

高速 1bit 信号処理

早稲田大学理工学総合研究センター 山崎 芳男

1. アナログ信号の

デジタル化

アナログ信号をデジタル化するには、時間軸の離散化である標本化と振幅方向の離散化である量子化の操作を必要とする。

ところで、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、これは誤りである。本誌'85年9月号にも書いたように、適確なディザが導入されているか、量子化ビット数が信号に比べて十分多い場合には量子化雑音は一様に分布しその電力は標本化周波数の1/2の帯域に（は量子化ステップ）となる。したがって標本化周波数を高くすれば、ある帯域幅

（例えば0～20kHz）の量子化雑音は減少する。原理的には1bitで100dBのダイナミックレンジを確保することも可能なのである。実は標本化周波数と量子化ビット数は密接な関係を有しており、その積すなわち伝送容量(bit/s)がデジタル信号の質を決定するのである。

図1に代表的なAD/DA変換器

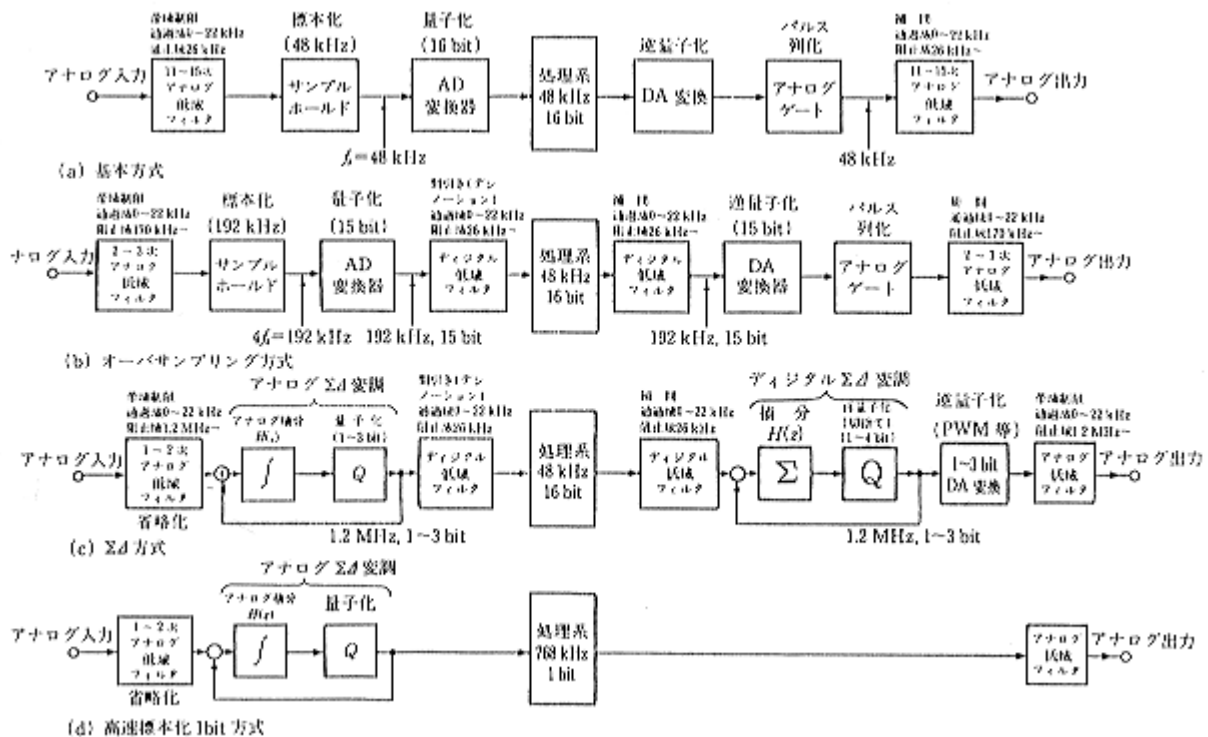


図1 各種のAD-DA変換方式

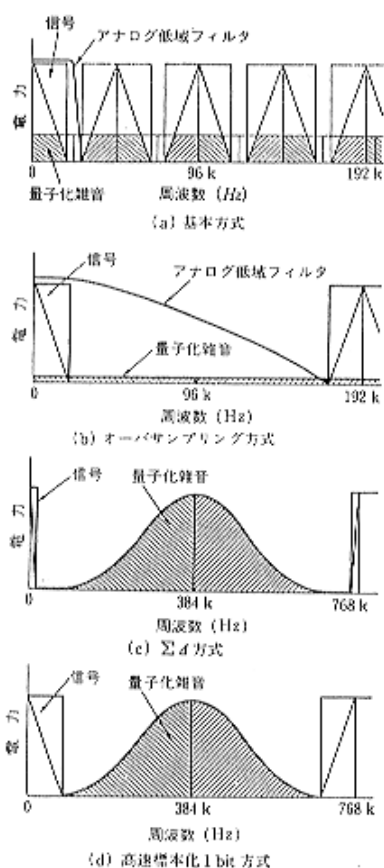


図2 変換方式と周波数スペクトル

の構成図を、図2にそのスペクトル分布を示す。

DATや衛星放送で使われている18kHz 標本化、16bit 量子化系を例に説明すると、

(1)は基本的な方法で、アナログフィルタで帯域制限をしたうえで、サンプルホールド回路により48kHzで標本化し、16bitでDA変換器で量子化する。

復調時には48kHz、16bitでDA変換し、アナログゲート等でパルス列(PAM波)を作りアナログローパスフィルタで補間を行

う。折り返し雑音の影響を避けるべくアナログフィルタには急峻な遮断特性を要求され一般に10次以上のチェビシェフ型のフィルタが使われる。

(2)はいわゆるオーバーサンプリング方式と呼ばれる手法で、AD変換を所定の標本化周波数より高い(一般に整数倍)周波数で標本化、量子化したデジタル信号をデジタルローパスフィルタで帯域制限を行ったうえ、デシメーション(間引き)処理により48kHz、16bitに変換する。

復調時には反対にデジタル補間フィルタにより例えば4倍の標本値列を作り、高い標本化周波数でDA変換する。この方法では帯域制限はデジタルフィルタで実行されるので、アナログフィルタは低次の穏やかな遮断特性で十分であり負担は大幅に軽くなる。また、標本化周波数に応じて量子化器のビット数を減らすことができる。同じ精度の量子化器を使用した場合には標本化周波数に応じた分だけ量子化精度が向上する。CDプレーヤ等に標本化周波数を2~16倍としたこの方式が広く使われている。

(3)は $\Sigma\Delta$ 変調とよばれる変換方式で量子化器を帰還ループの中に設けることにより量子化雑音に微分特性すなわち高域上がりの特性を与えている⁽²⁾⁽³⁾。この動作をノ

イズシェーピング(Noise shaping)方式と呼ぶ。標本化周波数を高く設定することにより、少ないビット数で広いダイナミックレンジが得られる。(2)と同様に帯域制限、補間はデジタルフィルタで行われるが、一般に標本化周波数は(2)の場合よりも高く設定されるのでアナログフィルタの負担はさらに軽くなる。多くの場合、標本化周波数が十分高いのでAD変換前のアナログフィルタやサンプルホールド回路は省略することができる。

フィリップス社では第一世代のCDプレーヤに14bit DA変換器と41.1kHzの4倍176.4kHz 標本化によるノイズシェーピング式のDA変換を採用していた。

(1),(2)の変換にはほとんどの場合逐次比較型や積分型のAD変換器、ラダー抵抗型やダイナミックエレメントマッチングあるいは積分型のDA変換器が使われる。これらの変換器が抵抗やコンデンサの充放電の精度に頼っているのに対し、 $\Sigma\Delta$ 方式には時間軸の精度を利用したビット数の少ない量子化器が使われることが多い。

(4)は量子化bit数を1とし、そのまま伝送処理する、ここで紹介する高速標本化1bit変換方式で

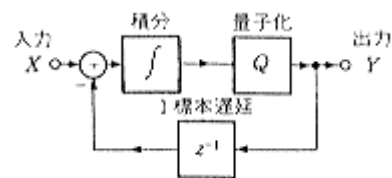


図3 $\Sigma\Delta$ 変調の基本構成

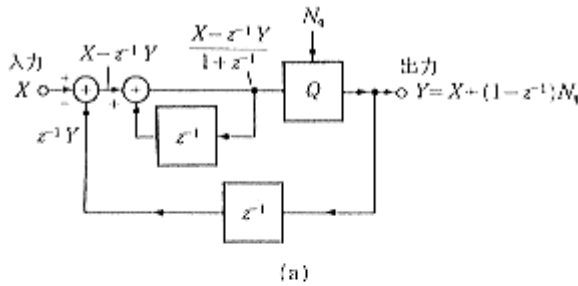


図4a, b
1次デジタル
ΣΔ変調

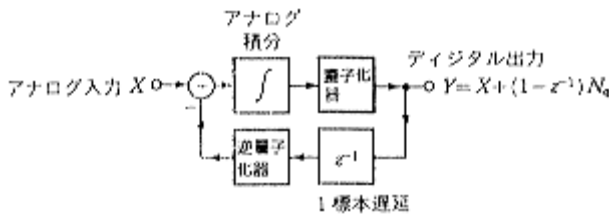
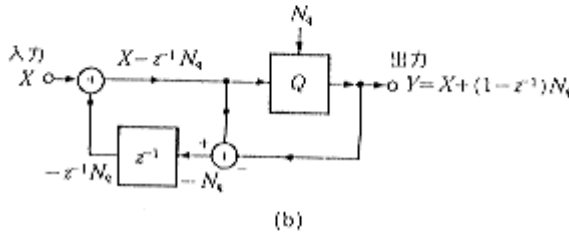


図5
ΣΔ変調によるAD変換器
の構成

ある。

2. ΣΔ変調

2.1 ΣΔ変調の基本構成

図3に1次のΣΔ変調の基本構成を示す。積分回路(Σ)と、差をとる部分(Δ)と量子化器から構成される。積分をデジタル遅延装置を使って構成すると図4(a)のようになり、2つの遅延部をまとめるとさらに(b)のようになる。

AD変換はアナログ積分することにより図5のようになる。量子化器が複数ビット構成の場合には遅延部分に逆量子化器(DA変換器)を設けなければならないが、1ビットの場合には特にDA変換器は必用なく遅延を兼ねたフリッ

プロップを使うことができる。

2.2 1次 ΣΔ変調

量子化で入力と無相関な量子化雑音 N_q が発生するものと仮定すると、1次のΣΔ変調の出力 Y_1 は

$$Y_1 = X + (1 - z^{-1})N_q \quad (1)$$

となり、1次のΣΔ変調の量子化雑音 N_{q1} は

$$N_{q1} = (1 - z)N_q \quad (2)$$

1標本遅延した量子化雑音との差、すなわち量子化雑音 N_q を微分した形になる。

前述のように量子化器の量子化ステップ数が十分多い場合または的確なディザが導入されている場合は量子化雑音は $0 \sim f_s/2$ に一様

分布し総電力は $d^2/12$ となる⁽⁴⁾。すなわちパワースペクトル $N_q(f)$ は量子化ステップを d とすると

$$N_q(f) = \frac{d^2}{6f_s} \quad (3)$$

となる。

従って1次ΣΔ変調の量子化雑音のパワースペクトル

$$N_{q1}(f) = H(z) \cdot H^*(z^{-1})N_q \quad (4)$$

は、ここで $z = \exp j2\pi f / f_s$ とおくことにより、

$$N_{q1}(f) = 4 \cdot \sin^2(\pi f / f_s) \cdot \frac{d^2}{6f_s} \quad (5)$$

となり、 $0 \sim f$ の量子化雑音電力 N_{q1} はこれを積分することにより、

$$N_{q1}(f) = \frac{d^2}{6f_s} \int_0^f 4 \cdot \sin^2(\pi f / f_s) df = \frac{d^2}{6} \left\{ \frac{2f}{f_s} - \frac{\sin(2\pi f / f_s)}{\pi} \right\} \quad (6)$$

となる。 $0 \sim f/2$ の全量子化雑音電力は $d^2/6$ となる。

(4)式において低周波数領域では $\sin 2\pi f / f_s = 2\pi f / f_s$ と近似できるので

$$N_{q1}(f) \approx \frac{2d^2}{9} \pi^2 (f / f_s)^3 \quad (7)$$

となる。Mbitで表現できる最大振幅の正弦波の電力は $2^{(2M-3)} d^2 / 8$ であるから、低周波域のSN比をdBで表わすと

$$S / N_{q1} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{9}{2\pi^2} 2^{(2M-3)} (f_s / f)^3 \right\} [\text{dB}] \quad (8)$$

となる。

これは標本化周波数を2倍にするとSN比は約9dB改善されることを示している。14bit量子化で20kHzの帯域で100dBのSN比を

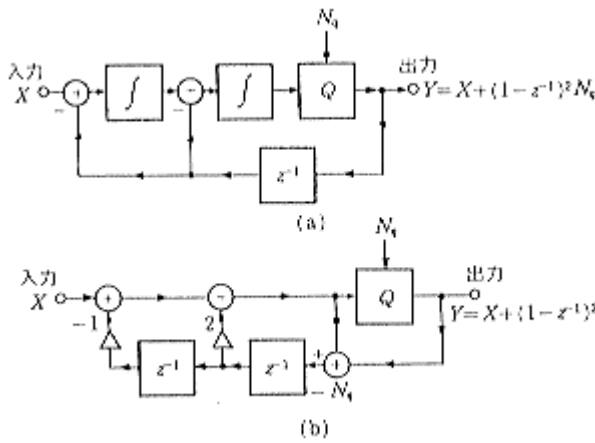


図 6a, b
2次のΣΔ
変調

SN比は

$$S/N_{q2} = 10 \log_{10} \left\{ \left(\frac{15}{8} \right)^2 (2M-3) (f_s/f)^5 \right\} \quad [\text{dB}] \quad (12)$$

となり、標準化周波数が2倍になると約15dB改善される20kHz帯域で100dBのSN比は1bit量子化でも約6.7MHzという1次に比較して大幅に低い標準化周波数で実現できる。

得るためには160kHz、1bit量子化では約112MHzの標準化周波数が必要である⁽⁵⁾。

なお、ここで量子化雑音は入力と無相関と仮定したが、この条件を満たすのは前述の量子化ステップ数が十分多い場合、量子化ステップあるいはその整数倍に一樣分布するティザが加算・減算されている場合に限られる。

$$N_{q2}(f) = 16 \cdot \sin^4(\pi f / f_s) \cdot \frac{d^2}{6f_s} \quad (10)$$

となる。 $f/2$ の量子化雑音は $d^2/2$ となり、ΣΔ変調を行わない場合の6倍に増加する。しかるに低周波数領域では

$$N_{q2}(f) = \frac{8d^2}{15} \cdot \pi^4 (f/f_s)^5 \quad (11)$$

となり、大幅に減少している。

2.4 高次のΣΔ変調

一般に n 次のΣΔ変調の量子化出力 Y_n は

$$Y_n = X + (1+z^{-1})^n N_q \quad (13)$$

となり、量子化雑音のパワースペクトル $N_q(f)$ は

$$N_{qn}(f) = (1+z^{-1})^n \cdot (1-z)^n \frac{d^2}{6f_s}$$

表1 ΣΔ変調の量子化雑音

次数	出力 Y	量子化雑音のスペクトル $N_q(f)$	$0 \sim f_s/2$ の量子化雑音電力	低域 $0 \sim f$ の雑音電力 (1~4次は近似)	$0 \sim f_s/32$ の量子化雑音電力
0	$X + N_q$	$\frac{\Delta^2}{6f_s}$	$\frac{\Delta^2}{12}$	$\frac{\Delta^2}{6} \left(\frac{f}{f_s} \right)$	$6.25 \times 10^{-2} \cdot \frac{\Delta^2}{12}$
1	$X + (1+z^{-1})N_q$	$4 \sin^2(\pi f / f_s) \cdot \frac{\Delta^2}{6f_s}$	$2 \cdot \frac{\Delta^2}{12}$	$\frac{2}{9} \Delta^2 \pi^2 \left(\frac{f}{f_s} \right)^3$	$4.02 \times 10^{-4} \cdot \frac{\Delta^2}{12}$
2	$X + (1+z^{-1})^2 N_q$	$16 \sin^2(\pi f / f_s) \cdot \frac{\Delta^2}{6f_s}$	$6 \cdot \frac{\Delta^2}{12}$	$\frac{8}{15} \Delta^2 \pi^4 \left(\frac{f}{f_s} \right)^5$	$1.86 \times 10^{-5} \cdot \frac{\Delta^2}{12}$
3	$X + (1+z^{-1})^3 N_q$	$64 \sin^2(\pi f / f_s) \cdot \frac{\Delta^2}{6f_s}$	$20 \cdot \frac{\Delta^2}{12}$	$\frac{32}{21} \Delta^2 \pi^6 \left(\frac{f}{f_s} \right)^7$	$5.12 \times 10^{-7} \cdot \frac{\Delta^2}{12}$
4	$X + (1+z^{-1})^4 N_q$	$256 \sin^2(\pi f / f_s) \cdot \frac{\Delta^2}{6f_s}$	$70 \cdot \frac{\Delta^2}{12}$	$\frac{128}{27} \Delta^2 \pi^8 \left(\frac{f}{f_s} \right)^9$	$1.53 \times 10^{-8} \cdot \frac{\Delta^2}{12}$

2.3 2次ΣΔ変調

図6に2次のΣΔ変調の構成を示す。量子化出力 Y_2 は

$$Y_2 = X + (1+z^{-1})^2 N_q \quad (9)$$

となり、量子化雑音は2次微分された形となる。

1次の場合と同様に量子化雑音のパワースペクトルを求めると

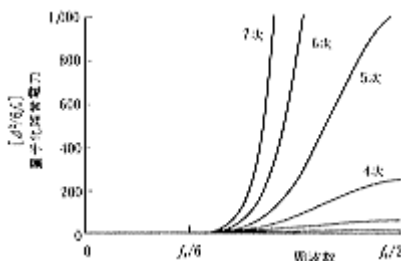


図7 次数による量子化雑音電力の電化

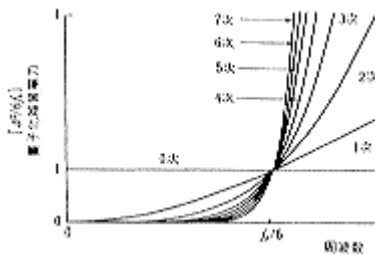


図8 次数による低周波数領域のパワースペクトルの電化

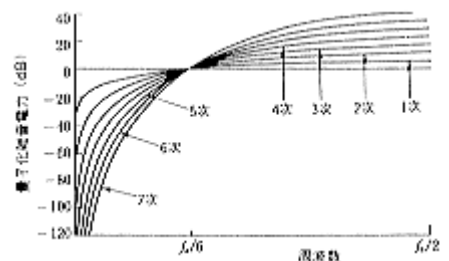


図9 次数によるパワースペクトルの電化

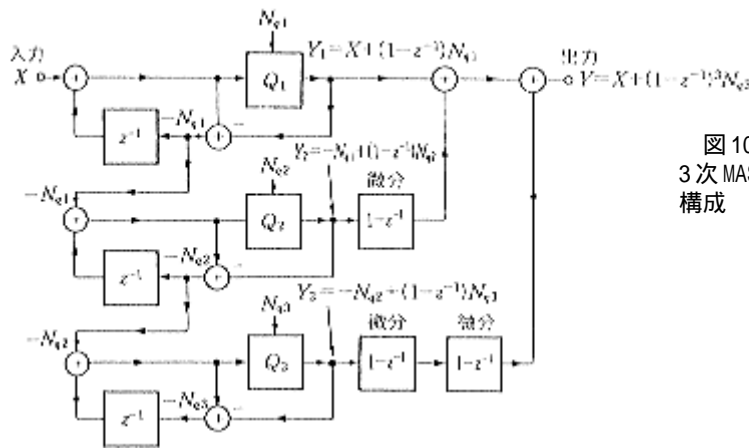


図 10a
3次 MASH の
構成

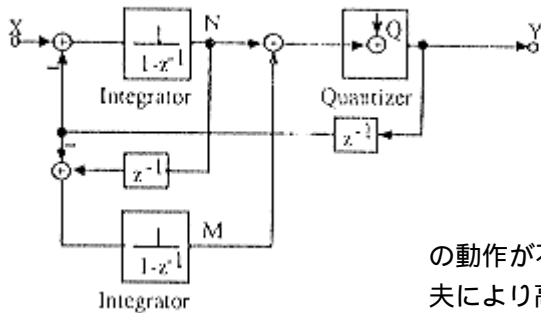


図 10b
1bit 動作も
可能
な 2次 MASH

$$= 2^{2n} \sin^{2n}(\pi f / f_s) \frac{d^2}{f} \quad (14)$$

となる。

図7に次数による量子化雑音のパワースペクトル, 図8に低周波数領域のSN比, 図9にそのデシベル表示を示す。このように $\Sigma\Delta$ 変調の次数を上げると高域の量子化雑音の総電力は増えているが,

以下の低周波数領域の分布は急速に減少している。

表1に $\Sigma\Delta$ 変調の伝達関数, 量子化雑音, 低周波数領域の量子化雑音電力とSN比を示す。

2次以下の $f_s/6$ 変調は安定に動作するが, 1次以上の構成では量子化ステップ数の制約や現実の量子化雑音が量子化器の入力と相関を持つこと等により, しばしばそ

の動作が不安定となる。様々な工夫により高次の安定した $\Sigma\Delta$ 変調も実現されている。

2.5 MASH $\Sigma\Delta$ 変調

図10(a)に示す $\Sigma\Delta$ 変調器の多段従属接続 (MASH) は NTT の松谷, 内村, 岩田が考案した $\Sigma\Delta$ 変調器を多段に従属接続し段数に応じて微分したうえ加算することにより高次の安定した動作を確保するものである^{(6),(7)}。

図9の各量子化器の出力は
 $Y_1 = X + (1-z^{-1})N_{q1}$
 $Y_2 = -N_{q1} + (1-z^{-1})N_{q2}$
 $Y_3 = -N_{q2} + (1-z^{-1})N_{q3}$ (15)
 となり, Y_2 を1階, Y_3 を2階微分して Y_1 を加えることにより, 最終出力は

$$Y = Y_1 + (1-z^{-1})Y_2 + (1-z^{-1})^2 Y_3 = X + (1-z^{-1})^3 N_{qs} \quad (16)$$

となる。すなわち量子化器 $Q1, Q2$ の量子化雑音は打ち消され, 1次の $\Sigma\Delta$ 変調が実現する。ただし出力部に加算があり, 各ブロックを1bit量子化で構成しても出力は複数bitになってしまう。松谷, 山田らは図10bに示すような1bit動作も可能な構成も提案している⁽⁸⁾。

3. 高速標準化・1bit量子化

$\Sigma\Delta$ 変調とデジタルLPFを併用したAD-DA変換器が広く使われているが, 著者らは $\Sigma\Delta$ 変調の出力を帯域制限して通常のマルチビットのデジタル信号になど変換せず, 1bitの出力をそのままデジタル信号として扱う簡潔な処理系を提案し^{(9),(10)}, 10年来各種信号処理に応用している⁽¹¹⁾。

図11に通常のマルチビット方式(標準化周波数 f_s , 量子化ビット数4bit)と構成が簡単で留守番電話の録音などに使われた ΔM 方式 ($4f_s, 1bit$) と $\Sigma\Delta$ 型高速1bit方式 ($4f_s, 1bit$) の構成と符号化出力の比較を示す。

同じ1bitでも, ΔM が通常方式のLSB(最小桁 d) に対応しているのに対し, $\Sigma\Delta$ 方式では方式ではMSB(最上位桁 D) に等しい1bitである点に留意いただきたい。

0から20kHzで100dBダイナミックレンジを得るのに必要な1bit $\Sigma\Delta$ 変調の標準化周波数を表2に示す。

ところで(14)式が成立するのは

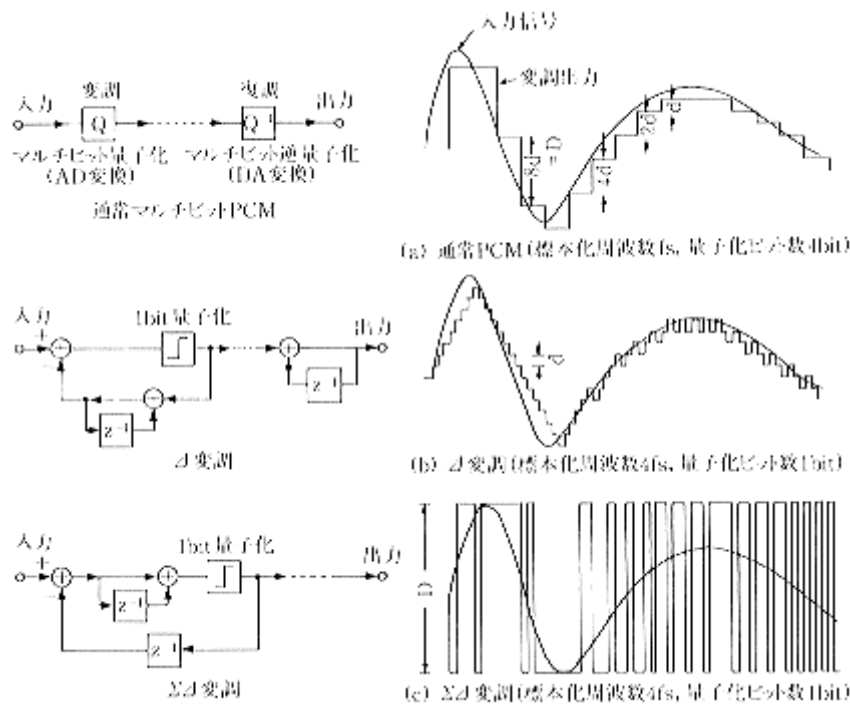


図11 通常マルチビットPCM, Δ変調, ΣΔ変調の比較

量子化ビット数が十分多いマルチビット量子化のときのみである。1bit量子化の出力は2値でその振幅はである。したがってその出力電力はDである。すなわちマルチビットとは異なり信号と量子化雑音の総電力がD²で一定で量子化雑音電力は信号のレベルに依存するはずである。

5次加重加算型ΣΔ変調(標

表2 1bitで100dB(0n 20kHz)のダイナミックレンジを確保するのに必要な標本化周波数

次数	標本化周波数
0	3 GHz
1	112 MHz
2	6.7 MHz
3	2.0 MHz
4	1.1 MHz
5	713 KHz

本化周波数512kHz)で構成したアbit量子化系に12dBから-66dB 1kHz正弦波を入力したときの量子化雑音のスペクトルを図12に示す。入力レベルによりスペクトルが微妙に変化している様子が観測される。

3.1 系の安定性

安定性は伝達関数の極の位置に支配される。特性方程式の極がすべて平面上輔単位門内に存在すれば系は安定に動作する。

1次と2次のΣΔ変調は絶対安定であるが,3次以上の安定動作は保証されていない。

図13aに示すように積分器を従属接続し,それぞれに重み付けをして加算し1bit量子化器に入力する加重算接続方式で重みを適

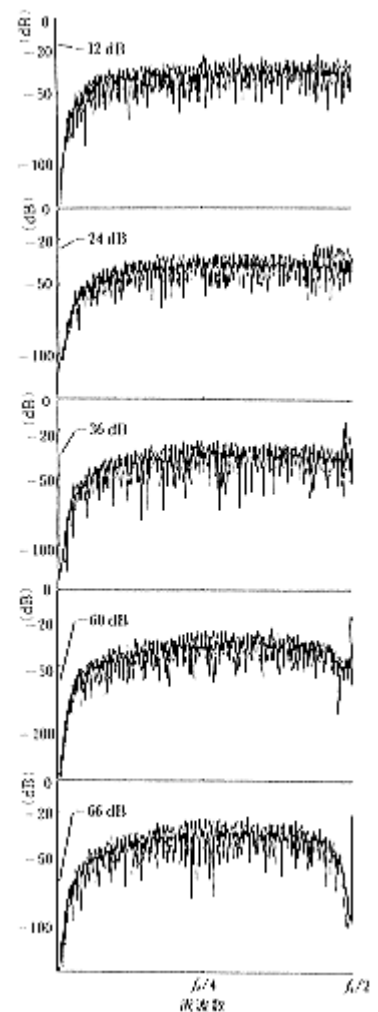


図12 入力信号のレベルと量子化雑音のスペクトル(5次1bit)

当に選ぶと系は安定に動作する。また積分器の間にフィードバックループを設けることで極と零点の制御が可能である。

量子化雑音 N_q が入力 X と無相関になるように的確なディザ等が導入されているとき,出力を Y ,積分の次数を n とすると伝達関数は

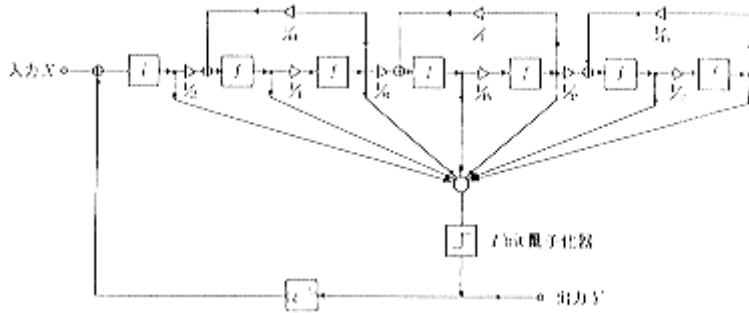


図13a 7次部分帰還高速1bit量子化器の出力スペクトル

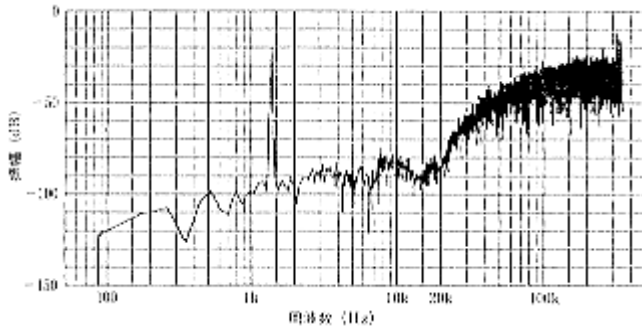


図13b 7次高速1bitAD変換器の出力スペクトル

$$Y = H(X) \cdot X + H(N_q) \cdot N_q$$

$$H(N_q) = \frac{\sum_{n=1}^n a_p \cdot (1-z^{-1})^{n-p}}{(1-z^{-1}) + z^{-1} \cdot \sum_{n=p}^n a_p \cdot (1-z^{-1})^{n-p}}$$

$$H(N_q) = \frac{(1-z^{-1})^n}{(1-z^{-1}) + z^{-1} \cdot \sum_{n=p}^n a_p \cdot (1-z^{-1})^{n-p}} \quad (17)$$

と表せる。ここで

$$a_n / a_{n-1} < 1/2 \quad (18)$$

の場合系は安定に動作する。

この方法で試作した7次1bit AD変換器の構成と出力スペクトルを図13bに示す。

3.2 高速1bit処理の応用

筆者らはこの方式を各種信号処理に利用している。

<録音>

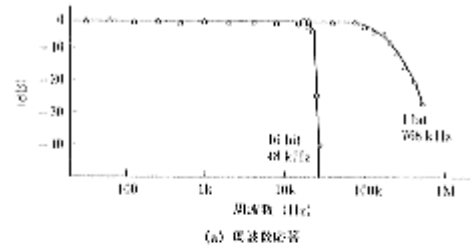
ハードディスクやDAT, ディ

ジタルVTRを使用した録音機を測定等に使用している。

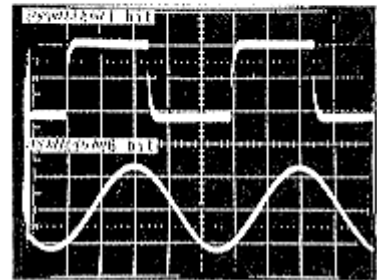
図14a, bにDATを使った録音機の伝送特性を示す。この1bit方式は(a)に示すように通常のDATと同じ伝送速度768Kbit/sで100kHz程度までの記録再生が可能である。同図(b)に示すように、10kHzの方形波の伝送も可能である。

<高能率符号化>

MD, DCCやMPEG等人間の聴覚や聴覚特性を利用した高能率符号化が実用に供され始めているが、その出発点が現行のCD, DATの符号化方程式におかれているのは疑問がある。ここで述べた高速1bit符号化方式を情報源符号化として採用すれば伝送容量を節約したうえ現行のシステムより



(a) 伝送特性



(b) 10kHz 方形波伝送

図14 DATの伝送特性

も質の高い符号化も可能なはずである。

一般化調和解析にもとづいて適応制御した場合には64kbit/s程度で十分満足できる音質が得られている⁽¹²⁾。

<誤りに強い符号化>

本方式は1bitであるから、原理的に語同期を必需としないので誤りに強い。高域のスペクトルの変化に着目した誤りの検出、補正が可能であるという特徴を有している。この特徴を利用した無線伝送。特に将来の降雨限衰対策不可欠な来るべき超高周波による衛星放送”COMETS計画”への導入を郵政省通信総合研究所と共に検討している⁽¹³⁾。

<音場の能動制御>

音場の能動制御では遅延のほとんどない高速処理が期待できる。1bitゆえ乗算が単純なゲート回路で実現でき、得にアナログ信号

との乗算が著しく簡素化できるのでLMS演算に本方式を導入した外種の音場の能動制御を試みている。また、デジタル出力でスピーカをそのまま駆動できるので複数のセラミックスピーカを1bit信号で直接駆動する(抵抗とセラミックスピーカの容量がLPFを構成する)。避難誘導システムやVR(バーチャルリアリティ)用スピーカへの応用等を検討している。

4. むすび

以上高速標本化1bit符号化・信号処理について述べた。この方式で符号化とされた1bit信号はデジタル信号でありながら入力信号のスペクトルがそのまま存在するので、通常のシステムで復調に必要なマルチビットのDA変換器は不要であり、原信号の帯域の成分がそのまま復調アナログ信号となるという特徴を有している。現在、符号化方法の確立、この方式の特

色を生かした応用システム等検討を加えている。

参考文献

- (1) 山崎芳男, "デジタルオーディオの迷信は克服されたか" 日本オーディオ協会, 1985. 9.
- (2) B.P.Agrawal and K.Shenoi, "Design methodology for M", IEEE Trans, Commu. COM-11, 160-169 (1981).
- (3) R.J. van de Plassche, "A sigma-delta modulator as an A/D converter", IEEE Trans. Circuits Syst. CAS-25. 510-514 (1978).
- (4) 山崎芳男, "広帯域音響信号の量子化への大幅デザの適用", 音響学会誌 1.9, 452-462 (1981).
- (5) 山崎芳男, "AD/DA変換器とデジタルフィルタ", 音響学会誌 46-1, 251-257 (1990).
- (6) 松谷康之, 内村国治, 岩田, "多段量子化雑音抑圧(MASH)方式16ビットCMOS A/D変換LSI", 信学会集積回路研資 ICD87-52, 7-12 (1987).
- (7) 松谷康之, 内村国治, 岩田, "多段量子化雑音抑圧(MASH)方式16ビットCMOS A/D変換LSI", 信

学会・音響学会電気音響研資 EA 87-79, 25-12 (1988).

- (8) 松谷康之, 山田順三, "1V・0.8 mW 17bit 精度オーディオ用ノイズシェーピングD/A", JAS コンファレンス '94, 28 - 31, 1994.10.
- (9) 沖村文彦, 山崎芳男, 伊藤 毅 福原康之, 原田正規, "量子化雑音のスペクトル制御と平均化を併用したAD, DA変換", 音高論集, 175-176 (1989.1).
- (10) 山崎芳男, "量子化雑音のスペクトルに注目した高速1ビット符号化と信号処理", 通信学会, SA-9-4 (1992).
- (11) 山崎芳男, 太田弘毅, 西川明成, 野間政利, 飯塚秀幸, "広帯域音響信号の高速標本化1bit処理", 信学技報, EA91-102 (1994-01).
- (12) 天田, 大内, 及川, 工藤, 山崎, "聴覚特性を考慮した一般調和解析による高速1bit信号の高エネルギー符号化", 音響学会講演論文集, pp599-606 (1996.9)
- (13) 太田弘毅, 山崎芳男, "1bit高速標本化による広帯域音響信号のデジタル伝送 符号誤りの影響に対する検討", 音講論集, 541-542 (1992.10).