Journal of the Faculty of Engineering, Shinshu University, No. 44, 1978
信州大学工学部紀要　第44号

利得制御型圧伸方式とそのシミュレーション

石田　汎*　田村周英**

（昭和53年5月31日受理）

A Gain-Controlled-Companding System and its Simulation

Hiroshi ISHIDA and Syuei TAMURA

In this report, we propose a Gain-Controlled-Companding System, which is much better in respect of dynamic-range and accuracy of circuit elements than the companding system hitherto in use for PCM communication. In our system, signal companding is carried out by controlling the gain of the compander corresponding to input signal levels. To evaluate the transmission characteristics, we simulated the system by using the computer and analyzed the characteristics from the viewpoint of S/N_{QC} of the output. And then, we compared our system with the 15-segment-broken-line-companding one. As a result, we found that our system can process signals of wider dynamic-range than the conventional system can.

1 まえがき

従来，PCM通信においては，一定のビット数の下で，より高い S/N_{QC} とより広いダイナミック・レンジを有する非直線圧伸方式の研究が，盛んに行われてきた[1~5]．

一般には，7～8ビット程度の符号器が実用に供されており，対数圧伸，13折線圧伸あるいは15折線圧伸方式などが優れた圧伸方式とされている[3~5]．たとえば，15折線圧伸方式では，8ビット符号化の場合 S/N_{QC} 26dB 以上のダイナミック・レンジが，直線圧伸の 14dB に比べ，44dBにもなる[5]．

本研究では，従来の圧伸方式に比較して，より広いダイナミック・レンジが得られる利得制御型圧伸方式を提案している．本方式は，標本値系列 $\{x_n\}$ $(n=\cdots,-1,0,1,2,\cdots)$ をM標本毎に分割して，各々の区間について実効値 σ の推定値 $\hat{\sigma}$ を求める．送信側ではこの $\hat{\sigma}$ の大小により，符号器への入力信号レベルをほぼ一定に保つべく，予め圧縮器で利得制御を行う．

一方，受信側では，復号器に続いて，$\hat{\sigma}$ により逆の利得制御を行う．結果として，広いダイナミック・レンジを得ることが可能となる．

本報告では，代表的な4種類の振幅分布信号を入力として，ここで提案した利得制御型

* 電子工学教室　助教授
** 大学院修士課程

圧伸方式を計算機シミュレートし[6~7]，その S/N_{QC} 特性を求めた．その結果，本方式の優れていることが明らかとなった．

2 利得制御型圧伸方式の原理

利得制御型圧伸方式のブロック図を Fig. 1 に示す．ここでは，標本値系列 $\{x_n\}$ $(n=\cdots, -1, 0, 1, \cdots)$ をM標本毎に分割し，各々の区間の $\{x_{r-M}, x_{r-M+1}, \cdots, x_{r-1}\}$ について σ の推定を次式により行う．

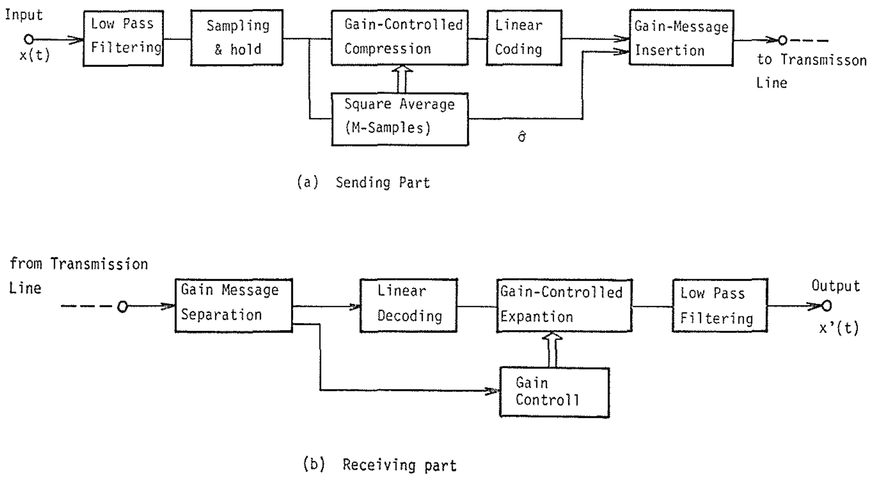


Fig. 1 Gain-Controlled-Companding communication system

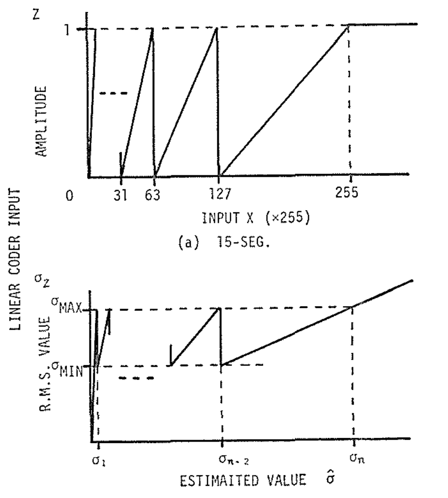


Fig. 2 Comparison between 15-segment-broken-line-companding and Gain-Controlled-Companding characteristics

$$\hat{\sigma}=\sqrt{\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} x_{r-i}^{2}} \tag{1}$$

Fig. 2 は，15 折線圧伸方式 (a) と本方式 (b) とを対比して示したものである．15折線圧縮器では，入力信号 x が瞬時にどの折線振幅範囲に属するかが決定される．一方，利得制御型圧縮器では，入力信号 x の実効値の推定値 $\hat{\sigma}$ を求め，小さな $\hat{\sigma}$ については入力信号を増幅し，大きな $\hat{\sigma}$ については減衰させることにより，後続の直線符号器の入力が，ほぼ一定の実効値を持つように利得制御を行う．この場合の利得 A は，n 通りの $\{A_1, A_2, A_3, \cdots, A_n\}$ の離散的な値のいずれかをとる．また，15折線伸長器では，直線符号化出力が瞬時に伸長された後アナログ信号に再生されるが，一方，利得制御型伸長器では，圧縮器と逆の

利得制御が行われた後アナログ信号に再生される．以上述べた方法により，本方式は等価的に広いダイナミック・レンジ（以降，D. R. と略し，S/N_{QC} 値 26dB 以上の実効値の範囲とする）が得られることになる．

3 利得制御型圧伸方式における符号化

アナログ信号 $x(t)$ の量子化出力を $y(t)=g(x(t))$ とおけば，$x(t)$ と $y(t)$ の関係は，Fig. 3 のようになる．この入・出力両信号の平均自乗誤差により，量子化特性の良し悪し

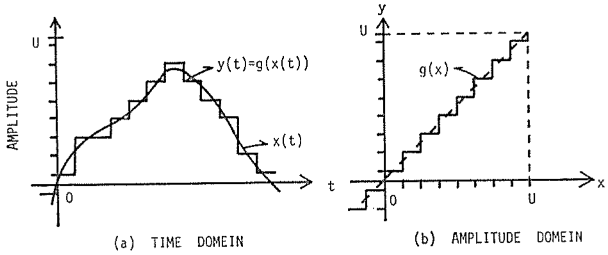


Fig. 3 Explanation of quantizing error

が評価される．符号化雑音電力 N_{QC}（量子化雑音電力 N_Q と過負荷雑音電力 N_C の和）は(2) 式により，また信号対雑音電力比 S/N_{QC} は(3)式によって与えられる．

$$N_{QC}(\sigma) \triangleq \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}\{x(t)-y(t)\}^2\,dt$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\{x-g(x)\}^2 p(x,\sigma)dx. \tag{2}$$

$$S/N_{QC}(\sigma)=10\log(\sigma^2/N_{QC})\ [\mathrm{dB}]. \tag{3}$$

ただし，$p(x,\sigma)$ は振幅分布密度関数，σ は信号実効値である．

本方式による量子化関数 $g(x)$ は，(1)式で与えられる $\hat{\sigma}$ により制御されるので，$g(x,\hat{\sigma})$ と書くことにする．この $g(x,\hat{\sigma})$ は次式で与えられる．

$$g(x,\hat{\sigma})=g(x\cdot A(\hat{\sigma}))/A(\hat{\sigma}). \tag{4}$$

ここで，$g(\cdot)$は，過負荷レベルUの瞬時圧伸量子化関数で Fig. 3(b) に示されている．$A(\hat{\sigma})$ は，利得制御型圧縮器の利得で，回路実現上，$\{A_1, A_2, \cdots, A_n\}$（ただし，$A_1>A_2>\cdots>A_n$）の n 通りの離散値をとる．

$\{A_i\}$ $(i=1,2,\cdots,n)$ の選択は，直線符号器への入力信号実効値 $\sigma_{in}=A_i\cdot\sigma$ が次式を満たすように行われる．

$$\frac{\sigma_B}{U}<\frac{\sigma_{in}}{U}\leq\frac{\sigma_A}{U} \qquad (\text{ただし，}\sigma_{MIN}\leq\sigma\leq\sigma_{MAX}). \tag{5}$$

ここで，σ_{MAX}，σ_{MIN} は(8)式で示される値である．また，Fig. 4 に示すように，σ_B/U，σ_A/U は所要の S/N_{QC} 値 Qを保証する入力レベル σ/U のそれぞれ下限と上限である．この下限と上限の比 σ_A/σ_B を，aとおく．σ の推定値として(1)式の $\hat{\sigma}$ を用いると

$$\frac{\sigma_B}{U}<A_i\frac{\hat{\sigma}}{U}\leq\frac{\sigma_A}{U}$$

$$(ただし，\sigma_{MIN}\leq\hat{\sigma}\leq\sigma_{MAX}). \qquad (6)$$

(6)式より，

$$\frac{\sigma_B}{\hat{\sigma}}<A_i\leq\frac{\sigma_A}{\hat{\sigma}}. \qquad (6\text{-}1)$$

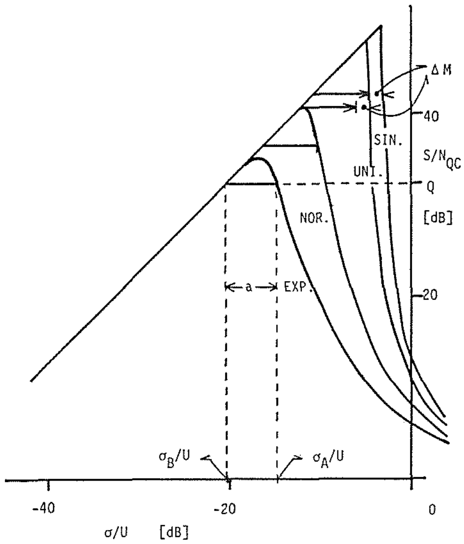


Fig. 4　Explanations of $\triangle M, a, \sigma_A, \sigma_B$ and Q

よって，A_i は(6-1)式により $\hat{\sigma}$ の関数として決定される．一方，(6)式より

$$\frac{\sigma_B}{A_i}<\hat{\sigma}\leq\frac{\sigma_A}{A_i} \qquad (ただし，i=1,2,\cdots,n，\sigma_{MIN}\leq\hat{\sigma}\leq\sigma_{MAX}). \qquad (6\text{-}2)$$

(6-2)式が，全ての i について $\sigma_{MIN}\leq\hat{\sigma}\leq\sigma_{MAX}$ の範囲をうめるためには，次式が成立すればよい．

$$\frac{A_i}{A_{i+1}}=\frac{\sigma_A}{\sigma_B}=a. \qquad (7)$$

したがって，(7)式を満たす利得の組 $\{A_i\}$ $(i=1,2,\cdots,n)$ に対し，(6-2)式より σ の境界 $\sigma_0,\sigma_1,\cdots,\sigma_n$ が決定される．これを(8)式に示す（ただし，σ_0，σ_n では，利得の切り換えは行わない）．

$$\sigma_{MIN}=\sigma_0=\frac{\sigma_B}{A_1},\ \sigma_1=\frac{\sigma_A}{A_1},\ \sigma_2=\frac{\sigma_A}{A_2},\ \cdots,\ \sigma_n=\frac{\sigma_A}{A_n}=\sigma_{MAX}. \qquad (8)$$

これらの境界に対し $\hat{\sigma}$ が，$\sigma_k<\hat{\sigma}\leq\sigma_{k+1}$ $(k=1,2,\cdots,n-2)$ を満たす時には，(6-1)式より，

$$A_{k+2}=\frac{\sigma_A}{\sigma_{k+2}}=\frac{\sigma_B}{\sigma_{k+1}}\leq\frac{\sigma_B}{\hat{\sigma}}<A(\hat{\sigma})\leq\frac{\sigma_A}{\hat{\sigma}}<\frac{\sigma_A}{\sigma_k}=A_k. \qquad (9)$$

すなわち，$A(\hat{\sigma})=A_{k+1}$ となる．特に $\sigma_{n-1}<\hat{\sigma}$，$\hat{\sigma}\leq\sigma_1$ では，$A(\hat{\sigma})$ はそれぞれ A_n，A_1 となる．

ここで，$A(\hat{\sigma})=A_k$ の時の量子化ステップ幅$\varDelta$を$\varDelta_k$とおくと，Fig. 5 のような $\hat{\sigma}$ と $\varDelta$ の関係が得られる．同図は，小さな $\hat{\sigma}$ に対しては量子化ステップ幅$\varDelta$を小さくし，大きな $\hat{\sigma}$

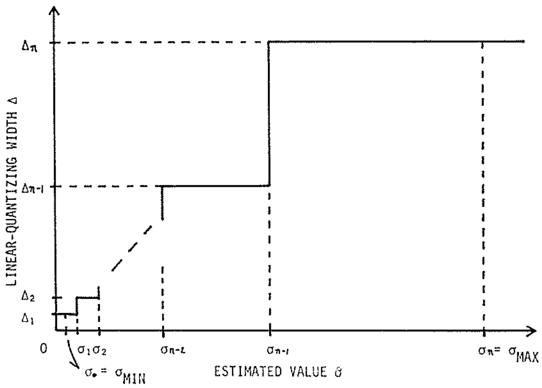


Fig. 5 Proposed linear quantizing characteristics

に対しては量子化ステップ幅Δを大きくしていることを表わす.

以下の節で扱う入力信号分布としては，代表的な指数分布，正規分布，正弦波分布および一様分布の4種類とする (Fig. 7参照)

4 設　計　法

本節では，利得制御型圧伸方式による符号・復号化システムの設計法について具体的に述べる．今，σの推定に用いる標本数Mを50にとる．この時利得 $A(\hat{\sigma})$ の制御は 8KHz 標本化時には，$125\mu\text{sec}\times 50=6.25\text{msec}$ 毎に1度行なわれることになる．各利得 A_i に対する$\hat{\sigma}$の範囲aは，6dB にとることにする (Fig. 4 参照).

次に，Fig. 4 に示すように，直線符号器の S/N_{QC} 特性から，所要の S/N_{QC} 特性値Qを保証する σ/U の上限 σ_A/U を決定する．Fig. 6 に示すように，原直線圧伸符号器の S/N_{QC} 特性を基準にして，a dB だけ平行移動して得られる S/N_{QC} 特性を理想特性（同図の太実線で示した特性）と呼ぶことにする．このような特性をもつシステムにおいては，$A_n=1$ とすれば，$\sigma_{MAX}=\sigma_A=\sigma_n$ $(n=8)$ の関係があり，$\sigma_{k-1}<\sigma\leq\sigma_k$ では A_k の利得が選択される(実際のシステムでは，σの代わりに$\hat{\sigma}$ を使用する)．3節の解析から，次の関係が得られる．

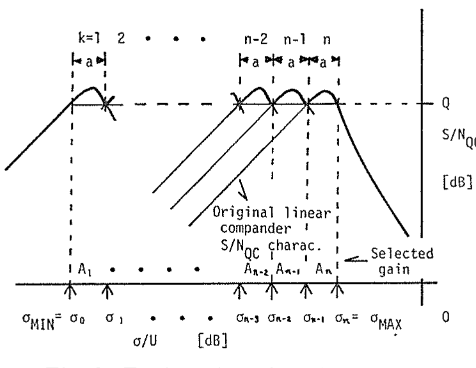


Fig. 6 Explanation for designing of the Gain-Controlled-Companding system

$$A_k=2^{8-k},\ \sigma_k=\frac{\sigma_A}{U}\times 2^{k-8}\times U \qquad (k=1,\ 2,\ \cdots,\ n). \tag{10}$$

なお，正弦波分布入力信号のように S/N_{QC} 特性が急な傾斜をもつ[5]場合には，ある程

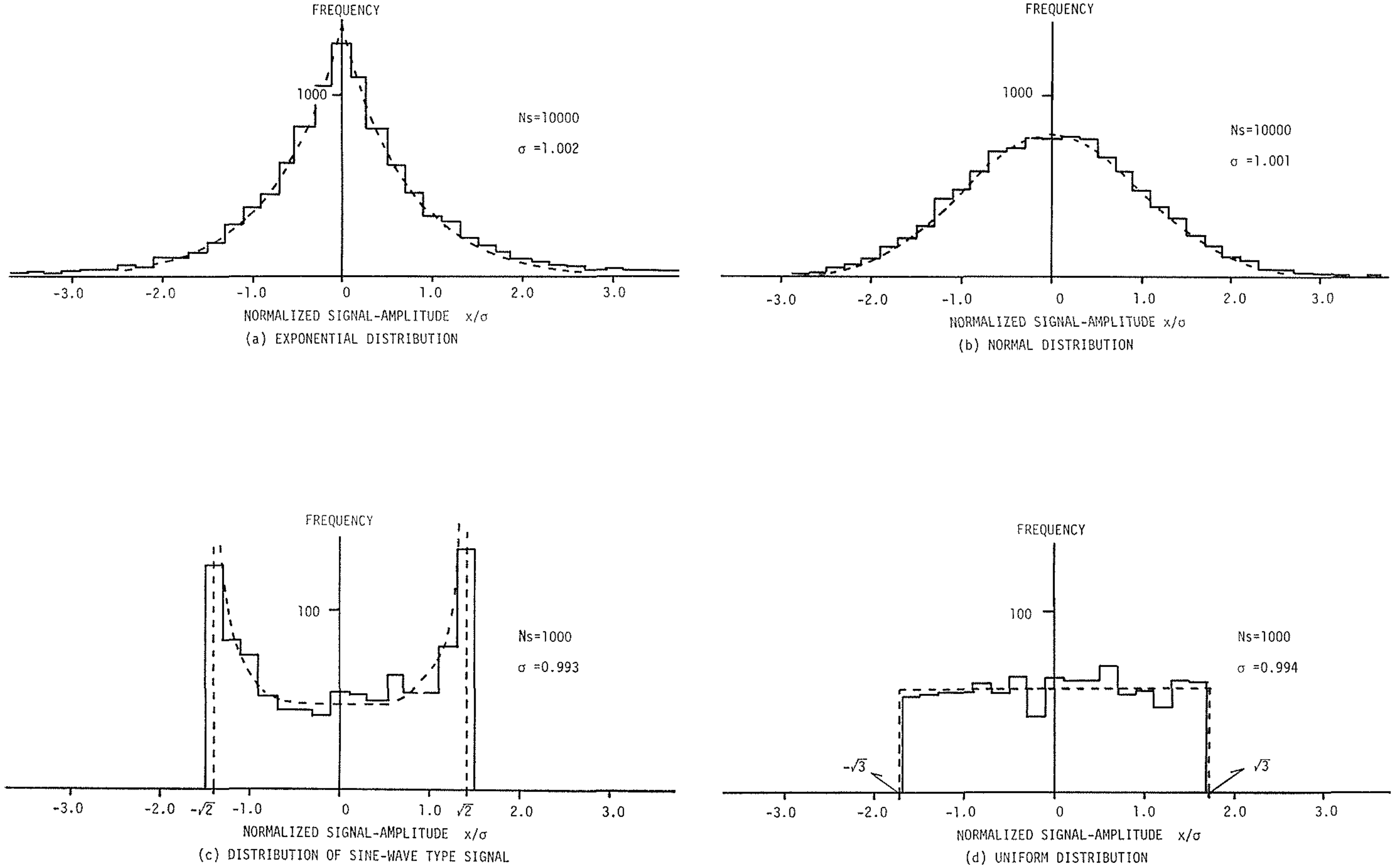


Fig. 7 Amplitude distributions of input pseudo-signals

度余裕$\varDelta$Mをみて小さめに σ_A/U を設定しないと，S/N_{QC} がかなり劣化する点が生ずるおそれがある(Fig. 11 参照)．

この$\varDelta$Mは，Fig. 4 に示したように，指数分布，正規分布では零とし，正弦波分布，一様分布では共に 1.6dB とした．この$\varDelta$Mのとり方は，実効値σ の推定に用いる標本数Mに依存し，シミュレーションにより決定する必要がある．σ_A/U に対して余裕$\varDelta$Mをとることは，S/N_{QC} を多少劣化させるが，D. R. には影響を与えない（このことは，次節のシミュレーション結果から明らかである）．以上のことを考慮して，それぞれの分布に対して最適の S/N_{QC} が得られる σ_A/U の値を Table. 1 のように設定した．

Table 1 Optimum σ_A/U

distribution	σ_A/U [dB]
exponential	−14.8
normal	−10.4
sine-wave	− 4.6
uniform	− 6.0

以上の設計法をまとめると，システムのパラメータ $\{M, a, n, U, m\}$ およびシステム入力振幅分布型が与えられると，まず実験的に決まる $\varDelta$M を考慮して，σ_A/U を決める．次に，(10) 式から，利得の組$\{A_i\}$ とその切り換え点の組 $\{\sigma_i\}$ とを決めれば，システムが設計できる．

5 利得制御型圧伸方式のシミュレーション

本節では，文献(6) (7) において既に報告したようにシミュレーション方法および同法による雑音電力の計算法から S/N_{QC} 特性を求める．この流れ図を Fig. 8 に，またシミュレーションで使用した各分布乱数の度数分布を Fig. 7 に示した．

4 種類の入力信号分布型に対して，それぞれ最適設計された利得制御型圧伸システムをシミュレーションして，S/N_{QC} 特性を求めた．ただしσのきざみは 1dB にとった．Fig. 9 に本方式のシミュレーション結果を×印で，またσの推定が理想的な場合の特性を実線で示したが，両者はよく一致していることがわかる．また，参考のために，15折線圧伸方式の S/N_{QC} 特性を破線で示しておいた．同図 (a)〜(d) から求めた D. R. の値を Table. 2

Table 2 Simulation S/N_{QC} and D.R.

	our system		15-seg.
distribution	S/N_{QC} [dB]	D.R. [dB]	D.R. [dB]
exponential	32	56.4	43.6
normal	37	60.8	48.6
sine-wave	43	66.4	54.6
uniform	42	65.2	53.8

Table 3 Simulation S/N_{QC} and D.R.

distribution	S/N_{QC} [dB]	D.R. [dB]
normal	33	60.8
sine-wave	33	66.4
uniform	33	65.2

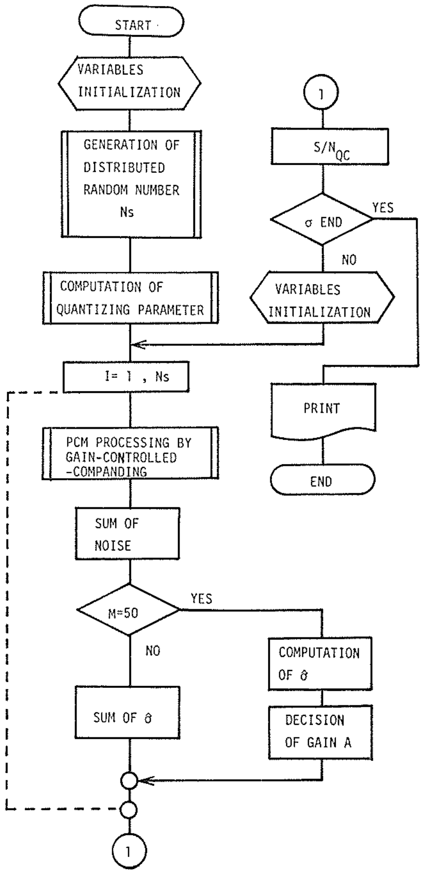


Fig. 8 Simulation flow diagram

に，また S/N_{QC} の鋸歯状特性の下限もTable. 2 に示す．Table. 2 には，15折線圧伸方式の場合の D. R. も併記して示した．同表から，指数分布では 12.8 dB，正規分布では 12.2dB，正弦波分布では 11.8dB，一様分布では 11.4dB だけ，筆者らの方式が優れていることが確認できる．

次に，一般に S/N_C 特性が最も悪いとされている指数分布信号に対して最適設計した利得制御型圧伸システムに，各種振幅分布信号を入力してシミュレートした結果を，Fig. 10(a)～(c)に示す．また，この S/N_{QC} の最小値と D.R. を Table. 3 に示す．指数分布入力の場合は，図 9 (a)と同じであるので，略した．Table. 2 と Table. 3 を比較すれば，各分布信号に対する D. R. は一致していることがわかる．以上から本方式は入力信号の振幅分布型に対して，S/N_{QC} 特性が影響を受けないことがわかる．

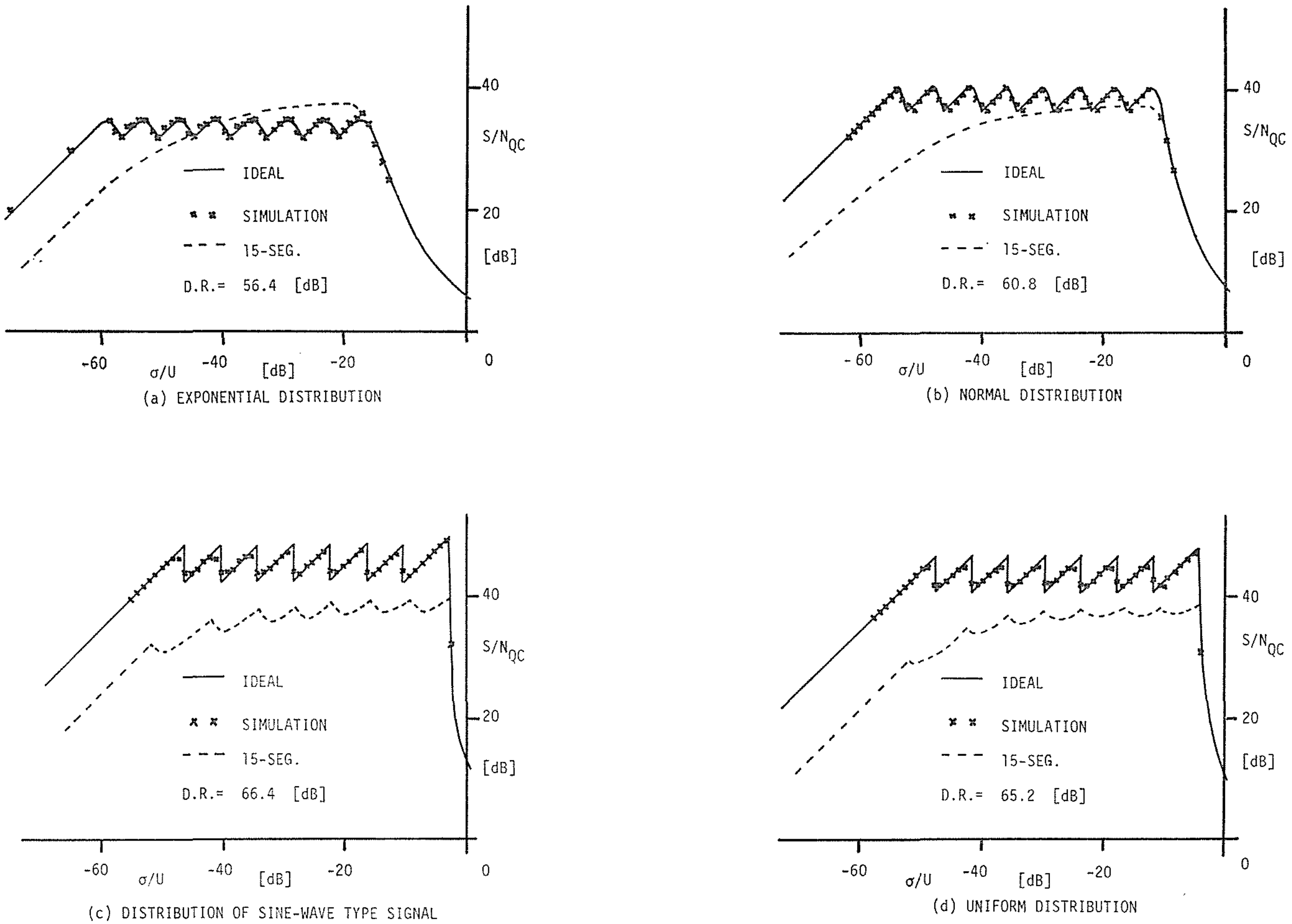
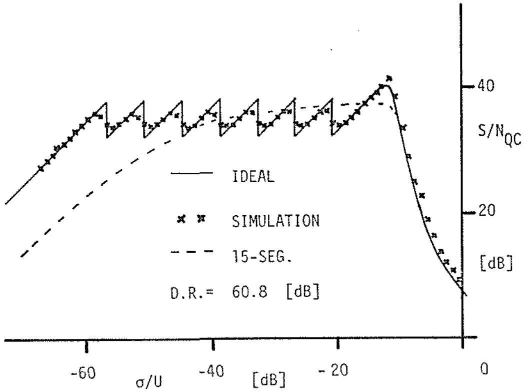
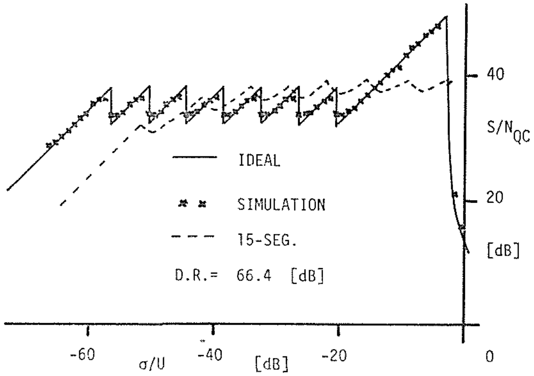


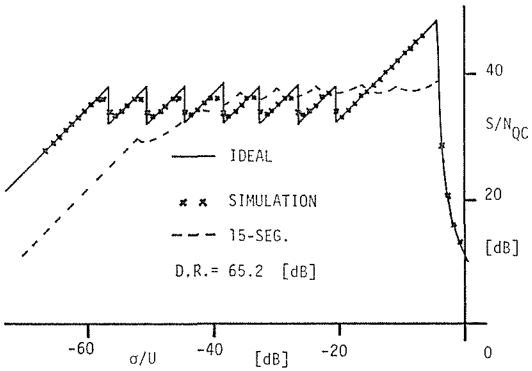
Fig. 9 Optimal characteristics of representative distribution signals



(a) NORMAL DISTRIBUTION



(b) DISTRIBUTION OF SINE-WAVE TYPE SIGNAL



(c) UNIFORM DISTRIBUTION

Fig. 10 S/N_{QC} characteristics of system optimized for exponential distribution signal

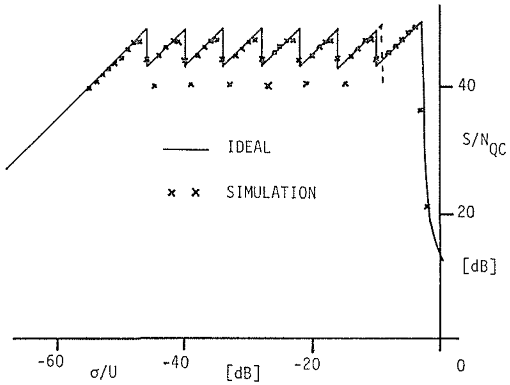


Fig. 11 S/N_{QC} characteristics in case of bad σ_A/U value

6 む す び

利得制御型圧伸方式は，高品質な符号化特性，特に広いダイナミック・レンジを持つ．8ビット符号化の場合，指数分布入力に対しては56dBのダイナミック・レンジが得られる．また，他の振幅分布の入力に対しては，指数分布入力時よりも良好な S/N_{QC} 特性が得られ，入力分布型が既知でない場合にも，指数分布入力時よりは，悪くならないことが明らかとなった．また，本方式により得られるダイナミック・レンジは15折線圧伸方式と比べて，8ビット符号化時には，ほぼ10dB以上有利なものが得られることが明らかとなった．ただし，S/N_{QC} の鋸歯状特性の最小値を最適化する問題については触れておらず，これを検討する必要があろう．

また，音声帯域信号に対して，本システムを実現する場合，(1)式で示される計算は，最近のディジタルＩＣ回路を用いて容易に実現できよう．

従来の高精度非直線圧伸方式に対し，本方式は符号器の精度的要求が8ビット程度であるため，システム設計が容易であるという利点を有する．

なお，本計算には信州大学データステーションを通じて東京大学大型計算機を利用した．

参 考 文 献

1) B. Smith, "Instantaneous Companding of Quantized Signals," Bell Syst. Tech. J., **36**, 3, pp. 653-709, 1957

2) 金子，"非直線圧伸符号化方式"，信学誌 **46**, 6, p. 824, June 1963

3) イギリス，"ＰＣＭ伝送方式に対する圧縮則の選択"，CCITT, Q33/XV, Doc. No. 9, 1966

4) アメリカ，"ＰＣＭ端局装置の圧伸特性についての提案"，CCITT, Com-Sp. D, No. 2, 1969

5) 石田，佐藤，"種々の入力信号に対するＰＣＭ方式の S/N 特性"，東北大電通談記，**41**, 2, June 1972

6) 石田，佐藤，"帯域制限信号の離散的標本時系列からの電力計算法について"，信学会全大，1131, 1973

7) 石田，"計算機シミュレーションによる最適折線圧伸ＰＣＭシステムの解析法"，信学研資，*CST* 74-**89**, 1974