiner, "The application of dither to the quantization of speech signals," B.S.T.J. 51(6), 1293-1304 (Jul.-Aug. 1972).
- 3) D.E.L.Shorter and J.R.Chew, "Application of pulse-code modulation to sound signal distribution in a broadcast network," Prod. Inst. Elec. Eng. 119(10), 1442-1448 (1972).
- 4) W.R.Bennet, "Spectra of quantized signals," B.S.T.J. 27(7), 446 - 472 (1948).
- 5) Y.Yamasaki, H.Sugawara, T.Suneya and T.Itow, "Design of a real-time sampling rate conversion system." A.E.S.Convension preprint, No.1427 (H - 2) (Nov. 1978).