

SCM 光伝送におけるクリッピングによるひずみ振幅の統計モデルと ひずみ量の測定値に関する検討

前田 和貴^{† a)} 塚本 勝俊^{††} 小牧 省三^{††}

Study of Statistical Model and Power Measurement Results for Distortions due to Clipping
in SCM Optical Transmission System

Kazuki MAEDA^{† a)}, Katsutoshi TSUKAMOTO^{††}, and Shouzo KOMAKI^{††}

あらまし 光CATVに用いられるSCM光伝送では、クリッピングにより発生するひずみがインパルス雑音と同様の振舞いを示すことが指摘されている。本論文では、このひずみの発生がポアソン分布し、かつ、帯域制限された雑音と同様の特性をもつと仮定し、振幅分布がMiddletonのクラスAモデルに従うことを理論的に導出する。一方、クリッピングによるひずみ電力の理論値について、従来から様々な議論が重ねられてきている。本論文では、スペクトラムアナライザによる雑音電力測定に原理的な測定誤差が存在することに着目し、本論文で導出するひずみ振幅の統計モデルを使用して、クリッピングによるひずみの振幅分布がインパルス雑音的に振る舞う場合の測定誤差を計算し、測定値と比較検討した。この結果、スペクトラムアナライザによるひずみ量の表示値がもつ、非常に大きな誤差に対する補正量を理論的に明らかにする。光CATVに用いられるSCM光伝送において、通常設定される光変調度ではひずみ量の測定値は実際の値より小さな値が表示され、それが20 dB程度にも達する場合がある。このような誤差を本論文で提案する手法で測定値を補正すると、Salehの式によるクリッピングによるひずみ量の理論値は、おおむね妥当であるとの結論を得た。

キーワード 光伝送, M-QAM 信号, インパルス雑音, 振幅分布, ひずみ量

1. ま え が き

光CATVにおいては、複数のVSB-AM信号とM-QAM信号を周波数多重し、一括して伝送するSubcarrier multiplex (SCM)光伝送を用いる。SCM光伝送では、多重信号の振幅値がレーザのしきい値でクリップされることにより発生するひずみ(インパルス雑音)がM-QAM信号の誤り率を劣化させることが指摘され[1]、その特性及びM-QAM信号の伝送品質への影響について様々な検討が行われている[2]~[6]。また、このようなクリッピングによるひずみの振幅分布については、早くからMiddletonのクラスAモデルの適用が提案されており[1], [2], ひずみ振幅の統計モデルとして有望である[7]。

ところで、クリッピングによるひずみ振幅について、

[†] 松下電器産業株式会社デジタルネットワーク開発センター, 門真市 Digital Network Development Center, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd. 1006 Kadoma, Kadoma-shi, 571-8501 Japan

^{††} 大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻, 吹田市 Department of Communications Engineering, Faculty of Engineering, Osaka University, 2-1 Yamada-oka, Suita-shi, 565-0871 Japan

a) E-mail: kazz@isl.mei.co.jp

従来では一般的なインパルス雑音と同等の統計モデルに従うことを仮定して検討がなされている。例えば、文献[1]ではハイブリッド光伝送において、誤り率の測定値とクラスAモデルによる誤り率の理論値がほぼ一致することから、クラスAモデルの適用を初めて主張しており、また文献[2]では、文献[8]に示されたインパルス雑音の特性関数を出発点として解析を進めている。このように、クリッピングによるひずみについて、その特有の形成過程を考慮した統計モデルの導出については検討の余地が残っている。

一方、クリッピングによるひずみがインパルス状に発生することが指摘される以前から、クリッピングによるひずみ量の理論値について、様々な議論が重ねられている[9]~[12]。例えば、AM映像チャネル内の総ひずみ量を求めるSalehの式[9]がひずみ量の理論値として最初に提案された。しかし、その理論値とCATV用光伝送装置におけるひずみ(CSO: Composite Second Order, CTB: Composite Triple Beat)の測定結果には非常に大きな乖離^{かい}が見られる。これに対して、文献[11]の解析手法ではCSO, CTBをそれぞれ求めることがで

き、理論値と測定結果は非常によく一致している。しかし、この文献の後に発表された同筆者らによる文献[12]では、文献[11]の解析方法についての疑問が提起され、新たな方法が提案されている。このようにひずみ量の理論的な解析方法は古くから議論されているテーマであるが、まだ解明されていない点が残されている。

ところで、これら理論値と比較されているひずみ量はスペクトラムアナライザでの測定結果を用いている。しかし、スペクトラムアナライザによる電力測定では、信号の振幅が確率的に変動する場合には正確な電力を測定することが不可能となり、電力の真値を求めるためには適当な補正が必要となる[13]。信号振幅が確率的に変動する最も代表的な例は雑音であるが、スペクトラムアナライザではガウス雑音振幅に対する適当な補正を施した雑音測定モードを有している。更に、信号振幅がインパルス雑音的な分布をする場合におけるスペクトラムアナライザの表示電力から、電力の真値への補正に関しては従来からほとんど議論されていないため、インパルス雑音的な振幅分布を有する信号電力測定時の適当な補正量、及び補正を施した電力と理論値との比較検討が必要不可欠である。

本論文では、Middleton[14]及びFurutsu[15]の古典的論文をもとに、クリッピングによるひずみについて生成過程を考慮して、その統計モデルについて理論的に導出し、その振幅分布がMiddletonのクラスAモデルに従うことを示す。更に、クリッピングによるひずみ電力の理論値と、スペクトラムアナライザにおける電力表示値の比較を行い、測定値に対する補正方法を明らかにするとともに、本補正方法の有効性を示す。

2. 振幅分布モデル

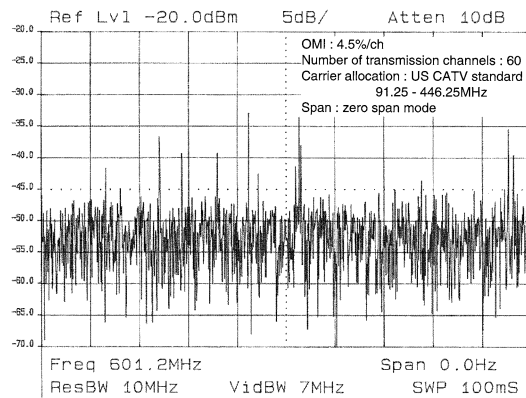
2.1 特性関数

SCM光伝送におけるインパルス雑音は、周波数多重信号がクリッピングという非線形性により発生するひずみである。クリッピングが起きている場合に、キャリアを除いたチャンネル内の信号振幅の時間領域での振舞いを測定した結果(図1(a))と映像チャンネルのスペクトラムを平均値及び最大値で測定した結果(図1(b))を示す。

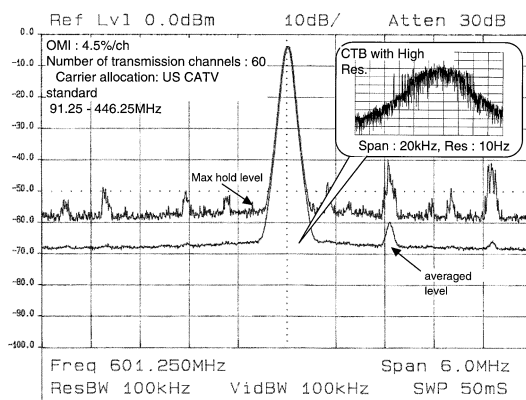
図1(a)はスペクトラムアナライザをゼロスパンモードに設定した測定結果である。ここに示すように、チャンネル内の信号振幅にはインパルス状の大きな振幅変動が観測され、これらの急しゅんなレベル変動の発生頻

度は周波数多重信号振幅が大きくなるに従って増える。なお、このようなクリッピングによるひずみの発生はポアソン分布に従うと考えられている[16]。

一方、図1(b)に示すようにひずみスペクトラムには、平均値とマックスホールドモードのレベルに大きな差が観測され、これもクリッピングによるものと考えられる。SCM光伝送において、チャンネル内のひずみは各キャリアの奇数次、偶数次のひずみのうち、同一の周波数に落ち込む成分が加算されたものである。このようなひずみ成分には互いに相関がなく、少しずつ周波数がずれているため、図1(b)内に示したCTBの拡大図(高分解での測定結果)に示すように、実際のSCM光伝送でのひずみは単純なトーン信号ではなく、これらがベクトル加算されており、帯域制限された雑音のようにになっている。そこで、ひずみの現れる各周



(a) Fluctuation of noise level including the clipping-induced distortions in an AM channel



(b) Power Spectrum in an AM Channel

図1 クリッピングによるひずみの特性
Fig. 1 Feature of clipping-induced distortion.

波数帯の一つに着目し、その周波数帯に落ちるクリッピングによるひずみを中心周波数 f_d の狭帯域雑音であると仮定し、時刻 $t=0$ に発生したクリッピングに起因して、周波数 f_d に発生するひずみを次式で表す。

$$r(t) = \begin{cases} a \rho(t) \cos(2\pi f_d t - \psi) & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $\rho(t)$ は正規化された包絡線であり、 a はランダム振幅、 ψ はランダム位相であり、互いに独立である。図 2 に示すように、時間区間 $[t-T, t]$ に n 個のクリッピングが時刻 z_1, z_2, \dots, z_n に発生した場合、合成ひずみ雑音過程 $R(t)$ は、

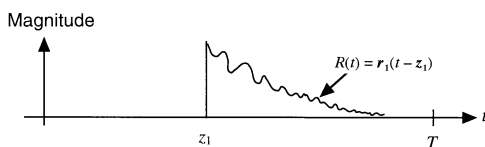
$$\begin{aligned} R(t) &= \sum_{i=1}^n r_i(t - z_i) \\ &= \sum_{i=1}^n a_i \rho(t - z_i) \cos[2\pi f_d(t - z_i) - \psi_i] \end{aligned} \quad (2)$$

と表すことができる。ここで、各クリッピングにより発生するひずみ雑音 $r_i(t - z_i)$ は互いに独立とする。更に、 $\{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}$ は異なる i に対して独立であり、かつ、以下に示すように同じ定常な確率密度関数 ($w_{\ast}(\bullet)$) を有すると仮定する。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} w_{a_1}(a) &= w_{a_2}(a) = \dots = w_{a_n}(a) = w(a) \\ w_{\psi_1}(\psi) &= w_{\psi_2}(\psi) = \dots = w_{\psi_n}(\psi) = w(\psi) \\ w_{z_1}(z) &= w_{z_2}(z) = \dots = w_{z_n}(z) = w(z) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

である。さて、確率過程 $R(t)$ の特性関数 $\Phi_R(\lambda, t)$ は、

$$\begin{aligned} \Phi_R(\lambda, t) &= E_R[e^{j\lambda R(t)}] \\ &= \left\langle \exp \left(j\lambda \sum_{i=1}^n a_i \rho(t - z_i) \cos \{2\pi f_d(t - z_i) - \psi_i\} \right) \right\rangle_{n, \{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}} \end{aligned} \quad (4)$$



(a) Clipping distortion behaviors in $(0, T)$

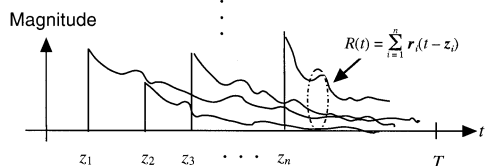


図 2 クリッピングによるひずみの発生
Fig. 2 Behavior of clipping distortion occurrences.

となる、ここで、 $E_{\ast}[\bullet]$ 、 $\langle \bullet \rangle_{\ast}$ は、確率変数 \ast による \bullet の統計的平均を表す。

あるクリッピングの個数 n に対して、 $\{a_i, z_i, \psi_i\}$ ($i = 1, 2, \dots, n$) による平均をとると、

$$\begin{aligned} \Phi_R(\lambda, t) &= E_n \left[\left\langle \exp \left\{ j\lambda \sum_{i=1}^n a_i \rho(t - z_i) \cos \{2\pi f_d(t - z_i) - \psi_i\} \right\} \right\rangle_{\{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

となる。 $\{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}$ は異なる i に対して独立であるから、

$$\begin{aligned} \Phi_R(\lambda, t) &= E_n \left[\prod_{i=1}^n \left\langle \exp \left\{ j\lambda a_i \rho(t - z_i) \cos \{2\pi f_d(t - z_i) - \psi_i\} \right\} \right\rangle_{\{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}} \right] \end{aligned} \quad (6)$$

となる。式 (3) より、 $\Phi_R(\lambda, t)$ は次式となる。

$$\Phi_R(\lambda, t) = E_n \left[\left\{ \Phi_r(\lambda, t) \right\}^n \right] \quad (7)$$

$$\Phi_r(\lambda, t) = \left\langle \exp \left(j\lambda a \rho(t - z) \cos \{2\pi f_d(t - z) - \psi\} \right) \right\rangle_{a, z, \psi} \quad (8)$$

さて、前述のようにクリッピングの発生がポアソン過程に従うと仮定し、時間区間 $[0, T]$ のクリッピングの生起数 n の確率分布を、その時間区間内におけるクリッピングの平均生起数 k をもつポアソン分布

$$w(n) = \frac{k^n}{n!} e^{-k} \quad (9)$$

で与える。ここで、 k は ν をクリッピングの発生頻度とすると、

$$k = \nu T \quad (10)$$

である。式 (8) ~ (10) より、 $\Phi_R(\lambda, t)$ は、

$$\begin{aligned} \Phi_R(\lambda, t) &= E_n \left[\left\{ \Phi_r(\lambda, t) \right\}^n \right] \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{k^n}{n!} e^{-k} \left\{ \Phi_r(\lambda, t) \right\}^n \\ &= \exp \left(\nu T \left\{ \Phi_r(\lambda, t) - 1 \right\} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

と表される、次に式 (8) の $\Phi_r(\lambda, t)$ を導出する。 ψ は一様分布に従い、 $2\pi f_d(t - z) - \psi = \psi'$ と表すと、 ψ' も一様分布に従うので、 $\Phi_r(\lambda, t)$ は、

$$\begin{aligned} \Phi_r(\lambda, t) &= \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi} d\psi' \left\langle \exp \left\{ j\lambda a \rho(t - z) \cos \psi' \right\} \right\rangle_{a, z} \\ &= \left\langle J_0[\lambda a \rho(t - z)] \right\rangle_{a, z} \end{aligned} \quad (12)$$

クリッピングの生起が時間 $[t - T, t]$ でポアソン分布

に従うと仮定すると、式(3)、(11)、(12)より、

$$\begin{aligned} \Phi_R(\lambda, t) &= \exp \left[vT \left\{ \int_0^\infty w(a) da \int_{t-T}^t J_0 \{ \lambda a \rho(t-z) \} \frac{1}{T} dz - 1 \right\} \right] \\ &= \exp \left[v \int_0^\infty w(a) da \int_{t-T}^t J_0 \{ \lambda a \rho(t-z) - 1 \} dz \right] \quad (13) \end{aligned}$$

となる。これより、光伝送系におけるクリッピングによるひずみ振幅 $R(t)$ の特性関数が明らかになったが、これは、Furutsuの文献[15]におけるインパルス雑音の特性関数と同等の結果を得たことになる。一方、Middletonの論文[14]では、クラスBインパルス雑音の特性関数として次式を与えている。

$$\Phi(\lambda) = \exp \left\{ A_B \int_0^\infty dt \langle [J_0(\lambda r) - 1] \rangle_{a, \tilde{\lambda}} \right\} \quad (14)$$

ここで、 A_B はインパルス指数、 $\tilde{\lambda}$ はインパルス雑音源の空間的な広がりを示す指数を示す。SCM光伝送系におけるクリッピングによるひずみの発生には雑音源の空間的な広がりが関与する余地はないので、式(13)はこのクラスBインパルス雑音モデルにおいて雑音源の時間的な発生場所のみを考慮し、空間的な広がりを考慮しない場合に一致している。

次に、式(13)で表される $R(t)$ の特性関数を簡略化するために、具体的な包絡線 $\rho(t)$ を仮定する

$$\rho(t) = \begin{cases} e^{-\alpha t} & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (15)$$

ただし、 $1/\alpha$ は雑音振幅の時定数である。 $\alpha(t-z) = t'$ なる変数変換を行い、 $\alpha T \gg 1$ と仮定すると、特性関数 $\Phi_R(\lambda, t)$ は時刻 t とは無関係となる。

一方、クリッピングによるインパルス雑音単独の振幅 (a) の確率密度関数については明確なモデルは与えられていない。しかし、文献[15]では、これを指数分布とし、また、文献[17]では、これをレイリー分布と仮定して解析を展開している。ここでは a の確率密度関数にレイリー分布を仮定する。更に、式(13)を a について統計平均する場合には、ランダム変数 a がベッセル関数という非線形関数の引数にあり、厳密にはこの平均は陽には解けない。そこで、ここでは全体の a による平均の代わりに a の平均値 $\langle a \rangle$ で代表させて近似する。したがって、特性関数 $\Phi_R(\lambda)$ は、

$$\Phi_R(\lambda) \approx \exp \left\{ \frac{v}{\alpha} \int_0^\infty [J_0(\lambda \langle a \rangle e^{-t'}) - 1] dt' \right\} \quad (16)$$

となる。 $J_0[z]$ を級数展開[18]し、更に独立な加法性熱雑音(電力 $=\sigma_G^2$)を考慮すると、特性関数 $\Phi_{R+G}(\lambda)$ は、

$$\begin{aligned} \Phi(\lambda)_{R+G} &= e^{-v/\alpha} \sum_{m=0}^\infty \frac{v^m}{\alpha^m m!} \exp \left(-\sigma_G^2 - m \frac{\langle a \rangle^2}{2} \right) \frac{\lambda^2}{2} \\ &\quad \times \left[1 + \sum_{k=1}^\infty C_k (\lambda^{2k}) \right]^m \quad (17) \end{aligned}$$

となり、文献[14]の式(2.78)と同一の結果を得る。ここで、 $C_k(\cdot)$ は、指数関数に展開したときの剰余項であり、本式の導出については付録にて詳細を示す。

さて、SCM光伝送におけるインパルス指数 $A = v/\alpha$ を考える。筆者らによる文献[19]では、SCM光伝送におけるインパルス指数は式(18)で与えられている。

$$A = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_c} f_i^2}{N_c}} T_s \exp \left(\frac{-1}{m_o^2 N_c} \right) \quad (18)$$

ここで、 N_c はキャリア周波数、 m_o, f_i はそれぞれ、キャリアの光変調度及び周波数、 T_s はAM映像信号と同時に伝送されるデジタル変調信号のシンボル時間である。キャリア周波数が91.25 ~ 565.25 MHzの80チャネルのキャリアをSCM光伝送する場合の m_o と A 及びひずみ量 (CSO, CTB) の関係[20]を図3に示す。

一般的なCATV用のSCM光伝送では、CSO, CTBと

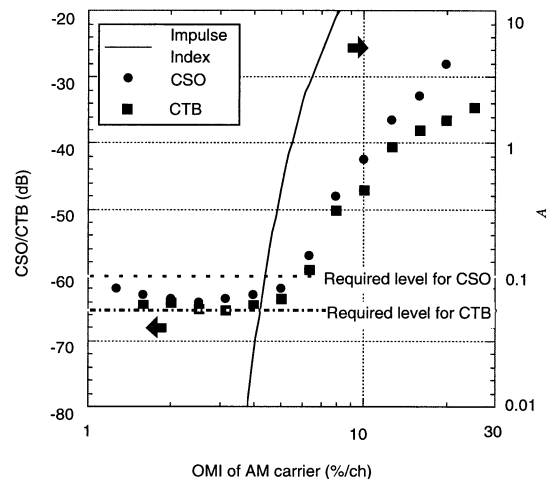


図3 ひずみレベルとインパルス指数

Fig. 3 Level for CSO/CTB and Impulse index on SCM transmission.

してそれぞれ-60, -65 dBcが要求される. ここで示した80チャンネルのSCM光伝送特性は非常に線形性の優れたレーザを用いた場合であるが, それでもひずみの要求を満足できる光変調度としては5.0%以下となり, この場合のAとしては0.1以下である. なお, 図3におけるひずみの測定結果はスペクトラムアナライザの表示値を用いているが, 3.で議論するように, ここで示したひずみ量には大きな測定誤差が含まれている.

以上より, SCM光伝送クリッピングによるひずみのインパルス指数 $A=v/\alpha$ は小さく, そのインパルス性が強いものとなるが, 文献[14]では式(17)が有効なクリッピング指数としてせいぜい1以下としている. 上記に示したように, SCM光伝送ではインパルス指数がこのような範囲にあることがわかる. 更に, 文献[14]と同様に式(17)の余剰項を無視すると式(19)を得る.

$$\Phi(\lambda)_{R+G} \approx e^{-A} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left\{\left(-\sigma_G^2 - m \frac{\langle a \rangle^2}{2}\right) \frac{\lambda^2}{2}\right\} \quad (19)$$

ここで, クリッピングによるひずみ電力(σ_G^2)は時間長 $1/\alpha$ 内に発生するクリッピングの平均個数を考慮すればよいので,

$$\sigma_A^2 = v \frac{\langle a \rangle^2}{2\alpha} \quad (20)$$

で与えられる. 式(20)を式(19)に代入すると,

$$\Phi(\lambda)_{R+G} \approx e^{-A} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left\{\frac{-\left(\frac{\sigma_G^2 + m}{\sigma_A^2} + \frac{m}{A}\right)}{1 + \frac{\sigma_G^2}{\sigma_A^2}} (\sigma_G^2 + \sigma_A^2) \frac{\lambda^2}{2}\right\} \quad (21)$$

更に, $\sigma_A^2 + \sigma_G^2 = N$, $\sigma_G^2 / \sigma_A^2 = \Gamma$, とすると, 最終的に次式を得る.

$$\Phi(\lambda)_{R+G} \approx e^{-A} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left\{-\sigma_m^2 \frac{N \lambda^2}{2}\right\} \quad (22)$$

$$\sigma_m^2 = \frac{\left(\Gamma + \frac{m}{A}\right)}{\Gamma + 1}$$

これは, MiddletonのクラスAモデルの特性関数である. さきに, クリッピングによるひずみはMiddletonのクラスBモデルの特性関数において雑音源の空間的分布を無視した特別なモデルであるとしたが, 結局, クラスAモデルとなる.

2.2 振幅累積分布と確率密度関数

クリッピングによるひずみとガウス雑音の和の振幅の特性関数 $\Phi_{R+G}(\lambda)$ を用いると, 振幅がある一定の振幅値 R_0 を超える累積確率 $P_0(R > R_0)$ は次のように与えられる[14], [15].

$$P_0(R > R_0) = 1 - F(R_0) = 1 - R_0 \int_0^{\infty} J_1(\lambda R_0) \Phi_{R+G}(\lambda) d\lambda \quad (23)$$

式(22)を式(23)に代入すると,

$$P_0(R > R_0) = 1 - R_0 e^{-A} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \int_0^{\infty} J_1(\lambda R_0) \exp\left\{-\sigma_m^2 \frac{N \lambda^2}{2}\right\} d\lambda = 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{R_0^2}{2 N \sigma_m^2} {}_1F_1\left(1; 2; -\frac{R_0^2}{2 N \sigma_m^2}\right) \quad (24)$$

ここで, ${}_1F_1(\beta; \zeta; z)$ は合流型超幾何関数であり, ${}_1F_1(1; 2; -z) = (1 - e^{-z})/z$ であるから, 式(24)は,

$$P_0(R > R_0) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left(-\frac{R_0^2}{2 N \sigma_m^2}\right) \quad (25)$$

となる. したがって, 最終的に加法性ガウス雑音を加味したクリッピングによるひずみ振幅の確率密度関数($f(R)$)は,

$$f(R) = \frac{\partial P_0(R)}{\partial R} \approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{R}{N \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2 N \sigma_m^2}\right) \quad (26)$$

となる.

3. クリッピングによるひずみ量の測定結果と理論値

スペクトラムアナライザは入力信号をログアンプで増幅し, 包絡線検波したのち平均化してレベルを表示する. ここで, 信号はスペクトラムアナライザのログアンプで増幅されるため, ログアンプの出力の検波電圧(V)は入力信号電圧を v とすると,

$$V' = \ln(v) \quad (27)$$

となる. したがって, ログアンプの出力の包絡線検波信号の平均電圧 V_{ND} は, 信号の振幅分布関数を $f(\bullet)$ とすれば, 次式で表される.

$$V_{ND} = \int_0^{\infty} V' \cdot f(V') dV' \quad (28)$$

クリッピングによるひずみ振幅の確率密度関数は式(26)において、ひずみのrms (root mean square) 値を正規化して式(28)に用いると V_{ND} は、

$$\begin{aligned} V_{ND} &= \int_0^{\infty} \ln(v) \left(e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{v}{\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{v^2}{2\sigma_m^2}\right) \right) dv \\ &= \frac{e^{-A}}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \{-\gamma + \ln(2\sigma_m^2)\} \end{aligned} \quad (29)$$

となる。ここで、 γ はオイラーガンマ定数である。一方、rms 値が1の正弦波の包絡線は $\sqrt{2}$ であるので、ログアンプ出力における検波信号の平均電圧 (V_{SD}) は、

$$V_{SD} = \ln\sqrt{2} \quad (30)$$

となる。スペクトラムアナライザでクリッピングによるひずみ電力を測定する際の電力表示は、正弦波電力を正確に測定するように校正されているため、 V_{SD} と V_{ND} の差をとればスペクトラムアナライザでの測定補正量(ε)が求められる。

$$\begin{aligned} \varepsilon &= 20 \log(e) (V_{SD} - V_{ND}) \\ &\approx 8.68 \left[\ln\sqrt{2} - \frac{e^{-A}}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \{-\gamma + \ln(2\sigma_m^2)\} \right] \end{aligned} \quad (31)$$

上記の結果を用いて、インパルス指数(A)を0.1, 0.01, 0.001とし、 Γ と表示値に対する加法性ガウス雑音とクリッピングによるひずみとの電力比の補正量の関係を求めた。結果を図4に示す。

図4からもわかるように、 Γ が小さくなれば表示値に対する補正量が大きくなる。これは次のように考えられる。 Γ が小さい場合には熱雑音に比べてひずみ量が大きくなり、大きな振幅が現れる確率がより大きくなる。スペクトラムアナライザ内のログアンプでは、大きな振幅の信号を圧縮して増幅するので、その平均値を参照すると結果として測定結果は、実際の値よりも小さく表示されることになる。

CATV用のSCM光伝送装置のAM像信号伝送規格では、CSOで-60 dBc以下、CTBで-65 dBc以下が要求される。一方、この場合の映像帯域(4.2 MHz)におけるCN比としては51 dB以上が要求される。両者の関係とチャンネルの帯域幅で考えると Γ は10程度になるが、これでは加法性ガウス雑音電力を大きく見積もりすぎている。すなわち、雑音電力の算出の帯域幅としては

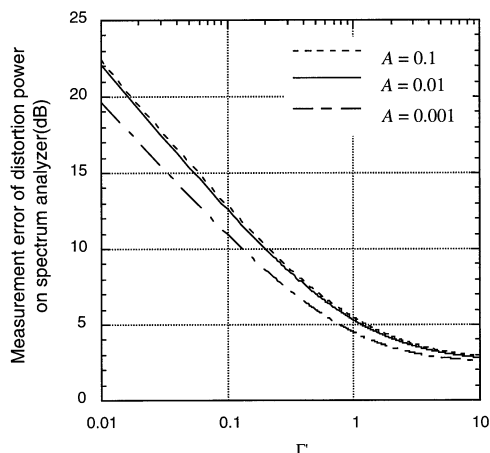


図4 クリッピングによるひずみ電力測定補正量
Fig. 4 Measurement error of distortion power on spectrum analyzer.

AM映像信号の映像帯域ではなく、測定時におけるスペクトラムアナライザの分解能を採用すべきであり、経験上、その値としては100~200 kHzである。この帯域幅で再度 Γ を考えると1以下となり、上記の場合のSCM光伝送の総合実効光変調度を考慮すると、インパルス指数Aは0.01以下となる。したがって、表示値に対する補正量としては図4から10 dB以上あると考えられる。

そこで、実際のSCM光伝送におけるスペクトラムアナライザのひずみ量の表示値と理論値とを比較する。図3に示したひずみ量の表示値(測定値)に補正後のひずみ量及びSalehの理論値を重ねて図5に示す。なお、 $m_0 = 5.0\%$ におけるCN比は53.0 dB(雑音帯域:4.2 MHz)であり、 Γ 算出に必要な雑音電力算出のための雑音帯域幅は、スペクトラムアナライザの分解能(100 kHz)を用いた。

従来より、Salehの理論値と測定値の差が大きいが指摘されていたが、図5の補正前のひずみ量と理論値にはそれを示す大きな差が見られる。しかし、測定値に対して補正後の値は、 m_0 が4~6%において、Salehの理論値と非常によく一致する。これらは、CATV用の光伝送装置において一般的に設定される光変調度であり、このような光変調度において、本論文で導出した補正量を用いることによりSalehによるひずみ量の理論値がおおむね有効となることが実証できた。すなわち、従来指摘されていた理論値と測定値の差は、ひずみの振幅がインパルス雑音的に分布することに対して、スペクトラムアナライザの測定値を正確に取り扱って

いなかったことに起因するものであることがわかる。しかし、光変調度が大きくなると理論値との差が再び拡大し、特に $m_o=6.3\%$ より大きな光変調度では補正後の値がそれ以下の光変調度の補正後の値よりも減少している。そこで、この光伝送装置における m_o に対する、 A 及び表示値と実際の値との誤差（実線）を図6に示す。なお、 A は2.でインパルス指数を議論した場合の値と同一である。

図6において、 $m_o < 3\%$ における測定値と実際の値の差は、熱雑音に対するスペクトラムアナライザの補正值である2.5 dB[21]となっている。これは、光変調度

が小さくクリッピングがほとんど起きず、クリッピングによるひずみ量を無視でき、熱雑音の特性のみが現れているためである。一方、クリッピングによるひずみの影響が支配的になるに従い誤差が大きくなる。SCM光伝送で通常設定される光変調度近傍に最大値があり、そのときの誤差は15 dBを超える値となる。一方、今回示した誤差の理論計算では、インパルス指数が1よりも少し小さな値から誤差が急激に小さくなる（図6において網掛けで示した領域）。前章の振幅分布モデルの導出に示したように、このような領域ではクラスAの振幅分布モデル自体が成立しなくなることにより補正量が減少し、急激に実測値との差が拡大する。したがって、本補正手段が有効な範囲はせいぜいインパルス指数が1以下の範囲であると考えられ、それ以上の過変調領域における補正手段については、更に検討が必要である。ただし、さきに述べたように、通常のCATVにおいて重要な光変調度はクリッピングの影響が現れ始める領域であり、そのような光変調度においては、ここに示した補正量が有効であり、補正後のひずみ量がおおむね真のひずみ量を与えられ

4. む す び

本論文では、クリッピングによるひずみの発生がポアソン分布し、かつ、それが帯域制限された雑音と同様の特性をもつと仮定し、このひずみの振幅分布にMiddletonのクラスAモデルが適用できることを解析的に実証した。更に、スペクトラムアナライザによるひずみ量の表示値に対する補正量をインパルスひずみの振幅分布モデルを用いて評価した。スペクトラムアナライザにおいては、ログアンプで増幅された信号振幅と正弦波信号を基準とした信号電力測定をしているため、クリッピングによるひずみのように大振幅信号がインパルス状に発生する場合には大振幅レベルが圧縮され、大きな電力測定誤差を生じることになる。そこで、クリッピングによるひずみ振幅がMiddletonのクラスAモデルとなる場合の電力測定誤差を計算し、この誤差を補正量として測定値を補正することにより、Salehの式により求めた理論値と補正後の測定値が $A < 1$ 範囲でほぼ一致することが判明した。

CATV用光伝送装置におけるひずみ量の規定がAM映像信号の画質評価結果とスペクトラムアナライザの表示値が関連づけられたものであれば、ひずみ量の表示値が絶対的な値に対して誤差を有していても規定値

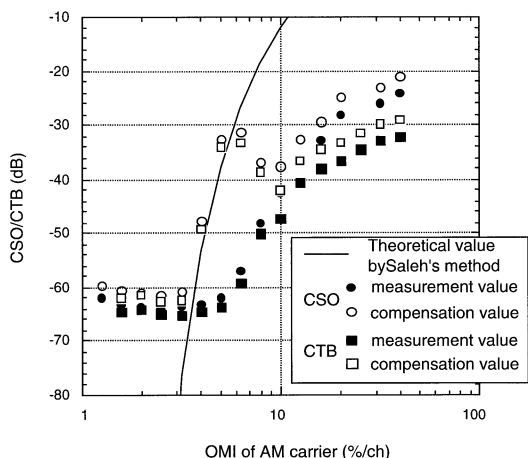


図5 SCM光伝送におけるひずみ量の測定値と理論値
Fig. 5 Distortion levels in SCM transmission.

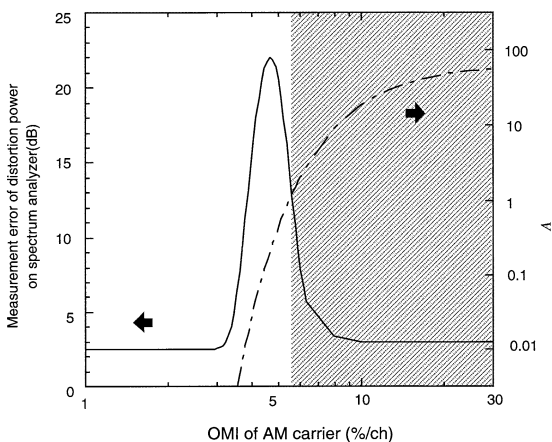


図6 映像キャリアの光変調度に対する測定誤差とクリッピング指数
Fig. 6 Measurement error of distortion power on spectrum analyzer and clipping index vs OMI of AM carrier.

自体は有効である。しかし、デジタル変調信号の伝送においてはひずみ量の絶対値と誤り率が直接定量的に関連づけられるため、AM映像信号の伝送における規格値をそのままデジタル信号の伝送に適用するのは非常に危険である。実際のSCM光伝送におけるデジタル変調信号の伝送の品質規格を決定する場合には、これらのことを考慮したうえで、十分な検討を加えるべきであると考えられる。

文 献

- [1] K. Maeda, H. Nakata, and K. Fujito, "Analysis of BER of 16-QAM signal in AM/16-QAM hybrid optical transmission system," Electron Lett., vol.29, no.7, pp.640-641, April 1993.
- [2] Q. Shi, "Asymptotic Clipping Noise Distribution and Its Impact on M-ary QAM Transmission over Optical Fiber," IEEE Trans. Commun., vol.43, no.6, pp.2077-2084, June 1995.
- [3] X. Lu, G.E. Bodeep, and T.E. Darcie, "Clipping-Induced Impulsive Noise and Its Effect on Bit-Error Performance in AM-VSB/64QAM Hybrid Lightwave Systems," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.6, no.7, pp.866-868, July 1994.
- [4] K. Pham, J. Conradi, G. Cormack, B. Thomas, and C.W. Anderson, "Impact of Noise and Nonlinear Distortion Due to Clipping on the BER Performance of a 64-QAM Signal in Hybrid AM-VSB/QAM Optical Fiber Transmission System," J. Lightwave Tech., vol.13, no.11, pp.2197-2201, Nov. 1995.
- [5] G. Aureli, A. Betti, E. Bravi, V.C.Di Biase, and M. Giaconi, "Effect of clipping impulsive noise in a hybrid optical-fiber/coaxial network for transmission of subcarrier-multiplexing (SCM) analog and digital channels," Microwave Opt. Tech. Lett., vol.11, no.6, pp.313-316, April 1996.
- [6] S. Ovadia and C. Lin, "Performance Characteristics and Applications of Hybrid Multichannel AM-VSB/M-QAM Video Lightwave Transmission Systems," J. Lightwave Tech., vol.16, no.7, pp.1171-1186, July 1998.
- [7] S. Ovadia, H. Dai, and C. Lin, "Er-doped fiber amplifier-based multichannel AM/QAM video lightwave trunking systems," OFC '97 Technical Digest, paper ThP3, pp.321-322, Feb. 1997.
- [8] D. Middleton, An Introduction to Statistical Communication Theory, MacGraw-Hill, New York, 1960.
- [9] A.A.M. Saleh, "Fundamental limit on the number of channels in sub-carrier multiplexed lightwave CATV systems," Electron Lett., vol.25, no.12, pp.776-777, June 1989.
- [10] T.E. Darcie, "Subcarrier Multiplexing for Lightwave Networks and Video Distribution Systems," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.8, no.7, pp.1240-1249, Sept. 1990.
- [11] N.J. Frigo, M.R. Phillips, and G.E. Bodeep, "Clipping Distortion in Lightwave CATV Systems: Models, Simulations, and Measurements," J. Lightwave Tech., vol.11 no.1, pp.138-146, Jan. 1993.
- [12] J.E. Mazo and N.J. Frigo, "On a Method for Calculating the Strength of Intermodulation Distortion and Products," IEEE Trans. Commun., vol.42, no.2/3/4, pp.1475-1477, Feb./ March / April 1994.
- [13] 前田和貴, 笹井裕之, 内海邦昭, 藤戸克行, "デジタル変

調信号の誤り率特性の検討 - ハイブリッド光伝送における複合相互変調ひずみの影響 -, "1996信学総大, B-1218, 1996.

- [14] D. Middleton, "Statistical-Physical Models of Man-Made and Natural Radio Noise Part II: First Order Probability Models of the Envelope and Phase," Office of Telecommunications, Technical Report, OT-74-36, April 1974.
- [15] K. Furutsu and T. Ishida, "On the Theory of Amplitude Distribution of Impulsive Random Noise," J. Appl. Phys., vol.32, no.7, pp.1206-1221, July 1961.
- [16] J.E. Mazo, "Asymptotic Distortion Spectrum of Clipped, dc-Biased, Gaussian Noise," IEEE Trans. Commun., vol.40, no.8, pp.1339-1344, Aug. 1992.
- [17] S.A. Kosmopoulos, P.T. Mathiopoulos, and M.S. Gouta, "Fourier_Bessel Error Performance Analysis and Evaluation of M-ary Schemes in an Impulsive Noise Environment," IEEE Trans. Commun., vol.39, no.3, pp.398-404, March 1991.
- [18] 森口繁一, 宇田川銈久, 一松 信, 岩波数学公式 I, III, 岩波書店, 東京, 1956.
- [19] 前田和貴, 布施 優, 内海邦昭, 中田裕章, 藤戸克行, "クリッピングによるインパルス性ひずみを考慮したアナログ/デジタルハイブリッド光伝送における M-QAM 信号の伝送品質の解析," 信学論(B-I), vol.J80-B-I, no.5, pp.266-273, May 1998.
- [20] 田辺 学, 貝田邦宏, 中田裕章, 藤戸克行, 宇野智昭, 松井 康, "80 チャネル AM-FDM TV 信号光伝送装置," National Technical Report, vol.36, no.6, pp.742-748, June 1990.
- [21] Spectrum Analyzer Series Application Note 150-4, Spectrum Analysis, Noise Measurement, pp.26-27, Hewlett Packard, April 1974.

付 録

式(17)の導出を示す。

0 次の Bessel 関数 ($J_0[z]$) のべき級数展開[18]は,

$$J_0[z] = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (z/2)^{2m}}{(m!)^2} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (z/2)^{2m}}{(m!)^2} \quad (\text{A}\cdot 1)$$

である。上式を式(16)に代入すると,

$$\begin{aligned} \Phi_R(\lambda) &= \exp \left\{ \frac{\nu}{\alpha} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m (\lambda \langle a \rangle / 2)^{2m}}{(m!)^2} \int_0^{\infty} e^{-2m't'} dt' \right\} \\ &= \exp \left\{ \frac{\nu}{\alpha} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m (\lambda \langle a \rangle / 2)^{2m}}{2m (m!)^2} \right\} \\ &= \exp \left\{ -\frac{\nu}{\alpha} + \frac{\nu}{\alpha} \left[\sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m (\lambda \langle a \rangle / 2)^{2m}}{2m (m!)^2} + 1 \right] \right\} \\ &= \exp \left\{ -\frac{\nu}{\alpha} + \frac{\nu}{\alpha} \exp \left(-\frac{\lambda^2 \langle a \rangle^2}{4} \right) \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \left(-\frac{\lambda \langle a \rangle}{2} \right)^{2k} \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot 2)$$

クリッピングによるひずみに熱雑音 (電力 = σ_G^2) が加算されたときの特性関数を $\Phi(\lambda)_{R+G}$ とすると,

$$\begin{aligned}
 \Phi(\lambda)_{R+G} &= \exp\left\{-\sigma_G^2 \frac{\lambda^2}{2} - \frac{\nu}{\alpha} + \frac{\nu}{\alpha} \exp\left(-\frac{\lambda^2 \langle a \rangle^2}{4}\right) \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k(\lambda^{2k})\right]\right\} \\
 &= e^{-\nu/\alpha} \exp\left(-\sigma_G^2 \frac{\lambda^2}{2}\right) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\nu}{\alpha} \exp\left(-\frac{\lambda^2 \langle a \rangle^2}{4}\right) \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k(\lambda^{2k})\right]\right)^m}{m!} \\
 &= e^{-\nu/\alpha} \exp\left(-\sigma_G^2 \frac{\lambda^2}{2}\right) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\nu^m}{\alpha^m m!} \exp\left(-m \frac{\lambda^2 \langle a \rangle^2}{4}\right) \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k(\lambda^{2k})\right]^m \\
 &= e^{-\nu/\alpha} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\nu^m}{\alpha^m m!} \exp\left(-\sigma_G^2 - m \frac{\langle a \rangle^2}{2}\right) \frac{\lambda^2}{2} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k(\lambda^{2k})\right]^m
 \end{aligned}
 \tag{A.3}$$

(平成 12 年 9 月 13 日受付, 13 年 1 月 9 日再受付)



前田 和貴 (正員)

昭 59 神戸大・工・電気卒。同年(株)東芝入社。平 2 松下電器産業(株)入社。以来,CATV 用 SCM 光伝送方式,光加入者系伝送システムの研究開発に従事。現在,同社デジタルネットワーク開発センターチームリーダー。IEEE 会員。



塚本 勝俊 (正員)

昭 57 阪大・工・通信卒。昭 59 同大学院修士課程了。阪大・工・助手,講師を経て,現在,同助教授。工博。光通信方式,無線通信方式,光電波融合通信方式の研究に従事。平 7 年度本会論文賞受賞。IEEE 会員。



小牧 省三 (正員)

昭 45 阪大・工・通信卒。昭 47 同大学院修士課程了。同年電電公社(現,NTT)入社。平 2 阪大・工・通信助教授,平 4 同教授。デジタル無線通信方式並びに光通信方式の研究に従事。工博。昭 50 本会論文賞,平 5 同業績賞受賞。IEEE シニア会員。